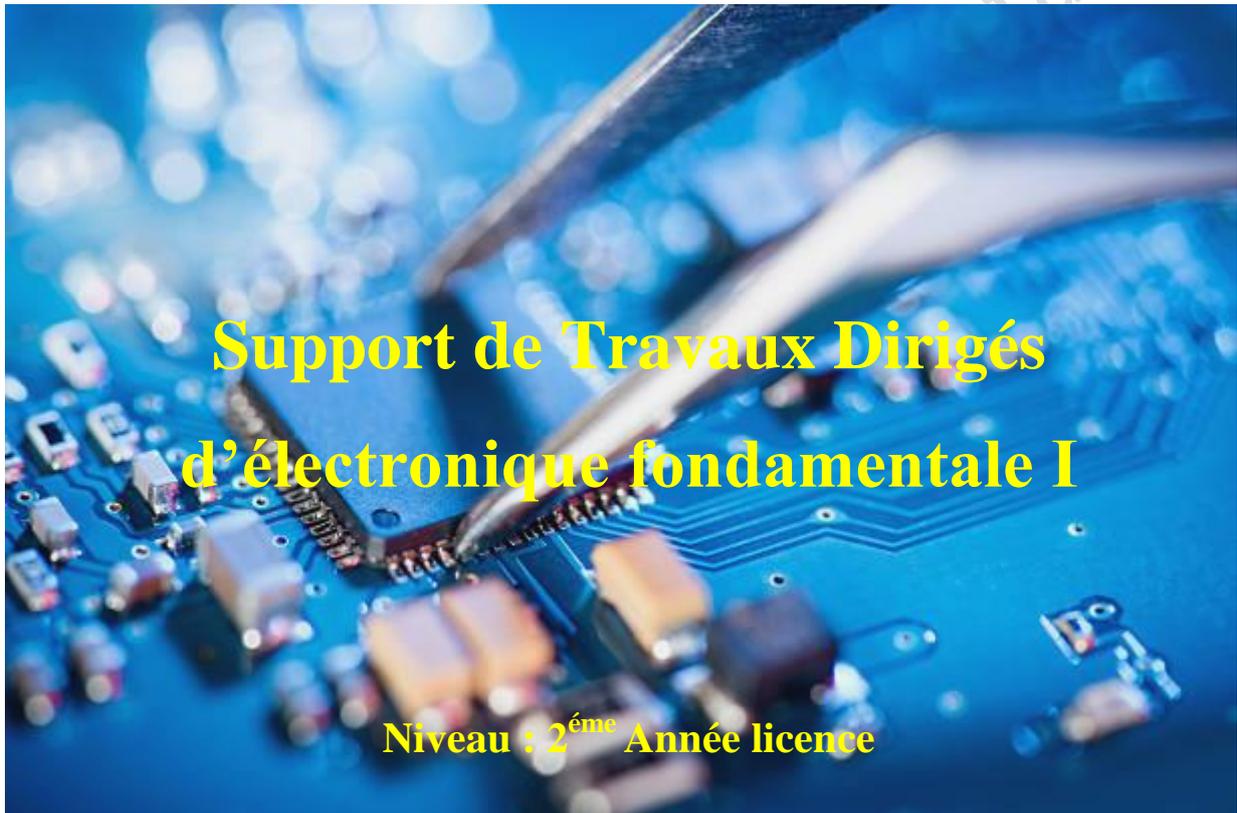


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Support de Travaux Dirigés d'électronique fondamentale I

Niveau : 2^{ème} Année licence

Présentée par

Dr Ikhlef Ismahene

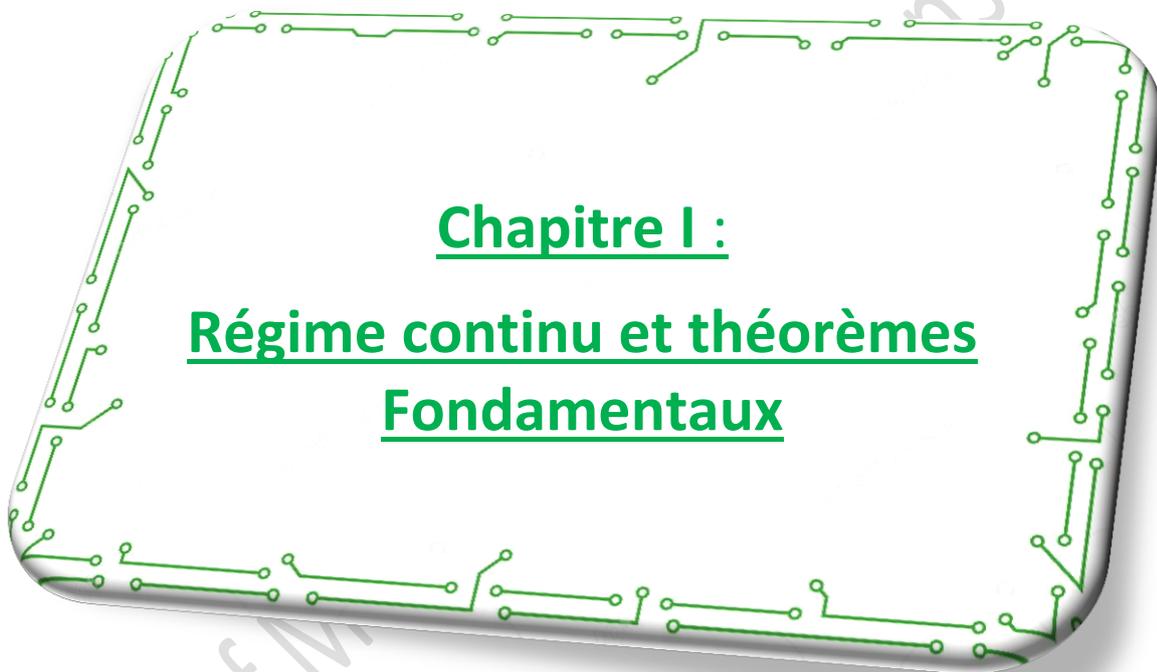
2018/2019

Table des matières

Chapitre I : Régime continu et théorèmes fondamentaux	1
Résumé du cours	1
Série d'exercices N° 1	5
Solution série d'exercices N°1	9
Chapitre II : Les quadripôles passifs	15
Résumé du cours	15
Série d'exercices N°2	21
Solution série d'exercices N°2	26
Chapitre III : Les diodes	38
Résumé du cours	38
Série d'exercices N°3	47
Solution série d'exercices N°3	52
Chapitre IV : Transistors bipolaires	59
Résumé du cours	59
Série d'exercices N°4	64
Solution série d'exercices N°4	68
Chapitre V : L'amplificateur opérationnel idéal.....	83
Résumé du cours	83
Série d'exercices N°5	90
Solution série d'exercices N°5	93

Dr. I. Khlef MCB Université de Constantine 1

Constantine 1



Chapitre I :

Régime continu et théorèmes

Fondamentaux

Dr. I. Khlef M.

Chapitre I : Régime continu et théorèmes fondamentaux

Résumé du cours

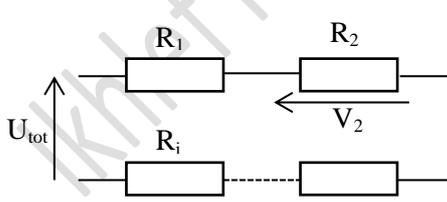
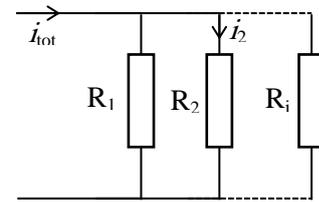
1. Introduction :

Un circuit électrique est généralement constitué de générateur (courant ou tension) de récepteur (résistance, inductance, condensateur) reliés entre eux avec des conducteurs ou fils pour former des branches et des mailles.

Le problème simple de l'électronique est de déterminer le courant ou la tension dans une branche d'un circuit. Dans le cas d'un circuit simple composé d'un générateur de tension et d'un dipôle récepteur, le courant qui circule dans tout le circuit est le même, aussi la tension aux bornes des deux éléments. Dans le cas général, le circuit peut comprendre plusieurs générateurs et plusieurs récepteurs, donc un circuit plus compliqué d'où l'utilisation des théorèmes fondamentaux pour simplifier le calcul d'une grandeur électrique ou pour simplifier le circuit lui-même.

2. Théorèmes fondamentaux :

2. 1. Diviseur de courant et de tension :

Diviseur de tension	Diviseur de courant
<p>Appliqué dans le cas d'une association série de résistances, pour déduire la tension aux bornes de l'une d'elles, sachant que la tension totale est connue.</p>  $V_2 = \frac{U_{tot} R_2}{\sum_{i=1}^M R_i}$ <p>M : nombre total des résistances</p>	<p>Appliqué dans le cas d'une association parallèle des résistances, pour déduire le courant dans l'une d'elles, sachant que le courant total est connu.</p>  $i_2 = \frac{1/R_2}{\sum_{i=1}^M 1/R_i} i_{tot}$ <p>M : nombre total des résistances.</p>

2. 2. Théorème de superposition :

- Le théorème est utilisé dans le cas d'un circuit linéaire comportant P sources indépendantes avec ($P > 1$).
- La méthode de calcul consiste à calculer la grandeur électrique en question pour chaque source individuellement des autres et les autres sources sont passivées. Donc on a P étapes de calcul.
- La grandeur électrique demandée est égale à la somme de cette grandeur fournie par chaque source agissant seule.

Exemple : I_1 est le courant de la 1^{ère} branche pour un circuit de P sources :

$$I_1 = I_{11} + I_{12} + \dots + I_{1P}$$

2. 3. Théorème de Thévenin et Norton :

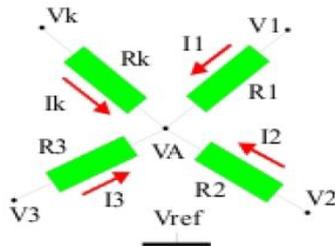
Les deux théorèmes sont résumés dans le tableau suivant :

Théorème de Thévenin	Théorème de Norton
<p>1. Le calcul de E_{th} C'est la tension à vide (circuit ouvert) entre A et B.</p> <p>2. Le calcul de R_{th} C'est la résistance équivalente entre A et B avec les sources passivées.</p> <p>3. L'équivalence entre Thévenin et Norton $E_{th} = I_N R_N$ avec $R_N = R_{th}$</p>	<p>1. Le calcul de I_N C'est le courant de court-circuit entre A et B.</p> <p>2. Le calcul de R_N C'est la résistance équivalente entre A et B avec les sources passivées</p> <p>3. L'équivalence entre Thévenin et Norton</p> $I_N = \frac{E_{th}}{R_N}$

2. 4. Théorème de Millman :

Le théorème de Millman permet de déterminer le potentiel dans un nœud connaissant les tensions des nœuds voisins par rapport à une tension de référence V_{ref} et les résistances de n branches connectées à ce nœud. À partir de la loi des nœuds dans le point M , on peut déduire la tension dans ce point, donc on a :

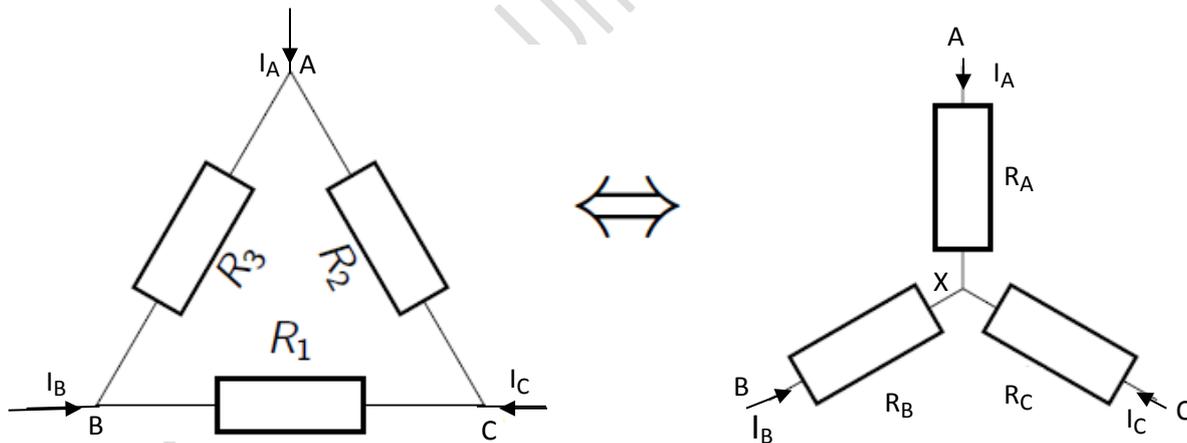
$$V_M = \frac{\sum_{j=1}^n \frac{V_j}{R_j}}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}}$$



2. 5. Théorème de Kennelly :

Le théorème de Kennelly permet de transformer une configuration étoile en triangle et réciproquement, grâce à cette transformation on peut simplifier le circuit et calculer rapidement sa résistance équivalente. On présente les deux transformations étoile-triangle et triangle-étoile dans le tableau suivant :

1) Transformation étoile-triangle :



$$R_1 = \frac{R_A R_B + R_B R_C + R_C R_A}{R_A}$$

$$R_2 = \frac{R_A R_B + R_B R_C + R_C R_A}{R_B}$$

$$R_3 = \frac{R_A R_B + R_B R_C + R_C R_A}{R_C}$$

2) Transformation triangle-étoile :

$$R_A = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_B = \frac{R_3 R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_C = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Dr. I. Ikhlef MCB Université de Constantine 1

Série d'exercices N° 1

Exercice 1:

Déterminer les résistances équivalentes des dipôles suivantes :

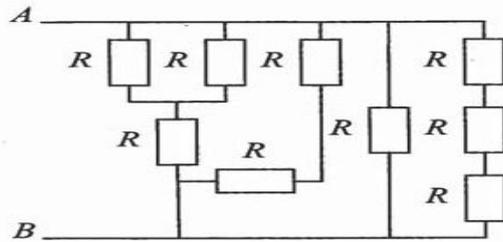


Figure 1.a

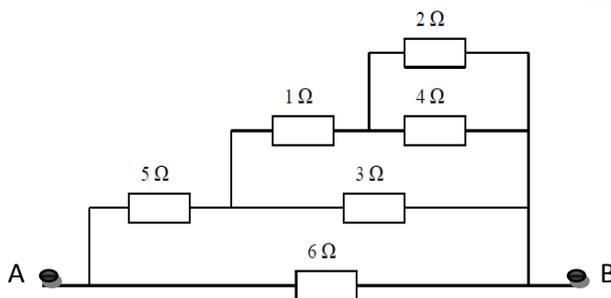


Figure 1.b

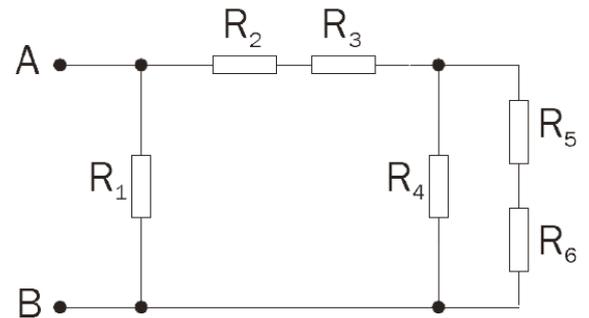


Figure 1.c

$R_1=R_2=R_3=R$ et $R_4=R_5=R_6=3R$.

Exercice 2 :

- Sur chacun des deux schémas de la figure 2, déterminer les tensions U inconnues.

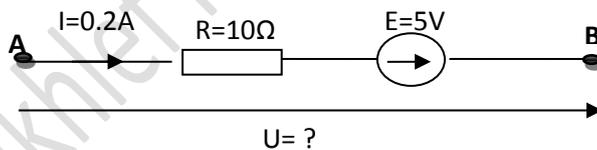


Figure 2.a

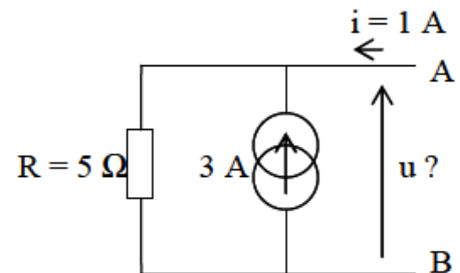


Figure 2.b

- Sur chacun des deux schémas de la figure 3, déterminer les courants I inconnus.

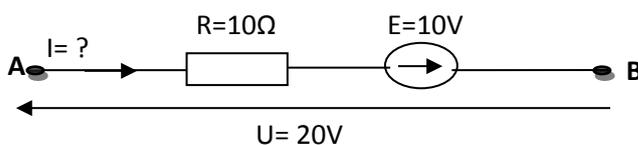


Figure 3.a

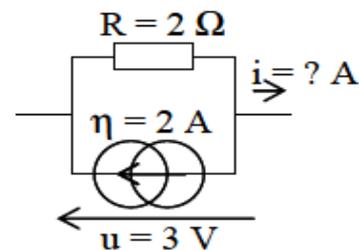


Figure 3.b

Exercice 3:

Déterminer les valeurs des intensités des courants dans chaque branche du circuit de la figure 4 par l'application de la relation du diviseur de courant, sachant que $U_{AB} = 24V$.

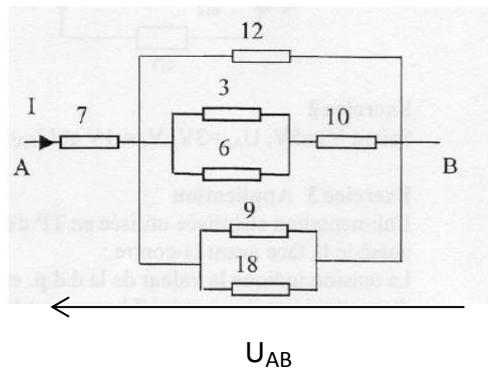


Figure 4

Exercice 4 :

Déterminer le courant I circulant dans R_2 pour le circuit de la figure 5 en utilisant le théorème de superposition.

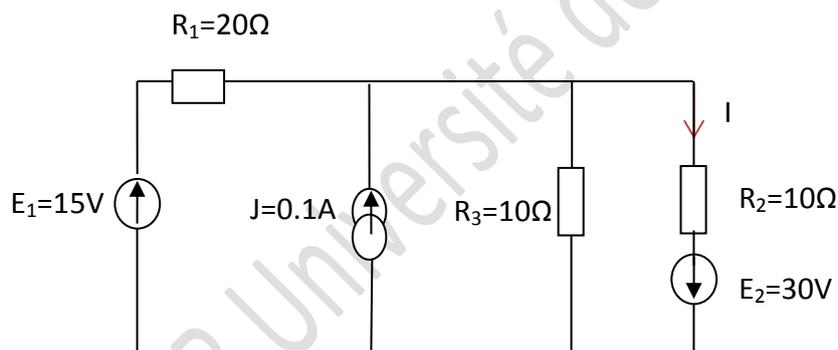


Figure 5

Exercice 5:

Déterminer le modèle de Thévenin équivalent entre les bornes A et B.

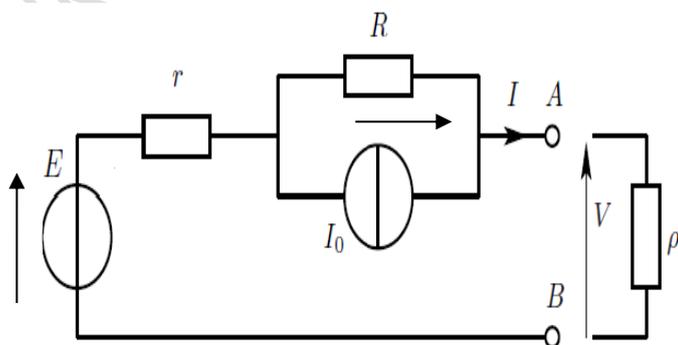


Figure 6.a

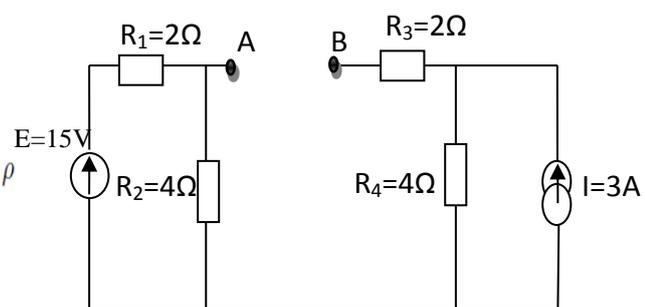
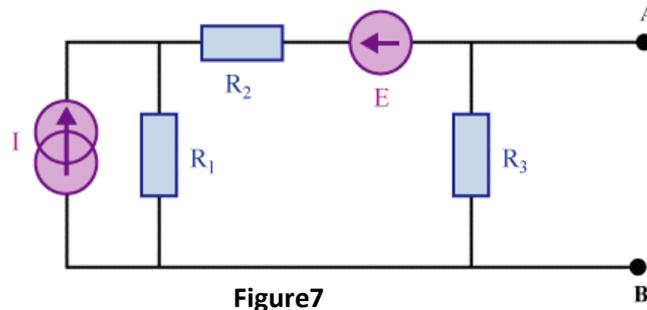


Figure 6.b

Exercice 6 :

Déterminer le modèle de Norton du circuit électrique suivant :



Exercice 7 :

Soit le circuit suivant en régime CONTINU.

1. Déterminer les paramètres du modèle équivalent de Norton

(R_N, I_N) avec application numérique :

On donne $R_1 = R_2 = R_3 = 10\Omega$ et $E_1 = 6\text{ V}$, $E_2 = 4\text{ V}$ et $E_3 = 2,5\text{ V}$.

2. Ensuite on place une résistance de 20Ω entre les points A et B.

- Calculer le courant I_{AB} , la tension V_{AB} et la puissance aux bornes de la charge de cette résistance.

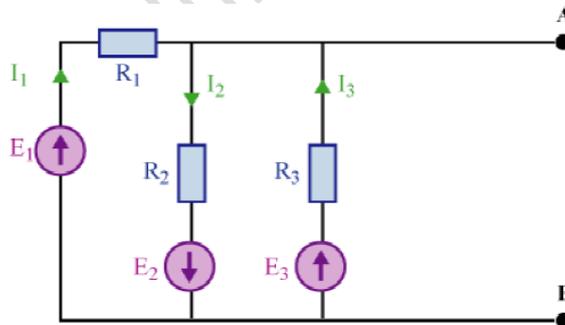


Figure 8

Exercice 8 :

Calculer le courant électrique I qui circule dans la résistance R_U en utilisant le théorème d'équivalence Thévenin - Norton. Applications numérique :

$$I_1 = 2,5\text{ mA}, I_2 = 6\text{ mA}, R_1 = 20\text{K}\Omega \text{ et } R_2 = 10\text{K}\Omega$$

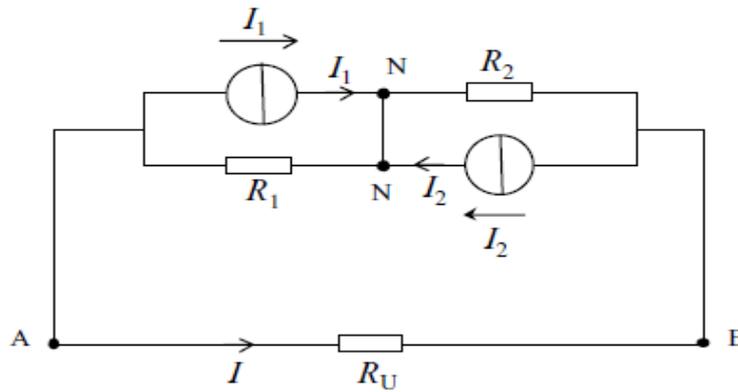


Figure 9

Exercice 9 :

Déterminer la différence de potentiel $V_A - V_B$ pour le montage représenté sur la figure 10, par l'application du théorème de Millman.

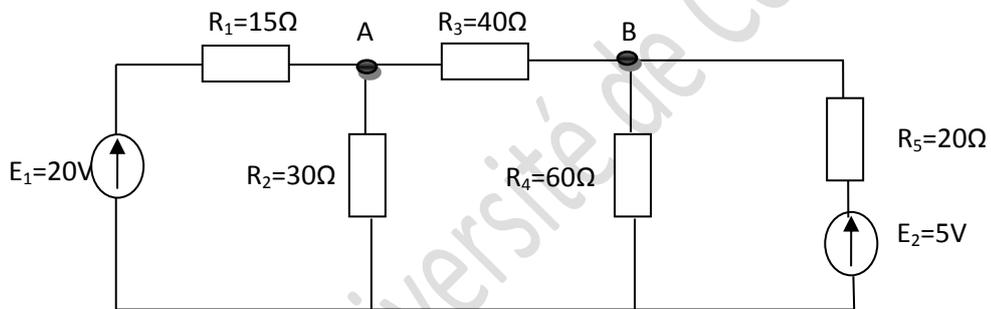


Figure 10

Exercice 10 :

On considère le circuit représenté sur la figure 11.

- 1) Quelle transformation est-il alors possible de mettre en œuvre ?
- 2) Effectuer la modification envisagée et calculer la valeur du courant I et du courant I_1 .

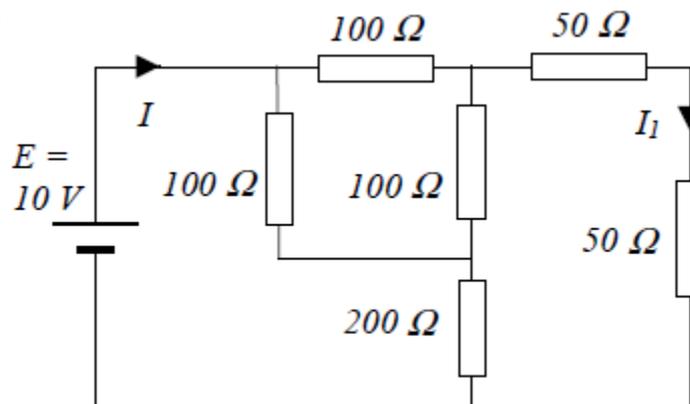


Figure 11

Solution série d'exercices N°1

Exercice 1 :

a- $Req = \frac{2R}{5}$

b- $Req = \frac{606}{197} = 307 \Omega$

c- $Req = \frac{4R}{5}$

Exercice 2 :

On ce qui concerne la figure2

a- $U = 3 Volts$

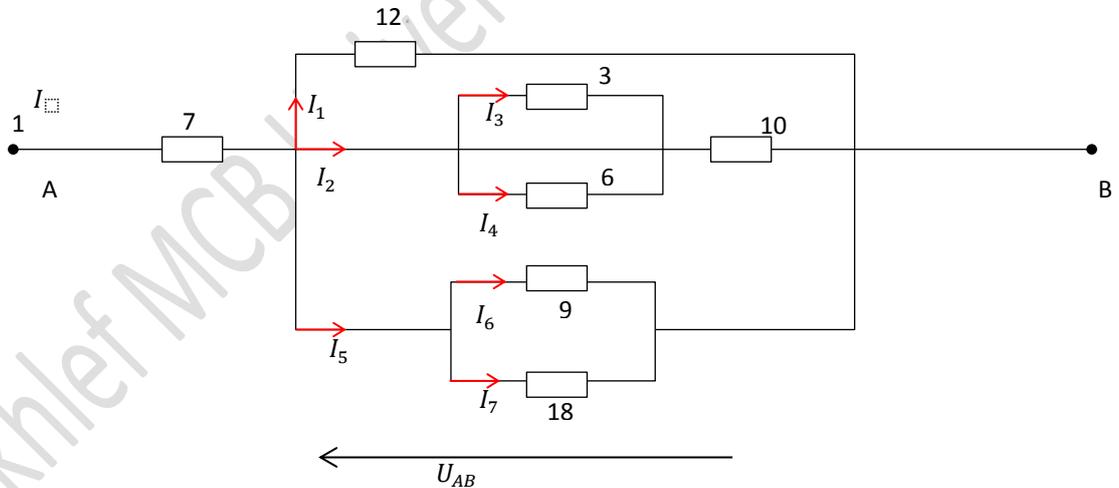
b- $U = 20 Volts$

et pour la figure3

a- $I = 3 A$

b- $i = -0,5 A$

Exercice 3 :



$I = 2,4 A \quad I_1 = 0,6 A \quad I_2 = 0,6 A \quad I_3 = 0,4 A$

$I_4 = 0,2 A \quad I_6 = 0,8 A \quad I_7 = 0,4 A \quad I_5 = 1,2 A$

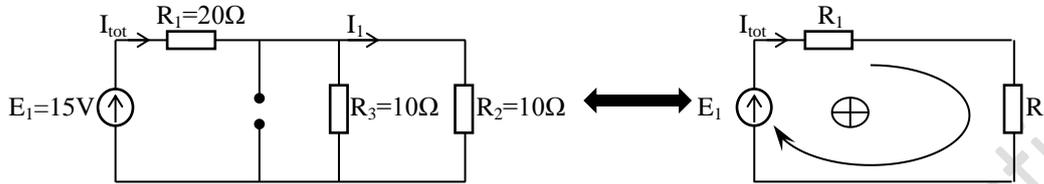
Exercice 4 :

En ce qui concerne le théorème de superposition pour le calcul d'une grandeur électrique, on doit sommer la contribution de chaque source à part.

On nous demande de calculer le courant circulant dans R_2 , on a 3 sources, donc 3 étapes de calcul :

Étape 1 : $E_1 \neq 0, J = 0$ et $E_2 = 0$

Le circuit devient le suivant :



Pour calculer I_1 on doit trouver I_{tot}

– Le calcul de I_{tot}

$$R' = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 5 \Omega$$

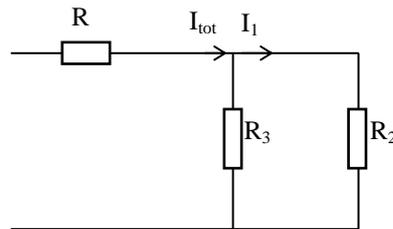
Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

$$E_1 - R_1 I_{tot} - R' I_{tot} = 0$$

$$I_{tot} = \frac{E_1}{R_1 + R'} = \frac{15}{25} = 0,6 A$$

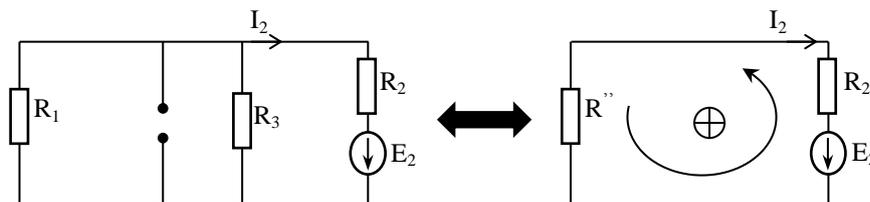
Pour trouver le courant I_1 on utilise le diviseur de courant :

$$I_1 = \frac{I_{tot} R_3}{R_2 + R_3} = 0,3 A$$



Étape 2 : $E_1 = 0, J = 0$ et $E_2 \neq 0$

On a le schéma suivant :



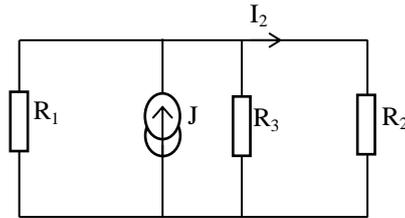
Avec $R'' = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = 6,6 \Omega$

Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

$$-E_2 + R_2 I_2 + R'' I_2 = 0$$

→ $I_2 = \frac{E_2}{R_2 + R''} = \frac{30}{16,6} = 1,80 A$

Etape 3 : $E_1 = 0, E_2 = 0$ et $J \neq 0$



Selon de diviseur de courant on a :

$$I_3 = \frac{\frac{1}{R_2} J}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

$$I_3 = \frac{0,01}{0,25} = 0,04 A$$

Enfin le courant I qui traverse R_2 :

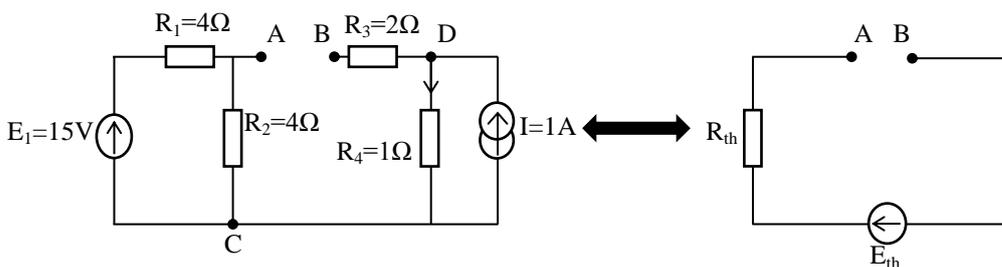
$$I = I_1 + I_2 + I_3 = 2,14 A$$

Exercice 5 :

Le modèle de Thévenin équivalent du circuit de la figure 6.a est le suivant :

$$E_{th} = E + R I_0 \quad R_{th} = r + R$$

Le modèle de Thévenin équivalent du circuit de la figure 6.b est le suivant :

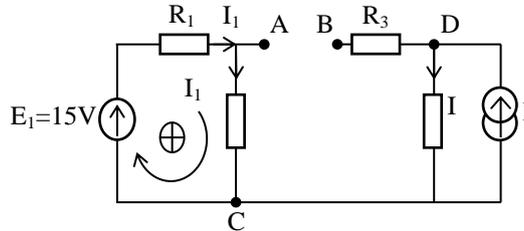


➤ Le calcul de E_{th} :

E_{th} est égale à la tension à vide entre A et B, c'est-à-dire (circuit ouvert entre A et B).

$$E_{Th} = V_{AB} = (V_A - V_C) + (V_C - V_D) + (V_D - V_B)$$

Le circuit devient :



$$E_{Th} = V_{AB} = (V_A - V_C) + (V_C - V_D) + \left((V_D - V_B) \rightarrow 0 \right)$$

$$V_{AB} = R_2 I_1 - R_4 I$$

Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

$$E - R_1 I_1 - R_2 I_1 = 0$$

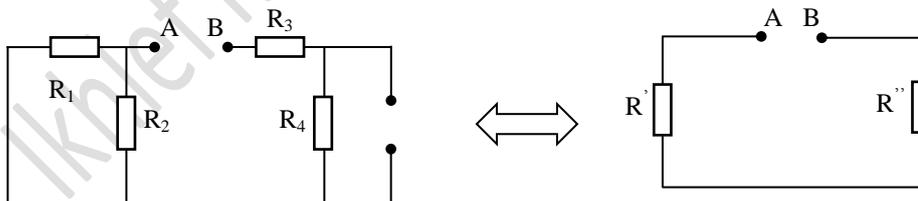
$$\text{Donc } I_1 = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{10}{8} = 0,8 \text{ A}$$

$$\text{Et } E_{Th} = 4(0,3) - 1(1) = 3,2 - 1 = 2,2 \text{ V}$$

➤ Le calcul de R_{th} :

Pour calculer R_{th} on doit passer les générateurs c.à.d remplacer le générateur de tension par un court-circuit et le générateur de courant par un circuit ouvert.

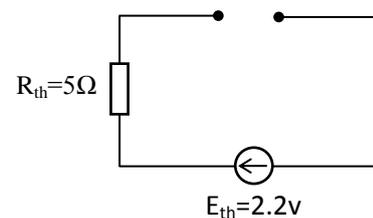
Enfin R_{th} est la résistance équivalente entre A et B, le circuit devient :



$$\text{Avec : } R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 2 \Omega \text{ et } R'' = R_3 + R_4 = 3 \Omega$$

$$\text{Donc : } R_{th} = R' + R'' = 5 \Omega$$

Le schéma équivalent de Thévenin est le suivant :



Exercice 6 :

$$I_N = \frac{R_1 I - E}{R_1 + R_2} \quad R_N = \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Exercice 7 :

$$I_N = \frac{E_1}{R_1} + \frac{E_3}{R_3} - \frac{E_2}{R_2} = 0,45 \text{ A}$$

1- $R_N = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3} = 3,33 \Omega$

2- $I_{AB} = 64 \text{ mA}$, $V_{AB} = 1,286 \text{ Volts}$

$$P = I_{AB} \cdot V_{AB} = 0,082 \text{ Watts}$$

Exercice 8 :

$$I = \frac{E_2 - E_1}{R_1 + R_2 + R_U}$$

Exercice 9 :

$$V_A = 11,92 \text{ Volts}, V_B = 6,02 \text{ Volts}$$

$$V_A - V_B = 5,89 \text{ Volts}$$

Exercice 10 :

- 1- La transformation possible pour simplifier le calcul est la transformation triangle-étoile.
- 2- $I = 84,6 \text{ mA}$, $I_1 = 53,84 \text{ mA}$



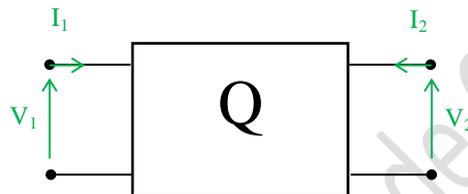
Chapitre II :
Les quadripôles passifs

Chapitre II : Les quadripôles passifs

Résumé du cours

1. Introduction:

Un quadripôle passif (qui comporte des résistances des condensateurs et des bobines) de quatre bornes dont deux représentent les grandeurs d'entrée (V_1, I_1) et les deux autres représentent les grandeurs de sortie comme le montre la figure suivante :



2. Les matrices représentatives des quadripôles :

Il existe plusieurs combinaisons possibles pour relier V_1, I_1 à I_2, V_2 ;

2. 1. La matrice impédance [Z] :

La matrice impédance relie les tensions avec les courants comme dans les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

$$\text{Avec: } Z_{12} = Z_{21}$$

Cette matrice est utilisée pour le calcul des impédances d'entrée et de sortie du quadripôle. On a :

$$Z_e = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_u} \text{ avec } Z_u: \text{ la charge}$$

$$Z_s = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_g + Z_{11}} \text{ avec } Z_g: \text{ l'impédance d'entrée du générateur}$$

2. 2. La matrice admittance [Y] :

C'est la matrice qui représente des courants en fonction des tensions comme dans les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

2. 3. La matrice de transfert [T] :

C'est la matrice qui relie les grandeurs d'entrée avec les grandeurs de sortie.

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V_2 = T_{11}V_1 - T_{12}I_1 \\ I_2 = T_{21}V_1 - T_{22}I_1 \end{cases}$$

Les éléments de cette matrice sont utilisés pour le calcul des gains en tension et en courant.

$$G_I = \frac{-1}{T_{11} + T_{21}Z_u}$$

$$G_V = \frac{Z_u}{T_{22}Z_u + T_{12}}$$

2. 4. La matrice hybride [h] :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [h] \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$

Cette matrice est utilisée dans la représentation du schéma équivalent en dynamique du transistor.

2.5 Application à l'adaptation

Pour maximiser le transfert de puissance du générateur vers la charge par intermédiaire d'un quadripôle, il faut vérifier deux conditions :

$$Z_e = Z_g^* \text{ et } Z_s = Z_u^*$$

Avec :

- Z_e : L'impédance d'entrée du Q.
- Z_s : L'impédance de sortie du Q.
- Z_g : L'impédance interne du générateur.
- Z_u : La charge.

3. Les filtres :

3. 1. Définitions :

Un filtre est un quadripôle qui permet de transmettre une bande de fréquence et atténue le signal pour les fréquences rejetées par rapport à une ou plusieurs pulsations de coupure.

La pulsation de coupure ω_c : est défini comme étant la pulsation pour laquelle le gain maximum en tension $\left(\frac{V_2}{V_1}\right)$ est divisé par $\sqrt{2}$.

La bande passante : est la gamme de fréquences pour lesquelles le gain est compris entre son maximum et son maximum divisé par $\sqrt{2}$.

La fonction de transfert $H(J \omega)$: est le rapport entre la tension de sortie V_2 et la tension d'entrée V_1 .

On a $H(J\omega) = \frac{V_2}{V_1} = |H(J\omega)|e^{j\varphi}$

φ : phase de $H(J \omega)$

$|H(J \omega)|$: le module de $H(J \omega)$

Le diagramme de Bode :

Le diagramme de Bode est la représentation de $H(J \omega)$ en fonction de la pulsation, le module (ou le gain), d'une part et l'argument d'autre part avec : $G_{dB} = 20 \log_{10}|H(J \omega)|$.

En pratique, cinq fonctions élémentaires suffisantes pour construire la plupart des diagrammes.

Fonction 1 : $H(J \omega) = K = \text{constante}$

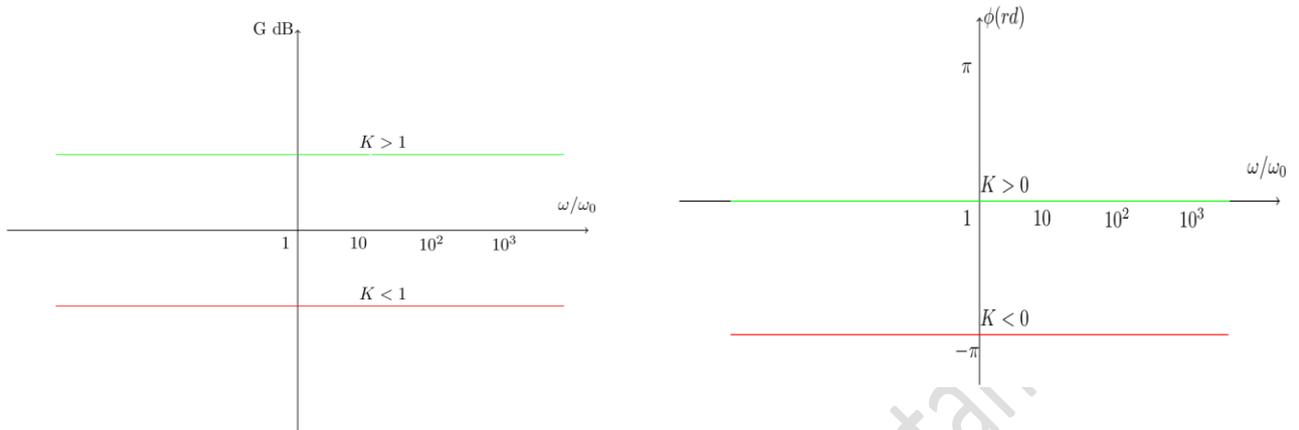
✚ Le gain en dB:
 $G = 20 \log(K)$

$$Si \begin{cases} K > 1 & G_{dB} > 0 \\ K < 1 & G_{dB} < 0 \end{cases}$$

✚ La phase :

$$Si \begin{cases} K > 0 & \varphi = 0 \\ K < 0 & \varphi = -\pi \end{cases}$$

Avec : $\frac{\omega}{\omega_0}$ est la pulsation réduite.



Fonction 2 : $H(J \omega) = J \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$

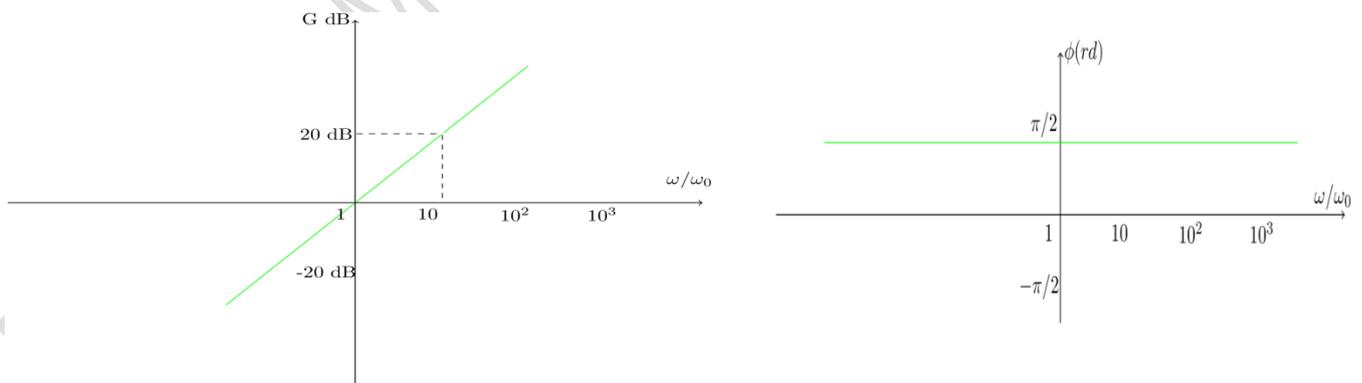
✚ Le gain en dB :

$$G_{dB} = 20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right).$$

La courbe est une droite de pente 20 dB/décade

La phase :

$$\varphi = +\frac{\pi}{2}$$



Fonction 3 : $H(J \omega) = \frac{1}{J \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}$

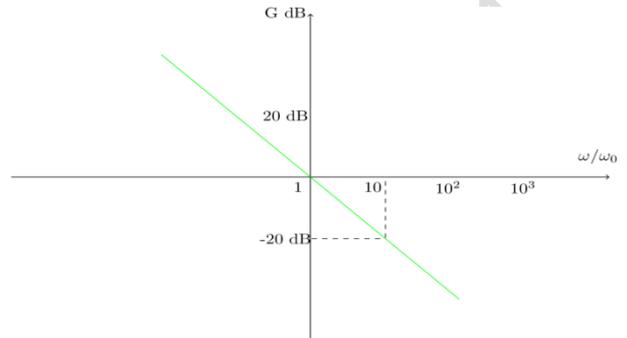
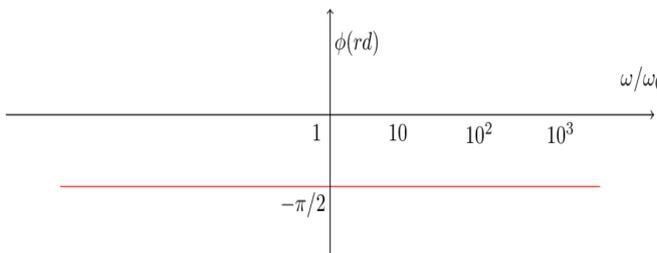
✚ Le gain en dB :

$$G_{dB} = -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right).$$

La courbe est une droite de pente -20 dB/décade

✚ La phase :

$$\varphi = -\frac{\pi}{2}$$



Fonction 4 : $H(j\omega) = 1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$

✚ Le gain en dB :

$$\rightarrow G_{dB} = 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

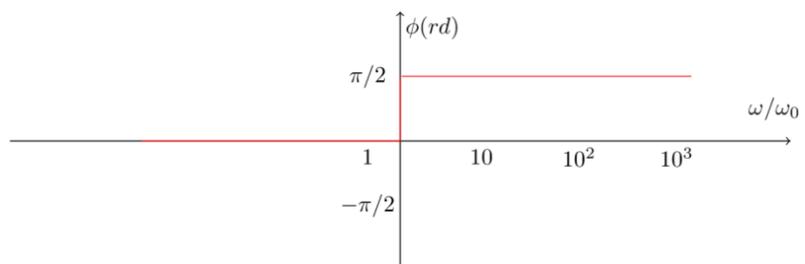
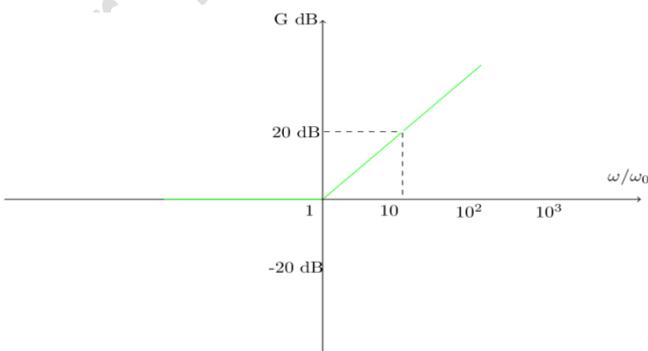
La phase :

$$\varphi = +\text{arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$$

Les asymptotes :

- $\omega \ll \omega_0 \begin{cases} G_{dB} = 0 \text{ dB} \\ \varphi = 0 \text{ rd} \end{cases}$

- $\omega \gg \omega_0 \left\{ \begin{array}{l} G_{dB} = 20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) : \text{droite de pente } 20 \text{ dB/décade} \\ \varphi = +\frac{\pi}{2} \end{array} \right.$



Fonction 5 : $H(j\omega) = \frac{1}{1+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}$

✚ Le gain en dB :

→ $G_{dB} = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

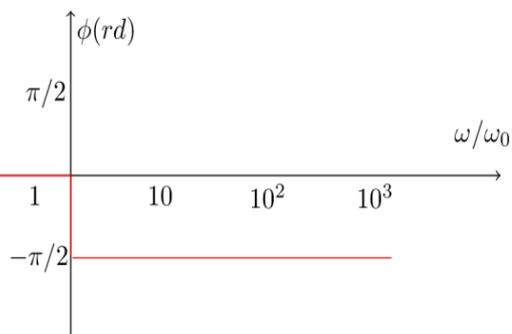
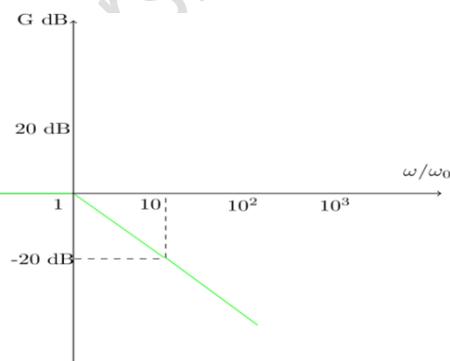
✚ La phase :

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

Les asymptotes :

• $\omega \ll \omega_0 \begin{cases} G_{dB} = 0 \text{ dB} \\ \varphi = 0 \text{ rd} \end{cases}$

$\omega \gg \omega_0 \left\{ \begin{array}{l} G_{dB} = -20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) : \text{droite de pente } -20 \text{ dB/décade} \\ \varphi = -\frac{\pi}{2} \end{array} \right.$



Série d'exercices N°2

Exercice 1:

Déterminer la matrice impédance du quadripôle Q' et la matrice admittance du quadripôle Q'' .



Figure 1

Exercice 2:

Calculer les paramètres de la matrice (impédance $[Z]$, admittance $[Y]$ et transfert $[T]$) de ce quadripôle.

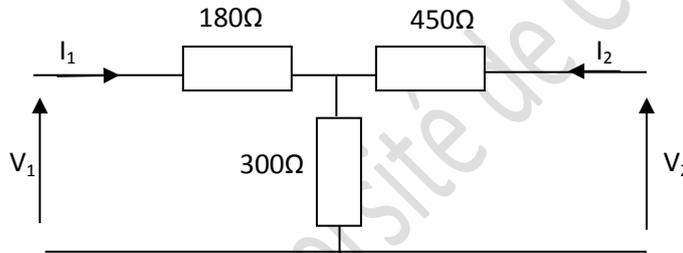


Figure 2

Exercice 3:

Déterminer la matrice de transfert du quadripôle suivant :

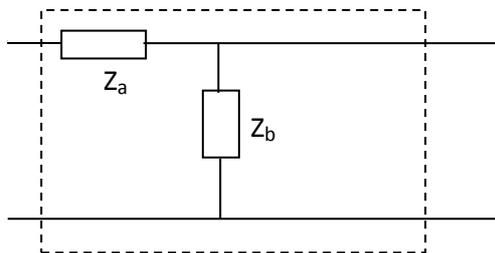


Figure 3

Exercice 4:

Trouver la matrice admittance du quadripôle en T ponté de la figure 4.

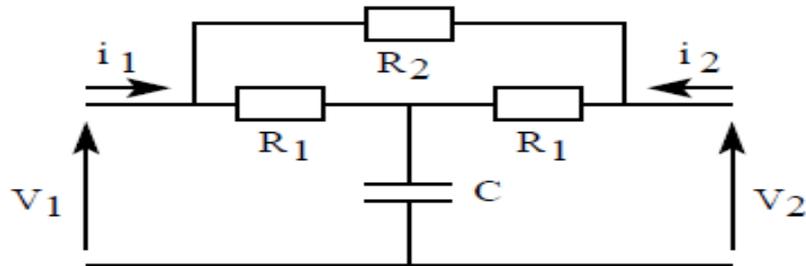


Figure 4

Exercice 5 :

Déterminer l'impédance d'entrée Z_e du quadripôle représenté sur la figure 5, alimentant une charge résistive pure $Z_c = R$, en utilisant deux méthodes.

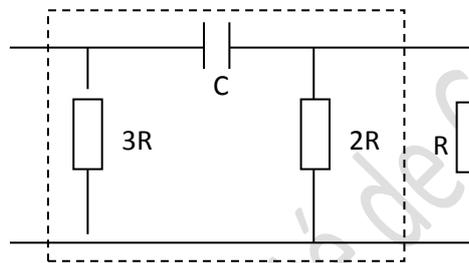


Figure 5

Exercice 6 :

Déterminer l'impédance de sortie Z_s du quadripôle représenté sur la figure 6, celui-ci étant alimenté par un générateur délivrant une tension sinusoïdale et possédant une résistance interne r_g .

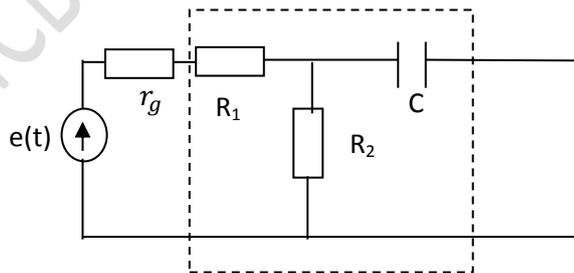


Figure6

Exercice 7 :

On considère le quadripôle de la figure 2 est alimenté par un générateur d'impédance interne 40Ω et chargé par une résistance de 120Ω .

- 1- Calculer l'impédance d'entrée Z_e et l'impédance de sortie Z_s .
- 2- Calculer les courants et les tensions à l'entrée et à la sortie.
- 3- Déduire le gain en tension G_V et le gain en courant G_I .

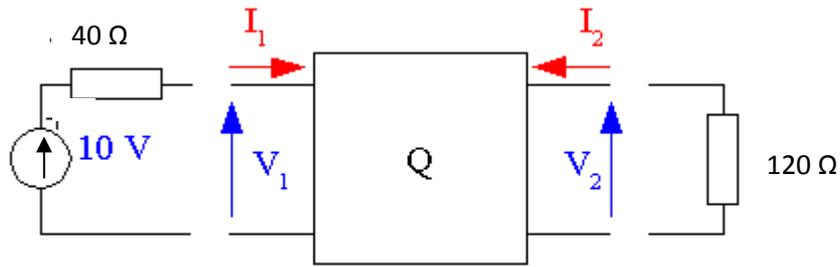
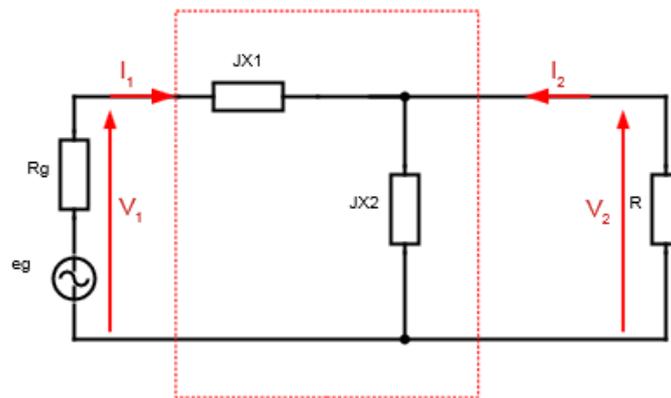


Figure7

Exercice 8 :

Soit le quadripôle fermé sur une charge R.

1. Trouver la matrice impédance du quadripôle.
2. Calculer l'impédance d'entrée du quadripôle.
3. On souhaite que la puissance transmise par le générateur au quadripôle soit maximale, exprimer dans ce cas R en fonction de X_2 , X_1 puis R_g en fonction de X_2 , X_1 et R.



Exercice 9:

Soit le circuit de la figure 8. Calculer la fonction de transfert $H(j\omega)$ et tracer le diagramme de Bode pour $C_2 = 9C_1$ et $1/RC_1 = 10000$ rd/s. Déduire le type du filtre.

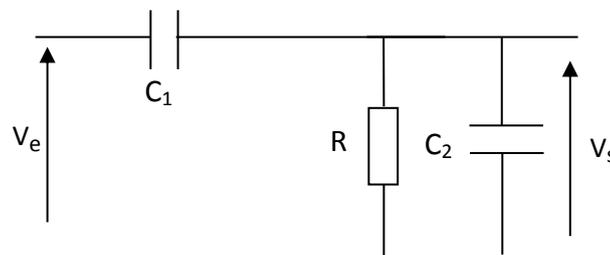


Figure 8

Exercice 10:

Soit le circuit de la figure 9. Montrer que la fonction de transfert $H(j\omega)$ peut se mettre sous la forme suivante et préciser k et ω_0 :

$$H(j\omega) = k \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0}$$

Tracer le diagramme de Bode (le gain et la phase) en fonction de ω .

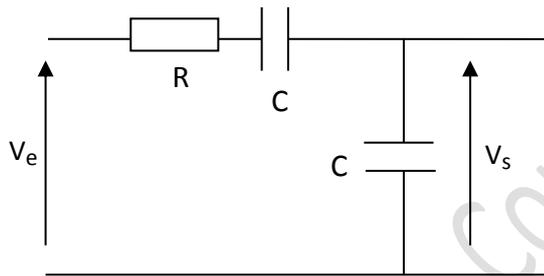


Figure 9

Exercice 11:

1- Trouver la fonction de transfert $H(j\omega)$ du circuit de la figure 10 et mettez-la sous la forme :

$$H(j\omega) = k \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0} ; \text{ préciser } k \text{ et } \omega_0.$$

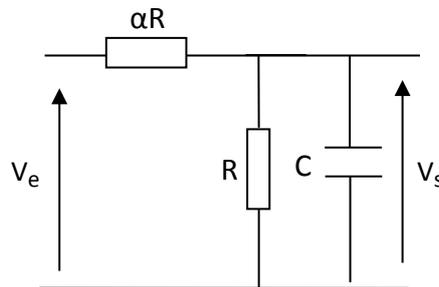


Figure 10

2- Tracer le diagramme de Bode dans le cas où $R = 2k\Omega$, $C = 1\mu F$, $\alpha = 1$ et $\alpha = 20$.

Exercice 12 :

- 1- Trouver la fonction de transfert $H(j\omega)$ du circuit de la figure 11 et mettez-la sous la forme :

$$H(j\omega) = k \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_1}{1 + j\omega/\omega_2}$$

- 2- Tracer le diagramme de Bode (le gain et la phase) dans le cas où : $20\log(k) = -10\text{dB}$, $\omega_1 = 10\text{rd/s}$, $\omega_2 = 100\text{rd/s}$.

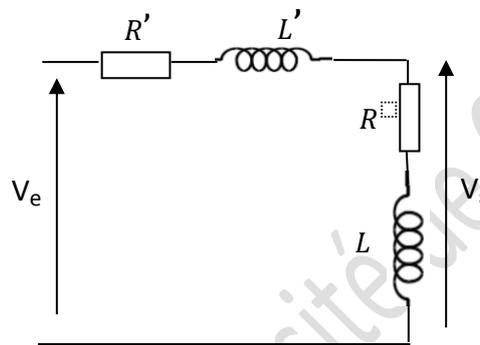


Figure 11

Solution série d'exercices N°2

Exercice 1 :

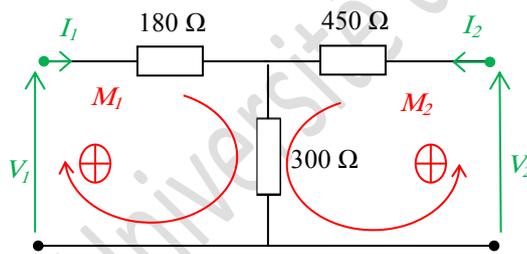
Le quadripôle Q'

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z & Z \\ Z & Z \end{bmatrix}$$

Le quadripôle Q

$$[Y] = \begin{bmatrix} +\frac{1}{Z} & -\frac{1}{Z} \\ -\frac{1}{Z} & +\frac{1}{Z} \end{bmatrix}$$

Exercice 2 :



1) La matrice impédance $[Z]$:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

La maille 1 :

$$V_1 - 180I_1 - 300(I_1 + I_2) = 0$$

$$V_1 = (180 + 300)I_1 + 300I_2$$

$$V_1 = 480I_1 + 300I_2$$

La maille 2 : $\sum V_i = 0$

$$V_2 - 450I_2 - 300(I_1 + I_2) = 0$$

$$V_2 = 300I_1 + (450 + 300)I_2$$

$$V_2 = 300I_1 + 750I_2$$

Donc $[Z] = \begin{bmatrix} 480 & 300 \\ 300 & 750 \end{bmatrix}$

2) La matrice admittance $[Y]$:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad \rightarrow \quad \begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

On a $[Y] = [Z]^{-1} = \frac{1}{\det[Z]} \text{Adj}[Z]$

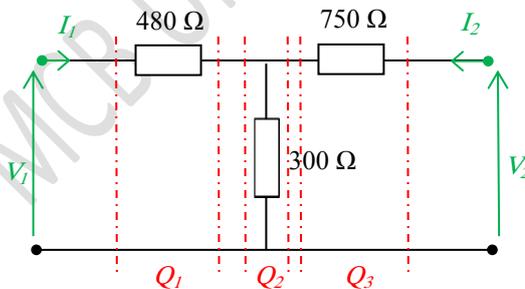
$$\det[Z] = 480 \times 750 - (300)^2 = 270000$$

$$\text{Adj}[Z] = \begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 750 & -300 \\ -300 & 480 \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \frac{1}{27 \cdot 10^4} \begin{bmatrix} 750 & -300 \\ -300 & 480 \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} 27,77 \cdot 10^{-4} & -11,11 \cdot 10^{-4} \\ -11,11 \cdot 10^{-4} & 17,77 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix}$$

3) La matrice de transfert $[T]$:



On a trois quadripôles en cascade.

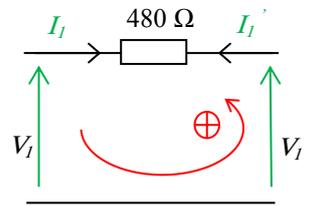
$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix}$$

Pour trouver $[T]$ on utilise la propriété de l'association en cascade.

$$[T] = [T_3] \cdot [T_2] \cdot [T_1]$$

Le calcul de $[T_1]$:

On a $\begin{bmatrix} V_1' \\ I_1' \end{bmatrix} = [T_1] \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix}$



Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

$$V_1' + 480I_1 - V_1 = 0$$

$$\rightarrow V_1' = V_1 - 480I_1$$

$$I_1' = -I_1$$

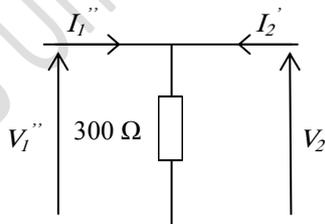
$$[T_1] = \begin{bmatrix} 1 & 480 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le même calcul pour $[T_3]$

$$[T_3] = \begin{bmatrix} 1 & 750 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le calcul de $[T_2]$

$$\begin{bmatrix} V_2' \\ I_2' \end{bmatrix} = [T_2] \begin{bmatrix} V_1'' \\ -I_1'' \end{bmatrix}$$



$$V_2' = V_1''$$

$$V_1'' = 300(I_1'' + I_2') \rightarrow I_2' = \frac{V_1''}{300} - I_1''$$

$$\begin{cases} V_2' = V_1'' \\ I_2' = \frac{V_1''}{300} - I_1'' \end{cases}$$

$$[T_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{300} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\rightarrow [T] = \begin{bmatrix} 1 & 750 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{300} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 480 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 3,5 & 2430 \\ 3,33 \cdot 10^{-3} & 2,6 \end{bmatrix}$$

Exercice 3 :

la matrice de transfert

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ \frac{1}{Z_b} & 1 + \frac{Z_a}{Z_b} \end{bmatrix}$$

Exercice 4 : la matrice admittance

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{1 + JR_1C\omega}{2R_1 + JR_1^2C\omega} & \frac{-1}{2R_1 + JR_1^2C\omega} \\ \frac{-1}{2R_1 + JR_1^2C\omega} & \frac{1 + JR_1C\omega}{2R_1 + JR_1^2C\omega} \end{bmatrix}$$

Exercice 5 :

L'impédance d'entrée

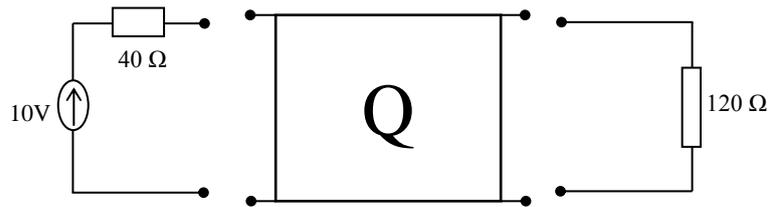
$$Z_e = \frac{3R(2J\omega RC + 1)}{11JC\omega R + 1}$$

Exercice 6 :

L'impédance de sortie

$$Z_s = \frac{(r_g + R_1)JC\omega R_2 + (R_2 + r_g + R_1)}{JC\omega(R_2 + r_g + R_1)}$$

Exercice 7 :



D'après l'exercice 2, la matrice impédance est égale à :

$$[Z] = \begin{bmatrix} 480 & 300 \\ 300 & 750 \end{bmatrix}$$

Donc les impédances d'entrée et de sortie sont égales à :

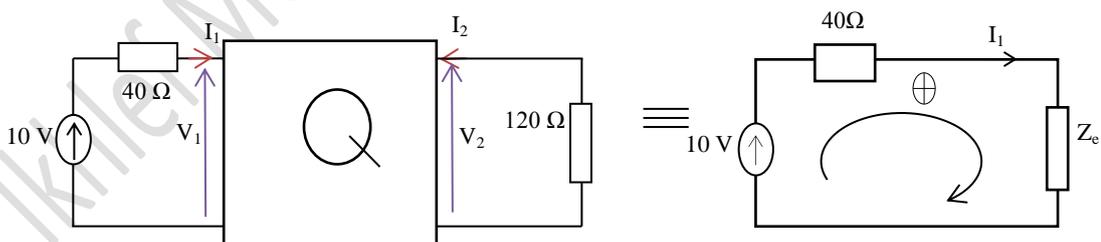
$$Z_e = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_u + Z_{22}} = 480 - \frac{(300)^2}{120 + 750}$$

$$Z_e = 376,5 \Omega$$

Et $Z_s = Z_{22} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_g + Z_{11}}$

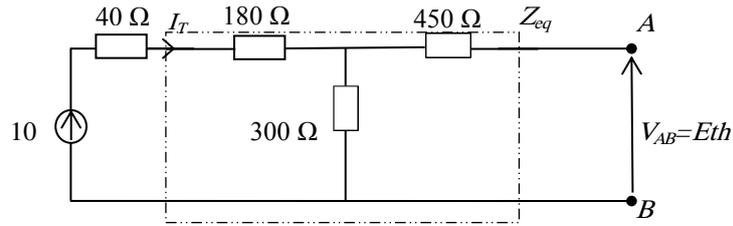
$$Z_s = 750 - \frac{(300)^2}{40 + 480} = 576,9 \Omega$$

- * Le calcul du gain en courant $G_I = \frac{I_2}{I_1}$, on doit calculer les deux courants I_1 et I_2
- * Le calcul de I_1



$$\sum V_i = 0 : 10 - (40 + 376,5)I_1 = 0 \rightarrow I_1 = \frac{10}{416,5} = 24 \text{ mA}$$

- * Le calcul de I_2
- * on doit trouver le modèle de Thévenin équivalent

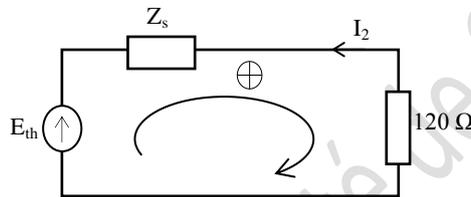


1- Le calcul de E_{th} : c'est la tension à vide entre A et B (charge déconnectée).

En utilisant le diviseur de tension :

$$E_{th} = \frac{10 \cdot 300}{300 + 220} = \frac{3000}{520} = 5,77V$$

Le circuit équivalent à la sortie :



Selon la maille on a :

$\sum V_i = 0 \rightarrow E_{th} + Z_s I_2 + 120 I_2 = 0$ avec Z_s : est l'impédance de sortie, elle est égale à Z_{th} .

$$\rightarrow I_2 = \frac{-E_{th}}{Z_s + 120} = \frac{-5,77}{576,9 + 120} = -8,28 \text{ mA}$$

Enfin le gain en courant est le rapport de I_2 sur I_1 on aura donc :

$$* G_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-8,28}{24} = -0,34$$

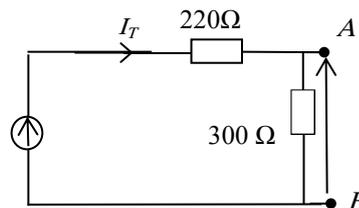
* Le calcul du gain en tension G_V ,

Avec $G_V = \frac{V_2}{V_1}$

$$* V_1 = 10 - 40 I_1 = 9,04 \text{ V}$$

$$* V_2 = -120 I_2 = 0,99 \text{ V}$$

Donc : $G_V = 0,11$



Exercice 8 :

1. La matrice $[Z]$:

$$[Z] = \begin{bmatrix} J(X_1 + X_2) & JX_2 \\ JX_2 & JX_2 \end{bmatrix}$$

2. $Z_e = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}+Z_U} = J(X_1 + X_2) + \frac{X_2^2}{JX_2+R}$

$$Z_e = \frac{X_2^2 R + J[R^2(X_1+X_2) + X_1 X_2^2]}{X_2^2 + R^2}$$

Pour avoir un transfert maximal de puissance il faut $Z_e = Z_g^*$

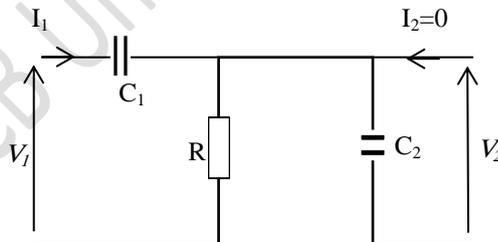
$$R_e[Z_e] = R_g = \frac{X_2^2 R}{X_2^2 + R}$$

Et $Im[Z_e] = 0$

$$R^2(X_1 + X_2) + X_1 X_2^2 = 0$$

$$R = \sqrt{\frac{-X_1 X_2^2}{(X_1 + X_2)}}$$

Exercice 9 :



La fonction de transfert $H(j\omega)$ est le rapport entre V_s et V_e et puisque $I_2 = 0$ pour les filtres, on applique le diviseur de tension est on trouve :

$$H(j\omega) = V_s/V_e$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R \cdot \frac{1}{j C_2 \omega}}{R + \frac{1}{j C_2 \omega}} = \frac{R}{1 + j R C_2 \omega} \frac{1}{\frac{1}{j C_1 \omega} + \frac{R}{1 + j R C_2 \omega}}$$

$$H(j\omega) = \frac{R}{1 + j R C_2 \omega} \frac{1}{\frac{1 + j R C_2 \omega + j R C_1 \omega}{j C_1 \omega (1 + j R C_2 \omega)}}$$

$$H(j\omega) = \frac{j R C_1 \omega}{1 + j R (C_1 + C_2) \omega}$$

$$H(j\omega) = \frac{j \omega / \omega_1}{1 + j \omega / \omega_2}$$

Avec : $\omega_1 = \frac{1}{R C_1} = 1000 \text{ rd/s}$

$$\omega_2 = \frac{1}{R (C_1 + C_2)} = 100 \text{ rd/s}$$

* Le gain en dB :

$$G_{dB} = 20 \log_{10} |H(j\omega)| = 20 \log_{10} \omega / \omega_1 - 20 \log_{10} \sqrt{1 + (\omega / \omega_2)^2}$$

$$G_{dB} = G_1 + G_2$$

$$\text{Et } \phi = \pi/2 - \arctg \omega / \omega_2 = \phi_1 + \phi_2$$

* L'étude de G_1, ϕ_1 :

* $G_1 : \begin{cases} G_1 = 20 \log \omega / \omega_1 \\ \phi_1 = \pi/2 \text{ rd} \end{cases} \rightarrow \text{c'est une droite de pente } 20 \text{ dB/décade}$

* L'étude de ϕ_2, G_2 :

Les asymptotes :

$$\omega \ll \omega_2 : \begin{cases} G_2 = 0 \text{ dB} \\ \phi_2 = 0 \text{ rd} \end{cases}$$

$$\omega \gg \omega_2 : \begin{cases} G_2 = -20 \log \omega / \omega_2 \\ \phi_2 = -\pi/2 \text{ rd} \end{cases} \rightarrow \text{c'est une droite de pente } -20 \text{ dB/décade}$$

On trace le gain et la phase en fonction de la pulsation ω dans une échelle semi-logarithmique

Les courbes réelles de gain et de phase passent par les points particuliers suivants :

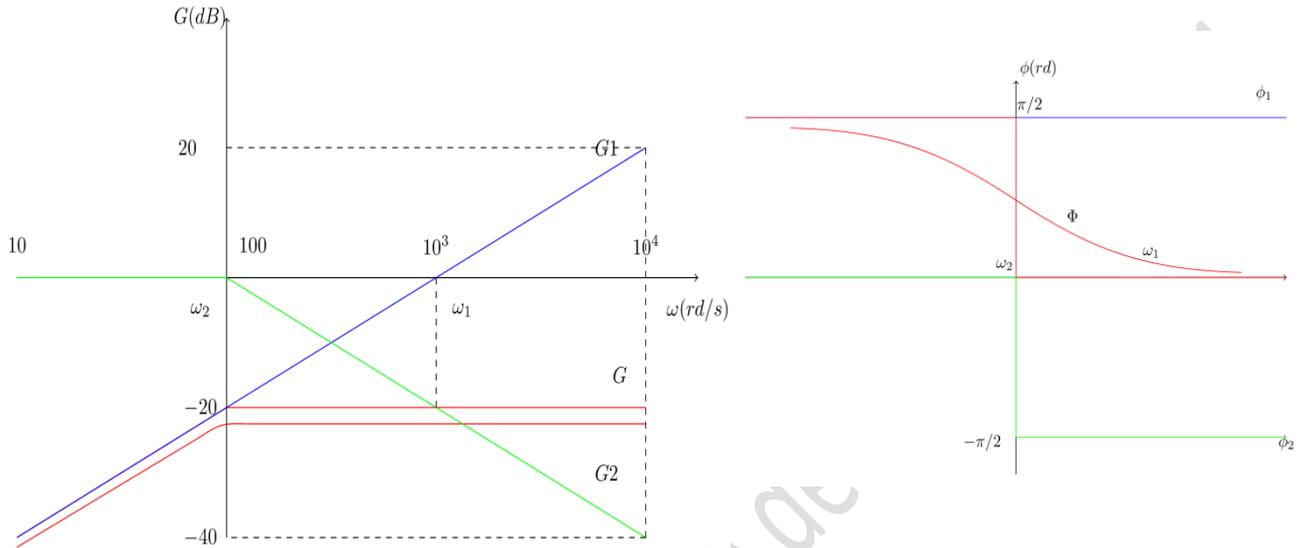
Pour $\omega = \omega_1$: $G = 20 \log \frac{1000}{1000} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{1000}{100}\right)^2}$

$$G = -20,04 \text{ dB}$$

$$\phi = \pi/2 - \arctg \frac{1000}{100} = 0,09 \text{ rd}$$

Pour $\omega = \omega_2 : G = 20 \log \frac{100}{1000} - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{100}{100}\right)^2} = -23 \text{dB}$

$$\phi = \pi/2 - \arctg \frac{100}{100} = \pi/4 \text{ rd}$$



Le filtre est de type passe haut.

Exercice 10 :

On utilise le diviseur de tension pour calculer la fonction de transfert $H(j\omega)$

On définit $Z' = R + \frac{1}{jC\omega}$ donc,

$$H(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{Z' + \frac{1}{jC\omega}}$$

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

$H(j\omega) = k \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0}$ avec $k = \frac{1}{2}$ et la pulsation de coupure $\omega_0 = 10 \text{ rd/s}$

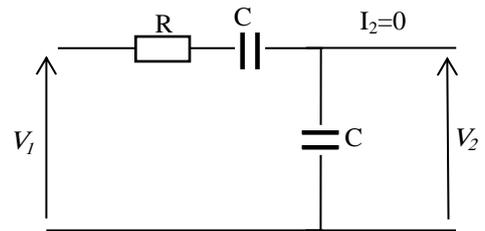
* Le gain en dB :

$$G_{dB} = 20 \log_{10} |H(j\omega)| = 20 \log_{10} k - 20 \log_{10} \sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}$$

$$G_{dB} = G_1 + G_2$$

Puisque $k=0.5 < 1$

$$\text{Et } \phi = 0 - \arctg \omega/\omega_0 = \phi_1 + \phi_2$$



- * L'étude de ϕ_1, G_1 : $\begin{cases} G_1 = 20 \log_{10}(k) = -6\text{dB} \rightarrow \text{puisque } k < 1 \\ \phi_1 = 0 \text{ rd} \rightarrow \text{puisque } k > 0 \end{cases}$
- * L'étude de ϕ_2, G_2 :

Les asymptotes :

$$\omega \ll \omega_0 : \begin{cases} G_2 = 0 \text{ dB} \\ \phi_2 = 0 \text{ rd} \end{cases}$$

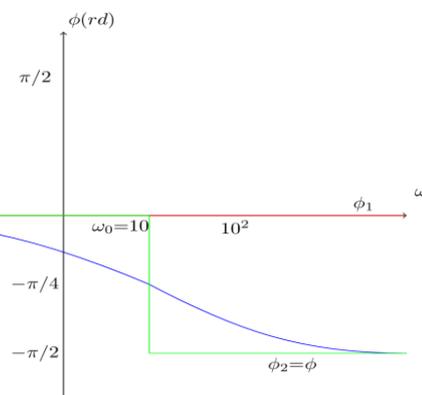
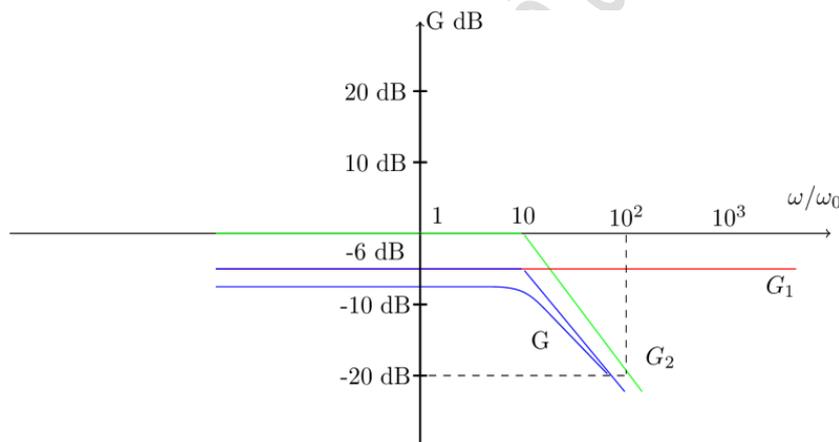
$$\omega \gg \omega_0 : \begin{cases} G_2 = -20 \log \omega / \omega_0 \rightarrow \text{c'est une droite de pente } -20 \text{ dB/décade} \\ \phi_2 = -\pi/2 \text{ rd} \end{cases}$$

On trace le gain et la phase en fonction de la pulsation ω dans une échelle semi-logarithmique

Les courbes réelles de gain et de phase passent par les points particuliers suivants :

$$\omega = \omega_0, G_{dB} = -6 - 20 \log_{10}(\sqrt{2}) = -9 \text{ dB}$$

$$\phi = -\text{arctg}(1) = -\frac{\pi}{4}$$



Points particuliers: $\omega = \omega_0$

$$\phi = 0 - \arctg(1) = -\frac{\pi}{4}$$

$$G = -6 - 3 = -9 \text{ dB}$$

Exercice 11 :

$$H(j\omega) = K \frac{1}{j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) + 1} \quad \text{avec } K = \frac{1}{1 + \alpha} \quad \text{et } \omega_0 = \frac{\alpha + 1}{\alpha RC}$$

Exercice 12 :

$$H(j\omega) = K \frac{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)} \quad \text{avec } K = \frac{R}{R + R'} \quad \text{et } \omega_1 = \frac{R}{L} \quad \text{et } \omega_2 = \frac{R + R'}{L + L'}$$



Chapitre III :
Les Diodes

stantine 1

Dr. I. Khlef M

Chapitre III : Les diodes

Résumé du cours

1. Introduction :

On appelle diode à jonction un dipôle formé à partir d'un semi-conducteur dopé N et d'un autre dopé P. la jonction est la surface de contact située entre deux parties du cristal dopées différemment voir la figure (1).

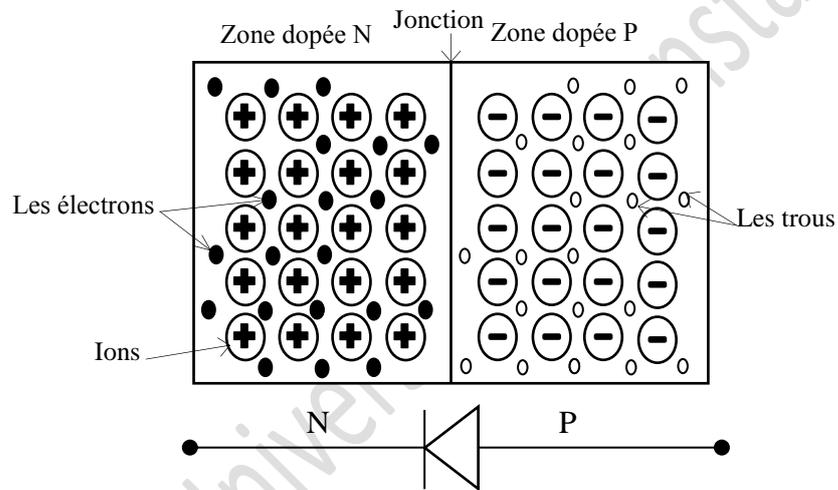


Figure 1

Un phénomène de migration de porteurs majoritaires de part et d'autre de la jonction est induit dès la mise en contact des semi-conducteurs dopés différemment jusqu'à l'équilibre créant un champ électrique interne \vec{E}_i , c'est-à-dire une différence de potentiel de part et d'autre de la zone de déplétion (zone située autour de la jonction) comme dans la figure 2.

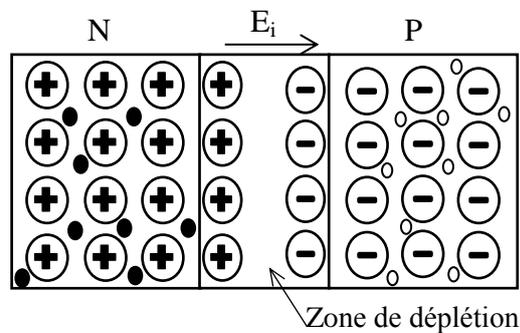


Figure 2

2. Polarisation de la jonction PN :

On dit qu'une jonction est polarisée positivement ou en direct quand le côté P est relié à la borne (+) de la source de tension et le côté N à la borne (-). Dans le cas contraire, on dit que la diode est polarisée en inverse (voir la figure 3).

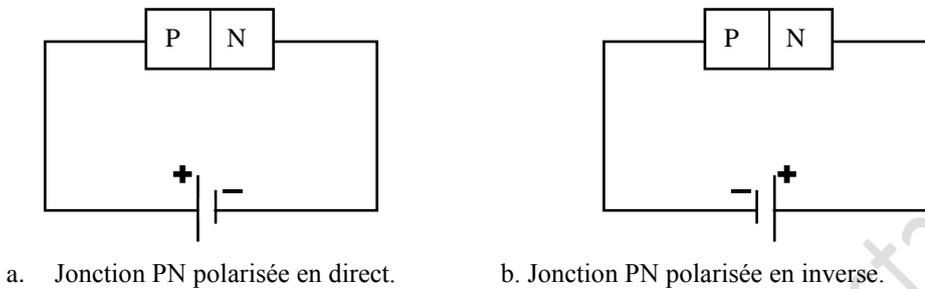


Figure 3

3. Schémas équivalents d'une diode dans un circuit

3. a- Diode idéale :

La diode est considérée comme un interrupteur fermé lorsque elle est polarisée en direct et ouvert lorsque elle est polarisé en inverse (voir figure 4)

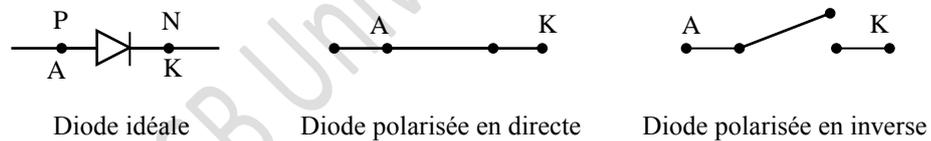


Figure 4.a. Schéma de la diode idéale

Sa caractéristique $I = f(V)$ est représentée par la figure suivante :

3. b - Diode parfaite :

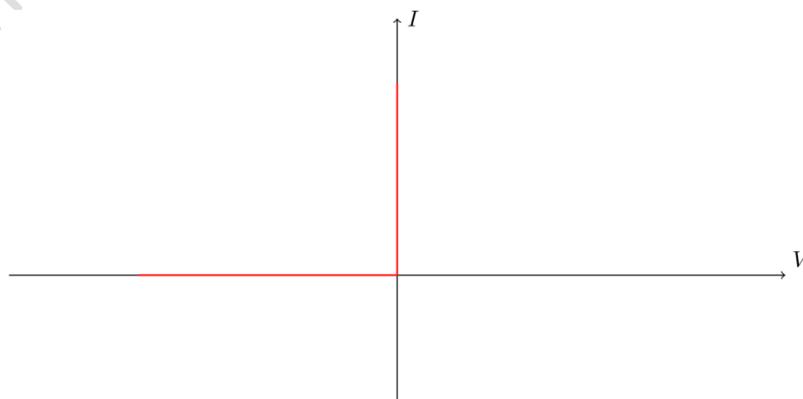


Figure 4.b. Caractéristique asymptotique de la diode idéale.

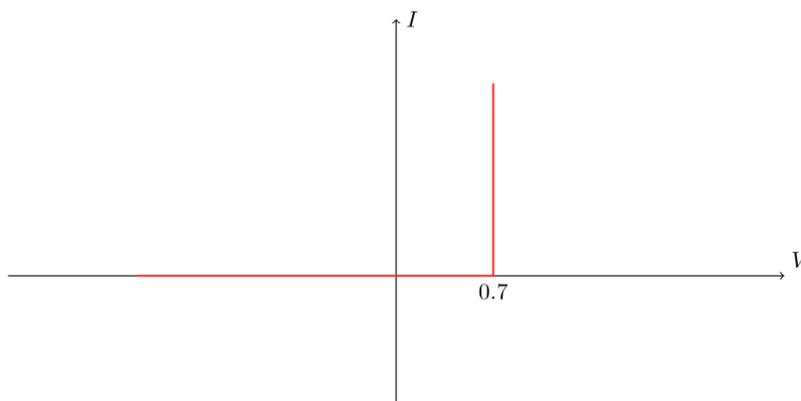


Figure 5.a Caractéristique asymptotique de la diode

Pour ce type de diode, on prend en considération la tension de seuil V_0 (diode au silicium $V_0 = 0,6$ à $0,7 V$), sa caractéristique $I = f(V)$ asymptotique est représentée par la figure (5 a).

La figure 5.b représente le schéma équivalent de la diode parfaite polarisée en directe:



Figure 5.b Schéma équivalent de la diode parfaite A

3.c - Diode réelle :

Dans l'approximation de la diode réelle, on prend en considération la résistance dynamique de la diode r_d (qui représente l'inverse de la pente de la caractéristique, elle est égale à $\frac{\Delta I_d}{\Delta V_d}$) et la barrière de potentiel V_0 (tension de seuil), on prend par exemple une diode au silicium. La figure 6 représente le schéma équivalent de la diode réelle et sa caractéristique $I_d = f(V_d)$.

$$\text{avec } I_d = I_s \left(\exp\left(\frac{V_d}{\eta U_T}\right) - 1 \right)$$

$$\eta = 2 \text{ pour une diode de Silicium } U_T = \frac{kT}{q}, k = 1.3810^{-23} \text{ J/K}$$

$$r_d = \frac{dI_d}{dV_d} = I_s \frac{\exp\left(\frac{V_d}{\eta U_T}\right)}{\eta U_T}$$

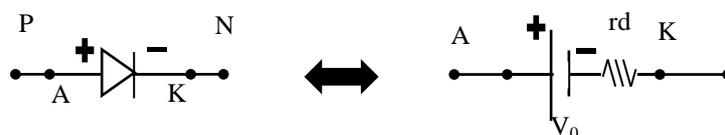


Figure 6.a Schéma équivalent de la diode réelle polarisée en directe

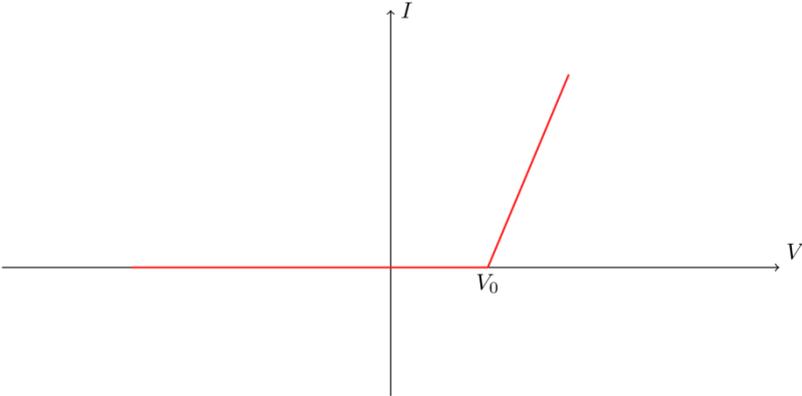
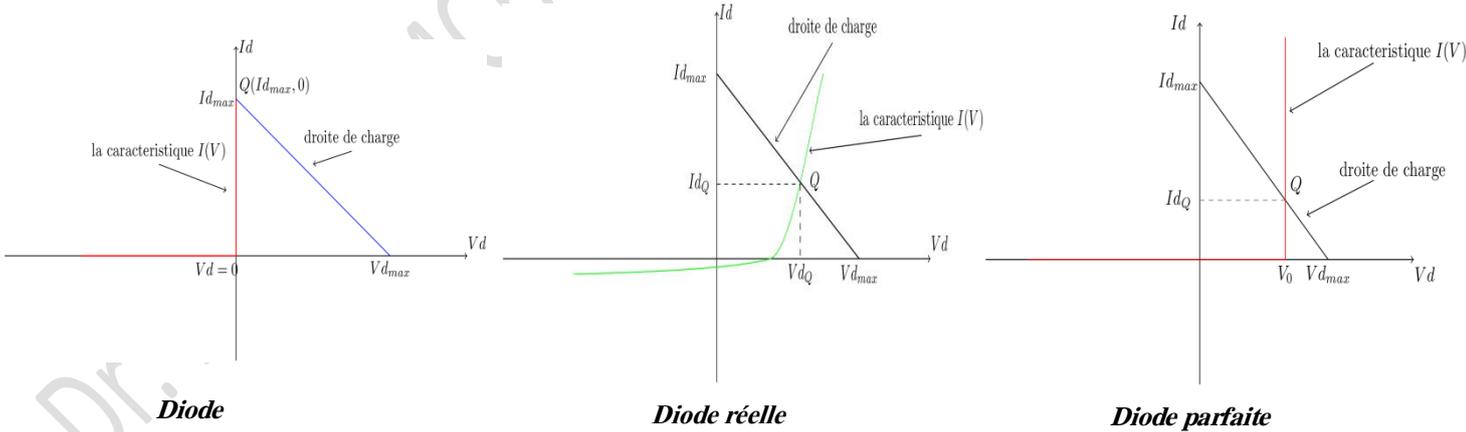


Figure 6.b. La caractéristique $I_d = f(V_d)$ asymptotique de la diode

4. Droite de charge et point de fonctionnement :

-La droite de charge est la relation entre le courant qui circule dans la diode I_d et la tension à ces bornes V_d , l'équation de la droite de charge dépend des éléments qui constitue le circuit.

Le point de fonctionnement Q : est l'intersection entre la droite de charge et la caractéristique $I(V)$ de la diode. Dans la figure ci-dessous on montre la position du point de fonctionnement Q sur la caractéristique $I(V)$ pour une diode réelle, idéale et parfaite.



- Soit le circuit montré dans la figure 7

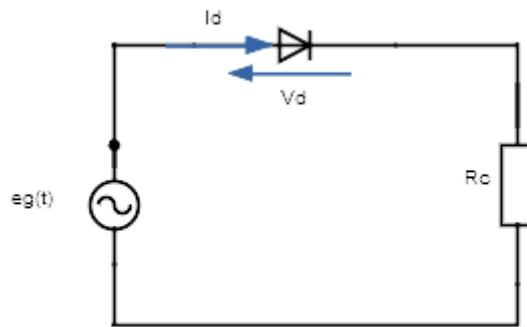


Figure 7.a – Diode dans un circuit

- La droite de charge est la relation entre I_d et V_d (voir la figure 7.b), on a : selon la loi des mailles :

$$\sum V_i = 0 \Rightarrow e_g(t) - V_d - R_c I_d = 0$$

$$I_d = \frac{e_g(t) - V_d}{R_c}$$

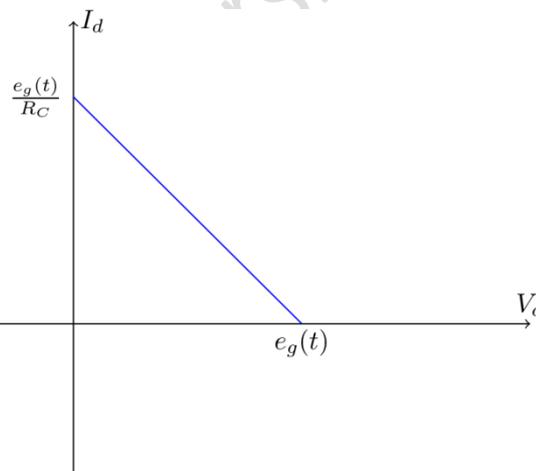


Figure (7.b) – La droite de charge.

5- Les applications de la diode :

5.1 Redressement simple et double alternances :

C'est la transformation d'un signal alternatif en tension continue.

5.1.a Redressement simple alternance :

soit le montage suivant avec tension d'entrée $e(t)$ et un signal redressé $S(t)$.

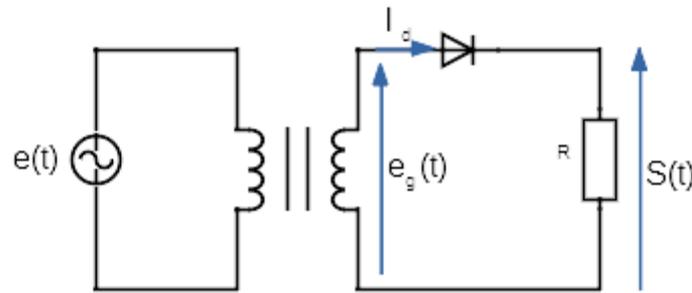


Figure 8 – Circuit du redressement simple alternance.

Puisque la diode est supposée idéale, on néglige la chute de tension à ces bornes.

* La tension secondaire du transformateur $e_g(t)$ est égale à :

$$e_g(t) = E \sin(\omega t) \quad 0 < t < T$$

$$\text{donc } S(t) = \begin{cases} E \sin(\omega t) & 0 < t < T/2 \\ 0 & T/2 < t < T \end{cases}$$

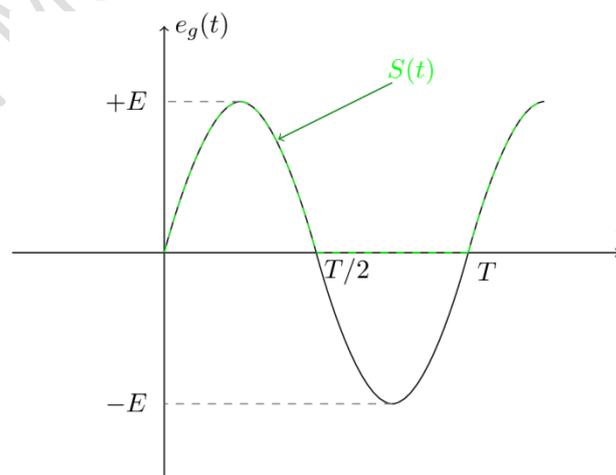
- La valeur moyenne du signal redressé $S(t)$ est égale à :

$$S_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt = \frac{E}{\pi}$$

- La valeur efficace du signal $S(t)$ est la suivante :

$$S_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt = \frac{E^2}{4} \Rightarrow S_{eff} = \frac{E}{2}$$

- Le tracé du signal redressé avec le signal d'entrée (du secondaire).



5.1.b Redressement double alternance (pont de Graetz)

Doit le montage montré dans la figure ci-dessous :

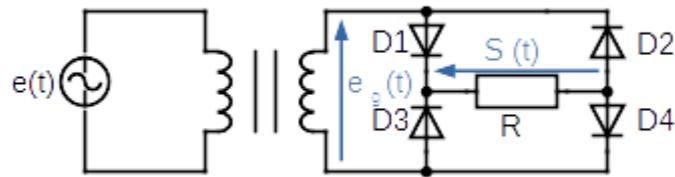


Figure 9 – Circuit du redressement double alternance.

Avec $e_g(t) = E \sin(\omega t)$ $0 < t < T$

on suppose que les diodes sont idéales donc

$$S(t) = \begin{cases} e_g(t), & 0 < t < T/2 \\ -e_g(t), & T/2 < t < T \end{cases}$$

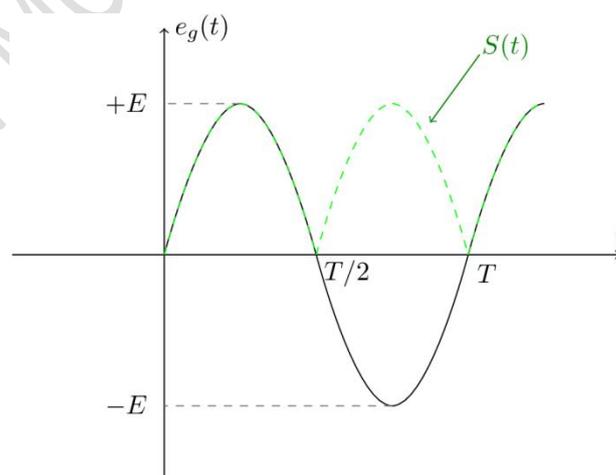
- La valeur moyenne du signal redressé

$$S_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt = \frac{2E}{\pi}$$

- La valeur efficace du signal $S(t)$:

$$S_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt \Rightarrow S_{eff} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

- Le tracé du signal redressé avec le signal d'entrée $e_g(t)$.



6- Les diodes spéciales :

avec les diodes à jonction, il existe d'autres types de diodes dopés spécialement pour des applications spécifiques comme la diode Zener, diode Schottky, diode varicap ... , on s'intéresse dans cette partie à l'étude de la diode Zener et son applications.

6.1 La diode Zener :

On a vu précédemment que la diode PN simple fonctionne seulement dans la zone directe, bloquée dans la zone de fuite et endommagée dans la zone de claquage (les deux dernières zones sont pour la polarisation inverse). Contrairement à la diode Zener qui peut fonctionner dans la zone directe, la zone de fuite et la zone de claquage.

Remarque : la conduction de la diode Zener est meilleure dans la zone de claquage c'est pour cela que parfois elle est appelée diode de claquage donc elle est utilisée souvent en polarisation inverse.

6.1.a La caractéristique $I=f(V)$

Selon la figure ci-dessous la diode Zener conduit à partir de la tension de seuil dans la zone directe comme une diode ordinaire arrivant à la zone de fuite où la diode conduit avec un courant de fuite (très faible) et lorsque la tension inverse atteint la tension de claquage la diode commence à conduire avec un courant I_Z très fort pour une tension V_Z presque constante pour R_Z (résistance dynamique Zener) très faible.

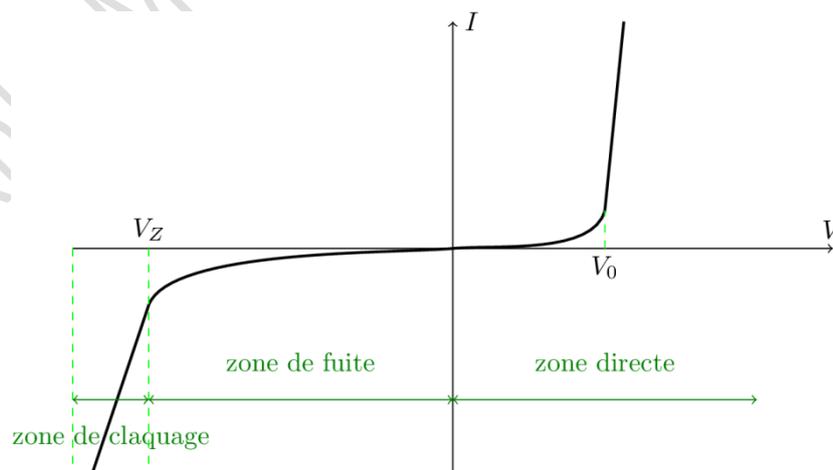
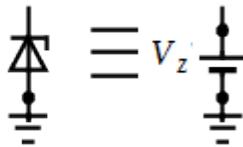


Figure 10 – la caractéristique $I=f(V)$ de la diode Zener.

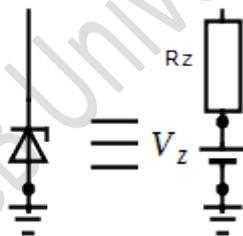
6.1.b Le schéma équivalent de la diode Zener

Le schéma équivalent de la diode Zener se fait selon deux approximation :

- La première approximation où on suppose que la caractéristique $I=f(V)$ est verticale dans la zone de claquage donc la diode est dite idéale, elle est juste remplacée par un générateur de tension V_Z .



- La deuxième approximation : Dans la région de claquage la caractéristique $I=f(V)$ n'est pas tout à fait verticale il existe une résistance Zener R_Z très petite qu'on doit tenir compte dans certaines applications c'est à dire la diode est remplacée par un générateur de tension V_Z en série avec la résistance R_Z .



6.1.c Le régulateur Zener :

La diode Zener est le composant principal du régulateur de tension dans un circuit en maintenant la tension de charge presque constante malgré les grandes variations de la tension de secteur.

Le régulateur Zener est soutenu s'il satisfait deux conditions

$$R_Z \leq 0.01R_S$$

$$R_Z \leq 0.01R_L$$

avec R_L : charge du circuit.

R_S : la résistance série.

Série d'exercices N°3

Exercice 1:

Dans le circuit suivant, déterminer l'état passant ou bloqué de la diode. Dans le cas où la diode est passante, déterminer le courant I qui la traverse. On supposera que la diode est parfaite et possède une tension de seuil égale à 0.7 V .

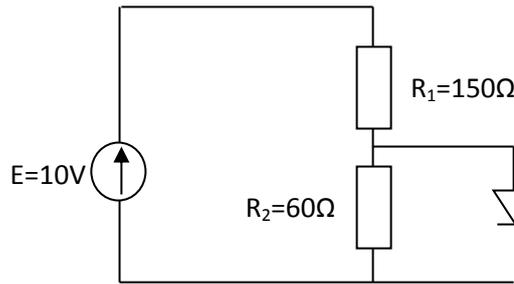


Figure 1

Exercice 2:

Déterminer l'état passant ou bloqué de la diode pour les circuits suivants. Dans le cas où la diode est passante, trouver le courant I qui la traverse. On supposera que la diode est parfaite et possède une tension de seuil égale à 0.7 V .

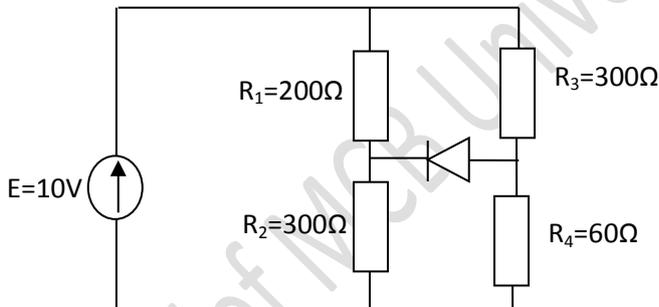


Figure 2

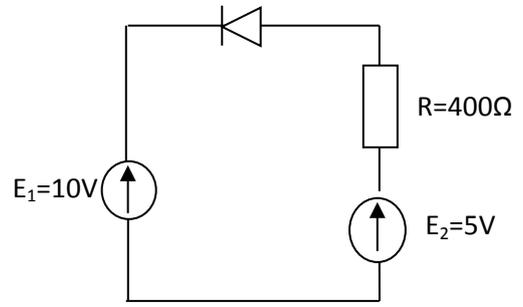


Figure 3

Exercice 3:

Dans la figure ci-dessous la tension du seuil des diodes D_1, D_2, D_3 est de 0.7 volts , leur résistance dynamique est considérée nulle (diode parfaite). On donne, $E_1=30\text{v}$, $E_2=10\text{v}$, $E_3= 15\text{v}$, $E=10\text{v}$ et $R = 20\Omega$.

- Donner l'état bloqué ou passant de chaque diode avec justification.

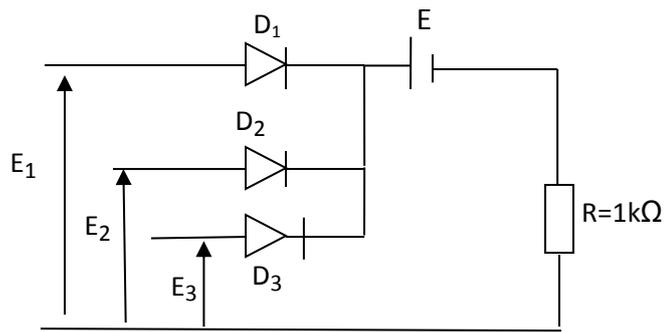


Figure 4

Exercice 4:

On place dans le circuit une diode de tension de seuil $V_0 = 0.7 \text{ V}$ et de résistance dynamique $r_d = 30 \Omega$ (voir la figure 5). Déterminer la valeur de R qui assure un courant $I = 25 \text{ mA}$ dans le circuit.

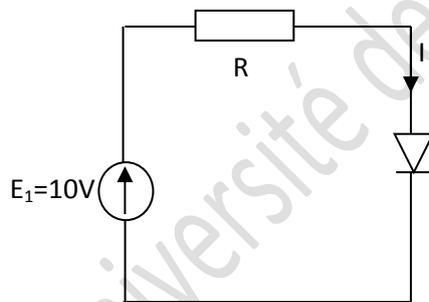


Figure 5

Exercice 5:

Tracer les graphes des fonctions : $i = f(e)$ et $v_s = f(e)$. On suppose la diode idéale.

Donner une conclusion.

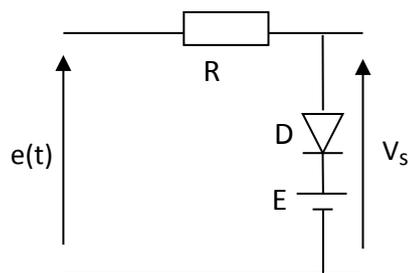


Figure 6

Exercice 6 :

Trouver V_s des circuits suivants (les diodes sont idéales) pour les cas suivants :

- $V_{e1} = V_{e2} = 0 \text{ V}$.
- $V_{e1} = V_{cc}$, $V_{e2} = 0 \text{ V}$.
- $V_{e1} = 0 \text{ V}$, $V_{e2} = V_{cc}$.
- $V_{e1} = V_{e2} = V_{cc}$.

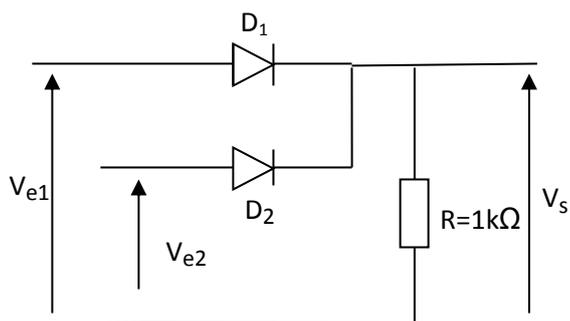


Figure 7

Exercice 7 :

On suppose que les diodes du circuit de la figure (8) sont idéales. Tracer la tension de sortie en fonction de V_e pour $-10 < V_e < 10$ V en indiquant l'état des diodes dans chaque région (on divisera l'intervalle en deux $-10 < V_e < 0$; $0 < V_e < 10$). On donne $R_1=5k\Omega$, $R_2=15k\Omega$, $R_3=20k\Omega$, $E_2=5V$.

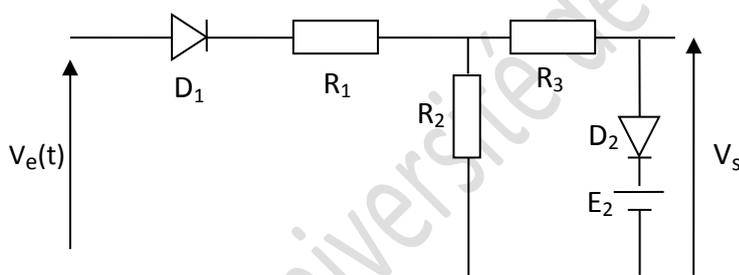


Figure 8

Exercice 8 :

Donner l'état bloqué ou passant des diodes D_1 , D_2 (ces diodes sont supposées idéales).

Dans le cas où les diodes sont passantes, calculer les courants qui circulent dans D_1 et D_2 .

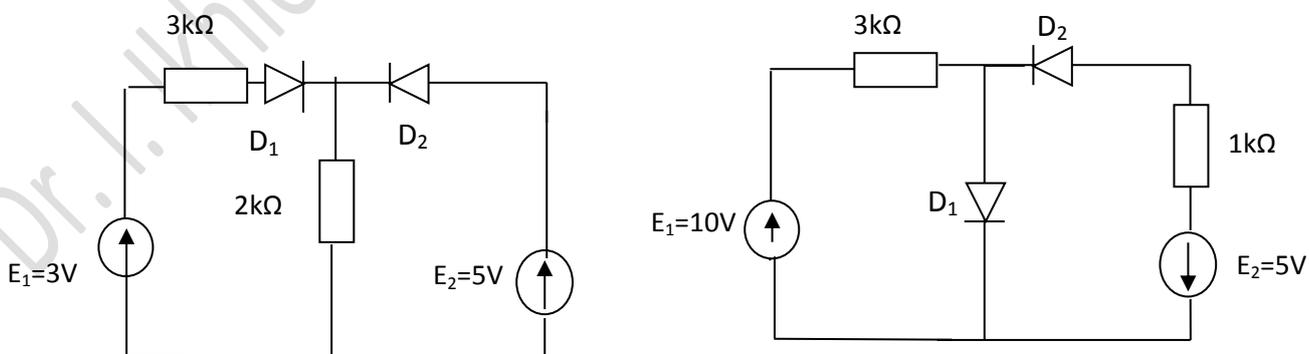


Figure 9

Exercice 09 :

Soit le montage montré dans la figure suivante.

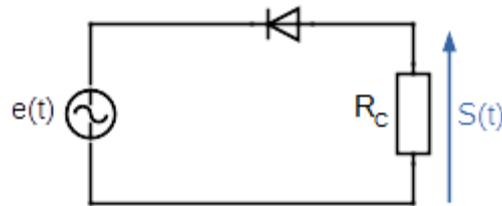


Figure 10

1. tracer $S(t)$ la tension de sortie aux bornes de la résistance de charge sachant que la diode est supposée idéale. On donne $e(t) = 4\sin(\omega t)$.
2. trouver la valeur moyenne et efficace du signal redressé $S(t)$.

Exercice 10

Soit le montage suivant

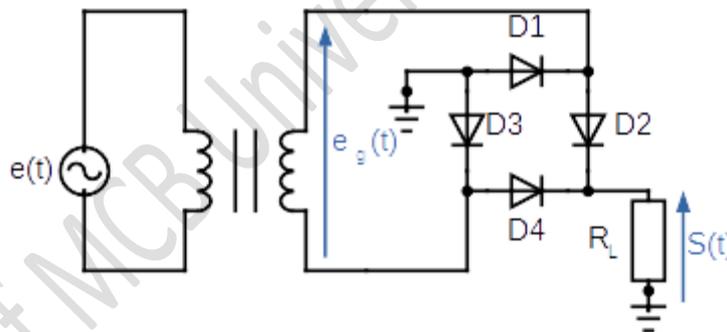


Figure 11

1. quelle est la période du signal de sortie $S(t)$?
2. calculer la valeur moyenne et efficace du signal redressé avec $e_g(t) = 6\sin(\omega t)$ et $T = 20ms$.

Remarque : on suppose que les diodes sont idéales.

Exercice 11

Soit le circuit suivant représenté dans la figure (12.a) et la caractéristique $I=f(V)$ représentée dans la figure (12.b)

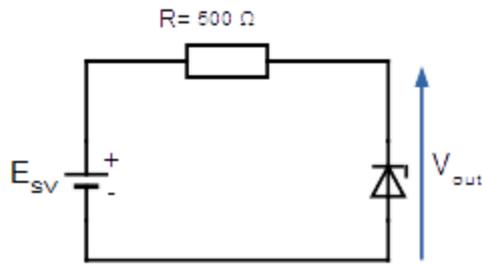


Figure (12.a)

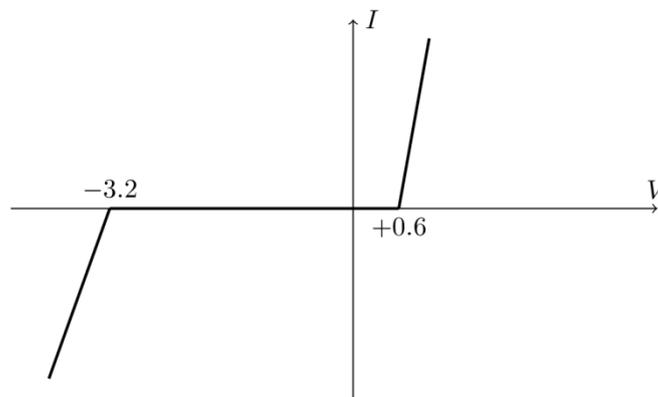
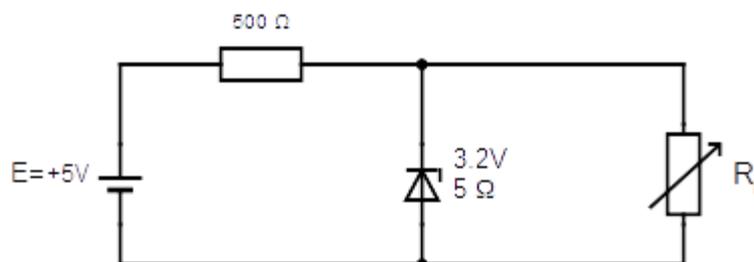


Figure (12.b)

1. Donner l'expression de la droite de charge.
2. Déterminer graphiquement le point de fonctionnement $Q_o (I_o, V_o)$.
3. on envisage une variation de tension ΔE trouver la relation entre la variation ΔI , ΔV_{out} et ΔE . Comment peut-on dire sur la tension V_{out} ? on donne la resistance dynamique Zener $R_Z = 5\Omega$ et $V_Z = 3.2V$.
4. on connecte en parallèle avec la diode Zener une Résistance de charge variable. Quand est ce que le régulateur Zener est soutenu ?

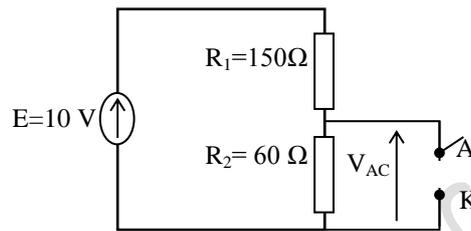


Solution série d'exercices N°3

Exercice 1 :

La meilleure technique pour rechercher si une diode est passante ou bloquée c'est de supposer que la diode soit bloquée, c'est-à-dire $V_A < V_K \rightarrow V_A - V_K < 0$

- Si on trouve $V_{AC} < 0 \rightarrow$ la supposition est correcte si non la diode est passante.



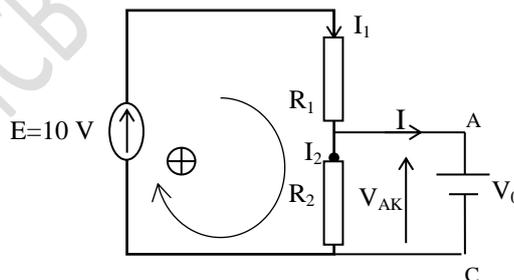
On peut calculer $V_A - V_K$ par le diviseur de tension donc :

$$V_{AK} = \frac{R_2 E}{R_1 + R_2} = \frac{60 \cdot 10}{210} = 2,85 \text{ V}$$

(On a R_1 et R_2 en série).

La diode présente donc une différence de potentiel positive ce qui implique que la diode est passante.

Calculons le courant I :



$$\frac{V_{AK}}{R_2} = I_2 = 11,66 \text{ mA}$$

Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

$$E - R I_1 - V_{AK} = 0$$

$$\rightarrow I_1 = \frac{E - V_{AK}}{R_1} = \frac{10 - 0,7}{150}$$

$$I_1 = 62 \text{ mA}$$

Loi des nœuds : $\sum I_e = \sum I_s$

$$I_1 = I + I_2 \rightarrow I = I_1 - I_2$$

$$I = 50,34 \text{ mA}$$

Exercice 2 :

a- La tension aux bornes de la diode $V_{AK} = -4,34 \text{ V}$ la diode est bloquée

b- La tension aux bornes de la diode $V_{AK} = 5 \text{ V}$ la diode est passante.

Exercice 3 :

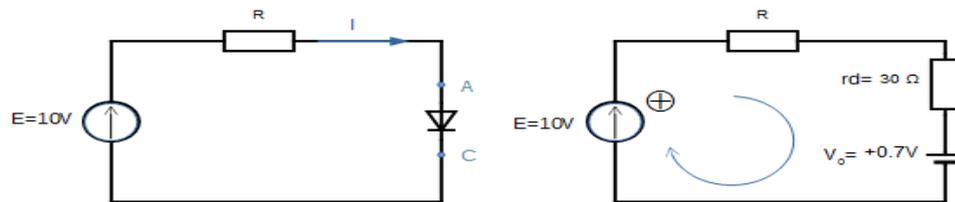
- La diode D_1 est passante puisque $V_{A_1K_1} = 20 \text{ V} > V_0 = 0,7 \text{ V}$

- La diode D_2 est bloquée puisque $V_{A_2K_2} = 0 \text{ V} < V_0$

- La diode D_3 est passante puisque $V_{A_3K_3} = 5 \text{ V} > V_0$

Exercice 4 :

Ici la diode est passante $V_A > V_C$ donc on remplace la diode par le schéma équivalent suivant :



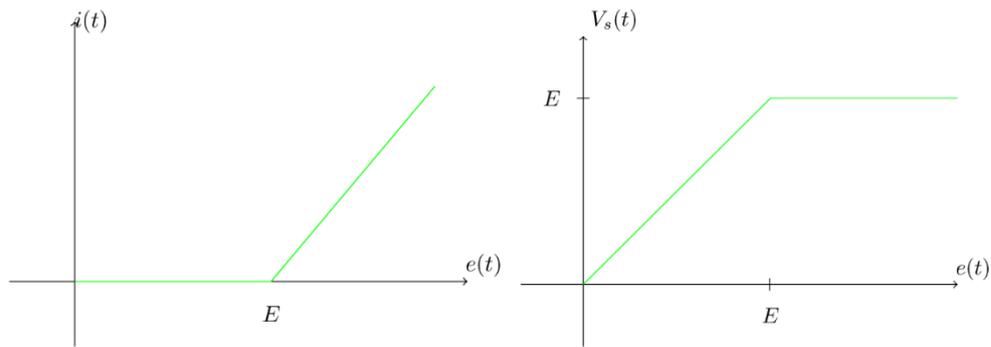
Loi des mailles nous donne :

$$E - R I - (V_0 + r_d I) = 0$$

$$R = \frac{E - V_0 - r_d I}{I} = 342 \Omega$$

Exercice 5

Les graphes $i(t)$ et $V_s(t)$ sont les suivants :



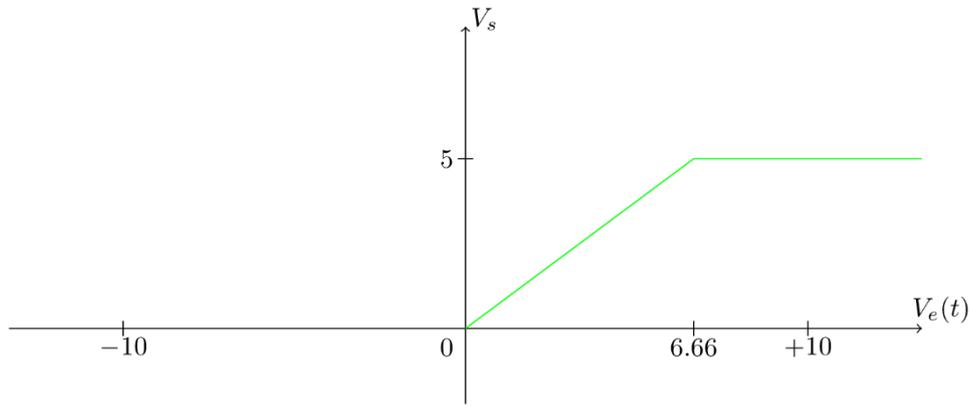
Exercice 6

V_s	V_{e1}	V_{e2}
0	0	0
1	1	0
1	0	1
1	1	1

Le circuit représente une porte 'OR'

Exercice 7

V_s	D_1	D_2
5	ON	ON
$\frac{3}{4}V_e(t)$	ON	OFF
0	OFF	OFF



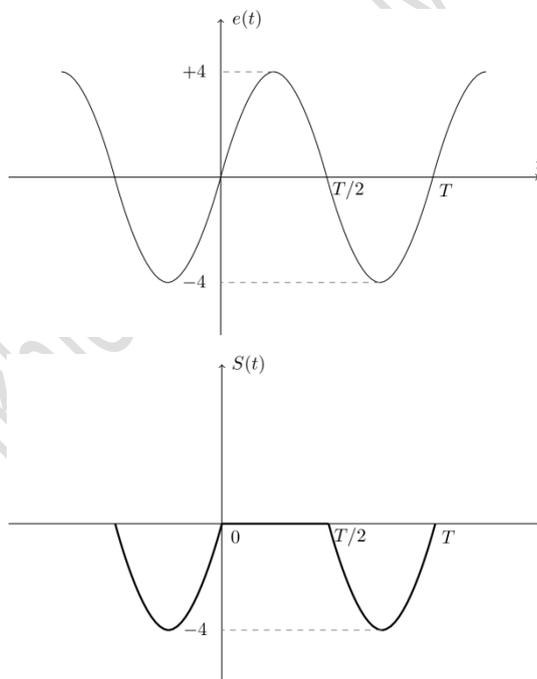
Exercice 8

a- D_1 OFF et D_2 ON avec $I_{D_2} = 2,5 \text{ mA}$

b- D_1 ON et D_2 OFF avec $I_{D_1} = 3,33 \text{ mA}$

Exercice 9 :

1. La diode est bloquée si sa différence de potentiel est négative c'est à dire $S(t) - e(t) < 0$, dans ce cas aucun courant ne circule dans le circuit et $S(t) = 0$, dans le cas où $e(t) > 0$ et passante dans le cas où $e(t) < 0$.



2. La valeur moyenne du signal $S(t)$ $S_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt$ et

$$3. S(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < T/2 \\ 4\sin(\omega t) & T/2 < t < T \end{cases}$$

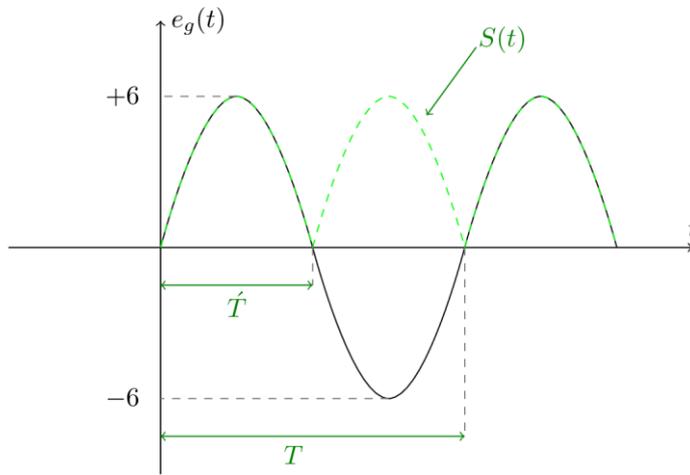
$$\text{Donc } S_{moy} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} 0 dt + \int_{T/2}^T 4 \sin(\omega t) dt \right] S_{moy} = -\frac{4}{\pi}$$

$$\text{La valeur efficace de } S(t) S_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} 0 dt + \int_{T/2}^T 16 \sin^2(\omega t) dt \right] \text{ sachant que } \sin^2(\omega t) = \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2}$$

$$S_{eff}^2 = 4 \text{ donc } S_{eff} = 2$$

Exercice 10

1. Le signal redressé $S(t)$



La période du signal redressé $\dot{T} = T/2 = 10ms$.

$$2. S_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt \text{ avec } S(t) = \begin{cases} 6\sin(\omega t) & 0 < t < T/2 \\ -6\sin(\omega t) & T/2 < t < T \end{cases}$$

$$S_{moy} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} 6 \sin(\omega t) dt - \int_{T/2}^T 6 \sin(\omega t) dt \right] = \frac{12}{\pi} \text{ avec } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$\text{et } S_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt = \left[\frac{36}{T} \int_0^{T/2} \sin^2(\omega t) dt + \frac{36}{T} \int_{T/2}^T \sin^2(\omega t) dt \right]$$

$$\text{avec } \sin^2(\omega t) = \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} S_{eff}^2 = \frac{36}{2} \Rightarrow S_{eff} = \frac{6}{\sqrt{2}} = \frac{E}{\sqrt{2}}$$

Exercice 11

Puisque la tension de source est supérieur à V_Z , la diode Zener fonctionne dans la zone de claquage. Le circuit ne comporte qu'une seule maille donc le courant de maille est égale au courant Zener et la tension de sortie V_{out} égale à V_Z (tension Zener).

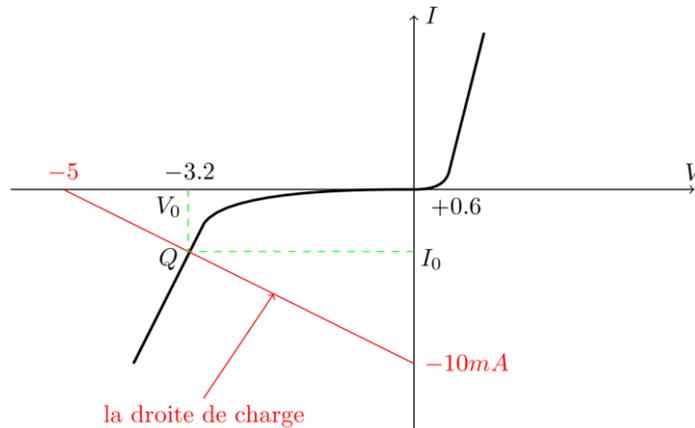
1. L'expression de la droite de charge selon la loi des mailles est égale :

$$\sum V_i = 0$$

$$E - RI - V_{out} = 0$$

$$I = \frac{E - V_Z}{R} = \frac{5 - V_Z}{500}$$

- Le point de blocage ($I = 0$) $\Rightarrow V_{Zblo} = 5V$.
- Le point de saturation ($V_Z = 0$) $\Rightarrow I_{sat} = 10mA$.



2. Le point de fonctionnement Q_0 de coordonnées (I_0, V_0) est l'intersection entre la droite de charge et la caractéristique $I = f(V)$, on aura donc : $I_0 = \frac{E - V_0}{R}$ on a aussi $\frac{1}{R_Z} = \frac{\Delta I}{\Delta V}$ avec R_Z est la résistance dynamique de la diode dans la zone de claquage.

$$\frac{1}{R_Z} = \frac{I_0 - 0}{V_0 - 3.2} \Rightarrow$$

$$I_0 = \frac{V_0 - 3.2}{5}$$

$$I_0 = \frac{5 - V_0}{500}$$

on aura $V_0 = 3.22V$ et $I_0 = 3.56mA$.

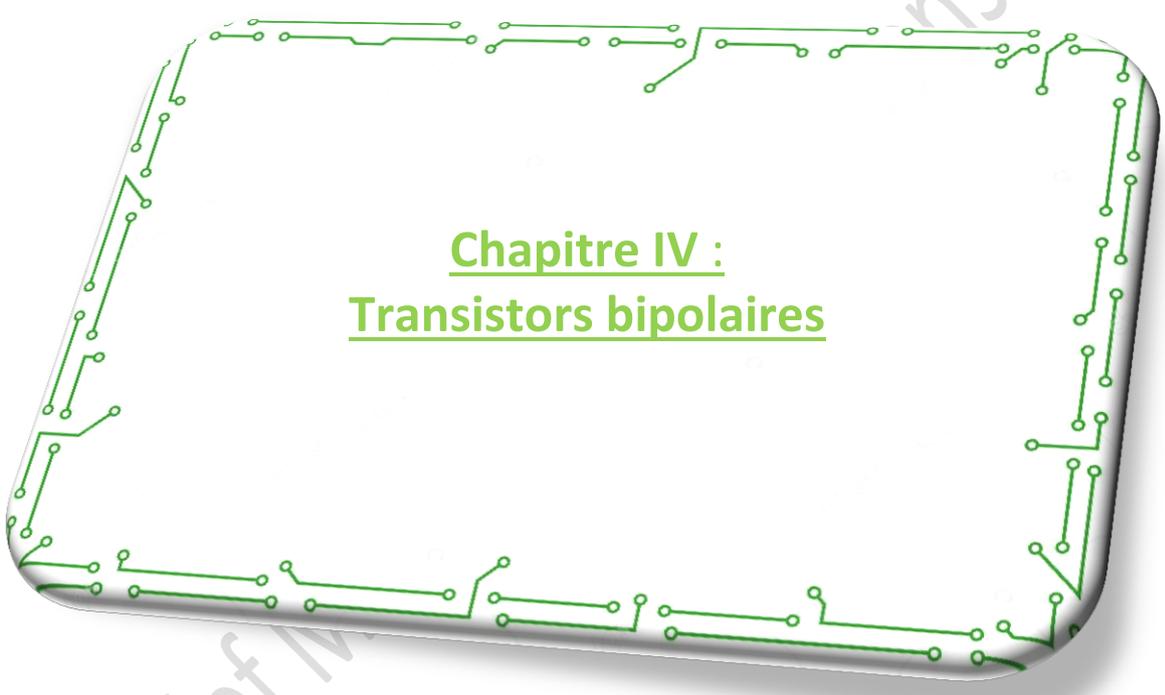
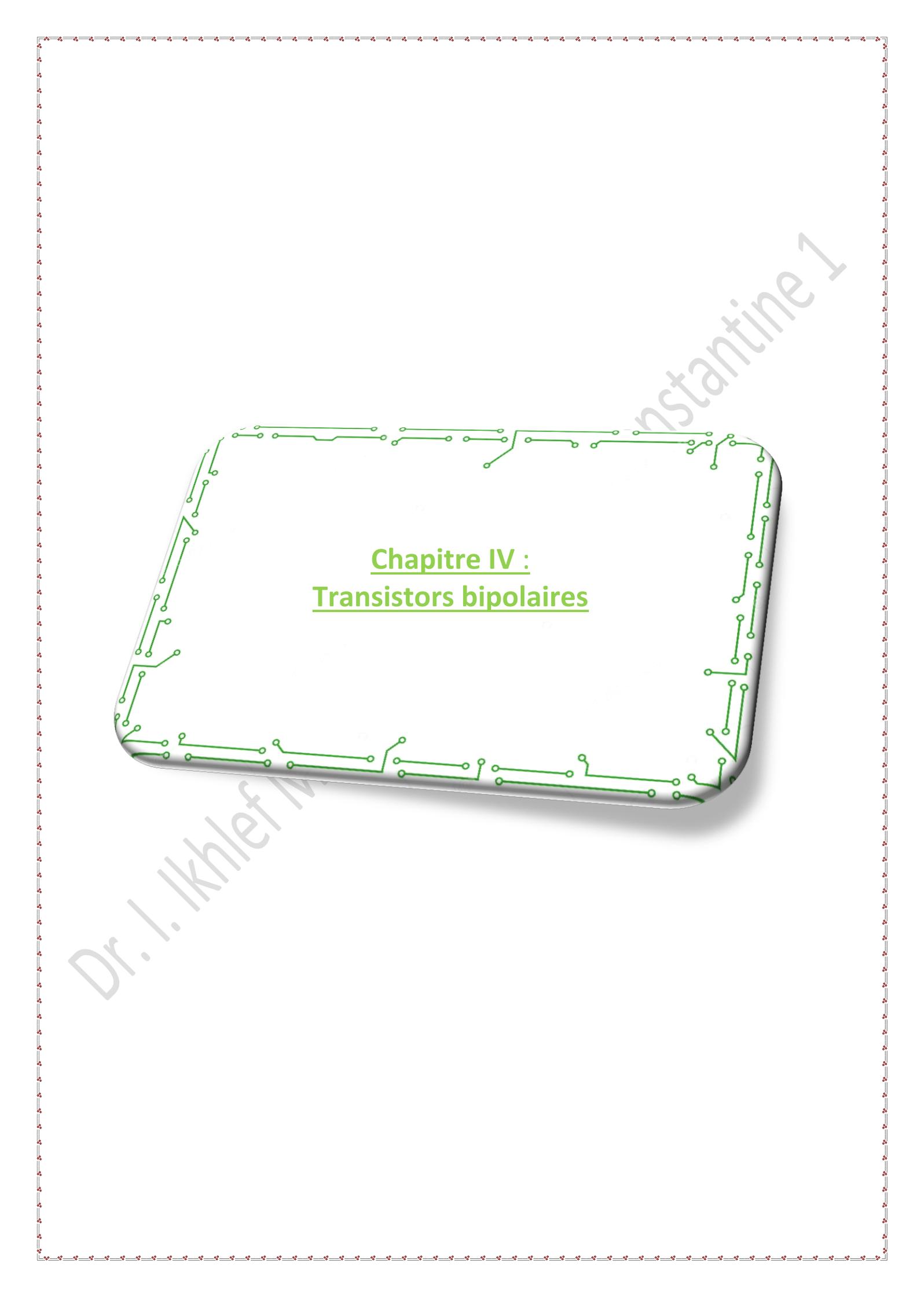
3. pour une variation de tension d'entrée ΔE on aura : $\Delta E = R\Delta I + \Delta V_Z$

$$\frac{\Delta E}{\Delta V_Z} = R \frac{\Delta I}{\Delta V_Z} + 1$$

$$\frac{\Delta E}{\Delta V_Z} = \frac{R}{R_Z} + 1 = 101 \text{ donc } \Delta V_Z = \Delta E \times 0.01.$$

On peut dire que quel que soit la variation de la tension d'entrée, la tension de sortie reste à peu près la même $V_{out} = V_Z$.

4. Puisque $R_Z = 5\Omega$, le régulateur Zener est soutenu s'il satisfait deux conditions
 la 1^{ière} condition est vérifiée car $R = 500 = 100 \times R_Z$.
 la 2^{ème} condition $R_Z \leq 0.01R_L \Rightarrow R_L \geq 100R_Z$ donc $R_L \geq 500\Omega$



Chapitre IV :
Transistors bipolaires

Constantine 1

Dr. I. Khlef

Chapitre IV : Transistors bipolaires

Résumé du cours

1. Introduction :

Le transistor bipolaire est une source de courant commandée en courant. Un transistor sert à **amplifier le courant**, dans ce cas il fonctionne en **régime linéaire**. Un transistor peut être utilisé comme un **interrupteur** commandé, on dit alors qu'il fonctionne en **commutation** (**régime non linéaire**).

2. Définition :

Un transistor bipolaire est constitué de trois zones dopées différemment formant deux jonctions (NP et PN) ou (PN et NP) ayant trois électrodes nommées Base (B) Emetteur (E) et collecteur (C), par conséquent on a :

- Transistor NPN (lorsque le dopage de la base est de type P) voir la figure 1.a.
- Transistor PNP (lorsque le dopage de la base est de type N) voir la figure 1.b

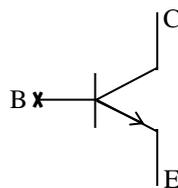


Figure 1. a . Transistor Bipolaire NPN.

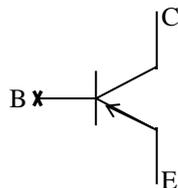


Figure 1.b .Transistor Bipolaire PNP

Le transistor possède deux fonctions principales :

1. L'amplification des signaux dans les circuits analogiques.
2. La commutation dans les circuits logiques.

Dans le cadre de nos travaux dirigés, nous étudions le fonctionnement du transistor en régime statique et dynamique.

Le transistor fonctionne normalement si la jonction base-émetteur est polarisée en direct et la jonction base-collecteur en inverse.

On a plusieurs montages de polarisation, parmi lesquelles on cite :

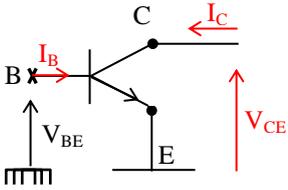
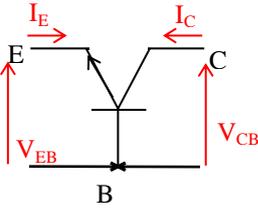
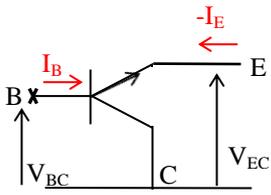
1. La polarisation par courant de base.
2. La polarisation par réaction de collecteur.
3. La polarisation par pont de résistances.

Remarque :

$$I_E = I_C + I_B \quad \text{et} \quad I_C = \beta I_B, \quad \beta : \text{le gain en courant.}$$

Le transistor bipolaire possède trois électrodes (E, B, C), il est considéré comme un quadripôle, une des trois électrodes est mise alors en commun entre l'entrée et la sortie. Par conséquent, on a trois types de montages :

- a. Le montage émetteur commun.
- b. Le montage base commune.
- c. Le montage collecteur commun.

Montage E.C	Montage B.C	Montage C.C
 <ul style="list-style-type: none"> * l'émetteur est relié à la masse ou une tension de référence. * L'entrée alternative se fait par la base et la sortie se fait par le collecteur. * Ce type de montage est utilisé pour l'amplification du courant, c'est un générateur de fort courant en sortie piloté par un faible courant en entrée. 	 <ul style="list-style-type: none"> * la base du transistor est reliée à la masse. <p>Selon les schémas proposés.</p> <ul style="list-style-type: none"> * L'entrée alternative se fait à travers l'émetteur, la sortie se fait par le collecteur. * En pratique ce montage sera très peu utilisé sauf en hautes fréquences, où il va présenter une bande passante très importante. 	 <ul style="list-style-type: none"> * l'électrode collecteur du transistor est reliée à l'alimentation ou à la masse. <p>L'entrée alternative par la base et la sortie à travers l'émetteur .</p> <p>L'impédance de sortie dans ce montage est faible et l'impédance d'entrée est élevée. Ce montage qui n'a qu'un gain en tension proche de 1, est utilisé comme adaptateur d'impédance entre l'étage ayant une forte impédance de sortie qui précède l'étage final lorsqu'il a une impédance d'entrée très faible.</p>

La configuration la plus employée en électronique classique est le montage « émetteur commun » grâce à son gain élevé. La représentation de son schéma équivalent en dynamique est donnée par la figure suivante:

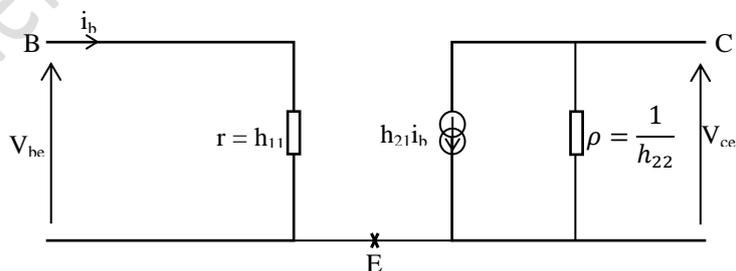


Figure 2. Schéma équivalent du transistor bipolaire émetteur commun NPN.

Remarque : h_{ij} sont les éléments de la matrice hybride.

3. Le point de fonctionnement du transistor bipolaire :

- La droite d'attaque : est l'équation qui relie le courant d'entrée I_B à la tension d'entrée V_{BE} .
L'équation de la droite d'attaque dépend des éléments du circuit.
- La droite de charge : est l'équation qui relie le courant de sortie I_C à la tension de sortie V_{CE} .
L'équation de la droite de charge dépend des éléments du circuit.
- Le point de fonctionnement Q du transistor est l'intersection entre la droite d'attaque avec la caractéristique I_B en fonction de V_{BE} d'une part et l'intersection de la droite de charge avec la caractéristique I_C on fonction de (V_{CE}) d'autre part.

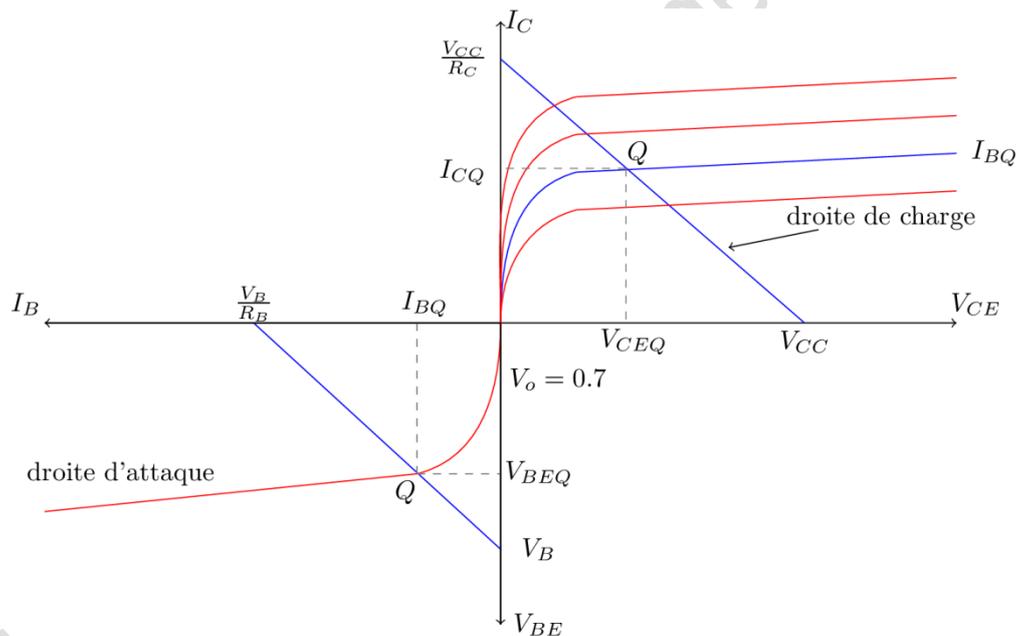
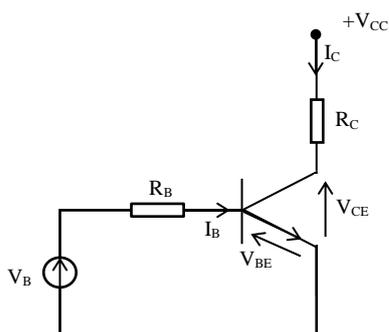


Figure 4.3 : le point de fonctionnement pour le transistor bipolaire.

On prend comme exemple le circuit suivant



$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$$

La droite de charge $I_C = f(V_{CE})$

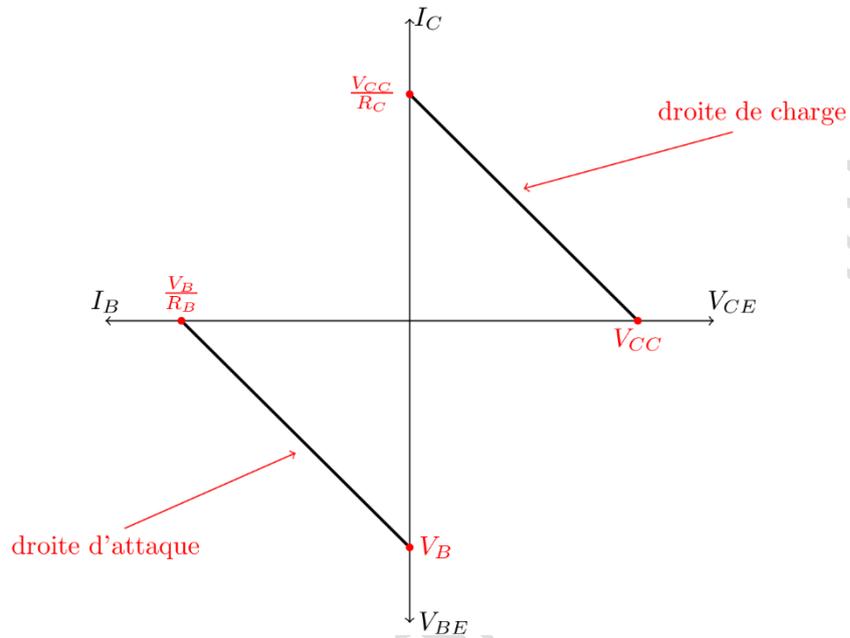
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

La droite d'attaque $I_B = f(V_{BE})$

$$V_B = R_B I_B + V_{BE}$$

$$\text{Donc } I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B}$$

Le tracé des deux droites est le suivant :



Puisque la droite de charge $V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$ et la droite d'attaque $V_B = R_B I_B + V_{BE}$ avec des diodes au silicium ; on aura un point de fonctionnement avec quatre coordonnées $(I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE})$.

Série d'exercices N°4

Exercice1 :

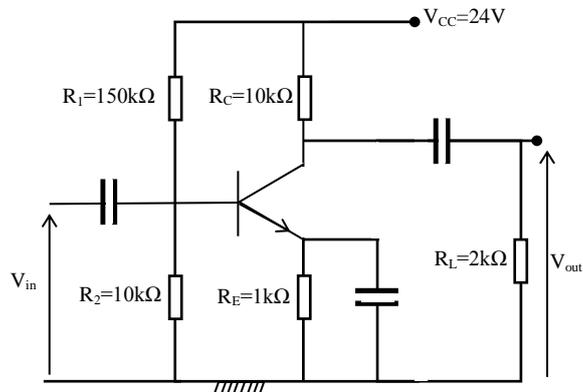


Figure1

Soit le transistor bipolaire NPN représenté sur la figure ci-dessus avec $\beta = 100$.

- 1- Quelle est la polarisation utilisée ?
- 2- Trouver le point de fonctionnement $Q(V_{CE}, I_C)$.
- 3- Quel type de montage on a ?
- 4- Donner le schéma équivalent en dynamique ?
- 5- Donner l'expression :
 - a- du gain en tension G_V .
 - b- du gain en courant G_I .
 - c- la résistance d'entrée.
 - d- la résistance de sortie.

Exercice 2 :

- 1- Trouver les coordonnées du point de fonctionnement Q : (Déterminer $I_B, I_C, I_E, V_{CE}, V_{BE}$) sachant que le transistor possède une valeur $\beta = 150, R_C = 100\Omega, R_B = 10k\Omega, V_{BB} = 5V$, et $V_{CC} = 10V$. Tracer les droites d'attaques et de charge statistiques du transistor. Quelle est la valeur de la tension V_{BB} pour avoir un courant $I_B = 200\mu A$?

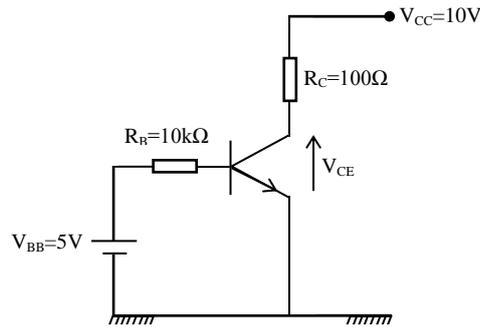


Figure2

Exercice 3 :

On considère le montage suivant avec un transistor NPN de gain en courant statique $\beta = 100$ et la tension entre la base et l'émetteur est de 0,7V.

- On désire avoir un courant de 100 mA dans la résistance R_C , quelle valeur de résistance R_B faut-il choisir ?
- Si on fait varier R_B alors I_B varie et donc I_C varie aussi, quelle est la valeur de R_B pour obtenir un courant I_C maximale (transistor saturé).
- tracer la droite de charge du transistor de la figure ci – dessous.

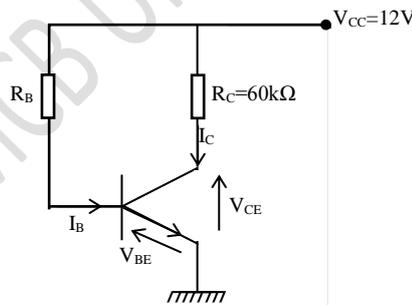
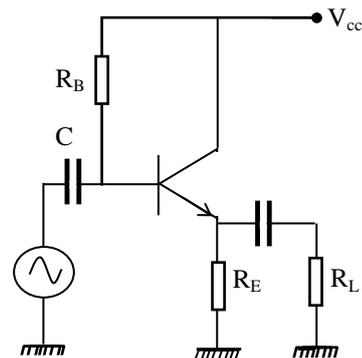


Figure3

Exercice4 :

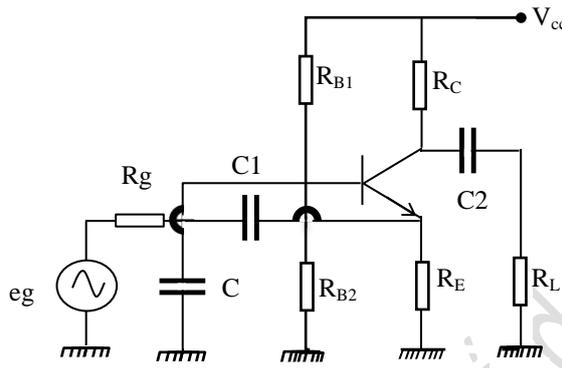
Soit le montage suivant où : $V_{CE} = 12 V$, $V_{BE} = 0,7 V$, $I_C = 7mA$, $\beta = 150$



- 1- Sachant que le point de fonctionnement est au milieu de la droite de charge, on se propose de calculer V_{CC} , R_B et R_E .
- 2- Trouver les expressions du gain en courant en tension en régime dynamique avec l'impédance d'entrée et impédance de sortie sachant que $h_{22}^{-1} = \rho_{\rightarrow\infty}$

Exercice 5 :

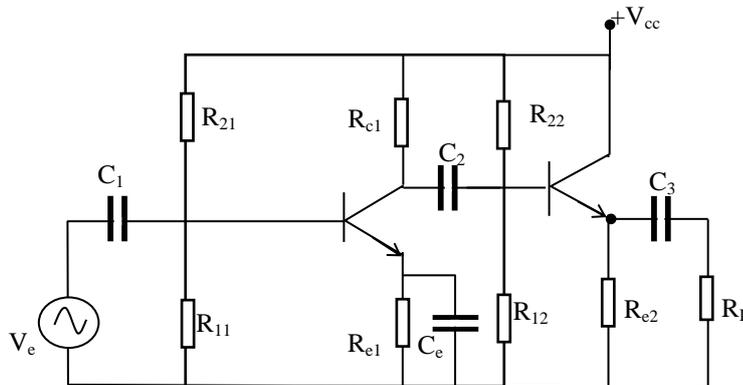
- 1- Tracer les droites de charge et d'attaque en régime statique du montage suivant.



- 2- Trouver les expressions du gain en courant, en tension, impédance d'entrée et de sortie en régime dynamique sachant que $\rho_{\rightarrow\infty}$ et C_1, C_2 sont des condensateurs de couplage et C représente un condensateur de découplage.

Exercice 6 :

Soit le montage suivant :



1- Quel est le point de fonctionnement de chaque étage ?

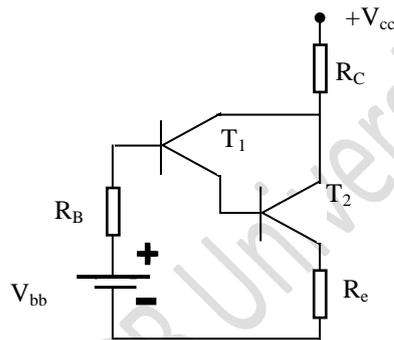
On prend : $V_{CC} = 10V$, $R_{C1} = 400\Omega$, $R_{e2} = R_L = 1K\Omega$, $R_{e1} = 100\Omega$, $\beta_1 = \beta_2 = 100$ et on suppose les transistors identiques, C_1, C_2, C_3 sont des condensateurs de couplage et C_e condensateur de découplage, $R_{21} = 6 K\Omega$, $R_{11} = 1,2 K\Omega$, $R_{22} = 12,5 K\Omega$ et $R_{12} = 50 K\Omega$.

2- Trouver le gain en tension en régime dynamique ?

Exercice7 :

1- Trouver le point de fonctionnement des deux transistors montés en Darlington.

On prend $V_{CC} = 20V$, $V_{bb} = 2,5 V$, $R_B = 10 k\Omega$, $R_C = 1K\Omega$, $R_e = 0,1 K\Omega$ et $\beta = 100$



Solution série d'exercices N°4

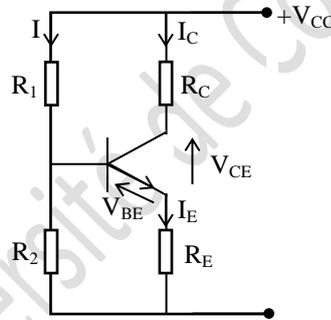
Exercice 1 :

❖ L'étude statique :

1. Le type de polarisation est la polarisation par pont de résistances.
2. Pour trouver le point de fonctionnement, on doit calculer V_{CE} et I_C .

On a les équations suivantes trouvées à partir de la figure ci-dessous :

- $R_1=150k\Omega$
- $R_2=10k\Omega$
- $\beta=100$
- $R_E=1k\Omega$
- $R_C=10k\Omega$
- $R_L=2k\Omega$
- $V_{CC}=+24V$



Si on néglige I_B (très faible car $\beta= 100$) devant le courant de pont I , R_1 et R_2 seront considérées comme en série :

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) I$$

$$R_2 I = V_{BE} + R_E I_E$$

donc $I = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = 0,15 \text{ mA}$

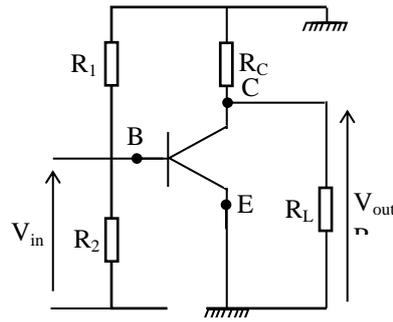
et $I_E = \frac{R_2 I - V_{BE}}{R_E} = 0,8 \text{ mA}$

$$I_E = I_C + I_B = I_C \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \approx I_C$$

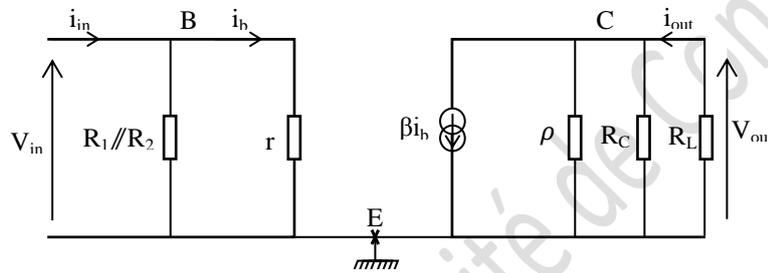
$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C = 15,2 \text{ V}$$

Le point de fonctionnement $Q (I_C, V_{CE})$.

3. Le type de montage en dynamique est un montage émetteur-commun.



4. Le schéma équivalent en dynamique



5. L'expression du gain en tension $G_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$

$$V_{out} = -(\rho \parallel R_C \parallel R_L) \beta i_b$$

$$V_{in} = r i_b$$

donc

$$G_V = \frac{-\beta(\rho \parallel R_C \parallel R_L)}{r}$$

6. L'expression du gain en courant :

$$G_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

$$I_{out} = -\frac{V_{out}}{R_L}, I_{in} = \frac{V_{in}}{(R_1 \parallel R_2)} + \frac{V_{in}}{r}$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{(R_1 \parallel R_2 \parallel r)}$$

$$G_i = \frac{-\frac{V_{out}}{R_L}}{\frac{V_{in}}{(R_1 \parallel R_2 \parallel r)}} = -\frac{(R_1 \parallel R_2 \parallel r)}{R_L} G_V$$

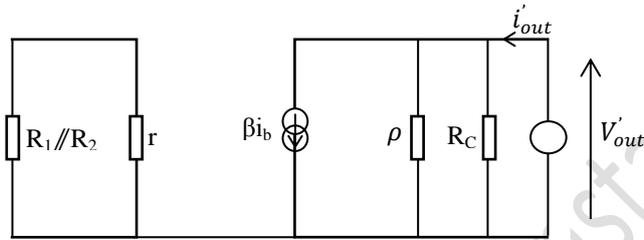
$$\Rightarrow G_i = \frac{\beta(R_1 \parallel R_2 \parallel r)(\rho \parallel R_C \parallel R_L)}{r R_L}$$

7. La résistance d'entrée

$$R_e = \frac{V_{in}}{I_{in}} = (R_1 // R_2 // r)$$

8. La résistance de sortie

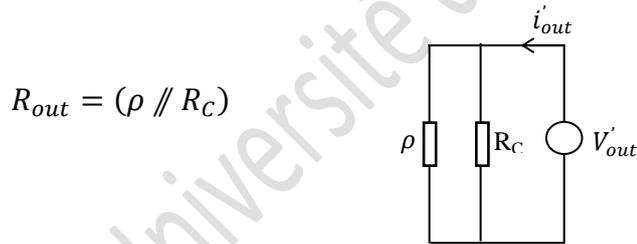
$$R_{out} = \left. \frac{V'_{out}}{I'_{out}} \right|_{V_{in}=0}$$



*

$\beta i_b = 0$ puisque $i_b = 0$

On aura le schéma suivant :



$$R_{out} = (\rho // R_C)$$

Exercice 2 :

1- les coordonnées du point de fonctionnement $Q = (I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE})$

$$I_B = 430 \mu A, V_{BE} = 0,7 V, I_C = 64,5 mA, V_{CE} = 3,55 V$$

2- $V_{BB} = 2,7 V$ pour $I_B = 200 \mu A$.

Exercice 3 :

1. $R_B = 11,3 K\Omega$ pour $I_C = 100 mA$
2. $R_B' = 5,65 K\Omega$ pour $I_{C_{sat}} = 200 mA$

Exercice 4 :

1- Puisque Q est au milieu de la droite de charge donc $V_{CC} = 2V_{CE} = 24 V$

$$\text{On a } R_E I_E = V_{CC} - V_{CE} \Rightarrow R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E}$$

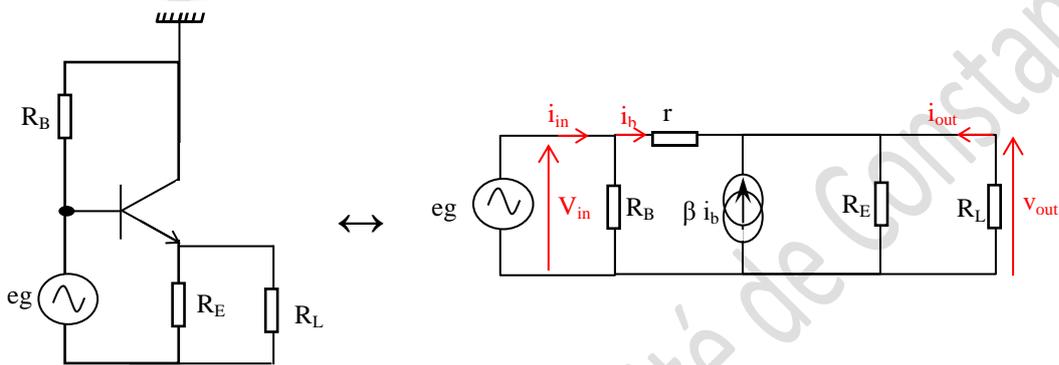
On prend $I_E \approx I_C$ donc $R_E = 1,7 K\Omega$

On a aussi : $V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_E}{I_B} = \frac{(V_{CC} - V_{BE} - R_E I_E)\beta}{I_C}$$

$$R_B = 244 K\Omega$$

2- En régime dynamique le schéma équivalent est le suivant :



Le gain en courant :

$$G_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

$$i_{in} = i_b + \frac{v_{in}}{R_B}$$

$$v_{in} = [r + (\beta + 1)(R_E // R_L)]i_b$$

$$i_{in} = i_b \left[1 + \frac{[r + (\beta + 1)(R_E // R_L)]}{R_B} \right]$$

$$v_{out} = -R_L i_{out} = (R_E // R_L)(\beta + 1)i_b$$

$$i_{out} = -\frac{v_{out}}{R_L} = -\frac{(R_E // R_L)(\beta + 1)}{R_L} i_b = -\frac{(\beta + 1)R_E}{R_E + R_L} i_b$$

$$G_i = \frac{-\frac{(\beta + 1)R_E}{R_E + R_L}}{\left[1 + \frac{[r + (\beta + 1)(R_E // R_L)]}{R_B} \right]} = -\frac{R_B \frac{(\beta + 1)R_E}{R_E + R_L}}{R_B + [r + (\beta + 1)(R_E // R_L)]}$$

Le gain en tension :

$$G_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$V_{out} = (\beta + 1)(R_E // R_L)i_b$$

donc

$$G_V = \frac{(R_L // R_E)(\beta + 1)}{r + (R_L // R_E)(\beta + 1)} \approx 1$$

Impédance d'entrée Z_e :

$$Z_e = \frac{V_{in}}{i_{in}}$$

$$i_{in} = \frac{V_{in}}{R_B} + i_b$$

Et $V_{in} = [r + (R_L // R_E)(\beta + 1)]i_b$

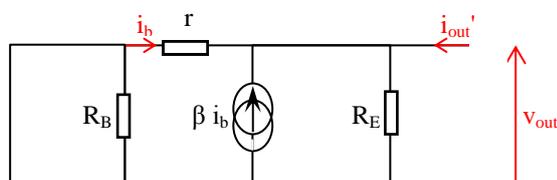
$$i_{in} = V_{in} \left[\frac{1}{R_B} + \frac{1}{[r + (R_L // R_E)(\beta + 1)]} \right]$$

$$\Rightarrow Z_e = R_B // [r + (R_L // R_E)(\beta + 1)]$$

Impédance de sortie Z_s :

$$Z_s = \left. \frac{v'_{out}}{i'_{out}} \right|_{e q=0} \quad \text{c'est l'équivalent à } Z \text{ Thévenin et la source de tension est court-circuitée.}$$

Le schéma équivalent devient :



$$i'_{out} + (\beta + 1)i_b = \frac{v'_{out}}{R_E}$$

$$v'_{out} = -r i_b \Rightarrow i_b = -\frac{v'_{out}}{r}$$

$$i'_{out} = \frac{v'_{out}}{R_E} + \frac{(\beta + 1)}{r} v'_{out}$$

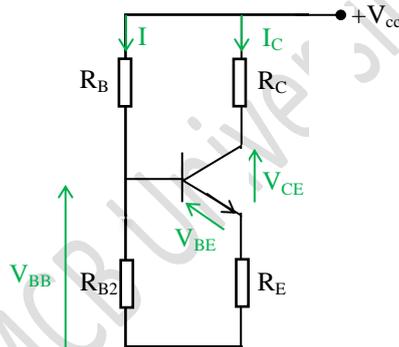
$$i'_{out} = v'_{out} \left[\frac{1}{R_E} + \frac{(\beta+1)}{r} \right]$$

donc

$$Z_s = \left[R_E // \frac{r}{(\beta + 1)} \right]$$

Exercice 5 :

1- En régime statique le montage devient :



La droite de charge $I_C = f(V_{CE})$

Loi des mailles : $\sum V_i = 0$

$$V_{CC} = R_C I_C + R_E I_E + V_{CE} \text{ on prend } I_E \simeq I_C \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E + R_C}$$

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C} \text{ pour } V_{CE} = 0$$

Et $I_C = 0$ donc $V_{CE} = V_{CC}$

La droite d'attaque : $I_B = f(V_{BE})$

Pour trouver V_{BB} on applique le diviseur de tension aux bornes de R_{B2}

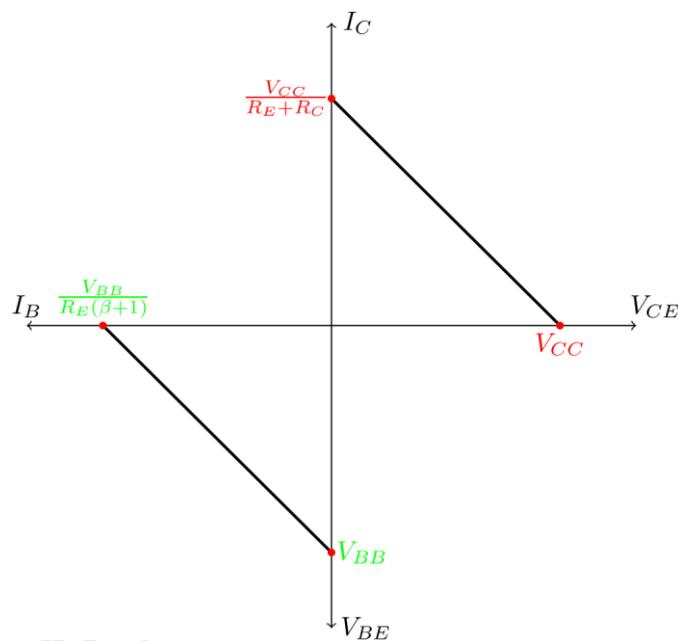
Selon la loi des mailles :

$$V_{BB} = V_{BE} + R_E I_E$$

$$V_{BE} = V_{BB} - R_E I_E$$

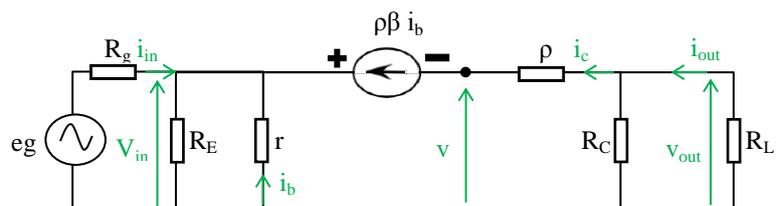
$$V_{BE} = V_{BB} - R_E(\beta + 1)I_B \Rightarrow$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E(\beta + 1)}$$



2- Etude dynamique du transistor :

Le schéma équivalent est le suivant :



Le gain en courant :

$$G_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

$$\left. \begin{array}{l} v_{out} = -R_L i_{out} \\ v_{in} = R_e i_{in} \end{array} \right\} G_i = \frac{\frac{-v_{out}}{R_L}}{\frac{v_{in}}{R_e}} = -\frac{R_e}{R_L} \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

$$G_i = -\frac{R_e}{R_L} G_v$$

Avec R_e : l'impédance d'entrée du transistor.

On a $i_{in} + i_b + i_c = \frac{v_{in}}{R_E}$

$$v_{in} = -r i_b \Rightarrow i_b = -\frac{v_{in}}{r}$$

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_E} + \frac{v_{in}}{r} - i_c$$

$$V = -\rho \beta i_b + v_{in} = -\rho i_c - (R_C // R_L) i_c$$

$$V = -\rho \beta \left(-\frac{v_{in}}{r}\right) + v_{in} = -i_c (\rho + (R_C // R_L))$$

$$i_c = -\frac{v_{in} \left(1 + \frac{\rho \beta}{r}\right)}{(\rho + (R_C // R_L))}$$

Impédance d'entrée :

$$R_e = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_E} + \frac{v_{in}}{r} + \frac{v_{in} \left(1 + \frac{\rho \beta}{r}\right)}{(\rho + (R_C // R_L))}$$

$$R_e = R_E // r // \frac{(\rho + (R_C // R_L))}{\left(1 + \frac{\rho \beta}{r}\right)}$$

Le gain en tension :

$$G_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

$$v_{out} = -(R_C // R_L) i_c$$

$$i_c = \frac{-v_{in} \left(1 + \frac{\rho\beta}{r}\right)}{(\rho + (R_C // R_L))}$$

$$-\frac{v_{out}}{(R_C // R_L)} = \frac{v_{in} \left(1 + \frac{\rho\beta}{r}\right)}{(\rho + (R_C // R_L))} \Rightarrow$$

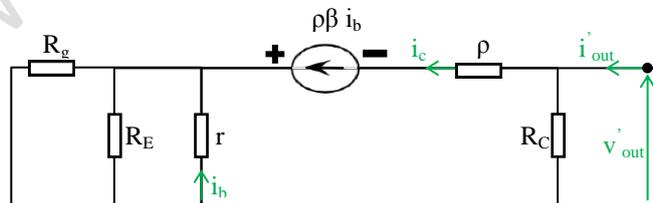
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\left(1 + \frac{\rho\beta}{r}\right) (R_C // R_L)}{(\rho + (R_C // R_L))} = G_v$$

Donc le gain en courant :

$$G_i = -\frac{R_e}{R_L} \frac{\left(1 + \frac{\rho\beta}{r}\right) (R_C // R_L)}{(\rho + (R_C // R_L))}$$

Impédance de sortie :

$$R_S = \left. \frac{v'_{out}}{i'_{out}} \right|_{e_g=0}$$



$$i'_{out} = \frac{v'_{out}}{R_C} + i_c$$

$$v'_{out} = \rho i_c - \beta \rho i_b - r i_b$$

$$v'_{out} = \rho i_c - \beta \rho i_b + R'_{eq} i_c \quad \text{avec } R'_{eq} = (R_g // R_E // r)$$

$$\text{On a : } R'_{eq} i_c = -r i_b \Rightarrow i_b = -\frac{R'_{eq}}{r} i_c$$

Donc $v'_{out} = \rho i_c + \rho \beta \frac{R'_{eq}}{r} i_c + R'_{eq} i_c$

$$v'_{out} = i_c \left(\rho + \rho \frac{\beta}{r} R'_{eq} + R'_{eq} \right)$$

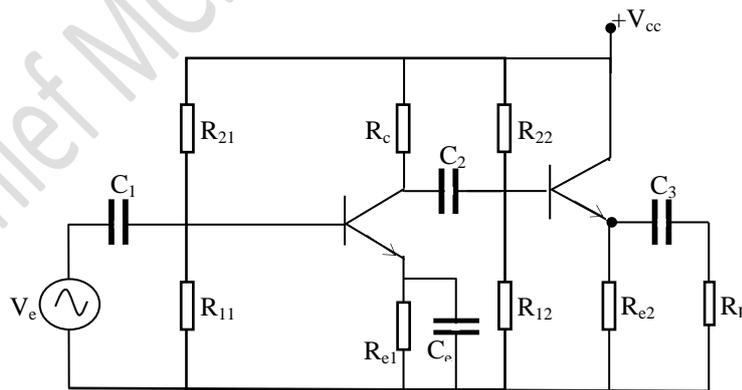
$$i_c = \frac{v'_{out}}{\left(\rho + \rho \frac{\beta}{r} R'_{eq} + R'_{eq} \right)} \Rightarrow$$

$$i'_{out} = \frac{v'_{out}}{R_C} + \frac{v'_{out}}{\left(\rho + \rho \frac{\beta}{r} R'_{eq} + R'_{eq} \right)}$$

$$\frac{v'_{out}}{i'_{out}} = \frac{1}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{\left(\rho + \rho \frac{\beta}{r} R'_{eq} + R'_{eq} \right)}}$$

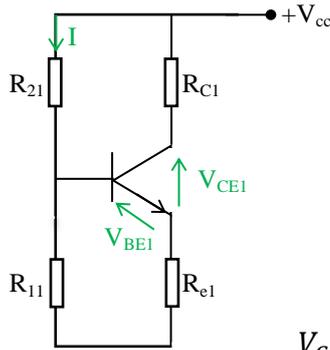
$$R_S = R_C \parallel \left(\rho + \rho \frac{\beta}{r} R'_{eq} + R'_{eq} \right)$$

Exercice 6 :



Puisque C_2 est un condensateur de couplage

-étude statique du 1^{er} étage :



$$V_{CC} = R_{C1}I_{C1} + V_{CE1} + R_{e1}I_{e1}$$

$$R_{11}I = V_{BE1} + R_{e1}I_{e1}$$

$$I = \frac{V_{CC}}{(R_{11} + R_{21})} = 1.38 \text{ mA}$$

$$I_{e1} = \frac{R_{11}I - V_{BE1}}{R_{e1}} = 9.56 \text{ mA}$$

$$I_{e1} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta} = I_{C1} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) = \frac{101}{100} I_{C1}$$

$$I_{C1} = \frac{100}{101} I_{e1} = 9.46 \text{ mA}$$

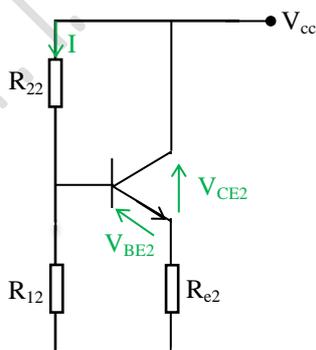
$$I_{B1} = 94.6 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - R_{C1}I_{C1} - R_{e1}I_{e1}$$

$$V_{CE1} = 5.264 \text{ V}$$

Donc $Q_1 \left(\begin{array}{ccc} I_{B1} & I_{C1} & V_{CE1} \\ 94,6\mu A & 9,46mA & 5,264V \end{array} \right)$

-étude statique du 2^{ème} étage :



$$V_{CC} = V_{CE2} + R_{e2}I_{e2}$$

$$V_{CC} = (R_{22} + R_{12})I'$$

$$I' = \frac{V_{CC}}{R_{22} + R_{12}} = 0,16 \text{ mA}$$

$$R_{12}I' = V_{BE} + R_{e2}I_{e2} \Rightarrow I_{e2} = \frac{R_{12}I' - V_{BE}}{R_{e2}} = 7,3 \text{ mA}$$

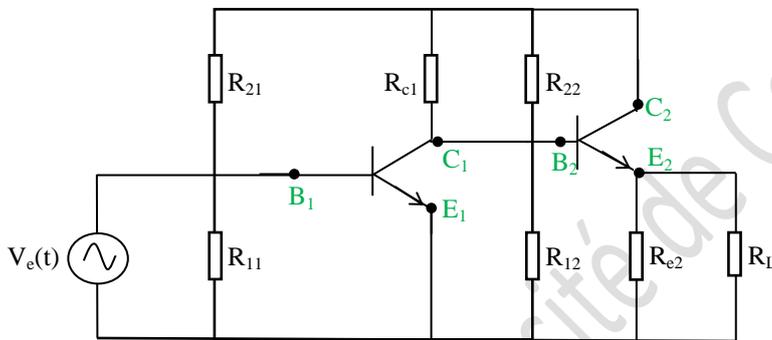
$$I_{C2} = \frac{100}{101} I_{e2} = 7,23 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = V_{CE2} + R_{e2} I_{e2}$$

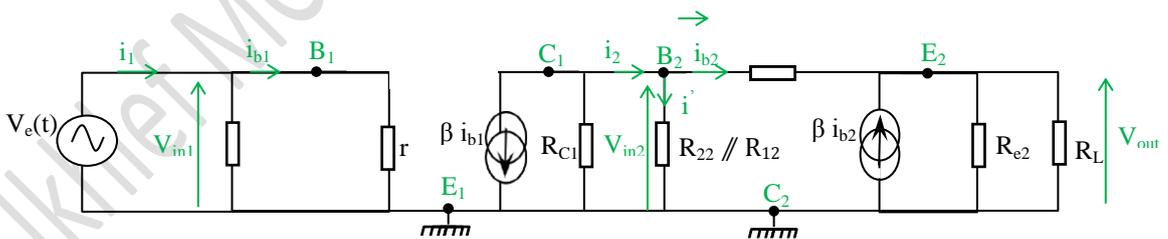
$$V_{CE2} = V_{CC} - R_{e2} I_{e2} = 2,70 \text{ V}$$

$$Q_2 \left(\begin{array}{cc} I_{C2} & V_{CE2} \\ 7,23 \text{ mA} & 2,70 \text{ V} \end{array} \right)$$

-étude dynamique :



Le schéma équivalent est le suivant :



$$G_V = G_{V1} G_{V2}$$

Le gain en tension de l'étage 2 :

$$v_{out} = R_L i_{out} = (R_{e2} // R_L) i_{b2} (\beta + 1)$$

$$v_{in2} = h_{11}i_{b2} + v_{out} = [r + (R_{e2} // R_L)(\beta + 1)]i_{b2}$$

$$G_{v2} = \frac{v_{out}}{v_{in2}} = \frac{(R_{e2} // R_L)(\beta + 1)}{r + (R_{e2} // R_L)(\beta + 1)}$$

Impédance d'entrée de l'étage 2 :

$$Z_{e2} = \frac{v_{in2}}{i_2}$$

$$i_2 = i' + i_{b2} = \frac{v_{in2}}{(R_{22} // R_L)} + \frac{v_{in2}}{[r + (R_{e2} // R_L)(\beta + 1)]}$$

$$Z_{e2} = \left[\frac{1}{(R_{22} // R_L)} + \frac{1}{[r + (R_{e2} // R_L)(\beta + 1)]} \right]^{-1}$$

Le gain en tension de l'étage 1 :

$$G_{V1} = \frac{v_{out1}}{v_{in1}}$$

$$v_{out1} = -(R_{C1} // Z_{e2}) \beta i_{b1}$$

$$v_{in1} = r i_{b1}$$

$$\Rightarrow G_{V1} = -\frac{(R_{C1} // Z_{e2}) \beta}{r}$$

Le gain global des deux étages :

$$G_V = G_{V1} G_{V2}$$

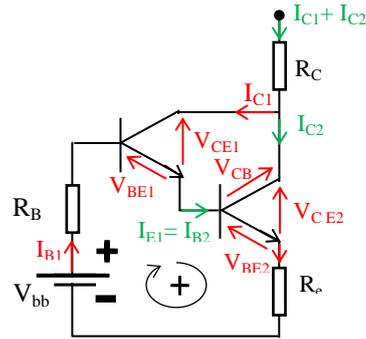
$$G_V = -\frac{(R_{C1} // Z_{e2}) \beta}{r} \frac{(R_{e2} // R_L)(\beta + 1)}{r + (R_{e2} // R_L)(\beta + 1)}$$

Impédance d'entrée de l'étage 1 :

$$Z_{e1} = \frac{v_{in1}}{i_1} = (R_{21} // R_{11} // r)$$

Exercice 7 :

Le point de fonctionnement des transistors montés en Darlington :



Selon la loi des mailles :

$$V_{bb} - R_B I_{B1} - V_{BE1} - V_{BE2} - R_e I_{E2} = 0$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = I_{E1} + I_{C2}$$

$$I_{E2} = I_{E1} + \beta I_{B2} = I_{E1} + \beta I_{E1}$$

$$I_{E2} = (\beta + 1) I_{E1}$$

$$V_{bb} = R_B I_{B1} - 2 V_{BE} + R_e (\beta + 1) I_{E1}$$

$$V_{bb} = R_B I_{B1} - 2 V_{BE} + R_e (\beta + 1) (\beta + 1) I_{B1}$$

$$V_{bb} = [R_B + (\beta + 1)^2 R_e] I_{B1} + 2 V_{BE}$$

$$\Rightarrow I_{B1} = \frac{V_{bb} - 2 V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)^2 R_e} = 1,067 \mu A$$

$$I_{C1} = \beta I_{B1} = 106,7 \mu A$$

$$I_{E1} = 107,76 \mu A = I_{B2}$$

$$I_{C2} = \beta I_{B2} = 10,77 mA$$

$$I_{E2} = 10,88 mA$$

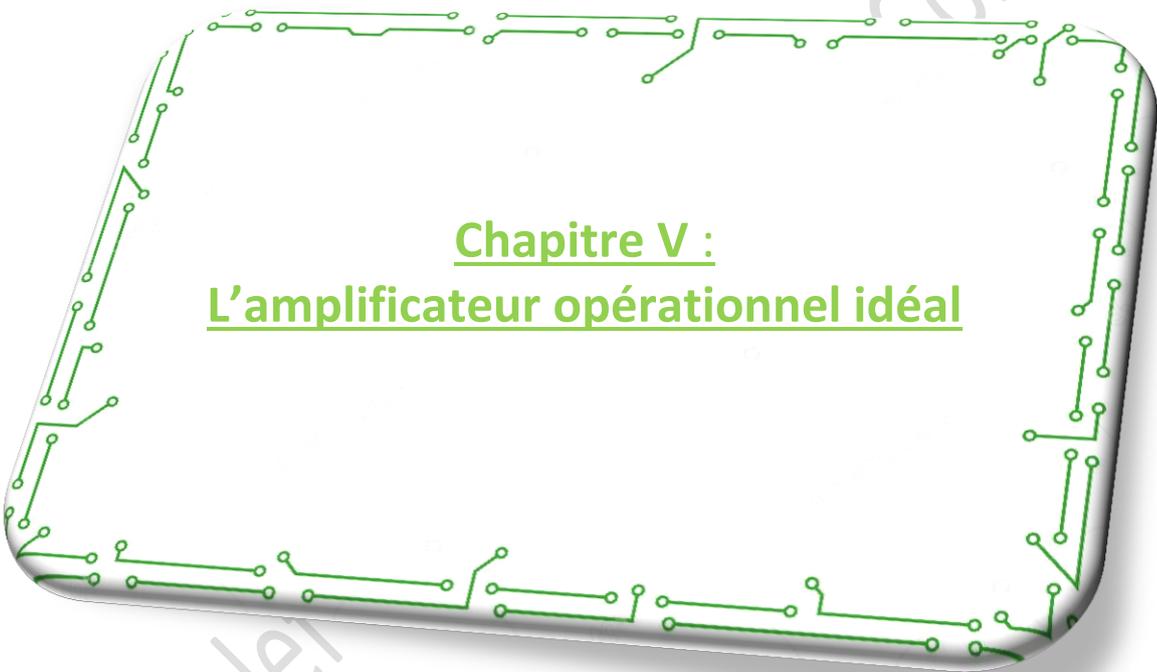
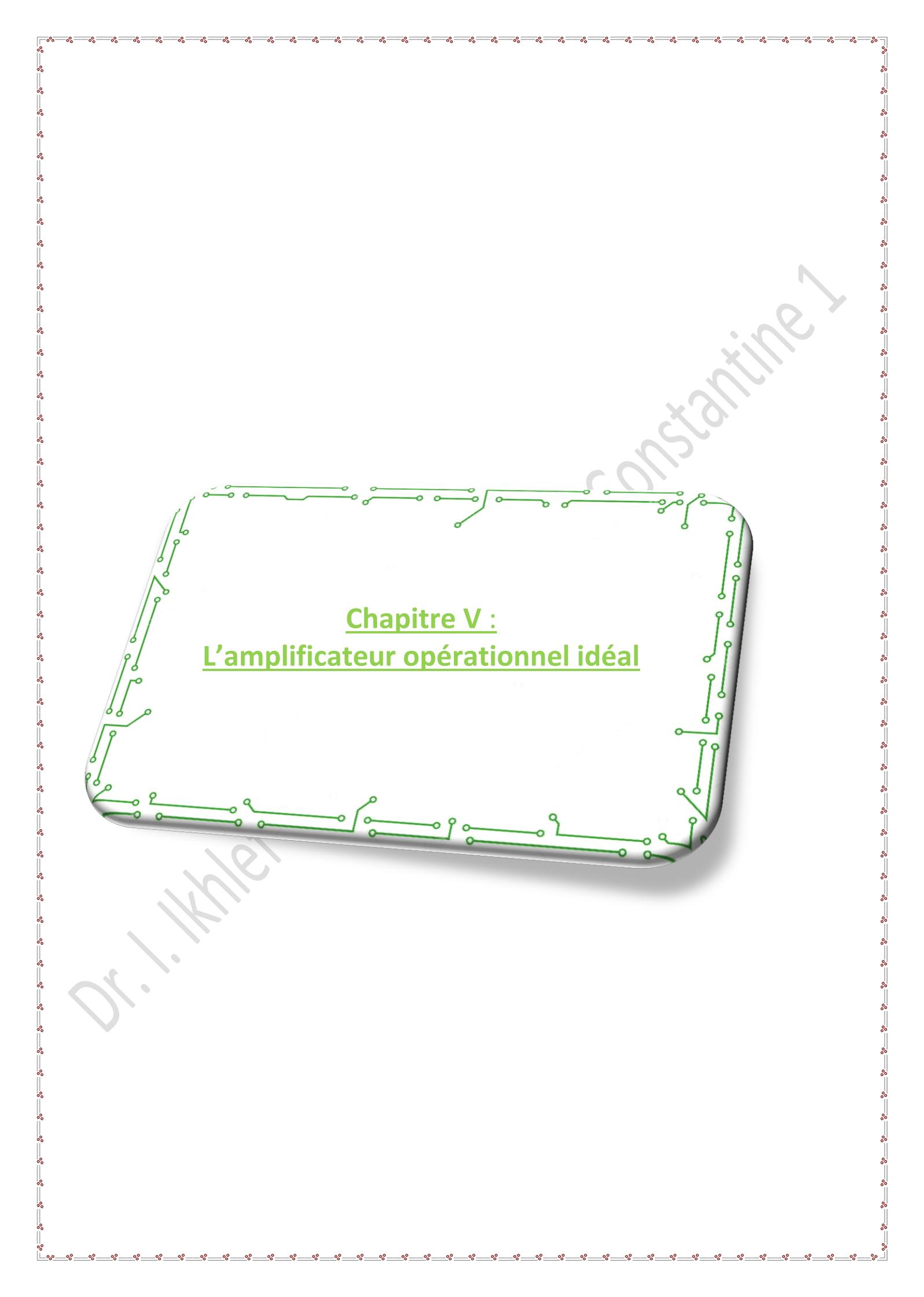
$$V_{CE1} = V_{CB2} = V_{CE2} - V_{BE2}$$

Avec

$$V_{CE2} = V_{CC} - R_C (I_{C1} + I_{C2}) - R_e I_{E2}$$

$$V_{CE2} = 8,05 V$$

Donc $V_{CE1} = 7,35 V$



Chapitre V :
L'amplificateur opérationnel idéal

Constantine 1

Dr. I. Khleif

Chapitre V : L'amplificateur opérationnel idéal

Résumé du cours

Introduction

Dans ce chapitre on se limitera à l'étude de l'amplificateur idéal ayant une impédance d'entrée infinie, une impédance de sortie nulle et un gain infini.

1-Symbole de l'amplificateur

Le symbole de l'A O est représenté par la figure suivante :

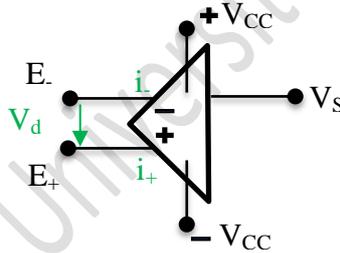


Figure (5.1) le symbole de l'A.O

On a $E_+ = E_-$ puisque l'A.O est idéal c'est-à-dire $i_- = i_+ = 0$.

Il comporte 5 connexions :

E_- et E_+ sont respectivement les entrées inverseuses et non-inverseuses. La différence de potentiel entre ces deux entrées est appelé tension différentielle d'entrée V_d :

$$V_d = E_+ - E_-$$

Et V_s : la tension de sortie

$+V_{cc}$ $-V_{cc}$ correspondent aux tensions d'alimentation de l'A.O. le plus souvent elles sont de valeur identique, mais cela n'est pas une obligation. Dans ce chapitre on s'intéresse au fonctionnement de l'A.O dans le régime linéaire comme le montre la figure 5.2.

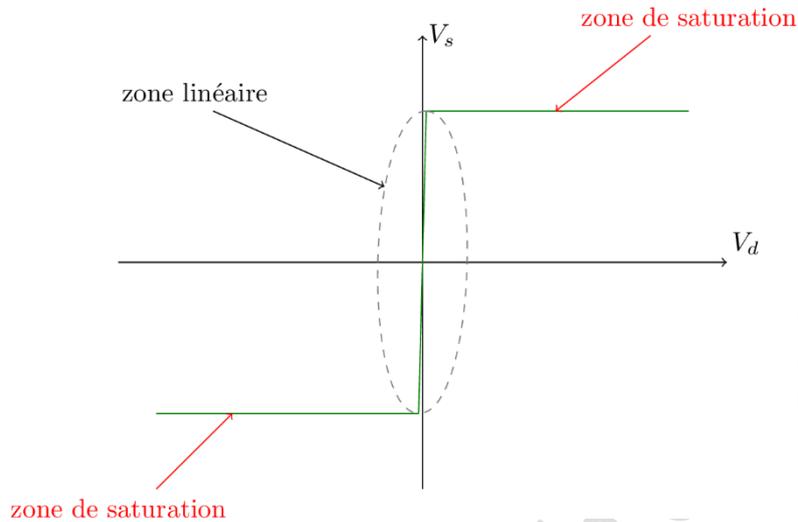


Figure 5.2 Caractéristique de la tension de sortie de l' A.O idéal en fonction de la tension différentielle.

2 -Les applications de l'A.O dans le régime linéaire :

La plupart des montages de ce régime sont à base de réaction négative.

2.1 Le montage suiveur :

Dans ce montage on a

$$E_+ = V_e \text{ et } E_- = V_s$$

$$\text{donc } V_e = V_s \text{ et } G_v = 1.$$

Son utilité est l'adaptation d'impédance entre deux étages sachant que ce montage a une résistance d'entrée très élevée et une résistance de sortie faible.

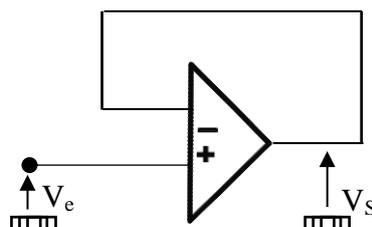


Figure (5.3) Le montage suiveur

2.2 Le montage inverseur :

Si le gain de la chaine directe tend vers l'infini, le gain du système bouclé ne dépend que de celui de la chaine de retour, donc le gain en tension selon le montage de la figure suivante est égale à :

$$V_e = R I \text{ et } V_s = -R' I$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R'}{R} = G_v$$

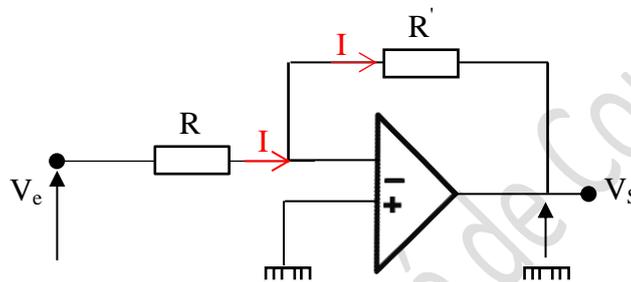


Figure (5.4) Montage inverseur

Le signe (-) dans la formule du gain indique que les deux signaux sont en opposition de phase. Par conséquent le signal de sortie est amplifié et inversé par rapport au signal d'entrée d'où le nom d'inverseur.

2.3 Montage non-inverseur :

Lorsque la tension se fait par l'entrée non-inverseuse, le gain en tension sera positif l'amplificateur est dit non-inverseur.

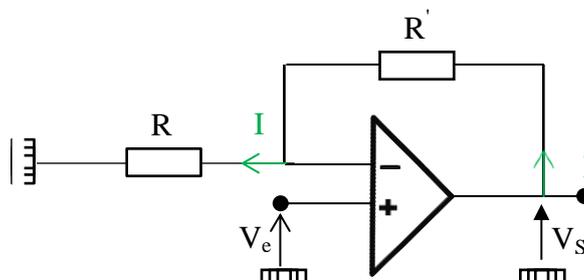


Figure (5.5) Montage non-inverseur

$$V_e = R I$$

$$V_s = (R + R') I$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R + R'}{R} = 1 + \frac{R'}{R} = G_v$$

$$G_v > 1$$

2.4 Montage sommateur-inverseur :

Soit le montage suivant :

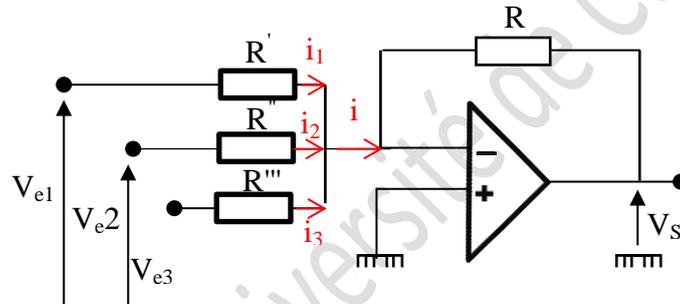


Figure (5.6) Montage sommateur-inverseur.

On appliquant la loi des nœuds à l'entrée inverseuse :

$$i = i_1 + i_2 + i_3$$

$$V_s = -R i, V_{e1} = +R' i_1, V_{e2} = +R'' i_2, V_{e3} = +R''' i_3$$

$$V_s = -R \left(\frac{V_{e1}}{R'} + \frac{V_{e2}}{R''} + \frac{V_{e3}}{R'''} \right)$$

si $R' = R'' = R''' = R$ donc

$$V_s = -(V_{e1} + V_{e2} + V_{e3})$$

La tension de sortie est la somme des résultats de chaque entrée seule.

2.5 Montage soustracteur

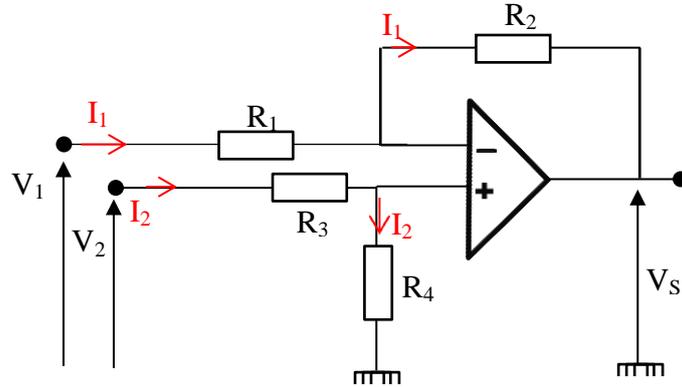


Figure (5.7) Montage soustracteur

$$V_1 = R_1 I_1 + R_4 I_2$$

$$V_2 = (R_3 + R_4) I_2$$

$$\Rightarrow I_2 = \frac{V_2}{R_3 + R_4}$$

$$V_s = -R_2 I_1 + R_4 I_2$$

$$V_1 - V_s = (R_1 + R_2) I_1$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_1 - V_s}{R_1 + R_2}$$

$$V_s = -R_2 \left(\frac{V_1 - V_s}{R_1 + R_2} \right) + R_4 \left(\frac{V_2}{R_3 + R_4} \right)$$

$$V_s \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_2$$

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_4}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) V_2$$

$$\text{si } R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

$$V_s = -V_1 + V_2$$

Le soustracteur a dans son expression la différence entre les tensions à l'entrée inverseuse.

2.6 Montage intégrateur

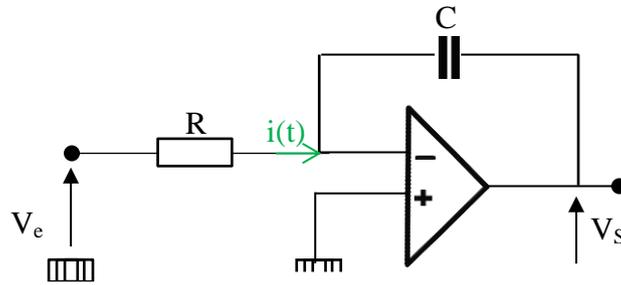


Figure (5.8) Montage intégrateur

On a

$$E_+ = E_-$$

$$V_e(t) = R i(t) \text{ puisque } i(t) = C \frac{dV_s(t)}{dt}$$

$$V_s(t) = \frac{1}{R C} \int V_e(t) dt$$

2.7 Montage dérivateur :

Soit le montage suivant :

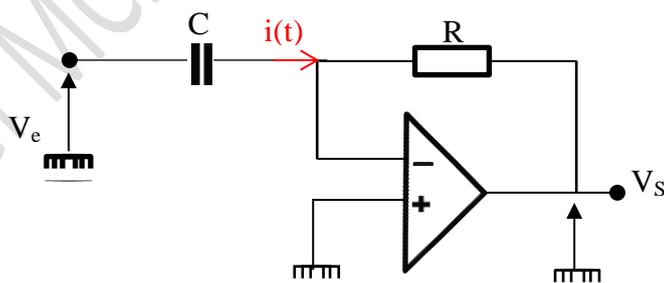


Figure (5.9) Montage dérivateur.

$$V_s(t) = -R i(t)$$

$$i(t) = C \frac{dV_e(t)}{dt}$$

$$V_s(t) = -R C \frac{dV_e(t)}{dt}$$

2.8 Montage exponentiel :

Selon la figure suivante on a :

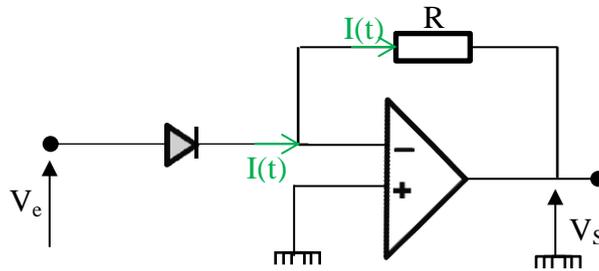


Figure (5.10) Montage exponentiel.

$$V_e = V_D$$

$$V_s = -R I(t) = -R I_s \left[\exp\left(\frac{V_D}{U_T}\right) - 1 \right]$$

$$V_s = -R I_s \left[\exp\left(\frac{V_D}{U_T}\right) - 1 \right]$$

2.9 Montage logarithmique:

Soit le montage suivant :

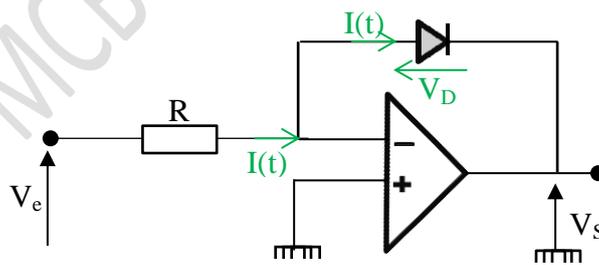


Figure (5.11) Montage logarithmique.

$$V_s = -V_D$$

$$I(t) = I_s \left[\exp\left(\frac{-V_s}{U_T}\right) - 1 \right]$$

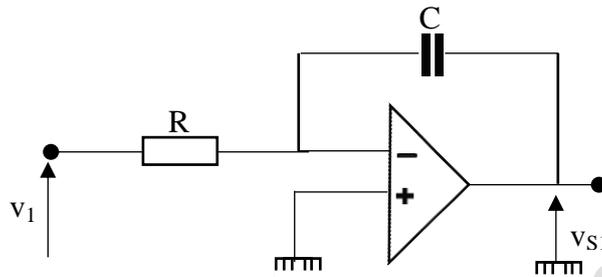
$$V_e = R I(t) = R I_s \left[\exp\left(\frac{-V_s}{U_T}\right) - 1 \right]$$

$$V_s = -U_T \ln\left(\frac{V_e}{R I_s}\right)$$

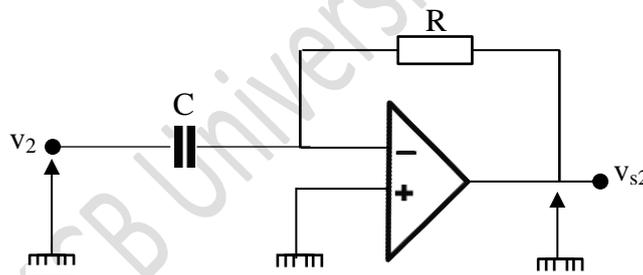
Série d'exercices N°5

Exercice 1:

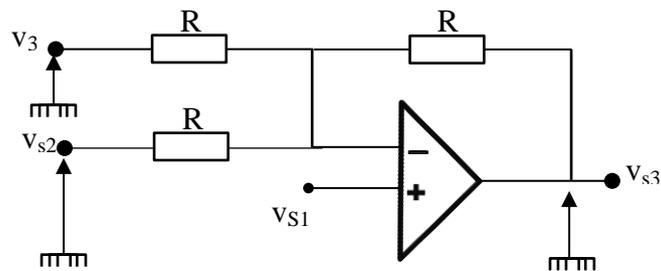
Soient les montages suivants :



Montage 1

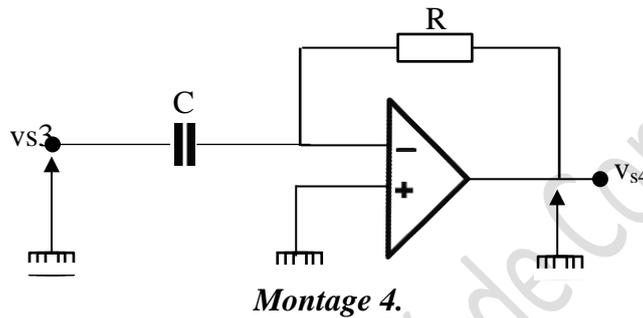


Montage 2



Montage 3

1. Quel est le rôle de chaque montage ?
2. Calculer les tensions de sortie de chaque montage.
3. Les montages 1 et 2 sont associés au montage 3, donner alors le schéma. Donner la valeur de la tension de sortie v_{S3} en fonction de v_1 , v_2 et v_3 .
4. On rajoute à la sortie v_{S3} le montage 4. En considérant que $v_1 = v_2 = v_3 = v$ et $R_c = \tau = 1s$ donner l'expression de v_{S4} en fonction de v_{S3} puis en fonction de v .



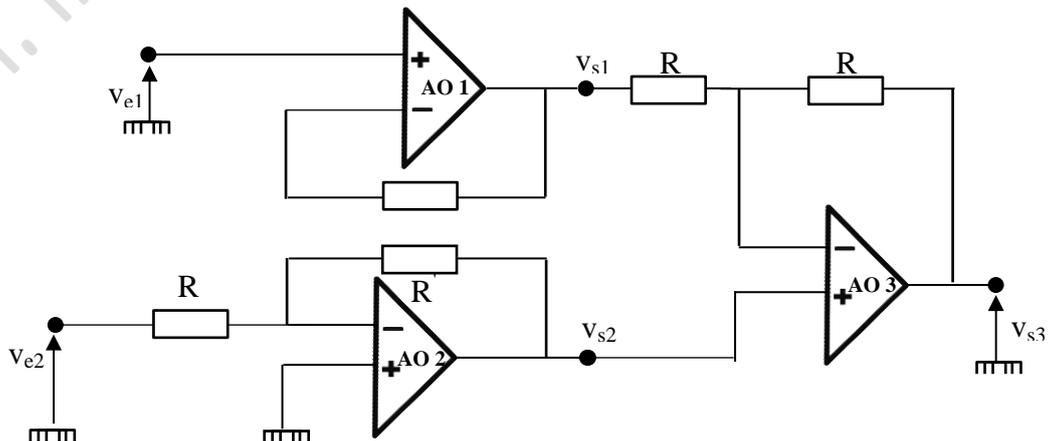
Exercice 2:

Nous avons deux étages consécutifs, le premier a une impédance de sortie très élevée et le deuxième a une faible impédance d'entrée, on veut faire une adaptation d'impédance sans changer les caractéristiques de chacun, que faut-il faire ?

Donner le schéma.

Exercice 3:

Soit le montage suivant :

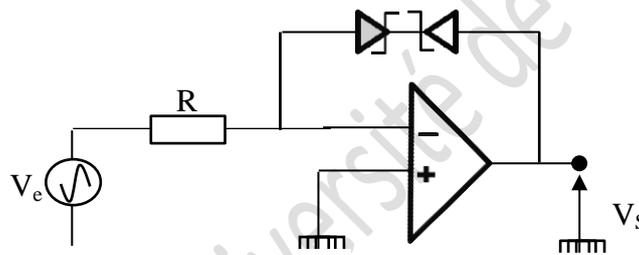


1. Donner la fonction de chaque amplificateur opérationnel.
2. Calculer les tensions v_{s1} , v_{s2} , v_{s3} .
3. Calculer v_{s3} en fonction des entrées v_{e1} et v_{e2} .
4. Quelle est la fonction globale obtenue du montage ?

Exercice 4:

Soit le signal d'entrée sinusoïdale avec une amplitude max de 10 V .

1. Quel sera le signal de sortie si les diodes Zener montées en tête- bêche ont pour tension $V_Z=7\text{ V}$?



Solution série d'exercices N°5

Exercice 1 :

1. Le montage 1 est un intégrateur.

Le montage 2 est un dérivateur.

Le montage 3 est un soustracteur.

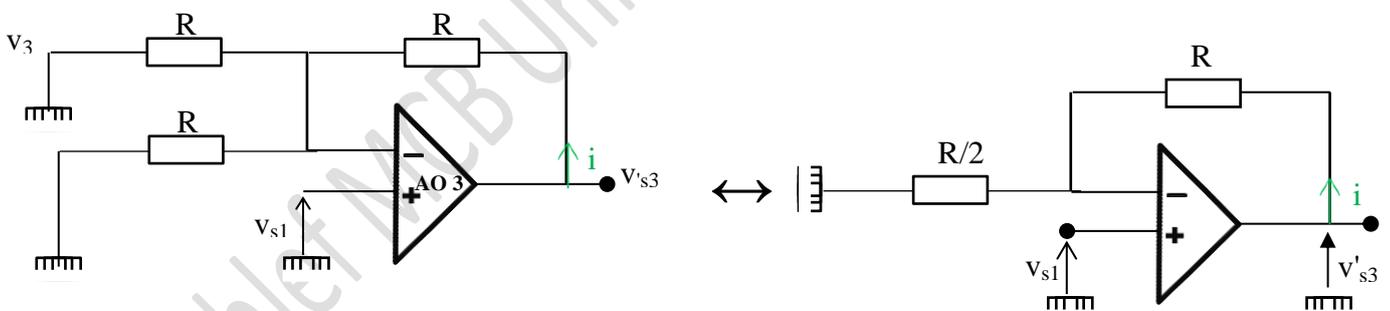
2. Selon le résumé de cours on a :

$$v_{s1} = -\frac{1}{RC} \int v_1 dt$$

$$v_{s2} = -RC \frac{dv_2(t)}{dt}$$

On utilise le théorème de superposition pour trouver v_{s3} , on a 3 sources donc 3 étapes de calcul :

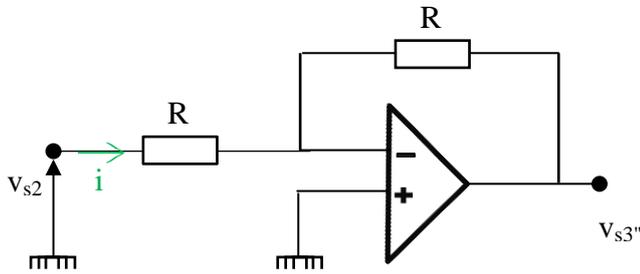
1. v_3 off v_{s2} off v_{s1} on.



$$v'_{s3} = (R + R/2)i \text{ avec } v_{s1} = \frac{R}{2}i \text{ donc } i = \frac{v_{s1}}{R/2}$$

$$v'_{s3} = 3R/2 \left(\frac{v_{s1}}{R/2} \right) = 3v_{s1}$$

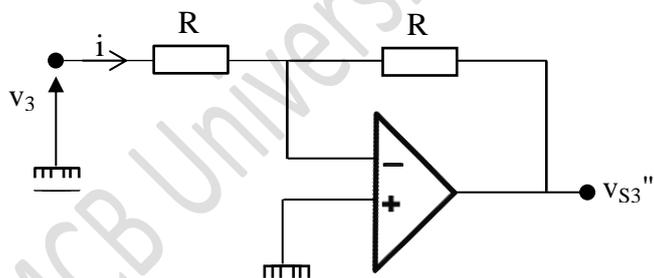
2. v_3 off v_{s2} on v_{s1} off :



$$v_{s3}'' = -R i$$

$$v_{s2} = R i \text{ donc } i = \frac{v_{s2}}{R} \rightarrow v_{s3}'' = -v_{s2}$$

3. v_3 on v_{s2} et v_{s1} off :



$$v_{s3}''' = -R i$$

$$v_3 = R i \text{ donc } i = \frac{v_3}{R} \rightarrow v_{s3}''' = -v_3$$

Finalement :

$$V_{s3} = v_{s3}' + v_{s3}'' + v_{s3}'''$$

$$V_{s3} = 3v_{s1} - (v_{s2} + v_3)$$

4. On peut écrire v_{s3} comme suit :

$$V_{S3} = \frac{-3}{R C} \int v_1 dt - \left(R C \frac{dv_2(t)}{dt} + v_3 \right)$$

On prend $R C = 1s$ et $v_1 = v_2 = v_3$

$$V_{S3} = -3 \int v dt + \frac{dv(t)}{dt} - v$$

Donc

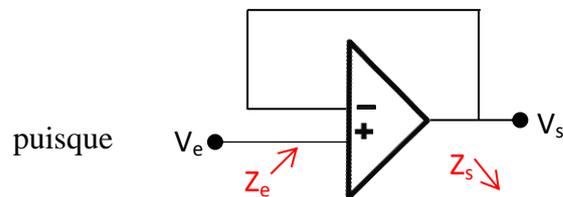
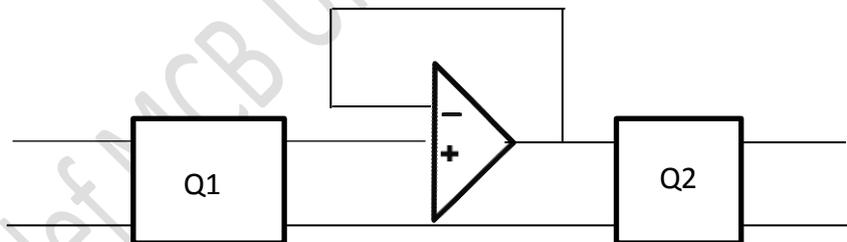
$$V_{S4} = -R C \frac{dv_{S3}}{dt} = -\frac{dv_{S3}}{dt}$$

$$V_{S4} = -\frac{d}{dt} \left[3 \int -v dt + \frac{dv(t)}{dt} - v \right]$$

$$V_{S4} = +3 v - \frac{d^2 v(t)}{dt} + \frac{dv(t)}{dt}$$

Exercice 2:

Pour faire une adaptation d'impédance entre deux quadripôles on doit insérer un amplificateur opérationnel suiveur comme le montre la figure suivante :



Montage suiveur

Exercice 3 :

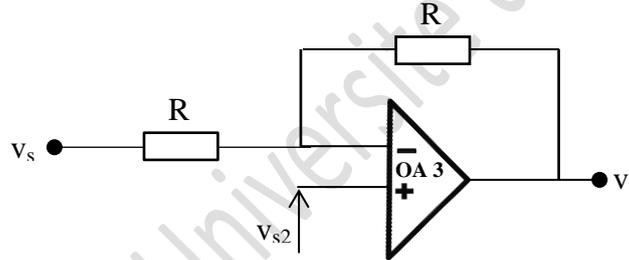
1. A- l'ampli-op 1 est un AO non inverseur.
- B- L'ampli -Op 2 est un AO inverseur.
- C- L'ampli-Op 3 est un soustracteur.

$$2. v_{S1} = \left(1 + \frac{R}{R}\right) v_{e1} = 2 v_{e1}$$

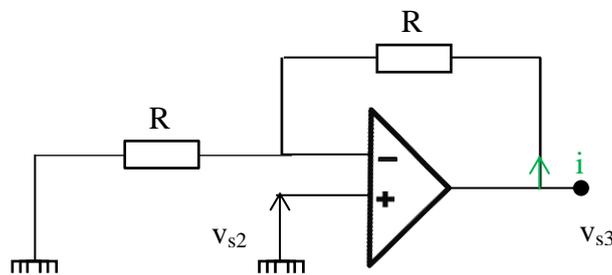
$$v_{S2} = -R i \text{ et } i = \frac{v_{e2}}{R}$$

$$v_{S2} = -v_{e2}$$

Le calcul de v_{S3} se fait en deux étapes selon le théorème de superposition.



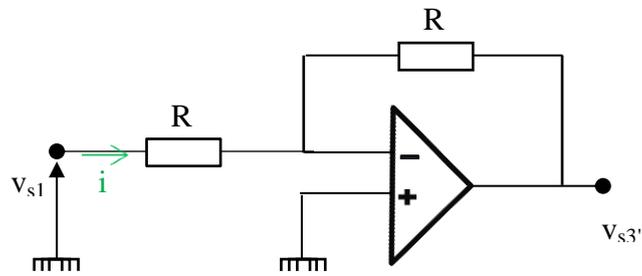
*. v_{S1} off et v_{S2} on.



$$v'_{S3} = +2 R i$$

$$\text{avec } i = \frac{v_{S2}}{R} \rightarrow v'_{S3} = +2 v_{S2}$$

*. v_{S1} on et v_{S2} off.



$$v_{S3}'' = -R i$$

$$\text{avec } i = \frac{v_{S1}}{R} \rightarrow v_{S3}'' = -v_{S1}$$

$$\text{Donc } V_{S3} = v_{S3}' + v_{S3}'' = 2 v_{S2} - v_{S1}$$

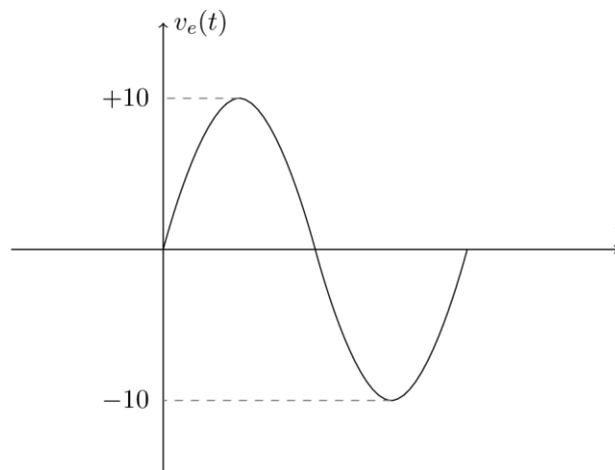
3. Puisque $v_{S1} = 2 v_{e1}$ et $v_{S2} = -v_{e2}$

On aura $v_{S3} = -2(v_{e1} + v_{e2})$

4. La fonction globale du montage est le sommateur inverseur.

Exercice 4 :

La tension d'entrée :



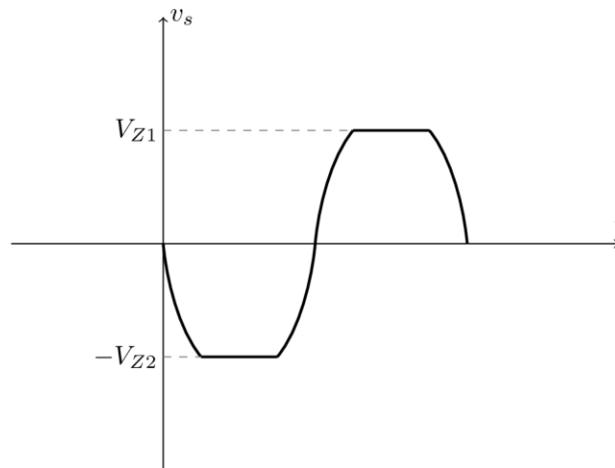
Pendant l'alternance positive la diode D_{Z2} fonctionne en inverse :

$$V_S = -V_{Z2}$$

Pendant l'alternance négative la diode D_{Z1} fonctionne en inverse :

$$V_S = +V_{Z1}$$

$$V_{Z1} = V_{Z2} = 7\text{ V}$$



Bibliographie

- [1] **Dispositifs électroniques et applications**, F. Hobar et Boudebous, Edition université Mentouri Constantine 1, 2003 .
- [2] **Exercices et problèmes d'électricité générale**, Yves Granjon, Dunod 2003.
- [3] **Exercices avec solutions des TD et anciens examens**, A.Astito, université Abdelmalek Essadi, Tanger, Royaume du Maroc, 2015-2016.
- [4] **Polycopié électronique fondamentale 1 (cours)**, S.Benkara, université Larbi ben Mhidi de Oum-El bouaghi, 20017-2018.
- [5] **Exercices corrigés d'électronique fondamentale**, Bekhouche Khaled, université Mohammed Khider Biskra, 2014-2015.
- [6] **Polycopié de cours d'électronique fondamentale I**, T.Bouchala, université de Ouargla, 2014-2015.
- [7] **Cours électronique fondamentale**, Dr Bensaid, université de Bouira, 2009-2012.
- [8] **Principes d'électronique**, Albert Paul Malvino, Dunod, Paris, 2002.
- [9] **Electricité générales**, T. Neffati, Dunod, 2003.
- [10] **Travaux dirigés corrigés d'électronique**, université Ibn Tofeil de Kenitra, Maroc, 2014-2015.
- [11] **Travaux dirigés d'électronique de base**, Professeur H.Azougar, université sidi Mouhamed Ben Abdellah de Fès, Maroc, 2011-2012.
- [12] **Rappel de cours d'électronique générale**, Docteur F.Z. Chelali, université Houari Boumediene, Alger, 2013-2014.
- [13] **Electronique de base, Rappels d'électrocinétique**, Sylvain Tisserant, 2003.
- [14] **Les Quadripôles**, Christian Peter et Pascal Masson, Edition 2008-2009.