



Examen de fin de premier semestre/UE PHY 215 : Travaux pratiques de Physique II
Mercredi 11 janvier 2017-Durée : 2H (15H-17H)/Examinateur : Dr. Victor K. Kamgang

Problème/20pt

A partir du variateur GUSA et suivant un processus mécanico-inductif, il est possible de générer un courant alternatif de fréquence bien déterminée.

- I. Quadripôle passif linéaire/10pt : Il est possible d'améliorer le signal précédent pour un usage précis en utilisant un quadripôle passif linéaire. Ainsi, l'expérimentateur détermine la matrice de transfert $T = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$ du quadripôle.
- I.1. Ecrire l'équation de liaison des éléments de la matrice T . (1pt)
 - I.2. Ecrire les expressions de ces éléments en fonction des observables électriques du circuit précédent. (1pt)
 - I.3. Sachant que (u_1, i_1) et (u_2, i_2) représentent, respectivement, les observables électriques d'entrée et de sortie du circuit considéré, représenter les schémas expérimentaux de réalisation des situations $i_2 = 0$ d'une part, et $u_2 = 0$ d'autre part. (1ptx2)
 - I.4. Expérimentalement, on mesure les observables en entrée et sortie du quadripôle, et on trouve $(3.42V, 1.5mA)$ et $(2.00V, 0)$ avec $\Delta u = 0.01V$ et $\Delta i = 0.01mA$. En déduire A et C . (1ptx2)
 - I.5. Par ailleurs, en vue de déterminer B et D , en débitant ce quadripôle dans une charge R , les résultats suivants ont été recueillis dans le tableau ci-dessous :
- | $(R \pm 25)\Omega$ | 100 | 200 | 300 | 400 | 500 | 600 | 700 | 800 | 900 | 1000 |
|---------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $(i_2 \pm 0.001)mA$ | 0.430 | 0.420 | 0.400 | 0.380 | 0.380 | 0.370 | 0.360 | 0.350 | 0.340 | 0.300 |
| $(i_1 \pm 0.001)mA$ | 1.756 | 1.751 | 1.703 | 1.683 | 1.682 | 1.670 | 1.656 | 1.639 | 1.621 | 1.456 |
- Tracer la courbe $i_1/i_2 = i_1/i_2(R)$, puis en déduire D et B au moyen des droites extrémiales et de l'équation de liaison précédente. Echelle : 1cm pour 30Ω et 1cm pour $0.07(i_1/i_2)$. (4pt)
- II. Filtrage d'un signal/5pt : Un technicien de laboratoire voudrait réaliser des dispositifs fonctionnant pour des gammes de fréquence précises f .
- II.1. Ecrire la définition d'un filtre passe-bas, puis en proposer un schéma illustratif de type RC. (0.5ptx)
 - II.2. Ecrire l'expression du gain G_{dB} en fonction de $x = f/f_c$, où f_c est la fréquence de coupure du filtre. (0.5pt)
 - II.3. Représenter le diagramme de Bode de ce filtre : $x \in [10^{-2}, 10^2]$. Prendre 1cm pour 3dB. (2pt)
 - II.4. Expliquer littéralement comment transformer ce filtre en passe-haut. (0.5pt)
 - II.5. En déduire le schéma d'un dispositif complétif simple fonctionnant en filtre passe-bande dont les fréquences de coupure seront exprimées en fonction des éléments du circuit. (0.5ptx)
- III. Signal amplification/5pt : Following the above phase of filtering, the lab technician now necessitates a certain amount of amplified signal for further uses.
- III.1. List all the materials and draw a schematic diagram implementing the signal amplification. (0.5ptx)
 - III.2. Write-down the precaution which needs to be taken prior to any measurement. (0.5pt)
 - III.3. Explain why important is the choice of smaller values of the signal input. (0.5pt)
 - III.4. Considering the typical integrator amplifier of loads R_1 , R_2 , and capacitance C , write-down the evolution equation of the amplified output V_{out} with respect to the input V_{in} , loads R_1 , R_2 , and capacitance C . (0.5pt)
 - III.5. The load R_2 is used in counter-reaction with a relatively greater value. Justify such a choice and write-down the expression of the output provided $V_{out}(t=0) = 0$. (0.5pt)
 - III.6. Following the above figure, represent in the same graphic both $V_{in} = V_{max} \cos(\omega t)$ and V_{out} for $R_2C\omega = 2$. Scale : 5cm for V_{max} and 5cm for $T/4$, T being the temporal period of the input. (2pt)

I- Quadripôle parallèle lumineux

$$T = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$$

1 - Ecrire l'équation des liaisons des éléments de T

$$\det T = 1 \Rightarrow \boxed{AD - BC = 1}$$

2 - Écrire les expressions de ces éléments en fonction des observables électriques.

$$A = \left(\frac{M_1}{M_2} \right)_{i_2=0}$$

$$B = \left(\frac{M_1}{M_2} \right)_{M_2=0}$$

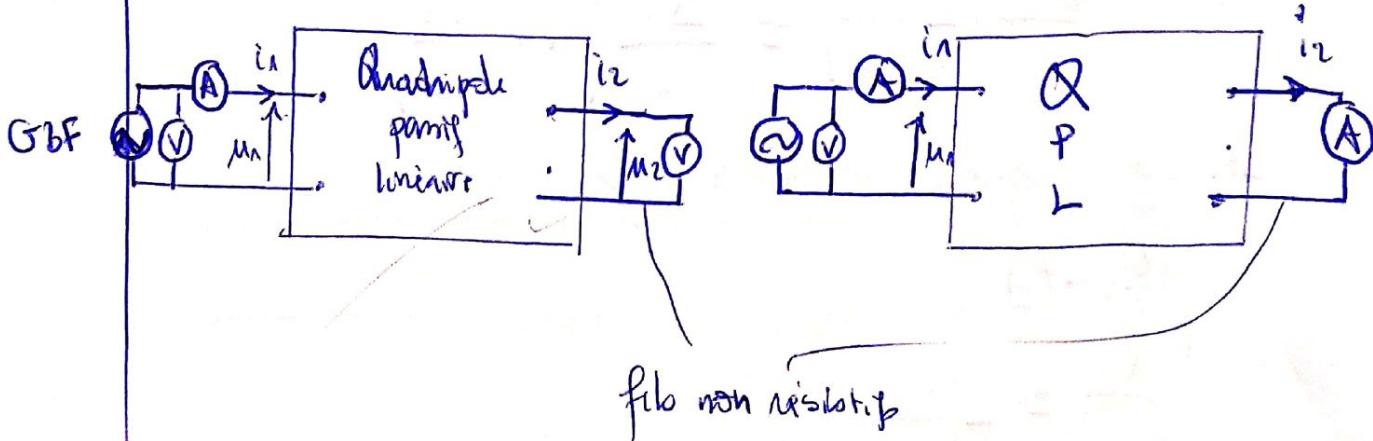
$$C = \left(\frac{i_1}{M_2} \right)_{i_2=0}$$

$$D = \left(\frac{i_1}{i_2} \right)_{M_2=0}$$

3) Représenter les schémas expérimentaux

$$\underline{i_2 = 0}$$

$$\underline{M_2 = 0}$$



4) On a $(3,42V; 1,5mA) (2,00V, 0)$ $\Delta U = 0,01V$
 $\Delta I = 0,01mA$

On cherche A et C.

Puisque $i_2 = 0$

$$A = \left(\frac{U_1}{I_1} \right) \quad \Delta A = A \left(\frac{\Delta U}{U_1} + \frac{\Delta I}{I_1} \right)$$

$$C = \left(\frac{i_1}{U_2} \right) \quad \Delta C = C \left(\frac{\Delta i_1}{i_1} + \frac{\Delta U}{U_2} \right)$$

Pour des raisons de généralisations, nous ne faisons pas d'applications numériques, donc nous donnons seulement les formules

L'écriture avec l'erreur est celle demandée ici.

$A = \left(\frac{U_1}{I_1} \right)$	$\Delta A = A \left(\frac{\Delta U}{U_1} + \frac{\Delta I}{I_1} \right)$	$\underline{\underline{A = (A \pm \Delta A)}}$
$C = \left(\frac{i_1}{U_2} \right)$	$\Delta C = C \left(\frac{\Delta i_1}{i_1} + \frac{\Delta U}{U_2} \right)$	$\underline{\underline{C = (C \pm \Delta C)}}$

5) $\frac{i_1}{i_2} = f(k).$

On a ~~$\frac{\Delta i_1}{i_1}$~~ $\Delta \left(\frac{i_1}{i_2} \right) = \frac{\Delta i_1}{i_2} \left(1 + \frac{i_1}{i_2} \right)$

ΔR étant donné, on remplit le tableau

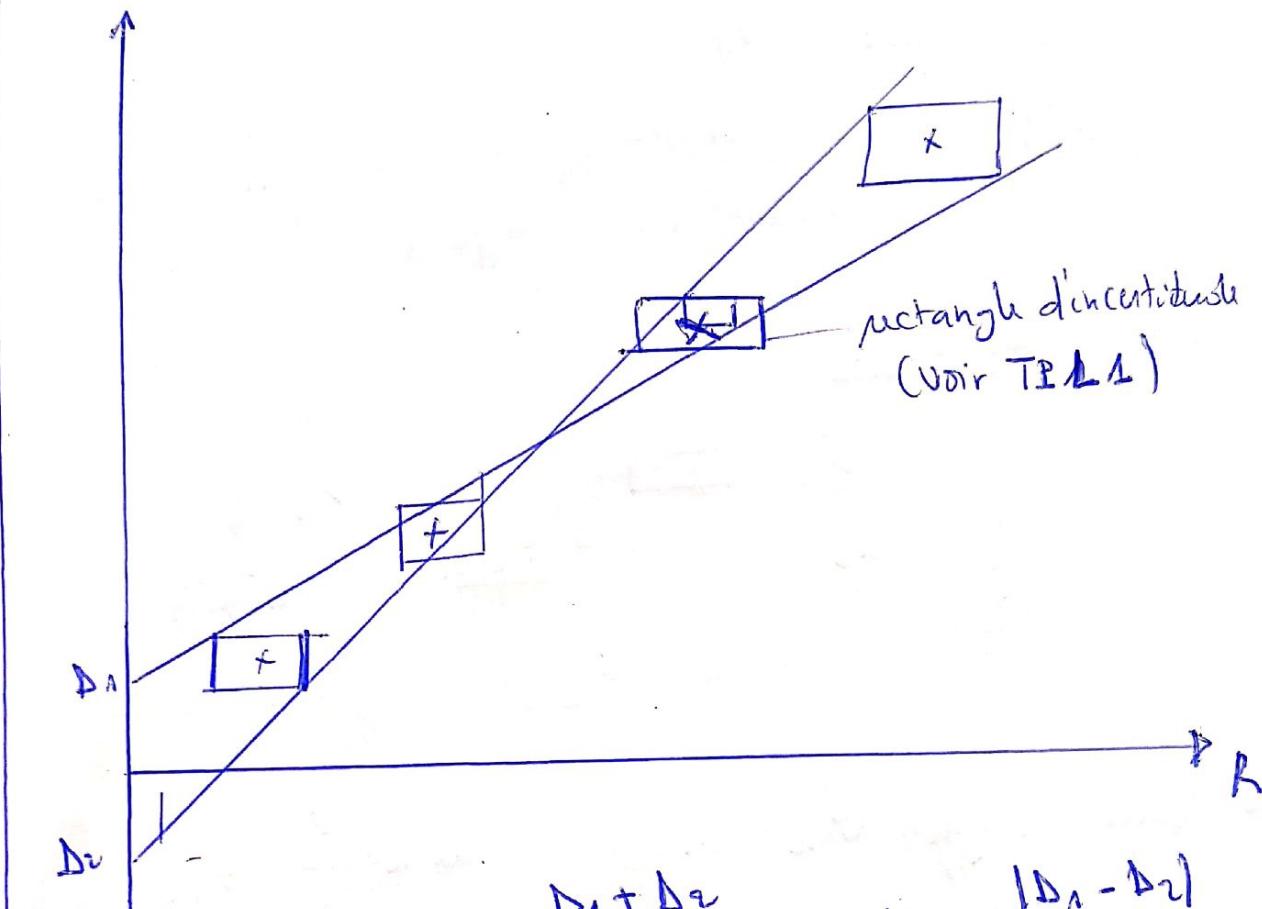
$(R \pm \Delta R) \Omega$...
$\frac{i_1}{i_2} \pm \Delta \left(\frac{i_1}{i_2} \right)$...

Nous mettons l'incertitude pour la dimension

$$L = 2 \Delta R$$

$$\delta = 2 \times \Delta \left(\frac{\Delta_1}{\Delta_2} \right)$$

Nous obtenons un cercle dont l'allure est la suivante



On a donc

$$D = \frac{D_1 + D_2}{2}$$

$$\Delta D = \frac{|D_1 - D_2|}{2}$$

$$\underline{D = (D \pm \Delta D)}$$

Concurrentement à B , on a en utilisant l'équation de liaison

$$B = \frac{AD - L}{C}$$

$$\Delta B = B \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{A \Delta D + D \Delta A}{AD - L} \right)$$

Donc

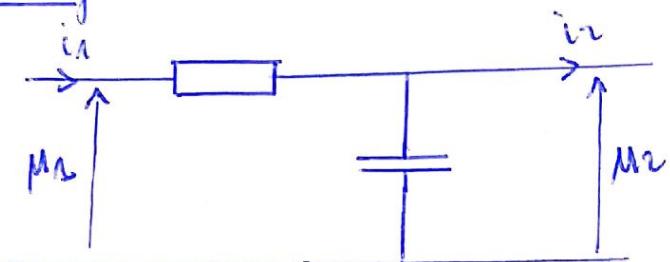
$$\underline{B = (B \pm \Delta B) \text{SL}}$$

II - Filtrage d'un signal

1 - Définir filtre passe bas :

filtre passe bas : système électrique composé de transmettant un signal sans affaiblissement majeur que pour les fréquences inférieures à une valeur limite appelée fréquence de coupure.

Schéma illustratif



2 - Écrire le gain G_{dB} en fonction de $n = \frac{f}{f_c}$

$$H(j\omega) = \frac{M_2}{M_1} \quad \text{⇒ après le diviseur de tension, donc}$$

$$M_2 = \frac{j\omega C}{j\omega C + R} M_1$$

$$= \frac{1}{1 + jR\omega C} M_1$$

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{|1 + jR\omega C|} = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$$

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

$$\text{donc } R^2 C^2 \omega^2 = \frac{\omega^2}{\omega_c^2} = \frac{f^2}{f_c^2}$$

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

Donc

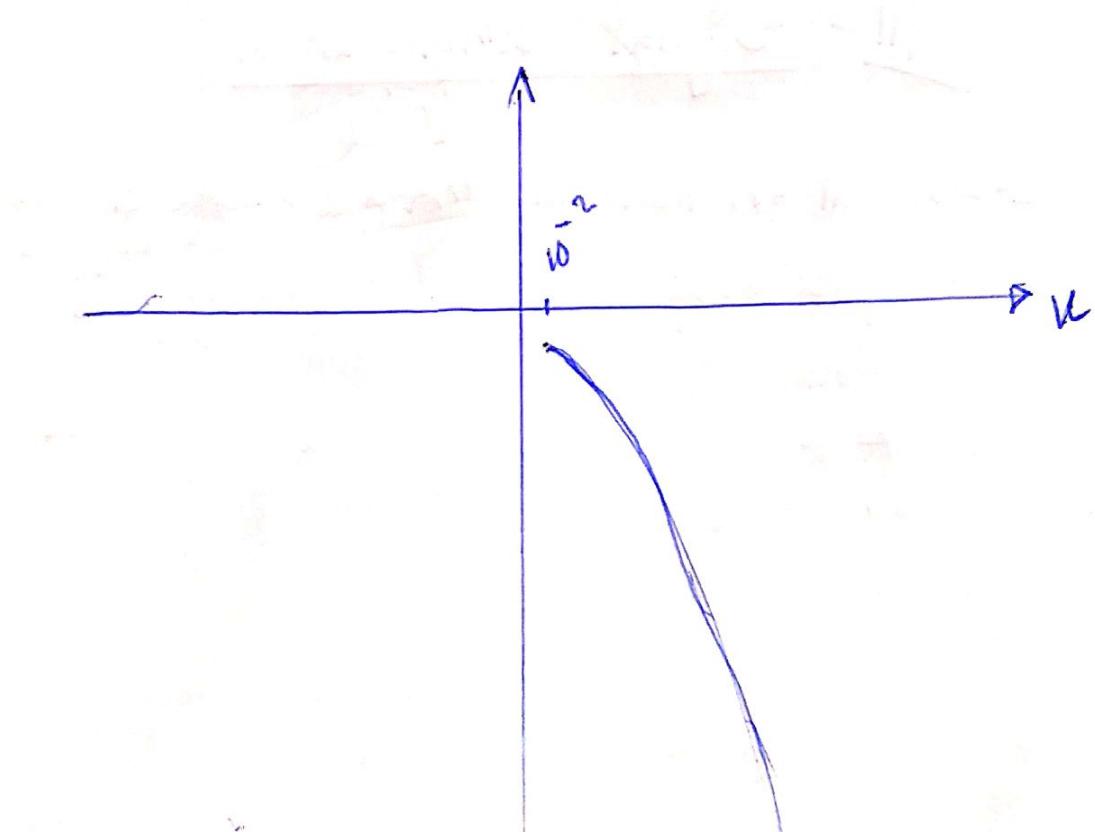
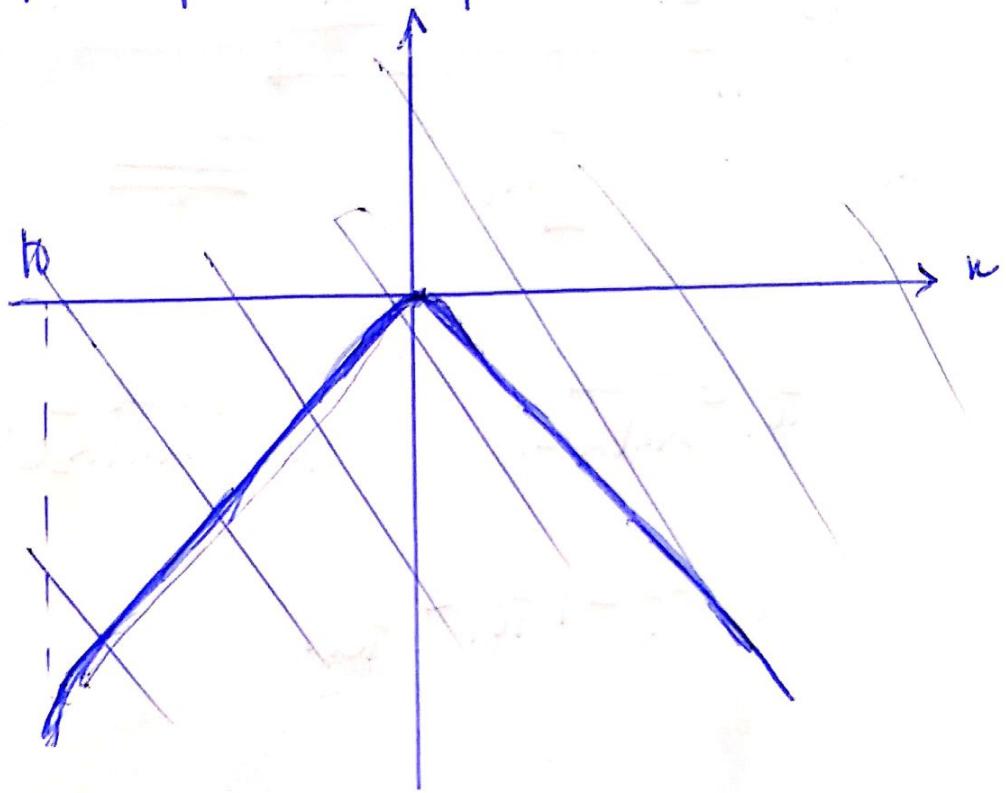
$$G_{dB} = -10 \log_{10} (1 + n^2)$$

3 - Représentons le diagramme de Bode du filtre

$k \in T[10^{-2}, 10^2]$.

ν	10^{-2}	...	10^0	...	60×10^2	10^3
$G(j\nu)$	$-4,34 \times 10^{-4}$...	$-3,02$...	$-35,56$,

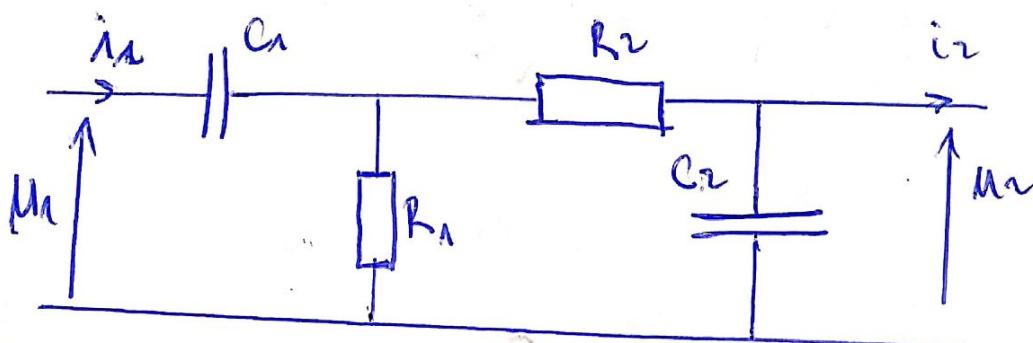
Sachant que la fonction est paire, ora l'allure suivant



4) Comment transformer l'onde basse en haute.

Il suffit de permettre la capacité C et la résistance R pour obtenir un filtre passe bas de type RC.

5) On dessine le schéma du passe bas suivant



$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1}}$$

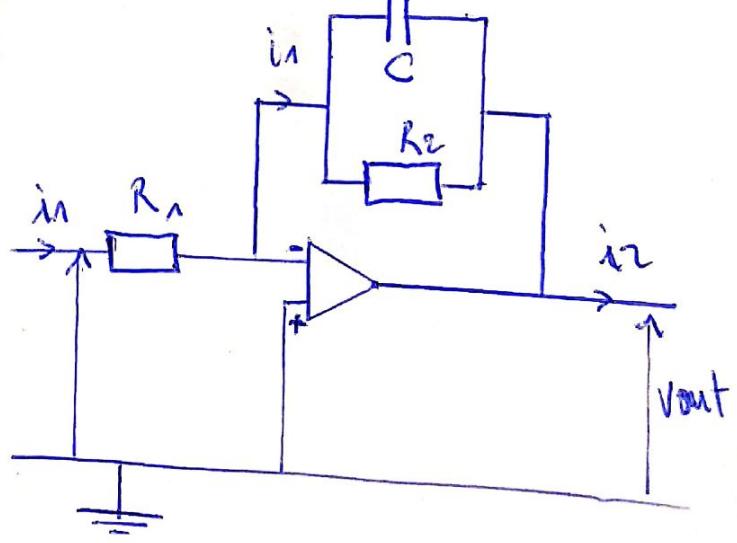
$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 C_2}}$$

$$\Delta f = |f_{c1} - f_{c2}|$$

III - Signal amplification

1- List all the materials and a schematic diagram

- * Analog oscilloscope
- * Digital multimeter
- * ~~DC current~~
- * DC power supply stable
- * Function generator
- * Loads and capacitances
- * operation amplifier



2 - Precautions to take prior before any use:

We have to polarise operational amplifier before any measurement.

3 - Explain the importance of the choice of smaller values

We have to choose the smaller values of the signal input to avoid saturation of the operational amplifier.

4) Write down the evolution equation of the amplified output.

Using the first law of Kirchoff we have

$$\dot{I}_n = \dot{I}_{R_2} + \dot{I}_C$$

$$\dot{I}_C = C \frac{dV_{out}}{dt}$$

We have $\dot{I}_n = \frac{V_n}{R_1} = - \frac{V_{in}}{R_1}$ cause V_n is opposite of V_{in}

$$\dot{I}_{R_2} = \frac{V_{out}}{R_2}$$

$$\frac{-V_{in}}{R_1} = \frac{V_{out}}{R_2} + C \frac{dV_{out}}{dt}$$

We obtain

$$\cancel{\frac{dV_{out}}{dt}} +$$

$$\boxed{\frac{dV_{out}}{dt} + \frac{V_{out}}{R_2 C} + \frac{V_{in}}{R_1 C} = 0}$$

5) Justify the choice and write expression of V_{out}

Justification: We have to use R_2 in counter reaction to allow the ~~amplifi~~ operation amplifier to select just lower frequency inputs while avoiding any mitigation (attenuation) of the gain amount to a critical level.

$\rightarrow R_2 \rightarrow \infty$ we have

$$\frac{\Delta V_{out}}{dt} + \frac{1}{R_C} V_{in} = 0$$

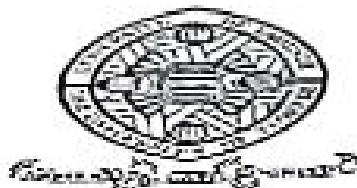
$$V_{out} = -\frac{1}{R_C C} \int_0^t V_{in}(a) da$$

b) for $V_{in}(t) = V_{max} \cos(\omega t)$ $R_C \omega = 2$

$$\begin{aligned} V_{out} &= -\frac{1}{R_C C} \int_0^t V_{max} \cos(\omega a) da \\ &= -\frac{V_{max}}{R_C C \omega} \left[\sin(\omega a) \right]_0^t \end{aligned}$$

$$V_{out}(t) = -\frac{V_{max}}{2} \sin(\omega t)$$

le min est laissé au lecteur de l'exercice pour ce petit graph



Examen de fin de premier semestre/UE PHY 215 : Travaux pratiques de Physique II
Janvier 2018-Durée : 2H/Examinateur : V.K. Kamgang

I. Etude d'un quadripôle en charge/2pt

On considère le quadripôle représenté sur la figure 1.

- I.1. Exprimer dans le détail la matrice de transfert de ce quadripôle. (0.5pt)
- I.2. On alimente ce quadripôle à l'aide d'un générateur parfait de tension sinusoïdale $e(t) = \sqrt{2}E_m \cos\omega t$. Ecrire l'expression de la tension de sortie à vide \bar{E}_{o0} (en modèle complexe). (0.5pt)
- I.3. Calculer l'impédance de sortie complexe \bar{Z}_s du quadripôle. (0.5pt)
- I.4. On connecte une résistance de charge R_c en sortie du quadripôle. Ecrire la valeur efficace du courant qui la traverse. (0.5pt)

II. Réalisation d'un filtre à amplificateur/13pt

- II.1. On considère tout d'abord le circuit de la figure 2(a) composé d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C alimentant une charge assimilable à une résistance R . On note e la tension d'entrée et s celle de sortie.

Dans un premier temps, la tension d'entrée est une tension continue E .

- II.1.1. Etablir l'équation différentielle vérifiée par s . (0.5pt)
- II.1.2. Sachant que pour $t < 0$, le circuit a atteint un régime continu et qu'on commence l'alimentation du circuit par la tension continue E à $t = 0$, que peut-on dire de la valeur de la tension s à cet instant ? (0.5pt)
- II.1.3. En déduire la résolution de l'équation différentielle en s . (0.5pt)
- II.1.4. Représenter la tension $s(t)$ en la justifiant brièvement. (1pt)
- II.1.5. Exprimer la tension u aux bornes de R . (0.5pt)
- II.1.6. En déduire la représentation de $u(t)$. (0.5pt)

- II.2. On remplace la tension continue par une tension sinusoïdale $e(t) = E \cos\omega t$. On s'intéresse au régime permanent.

- II.2.1. Calculer la fonction de transfert du circuit. (0.5pt)
- II.2.2. Quelle est la nature du filtre obtenu ? (0.5pt)
- II.2.3. L'écrire sous forme canonique et écrire les expressions du gain H_0 à fréquence nulle et de la fréquence de coupure f_0 . (0.5pt)
- II.2.4. Tracer sur papier semi-log, en le justifiant, le diagramme de Bode en gain. On donnera les tracés réel et asymptotique. (1pt)

- II.2.5. Même question pour le diagramme de Bode en phase. (1pt)

- II.3. On cherche à améliorer ce circuit en utilisant un amplificateur opérationnel comme l'indique la figure 2(b).

- II.3.1. Rappeler les hypothèses d'un amplificateur opérationnel idéal. (0.5pt)
- II.3.2. Qu'appelle-t-on régime linéaire de l'amplificateur opérationnel ? (0.5pt)
- II.3.3. Quelle est la conséquence du caractère idéal sur le régime linéaire de l'amplificateur opérationnel ? Dans la suite, on se placera dans ces conditions. (0.5pt)
- II.3.4. Ecrire l'expression de la fonction de transfert du montage. (0.5pt)
- II.3.5. Comparer le diagramme de Bode de ce filtre avec le précédent. (1pt)
- II.3.6. En déduire l'intérêt de ce nouveau montage. (0.5pt)
- II.4. On remplace alors la tension sinusoïdale par une tension crêteau de période T avec $e(t) = E$ pour $0 \leq t \leq T/2$ et $e(t) = -E$ pour $-T/2 \leq t \leq 0$.

- II.4.1. Calculer la décomposition en séries de Fourier de ce signal. On rappelle que celle-ci s'écrit : (0.5pt)

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

- avec $a_n = (2/T) \int_{-T/2}^{T/2} e(t) \cos(n\omega t) dt$ et $b_n = (2/T) \int_{-T/2}^{T/2} e(t) \sin(n\omega t) dt$. (0.5pt)
 II.4.2. Ecrire, en la justifiant, l'expression générale de $s(t)$. (0.5pt)
 II.4.3. Le montage précédent peut-il se comporter en dérivateur ? Justifier. (0.5pt)
 II.4.4. Même question pour un comportement intégrateur. (0.5pt)
 II.4.5. En déduire la condition portant sur le choix de R et C pour obtenir une sortie quasi triangulaire ? (0.5pt)

III. Circuit redresseur/3pt

On se propose ici d'étudier le comportement d'un circuit redresseur lorsqu'on associe à la diode chacun de ses trois modèles linéaires. Le schéma du circuit est représenté figure 3. Celui-ci est constitué d'une diode, d'une résistance $R = 33V$ et d'un générateur de tension sinusoïdale $e_s(t)$ d'amplitude maximale $E_0 = 10V$ et de période T .

On demande pour ce circuit d'exprimer (et représenter) la tension aux bornes de la charge $v_L(t)$ lorsque l'on remplace la diode par son modèle :

- III.1. Diode idéale. (1pt)
 III.2. Seconde approximation ($V_d = 0.7V$). (1pt)
 III.3. Troisième approximation ($V_d = 0.7V, R_d = 5\Omega$). (1pt)

IV. Circuit logique en commutation/2pt

On considère le circuit représenté sur le schéma de la figure 4. Chacune des deux tensions V_1 et V_2 ne peut prendre que les deux valeurs 0 ou 5 V. Le gain en courant du transistor est $\beta f = 100$.

- IV.1. Calculer la valeur de la tension V_3 dans le cas où l'on a $V_1 = V_2 = 0$. (0.5pt)
 IV.2. Calculer également la valeur de V_3 dans le cas où une seule des deux tensions V_1 et V_2 est égale à 5 V (l'autre restant à 0), puis dans le cas où elles sont toutes deux égales à 5 V. (0.5ptx2)
 IV.3. Conclusion sur la fonction réalisée par ce montage. (0.5pt)

REPRÉSENTATIONS PHYSIQUES

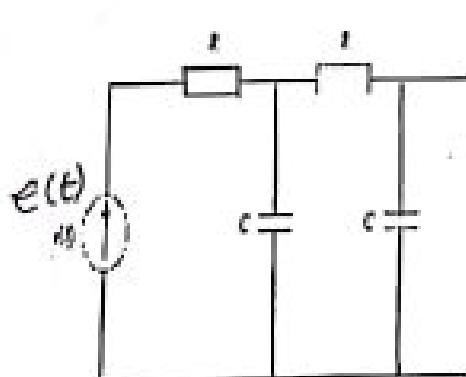


Fig 2.

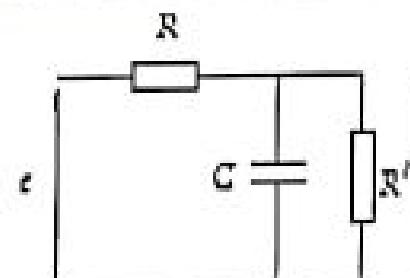


Figure 2 (a)

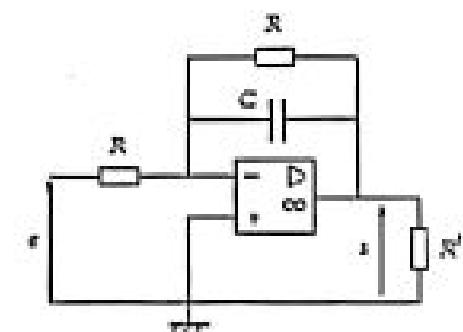


Figure 2 (b)

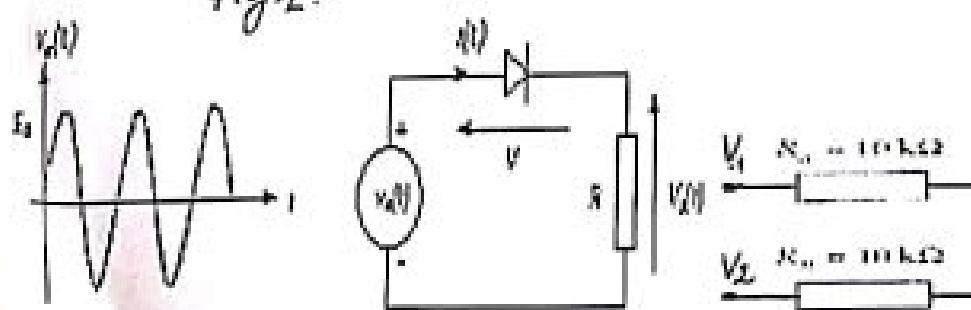


Figure 3. Circuit redresseur à diode

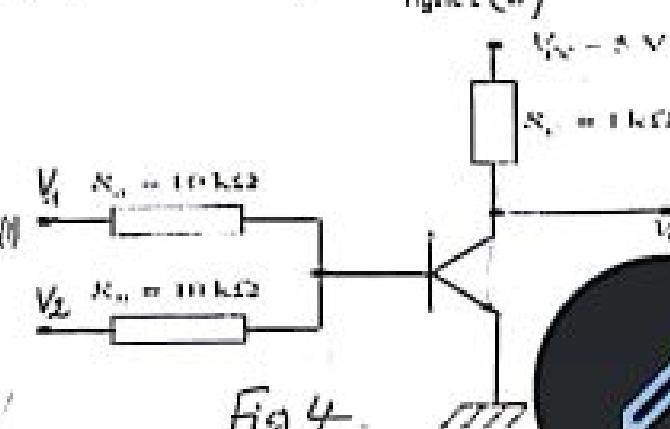
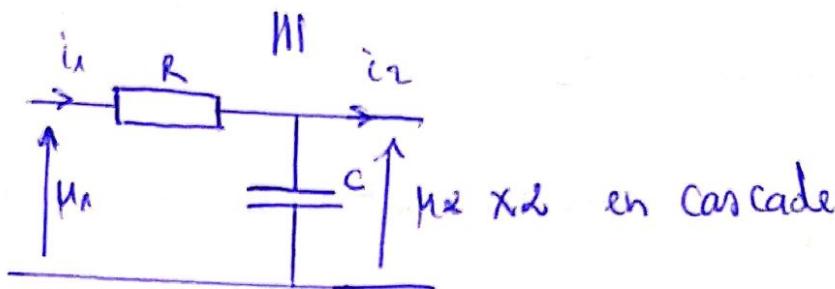
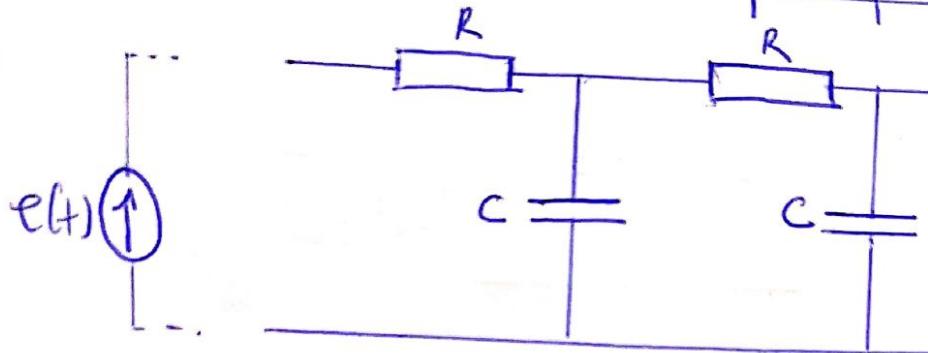


Fig 4.

I- Etude d'un quadripôle en charge



$$\text{par } \frac{\partial i_1}{\partial u_1} = \frac{j\omega C}{R + j\omega C} H_2 \quad \bar{i}_1 = \bar{i}_2 + \bar{i}_c \quad \text{et } \bar{i}_c = \frac{\bar{u}_c}{Z_c} = j\omega \bar{u}_2$$

Alors $\bar{i}_1 = \bar{i}_2 + j\omega \bar{u}_2 \quad \textcircled{1}$

Sur les mailles $\bar{u}_1 = R \bar{i}_1 + \bar{u}_2$

$$\bar{u}_1 = R \bar{i}_2 + (1 + jR\omega) \bar{u}_2 \quad \textcircled{2}$$

Ainsi on a $\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_1 = \bar{i}_2 + j\omega \bar{u}_2 \\ \bar{u}_1 = R \bar{i}_2 + (1 + jR\omega) \bar{u}_2 \end{array} \right.$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_1 = \bar{i}_2 + j\omega \bar{u}_2 \\ \bar{u}_1 = R \bar{i}_2 + (1 + jR\omega) \bar{u}_2 \end{array} \right.$$

$$[T_e] = \begin{bmatrix} 1 + jR\omega & R \\ -j\omega & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [T] = [T_e]^2 \text{ car montage en cascade}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 - R^2 \omega^2 + 3jR\omega & 2R + jR^2 \omega \\ 2j\omega - R^2 \omega^2 & 1 + jR\omega \end{bmatrix}$$

$\tilde{M}_1 = 12 \text{ Nff}$ (solut.)

Ainsi $\tilde{m}_2 = 0$ et ayant obtenu la matrice de transfert,

$$\tilde{M}_1 = (R + R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega) \tilde{m}_2 \quad \text{et} \quad \tilde{M}_2 = e(t)$$

D'où l'on a

$$\boxed{\tilde{M}_2 = \tilde{N}_{S_0} = \frac{1}{1 - R^2 C^2 \omega^2 - 3jRC\omega} e(t)}$$

3) Calculons Z_S

Il suffit de court-circuiter la source de tension et de trouver l'impédance résultante depuis la source.

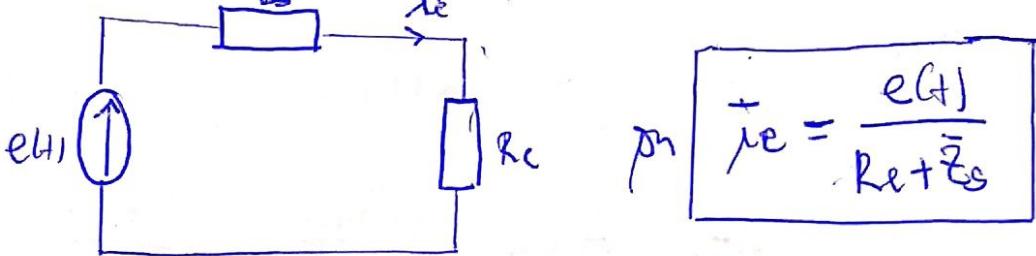
On a $Z_S = (R + R||Z_C) \parallel Z_C$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{jC\omega} \times \left(R + \frac{\frac{R}{jC\omega}}{R + (\frac{R}{jC\omega})^{-1}} \right) \\ &= \frac{1}{jC\omega} + \left(R + \frac{\frac{R}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} \right) \\ &= \frac{1}{jC\omega} \times \left(\frac{R + \frac{R}{jC\omega} + \frac{R}{jC\omega}}{\frac{1+jRC\omega}{jC\omega}} \right) \\ &= \frac{1}{jC\omega} + jC\omega \left(\frac{2R + jR^2C\omega}{1 + jRC\omega} \right) \end{aligned}$$

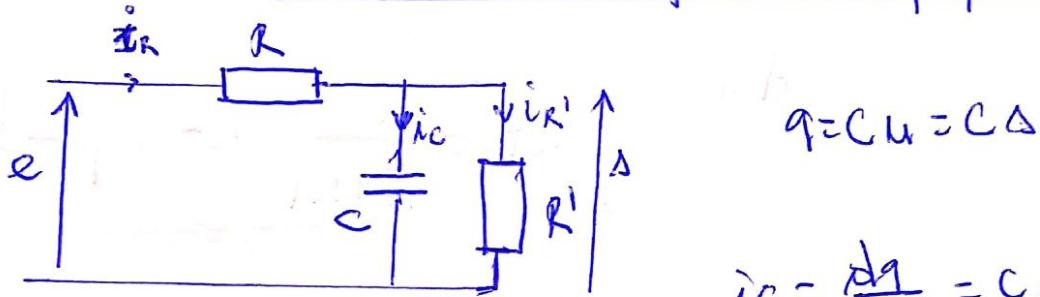
$$\boxed{\tilde{Z}_S = \frac{2R + jR^2C\omega}{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2}}$$

On constate donc qu'il s'agit de $\frac{B}{A}$, donc en appliquant la formule de tension l'on aurait en $\tilde{M}_2 = \tilde{Z}_S \tilde{m}_2$ ce qui est nettement plus facile.

4) \bar{R}_e en sortie du quadripôle. Trouver \bar{R}_e .



II- Réalisation d'un filtre à amplification



1- Etablir l'équation de s.

$$u_C = \Delta = R' \dot{i}_{R'} \Rightarrow$$

d'après la loi des nœuds $\dot{i}_R = i_C + \dot{i}_{R'}$

$$\frac{E - \Delta}{R} = C \frac{ds}{dt} + \frac{\Delta}{R'}$$

Donc
$$\frac{\Delta s}{dt} + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R'} \right) \frac{\Delta}{C} = \frac{E}{R}$$

2) $v_s(0^-) = 0$ car alimentation OFF.

Trouver $s(t=0)$.

par continuité de la tension aux bornes d'un condensateur,

$$v_s(0^-) = s(t=0) = s(0^+) = 0 \quad \text{Donc } s(t=0) = 0$$

3- En déduire la solution.

$\Delta(t) =$

$$RR'C \frac{d\Delta}{dt} + (R'+R)\Delta = R'E. \text{ de façon simple}$$

$$\text{Général } \Delta(t) = A \exp\left(-\frac{(R'+R)}{RR'C}t\right) + \frac{R'E}{R'+R}$$

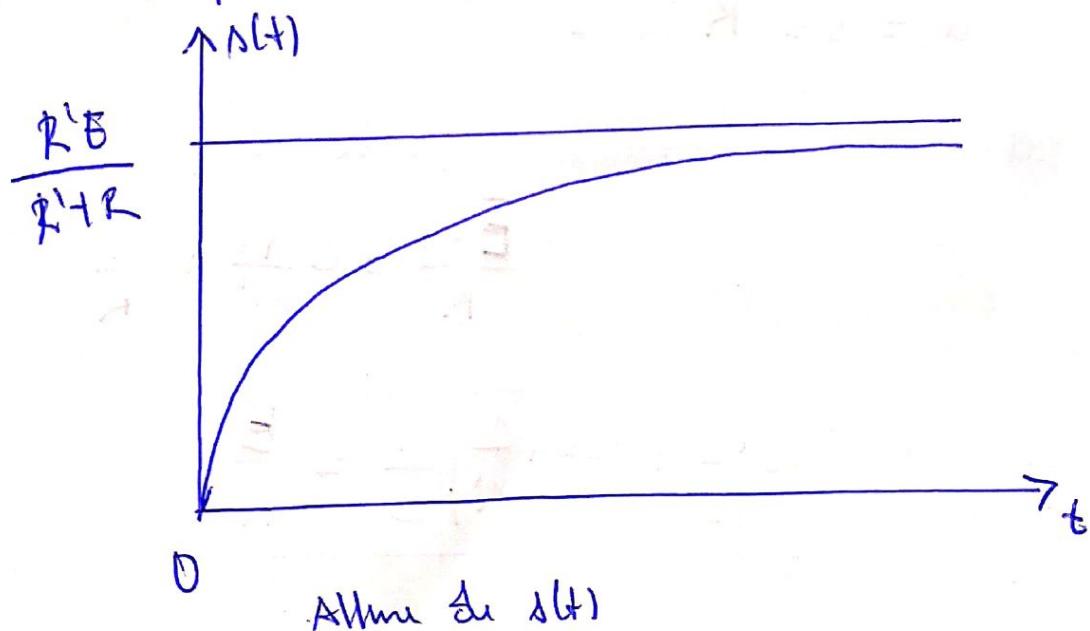
$$\text{Soit } \Delta(t=0) = 0 \quad \text{Donc } A = -\frac{R'E}{R'+R}$$

D'où

$$\boxed{\Delta(t) = \frac{R'E}{R'+R} \left(1 - \exp\left(-\frac{(R'+R)}{RR'C}t\right) \right)}$$

4- Représenter $\Delta(t)$.

(A faire sur papier millimétré ***)



5) Exprimer μ aux bornes du R

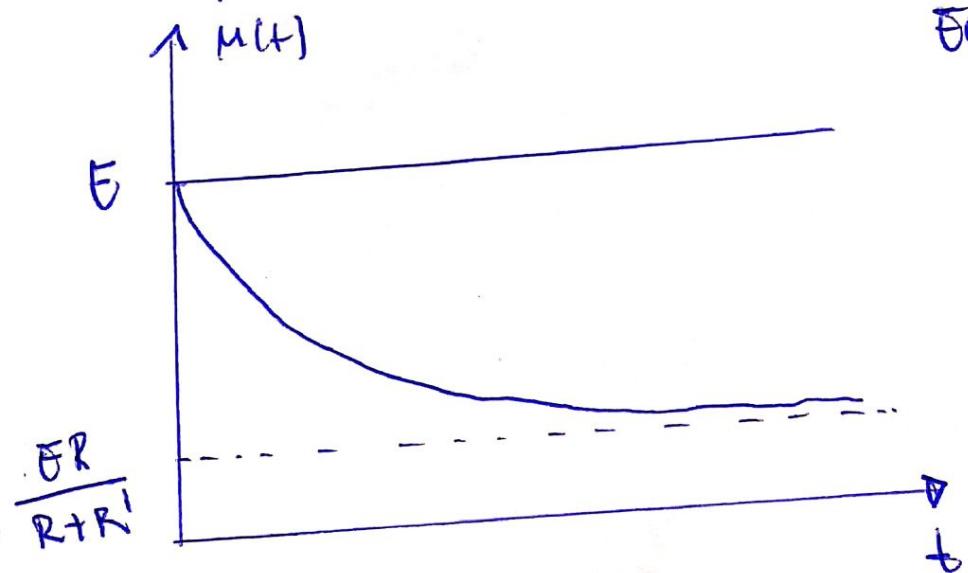
$$\mu = R\lambda_R = E - 1 = T \left(1 - \frac{R'E}{R'+R} \right) \left(1 - \exp\left(-\frac{(R'+R)}{RR'C}T\right) \right)$$

Exercice supplémentaire 1.1.2

$$\boxed{\mu(t) = \frac{E}{R' + R} \left(R + R' \exp \left(-\frac{(R' + R)t}{R' R C} \right) \right)}$$

6) Représentation de $\mu(t)$

Sur papier MILLIMÈTRÉ



II-2

$$e(t) = E \cos(\omega t)$$

b-1) Calculons la fonction de transfert.

$$\underline{H} = \frac{\underline{A}}{\underline{e}} = \frac{\overline{Z}}{j + R} \quad (\text{point division de tension}).$$

$$= \frac{R'}{1 + j R' C \omega}$$

$$R + \frac{R'}{1 + j R' C \omega}$$

$$\overline{Z} = R' || \overline{Z}_C = \frac{R'}{1 + j R' C \omega}$$

$$\boxed{\underline{H} = \frac{R'}{R' + R + j R' C \omega}}$$

b-2) Nature du filtre :

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} |\underline{H}| = \frac{R'}{R' + R}$$

$$\lim_{\omega \rightarrow +\infty} |\underline{H}| = 0$$

Alors, il s'agit d'un filtre passe bas du premier ordre

b-3) Écrire sous forme canonique.

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

Diagramme asymptotique

D'où

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

* Expressions de H_0 à $f=0$ ($w=0$).

$$H_0 = \frac{R'}{R+R'}$$

* fréquence de coupure.

$$\underline{H} = \frac{H_0}{1 + j \frac{w}{w_0}} \Rightarrow w_0 = \frac{R+R'}{RR'C}$$

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

- 2-4) Traçage sur le semi log.

$$|\underline{H}| = \sqrt{1 + \left(\frac{w_0}{w}\right)^2}$$

* Équation du diagramme N°1

$$G_{dB} = 20 \log_{10} |\underline{H}| = 20 \log H_0 - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{w_0}{w}\right)^2}$$

$$G_{dB} = 20 \log_{10} |\underline{H}| = 20 \log H_0 - 10 \log \left(1 + \left(\frac{w_0}{w}\right)^2\right)$$

- 4)

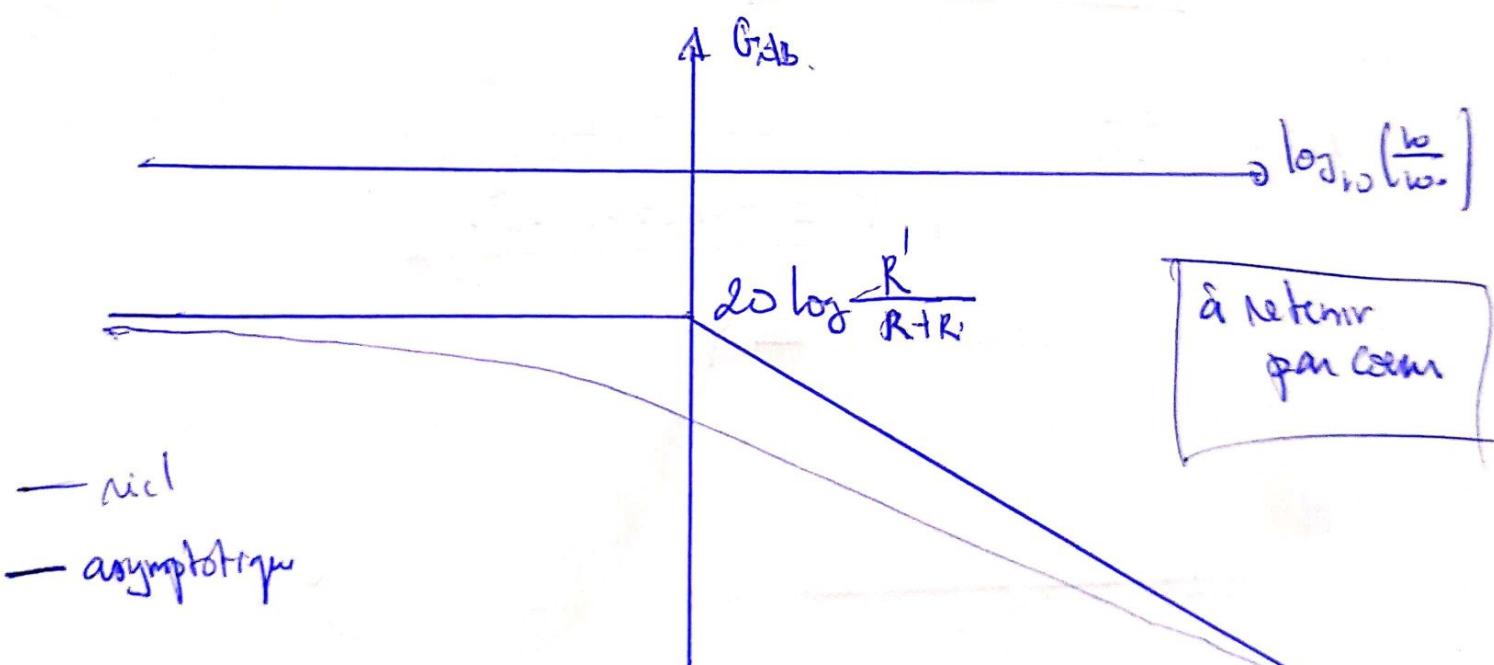
* Diagramme asymptotique

■ Pour $\omega \rightarrow \infty$

$$G_{AB} = 20 \log \frac{R'}{R+R'} - 20 \log \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) \sim -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$$

- pour $\omega = 0$

$$G_{AB} = 20 \log \frac{R'}{R+R'}$$



$$R' < R+R' \Rightarrow \frac{R'}{R+R'} < 1$$

$$\text{Ainsi } 20 \log \frac{R'}{R+R'} < 0$$

2-5) Diagramme de Bode en phase.

On a

$$H = \frac{H_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

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

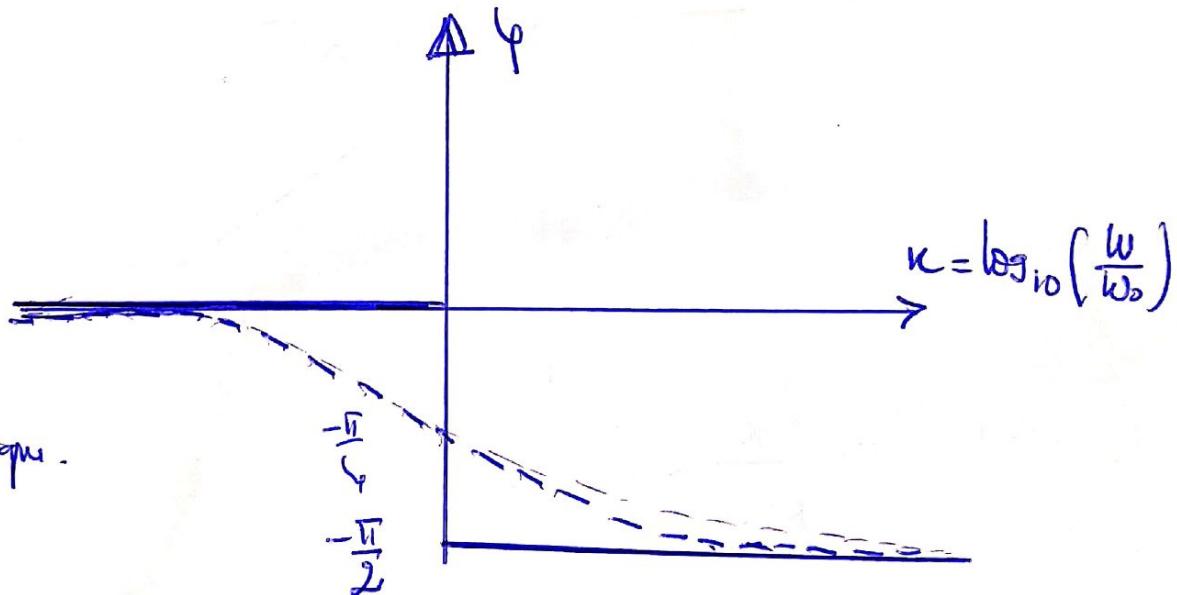
$$\varphi = \text{Arg}(H) = \arctan\left(-\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\text{car } H = |H| e^{j\varphi}$$

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

$$k = \log_{10} \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\boxed{\varphi = -\arctan(10^k)}$$



— asymptotique
--- réel

3-1 Pour un amplificateur opérationnel idéal, on a :

* Gains de polarisation nuls (impédance d'entrée infinie)

* Resistance de sortie nulle

gain différentiel statique infini

3-2) Un amplificateur op fonctionne en régime linéaire lorsque

$$S = M_0 (V^+ - V^-)$$

lorsque $M_0 |V^+ - V^-| < V_{sat}$
fonction de saturation

M_0 est le gain en boucle ouverte

3-3) Conséquence du régime linéaire pour l'AOP. idéal.

Sachant la notion de l'AOP à une valeur fixe, d'après l'hypothèse M_0 est infinie donc $S = V^+ - V^- = 0$

$$V^+ = V^-$$

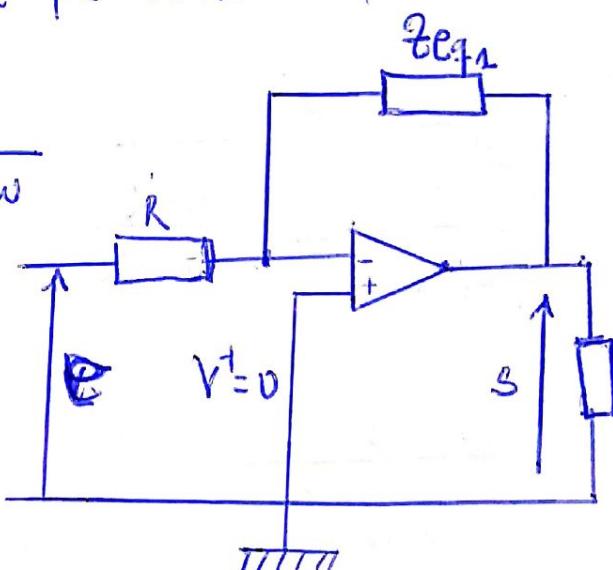
3-4) Expression de la fonction de transfert

Si l'on applique le théorème de Nullman sur l'entrée

inverseur pris

$$Z_{eq1} = \frac{R}{1 + jRCW}$$

$$V^- = \frac{\frac{e}{R} + \frac{S}{Z_{eq1}}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{Z_{eq1}}}$$



$$\text{Comme } S = 0 = V^+ - V^- \Rightarrow V^- = 0$$

$$\frac{e}{R} + \frac{S}{Z_{eq1}} = 0 \Rightarrow H = \frac{S}{e} = -\frac{Z_{eq1}}{R}$$

on obtient

$$\underline{H} = -\frac{1}{1+jRCw}$$

3-5) Comparer le schéma de Bode

on a NTF : $H_0 = -1$

$$\underline{H} = \frac{H_0}{1+j\frac{w}{w_0}}$$

$$w_0 = \frac{1}{RC}$$

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

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

$$\Psi = \pi - \arctg\left(\frac{w}{w_0}\right)$$

Comparaison :

* en H_0

Nous avons le même comportement que précédemment

* fréquence de coupure

$$\left(\frac{1}{2\pi RC} < \frac{R+R'}{2\pi R' C} \right)$$

* en le gain

le nouveau gain est plus grand

* modification du déphasage

$$\Psi = \pi - \text{Arctg}\left(\frac{w}{w_0}\right)$$

• Intérêt de ce nouveau montage:
 Argument le gain tout en privilégiant l'indépendance
 du comportement par rapport à R!

$$4) e(t) = \begin{cases} E & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -E & \text{si } \frac{T}{2} \leq t \leq T. \end{cases}$$

4-1) Calculons la décomposition en série de Fourier
 sachant

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

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

$$\begin{aligned} * a_n &= \frac{2}{T} \left(\int_{-\frac{T}{2}}^0 e(t) \cos(n\omega t) dt + \int_0^{\frac{T}{2}} e(t) \cos(n\omega t) dt \right) \\ &= \frac{2}{T} \left(-E \int_{-\frac{T}{2}}^0 \cos(n\omega t) dt + E \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n\omega t) dt \right) \\ &= \frac{2E}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} \cos(n\omega t) dt + \int_{-\frac{T}{2}}^0 \cos(n\omega t) dt \right) \quad \text{avec } \frac{T}{2} - t \end{aligned}$$

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

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

$$= \frac{2E}{T} \left[- \left[-\frac{1}{\hbar\omega} \cos(n\hbar\omega + \frac{\pi}{2}) \right]_{-\frac{T}{2}}^0 + \left[-\frac{1}{\hbar\omega} \cos(n\hbar\omega + \frac{\pi}{2}) \right]_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$= \frac{4E}{\hbar\omega T} (\cos(n\pi) - 1)$$

$$= \frac{4E}{\hbar\omega T} ((-1)^n - 1)$$

le (-) lui nous arrange pas,
enfin moins bien d'après les
aires des aires.

$$b_n = \begin{cases} \frac{4E}{\pi} & \text{si } n \text{ paire} = 2p \\ -\frac{4E}{\pi n} & \text{si } n \text{ impaire} = 2p+1 \end{cases}$$

Alors

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

$$4-2) \quad H(j\hbar\omega) = \frac{S(j\hbar\omega)}{e(j\hbar\omega)} = \frac{1}{\sqrt{1+(nRC\omega)^2}}$$

$$\varphi(n\hbar\omega) = \pi - \arctan(nRC\omega)$$

$$n = 2p+1$$

$$S(j\hbar\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(nRC\omega)^2}} \times -\frac{4E}{\pi} \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\sin((2p+1)\hbar\omega t + \pi - \arctan((2p+1)RC\omega))}{2p+1}$$

$$\therefore \sin(\pi + \alpha) = -\sin\alpha$$

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

4-3) Le montage est-il dérivateur ?

Pour un dérivateur $\underline{H} \sim jA\omega$,

Il est impossible, donc il ne peut être dérivateur

4-4) Pour $\omega \gg \omega_0$, sachant qu'en intégrateur $\underline{H} \sim \frac{1}{jA\omega}$

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

On obtient donc

$$\boxed{\underline{H} \sim \frac{1}{jA\omega} \text{ avec } A = \frac{1}{\omega_0}}$$

est un comportement de ~~intégrateur~~. intégrateur

4-5) Décrire les R et C pour avoir une sortie triangulaire.

Il suffit $T \ll T_0$ ($\omega \gg \omega_0$)

Soit $T \ll 2\pi RC$

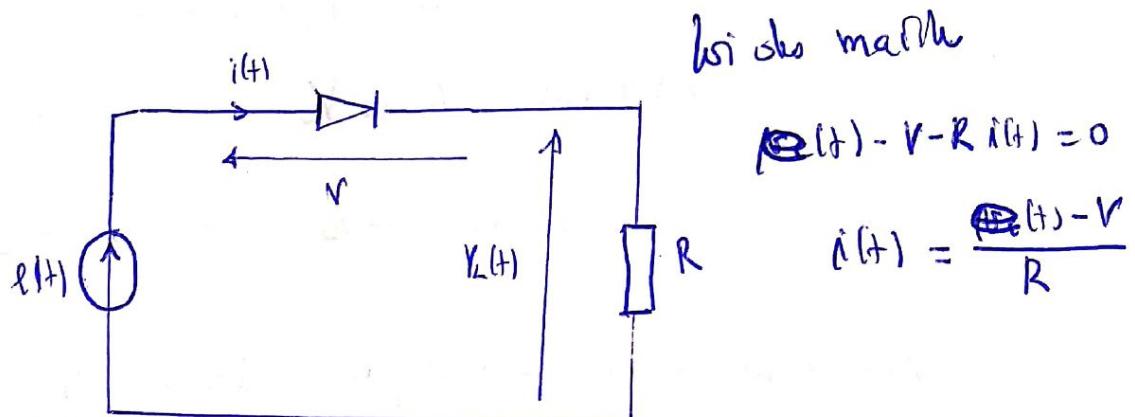
On en déduit $RC \gg \frac{T}{2\pi}$

pour que la sortie soit triangulaire

III - Circuit Rectificateur

$$R = 33\Omega \quad V_c(t) \quad E_0 = 10V, T.$$

objectif
de ~~tout~~ est de représenter la tension $V_L(t)$, suivant les différents modèles de diodes



1) Diode idéale

D'après la convention du notre schéma, la diode conduct (Alte passante) lorsque $i(t) > 0 \Rightarrow E(t) > V$

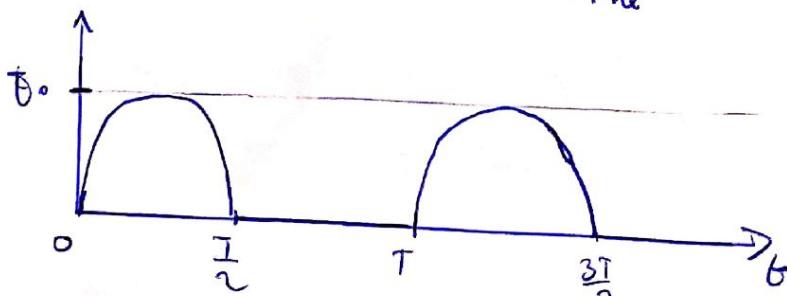
sachant que lorsque la diode conduct, $V = 0$
on obtient $E(t) > 0$

on a $E(t) = V_L(t)$. lorsque $t \in [0, \frac{T}{2}]$

$$V_L(t) = \begin{cases} E_0 \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) & \text{si } t \in [0, \frac{T}{2}] \\ 0 & \text{si } t \in [\frac{T}{2}, T] \end{cases}$$

diode bloquée $i=0$

on a un redressement mono alternance



$$2) \quad \text{N}_L(t) = 1, \dots, -$$

Second approximation ($V_S = 0,7V$)

lorsque la diode est passante $\frac{e(t)-V}{R} > 0$

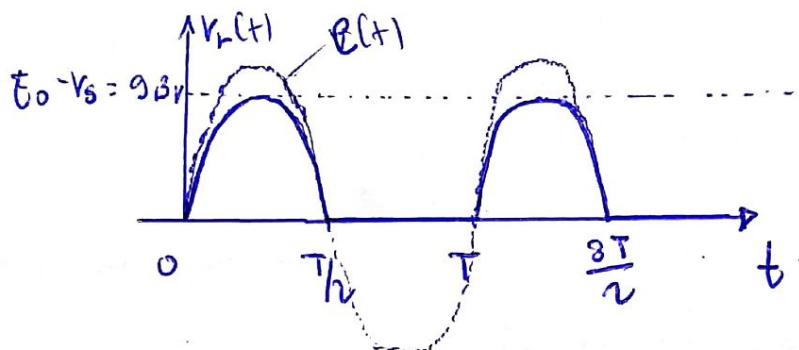
$$\text{Ainsi } e(t) > V_S = 0,7V$$

de la loi des mailles $V_L^{(t)} + V = e(t)$

$$\text{où } V = r_d i(t) + V_S = V_S \text{ car } r_d = 0.$$

$$V_L(t) = e(t) - V_S \quad t \in [0, \frac{T}{2}]$$

lorsque la diode est bloquée $i=0 \quad V_L(t) = R_i = 0$.



C) Troisième approximation ($V_S = 0,7V$, $R_S = 5\Omega$)

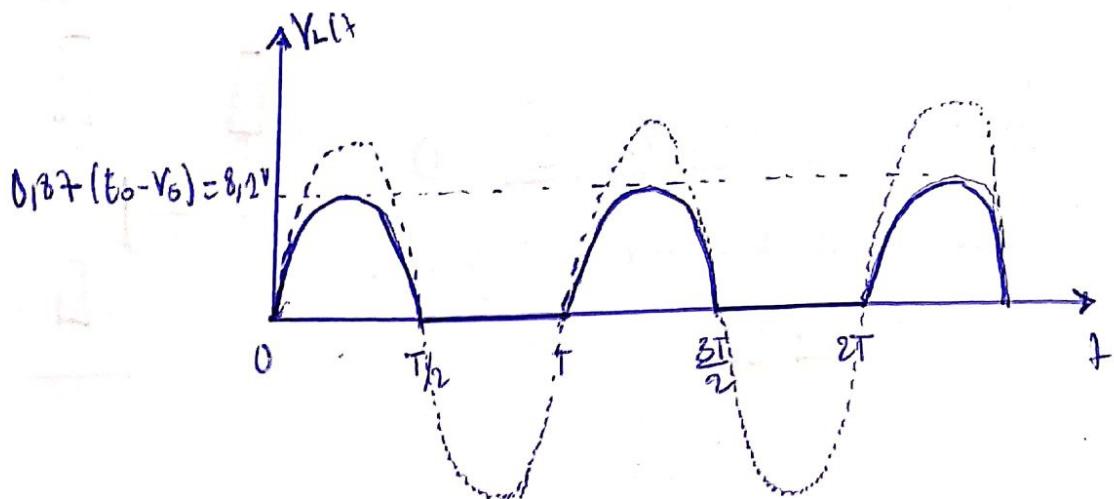
lorsque la diode est passante $\frac{e(t)-V}{R} > 0 \Rightarrow e(t) > V_S$
on a

$$V_L(t) = R_i(t) = \frac{R}{R+R_S} (e(t) - V_S)$$

$$V_L(t) = 0,87(e(t) - 0,7)$$

et de manière identique en position bloquante de la diode $i(t)=0$ donc $V_L(t)=0$

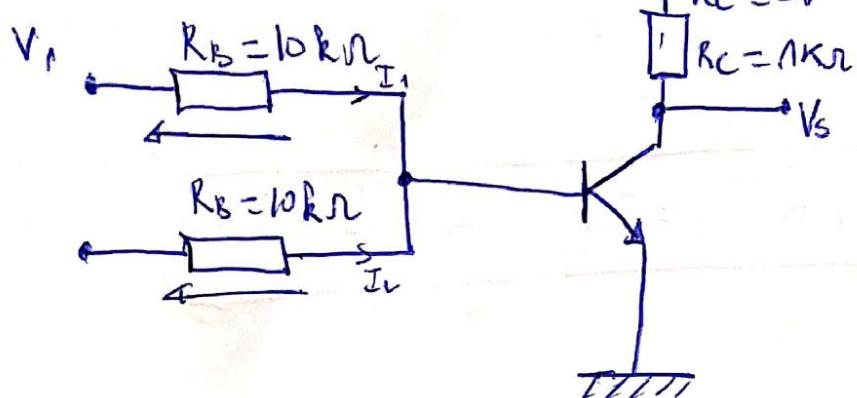
$$V_L(t) = \begin{cases} D_B T \left(V_0 \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) - \phi_B \right) & t \in [0, \frac{T}{2}] \\ 0 & t \in [\frac{T}{2}, T] \end{cases}$$



Transistor Bipolaire

Circuit logique en commutation

Données V_1 et V_2 0 ou 5V. $\beta = 100$.



2) Calculons V_S si $V_1 = V_2 = 0$

Dans ce cas la jonction Base-emettent est bloquée puisque $I_B = 0$

On obtient $I_C = 0 \Rightarrow V_S = V_{CC} = -R_C I_C = 0$

$$I_C = \beta I_B \Rightarrow V_S = V_{CC} = 5V$$

2)

* Si $V_1 = 5V$ et $V_2 = 0V$ (le choix n'importe pas (an symétrique des entrées))

$$I_B = I_A + I_Z = \frac{V_1 - V_B}{R_B} + \frac{V_2 - V_B}{R_B} = \frac{V_1 - 2V_B}{R_B}$$

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

Car la jonction base-emettre n'est pas polarisée en direct et $V_B = 0,7V$

Alors le transistor n'est pas saturé $I_C = \beta I_B$

$$I_C = 36 \text{ mA}$$

$$\text{Et } V_S = V_{CC} - R_C I_C \Rightarrow V_S = -31V$$

Cette tension n'est pas possible, donc le transistor est saturé.

et $V_S = 0$

$$V_1 = 5V \text{ et } V_2 = 5V \Rightarrow V_S = 0V$$

→ Si $V_1 = V_2 = 5V$.

$$I_B = \frac{V_1 + V_2 - 2V_B}{R_B} = \frac{2(V_1 - V_B)}{R_B}$$

$$I_B = 0,86 \text{ mA}$$

$$I_c = \beta I_B \Rightarrow I_c = 86 \text{ mA}$$

$$V_s = V_{cc} - R_C I_c = -88 \text{ V} \text{ (impossible)}$$

Le transistor est donc saturé

$$\Rightarrow (V_{CE} = 0 \Rightarrow V_s = 0)$$

$$V_1 = V_2 = 5 \text{ V} \Rightarrow V_s = 0 \text{ V}$$

3) Conclure sur la fonction logique

$$\begin{cases} V_s = 5 \text{ V} & \text{si } V_1 = V_2 = 0 \text{ V} \\ V_s = 0 \text{ V} & \text{si } V_1 = 5 \text{ V} \text{ et/ou } V_2 = 5 \text{ V} \end{cases}$$

la fonction logique est la fonction NON-OU



Examen de fin de premier semestre/UE PHY 215 : Travaux pratiques de Physique II

Mercredi 16 Janvier 2019-Durée : 3H/Examinateur : V.K. Kémogost

(Tous documents autorisés et Matlab fortement recommandé)

(On écrira directement les réponses aux questions posées sans développement)

I. Étude d'un quadripôle en charge/2pt

On considère le quadripôle représenté sur la figure 1.

- I.1. Exprimer dans le détail la matrice de transfert de ce quadripôle. (0.5pt)
- I.2. On alimente ce quadripôle à l'aide d'un générateur parfait de tension sinusoïdale $e(t) = \sqrt{2}E_m \cos(\omega t)$. Ecrire l'expression de la tension de sortie à vide \bar{v}_{o0} (en modèle complexe). (0.5pt)
- I.3. Calculer l'impédance de sortie complexe \bar{Z}_o du quadripôle. (0.5pt)
- I.4. On connecte une résistance de charge R_o en sortie du quadripôle. (0.5pt)
Ecrire la valeur efficace du courant qui la traverse.

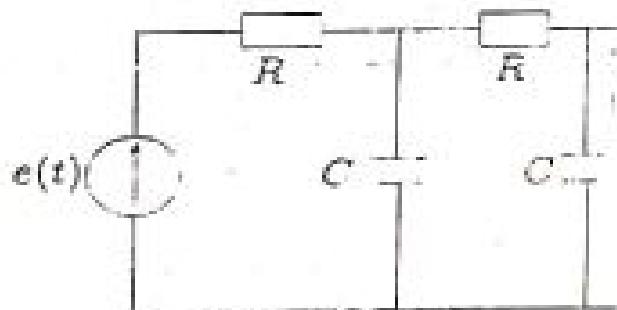


FIGURE 1 – Quadripôle en charge.

II. Réalisation d'un filtre à amplificateur/13pt

- II.1. On considère tout d'abord le circuit de la figure 2(a) composé d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C alimentant une charge assimilable à une résistance \bar{R} . On note e la tension d'entrée et u celle de sortie.

Dans un premier temps, la tension d'entrée est une tension continue E .

- II.1.1. Etablir l'équation différentielle vérifiée par s . (0.5pt)
- II.1.2. Sachant que pour $t < 0$, le circuit n'atteint un régime permanent qu'on commence l'alimentation du circuit par la tension $e(t) = E$ à $t = 0$, que peut-on dire de la valeur de la tension s à ce moment ? (0.5pt)
- II.1.3. En déduire la résolution de l'équation différentielle en s . (0.5pt)
- II.1.4. Représenter la tension $s(t)$ en la justifiant brièvement. (0.5pt)
- II.1.5. Exprimer la tension u aux bornes de R . (0.5pt)
- II.1.6. En déduire la représentation de $u(t)$. (0.5pt)

- II.2. On remplace la tension continue par une tension sinusoïdale $e(t) = E \cos \omega t$.
On s'intéresse au régime permanent.
- II.2.1. Calculer la fonction de transfert du circuit. (0.5pt)
- II.2.2. Quelle est la nature du filtre obtenu? (0.5pt)
- II.2.3. L'écrire sous forme canonique et écrire les expressions du gain H_0 à fréquence nulle et de la fréquence de coupure f_0 . (0.5pt)
- II.2.4. Tracer sur papier scénographe, en le justifiant, le diagramme de Bode en gain. On donnera les tracés réel et asymptotique. (1pt)
- II.2.5. Même question pour le diagramme de Bode en phase. (1pt)

- II.3. On cherche à améliorer ce circuit en utilisant un amplificateur opérationnel comme l'indique la figure 2(b).

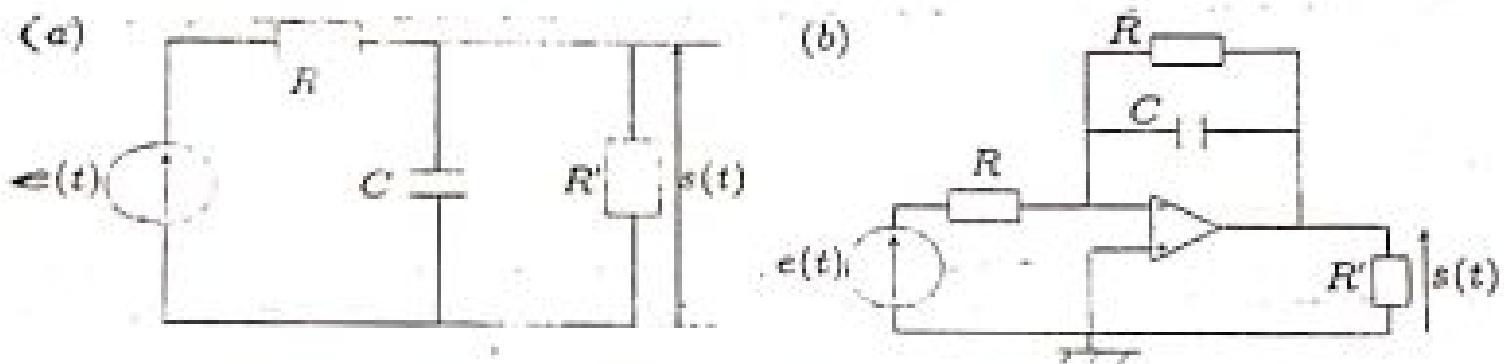


FIGURE 2 – (a) Circuit filtre simple et (b) Filtre à amplificateur.

- II.3.1. Rappeler les hypothèses d'un amplificateur opérationnel idéal. (0.5pt)
- II.3.2. Qu'appelle-t-on régime linéaire de l'amplificateur opérationnel ? (0.5pt)
- II.3.3. Quelle est la conséquence du caractère idéal sur le régime linéaire de l'amplificateur opérationnel ? Dans la suite, on se placera dans ces conditions. (0.5pt)
- II.3.4. Écrire l'expression de la fonction de transfert du montage. (0.5pt)
- II.3.5. Comparer le diagramme de Bode de ce filtre avec le précédent. (1pt)
- II.3.6. En déduire l'intérêt de ce nouveau montage. (0.5pt)
- II.4. On remplace alors la tension sinusoïdale par une tension crête à période T avec $e(t) = E$ pour $0 \leq t \leq T/2$ et $e(t) = -E$ pour $-T/2 \leq t \leq 0$.
- II.4.1. Calculer la décomposition en séries de Fourier de ce signal. On rappelle que celle-ci s'écrit : (0.5pt)

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

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

- II.4.2. Justifier, en le justifiant, l'expression générale de $e(t)$. (0.5pt)
- II.4.3. Le montage précédent peut-il se comporter en dérivateur ? Justifier. (0.5pt)
- II.4.4. Même question pour un comportement intégrateur. (0.5pt)
- II.4.5. En déduire la condition portant sur le choix de R et C pour obtenir une sortie quasitriangulaire ? (0.5pt)

III. Circuit redresseur/3pt

On se propose ici d'étudier le comportement d'un circuit redresseur qu'on associe à la diode chacun de ses trois modèles linéaires. Le circuit est représenté figure 3. Celui-ci est constitué d'une diode, d'impédance $R = 33\Omega$ et d'un générateur de tension sinusoïdale $e(t)$ d'amplitude maximale $E_0 = 10V$ et de période T .

On demande pour ce circuit d'exprimer (et représenter) la tension bornée de la charge $v_L(t)$ lorsque l'on remplace la diode par son modèle :

- III.1. Diode idéale.
- III.2. Seconde approximation ($V_s = 0,7V$).
- III.3. Troisième approximation ($V_s = 0,7V, R_s = 5\Omega$).

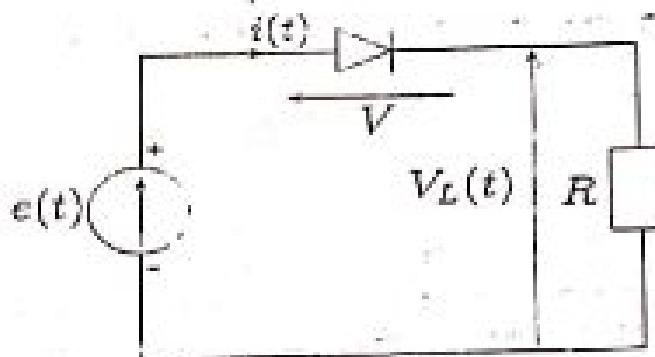


FIGURE 3 - Circuit redresseur.

IV. Circuit logique en commutation/2pt

On considère le circuit représenté sur le schéma de la figure 4. Chacune des deux tensions V_1 et V_2 ne peut prendre que les deux valeurs 0 ou 5 V. Le gain en courant du transistor est $\beta = 100$.

- IV.1. Calculer la valeur de la tension V_o dans le cas où l'on a $V_1 = 5V$ et $V_2 = 0V$.
- IV.2. Calculer également la valeur de V_o dans le cas où une seule des deux tensions V_1 et V_2 est égale à 5 V (l'autre restant à 0), puis dans le cas où elles sont toutes deux égales à 5 V.
- IV.3. Conclure sur la fonction réalisée par ce montage.

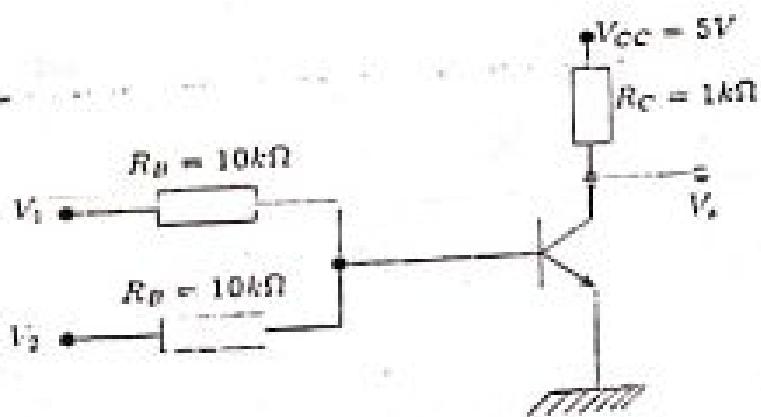


FIGURE 4 - Circuit logique en commutation.

I

D

E

M



Examen de fin de premier semestre/UE PHYS 215 : Travaux pratiques de l'physique II
Mercredi 15 Janvier 2020-Durée : 3h (12100-15100)/Examinateur : VVK

I. Etude d'un quadripôle : Adaptateur d'impédance/2.75pt

On considère un quadripôle Q' associé en cascade à la sortie d'un quadripôle Q . Soit $Z_s = R_s + jX_s$ l'impédance de sortie du quadripôle Q' et soit V_{so} sa tension de sortie à vide. Soit $Z_e = R_e + jX_e$ l'impédance d'entrée du quadripôle Q' (figure 1). On pose $V_{se} = E_{IJ}$.

- I.1. Calculer l'expression P_0 de la puissance complexe fournie par le générateur V_{se} et celle de P_{se} puissance complexe consommée par l'impédance de sortie du quadripôle Q' . (0.5ptx2)

- I.2. En déduire la puissance active P_{se} délivrée par V_{se} ainsi que la puissance active P_{se} consommée par la partie réactive de Z_s , puis la puissance active P_{se} dissipée dans l'impédance d'entrée Z_e du quadripôle Q' . (0.25ptx3)

- I.3. En supposant que $X_s = -X_e$, que R_s est donné et que R_e est réglable, montrer qu'en choisissant $R_e = R_s$, la puissance P_{se} est maximale. En déduire que, dans ces conditions, la puissance fournie par le quadripôle Q au quadripôle Q' est maximale. (0.5ptx2)

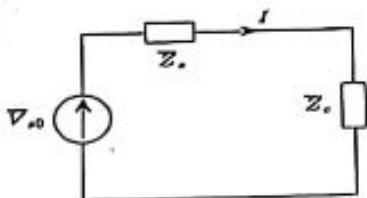


FIGURE 1 – Adaptateur d'impédance.

II. Wattmètre électronique/3.25pt

On se propose d'étudier le fonctionnement d'un wattmètre électronique comprenant un capteur de tension, un capteur de courant, un multiplicateur et un filtre passe-bas. Aucune connaissance préalable du wattmètre n'est nécessaire.

- II.1. Soit un dipôle d'impédance $Z = R + jX$ alimenté par une tension sinusoidale $v(t) = V_M \cos(\omega t)$ et parcouru par un courant $i(t) = I_M \cos(\omega t - \varphi)$. On utilise la convention récepteur. (0.25ptx2)

- II.1.1. Écrire les expressions de l'amplitude I_M et du déphasage φ en fonction de V_M , R et X . (0.5pt)

- II.1.2. Écrire le signe de φ si le dipôle est inductif. (0.5pt)

- II.1.3. Calculer la puissance moyenne P reçue par ce dipôle en fonction de V_M , I_M et φ . (0.5pt)

- II.1.4. Pour une impédance $Z = 3 + 10j$ exprimée en ohms et une amplitude $V_M = 320V$, exprimer les valeurs numériques de I_M , v et P . (0.5pt)

- II.2. Pour mesurer la puissance P absorbée par la charge, on utilise un wattmètre dont le schéma fonctionnel est le suivant : la tension $v_1(t)$ est envoyée dans un capteur de tension qui délivre en sortie une tension $v_2(t) = k_1 v_1(t)$; l'intensité est envoyée dans un capteur de courant délivrant en sortie une tension $v_3(t) = k_2 i(t)$. Ces deux signaux $v_2(t)$ et $v_3(t)$ entrent dans un multiplicateur produisant la tension $v_4(t) = K v_2(t) v_3(t)$. La tension $v_4(t)$ passe ensuite dans un moyenneur permettant d'obtenir une tension "fixée" $v_5(t)$ telle que la valeur moyenne de v_5 est l'opposé de celle de v_1 .

- II.2.1. Établir l'expression de la valeur moyenne de $v_5(t)$. (0.5pt)

- II.2.2. Montrer qu'elle est proportionnelle à la puissance P . On explicitera la constante de proportionnalité k_m . (0.25pt)

- II.2.3. On mesure une valeur moyenne de (-1.5 V) pour v_5 . Sachant que $k_1 = 0.02$, $k_2 = 10 \text{ mV} \cdot \text{A}^{-1}$ et $K = 2.00 \text{ V}^{-1}$, écrire la valeur de la puissance P mesurée. (0.5pt)

- II.3. Pour obtenir la valeur moyenne du signal $v_5(t)$, on utilise un filtre passe-bas dont le montage dit de Rauch est donné à la figure 2 ci-dessous.

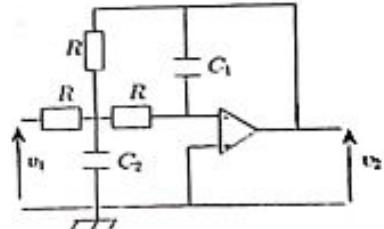


FIGURE 2 – Wattmètre électronique.

- II.3.1. Établir la fonction de transfert H de ce montage. (0.5pt)

- II.3.2. L'écrire sous la forme canonique. (0.5pt)

$$H = \frac{R_3}{1 + 2m\frac{R_3}{R_1} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, \quad (1)$$

tout en explicitant m , ω_0 et ω en fonction des paramètres du circuit.

- II.4. On souhaite obtenir une fréquence $f_0 = 50\text{Hz}$ avec un coefficient $m = \sqrt{2}/2$ et $R = 470\text{k}\Omega$. (0.25pt)

- II.4.1. Calculer les valeurs des capacités C_1 et C_2 . (0.5pt)

- II.4.2. Établir le sens de variation du gain. (0.5pt)

- II.4.3. Établir le diagramme asymptotique du diagramme de Bode en gain. (0.5pt)

- II.4.4. Écrire l'expression du déphasage ψ . (0.5pt)

- II.4.5. Établir son sens de variation. (0.5pt)

- II.4.6. Écrire les valeurs limites du déphasage. (0.5pt)

- II.4.7. En déduire le tracé du diagramme de Bode. (0.5pt)

2/9

III.4.8. Écrire, sans nouveau calcul, l'équation différentielle reliant v_1 et v_2 (0.5pt) en utilisant les constantes n_0 et m_0 .

On applique à l'entrée du filtre passe-bas la sortie du multiplicateur $v_0(t)$ sachant qu'en entrée du multiplicateur on auras $v_0(t) = V_{11} \cos(\omega t)$ et $v_0'(t) = I_{11} \cos(\omega t - \varphi)$ avec $V_{11} = 350V$, $I_{11} = 50mA$, $\omega = 2\pi$ et $\varphi = 1.03$.

III.4.9. Établir qu'en régime fondé, la tension de sortie du filtre passe-bas est l'opposé de la valeur moyenne de $v_0(t)$ à laquelle on superpose une composante alternative.

III.4.10. Établir l'amplitude A_{11} de cette composante alternative. (0.5pt)

III.4.11. Écrire alors sa valeur numérique. (0.5pt)

III.4.12. En déduire la précision relative de la mesure de la puissance P . (0.5pt)

Le capteur de tension est un transformateur dont le primaire comprend N_1 spires et le secondaire N_2 spires. On suppose le transformateur parfait soit :

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2)$$

en indiquant par le chiffre 1 les valeurs du primaire et par le chiffre 2 celles du secondaire, le primaire et le secondaire étant en convention récepteur.

III.4.13. Établir le rapport N_2/N_1 pour obtenir une tension efficace de 5.0 V au secondaire pour une tension efficace de 230 V au primaire. (0.5pt)

III.4.14. En déduire le nombre de spires du secondaire sachant que $N_1 = 500$. (0.5pt)

Pour prélever la tension aux bornes de dipôle d'impédance Z , le primaire est branché en parallèle sur ce dipôle. La résistance d'entrée du multiplicateur vaut $R_0 = 10.0k\Omega$.

III.4.15. Écrire la puissance moyenne P consommée par le capteur de tension. (0.5pt)

III.4.16. Calculer cette puissance avec les valeurs numériques précédentes. (0.5pt)

III. Circuit redresseur : Le limiteur (2pt)

Il s'agit de montages dont la principale fonction est de protéger les circuits électriques ou électroniques. On les appelle aussi circuits déclasseurs. Nous allons étudier un des multiples montage qui réalisent cette fonction de façon à bien comprendre le fonctionnement et la démarche qui permet de résoudre l'exercice. Le schéma d'un éclisseur parallèle est représenté figure 2. Nous utiliserons la seconde approximation pour représenter le diode avec $V_d = 0.7V$. On donne $R_1 = 1k\Omega$ et $R_2 = 2.2k\Omega$.

III.1. On demande de déterminer la fonction de transfert du circuit, soit V_2/V_1 . (1pt)

III.2. Le signal appliqué à l'entrée $V_1(t)$ est un signal triangulaire de période T et d'amplitude maximale $E_0 = 3V$. Représenter le signal de sortie.

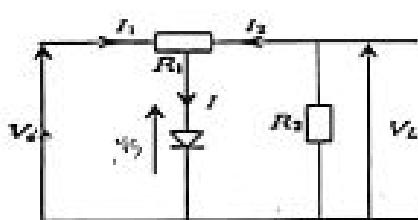


Figure 3 - Circuit limiteur.

3/14

4/4

IV. Circuit logique à diodes et transistor (3pt)

Dans le montage de la figure 4, on se propose de réaliser une fonction logique V_2 de deux tensions V_1 et V_2 ne pouvant valoir que 0 ou 5V. Les diodes sont supposées parfaites (tensions de seuil égales à 0.7V).

IV.1. Calculer la valeur de la tension V_2 dans le cas où $V_1 = V_2 = 5V$. (1pt)

IV.2. Calculer également la valeur de V_2 dans le cas où une seule des deux tensions V_1 et V_2 est égale à 0V (l'autre restant à 5V), puis dans le cas où elles sont toutes deux égales à 0V.

IV.3. Conclure sur la fonction réalisée par ce montage.

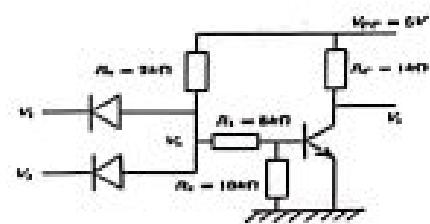


Figure 4 - Circuit logique à diodes et transistor.

BONNE ANNÉE 2020 !

I - Etude d'un quadripôle

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{Z}_S = R_S + jX_S \\ V_{SO} = E_{eff} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{Z}_C = R_C + jX_C \\ V_{SO} = E_{eff} \end{array} \right.$$

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_{SO}}{\bar{Z}_C + \bar{Z}_S}$$

A- Calculons l'expression \bar{I}_0

$$\bar{I}_0 = \bar{Z}_{SO}(\bar{I}^*) = \bar{V}_{SO} \times \bar{I}^*$$

$$\bar{I}^* = \frac{\bar{V}_{SO}}{(R_C + R_S) - j(X_S + X_C)}$$

$$\bar{I}_0 = \frac{\bar{V}_{SO}}{(R_C + R_S) - j(X_S + X_C)} = \frac{\bar{V}_{SO}((R_C + R_S) + j(X_S + X_C))}{(R_C + R_S)^2 + (X_S + X_C)^2} \quad 1)$$

$$P_{0a} = Re(\bar{I}_0) = \frac{\bar{V}_{SO}(R_C + R_S)}{[(R_C + R_S)^2 + (X_S + X_C)^2]} \quad 2)$$

$$\bar{P}_0 = (\bar{Z}_S \times \bar{I}) \bar{I}^* = \frac{(R_S + jX_S) \times \bar{E}_{eff}}{[(R_C + R_S) + j(X_S + X_C)][(R_C + R_S) - j(X_S + X_C)]}$$

$$= \frac{(R_S + jX_S) \bar{E}_{eff}}{(R_C + R_S)^2 + (X_S + X_C)^2} \quad 1)$$

$$P_{0a} = \frac{R_S \bar{E}_{eff}^2}{(R_C + R_S)^2 + (X_S + X_C)^2} \quad 2)$$

2) En déduire P_{ea}

$$P_{ea} + P_{0a} = P_0$$

$$I_{ea} = \frac{R_e \tilde{E}_{eff}}{(R_e + R_s)^2 + (X_e + X_s)^2} \quad 2)$$

$X_e = -X_e$ mtq si $R_e = R_s$, I_{ea} est maximale.

on obtient $I_{ea} = \frac{R_e \tilde{E}_{eff}}{(R_e + R_s)^2}$

$$\frac{\Delta I_{ea}}{\Delta R_e} = \frac{\tilde{E}_{eff}}{(R_e + R_s)^2} + \frac{-R_e \tilde{E}_{eff} + R_s \tilde{E}_{eff}}{(R_s + R_e)^3}$$

$$\frac{\Delta I_{ea}}{\Delta R_e} = 0 \Rightarrow R_e = R_s$$

$$\begin{cases} R_e < R_s \Rightarrow \frac{\Delta I_{ea}}{\Delta R_e} > 0 \\ R_e > R_s \Rightarrow \frac{\Delta I_{ea}}{\Delta R_e} < 0 \end{cases}$$

la puissance active dissipée de Q" est max pour $R_e = R_s$

Exercice 3

$$V_s = 0 \text{ kV} \quad R_L = 1 \text{ kV} \quad R_2 = 2,2 \text{ kV}$$

1) déterminer la tension de transfert du circuit

Wattmètre électronique

$$1) \underline{Z} = R + jX. \quad v(t) = V_n \cos(\omega t) \quad i(t) = I_n \cos(\omega t - \varphi)$$

1-1) Écrire les expressions de I_n et φ .

on sait que $i(t) = \frac{v(t)}{\underline{Z}}$, $I_n = \frac{V_n}{|\underline{Z}|}$ et $|\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2}$

on obtient

$$\boxed{I_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + X^2}}}$$

et $\varphi = \text{Arg}\left(\frac{v(t)}{i(t)}\right) = \text{Arg}(\underline{Z})$

$$\boxed{\varphi = \text{Arctan}\left(\frac{X}{R}\right)}$$

1-2) Écrire le signe de φ si le dipôle est inductif.

le dipôle inductif si $R=0$.

et lorsque $R=0$ pma. $\boxed{\varphi > 0}$ donc φ positif

1-3) Calculons P moyen.

$$P = \langle \underline{v}(t) \underline{i}(t) \rangle = \frac{V_n I_n}{2} \cos \varphi$$

donc

$$\boxed{P = \frac{V_n I_n}{2} \cos \varphi}$$

$$V_m = 311 \text{ V} \quad V_R = 320 \text{ V}$$

Exprimons les valeurs numériques de I_n , φ et P

$$I_n = \frac{320}{\sqrt{125}}$$

$$\varphi = \arctan(2)$$

$$P =$$

Alors

$$I_n = 28,6 \text{ A} \quad \varphi = 63,43^\circ \quad P = 2,05 \text{ kW}$$

2) $N_a(t) = k_a v_a(t) \quad N_b(t) = k_b i(t). \quad N_t(t) = K(v_a(t)) N_b(t) \quad V_2 = -V_1$

2-1) Établir l'expression de V_2 moyenne de $N_t(t)$.

$$V_1 = \langle N_a(t) \rangle = K k_a k_b \langle N(t) i(t) \rangle \quad \text{et} \quad V_1 = -V_2. \quad \text{et} \quad P = \langle N(t) i(t) \rangle$$

Donc $V_2 = -K k_a k_b P$

2-2) Montrons qu'elle est proportionnelle à P

$$V_2 = R_m P \quad \text{avec} \quad R_m = -K k_a k_b$$

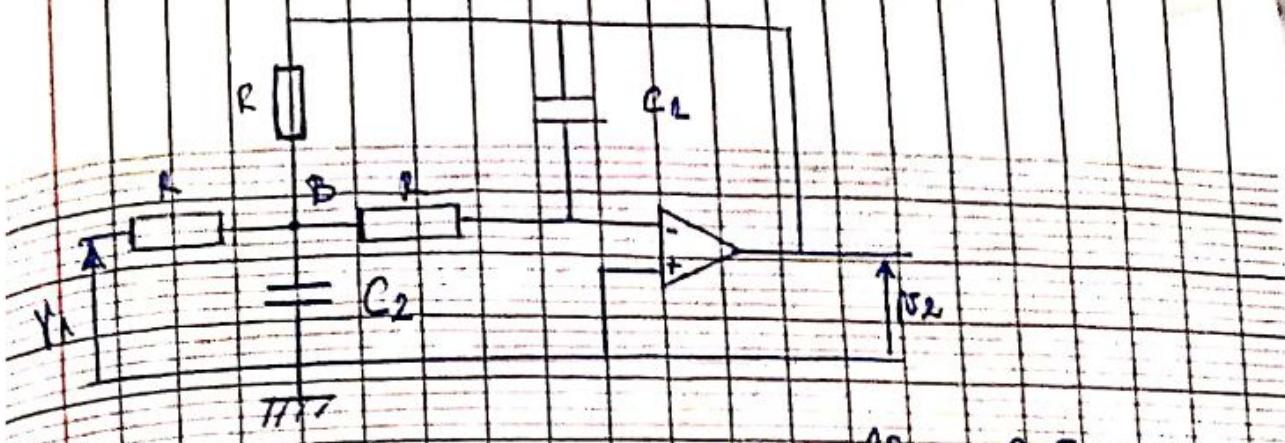
2-3) $V_2 = -1,5 \text{ V}$ $k_a = 0,02$ $R_m = 10 \text{ mV.A}^{-2}$ $K = 2 \text{ V}$

determinons la valeur de P

$$P = -\frac{V_2}{K k_a k_b}$$

$$P = 3,75 \text{ kW}$$

3) $N_a(t)$. Géné le schéma montrant



d'après Millman

$$V_B = \frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R} + \frac{V_2}{R}$$

$$\frac{3}{R} + jG_L W$$

$$R^- = \frac{V_B}{R} + jL_W V_2$$

$$\frac{1}{R} + jC_L W$$

$$R^+ = \frac{V_B + jR C_L W V_2}{1 + jR C_L W}$$

En supposant l'ADP nul, on a

$$R^- = R^+ = 0 \Rightarrow V_B = -jR C_L W V_2$$

$$R^+ V_B = \frac{V_1 + V_2}{3 + jR C_L W} = -jR C_L W V_2$$

$$\frac{V_1}{3 + jR C_L W} = \frac{R C_L C_2 W^2 - 1 - 3jR C_L W}{3 + jR C_L W} V_2$$

$$H = \frac{-1}{1 + 3jR C_L W - R C_1 C_2 W^2}$$

3-2) Ecrire sous forme (z hémiique)

$$1 \rightarrow 2 \left(\frac{3}{2} \right) \frac{C_1}{C_2} \frac{\omega}{\omega_0} = \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{1}{R C_1 C_2} \right)$$

On pose

$$m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad \omega_0 = \frac{1}{R C_1 C_2} \quad \text{et } H_0 = 1$$

On a

$$\frac{H}{H_0} = \frac{1 + 2m \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2m \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}}}$$

$$4) f_0 = 5 \text{ Hz} \quad m = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \text{et } R = 470 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \Rightarrow \frac{C_1}{C_2} = \frac{2}{9}$$

$$f_0 = 5 \text{ Hz} \quad \Rightarrow \quad C_1 C_2 = \frac{1}{4\pi R f_0^2}$$

$$C_2 = \frac{3}{2\pi R f_0} = 144 \text{ nF}$$

$$C_1 = 31.9 \text{ nF}$$

$$\underline{C_1 = 31.9 \text{ nF} \quad \text{et} \quad C_2 = 144 \text{ nF}}$$

(-2) Etablir le graph de variation du gain.

le gain $G = | \pm |$

$$G = \sqrt{\frac{1}{(1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 3^2 (R C_1 \omega)^2}}$$

en posant $f(\omega) = (1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 3^2 (R C_1 \omega)^2$

on a f est continue et dérivable sur $\mathbb{R}_{>0}$ et sa dérivée est $f'(\omega) = 4R^4 C_1^2 C_2 \omega^3 > 0$

Donc f est croissante

Donc le gain G est décroissante en fonction de ω .

4-3) Établir le diagramme asymptotique du diagramme de Bode.

$$\omega \rightarrow 0 \quad G_{AB} = 20 \log_{10}(0) = 20 \log(1) = 0$$

$$\omega \rightarrow +\infty \quad G_{AB} = 20 \log_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{R^2 C_1 C_2 \omega^2}}\right)$$

$$= -20 \log_{10}(R \sqrt{C_1 C_2} \omega)$$

L'intersection des asymptotes $\omega = \omega_0$

$$G_{AB}(\omega_0) = -10 \log_{10}(2) = -3 \text{ dB.}$$

4-4) Écrire l'expression de φ .

$$\varphi = \text{Arg}(G) = \text{Arg}(1 + 3j R C_1 \omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{3 R C_1 \omega}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$$

pour avoir φ dans $[0, \pi]$. Il faut faire les cas suivants

$$\varphi = -\arctan\left(\frac{3RC_1w}{1-R^2C_1C_2w^2}\right) \text{ si } w > w_0$$

ou

$$\varphi = \pi - \arctan\left(\frac{3RC_1w}{1-R^2C_1C_2w^2}\right) \text{ si } w < w_0.$$

4-5) Etablir les règles de variation :

$$f(w) = \frac{3RC_1w}{1-R^2C_1C_2w^2}$$

$$f'(w) = \frac{3RC_1(1+R^2C_1C_2w^2)}{(1-R^2C_1C_2w^2)^2} > 0$$

Alors f est une fonction croissante, donc φ est croissante.

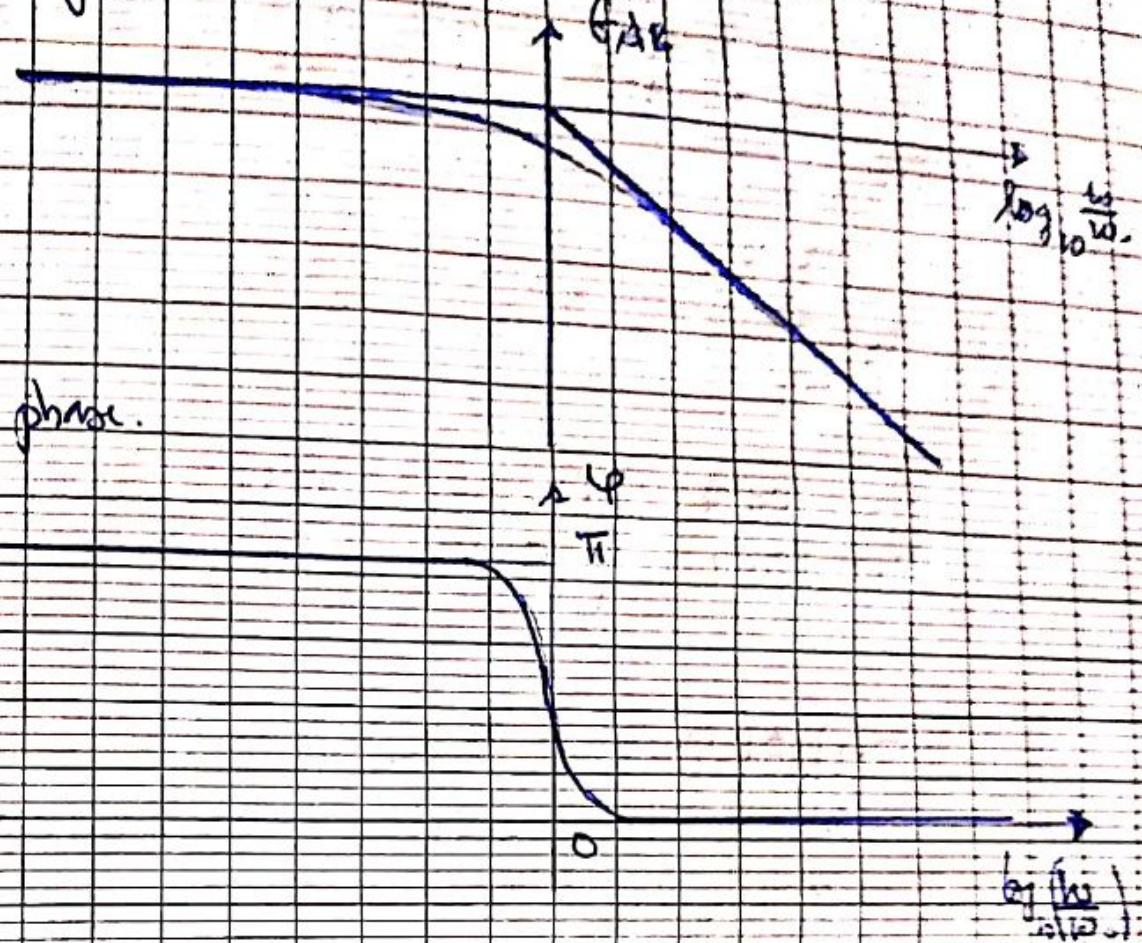
4-6 - Ecrire les valeurs limites du déphasage
Les limites ici sont 0, w_0 , et ∞ .

$$f(0) = 0 \quad f(w_0) = \alpha \quad \text{pas précisé}$$

$\varphi(0) = \pi$	$\varphi(w_0) = \frac{\pi}{2}$	$\varphi(\infty) = 0$
--------------------	--------------------------------	-----------------------

4-7 - En déduire le diagramme de Bode

* En gain



* En phase.

4-8) Écrire l'équation différentielle entre N_2 et N_1 en utilisant H_0 et m .

$$\frac{H_0}{m} \times \left(1 + \frac{2m\omega_i}{\omega_0} j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) = H_0$$

$$\frac{N_2}{m} \times \left(1 + \frac{2m\omega_i}{\omega_0} j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) = H_0$$

$$(\omega_0^2 + 2m\omega_i\omega_0 j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2) N_2 = H_0 m$$

$$N_2 + 2m\omega_i\omega_0 j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 N_2 = H_0 m$$

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{dV_2}{dt} + \frac{2m}{\omega_0} \frac{dN_2}{dt} + N_2 = H_0 N_2$$

$N_2(t) =$

5)

$$V(t) = V_0 \cos(\omega t) \quad \bar{N}(t) = J_0 \cos(\omega t - \varphi)$$

$$V_0 = 320 \text{ V} \quad f = 50 \text{ Hz} \quad J_0 = 20 \text{ A} \quad \varphi = 1,0 \text{ rad}$$

5-1) Etudier en régime forcé la tension de sorti
est opposé à $\langle N_2(t) \rangle$ en superposant une comp.
ante alternation

$$N_2(t) = K N_0(t) N_0(t) = \frac{K k_{ak} V_0 J_0}{2} (\cos(2\omega t - \varphi))$$

On obtient en régime forcé une tension

de sortie

$$H_0 \frac{K k_{ak} V_0 J_0 \cos \varphi}{2} = -1,33 \text{ V} = -\langle N_2(t) \rangle$$

dans le composante continue.

$$\text{en régime forcé, } H = H_0 = \frac{V_0}{N_2}$$

Il suit que $-\langle N_2(t) \rangle = \langle N_2(t) \rangle$

$$v_1(t) = \underbrace{\frac{K k_a k_b V_m I_n}{2} \cos(2\omega t - \varphi)}_{\text{Composante alternative sinusoidale}} + \underbrace{\frac{K k_a k_b V_m I_n \cos \varphi}{2}}_{\text{Comp. continue.}}$$

On s'intéresse à la Composante :

+ continue

$$\text{soit } H_0 \frac{K k_a k_b V_m I_n \cos \varphi}{2} = - \langle v_1(t) \rangle = -1,38 \text{ V}$$

$$\text{car } H_0 = -1$$

+ sinusoidale

$$\text{de valeur } \frac{K k_a k_b V_m I_n \cos(2\omega t - \varphi)}{2}$$

et régime forcé. $H = G(2\omega)$

donc on a en sortie

$$G(2\omega) \frac{K k_a k_b V_m I_n}{2} \cos(2\omega t - \varphi)$$

et donc l'amplitude de la composante sinusoidale est négligeable devant celle continue.

En faisant le quotient des amplitudes on a une erreur

$$\Delta = 0,28 \% = \frac{\Delta P}{P}$$

(il faut calculer numériquement les différentes amplitudes)

en prenant $\cos(-\varphi) = 1$. ou -1 selon le cas.

$$b) \frac{U_2}{U_1} = \frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1}$$

6-1) $U_2 = 5,0 \text{ V}$ $U_1 = 230 \text{ V}$

$$\boxed{\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = 0,02173 = 2,17 \times 10^{-2}}$$

6-2) $N_1 = 500$. Trouver N_2 .

$$\boxed{N_2 = N_1 \times 2,17 \times 10^{-2} = 11 \text{ spires}}$$

(en valeur entière)

7) \underline{Z} $R_e = 10,0 \text{ k}\Omega$

7-1) Trouver la puissance moyenne consommée par le capteur.

$$\underline{P}_c = \langle U_2(t) i_2(t) \rangle \quad \text{et} \quad \underline{R}_e = -\frac{M_2}{i_2}$$

$$\underline{P}_c = \langle -M_2(t) i_2(t) \rangle \quad (\text{récepteur})$$

$$= \left\langle \frac{M_2}{R_e} \right\rangle \quad \text{et} \quad M_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1$$

$$= \frac{N_2^2}{N_1 R_e} \left\langle U_1^2 \right\rangle \quad \text{et} \quad M_1 = U_1$$

7-2)

$$\boxed{\underline{P}_c = 2,145 \text{ mWatts}}$$

2.2. a) Au même titre que l'exercice précédent, la condition de conduction de la diode n'est pas modifiée, soit $I > 0$ et il s'agit de notre hypothèse pour résoudre l'exercice.

Il reste à exprimer I en fonction de V_e , de V et des éléments résistifs du montage. L'application de la loi de Kirchhoff nous permet d'écrire :

$$I = I_1 + I_2 \text{ avec : } I_1 = \frac{V_e - V_L}{R_1} \text{ et } I_2 = -\frac{V_I}{R_2}$$

En indiquant que, lorsque la diode est passante, la tension à ses bornes V est égale à V_s . En remplaçant dans l'expression de I , il vient :

$$I = \frac{(V_s - V_s)}{R_1} = \frac{V_s}{R_2} > 0$$

Soit :

$$V_s > V_s \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = 1,45 \cdot 0,7 = 1 \text{ V}$$

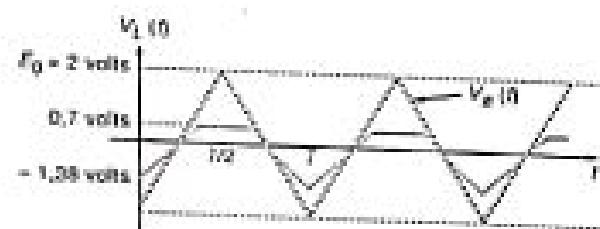
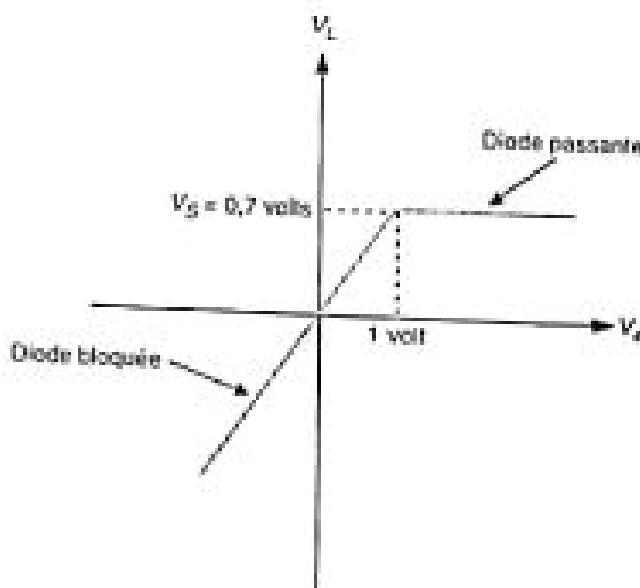
Nous constatons que lorsque la tension d'entrée excède 1 V, la diode devient passante et impose en sortie une tension égale à $V_s = 0,7 \text{ V}$.

Lorsque la diode est bloquée, elle est associée à un circuit ouvert. Il ne reste que les deux résistances R_1 et R_2 qui forment un pont de résistances. L'expression de la tension de sortie est alors :

$$V_L = V_s \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = 0,69 \cdot V_s$$

Le signal de sortie est l'image du signal d'entrée à un coefficient près.

Nous avons déterminé les conditions de fonctionnement du circuit limiteur. La synthèse des résultats que nous avons obtenus est facilitée par la représentation graphique de $V_L = f(V_s)$.



La capacité C est initialement déchargée ($U_C = 0$).

Lorsque la tension $v_s(t)$ augmente et devient supérieure à $V_s = 0,7 \text{ V}$, la diode devient passante tandis que la capacité se charge à travers la diode jusqu'à atteindre la tension maximale :

$$U_{C_{max}} = E_0 - V_s = 1,3 \text{ V}$$

Notons que la charge de C à travers la diode est très rapide (elle suit la variation de $v_s(t)$) dans la mesure où la résistance série de la diode est considérée comme nulle alors que R de valeur élevée, n'a pas d'influence sur la charge de C .

Lors de la phase de décroissante de $v_s(t)$, la diode se bloque.

T étant la constante de temps du circuit, on remarque que :

$$\tau = R \cdot C = 1 \text{ s} \gg T = 10 \text{ ms}$$

La capacité n'a, par conséquent, pas le temps de se décharger dans R et elle conserve sa valeur de 1,3 V.

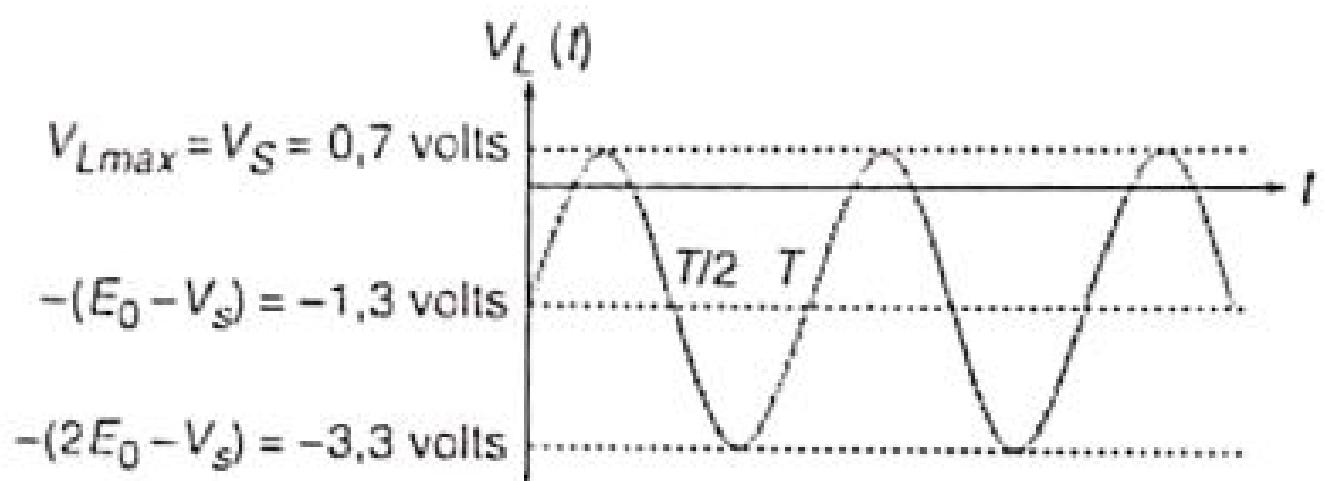
Tout se passe comme si C se comportait comme un générateur de tension de valeur :

$$U_{C_{max}} = 1,3 \text{ V}$$

L'application de la loi de Kirchhoff dans le montage nous permet d'écrire :

$$V_L = v_s(t) - U_{C_{max}}$$

La tension de sortie est l'image de la tension d'entrée à laquelle on a rajouté une composante continue égale à $-(E_0 - V_s) = -1,3 \text{ V}$.



Si on a $V_1 = V_2 = 5$ V, les diodes sont toutes deux bloquées car le passage d'un courant en sens direct nécessiterait une valeur de tension V_0 supérieure à 5 V.
Le dispositif est alors équivalent au montage proposé sur la figure 2.29.

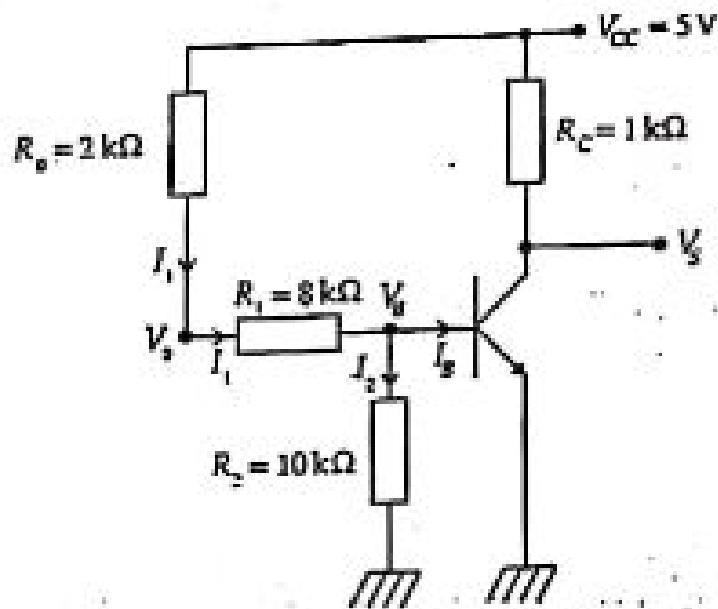


Figure 2.29

La jonction base - émetteur est polarisée en sens direct. Le transistor n'est donc pas bloqué et on a, de fait : $V_B = 0,7$ V.

Calculons le courant de base :

$$I_B = I_1 - I_2 = \frac{V_{CC} - 0,7 \text{ V}}{R_0 + R_1} - \frac{0,7 \text{ V}}{R_2} = \frac{4,3}{10^4} - \frac{0,7}{10^4} = 0,36 \text{ mA.}$$

Corriger des problèmes

Si le transistor est polarisé dans sa zone linéaire, on a :

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.36 \times 10^{-3} = 36 \text{ mA.}$$

$$\text{D'où : } V_E = V_C = V_{CC} - R_C I_C = 5 - 1000 \times 36 \times 10^{-3} = -31 \text{ V.}$$

La tension de collecteur ne peut descendre en dessous de la tension d'émetteur qui, elle-même, est nulle. Le transistor est donc saturé : $V_E = 0$.

En résumé : $V_1 = V_2 = 5 \text{ V} \Rightarrow V_E = 0 \text{ V.}$

2 Supposons maintenant que l'une des diodes soit reliée à la masse. Prenons par exemple $V_1 = 0$. Cette diode sera alors passante car polarisée en sens direct par l'intermédiaire de la résistance R_0 . On aura donc $V_0 = 0.7 \text{ V}$. La différence de potentiels aux bornes de la résistance R_1 est donc nulle : aucun courant ne peut la traverser. Aucun courant de base ne pourra alors apparaître à l'entrée du transistor. Celui-ci ne peut donc en aucun cas être conducteur : il est bloqué.

L'absence de courant de base induit l'absence de courant de collecteur.

On a donc : $V_1 = V_{CC} = 5 \text{ V.}$

Si les deux diodes sont reliées à la masse, cela ne change rigoureusement rien à l'état du transistor : celui-ci reste bloqué puisque l'on a toujours $V_0 = 0.7 \text{ V.}$

3 En conclusion, la tension de sortie n'est égale à 5 V que si les deux entrées ne sont pas simultanément à 5 V. Cette fonction logique correspond à la fonction NON-ET.

Ce qu'il faut retenir de ce problème

Le circuit logique étudié ici est un peu plus complexe que celui du problème précédent. La présence des diodes, en effet, nécessite un raisonnement supplémentaire. Ne pas hésiter à dessiner le schéma équivalent au montage initial en fonction de l'état des diodes.



Examen session normale/UE PHY 215 : Travaux pratiques de Physique II
26 janvier 2021-Durée : 3H/Examinateur : V.K. Kuelche

I. Etude d'un quadripôle en charge/2pt

On considère le quadripôle représenté sur la figure 1.

- 1.1. Exprimer dans le détail la matrice de transfert de ce quadripôle. (0.5pt)
- 1.2. On alimente ce quadripôle à l'aide d'un générateur parfait de tension sinusoïdale $v(t) = \sqrt{2}V_m \cos(\omega t)$. Ecrire l'expression de la tension de sortie à vide v_{out} (en modèle complexe). (0.5pt)
- 1.3. Calculer l'impédance de sortie complexe Z_{out} du quadripôle. (0.5pt)
- 1.4. On connecte une résistance de charge R_L en sortie du quadripôle. Ecrire la valeur efficace du courant qui la traverse. (0.5pt)

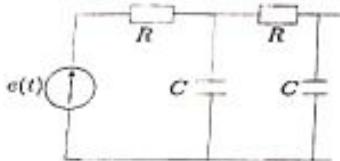


FIGURE 1 Quadripôle en charge.

II. Wattmètre électronique/13pt

On se propose d'étudier le fonctionnement d'un wattmètre électronique comprenant un capteur de tension, un capteur de courant, un multiplicateur et un filtre passe-bas. Aucune connaissance préalable du wattmètre n'est nécessaire.

- II.1. Soit un dipôle d'impédance $Z = R + jX$ alimenté par une tension sinusoïdale $v(t) = V_m \cos(\omega t)$ et parcouru par un courant $i(t) = I_m \cos(\omega t - \varphi)$. On utilise la convention récepteur.
- II.1.1. Ecrire les expressions de l'amplitude I_m et du déphasage φ en fonction de V_m , R et X . (0.25ptx2)
- II.1.2. Ecrire le signe de φ si le dipôle est inductif. (0.25pt)
- II.1.3. Calculer la puissance moyenne P reçue par le dipôle en fonction de V_m , I_m et φ . (0.5pt)
- II.1.4. Pour une impédance $Z = 5 + 10j$ exprimée en ohms et une amplitude $V_m = 320V$, exprimer les valeurs numériques de I_m , φ et P . (0.5ptx3)

- II.2. Pour mesurer la puissance P absorbée par la charge, on utilise un wattmètre dont le schéma fonctionnel est le suivant : la tension $v(t)$ est envoyée dans un capteur de tension qui délivre en sortie une tension $v_1(t) = k_1 v(t)$; l'intensité $v_2(t) = k_2 i(t)$. Ces deux signaux $v_1(t)$ et $v_2(t)$ entrent dans un multiplicateur produisant la tension $v_3(t) = K v_1(t)v_2(t)$. La tension $v_3(t)$ passe ensuite dans un moyenneur permettant d'obtenir une tension "fixée" $v_4(t)$ telle que la valeur moyenne de v_4 est l'opposée de celle de v_1 .

- II.2.1. Etablir l'expression de la valeur moyenne de $v_4(t)$. (0.5pt)
- II.2.2. Montrer qu'elle est proportionnelle à la puissance P . On explicitera la constante de proportionnalité k_m . (0.25pt)
- II.2.3. On mesure une valeur moyenne de (-1.5 V) pour v_4 . Sachant que $k_1 = 0.02$, $k_2 = 10 \text{ mV}^{-1} \text{ A}^{-1}$ et $K = 200 \text{ V}^{-1}$, Ecrire la valeur de la puissance P mesurée. (0.5pt)

- II.3. Pour obtenir la valeur moyenne du signal $v_3(t)$, on utilise un filtre passe-bas dont le montage dit de Rauch est donné à la figure 2 ci-dessous.

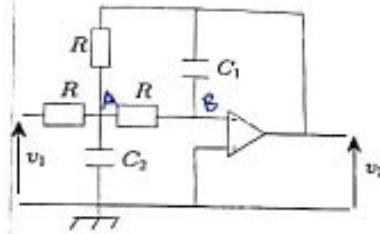


FIGURE 2 Wattmètre électronique.

- II.3.1. Etablir la fonction de transfert H de ce montage. (0.5pt)

- II.3.2. L'écrire sous la forme canonique (0.5pt)

$$H = \frac{H_0}{1 + 2m_j \frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \quad (1)$$

tout en explicitant m_j , H_0 et ω_0 en fonction des paramètres du circuit.

- II.4. On souhaite obtenir une fréquence $f_0 = 50 \text{ Hz}$ avec un coefficient $m = \sqrt{2}/2$ et $R = 470 \text{ k}\Omega$.
- II.4.1. Calculer les valeurs des capacités C_1 et C_2 . (0.25ptx2)
- II.4.2. Etablir le sens de variation du galvanomètre. (0.5pt)
- II.4.3. Etablir le diagramme asymptotique du diagramme de Bode en gain. (0.5pt)
- II.4.4. Ecrire l'expression du déphasage φ . (0.5pt)
- II.4.5. Etablir son sens de variation. (0.5pt)
- II.4.6. Ecrire les valeurs limites du déphasage. (0.5pt)
- II.4.7. En déduire le tracé du diagramme de Bode. (0.5pt)
- II.4.8. Ecrire, sans nouveau calcul, l'équation différentielle reliant v_1 et v_2 en utilisant les constantes v_0 et m . (0.5pt)

- II.5. On applique à l'entrée du filtre passe-bas la sortie du multiplicateur $v_3(t)$ sachant qu'en entrée du wattmètre on envoie $v(t) = V_m \cos(\omega t)$ et $i(t) = I_m \cos(\omega t - \varphi)$ avec $V_m = 320V$, $f = 50 \text{ Hz}$, $I_m = 20A$ et $\varphi = 1.0\pi$.

II.5.1. Etablir qu'en régime forcé, la tension du sortie du filtre passe-bas est l'opposé de la valeur moyenne de $v_1(t)$ à laquelle on superpose une composante alternative. (0.5pt)

II.5.2. Etablir l'amplitude A_{u1} de cette composante alternative. (0.5pt)

II.5.3. Ecrire alors sa valeur numérique. (0.5pt)

II.5.4. En déduire la précision relative de la mesure de la puissance P . (0.5pt)

II.6. Le capteur de tension est un transformateur dont le primaire comprend N_1 spires et le secondaire N_2 spires. On suppose le transformateur parfait soit

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2)$$

en indiquant par le chiffre 1 les valeurs du primaire et par le chiffre 2 celles du secondaires, le primaire et le secondaire étant en convention récepteur.

II.6.1. Etablir le rapport N_2/N_1 pour obtenir une tension efficace de 5.0 V au secondaire pour une tension efficace de 230 V au primaire. (0.5pt)

II.6.2. En déduire le nombre de spires du secondaire sachant que $N_1 = 500$. (0.5pt)

II.7. Pour prélever la tension aux bornes de dipôle d'impédance Z , le primaire est branché en parallèle sur ce dipôle. La résistance d'entrée du multiplicateur vaut $R_e = 10.048\Omega$.

II.7.1. Ecrire la puissance moyenne P consommée par le capteur de tension. (0.5pt)

II.7.2. Calculer cette puissance avec les valeurs numériques précédentes. (0.5pt)

III. Circuit redresseur/3pt

On se propose ici d'étudier le comportement d'un circuit redresseur lorsqu'on associe à la diode chacun de ses trois modèles linéaires. Le schéma du circuit est représenté figure 3. Celui-ci est constitué d'une diode, d'une résistance $R = 33V$ et d'un générateur de tension sinusoïdale $e_1(t)$ d'amplitude maximale $E_0 = 10V$ et de période T .

On demande pour ce circuit d'exprimer (et représenter) la tension aux bornes de la charge $v_L(t)$ lorsque l'on remplace la diode par son modèle :

III.1. Diode idéale. (1pt)

III.2. Seconde approximation ($V_i = 0.7V$). (1pt)

III.3. Troisième approximation ($V_i = 0.7V, R_d = 5V$). (1pt)

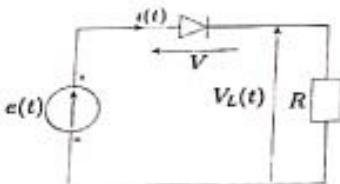


FIGURE 3 Circuit redresseur.

IV. Etudes statique et dynamique d'un montage amplificateur/2pt

Soit le montage amplificateur de la figure 4. On donne pour ce montage : $V_{CC} = 10V$, $I_{CE} = 2mA$, $V_{CE0} = 5V$, $R_B = 33k\Omega$, $R_C = 1.845\Omega$ et $R_E = 60\Omega$. La capacité C_B joue le rôle d'un court-circuit parfait en régime sinusoïdal tandis que les deux capacités de liaison C_L isolent la composante continue de la composante sinusoïdale. Notons que la mise en court-circuit de la résistance R_A en régime dynamique conduit à un montage particulier du transistor communément dénommé montage à émetteur commun.

IV.1. Ecrire les expressions des droites de charge statique et dynamique. (0.5pt)

IV.2. Tracer ces droites sur un même graphique. (0.5pt)

IV.3. En déduire alors l'amplitude maximale de la tension de sortie. (0.5pt)

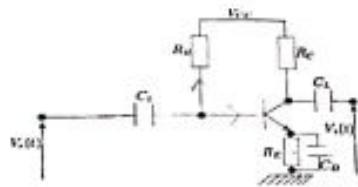
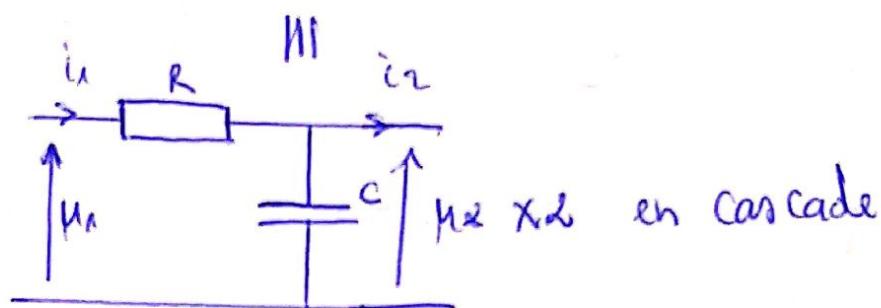
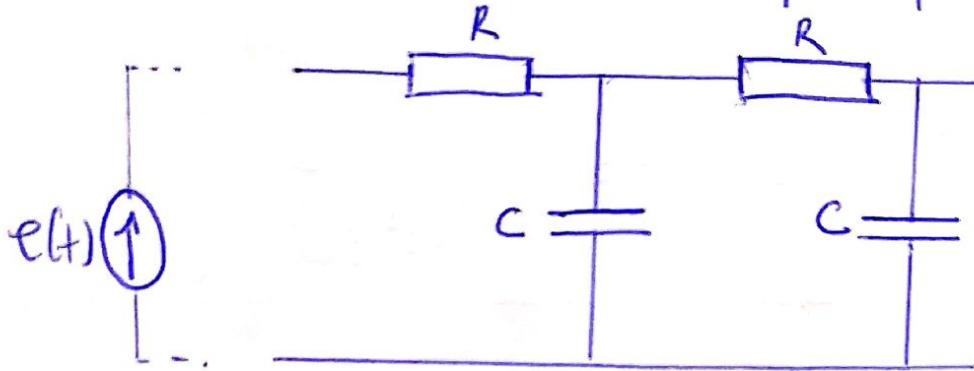


FIGURE 4 Montage amplificateur : Etudes statique et dynamique.

I - Etude d'un quadripôle en charge



par a $\mu_2 = \frac{R}{R+Z_C} u_2$ $\bar{\mu}_2 = \bar{u}_2 + \bar{i}_C$ $\rho \bar{i}_C = \frac{\bar{u}_C}{Z_C} = j\omega \bar{\mu}_2$
 donc $\bar{\mu}_1 = \bar{\mu}_2 + j\omega \bar{\mu}_2$ ①

lisi des mailles $\bar{\mu}_1 = R \bar{i}_1 + \bar{u}_2$

$$\bar{\mu}_1 = R \bar{i}_2 + (1+jRC\omega) \bar{\mu}_2 \quad ②$$

Ainsi on a $\begin{cases} \bar{\mu}_1 = \bar{i}_2 + j\omega \bar{\mu}_2 \\ \bar{\mu}_1 = R \bar{i}_2 + (1+jRC\omega) \bar{\mu}_2 \end{cases}$

$$[T_e] = \begin{bmatrix} 1+jRC\omega & R \\ j\omega & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [T] = [T_e]^2 \text{ car montage en cascade}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1-R^2C^2\omega^2+3jRC\omega & 2R+jR^2C\omega \\ 2j\omega-R^2C^2\omega^2 & 1+jRC\omega \end{bmatrix}$$

$\tilde{M}_1 = 12 \text{ Nff}$ (solut.)

Ainsi $\tilde{m}_2 = 0$ et ayant obtenu la matrice de transfert,

$$\tilde{M}_1 = (R + R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega) \tilde{m}_2 \quad \text{et} \quad \tilde{M}_2 = e(t)$$

D'où l'on a

$$\boxed{\tilde{M}_2 = \tilde{N}_{S_0} = \frac{1}{1 - R^2 C^2 \omega^2 - 3jRC\omega} e(t)}$$

3) Calculons Z_S

Il suffit de court-circuiter la source de tension et de trouver l'impédance résultante depuis la source.

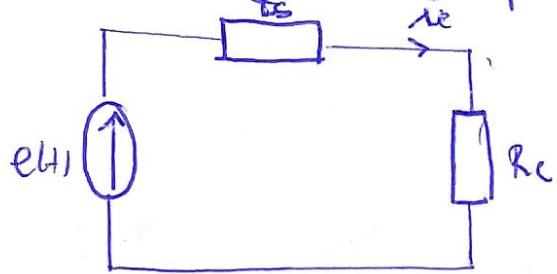
Alors $Z_S = (R + R||Z_C) \parallel Z_C$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{jC\omega} \times \left(R + \frac{\frac{R}{jC\omega}}{R + (\frac{R}{jC\omega})^{-1}} \right) \\ &= \frac{1}{jC\omega} + \left(R + \frac{\frac{R}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} \right) \\ &= \frac{1}{jC\omega} \times \left(\frac{R + \frac{R}{jC\omega} + \frac{R}{jC\omega}}{\frac{1+jRC\omega}{jC\omega}} \right) \\ &= \frac{1}{jC\omega} + jC\omega \left(\frac{2R + jR^2C\omega}{1 + jRC\omega} \right) \end{aligned}$$

$$\boxed{\tilde{Z}_S = \frac{2R + jR^2C\omega}{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2}}$$

On constate donc qu'il s'agit de $\frac{B}{A}$, donc en appliquant la formule de tension l'on aurait en $\tilde{M}_2 = \tilde{Z}_S \tilde{m}_2$ ce qui est nettement plus facile.

4) R_e en sortie du quadrupole. Trouver \bar{I}_e .



par

$$\bar{I}_e = \frac{e(t)}{R_e + \bar{Z}_S}$$

Wattmètre électronique

$$1) \underline{Z} = R + jX. \quad v(t) = V_n \cos(\omega t) \quad i(t) = I_n \cos(\omega t - \varphi)$$

1-1) Écrire les expressions de I_n et φ .

on sait que $i(t) = \frac{v(t)}{\underline{Z}}$, $I_n = \frac{V_n}{|\underline{Z}|}$ et $|\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2}$

on obtient

$$\boxed{I_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + X^2}}}$$

et $\varphi = \text{Arg}\left(\frac{v(t)}{i(t)}\right) = \text{Arg}(\underline{Z})$

$$\boxed{\varphi = \text{Arctan}\left(\frac{X}{R}\right)}$$

1-2) Écrire le signe de φ si le dipôle est inductif.

le dipôle inductif si $R=0$.

et lorsque $R=0$ pma. $\boxed{\varphi > 0}$ donc φ positif

1-3) Calculons P moyen.

$$P = \langle \underline{v}(t) \underline{i}(t) \rangle = \frac{V_n I_n}{2} \cos \varphi$$

donc

$$\boxed{P = \frac{V_n I_n}{2} \cos \varphi}$$

$$V_m = 311 \text{ V} \quad V_R = 320 \text{ V}$$

Exprimons les valeurs numériques de I_n , φ et P

$$I_n = \frac{320}{\sqrt{125}}$$

$$\varphi = \arctan(2)$$

$$P =$$

Alors

$$I_n = 28,6 \text{ A} \quad \varphi = 63,43^\circ \quad P = 2,05 \text{ kW}$$

2) $N_a(t) = k_a v_a(t) \quad N_b(t) = k_b i(t). \quad N_t(t) = K(v_a(t)) N_b(t) \quad V_2 = -V_1$

2-1) Établir l'expression de V_2 moyenne de $N_t(t)$.

$$V_1 = \langle N_a(t) \rangle = K k_a k_b \langle N(t) i(t) \rangle \quad \text{et} \quad V_1 = -V_2. \quad \text{et} \quad P = \langle N(t) i(t) \rangle$$

Donc $V_2 = -K k_a k_b P$

2-2) Montrons qu'elle est proportionnelle à P

$$V_2 = R_m P \quad \text{avec} \quad R_m = -K k_a k_b$$

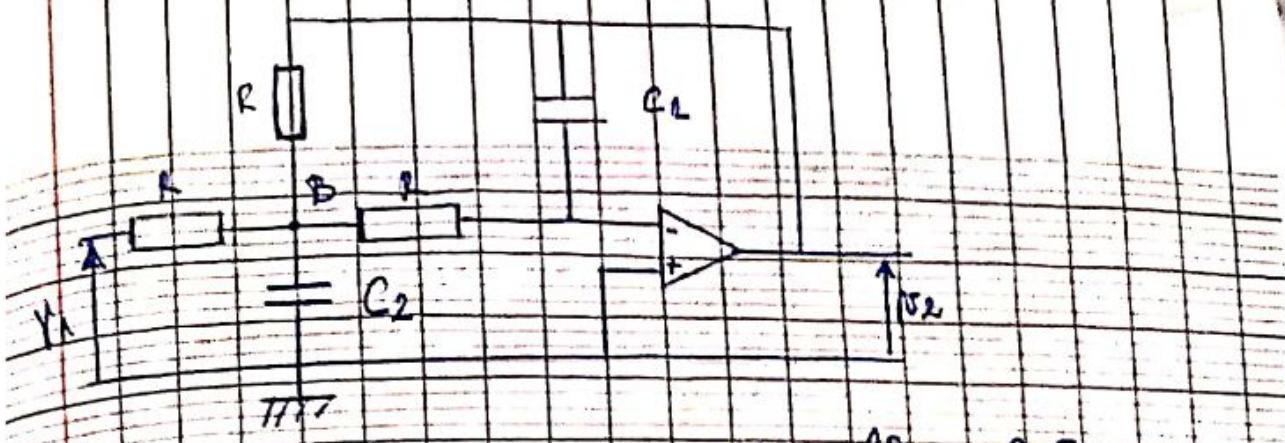
2-3) $V_2 = -1,5 \text{ V} \quad k_a = 0,02 \quad k_b = 10 \text{ mV.A}^{-1} \quad K = 2 \text{ V}$

determinons la valeur de P

$$P = -\frac{V_2}{K k_a k_b}$$

$$P = 3,75 \text{ kW}$$

3) $N_a(t)$. Géné le schéma montrant



d'après Millman

$$V_B = \frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R} + \frac{V_2}{R}$$

$$\frac{3}{R} + jG_L W$$

$$V^- = \frac{V_B}{R} + jK_C W V_2$$

$$\frac{1}{R} + jC_L W$$

$$V^- = \frac{V_B + jR C_L W V_2}{1 + jR C_L W}$$

En supposant l'ADP nul, on a

$$V^- = V^+ = 0 \Rightarrow V_B = -jR C_L W V_2$$

$$V_B = \frac{V_1 + V_2}{3 + jR C_L W} = -jR C_L W V_2$$

$$\frac{V_1}{3 + jR C_L W} = \frac{R C_L C_2 W^2 - 1 - 3jR C_L W}{3 + jR C_L W} V_2$$

$$H = \frac{-1}{1 + 3jR C_L W - R C_1 C_2 W^2}$$

3-2) Ecrire sous forme (z hémiique)

$$1 \rightarrow 2 \left(\frac{3}{2} \right) \frac{C_1}{C_2} \frac{\omega}{\omega_0} = \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{1}{m} \right)^{-1}$$

On pose

$$m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \quad \text{et } H_0 = 1$$

On

$$\frac{H}{H_0} = \frac{1 + 2m \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2m \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$4) f_0 = 5 \text{ Hz} \quad m = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad \text{et } R = 470 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \Rightarrow \frac{C_1}{C_2} = \frac{2}{9}$$

$$f_0 = 5 \text{ Hz} \quad \Rightarrow \quad C_1 C_2 = \frac{1}{4\pi^2 R^2 f_0^2}$$

$$C_2 = \frac{3}{2\pi\sqrt{2Rf_0}} = 144 \text{ nF}$$

$$C_1 = 31.9 \text{ nF}$$

$$\underline{C_1 = 31.9 \text{ nF} \quad \text{et} \quad C_2 = 144 \text{ nF}}$$

(-2) Etablir le graph de variation du gain.

le gain $G = | \pm |$

$$G = \sqrt{\frac{1}{(1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 3^2 (R C_1 \omega)^2}}$$

en posant $f(\omega) = (1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 3^2 (R C_1 \omega)^2$

on a f est continue et dérivable sur $\mathbb{R}_{>0}$ et sa dérivée est $f'(\omega) = 4R^4 C_1^2 C_2 \omega^3 > 0$

Donc f est croissante

Donc le gain G est décroissante en fonction de ω .

b-3) Etablir le diagramme asymptotique du diagramme de Bode.

$$\omega \rightarrow 0 \quad G_{AB} = 20 \log_{10}(0) = 20 \log(1) = 0$$

$$\omega \rightarrow +\infty \quad G_{AB} = 20 \log_{10}\left(\frac{1}{\sqrt{R^2 C_1 C_2 \omega^2}}\right)$$

$$= -20 \log_{10}(R \sqrt{C_1 C_2} \omega)$$

L'intersection des asymptotes $\omega = \omega_0$

$$G_{AB}(\omega_0) = -10 \log_{10}(2) = -3 \text{ dB.}$$

b-4) Écrire l'expression de φ .

$$\varphi = \text{Arg}(G) = \text{Arg}(1 + 3j R C_1 \omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{3 R C_1 \omega}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$$

pour avoir φ dans $[0, \pi]$. Il faut faire les cas suivants

$$\varphi = -\arctan\left(\frac{3RC_1w}{1-R^2C_1C_2w^2}\right) \text{ si } w > w_0$$

ou

$$\varphi = \pi - \arctan\left(\frac{3RC_1w}{1-R^2C_1C_2w^2}\right) \text{ si } w < w_0.$$

4-5) Etablir les règles de variation :

$$f(w) = \frac{3RC_1w}{1-R^2C_1C_2w^2}$$

$$f'(w) = \frac{3RC_1(1+R^2C_1C_2w^2)}{(1-R^2C_1C_2w^2)^2} > 0$$

Alors f est une fonction croissante, donc φ est croissante.

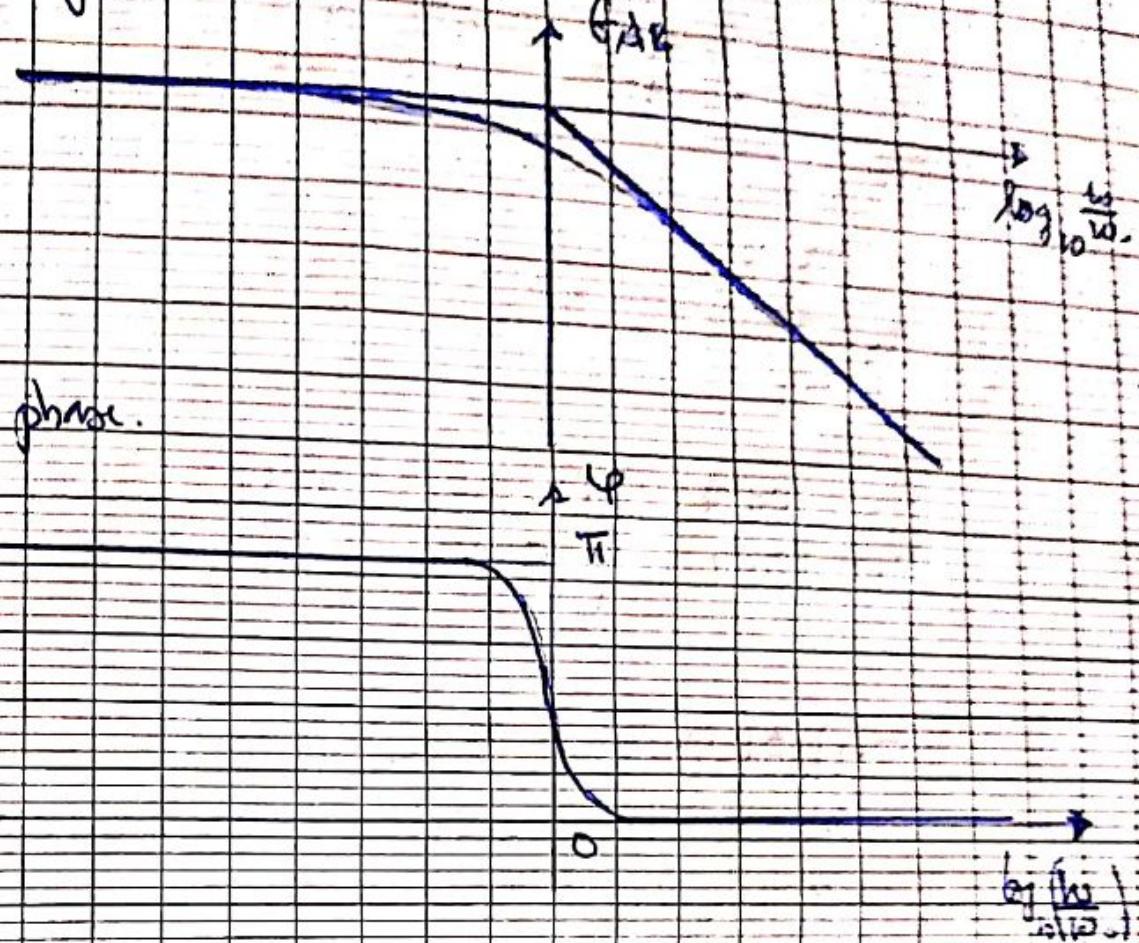
4-6 - Ecrire les valeurs limites du déphasage
Les limites ici sont 0, w_0 , et ∞ .

$$f(0) = 0 \quad f(w_0) = \alpha \quad \text{pas précisé}$$

$\varphi(0) = \pi$	$\varphi(w_0) = \frac{\pi}{2}$	$\varphi(\infty) = 0$
--------------------	--------------------------------	-----------------------

4-7 - En déduire le diagramme de Bode

* En gain



4-8) Écrire l'équation différentielle entre N_2 et N_1 en utilisant H_0 et m .

$$\frac{H_0}{m} \times \left(1 + \frac{2m\omega_i}{\omega_0} j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) = H_0$$

$$\frac{N_2}{m} \times \left(1 + \frac{2m\omega_i}{\omega_0} j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right) = H_0$$

$$(\omega_0^2 + 2m\omega_i\omega_0 j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2) N_2 = H_0 m$$

$$N_2 + 2m\omega_i\omega_0 j - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 N_2 = H_0 m$$

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{dV_2}{dt} + \frac{2m}{\omega_0} \frac{dN_2}{dt} + N_2 = H_0 N_2$$

$N_2(t) =$

5)

$$V(t) = V_0 \cos(\omega t) \quad \bar{N}(t) = J_0 \cos(\omega t - \varphi)$$

$$V_0 = 320 \text{ V} \quad f = 50 \text{ Hz} \quad J_0 = 20 \text{ A} \quad \varphi = 1,0 \text{ rad}$$

5-1) Etudier en régime forcé la tension du pont est opposé à $\langle N_2(t) \rangle$ en superposant une composante alternante

$$N_2(t) = K N_0(t) N_0(t) = \frac{K k_{AK} V_0 J_0}{2} (\cos(2\omega t - \varphi))$$

On obtient en régime forcé une tension

de sortie

$$H_0 \frac{K k_{AK} V_0 J_0 \cos \varphi}{2} = -1,33 \text{ V} = -\langle V_2(t) \rangle$$

dans le composant continu.

$$\text{en régime forcé, } H = H_0 = \frac{V_2}{N_2}$$

Il suit que $-\langle N_2(t) \rangle = \langle N_2(t) \rangle$

$$v_1(t) = \underbrace{\frac{K k_a k_b V_m I_n}{2} \cos(2\omega t - \varphi)}_{\text{Composante alternative sinusoidale}} + \underbrace{\frac{K k_a k_b V_m I_n \cos \varphi}{2}}_{\text{Comp. continue.}}$$

On s'intéresse à la Composante :

+ continue

$$\text{soit } H_0 \frac{K k_a k_b V_m I_n \cos \varphi}{2} = - \langle v_1(t) \rangle = -1,38 \text{ V}$$

$$\text{car } H_0 = -1$$

+ sinusoidale

$$\text{de valeur } \frac{K k_a k_b V_m I_n \cos(2\omega t - \varphi)}{2}$$

et régime forcé. $H = G(2\omega)$

donc on a en sortie

$$G(2\omega) \frac{K k_a k_b V_m I_n}{2} \cos(2\omega t - \varphi)$$

et donc l'amplitude de la composante sinusoidale est négligeable devant celle continue.

En faisant le quotient des amplitudes on a une erreur

$$\Delta = 0,28 \% = \frac{\Delta P}{P}$$

(il faut calculer numériquement les différentes amplitudes)

en prenant $\cos(-\varphi) = 1$. ou -1 selon le cas.

$$b) \frac{U_2}{U_1} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

$$6-1) \quad U_2 = 5,0 \text{ V} \quad N_1 = 280 \text{ V}$$

$$\boxed{\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = 0,02173 = 2,17 \times 10^{-2}}$$

$$6-2) \quad N_1 = 500. \quad \text{Determine } N_2.$$

$$\boxed{N_2 = N_1 \times 2,17 \times 10^{-2} = 11 \text{ spires}}$$

Car valori entri

$$7) \quad \underline{Z} \quad R_L = 10,0 \text{ kV}$$

7-1) Trouver la puissance moyenne consommée par le capteur.

$$\underline{P}_c = \langle U_2(t) i_2(t) \rangle \quad \text{A} \quad \underline{R}_L = -\frac{U_2}{i_2}$$

$$\underline{P}_c = \langle -U_2(t) i_2(t) \rangle \quad (\text{récepteur})$$

$$= \langle \frac{U_2}{R_L} \rangle \quad \text{A} \quad M_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1$$

$$= \frac{N_2}{N_1 R_L} \langle \tilde{M}_1 \rangle \quad \text{A} \quad M_1 = V_1$$

7-2)

$$\boxed{\underline{P}_c = 2,145 \text{ mWatts}}$$

2.2.2 a) Au même titre que l'exercice précédent, la condition de conduction de la diode n'est pas modifiée, soit $I > 0$ et il s'agit de notre hypothèse pour résoudre l'exercice.

Il reste à exprimer I en fonction de V_e , de V et des éléments résistifs du montage. L'application de la loi de Kirchhoff nous permet d'écrire :

$$I = I_1 + I_2 \text{ avec : } I_1 = \frac{V_e - V_L}{R_1} \text{ et } I_2 = -\frac{V_I}{R_2}$$

En notation que, lorsque la diode est passante, la tension à ses bornes V est égale à V_s . En remplaçant dans l'expression de I , il vient :

$$I = \frac{(V_s - V_r)}{R_1} - \frac{V_r}{R_2} > 0$$

Soit :

$$V_r > V_s \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \approx 1,45 \cdot 0,7 = 1 \text{ V}$$

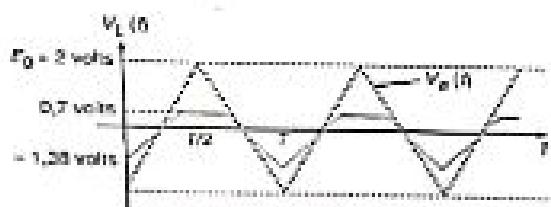
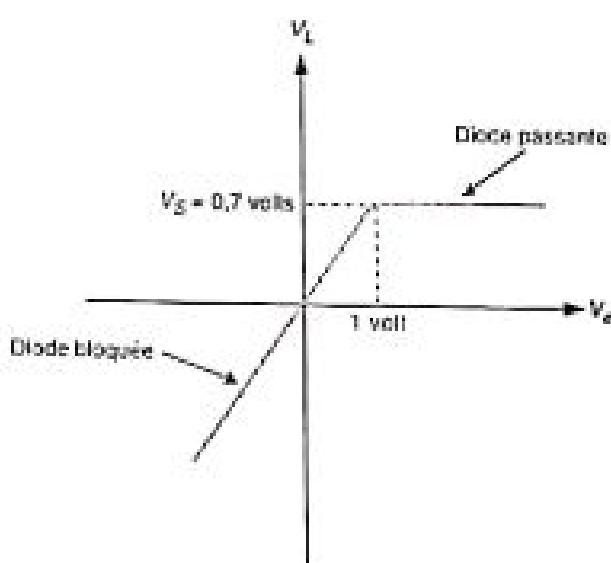
Nous constatons que lorsque la tension d'entrée excède 1 V, la diode devient passante et impose en sortie une tension égale à $V_s = 0,7 \text{ V}$.

Lorsque la diode est bloquée, elle est associée à un circuit ouvert. Il ne reste que les deux résistances R_1 et R_2 qui forment un pont de résistances. L'expression de la tension de sortie est alors :

$$V_L = V_r \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 0,69 \cdot V_r$$

Le signal de sortie est l'image du signal d'entrée à un coefficient près.

Nous avons déterminé les conditions de fonctionnement du circuit limiteur. La synthèse des résultats que nous avons obtenus est facilitée par la représentation graphique de $V_L = f(V_r)$.



La capacité C est initialement déchargée ($U_C = 0$).

Lorsque la tension $v_r(t)$ augmente et devient supérieure à $V_s = 0,7 \text{ V}$, la diode devient passante tandis que la capacité se charge à travers la diode jusqu'à atteindre la tension maximale :

$$U_{C_{\max}} = E_0 - V_s = 1,3 \text{ V}$$

Notons que la charge de C à travers la diode est très rapide (elle suit la variation de $v_r(t)$) dans la mesure où la résistance série de la diode est considérée comme nulle alors que R de valeur élevée, n'a pas d'influence sur la charge de C .

Lors de la phase de décroissante de $v_r(t)$, la diode se bloque.

T étant la constante de temps du circuit, on remarque que :

$$\tau = R \cdot C = 1 \text{ s} \gg T = 10 \text{ ms}$$

La capacité n'a, par conséquent, pas le temps de se décharger dans R et elle conserve sa valeur de 1,3 V.

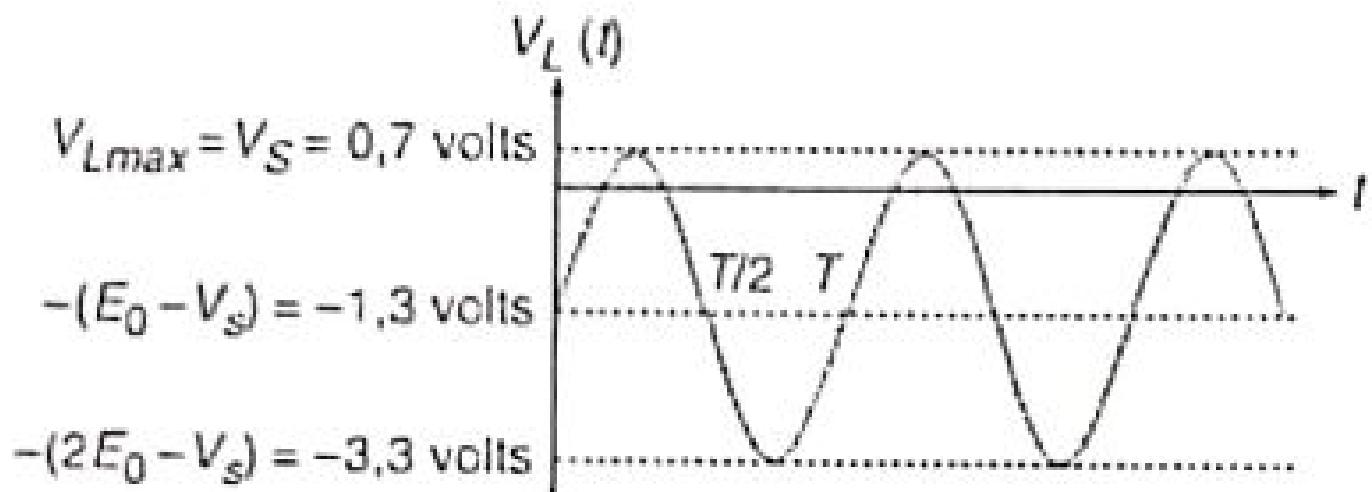
Tout se passe comme si C se comportait comme un générateur de tension de valeur :

$$U_{C_{\max}} = 1,3 \text{ V}$$

L'application de la loi de Kirchhoff dans le montage nous permet d'écrire :

$$V_L = v_r(t) - U_{C_{\max}}$$

La tension de sortie est l'image de la tension d'entrée à laquelle on a rajouté une composante continue égale à $-(E_0 - V_s) = -1,3 \text{ V}$.



IV - Etude statique et dynamique d'un montage amplificateur

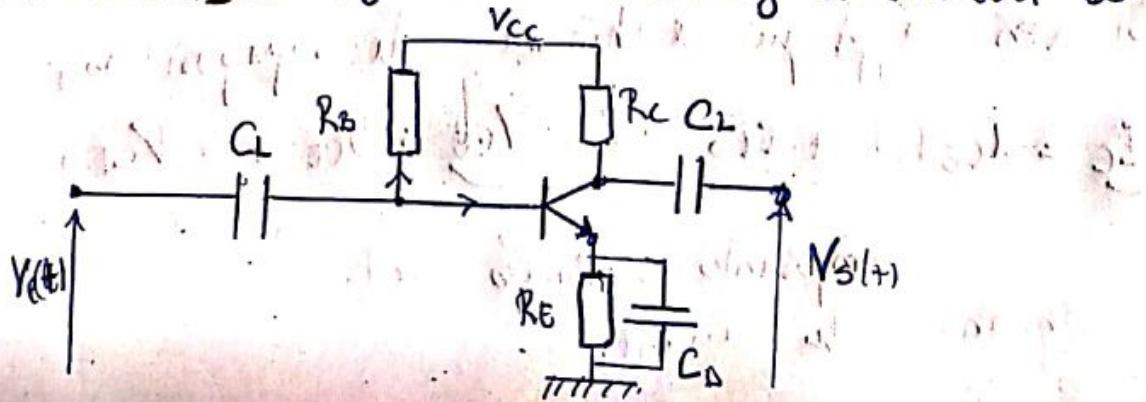
$$V_{CC} = 10 \text{ V} \quad I_{CS} = 2 \text{ mA} \quad V_{CE0} = 5 \text{ V} \quad R_B = 392 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 1,8 \text{ k}\Omega \quad R_S = 630 \text{ }\Omega$$

C_D : Courant-circuit parfait en régime non linéaire

C_L : isolation de composante continue et périodique

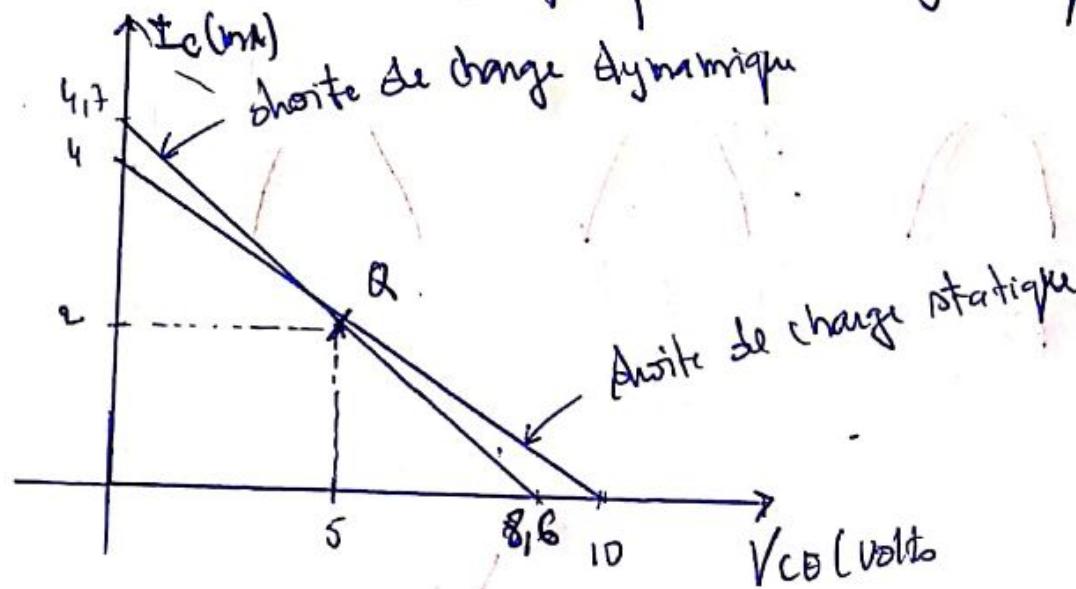
Courant-circuit de $R_E \Rightarrow$ montage à émetteur commun.



On considère le couple (I_C , V_{CE}) à chaque fois.

(0; 10) et (4 mA; 0) pour la charge statique

(0; 8,6) et (4,7 mA; 0) pour celle dynamique



3) On détermine l'amplitude maximale de V_s .

Notre point Q ici est le point de fonctionnement du montage.

$$(V_{CE}(+)) = V_{CE} - V_{CEO}$$

L'amplitude maximale de la tension de sortie alternative

$$\text{est } V_{smax} = V_{CEmax} = 8,6 - 5$$

$$V_{smax} = 3,6 \text{ Volts}$$

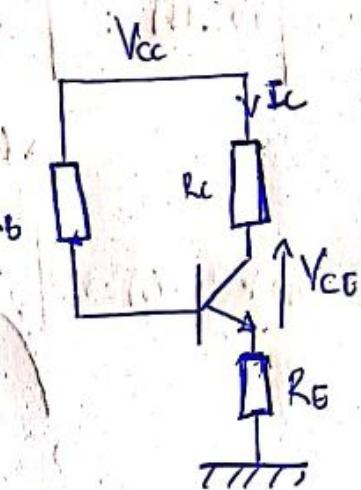
En dessous de cette valeur, on assiste à un écrêtage du signal.
en sortie. Le fonctionnement de l'amplification n'est plus linéaire.

de schéma équivalent statique, obtenu lorsque l'on met $R_E = \infty$.
Capacité est le suivant :

Donc on a donc

$$V_{CC} = V_{C0} + (R_C + R_E) I_C \quad (1)$$

En considérant un transistor qui nous donne $I_C \approx I_S$.



Le schéma équivalent dynamique, obtenu en éteignant la source V_{CE} de tension continue. Donc on met R_E et R_C à la masse et remplaçant R_B par un fil de résistance négligeable.

Donc $V_{C0}(t) = -R_C i_C(t)$ (2)

(1) expression de la droite de charge statique R_B

(2) Expression de la droite de charge dynamique.

2) Si l'on applique le théorème de superposition,

$$I_C = i_{C0}(t) + I_{C0} \text{ et } V_{CE} = V_{C0}(t) + V_{C00}$$

Composants instantanés de la tension et du courant.

On obtient $V_{CE} - V_{C00} = -R_C (I_C - I_{C0})$

