TD 1

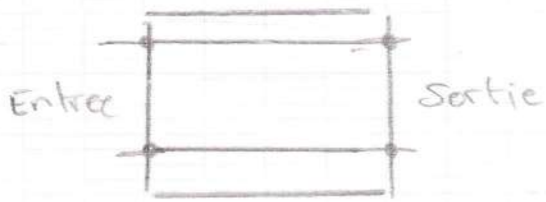
La modélisation des systèmes électriques en transmission

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

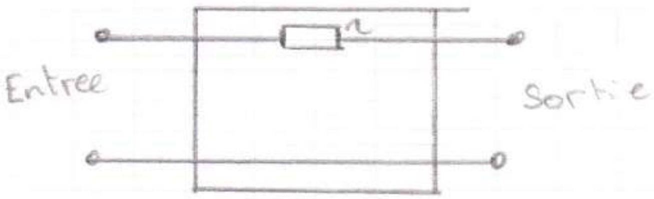
1-) - Source
- Récepteur (charge)
- "quadripôle" =

2) Quadripôles de transmission.

a) Cas idéal



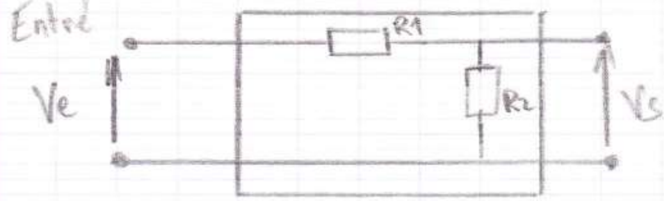
b) Cas avec pertes



quadripôle avec pertes symbolisés par r.

La résistance où se trouve la tension sur la somme des Résistances

c) Cas atténuateur



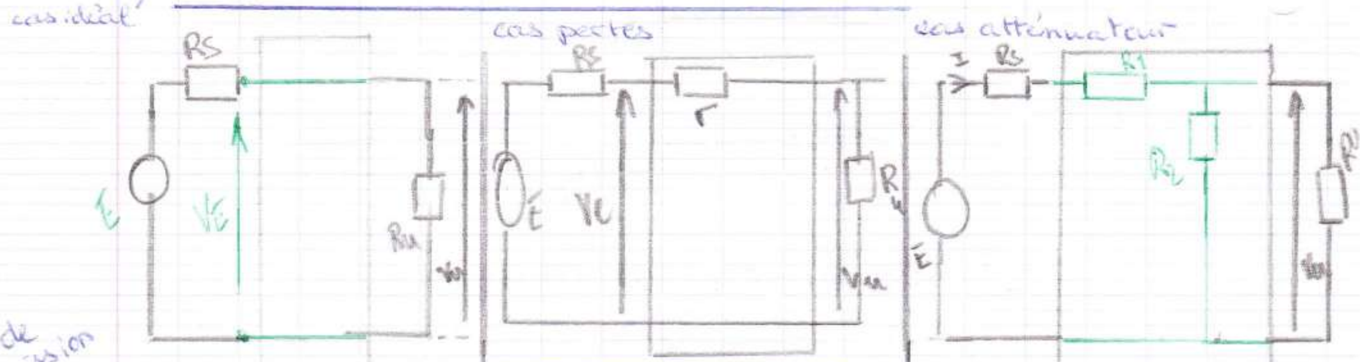
Sortie

atténuateur

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

diviseur de tension

*) Facteur de transmission en tension



facteur de transmission

$V_u = V_e$

$$\boxed{\frac{V_e}{V_u} = 1}$$

$$V_u = \frac{R_u}{R_s + R_u} E$$

$$\boxed{V_u = \frac{R_u}{r+R_u} \cdot V_e}$$

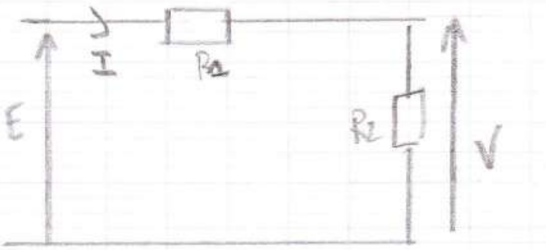
ou $V_u = \dfrac{R_u}{R_u+R_s+r} \times E$

Soit $R_p = (R_2 /\!/ R_u)$

$\Rightarrow R_p = \dfrac{R_u \cdot R_2}{R_u+R_2}$

$$\Rightarrow \boxed{V_u = \frac{R_p}{R_s+R_u+R_p} \times E}$$

Rappel : Diviseur de tension.

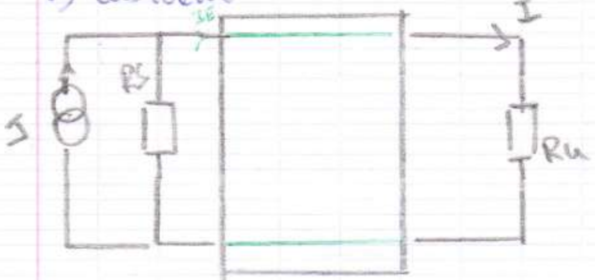


$E = R_2 \cdot I$ $\qquad I = \dfrac{E}{R_2}$

$V = (R_1+R_2)\, I$

*) Facteur de transmission en courant

a) Cas idéal

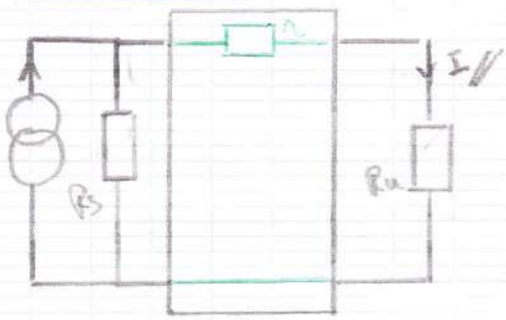


$I_E = I_u \Rightarrow \frac{I_u}{I_E} = 1$

$I_u = \frac{R_S}{R_S+R_u} J$

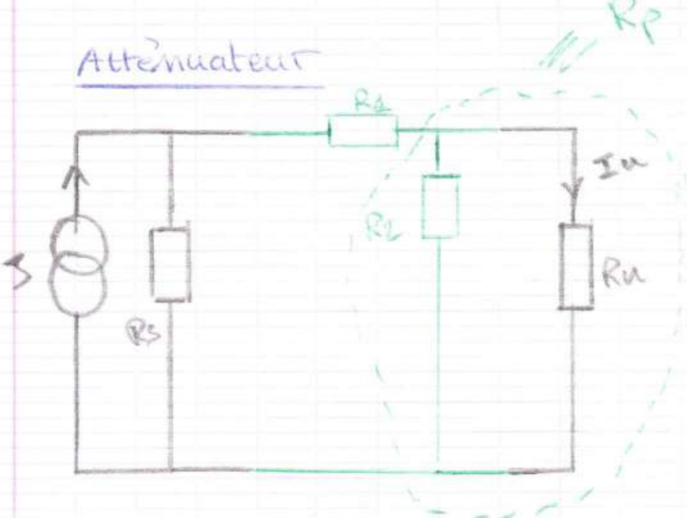
facteur de trans
"diviseur de courant"

Cas pertes



$I_u = \underbrace{\frac{R_S}{R_S+R_u+R}}_{\text{Facteur de transmission}} J$

Atténuateur



$I_u = \frac{R_S}{R_S+R_u+R_p} J$

facteur transmission

$P = UI \qquad P_e = E \cdot J \qquad P_s = V_u \cdot I = \overbrace{E \cdot F_V}^{V_u} \times F_I \cdot J$

$= F_V \cdot F_I \cdot E \cdot J$

$= F_V \cdot F_I \cdot P_e$

*) Facteur de transmission en puissance.

a) cas idéal

$$\frac{R_u \cdot R_s}{(R_s + R_u)^2}$$

Le facteur est maximal si $R_u = R_s$ (adaptation en puiss.)

b) cas avec pertes

$$\frac{R_u \cdot R_s}{(R_s + R_u + r)^2}$$

$R_u = R_s$ adapteur car on ne maitrise pas les pertes. De plus $R_p = 1 k\Omega$

c) atténuateur

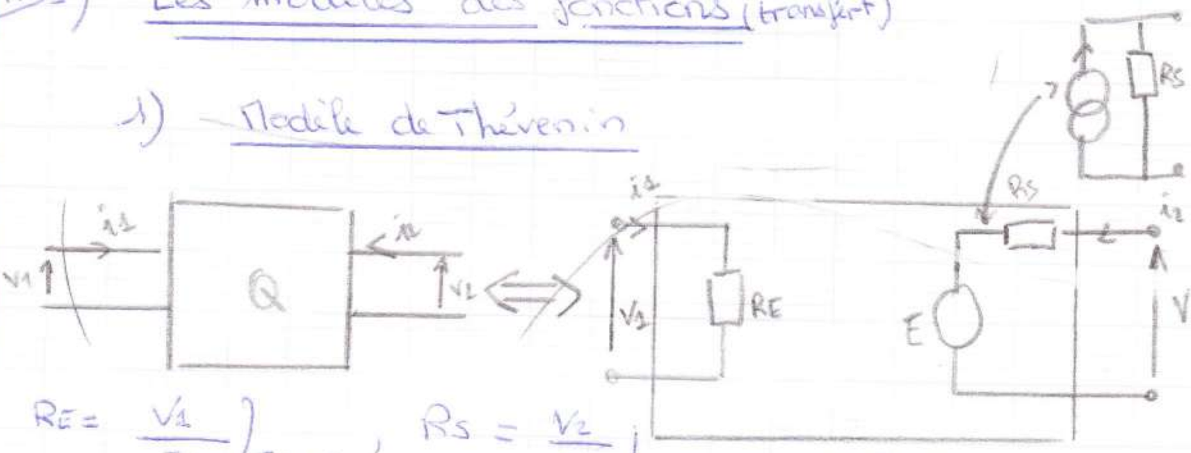
$$\frac{R_p \cdot R_s}{(R_s + R_p + R_u)^2}$$

atténuateur par définition $\Rightarrow P_u = U_u I_u$ réglé par celui-ci

3) Remarques : Cas de transmission maximale

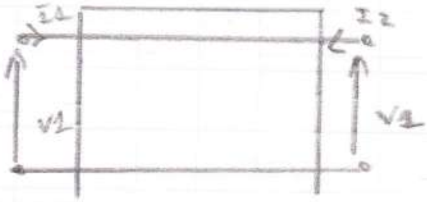
II.-) Les modèles des fonctions (transfert)

1) Modèle de Thévenin



$R_E = \left.\frac{V_1}{I_1}\right)_{I_2=0}, \quad R_s = \left.\frac{V_2}{I_2}\right|_{V_1=0} \qquad E = V_2 /_{I_2=0}$

a) Cas idéal.

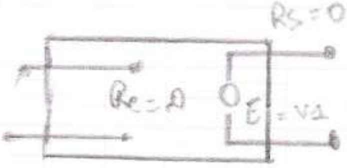


$I_1 = I_2 = 0$

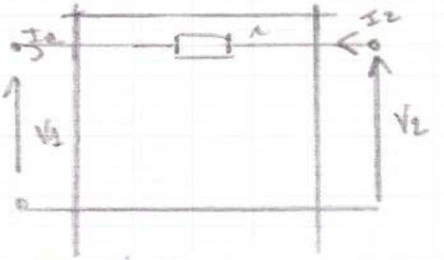
$R_E = \left.\frac{V_1}{I_1}\right)_{I_2=0} \Rightarrow R_E = \infty$

$R_s = \frac{0}{I_2} = 0$

$E = V_2 = V_1$



b) Cas avec perte.

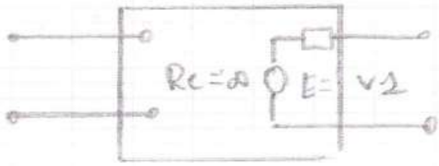


$I_1 = I_2 = 0$, $V_1 = V_2$

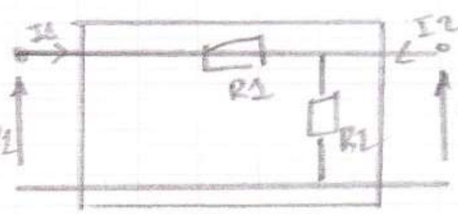
$$R_E = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{I_2=I_1=0} \Rightarrow R_E = \infty$$

$$R_S = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{V_1=0} \Rightarrow R_S = r$$

$E = V_2 = V_1$



c) cas atténuateur



$$E = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_1$$

$$R_E = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{I_2=0} \Rightarrow R_E = R_1+R_2$$

$$R_S = \frac{V_2}{I_2}\Big|_{V_1=0} \; R_1 /\!/ R_2$$

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

En général, on recherche le modèle du quadripôle chargé.

TD 2

Régime de variation des fonctions et impédances

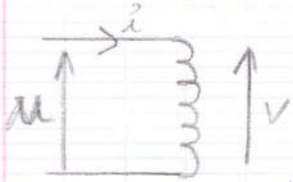
1- Bobines et condensateurs

0) Rappel

a) Bobine

$u - V = 0$

$u = V$



$V = -\frac{d\phi}{dt}$, $\phi = B.S$

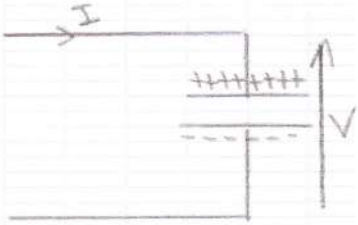
$B = ki \Rightarrow \phi = kSi$

$\phi = Li$

$V = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d(Li)}{dt} = L\frac{di}{dt}$

$$\boxed{V = L\frac{di}{dt}}$$

b) condensateur



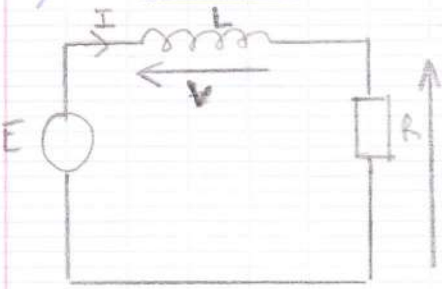
$Q = VC$

$\Rightarrow V = \frac{Q}{C}$

$\Rightarrow \frac{1}{C}\int i\,dt$

$$\boxed{V = \frac{1}{C}\int i\,dt}$$

1) a) bobine



$V_R = RI$

$\boxed{\tau = \frac{L}{R}}$ constant de temps

$E = V + V_R \Rightarrow E - V = \overset{V_R}{\overline{RI}}$

$\Rightarrow \boxed{I = \frac{E - V}{R}}$ avec $V = L\frac{di}{dt}$

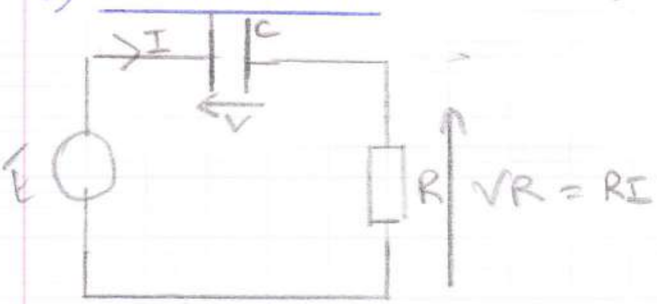
$i > 0$ (variable) $\Rightarrow V \nearrow$

V ne peut pas dépasser E.

$\Rightarrow i = 0$

La Bobine s'oppose au courant variable. Elle devient un circuit ouvert quand la variation est trop rapide.

b) Condensateur.



$E = V + RI \Rightarrow E = \frac{1}{C}\int I_0 dt + RI_0$

$E = \frac{I_0 t}{C} + a + RI$

$E - RI_0 = \frac{I_0 t}{C} + \frac{a}{C}$

$E = \frac{I_0}{C} t + RI_0 + \frac{a}{C} = \frac{I_0}{C} t + k$

$\boxed{E = At + B}$ au bout d'un certains $E = E_0$ (Fem du géné)

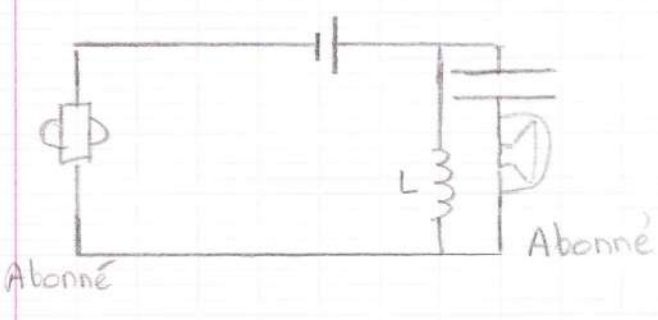
et $\boxed{I = 0}$

Le condensateur laisse passer les variations du courant et s'oppose aux valeurs constantes.

$\boxed{Z = R.C}$ cste de temps

$$\boxed{Z = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}}$$

1-3) Ligne téléphonique élémentaire



Relation d'Euler

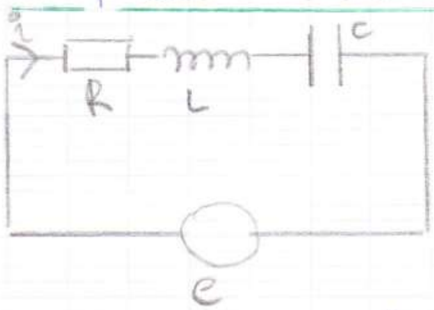
$$\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$$

$$\sin\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$$

$$e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$$

- C laisse passer la voix et bloque le continu
- L laisse passer le continu et bloque la voix.

II - Impédance d'un dipôle.



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

On recherche une relation linéaire entre e et i de la forme $e = Zi$

i est variable

Dans le cas de signaux harmoniques (sinusoïdaux)

On a $i = I_0 e^{j(\omega t)}$

$$e = RI_0 e^{j\omega t} + j\omega L I_0 e^{j(\omega t)} + \frac{1}{jC\omega} I_0 e^{j(\omega t)}$$

$$e = RI + jL\omega I + \frac{1}{jC\omega} I$$

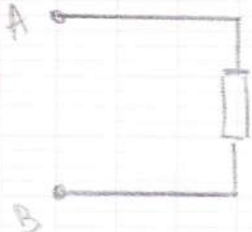
$$e = \left(R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}\right) I$$

$\boxed{e = ZI}$

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

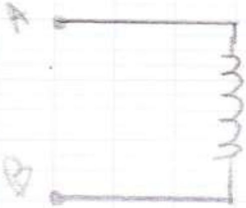
3) Impédance d'un composant

a) La résistance



$Z_R = R$ | Impédance de la Résistance
elle est constante

b) La bobine

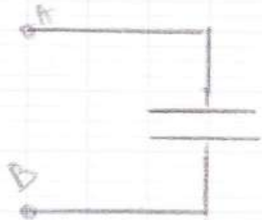


$Z_L = jL\omega$

Impédance de la bobine

si $\omega \nearrow$ ($f \nearrow$) $\Rightarrow Z_L \nearrow$

c) Le condensateur

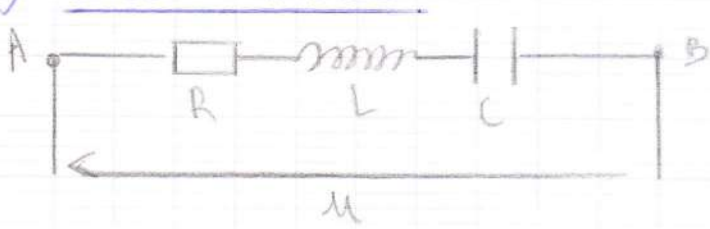


$Z_C = \frac{1}{jC\omega} = \frac{j \times 1}{j \times jC\omega} = \frac{1}{C\omega}$

Impédance du condensateur

si $\omega \nearrow$ ($f \nearrow$) $\Rightarrow Z_C \searrow$

d) Circuit R-L-C



circuit oscillant

$$Z_{AB} = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}$$

$$\boxed{Z_{AB} = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}$$

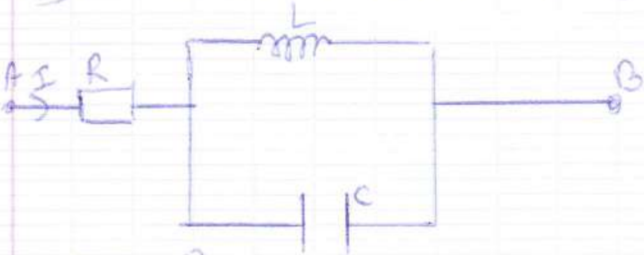
A la résonnance $L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0} = 0$

$\Rightarrow LC\omega_0^2 = 1 \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$

$$\boxed{\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}}$$

$$\boxed{Z_{AB} = R}$$

e) Circuit Bouchon (injecteur)



$Z_{AB} = ?$

A la résonnance

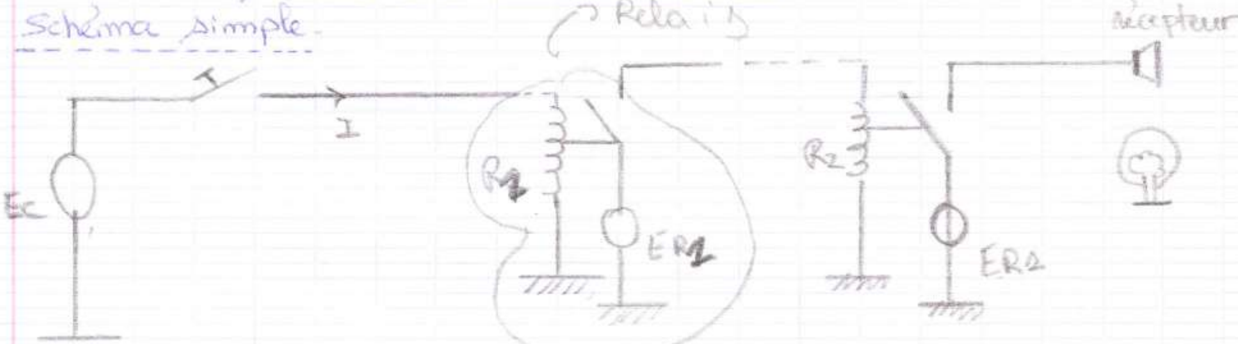
$Z_{AB} \longrightarrow \infty$

TD3

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

1.1) Telegraphie électrique

Schéma simple.

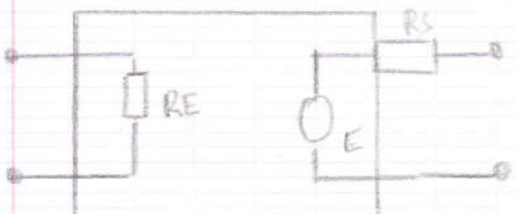


a) Si la ligne est assez longue le signal sera attenué (et peut disparaître). D'où la nécessité de regénération par le dispositif à relais.

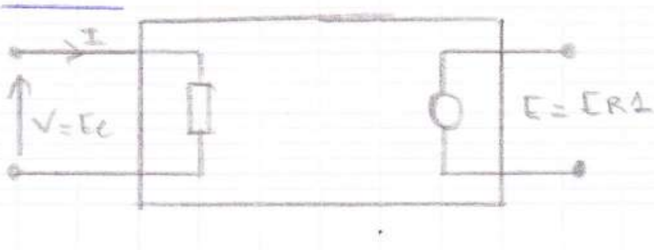
b) A l'entrée du dispositif le signal est faible, a la sortie il est amplifié (donc regéneré). Comportement comme amplificateur en utilisant la source externe à la ligne ER1.

1.2) Modélisation

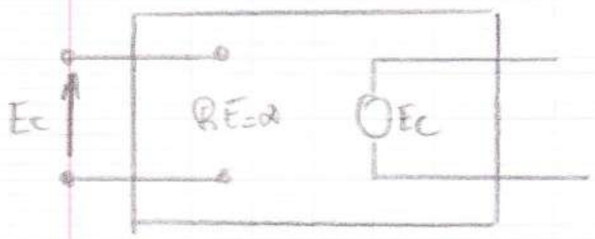
Modèle Thévenin.



a) Réel.

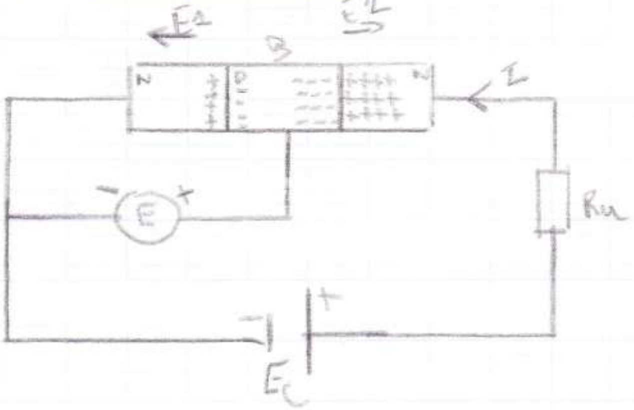


b) Idéal



2-) Le transistor bipolaire (en interrupteur)

2-1) schéma simple



- si $e = 0$ (ou négative) $\Rightarrow$ pas de déplacement d'électron (barrière de potentielle très élevée $\simeq 0,6V$ pour le Si) $\Rightarrow$ $I = 0$ $\Rightarrow$ circuit ouvert.

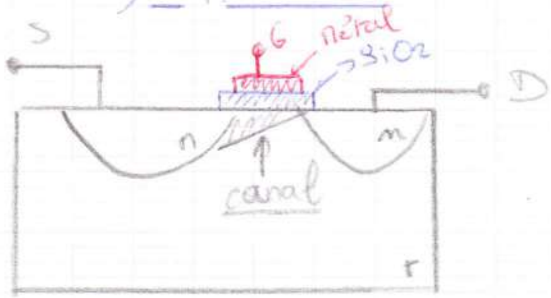
- Si $e > 0$ et $e \nearrow$ $\Rightarrow$ conduction des e^- $\Rightarrow$ $I \nearrow$
- si e atteint une valeur de seuil ($\simeq 0,6V$ pour le Si) $\Rightarrow$ I devient max.
  $\Rightarrow$ circuit fermé. (interrupteur fermé)

2-2) Conclusion Utilisation comme interrupteur commandé

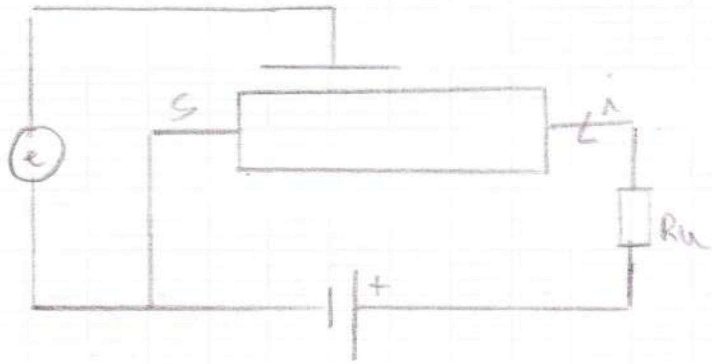
Dans ce cas on utilise les deux états bloqué et saturé.

3) Le transistor MOS-FET

a) Rappel MOS



b) 3.1) schéma simple



- Si $e \leq 0$ ⇒ pas de canal ⇒ pas de passage des e^- de S vers D ⇒ $I = 0$

  Interrupteur ouvert : état bloqué

- Si $e > 0$ ($e \nearrow$) ⇒ formation du canal

  ⇒ passage progressif de e^- ⇒ $I \nearrow$

  État passant (comportement en ampli)

3.2) Fonctionnement en commutation

a) $e = 0$ ⇒ état bloqué ⇒ $I = 0$ ⇒ Interrupteur ouvert

b) si e atteint une valeur de seuil ⇒ on obtient la saturation ⇒ I_{max}.

⇒ "Interrupteur fermé"

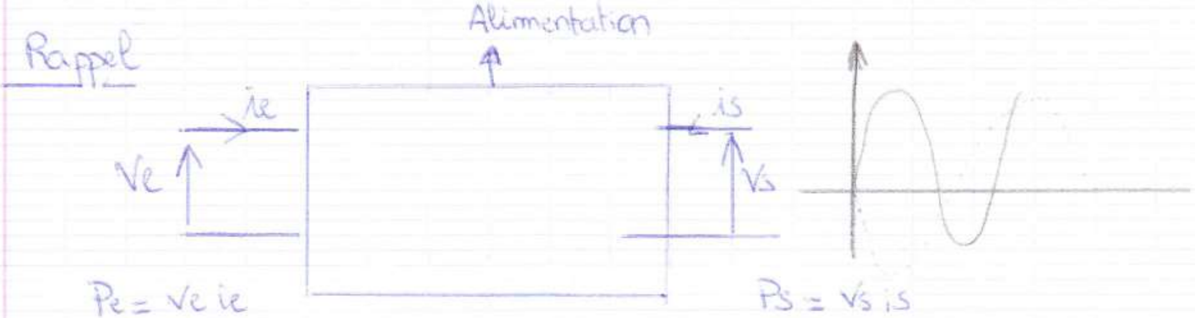
Conclusion

Interrupteur commandé (un relais) par e

TD 4

La Fonction Amplification.

Rappel



$P_e = V_e \, i_e$ $\qquad$ $P_s = V_s \, i_s$

$P_s = G_p . P_e$ $\qquad$ $\left\{ \begin{array}{l} G_p > 1 \text{ (gain)} \\ \text{et } G_p = \text{cte} \end{array} \right.$

$\left\| \begin{array}{l} V_s = G_v . V_e \\ i_s = G_i . i_e \end{array} \right.$ $\qquad$ $G_p = G_v . G_i$

1) L'amplification d'une information à valeurs continues.

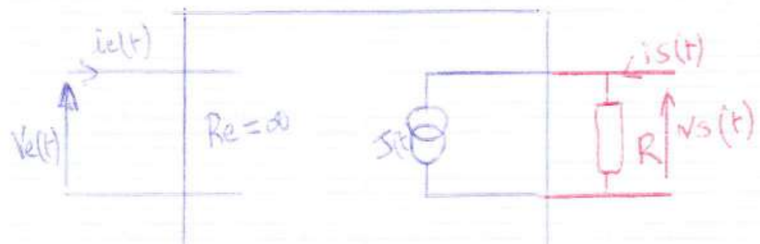
1-1) Modélisation (Idéale).

$V_s(t) = E(t) = g\,v(t)$ $(i \simeq 0)$
$g = \text{cte}$ (attaque en tension)
On peut aussi avoir

$V_s(t) = E(t) = h\,i(t)$ $(v \simeq 0)$
$h = \text{cste}$ (attaque en courant)

CIV

1-2) Montrons que l'on peut réaliser une amplification avec un Quadripôle actif (CVI) + dipôle passif.

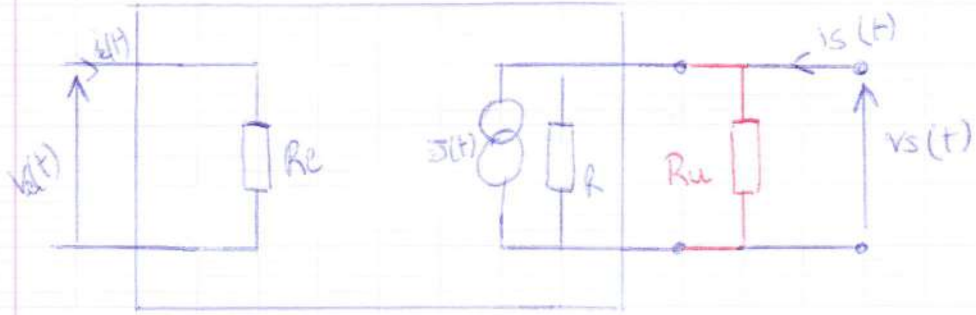


avec $J(t) = k\,Ve(t)$ k est une constante

Or $vs(t) = R.J(t) \Rightarrow vs(t) = R.k\,Ve(t)$

$\Rightarrow \boxed{Vs(t) = g.Ve(t)}$ avec $g = Rk > 1$ Amplificateur

1.3) / 1-4 <u>Quadripôle actif réel et ampli avec charge</u>



On aura $J(t) = k'v(t)$ $(k' < k)$

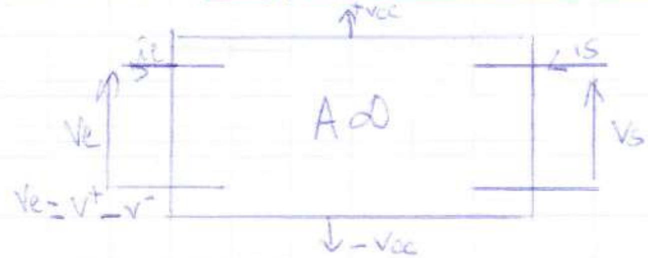
Si on calcul la resistance équivalente à R en parallèle avec Ru : $Req = \frac{R.Ru}{R+Ru}$

Alors $Vs(t) = J(t).Req$

$\Rightarrow Vs(t) = k'.Rep.Ve(t) \Rightarrow \boxed{Vs(t) = g'Ve(t)}$

On aura donc $\boxed{g' < g}$

2) <u>Rappel</u> : <u>Amplificateur opérationnel</u>. (ACP)



a) Impédance d'entrée infinie

$Ze\ (Re) \to \infty$

b) Gain en tension infinie

$A \to \infty$

c) $i_e \to 0$ ($\simeq$ nul)
d) $V_e \to 0$ (nulle)

$\Rightarrow \boxed{V^+ = V^-}$

2.1) Montrons que $V_e = V^+ - V^- \simeq 0$

On a $V_s = A V_e \Rightarrow V_e = \frac{V_s}{A}$

comme Vs est limitée par l'alimentation

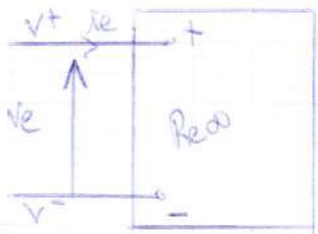
donc elle est finie et $A \to \infty$

$\Rightarrow \boxed{V_e \simeq 0}$

2.2) Nature de ce dipôle d'entrée

Pour ce dipôle $i_e \simeq 0$, $v_e \simeq 0$: C'est un "nullateur"

Représentation.



$V^+ = V^-$

2.3) Tension de sortie Vs

si $V_e > 0 \Rightarrow V_s = +V_{cc}$

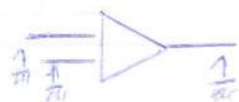
$V_e < 0 \Rightarrow V_s = -V_{cc}$

Utilisation non linéaire

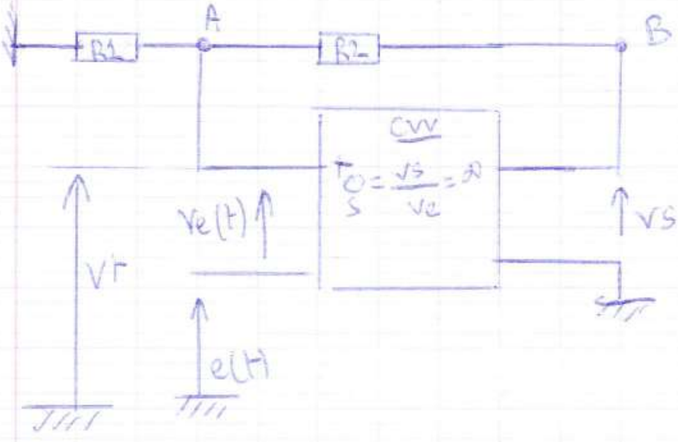
- comparateur
- générateur de signaux carré

2.4) AOP utilisé par une amplification

Dans ce cas l'AOP et utilisé dans un système bouclé.



Exemple: L'amplificateur suiveur



Cherchons $V_s = f(V_e)$?

* On exprime V^-

$$V^- = e(t)$$

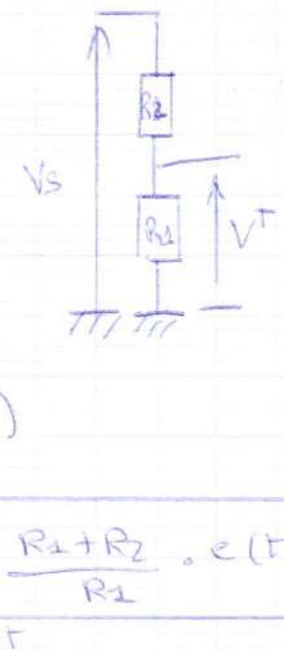
$$\frac{A_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

* On exprime V^+

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

Par Millman

$$V^+ = \frac{\frac{0}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$



On a $V^+ = V^-$ (AOP idéal)

$$\Rightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = e(t) \Rightarrow \boxed{V_s = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot e(t)}$$

$$\boxed{V_s = G\, e(t)}$$

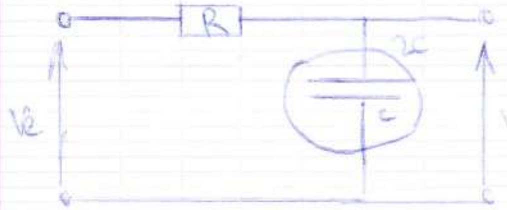
Le gain est constant

Amplificateur idéal.

TD 5

1.) Le tracé de Bode

a) Filtre passe-bas du 1er ordre



Recherche de la fonction de transformation :

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

Dans notre cas

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

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

comme $Zc = \frac{1}{jC\omega}$

$$\Rightarrow \frac{Vs}{Ve} = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{\frac{1 + RC\omega}{jC\omega}}$$

$$\Rightarrow \boxed{H(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega}}$$

passons $p = j\omega$

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

) comportement en fréquence

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

$H(j\omega) \to 1 \Rightarrow Vs = Ve$

(passant)

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

$H(j\omega) \to 0 \qquad V_s = 0$

("Rien ne passe)

$\Rightarrow$ Filtre passe bas.

b) <u>Tracé de Bode (du Gain)</u>

<u>Rappel</u> : $H(j\omega) = A + jB \Rightarrow H(j\omega) = \overbrace{\sqrt{A^2+B^2}}^{\|H\|}\, e^{j\overbrace{(\operatorname{Arctan}\frac{B}{A})}^{\Theta}}$

<u>$RC = b$</u>

$\|H\|$: module de H = gain

Θ : Argument de H = plan x

$\|H(j\omega)\| = \dfrac{1}{\sqrt{1+b^2\omega^2}}$

Posons $\underline{RC = b}$

$v_e = (R_1+R_2)I$

$v_s = R_1 I$

on utilise la fonction de transfert en puissance c'est à dire $\|H(j\omega)\|^2 = \dfrac{1}{1+b^2\omega^2}$

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

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

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

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

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

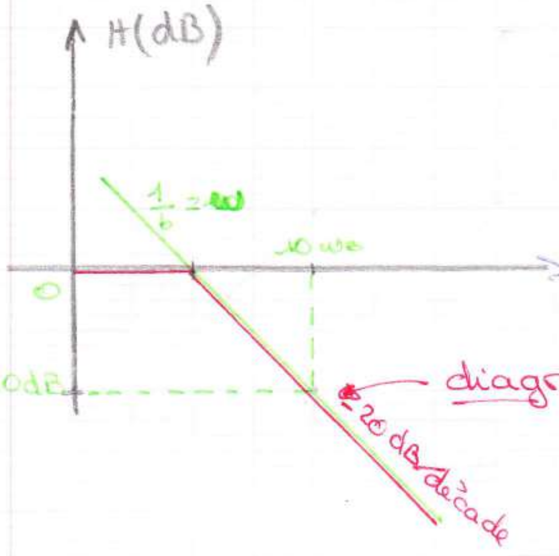
- En BF ($\omega \to 0$) ($f \to 0$) $\Rightarrow H(dB) = -10\log 1 = 0$
- En HF ($\omega \to \infty$) ($f \to \infty$) $\Rightarrow H(dB) = -10\log b^2\omega^2$

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

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

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

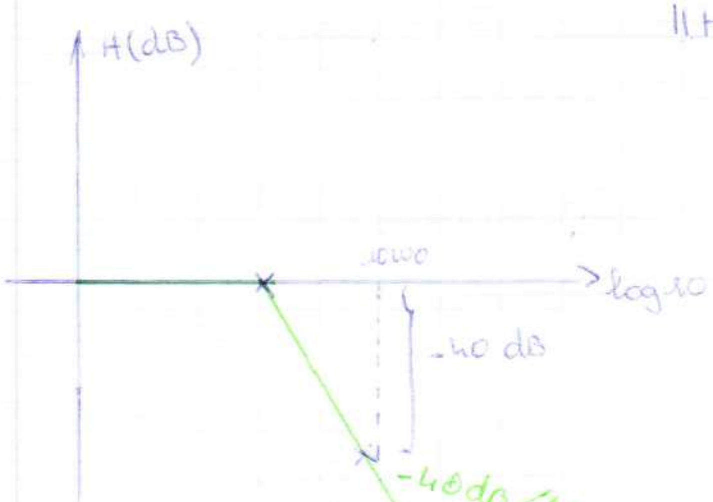
**) Tracé asymptotique de Bode



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

Extension au 2e ordre (Passe-bas)

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



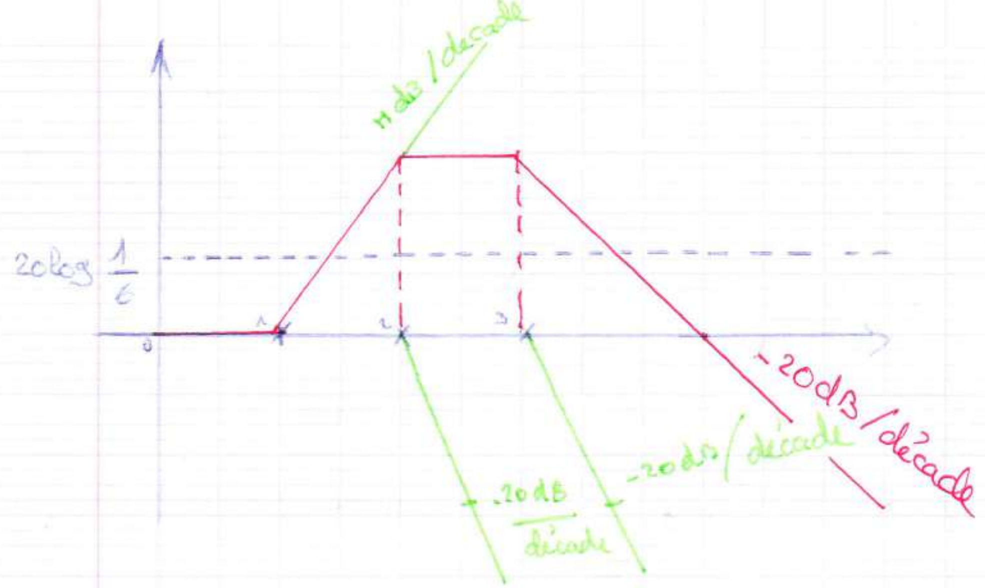
$$\|H\|^2 = \frac{1}{1+b^2\omega^2} = \frac{1}{1+1}$$

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

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

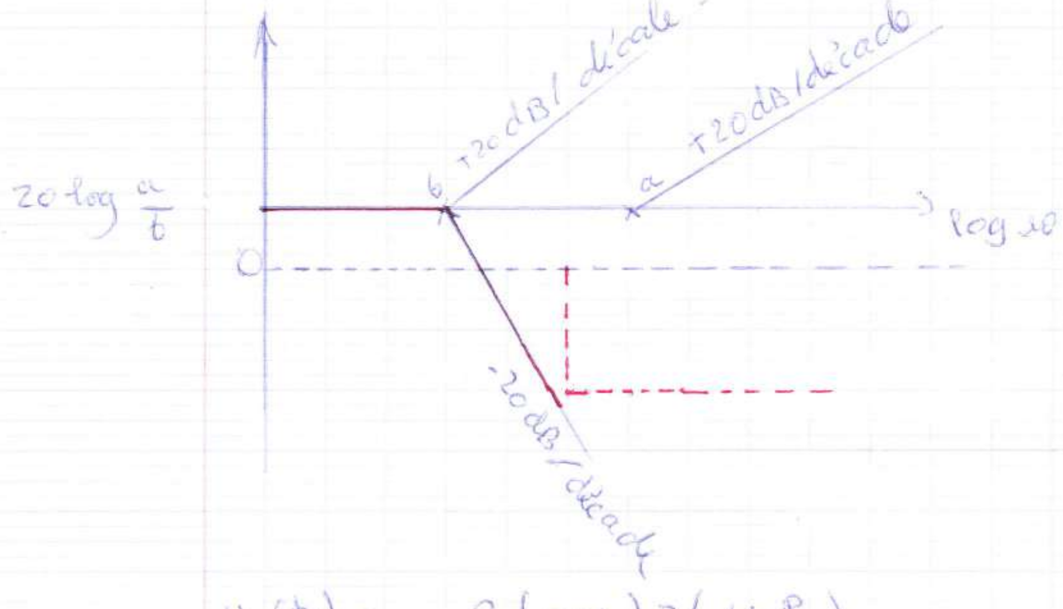
2) Tracé asymptotique de fonctions de Filtrage

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



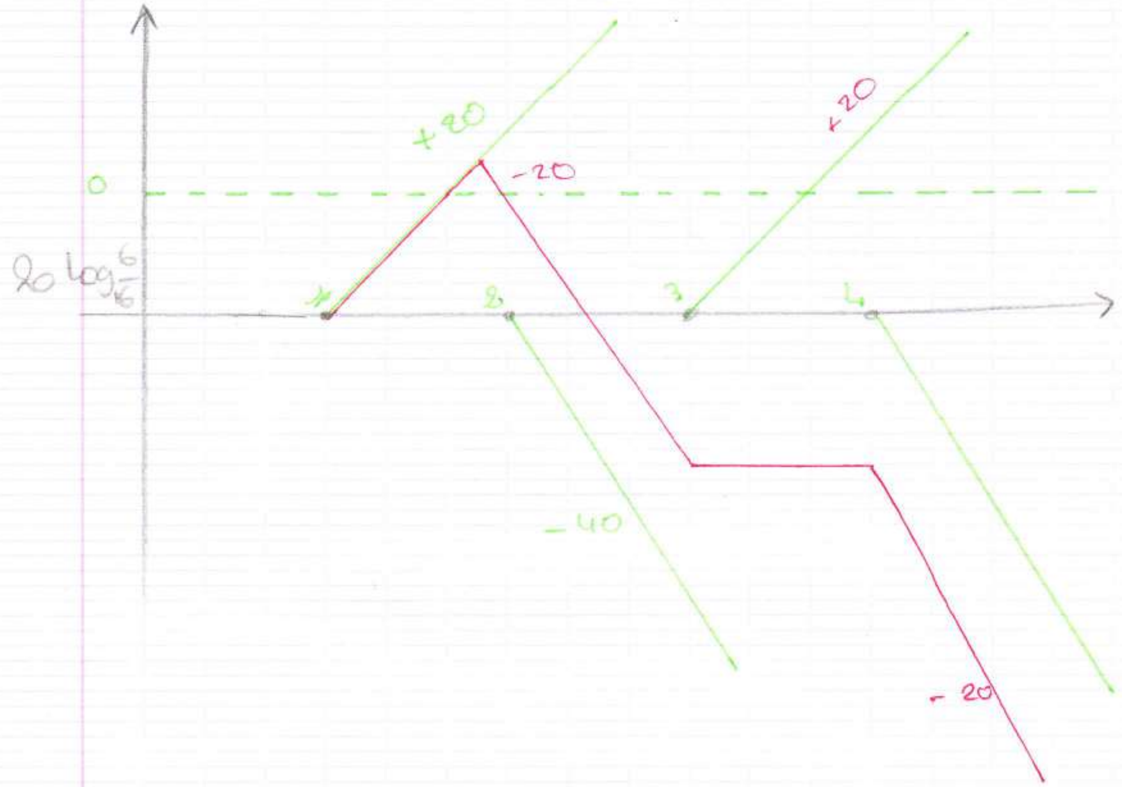
$H_3(p)$ $\quad a > b$

$$H_2(p) = \frac{a\left(1+\frac{p}{a}\right)}{b\left(1+\frac{p}{b}\right)}$$



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

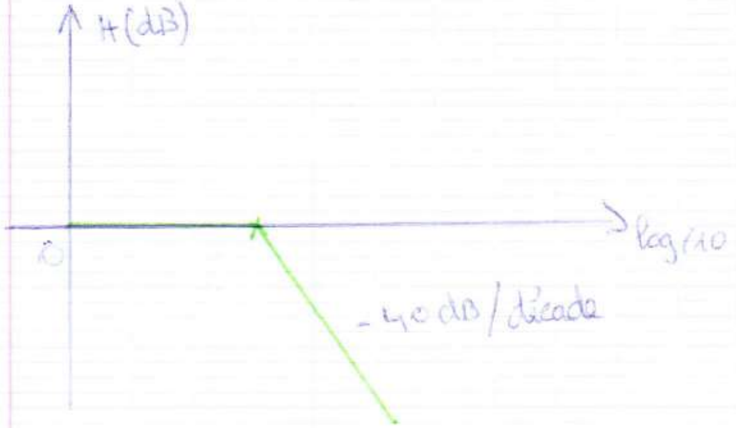
$$= \frac{6}{16}\ \frac{(1+p)\left(1+\frac{p}{3}\right)}{\left(1+\frac{p}{2}\right)^2\left(1+\frac{p}{4}\right)}$$



3) La fonction du 2e ordre

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

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



b) Tracé réel

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

$D = (1-\omega^2)^2 + b^2\omega^2$: étudions 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 dépend donc de $b^2 - 4$

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

et donc on aura un pseudo-second ordre

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

$\Rightarrow$ second ordre "vrais"

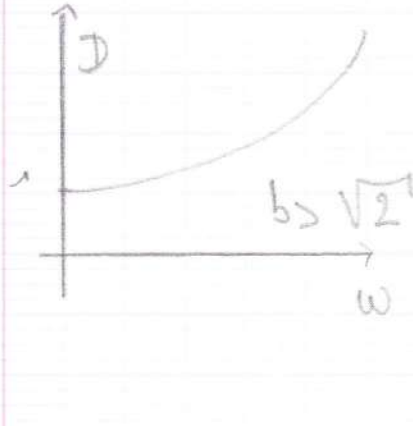
Etudions ds ce cas la variation de :

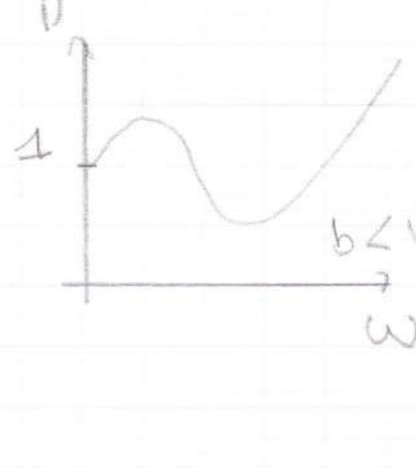
$D' = 2x - b^2 - 2 \Rightarrow D' = 0$ si $x = \frac{2-b^2}{2}$

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

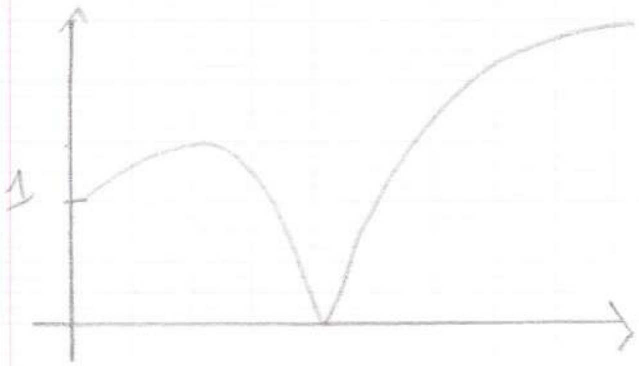
$\Rightarrow b^2 < 2 \Rightarrow b < \sqrt{2}$.

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





et si b = 0 Cas particulier



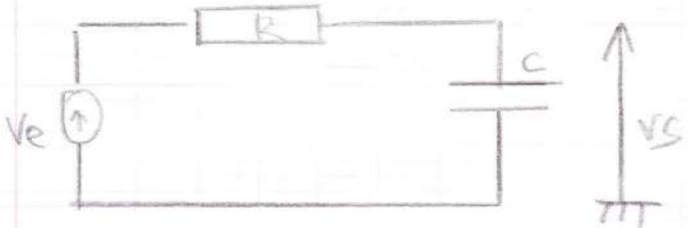
En inversant on obtient

TD 6

Réalisation des filtres

1_ circuit «RC» Passe _ bas

$\frac{Vs}{VE}$ = gain en dB



$$\frac{VS}{Ve} = \frac{Zc}{R+Zc} = \frac{\frac{1}{jc\omega}}{R+\frac{1}{jc\omega}} = \frac{\frac{1}{jc\omega}}{\frac{Rjc\omega+1}{jc\omega}} = \frac{1}{Rjc\omega+1}$$

$\omega \to \infty$ $\frac{Vs}{VE}$ en dB $\to -\infty$

$$20 \log \frac{Vs}{VE} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1+(Rc\omega)^2}}$$

$$= -20 \log \sqrt{1+(Rc\omega)^2} \to -\infty$$

$\omega \to 0$ $\frac{Vs}{VE} \to 0$ dB

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

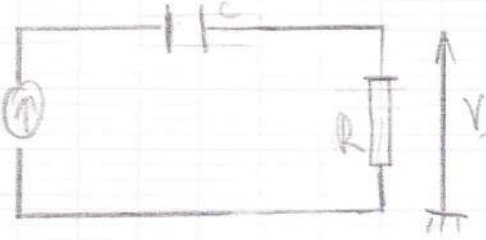
$$\frac{Vs}{VE} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

ω_0 pulsation de coupure

$\omega_0 = 2\pi f_0 \Rightarrow f = \frac{\omega_0}{2\pi}$

M E S
TP : 3
Projet : 3

Passe Haut



$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{R}{Zc+R} = \frac{R}{R+\frac{1}{jc\omega}} = \frac{R}{\frac{Rjc\omega+1}{jc\omega}} = \frac{Rjc\omega}{Rjc\omega+1} \quad \frac{Vs}{Ve}$$

$$20\log\left(\frac{Vs}{Ve}\right) = 20\log\left(Rc\omega\right) - 20\log\left(\sqrt{(Rc\omega^2)+1}\right)$$

$\omega \to 0 \Rightarrow 20\log(0) \Rightarrow -\infty$

$\omega \to +\infty \Rightarrow 20\log(R\omega c) - 20\log(Rc\omega) \Rightarrow 0$

$\omega = 2\pi f$

$\frac{Vs}{Ve} = \frac{Rjc\omega}{Rjc\omega+1}$ pour ω_0 $\frac{Vs}{Ve} = \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{j\frac{\omega}{\omega_0}+1}$

Passe haut

pour $f \to$

pour $f \to \omega$

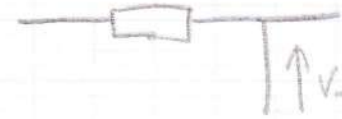
$Zc = \frac{1}{jc\omega}$

Passe Bas

pour $f \to 0$

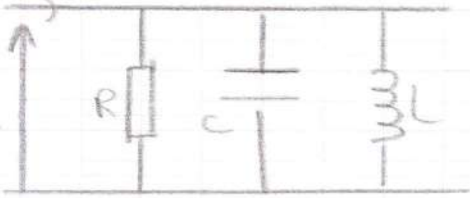
$\uparrow$ Ve $\uparrow$ Vs donc Vs = Ve

pour $f \to \infty$



Ve $\uparrow$ $\uparrow$ Vs donc Vs = 0

2- Circuit <RLC>



$$Zeq = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_L} = \frac{Z_C Z_R + Z_R Z_L + Z_L Z_C}{Z_L Z_C Z_R}$$

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

$$Zeq = \frac{Z_L Z_C Z_R}{Z_C Z_R + Z_R Z_L + Z_L Z_C} = \frac{(jL\omega R) \times \left(\frac{1}{jC\omega}\right)}{\frac{R}{jC\omega} + Rj L\omega + \frac{jL\omega}{jC\omega}}$$

$$= \frac{\frac{jL\omega R}{jC\omega}}{\frac{R + jL\omega - RLC\omega^2}{jC\omega}} = \frac{jLR\omega}{R + jL\omega - RLC\omega^2}$$

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

$$R - \frac{R}{Q\omega_0} \times \frac{Q}{R\omega_0} + j \frac{R}{Q\omega_0} \times \omega$$

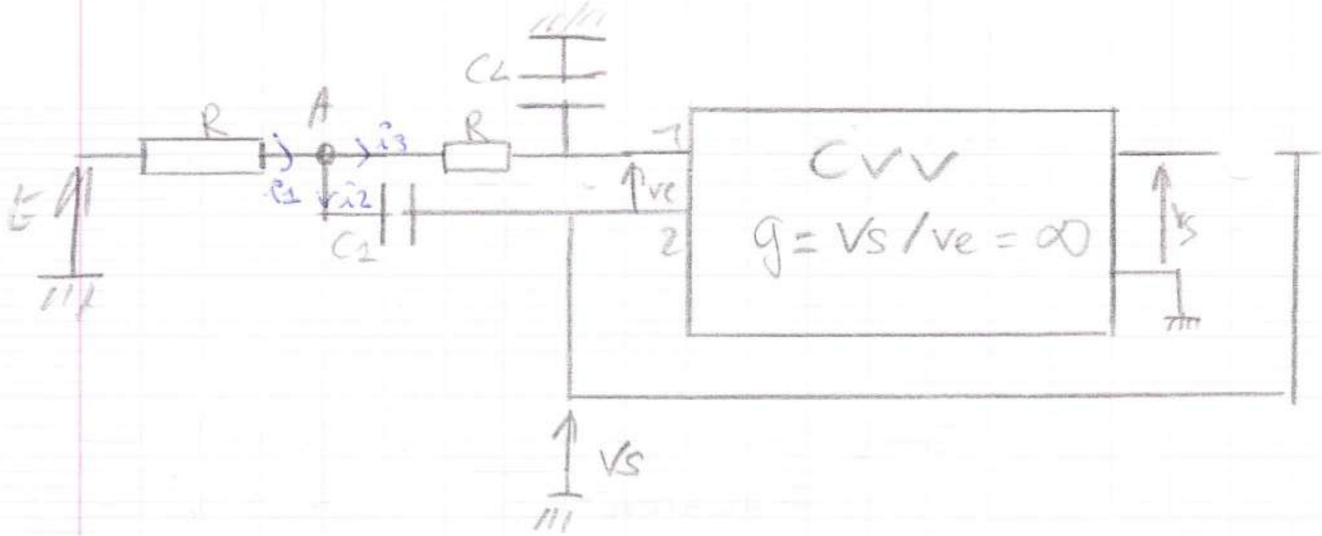
On pose $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow Req = R$

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

$$Q = \frac{R}{L\omega_0} \Rightarrow L = \frac{R}{Q\omega_0} \qquad Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

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

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



$i_1 = i_2 + i_3$

$$\frac{VE - VA}{R} = \frac{VA - VS}{Z_{C1}} + \frac{VA - VS}{R}$$

$$\frac{VE}{R} = \frac{VA}{Z_{C1}} - \frac{VS}{Z_{C1}} + \frac{VA}{R} - \frac{VS}{R} + \frac{VA}{R}$$

$Ve = VS$

$VS = VA \dfrac{Z_{C2}}{R + Z_{C2}}$

$\dfrac{VS}{VA} = \dfrac{Z_{C2}}{R + Z_{C2}}$

$VA = \dfrac{R + Z_{C2}}{Z_{C2}} VS$

$$\frac{VE}{R} = VA\left(\frac{1}{Z_{C1}} + \frac{2}{R}\right) - \frac{VS}{R} - \frac{VS}{Z_{C1}}$$

$$\frac{VS}{VE} = \frac{1}{R} \frac{1}{\left(\frac{R + Z_{C2}}{Z_{C2}}\right)\left(\frac{R + 2Z_{C1}}{Z_{C1} R}\right) - \left(\frac{Z_{C1} + R}{R Z_{C1}}\right)}$$

$$\frac{VS}{E} = \frac{Z_{C2} Z_{C1}}{R^2 + R(2Z_{C1} + Z_{C2}) + 2Z_{C2} Z_{C1} - Z_{C1} Z_{C2} - R Z_{C2}}$$

$$\frac{VS}{E} = \frac{Z_{C2} Z_{C1}}{R^2 + 2Z_{C1} R + Z_{C1} Z_{C2}}$$

$$\frac{VS}{E} = \frac{1}{\frac{R^2}{Z_{C1} Z_{C2}} + \frac{2R}{Z_{C2}} + 1} = \frac{1}{1 + 2jRC_2\omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$$

filtre passe bas second ordre -