



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

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

- 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  $e(t) = \sqrt{2}E_{eff} \cos \omega t$ . Ecrire l'expression de la tension de sortie à vide  $\bar{v}_{s0}$  (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)

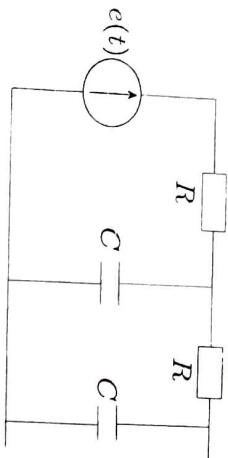


FIGURE 1 - Quadripôle en charge.

### 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 multiplieur et un filtre passe-bas. Aucune connaissance préalable du wattmètre n'est nécessaire.

II.1. Soit un dipôle d'impédance  $\bar{Z} = R + jX$  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  $\varphi$  en fonction de  $V_M$ ,  $R$  et  $X$ . (0.25ptx2)
- II.1.2. Ecrire le signe de  $\varphi$  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  $\varphi$ . (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  $I_M$ ,  $\varphi$  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  $v_a(t) = k_a v(t)$  ; l'intensité  $i(t) = k_i i(t)$ . Ces deux signaux  $v_a(t)$  et  $i_a(t)$  entrent dans un multiplieur produisant la tension  $v_i(t) = K v_a(t) i_a(t)$ . La tension  $v_i(t)$  passe ensuite dans un moyen permettant d'obtenir une tension "lissée"  $v_2(t)$  telle que la valeur moyenne de  $v_2$  est l'opposée de celle de  $v_1$ .

II.2.1. Etablir l'expression de la valeur moyenne de  $v_2(t)$ .

II.2.2. Montrer qu'elle est proportionnelle à la puissance  $P$ . On explicitera la constante de proportionnalité  $k_m$ . (0.5pt)

II.2.3. On mesure une valeur moyenne de  $(-1.5 V)$  pour  $v_2$ . Sachant que  $k_a = 0.02$ ,  $k_i = 10.0 mV \cdot A^{-1}$  et  $K = 2.00 V^{-1}$ , Ecrire la valeur de la puissance  $P$  mesurée. (0.5pt)

- II.3. Pour obtenir la valeur moyenne du signal  $v_1(t)$ , on utilise un filtre passe-bas dont le montage dit de Rauch est donné à la figure 2 ci-dessous.

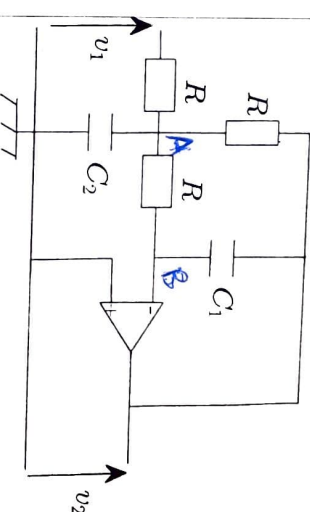


FIGURE 2 Wattmètre électronique.

- 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)

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

- II.4. tout en explicitant  $m$ ,  $H_0$  et  $\omega_0$  en fonction des paramètres du circuits. (0.25pt)
- II.4.1. On souhaite obtenir une fréquence  $f_0 = 5.0 Hz$  avec un coefficient  $m = \sqrt{2}/2$  et  $R = 470 k\Omega$ . (0.5pt)
- II.4.2. Calculer les valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$ . (0.5pt)
- II.4.3. Etablir le sens de variation du gain. (0.5pt)
- II.4.4. Etablir le diagramme asymptotique du diagramme de Bode en gain. (0.5pt)
- II.4.5. Ecrire l'expression du déphasage  $\varphi$ . (0.5pt)
- II.4.6. Etablir son sens de variation. (0.5pt)
- II.4.7. Ecrire les valeurs limites du déphasage. (0.5pt)
- II.4.8. En déduire le tracé du diagramme de Bode. (0.5pt)

II.5. 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 multiplieur  $v_i(t)$  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  $V_M = 320V$ ,  $f = 50 Hz$ ,  $I_M = 20A$  et  $\varphi = 1.0 rad$ . (0.5pt)

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  $A_M$  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

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2)$$

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 multiplieur valant  $R_e = 10.0kV$ . (0.5pt)

II.7.1. Ecrire la puissance moyenne  $P_c$  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  $v_e(t)$  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 ( $V_s = 0.7V$ ). (1pt)

III.3. Troisième approximation ( $V_s = 0.7V, R_s = 5V$ ). (1pt)

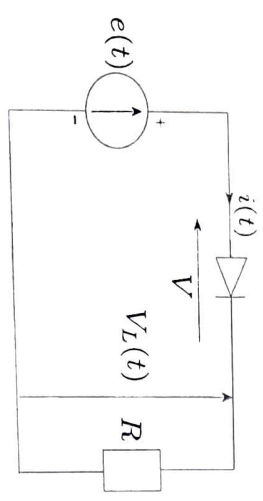


FIGURE 3 – Circuit redresseur.

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

Soit le montage amplificateur de la figure 4. On donne pour ce montage :  $V_{CC} = 10V, I_{CQ} = 2mA, V_{CEQ} = 5V, R_{B1} = 397k\Omega, R_C = 1.8k\Omega$  et  $R_E = 680V$ . La capacité  $C_D$  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  $R_E$  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.

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)

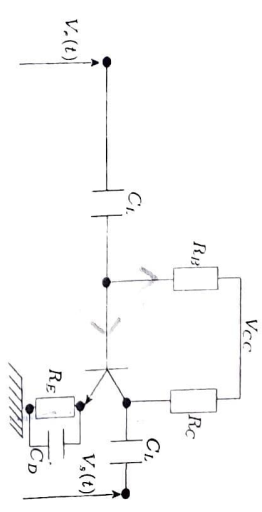


FIGURE 4 – Montage amplificateur : Etudes statique et dynamique.

## Problème 6.2

### Matrice de transfert du quadripôle

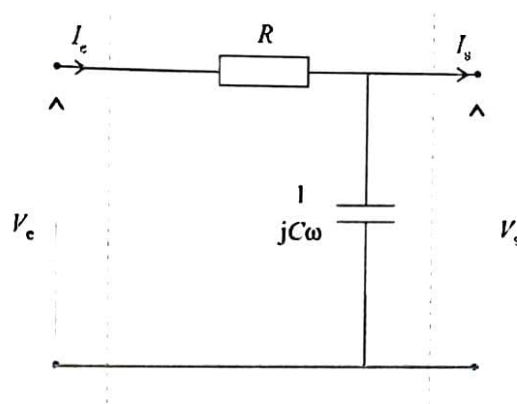


Figure 6.60

Le quadripôle est formé de l'association en cascade de deux quadripôles élémentaires identiques à celui présenté sur la figure 6.60. Calculons la matrice de transfert  $(\bar{T}_e)$  de ce quadripôle élémentaire.

Le courant circulant dans le condensateur étant égal à  $\bar{I}_e - \bar{I}_s$ , on obtient en exprimant simplement la loi d'Ohm :

$$\bar{V}_s = \frac{1}{jC\omega} (\bar{I}_e - \bar{I}_s)$$

Par ailleurs, la loi d'Ohm aux bornes de  $R$  nous donne :

$$\bar{V}_e - \bar{V}_s = R\bar{I}_e$$

Pour déterminer la matrice de transfert, il nous faut exprimer les grandeurs de sortie  $\bar{V}_s$  et  $\bar{I}_s$  en fonction des grandeurs d'entrée  $\bar{V}_e$  et  $\bar{I}_e$ . C'est déjà chose faite en partie puisque :

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

On en déduit par ailleurs :

$$\bar{V}_s = \frac{1}{jC\omega} (\bar{I}_e - \bar{I}_s) = \bar{V}_e - R\bar{I}_e$$

D'où :

$$(\bar{I}_e - \bar{I}_s) = jC\omega\bar{V}_e - jRC\omega\bar{I}_e$$

Soit :

$$\bar{I}_s = -jC\omega\bar{V}_e + (1 + jRC\omega)\bar{I}_e$$

En conclusion :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \bar{V}_e - R\bar{I}_e \\ \bar{I}_s = -jC\omega\bar{V}_e + (1 + jRC\omega)\bar{I}_e \end{cases}$$



que l'on peut écrire sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \overline{V}_s \\ \overline{I}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -R \\ -jC\omega & 1 + jRC\omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \overline{V}_e \\ \overline{I}_e \end{pmatrix}$$

La matrice de transfert d'un des deux quadripôles élémentaires de la figure 6.60 est donc égale à :

$$(\overline{T}_e) = \begin{pmatrix} 1 & -R \\ -jC\omega & 1 + jRC\omega \end{pmatrix}$$

Nous pouvons donc facilement calculer la matrice de transfert  $(\overline{T})$  du quadripôle représenté sur la figure 6.31, puisque celui-ci est formé de l'association en cascade de deux de ces quadripôles élémentaires. Comme l'association en cascade se traduit par la multiplication des matrices de transfert, on a :

$$(\overline{T}) = (\overline{T}_e)^2 = \begin{pmatrix} 1 & -R \\ -jC\omega & 1 + jRC\omega \end{pmatrix}^2$$

Soit :

$$(\overline{T}) = \begin{pmatrix} 1 + jRC\omega & -2R - jR^2C\omega \\ -2jC\omega + RC^2\omega^2 & 3jRC\omega + 1 - R^2C^2\omega^2 \end{pmatrix}$$

## 2 Détermination de $\overline{V}_{s0}$

Puisque nous cherchons la tension de sortie à vide, on a  $\overline{I}_s = 0$ . D'après les résultats de la première question :

$$\begin{cases} \overline{V}_{s0} = (1 + jRC\omega) \overline{V}_e - (2R + jR^2C\omega) \overline{I}_e \\ 0 = (-2jC\omega + RC^2\omega^2) \overline{V}_e + (3jRC\omega + 1 - R^2C^2\omega^2) \overline{I}_e \end{cases}$$

D'où :

$$\overline{I}_e = \frac{2jC\omega - RC^2\omega^2}{3jRC\omega + 1 - R^2C^2\omega^2} \overline{V}_e$$

Donc :

$$\overline{V}_{s0} = (1 + jRC\omega) \overline{V}_e - \frac{(2R + jR^2C\omega)(2jC\omega - RC^2\omega^2)}{3jRC\omega + 1 - R^2C^2\omega^2} \overline{V}_e$$

Soit après simplifications et en considérant que  $\overline{V}_e = \overline{E}$  :

$$\overline{V}_{s0} = \left[ \frac{1}{1 - R^2C^2\omega^2 + 3jRC\omega} \right] \overline{E}$$

## 3 Calcul de l'impédance de sortie

On obtient l'impédance de sortie en déterminant l'impédance équivalente vue de la sortie du quadripôle, en ayant court-circuité la source de tension placée à l'entrée (figure 6.61).

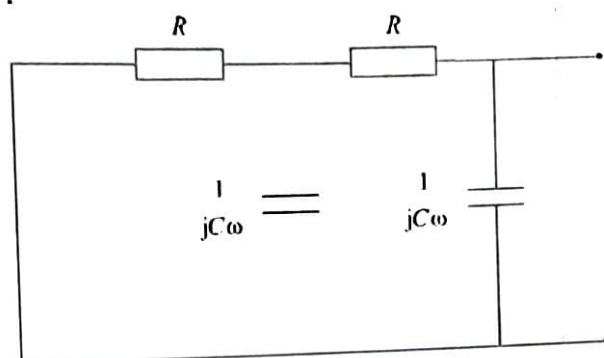


Figure 6.61

Ce schéma se transforme facilement en remarquant tout d'abord l'association en parallèle de la première résistance à gauche, avec le premier condensateur. Cette association forme une impédance équivalente  $\bar{Z}_1$  telle que :

$$\frac{1}{\bar{Z}_1} = \frac{1}{R} + jC\omega \Rightarrow \bar{Z}_1 = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

On voit bien sur la figure 7.14 que  $\bar{Z}_1$  et  $R$  sont en série et forment donc une impédance équivalente  $\bar{Z}_2 = \bar{Z}_1 + R$ .

$$\text{D'où : } \bar{Z}_2 = \frac{R}{1 + jRC\omega} + R = \frac{R + R(1 + jRC\omega)}{1 + jRC\omega} = \frac{2R + jR^2C\omega}{1 + jRC\omega}$$

$\bar{Z}_2$  et  $\frac{1}{jC\omega}$  se trouvent finalement en parallèle et forment bien l'impédance équivalente dite de sortie du quadripôle.

$$\text{Donc : } \frac{1}{\bar{Z}_s} = \frac{1 + jRC\omega}{2R + jR^2C\omega} + jC\omega = \frac{1 + 3jRC\omega - R^2C^2\omega^2}{2R + jR^2C\omega}$$

$$\text{Soit : } \bar{Z}_s = R \times \frac{2 + jRC\omega}{1 - R^2C^2\omega^2 + 3jRC\omega}$$

### Calcul du courant en charge

On connecte une résistance de charge  $R_c$  en sortie du quadripôle. Le schéma équivalent au montage de départ est donné figure 6.62. On a donc :

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_{s0}}{\bar{Z}_s + R_c} = \frac{\left[ \frac{1}{1 - R^2C^2\omega^2 + 3jRC\omega} \right] \bar{E}}{R \times \frac{2 + jRC\omega}{1 - R^2C^2\omega^2 + 3jRC\omega} + R_c}$$

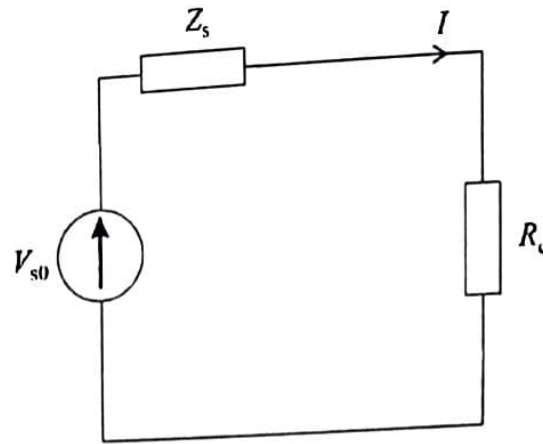


Figure 6.62

Multiplions numérateur et dénominateur par  $(1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega)$ .

On obtient :

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{2R + jR^2 C \omega + R_c (1 - R^2 C^2 \omega^2 + 3jRC\omega)}$$

La valeur efficace du courant qui circule dans la résistance  $R_c$  est égale au module de  $\bar{I}$ . Séparons partie réelle et partie imaginaire au dénominateur.

$$\bar{I} = \frac{\bar{E}}{2R + R_c - R_c R^2 C^2 \omega^2 + jR^2 C \omega + 3jR_c RC \omega}$$

D'où :

$$I_{eff} = |\bar{I}| = \frac{E_{eff}}{\sqrt{(2R + R_c - R_c R^2 C^2 \omega^2)^2 + (R^2 C \omega + 3R_c RC \omega)^2}}$$

**B.3** 1. L'intensité s'écrit  $\underline{i} = \frac{\underline{u}}{\underline{Z}}$  donc l'amplitude demandée est  $I_M = \frac{V_M}{\sqrt{R^2 + X^2}}$  et le déphasage

$$\varphi = \text{Arg} \underline{Z} = \text{Arctan} \frac{X}{R}.$$

Si  $\underline{Z}$  a un comportement inductif, le déphasage est positif.

2. La puissance moyenne est définie par  $P = \langle p(t) \rangle = \langle u(t)i(t) \rangle = \frac{V_M I_M}{2} \cos \varphi$ .

3. Les applications numériques donnent  $I_M = 28,6 \text{ A}$ ,  $\varphi = 63,4^\circ$  et  $P = 2,05 \text{ kW}$ .

4. La valeur moyenne de  $\langle v_2(t) \rangle$  peut se mettre sous la forme

$$\langle v_2(t) \rangle = - \langle k v_a(t) v_b(t) \rangle = -K k_a k_b P$$

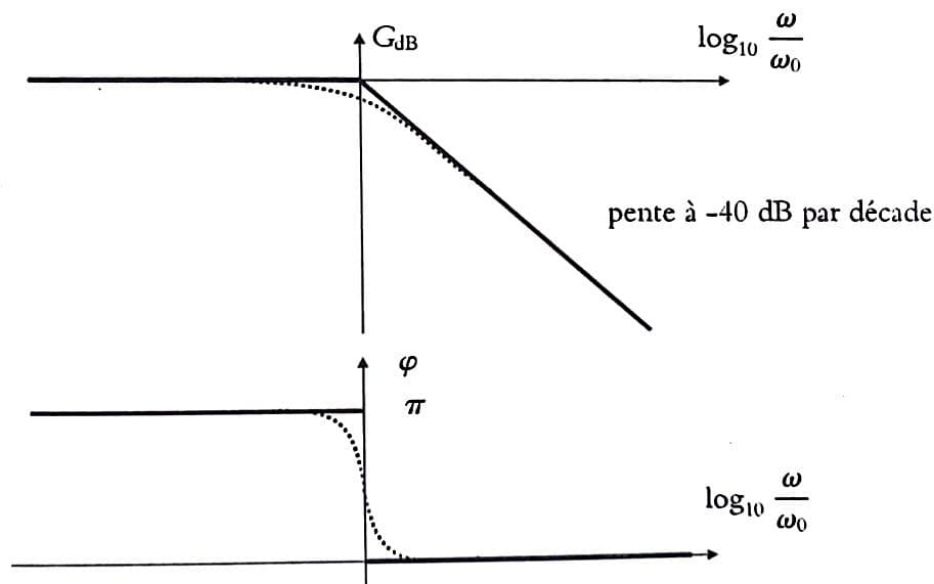
On obtient bien la forme demandée avec  $k_m = -K k_a k_b$ .

5. L'application numérique donne  $P = 3,75 \text{ kW}$ .

6. On applique le théorème de Millman aux points A et B, ce qui donne après simplification  $v_A = \frac{v_1 + v_2 + v_B}{3 + jRC_2\omega}$  et  $v_B = \frac{v_A + jRC_1\omega v_2}{1 + kRC_1\omega}$ . Comme l'amplificateur opérationnel est idéal et qu'il fonctionne en régime linéaire, on a  $\epsilon = 0$  soit  $v_B = 0$ . Finalement on en déduit la fonction de transfert  $\underline{H} = \frac{-1}{1 + 3jRC_1\omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$ .



7. On obtient la forme canonique proposée pour  $H_0 = -1$ ,  $m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$  et  $\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$ .
8. Les valeurs des capacités doivent vérifier  $C_1 C_2 = \frac{1}{E\pi^2 R^2 f_0^2}$  et  $\frac{C_1}{C_2} = \frac{2}{9}$ . On en déduit  $C_1 = \frac{2}{9} C_2$  et  $C_2 = \frac{3}{2\pi\sqrt{2}Rf_0} = 144 \text{ nF}$ . Finalement  $C_1 = 31,9 \text{ nF}$ .
9. Le gain s'écrit  $G = \frac{1}{\sqrt{(1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 9R^2 C_1^2 \omega^2}}$ .
- L'étude de  $f(\omega) = (1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 9R^2 C_1^2 \omega^2$  de dérivée  $f'(\omega) = 4R^4 C_1^2 C_2^2 \omega^3 > 0$  conduit à la conclusion que le gain  $G$  est une fonction décroissante de  $\omega$ .
10. Asymptotiquement  $G_{dB} = 0$  pour  $\omega$  tendant vers 0 et  $G_{dB} = -40 \log_{10} R\sqrt{C_1 C_2} \omega$  de pente  $-40 \text{ dB}$  par décade pour  $\omega$  infini. L'intersection des asymptotes se produit pour  $\omega = \omega_0$  avec  $G_{dB}(\omega_0) = -10 \log_{10} 2 = -3,0 \text{ dB}$ .
11. Le déphasage s'écrit  $\varphi = \text{Arg}(-1) - \text{Arg}(1 + 3jRC_1\omega - R^2 C_1 C_2 \omega^2)$  soit  $\varphi = -\text{Arctan} \frac{3RC_1\omega}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$  si  $\omega > \omega_0$  et  $\varphi = \pi - \text{Arctan} \frac{3RC_1\omega}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$  si  $\omega < \omega_0$  (on calcule la tangente du déphasage et on étudie le signe de son cosinus pour obtenir son expression).
12. On étudie  $f(\omega) = \frac{3RC_1\omega}{1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2}$  de dérivée  $f'(\omega) = \frac{3RC_1(1 + R^2 C_1 C_2 \omega^2)}{(1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2} > 0$ . On en déduit que le déphasage  $\varphi$  est une fonction décroissante.
13. Les valeurs particulières sont  $\varphi(0) = \pi$ ,  $\varphi(\omega_0) = \frac{\pi}{2}$  et  $\varphi(\infty) = 0$ .
14. On en déduit le diagramme de Bode suivant :



15. En utilisant le lien entre fonction de transfert et équation différentielle, on déduit de ce qui précède l'équation différentielle  $\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 v_2}{dt^2} + \frac{2m}{\omega_0} \frac{dv_2}{dt} + v_2 = H_0 v_1$ .

16. La tension  $v_1$  vaut  $v_1(t) = K v_a(t) v_b(t) = \frac{K k_a k_b V_M I_M}{2} (\cos(2\omega t - \varphi) + \cos \varphi)$ . On a donc :

- i. une composante continue  $\frac{K k_a k_b V_M I_M \cos \varphi}{2}$  qui donne en sortie

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



ii. une composante sinusoïdale  $\frac{Kk_a k_b V_M I_M}{2} \cos(2\omega t - \varphi)$  qui donne en sortie

$$G(2\omega) \frac{Kk_a k_b V_M I_M}{2} \cos(2\omega t - \varphi)$$

L'amplitude de la composante continue est négligeable devant la composante continu. On peut noter qu'on commet une erreur de 0,23 %.

17. On applique la relation fournie soit  $\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = 2,17 \cdot 10^{-2}$ .

18. On en déduit que  $N_2 = 11$  spires.

19. La puissance consommée par le capteur est

$$P_r = \langle -u_2(t)i_2(t) \rangle = \langle \frac{u_2^2}{R_e} \rangle = \frac{N_2^2}{N_1^2 R_e} \langle u_1^2(t) \rangle = \frac{N_2^2 V_M^2}{2N_1^2 R_e} = 2,45 \text{ mW}$$

Cette valeur est négligeable devant la puissance mesurée donc il n'y a pas de perturbation.

## Chapitre 22

22.1 a) La condition de conduction de la diode est, compte tenu de la convention choisie sur la figure 22.9 :  $i(t) > 0$ .

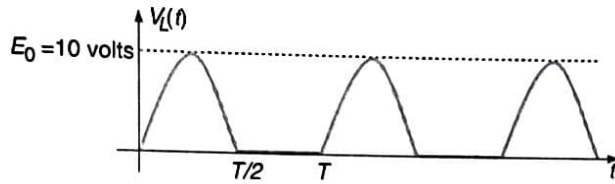
La démarche consiste à déterminer à partir de quelle valeur de la tension d'entrée  $v_e(t)$  la diode conduit. L'équation de maille le long du circuit nous permet d'écrire :

$$v_e(t) - V - R \cdot i(t) = 0 \text{ soit } i(t) = \frac{v_e(t) - V}{R}$$

soit en remplaçant dans I :  $\frac{v_e(t) - V}{R} > 0$ .

On remarque que lorsque la diode conduit, la tension  $V$  à ses bornes est nulle, on en déduit la condition sur  $v_e(t)$  :  $v_e(t) > 0$ .

En conclusion, en l'absence de tension de seuil pour la diode, dès que la tension  $v_e(t)$  devient positive (entre 0 et  $T/2$ ), la diode devient passante et la tension aux bornes de la charge est égale à  $v_e(t)$ . Dans le cas contraire (entre  $T/2$  et  $T$ ), elle est bloquée, le courant est nul et la tension égale à 0.



Il s'agit d'un signal redressé mono alternance (ou simple alternance) dans la mesure où il ne redresse qu'une seule des deux alternances sinusoïdales du signal d'entrée. Ce signal est positif et l'on pourrait calculer sa valeur moyenne (ou composante continue)  $v_{L\text{moy}}$ .

$$v_{L\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} E_0 \sin \omega t dt$$

$$v_{L\text{moy}} = \frac{E_0}{\pi} = 3,18 \text{ V}$$

La fonction de redressement est très utilisée en électronique, elle permet de transformer un signal périodique dont la valeur moyenne est nulle en un signal périodique (positif ou négatif) à valeur moyenne non nulle. Cette composante continue peut être conservée et traitée. Par exemple, c'est la fonction élémentaire qui permet de réaliser une alimentation continue à partir du secteur 50 Hz (chargeur de batterie ou d'accumulateurs...).

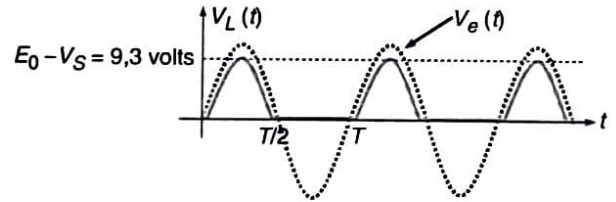
b) On tient compte maintenant de la tension de seuil  $V_s$  de la diode mais ceci ne change en rien la condition de conduction de la diode. Il suffit de considérer le schéma équivalent associé. Dans la mesure où la tension aux bornes de la diode est égale à  $V_s$  lorsqu'elle est passante, on peut écrire :

$$\frac{v_e(t) - V}{R} > 0 \quad \text{soit} \quad v_e(t) > V_s = 0,7 \text{ V}$$

Dans ce cas, la tension  $v_L(t)$  s'exprime par :

$$v_L(t) = v_e(t) - V_s = v_e(t) - 0,7$$

Lorsque la diode est bloquée, le courant est nul et la tension  $v_L(t)$  également.



c) Le générateur de f.c.m.  $V_s$  est associé à la résistance  $R_s = 5 \Omega$ .

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

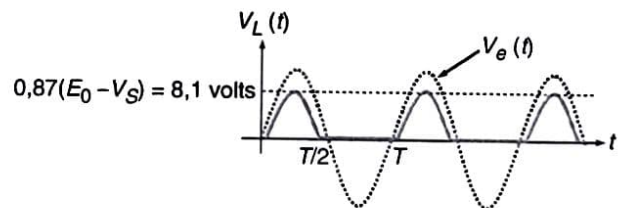
$$i(t) > 0 \quad \text{soit} \quad \frac{v_e(t) - V}{R} > 0 \quad \text{et par conséquent} \\ v_e(t) > V_s = 0,7 \text{ V.}$$

Cette condition étant vérifiée, le courant  $I$  qui circule dans le circuit s'exprime par :

$$i(t) = \frac{v_e(t) - V_s}{R + R_s}$$

d'où :

$$v_L(t) = R \cdot i(t) = \frac{R \cdot (v_e(t) - V_s)}{R + R_s} \\ = 0,87 \cdot (v_e(t) - V_s)$$



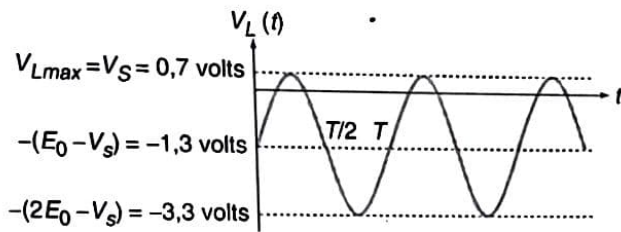
On note que l'influence de la tension de seuil  $V_s$  sera d'autant plus sensible sur  $v_L(t)$  que l'amplitude du signal d'entrée  $v_e(t)$  est faible. À la limite, si  $v_e(t)$  décroît jusqu'à 0,7 V, le signal de sortie devient nul.

22.2 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 :

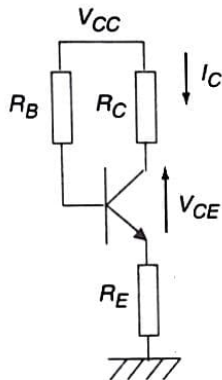
$$I = I_1 + I_2 \quad \text{avec} \quad I_1 = \frac{V_e - V_L}{R_1} \quad \text{et} \quad I_2 = -\frac{V_L}{R_2}$$





## Chapitre 23

23.1 a) Le schéma équivalent statique est le suivant :

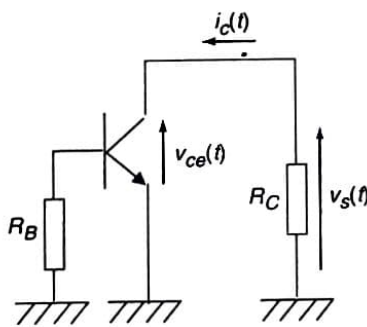


D'où l'on tire l'équation de la droite de charge statique suivante :

$$V_{CC} = V_{CE} + (R_C + R_E) \cdot I_C$$

avec l'approximation  $I_E \approx I_C$

Le schéma équivalent dynamique s'obtient en éteignant la source de tension continue  $V_{CC}$  soit :



D'où l'on tire l'expression de la droite de charge dynamique :

$$v_{ce}(t) = -R_C \cdot i_c(t)$$

L'application du théorème de superposition nous permet d'écrire que :

$$V_{CE} = v_{ce}(t) + V_{CE0} \text{ et } I_C = i_{ce}(t) + I_{C0}$$

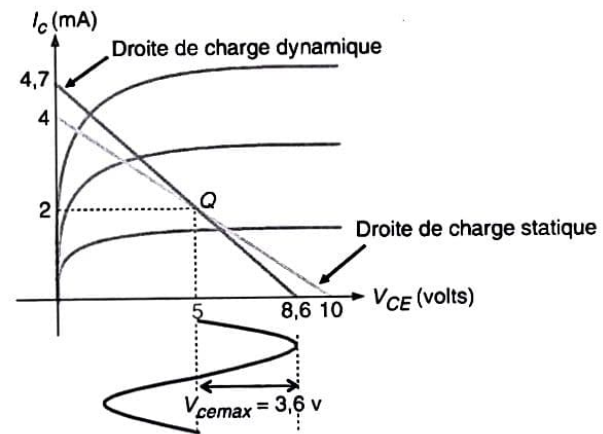
où  $V_{CE}$  et  $I_C$  sont respectivement les composantes instantanées de la tension et du courant dans le transistor. Celles-ci résultent de la superposition des composantes variables ( $v_{ce}(t)$  et  $i_c(t)$ ) et des composantes continues ou statiques ( $V_{CE0}$  et  $I_{C0}$ ). En utilisant ces notations, l'équation de la droite de charge dynamique s'écrit :

$$V_{CE} - V_{CE0} = -R_C \cdot (I_C - I_{C0})$$

Il reste à représenter graphiquement les deux droites dans le réseau de caractéristiques en notant que, pour faciliter les calculs, on choisira judicieusement deux points qui correspondent aux intersections des droites avec l'axe des abscisses et l'axe des ordonnées.

Après calculs, on trouve les couples de points suivants pour le tracé des deux droites :

- $[I_C = 0, V_{CE} = 10 \text{ volts}]$  et  $[I_C = 4 \text{ mA}, V_{CE} = 0]$  pour la droite de charge statique,
- $[I_C = 0, V_{CE} = 8,6 \text{ volts}]$  et  $[I_C = 4,7 \text{ mA}, V_{CE} = 0]$  pour la droite de charge dynamique.



b) On constate que le tracé nous apporte de précieuses informations. En effet, l'intersection entre les droites de charge statique et dynamique correspond au point de fonctionnement  $Q$  du montage. De plus, nous pouvons déduire de ce tracé l'amplitude maximale de la tension de sortie alternative  $V_{smax} = V_{cemax}$ .

Cette amplitude, limitée par la droite de charge dynamique, est de 3,6 V. Au-delà de cette valeur, il y a écrêtage du signal en sortie. Nous ne pouvons plus faire alors l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire de l'amplificateur.

La solution qui permettrait de symétriser la tension de sortie consisterait à placer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge dynamique. Il faudra prendre soin dans tout montage à satisfaire cette condition, si l'on souhaite faire fonctionner le montage dans des conditions optimales. On comprend bien que l'approche qui consiste à dissocier l'étude statique et l'étude dynamique reste valide. Pour autant, quel que soit la valeur du gain du montage (que nous détaillerons un peu plus loin), l'amplitude du signal de sortie ne pourra jamais excéder  $v_{s\max} = 3,6 \text{ V}$ .