

Exercices supplémentaires : Solutions

Chapitre I : Circuits Electriques

Exercice 13

Solution : Entre les nœuds A_2 et B_2 , nous avons :

- les résistances R_3 , R_6 et R_9 en série : ces trois résistances (R_3 , R_6 , R_9) sont en parallèle avec R_8 ,

La résistance équivalente $R_{A_2B_2}$ vue entre les points A_2 et B_2 est donc :

$$R_{A_2B_2} = (R_3 + R_6 + R_9) // R_8 = 27 \Omega \text{ (valeur normalisée)}$$

Entre les nœuds A_1 et B_1 , nous avons

- les résistances en série R_2 , $R_{A_2B_2}$ et R_5 : ces trois résistances (R_2 , $R_{A_2B_2}$, R_5) sont en parallèle avec R_7 ,

La résistance équivalente $R_{A_1B_1}$ vue entre les points A_1 et B_1 est donc :

$$R_{A_1B_1} = (R_2 + R_{A_2B_2} + R_5) // R_7 = 33 \Omega; \text{ (valeur normalisée)}$$

Finalement, entre les points A et B , nous avons trois résistances en série R_1 , $R_{A_1B_1}$ et R_4 ; soit

$$R_{AB} = R_1 + R_{A_1B_1} + R_4 = 68 \Omega \text{ (valeur normalisée)}$$

Exercice 14 :

Solution : R_3 et R_4 en parallèle : soit $R_{eq1} = R_3.R_4 / (R_3+R_4) = 6 \Omega$,

R_2 et R_{eq1} sont en série : $R_7 = R_2 + R_{eq1} = 33 \Omega$;

R_5 et R_7 sont en parallèle : $R_{eq2} = R_5.R_7 / (R_5+R_7) = 11,6 \Omega$;

R_{eq2} est en série avec R_1 , soit $R_8 = R_{eq2} + R_1 = 50,6 \Omega$

R_8 et en parallèle avec R_6 , soit $R_{eq3} = R_6.R_8 / (R_6+R_8) = 25,6 \Omega$, soit $R_{eq3} = 27 \Omega$ (valeur normalisée).

Exercice 15 :

On considère comme positif le courant allant vers le nœud A et négatif celui sortant du nœud A, alors I_1 et I_3 sont positifs et I_2 négatif .

Donc la source de courant équivalente est :

$$I_{eq} = I_1 + I_3 - I_2 ;$$

Les résistances r_1 , r_2 et r_3 sont parallèles, d'où : $R_{eq} = r_1 // r_2 // r_3$

Donc, le circuit simplifié (fig.2) équivalent au circuit initial (fig 1) est :

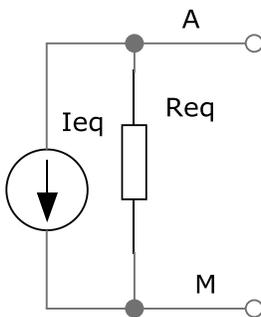


figure 2

$I_{eq} = 2 + 3 - 8 = -3 \text{ A}$; compte tenu du résultat numérique négatif, le courant résultant I_{eq} est sortant du nœud A .

$R_{eq} = 7,3 \Omega$, (on prend $R_{eq} = 6,8 \Omega$)

Exercice 16 :

Nous appliquons le théorème de superposition .

a-) E_2 et E_3 neutralisées (fig.2) , $E_2 = E_3 = 0 \text{ V}$;

$$V_{31} = - R_3 \cdot E_1 / (R_1 + R_2 + R_3) = - 5 \text{ V}$$

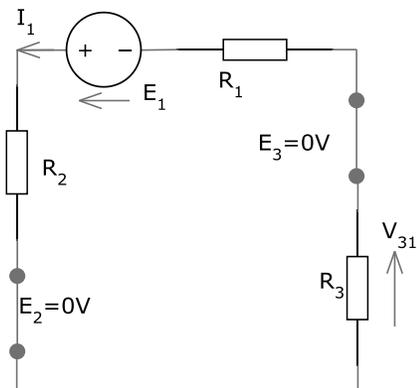
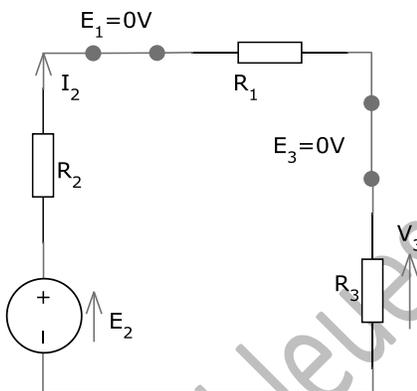


Figure 2 : $E_2 = E_3 = 0 \text{ V}$

b-) E_1 et E_3 neutralisées ($E_1 = 0\text{V} = E_3$) – fig.3a (à gauche)



Figures 3a : $E_1 = E_3 = 0 \text{ V}$

$$V_{32} = E_2 \cdot R_3 / (R_1 + R_2 + R_3) = 10 \text{ V}$$

c-) $E_1 = 0\text{V} = E_2$ (fig3b à droite)

$$V_{33} = E_3 \cdot R_3 / ((R_1 + R_2 + R_3)) = 7,5 \text{ V}$$

d-) la tension résultante V_3 aux bornes de R_3 est donc :

$$V_3 = V_{31} + V_{32} + V_{33} = R_3 \cdot (E_3 + E_2 - E_1) / (R_1 + R_2 + R_3) = 12,5 \text{ V}$$

Exercice 17 :

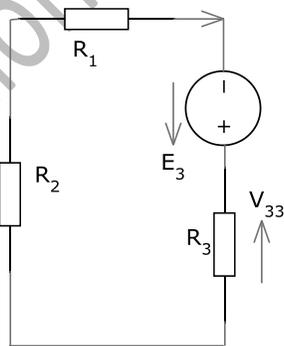


Figure3b : $E_1 = E_2 = 0 \text{ V}$

Le pont de résistances peut être simplifié par association des résistances .
 Les résistances R_1 et R_2 sont en parallèle, de même que R_3 et R_4 . Ainsi :

$$R_{12} = R_1 // R_2 \text{ et } R_{34} = R_3 // R_4$$

Alors R_{12} et R_{34} sont en série. La résistance équivalente entre les points A et B est donc :

$$R_{AB} = R_{12} + R_{34} ;$$

La loi des mailles donne : $E_1 = R_{AB} \cdot I$; soit $I = E_1/R_{AB}$.

Application numérique :

$$R_{12} = R_{34} = 60 \Omega ; R_{AB} = 120 \Omega ; I = 0,125 \text{ A} = 125 \text{ mA}$$

Exercice 18 :

$$E_2 = (R_1 + R_2) \cdot I_1 + R_1 \cdot I_2 - R_2 \cdot I, \text{ soit : } 12 = 5,5 \cdot I_1 + 2,2 \cdot I_2 - 3,3 \cdot I$$

$$E_1 = R_1 \cdot I_1 + (R_1 + R_3) \cdot I_2 + R_3 \cdot I ; \text{ soit : } 6 = 2,2 \cdot I_1 + 6,9 \cdot I_2 + 4,7 \cdot I$$

$$0 = -R_2 \cdot I_1 + R_3 \cdot I_2 + (R_2 + R_3 + R_4) \cdot I ; \text{ soit : } 0 = -3,3 \cdot I_1 + 4,7 \cdot I_2 + 13,6 \cdot I$$

Soit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} 12 \\ 6 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5,5 & 2,2 & -3,3 \\ 2,2 & 6,9 & 4,7 \\ -3,3 & 4,7 & 13,6 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I \end{pmatrix}$$

Ou sous forme générale : $A = B \cdot X$; tel que B : matrice (3x3) ; sous réserve que le déterminant de B soit non nul ; le système possède une solution . Sous Matlab, le déterminant Δ de la matrice B est donnée par l'instruction 'det(B)' et les valeurs de C sont données par :

$$X = \text{inv}(B) \cdot A$$

La résolution du système donne les valeurs des courants de mailles :

$$\text{Det}(B) = \Delta = 185,41 ; I_1 = 3,17 \text{ A} ; I_2 = -0,87 \text{ A} ; I = 1,07 \text{ A} .$$

Les valeurs des courants de branches sont :

$R_1: (I_1+I_2 = 2,3 \text{ A}) ; R_2: (I_1 - I = 2,1 \text{ A}); R_3 (I_2+I = 0,2 \text{ A});$
 $R_4: (I = 1,0 \text{ A})$

Exercice 19 :

a-) Application de la loi des nœuds : Soient U_A et U_B les potentiels des points A et B respectivement ; alors :

$$U_{AB} = U_A - U_B ;$$

$$\text{Au nœud A : } -I + U_A/R_1 + (U_A-U_B)/R_2 = 0,$$

$$\text{Soit : } U_A \cdot (1/R_1 + 1/R_2) - U_B/R_2 = I \quad (1)$$

$$\text{Au nœud B : } (U_B-E) / R_3 + U_B / R_4 + (U_B-U_A) / R_2 = 0,$$

$$\text{Soit : } -U_A / R_2 + U_B \cdot (1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4) = E/R_3 \quad (2)$$

Soit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ -\frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_A \\ U_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \\ \frac{E}{R_3} \end{pmatrix}$$

Et en passant aux valeurs numériques :

$$\begin{pmatrix} 0,91 & -0,45 \\ -0,45 & 1,36 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_A \\ U_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 8 \\ 1,82 \end{pmatrix}$$

Le déterminant de la matrice carrée $B(2 \times 2)$ est $\Delta = \det(B) = 1,03$

Les valeurs U_A et U_B sont :

$$U_A = 11,30 \text{ V} ; U_B = 5,07 \text{ V} ; \text{soit } U_{AB} = U_A - U_B = 6,23 \text{ V}$$

b-) Application du théorème de superposition :

1) $I = 0 \text{ A}$ (Source déconnectée), le schéma équivalent devient (fig.2) :

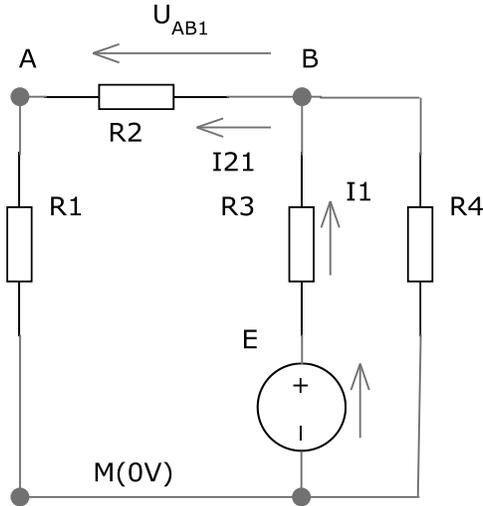


Figure.2

On pose : $Req1 = (R_1 + R_2) // R_4$; le courant I_1 dans la maille est :
 $I_1 = E / (R_3 + Req1)$

Le courant I_{21} dans la branche (R_1, R_2) vaut :
 $I_{21} = I_1 \cdot (R_4 / (R_1 + R_2 + R_4))$;

La ddp aux bornes de R_2 est : $U_{AB1} = - R_2 \cdot I_{21}$

Application numérique :

$Req1 = 1,4 \Omega$; $I_1 = 1,11 \text{ A}$; $I_{21} = 0,36 \text{ A}$; $U_{AB1} = - 0,8 \text{ V}$

2-) $E = 0\text{V}$ (source en court circuit), le schéma équivalent devient (fig 3)

On pose : $Req2 = R_3 // R_4$,

alors $I_{22} = R_1 \cdot I / (R_1 + R_2 + Req2)$ et $U_{AB2} = R_2 \cdot I_{22}$

Application numérique : $Req2 = 1 \Omega$, $I_{22} = 3,2 \text{ A}$, $U_{AB2} = 7,04 \text{ V}$

Conclusion : la ddp résultante U_{AB} aux bornes de R_2 est :

$U_{AB} = U_{AB2} + U_{AB1} = 6,24 \text{ V}$.

Les deux méthodes aboutissent au même résultat (heureusement !).

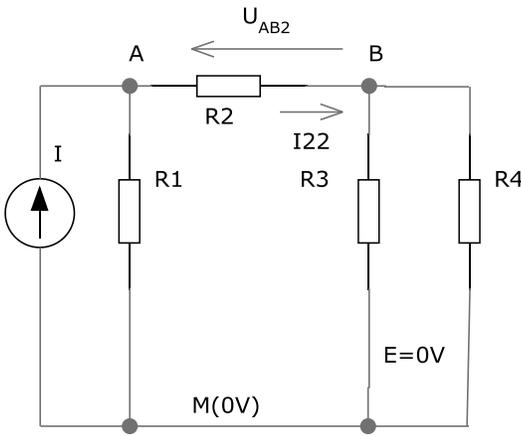


Figure 3

Exercice 20 :

a-) Loi des nœuds (KCL) de Kirchhoff :

On pose U_A et U_B les potentiels des nœuds A et B respectivement.

Au Nœud A : $(U_A - E) / R_1 + U_A / R_2 + (U_A - U_B) / R_3 = 0$,

Soit : $U_A \cdot (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) - U_B / R_3 = E / R_1$ (1)

Au Nœud B : $-I + U_B / R_4 + (U_B - U_A) / R_3 = 0$,

Soit : $U_A \cdot (-1/R_3) + U_B \cdot (1/R_3 + 1/R_4) = I$ (2)

Soit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_3} \\ -\frac{1}{R_3} & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_A \\ U_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{E}{R_1} \\ I \end{pmatrix}$$

Soit avec les valeurs numériques : $\begin{pmatrix} 0,60 & -0,30 \\ -0,30 & 0,60 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_A \\ U_B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,76 \\ 8 \end{pmatrix}$

Le déterminant de la matrice carrée est : $\Delta = 0,27$;

la ddp aux bornes de R_4 et le courant qui la traverse sont :

$$U_B = 19,7 \text{ V} ; I_{R_4} = U_B / R_4 \approx 6 \text{ A}.$$

b-) par le théorème de superposition :

1) La source de tension est neutralisée ($E=0V$) – fig.2.

$$\text{Soit } Req_1 = R_3 + (R_1 // R_2) = 6,7 \Omega ;$$

le courant I_{41} dans R_4 est : $I_{41} = (Req_1 / (R_4 + Req_1)) \cdot I = 5,36 \text{ A}$;

la ddp V_{41} aux bornes de R_4 vaut : $U_{41} = (R_4 // Req_1) \cdot I = 17,69 \text{ V}$

2) La source de courant est neutralisée ($I = 0A$) (fig.3) :

Soit $Req_2 = (R_3 + R_4) // R_2 = 3,3 \Omega$, le courant I_1 délivré par la source E vaut :

$$I_1 = E / (R_1 + Req_2) = 1,18 \text{ A} ;$$

Le courant I_{42} dans R_4 vaut : $I_{42} = I_1 \cdot R_2 / (R_2 + R_3 + R_4) = 0,60 \text{ A}$;

Le courant total dans R_4 est donc : $I_4 = I_{41} + I_{42} \approx 6 \text{ A}$;

La ddp aux bornes de R_4 est : $U_{42} = R_4 \cdot I_{42} = 1,98 \text{ V}$.

La ddp résultante aux bornes de R_4 est : $U_4 = U_{41} + U_{42} \approx 19,7 \text{ V}$

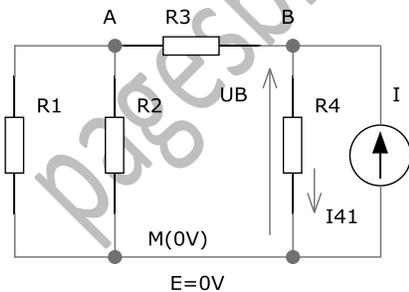


Figure 2: ($E=0V$);

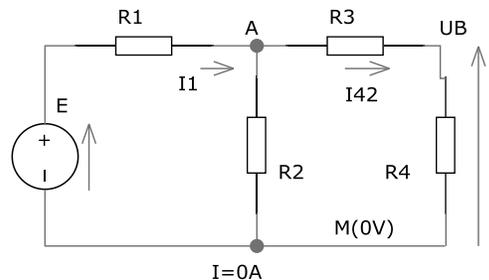


Figure 3: ($I=0A$)

Chapitre III : Diodes

Exercice 14 :

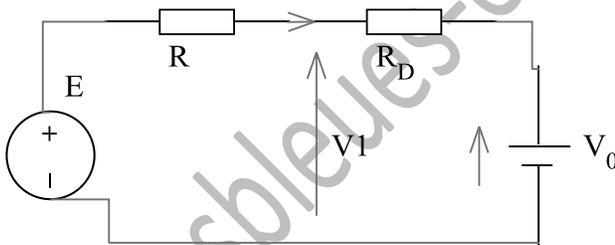
a) pour la fig1a, la diode D_1 est passante. Pour la fig1b, la diode D_2 est bloquée.

b) Les diodes sont idéales. Pour la fig1a, D_1 est équivalente à un court circuit, donc $V_D = 0V = V_1$ et par conséquent $V_R = E = 10 V$. Pour la fig.1b, D_2 est équivalente à un interrupteur ouvert, donc : $V_R = 0V$ et $V_D = -V_2 = -E = -10 V$.

c) les diodes sont réelles. le circuit équivalent au circuit fig.1a est donné en fig.1c. Le courant direct I vaut :

$$I = \frac{E - V_0}{R + R_D} = 9,21 \text{ mA}$$

Soit : $V_R = R.I = 9,21 V$ et $V_D = V_1 = E - V_R = 0,79 V$



($M=0V$)

Figure 1c

Pour la fig1b, la diode est bloquée et le courant direct est quasi nul. Donc, $V_R = 0 V$ et $V_2 = E = 10 V$.

Exercice 15 :

a-) $e(t) > 0$, la diode D est polarisée en direct. Elle est passante et équivalente à un interrupteur fermé (court circuit). Donc :

$e(t) = 2 \cdot R \cdot i(t)$ et $v_s(t) = R \cdot i(t)$, donc : $v_s(t) = e(t) / 2$;

pour $e(t) < 0$, la diode D est polarisée en inverse. Elle est donc bloquée et équivalente à un interrupteur ouvert (résistance infinie). Le courant $i(t)$ est nul. Donc :

$$e(t) = R \cdot i(t) + v_s(t) = v_s(t), \text{ soit : } v_s(t) = e(t).$$

b-) graphe $v_s(t)$ en fonction de $e(t)$ (fig.2)

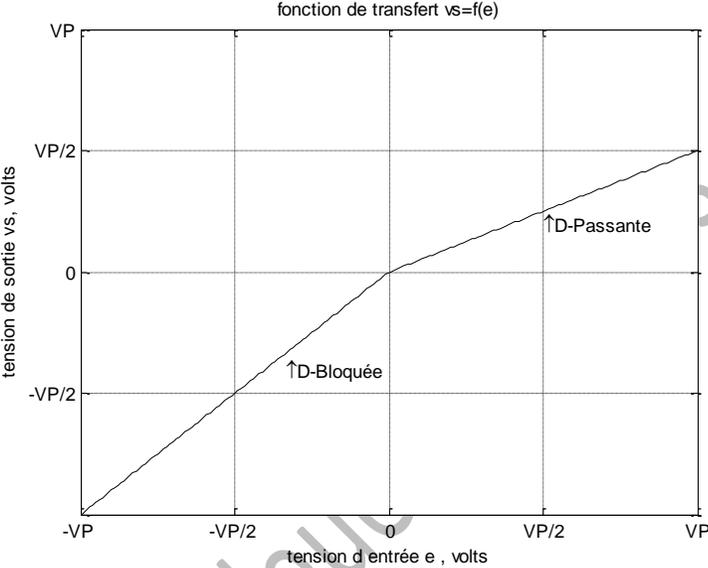


Figure 2 : fonction de transfert $v_s = f(e)$ du circuit

c-) graphe de v_s en fonction de (wt) (fig.3)

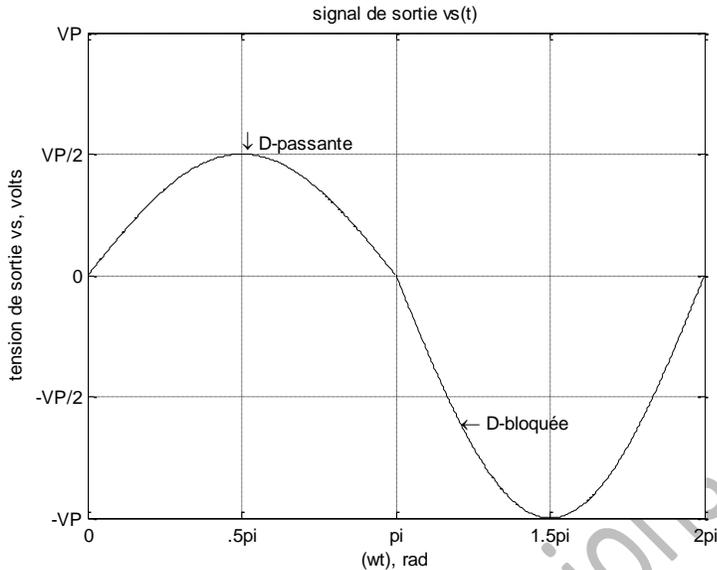


Figure 3 : $v_s = f(\omega t)$

Exercice 16 :

a-) $e(t) > 0$, le potentiel de cathode V_K est supérieur au potentiel d'anode, la diode D est polarisée en inverse, elle est bloquée donc le courant $i(t)$ est nul. La loi des mailles donne :

$$e(t) = R.i(t) + v_s(t) \quad (1), \text{ et : } i(t) = 0 \text{ mA}, \text{ donc } v_s(t) = e(t) \quad (2)$$

Pour $e(t) < 0$, les potentiels d'anode V_A et de cathode V_K sont tous les deux négatifs. La diode devient passante lorsque le potentiel de cathode devient inférieur au potentiel d'anode c'est-à-dire : $V_K \leq (-E_1)$

Donc : si $(-E_M < e(t) \leq -E_1)$ la diode D est passante et $v_s = -E_1$,

Mais si : $(-E_1 < e(t) < 0)$, $i(t) = 0 \text{ mA}$ – Diode D bloquée - : alors $v_s = e(t)$.

b-) graphe $v_s(t)$ en fonction de $e(t)$ (fig.2)

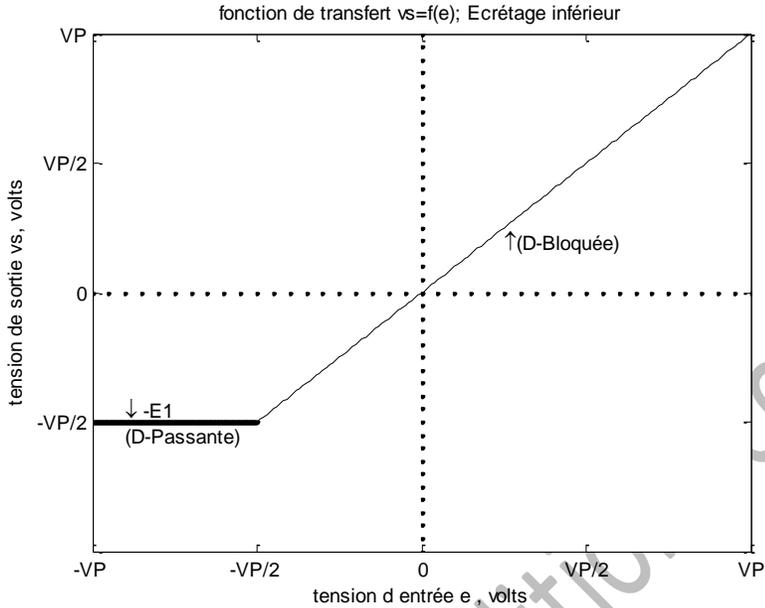


Figure 2: fonction de transfert $v_s = f(e)$, avec $E_1=6\text{ V}$ et $V_P=12\text{ V}$

c-) graphe de v_s en fonction de (ωt) (fig.3)

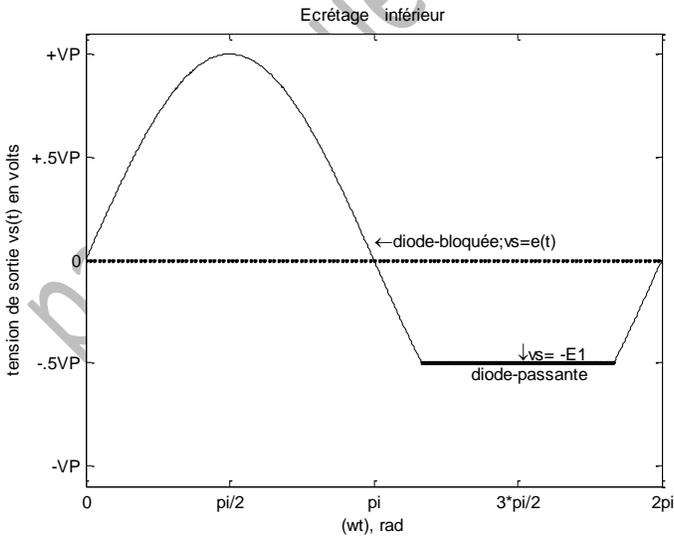


Figure 3 : graphe temporel de $v_s(\omega t)$, $E_1=6\text{ V}$

Exercice 17 :

Commentaire sur $v_s = f(e)$:

- Pour $-V_P \leq e \leq E_1$, $v_s = E_1 = 2 \text{ V}$;
- Pour $E_1 \leq e \leq E_2$, $v_s = e$
- Pour $E_2 \leq e \leq V_P$, $v_s = E_2 = 4 \text{ V}$.

Le montage électronique (fig2), satisfaisant cette fonction, comporte 2 sources de tension continues $E_1 = 2 \text{ V}$ et $E_2 = 4 \text{ V}$, 2 diodes de signal idéales et une source d'alimentation sinusoïdale $e(t)$:

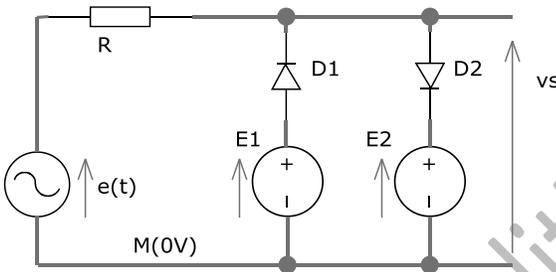


Figure 2

i) Lorsque $e(t)$ est inférieur à E_1 (donc aussi à E_2), la diode D_2 est bloquée mais la diode D_1 est passante ; D_1 est équivalente à un court circuit donc $v_s = +E_1$;

ii) Lorsque $e(t)$ est supérieur à E_2 (donc aussi à E_1), la diode D_1 est bloquée mais la diode D_2 est passante ; D_2 est équivalente à un court circuit donc $v_s = +E_2$;

iii) Lorsque $e(t)$ est supérieur à E_1 et inférieur à E_2 , les diodes D_2 et D_1 sont bloquées en même temps, le courant $i(t)$ est nul et donc $v_s(t) = e(t)$.

Le Graphe $v_s(\omega t)$ est donné en fig.3 :

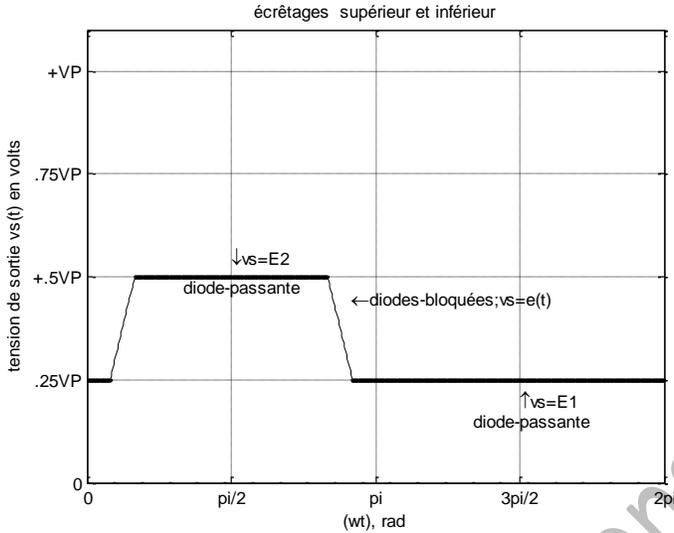


Figure 3 : $V_P = 8 \text{ V}$; $E_1 = 2 \text{ V}$; $E_2 = 4 \text{ V}$

Exercice 18 :

Le potentiel V_K de la cathode est déterminé par la branche V_C - R_2 - R_3 ; sa valeur est donnée par :

$$V_K = (R_3 \cdot V_C / (R_2 + R_3)) = 8,25 \text{ V} ;$$

La diode devient passante durant l'alternance positive quand $e(t)$ est tel que :

$$e(t) > V_K + V_0 = 8,25 + 0,6 = 8,85 \text{ V} ;$$

La tension de sortie est alors : $v_s(t) = 8,85 \text{ V}$

Pour $e(t) < 8,85 \text{ V}$, la diode est bloquée. La tension de sortie est : $v_s(t) = e(t)$.

Le graphe de la tension de sortie v_s en fonction du temps est donnée en fig.2 .

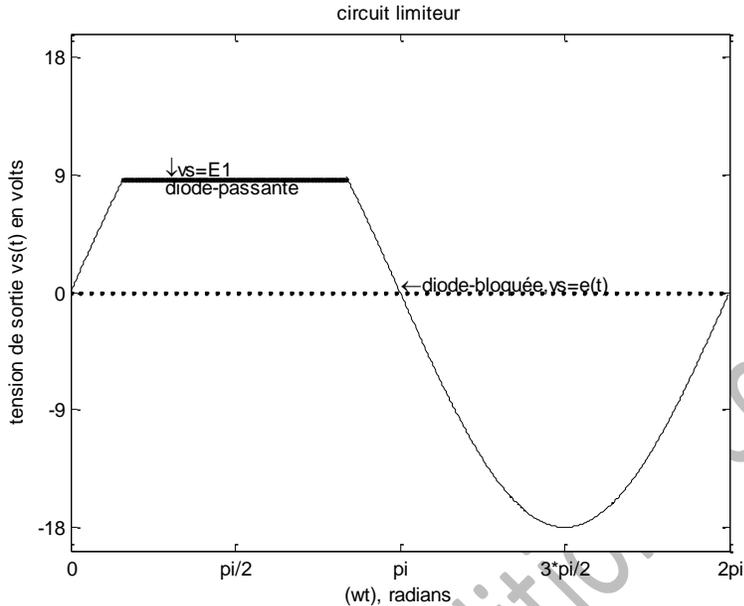


Figure 2 : graphe $v_s(t)$: $E_1 = 8,85 \text{ V}$

Exercice 19 :

a) Fonctionnement du circuit :

Lorsque le signal d'entrée $e(t)$ est positif, la diode D est polarisée en direct et la capacité C se charge. La charge maximale est atteinte pour $t = T/4$, soit : $V_s = V_P$.

Lorsque le signal d'entrée $e(t)$ devient négatif, la diode devient polarisée en inverse. La capacité reste chargée à sa valeur maximale, donc $V_s = V_P$.

A tout instant, la loi des mailles est vérifiée : $e(t) = v_D + v_s$;

Lorsque la diode est passante, $v_D = 0\text{V}$; lorsqu'elle est bloquée : $v_D = e(t) - v_s(t) = e(t) - V_P$.

b-c) Les graphes de $v_s(t)$ et $v_D(t)$ sont donnés en fig.2

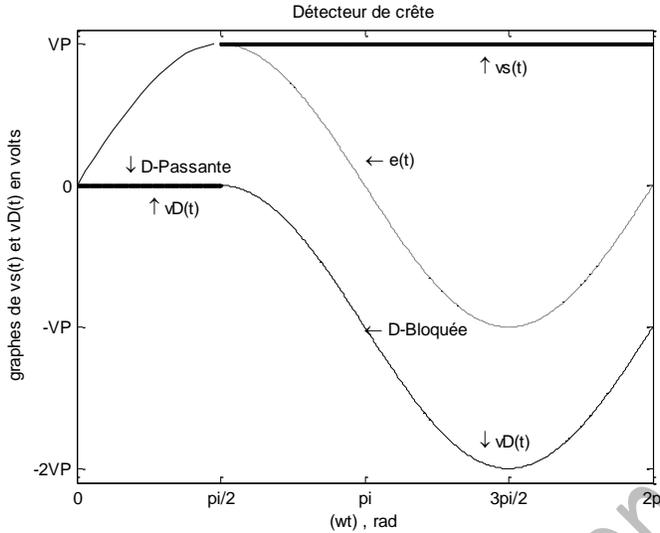


Figure 2

Exercice 20 :

$0 < t < 2$; $e(t) = + E_M$; les diodes D_1 et D_3 sont passantes, D_2 est bloquée

C_1 et C_3 se chargent à travers D_1 et D_3 respectivement, C_2 reste déchargée (fig 1) ;

$$V_1 = E_M , v_3 = E_M ; v_2 = 0 ;$$

$2 < t < 4$; $e(t) = - E_M$; les diodes D_1 et D_3 deviennent bloquées, D_2 est passante . C_2 se charge tel que :

$$e(t) - v_1 + v_2 = 0 ; \text{ soit : } v_2 = e(t) - v_1 = - 2.E_M ;$$

C_1 se décharge dans C_2 à travers D_2 , C_3 reste chargée à E_M ;

$$V_s = -v_2 - v_3 = - E_M - 2.E_M = - 3.E_M$$

Le circuit propose est un tripleur de tension .

Exercice 21 :

a-) Calcul de V_s et I_z :

On débranche la diode Dz (considérée comme charge) et on applique le théorème de

Thévenin au reste du circuit. Les éléments de Thévenin sont :

- $E_{th} = (R_2 / (R_1 + R_2)) \cdot E = 20,27 \text{ V}$
- $R_{th} = R_1 // R_2 = 162,16 \Omega$

Le montage équivalent au circuit de la fig.1 est donné en fig.2

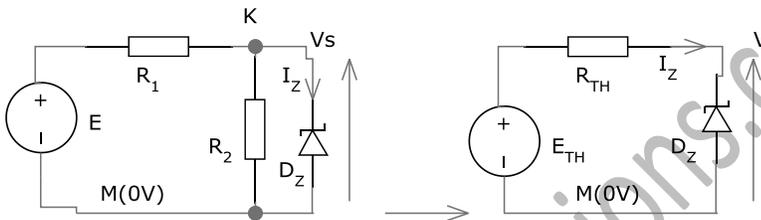


Figure 2 : Modèle série du circuit initial

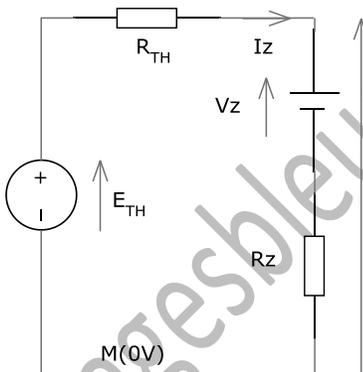


Figure 3 : schéma électrique équivalent au circuit

i) calcul de I_z courant de zéner : d'après la fig.3 :

$$I_z = (E_{th} - V_z) / (R_{th} + R_z) = 0,051 \text{ A}$$

ii) La tension de sortie V_s est donc : $V_s = V_z + R_z \cdot I_z = 12,07 \text{ V}$

b-) calcul de l'ondulation ΔV_s :

En se référant à la fig.3, on peut écrire :

$E_{th} = R_{th}.I_z + V_s$, avec : $V_s = V_z + R_z.I_z = R_2.I_2$, (I_2 étant le courant traversant R_2)

$I_t = I_2 + I_z$, soit : $I_z = I_t - I_2$ et $\Delta I_t = \Delta I_z$, car la variation de courant total est absorbée par D_z ,

Soit $dE = (R_1 + R_z).dI_t$, et : $dV_s = R_z. dI_z = R_z/(R_z+R_1) .dE$

D'où : $\Delta V_s = (R_z/R_1+R_z) . \Delta E = 29 \text{ mV}$

Chapitre IV : le transistor bipolaire

Exercice 15 :

a-) Par application du théorème de Thévenin, on transforme le schéma initial en un montage équivalent à 2 sources d'alimentation (fig 2) :

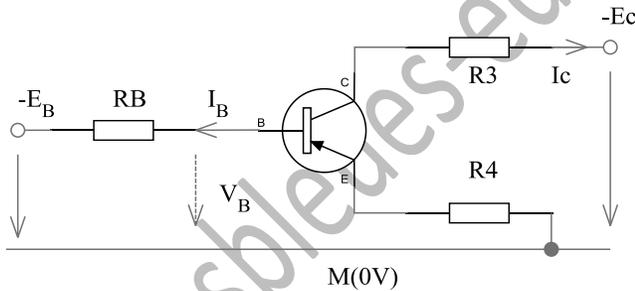


Figure 2

$$E_B = (-E_C \cdot R_2) / (R_1 + R_2) = -2,2\text{V} ; R_B = R_1 // R_2 = 4 \text{ k}\Omega$$

b-) Calcul des courants :

$$\text{Calcul de } I_B : -E_B + R_B \cdot I_B + V_{EB} + R_4 \cdot (\beta_{DC} + 1) \cdot I_B = 0$$

$$\text{Soit : } I_B = \frac{E_B - V_{EB}}{R_B + R_4 \cdot (\beta + 1)} \approx 14,4 \mu\text{A} , \text{ donc : } I_C = \beta_{DC} \cdot I_B = 1,4 \text{ mA} \approx I_E$$

c-) Point de repos P_0 :

$$-E_C + V_{EC} + (R_3 + R_4) \cdot I_C = 0, \text{ soit : } V_{EC} = E_C - (R_3 + R_4) \cdot I_C = 5,7 \text{ V}$$

Le point de repos est : $P_0 (I_{C0}, V_{EC0}) = (1,4 \text{ mA} ; 5,7 \text{ V})$.

d-) Nous avons : $I_C = \beta_{DC} \cdot (E_B - V_{BE}) / (R_B + \beta_{DC} \cdot R_4)$;

soit : $\Delta I_C = \Delta \beta_{DC} \cdot R_B \cdot (E_B - V_{BE}) / (R_B + \beta_{DC} \cdot R_4)^2$,

cette expression montre que toute augmentation du gain statique β_{DC} entraîne une augmentation du courant I_C .

Pour $\Delta \beta_{DC} = +10$; alors $\Delta I_C = 5,5 \mu A$. La variation du courant collecteur I_C est insignifiante.

Exercice 16 :

a-) Calcul du point de repos P (I_{C0} , V_{CE0})

$E_C = R_C \cdot I_{C0} + V_{CE0} + R_E \cdot (I_{C0} + I_{B0})$; avec $I_{C0} = I_{B0} \cdot \beta_{DC} = 3 \text{ mA}$;

Comme $\beta_{DC} \gg 1$, alors $I_{C0} \approx I_{E0}$; soit $E_C = (R_C + R_E) \cdot I_{C0} + V_{CE0}$;

Soit $V_{CE0} = E_C - (R_C + R_E) \cdot I_{C0} = 6 \text{ V}$

Le point de repos P_0 est donc : $I_{C0} = 3 \text{ mA}$; $V_{CE0} = 6 \text{ V}$. P_0 n'est pas le milieu de la droite de charge statique du circuit (2,5 mA ; 7,5 V).

b-) Calcul du courant I_1 dans R_1 :

On a : $R_1 \cdot I_1 = R_C \cdot I_C + V_{CE} - V_{BE}$;

Soit $I_1 = [V_{CE0} - V_{BE0} + R_C \cdot I_{C0}] / R_1 = 1,13 \text{ mA}$

c-) Valeur de R_2 :

On a : $E_C = R_1 \cdot I_1 + R_2 (I_1 - I_B)$

$R_2 = [E_C - R_1 \cdot I_1] / [I_1 - I_{B0}] = 3,36 \text{ k}\Omega$; avec $I_{B0} = 0,03 \text{ mA}$.

On prendra $R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$ (valeur normalisée)

Exercice 17 :

a-) $\beta_{1DC} = 100$; Calcul de I_B , I_C et I_E :

Dans la maille d'entrée : $E_C = R_B \cdot I_B + V_{BE}$, soit

$I_B = [(E_C - V_{BE}) / R_B] = 7,15 \mu A$

Alors : $I_{C1} = \beta_{1DC} \cdot I_B = 0,71 \text{ mA}$; $I_{E1} = I_{C1} + I_B = 0,72 \text{ mA}$

b-) Calcul des tensions V_{CE} et V_{RC} :

$$E_C = R_C \cdot I_{C1} + V_{CE1} , \text{ soit } V_{CE1} = E_C - R_C \cdot I_{C1} = 7,9 \text{ V}$$

Le point de repos P1 est tel que : $I_{C1} = 0,71 \text{ mA}$; $V_{CE1} = 7,9 \text{ V}$

c-) De l'équation de maille précédente , on tire : $I_C = \beta_{DC} \cdot (E_C - V_{BE}) / R_B$

$$\text{Soit : } \Delta I_C = \Delta \beta_{DC} \cdot (E_C - V_{BE}) / R_B,$$

La variation du courant I_C est proportionnelle à celle du gain statique β_{DC} .

Pour $\Delta \beta = +10$, alors $\Delta I_C = 71,5 \cdot 10^{-3} \text{ mA}$.

Le potentiel d'émetteur V_E est nul, la ddp V_{BE} dépend du potentiel de base V_B qui est quasiment constant. La variation du courant I_C est donc importante.

Exercice 18 :

a-) Calcul des courants I_B , I_C et I_E ($\beta_{1DC} = 100$) :

$$E_C = R_B \cdot I_{B1} + V_{BE} + R_E \cdot (\beta_{1DC} + 1) \cdot I_{B1} \quad (1)$$

$$I_{B1} = [E_C - V_{BE}] / [R_B + (\beta_{1DC} + 1) \cdot R_E] \# 6,8 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta_{1DC} \cdot I_{B1} = 0,68 \text{ mA} \# I_E$$

Le gain β_{1DC} étant très supérieur à 1, on peut écrire $I_C \# I_E$.

b-) Calcul de la tension V_{ce}

$$E_C = R_C \cdot I_{C1} + V_{ce1} + R_E (I_{C1} + I_{B1}) \quad (2)$$

$$V_{ce1} = E_C - R_C \cdot I_{C1} - R_E \cdot (I_{C1} + I_{B1}) \# E_C - (R_C + R_E) \cdot I_{C1} \quad (3)$$

$$V_{ce1} \# 7,52 \text{ V}.$$

Le point de repos P1 est tel que : $I_{C1} = 0,68 \text{ mA}$; $V_{ce1} \# 7,52 \text{ V}$.

c-) De l'équation de maille (1) on tire :

$$I_C = \beta_{DC} \cdot (E_C - V_{BE}) / (R_B + \beta_{DC} \cdot R_E)$$

$$\text{Soit : } \Delta I_C = \Delta \beta_{DC} \cdot R_B (E_C - V_{BE}) / (R_B + \beta_{DC} \cdot R_E)^2 \quad (4)$$

La variation du courant I_C est proportionnelle à celle du gain statique β_{DC} ; mais la résistance d'émetteur R_E ralentit l'augmentation du courant I_C (R_E se trouve au dénominateur de l'expression de I_C et sa valeur est multipliée par le gain statique).

Pour $\Delta \beta = +10$, alors $\Delta I_C = 64,8 \cdot 10^{-3}$ mA.

La résistance R_E apporte un élément de contre réaction au système. La résistance R_E contribue à la stabilité du point de repos du transistor .

Exercice 19 :

a-) schéma équivalent (fig.2)

L'amplificateur est bâti autour d'un transistor bipolaire NPN. En régime statique, les condensateurs sont des interrupteurs ouverts. Le potentiel de base du transistor est assuré par les résistances R_1 , R_2 et R_3 .

En régime variable, les condensateurs deviennent des courts circuits. La résistance d'émetteur diminue puisque R_E se retrouve en parallèle avec R_1 et R_2 . L'amplificateur est du type collecteur commun (C.C.) , donc il n'amplifie pas en tension. On pose : $R_B = R_1 // R_2$.

:

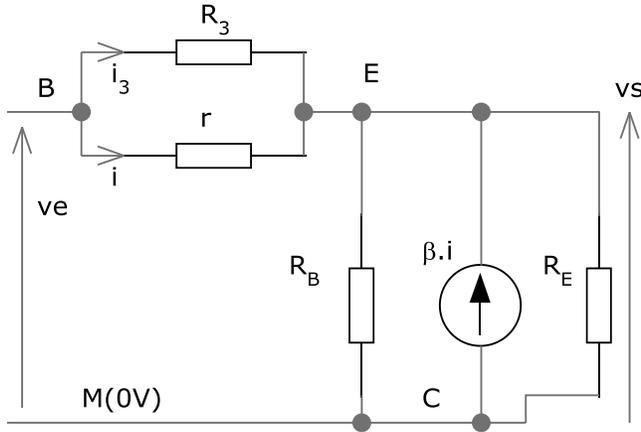


Figure 2

b-) Calcul de $G_v = v_s / v_e$;

$$v_e = r \cdot i + v_s = r \cdot i + (R_E // R_B) \cdot (\beta \cdot i + i + i_3) ;$$

$$\text{Or : } r \cdot i = R_3 \cdot i_3 ; \text{ soit : } i_3 = (r/R_3) \cdot i$$

$$v_s = (R_E // R_B) \cdot (\beta + 1 + r/R_3) \cdot i ;$$

$$\text{Soit : } v_e = \{ r + (R_E // R_B) \cdot (\beta + 1 + r/R_3) \} \cdot i ;$$

$$\text{Et : } G_v = (R_E // R_B) \cdot (\beta + 1 + r/R_3) / \{ r + (R_E // R_B) \cdot (\beta + 1 + r/R_3) \}$$

Donc : G_v est forcément inférieur à 1 ; $G_v = 0,99$; de plus G_v est positif, les tensions v_e et v_s sont donc en phase.

$$(G_v)_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(G_v) = -0,087$$

Le gain en dB est négatif , l'amplificateur est un « atténuateur » en tension (d'où le signe -).

c-) Calcul de la résistance d'entrée $R_{en} = v_e / i_{en}$;

$$\text{Le courant d'entrée } i_{en} = i + i_3 ;$$

$$R_{en} = v_e / i_{en} = (v_e / i) \cdot (i / i_{en}) ;$$

$$\text{On a : } (v_e / i) = r + (R_E // R_B) \cdot (\beta + 1 + r/R_3) ;$$

Et : $i_{en} = i + i_3 = i + r/R_3 \cdot i = (R_3 + r) / R_3 \cdot i$;

Soit : $(i / i_{en}) = (R_3 / (R_3 + r))$; et donc :

$$R_{en} = \frac{R_3 \cdot (r + (R_E \parallel R_B) \cdot (\beta + 1 + \frac{r}{R_3}))}{R_3 + r}$$

Soit $R_{en} \approx 195 \text{ k}\Omega$., (valeur normalisée : 200 k Ω)

Exercice 20 :

a-) schéma équivalent (fig.2) :

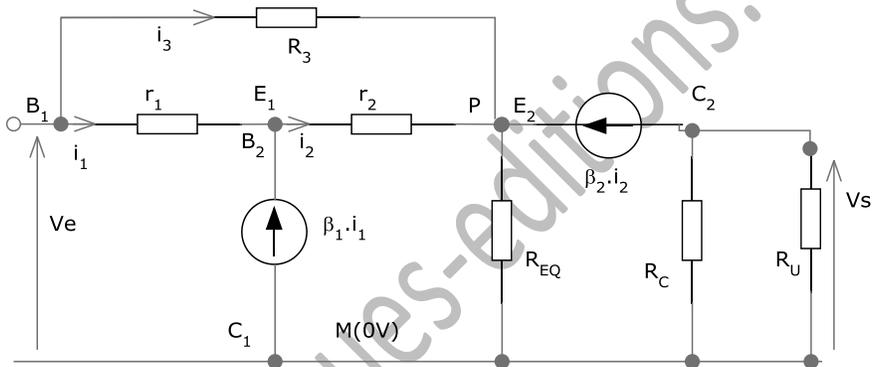


Figure 2

$$R_{EQ} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_E$$

L'amplificateur est formé de 2 transistors bipolaires NPN à liaison directe. Le 1^{er} étage est un C.C., le second étage est un E.C. En régime dynamique, les capacités ont des impédances négligeables (court-circuit). La capacité C_2 permet de rabaisser la valeur de la résistance d'émetteur de T_2 en mettant en parallèle avec R_E les résistances d'entrée R_1 et R_2 .

b-) expressions de i_2 et i_3 :

au nœud E_1 : $i_2 = (\beta_1 + 1) \cdot i_1 \approx \beta_1 \cdot i_1$; car β_1 est très supérieur à 1

loi des mailles : $R_3 \cdot i_3 = r_1 \cdot i_1 + r_2 \cdot i_2 = i_1 \cdot (r_1 + r_2 \cdot (\beta_1 + 1)) \approx i_1 \cdot (r_1 + r_2 \cdot \beta_1)$

soit : $i_3 = i_1 \cdot (r_1 + r_2 \cdot \beta_1) / R_3$;

c-) calcul de $G_v = v_s / v_e$;

$$v_s = - (R_C // R_u) \cdot \beta_2 \cdot i_2 = - (R_C // R_u) \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot i_1 ;$$

$$v_e = i_1 \cdot \{ r_1 + r_2 \cdot \beta_1 + R_{EQ} \cdot \{ \beta_1 \cdot \beta_2 + (r_1 / R_3) + (r_2 \cdot \beta_1) / R_3 \} \}$$

soit : $G_v \approx$

$$- [(R_C // R_u) \cdot \beta_2 \cdot \beta_1] / [r_1 + r_2 \cdot \beta_1 + R_{EQ} \cdot \{ (\beta_1 \cdot \beta_2 + (r_1 / R_3) + (r_2 \cdot \beta_1) / R_3) \}] ;$$

Application numérique : $G_v = - 4,01$ soit $(G_v)_{dB} = 12,06$

d-) Calcul de $G_i = i_s / i_{en}$:

i_s est le courant de sortie qui parcourt R_U , i_{en} est le courant d'entrée de l'amplificateur :

$$\text{alors : } i_{en} = i_1 + i_3 = i_1 \cdot \{ (R_3 + r_1 + \beta_1 \cdot r_2) / R_3 \} ;$$

et i_s est donnée par la relation suivante (diviseur de courant) :

$$i_s = ((R_C // R_u) / R_u) \cdot \beta_2 \cdot (\beta_1 + 1) \cdot i_1 ;$$

$$\text{soit : } G_i = (R_3 \cdot R_C \cdot \beta_1 \cdot \beta_2) / ((R_C + R_U) \cdot (R_3 + r_1 + \beta_1 \cdot r_2))$$

Application numérique : $G_i = 1897,24$ et $(G_i)_{dB} = 20$. $\log(G_i) = 65,56$

e-) calcul de la résistance d'entrée $R_{en} = v_e / i_{en}$:

$$R_{en} = (v_e / i_1) \cdot (i_1 / i_{en}) ;$$

$$v_e / i_1 = r_1 + r_2 \cdot \beta_1 + R_{EQ} \cdot \{ \beta_1 \cdot \beta_2 + (r_1 / R_3) + (r_2 \cdot \beta_1) / R_3 \} ;$$

$$\text{Et : } i_1 / i_{en} = R_3 / (R_3 + r_1 + \beta_1 \cdot r_2) ; \text{ donc :}$$

$$R_{en} = \{ R_3 \cdot (r_1 + r_2 \cdot \beta_1) + R_{EQ} \cdot [\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_3 + r_1 + r_2 \cdot \beta_1] \} / (R_3 + r_1 + r_2 \cdot \beta_1) ;$$

Application numérique : $R_{en} = 1570 \text{ k}\Omega$; (valeur normalisée : $1,5 \text{ M}\Omega$)

f-) Gain en puissance G_p :

$$G_P = G_V \cdot G_i = 7588,8 ; \text{ soit } (G_P) \text{ dB} = 10 \cdot \log(G_P) = 38,8$$

Chapitre V : Les quadripoles

Exercice 12

a-) Matrice (Z) :

$$\text{i) } V_1 = R_2 \cdot I_1 + R_2 \cdot I_2 ,$$

$$\text{ii) } V_2 = R_2 \cdot I_1 + (R_1 + R_2) \cdot I_2$$

Soit sous forme de matrice :

$$(Z) = \begin{pmatrix} R_2 & R_2 \\ R_2 & R_1 + R_2 \end{pmatrix}$$

b-) Matrice (Y) :

$$\text{i) } I_1 = (1/R_1 + 1/R_2) \cdot V_1 + (-1/R_1) \cdot V_2$$

$$\text{ii) } I_2 = (-1/R_1) \cdot V_1 + (1/R_1) \cdot V_2$$

Ou encore :

$$(Y) = \begin{pmatrix} \left(\frac{1}{R_1}\right) + \left(\frac{1}{R_2}\right) & -1/R_1 \\ -1/R_1 & 1/R_1 \end{pmatrix}$$

c-) Matrice (H) :

$$\text{i) } V_1 = R_2 \cdot (I_1 + I_2) \quad \text{et} \quad I_2 = (V_2 - V_1) / R_1$$

$$\text{Soit : } V_1 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_2$$

$$\text{ii) } I_2 = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_1 + \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot V_2$$

Ou sous forme de matrice (H) :

$$(H) = \begin{pmatrix} \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} & R_2 / (R_1 + R_2) \\ -R_2 / (R_1 + R_2) & 1 / (R_1 + R_2) \end{pmatrix}$$

Exercice 13 :

a-) Matrice (Z) : Appliquons les définitions des paramètres Z_{ij} :

a1-) sortie ouverte ($I_2 = 0$) – fig.1b – (gauche):

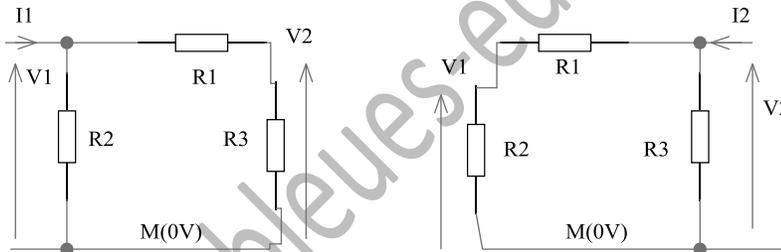
$$V_1 = [R_2 // (R_1 + R_3)]. I_1, \text{ soit } Z_{11} = V_1 / I_1 = R_2 // (R_1 + R_3);$$

$$V_2 = R_3. I_1 / (R_3 + R_2 + R_1); \text{ soit } Z_{21} = V_2 / I_1 = R_3 / (R_3 + R_2 + R_1);$$

a2-) entrée ouverte ($I_1 = 0$) – fig.1c- (droite):

$$V_2 = [R_3 // (R_2 + R_1)]. I_2, \text{ soit } Z_{22} = R_3 // (R_1 + R_2);$$

$$\text{Et } V_1 = R_2. I_2 / (R_3 + R_2 + R_1), \text{ soit } : Z_{12} = V_1 / I_2 = R_2 / (R_3 + R_2 + R_1)$$



Soit sous forme de matrice (Z) :

$$(Z) = \begin{pmatrix} R_2 // (R_3 + R_1) & R_2 / (R_3 + R_2 + R_1) \\ R_3 / (R_3 + R_2 + R_1) & R_3 // (R_1 + R_2) \end{pmatrix}$$

b-) Matrice (Y) : Appliquons les définitions des paramètres Y_{ij} :

b1-) sortie en court circuit (fig.1d) , soit $V_2 = 0V$

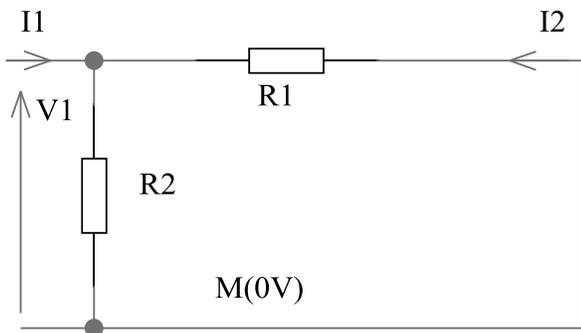


Figure 1d

i) $Y_{11} = I_1/V_1 = 1/(R1 // R2) ;$

ii) $V_1 + R1 \cdot I_2 = 0$, soit $Y_{21} = I_2/V_1 = - 1/R1 ;$

b2-) Entrée en court circuit (fig.1e) , soit $V_1 = 0V$

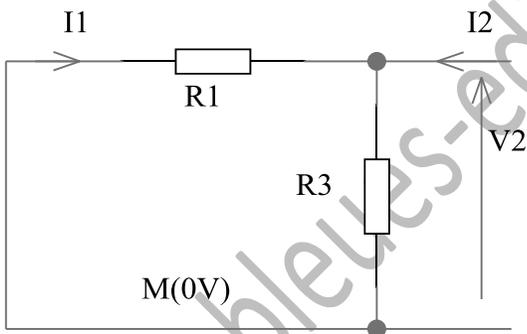


Figure 1e

$Y_{22} = I_2/V_2 = 1/(R1 // R3) ;$

$Y_{12} = I_1/V_2 = -1/R1 .$

Soit sous forme de matrice Y :

$$(Y) = \begin{pmatrix} 1/(R1 // R2) & -1/R1 \\ -1/R1 & 1/(R1 // R3) \end{pmatrix}$$

c-) Matrice hybride (H):

Appliquons la définition des paramètres Hij :

i) sortie en court circuit ($V_2 = 0V$, fig.1f) , $H_{11} = V_1/I_1 ; H_{21} = I_2/I_1$

Alors : $V_1 = (R_1 // R_2) \cdot I_1$, soit $H_{11} = R_1 // R_2$;

Et : $(-I_2) = I_1 \cdot (R_2 / (R_2 + R_1))$, soit $H_{21} = -R_2 / (R_2 + R_1)$.

ii) entrée ouverte ($I_1 = 0$ A , fig.1g) , $H_{12} = V_1/V_2$; $H_{22} = I_2/V_2$

$V_2 = [R_3 // (R_1 + R_2)] \cdot I_2$, soit : $H_{22} = I_2 / V_2 = 1 / [R_3 // (R_1 + R_2)]$]

Or : $V_1 = I_2 \cdot [R_2 \cdot R_3 / (R_1 + R_2 + R_3)] = V_2 \cdot [R_2 / (R_1 + R_2)]$]

et enfin : $H_{12} = V_1/V_2 = R_2 / (R_1 + R_2)$;

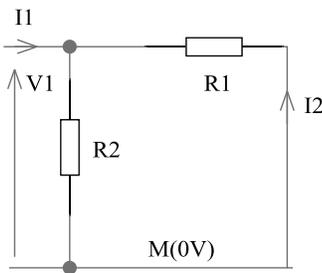


Figure 1f

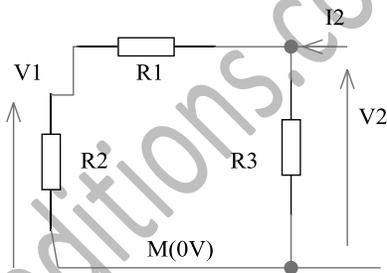


Figure 1g

Conclusion : La matrice hybride est donc :

$$(H) = \begin{pmatrix} R_1 // R_2 & R_2 / (R_1 + R_2) \\ -R_2 / (R_1 + R_2) & 1 / (R_3 // (R_2 + R_1)) \end{pmatrix}$$

Exercice 14 :

On a : $\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = [T2] \cdot \begin{pmatrix} V \\ -I' \end{pmatrix}$ et $\begin{pmatrix} V \\ -I' \end{pmatrix} = [T1] \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{pmatrix}$;

Or $I' = -I$, soit :

$\begin{pmatrix} V \\ -I' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix}$; tenant compte de ce qui précède :

$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = [T2] \cdot [T1] \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{pmatrix}$, on note par $[T] = [T2] \cdot [T1]$

Et finalement

$$\begin{pmatrix} V2 \\ I2 \end{pmatrix} = [T] \cdot \begin{pmatrix} V1 \\ -I1 \end{pmatrix}$$

Les éléments de la matrice équivalente $[T]$ sont donc :

$$c11 = b11.a11 + b12.a21 ; c12 = b11.a12 + b12.a22$$

$$c21 = b21.a11 + b22.a21 ; c22 = b21.a12 + b22.a22$$

Exercice 15 :

Le module de la fonction, ou son gain $G(x)$, est : $G(x) = 10$, soit $G_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(10) = 20$

C'est une droite horizontale située à $G_{dB} = +20$ (fig.1)

La phase de la fonction est donnée par : $\phi = \arg(H) = 180^\circ$, (fig 1), qui est une droite horizontale .

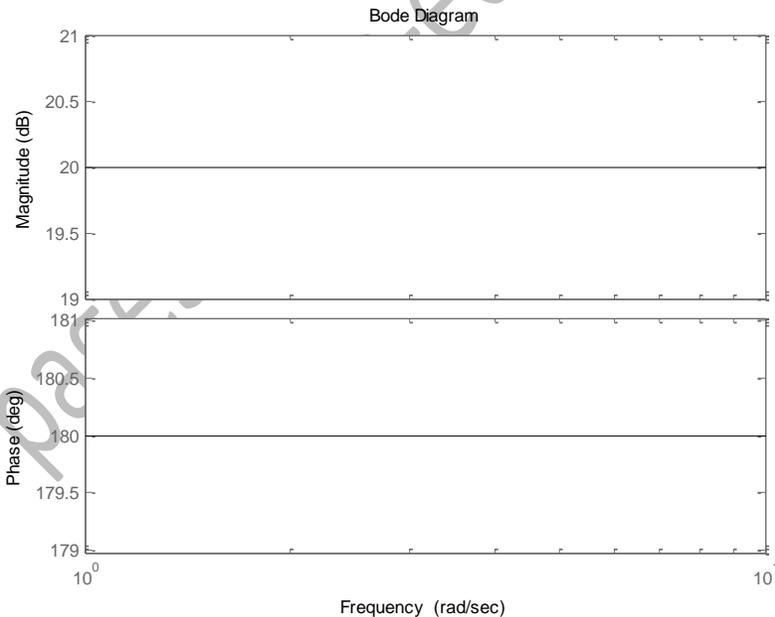


Figure 1 : Diagrammes d'amplitude et de phase de $h(jx) = -10$

Exercice 16 :

Le module de la fonction, ou son gain $G(x)$, est : $G(x) = 1/x$, soit $G_{dB} = -20 \cdot \log_{10}(x)$.

C'est une droite de pente négative (- 20dB / décade)(fig.1)

La phase de la fonction est donnée par :

$$\phi(x) = - \arg(jx) = - \arctg(x) = - 90^\circ, (\text{fig 1})$$

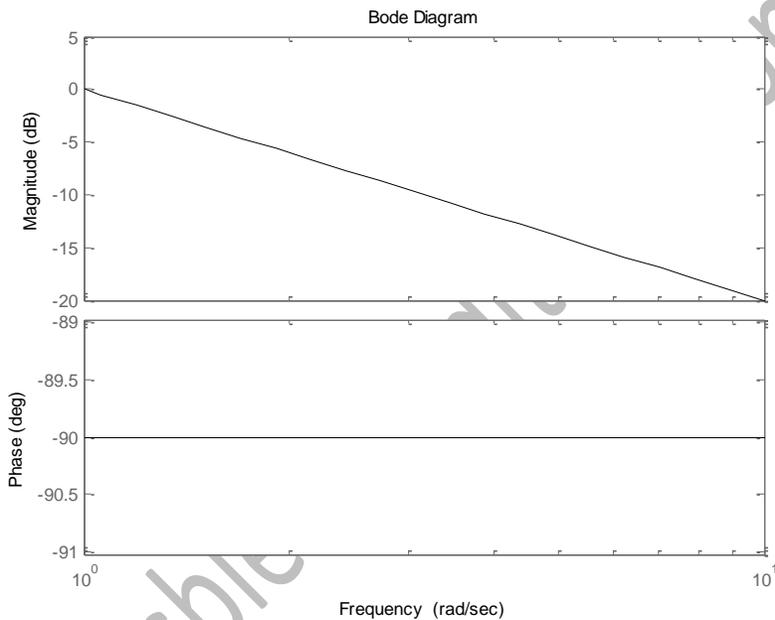


Figure 1 : Diagramme de gain et de phase de $H(jx) = 1/jx$

Exercice 17 :

a-) Diagrammes asymptotiques :

1) Le module de la fonction, ou gain $G(x)$, est donnée par :

$$G(x) = \sqrt{1 + x^2}$$

Soit $G_{dB} = 10 \log_{10} (1+x^2)$; trois cas sont possibles :

i) $x \ll 1$, alors $G_{dB} \approx 0$ dB , asymptote horizontale ;

ii) $x \gg 1$, alors $G_{dB} \approx 20 \log_{10}(x)$, droite asymptotique de pente 20 dB/décade ;

iii) $x \approx 1$, alors $G_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(2) = 3 \text{ dB}$.

2) la phase de la fonction est donnée par : $\phi = \arg(1+jx)$; trois cas sont possibles :

i) $x \ll 1$, alors $\phi \approx \arctg(0) \approx 0^\circ$, soit une asymptote horizontale ;

ii) $x \gg 1$, alors $\phi \approx \arctg(x) \approx +90^\circ$; soit une asymptote horizontale,

iii) $x \approx 1$, alors $\phi \approx \arctg(1) = +45^\circ$

Les graphes asymptotiques sont données en fig.1

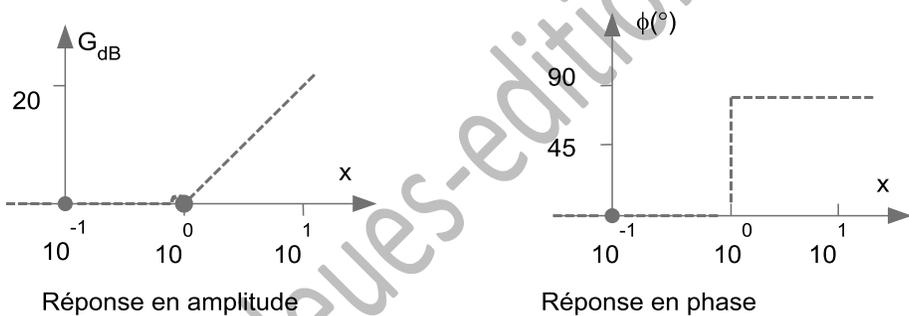


Figure 1 : Diagramme des asymptotes de : $H(jx) = 1 + j.x$

b-) les diagrammes réels de Bode sont données en fig.2

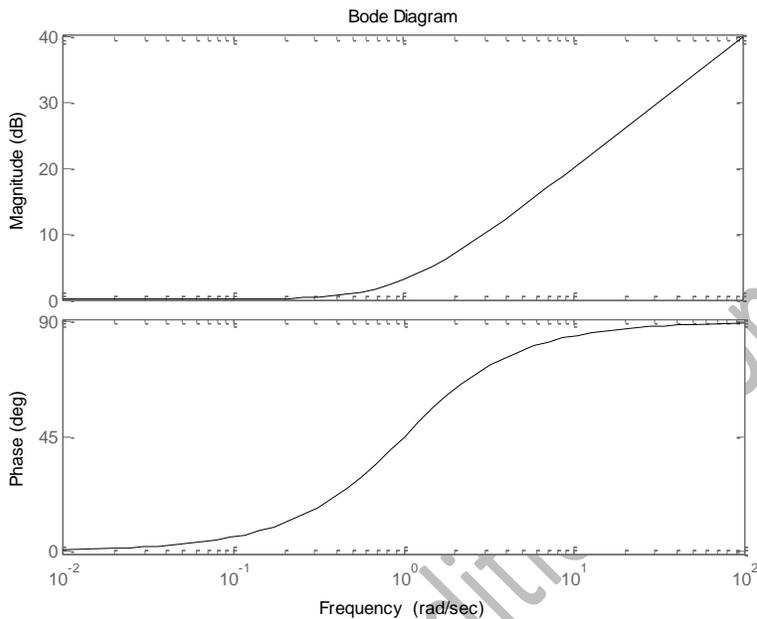


Figure 2 : Diagrammes d'amplitude et phase de $H(jx) = 1+jx$

Exercice 18 :

1) Le module de la fonction, ou gain $G(x)$, est donnée par : $G(x) = x^2$

Soit $G_{dB} = 20 \log_{10}(x^2) = 40 \log_{10}(x)$; c'est une droite de pente 40 dB/décade.

2) la phase de la fonction est donnée par :

$$\phi = 2 \arg(jx) = 2 \cdot (90^\circ) = 180^\circ.$$

Les graphes de Bode de la fonction sont données en fig.1

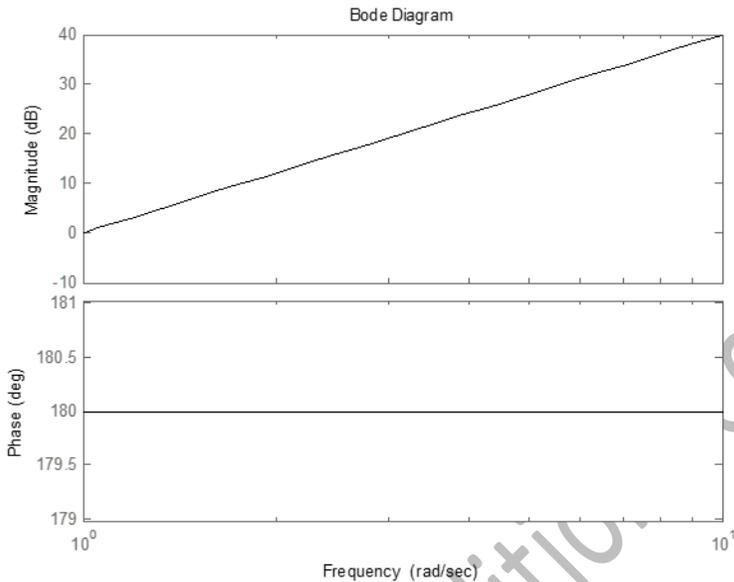


Figure 1 :Diagramme de gain et de phase (en bas) de $H(jx) = (jx)^2$

Exercice 19 :

a-) Diagrammes asymptotiques :

1) Le module de la fonction, ou gain $G(x)$, est donnée par :

$$G(x) = (\sqrt{1+x^2}).(\sqrt{1+x^2})$$

Soit $G_{dB} = 20 \log_{10} (1+x^2)$; trois cas sont possibles :

i) $x \ll 1$, alors $G_{dB} \approx 0$ dB , asymptote horizontale ;

ii) $x \gg 1$, alors $G_{dB} \approx 40 \log_{10} (x)$, droite asymptotique de pente 40 dB/décade ;

iii) $x \approx 1$, alors $G_{dB} = 20. \log_{10}(2) = 6$ dB

2) la phase de la fonction est donnée par : $\phi = 2.\arg(1+jx)$; trois cas sont possibles :

- i) $x \ll 1$, alors $\phi \approx \arctg(0) \approx 0^\circ$, soit une asymptote horizontale ;
- ii) $x \gg 1$, alors $\phi \approx \arctg(x) \approx +180^\circ$; soit une asymptote horizontale,
- iii) $x \approx 1$, alors $\phi \approx \arctg(1) = +90^\circ$

Les graphes de Bode, gain et phase, sont donnés en fig.1

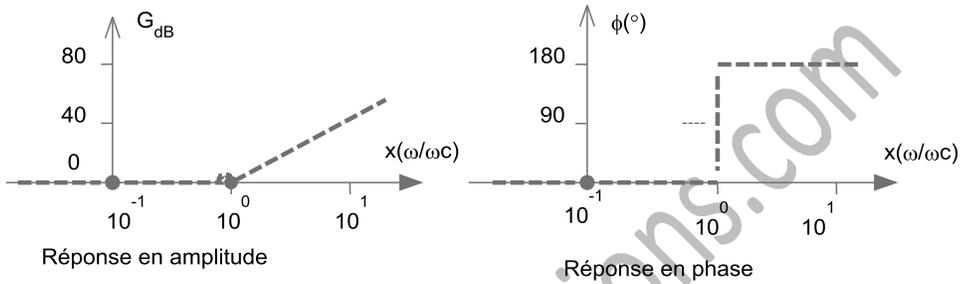


Figure 1 : Diagrammes asymptotiques de $H(jx) = (1+j.x)^2$

b-) le diagramme de Bode réel de cette fonction est donné en fig.2

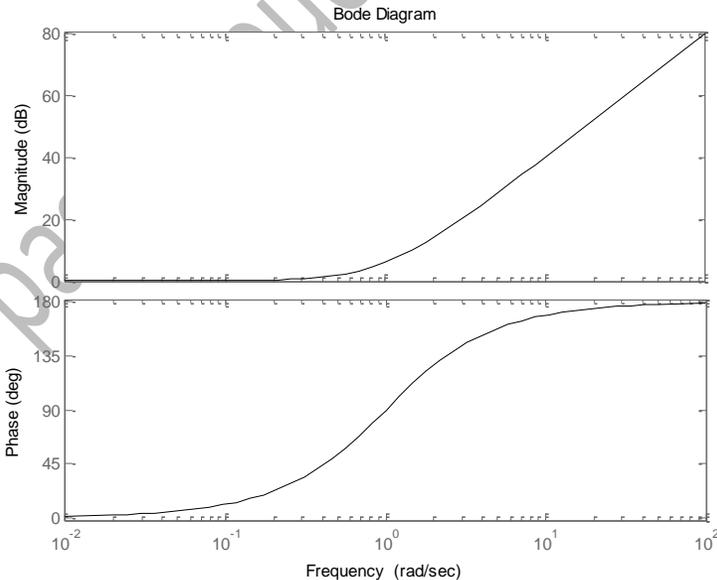


Figure 2 : Graphes de Bode de $H(jx) = (1+jx)^2$

Exercice 20 :

a-) Diagrammes asymptotiques :

1) Le module de la fonction, ou gain $G(x)$, est donnée par :

$$G(x) = 1 / ((1+x^2))$$

Soit $G_{dB} = -20 \log_{10} (1+x^2)$; trois cas sont possibles :

i) $x \ll 1$, alors $G_{dB} \approx 0 \text{ dB}$, asymptote horizontale ;

ii) $x \gg 1$, alors $G_{dB} \approx -40 \log_{10} (x)$, droite asymptotique de pente 40 dB/décade ;

iii) $x \approx 1$, alors $G_{dB} = -20 \cdot \log_{10}(2) = -6 \text{ dB}$.

2) la phase de la fonction est donnée par : $\phi = -2 \cdot \arg(1+jx)$; trois cas sont possibles :

i) $x \ll 1$, alors $\phi \approx \arctg(0) \approx 0^\circ$, soit une asymptote horizontale ;

ii) $x \gg 1$, alors $\phi \approx \arctg(x) \approx -180^\circ$; soit une asymptote horizontale,

iii) $x \approx 1$, alors $\phi \approx \arctg(1) = -90^\circ$

Les tracés asymptotiques du gain et de la phase sont donnés en fig.1

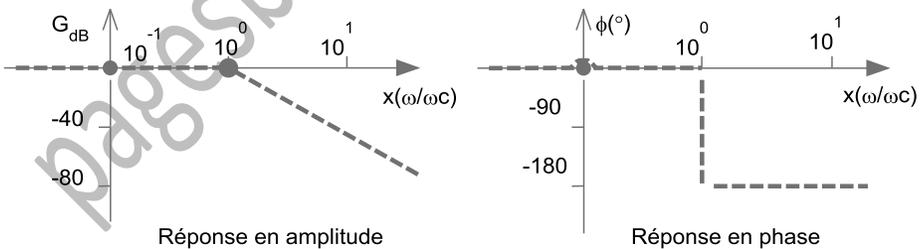


Figure 1 : Diagrammes asymptotiques de $H(jx) = 1 / (1+j.x)^2$

b-) la fig.2 donne le diagramme de Bode de cette fonction

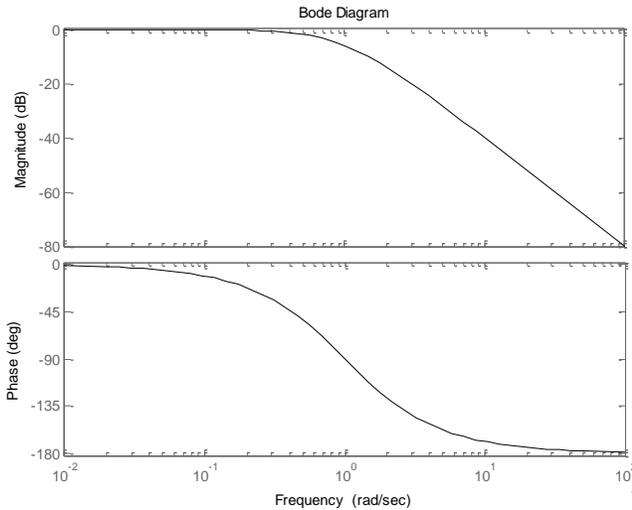


Figure 2 : Diagrammes de gain (haut) et de phase (en bas)

Chapitre VI : Amplificateur opérationnel

Exercice 14

Dans la maille d'entrée : $E = R \cdot i + R_1 \cdot I_1$ (1)

L'amplificateur opérationnel est idéal donc : $i = 0 \text{ mA}$ et $E = R_1 \cdot I_1$

Soit : $I_1 = E / R_1$ (2)

Dans la maille de sortie : $V_s = (R_2 + R_1) \cdot I_1 = (R_2 + R_1) \cdot E / R_1$ (3)

$G_v = V_s / E = (1 + R_2 / R_1) = 101$; soit : $V_s = 1,01 \text{ V}$ (amplitude).

G_v est positif , il n'y a pas de déphasage entre V_s et E ; l'amplificateur est non inverseur.

Exercice 15

L'ampli-op. est supposé idéal, ce qui veut dire : la ddp entre les entrées (+) et (-) est nulle et l'ampli-op. n'absorbe pas de courant .

Maille d'entrée :

$$E = R_2.I_2 = R_1.I_1 + k.R_2.I_2 \quad ; \quad (1)$$

Maille de sortie :

$$V_s + R_1.I_1 - k.R_2.I_2 = 0 \quad ; \quad (2)$$

De l'équation (1) on peut exprimer I_2 et I_1 en fonction de $e(t)$:

$$\text{Soit : } I_2 = E / R_2 \quad ; \quad (3)$$

$$\text{Et : } I_1 = (E - k.R_2.I_2) / R_1 = E.(1 - k) / R_1$$

Calcul de V_s :

$$\text{Soit : } V_s = - R_1.I_1 + k.R_2.I_2 = (k - 1).E + k.E$$

$$\text{Soit } V_s = (2k - 1).E$$

Valeurs extrêmes de V_s :

$K = 0$, $V_s = - E$, le montage est un amplificateur suiveur inverseur

$K = 1$, $V_s = + E$, le montage est un amplificateur suiveur non inverseur

Exercice 16

L'ampli.op. n'absorbe pas de courant par ses entrées (+) et (-) ; de plus la ddp entre ses entrées (+) et (-) est nulle et l'entrée inverseuse (-) est une masse virtuelle.

Le courant I_1 circule dans R_1 et R_2 (Amplificateur idéal) ; la tension de sortie V_s peut s'écrire :

$$V_s + R_3.I_0 + R_2.I_1 = 0 \quad (1)$$

$$\text{Et aussi : } V_s + R_3.I_0 - R_4.(I_1 - I_0) = 0 \quad (2)$$

Soit : $V_s = R_4.(I_1 - I_0) - R_3.I_0$, d'après (2) et on remplace dans (1) :

$$(R_2 + R_4).I_1 - R_4.I_0 = 0 \quad (3)$$

Soit : $G_i = I_0/I_1 = 1 + (R_2/R_4) = 11$.

Exercice 17 :

a-) Calcul de I_1 :

L'amplificateur opérationnel est parfait, ce qui veut dire que la ddp entre (+) et (-) est nulle et que l'amplificateur n'absorbe pas de courant. La loi des mailles appliquée à la sortie donne :

$$V_s - R_1 \cdot I_1 + E = 0 \quad (1)$$

$$D'où : I_1 = (V_s + E) / R_1 = - 0,33 \text{ mA}$$

b-) Calcul de R_2 :

Le courant I_1 circule dans R_2 ; l'équation de maille appliquée à l'entrée s'écrit :

$$E + R_2 \cdot I_1 = 0 \quad (2)$$

$$D'où: R_2 = - E / I_1 = 3,03 \text{ k}\Omega \text{ (on prend } R_2 = 3 \text{ k}\Omega, \text{ valeur normalisée)}$$

Exercice 18 :

L'amplificateur opérationnel est idéal, il n'absorbe pas de courant. Soient I_1 et I_2 les courants parcourant les résistances (R_1 - R_3) et (R_2 - R_4) respectivement. Les relations suivantes sont vérifiées :

$$E - R_1 \cdot I_1 - R_4 \cdot I_2 = 0 ; \quad (1)$$

$$E - R_2 \cdot I_2 - R_4 \cdot I_2 = 0 ; \quad (2)$$

$$V_s + R_3 \cdot I_1 - R_4 \cdot I_2 = 0 ; \quad (3)$$

L'équation (2) permet de connaître I_2 :

$$I_2 = E / (R_2 + R_4) ; \quad (4)$$

Les équations (4) et (1) permettent de connaître I_1 :

$$I_1 = E \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)} \quad (5)$$

Les équations (3), (4) et (5) permettent de déterminer V_s en fonction de E et des résistances du circuit :

$$V_s = E \cdot \frac{R_4 \cdot R_1 - R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)} \quad (6)$$

Application numérique :

$$I_2 \approx 1 \mu\text{A} ; I_1 \approx 2 \mu\text{A} ; V_s \approx -60 \text{ mV} ;$$

La tension de sortie V_s s'annule si: $R_4 \cdot R_1 = R_2 \cdot R_3$

Exercice 19

L'amplificateur opérationnel est idéal, il n'y a pas de courant qui entre dans l'amplificateur. Le courant I circule dans R_1 et R_2 . L'ampli-op. n°2 possède une masse virtuelle ; donc la ddp V_1 se retrouve aux bornes de R_1 .

$$\text{On a : } V_1 = R_1 \cdot I = E \quad (1)$$

$$\text{Et : } V_s + R_2 \cdot I = 0 \quad (2)$$

De ces 2 équations on conclut : $V_s = - (R_2/R_1) \cdot E$, soit :

$$G_v = - R_2/R_1 = -10$$

Le 1^{er} amplificateur est monté en suiveur non inverseur (équation 1), le second amplificateur est monté en amplificateur inverseur.

Exercice 20

a) Fonctions des amplificateurs :

Le 1^{er} amplificateur opérationnel est alimenté par E_1 sur sa borne positive (+), c'est un amplificateur non inverseur

Le second amplificateur est alimenté par une source E_2 sur sa borne (+) et il reçoit le signal de sortie V_1 du 1^{er} amplificateur sur sa borne (-), le second amplificateur est un soustracteur .

b) Calcul de v_s :

Calcul de la tension de sortie v du 1^{er} amplificateur :

$$\text{On a : } E_1 + R \cdot I_1 = 0 \quad \text{et} \quad V + R_1 \cdot I_1 + R \cdot I_1 = 0$$

$$\text{Soit : } I_1 = - E_1 / R$$

$$\text{Et : } V = E_1 \cdot (R + R_1) / R$$

Calcul de V_s :

$$\text{Soit : } V - R \cdot I_2 - E_2 = 0$$

$$\text{Et : } V_s + R_2 \cdot I_2 - E_2 = 0$$

L'expression de I_2 est donc :

$$I_2 = (V - E_2) / R = E_1 \cdot (R + R_1) / (R \cdot R) - E_2 / R$$

$$\text{Soit : } I_2 = [(1 + R_1 / R) E_1 - E_2] / R$$

La tension de sortie v_s est :

$$V_s = E_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R}\right) - E_1 * \frac{R_2}{R} \left(1 + \frac{R_1}{R}\right)$$

On pose :

$$1 + \frac{R_2}{R} = \frac{R_2}{R} \left(1 + \frac{R_1}{R}\right) = a, \text{ soit : } R^2 = R_1 \cdot R_2$$

Dans ce cas, V_s est proportionnel à la différence ($E_1 - E_2$) :

$$V_s = a \cdot (E_2 - E_1)$$

$$c-) G_v = V_s / (E_2 - E_1) = 50 :$$

$1 + R_2/R = 50$, soit : $R_2/R = 49$, soit $R_2 = 490 \text{ k}\Omega$, (soit $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$, normalisée)

$R_1 \cdot R_2 = R^2$, soit : $R_1 = R^2 / R_2 = 204 \Omega$, (soit $R_1 = 200 \Omega$; valeur normalisée).