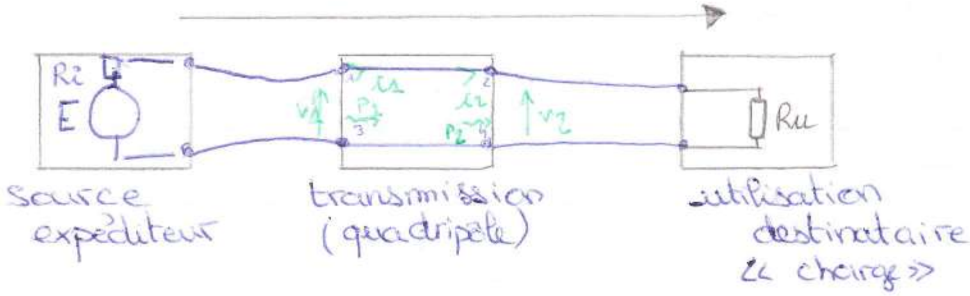
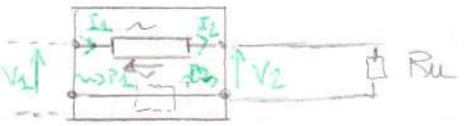
TD n°1
La modélisation des systèmes électriques en transmission

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

1-)

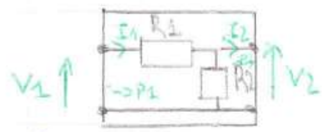
A) 

2-)

B) 

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

$V = r I_1$

C) 

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

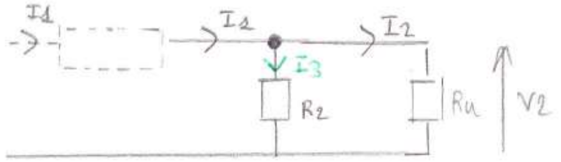
$\dfrac{I_2}{I_1} = 1$

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

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

$\dfrac{P_2}{P_1} = \dfrac{V_2 I_2}{V_1 I_1} \leq 1$

cas c) $\dfrac{V_2}{V_1} = \dfrac{Req}{Req + R_1} < 1$ $\qquad Req = \dfrac{R_2 Ru}{R_2 + Ru}$

$\dfrac{I_2}{I_1}$ 

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

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

1.3) B) $\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_u}{R_u + r} < 1$

$\longrightarrow 1$ si $R_u \underset{\text{tend vers}}{\longrightarrow} \infty$

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

plus il faut augmenter la valeur de Ru.

c) $\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_1} < 1$

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

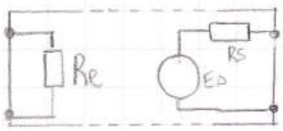
$\longrightarrow 1$ si $R_u \longrightarrow 0$

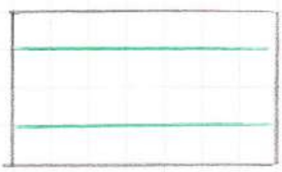
2. Les modèles des fonctions

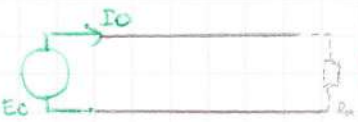
def : $R_e = \frac{E_0}{I_0}$

" modèle de Thévenin "

∀système







« à vide »

$R_e = \frac{E_0}{I_0} = \frac{E_0}{0} = \infty$

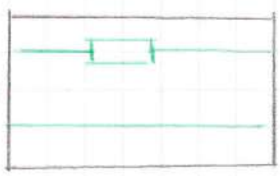
« en charge » on branche Ru

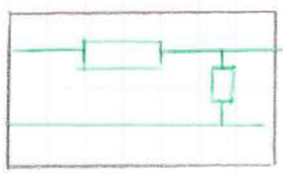
$R_e = \frac{E_0}{I_0} = R_u$

Re ?

Es ?

Rs ?



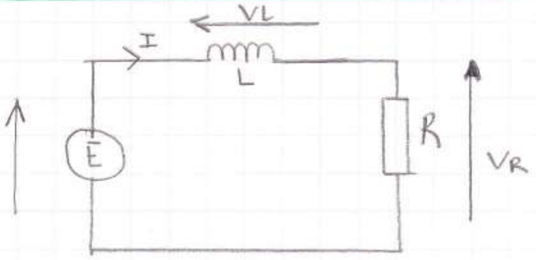


TD n°2

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 $I > 0$

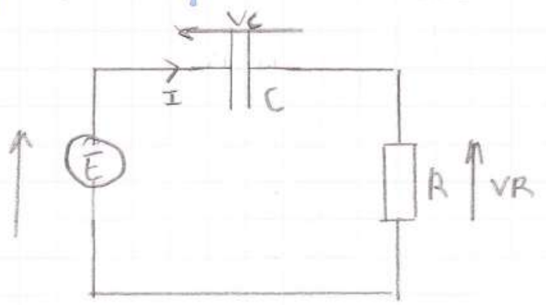
$V_R = R \times I$ $I = \frac{E - V_L}{R}$

$E = V_L + R \times I$

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 $V_C = \frac{1}{C}\int I\,dt = \frac{1}{C} \times It + a$

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

<u>courant variable.</u>

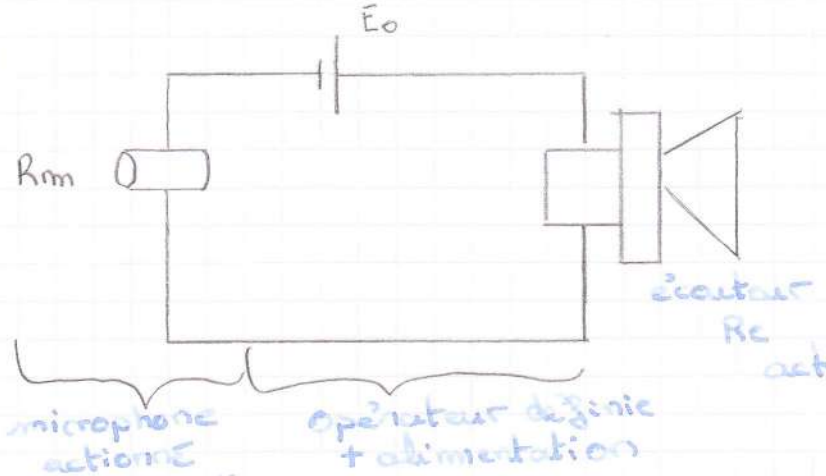
$\frac{du}{dt} = \frac{I}{C}$ si C est très grand, V est constant et donc laisse passer le courant.

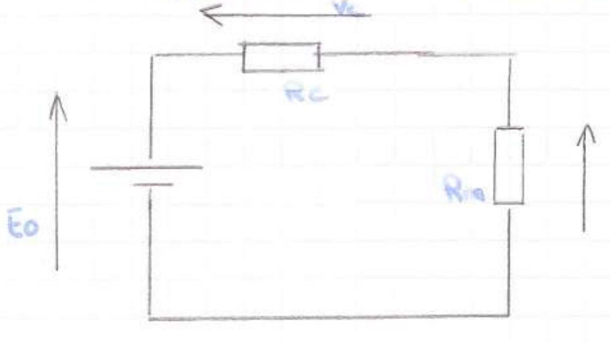
On suppose $I > 0$

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

Donc C laisse passer le courant variable.

3.)





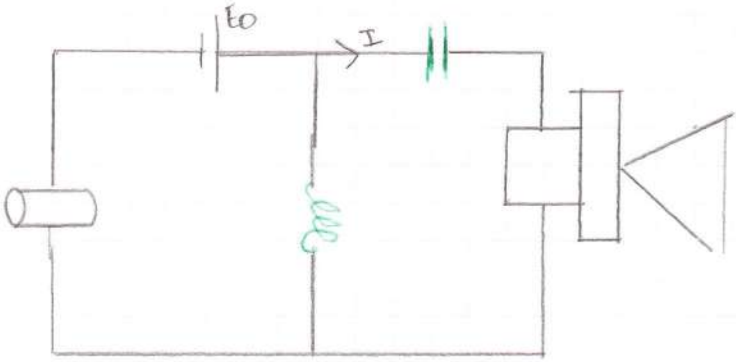
$E_0 = V_c + V_m = R_c I + R_m I$

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

$R_m = \underbrace{R_{m0}}_{\text{signal sans son}} + \underbrace{R_m(t)}_{\text{son}}$

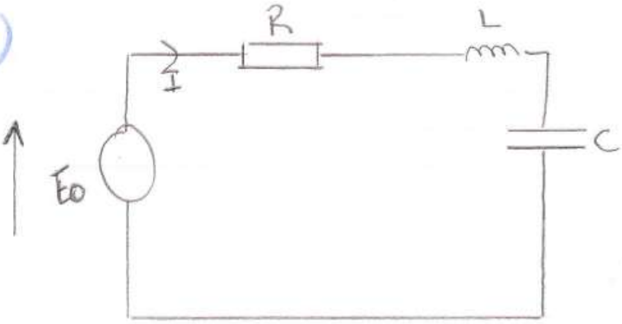
$I_0 = \frac{E}{R_c + R_{m0} + R_m(t)}$

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



2-) Impédance d'un dipôle

1-)



$V = V_C + V_R + V_L$

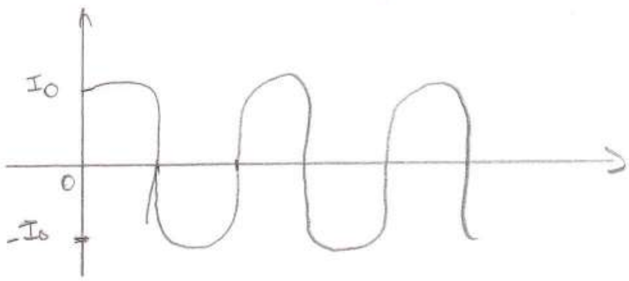
$i = C\frac{dv}{dt}$ $\quad V_C = \frac{1}{C}\int i\,dt$

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

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

2-) Régime sinusoïdal

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



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

Si $dt = \frac{I_0}{\omega}\sin(\omega t)$

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

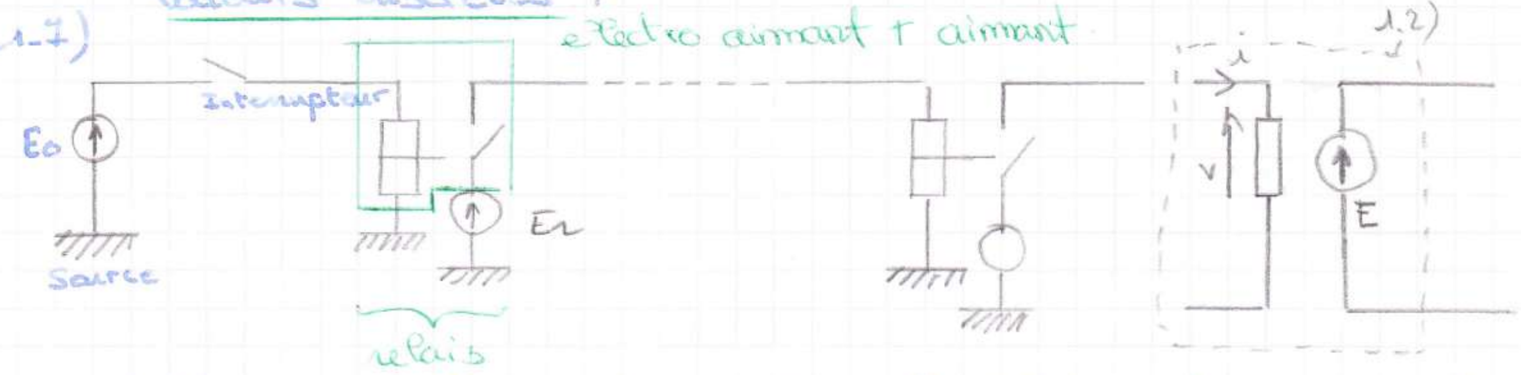
$\cos(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$

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

TD n°3
Régénération et commutation.

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

1.1)

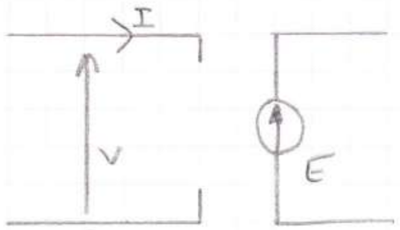


L'électroaimant permet de fermé l'interrupteur quand l'électroaimant est alimenté.

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

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 $V = 0$, $E = 0$

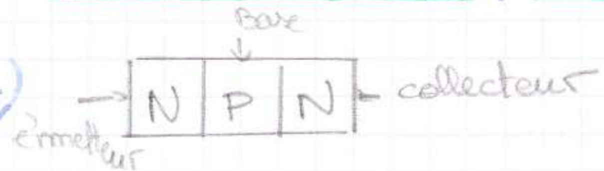
si $V \neq 0$, $E = E_1$.

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.

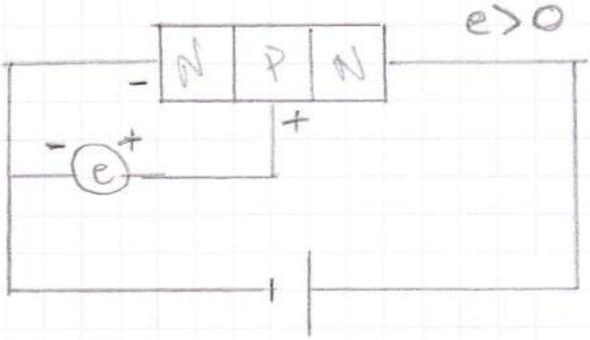
2- Le transistor bipolaire utilisé en interrupteur

2-1)



Si la base est dopé P donc tous les électrons vont passé du C -> E donc $I_C \approx I_E$ 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.

$E = 0 \rightarrow I = 0$

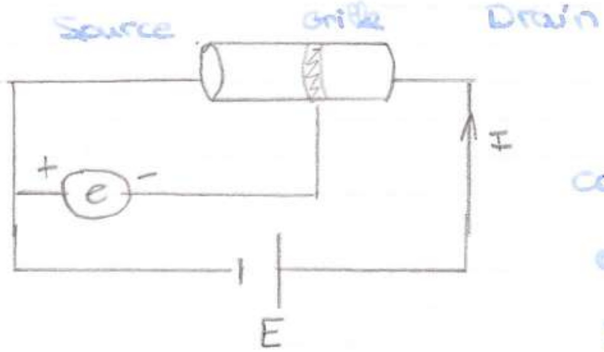
$E \neq 0 \rightarrow I \neq 0$

Le transistor est similaire à un relais.

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

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 conduteur, 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.

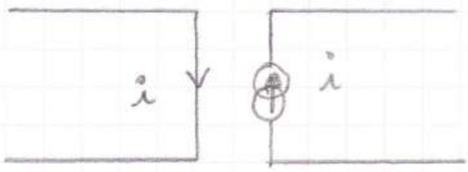
TD n°4

37 à 51

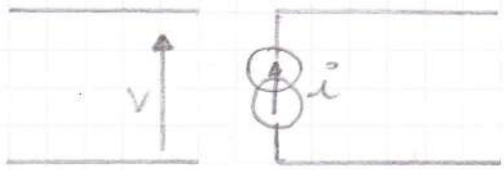
La fonction amplification

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

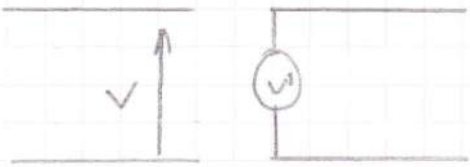
Ampli CII (Trans bipolaire)



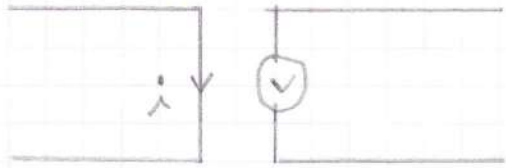
Ampli CVI



Ampli CVV

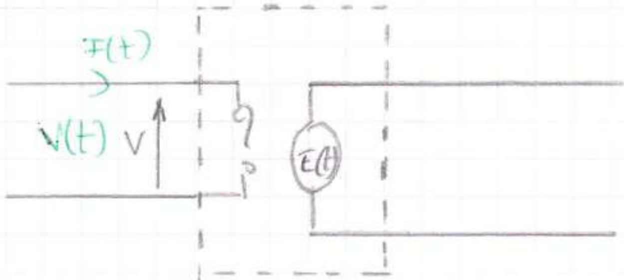


Ampli CIV



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 $v = 0$

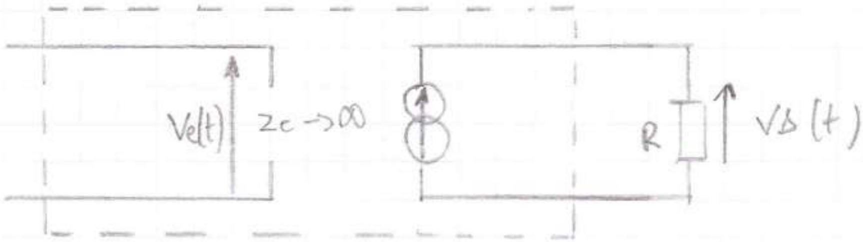
1.2)

un CVI idéal a un courant d'entrée nulle

$\rightarrow i_e = 0 \quad \rightarrow Z_e \quad \rightarrow +\infty$

↳ on peut remplacer par un interrupteur.

$J(t) = k \cdot v_e(t)$



$V_s(t) = J(t) \cdot R = k \times v_e(t) R \rightarrow \frac{V_s(t)}{V_e(t)} = kR \rightarrow$ facteur d'amplification

$P_{e(t)} = v_e(t)\, i_e(t)$ Donc $P_e(t) = 0$

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

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

$= \to \infty$ ⚠ Pas possible

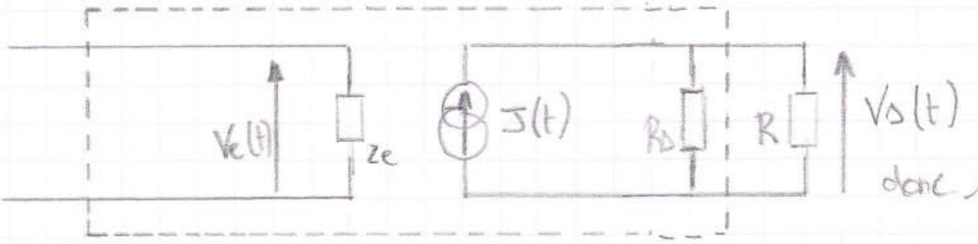
Il faut un courant en entrée même très faible.

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

(Actif besoin d'une alimentation extérieure)

impédance : généralisation des résistances

1.3) CVI réel.



CVI $U = ZI$

$i_e \neq 0$ donc Z_e.

Si impédance en entrée donc impédance de sortie

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

$$R \parallel R_s = \frac{R R_s}{R + R_s}$$

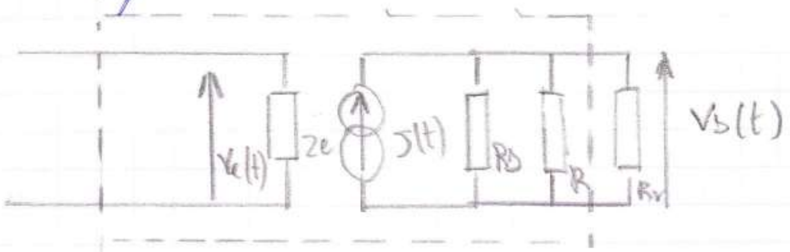
$$V_s(t) = \frac{R R_s}{R + R_s} J(t)$$

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

$$\frac{V_s(t)}{V_e(t)} = k \frac{R R_s}{R + R_s}$$

→ (Plus petite que celle vu de la question précédente car résistance en // plus petit qu'une seule résistance)

1-4)



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

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

↓ + faible car plus de résistance.

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

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

2- L'amplificateur « opérationnel »

CVV

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

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

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

ce dipôle est un dipôle nullateur

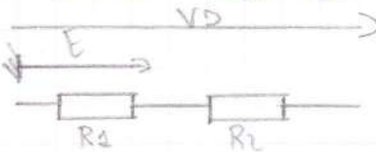
2-3) si $Ve = 0$ alors $Vs = 0$

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)



$E = R_1 I$
$Vs = (R_1 + R_2) I$

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

$ie = 0$ $\quad Pe = 0$ 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) Tracés asymptotiques de fonctions de filtrage

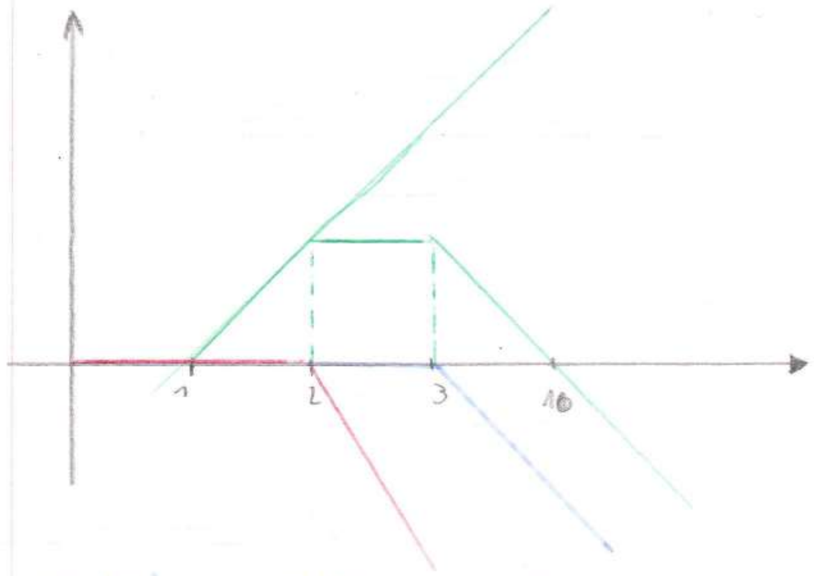
$H_1(p) = \frac{p+1}{(p+2)(p+3)}$ avec $p = j\omega$

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

$\omega_1 = 1$ $\quad -\omega_2 = 2$ $\quad -20 \log_{10}$

$\omega_3 = 3$

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



$H_2(p) = \dfrac{p+a}{p+b}$ avec $p = j\omega$

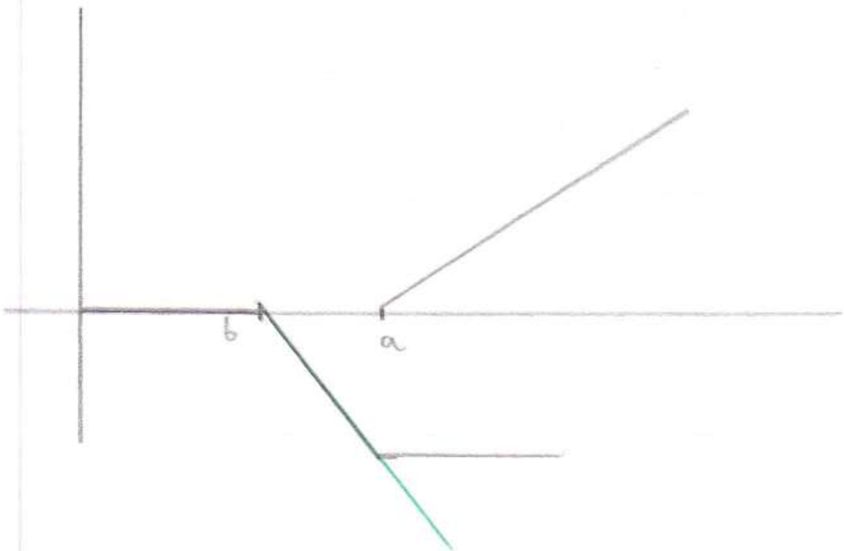
$H_2(j\omega) = \dfrac{j\omega + a}{j\omega + b}$

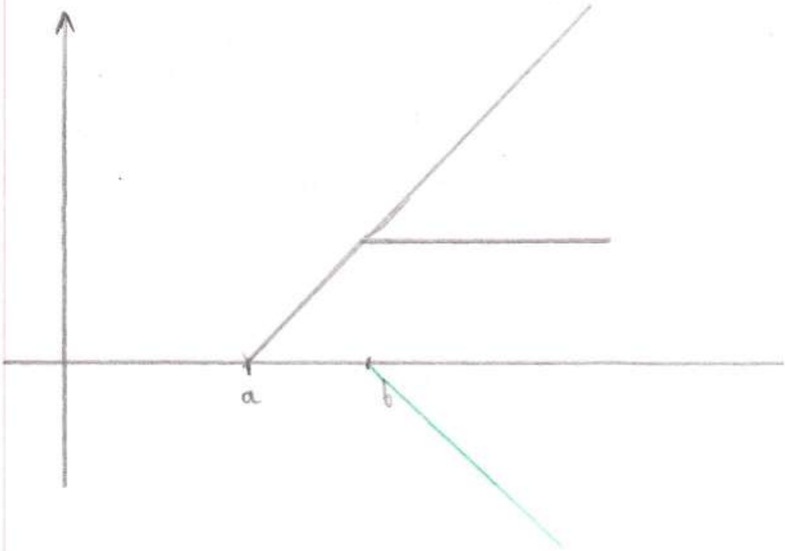
$H_2(j\omega) = \dfrac{a\left(\frac{j\omega}{a} + 1\right)}{b\left(\frac{j\omega}{b} + 1\right)}$

donc $H_2(j\omega) = 20 \log \frac{a}{b} + 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{a}\right)^2} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{b}\right)^2}$

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

1) $a > b$





3) fonction du second ordre.

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

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

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

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

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

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

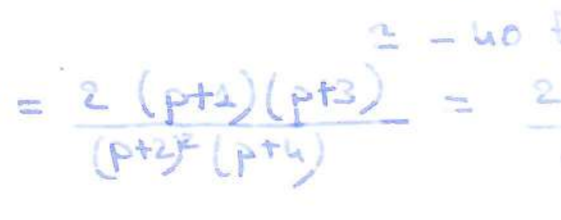
$$\simeq -40 \log \omega - 20 \log a$$

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

$$H_3(p) = \frac{\frac{6}{16}(1+j\omega)\left(1+\frac{j\omega}{3}\right)}{\left(1+\frac{j\omega}{2}\right)\left(1+\frac{j\omega}{2}\right)\left(1+\frac{j\omega}{4}\right)}$$

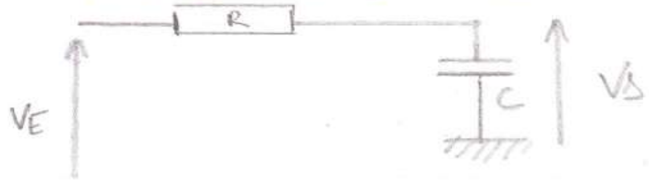
$$H_3(j\omega)_{dB} = 20 \log \left(\frac{3}{8}\right) + 20 \log \left(\sqrt{1+\omega^2}\right) - 20 \log\left(\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{3}\right)^2}\right)$$
$$- 20 \log \left(\sqrt{1+\frac{\omega^2}{4}}\right) - 20 \log \left(\sqrt{1+\frac{\omega^2}{4}}\right) - 20 \log\left(\sqrt{1+\frac{\omega^2}{16}}\right)$$

Exercice.



TD n°6 : Réalisation des filtres.

Filtre Passe Bas.



$V_S = Z_C . I$.

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

$V_E = Ri + Z_C i$

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

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

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

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

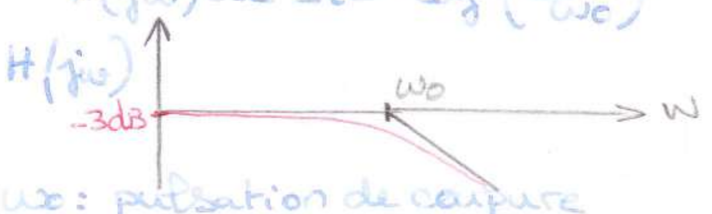
$\omega \to 0$

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

$\omega \to \infty$

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

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



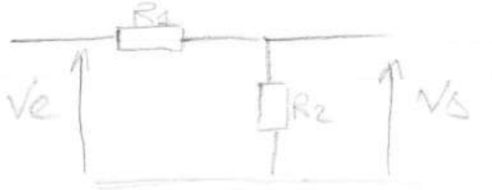
ω_0 : pulsation de coupure

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

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

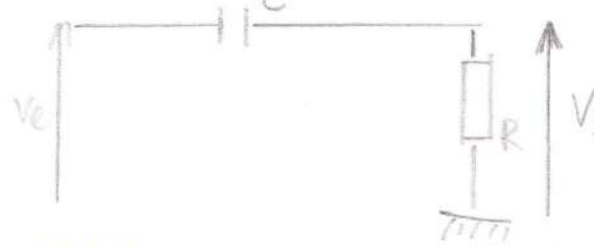
$$H^2(j\omega) = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{1}{1+(RC\omega)^2}$$

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



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

Filtre Passe Haut.



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

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

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

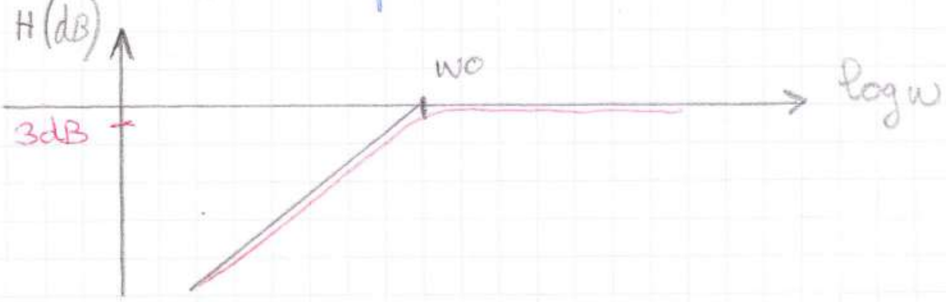
$\omega_0 = \frac{1}{RC}$

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

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

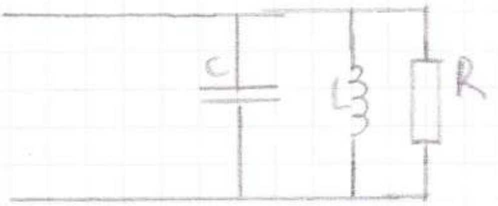
$\omega \to \infty$, $H(j\omega)_{dB} \to 0$

Filtre passe Haut



toujours vraie.

2 - Circuit « RLC »



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

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

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

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

Q → critère de sélectivité.

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

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

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

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

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

3- Filtre actif.

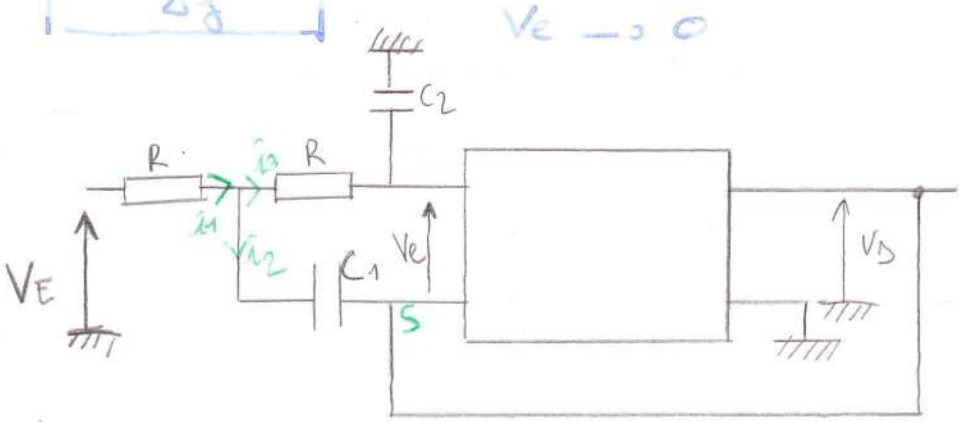
$$\boxed{Q = \frac{f_0}{\Delta f}}$$

Même circuit de l'exercice 2 du TD 4.

$V_\varepsilon \to 0$

$P = j\omega$

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



$i_1 = i_2 + i_3$

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

$$\frac{V_E - V_A}{R} + (V_S - V_A)C_1p + \frac{V_S - V_A}{R} = 0$$

$$\frac{V_E}{R} + V_S C_1p + \frac{V_S}{R} = V_A\left(\frac{1}{R} + C_1p + \frac{1}{R}\right)$$

$$V_A = \frac{R + Z_{c2}}{Z_{c2}} V_S = \frac{\frac{R}{Z_{c2}} + 1}{1} V_S$$

$$\frac{V_E}{R} + V_S\left(C_1p + \frac{1}{R}\right) = V_S(1 + RC_2p)\left(\frac{2}{R} + C_1p\right)$$

$$\frac{V_E}{R} = V_S\left[\left(-C_1p - \frac{1}{R}\right) + \left(\frac{2}{R} + 2C_2p + C_1p + RC_1C_2p\right)\right]$$

$$\frac{V_E}{R} = V_S\left(\frac{1}{R} + 2C_2p + RC_1C_2p\right)$$

$$\frac{V_E}{R} = V_S\left(\frac{1 + 2RC_2 + R^2C_1C_2p^2}{R}\right)$$

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + 2RC_2p + R^2C_1C_2p^2}$$

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + 2jRC_2\omega - R^2C_1C_2\omega^2}$$

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{\sqrt{(1 - R^2C_1C_2\omega^2)^2 + (2RC_2\omega)^2}}$$

Passe Bas du second ordre.