

EXAMEN : TP

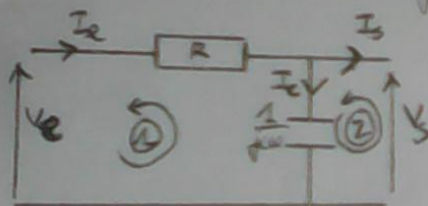
(1)

I. Etude d'un quadripôle en charge

I.1) Matrice de transfert : $(\overline{T}) = ?$

Le quadripôle étant formé de l'association en cascade de deux quadripôles élémentaires identiques, on a $(\overline{T}) = (\overline{T}_e)^2$ avec (\overline{T}_e)

la matrice de transfert d'un quadripôle élémentaire (voir figure ci-contre).



La loi des mailles donne

$$\overline{V}_s + R \overline{I}_e = \overline{V}_e$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{\overline{V}_s = \overline{V}_e - R \overline{I}_e}}$$

La loi des nœuds donne : $\overline{I}_s = \overline{I}_e - \overline{I}_c$

$$\Rightarrow \overline{I}_s = \overline{I}_e - \frac{\overline{V}_s}{\overline{Z}_c} = \overline{I}_e - \frac{\overline{V}_e - R \overline{I}_e}{\overline{Z}_c}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{\overline{I}_s = -j\omega C \overline{V}_e + (1 + jRC\omega) \overline{I}_e}}$$

On a donc $(\bar{I}_e) = \begin{pmatrix} 1 & -R \\ -j\omega C & 1+jR\omega C \end{pmatrix} \quad (2)$

$$\Rightarrow (\bar{T}) = \begin{pmatrix} 1+jR\omega C & -2R-jR^2\omega C \\ -2j\omega C+R^2\omega^2 & 3jR\omega C+1-R^2C^2\omega^2 \end{pmatrix}$$

I.2) $\bar{U}_{S_0} = ?$

A vide, $\bar{I}_S = 0$.

Il vient, d'après la question précédente :

$$\begin{cases} \bar{U}_{S_0} = (1+jR\omega C)\bar{V}_e - (2R+jR^2\omega C)\bar{I}_e \\ 0 = (-2j\omega C+R^2\omega^2)\bar{V}_e + (3jR\omega C+1-R^2C^2\omega^2)\bar{I}_e \end{cases} \quad (2)$$

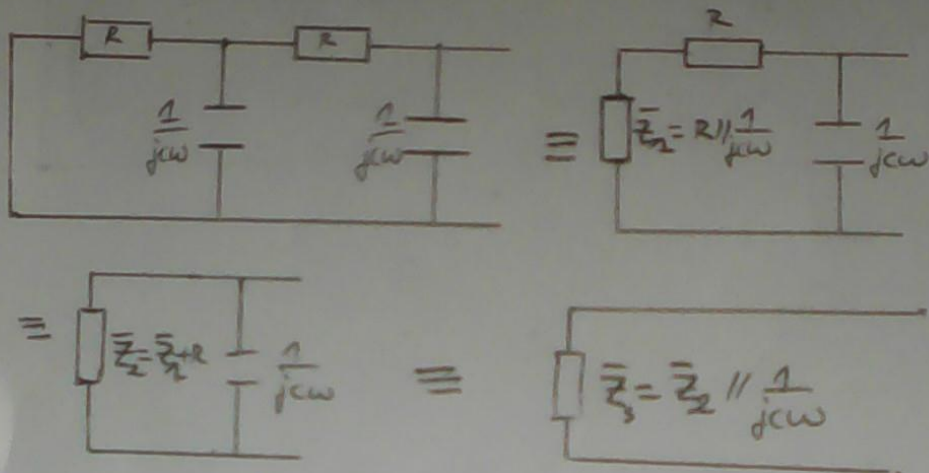
$$(2) \Rightarrow \bar{I}_e = \frac{2j\omega C - R^2\omega^2}{3jR\omega C + 1 - R^2C^2\omega^2} \bar{V}_e \quad (3)$$

(3) dans (2) donne, en considérant $\bar{V}_e = \bar{E}$:

$$\bar{U}_{S_0} = \left[\frac{1}{1 - R^2C^2\omega^2 + 3jR\omega C} \right] \bar{E}$$

I. 3) Impédance de sortie: $\bar{Z}_s = ?$ ③

En court-circuitant la source de tension placée à l'entrée, on a:



$$\frac{1}{\bar{Z}_2} = \frac{1}{R} + j\omega \Rightarrow \bar{Z}_2 = \frac{R}{1 + j\omega R}$$

$$\text{d'où } \bar{Z}_2 = \frac{R}{1 + j\omega R} + R = \frac{2R + j\omega R^2}{1 + j\omega R}$$

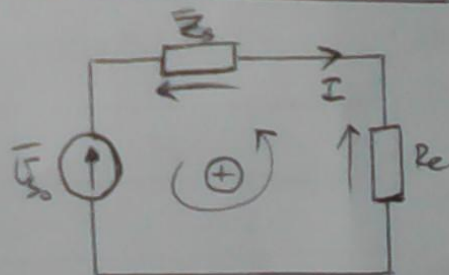
$$\text{soit } \frac{1}{\bar{Z}_s} = \frac{1}{\bar{Z}_2} + j\omega \Rightarrow \bar{Z}_s = R \times \frac{2 + j\omega R}{1 - R^2\omega^2 + 3j\omega R}$$

I. 4) $\bar{I}_{eff} = ?$

Pont diviseur

Loi des mailles:

$$R_e \bar{I} + \bar{Z}_s \bar{I} = \bar{U}_{s_0}$$



$$\text{soit } \bar{I} = \frac{\bar{U}_0}{R_e + \bar{Z}_3} = \frac{\left[\frac{1}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega} \right] \bar{E}}{2 + \frac{2 + jRC\omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega} + R_e} \quad (4)$$

$$\Rightarrow \bar{I}_3 = \frac{\bar{E}}{2R + R_e - R_e R^2 C^2 \omega^2 + j(R^2 C\omega + 3R_e R C\omega)}$$

or $I_{eff} = |I_3|$ et $|\bar{E}| = E_{eff}$

donc

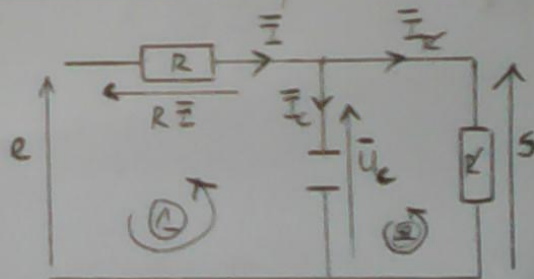
$$I_{eff} = \frac{E_{eff}}{\sqrt{(2R + R_e - R_e R^2 C^2 \omega^2)^2 + (R^2 C\omega + 3R_e R C\omega)^2}}$$

I. Réalisation d'un filtre d'amplificateur

II.1)

II.1.1)

Loi des mailles



②: $S = \bar{U}_C$

$\Rightarrow \bar{I} = \frac{e - S}{R} \quad (1)$

①: $\bar{U}_C + R \bar{I} = e$

(2)

or $\bar{I} = \bar{I}_C + \bar{I}_{R'} = \frac{dq}{dt} + \frac{S}{R'} = C \frac{dU_C}{dt} + \frac{S}{R'} = C \frac{dS}{dt} + \frac{S}{R'}$

(1) = (2) $\Rightarrow C \frac{dS}{dt} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R'} \right) S = \frac{e}{R}$

(5)

soit
$$R R' C \frac{ds}{dt} + (R + R')s = R' e$$

II.1.2) $s(0) = ?$

En régime continu, $i_c = C \frac{ds}{dt} = 0$ car les dérivées temporelles sont nulles. $\Rightarrow (R + R')s = R'e$

soit $s(0) = \frac{R'}{R + R'} e = 0$ pour $t < 0$ (alimentation non branchée)

Par continuité de la tension aux bornes d'une capacité,
on a : $s(0^+) = s(0^-) = s(0) = 0$

$s(0) = 0$

II.1.3) $s = s_1 + s_2$ avec

$$\begin{cases} (1) R R' C \frac{ds_1}{dt} + (R + R')s_1 = 0 \\ (2) (R + R')s_2 = R'e \end{cases}$$

(2) $\rightarrow s_2 = \frac{R'}{R + R'} e$

(1) $\rightarrow \frac{ds_1}{s_1} = - \frac{R + R'}{R R' C} dt \Rightarrow s_1 = A e^{-\frac{R + R'}{R R' C} t}$

soit $s = \frac{R'}{R + R'} e + A e^{-\frac{R + R'}{R R' C} t}$, $A = c^{ste}$

$$s(0)=0 \Rightarrow A = - \frac{R'}{R+R'} E$$

(6)

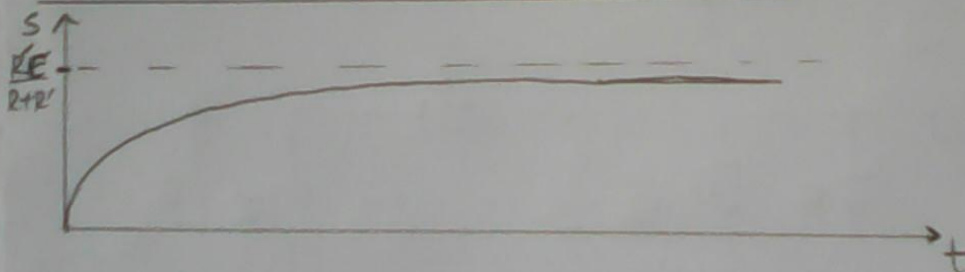
donc

$$s = \frac{R'E}{R+R'} \left(1 - e^{-\frac{R+R'}{RR'C} t} \right)$$

II. 2.4) Allure de $s(t)$ (NB: utiliser un papier millimétré)

e) $s(t=0)=0$, $\lim_{t \rightarrow +\infty} s(t) = \frac{R'E}{R+R'}$

Donc la courbe admet une asymptote horizontale $s = \frac{R'E}{R+R'}$ en $+\infty$.



II. 2.5) $u = ?$

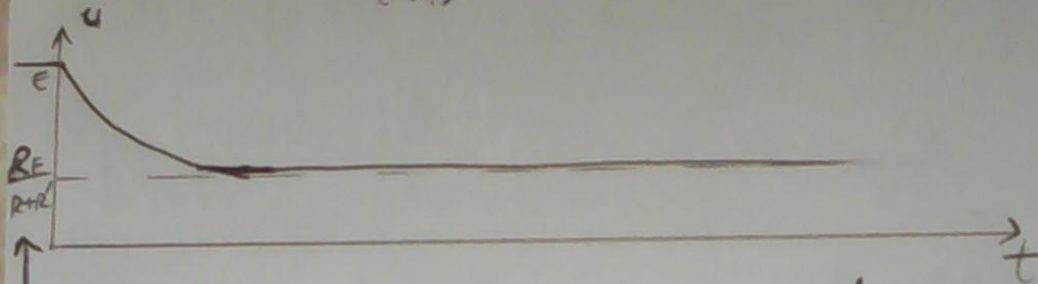
Loi des mailles $u = e - s = \frac{RE + R'E e^{-\frac{R+R'}{RR'C} t}}{R+R'}$

\Rightarrow

$$u = \frac{E}{R+R'} \left(R + R' e^{-\frac{R+R'}{RR'C} t} \right)$$

II.2.6) Représentation de u (Utiliser un papier)

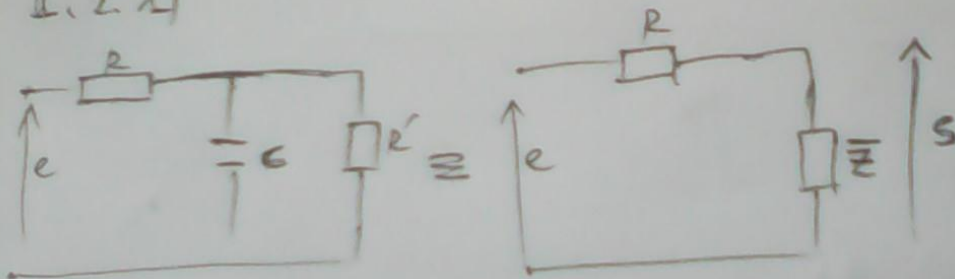
$$U(t=0) = E, \quad \lim_{t \rightarrow +\infty} U(t) = \frac{RE}{R+R'} \quad \left(\begin{array}{l} \text{asymptote} \\ \text{horizontale en } t \rightarrow +\infty \end{array} \right)$$



(ici il s'agit de $\frac{RE}{R+R'}$ et non $\frac{R'E}{R+R'}$ comme le bord a mis)

II.2) $e(t) = E \cos \omega t$

II.2.1)



$$\underline{H} = \frac{\underline{s}}{\underline{e}} = \frac{\bar{\underline{Z}}}{\bar{\underline{Z}} + R} \quad (\text{pont diviseur de tension})$$

$$\text{or } \bar{\underline{Z}} = R' \parallel \frac{1}{j\omega C} = \frac{R'}{1 + jR'C\omega}$$

d'où
$$\underline{H} = \frac{\frac{R'}{1+jR'c\omega}}{\frac{R'}{1+jR'c\omega} + R}$$

soit
$$\underline{H} = \frac{R'}{R + R' + jRR'c\omega}$$

Q.2.2)
$$\underline{H} = \frac{R}{\frac{R+R'}{R'} + jRC\omega}$$
 \Rightarrow Il s'agit d'un filtre passe-bas
du premier ordre

Q.2.3) forme canonique

~~$\underline{H} = \underline{H}(s)$~~
$$\underline{H} = \frac{R'(R+R' - jRR'c\omega)}{(R+R')^2 + (RR'c\omega)^2}$$

$$\underline{H} = \frac{R'(R+R')}{(R+R')^2 + (RR'c\omega)^2} - j \frac{RR'^2c\omega}{(R+R')^2 + (RR'c\omega)^2}$$

$H_0 = |H(\omega=0)| \Rightarrow$
$$H_0 = \frac{R'}{R+R'}$$

②

$$H = \frac{\frac{R'}{R+R'}}{1 + j \frac{RR'c\omega}{R+R'}} = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec } \omega_0 = \frac{R+R'}{RR'c}$$

$$\Rightarrow f_0 = \frac{R+R'}{2\pi RR'c}$$

$$\Rightarrow H = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec} \quad H_0 = \frac{R'}{R+R'}$$

$$f_0 = \frac{R+R'}{2\pi RR'c}$$

II.2.4) $H = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \Rightarrow |H| = \frac{H_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_0})^2}}$

* équation du diagramme réel

$$G_{dB} = 20 \log_{10} |H| = 20 \log_{10} H_0 - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

* équation du diagramme asymptotique
pour $\omega = 0$.

$$G_{dB} = 20 \log_{10} \frac{R'}{R+R'}$$

* équation du diagramme asymptotique

pour ω infini.

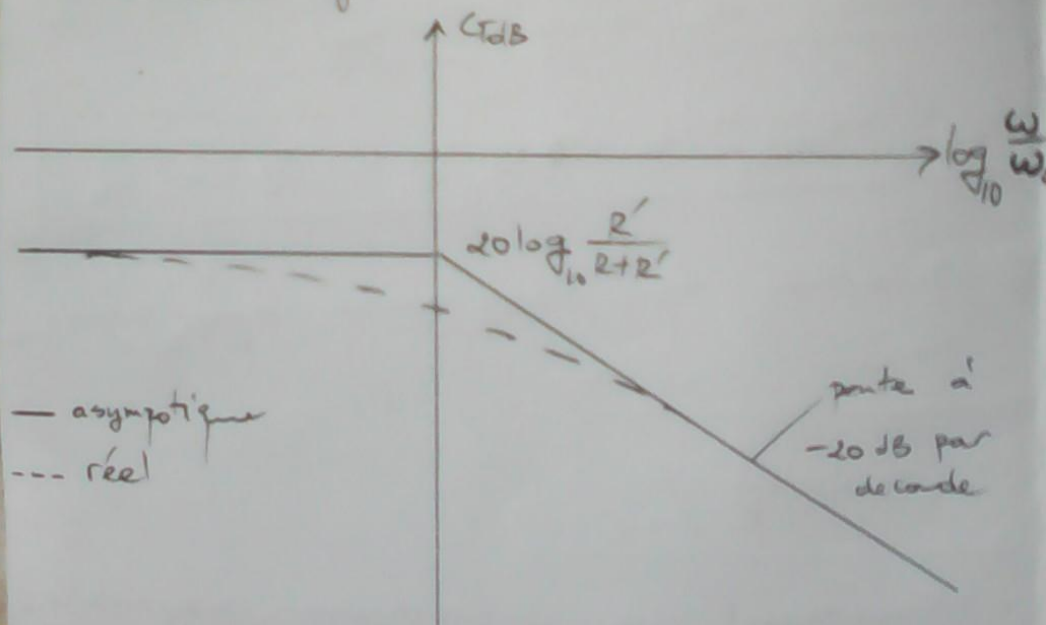
(10)

$$\text{on a } \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \underset{\omega \rightarrow \infty}{\sim} \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\Rightarrow G_{dB} = 20 \log \frac{R'}{R+R'} - 20 \log \frac{\omega}{\omega_0}$$

On a donc la courbe suivantes :

(Faire le tracé sur du papier
semi-log)



NB! Mieux vaut avoir cette courbe en ⁽¹⁰⁾
 tête car l'étude peut prendre 30 min,
 en posant $x = \log \frac{\omega}{\omega_0}$ et $y = G_{dB}$.

$$\text{Aussi, } R' < R + R' \Rightarrow \frac{R'}{R + R'} < 1$$

$$\Rightarrow \underline{20 \log \frac{R'}{R + R'}} < 0 \quad \left(\begin{array}{l} \text{c'est pour} \\ \text{qu'on la} \\ \text{courbe} \\ \text{est en} \\ \text{bas} \end{array} \right)$$

$$\text{Ex. 2. c) } \underline{H} = \frac{H_0}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} - j \frac{H_0 \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\Rightarrow \varphi = \arg(H) = \arctan \left(- \frac{\omega}{\omega_0} \right)$$

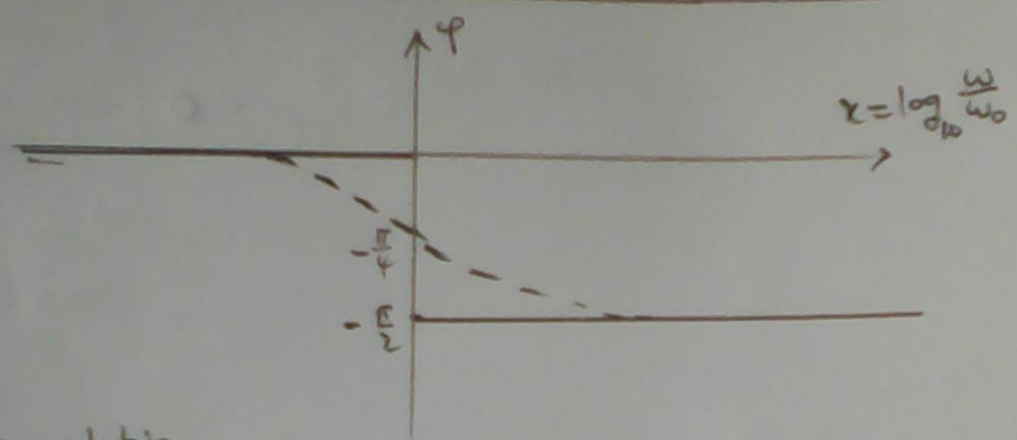
$$\Rightarrow \boxed{\varphi = - \arctan \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}$$

$$\text{En posant } x = \log_{10} \frac{\omega}{\omega_0}, \text{ on obtient } \frac{\omega}{\omega_0} = 10^x$$

soit $\varphi(x) = -\arctan(10^x)$ et $\varphi'(x) = \frac{-\ln 10 \cdot 10^x}{1+10^{2x}} < 0$

Tableau de Variation

x	$-\infty$	0	$+\infty$
$\varphi'(x)$		-	-
$\varphi(x)$	0	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{2}$



- asymptotique
- réel

II.3)

II.3.1) Un amplificateur opérationnel est idéal si les courants de polarisation sont nuls (soit de façon équivalente l'impédance d'entrée infinie), si la résistance de sortie est nulle, si le gain différentiel statique est nul.

II.3.2) Un amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire si on a la relation
$$s = A_0 (v^+ - v^-) \quad (*) \quad \forall |v^+ - v^-| < \frac{V_{sat}}{A_0}$$

avec

• V_{sat} : tension de saturation déterminée par V_{cc}

• A_0 : gain en boucle ouverte

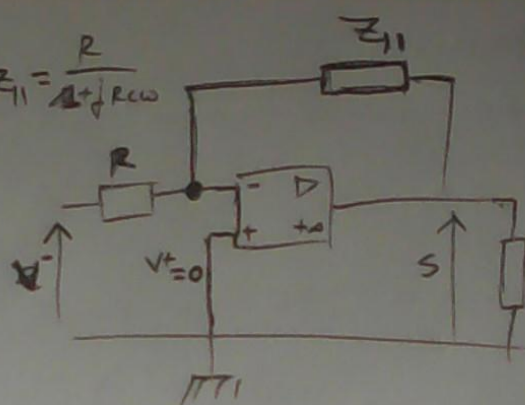
NB
(*) est appelé équation fondamentale de l'amplificateur opérationnel.

II.3.3) conséquences: la sortie de l'amplificateur opérationnel ne prend pas de valeur infinie, ce qui implique avec l'hypothèse que A_0 est infini que
$$e = v^+ - v^- = 0.$$

II.3.4) En appliquant le théorème de Millman à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, on obtient;

$$\underline{V}^- = \frac{\frac{e}{R} + \frac{s}{\underline{Z}_{11}}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{\underline{Z}_{11}}}$$

$$\text{avec } \underline{Z}_{11} = \frac{R}{1+jRC\omega}$$



Car $V^+ = 0$

Comme $\varepsilon = 0$, $V^+ - V^- = V^- = 0$

$$\Rightarrow \frac{e}{R} + \frac{s}{\underline{Z}_{11}} = 0 \Rightarrow \underline{H} = \frac{s}{e} = - \frac{\underline{Z}_{11}}{R}$$

$$\Rightarrow \underline{H} = - \frac{1}{1+jRC\omega}$$

Ex. 3. < $\underline{H} = \frac{H_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$ avec $\begin{cases} f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \\ H_0 = -1 \end{cases}$

soit

$$\underline{G}_{dB} = 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{et } \phi = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\varphi = \pi - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

comparaison:

(15)

- Même comportement que précédemment avec $H_0 = -1$ et $\omega_0 = \frac{1}{RC}$;
- fréquence de coupure plus basse $\left(\frac{1}{2RC} < \frac{R+R'}{2RR'C} \right)$;
- Gain plus grand;
- Modification du déphasage $\left(\varphi = \pi - \arctan \frac{\omega}{\omega_0} \right)$.

II.3.6) L'intérêt de ce nouveau montage est l'indépendance du comportement par rapport à la charge R' .

II.4)

$$x(t) = \begin{cases} E & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -E & \text{pour } -\frac{T}{2} \leq t \leq 0 \end{cases}$$

II.4.1) la décomposition du signal en

série de Fourier s'écrit :

(16)

$$e(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))$$

$$\text{avec } a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e(t) \cos(n\omega t) dt \text{ et } b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$A \quad a_n = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 e(t) \cos(n\omega t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} e(t) \cos(n\omega t) dt \right]$$

$$= \frac{2}{T} \left[-E \int_{-\frac{T}{2}}^0 \cos(n\omega t) dt + E \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n\omega t) dt \right]$$

$$= \frac{2E}{T} \left[- \int_{-\frac{T}{2}}^0 \cos(n\omega t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n\omega t) dt \right]$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{a_n = 0 \quad \forall n \in \mathbb{N}}}$$

$$\begin{aligned} * \quad b_n &= \frac{2}{T} \left[-E \int_{-\frac{T}{2}}^0 \sin(n\omega t) dt + E \int_0^{\frac{T}{2}} \sin(n\omega t) dt \right] \\ &= \frac{2E}{T} \left\{ - \left[-\frac{1}{n\omega} \cos(n\omega t) \right]_{-\frac{T}{2}}^0 + \left[-\frac{1}{n\omega} \cos(n\omega t) \right]_0^{\frac{T}{2}} \right\} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow b_n = \frac{4E}{n\omega T} (\cos(n\pi) - 1) \quad \left| \begin{array}{l} \text{NB: J'ai enlevé le} \\ (-) \text{ pour satisfaire (17)} \\ \checkmark \checkmark \checkmark \end{array} \right.$$

$$= \frac{4E}{2\pi n} ((-1)^n - 1)$$

$$= \begin{cases} 0 & \text{si } n=2p, p \in \mathbb{N} \\ -\frac{4E}{\pi n} & \text{si } n=2p+1, p \in \mathbb{N} \end{cases}$$

d'où

$$e(t) = -\frac{4E}{\pi} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\sin((2p+1)\omega t)}{2p+1}$$

Ex. 4.2) $\frac{H(j\omega)}{e(t)} \frac{e(t)}{e(t)} \Rightarrow e(t) = H(j\omega) \cdot e(t)$

or $|H(n\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (nRC\omega)^2}} \quad \forall n \in \mathbb{N}$

et

$$\varphi(n\omega) = \pi - \arctan(nRC\omega) \quad \forall n \in \mathbb{N}$$

En multipliant chaque terme par $|H(zp+1k)|$ ⁽¹⁸⁾
 et en ajoutant le déphasage, on a:

$$s(t) = - \frac{4E}{\pi} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\sin[(2p+1)\omega t + \pi - \arctan((2p+1)RC\omega)]}{(2p+1) \sqrt{1 + ((2p+1)RC\omega)^2}}$$

or $\sin(\theta + \pi) = -\sin\theta \quad \forall \theta \in \mathbb{R}$

d'où

$$s(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\sin[(2p+1)\omega t - \arctan((2p+1)RC\omega)]}{(2p+1) \sqrt{1 + ((2p+1)RC\omega)^2}}$$

II.4.3) Il est impossible d'avoir $H \approx jk\omega$,
 donc on a pas de comportement
dérivateur possible.

II.4.4) Pour $\omega \gg \omega_0$, $1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \approx j \frac{1}{\omega_0} \omega$

$\Rightarrow H \approx \frac{1}{jk\omega}$ avec $k = \omega_0$ | est un comportement intégrateur.

(19)

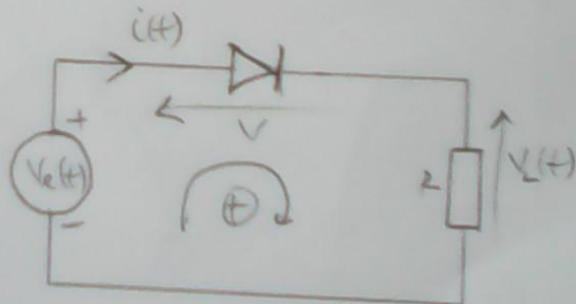
$$RC \gg \frac{T}{2\pi}$$

pour avoir un tel comportement.

II. Circuit redresseur

$R = 33\Omega$, $u_e(t)$ | amplitude maximale : $E_0 = 10V$
période : T

Q. 2) Diode ideale



Compte tenu de la convention choisie, la condition de conduction de la diode est $i(t) > 0$. (2)

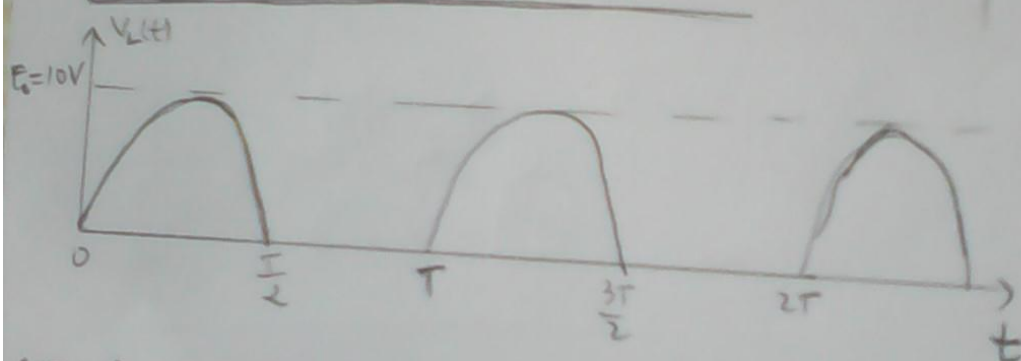
or $V_e(t) - V - R \cdot i(t) = 0$ (Loi des mailles),

soit $i(t) = \frac{V_e(t) - V}{R}$ (2)

(1) et (2) $\Rightarrow \frac{V_e(t) - V}{R} > 0$

$\Rightarrow \underline{V_e(t) > 0}$ car $V = 0$ lorsque la diode conduit.

$\Rightarrow V_e(t) = \begin{cases} V_e(t) & \text{pour } t \in [0, \frac{T}{2}] \text{ (absente de la tension seuil pour la diode passant)} \\ 0 & \text{pour } t \in [\frac{T}{2}, T] \text{ (diode bloquée)} \end{cases}$



NB: Il s'agit d'un circuit signal redressé mono-alternance ou simple alternance et on a :

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E_0 \sin(\omega t) dt$$

(21)

$$\Rightarrow \boxed{U_{\text{moy}} = \frac{E_0}{\pi}} \quad \text{Avec: } \underline{U_{\text{moy}} = 3,18 \text{ V}}$$

III, 2) En tenant compte de la tension seuil V_s de la diode, on a :

* $V = V_s$ lorsque la diode est passante.
on peut écrire :

$$\frac{U_e(t) - V_s}{2} > 0, \text{ soit } \underline{U_e(t) > V_s = 0,7 \text{ V}}$$

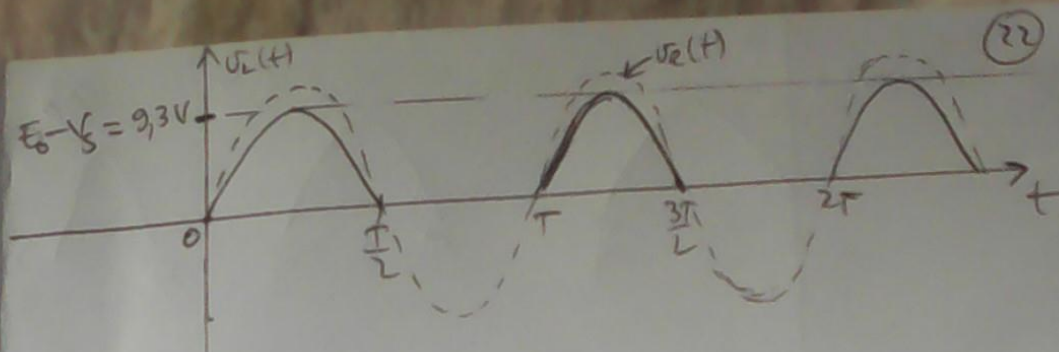
dans ce cas, la tension $V_L(t)$ s'exprime :

$$U_L(t) = U_e(t) - V_s \Rightarrow \boxed{U_L(t) = U_e(t) - 0,7}$$

* Lorsque la diode est bloquée, $i(t) = 0$

$$\Rightarrow \boxed{U_L(t) = 0}$$





III. 3) $V_s = 0,7V$, $R_s = 5V$. (Le générateur de E_0 est associé à la résistance R_s)

La condition de conduction de la diode n'est pas modifiée, ce qui donne:

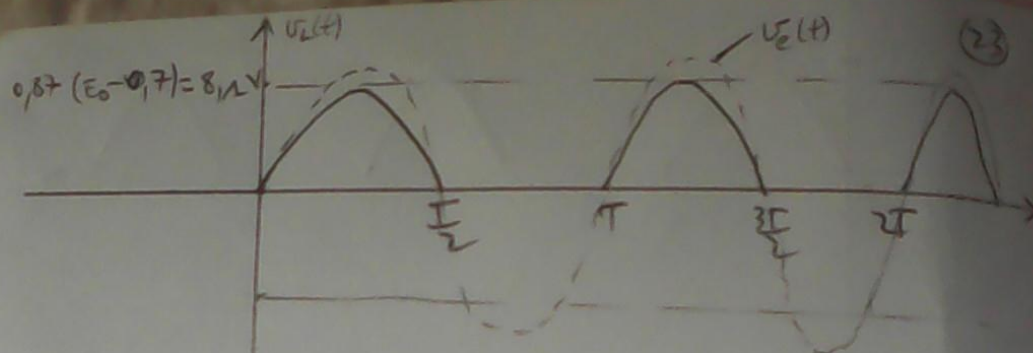
$$i(t) > 0, \text{ soit } \frac{u_L(t) - V_s}{R} > 0 \text{ et par}$$

$$\text{conséquent } \underline{u_L(t) > V_s = 0,7V}$$

Cette condition étant vérifiée, $i(t) = \frac{u_L(t) - V_s}{R + R_s}$
(Loi de Pouillet)

$$\text{d'où } u_L(t) = R \cdot i(t) = \frac{R}{R + R_s} (u_L(t) - V_s)$$

$$\Rightarrow \boxed{u_L(t) = 0,87 (u_L(t) - 0,7)}$$



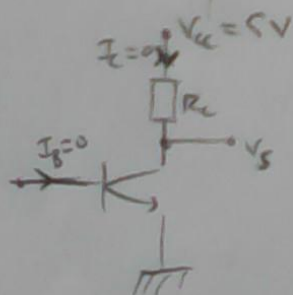
IV - Circuit logique et commutation

$$\beta = 100$$

$$N.1) V_1 = V_2 = 0 ; V_3 = ?$$

Dans le cas où $V_1 = V_2 = 0$, la jonction base-émetteur du transistor est bloquée, puisque $I_B = 0$.

$$\text{Rien n'est que } I_C = 0 \Rightarrow V_3 - V_{CE} = R_C I_C = 0$$

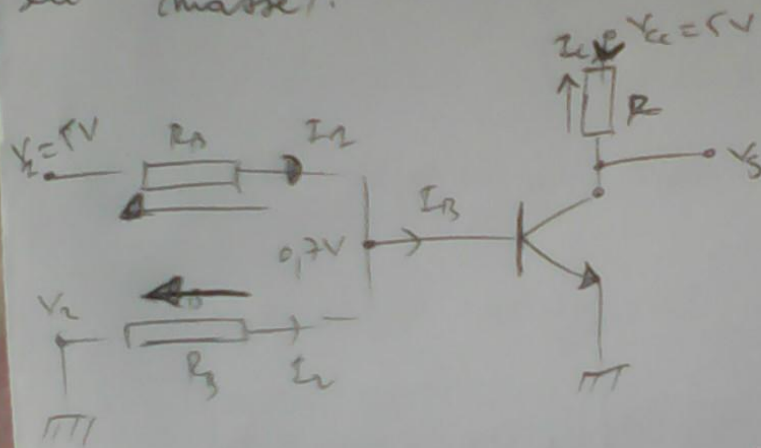


$$\Rightarrow \underline{\underline{V_3 = V_{CE} = 5V}}$$

IV. 2) \rightarrow Supposons que $V_1 = 5V$ et $V_2 = 0V$
~~comme avant~~ (le choix n'a aucune

influence sur le résultat étant donné que les deux entrées sont parfaitement symétriques).

La jonction base-émetteur se trouve polarisée en sens direct et $V_B = 0,7 \text{ V}$ car l'émetteur du transistor se trouve à la masse).



$$I_B = I_1 + I_2 = \frac{V_1 - V_B}{R_B} + \frac{V_2 - V_B}{R_B} = \frac{V_1 - 2V_B}{R_B}$$

$$\text{Hence: } I_B = \frac{5 - 2 \times 0,7}{10^4} = 0,36 \text{ mA}$$

Si le transistor n'est pas saturé :

$$|I_C = \beta I_B| \Rightarrow I_C = 36 \text{ mA}$$

Or $V_{CC} - V_S = R_C I_C$

(20)

AN:

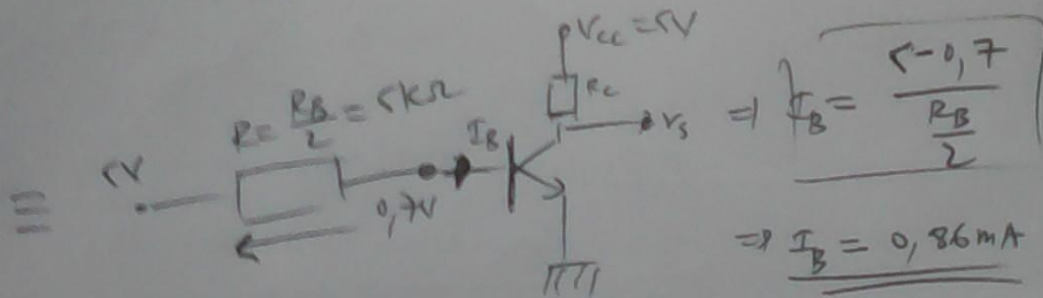
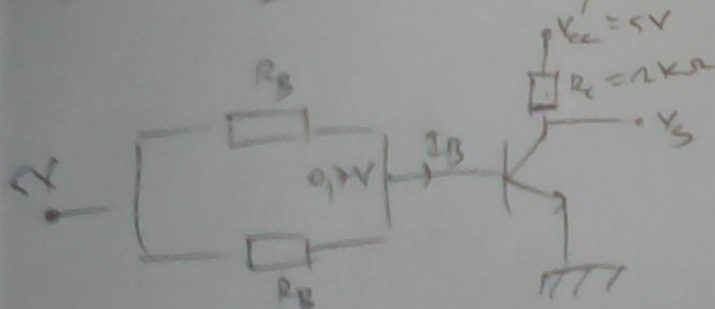
$$\Rightarrow \boxed{V_S = V_{CC} - R_C I_C}$$

$V_S = -3.2V$

Cette tension ne correspond pas à une valeur possible. Le transistor est donc saturé et $V_S = 0$, puisque la saturation entraîne $V_{CE} \approx 0$.

Enfinement: $\boxed{V_2 = 1V \text{ ou } V_2 = 5V \Rightarrow V_S = 0V}$

→ Si $V_2 = V_2 = 5V$, on a:



Si le transistor est conducteur,

(26)

$$\boxed{I_C = \beta I_B} \Rightarrow \underline{I_C = 86 \text{ mA}}$$

$$\text{d'où } \underline{V_S = V_{CC} - R_C I_C = -86 \text{ V (valeur impossible)}}$$

\Rightarrow le transistor est saturé

$$\Rightarrow (V_E = 0 \Rightarrow V_S \approx 0)$$

$$\underline{\text{Finalement: } V_1 = V_2 = 5 \text{ V} \Rightarrow V_S = 0 \text{ V}}$$

14.3) Fonction réalisée par le montage

$$\left\{ \begin{array}{l} V_S = 5 \text{ V} \text{ si } V_1 = V_2 = 0 \text{ V} \\ V_S = 0 \text{ V} \text{ si } V_1 = 5 \text{ V} \text{ et/ou } V_2 = 5 \text{ V} \end{array} \right.$$

la fonction logique réalisée par le montage est la fonction NON-OU