

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE ET TECHNOLOGIQUE

INSTITUT SUPERIEUR DES ETUDES TECHNOLOGIQUES DE NABEUL

RECUEILS DES TRAVAUX DIRIGES

Electronique

Profil : Génie Mécanique (GM)

Parcours : Tronc commun

Semestre 2

Préparé par :

H. AMMAR

Année Universitaire 2023/2024

Préface

Ce travail présente un recueil de travaux dirigés concernant l'unité d'enseignement Électronique. Il est destiné aux étudiants des Instituts Supérieurs des Études Technologiques, qui suivent le parcours Tronc Commun (TC) en Génie Mécanique (GM), pour le deuxième semestre de leur cursus universitaire.

Ce support est constitué d'un plan donnant les directives pédagogiques pour accomplir le déroulement des séances de travaux dirigés. Également, il facilite la compréhension des circuits électroniques à base des composants élémentaires tels que : résistance, inductance, capacité, diode, transistors bipolaires (NPN) et (PNP) et les Amplificateurs Opérationnels (AO).

J'ai scindé ce support de travaux dirigés en six TDs :

- TD1 : Les principales lois des circuits électriques ;
- TD2 : Les diodes à jonction PN et les diodes zener ;
- TD3 : Les transistors bipolaires en régime statique ;
- TD4 : Les transistors bipolaires en régime dynamique ;
- TD5 : Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime linéaire ;
- TD6 : Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime non-linéaire ;

Enfin, j'espère bien que ce présent support de travaux dirigés sera utile.

Sommaire

TD N°1	1
Principales lois des circuits électriques	1
Correction TD N°1	5
TD N°2	20
Les diodes	20
Correction TD N°2	25
TD N°3	33
Les transistors bipolaires en régime statique	33
Correction TD N°3	39
TD N°4	46
Les transistors bipolaires en régime dynamique	46
Correction TD N°4	51
TD N°5	61
Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime linéaire	61
Correction TD N°5	64
TD N°6	67
Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime non linéaire	67
Correction TD N°6	72
Bibliographie	81

Figures

Figure.1.1. Circuit d'application de la loi des mailles	1
Figure.1.2. Circuit d'application de la loi des nœuds	1
Figure.1.3. Circuit d'application de la loi de Kirchoff	1
Figure.1.4. Circuit d'application de la loi de diviseur de tension	2
Figure.1.5. Premier circuit d'application du théorème de Thévenin	2
Figure.1.6. Deuxième circuit d'application du théorème de Thévenin	2
Figure.1.7. Troisième circuit d'application du théorème de Thévenin	3
Figure.1.8. Circuit d'application de la conversion successive Thévenin/Norton	3
Figure.1.9. Circuit d'application du théorème de Millman	3
Figure.1.10. Circuit d'application du théorème de Millman	4
Figure.1.11. Circuit d'application pour différentes méthodes	4
Figure.1.12. Application de la loi des mailles	5
Figure.1.13. Application de la loi des nœuds	5
Figure.1.14. Application de la loi de Kirchoff	6
Figure.1.15. Application de la loi de diviseur de tension	6
Figure.1.16. Premier exemple d'application du théorème de Thévenin	7
Figure.1.17. Méthode de détermination de E_{th} et R_{th}	7
Figure.1.18. Deuxième exemple d'application du théorème de Thévenin	8
Figure.1.19. Méthode de détermination de E_{th} et R_{th}	8
Figure.1.20. Troisième exemple d'application du théorème de Thévenin	9
Figure.1.21. Méthode de détermination de E_{th} et R_{th}	9
Figure.1.22. Premier exemple d'application du théorème de Norton	10
Figure.1.23. Méthode de détermination de I_N et R_N	10
Figure.1.24. Deuxième exemple d'application du théorème de Norton	10
Figure.1.25. Méthode de détermination de I_N et R_N	11
Figure.1.26. Troisième exemple d'application du théorème de Norton	11
Figure.1.27. Méthode de détermination de I_N et R_N	12
Figure.1.28. Conversion successive Thévenin/Norton	12
Figure.1.29. Application du théorème de Millman	13
Figure.1.30. Deuxième application du théorème de Millman	13
Figure.1.31. Circuit d'application pour différentes méthodes	14
Figure.1.32. Application de la méthode de superposition	15
Figure.1.33. Circuit équivalent de Thévenin	16
Figure.1.34. Détermination de E_{th}	16
Figure.1.35. Détermination de R_{th}	16
Figure.1.36. Circuit équivalent de Norton	17
Figure.1.37. Détermination de I_N	17
Figure.1.38. Détermination de R_N	18
Figure.1.39. Application de la méthode de Millman	18
Figure.2.1. Circuit de montage de la caractéristique directe de la diode à jonction PN	20
Figure.2.2. Chronogramme de la tension du générateur $e_g(t)$	20
Figure.2.3. Chronogramme de la tension du générateur $e_g(t)$	21
Figure.2.4. Circuit du montage de la diode	21
Figure.2.5. Circuit du montage d'écrêtage d'un signal alternatif	22
Figure.2.6. Circuit du montage d'un redresseur simple alternance	22
Figure.2.7. Circuit du montage d'un pont redresseur à 4 diodes	23

Figure.2.8. Circuit du montage d'un pont redresseur débite dans uns batterie	23
Figure.2.9. Circuit du montage d'un stabilisateur de tension	24
Figure.2.10. Circuit du montage en charge d'un stabilisateur de tension	24
Figure.2.11. Caractéristique directe de la diode à jonction PN	25
Figure.2.12. Modèle équivalent d'une diode réelle	25
Figure.2.13. Détermination du point de fonctionnement du circuit	26
Figure.2.14 Chronogramme des tensions $e_g(t)$, $u(t)$ et $v_d(t)$ d'un signal triangulaire	27
Figure.2.15. Chronogramme des tensions $e_g(t)$, $u(t)$ et $v_d(t)$ d'un signal sinusoïdal	27
Figure.2.16. Circuit de montage avec la diode D est débranchée	28
Figure.2.17. Chronogrammes de $u_L(t)$ et $u_L(t) = f(e(t))$	29
Figure.2.18. Chronogrammes de $v(t)$, $i(t)$ et $u_D(t)$	29
Figure.2.19. Chronogrammes de $u_S(t)$, $u_R(t)$ et $i_R(t)$	30
Figure.2.20. Chronogrammes de $u_S(t)$, $u_R(t)$ et $i_R(t)$	31
Figure.3.1. Schéma du montage en émetteur commun du transistor NPN	33
Figure.3.2. Caractéristique statique du transistor $I_C = f(V_{ce})$	33
Figure.3.3. Les quatre types de topologies des montages à émetteur commun	34
Figure.3.4. Le tracé de la droite de charge	34
Figure.3.5 Première topologie : polarisation simple	35
Figure.3.6. Deuxième topologie : polarisation par résistance entre collecteur et base	36
Figure.3.7. Troisième topologie : polarisation avec résistance d'émetteur	36
Figure.3.8. Quatrième topologie : polarisation avec résistance d'émetteur et pont de base	37
Figure.3.9. Circuits de montages en technologie TTL	38
Figure.3.10. Tracé de la droite de charge	39
Figure.3.11. Première topologie : polarisation simple	40
Figure.3.12. Deuxième topologie : polarisation par résistance entre collecteur et base	41
Figure.3.13. Troisième topologie : polarisation avec résistance d'émetteur	41
Figure.3.14. Quatrième topologie : polarisation avec résistance d'émetteur et pont de base	42
Figure.3.15. Circuits de montages en technologie TTL	45
Figure.4.1. Schéma du montage en émetteur commun d'un transistor NPN	46
Figure.4.2. Caractéristique du montage transistor en émetteur commun	47
Figure.4.3. Schéma du montage en émetteur commun à R_E découplée	48
Figure.4.4. Schéma du montage en émetteur commun à R_E couplée	49
Figure.4.5. Schéma du montage en émetteur commun d'un transistor NPN	50
Figure.4.6. Schéma du montage en émetteur commun à R_E découplée	51
Figure.4.7. Schéma équivalent à émetteur commun avec R_E non découplée	53
Figure.4.8. Schéma du montage en émetteur commun à R_E non découplée	53
Figure.4.9. Tracée des droites de charge	55
Figure.4.10. Circuit de Thévenin équivalent du schéma de montage du transistor	57
Figure.4.11. Tracée de la droite de charge statique	58
Figure.4.12. Schéma du montage en collecteur commun	58
Figure.4.13. Schéma du montage pour les faibles signaux	58
Figure.4.14. Tracée des droites de charge dynamique	59
Figure.5.1. Circuit du montage de l'amplificateur non inverseur	61
Figure.5.2. Circuit du montage de l'amplificateur inverseur à suiveur de tension	61
Figure.5.3. Circuit du montage de l' amplificateur différentiel	62
Figure.5.4. Circuit du montage de l'amplificateur inverseur et non inverseur	62
Figure.5.5. Circuit du montage du comparateur	63
Figure.5.6. . Chronogrammes de $v_e(t)$, $v_s(t)$ et $v_s = f(v_e)$	64

Figure.5.7. Chronogrammes de $v_e(t)$, $v_s(t)$ et $v_s = f(v_e)$	65
Figure.6.1. a. circuit de montage b. plages de variations de R_p	67
Figure.6.2. Forme du signal d'entrée V_{in}	67
Figure.6.3. Circuit de montage de deux comparateurs à deux seuils de basculement	68
Figure.6.4. a. Circuit de montage b. caractéristique de l'AO c. Signal de $V_e(t)$	68
Figure.6.5. a. Circuit de montage b. caractéristique de l'AO c. Signal de $V_e(t)$	69
Figure.6.6. Circuit de montage d'un comparateur <i>MLI</i>	70
Figure.6.7. a. Cycle d'hystérésis du comparateur b. Circuit du montage	70
Figure.6.8. Chronogrammes des signaux de $V_{in}(t)$ et $V_M(t)$	72
Figure.6.9. 1 ^{ier} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_s(t)$	72
Figure.6.10. 2 ^{ième} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_s(t)$	73
Figure.6.11. 3 ^{ième} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_s(t)$	73
Figure.6.12. 3 ^{ème} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_s(t)$	74
Figure.6.13. Chronogrammes $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$ et $v_e(t)$	74
Figure.6.14. Chronogrammes $v_{s1}(v_e)$ et $v_{s2}(v_e)$	75
Figure.6.15. Caractéristique $V_s = f(\varepsilon)$	76
Figure.6.16. Courbe de $V_s = f(t)$	76
Figure.6.17. Courbe de $V_s = f(V_e)$	77
Figure.6.18. Caractéristique $V_s = f(\varepsilon)$	77
Figure.6.19. Courbe de $V_s = f(t)$	78
Figure.6.20. Courbe de $V_s = f(V_e)$	78
Figure.6.21. Chronogrammes de signaux de $v_e(t)$, $v_{ref}(t)$ et $v_s(t)$	79
Figure.6.22. Chronogrammes de signaux de $v_e(t)$, $v_{ref}(t)$ et $v_s(t)$	80

Electronique

TRAVAUX DIRIGES

Profil : Génie Mécanique (GM)

Parcours : Tronc commun

Semestre 2

Charges Horaires

Cours intégrés : 21h
1,5h par semaine (14 semaines)

Pré requis :

- Notion d'électricité niveau Bac.

PREPARATIONS PEDAGOGIQUES DES
SEANCES DE TRAVAUX DIRIGES

NOMBRE DES SEANCES	THEMES
1	PRINCIPALES LOIS DES CIRCUITS ELECTRIQUES
1	LES DIODES
1	LES TRANSISTORS BIPOLAIRES
1	LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS (AOP) EN REGIME LINEAIRE
1	LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS EN REGIME NON LINEAIRE (MODE DE SATURATION)

Travaux Dirigés N°1

Principales lois des circuits électriques

Exercice N°1 : Loi des mailles – Loi des nœuds – Bilan de puissance :

1. En appliquant la loi des mailles, que valent les tensions U_1, U_2 et U_3 .

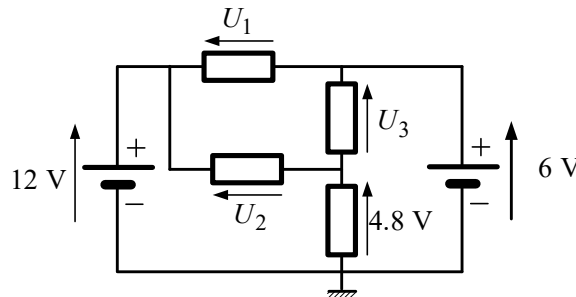


Figure.1.1. Circuit d'application de la loi des mailles

2. En appliquant la loi des nœuds, que valent les courants I_1, I_3 et I_4 .

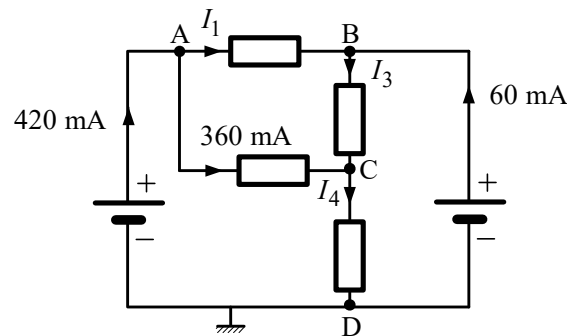


Figure.1.2. Circuit d'application de la loi des nœuds

3. Que vaut la puissance électrique :
- consommée par l'ensemble des quatre résistances ?
 - fournit par les deux sources de tension ?
 - de l'ensemble du circuit ?

Exercice N°2 : Calcul du courant, calcul de la tension par lois de Kirchhoff :

Soit le circuit de la figure.1.3, Déterminer la tension U et le courant I .

On donne pour : $E = 40\text{ V}$, $I_0 = 0.5\text{ A}$, $R_1 = 150\ \Omega$ et $R_2 = 50\ \Omega$.

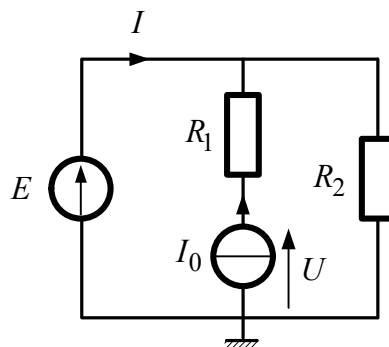


Figure.1.3. Circuit d'application de la loi de Kirchhoff

Exercice N°3 : Diviseur de tension :

On considère le montage de la figure.1.4.

1. Déterminer le potentiel au point A sans utiliser les lois de Kirchhoff.
2. En déduire les courants dans les différentes branches du circuit.
3. Vérifier alors la loi des nœuds au point A.

On donne pour : $E = 30 \text{ V}$, $r = 35 \Omega$, $R_1 = 40 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$ et $R_3 = R_4 = 10 \Omega$.

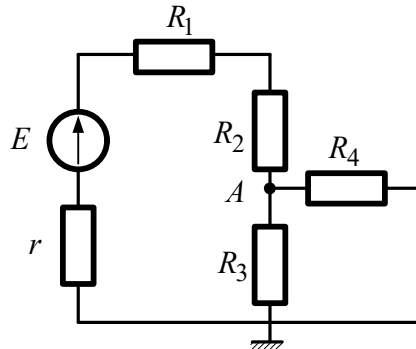


Figure.1.4. Circuit d'application de la loi de diviseur de tension

Exercice N°4 : Théorème de Thévenin :

1. En appliquant le théorème de Thévenin, déterminer l'intensité I_{AB} traversant le dipôle AB pour les trois circuits de montages suivants.

On donne pour :

- la figure.1.5 : $E = 12 \text{ V}$, $R_1 = 6 \Omega$ et $R_2 = R_3 = 3 \Omega$.
- la figure.1.6 : $I = 12 \text{ A}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 3 \Omega$ et $R_4 = 7.9 \Omega$.
- la figure.1.7 : $E_1 = 5 \text{ V}$, $E_2 = 8 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 5 \Omega$ et $R_4 = R_5 = R_6 = 10 \Omega$.

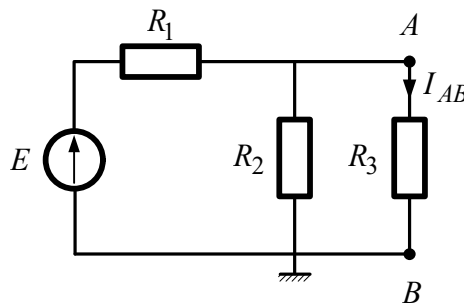


Figure.1.5. Premier circuit d'application du théorème de Thévenin

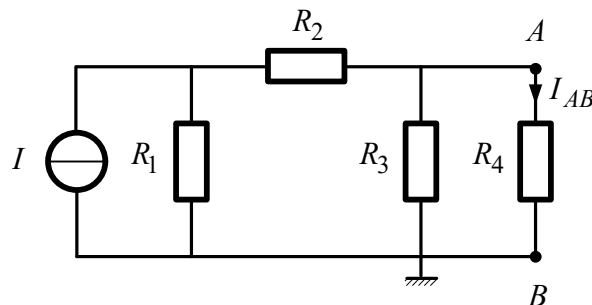


Figure.1.6. Deuxième circuit d'application du théorème de Thévenin

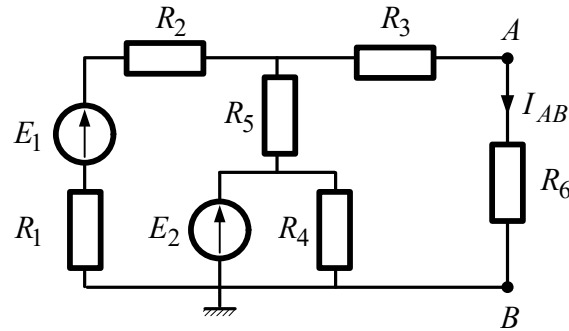


Figure.1.7. Troisième circuit d'application du théorème de Thévenin

2. Refaire la question précédente en apposant le théorème de Norton.

Exercice N°5 : Thévenin Norton successives :

En appliquant successivement les théorèmes de Thévenin/Norton, déterminer l'intensité I dans la résistance R_5 du circuit suivant :

On donne : $E = 5 \text{ V}$, $I_0 = 0.2 \text{ A}$, $R_1 = 10 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$, $R_3 = 4 \Omega$, $R_4 = 5 \Omega$, et $R_5 = 15 \Omega$.

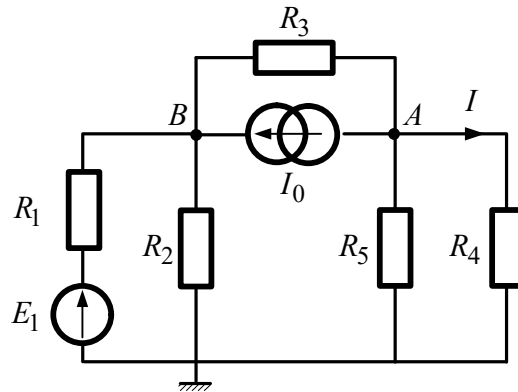


Figure.1.8. Circuit d'application de la conversion successive Thévenin/Norton

Exercice N°6 : Théorème de Millman :

En appliquant le théorème de Millman, calculer la différence de potentiel U_{AB} du circuit suivant entre les points A et B .

On donne pour : $E_1 = 5 \text{ V}$, $E_2 = 12 \text{ V}$, $E_3 = 2 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_2 = R_3 = 2 \text{ K}\Omega$ et $R = 10 \text{ K}\Omega$.

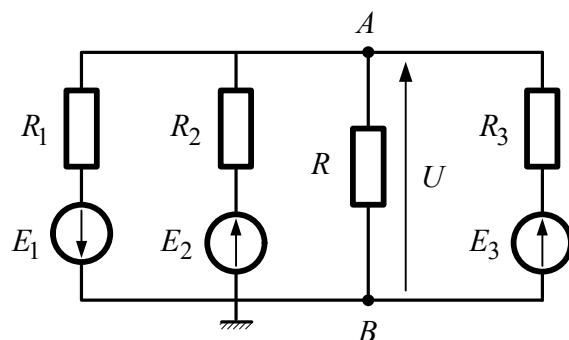


Figure.1.9. Circuit d'application du théorème de Millman

Exercice N°7 : Différence de potentiels par application du théorème de Millman :

A partir de la figure.1.10 :

1. Déterminer l'expression du potentiel V_A en fonction de V_B et E .
2. Déterminer l'expression du potentiel V_B en fonction de V_A .
3. En déduire la valeur de la différence de potentiels V_{AB} .

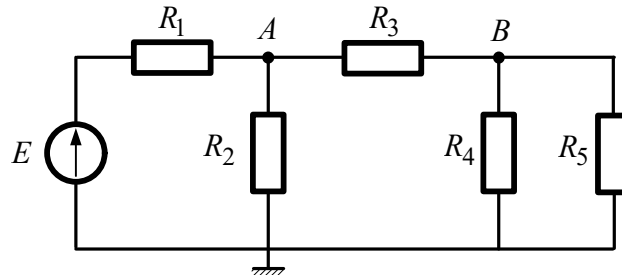


Figure.1.10. Circuit d'application du théorème de Millman

On donne pour : $E = 36 \text{ V}$, $R_1 = 10 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$, $R_3 = 40 \Omega$, $R_4 = 15 \Omega$, $R_5 = 80 \Omega$ et $R_6 = 100 \Omega$.

Exercice N°8 : Kirchhoff- Superposition- Thévenin- Norton- Millman

Déterminer les intensités de courants i_1 , i_2 , i_3 et i_{AB} par les méthodes suivantes :

1. Méthode de Kirchhoff
2. Méthode de Superposition
3. Méthode de Thévenin
4. Méthode de Norton
5. Méthode de Millman

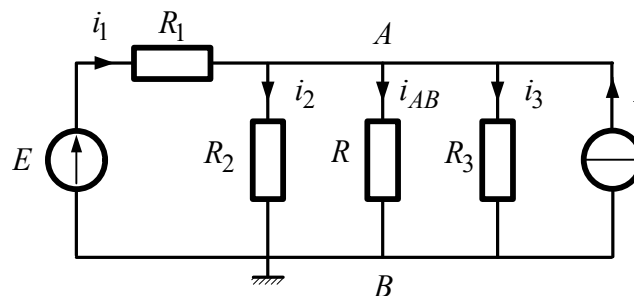


Figure.1.11. Circuit d'application pour différentes méthodes (Kirchhoff- Superposition- Thévenin- Norton- Millman)

On donne : $E = 24 \text{ V}$, $I = 20 \text{ A}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 4 \Omega$ et $R = 12 \Omega$.

Corrigé du Travaux Dirigés N°1

Principales lois des circuits électriques

Exercice N°1 : Loi des mailles – Loi des nœuds – Bilan de puissance :

1. Application de la loi des mailles :

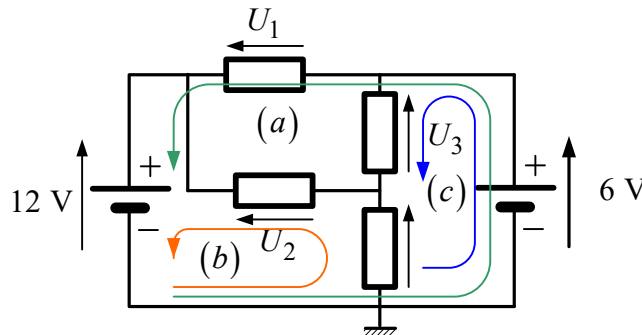


Figure.1.12. Application de la loi des mailles

- La tension U_1 : on a $12 = 6 + U_1$ d'où $U_1 = 6 \text{ V}$
- La tension U_2 : on a $12 = 4.8 + U_2$ d'où $U_2 = 7.2 \text{ V}$
- La tension U_3 : on a $4.8 + U_3 = 6$ d'où $U_3 = 1.2 \text{ V}$

2. Application de la loi des nœuds :

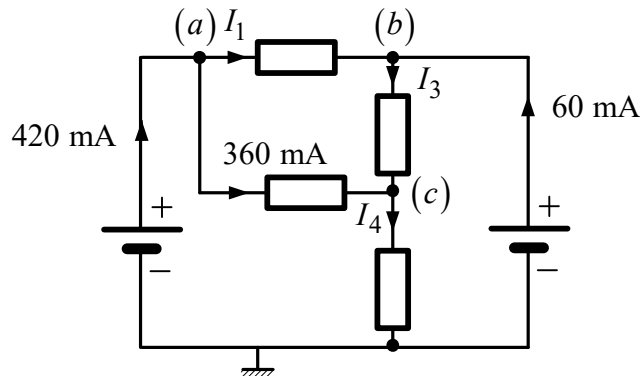


Figure.1.13. Application de la loi des nœuds

- L'intensité du courant I_1 : on a $420 = I_1 + 360$ d'où $I_1 = 60 \text{ mA}$
- L'intensité du courant I_3 : on a $I_1 + 60 = I_3$ d'où $I_3 = 120 \text{ mA}$
- L'intensité du courant I_4 : on a $I_3 + 360 = I_4$ d'où $I_4 = 480 \text{ mA}$

3. Bilan de puissance :

La puissance électrique consommée par l'ensemble des quatre résistances vaut :

$$P_{R_1} = U_1 \times I_1 = 6 \times 0.06 = 0.360 \text{ W} \quad , \quad P_{R_2} = U_2 \times I_2 = 7.2 \times 0.36 = 2.592 \text{ W} \quad ,$$

$$P_{R_3} = U_3 \times I_3 = 1.2 \times 0.12 = 0.144 \text{ W} \quad , \quad P_{R_4} = U_4 \times I_4 = 4.8 \times 0.48 = 2.304 \text{ W}$$

$$\text{et } P_{R_t} = P_{R_1} + P_{R_2} + P_{R_3} + P_{R_4} = 5.4 \text{ W}$$

avec $P_{G_t} = P_{G_1} + P_{G_2} = (-12 \times 0.42) + (-6 \times 0.06) = -5.4 \text{ W}$

Le bilan de puissance est tel que $\sum_{i=1}^n P_i = 0$ ce qui convient à $P_{G_t} = -P_{R_t}$

Exercice N°2 : Calcul du courant, calcul de la tension par lois de kirchoff :

La tension U et le courant I du circuit de la figure.1.14 :

avec : $E = 40 \text{ V}$, $I_0 = 0.5 \text{ A}$, $R_1 = 150 \Omega$ et $R_2 = 50 \Omega$.

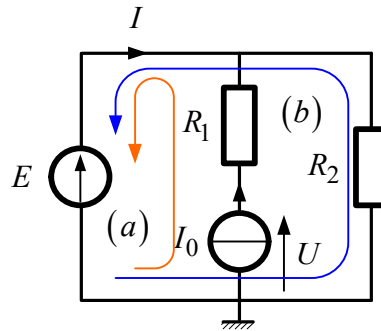


Figure.1.14. Application de la loi de Kirchoff

a. La tension U aux bores de la source de courant I_0 : on a $U - R_1 I_0 = E$

donc : $U = E + R_1 I_0$ AN : $U = 115 \text{ V}$

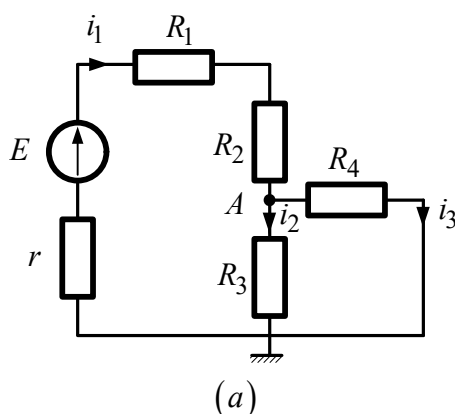
b. Le courant I débité par la source E : on a $E = R_2 (I_0 + I)$

donc : $I = \frac{E - R_2 I_0}{R_2}$ AN : $I = 0.3 \text{ A}$

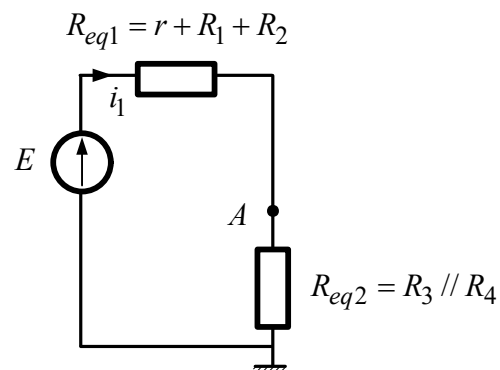
Exercice N°3 : Diviseur de tension :

1. Pour appliquer la méthode du diviseur de tension, on doit substituer le circuit de la figure.1.15.a par le circuit du montage de la figure.1.15.b.

avec : $E = 30 \text{ V}$, $r = 35 \Omega$, $R_1 = 40 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$ et $R_3 = R_4 = 10 \Omega$.



(a)



(b)

Figure.1.15. Application de la loi de diviseur de tension

Alors : $U_A = E \frac{R_{eq2}}{R_{eq1} + R_{eq2}}$ où $R_{eq1} = r + R_1 + R_2$ et $R_{eq2} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$

AN : $R_{eq1} = 95 \Omega$, $R_{eq2} = 5 \Omega$ et $U_A = 1.5 \text{ V}$

2. Les courants dans les différentes branches du circuit :

$$i_1 = \frac{E}{R_{eq1} + R_{eq2}} \quad \text{AN : } i_1 = 0.3 \text{ mA}$$

$$i_2 = \frac{U_A}{R_3} \quad \text{AN : } i_2 = 0.15 \text{ mA}$$

$$i_3 = \frac{U_A}{R_4} \quad \text{AN : } i_3 = 0.15 \text{ mA}$$

3. On remarque que le courant $i_1 = i_2 + i_3$ ce qui confirme la loi des nœuds au point A .

Exercice N°4 : Théorème de Thévenin :

1. Application du théorème de Thévenin des circuits de montage des figures 1.16.a, 1.18.a et 1.20.a :

- Pour déterminer le courant I_{AB} du circuit de montage de la figure.1.16.a, on doit établir le circuit équivalent de Thévenin (E_{th} et R_{th}).

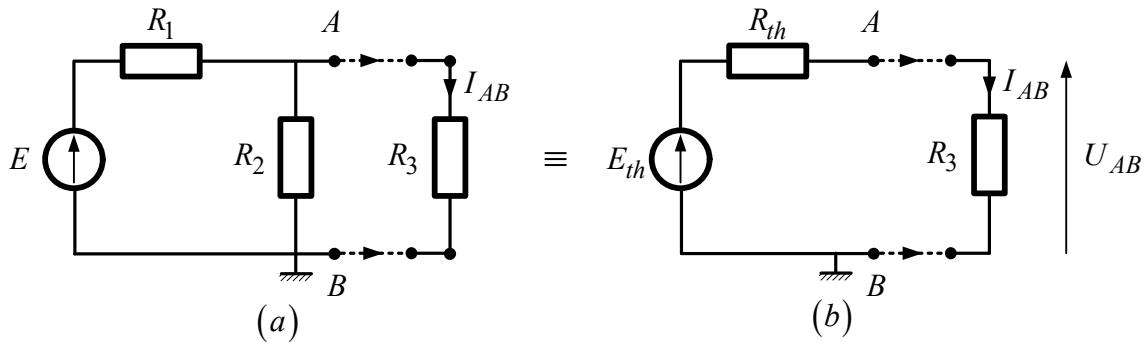


Figure.1.16. Premier exemple d'application du théorème de Thévenin

Avec : $E = 12 \text{ V}$, $R_1 = 6 \Omega$ et $R_2 = R_3 = 3 \Omega$.

On doit trouver en premier lieu la tension équivalente E_{th} et résistance équivalente R_{th} :

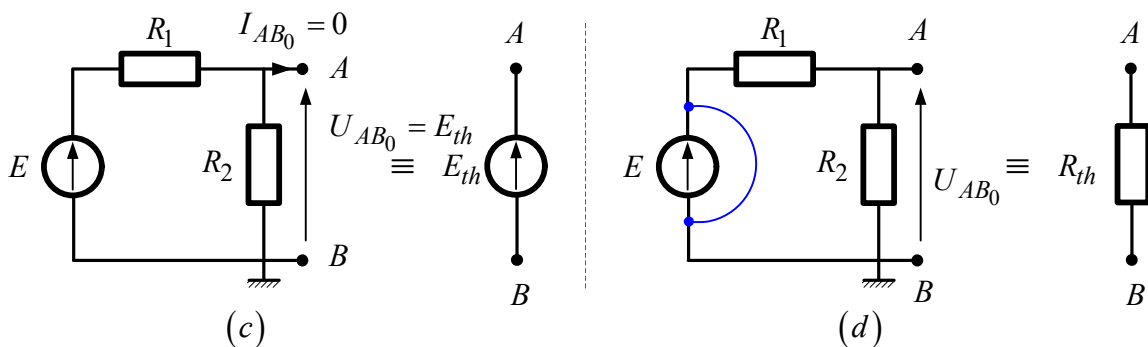


Figure.1.17. Méthode de détermination de E_{th} et R_{th}

$$\text{Alors : } E_{th} : U_{AB0} = E_{th} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{AN : } E_{th} = 4 \text{ V}$$

$$\text{Et : } R_{th} : R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{AN : } R_{th} = 2 \Omega$$

D'après la figure.1.16.b : $U_{AB} = E_{th} \frac{R_3}{R_{th} + R_3}$ AN : $U_{AB} = 2.4 \text{ V}$

Et $I_{AB} = \frac{U_{AB}}{R_3}$ AN : $I_{AB} = 0.8 \text{ A}$

- De même, pour déterminer le courant I_{AB} du circuit de montage de la figure.1.18.a, on doit établir le circuit équivalent de Thévenin (E_{th} et R_{th}).

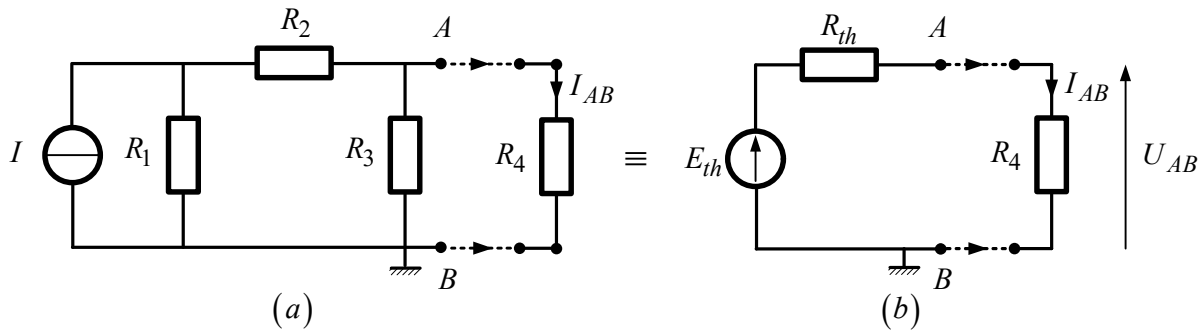


Figure.1.18. Deuxième exemple d'application du théorème de Thévenin

Avec : $I = 12 \text{ A}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 3 \Omega$ et $R_4 = 7.9 \Omega$.

On doit trouver en premier la tension équivalente E_{th} et résistance équivalente R_{th} :

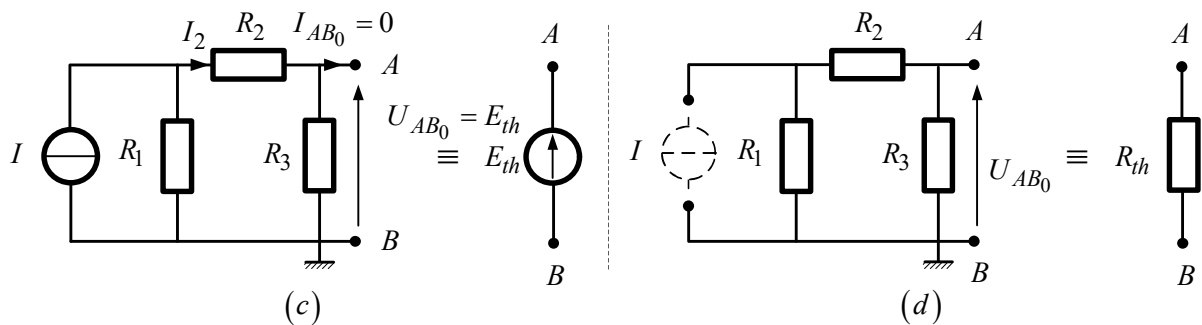


Figure.1.19. Méthode de détermination de E_{th} et R_{th}

Alors : $E_{th} : U_{AB0} = E_{th} = R_3 I_2$ avec $I_2 = I \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$ AN : $I_2 = 6 \text{ A}$ et $E_{th} = 18 \text{ V}$

Et : $R_{th} : R_{th} = (R_1 + R_2) // R_3$ AN : $R_{th} = 2.1 \Omega$

D'après la figure.1.18.b : $U_{AB} = E_{th} \frac{R_4}{R_{th} + R_4}$ AN : $U_{AB} = 14.22 \text{ V}$

Et $I_{AB} = \frac{U_{AB}}{R_4}$ AN : $I_{AB} = 1.8 \text{ A}$

- De même, pour déterminer le courant I_{AB} du circuit de montage de la figure.1.20.a, on doit établir le circuit équivalent de Thévenin (E_{th} et R_{th}).

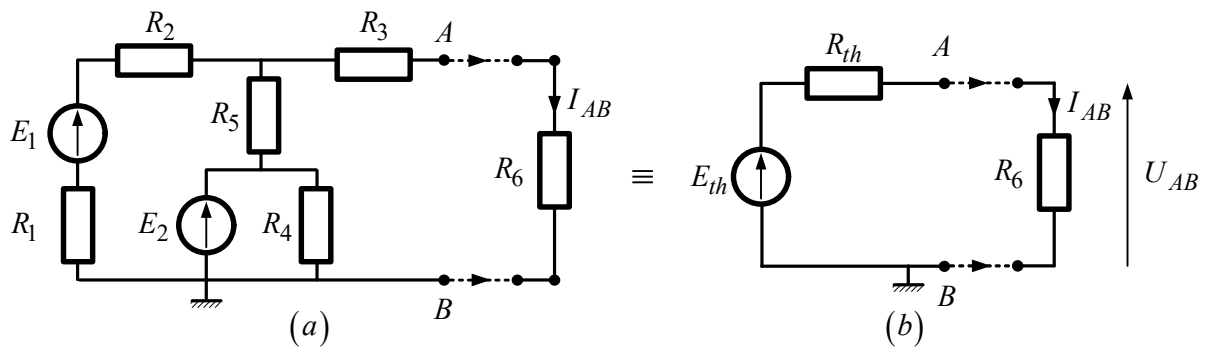
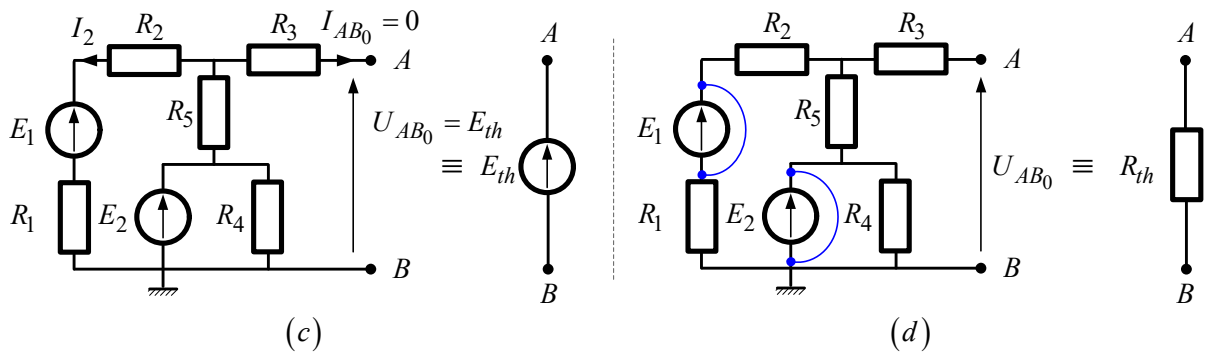


Figure.1.20. Troisième exemple d'application du théorème de Thévenin

Avec : $E_1 = 5 \text{ V}$, $E_2 = 8 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 5 \Omega$ et $R_4 = R_5 = R_6 = 10 \Omega$.

On doit trouver en premier la tension équivalente E_{th} et résistance équivalente R_{th} :

Figure.1.21. Méthode de détermination de E_{th} et R_{th}

Alors : E_{th} : $E_{th} = E_2 - R_5 I_2$ avec $I_2 = \frac{E_2 - E_1}{R_1 + R_2 + R_5}$ AN : $I_2 = 0.15 \text{ A}$ et $E_{th} = 7.25 \text{ V}$

Et : R_{th} : $R_{th} = R_3 + ((R_1 + R_2) // R_5)$ AN : $R_{th} = 10 \Omega$

D'après la figure.1.20.b : $U_{AB} = E_{th} \frac{R_6}{R_{th} + R_6}$ AN : $U_{AB} = 3.6 \text{ V}$

Et $I_{AB} = \frac{U_{AB}}{R_6}$ AN : $I_{AB} = 0.36 \text{ A}$

2. Application du théorème de Norton des circuits de montage des figures 1.22.a, 1.24.a et 1.26.a :

- Alors, pour déterminer le courant I_{AB} du circuit de montage de la figure.1.22.a, on doit établir le circuit équivalent de Norton (I_N et R_N).

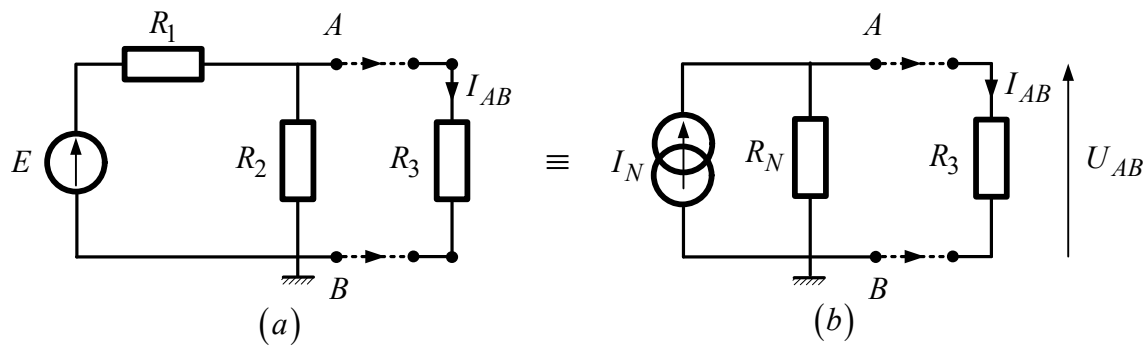
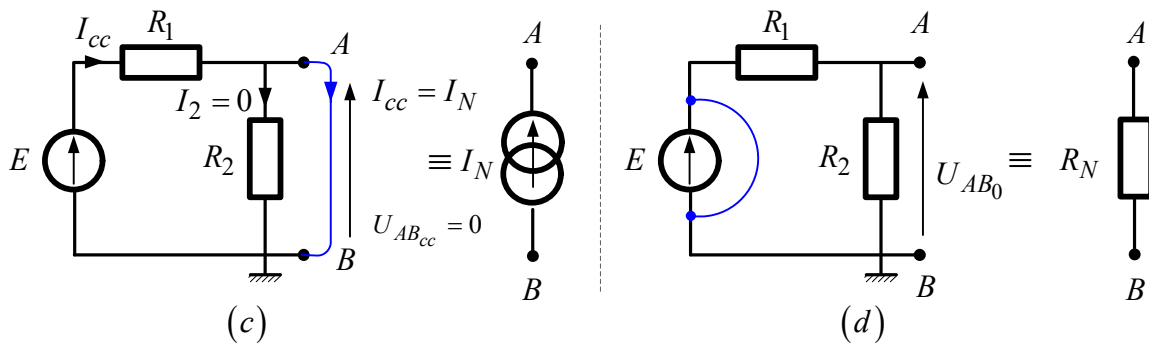


Figure.1.22. Premier exemple d'application du théorème de Norton

Avec : $E = 12 \text{ V}$, $R_1 = 6 \Omega$ et $R_2 = R_3 = 3 \Omega$.

On doit trouver en premier lieu le courant équivalent I_N et résistance équivalente R_N :

Figure.1.23. Méthode de détermination de I_N et R_N

Alors : $I_N : I_{cc} = I_N = \frac{E}{R_1}$ AN : $I_N = 2 \text{ A}$

Et : $R_N : R_N = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ AN : $R_N = 2 \Omega$

D'après la figure.1.22.b : $I_{AB} = I_N \frac{R_N}{R_N + R_3}$ AN : $I_{AB} = 0.8 \text{ A}$

Et $U_{AB} = I_{AB} R_3$ AN : $U_{AB} = 2.4 \text{ V}$

- De même, pour déterminer le courant I_{AB} du circuit de montage de la figure.1.18.a, on doit établir le circuit équivalent de Thévenin (E_{th} et R_{th}).

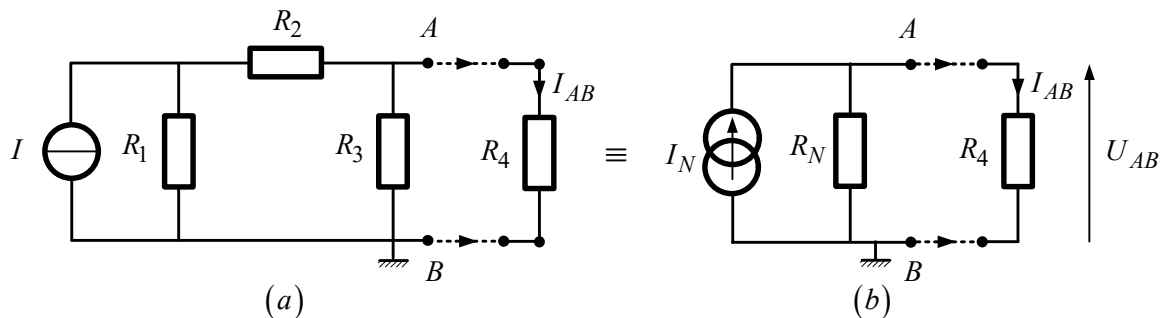


Figure.1.24. Deuxième exemple d'application du théorème de Norton

Avec : $I = 12 \text{ A}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 3 \Omega$ et $R_4 = 7.9 \Omega$.

On doit trouver en premier lieu le courant équivalente I_N et résistance équivalente R_N :

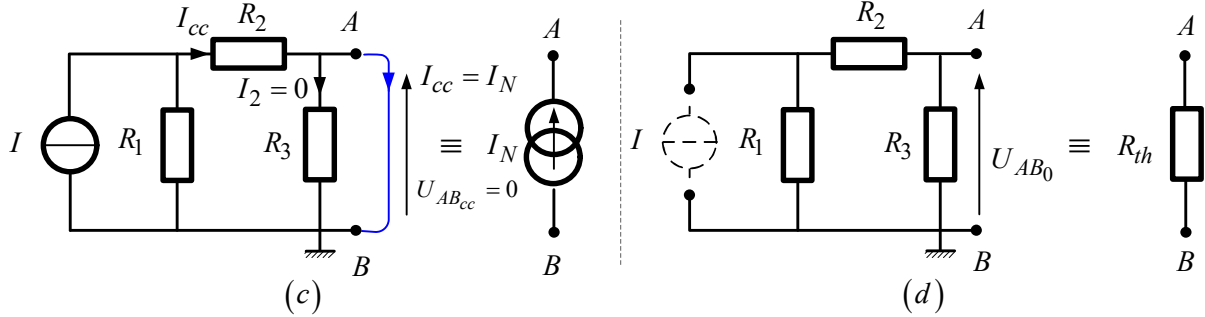


Figure.1.25. Méthode de détermination de I_N et R_N

$$\text{Alors : } I_N : I_{cc} = I_N = I \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{AN : } I_N = 8.57 \text{ A}$$

$$\text{Et : } R_N : R_N = (R_1 + R_2) // R_3 \quad \text{AN : } R_N = 2.1 \Omega$$

$$\text{D'après la figure.1.24.b : } I_{AB} = I_N \frac{R_N}{R_N + R_4} \quad \text{AN : } I_{AB} = 1.8 \text{ A}$$

$$\text{Et } U_{AB} = I_{AB} R_4 \quad \text{AN : } U_{AB} = 14.22 \text{ V}$$

- De même, pour déterminer le courant I_{AB} du circuit de montage de la figure.1.20.a, on doit établir le circuit équivalent de Thévenin (E_{th} et R_{th}).

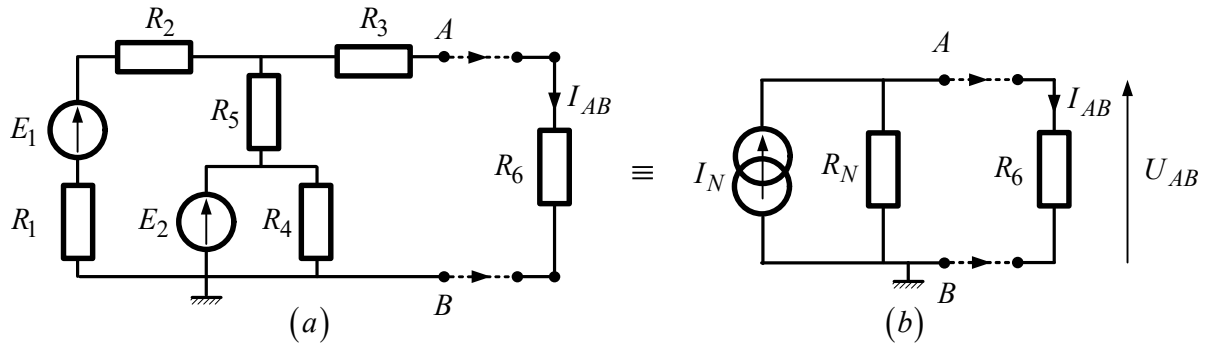
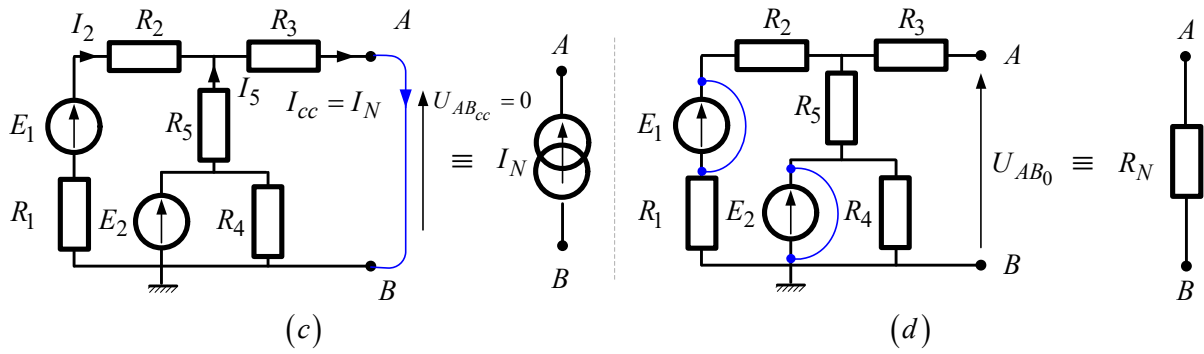


Figure.1.26. Troisième exemple d'application du théorème de Norton

Avec : $E_1 = 5 \text{ V}$, $E_2 = 8 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 5 \Omega$ et $R_4 = R_5 = R_6 = 10 \Omega$.

On doit trouver en premier lieu le courant équivalente I_N et résistance équivalente R_N :

Figure.1.27. Méthode de détermination de I_N et R_N

Alors : I_N : En appliquant les lois de Kirchoff :

$$\begin{aligned}
 I_5 &= \frac{E_2 - R_3 I_{cc}}{R_5} \\
 E_2 - R_5 I_5 &= R_3 I_{cc} \\
 E_1 - R_2 I_2 &= R_3 I_{cc} \Rightarrow I_2 = \frac{E_1 - R_3 I_{cc}}{R_2} \\
 I_2 + I_5 &= I_{cc} \\
 I_{cc} &= \frac{E_1 - R_3 I_{cc}}{R_2} + \frac{E_2 - R_3 I_{cc}}{R_5}
 \end{aligned}$$

$$d'où \quad I_{cc} = I_N = \frac{R_5 E_1 + R_2 E_2}{R_2 R_5 + R_3 R_5 + R_2 R_3}$$

$$AN : I_N = 0.72 \text{ A}$$

$$Et : R_N : R_N = R_3 + ((R_1 + R_2) // R_5) \quad AN : R_N = 10 \Omega$$

$$D'après la figure.1.26.b : I_{AB} = I_N \frac{R_N}{R_N + R_6} \quad AN : I_{AB} = 0.36 \text{ A}$$

$$Et U_{AB} = I_{AB} R_6 \quad AN : U_{AB} = 3.6 \text{ V}$$

Exercice N°5 : Thévenin Norton successives :

En appliquant successivement les théorèmes de Thévenin ou de Norton pour déterminer l'intensité I dans la résistance R_5 du circuit suivant :

avec : $E = 5 \text{ V}$, $I_0 = 0.2 \text{ A}$, $R_1 = 10 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$, $R_3 = 4 \Omega$, $R_4 = 5 \Omega$, et $R_5 = 15 \Omega$.

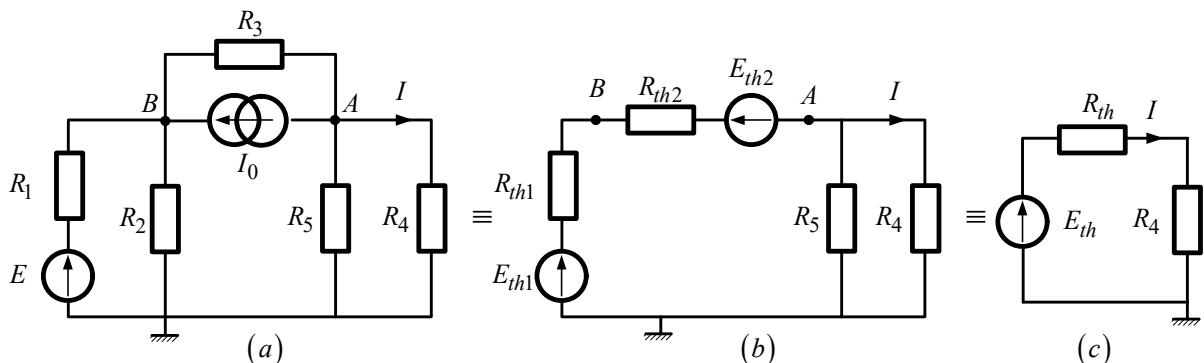


Figure.1.28. Conversion successive Thévenin/Norton

Pour le premier modèle de Thévenin (E_{th1} et R_{th1}) :

$$Alors : E_{th1} : E_{th} = \frac{ER_2}{R_1 + R_2} \quad AN : E_{th1} = 3.33 \text{ V}$$

$$\text{Et : } R_{th1} : R_{th1} = R_1 // R_2 \quad \text{AN : } R_{th1} = 6.67 \, \Omega$$

Pour le second modèle de Thévenin (E_{th2} et R_{th2}) :

$$\text{Alors : } E_{th2} : E_{th2} = I_0 R_3 \quad \text{AN : } E_{th2} = 0.8 \, \text{V}$$

$$\text{Et : } R_{th2} : R_{th2} = R_3 \quad \text{AN : } R_{th2} = 4 \, \Omega$$

Pour le premier modèle de Thévenin (E_{th} et R_{th}) :

$$\text{Alors : } E_{th} : E_{th} = R_5 \frac{E_{th1} - E_{th2}}{R_{th1} + R_{th2} + R_5} \quad \text{AN : } E_{th} = 1.48 \, \text{V}$$

$$\text{Et : } R_{th} : R_{th} = R_5 // (R_{th1} + R_{th2}) \quad \text{AN : } R_{th} = 6.23 \, \Omega$$

$$\text{D'après la figure.1.28.c : } I = \frac{E_{th}}{R_{th} + R_4} \quad \text{AN : } I = 0.13 \, \text{mA}$$

Exercice N°6 : Théorème de Millman :

En appliquant le théorème de Millman, la différence de potentiel U_{AB} est égale à V_A puisque V_B est à la masse.

avec : $E_1 = 5 \, \text{V}$, $E_2 = 12 \, \text{V}$, $E_3 = 2 \, \text{V}$, $R_1 = 1 \, \text{K}\Omega$, $R_2 = R_3 = 2 \, \text{K}\Omega$ et $R = 10 \, \text{K}\Omega$.

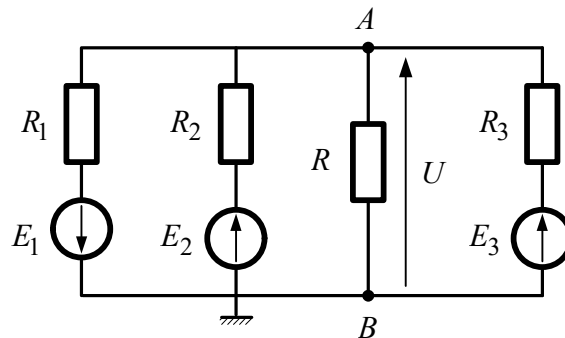


Figure.1.29 Application du théorème de Millman

$$\text{Alors : } V_A = \frac{-\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \frac{V_B}{R} + \frac{E_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R}} \quad \text{AN : } V_A = U_{AB} = 0.95 \, \text{V}$$

Exercice N°7 : Différence de potentiels par application du théorème de Millman :

1. L'expression du potentiel V_A en fonction de V_B et E :

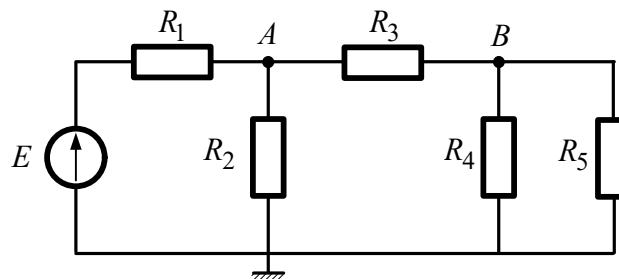


Figure.1.30. Deuxième application du théorème de Millman

avec : $E = 36 \text{ V}$, $R_1 = 10 \Omega$, $R_2 = 20 \Omega$, $R_3 = 40 \Omega$, $R_4 = 15 \Omega$, $R_5 = 80 \Omega$ et $R_6 = 100 \Omega$.

$$\text{D'où : } V_A = \frac{\frac{E}{R_1} + \frac{0}{R_2} + \frac{V_B}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \Rightarrow V_A = \frac{ER_2R_3 + V_BR_1R_2}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}$$

2. L'expression du potentiel V_B en fonction de V_A :

$$\text{D'où : } V_B = \frac{\frac{V_A}{R_3} + \frac{0}{R_4} + \frac{0}{R_5}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} \Rightarrow V_B = \frac{V_AR_4R_5}{R_3R_4 + R_3R_5 + R_4R_5}$$

3. La valeur de la différence de potentiels V_{AB} :

$$\text{Soient : } X = R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3 \quad \text{AN : } X = 1400$$

$$\text{et } Y = R_3R_4 + R_3R_5 + R_4R_5 \quad \text{AN : } Y = 5000$$

$$V_A = \frac{YER_2R_3}{XY + R_4R_5R_1R_2} \quad \text{AN : } V_A = 19.89 \text{ V}$$

$$V_B = \frac{V_AR_4R_5}{R_3R_4 + R_3R_5 + R_4R_5} \quad \text{AN : } V_B = 4.77 \text{ V}$$

$$\text{Et } V_{AB} = V_A - V_B \quad \text{AN : } V_{AB} = 15.11 \text{ V}$$

Exercice N°8 : Kirchhoff- Superposition- Thévenin- Norton- Millman :

Les intensités de courants i_1 , i_2 , i_3 et i_{AB} par différentes méthodes.

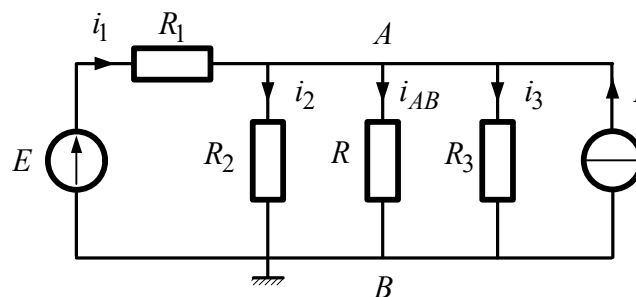


Figure.1.31. Circuit d'application pour différentes méthodes (Kirchhoff- Superposition- Thévenin- Norton- Millman)

avec : $E = 24 \text{ V}$, $I = 20 \text{ A}$, $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 4 \Omega$ et $R = 12 \Omega$.

a. Lois de Kirchhoff :

On a les quatre équations de 1 à 4 :

$$(1) \quad E = R_1i_1 + Ri_{AB} \quad (2) \quad R_2i_2 = Ri_{AB}$$

$$(3) \quad Ri_{AB} = R_3i_3 \quad (4) \quad i_1 + I = i_2 + i_{AB} + i_3$$

Par substitution, on aura :

$$i_{AB} = \frac{ER_2R_3 + IR_1R_2R_3}{R_1R_2R_3 + R_1R_2R + R_1R_3R + R_2R_3R} \text{ et } V_{AB} = Ri_{AB}$$

$$\text{AN : } I_{AB} = 2 \text{ A}, V_{AB} = 24 \text{ V}, i_1 = 0 \text{ A}, i_2 = 12 \text{ A et } i_3 = 6 \text{ A}$$

b. Méthode de Superposition :

Puisque le circuit de la figure 1.32.a admet deux sources (sources de tension et de courant), il peut être associé à la superposition de deux circuits comme c'est indiqué ci-dessous :

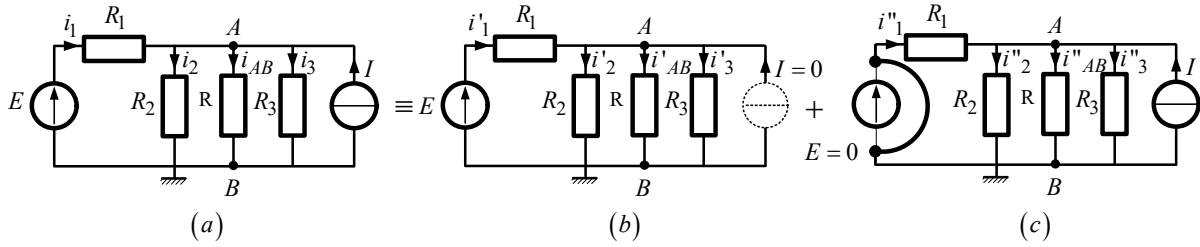


Figure.1.32. Application de la méthode de superposition

- Différents courants et tensions de la figure 1.32.b :

$$(1) : \quad i'_1 = \frac{E}{R_1 + (R_2 // R // R_3)} \quad \text{AN : } i'_1 = 3.87 \text{ A}$$

$$V'_{AB} = (R_2 // R // R_3) i'_1 \quad \text{AN : } V'_{AB} = 4.65 \text{ V}$$

$$i'_{AB} = \frac{V'_{AB}}{R} \quad \text{AN : } i'_{AB} = 0.39 \text{ A}$$

$$i'_2 = \frac{V'_{AB}}{R_2} \quad \text{AN : } i'_2 = 9.68 \text{ A}$$

$$i'_3 = \frac{V'_{AB}}{R_3} \quad \text{AN : } i'_3 = 1.16 \text{ A}$$

- Différents courants et tensions de la figure 1.32.c :

$$(2) : \quad i''_1 = -\frac{I(R_2 // R // R_3)}{R_1 + (R_2 // R // R_3)} \quad \text{AN : } i''_1 = -3.87 \text{ A}$$

$$V''_{AB} = -R_1 i''_1 \quad \text{AN : } V''_{AB} = 19.35 \text{ V}$$

$$i''_{AB} = \frac{V''_{AB}}{R} \quad \text{AN : } i''_{AB} = 1.61 \text{ A}$$

$$i''_2 = \frac{V''_{AB}}{R_2} \quad \text{AN : } i''_2 = 2.32 \text{ A}$$

$$i''_3 = \frac{V''_{AB}}{R_3} \quad \text{AN : } i''_3 = 4.84 \text{ A}$$

- D'où les différents courants et tensions de la figure 1.32.a :

$$i_1 = i'_1 + i''_1 \quad \text{AN : } i_1 = 0 \text{ A}$$

$$i_2 = i'_2 + i''_2 \quad \text{AN : } i_2 = 12 \text{ A}$$

$$\begin{aligned}
 i_3 &= i'_3 + i''_3 & \text{AN : } i_3 &= 6 \text{ A} \\
 i_{AB} &= i'_{AB} + i''_{AB} & \text{AN : } i_{AB} &= 2 \text{ A} \\
 V_{AB} &= V'_{AB} + V''_{AB} & \text{AN : } V_{AB} &= 24 \text{ V}
 \end{aligned}$$

c. Méthode de Thévenin :

Le circuit équivalent de Thévenin :

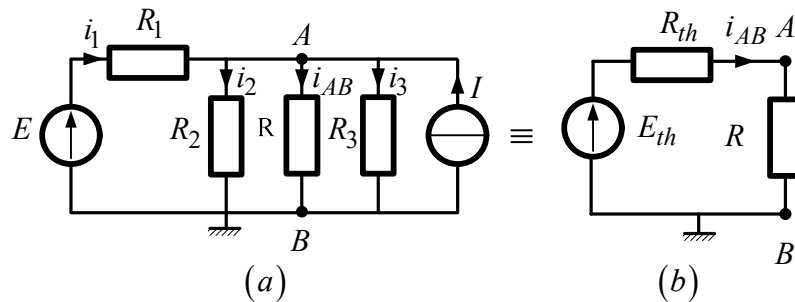


Figure.1.33. Circuit équivalent de Thévenin

- La ddp E_{th} vu entre AB :

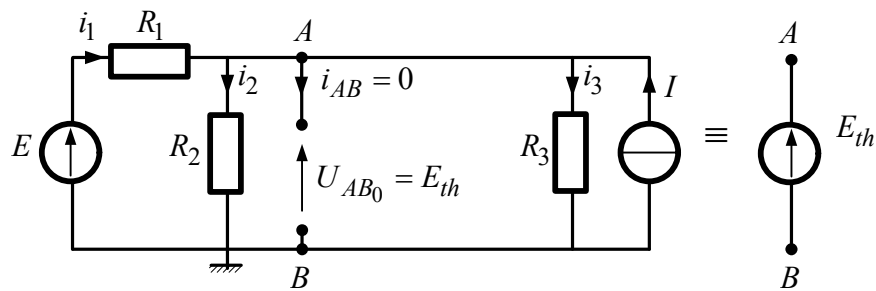


Figure.1.34. Détermination de E_{th}

$$\text{D'où : } E_{th} = \left(\frac{\frac{E}{R_1} + \frac{0}{R_2} + \frac{0}{R_3} + I}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \right) \quad \text{AN : } E_{th} = 26.1 \text{ V}$$

- R_{th} vu entre AB :

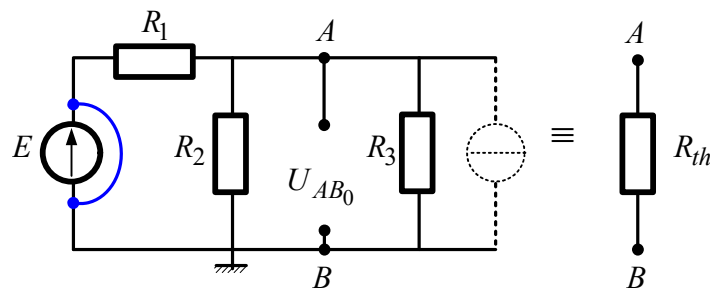


Figure.1.35. Détermination de R_{th}

$$\text{D'où : } R_{th} = (R_1 // R_2 // R_3) \quad \text{AN : } R_{th} = 1.05 \Omega$$

Revenons à la figure.1.32.b, les différents courants et tensions sont :

$$i_1 = I - i_{AB} - i_2 - i_3 \quad \text{AN : } i_1 = 0 \text{ A}$$

$$i_2 = \frac{V_{AB}}{R_2} \quad \text{AN : } i_2 = 12 \text{ A}$$

$$i_3 = \frac{V_{AB}}{R_3} \quad \text{AN : } i_3 = 6 \text{ A}$$

$$i_{AB} = \frac{V_{AB}}{R} \quad \text{AN : } i_{AB} = 2 \text{ A}$$

$$V_{AB} = E_{th} \frac{R}{R + R_{th}} \quad \text{AN : } V_{AB} = 24 \text{ V}$$

d. Méthode de Norton :

Le circuit équivalent de Norton :

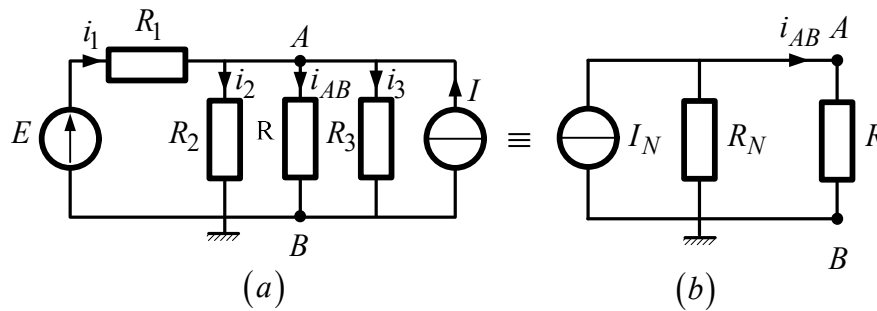


Figure.1.36. Circuit équivalent de Norton

- La source de courant I_N vu entre AB :

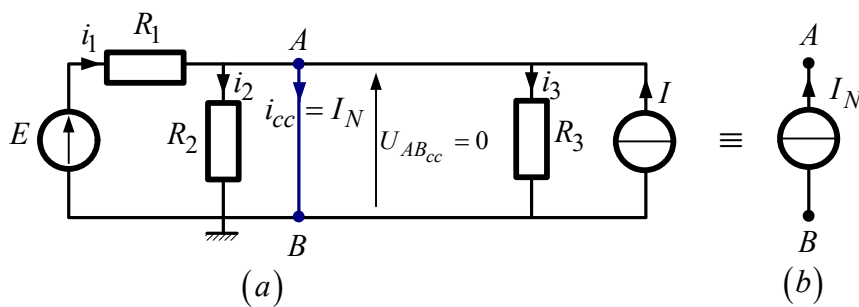
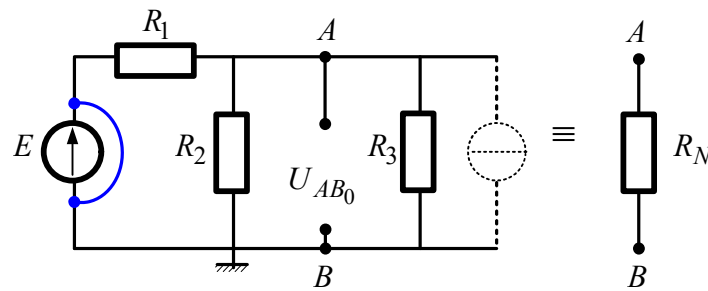


Figure.1.37. Détermination de I_N

$$\text{D'où : } I_N = \frac{E}{R_1} + I \quad \text{AN : } I_N = 24.8 \text{ A}$$

- R_N vu entre AB :

Figure.1.38. Détermination de R_N

D'où : $R_N = (R_1 // R_2 // R_3)$ AN : $R_N = 1.05 \Omega$

Revenons à la figure.1.35.b, les différents courants et tensions sont :

$$i_{AB} = \frac{I_N R_N}{R_N + R} \quad \text{AN : } I_{AB} = 2 \text{ A}$$

$$V_{AB} = i_{AB} R \quad \text{AN : } V_{AB} = 24 \text{ V}$$

$$i_2 = \frac{V_{AB}}{R_2} \quad \text{AN : } i_2 = 12 \text{ A}$$

$$i_3 = \frac{V_{AB}}{R_3} \quad \text{AN : } i_3 = 6 \text{ A}$$

$$i_1 = I - i_{AB} - i_2 - i_3 \quad \text{AN : } i_1 = 0 \text{ A}$$

e. Méthode de Millman :

En appliquant le théorème de Millman du circuit suivant, la différence de potentiel U_{AB} est égale à V_A puisque V_B est à la masse.

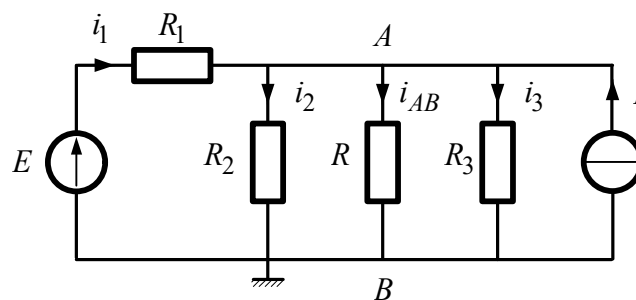


Figure.1.39. Application de la méthode de Millman

$$V_A = V_{AB} = \left(\frac{\frac{E}{R_1} + \frac{0}{R_2} + \frac{0}{R} + \frac{0}{R_3} + I}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_3}} \right) \quad \text{AN : } V_{AB} = 24 \text{ V}$$

$$i_{AB} = \frac{V_{AB}}{R} \quad \text{AN : } i_{AB} = 2 \text{ V}$$

$$i_2 = \frac{V_{AB}}{R_2}$$

$$\text{AN : } i_2 = 12 \text{ A}$$

$$i_3 = \frac{V_{AB}}{R_3}$$

$$\text{AN : } i_3 = 6 \text{ A}$$

$$i_1 = I - i_{AB} - i_2 - i_3$$

$$\text{AN : } i_1 = 0 \text{ A}$$

Travaux Dirigés N°2

Les diodes

Exercice N°1 : Etude de la caractéristique directe de la diode à jonction PN :

On a relevé dans le tableau.2.1 la caractéristique directe de la diode à jonction PN à partir du circuit du montage de la figure.2.1. On donne $E_g = 5 \text{ V}$, $r_g = 2 \Omega$, $R = 100 \Omega$ et la diode de type $DIN4001$.

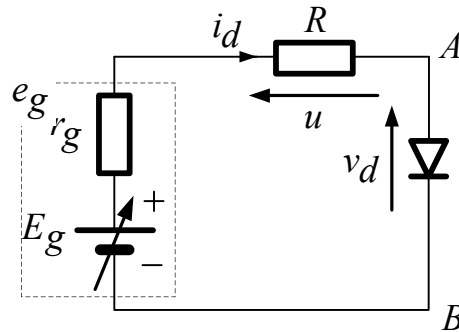


Figure.2.1. Circuit de montage de la caractéristique directe de la diode à jonction PN

$v_d \text{ [V]}$	0	0,49	0,65	0,72	0,74	0,76	0,78	0,795	0,81
$i_d \text{ [mA]}$	0	0,24	5,22	16,02	26,81	40,64	55,98	71,98	90,20

Tableau.2.1. Caractéristique directe $i_d = f(v_d)$ de la diode à jonction PN

1. Tracer sur papier millimétré la caractéristique directe de la diode à jonction PN avec un choix convenable des échelles de la tension (v_d) et du courant (i_d).
2. Déterminer les valeurs de la tension de seuil V_0 et la résistance dynamique r_d . On déduire le modèle équivalent de la diode.
3. Calculer les coordonnées du point de fonctionnement et établir la droite de la charge en vérifiant graphiquement ce point de fonctionnement.
4. On néglige la résistance interne du générateur r_g et de la résistance dynamique r_d .
 - a. Déterminer les limites de fonctionnement de la diode et représenter la tension u lorsque le signal $e_g(t)$ est un signal triangulaire.

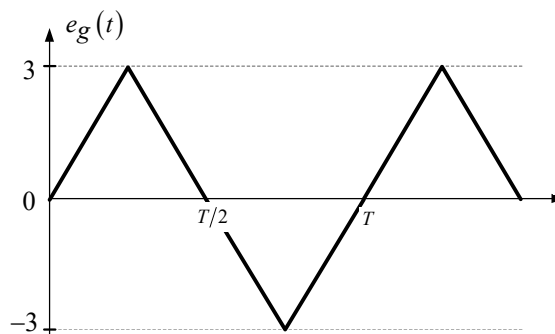
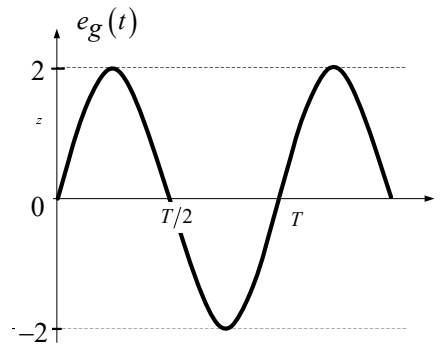


Figure.2.2. Chronogramme de la tension du générateur $e_g(t)$

- b. Représenter la tension u lorsque $e_g(t)$ est un signal sinusoïdal.

Figure.2.3. Chronogramme de la tension du générateur $e_g(t)$ **Exercice N°2 : modèle exponentiel de la diode :**

Soit le circuit à diode suivant :

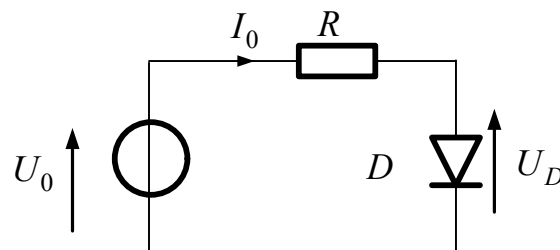


Figure.2.4. Circuit du montage de la diode

On donne : $I_S = 10^{-11} \text{ A}$, $e = -1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ K}$, $n = 1$ et $T = 179 \text{ C}$

On veut imposer un courant $I_0 = 1 \text{ mA}$ à partir d'une source $U_0 = 2 \text{ V}$.

1. En utilisant le modèle exponentiel de la diode $I_D = I_S \left(e^{\frac{qU_D}{nV_T}} - 1 \right)$, calculez :

- la chute de tension aux bornes de la diode.
- la résistance R nécessaire pour imposer le courant I_0 .
- la résistance dynamique de la diode au point de fonctionnement.

2. En utilisant le modèle simplifié de la diode ($U_D = U_j = 0,7 \text{ V}$), calculez le courant I_0 en prenant la même résistance que celle trouvée précédemment.

Exercice N°3 : Ecrêtage d'un signal alternatif :

On dispose d'un circuit du montage de la figure.2.4. Il comporte une diode à jonction PN de type $1N5814$, la diode est caractérisée par une tension de seuil V_0 de $0,6 \text{ V}$ et une résistance dynamique r_d de $74 \text{ m}\Omega$. La source d'entrée est considérée fluctuante. Les valeurs des résistances R_1 et R_2 sont respectivement 6Ω et $40 \text{ m}\Omega$. La résistance de la charge R_L est de 4Ω . La tension E est de 8 V .

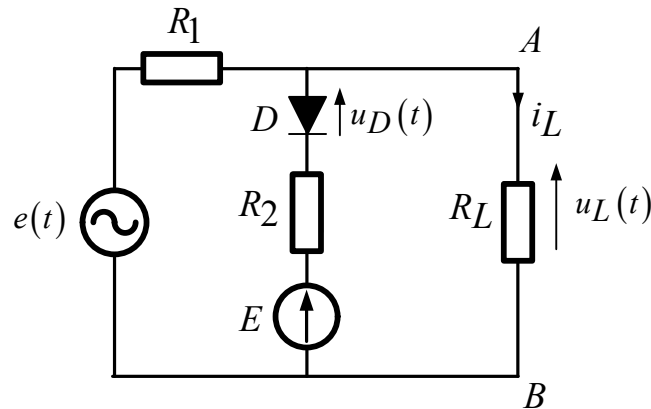


Figure.2.5. Circuit du montage d'écrtage d'un signal alternatif

1. Déterminer les tensions u_D et u_L en fonction de la source d'entrée $e(t)$ lorsque la diode est débranchée.
2. La diode étant remis à sa position initiale (figure.2.5), on demande de :
 - a. déterminer $e_{\min}$ de $e(t)$ où la diode commence à conduire.
 - b. établir l'expression de la tension de la charge u_L
 - c. établir les chronogrammes $u_L(t)$ et $u_L = f(e)$ pendant la phase de conduction. La source $e(t)$ est un signal sinusoïdal, telle que $e(t) = 30 \sin(\omega t)$.
 - d. déterminer les instants de conductions t_1 et t_2 . On donne $f = 50\text{Hz}$.

Exercice N°4 : Redressement simple alternance :

La tension délivrée par le générateur est $v(t) = 10 \sin(\omega t)$. La diode D est supposée idéale. La tension de la batterie E est considérée constante de valeur 7 V . La résistance R consiste à limiter le courant i dans le circuit.

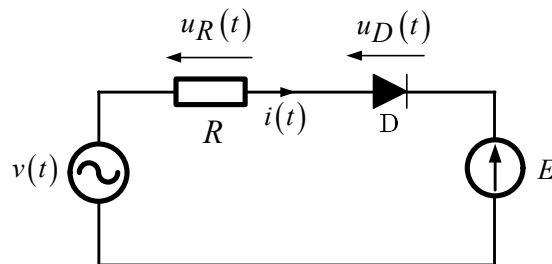


Figure.2.6. Circuit du montage d'un redresseur simple alternance

1. Déterminer en fonction de la source $v(t)$ les signaux $u_D(t)$ et $u_R(t)$ pendant les deux phases de conduction.
2. Représenter en fonction du temps les variations de $v(t)$, $i(t)$ et $u_D(t)$.
3. Quelle valeur faut-il donner à la résistance R pour limiter à 5 A le courant de crête qui traverse la diode ?
4. Dans ce montage, quelle est la tension inverse maximale aux bornes de la diode?
5. Calculer les valeurs de ωt qui correspondent aux phases de conduction θ_1 et θ_2 .
6. Établir l'expression du courant instantané $i(t)$, la résistance R ayant la valeur trouvée précédemment.
7. Calculer la valeur maximale et la valeur moyenne du courant fourni à la batterie.
8. Calculer la puissance cédée à la batterie et la puissance dissipée dans la résistance R .

Exercice N°5 : Redressement double alternance :

On considère la figure suivante dans laquelle les diodes sont supposées parfaites. Le pont est alimenté par une tension alternative sinusoïdale $u_S(t) = 60 \sin(\omega t)$.

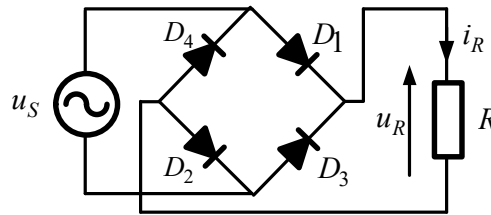


Figure.2.7. Circuit du montage d'un pont redresseur à 4 diodes

1. Représenter les allures $u_S(t)$ et $u_R(t)$ pendant une période de commutation en précisant les diodes conductrices et bloquées pour chaque phase de conduction.
2. L'intensité maximale supportable par chaque diode est de 4 A. Calculer la valeur minimale de la résistance R permettant d'assurer la protection des diodes. Quelle est la valeur maximale de la tension inverse d'une diode.
3. Pour la même valeur trouvée de R , calculer les valeurs moyennes de $u_R(t)$ et $i_R(t)$.
4. On veut filtrer la tension appliquée à la charge R avec un taux d'ondulation de 2%. Déterminer la valeur du condensateur C .

On introduit une source *f.c.e.m.* (force contre électromotrice) de valeur 48 V en série avec la résistance R .

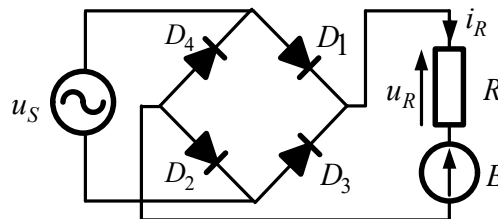


Figure.2.8. Circuit du montage d'un pont redresseur débite dans une batterie

5. A quelle condition le courant qui traverse R est non nul. Tracer les chronogrammes de $u_S(t)$, $u_R(t)$ et $i_R(t)$.
6. Montrer que la protection des diodes est assurée en gardant la résistance dont la valeur a été calculée à la question 2.
7. Déterminer les instants de commutations t_1 et t_2 respectivement du début et de la fin de conduction des diodes (D_1 à D_4).
8. Donner l'expression de $i_R(t)$ pour $t_1 \leq t \leq t_2$.
9. Calculer la valeur moyenne u_{Rmoy} de $u_R(t)$.

Exercice N°6 : Stabilisation par diode zener :

On dispose d'un circuit de montage décrit par la figure suivante. La diode Zener est considérée idéale. La tension inverse est de 9 V. La résistance R est fixée à 60Ω .

1. Dans le cas où la source d'entrée E est égale à 12 V, Calculer le courant et la puissance dissipée par la diode Zener.

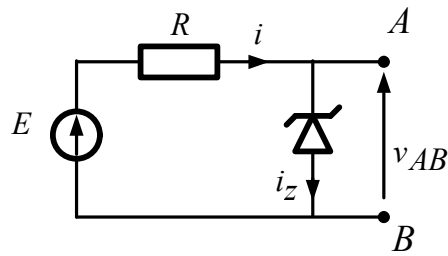


Figure.2.9. Circuit du montage d'un stabilisateur de tension

2. On maintient la même tension de E et on branche une résistance R_{ch} aux bornes de A et B de valeur $40\ \Omega$. La tension appliquée aux bornes de la Zener est inférieure à 9V . Calculer dans ce cas les courants i , i_z et i_{ch} .

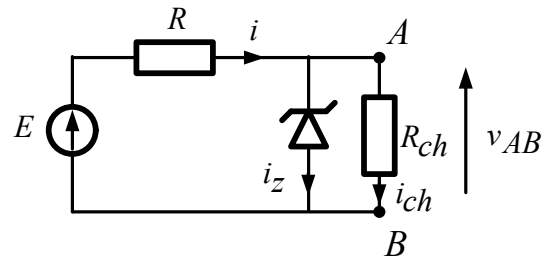


Figure.2.10. Circuit du montage en charge d'un stabilisateur de tension

3. Pour la même valeur de E , Quelle est la valeur minimale de la résistance R_{ch} pour que la diode Zener stabilise la tension.
4. On maintient la même valeur de la résistance R_{ch} à $40\ \Omega$, à partir de quelle valeur de la tension E la diode Zener commence à stabiliser la tension u_{AB} .

Alors si $v_d = 0 \Rightarrow i_d = \frac{E_g}{r_g + R} = 49 \text{ mA} \Rightarrow b = 49 \times 10^{-3}$

Et si $i_d = 0 \Rightarrow v_d = E_g = 5 \text{ V} \Rightarrow -\frac{b}{a} = 5$ et puis $a = -9.8 \times 10^{-3}$.

Donc $i_d = -9.8 \times 10^{-3} v_d + 0.049$ (1)

- D'après le modèle équivalent de la diode : $v_d = r_d i_d + V_0 \Rightarrow v_d = 1.117 i_d + 0.73$

Donc $i_d = 0.895 v_d - 0.653$ (2)

En résolvant les équation (1) et (2) on aura $v_{dQthéorique} = 0.776 \text{ V}$ et $i_{dQthéorique} = 41.18 \text{ mA}$

Les coordonnées graphiques du point de fonctionnement $Q(i_d, v_d)$:

On trace sur la caractéristique directe la droite $i_d = -9.8 \times 10^{-3} v_d + 0.049$

L'intersection de la droite de charge avec la caractéristique directe de la diode nous donne le point de fonctionne suivant :

$i_{dQgraphique} = 41.4 \text{ mA}$ et $v_{dQgraphique} = 0.776 \text{ V}$

On remarque que les points de fonctionnement analytique et graphique sont très proches et pratiquement ils se coïncident dans le même point de fonctionnement.

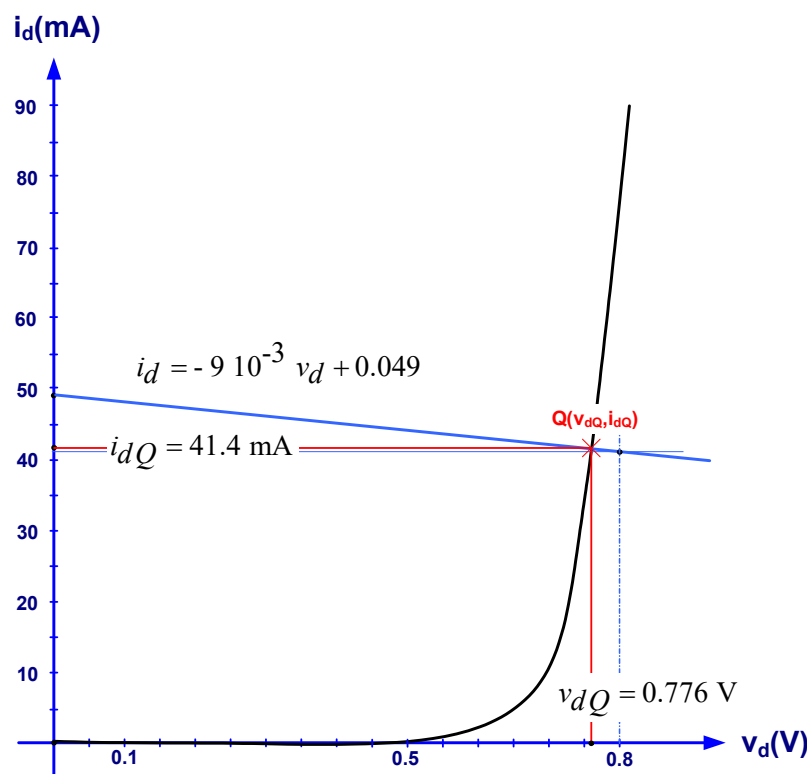


Figure.2.13. Détermination du point de fonctionnement du circuit

4. La résistance interne du générateur r_g et la résistance dynamique r_d sont négligées .

Lorsqu'on débranche la diode la ddp entre les A et B est égale à $V_{AB} = E_g$.

- ✓ Alors si $E_g \leq V_0$ la diode est bloquée et $i_d = 0$, donc $u = 0$ et $v_d = E_g$
- ✓ et si $E_g > V_0$ la diode est passante et $i_d = \frac{E_g - V_0}{R}$, $v_d = V_0$ et $u = E_g - V_0$

c. Représentation de la tension u lorsque $e_g(t)$ est un signal triangulaire.

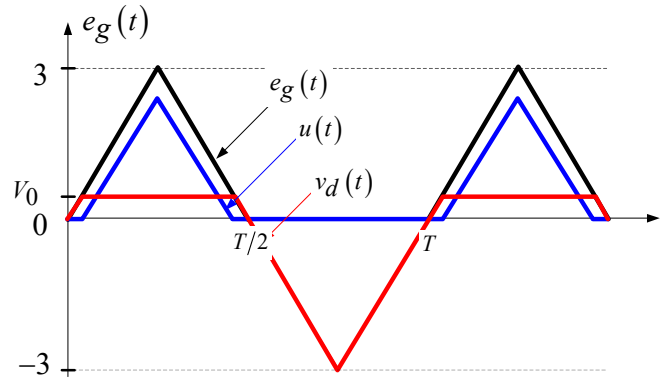


Figure.2.14. Chronogramme des tensions $e_g(t)$, $u(t)$ et $v_d(t)$ d'un signal triangulaire

d. Représentation de la tension u lorsque $e_g(t)$ est un signal sinusoïdal.

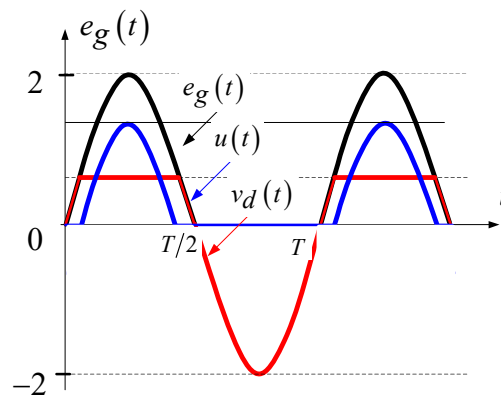


Figure.2.15. Chronogramme des tensions $e_g(t)$, $u(t)$ et $v_d(t)$ d'un signal sinusoïdal

Exercice N°2 : modèle exponentiel de la diode :

1. L'équation de la diode :

$$a. I_D = I_S \left(e^{\frac{qU_D}{nkT}} - 1 \right) \text{ d'où } U_D = \ln \left(\frac{I_D}{I_S} + 1 \right) \left(\frac{nkT}{q} \right)$$

$$\text{AN : } U_D = \ln \left(\frac{10^{-3}}{10^{-11}} + 1 \right) \left(\frac{1 \times 1,38 \cdot 10^{-23} (179 + 273,15)}{-1,6 \cdot 10^{-19}} \right) \Rightarrow U_D = 0,74 \text{ V}$$

$$b. U_D = U_0 - RI_0 \text{ d'où } R = \frac{U_0 - U_D}{I_0} \text{ AN : } R = \frac{2 - 0,74}{10^{-3}} \Rightarrow R = 1,26 \text{ K}\Omega$$

$$c. \quad \frac{1}{R} = \frac{di}{dv} = \frac{qI_S}{nkT} e^{\frac{qU_D}{nkT}} \text{ ce qui implique } R = \frac{nkT}{\frac{qU_D}{qI_S e^{\frac{qU_D}{nkT}}}} = \frac{nkT}{qI_0}$$

$$\text{AN : } R = \left(\frac{1 \times 1,38 \cdot 10^{-23} (179 + 273,15)}{-1,6 \cdot 10^{-19} 10^{-3}} \right) \Rightarrow R = 39 \, \Omega$$

2. Selon le modèle simplifié pour $U_d = 0,7 \, \text{V}$:

Le courant I_0 vaut : $I_0 = \frac{U_0 - 0,7}{R}$ AN : $I_0 = \frac{2 - 0,7}{1260} = 1,031 \, \text{mA}$ soit une différence de 0,31 % de la valeur du modèle exponentiel.

Exercice N°3 : Ecrêtage d'un signal alternatif :

1. La diode D est débranchée.

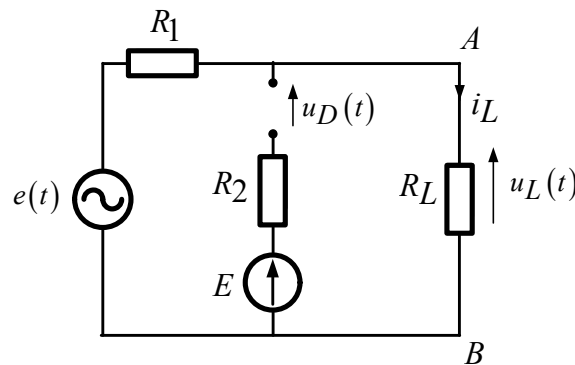


Figure.2.16. Circuit de montage avec la diode D est débranchée

- La tension aux bornes de la diode : $u_D = u_L(t) - E$, $\Rightarrow u_D = e(t) \frac{R_L}{R_L + R_1} - E$,
 $\Rightarrow u_D = 0.4e(t) - 8$ et puis $i_D = 0$.
- La tension aux bornes de la charge : $u_L = e(t) \frac{R_L}{R_L + R_1} = 0.4e(t)$
 et $i_L = \frac{e(t)}{R_L + R_1} = 0.1e(t)$.

2. Les phases de conduction de la diode.

e. Lorsque $0.4e(t) - 8 > V_0$ la diode commence à faire passer le courant direct

$$\Rightarrow e_{\min}(t) > \frac{V_0 + 8}{0.4} = 21.5 \, \text{V}.$$

b. En appliquant la loi de Millman la tension de la charge u_L est égale à :

$$u_L = \frac{\frac{e(t)}{R_1} + \frac{E + V_0}{r_d + R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_d + R_2} + \frac{1}{R_L}} = \frac{\frac{e(t)}{6} + \frac{8 + 0.6}{0.074 + 0.04}}{\frac{1}{6} + \frac{1}{0.074 + 0.04} + \frac{1}{4}} = 0.02e(t) + 8.21 \quad \text{pendant la}$$

phase de conduction u_L varie entre $0.02e_{\min} + 8.21$ et $0.02e_{\max} + 8.21$

$$\Rightarrow 8.64 \, \text{V} < u_L < 8.81 \, \text{V}$$

c. Chronogrammes de $u_L(t)$ et $u_L(t) = f(e(t))$

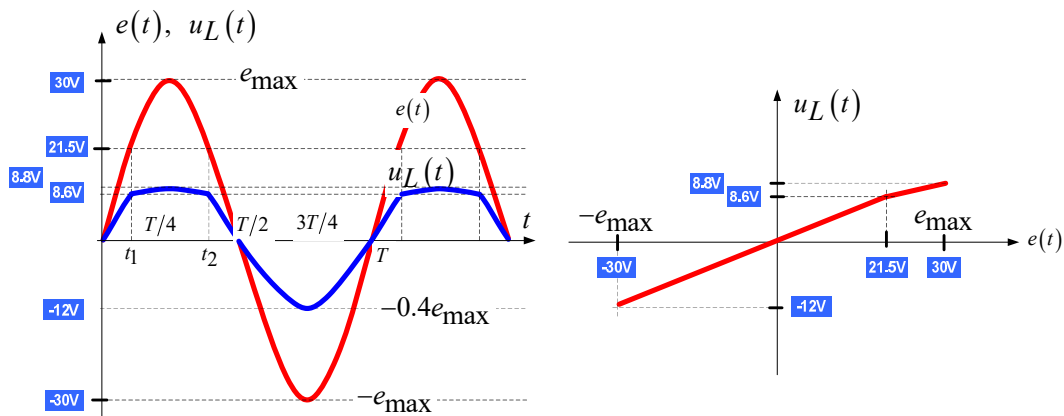


Figure.2.17. Chronogrammes de $u_L(t)$ et $u_L(t) = f(e(t))$

d. les instants de conduction t_1 et t_2 :

$$\Rightarrow e(t_1) = 21.5 \text{ V et } e(t_2) = 21.5 \text{ V} \Rightarrow 21.5 = 30 \sin(\omega t_1)$$

$$\Rightarrow t_1 = \frac{\arcsin\left(\frac{21.5}{30}\right)}{100\pi} \text{ et } t_2 = \frac{T}{2} - t_1 \text{ alors } t_1 = 2.54 \text{ ms et } t_2 = 7.46 \text{ ms}$$

Exercice N°4 : Redressement simple alternance :

1. Lorsqu'on débranche la diode $u_{D_0}(t) = v(t) - E$, la diode est considérée idéale.

- la diode est bloquée lorsque $v(t) - E \leq 0 \Rightarrow v(t) \leq E$, $i(t) = 0$
et $u_R = 0$ et $u_D(t) = v(t) - E$
- la diode est passante lorsque $v(t) - E > 0 \Rightarrow v(t) > E$, $i(t) = \frac{v(t) - E}{R}$
et $u_R = v(t) - E$ et $u_D(t) = 0$

2. Représentation des allures $v(t)$, $i(t)$ et $u_D(t)$.

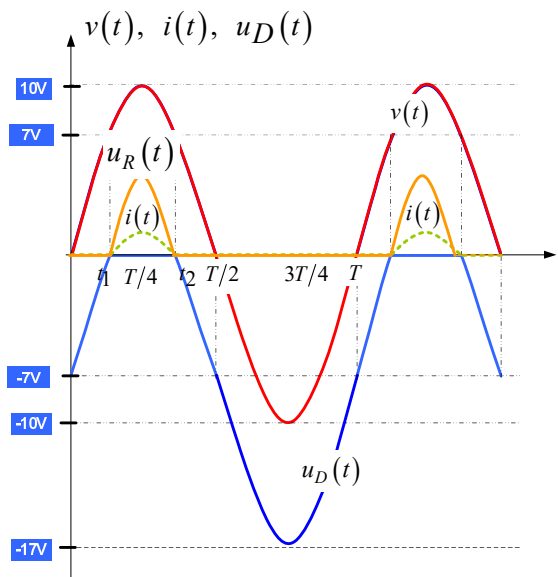


Figure.2.18. Chronogrammes de $v(t)$, $i(t)$ et $u_D(t)$

3. Le courant qui traverse de résistance R : $i(t) = \frac{v(t) - E}{R}$, le courant maximal est :
- $$i_{\max} = \frac{v_{\max} - E}{R} \Rightarrow R_{\lim} = \frac{v_{\max} - E}{i_{\max}} \Rightarrow R_{\lim} \geq 0.6 \Omega$$
4. La tension inverse maximale aux bornes de la diode $u_{inv \max} = E + v_{\max}$
 $\Rightarrow u_{inv \max} = 7 + 10 \Rightarrow u_{inv \max} = 17 \text{ V}$
5. Le changement dans le comportement de la diode à l'instant où : $u_D(t) > v(t) - E$,
 $u_D(t) = 0$, la résolution de l'équation $v(t_1) = E$ donne $E = V_{\max} \sin(\omega t_1)$
 $\Rightarrow t_1 = \frac{\arcsin\left(\frac{E}{V_{\max}}\right)}{100\pi} \Rightarrow t_1 = 2.47 \text{ ms}$ et $t_2 = T/2 - t_1 = 7.53 \text{ ms}$
donc $\omega t_1 = 0.775 \text{ rad}$ et $\Rightarrow \omega t_2 = \pi - \omega t_1 = 2.366 \text{ rad}$
ou bien $\theta_1 = 44.43^\circ$ et $\Rightarrow \theta_2 = 180 - \theta_1 = 135.57^\circ$
6. L'expression du courant instantané $i(t)$ où $v(t) > E$, alors :
- $$i(t) = \frac{v(t) - E}{R} = \frac{v(t)}{0.6} - 11.67 \text{ A}.$$
7. La valeur moyenne du courant fourni à la batterie
 $i_{\text{moy}} = \langle i \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_{\max} \sin(\theta) d\theta$ avec $\theta_1 = 44.43^\circ$, $\theta_2 = 135.57^\circ$
et $I_{\max} = 5 \text{ A} \Rightarrow i_{\text{moy}} = 1.13 \text{ A}$.
8. La puissance cédée à la batterie $P_{bat} = i_{\text{moy}} E = 1.13 \times 7 = 7.92 \text{ W}$
La puissance dissipée dans la résistance $P_R = i_{\text{moy}}^2 R = 1.13^2 \times 0.6 = 0.77 \text{ W}$
La puissance fournie par la source $P_{\text{Sour}} = P_{bat} + P_R = 8.38 \text{ W}$

Exercice N°5 : Redressement double alternance :

1. Représentation des allures $u_S(t)$, $u_R(t)$ et $i_R(t)$ pendant une période de commutation.

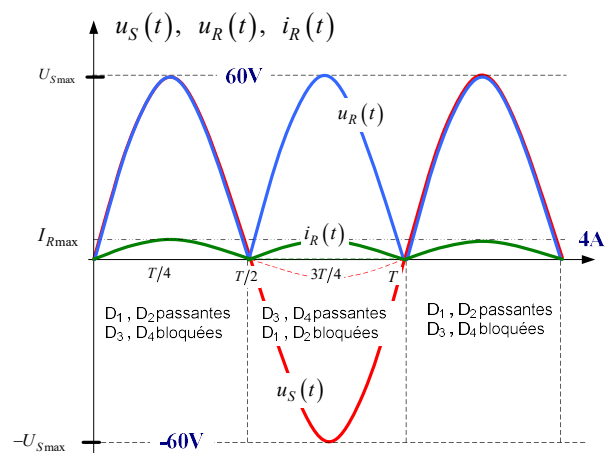


Figure.2.19. Chronogrammes de $u_S(t)$, $u_R(t)$ et $i_R(t)$

2. La valeur minimale de la résistance R qui permet d'assurer la protection des diodes.

$$i_{R\max} = \frac{U_{S\max}}{R_{\min}} \Rightarrow R_{\min} = 15\Omega \text{ et } V_{Dinv\max} = U_{S\max} = 60 \text{ V}$$

3. Les valeurs moyennes de $u_R(t)$ et $i_R(t)$ sont :

$$u_{R\text{moy}} = \langle u_R \rangle = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi U_{S\max} \sin(\theta) d\theta = \frac{2U_{S\max}}{\pi} = 38.2 \text{ V et } i_{R\text{moy}} = \frac{V_{R\text{moy}}}{R} = 2.55 \text{ A}$$

4. La valeur du condensateur : $C = \frac{U_{c\text{moy}}}{(2f)(2\Delta U_c)R} = \frac{1}{(2f)(2\theta)R}$, AN : $C = 17 \text{ mF}$

Avec l'introduction d'une f.c.e.m de 48V.

5. A partir de l'instant t_1 où $u_S(t) \geq E \Rightarrow U_{S\max} \sin(\omega t_1) = E \Rightarrow t_1 = \frac{\arcsin\left(\frac{E}{U_{S\max}}\right)}{2\pi f}$
- $$\Rightarrow t_1 = \frac{\arcsin\left(\frac{48}{60}\right)}{100\pi} = 2.95 \text{ ms} \Rightarrow \theta_1 = \arcsin\left(\frac{48}{60}\right) = 53.13^\circ$$

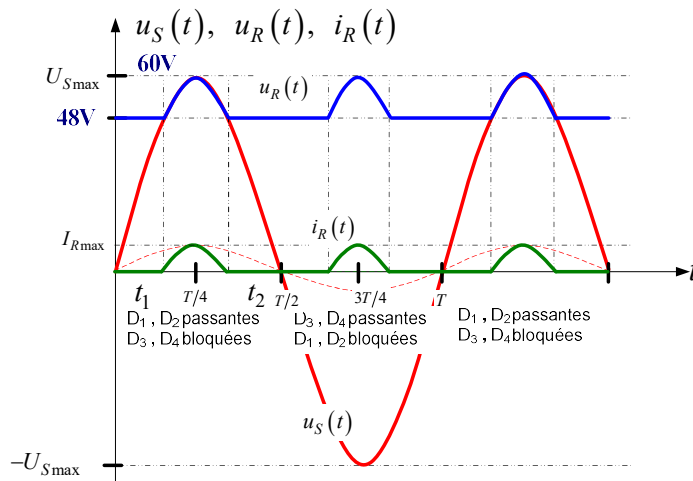


Figure.2.20. Chronogrammes de $u_S(t)$, $u_R(t)$ et $i_R(t)$

5. Le courant direct maximal qui traverse les diodes (D1 et D2) ou (D3 et D4) est :

$$i_{R\max} = \frac{U_{S\max} - E}{R_{\min}} = \frac{60 - 48}{15} \Rightarrow i_{R\max} = 0.8 \text{ A et } V_{Dinv\max} = U_{S\max} = 60 \text{ V}$$

6. Les instants de commutations t_1 et t_2 respectivement le début et la fin de conduction des diodes (D1 et D2) ou (D3 et D4).

$$t_1 = 2.95 \text{ ms}, \theta_1 = 53.13^\circ \text{ et } t_2 = \frac{T}{2} - t_1 = 7.05 \text{ ms},$$

$$\theta_1 = 180 - \theta_1 = 180 - 53.13 = 126.87^\circ$$

7. L'expression de $i_R(t)$ pour $t_1 \leq t \leq t_2$:

$$i_R(t) = \frac{U_{S\max} \sin(\omega t)}{R} - \frac{E}{R} \Rightarrow i_R(t) = 4 \sin(\omega t) - 3.2$$

8. La valeur moyenne $u_{R\text{moy}}$ de $i_R(t)$:

$$i_{R_{moy}} = \langle i_R \rangle = \frac{2}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_R \sin(\theta) d\theta = \frac{2}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(\frac{U_{S_{max}} \sin(\omega t)}{R} - \frac{E}{R} \right) d\theta$$

$$\Rightarrow i_{R_{moy}} = \langle i_R \rangle = \frac{2}{2\pi} \left[-4 \cos(\theta) \right]_{53.13^\circ}^{126.87^\circ} - \frac{2}{180} 3.2 [\theta]_{53.13^\circ}^{126.87^\circ} = 1.528 - 1.311 = 0.217 \text{ A}$$

$$\Rightarrow i_{R_{moy}} = 0.217 \text{ A}$$

Exercice N°6 : Stabilisation par diode zener :

1. Dans le cas où la source d'entrée E est égale à 12V et la tension inverse de la Zener est de 9V, le courant et la puissance dissipée par la diode sont :

$$i = i_z = \frac{E - V_z}{R} = \frac{12 - 9}{60} = 50 \text{ mA} , P_z = i_z V_z = 0.45 \text{ W}$$

2. On maintient la même tension de E et on branche une résistance R_{ch} aux bornes de A et B de valeur 40Ω. La diode Zener étant bloquée :

$$v_{AB} = \frac{E R_{ch}}{R + R_{ch}} = 4,8 \text{ V} < V_z \text{ la diode est bloquée , } i_z = 0 \text{ et } i = i_{ch} = \frac{v_{AB}}{R_{ch}} = 120 \text{ mA}$$

3. Pour que la diode Zener stabilise la tension, il faut :

$$v_{AB} > V_z \text{ d'où } \frac{E R_{ch \min}}{R + R_{ch \min}} > V_z \text{ ce qui implique : } R_{ch \min} > \frac{V_z R}{E - V_z} \Rightarrow R_{ch \min} = 180 \Omega$$

4. La tension de E à laquelle la diode Zener commence à stabiliser la tension u_{AB} à 9V.

$$v_{AB} > V_z \text{ d'où } \frac{E_{\min} R_{ch}}{R + R_{ch}} > V_z \Rightarrow E_{\min} > V_z \frac{R + R_{ch}}{R_{ch}} \Rightarrow E_{\min} > 22,5 \text{ V}$$

Travaux Dirigés N°3

Les transistors bipolaires en régime statique

Exercice N°1 : Montage de transistor à émetteur commun

On considère le montage en émetteur commun du transistor *NPN* comme c'est indiqué par la figure suivante. On donne $E_1 = 10 \text{ V}$, $E_2 = 20 \text{ V}$, $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$ et $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$.

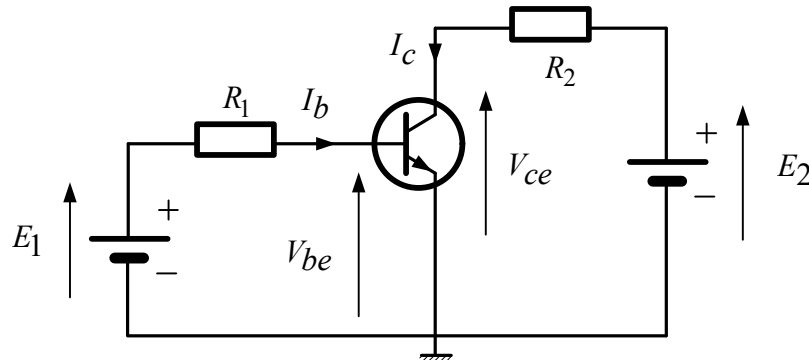


Figure.3.1. Schéma du montage en émetteur commun du transistor *NPN*

On se propose d'évaluer les courants continus I_b et I_c , ainsi que la *d.d.p.* V_{ce} à partir des caractéristiques graphiques établies par le constructeur. Par la suite, on néglige la *d.d.p.* $V_{be} \approx 0,6 \text{ V}$ par rapport à $E_1 = 10 \text{ V}$.

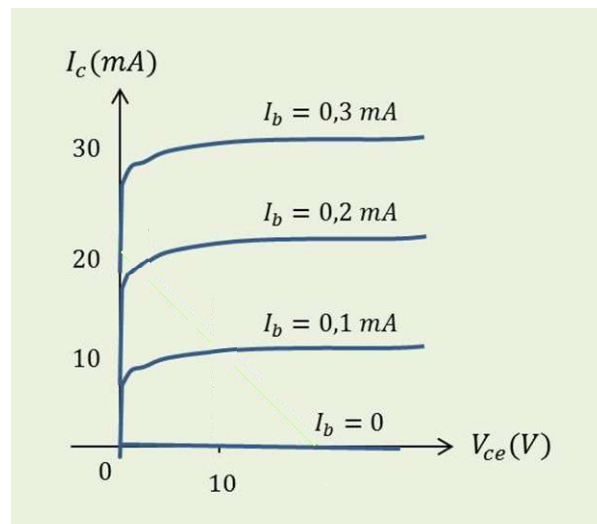


Figure.3.2. Caractéristique statique du transistor $I_c = f(V_{ce})$

1. Tracer la droite de charge sur la caractéristique $I_c = f(V_{ce})$.
2. Déterminer le courant de base I_b du transistor.
3. A partir de la caractéristique, déterminer le courant du collecteur I_c et la *d.d.p.* V_{ce} .
4. Donner le régime de fonctionnement du transistor.
5. On suppose que la résistance du base $R_1 = 33 \text{ K}\Omega$, déterminer le courant I_b , V_{ce} et I_c .
6. Préciser le régime de fonctionnement du transistor.

Exercice N°2 : Tension de saturation du transistor NPN

Soit le montage suivant :

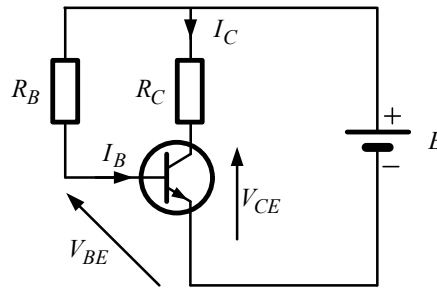


Figure.3.3. Schéma du montage

On donne : $R_C = 1 \text{ K}\Omega$, $E = 12 \text{ V}$, $I_B = 0,1 \text{ mA}$. le gain en courant du transistor : $\beta = 100$

1. Calculer le courant I_C et la tension V_{CE} .
2. Calculer le courant de base minimal qui permet de saturer le transistor ($V_{CEsat=0}$).

Exercice N°3 : Différentes topologies de polarisation du transistor bipolaire à émetteur commun

Les figures suivantes présentent les différentes topologies possibles du transistor bipolaire à émetteur commun. Le courant de collecteur est placé sensiblement au milieu de la droite de charge statique dans les caractéristiques de sortie. Le transistor est de type 2N2222, le gain en courant $\beta \approx 150$ pour $V_{BE0} \approx 0,6 \text{ V}$ et $I_{C0} = 30 \text{ mA}$. On donne : $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $R_E = 200 \Omega$ et $R_1 = 100 \Omega$.

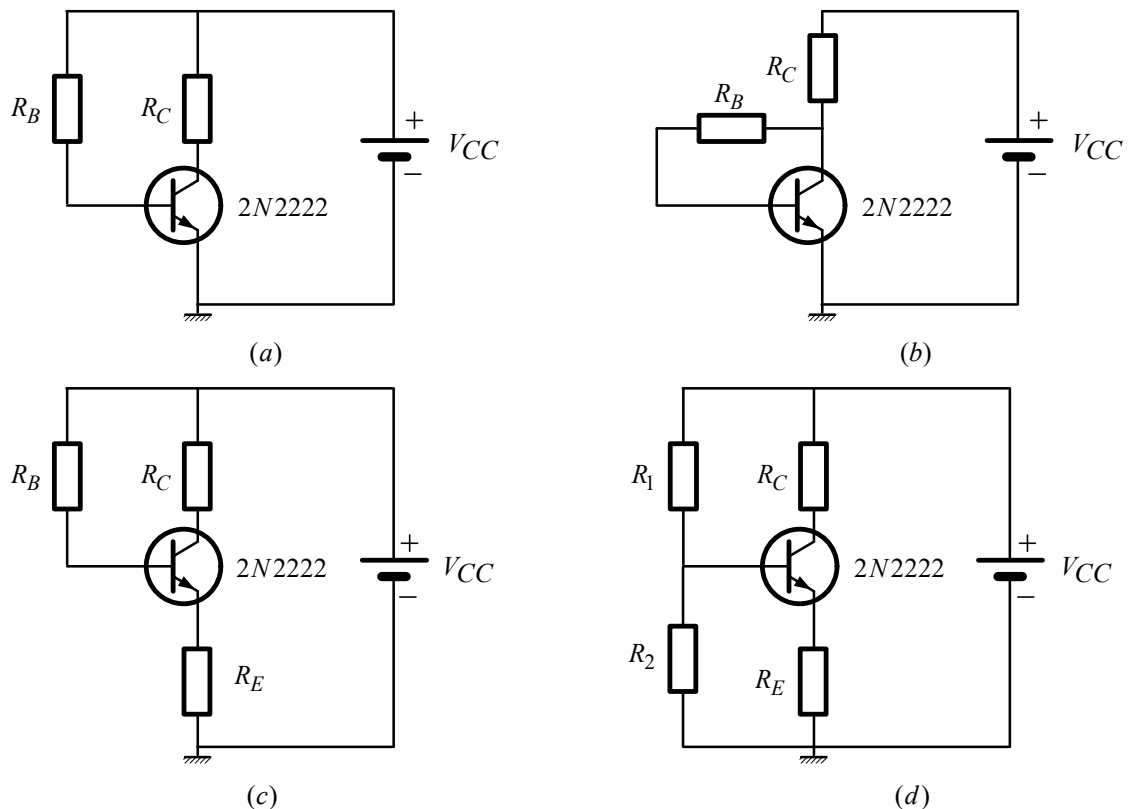


Figure.3.4. Les quatre types de topologies des montages à émetteur commun

Déterminer les résistances de polarisation pour les différentes topologies des figures.3.4. : polarisation simple (a), polarisation par résistance entre collecteur et base (b), polarisation avec résistance d'émetteur (c) et polarisation avec résistance d'émetteur et pont de base (d).

Exercice N°4 : Transistor avec une alimentation à point milieu

Le circuit suivant utilise un transistor idéal au silicium. On donne : $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $\beta = 100$ et $E_1 = E_2 = 20 \text{ V}$.

Calculer les valeurs des résistances si on impose $U = 10 \text{ V}$ et $I_C = 10 \text{ mA}$

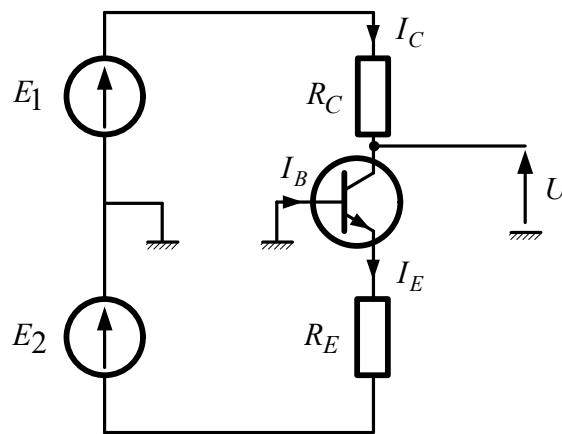


Figure.3.5. Transistor avec une alimentation à point milieu

Exercice N°5 : Transistor avec diode Zener

Le montage ci-dessous utilise un transistor idéal au silicium, D_Z est une diode Zener idéale.

On donne : $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $\beta = 100$, $V_Z = 4,6 \text{ V}$, $I_Z = 30 \text{ mA}$, $R_E = 1 \text{ K}\Omega$

1. Calculer l'intensité du courant I_B .
2. Calculer la valeur de la résistance R_Z . La tension E vaut désormais 10 V .
3. Calculer la tension V_S aux bornes de la résistance R_E .
4. Calculer la nouvelle tension V_S aux bornes de la résistance R_E . La résistance R_E vaut désormais $R_E = 3 \text{ K}\Omega$.
5. Déterminer le régime de fonctionnement du transistor.
6. Que peut-on en conclure quant à la fonction remplie par le montage ?

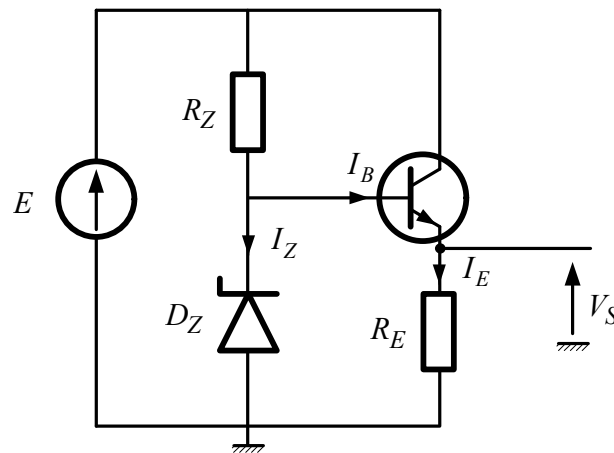


Figure.3.6. Transistor avec diode Zener

Exercice N°6 : Polarisation d'un circuit de montage à deux transistors

Dans le montage ci-dessous, les transistors T_1 et T_2 sont au silicium, leurs gains en courant sont respectivement : β_1 et β_2

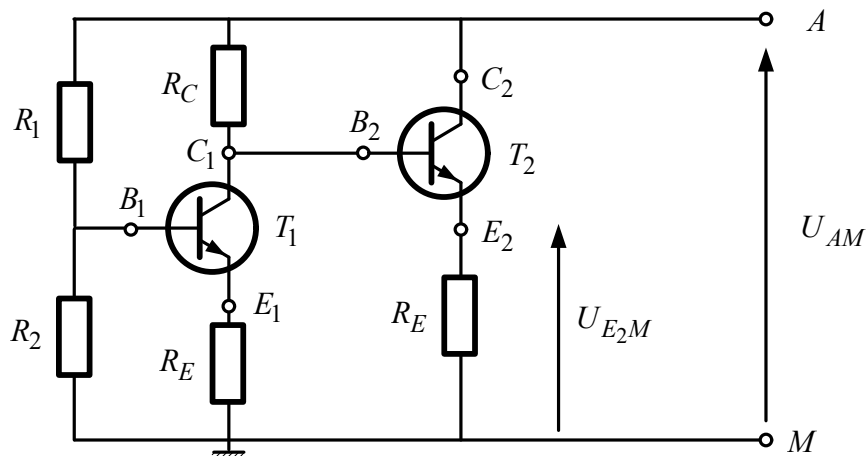


Figure.3.7. Montage à deux transistors

On donne : $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$, $R_C = 1 \text{ K}\Omega$, $R_E = 100 \Omega$, $R = 1 \text{ K}\Omega$, $V_{B_1E_1} = V_{B_2E_2} = 0,7 \text{ V}$, $\beta_1 = 200$, $\beta_2 = 100$.

Le point de fonctionnement est choisi de manière à ce que $U_{E_2M} = 6 \text{ V}$ et $U_{AM} = 12 \text{ V}$.

1. Déterminer les caractéristiques du point de fonctionnement de T_2 puis de T_1 .
2. Calculer la valeur de la résistance R_1 permettant d'obtenir ces valeurs.

Exercice N°7 : Montage DARLINGTON

Soit le montage dit « DARLINGTON », dans lequel T_1 et T_2 possèdent respectivement les gains en courant : β_1 et β_2 . Déterminer le β du transistor équivalent.

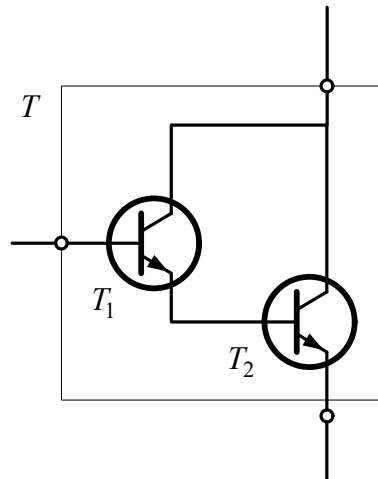
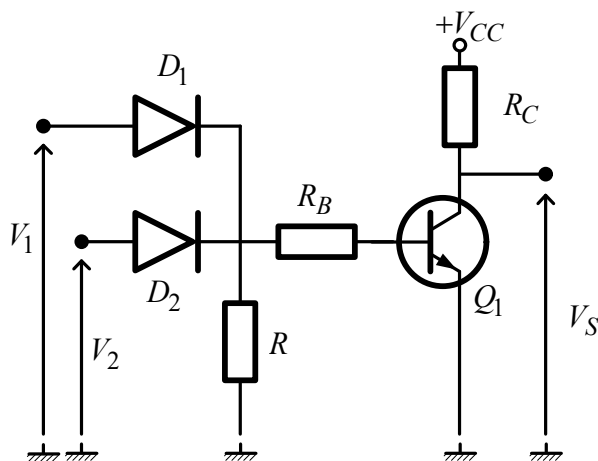


Figure.3.8. Montage DARLINGTON

Exercice N°8 : Principales fonctions logiques

Les schémas des figures suivantes représentent des portes logiques réalisées en technologie «TTL» (Transistor Transistor Logic). On admettra que le potentiel $+V_{CC}$ correspond à «1 logique» et que le potentiel de la masse correspond à «0 logique».

Compléter les tableaux de vérité de chaque circuit de montage et préciser la fonction réalisée pour chaque circuit.



V_1	V_2	D_1	D_2	Q	V_S

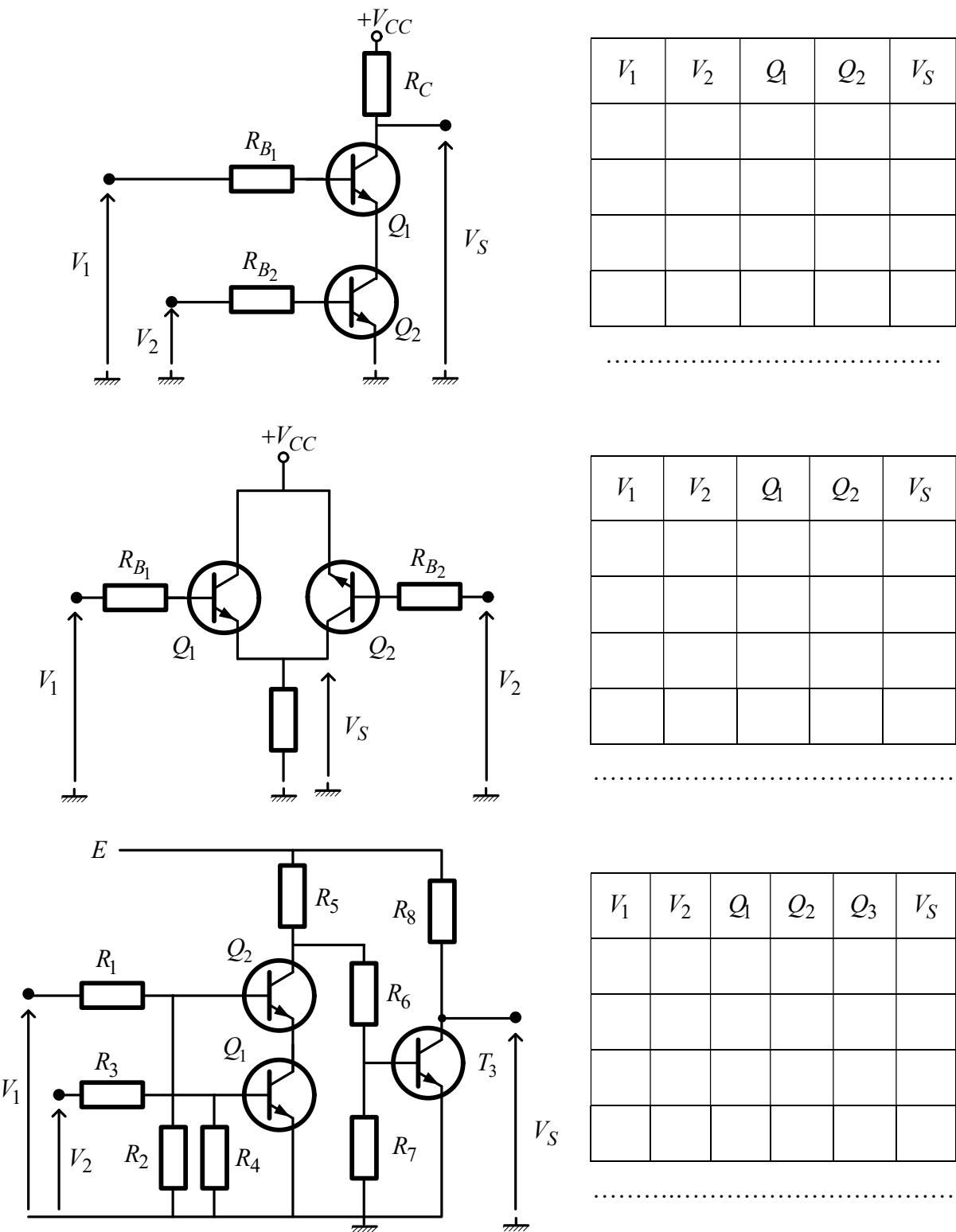


Figure.3.9. Circuits de montages en technologie TTL

Corrigé du Travaux Dirigés N°3

Les transistors bipolaires en régime statique

Exercice N°1 : Montage de transistor à émetteur commun

1. Le tracé de la droite de charge :

On a : $E_2 = R_2 I_C + V_{ce}$ ce qui implique : $I_C = \frac{E_2}{R_2} - \frac{V_{ce}}{R_2}$ c'est que :

si $I_C = 0 \Rightarrow V_{ce} = E_2 = 20 \text{ V}$ et si $V_{ce} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{E_2}{R_2} = 20 \text{ mA}$

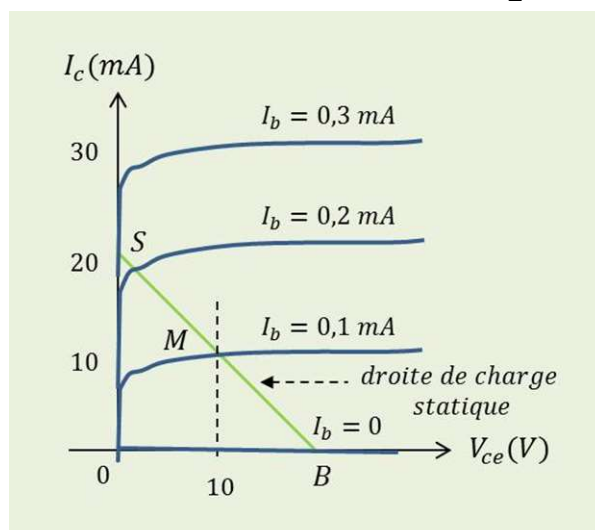


Figure.3.10. Tracé de la droite de charge

2. L'équation de la droite d'attaque $E_1 = R_1 I_b + V_{be}$ et $I_b = \frac{E_1 - V_{be}}{R_1}$ AN :

$$I_b \approx 0,1 \text{ mA}$$

3. Le point de repos M est situé :

- sur la caractéristique de sortie $I_C = f(V_{ce})$ pour un courant de base $I_b = 0,1 \text{ mA}$;
- et sur la droite de charge statique du montage $I_C = \frac{E_2}{R_2} - \frac{V_{ce}}{R_2}$.

D'où sur le réseau : $I_C = 10 \text{ mA}$ et $V_{ce} = 10 \text{ V}$.

4. La tension $V_{cb} = V_{ce} - V_{be} = 9,4 \text{ V} > 0$, donc le transistor fonctionne en régime linéaire en **amplification**.
5. Lorsque $R_1 = 33 \text{ K}\Omega$:

- Le courant de base $I_b = \frac{E_1 - V_{be}}{R_1}$ AN : $I_b \approx 0,3 \text{ mA}$;

- Selon la figure, $V_{CE} = 0 \text{ V}$ et le courant du collecteur

$$I_C = \frac{E_2}{R_2} = I_{C \text{ sat}} \approx 20 \text{ mA}.$$

6. Dans ce cas, le transistor fonctionne en régime de saturation.

Exercice N°2 : Tension de saturation du transistor NPN

1. Calcul du courant I_C : $I_C = \beta I_B$ AN : $I_C = 10 \text{ mA}$

Calcul de la tension V_{CE} : $V_{CE} = E - R_C I_C$ AN : $V_{CE} = 2 \text{ V}$

2. Le courant de base minimal qui permet de saturer le transistor à ($V_{CEsat}=0$) :

$$I_{C \min} = \frac{E - V_{CEsat}}{R_C} \text{ AN : } I_{C \min} = 12 \text{ mA} \text{ et } I_{B \min} = \frac{I_{C \min}}{\beta} \text{ AN : } I_{B \min} = 120 \mu\text{A}$$

Exercice N°3 : Différentes topologies de polarisation du transistor bipolaire à émetteur commun

1. Polarisation simple : le point de repos étant placé sensiblement au milieu de la droite de charge statique dans les caractéristiques de sortie, la tension $V_{CE0} \cong \frac{V_{CC}}{2} = 15 \text{ V}$.

$$\text{On a : } V_{CC} = R_C I_{C0} + V_{CE0} \text{ ce qui implique : } R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}}$$

$$\text{AN : } R_C = 500 \Omega$$

D'après l'équation de la droite d'attaque $V_{CC} = R_B I_{B0} + V_{BE0}$ ce qui implique :

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{I_{B0}} = \frac{(V_{CC} - V_{BE0})\beta}{I_{C0}} \text{ AN : } R_B = 147 \text{ K}\Omega$$

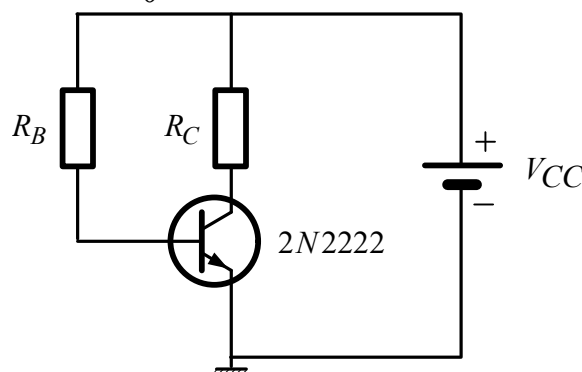


Figure.3.11. Première topologie : polarisation simple

2. Polarisation par résistance entre collecteur et base : la tension V_{CE0} est la même que

$$\text{précédemment } V_{CE0} \cong \frac{V_{CC}}{2} = 15 \text{ V}.$$

$$\text{On a : } \begin{cases} V_{CC} = R_C(I_{C0} + I_{B0}) + V_{CE0} \\ V_{CE} = V_{BE0} + R_B I_{B0} \\ I_{C0} = \beta I_{B0} \end{cases}$$

$$\text{ce qui implique : } R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}} \frac{\beta}{\beta + 1} \quad \text{AN : } R_C \approx 497 \, \Omega$$

$$\text{et } R_B = \frac{V_{CE0} - V_{BE0}}{I_{C0}} \beta \quad \text{AN : } R_B = 72 \, K\Omega$$

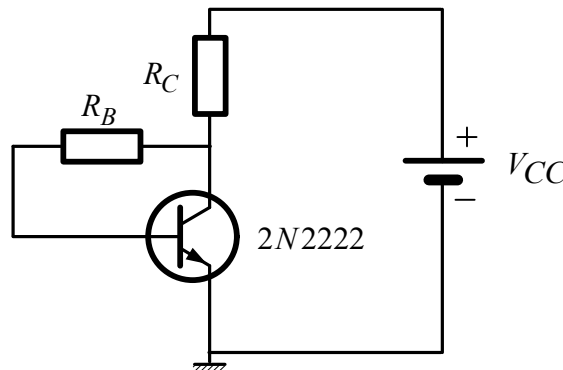


Figure.3.12. Deuxième topologie : polarisation par résistance entre collecteur et base

3. Polarisation avec résistance d'émetteur : la tension V_{CE0} est de 15 V .

$$\text{On a : } \begin{cases} V_{CC} = R_C I_{C0} + R_E I_{E0} + V_{CE0} \\ V_{CC} = R_E I_{E0} + V_{BE0} + R_B I_{B0} \\ I_{C0} = \beta I_{B0} \\ I_{E0} = I_{B0} + I_{C0} \end{cases}$$

$$\text{ce qui implique : } R_C \cong \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}} - R_E \quad \text{AN : } R_C \approx 297 \, \Omega$$

$$\text{et } R_B = \left(\frac{V_{CC} - V_{BE0}}{I_{C0}} - R_E \right) \beta \quad \text{AN : } R_B = 117 \, K\Omega$$

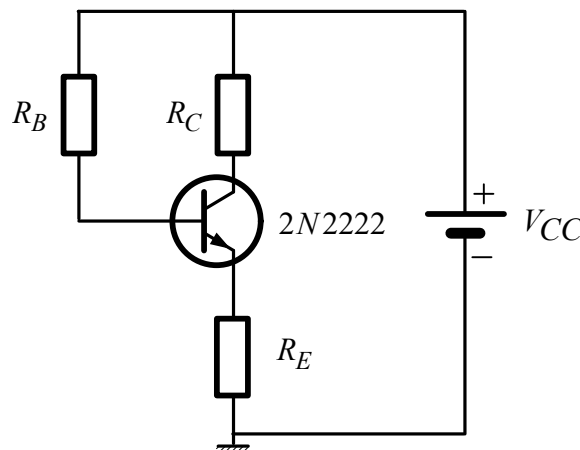


Figure.3.13. Troisième topologie : polarisation avec résistance d'émetteur

4. Polarisation avec résistance d'émetteur et pont de base : la tension V_{CE0} est de 15 V .

$$\text{On a : } \begin{cases} V_{BB} = R_B I_{B0} + V_{BE0} + R_E I_{E0} \\ V_{CC} = R_C I_{C0} + V_{CE0} + R_E I_{E0} \\ V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \\ R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

$$\text{ce qui implique : } R_C \cong \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}} - R_E \quad \text{AN : } R_C \approx 297 \, \Omega$$

$$\text{et } R_B \cong \frac{V_{BE0} + R_E I_{C0}}{\frac{V_{CC}}{R_1} - \frac{I_{C0}}{\beta}} \quad \text{AN : } R_B \approx 11 \, \Omega$$

$$\text{et puis } R_2 \cong \frac{R_B R_1}{R_1 - R_B} \quad \text{AN : } R_2 \approx 14,1 \, \Omega$$

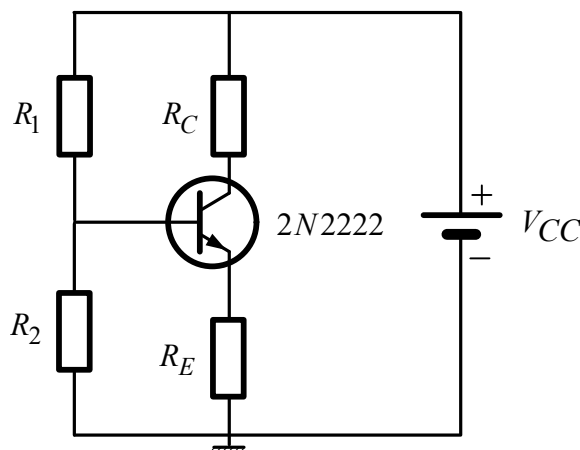


Figure.3.14. Quatrième topologie : polarisation avec résistance d'émetteur et pont de base

Exercice N°4 : Transistor avec une alimentation à point milieu

$$\text{On a : } R_E I_E + V_{BE} = E_2 \text{ avec } I_E = I_C + I_B = \frac{I_C (\beta + 1)}{\beta} \text{ d'où : } R_E = \frac{\beta (E_2 - V_{BE})}{I_C (\beta + 1)}$$

$$\text{AN : } R_E = \frac{100(20 - 0,6)}{10 \times 10^{-3} (100 + 1)} \Rightarrow R_E = 1,92 \, \text{K}\Omega$$

$$\text{On a aussi : } E_1 = U + R_C I_C \text{ d'où } R_C = \frac{E_1 - U}{I_C} \quad \text{AN : } R_C = \frac{20 - 10}{10 \times 10^{-3}} \Rightarrow R_C = 1 \, \text{K}\Omega$$

Exercice N°5 : Transistor avec diode Zener

1. L'intensité du courant I_B : on a $V_Z = R_E I_E + V_{BE}$ avec $I_E = I_B (\beta + 1)$ d'où :

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

$$\text{AN : } I_B = \frac{4,6 - 0,6}{10^3(100+1)} \Rightarrow I_B = 39,6 \mu\text{A}$$

2. La résistance R_Z : On a $E = V_Z + R_Z(I_Z + I_B)$ alors $R_Z = \frac{E - V_Z}{I_Z + I_B}$

$$\text{AN : } R_Z = \frac{12 - 4,6}{30 \times 10^{-3} + 39,6 \times 10^{-6}} \Rightarrow R_Z \approx 180 \Omega$$

3. La tension V_S aux bornes de la résistance $R_E = 1 \text{ K}\Omega$: $V_S = R_E I_E$ avec $I_E = I_B(\beta + 1)$

$$\text{AN : } V_S = 10^3 \times 39,6 \times 10^{-6} \times 101 \Rightarrow V_S = 4 \text{ V}$$

Ou bien : $V_S = V_Z - V_{BE}$ AN : $V_S = 4,6 - 0,6 \Rightarrow V_S = 4 \text{ V}$

4. La tension V_S aux bornes de la résistance $R_E = 3 \text{ K}\Omega$: de même $V_S = V_Z - V_{BE}$ AN : $V_S = 4,6 - 0,6 \Rightarrow V_S = 4 \text{ V}$, malgré la variation de la valeur de la résistance R_E la tension V_S demeure constante.

5. La tension $V_{CE} = E - V_S = 6 \text{ V}$ et $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 6 - 0,6 = 5,4 \text{ V} > 0$, V_{CB} est positive ce qui implique que le transistor fonctionne en régime linéaire en amplification.

6. Le montage se comporte comme un générateur idéal de tension qui maintient la tension V_S à une valeur constante de 4 V quelle que soient les fluctuations de E et quelle que soient celles de R_E .

Exercice N°6 : Polarisation d'un circuit de montage à deux transistors

1. Caractéristiques du point de fonctionnement des transistors T_2 et T_1 :

$$\text{On a : } U_{E_2M} = R_E I_{E_2} \Rightarrow I_{E_2} = \frac{U_{E_2M}}{R_E} \text{ AN : } I_{E_2} = \frac{6}{100} \Rightarrow I_{E_2} = 60 \text{ mA}$$

$$\text{Puis : } I_{C_2} = I_{E_2} \frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} \text{ AN : } I_{C_2} = 60 \times 10^{-3} \frac{100}{100 + 1} \frac{6}{100} \Rightarrow I_{C_2} = 59,41 \text{ mA}$$

$$\text{Et puis : } I_{B_2} = \frac{I_{C_2}}{\beta_2} \text{ AN : } I_{B_2} = \frac{59,41 \times 10^{-3}}{100} \Rightarrow I_{B_2} = 0,59 \text{ mA}$$

$$\text{Ensuite : } U_{C_2E_2} = U_{AM} - U_{E_2M} \text{ AN : } U_{C_2E_2} = 12 - 6 \Rightarrow U_{C_2E_2} = 6 \text{ V}$$

$$\text{Par la suite : } U_{C_2B_2} = U_{C_2E_2} - U_{B_2E_2} \text{ AN : } U_{C_2B_2} = 6 - 0,7 \Rightarrow U_{C_2B_2} = 5,3 \text{ V} > 0$$

Alors, on dit que le transistor T_2 fonctionne en mode non linéaire ou d'amplification.

$$\text{A propos de } T_1 \text{ on a : } U_{C_2B_2} = R_C(I_{B_2} + I_{C_1}) \Rightarrow I_{C_1} = \frac{U_{C_2B_2} - R_C I_{B_2}}{R_C}$$

$$\text{AN : } I_{C_1} = \frac{5,3 - 10^3 \times 0,59 \times 10^{-3}}{10^3} \Rightarrow I_{C_1} = 4,71 \text{ mA}$$

$$\text{alors : } I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} \text{ AN : } I_{B_1} = \frac{4,71 \times 10^{-3}}{200} \Rightarrow I_{B_1} = 23,55 \mu\text{A}$$

$$\text{Et : } I_{E_1} = I_{C_1} \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \text{ AN : } I_{E_1} = 4,71 \times 10^{-3} \frac{200 + 1}{200} \Rightarrow I_{E_1} = 4,69 \text{ mA}$$

$$\text{Ensuite : } U_{C_1E_1} = U_{AM} - R_C(I_{C_1} + I_{B_2}) - R_E I_{E_1}$$

$$\text{AN : } U_{C_1E_1} = 12 - 10^3 \times (4,71 + 0,59) \times 10^{-3} - 100 \times 4,69 \times 10^{-3} \Rightarrow U_{C_1E_1} = 6,23 \text{ V}$$

$$\text{Et puis : } U_{C_1B_1} = U_{C_1E_1} - U_{B_1E_1} \quad \text{AN : } U_{C_1B_1} = 6,23 - 0,7 \Rightarrow U_{C_1B_1} = 5,53 \text{ V} > 0$$

Alors, on dit que le transistor T_2 fonctionne en mode non linéaire ou d'amplification.

2. La valeur de la résistance R_1 :

$$\text{On a : } R_1 = \frac{U_{C_1B_1} + R_C (I_{C_1} + I_{B_2})}{I_{B_1} + I_{R_1}} \quad \text{avec} \quad I_{R_1} = \frac{U_{B_1E_1} + R_E I_{E_1}}{R_2}$$

$$\text{AN : } I_{R_1} = \frac{0,7 + 100 \times 4,69 \times 10^{-3}}{10^4} \Rightarrow I_{R_1} = 23,1 \mu\text{A}$$

$$\text{Et } R_1 = \frac{5,53 + 10^3 \times (4,71 + 0,59) \times 10^{-3}}{23,55 \times 10^{-6} + 23,1 \times 10^{-6}} \Rightarrow R_1 = 30,25 \text{ K}\Omega$$

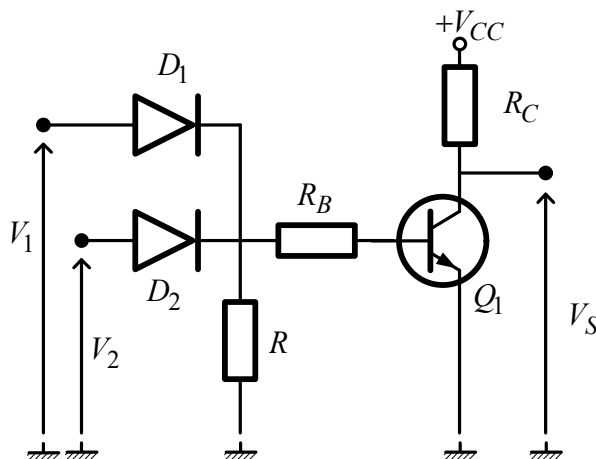
Exercice N°7 : Montage DARLINGTON

Le gain en courant du transistor équivalent :

$$\text{On a : } I_{E_2} = I_E = (\beta_2 + 1) I_{B_2} \quad \text{avec : } I_{B_2} = I_{E_1}, \quad I_{B_1} = I_B \quad \text{et} \quad I_{E_1} = (\beta_1 + 1) I_{B_1} \quad \text{d'où :}$$

$$I_E = (\beta_2 + 1)(\beta_1 + 1) I_B = \beta I_B \quad \text{donc : } \beta = \beta_1 \beta_2$$

Exercice N°8 : Porte logique



V_1	V_2	D_1	D_2	Q	V_S
0	0	B	B	B	1
0	1	B	P	S	0
1	1	P	P	S	0
1	0	P	B	S	0

Fonction NOR

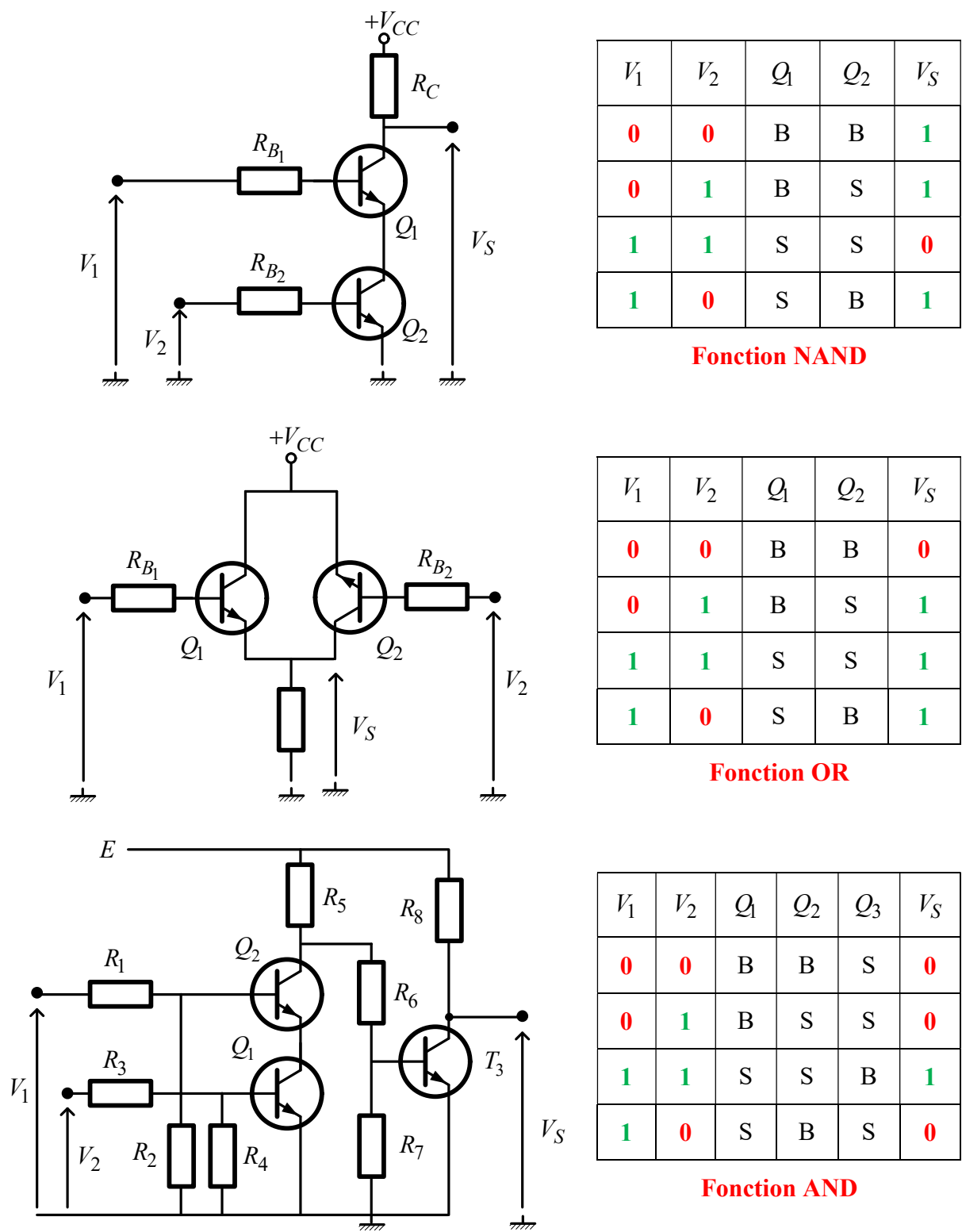


Figure.3.15. Circuits de montages en technologie TTL

Travaux Dirigés N°4

Les transistors bipolaires en régime dynamique

Exercice N°1 : Montage de transistor à émetteur commun

Soit le montage amplificateur à transistor bipolaire.

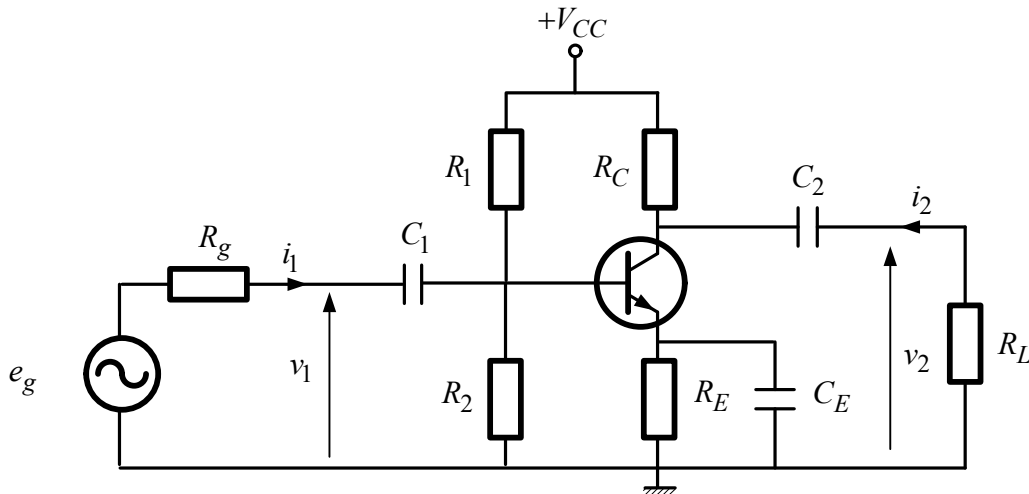


Figure.4.1. Schéma du montage en émetteur commun d'un transistor NPN

On donne : $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_1 = 18 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 3,4 \text{ K}\Omega$, $R_E = 200 \Omega$, $R_C = R_L = 1 \text{ K}\Omega$.

Le transistor est caractérisé par sa résistance d'entrée : $r = 1 \text{ K}\Omega$, sa résistance de sortie ρ et son amplification en courant $\beta = 100$.

1. Faire le schéma équivalent du montage en régime dynamique.

Hypothèses simplificatrices : C_1 , C_2 et C_E d'impédances nulles et $\rho = \infty$.

2. Déterminer :

- a - la résistance d'entrée $R_e = v_1/i_1$.
- b - la résistance de sortie $R_s = v_2/i_2$.
- c - l'amplification en tension $A_v = v_2/v_1$.
- d - l'amplification en courant $A_i = i_2/i_1$.
- e - l'amplification en puissance $A_p = P_u/P_e$.

3. Tracer la droite de charge statique D_c (pour le régime continu).

4. Déterminer le point de repos Q tout en précisant les valeurs de : V_{CEQ} , I_{CQ} , V_{BEQ} et I_{BQ} .

5. Tracer la droite de charge dynamique D_a (pour le régime de faibles signaux).

6. Compléter sur le document réponse les allures de i_b , i_c et v_{ce} et déterminer graphiquement le rapport $\Delta v_{CE}/\Delta v_{BE}$. Que représente ce rapport.

On suppose maintenant que le condensateur C_E est débranché du montage ci-dessus.

7. Refaire le schéma équivalent du montage en régime dynamique.

8. Déterminer :

- a - la résistance d'entrée $R'_e = v_1/i_1$.
- b - la résistance de sortie $R'_s = v_2/i_2$.
- c - l'amplification en tension $A'_v = v_2/v_1$.
- d - l'amplification en courant $A'_i = i_2/i_1$.

9. Comparer les résultats trouvés en 2- à ceux trouvés en 5-. Conclure.

Document réponse

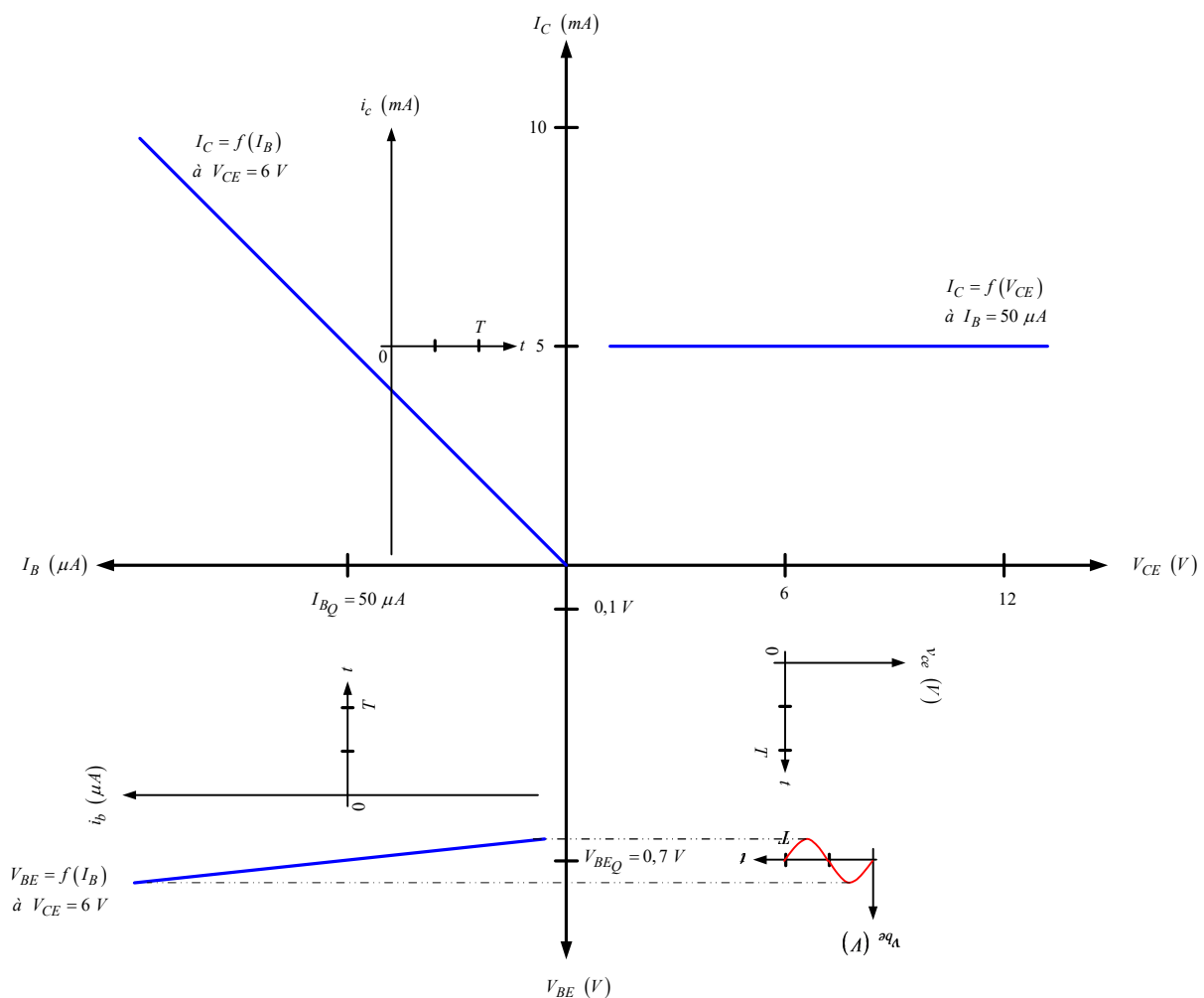


Figure.4.2. Caractéristique du montage transistor en émetteur commun

Exercice N°2 : Montage de transistor à émetteur commun à R_E découplée

On considère le montage amplificateur suivant :

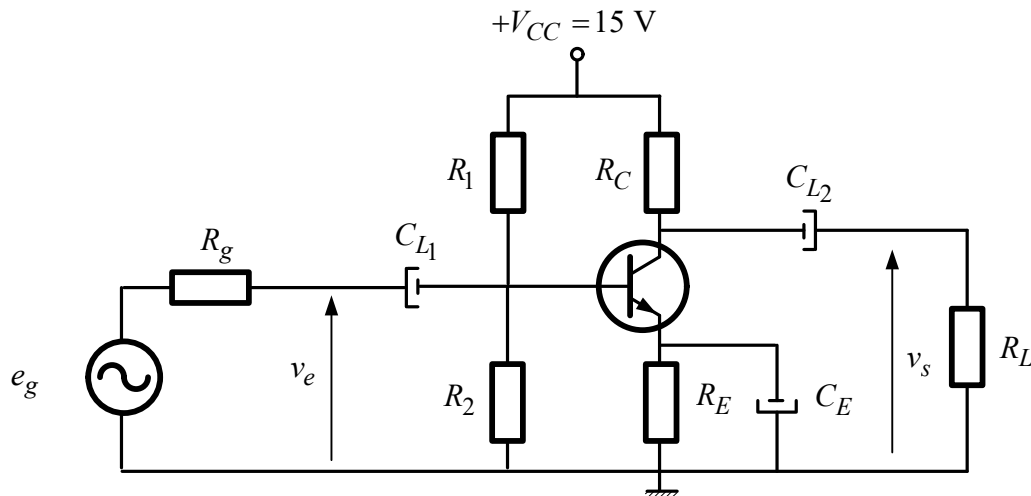


Figure.4.3. Schéma du montage en émetteur commun à R_E découplée

Le transistor T utilisé est un 2N1711 au silicium défini par les paramètres hybrides h_{ij} de valeurs :

$$h_{11} = 1 \text{ K}\Omega \quad ; \quad h_{12} = 0 \quad ; \quad h_{21} = \beta = 120 \quad ; \quad 1/h_{22} = 100 \text{ K}\Omega$$

On donne :

$$R_C = 2,7 \text{ K}\Omega \quad ; \quad R_E = 820 \text{ }\Omega \quad ; \quad R_L = 1,5 \text{ K}\Omega \quad ; \quad C_E = C_{L1} = C_{L2} = 100 \text{ }\mu\text{F}$$

On fixe au point de repos $V_{CE} = 4 \text{ V}$ et $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$

1. Tracer la droite de charge statique D_c (pour le régime continu).
2. Tracer la droite de charge dynamique D_a (pour le régime sinusoïdal), en déduire l'amplitude maximale du signal de sortie sans distorsion.

On pourra prendre pour cette question $(R_C // R_L) = 1 \text{ K}\Omega$.

3. On choisit un courant I_p dans R_2 tel que $I_p = 10 I_B$; calculer les valeurs des résistances de polarisation R_1 et R_2 .

4. Calculer :

- c - le gain en tension A_v .
- a - l'impédance d'entrée Z_e .
- d - le gain en courant A_i .
- b - l'impédance de sortie Z_s .

Exercice N°3 : Montage de transistor à émetteur commun à R_E couplée

On considère le montage amplificateur suivant :

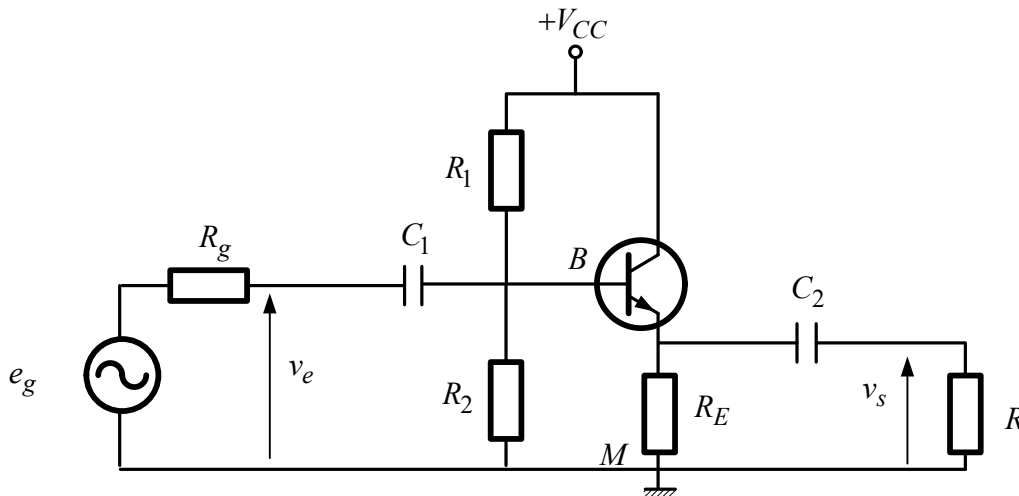


Figure.4.4. Schéma du montage en émetteur commun à R_E couplée

On donne :

$$R_1 = 10 \text{ K}\Omega ; R_2 = 40 \text{ K}\Omega ; R_E = 1,5 \text{ K}\Omega ; R = 750 \Omega ; R_g = 10 \text{ K}\Omega \text{ et } \beta = 99$$

I/ ETUDE STATIQUE :

Le point de repos du transistor T utilisé est défini par :

$$I_{B_0} = 47 \mu\text{A} \text{ et } V_{BE_0} = 0,58 \text{ V}$$

1. A l'aide du théorème de thévenin, déterminer le générateur équivalent au circuit de polarisation vu entre B et M .
2. En déduire la tension d'alimentation V_{CC} ainsi que V_{CE_0} .
3. Tracer la droite de charge statique et placer le point de repos.

II/ ETUDE DYNAMIQUE :

Les paramètres hybrides en émetteur commun, au point de repos considéré, ont pour valeurs : point de repos du transistor T utilisé est défini par :

$$h_{11} = 1,2 \text{ K}\Omega ; h_{12} = 99 ; h_{21} = 0 ; h_{22} = 0$$

1. Faire le schéma équivalent du montage pour l'alternatif.
2. Tracer la droite de charge dynamique dans le système d'axe précédent. Déduire de ce tracé l'amplitude maximale de la tension de sortie pour un fonctionnement sans écrêtage.
3. Déterminer la résistance d'entrée.
4. Déterminer le gain en tension v_s/v_e en déduire v_s/e_g .
5. Déterminer le gain en courant du montage.
6. Déterminer la résistance de sortie.

Exercice N°4 : Montage de transistor à émetteur commun

On considère le circuit du montage suivant avec $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ et $\beta = 100$.

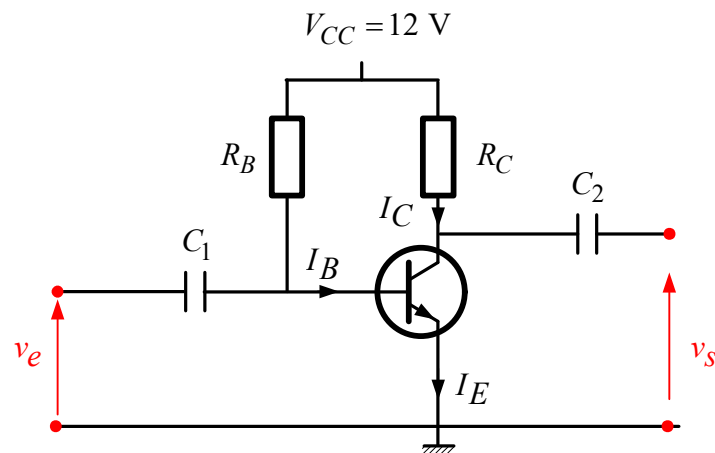


Figure.4.5. Schéma du montage en émetteur commun d'un transistor *NPN*

1. Calculer les résistances R_B et R_C pour avoir en régime statique $V_{CE} = 12 \text{ V}$ et $I_C = 1 \text{ mA}$.
2. Calculer h_{11} et A_v en régime dynamique.

Corrigé du Travaux Dirigés N°4

Les transistors bipolaires en régime dynamique

Exercice N°1 : Montage de transistor à émetteur commun

1. Schéma équivalent du montage du transistor à émetteur commun en régime dynamique :

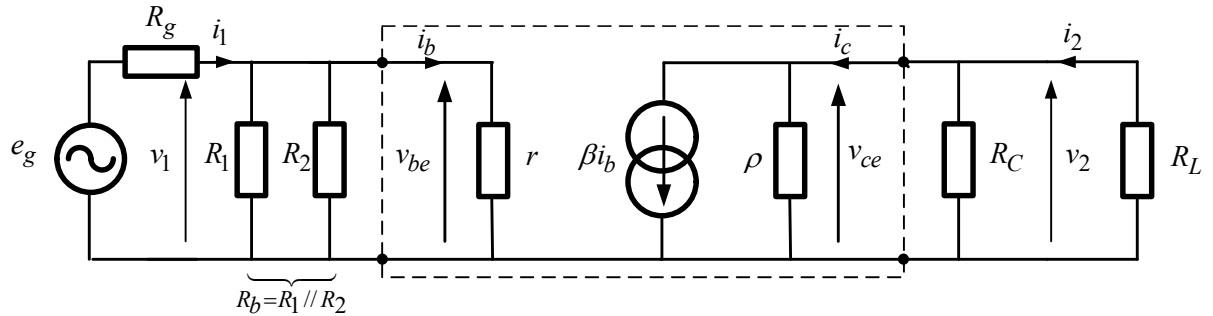


Figure.4.6. Schéma du montage en émetteur commun à R_E découplée

On a : $E_2 = R_2 I_C + V_{ce}$ ce qui implique : $I_C = \frac{E_2}{R_2} - \frac{V_{ce}}{R_2}$ c'est que :

2. Détermination des paramètres du transistor en régime dynamique :

a. Résistance d'entrée R_e :

$$R_e = \frac{v_1}{i_1} \text{ avec } i_1 = i_{R_1} + i_{R_2} + i_b = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_1}{R_2} + \frac{v_1}{r} \text{ donc } R_e = (R_1 // R_2 // r) = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r}}$$

$$\text{AN : } R_e = \frac{1}{\frac{1}{18 \times 10^3} + \frac{1}{3,4 \times 10^3} + \frac{1}{10^3}} \Rightarrow R_e = 740,92 \, \Omega$$

b. Résistance de sortie R_s :

$$R_s = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{v_1=0}, i_b=0 \text{ et } \beta i_b=0 \text{ donc } R_s = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{i_\rho + i_{R_C}} = \frac{v_2}{\frac{v_2}{\rho} + \frac{v_2}{R_C}}$$

$$\text{alors : } R_s = \frac{1}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C}} \text{ et si } \rho \gg R_C \text{ très grande } \Rightarrow R_s = R_C \text{ AN : } R_s = 1 \, \text{K}\Omega$$

c. Gain en tension A_v :

$$\text{On a : } v_2 = -\beta i_b R_{eq} \text{ et } v_1 = r i_b \text{ avec } R_{eq} = \rho // R_C // R_L$$

$$\text{et si } \rho \text{ très grande alors } A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta (R_C // R_L)}{r}$$

$$\text{AN : } R_{eq} = 500 \, \Omega \text{ et } A_v = - \frac{100 \times 500}{10^3} \Rightarrow A_v = -50$$

d. Gain en courant A_i :

$$\text{On a : } A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_2}{v_2} \frac{v_2}{v_1} \frac{v_1}{i_1} = \left(-\frac{1}{R_L} \right) A_v R_e = -A_v \frac{R_e}{R_L}$$

$$\text{AN : } A_i = -(-50) \times \frac{740,92}{10^3} \Rightarrow A_i \approx 37$$

e. Gain en puissance A_p :

$$\text{On a : } A_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{v_2(-i_2)}{v_e i_e} = -A_v A_i = (A_v)^2 \frac{R_e}{R_L}$$

$$\text{AN : } A_p = -(-50) \times 37 \Rightarrow A_p \approx 1850$$

3. Tracée de la droite de charge statique D_c :

$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$ et puisque $I_C \cong I_E$ cela implique que $V_{CC} = (R_C + R_E) I_C + V_{CE}$

si $I_C = 0$ on aura : $V_{CE} = V_{CE_blocage} = V_{CC}$ AN : $V_{CE_blocage} = 12 \text{ V}$

si $V_{CE} = 0$ on aura : $I_C = I_{C_sat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ AN : $I_{C_sat} = 10 \text{ mA}$

4. Coordonnées du point de repos Q :

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \quad \text{AN : } V_{CEQ} = 6 \text{ V}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2(R_C + R_E)} \quad \text{AN : } I_{CQ} = 5 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \quad \text{AN : } I_{BQ} = 50 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_p = \frac{V_{CC} - R_1 I_{BQ}}{R_1 + R_2} \quad \text{AN : } I_p = 0,52 \text{ mA}$$

$$V_{BEQ} = R_2 I_p - R_E I_E \quad \text{AN : } V_{BEQ} = 0,7 \text{ V}$$

5. Tracée de la droite de charge dynamique D_a :

On a $v_{ce} = -r_c i_c$ depuis le montage en régime dynamique avec $r_c = R_C // R_L = 500\Omega$

La droite de charge dynamique est : $I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ} - V_{CE}}{r_c}$

si $I_C = 0$ on aura : $V_{CE} = V_{CEQ} + r_c I_{CQ}$ AN : $V_{CE} = 8,5 \text{ V}$

si $V_{CE} = 0$ on aura : $I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c}$ AN : $I_C = 17 \text{ mA}$

6. Le rapport $\frac{\Delta v_{CE}}{\Delta v_{BE}} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{5}{0,1} = 50$ et qui représente ce rapport le gain en tension $|A_v| = 50$.

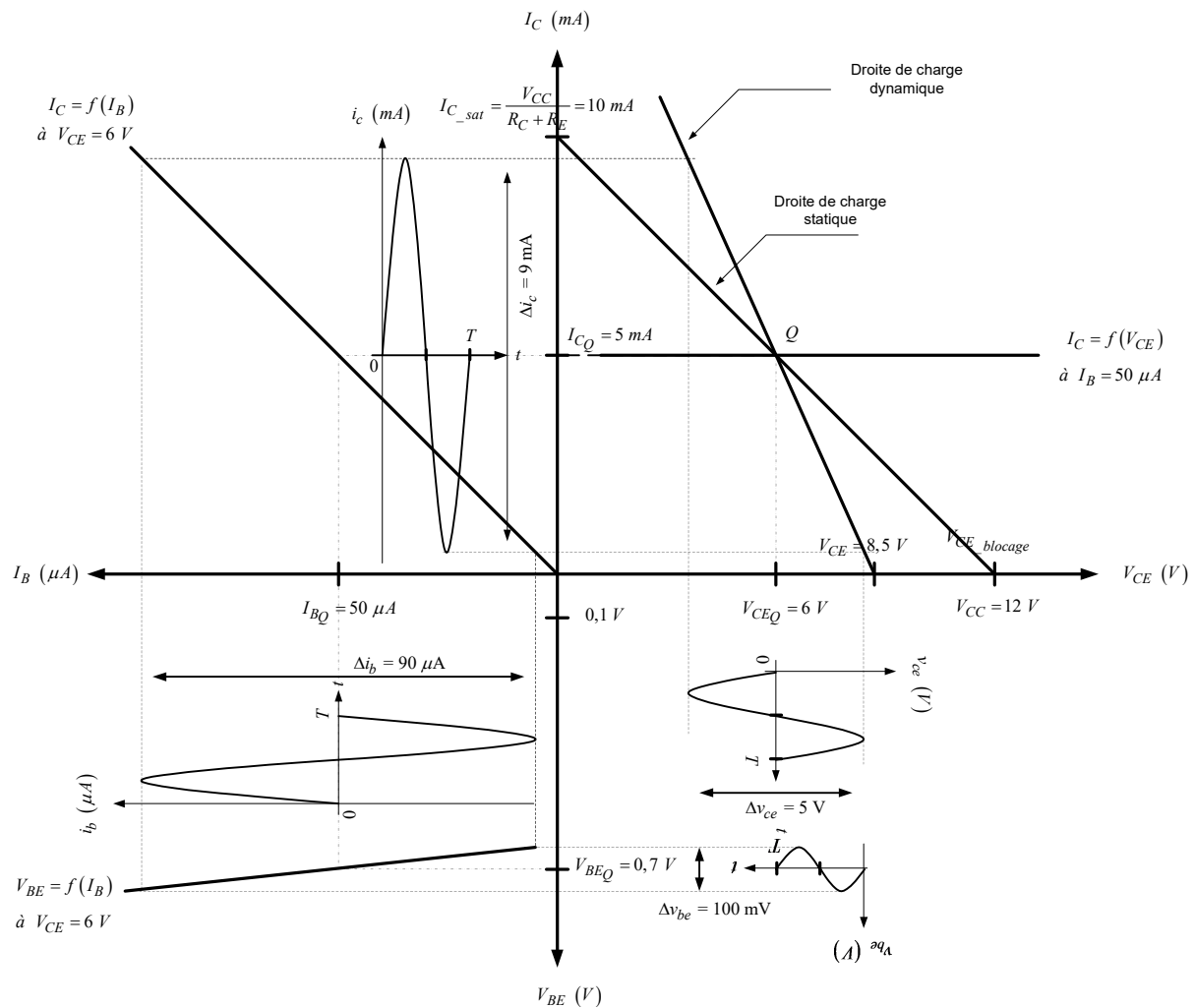


Figure.4.7. Schéma équivalent du transistor à émetteur commun avec R_E non découplée

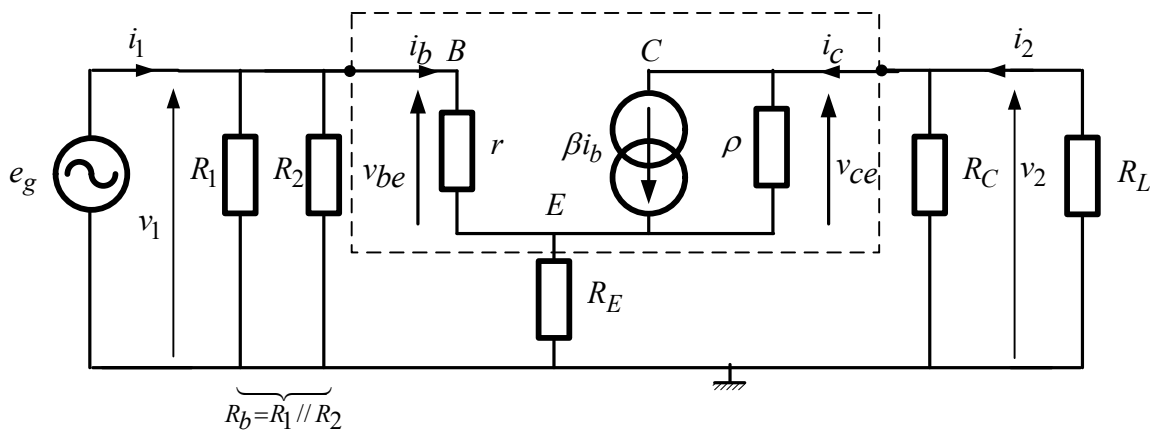


Figure.4.8. Schéma du montage en émetteur commun à R_E non découplée

8. Détermination des paramètres du transistor en régime dynamique du deuxième montage où R_E est non découplée :

a. Résistance d'entrée R'_e :

$$R'_e = \frac{v_1}{i_1} \text{ avec } i_1 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_1}{R_2} + \frac{v_1}{r + (\beta + 1)R_E} \text{ donc } R'_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r + (\beta + 1)R_E}}$$

$$\text{AN : } R'_e = \frac{1}{\frac{1}{18 \times 10^3} + \frac{1}{3,4 \times 10^3} + \frac{1}{500 + 200 \times 100}} \Rightarrow R'_e = 2,51 \text{ K}\Omega$$

b. Résistance de sortie R'_s :

$$R'_s = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{v_1=0, i_b=0 \text{ et } \beta i_b=0} \text{ donc } R'_s = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{i_\rho + i_R} = \frac{v_2}{\frac{v_2}{\rho + (r // R_E)} + \frac{v_2}{R_C}}$$

$$\text{alors : } R'_s = \frac{1}{\frac{1}{\rho + (r // R_E)} + \frac{1}{R_C}} \text{ et si } \rho \text{ très grande } \Rightarrow R'_s = R_C \text{ AN : } R'_s = 1 \text{ K}\Omega$$

c. Gain en tension A'_v :

$$\text{On a : } v_1 = r i_b + R_E i, v_2 = R_E i + \rho i - \beta i_b \rho \text{ et } v_2 = -R_{eq} i$$

$$\text{ce qui implique } A'_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{\beta \rho R_{eq}}{r(R_{eq} + R_E + \rho) + \beta \rho R_E} \text{ et si } \rho \text{ très grande cela}$$

$$\text{implique } A'_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r + \beta R_E}$$

$$\text{AN : } R_{eq} = 500 \Omega \text{ et } A'_v = -\frac{100 \times 500}{10^3 + 100 \times 200} \Rightarrow A'_v = -2,38$$

d. Gain en courant A'_i :

$$\text{On a : } A'_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_2}{v_2} \frac{v_2}{v_1} \frac{v_1}{i_1} = \left(-\frac{1}{R_L} \right) A'_v R_e = -A'_v \frac{R_e}{R_L}$$

$$\text{AN : } A'_i = -(-2,38) \times \frac{2,51 \times 10^3}{10^3} \Rightarrow A'_i \approx 6$$

e. Gain en puissance A'_p :

$$\text{On a : } A'_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{v_2 (-i_2)}{v_e i_e} = -A'_v A'_i = (A'_v)^2 \frac{R'_e}{R_L}$$

$$\text{AN : } A'_p = -(-2,38) \times 6 \Rightarrow A'_p \approx 14$$

9. Comparaison entre les deux résultats trouvés :

	Emetteur Commun R_E découplée : montage inverseur	Emetteur Commun R_E non découplée: montage inverseur
Résistance d'entrée R_e	$R_e = 740,92 \Omega$	$R'_e = 2,51 \text{ K}\Omega$
Résistance de sortie R_s	$R_s = 1 \text{ K}\Omega$	$R'_s = 1 \text{ K}\Omega$
Gain en tension A_v	$A_v = -50$	$A'_v = -2,38$
Gain en courant A_i	$A_i \approx 37$	$A'_i \approx 6$
Gain en puissance A_p	$A_p \approx 1850$	$A'_p \approx 14$

Le premier circuit (R_E découplée) présente des performances meilleures à celui du second circuit de montage (R_E non découplée), puisqu'il présente une bonne résistance d'entrée et une forte amplification en tension et en courant.

Exercice N°2 : Montage de transistor à émetteur commun à R_E découplée

1. Tracée de la droite de charge statique D_c :

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \quad \text{et} \quad \text{puisque} \quad I_C \cong I_E \quad \text{cela implique que} \\ V_{CC} = (R_C + R_E) I_C + V_{CE}$$

$$\text{si } I_C = 0 \text{ on aura : } V_{CE} = V_{CE_blocage} = V_{CC} \quad \text{AN : } V_{CE_blocage} = 15 \text{ V}$$

$$\text{Soit : } V_{CEQ} = 4 \text{ V implique } I_{CQ} = 3,125 \text{ mA}$$

$$\text{si } V_{CE} = 0 \text{ on aura : } I_C = I_{C_sat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad \text{AN : } I_{C_sat} = 4,26 \text{ mA}$$

2. Tracée de la droite de charge dynamique D_a :

On a $v_{ce} = -r_c i_c$ depuis le montage en régime dynamique avec $r_c = R_C // R_L = 1 \text{ K}\Omega$

$$\text{La droite de charge dynamique est : } I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ} - V_{CE}}{r_c}$$

$$\text{si } I_C = 0 \text{ on aura : } V_{CE} = V_{CEQ} + r_c I_{CQ} \quad \text{AN : } V_{CE} = 7,125 \text{ V}$$

$$\text{si } V_{CE} = 0 \text{ on aura : } I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \quad \text{AN : } I_C = 7,125 \text{ mA}$$

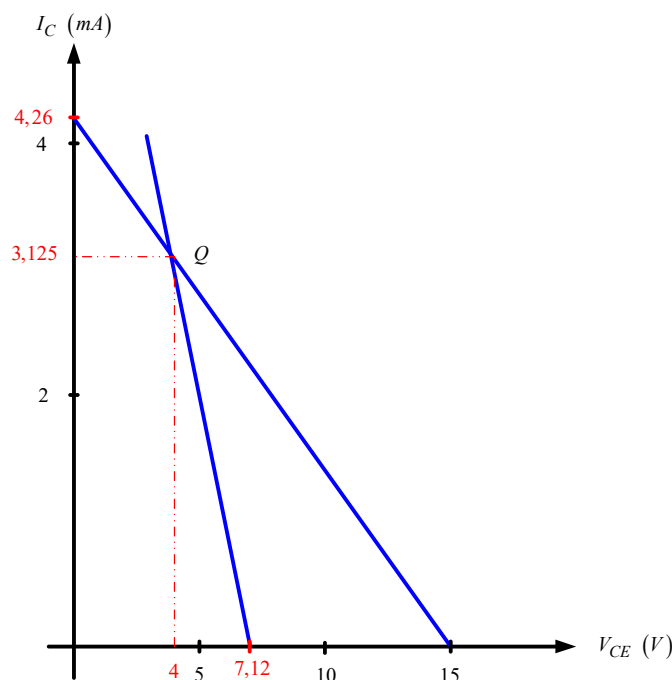


Figure.4.9. Tracée des droites de charge

L'amplitude maximale du signal de sortie sans distorsion est de $v_{ce_{\max}} = 7,125 - 4 = 3,125 \text{ V}$
et $\Delta V_{CE_{\max}} = 6,25 \text{ V}$

3. Valeurs des résistances de polarisation R_1 et R_2 :

$$\text{On a : } R_2 I_p = V_{BEQ} + R_E I_{EQ} \Rightarrow R_2 = \frac{V_{BEQ} + R_E I_{EQ}}{10 I_{BQ}} \quad \text{avec } V_{BEQ} = 0,6 \text{ V}$$

$$\text{AN : } \Rightarrow R_2 = 120 \frac{0,6 + 820 \times 7,125 \times 10^{-3}}{10 \times 7,125 \times 10^{-3}} \Rightarrow R_2 = 10,85 \text{ K}\Omega$$

$$\text{On a aussi : } V_{CC} = R_2 I_p + R_1 (I_p + I_B) \Rightarrow R_1 = \frac{V_{CC} - R_2 I_p}{I_p + I_B} = \frac{\beta V_{CC} - 10 R_2 I_C}{11 I_C}$$

$$\text{AN : } \Rightarrow R_1 = \frac{120 \times 15 - 10 \times 10,85 \times 10^3 \times 7,125 \times 10^{-3}}{11 \times 7,125 \times 10^{-3}} \Rightarrow R_1 = 13,1 \text{ K}\Omega$$

4. Détermination des paramètres du transistor en régime dynamique :

a. Résistance d'entrée R_e :

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} \quad \text{avec } i_e = i_{R_1} + i_{R_2} + i_b = \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{r} \quad \text{donc } Z_e = (R_1 // R_2 // r) = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r}}$$

$$\text{AN : } Z_e = \frac{1}{\frac{1}{10,85 \times 10^3} + \frac{1}{13,1 \times 10^3} + \frac{1}{10^3}} \Rightarrow Z_e \approx 856 \Omega$$

b. Résistance de sortie R_s :

$$Z_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{v_e=0, i_b=0 \text{ et } \beta i_b=0} \quad \text{donc } Z_s = \frac{v_s}{i_s} = \frac{v_s}{i_\rho + i_{R_C}} = \frac{v_s}{\frac{v_s}{\rho} + \frac{v_s}{R_C}}$$

$$\text{alors : } Z_s = \frac{1}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{R_C}} \quad \text{et si } \rho \gg R_C \text{ très grande } \Rightarrow Z_s \approx R_C \quad \text{AN : } Z_s = 2,63 \text{ K}\Omega$$

c. Gain en tension A_v :

$$\text{On a : } v_s = -\beta i_b R_{eq} \quad \text{et } v_e = r i_b \quad \text{avec } R_{eq} = \rho // R_C // R_L$$

$$\text{et si } \rho \text{ très grande alors } A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r}$$

$$\text{AN : } R_{eq} = 964 \Omega \quad \text{et } A_v = -\frac{120 \times 964}{10^3} \Rightarrow A_v = -115,7$$

d. Gain en courant A_i :

$$\text{On a : } A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_s}{v_s} \frac{v_s}{v_e} \frac{v_e}{i_e} = \left(-\frac{1}{R_L} \right) A_v Z_e = -A_v \frac{Z_e}{R_L}$$

$$\text{AN : } A_i = -(-115,7) \times \frac{856}{1,5 \times 10^3} \Rightarrow A_i = 66$$

e. Gain en puissance A_p :

$$\text{On a : } A_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{v_s (-i_s)}{v_e i_e} = -A_v A_i = (A_v)^2 \frac{Z_e}{R_L}$$

$$\text{AN : } A_i = -(-115,7) \times 66 \Rightarrow A_p \approx 7640$$

Exercice N°3 : Montage de transistor à émetteur commun à R_E couplée

I/ ETUDE STATIQUE :

1. Détermination du générateur équivalent de Thévenin vu entre B et M .

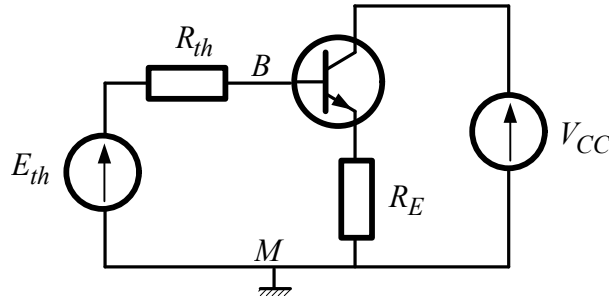


Figure.4.10. Circuit de Thévenin équivalent du schéma de montage du transistor

$$\begin{aligned} - R_{th} &= R_1 // R_2 \quad \text{AN : } R_{th} = \frac{10 \times 40}{10 + 40} \Rightarrow R_{th} = 8 \text{ K}\Omega \\ - E_{th} &= V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{AN : } E_{th} = V_{CC} \frac{40}{10 + 40} \Rightarrow E_{th} = 0,8 V_{CC} \end{aligned}$$

2. Dédution de V_{CC} et V_{CE0} :

$$E_{th} = R_{th} I_{B0} + V_{BE0} + R_E I_{E0} \quad \text{avec } I_{E0} = (\beta + 1) I_{B0} \Rightarrow E_{th} = V_{BE0} + I_{B0} (R_E (\beta + 1) + R_{th})$$

$$\text{AN : } E_{th} = 8 \text{ V}$$

$$\text{Alors } V_{CC} = E_{th} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad \text{AN : } V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$\text{Et puis : } V_{CE0} = V_{CC} - R_E I_{E0} \quad \text{AN : } V_{CE0} = 2,95 \text{ V}$$

3. Tracée de la droite de charge :

$$V_{CC} = V_{CE0} + R_E I_E \quad \text{cela implique que } V_{CC} = V_{CE} + R_E \frac{(\beta + 1)}{\beta} I_C$$

$$\text{si } I_C = 0 \quad \text{on aura : } V_{CE} = V_{CE_blocage} = V_{CC} \quad \text{AN : } V_{CE_blocage} = 10 \text{ V}$$

$$\text{avec : } V_{CE0} = 2,95 \text{ V}$$

$$\text{si } V_{CE} = 0 \quad \text{on aura : } I_C = I_{C_sat} = \frac{\beta V_{CC}}{(\beta + 1) R_E} \quad \text{AN : } I_{C_sat} = 6,6 \text{ mA}$$

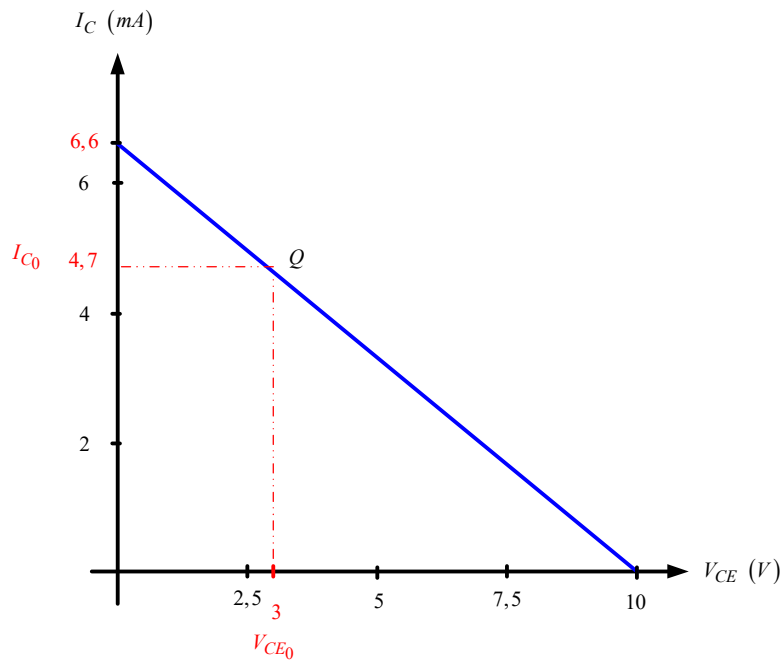


Figure.4.11. Tracée de la droite de charge statique

II/ ETUDE DYNAMIQUE :

1. Schéma équivalent du montage pour l'alternatif.

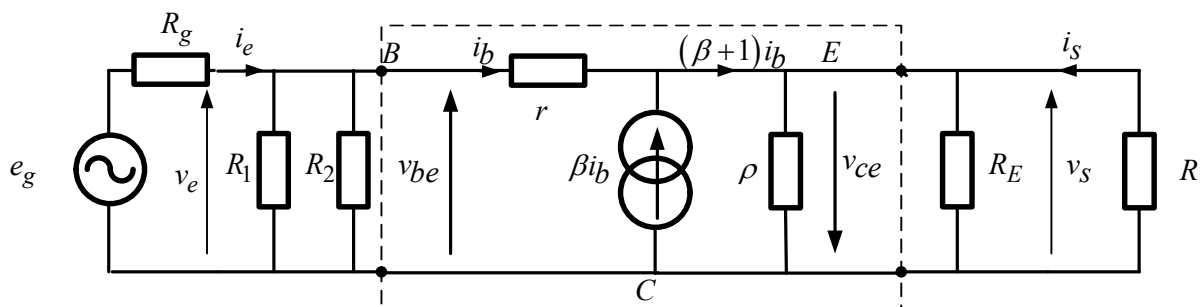


Figure.4.12. Schéma du montage en collecteur commun

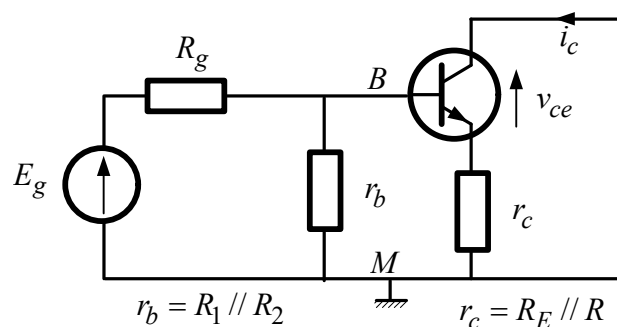


Figure.4.13. Schéma du montage pour les faibles signaux

2. Tracée de la droite de charge dynamique D_a :

On a $v_{ce} = -r_c i_c$ depuis le montage en régime dynamique avec $r_c = R_C // R = 0,5 \text{ K}\Omega$

La droite de charge dynamique est : $I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ} - V_{CE}}{r_c}$

si $I_C = 0$ on aura : $V_{CE} = V_{CEQ} + r_c I_{CQ}$ AN : $V_{CE} = 5,35 \text{ V}$

si $V_{CE} = 0$ on aura : $I_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c}$ AN : $I_C = 10,7 \text{ mA}$

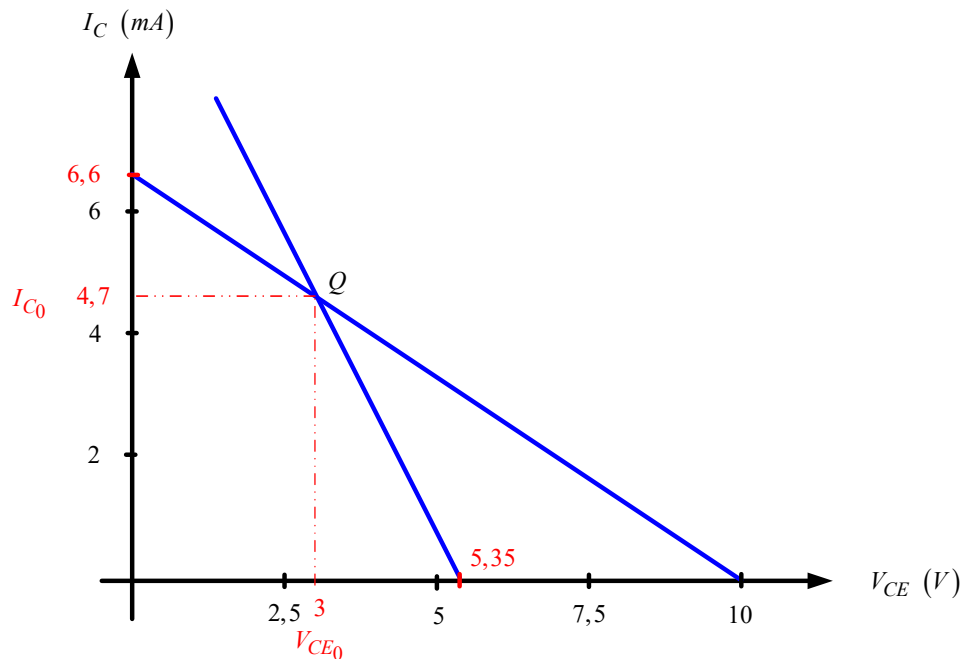


Figure.4.14. Tracée des droites de charge dynamique

L'amplitude maximale du signal de sortie sans distorsion est de $v_{ce_{\max}} = 5,35 - 3 = 2,35 \text{ V}$ et $\Delta V_{CE_{\max}} = 4,5 \text{ V}$

2. Résistance d'entrée R_e :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} \text{ avec } i_e = i_{R_1} + i_{R_2} + i_b = \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_e}{R_2} + \frac{v_e}{r + (\beta + 1)(R_E // R_L)} \text{ ce qui implique :}$$

$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{r + (\beta + 1)(R_E // R_L)}}$$

$$\text{AN : } R_e = \frac{1}{\frac{1}{10 \times 10^3} + \frac{1}{40 \times 10^3} + \frac{1}{1,2 \times 10^3 + 100 \times 500}} \Rightarrow R_e \approx 6,9 \text{ K}\Omega$$

4. Gain en tension A_v :

$$\text{Soit : } R_{eq} = R_E // R$$

$$\text{On a : } v_e = (r + R_{eq}(\beta + 1))i_b \text{ et } v_s = -(R_{eq}(\beta + 1))i_b$$

$$\text{ce qui implique : } A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{(\beta + 1)(R_E // R)}{r + (\beta + 1)(R_E // R_L)} \Rightarrow A_v \approx -1$$

5. Gain en courant A_i :

$$\text{On a : } v_s = -R_L i_s \text{ et } v_e = R_e i_e \text{ cela implique que : } \frac{v_s}{v_e} = \frac{-R_L i_s}{R_e i_e}$$

Cela implique que : $A_i = \frac{i_s}{i_e} = -A_v \frac{R_e}{R}$ $A_i = \frac{i_s}{i_e} = -\frac{v_s}{R_L} \frac{R_e}{v_e} = \frac{R_e}{R} \frac{R_{eq}(\beta+1)}{r + R_{eq}(\beta+1)}$

AN : $A_i = 0,97 \times \frac{6900}{750} \Rightarrow A_i = 9$

6. Résistance de sortie R_s :

$R_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{v_e=0}$. Puisque $i_s = i - (\beta+1)i_b$ avec $i = \frac{v_s}{R_E}$ et $i_b = -\frac{v_s}{r}$ cela implique :

$R_s = \frac{1}{\frac{(\beta+1)}{r} + \frac{1}{(R \parallel R_E)}}$ avec $R_p = R_g \parallel R_1 \parallel R_2 \Rightarrow R_p \approx 4,4 K\Omega$

AN : $R_s = \frac{1}{\frac{100}{5,64 \times 10^3} + \frac{1}{1,5 \times 10^3}} \Rightarrow R_s \approx 54,4 \Omega$

Exercice N°4 : Montage de transistor à émetteur commun

1. Calcule les résistances R_B et R_C :

$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$ AN : $R_C = \frac{15-12}{10^{-3}} \Rightarrow R_C = 3 K\Omega$

$R_B = \frac{\beta(V_{CC} - V_{BE})}{I_C}$ AN : $R_B = \frac{100(15-0,6)}{10^{-3}} \Rightarrow R_B = 1,44 M\Omega$

2. Calcule de h_{11} et A_v :

$h_{11} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{\beta v_{be}}{I_c}$ AN : $h_{11} = \frac{100 \times 0,6}{10^{-3}} \Rightarrow h_{11} = 60 K\Omega$

$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}}$ AN : $A_v = \frac{12}{0,6} \Rightarrow A_v = 20$

Travaux Dirigés N°5

Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime linéaire

Exercice N°1 : Amplificateur non inverseur

Déterminer le gain de l'amplificateur opérationnel parfait lorsque $R_1 = 20 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 4 \text{ K}\Omega$ et $R_3 = 12 \text{ K}\Omega$. Etablir les chronogrammes de $v_e(t)$ et $v_s(t)$ dans la même figure.

Représenter $v_s = f(v_e)$ avec $v_e(t) = 15 \sin(\omega t)$.

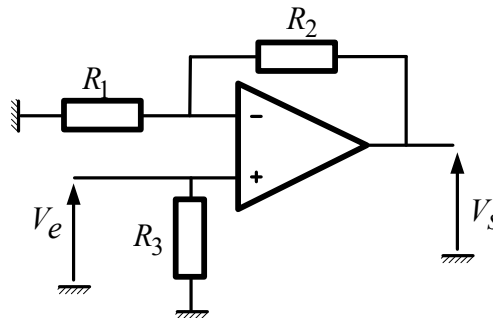


Figure.5.1. Circuit du montage de l'amplificateur non inverseur

Exercice N°2 : Amplificateur inverseur à suiveur de tension

On dispose de deux amplificateurs parfaits qui sont montés en cascade et ils sont alimentés par une source sinusoïdale $v_e(t)$ d'amplitude maximale 1,5 V et de fréquence 1 Hz, La valeur maximale de la tension $v_s(t)$ est de 9 V.

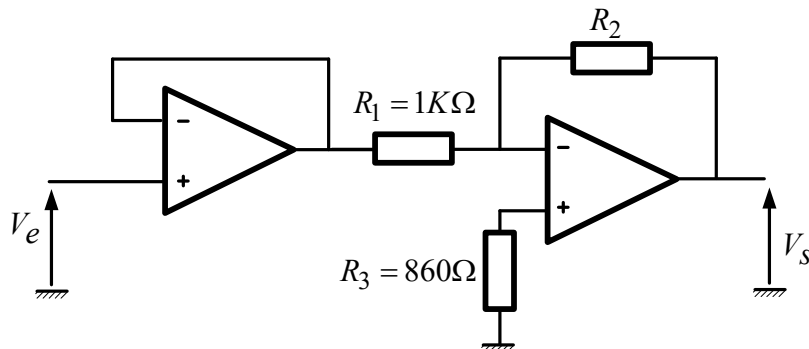


Figure.5.2. Circuit du montage de l'amplificateur inverseur à suiveur de tension

1. Déterminer l'amplification en tension $A_v = \frac{V_s}{V_e}$ et déterminer le gain en Décibel de A_v .
2. Calculer la valeur de R_2 pour ce gain en tension.
3. Etablir les chronogrammes de $v_e(t)$ et $v_s(t)$.

Exercice N°3 : Etude d'un amplificateur différentiel

La figure suivante présente un amplificateur opérationnel parfait qui fonctionne en régime linéaire.

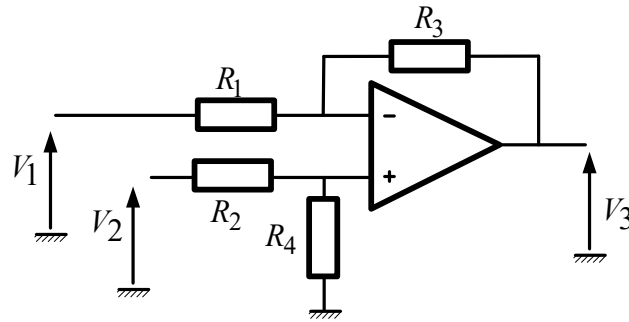


Figure.5.3. Circuit du montage de l'amplificateur différentiel

1. Exprimer V^- en fonction de V_1 , V_3 , R_1 et R_3 .
2. Exprimer V^+ en fonction de V_2 , R_2 et R_4 .
3. Ecrire la relation qui relie V^+ et V^- en régime linéaire.
4. En déduire alors l'expression de V_3 .
5. On prend $R_3 = 5R_1$. Que doit être le rapport $\frac{R_4}{R_2}$ pour obtenir la relation $V_3 = 5(V_2 - V_1)$.

Exercice N°4 : Amplificateur inverseur et non inverseur

Le montage de la figure.5.4. comporte un amplificateur opérationnel parfait. On donne : $R_1 = R_2 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 5 \text{ K}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$ et $R_5 = 500 \Omega$.

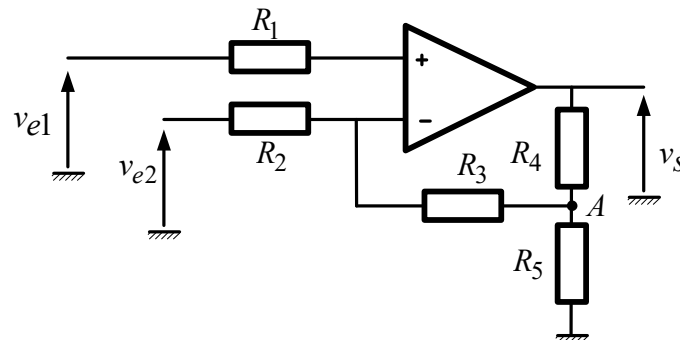


Figure.5.4. Circuit du montage de l'amplificateur inverseur et non inverseur

7. On branche v_{e2} à la masse. Déterminer l'expression du gain $A_{v1} = \frac{v_s}{v_{e1}}$ et donner le nom du montage.
8. On relie v_{e1} à la masse. Déterminer l'expression du gain $A_{v2} = \frac{v_s}{v_{e2}}$ et donner le nom du montage.
9. Exprimer la tension de sortie v_s en fonction de v_{e1} et v_{e2} . Donner le nom du montage.

Exercice N°5 : Etude d'un comparateur

Les amplificateurs opérationnels $AO1$, $AO2$ et $AO3$ sont idéaux, ils fonctionnent en régime linéaire.

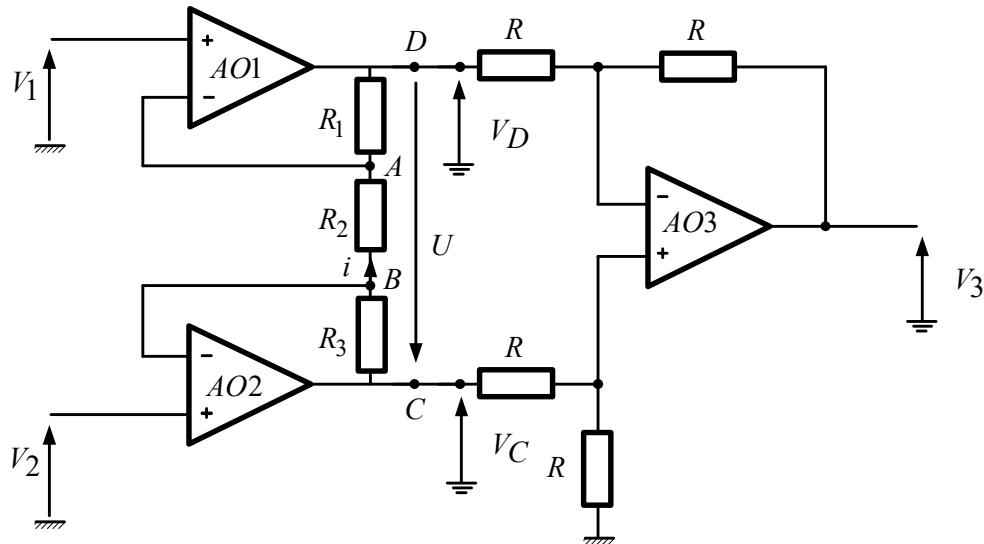


Figure.5.5. Circuit du montage du comparateur

1. Donner l'expression du potentiel V_A au point A par rapport à la masse en fonction de V_1 .
2. Donner l'expression du potentiel V_B au point B par rapport à la masse en fonction de V_2 .
3. Exprimer le courant i en fonction de R_2 , V_A et V_B puis en fonction de R_2 , V_1 et V_2 .
4. En déduire alors l'expression de la tension U en fonction de R_1 , R_2 , R_3 , V_1 et V_2 .
5. Exprimer la tension U en fonction du potentiel V_C du point C et du potentiel V_D du point D .
6. Exprimer le potentiel de l'entrée inverseuse V^- de l' $AO3$ en fonction de V_D et de V_3 .
7. Exprimer le potentiel de l'entrée non inverseuse V^+ de l' $AO3$ en fonction de V_C .
8. Donner alors l'expression de V_3 en fonction de U .
9. Exprimer V_3 en fonction de R_1 , R_2 , R_3 , V_1 et V_2 . Quelle est alors la fonction réalisée ?

Corrigé du Travaux Dirigés N°5

Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime linéaire

Exercice N°1 : Amplificateur non inverseur

Le gain de l'amplificateur opérationnel parfait est :

$$V^+ = v_e \text{ et } V^- = \frac{\frac{0}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \text{ avec } V^- = V^+ \text{ d'où } v_e = \frac{R_1 v_s}{R_1 + R_2}, \text{ on a } A_v = \frac{v_s}{v_e} \text{ ce}$$

$$\text{qui implique que : } A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1.2$$

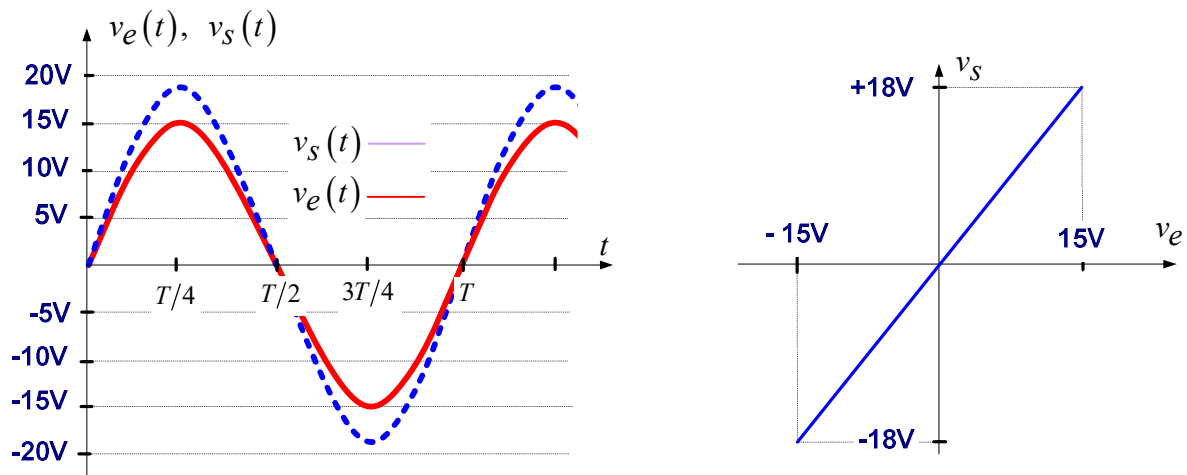


Figure.5.6. Chronogrammes de $v_e(t)$, $v_s(t)$ et $v_s = f(v_e)$

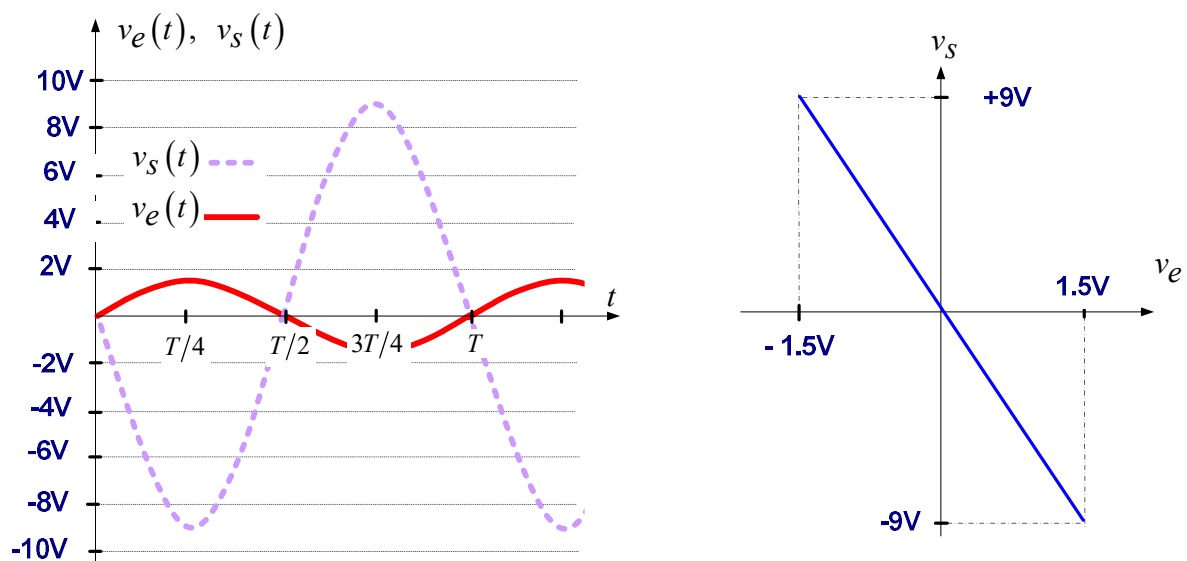
Exercice N°2 : Amplificateur inverseur à suiveur de tension

$$1. \text{ L'amplification en tension } |A_v| = \frac{|V_s|}{|V_e|} = \frac{9}{1.5} \Rightarrow |A_v| = 6$$

$$\text{Le gain en dB } A_{v,dB} = 20 \log |A_v| = 15.56 \text{ dB}$$

$$2. \text{ L'amplification en tension } |A_v| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = 6 \Rightarrow R_2 = 6R_1 \Rightarrow R_2 = 6 \text{ K}\Omega$$

$$3. \text{ Chronogrammes de } v_e(t) \text{ et de } v_s(t).$$

Figure.5.7. Chronogrammes de $v_e(t)$, $v_s(t)$ et $v_s = f(v_e)$ **Exercice N°3 : Etude d'un amplificateur différentiel**

1. Expression de V^- : $V^- = \frac{V_1 R_3 + V_3 R_1}{R_1 + R_3}$
2. Expression de V^+ : $V^+ = \frac{V_2 R_4}{R_2 + R_4}$
3. Puisque $V^+ = V^-$ implique que : $\frac{V_1 R_3 + V_3 R_1}{R_1 + R_3} = \frac{V_2 R_4}{R_2 + R_4}$
4. Alors : $V_3 = \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \left[V_2 \left(\frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_3} - V_1 \right]$
5. Si $R_3 = 5R_1$ alors $\left(\frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} \right) \frac{R_4}{5R_1} = 1$ et $\frac{R_4}{R_2} = 5$

Exercice N°4 : Amplificateur inverseur et non inverseur

1. L'expression du gain $A_{v1} = \frac{v_s}{v_{e1}}$ lorsque v_{e2} à la masse.

$$v_A = \frac{\frac{V^-}{R_3} + \frac{v_s}{R_4} + \frac{0}{R_5}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} \text{ et } V^- = \frac{\frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_A}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \text{ avec } V^- = V^+ = v_{e1} \text{ et } v_{e2} = 0$$

$$\Rightarrow A_{v1} = \frac{v_s}{v_{e1}} = \left[\frac{R_4}{R_2} + \frac{(R_2 + R_3)(R_3 R_4 + R_3 R_5)}{R_2 R_3 R_5} \right] = 136$$

→ Le montage est un amplificateur de tension non inverseur

2. l'expression du gain $A_{v2} = \frac{v_s}{v_{e2}}$ lorsque v_{e1} à la masse.

$$v_A = \frac{\frac{V^-}{R_3} + \frac{v_s}{R_4} + \frac{0}{R_5}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} \text{ et } V^- = \frac{\frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_A}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \text{ avec } V^- = V^+ = 0$$

$$\Rightarrow A_{v2} = \frac{v_s}{v_{e2}} = - \left[\frac{R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5}{R_2 R_5} \right] = -115$$

→ Le montage est un amplificateur de tension inverseur

3. l'expression de v_s en fonction v_{e1} et v_{e2} .

Alors : $v_s = A_{v1}v_{e1} + A_{v2}v_{e2}$ cela implique :

$$v_s = v_{e1} \left[\frac{R_4}{R_2} + \frac{(R_2 + R_3)(R_3 R_4 + R_3 R_5)}{R_2 R_3 R_5} \right] - v_{e2} \left[\frac{R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5}{R_2 R_5} \right]$$

D'où : $v_s = 136v_{e1} - 115v_{e2}$

Ou bien : $v_A = \frac{\frac{V^-}{R_3} + \frac{v_s}{R_4} + \frac{0}{R_5}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} \text{ et } V^- = \frac{\frac{v_{e2}}{R_2} + \frac{v_A}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \text{ avec } V^- = V^+ = v_{e1}$

$$\Rightarrow v_s = v_{e1} \left[\frac{R_4}{R_2} + \frac{(R_2 + R_3)(R_3 R_4 + R_3 R_5)}{R_2 R_3 R_5} \right] - v_{e2} \left[\frac{R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5}{R_2 R_5} \right] = 136v_{e1} - 115v_{e2}$$

→ Le montage est un différentiel.

Exercice N°5 : Etude d'un comparateur

1. Le potentiel de V_A du point A par rapport à la masse : $V_A = V_1$
2. Le potentiel de V_B du point B par rapport à la masse : $V_B = V_2$
3. L'expression du courant i : $i = \frac{V_B - V_A}{R_2}$ ce qui implique que : $i = \frac{V_2 - V_1}{R_2}$
4. L'expression de la tension U : $U = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} \right)$
5. Entre autre, l'expression de la tension U : $U = V_C - V_D$
6. L'expression du potentiel de l'entrée inverseuse V^- de l'AO3 : $V^- = \frac{V_D + V_3}{2}$
7. L'expression du potentiel de l'entrée inverseuse V^+ de l'AO3 : $V^+ = \frac{V_C}{2}$
8. Alors : $V^- = \frac{V_D + V_3}{2}$ et $V^- = \frac{V_C}{2}$ avec $V^+ = V^-$, d'où : $U = V_C - V_D = V_3$

9. L'expression du potentiel V_3 : $V_3 = (V_2 - V_1) \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2} \right)$

Travaux Dirigés N°6

Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime non linéaire

Exercice N°1 : Comparateur simple à deux niveaux

L'amplificateur opérationnel de la figure suivante est considéré parfait. Il fonctionne en régime de saturation. La tension de sortie V_S bascule entre $+V_{sat}$ et $-V_{sat}$. On désigne par R_p la résistance de réglage pour varier la tension V_N de 0 à V_A .

On donne : $V_{sat} = 15 \text{ V}$, $V_1 = 1,6 \text{ V}$, $V_2 = 3 \text{ V}$, $R_1 = 3 \text{ K}\Omega$, $R_2 = R_4 = R_5 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ K}\Omega$ et $R_p = 8 \text{ K}\Omega$.

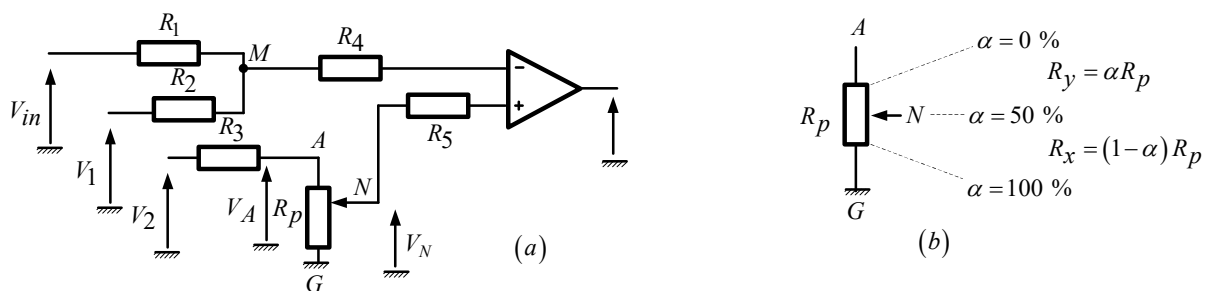


Figure.6.1. a. circuit de montage b. plages de variations de R_p

1. Déterminer la tension de sortie V_M en fonction de V_{in} , V_1 , R_1 et R_2 ;
2. Tracer le signal V_M sur le même tracé de la figure suivante.

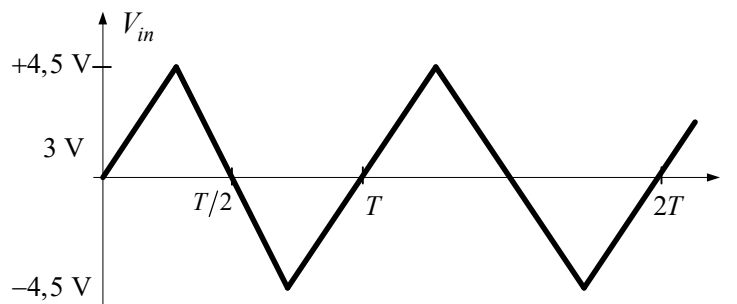


Figure.6.2. Forme du signal d'entrée V_{in}

3. Exprimer la tension de sortie V_N en fonction de V_2 , R_x , R_3 et R_p puis en fonction de α seulement.
4. Pour que V_S ait $+V_{sat}$, quelle relation doit-on avoir entre V_{in} et α .
5. Pour que V_S ait $-V_{sat}$, quelle relation doit-on avoir entre V_{in} et α .
6. Représenter le signal $V_S(t)$ et calculer ces valeurs moyennes dans les cas suivants :
 - a. le curseur de R_p est lié à la masse.
 - b. le curseur de R_p est lié au point A.
 - c. le curseur de R_p est au milieu.
 - d. le curseur de R_p de sorte que $\alpha = 20 \%$.

Exercice N°2 : Comparateur à hystérésis

On dispose de deux amplificateurs opérationnels parfaits comme le montre la figure suivante. Ils fonctionnent en mode de saturation (non linéaire). On suppose que ses alimentations sont $-E$ et $+E$ telle que $E = 15 \text{ V}$. les résistances R_1 , R_2 et R_3 sont identiques de valeurs $1 \text{ K}\Omega$. On demande de :

1. Déterminer les signaux de sortie v_{s1} et v_{s2} en fonction de v_e . La source de tension v_e est un signal sinusoïdal d'amplitude maximale $E_{\max}$
2. Tracer $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$ et $v_e(t)$ en fonction du temps. $v_e(t) = 20 \sin(100\pi t)$
3. Tracer sur le même graphe v_{s1} et v_{s2} en fonction de v_e .

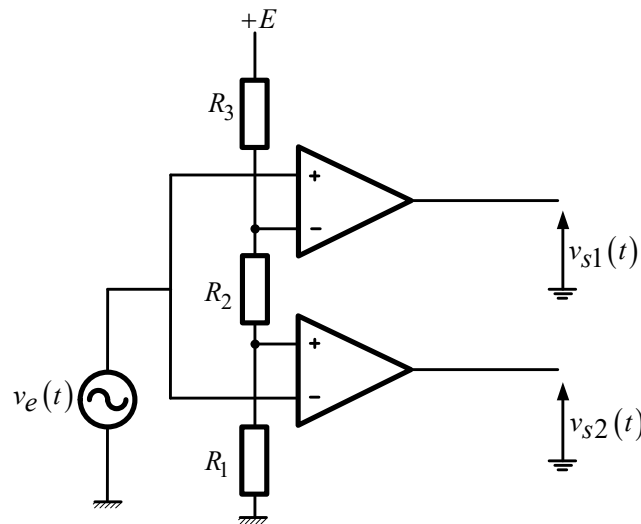
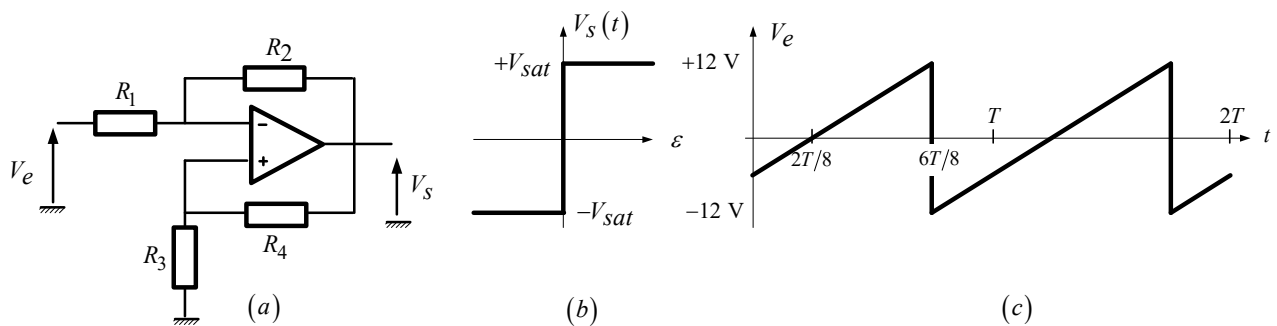


Figure.6.3. Circuit de montage de deux comparateurs à deux seuils de basculement

Exercice N°3 : Différentiel inverseur

Dans le montage ci-dessous, l'amplificateur opérationnel est considéré idéal, il peut fonctionner dans ces deux modes de fonctionnement selon les valeurs des résistances. Sa caractéristique est donnée par la figure.6.4.b. Les tensions de saturation étant de $\pm 14 \text{ V}$.

Figure.6.4. a. Circuit de montage b. caractéristique de l'AO c. Signal de $V_e(t)$

1. Etablir l'expression de V^- en fonction de V_s , V_e , R_1 et R_2 .
2. Donner l'expression de V^+ en fonction de V_s , R_3 et R_4 .
3. a. On pose $\alpha = \frac{R_1}{R_2}$ et $\beta = \frac{R_3}{R_4}$, donner l'expression de ε en fonction de V_s , V_e , R_1 , R_2 , R_3 et R_4 .

- b. Donner l'expression de ε en fonction de V_S , V_e , α et β .
 - c. Selon la caractéristique de l'AO, quel est la relation entre α et β et donc entre les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 si la pente de la droite de ε est positive.
4. Par la suite, le fonctionnement de l'AO étant non-linéaire :
 - a. Tracer l'équation précédente $V_S = f(\varepsilon)$ pour $V_e = 12$ V, que vaut V_S .
 - b. V_e augmente à partir de -12 V, pour quelle valeur de $V_e = V_H$ y a-t-il basculement de la tension de V_S ?
 - c. V_e diminue à partir de $+12$ V, pour quelle valeur $V_e = V_L$ y a-t-il basculement de la tension V_S ?
5. La tension V_e est représentée par la figure.6.4.c.
 - a. Tracer la courbe $V_S = f(t)$ pour $0 \leq t \leq 2T$.
 - b. En représentant $V_S = f(V_e)$, flécher le sens de parcours et préciser les valeurs numériques caractéristiques de V_e et V_S .
 - c. Quelle fonction remplit alors ce type de montage ?

Exercice N°4 : Différentiel non inverseur

Le montage de la figure.6.5.a est équipé d'un amplificateur opérationnel supposé idéal. L'AO fonctionne en mode de saturation. Sa caractéristique de transfert est donnée par la figure.6.5.b. On donne : $V_{sat} = 15$ V, $R_1 = 1$ K Ω et $R_2 = 2$ K Ω .

1. Donner l'expression de V_S en fonction de ε , V_e , R_1 et R_2 .
2. Représenter l'équation précédente dans la caractéristique de transfert $V_S = f(\varepsilon)$ de l'amplificateur opérationnel pour $V_e = -10$ V. Que vaut alors V_S ?
3. V_e augmente à partir de -10 V, pour quelle valeur de V_1 de V_e , y a-t-il basculement de la tension de V_S ?
4. V_e diminue à partir de $+10$ V, pour quelle valeur V_2 de V_e , y a-t-il basculement de la tension V_S ?
5. La tension V_e est représentée par la figure.6.5.c.
 - a. Tracer la courbe $V_S = f(t)$ pour $0 \leq t \leq 2T$.
 - b. En représentant $V_S = f(V_e)$, flécher le sens de parcours et préciser les valeurs numériques caractéristiques de V_e et V_S .
 - c. Quelle fonction remplit alors ce type de montage ?.

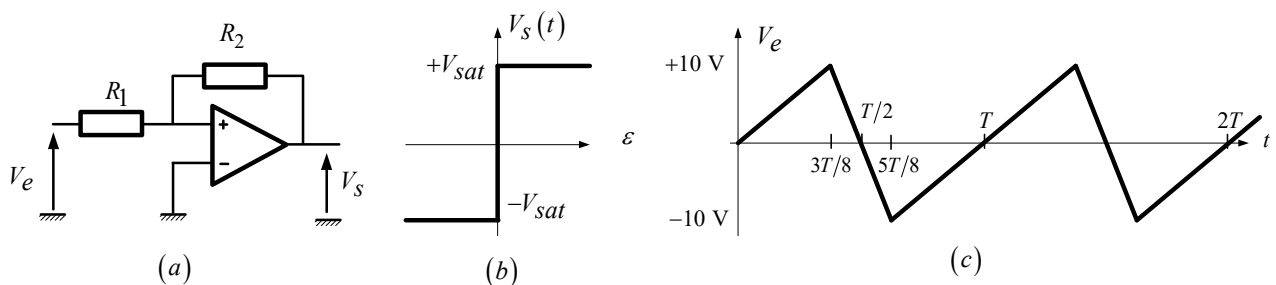


Figure.6.5. a. Circuit de montage b. caractéristique de l'AO c. Signal de $V_e(t)$

Exercice N°5 : Commande par modulation par largeur d'impulsion "MLI"

Le montage de la figure.6.6 présente un amplificateur opérationnel parfait fonctionne en mode de saturation avec $\pm V_{sat} = \pm 12 \text{ V}$. Le signal d'entrée $v_e(t)$ est un signal sinusoïdal d'amplitude maximale 8 V est de fréquence 20KHz qui sera comparé avec un signal dent de scie d'amplitude maximale 10 V est de fréquence 200 KHz . Cette topologie est utilisée pour la commande MLI (Modulation par largeur de fréquence).

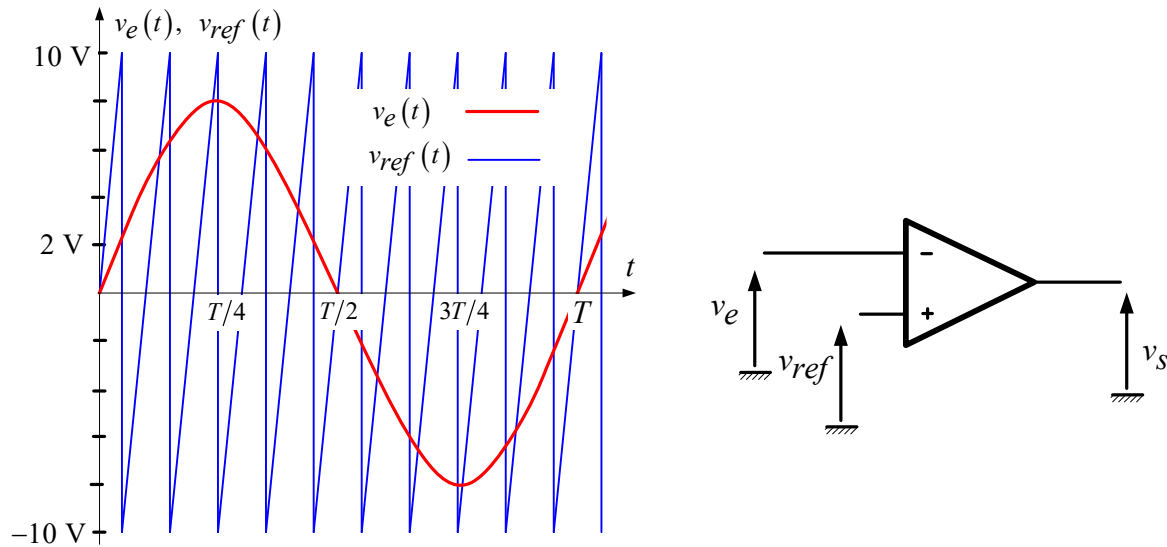


Figure.6.6. Circuit de montage d'un comparateur MLI

1- Déterminer la tension de sortie v_s en fonction de v_e et v_{ref} ;

2- Tracer $v_s(t)$ sur le même tracé de V^- et $v_{ref}(t)$;

Par la suite le comparateur est un comparateur à hystérésis à deux niveaux de basculement comme le montre la figure.6.7.a la tension de référence v_{ref} est considérée constante et les résistances R_3 et R_4 sont identiques.

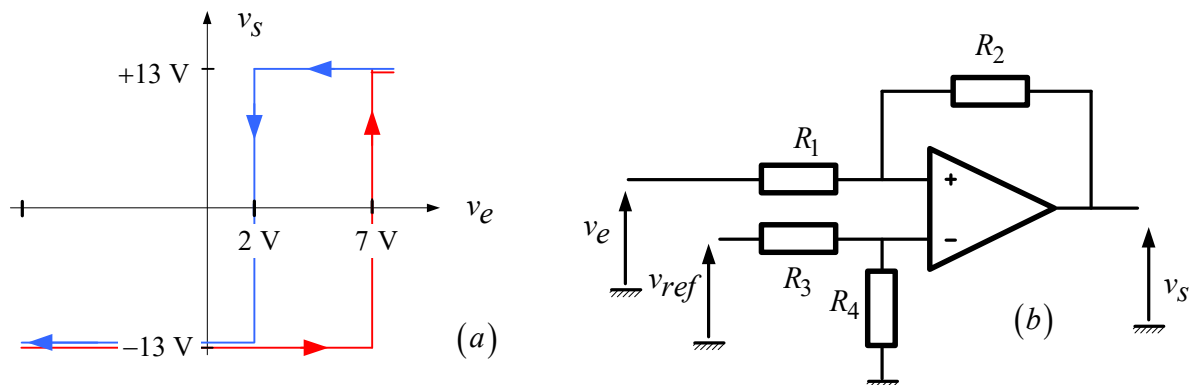


Figure.6.7. a. Cycle d'hystérésis du comparateur b. Circuit du montage

3- Déterminer les valeurs des tensions de seuils de basculement V_H et V_L .

4- Etablir les équation des entrées inverseuse V^- et non inverseuse V^+ en fonction de v_e , v_{ref} et v_s .

5- Exprimer les seuils de basculement V_H et V_L .

6- En déduire le rapport $\frac{R_2}{R_1}$.

7- Sachant que $R_2 = 78\text{ K}\Omega$. En déduire la valeur que doit prendre R_1 .

8- Calculer la valeur de v_{ref} .

9- Sachant que $v_e(t) = 8\sin(\omega t)$, tracer $v_s(t)$.

Corrigé du Travaux Dirigés N°6

Les amplificateurs opérationnels (AOP) en régime non linéaire

Exercice N°1 : Comparateur simple à deux niveaux

1. Puisque le courant $I^- \approx 0$ La loi de Millmann ne tient pas compte de la résistance R_4

et la tension V_M est : $V_M = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. AN : $V_M = \frac{V_{in}}{4} + \frac{4,8}{4}$

2. Le tracé de $V_M(t)$ est :

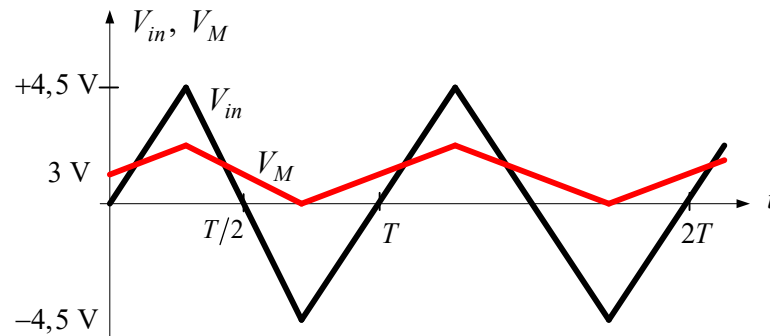


Figure.6.8. Chronogrammes des signaux de $V_{in}(t)$ et $V_M(t)$

3. Puisque le courant $I^+ \approx 0$ La loi de Millmann ne tient pas compte de la résistance R_5

et la tension V_N est : $V_N = V_2 \frac{R_x}{R_p + R_3}$. AN : $V_N = 2,4 \times (1 - \alpha)$

4. Pour que $V_S = +V_{sat}$ il faut que V_N soit supérieur à V_M , c'est que :

$$2,4 \times (1 - \alpha) > \frac{V_{in}}{4} + \frac{4,8}{4} \Rightarrow V_{in} < 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$$

5. Pour que $V_S = -V_{sat}$ il faut que V_N soit inférieur à V_M , c'est que :

$$2,4 \times (1 - \alpha) < \frac{V_{in}}{4} + \frac{4,8}{4} \Rightarrow V_{in} > 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$$

6. a. le curseur de R_p est lié à la masse, alors $\alpha = 100\%$ et donc $R_x = 0$ et $R_y = R_p$:

- si $V_{in} < 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} < -4,8\text{ V}$ alors $V_S = +V_{sat}$
- si $V_{in} > 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} > -4,8\text{ V}$ alors $V_S = -V_{sat}$

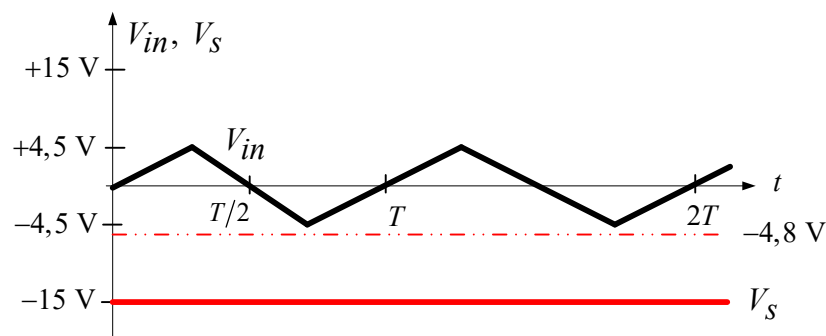


Figure.6.9.1^{er} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_S(t)$

La valeur moyenne de $V_S(t)$ est : $\langle V_S \rangle = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} (-V_{sat}) dt + \int_{\alpha T}^T (V_{sat}) dt \right) = -15 \text{ V}$

b. le curseur de R_p est lié au point A , alors $\alpha = 0 \%$ et donc $R_x = R_p$ et $R_y = 0$:

- si $V_{in} < 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} < 4,8 \text{ V}$ alors $V_S = +V_{sat}$
- si $V_{in} > 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} > 4,8 \text{ V}$ alors $V_S = -V_{sat}$

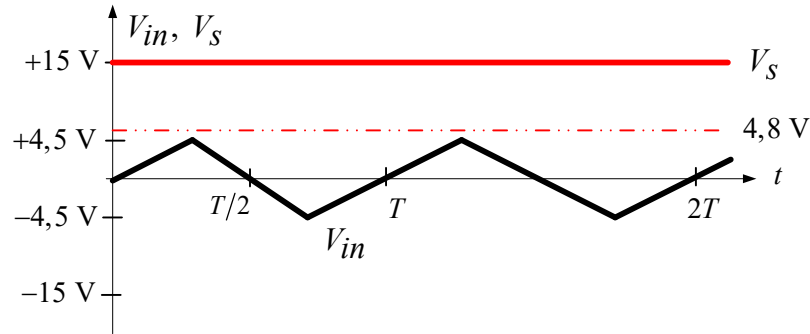


Figure.6.10. 2^{ème} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_S(t)$

La valeur moyenne de $V_S(t)$ est : $\langle V_S \rangle = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} (-V_{sat}) dt + \int_{\alpha T}^T (V_{sat}) dt \right) = 15 \text{ V}$

c. le curseur de R_p est au milieu, alors $\alpha = 50 \%$ et donc $R_x = \frac{R_p}{2}$ et $R_y = \frac{R_p}{2}$:

- si $V_{in} < 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} < 0 \text{ V}$ alors $V_S = +V_{sat}$
- si $V_{in} > 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} > 0 \text{ V}$ alors $V_S = -V_{sat}$

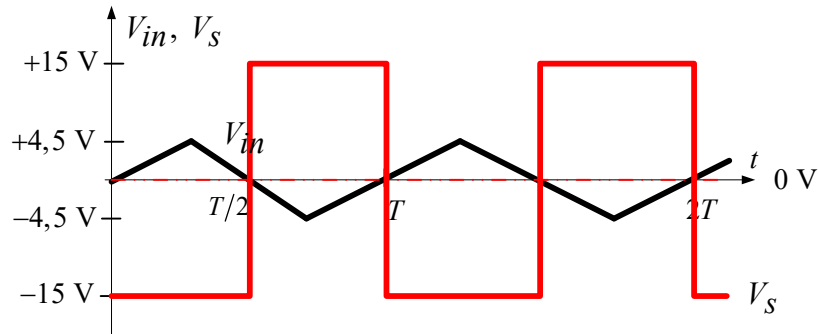
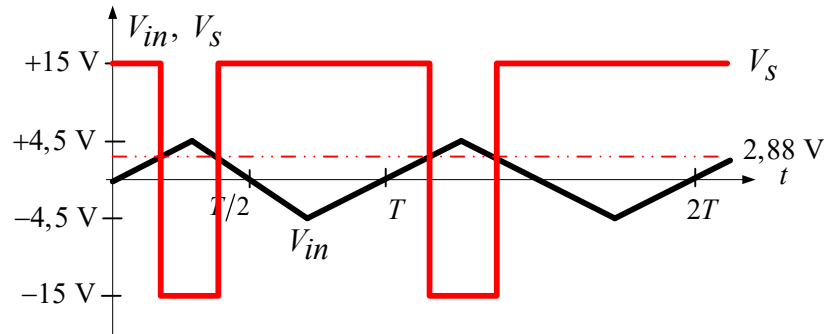


Figure.6.11. 3^{ème} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_S(t)$

La valeur moyenne de $V_S(t)$ est : $\langle V_S \rangle = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} (-V_{sat}) dt + \int_{\alpha T}^T (V_{sat}) dt \right) = 0 \text{ V}$

d. le curseur de R_p est au milieu, alors $\alpha = 20 \%$ et donc $R_x = \frac{R_p}{2}$ et $R_y = \frac{R_p}{2}$:

- si $V_{in} < 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} < 2,88 \text{ V}$ alors $V_S = +V_{sat}$
- si $V_{in} > 9,6 \times (1 - \alpha) - 4,8$ c'est que si $V_{in} > 2,88 \text{ V}$ alors $V_S = -V_{sat}$

Figure.6.12. 3^{ème} cas : chronogrammes des signaux $V_{in}(t)$ et $V_S(t)$

La valeur moyenne de $V_S(t)$ est : $\langle V_S \rangle = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} (-V_{sat}) dt + \int_{\alpha T}^T (V_{sat}) dt \right) = 9 \text{ V}$

Exercice N°2 : Comparateur à hystérésis

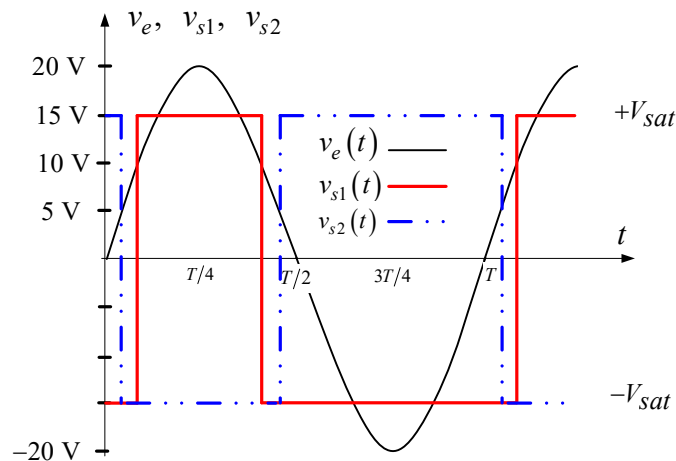
1. A propos de la $v_{s1} = f(v_e)$:

$$\begin{cases} \text{si } V_{d1} \leq 0 \text{ où } V_{d1} = v_e(t) - \frac{2E}{3} v_{s1} \Rightarrow v_e(t) \leq \frac{2E}{3} = 10 \text{ V et } v_{s1} = -V_{sat} \\ \text{si } V_{d1} > 0 \text{ où } V_{d1} = v_e(t) - \frac{2E}{3} v_{s1} \Rightarrow v_e(t) > \frac{2E}{3} = 10 \text{ V et } v_{s1} = +V_{sat} \end{cases}$$

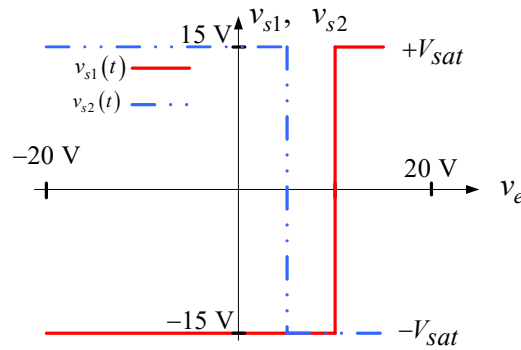
Concernant v_{s2} :

$$\begin{cases} \text{si } V_{d2} \leq 0 \text{ avec } V_{d2} = v_e(t) - \frac{E}{3} v_{s1} \Rightarrow v_e(t) \leq \frac{E}{3} = 5 \text{ V et } v_{s1} = -V_{sat} \\ \text{si } V_{d2} > 0 \text{ avec } V_{d2} = v_e(t) - \frac{E}{3} v_{s1} \Rightarrow v_e(t) > \frac{E}{3} = 5 \text{ V et } v_{s1} = +V_{sat} \end{cases}$$

2. Tracés de $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$ et $v_e(t)$ en fonction du temps

Figure.6.13. Chronogrammes $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$ et $v_e(t)$

3. Tracés v_{s1} et v_{s2} en fonction de v_e

Figure.6.14. Chronogrammes $v_{s1}(v_e)$ et $v_{s2}(v_e)$ **Exercice N°3 : Différentiel inverseur**

1. Alors : $V^- = \frac{V_s R_1 + V_e R_2}{R_1 + R_2}$

2. et $V^+ = \frac{V_s R_3}{R_3 + R_4}$

3. a. Si on pose $\alpha = \frac{R_1}{R_2}$ et $\beta = \frac{R_3}{R_4}$, puisque $\varepsilon = V^+ - V^-$ donc :

$$\varepsilon = \frac{V_s R_3}{R_3 + R_4} - \frac{V_s R_1 + V_e R_2}{R_1 + R_2}$$

b. cela implique que : $\varepsilon = \frac{\beta - \alpha}{(1 + \alpha)(1 + \beta)} V_s - \frac{1}{1 + \alpha} V_e$ à $\varepsilon = 0$ on aura :

$$V_s = \frac{(1 + \alpha)(1 + \beta)}{(1 + \alpha)(\beta - \alpha)} V_e$$

c. Si la pente de la droite de ε est positive, il faut $\beta - \alpha > 0$ donc $\beta > \alpha$

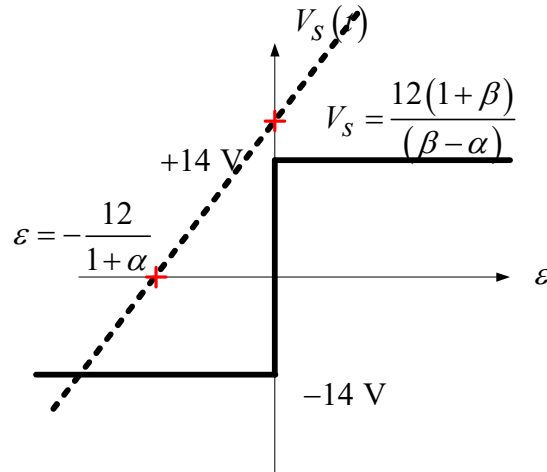
et $\frac{R_3}{R_4} > \frac{R_1}{R_2}$ ou bien $R_2 R_3 > R_1 R_4$

4. a. $V_e = 12 \text{ V}$ alors $\varepsilon = \frac{\beta - \alpha}{(1 + \alpha)(1 + \beta)} V_s - \frac{12}{1 + \alpha}$:

Si $\varepsilon = 0$ cela implique que $V_s = \frac{12(1 + \beta)}{(\beta - \alpha)}$ est positive.

Si $V_s = 0$ cela implique que $\varepsilon = -\frac{12}{1 + \alpha}$ est négative.

Donc si $V_e = 12 \text{ V}$, $V_s = -V_{sat}$. L'intersection des deux courbes est au point $V_s = -V_{sat}$, donc le montage est inverseur, puisque $V_e > 0$ et $V_s < 0$.

Figure.6.15. Caractéristique $V_S = f(\varepsilon)$

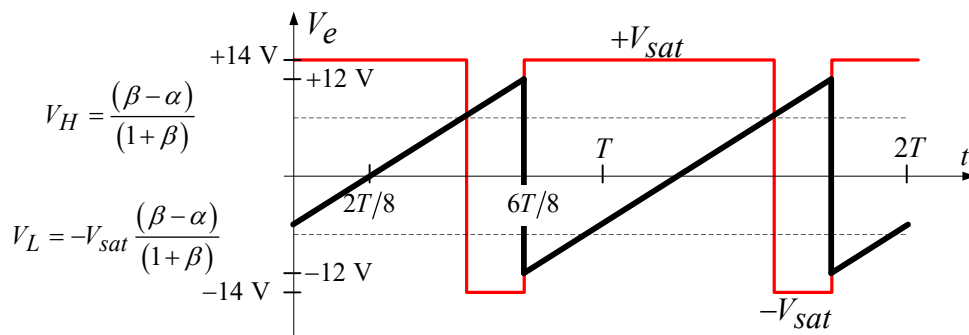
- b. Si V_e augmente à partir de -12 V , $V_S = +V_{sat} = +14\text{ V}$ et V_S restera à $+V_{sat}$ tant que $V_e \leq V_{sat} \frac{(\beta - \alpha)}{(1 + \beta)}$, donc à partir de $V_e = V_{sat} \frac{(\beta - \alpha)}{(1 + \beta)}$ il y aura un basculement de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$

Cette seuil de tension est appelé V_H où $V_H = \frac{(\beta - \alpha)}{(1 + \beta)} > 0$.

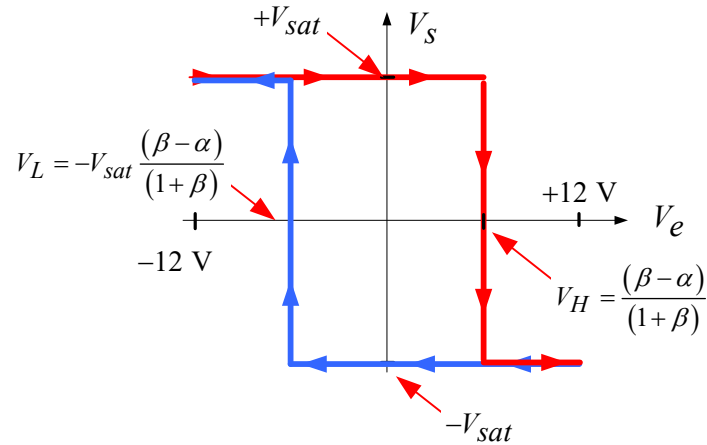
- c. Si V_e diminue à partir de $+12\text{ V}$, $V_S = -V_{sat} = -14\text{ V}$ et V_S restera à $-V_{sat}$ tant que $V_e > -V_{sat} \frac{(\beta - \alpha)}{(1 + \beta)}$, donc à partir de $V_e = -V_{sat} \frac{(\beta - \alpha)}{(1 + \beta)}$ il y aura un basculement de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$

Cette seuil de tension est appelé V_L où $V_L = -V_{sat} \frac{(\beta - \alpha)}{(1 + \beta)} < 0$.

5. a. Le tracé de la courbe $V_S = f(t)$ pour deux périodes.

Figure.6.16. Courbe de $V_S = f(t)$

- b. Représentation de $V_S = f(V_e)$.

Figure.6.17. Courbe de $V_S = f(V_e)$

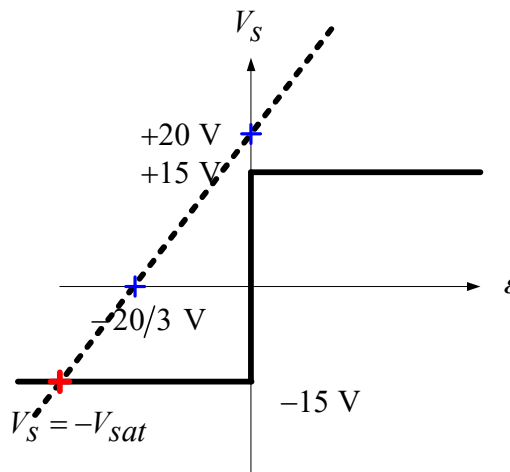
c. C'est un comparateur inverseur à deux seuils de basculement.

Exercice N°4 : Différentiel non inverseur

1. On a : $\varepsilon = V^+ - V^-$, $V^+ = \frac{V_S R_1 + V_e R_2}{R_1 + R_2}$ et $V^- = 0$ cela implique que :

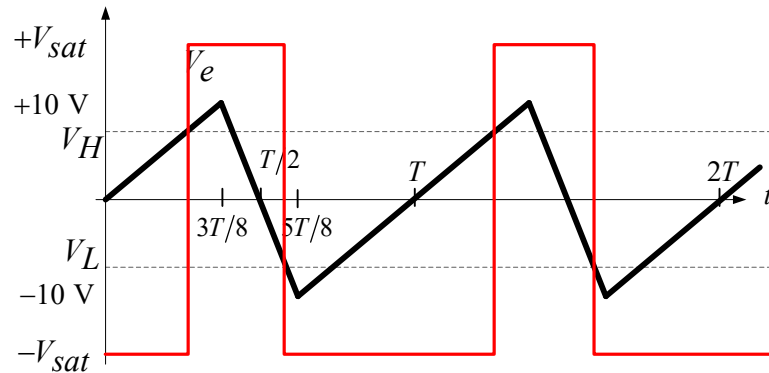
$$V_S = \varepsilon \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_e \frac{R_2}{R_1}$$

2. Si $V_e = -10 \text{ V}$ alors $V_S = 3\varepsilon + 20$, L'intersection des deux courbes est au point $V_S = -V_{sat}$, donc le montage est non inverseur, puisque $V_e < 0$ et $V_S < 0$.

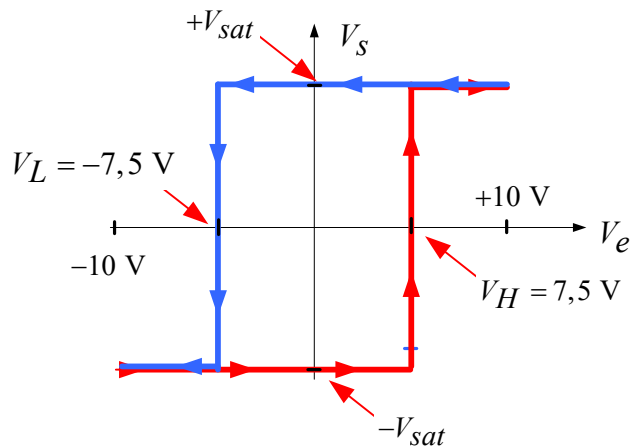
Figure.6.18. Caractéristique $V_S = f(\varepsilon)$

3. Si V_e augmente à partir de -10 V , $V_S = -V_{sat} = -15 \text{ V}$ et V_S restera à $-V_{sat}$ tant que $V_e \leq V_{sat} \frac{R_1}{R_2} = 7,5 \text{ V}$, donc à partir de $V_e = 7,5 \text{ V}$ il y aura un basculement de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$. Cette seuil de tension est appelé V_H où $V_H = 7,5 \text{ V}$.

4. Si V_e diminue à partir de $+10\text{ V}$, $V_s = V_{sat} = 15\text{ V}$ et V_s restera à V_{sat} tant que $V_e > -V_{sat} \frac{R_1}{R_2} = -7,5\text{ V}$, donc à partir de $V_e = -7,5\text{ V}$ il y aura un basculement de V_{sat} à $-V_{sat}$. Cette seuil de tension est appelé V_L où $V_L = -7,5\text{ V}$.
5. a. Le tracé de la courbe $V_s = f(t)$ pour deux périodes.

Figure.6.19. Courbe de $V_s = f(t)$

- b. Représentation de $V_s = f(V_e)$.

Figure.6.20. Courbe de $V_s = f(V_e)$

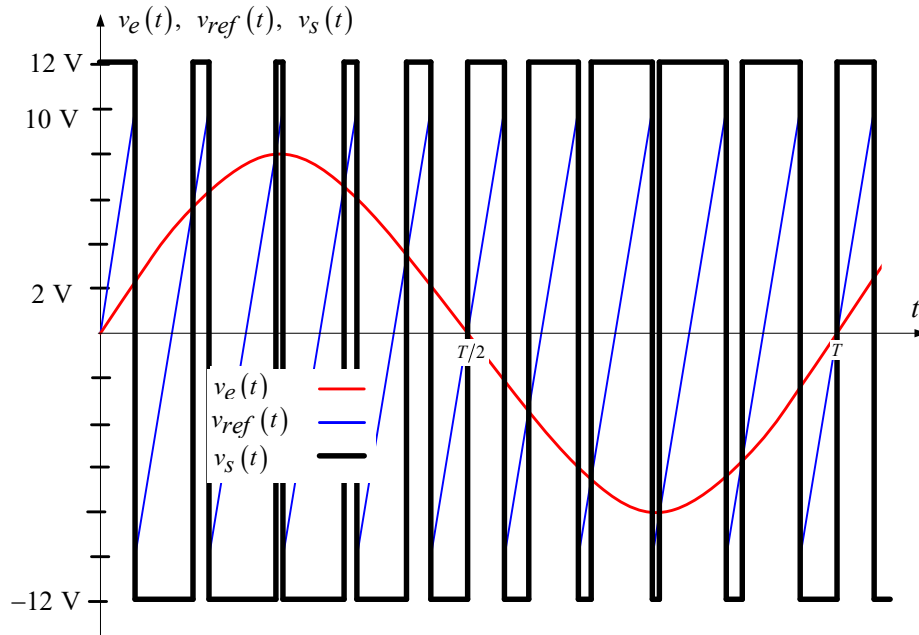
- c. C'est un comparateur non inverseur à deux seuils de basculement.

Exercice N°5 : Commande par modulation par largeur d'impulsion "MLI"

1. La sortie v_s de l'amplificateur opérationnel en fonction de v_e et v_{ref} :

$$\begin{cases} \text{si } V_d \leq 0 \Rightarrow v_s = -V_{sat} \Rightarrow v_{ref} - v_e \leq 0 \text{ alors tant que } v_e \geq v_{ref}, & v_s = -V_{sat} \\ \text{si } V_d > 0 \Rightarrow v_s = +V_{sat} \Rightarrow v_{ref} - v_e < 0 \text{ alors tant que } v_e < v_{ref}, & v_s = +V_{sat} \end{cases}$$

2. Les allures de $v_s(t)$, $v_e(t)$ et $v_{ref}(t)$:

Figure.6.21. Chronogrammes de signaux de $v_e(t)$, $v_{ref}(t)$ et $v_s(t)$

3. Les valeurs des tensions de seuils $V_H = 7\text{ V}$ et $V_L = 2\text{ V}$.

4. L'équation de l'entrée inverseuse $V^- = \frac{\frac{v_{ref}}{R_3} + \frac{0}{R_4}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} = v_{ref} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{v_{ref}}{2}$

L'équation de l'entrée non inverseuse $V^+ = \frac{\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{v_e R_2 + v_s R_1}{R_1 + R_2}$

5. Les seuils de basculement V_H et V_L .

$$\begin{cases} \text{si } V_d \leq 0 \Rightarrow v_s = -V_{sat} \Rightarrow \frac{v_e R_2 - V_{sat} R_1}{R_1 + R_2} - \frac{v_{ref}}{2} \leq 0 \\ \text{si } V_d > 0 \Rightarrow v_s = +V_{sat} \Rightarrow \frac{v_e R_2 + V_{sat} R_1}{R_1 + R_2} - \frac{v_{ref}}{2} > 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_e \leq v_{ref} \frac{(R_1 + R_2)}{2R_2} + V_{sat} \frac{R_1}{R_2} = V_H, & v_s = -V_{sat} \\ v_e > v_{ref} \frac{(R_1 + R_2)}{2R_2} - V_{sat} \frac{R_1}{R_2} = V_L, & v_s = +V_{sat} \end{cases}$$

6. Le rapport $\frac{V_2}{V_1}$, on a $\Delta V_H = V_H - V_L \Rightarrow \Delta V_H = 2V_{sat} \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{2V_{sat}}{\Delta V_H} = 5.2$

7. $R_2 = 78\text{ K}\Omega \Rightarrow R_1 = 15\text{ K}\Omega$

$$8. \begin{cases} v_{ref} = \frac{2R_2}{(R_1 + R_2)} \left(V_H - V_{sat} \frac{R_1}{R_2} \right) = \frac{2 \times 78}{(15 + 78)} \left(7 - 13 \frac{15}{78} \right) = 7.54 \text{ V} \\ v_{ref} = \frac{2R_2}{(R_1 + R_2)} \left(V_L + V_{sat} \frac{R_1}{R_2} \right) = \frac{2 \times 78}{(15 + 78)} \left(2 + 13 \frac{15}{78} \right) = 7.54 \text{ V} \end{cases} \Rightarrow v_{ref} = 7.54 \text{ V}$$

9. L'allures de $v_s(t)$, $v_e(t)$ et $v_{ref}(t)$.

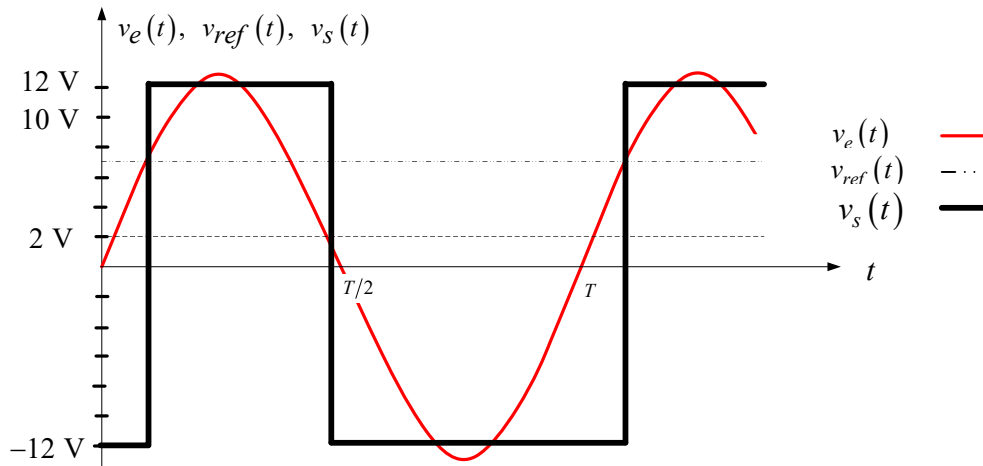


Figure.6.22. Chronogrammes de signaux de $v_e(t)$, $v_{ref}(t)$ et $v_s(t)$

Bibliographie

- [1] A. BORY et all : "Electricité appliquée. Collection ETAPES", Edition NATHON 1992.
- [2] J.D. CHATEAU R, DESSOULAVY : "Electronique" Tome 1 et 2. Collection ETAPES, NATAN 1992.
- [3] R. MERAT et all : "Electrotechnique". Collection ETAPES, Edition NATAN 1992.
- [4] R. MERAT et all : "Génie électrique". Collection ETAPES. Edition NATAN 1996.
- [5] A. Herbert, C. NAUDET, M. PINARD, : "Machines électriques et électroniques de puissance". Edition Ed Dunod, 1994.
- [6] Auger, A., Schémas d'électricité, Edition de la Capitelle, 1988.
- [7] Bourgeois, R., Cogneil, D., Mémotech électrotechnique, Collection A. Capliez, Edition Casteilla, cinquième édition, 1996.
- [8] Caliez, A., Joffin, G., Lehalle, B., Technologie d'électrotechnique, Collection A. Capliez, Edition Casteilla, 1994.
- [9] Chabloz. A., Technologie des matériaux à l'usage des professions de l'électricité, Edition Delta & Spes S. A. 1983.
- [10] Hubert Largeaud., Le schéma électrique. EYROLLES, troisième édition, 1998.