



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

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Electromécanique

Support de cours : Electronique fondamentale 1
Niveau : 2^{ème} Année licence
Préparé par : Dr. ZEBIRI FOUAD

Année Universitaire 2023/2024

Table des Matières

Chapitre 01 : Régime continu et théorèmes fondamentaux

1.1	Introduction.....	2
1.2	Définitions	2
	<i>Un Dipôle</i>	2
	<i>Un Nœud</i>	2
	<i>Une Branche</i>	2
	<i>Une Maille</i>	2
	<i>Le nombre de mailles indépendantes</i> désigné par M est obtenu comme suit :	2
1.3	Classification les éléments du circuit électrique (Network elements classification)	2
1.3.1	Les éléments passifs (Passive Components)	3
1.3.2	Éléments actifs (Active Components)	5
1.4	Les lois fondamentales des circuits électriques (fundamental laws for electric circuits)	7
1.4.1	La loi de Kirchhoff des nœuds (Kirchhoff's Current Law « KCL »)	7
1.4.2	La loi de Kirchhoff des mailles (Kirchhoff's Voltage Law (KVL))	7
1.4.3	Éléments équivalent d'un ensemble branché en série - Diviseur de tension (Series Component Equivalent and Voltage Division)	8
1.4.4	Éléments équivalent d'un ensemble branché en parallèle - Diviseur de courant (Parallel component equivalent and Voltage division)	10
1.5	Les théorèmes généraux en régime continu.....	12

1.5.1	Théorème de superposition.....	13
1.5.2	Théorèmes de Thévenin et de Norton	14
1.5.3	Théorème de Millman (Millman theorem)	18
1.5.4	Théorème de Kennelly, ou transformation triangle (Δ) - étoile(Y).....	19
1.5.5	Théorème du transfert maximal de puissance (Puissance Maximum power transfer theorems).....	20

Chapitre 02 : Quadripôles passifs (Two-Port Networks)

2.1	Introduction.....	24
2.2	Modèles équivalents et identification des paramètres d'un quadripôle	25
2.2.1	Paramètres d'impédance (Impedance Parameters)	25
2.2.2	Paramètres d'admittances	28
2.2.3	Paramètres hybride (Hybrid Parameters)	30
2.3	Association de quadripôles (Interconnection of two-port Networks).....	31
2.3.1	Association série (Series connection)	31
2.4	Les grandeurs fondamentales.....	32
2.4.1	Impédance d'entrée Z_e	32
2.4.2	Impédance de sortie Z_s	33
2.5	Fonctions de transfert d'un quadripôle.....	33
2.5.1	Définitions des paramètres caractéristiques.....	34
2.5.2	Échelle logarithmique et diagramme de Bode	34
2.6	Les filtres passifs.....	35
2.6.1	Filtre passe-bas	35
2.6.2	Filtre passe-haut	36

2.6.3 Filtre passe bande	36
2.6.4 Filtre coupe bande	36

Chapitre 03 : Diodes

3.1 Matériaux semi-conducteurs	40
3.1.1 L'atome	40
3.1.2 Structure des éléments	40
3.1.3 L'électron	41
3.1.4 Electron de valence	41
3.1.5 Liaisons covalentes	43
3.1.6 L'énergie d'un électron	43
3.1.7 Bandes Energétiques	45
3.2 Types de Semi-conducteurs	46
3.2.1 Semi-conducteur intrinsèque	46
3.2.2 Semi-conducteur extrinsèque	47
3.3 Jonction PN	48
3.3.1 Polarisation d'une jonction PN	50
3.4 Diode à jonction	51
3.4.1 Caractéristique statique ($V-I$) de la diode	51
3.4.2 Circuit équivalent de la diode	52
3.5 Montages usuels à base de diodes	55
3.5.1 Les redresseurs (Rectifiers)	55
3.6 Les diodes spéciales	60
3.6.1 Diode Zener	60
3.6.2 Diode Electroluminescente	61

3.6.3	Photo Diode	61
-------	-------------------	----

Chapitre 04 : Transistors à jonction bipolaires (TJB)

4.1.	Introduction	62
4.2.	Symboles de transistor bipolaire.....	62
4.3.	Polarisation de transistor	63
4.4.	Les Courants de transistor	64
4.4.1.	Relations entre les courants	64
4.4.2.	Alpha	64
4.4.3.	Bêta	65
4.4.4.	Relation entre α et β	65
4.5.	Schéma équivalent simplifié de transistor.....	66
4.6.	Configurations des circuits de transistors.....	67
4.6.1.	La configuration base commune (BC).....	68
4.6.2.	La configuration EC.....	70
4.6.3.	La configuration CC.....	71
4.7.	Caractéristiques statiques de transistor (le cas de montage EC).....	72
4.7.1.	Caractéristique d'entrée $I_B(V_{BE})$	73
4.7.2.	Caractéristique de sortie $I_C(V_{CE})$	74
A.	Droite de charge statique	75
B.	Droite d'attaque statique	76
4.8.	Fonctionnement du transistor	77
4.8.1.	Transistor en mode Amplification.....	77

4.8.2. Le transistor en commutation	86
4.9 Transistor Darlington	88
4.9.1 Caractéristiques principales.....	88

Chapitre 05 : Les amplificateurs opérationnels

5.1 Introduction.....	90
5.2 Représentation symbolique.....	90
5.3 Conditions de bon fonctionnement	90
5.4 Modèle équivalent de l'Ampli-Op	90
5.5 Caractéristique entrée-sortie de l'Ampli-Op	91
5.5.1 L'Ampli-Op en régime linéaire	92
5.5.2 L'Ampli-op en régime saturé.....	92
5.6 Amplificateur opérationnel idéal.....	92
5.7 L'ampli-op en contre réaction : Montage fondamentaux.....	93
5.7.1 Montage non inverseur.....	93
5.7.2 Montage suiveur.....	94
5.7.3 Montage inverseur.....	94
5.7.4 Montage sommateur.....	94
5.7.5 Montage différentiel	95
5.7.6 Amplificateur d'instrumentation à 3 ampli-op	95

Chapitre 01

1. REGIME CONTINU ET THEOREMES FONDAMENTAUX

Objectifs

- Décrire un circuit électrique de base ;
- Utiliser les lois de Kirchhoff, diviseur de courant et diviseur de tension pour déterminer les courants et tensions inconnus dans les circuits à courant continu ;
- D'appliquer les théorèmes Thévenin, Norton, superposition et Millman pour déterminer la tension (ou le courant) dans les circuits à courant continu.
- Énoncer le théorème de transfert de puissance maximale et utiliser-le pour déterminer la puissance maximale dans un circuit à courant continu.

1. Régime continu et théorèmes fondamentaux

1.1 Introduction

En génie électronique, nous sommes souvent intéressés par la communication ou le transfert d'énergie d'un point à un autre. Pour ce faire, il faut une interconnexion des dispositifs électriques. *Cette interconnexion est appelée un circuit électrique, et chaque composant du circuit est connu comme un élément.*

« **Un circuit électrique** est l'interconnexion d'éléments électriques »

1.2 Définitions

Un Dipôle est un composant électrique limité par deux bornes.

Un Nœud est un point commun de deux ou plusieurs dipôles.

Une Branche représente un seul élément (entre deux nœuds consécutifs) comme une source de tension ou une résistance.

Une Maille est une partie d'un circuit électrique formant un parcours fermé.

Le nombre de mailles indépendantes désigné par M est obtenu comme suit :

$$M = B - N + 1$$

B : nombres des branches.

N : nombres des nœuds.

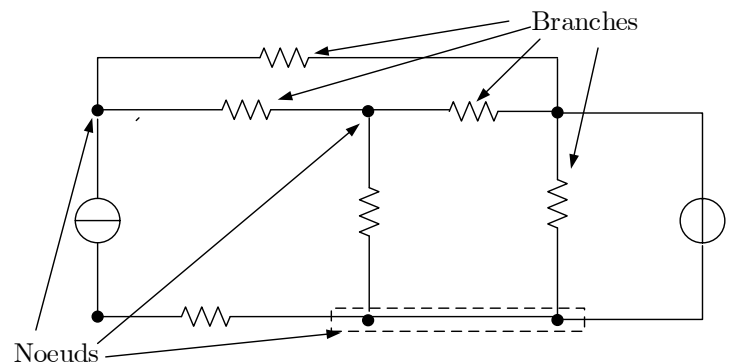


Figure 1.1

1.3 Classification les éléments du circuit électrique (Network elements classification)

Il existe deux types d'éléments dans les circuits électriques : les éléments passifs et les éléments actifs.

1.3.1 Les éléments passifs (Passive Components)

Si nous avons un élément du circuit électrique qui **absorbe de l'énergie**, l'énergie fournie à l'élément $\left(\int_{-\infty}^t v(t) \times i(t) dt \right)$ est **positive** dans ce cas l'élément est **passif**. Exemple des éléments passifs sont les *résistances, les inductances, et les condensateurs*.

Remarque 1.1 : la Convention de signe passive est satisfaite lorsque le courant entre par la borne positive d'un élément et $p = +v \times i$. Si le courant entre par la borne négative $p = -v \times i$.

a) La résistance (Resistance)

Lorsqu'une tension est appliquée aux bornes d'un conducteur métallique ou d'un circuit simple, ces électrons libres se mettent en mouvement dans le conducteur ou le circuit. Ils entrent en collision avec les ions métalliques du réseau cristallin (du conducteur) et **perdent** une partie de leur énergie sous forme de **chaleur**. Ce phénomène ou l'opposition au passage du flux de charge dans un circuit électrique, est appelée « **résistance** ».

La figure 1.2 montre la représentation schématique de la résistance. L'élément a deux bornes. Il conduit le courant de n'importe quelles bornes à l'autre. Son unité est l'ohm.

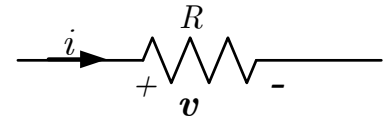


Figure 1.2

La relation mathématique de la **loi d'Ohm** est illustrée par l'équation

$$v(t) = R \times i(t), \text{ Où } R \geq 0$$

Le symbole Ω est utilisé pour représenter l'Ohm, et donc, $1\Omega = 1V/A$.

Puisqu'une résistance est un élément passif et l'énergie absorbée par elle est dissipée sous forme de chaleur comme indiqué précédemment. Il s'agit d'un rapport :

$$p(t) = v(t)i(t) = Ri^2(t) = \frac{v^2(t)}{R}$$

Cette équation montre que la puissance est une fonction non linéaire du courant ou de la tension et qu'elle est toujours une quantité positive.

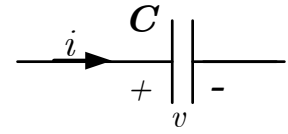
La conductance, représentée par le symbole G , est une autre quantité appliquée largement dans l'analyse des circuits. Par définition, la conductance est l'inverse de la résistance ; C'est,

$$G = \frac{1}{R}$$

L'unité de conductance est le siemens, $1S = 1A/V$

b) Le condensateur (Capacitance)

Un condensateur est un dipôle capable de stocker une charge électrique. Il se compose de deux surfaces conductrices (peut être sous forme de plaques circulaires ou rectangulaires ou de forme sphérique ou cylindrique) séparés par un matériau isolant appelé diélectrique.

**Figure 1.3**

La figure 1.3 montre la représentation schématique d'un condensateur. La loi qui régit la relation v - i de condensateur est

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

La capacité (C) (capacitance)

La capacité est une grandeur qui caractérise le pouvoir d'emmagasinier les charges électriques. C'est le rapport entre la charge Q qui peut être stockée et la tension appliquée (V) aux bornes des plaques.

$$\text{Mathématiquement, } C = \frac{Q}{V}$$

L'unité de capacité est le coulomb/volt qui est aussi appelé farad ($1 \text{ farad} = 1 \text{ coulomb/volt}$)

Énergie stockée dans le condensateur

L'énergie stockée dans le condensateur est égale au travail effectué pour le charger en opposition à la tension appliqué à ces bornes.

$$E_C = \int_0^t p dt = \int_0^t v i dt = C \int_0^t v \frac{dv}{dt} dt$$

$$E_C = C \int_0^v v dv = \frac{1}{2} C v^2$$

Quelques Propriétés Importantes des Condensateurs

- 1) Le condensateur ne dissipe jamais d'énergie ; mais seulement la stocke.
- 2) Un condensateur est un type de circuit ouvert dans les circuits à courant continu.
- 3) Si la tension aux bornes de condensateur ne change pas avec le temps, le courant qui traverse est nul ($v_C = v_{\max}$, $i_c = 0$).

c) **La bobine (inductor)**

La bobine est un dipôle qui peut stocker de l'énergie électrique, sous forme magnétique. La figure 1.4 montre la représentation schématique d'une bobine. La loi qui régit la relation entre v - i est

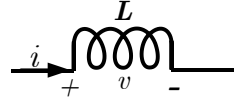


Figure 1.4

$$v = L \frac{di}{dt}$$

L'inductance

Soit Φ le flux du champ magnétique créé par le courant I d'un circuit orientée à travers lui-même (*théorème d'Ampère*). La linéarité des équations entraîne que le flux est proportionnel au courant :

$$\phi = LI$$

Le coefficient de proportionnalité L est l'inductance du circuit. Son unité est le Henry (noté H).

Énergie stockée dans la bobine

La puissance fournie à l'inductance est : $p = vi = Li \frac{di}{dt}$

En supposant que $i(t = 0) = 0$, l'énergie stockée est trouvée en intégrant la puissance (p) sous la forme

$$E_L = \int_0^t p dt = \int_0^t Li \frac{di}{dt} dt$$

$$E_L = L \int_0^t i di = \frac{1}{2} Li^2 \quad \text{J}$$

Quelques Propriétés Importantes des bobines

- d) La bobine ne dissipe jamais d'énergie ; mais seulement la stocke.
- e) Une bobine est court-circuit dans les circuits à courant continu.
- f) Si un courant travers la bobine ne change pas avec le temps, la tension aux bornes d'elle est nul.

1.3.2 Éléments actifs (Active Components)

Si nous avons un élément du circuit électrique qui **fournit de l'énergie**, l'énergie fournie à l'élément $\left(\int_{-\infty}^t v(t) \times i(t) dt \right)$ est **négative** dans ce cas l'élément est **actif**. *Les batteries, les amplificateurs opérationnels, les générateurs et les sources indépendantes* sont l'exemple des éléments actifs.

a) Source de tension (Voltage sources)

Une source de tension maintient toujours la même tension à ses bornes. Le courant qui traverse la source dépend du circuit externe. Quelques symboles de sources de tension sont représenté à la figure 1.5. Le premier symbole est le plus utilisé.

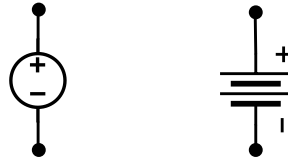


Figure 1.5

b) Source de courant (Current sources)

Une source de courant produit toujours le même courant, peu importe le circuit externe. La tension aux bornes de la source de courant dépend du circuit externe.

La figure 1.6 montre quelques symboles utilisés pour identifier une source de courant.

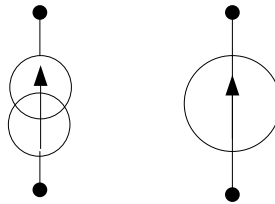


Figure 1.6

c) Sources de tension et de courant dépendantes (Dependent Voltage and Current Sources)

Une source commandée, contrôlée, ou liée est une source dont la valeur dépend d'une autre tension ou d'un autre courant dans le circuit. Il existe donc 4 types de sources dépendantes, montrées à la figure 1.7. La tension v_x et le courant i_x sont des valeurs qui proviennent d'un autre élément dans le circuit, tandis que α , β , ρ et μ sont des constantes. Exemple, la quatrième source dans la figure 1.7 est une source de courant contrôlée par une tension (c'est une tension qui décide de la valeur du courant).

Les sources dépendantes (contrôlée) suivent les mêmes règles que les sources de tension et de courant ordinaires.

Symboles :

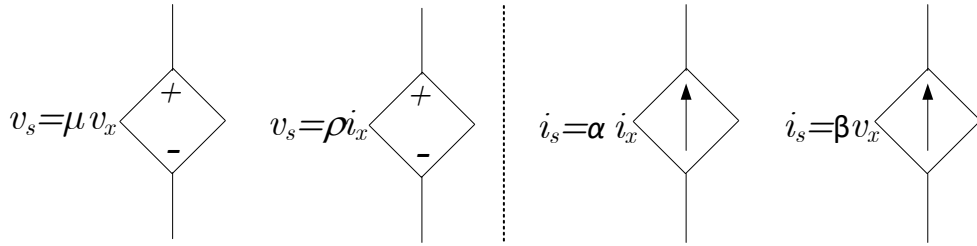


Figure 1.7

1.4 Les lois fondamentales des circuits électriques (fundamental laws for electric circuits)

1.4.1 La loi de Kirchhoff des nœuds (Kirchhoff's Current Law « KCL »)

La somme des intensités I_i des courants *algébriques* arrivant ou sortants à n'importe quel nœud à chaque instant de temps est nulle. Exprimé mathématiquement par :

$$\sum_{i=1}^N I_i = 0$$

Au nœud « n » dans la figure 1.2 : $i_2 + i_4 + (-i_1) + (-i_3) + (-i_5) = 0$

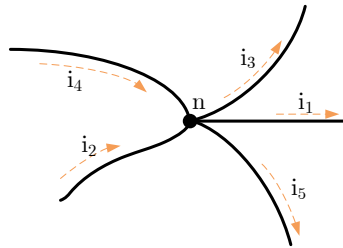


Figure 1.8

1.4.2 La loi de Kirchhoff des mailles (Kirchhoff's Voltage Law (KVL))

La somme algébrique des différences de potentiel le long d'une maille, obtenue en parcourant la maille dans un sens donné, est nulle. Exprimé mathématiquement :

$$\sum_{m=1}^M v_m = 0$$

Remarque 1.2

Dans l'application des lois de Kirchhoff à des problèmes spécifiques, une attention particulière doit être portée au signe algébrique des tensions et des f.e.m.s. la figure 1.9 donne des exemples sur les conventions de signe sur la résistance et de la batterie (source de tension).

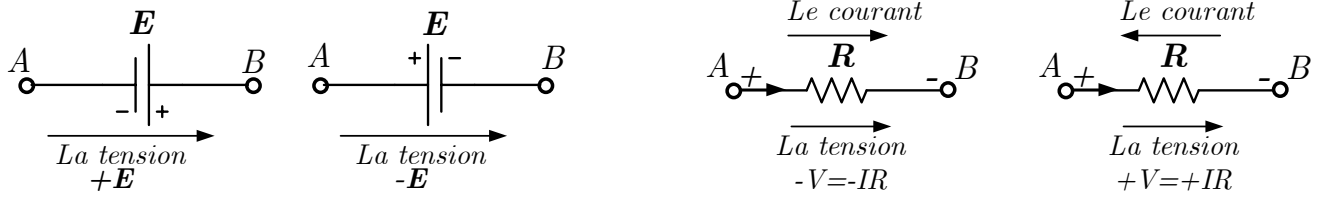


Figure 1.9

Exemple 1.1 : dans le circuit de la figure 1.10 ;
trouver R .

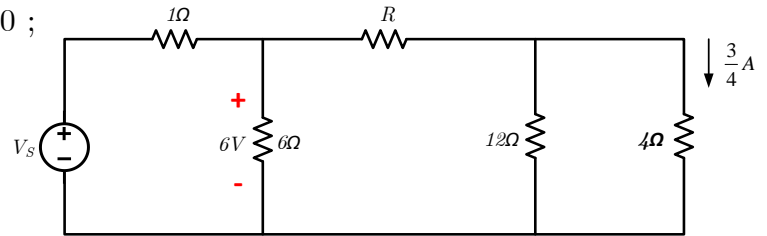


Figure 1.10

Par l'application de la loi d'ohm, on peut trouver la tension aux bornes de la résistance 4Ω (3V) qui est également la tension aux bornes de la résistance 12Ω et par conséquent on peut déterminer le courant parcouru dans la résistance 12Ω est $1/4A$.

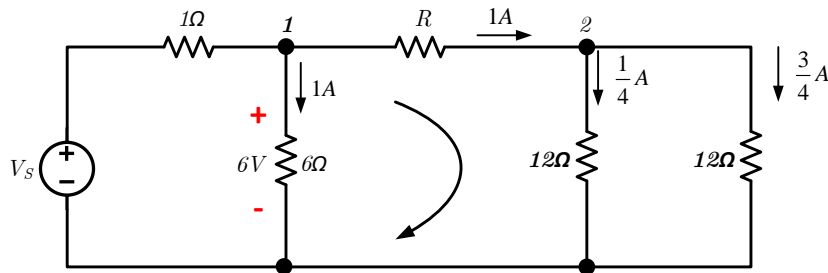


Figure 1.10

Appliquez KCL au nœud 2 ;

Le courant parcouru dans la résistance R est : $\frac{1}{4} + \frac{3}{4} = 1A$.

Application de KVL de la maille centrale ;

$$-6 + (1 \times R) + \left(\frac{1}{4} \times 12\right) = 0$$

$$R = 3\Omega$$

1.4.3 Éléments équivalent d'un ensemble branché en série - Diviseur de tension (Series Component Equivalent and Voltage Division)

a. *La résistances équivalente (Equivalent series resistance)*

Les courants dans les deux résistances sont identiques : $i = i_1 = i_2$

l'aide des lois de Kirchhoff, on écrit :

$$v = v_1 + v_2 = R_1 i + R_2 i = (R_1 + R_2) i$$

$$R_{eq} = R_1 + R_2$$

La figure 1.13 montre des résistances en série dessinées d'une autre manière avec une tension appliquée.

Rappelez-vous, s'il n'y a qu'un chemin pour le courant entre deux points, les résistances entre ces deux points sont en série.

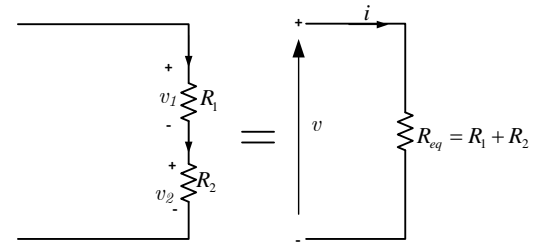


Figure 1.11

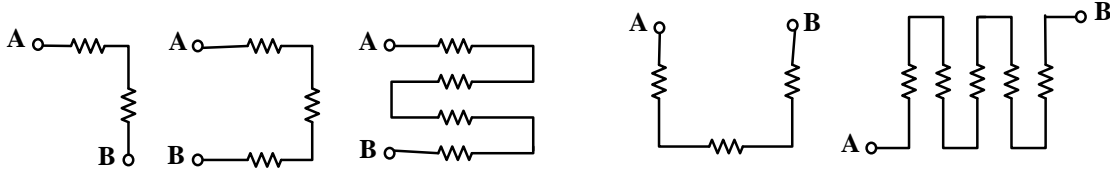


Figure 1.12

Généralisation : la résistance équivalente de plusieurs résistances :

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + \dots + R_N$$

→ La tension aux bornes d'une résistance R_k est donnée par la loi du diviseur de tension :

$$v_k = \frac{R_k}{R_{eq}} v$$

b. *L'inductances équivalente (Equivalent series inductance)*

En utilisant la même approche pour les résistances :

$$i = i_1 = i_2$$

$$L_{eq} = L_1 + L_2$$

c. *La capacité équivalente (Equivalent series capacitance)*

En utilisant la même approche pour les résistances :

$$i = i_1 = i_2$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

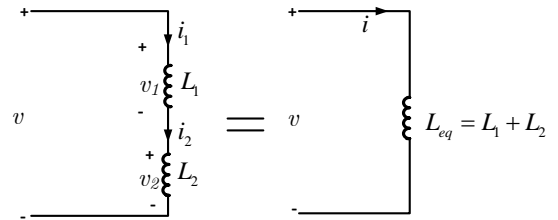


Figure 1.13

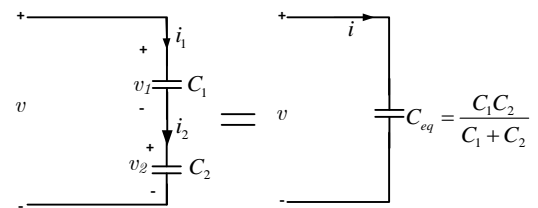


Figure 1.14

Remarque 1.3

Comme on le voit ci-dessus, les principales caractéristiques d'un circuit série sont :

- ✓ Le même courant circule dans toutes les parties du circuit.
- ✓ Chaque élément à sa propre tension.
- ✓ Les tensions sont additives.
- ✓ La tension appliquée est égale à la somme des différentes de tension.
- ✓ Les résistances et les inductances sont additives mais les condensateurs sont le rapport des conductances.
- ✓ Les puissances sont additives.

1.4.4 Éléments équivalent d'un ensemble branché en parallèle - Diviseur de courant (Parallel component equivalent and Voltage division)

a) La résistance équivalente (Parallel Resistances)

Considérons deux résistances R_1 et R_2 connectées en parallèle. La même tension se retrouve aux bornes des deux résistances : $v = v_1 = v_2$

À l'aide des lois de Kirchhoff, on écrit :

$$i = i_1 + i_2 = \frac{v}{R_1} + \frac{v}{R_2} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) v = \frac{v}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)} = \frac{v}{R_{eq}}$$

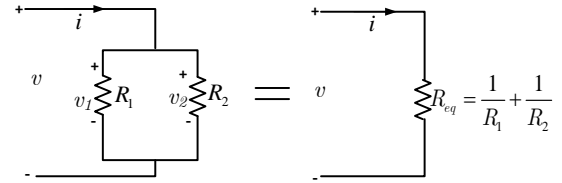


Figure 1.15

Cette relation v - i est identique à celle d'une résistance unique R_{eq} dont la valeur est donnée par la relation suivante :

$$\boxed{\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \text{Ou bien} \quad R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$$

Le courant i à l'entrée est divisé en deux branches i_1 et i_2 . Chaque courant peut être calculé :

$$\boxed{i_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} i \quad i_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i}$$

Ces relations constituent la loi du diviseur de courant.

La figure 1.17 montre des résistances parallèles dessinées de différentes façons entre deux points étiquetés A et B . Notez que dans chaque cas, le courant a deux chemins allant de A à B .

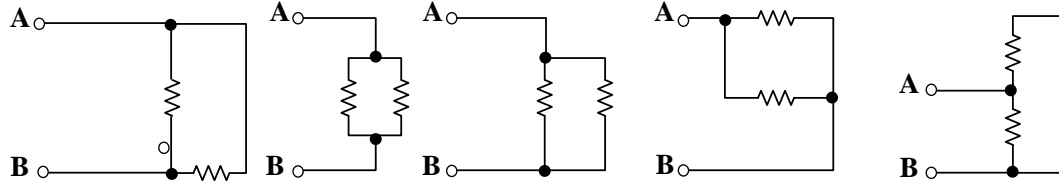


Figure 1.16

Généralisation : Équivalent parallèle de plusieurs résistances Pour le cas de N résistances connectées en parallèle,

- la conductance équivalente est égale à la somme de toutes les conductances :

$$G_{eq} = G_1 + G_2 + \dots + G_N$$

- le courant dans une résistance R_k est donné par la loi du diviseur de courant :

$$i_k = \frac{R_{eq}}{R_k} \times i = \frac{G_k}{G_{eq}} \times i$$

b) *L'inductance équivalente (Equivalent parallel inductance)*

En utilisant la même approche pour les résistances, on détermine l'équivalent de deux inductances connectées en parallèle :

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

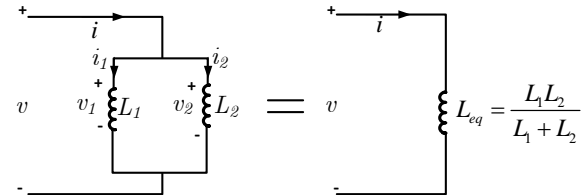


Figure 1.17

c) *Équivalent parallèle des condensateurs (Equivalent parallel capacitances)*

En utilisant la même approche que pour les résistances, on détermine l'équivalent de deux condensateurs connectés en parallèle :

$$C_{eq} = C_1 + C_2$$

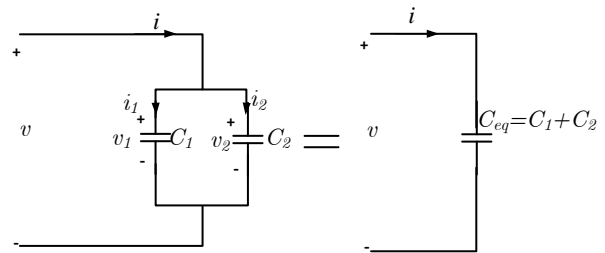


Figure 1.18

Remarque 1.4

Les principales caractéristiques d'un circuit parallèle sont :

✓ La même tension agit sur toutes les parties du circuit

- ✓ Chaque élément à sa propre courant.
- ✓ Les courants de branche sont additifs.
- ✓ Les conductances sont additives.
- ✓ Les puissances sont additives.

Exemple 1.2 : Calculez la résistance équivalent de la combinaison illustrée dans la figure 1.20 et la tension aux bornes de chaque résistance lorsqu'une différence de potentiel de 60 V est applique entre les points A et B .

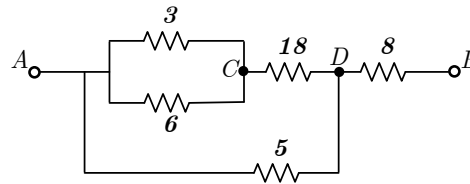


Figure 1.19

Solution : la résistance équivalente entre les nœuds A et C (figure 1.20)

$$= 3 \parallel 6 = 2\Omega$$

Résistance équivalente du branche $ACD = 18 + 2 = 20\Omega$

Maintenant, il y a deux chemins parallèles entre les points A et D des résistances 20Ω et 5Ω .

Par conséquent, la résistance équivalente entre A et $D = 20 \parallel 5 = 4\Omega$.

\therefore La résistance équivalente entre A et $B = 4 + 8 = 12\Omega$

Le Courant total du circuit $= 60/12 = 5A$

Le courant parcourant dans la résistance $5\Omega = 5 \times \frac{20}{25} = 4A$ (diviseur de courant)

Le courant dans la branche $ACD = 5 \times \frac{5}{25} = 1A$ (diviseur de courant)

\therefore La tension aux bornes des résistances 3Ω et $6\Omega = 1 \times 2 = 2V$

La tension aux bornes de résistance $18\Omega = 1 \times 18 = 18V$

La tension aux bornes de résistance $5\Omega = 4 \times 5 = 20V$

La tension aux bornes de résistance $8\Omega = 5 \times 8 = 40V$

1.5 Les théorèmes généraux en régime continu

Il existe certain théorème pour résoudre et simplifier les circuits électriques ou rendre le circuit très facile à résoudre. Ils peuvent être également appliqués aux circuits à courant alternatif, à la seule différence que les impédances remplacent les résistances ohmiques.

1.5.1 Théorème de superposition

Ce théorème résulte des propriétés des circuits linéaires.

Théorème : si un circuit est soumis à plusieurs sources d'excitation, la réponse de ce circuit est égale aux sommes algébriques des réponses à chacune des sources d'excitation prise séparément

Lors de l'application du théorème de superposition :

- Choisis une source d'énergie.
- Retire toutes les sources de tension et de courant selon la règle :
 - ✓ Les sources de tension seront court-circuitées
 - ✓ Les sources du courant seront ouvertes
- Garder les résistances internes des sources enlevées.
- Déterminer les courants dans chaque élément ou la tension entre les bornes de chacun ; indique la direction et les polarisations

Exemple 1.3 : Calculer le courant i du circuit suivant.

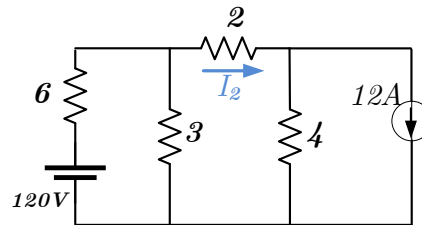


Figure 1.20

Solution :

On doit désactiver l'une des deux sources (pour utiliser la méthode de superposition). On désactive la source de courant : on la remplace par un circuit ouvert, ce qui donne le circuit de la figure suivante.

Puisqu'il n'y a qu'un nœud essentiel, on utilise la méthode KCL.

L'équation est :

$$\frac{V_1 - 120}{6} + \frac{V_1}{3} + \frac{V_1}{2 + 4} = 0$$

Ce qui donne $V_1 = 30V$ (la résistance de 2 et celle de 4 sont en série).

Le courant est donc :

$$I_2' = \frac{V_1}{6} = \frac{30}{6} = 5A$$

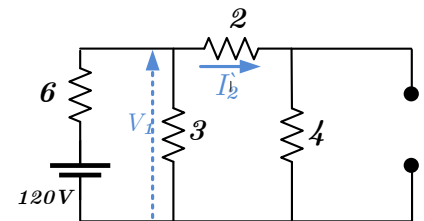


Figure 1.21

On doit maintenant analyser le circuit avec la deuxième source. On place un court-circuit à l'endroit de la source de tension, ce qui donne le circuit suivant.

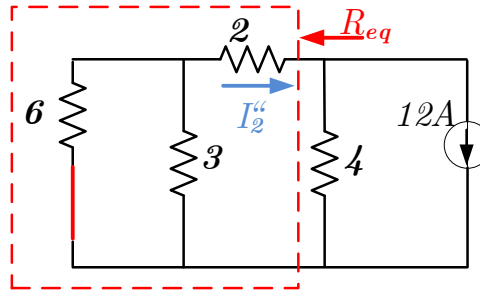


Figure 1.22

On peut simplifier la partie de gauche du circuit, en combinant les résistances parallèles et en série.

$$R_{eq} = (6 \parallel 3) + 2 = \frac{6 \times 3}{6 + 3} + 2 = 4\Omega$$

Ce qui donne le circuit suivant, un diviseur de courant.

Le courant est donc : $I_2'' = \frac{4}{4 + 4} \times 12 = 6A$

Le courant total est la somme des deux courants :

$$I_2 = I_2' + I_2'' = 5 + 6 = 11A$$

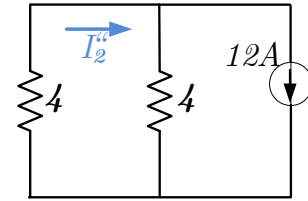


Figure 1.23

1.5.2 Théorèmes de Thévenin et de Norton

A. Théorème de Thévenin

Il fournit une technique mathématique pour remplacer un circuit donné, vu à partir de deux bornes de sortie, ***par une seule source de tension en série avec une résistance***. Elle est faite pour résoudre assez rapide et facile les circuits compliqués (en particulier, les circuits électroniques).

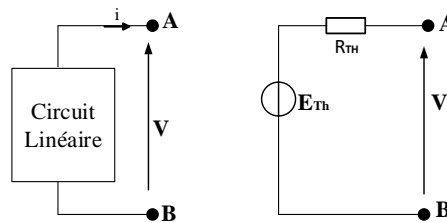


Figure 1.24

Lors de l'application de théorème de Thévenin :

- Retirer la partie du circuit à travers lequel le circuit équivalent de Thévenin se trouve.

- Marque (\circ , \bullet , et ainsi de suite), les bornes du réseau à deux bornes restantes.
- Calculez R_{Th} en réglant d'abord à zéro toutes les sources de tension et de courant (court-circuit et circuit ouvert, respectivement), puis en recherchant la résistance résultante entre les deux bornes marquées.
- Calculez E_{Th} en remplaçant d'abord les sources de tension et de courant, puis en recherchant la tension à vide entre les bornes marquées.
- Tracez le circuit équivalent de Thévenin en remplaçant la partie du circuit précédemment retirée entre les bornes du circuit équivalent de Thévenin.

Exemple 1.4: En utilisant le théorème de Thevenin, calculez le courant traversant la résistance 4Ω de la figure 1.26 (a). Toutes les valeurs de résistance sont en ohm

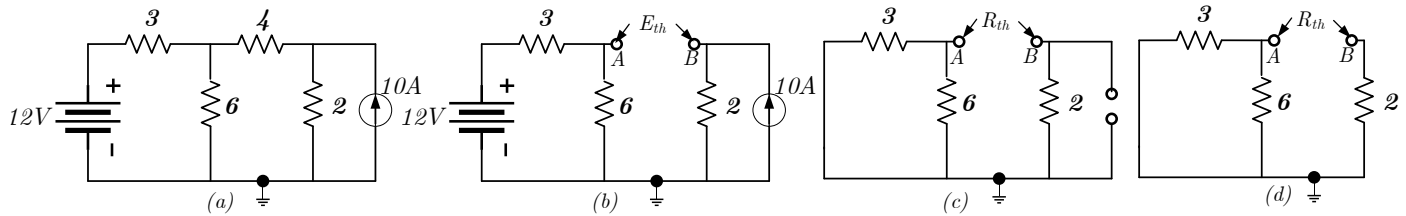


Figure 1.25

Solution :

- Trouver E_{th}

Si nous retirons la résistance 4Ω , le circuit devient comme illustré à la figure 1.26 (b). Étant donné que le courant de $10A$ passé à travers la résistance 2Ω , dans ce cas sa tension est de $10 \times 2 = 20V$. Par conséquent, $V_B = 20V$ (la tension du point B par rapport au GND).

Les deux résistances 6Ω et 3Ω sont en série aux bornes de la source de tension $12V$. par conséquent, la tension aux bornes de la résistance 6Ω est $V_A = 12 \times 6 / (3 + 6) = 8V$ (la tension du point A par rapport au GND).

$$E_{th} = V_{BA} = V_B - V_A = 20 - 8 = 12V$$

- Trouver R_{th}

Maintenant, nous trouverons R_{th} c'est-à-dire la résistance équivalente du circuit vu aux bornes des point A et B . Pour cela, nous remplacerons à la fois les sources de tension et de courant. Puisque la source de tension n'a pas de résistance interne, elle serait remplacée par un " court-circuit" (résistance nulle). Cependant, la source du courant

serait supprimée et remplacé par un "circuit ouvert" (résistance infinie). Dans ce cas le circuit devient comme illustré sur la figure 1.26(c).

Comme on le voit sur la figure 1. 26(d) :

$$R_{th} = (6 \parallel 3) + 2 = 4\Omega$$

Le circuit équivalent de Thevenin se compose d'une source de tension de 12 V et d'une résistance série de 4 Q, comme le montre la figure 1.27 (a).

Lorsque la résistance 4Ω est connectée aux bornes A et B, comme montré la figure 1. 27 (b).

$$I = 12 / (4 + 4) = 1.5A$$

1.5.2.1 Théorème de Norton

Ce théorème est une variante du théorème de Thévenin. En fait, c'est le *double* du théorème de Thévenin. Alors que le théorème de Thevenin réduit un circuit électrique linéaires et actif à une source de tension constante idéal et une résistance équivalente en série avec elle. Le Théorème de Norton remplacer ce circuit par une source de courant constante idéal en parallèle avec une résistance équivalente (figure 1.28).

Ce théorème peut être énoncée comme suit

Tout circuit électrique actif à deux bornes contenant des sources de tension, des sources de courant et des résistances lorsqu'il est vu de ses bornes de sortie, est équivalent à une source de courant constant idéal et à une résistance parallèle.

Le courant constant (I_N) est égal au courant qui circulerait en court-circuit placé aux bornes de sortie et résistance parallèle (R_N) est la résistance équivalent du circuit vu de ces bornes en circuit ouvert après que toutes les sources de tension et de courant ont été supprimées et remplacées par leurs résistances internes.

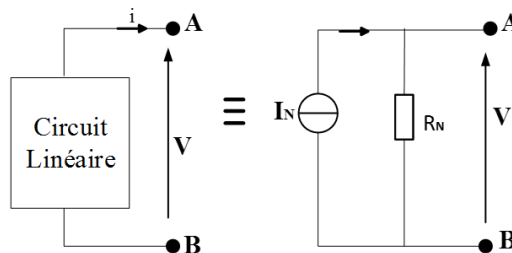


Figure 1.27

Lors de l'application de théorème de Norton :

- Retirer la partie du circuit à travers lequel le circuit équivalent de Norton se trouve.
- Marque (\circ , \bullet , et ainsi de suite), et mettre un court-circuit entre les deux bornes restantes.
- Calculez I_N (le courant de court-circuit).
- Supprimer toutes les sources de tension mais conserver leurs résistances internes. De même, supprimez toutes les sources de courant et remplacez-les par des circuits ouverts c'est-à-dire par une résistance infinie.
- Ensuite, trouvez la résistance R_N du circuit telle qu'elle est examinée à partir des bornes données. C'est exactement la même chose que R_{th}
- Tracez le circuit équivalent de Norton en remplaçant la partie du circuit précédemment retirée par une source du courant (I_N) en parallèle avec la résistance R_N .

Exemple 1.5 : A l'aide du théorème de Norton. Calculer le courant traversant la résistance de charge 15Ω dans le circuit de la figure 1.29 (a). Toutes les valeurs de résistance sont en ohm.

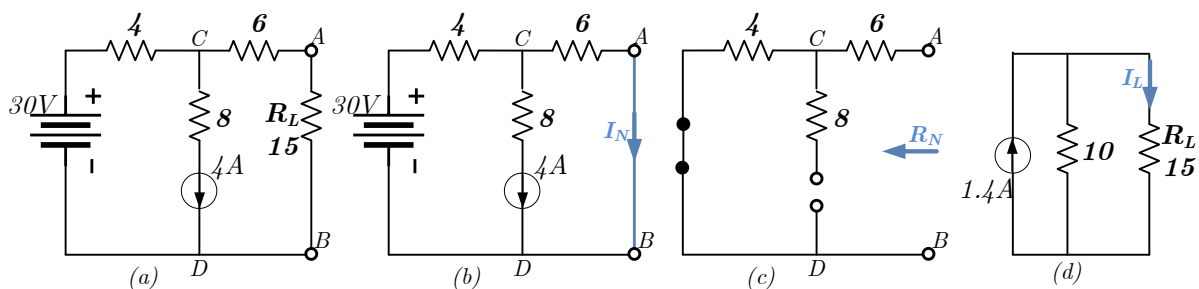


Figure 1.28

Solution :

- Le courant de Norton (le courant de court-circuit).

Comme le montre la figure 1.29 (b), les bornes A et B ont été court-circuitées après avoir retiré la résistance 15Ω .

Nous utiliserons le théorème de superposition pour trouver I_N .

❖ *Lorsque la source de courant est présente seulement*

Dans ce cas, la batterie 30V est remplacée par un court-circuit. Le courant 4A se divise au point D entre les résistances 4Ω et 6Ω . Le courant parcouru dans la résistance 6Ω est :

$$I'_N = 4 \times 4 / (4 + 6) = 1.6A. \quad \rightarrow \text{de B à A}$$

❖ *Lorsque la batterie est présente seulement*

Dans ce cas, la source de courant est remplacée par un circuit ouvert. Le courant fourni par la batterie constitue le courant de court-circuit

$$\therefore I''_N = 30 / (4 + 6) = 3A \quad \rightarrow \text{de A à B}$$

$$\therefore I_N = I''_N - I'_N = 1.4A \quad \rightarrow \text{de A à B}$$

ii. La résistance parallèle de Norton

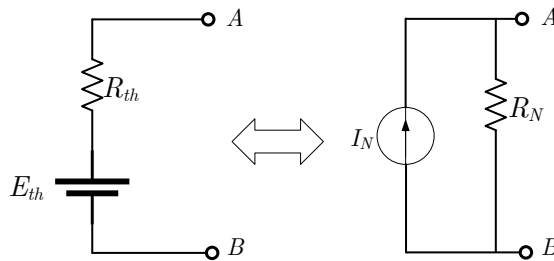
Comme on le voit sur la figure 1.29 (c) : $R_N = 4 + 6 = 10\Omega$. On ne prend pas en considération la résistance 8Ω à cause que la branche CD est ouverte.

La figure 1.29 (d) montre le circuit équivalent de Norton avec la résistance de charge.

$$I_L = 1.4 \times 10 / (10 + 15) = 0.56A$$

1.5.2.2 Equivalence Thévenin – Norton

On peut faire des transformations de source pour obtenir l'équivalent Thévenin si le circuit ne contient pas de sources dépendantes.



Pour que ce soit équivalent, il faut que

$$I_N = \frac{E_{th}}{R_{th}} \quad \text{et} \quad R_{th} = R_N$$

1.5.3 Théorème de Millman (Millman theorem)

Ce théorème peut être exprimé en termes de sources de tension ou de sources de courant ou les deux.

Ce théorème est la combinaison des deux théorèmes Thévenin et Norton. Il est utilisé pour trouver la tension commune aux bornes de n'importe quel circuit contenant un certain nombre de source de tension en parallèle. Comme indiqué sur la figure 1.32.

$$V_{AB} = \frac{\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \frac{E_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{I_1 + I_2 + I_3}{G_1 + G_2 + G_3}$$

Cette tension représente la tension de Thévenin E_{th} .

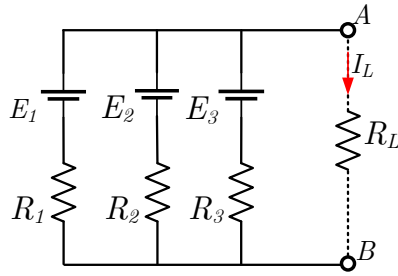


Figure 1.30

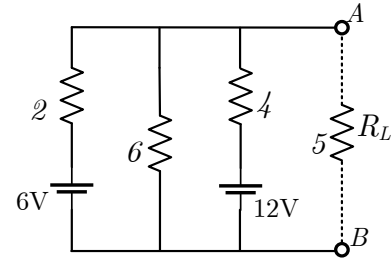


Figure 1.31

Exemple 1.6 Utilisez le théorème de Millman pour trouver la tension commune aux bornes A et B et le courant de charge dans le circuit de la figure 1.31.

Solution : Selon le théorème de Millman

$$V_{AB} = \frac{\frac{6}{2} + \frac{0}{6} + \frac{12}{4}}{\frac{1}{2} + \frac{1}{6} + \frac{1}{4}} = 6.55V \quad V_{AB} = E_{th} = 6.55V$$

$$R_{th} = 4 \parallel 6 \parallel 2 = 12/11 \Omega \quad I_L = \frac{E_{th}}{R_{th} + R_L} = \frac{6.55}{(12/11) + 5} = 1.07A$$

1.5.4 Théorème de Kennelly, ou transformation triangle (Δ) - étoile(Y)

Certaines configurations des circuits électriques ne peuvent pas être résolues par des combinaisons parallèles-série, Ces configurations sont gérées par des transformations Δ -Y.

Ce théorème établit les relations de passage d'une structure triangulaire ou Π vers une structure étoile ou T et vice versa.

La figure 1.33 montre un réseau en T ou en étoile Y et un réseau en Π ou en triangle Δ que doivent être équivalents entre eux.

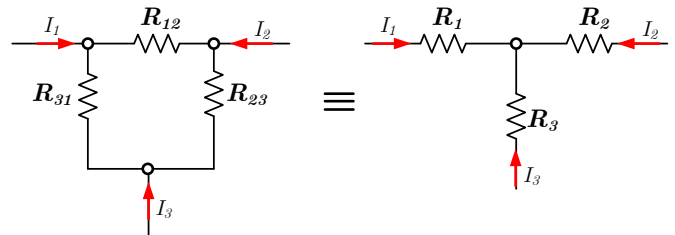


Figure 1.32

- Transformation Triangle (Δ) - Etoile(Y)

$$R_1 = \frac{R_{12}R_{31}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} \quad R_2 = \frac{R_{12}R_{23}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} \quad R_3 = \frac{R_{31}R_{23}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}}$$

- Transformation Etoile(Y) - Triangle (Δ)

$$R_{12} = \frac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_3R_1}{R_3} \quad R_{23} = \frac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_3R_1}{R_1} \quad R_{31} = \frac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_3R_1}{R_2}$$

Exemple 1.7 :

Simplifier le circuit de la figure. 1.34 pour obtenir la résistance l'équivalent vue entre les nœuds ad .

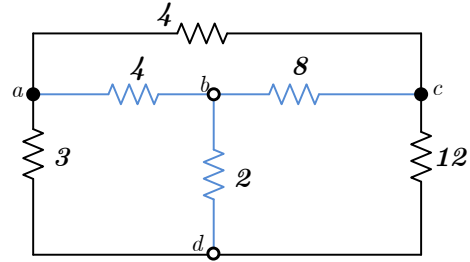


Figure 1.33

Convertir Y à Δ au nœud b

$$R_x = \frac{(4 \times 2) + (4 \times 8) + (8 \times 2)}{2} = 28\Omega$$

$$R_y = \frac{(4 \times 2) + (4 \times 8) + (8 \times 2)}{8} = 7\Omega$$

$$R_z = \frac{(4 \times 2) + (4 \times 8) + (8 \times 2)}{4} = 14\Omega$$

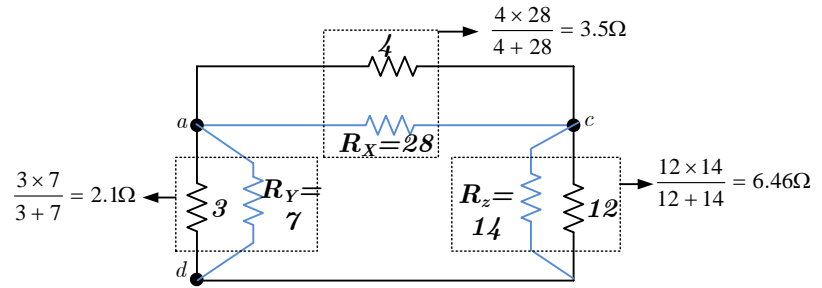


Figure 1.34

Par la combinaison série-parallèle, la résistance équivalent vue entre les nœuds « ad » est :

$$R_{ad}(eq) = \frac{+(3.5 + 6.46) \times (2.1)}{3.5 + 6.46 + 2.1} = 1.734\Omega$$

1.5.5 Théorème du transfert maximal de puissance (Puissance Maximum power transfer theorems)

Un circuit électrique qui contient des impédances linéaires et une ou plusieurs sources de tension ou de courant peut être simplifier à un circuit équivalent de Thévenin comme indiqué dans la section 1.5.2.

Appliqué aux circuits à régime continu, ce théorème peut s'énoncer comme suit :

→ La résistance de charge (R_{ch}) absorbera la puissance maximale d'un circuit lorsque la résistance de charge est égale à la résistance du circuit vue des bornes de sortie ($R_{th} = R_{ch}$).

Démonstration

Le courant dans la charge est égal :

$$I = \frac{E_{th}}{(R_{th} + R_{ch})}$$

La puissance consommée par la charge est

$$P_{ch} = R_{ch} I^2 = \frac{R_{ch} E_{th}^2}{(R_{ch} + R_{th})^2}$$

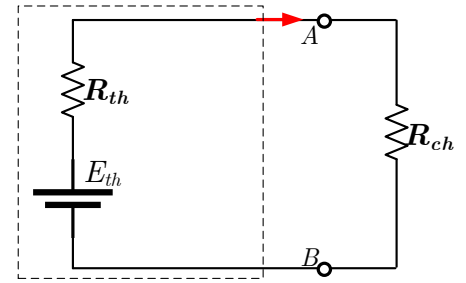


Figure 1.35

La puissance dans la charge est maximale lorsque $\frac{dP_{ch}}{dR_{ch}} = 0$,

$$\frac{dP_{ch}}{dR_{ch}} = E_{th}^2 \left[\frac{1}{(R_{ch} + R_{th})^2} + R_{ch} \left(\frac{-2}{(R_{ch} + R_{th})^3} \right) \right] = E_{th}^2 \left[\frac{1}{(R_{ch} + R_{th})^2} - \frac{2R_{ch}}{(R_{ch} + R_{th})^3} \right]$$

$$0 = E_{th}^2 \left[\frac{1}{(R_{ch} + R_{th})^2} - \frac{2R_{ch}}{(R_{ch} + R_{th})^3} \right] \quad \text{Ou } R_{ch} = R_{th}$$

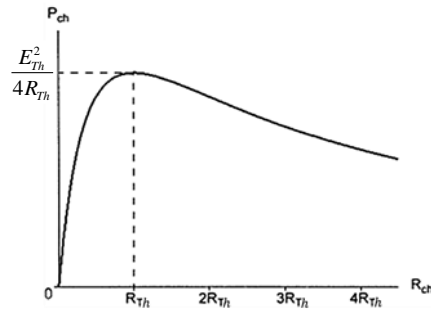


Figure 1.36

Exemple 1.8 : Dans le circuit illustré à la figure 1. 38, la condition du transfert de puissance maximale à la charge R_L est obtenu. Déterminez donc la puissance maximale transférée.

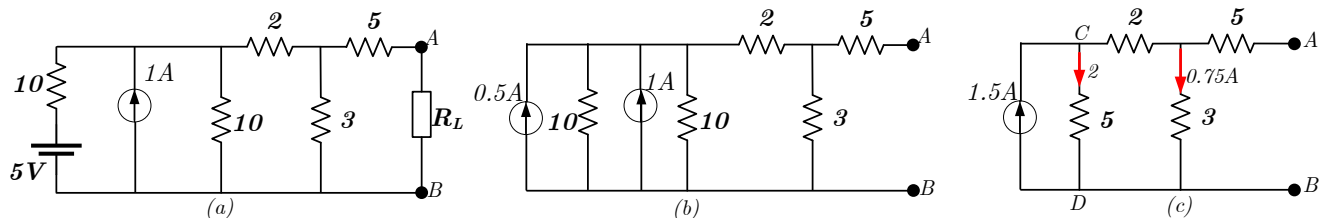


Figure 1.37

Solution :

Nous trouverons le circuit équivalent de Thévenin à gauche des bornes A et B pour lequel nous allons convertir la source de tension en une source de courant comme le montre la figure 1.38 (b). En combinant les deux sources de courant, on obtient le circuit de la figure 1.38 (c).

On voit que la tension en circuit ouvert V_{AB} (figure 1.38 (c)) est égale à la tension aux bornes de la résistance 3Ω . Maintenant, il y a deux branches en parallèle avec la source de courant. Par conséquent, le courant traversant la résistance 3Ω est égal $1.5/2 = 0.75A$. Ainsi, $V_{AB} = V_{th} = 3 \times 0.75 = 2.25V$ avec le point A positif par rapport au point B.

Pour trouver R_{AB} la source de courant est remplacée par une résistance infinie (circuit ouvert).

$$R_{AB} = R_{th} = 5 + 3 \parallel (2 + 5) = 7.1\Omega$$

Le circuit équivalent de Thevenin avec RL est illustré à la figure 1.39.

Selon l'Art.1.5.5, la condition pour PMT est $R_L = R_{th} = 7.1\Omega$.

La puissance maximale transférée = $E_{th}^2 / 4R_L = 178mW$.

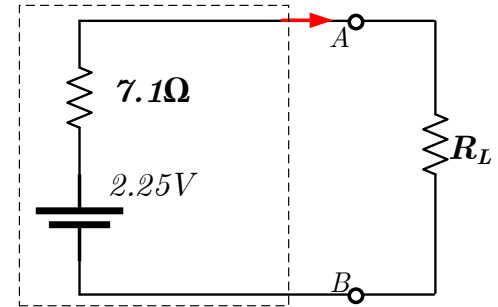


Figure 1.38

Chapitre 02

2. QUADRIPOLES PASSIFS

Objectifs

- Définir le quadripôle ;
- Utiliser les concepts de l'analyse de circuits linéaires pour arriver à des représentations efficaces d'un quadripôle ;
- Savoir comment calculer les paramètres d'admission, d'impédance et d'hybride pour un quadripôle ;
- Comprendre les principaux types de filtres passifs

2. Quadripôles passifs (Two-Port Networks)

2.1 Introduction

Il peut être parfois utile de modéliser un composant ou un circuit (ensemble de composants) sous la forme de boîtes noires, dont on ne connaîtrait que les paramètres d'entrée/sortie. On peut ainsi définir le quadripôle (Figure 2.1) comme étant un composant à deux entrées et deux sorties, permettant le transfert d'énergie entre deux dipôles (Le concept du quadripôle a été introduit dans les années 20 par le mathématicien allemand Franz Breisig).

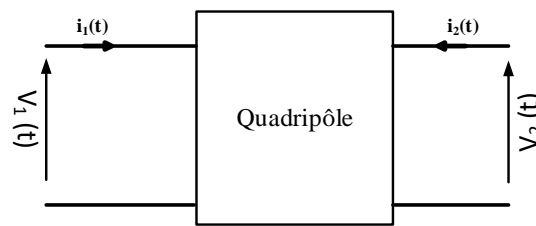


Figure 2.1 Représentation d'un quadripôle

Le quadripôle peut être défini par quatre grandeurs électriques : une tension d'entrée $v_1(t)$, un courant d'entrée $i_1(t)$, une tension de sortie $v_2(t)$ et un courant de sortie $i_2(t)$. L'entrée d'un quadripôle est alimentée par un circuit amont (un générateur), tandis que la sortie du quadripôle alimente un circuit aval (une charge). Ces circuits amont et aval peuvent également être des quadripôles. Voici (Figure 2.2) quelques exemples de circuits électriques que l'on peut apparenter à des quadripôles.

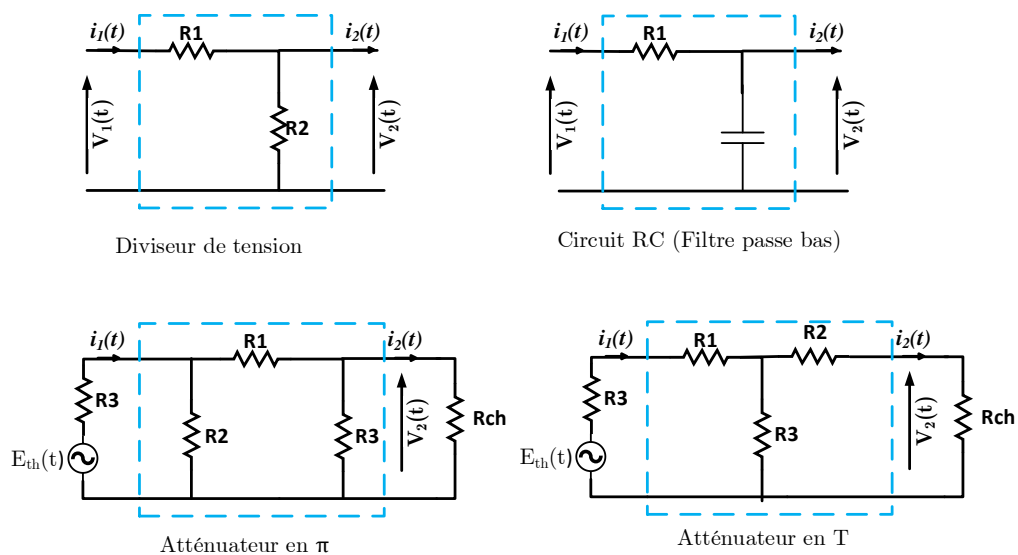


Figure 2.2 Exemples de circuits électriques apparentés à des quadripôles

2.2 Modèles équivalents et identification des paramètres d'un quadripôle

Les tensions et les courants aux bornes du quadripôle sont liés par des relations linéaires ne dépendant que du quadripôle. Ces relations peuvent évidemment s'écrire de plusieurs façons en exprimant deux des grandeurs complexes V_1 , V_2 , I_1 et I_2 en fonction des deux autres. Les coefficients obtenus dans chaque cas sont appelés paramètres du quadripôle.

2.2.1 Paramètres d'impédance (Impedance Parameters)

Un quadripôle peut être alimenté en tension comme illustré sur la figure 3.1 (a) ou en courant comme indiqué sur la figure 3.1 (b).

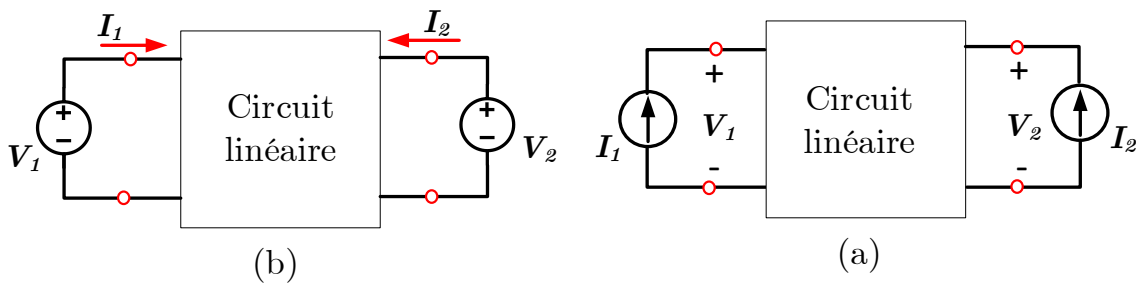


Figure 2.3 Quadripôle linéaire : (a) Alimenté par des sources de tension, (b) Alimenté par des sources de courant.

À partir des figures 2.3 (a) ou (b), on peut relier les tensions aux bornes du circuit linéaire aux courants à ses bornes de la manière suivante :

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{aligned}$$

Ou sous forme de matrice comme

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Où les termes « z » sont appelés paramètres d'impédance, ou simplement paramètres « z », et leur unité est Ohms.

z_{11} et z_{22} : sont respectivement l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie du quadripôle en circuit ouvert;

z_{12} et z_{21} : sont des impédances de transfert en circuit ouvert.

Les valeurs des paramètres peuvent être évaluées en mettant $I_1=0$ (Les bornes de l'entrée sont en *circuit ouvert*.) ou $I_2=0$ (les bornes de la sortie en *circuit ouvert*) (figure 3.2) ; Plus précisément,

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}, & z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}, & z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned}$$

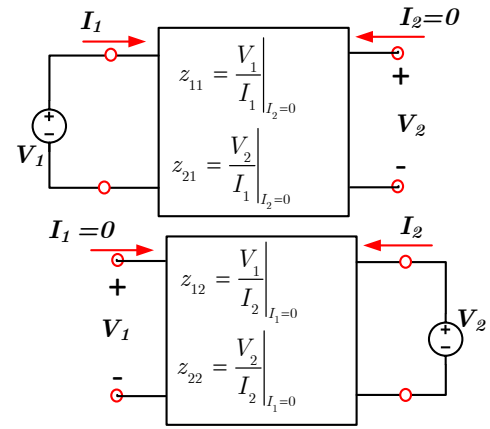


Figure 2.4. Détermination des paramètres z

Selon les équations précédentes, on obtient z_{11} et z_{21} en connectant une source de tension V_1 (ou une source de courant I_1) aux bornes d'entrée et aux bornes de sortie en circuit ouvert, comme indique sur la figure. 2.4. Nous pouvons trouver :

$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1}, \quad z_{21} = \frac{V_2}{I_1}$$

De même, nous obtenons z_{22} et z_{12} connectés à une source de tension V_2 (ou à une source de courant I_2) avec les bornes de sortie et les bornes d'entrée en circuit ouvert comme le montre la figure 4. Nous pouvons ainsi trouver :

$$z_{12} = \frac{V_1}{I_2}, \quad z_{22} = \frac{V_2}{I_2}$$

a) Modèles équivalents

Lorsque le quadripôle est *linéaire* et ne comporte aucune *source dépendante*, les impédances de transfert sont égales ($z_{21} = z_{12}$), et le quadripôle est dit *réciproque*.

Un quadripôle réciproque peut être remplacé par le circuit équivalent T comme le montre la figure 2.5 (a).

Si le quadripôle n'est pas réciproque, le circuit équivalent plus général est illustré à la figure 2.5 (b).

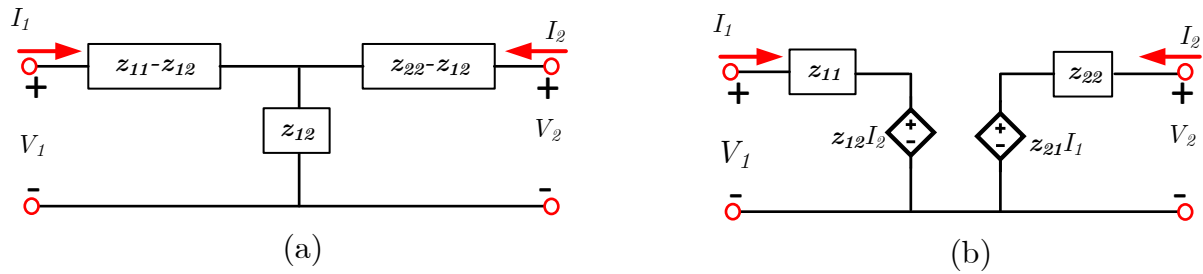


Figure 2.5. (a) Circuit équivalent T (pour les cas réciproques uniquement), (b) circuit équivalent général.

Remarques :

- Tous les quadripôles constitués entièrement de résistances, des condensateurs et des inductances doit être réciproque.
- Quand $z_{21} = z_{12}$, le quadripôle est dit *symétrique*. Cela implique que le circuit présente une symétrie miroir par rapport à une ligne centrale. C'est-à-dire qu'on peut trouver une ligne qui divise le quadripôle en deux moitiés identiques.

Exemple 1.

Déterminez les paramètres z du circuit ci-contre :

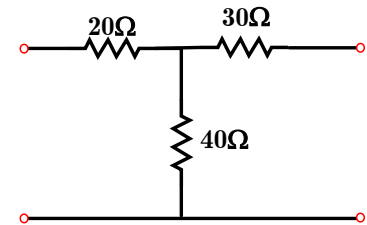


Figure 2.6.

Solution :

■ METHODE 1

Pour déterminer z_{11} et z_{21} , appliquez une source de tension V_1 aux bornes d'entrée et laissez les bornes de sortie ouverte, comme illustré à la figure. 2.7 (a).

$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{(20 + 40)I_1}{I_1} = 60\Omega$$

$$z_{21} = \frac{V_2}{I_1} = \frac{(40)I_1}{I_1} = 40\Omega$$

Pour trouver z_{12} et z_{22} , appliquez une source de tension V_2 au port de sortie et laissez le port d'entrée ouvert, comme illustré à la figure. 2.7 (b).

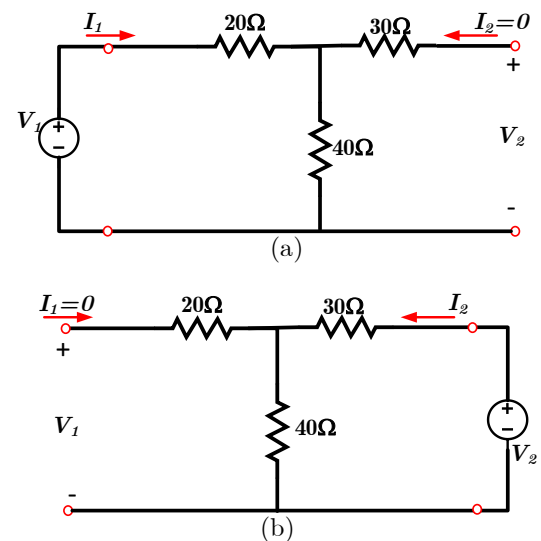


Figure 2.7. (a) trouver z_{11} et z_{21} ,
(b) trouver z_{12} et z_{22} .

$$z_{12} = \frac{V_1}{I_2} = \frac{40I_2}{I_2} = 40\Omega, \quad z_{22} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{(30 + 40)I_2}{I_2} = 60\Omega$$

Ainsi ,

$$\begin{bmatrix} z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 60\Omega & 40\Omega \\ 40\Omega & 70\Omega \end{bmatrix}$$

▪ METHODE 2

Puisqu'il n'y a pas de source dépendante dans le circuit donné, et que nous pouvons utiliser la Fig. 2.5 (a). En comparant la figure. 2.6. Avec la figure. 2.5 (a), on obtient

$$\begin{aligned} z_{12} &= z_{21} = 40\Omega \\ z_{11} - z_{12} &= 20 \Rightarrow z_{11} = 20 + z_{12} = 60\Omega \\ z_{22} - z_{12} &= 30 \Rightarrow z_{22} = 30 + z_{12} = 70\Omega \end{aligned}$$

2.2.2 Paramètres d'admittances

Les courants aux bornes de quadripôle peuvent être exprimés en termes de tensions à leurs bornes comme suit :

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{aligned}$$

Ou sous forme de matrice comme

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

Où les termes **y** sont appelés paramètres d'admittances, (ou simplement paramètres **y**), et leur unité est Siemens.

y_{11} et y_{22} : sont respectivement l'admittance d'entrée et l'admittance de sortie du quadripôle en court-circuit;

y_{12} et y_{21} : sont des admittances de transfert en court-circuit.

Les valeurs des paramètres peuvent être déterminés par le réglage $V_1=0$ (les bornes d'entrée en court-circuit) ou $V_2=0$ (les bornes de sortie court-circuitée). Ainsi,

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0}$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0}$$

Puisque les paramètres \mathbf{y} sont obtenus en court-circuitant les bornes d'entrée ou de sortie, ils sont également appelés paramètres d'admittance en courts-circuits. Plus précisément, Selon les équations précédentes, on obtient y_{11} et y_{21} en connectant une source de courant I_1 avec les bornes d'entrée et les bornes de sortie en court-circuit comme sur la figure 2.8 (a) et trouver I_2 et V_1 ; nous obtenons alors :

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1}, \quad y_{21} = \frac{I_2}{V_1}$$

De même, nous obtenons y_{22} et y_{12} connectons à une source de courant I_2 avec les bornes de sortie et les bornes d'entrée en court-circuit comme sur la figure 2.8(b) et trouver I_1 et V_2 ; nous obtenons alors :

$$y_{12} = \frac{I_1}{V_2}, \quad y_{22} = \frac{I_2}{V_2}$$

Pour un quadripôle linéaire et sans sources dépendantes, les admittances de transfert sont égales ($y_{21} = y_{12}$). Ceci peut être démontré de la même manière que pour les paramètres en « z ».

a) Modèles équivalents

Le quadripôle réciproque ($y_{21} = y_{12}$) peut être modélisé par le circuit équivalent de la figure 2.9 (a). Si le quadripôle n'est pas réciproque, un circuit équivalent plus général est illustré à la figure 2.9 (b).

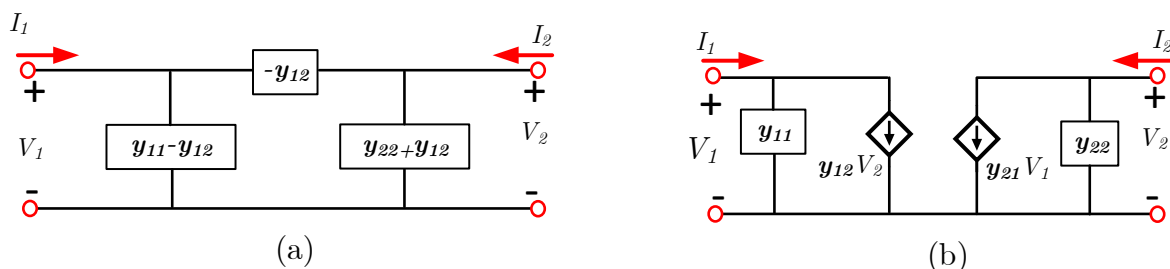


Figure 2.9 a) circuit équivalent en π (uniquement pour les cas réciproques), (b) circuit équivalent général.

Exemple 1.

Déterminez les paramètres y du circuit ci-contre :

Solution :

■ METHODE 1

Pour déterminer y_{11} et y_{21} , court-circuitez les bornes de sortie et connectez une source de courant I_1 aux bornes d'entrée, comme illustré à la figure 2.11 (a).

$$V_2 = I_2 (8 \parallel 2) = \frac{8}{5} I_2, \quad y_{22} = \frac{I_2}{\frac{8}{5} I_2} = 0.625 S$$

$$-I_1 = \frac{8}{8+2} I_2 = \frac{4}{5} I_2, \quad y_{12} = \frac{I_1}{V_2} = \frac{-\frac{4}{5} I_2}{\frac{8}{5} I_2} = -0.5 S$$

■ METHODE 2

En comparant la figure 2.9. (a) Avec la figure 2.10, on obtient

$$y_{12} = y_{21} = -\frac{1}{2} S$$

$$y_{11} + y_{12} = \frac{1}{4} \Rightarrow y_{11} = \frac{1}{4} - y_{12} = 0.75 S$$

$$y_{22} + y_{12} = \frac{1}{8} \Rightarrow y_{22} = \frac{1}{8} - y_{12} = 0.625 S$$

2.2.3 Paramètres hybride (Hybrid Parameters)

Les paramètres z et y d'un quadripôle n'existent pas toujours. Il est donc nécessaire de développer un autre ensemble de paramètres. On exprime le courant de sortie I_2 et la tension d'entrée V_1 en fonction du courant d'entrée I_1 et de la tension de sortie V_2 .

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$

Ou sous forme de matrice comme

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

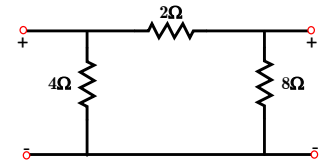


Figure 2.10

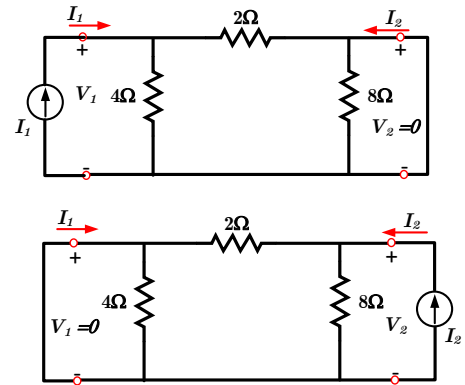


Figure 2.11. (a) comment déterminer y_{11} et y_{21} ,
(b) comment déterminer y_{12} et y_{22} ,

h_{11} est une impédance, h_{22} une admittance, h_{12} et h_{21} sont des nombres.

Ils se déduisent de mesures la sortie en court-circuit ($V_2=0$) et l'entrée en circuit ouvert ($I_1=0$), Effectuées sur le quadripôle :

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}, & h_{12} &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \\ h_{21} &= \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0}, & h_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned}$$

a) Modèles équivalents

Basé sur des équations précédente le quadripôle peut être modélisé par le circuit équivalent de la figure 2.12.

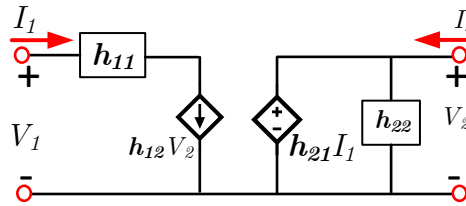


Figure 2.12

2.3 Association de quadripôles (Interconnection of two-port Networks)

Suivant l'association de quadripôles, nous choisirons la matrice la plus appropriée.

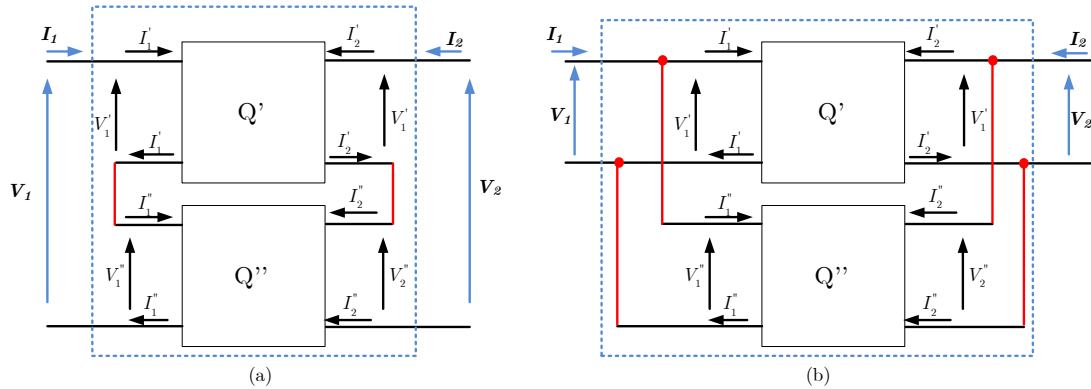


Figure 2.13

2.3.1 Association série (Series connection)

Considérez l'association en série des deux quadripôles illustrés à la figure 2.13 (a).

On utilise les matrices impédances $[Z']$ et $[Z'']$ des deux quadripôles associés.

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}' & z_{12}' \\ z_{21}' & z_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix}$$

$$\text{Et} \quad \begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}'' & z_{12}'' \\ z_{21}'' & z_{22}'' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{bmatrix}$$

$$\text{Comme} \quad \begin{array}{l} I_1 = I_1' = I_1'' \\ I_2 = I_2' = I_2'' \end{array} \quad \text{et} \quad \begin{array}{l} V_1 = V_1' + V_1'' \\ V_2 = V_2' + V_2'' \end{array}$$

Nous pouvons écrire les relations suivantes pour le quadripôle équivalent :

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 = (z_{11}' + z_{11}'')I_1 + (z_{12}' + z_{12}'')I_2 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 = (z_{21}' + z_{21}'')I_1 + (z_{22}' + z_{22}'')I_2 \end{aligned}$$

Ainsi sous forme matricielle, la matrice impédance du quadripôle équivalent est égale à la somme des matrices impédances : $[Z] = [Z'] + [Z'']$.

2.3.2 Association parallèle (Parallel connection)

Considérez l'association en série des deux quadripôles illustrés à la figure 2.13 (b).

On utilise les matrices admittances $[y']$ et $[y'']$ des deux quadripôles associés.

$$\begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}' & y_{12}' \\ y_{21}' & y_{22}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix}$$

$$\text{Et} \quad \begin{bmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}'' & y_{12}'' \\ y_{21}'' & y_{22}'' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix}$$

$$\text{Comme} \quad \begin{array}{l} V_1 = V_1' = V_1'' \\ V_2 = V_2' = V_2'' \end{array} \quad \text{et} \quad \begin{array}{l} I_1 = I_1' + I_1'' \\ I_2 = I_2' + I_2'' \end{array}$$

Nous pouvons écrire les relations suivantes pour le quadripôle équivalent :

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 = (y_{11}' + y_{11}'')V_1 + (y_{12}' + y_{12}'')V_2 \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 = (y_{21}' + y_{21}'')V_1 + (y_{22}' + y_{22}'')V_2 \end{aligned}$$

Ainsi sous forme matricielle, la matrice impédance du quadripôle équivalent est égale à la somme des matrices impédances : $[y] = [y'] + [y'']$.

2.4 Les grandeurs fondamentales

2.4.1 Impédance d'entrée Z_e

On suppose un quadripôle fermé en sortie sur une impédance Z_c , dite impédance de charge du quadripôle.

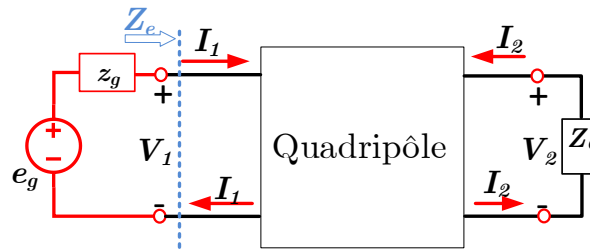


Figure 2.14

Z_e est l'impédance vue en entrée quand la sortie est chargée par une impédance Z_C . La matrice impédance permet d'écrire :

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 = -Z_C I_2 \end{aligned} \Rightarrow Z_C = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22} + Z_C}$$

2.4.2 Impédance de sortie Z_s

Z_s est l'impédance vue en sortie quand l'entrée est fermée par l'impédance du générateur z_g .

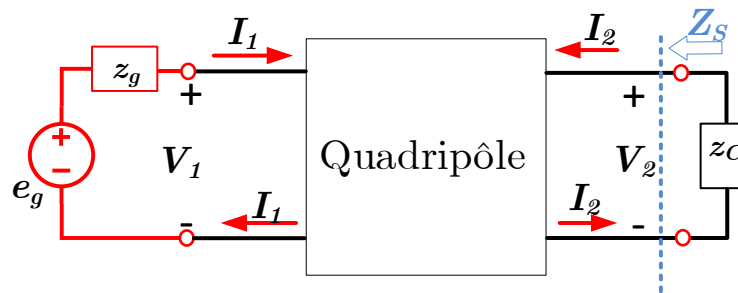


Figure 2.15

La matrice impédance permet d'écrire :

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 = -z_g I_1 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{aligned} \Rightarrow Z_s = \frac{V_2}{I_2} = Z_{12} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22} + z_g}$$

2.5 Fonctions de transfert d'un quadripôle

La fonction de transfert, également appelée transmittance, est un outil analytique utile pour déterminer la réponse en fréquence d'un circuit. Elle peut être définie comme étant le rapport d'une grandeur de sortie sur une grandeur d'entrée $\underline{H}(\omega) = \frac{\underline{S}(\omega)}{\underline{E}(\omega)}$ (en notation complexe). On peut définir quelques rapports de transfert entre les grandeurs de sortie et celles de l'entrée d'un quadripôle que l'on exprime sous forme complexe :

- Fonction de transfert en tension ou gain en tension : $\underline{H}_v(\omega) = \frac{\underline{V}_s(\omega)}{\underline{E}_e(\omega)}$;

- Fonction de transfert en courant ou gain en courant : $\underline{H}_i(w) = \frac{I_s(w)}{I_e(w)}$;
- L'impédance de transfert : $\underline{H}_z(w) = \frac{V_s(w)}{I_e(w)}$.

Dans le cadre de ce cours on utilisera essentiellement le gain complexe en tension qu'on notera simplement Fonction de Transfert H dépendante de la pulsation $\omega = 2\pi f$ du signal.

2.5.1 Définitions des paramètres caractéristiques

- ✓ On appelle **pulsation de coupure** ω_c d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ du premier ordre, la pulsation pour laquelle le gain H_{db} est :

$$\left| H(j\omega) \right|_{db} = 20 \log \left(\frac{\left| H(j\omega) \right|_{\max}}{\sqrt{2}} \right) = H_{db, \max} - 3db$$

- ✓ On appelle **fréquence de coupure** f_c d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ du premier ordre, la fréquence associée à la pulsation de coupure ω_c tel que :

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$$

- ✓ On appelle **bande passante BP** d'une fonction de transfert $H(j\omega)$, la gamme des fréquences pour lesquelles le gain de la fonction de transfert est compris entre son maximum et -3db relatif.
- ✓ On appelle **constante de temps** τ d'une fonction de transfert $H(j\omega)$ du premier ordre, l'inverse de la pulsation de coupure ω_c tel que :

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} \Leftrightarrow \tau = \frac{1}{2\pi f_c}$$

2.5.2 Échelle logarithmique et diagramme de Bode

a) *Le système de Dcible (Échelle logarithmique)*

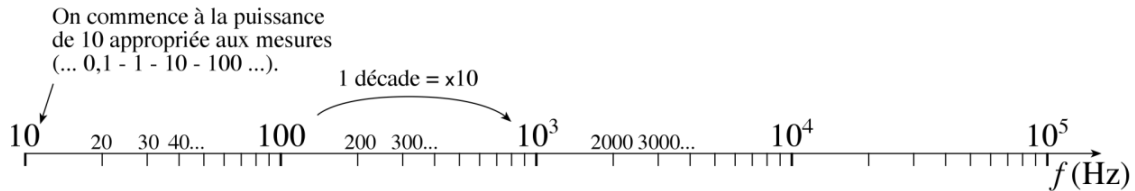
Ce système de mesure logarithmique est largement utilisé dans l'industrie pour comparer deux tensions, courants ou niveaux de puissance. Ces niveaux sont mesurés dans une unité appelée « bel (B) » ou « décibel (dB) » qui est $1/10^n$ d'un bel.

Valeur de 1 dB :

On peut prouver que 1dB représente le log de deux puissances, qui ont un rapport de 1,26.

$$1dB = 10 \log_{10} \left(\frac{p_1}{p_2} \right) \text{ ou } 0.1 = \log_{10} \left(\frac{p_1}{p_2} \right) \text{ ou } \frac{p_1}{p_2} = 10^{0.1} = 1.26.$$

Le schéma ci-dessous explique la lecture de l'échelle logarithmique.



b) Diagramme de Bode (outil de l'analyse fréquentielle)

Le diagramme de Bode est un outil graphique couramment utilisé pour représenter la réponse en fréquence d'un système. Il se compose de deux graphiques distincts : le diagramme de gain en décibels (dB) et le diagramme de phase en degrés.

→ Diagramme de gain en décibels (dB) : Le gain en dB est calculé comme suit :

$G_{dB} = 20 * \log_{10}(|H(j\omega)|)$ Où $|H(j\omega)|$ est l'amplitude de la fonction de transfert à la fréquence ω .

→ Diagramme de phase en degrés : La phase ϕ est simplement *l'argument* de la fonction de transfert $H(j\omega)$. Dans le diagramme de phase de Bode, vous tracez ϕ en fonction de la fréquence ω .

2.6 Les filtres passifs

Les filtres passifs sont des circuits électroniques qui permettent de filtrer les signaux électriques en fonction de leur fréquence. Ils sont constitués généralement d'une combinaison série-parallèle d'éléments R (résistance), L (inductance) et C (capacité). Il existe quatre types, décrits ci-dessous :

2.6.1 Filtre passe-bas

Comme son nom l'indique, il ne laisse passer que les basses fréquences tout en atténuant, dans une mesure variable, les hautes fréquences. La fréquence maximale qu'elle permet de traverser est appelée fréquence de coupure **fc**. Il existe des filtres passe-bas RL et RC.

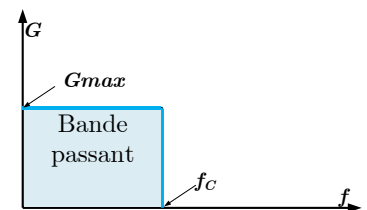


Figure 2.16

2.6.2 Filtre passe-haut

Un filtre passe-haut permet le passage des signaux de fréquences élevées de l'entrée à la sortie, tout en rejetant les basses fréquences. La fréquence minimale qu'il permet de passer est appelée fréquence de coupure f_c . Il y a des filtres passe-haut **RL** et **RC**.

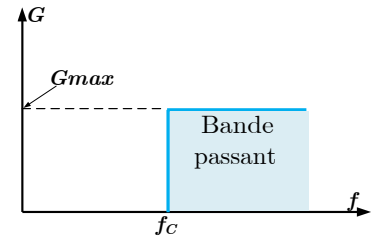


Figure 2.17

2.6.3 Filtre passe bande

C'est un circuit résonant qui est accordé pour passer une certaine bande ou gamme de fréquences tout en rejetant toutes les fréquences en dessous et au-dessus de cette gamme (appelée bande passante).

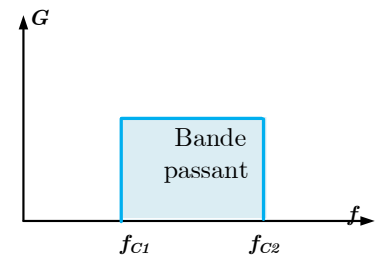


Figure 2.18

2.6.4 Filtre coupe bande

C'est un circuit résonant qui laisse passer une certaine bande ou gamme de fréquences tout en rejetant toutes les fréquences en dehors de cette bande.

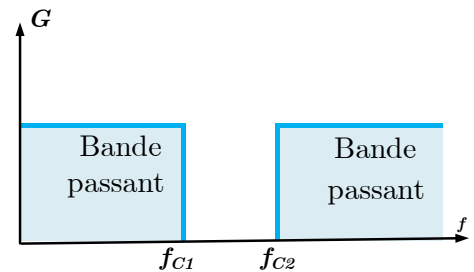


Figure 2.19

Exemple : Etude d'un filtre passe bas (CR) du premier ordre

Pour le circuit ci-contre ; tracer le diagramme de Bode.

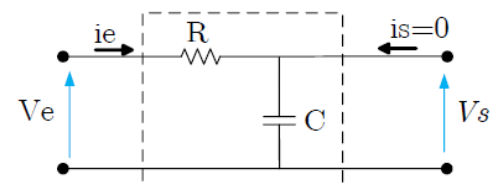


Figure 2.20

Solution

Pour réaliser le diagramme de Bode (diagramme asymptotique) il faut faire **une étude préalable** de la fonction $H(j\omega)$, en d'autres termes il s'agit de **rechercher les directions asymptotiques de $H(j\omega)$** . Alors pour tracer ce diagramme :

- 1) Mise sous forme canonique de la fonction de transfert ;
- 2) Approximation de la fonction de transfert : $\omega \rightarrow 0$;
- 3) Approximation de la fonction de transfert : $\omega \rightarrow \infty$;

- 4) Ecriture des équations du Gain H_{db} et de la phase φ correspondants
 - 5) Calcul du gain et de la phase au point particulière ω .
 - 6) Tracé des asymptotes, du point particulier et de fonction réelle à main levée.
- (1) Mise sous forme canonique de la fonction de transfert :

$$\underline{H}_v(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{Z_C(j\omega)}{R + Z_C(j\omega)} \Leftrightarrow \underline{H}_v(j\omega) = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

- (2) Approximation de la fonction de transfert $\omega \rightarrow 0$: $\underline{H}_v(j\omega)_{\omega \rightarrow 0} \approx 1$;
- (3) Approximation de la fonction de transfert $\omega \rightarrow \infty$: $\underline{H}_v(j\omega)_{\omega \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{RC.j\omega}$;
- (4) Ecriture des équations du Gain H_{db} et de la phase φ correspondants :

$$\rightarrow \text{Gain quand } \omega \rightarrow 0 : G_{db} = \left| \underline{H}_v(j\omega) \right|_{\omega \rightarrow 0} \approx 20 \log(1) = 0 ;$$

$$\rightarrow \text{Gain quand } \omega \rightarrow \infty : G_{db} = \left| \underline{H}_v(j\omega) \right|_{\omega \rightarrow \infty} \approx \left| \frac{1}{RC.j\omega} \right| \approx 20 \log\left(\frac{1}{RC}\right) - 20 \log(\omega) ;$$

Ce qui correspond à une fonction affine (dans un repère où les abscisses sont en échelle logarithmique) de pente -20db /décades et passant par $H_{db}=0$ en $\omega = 1/RC$.

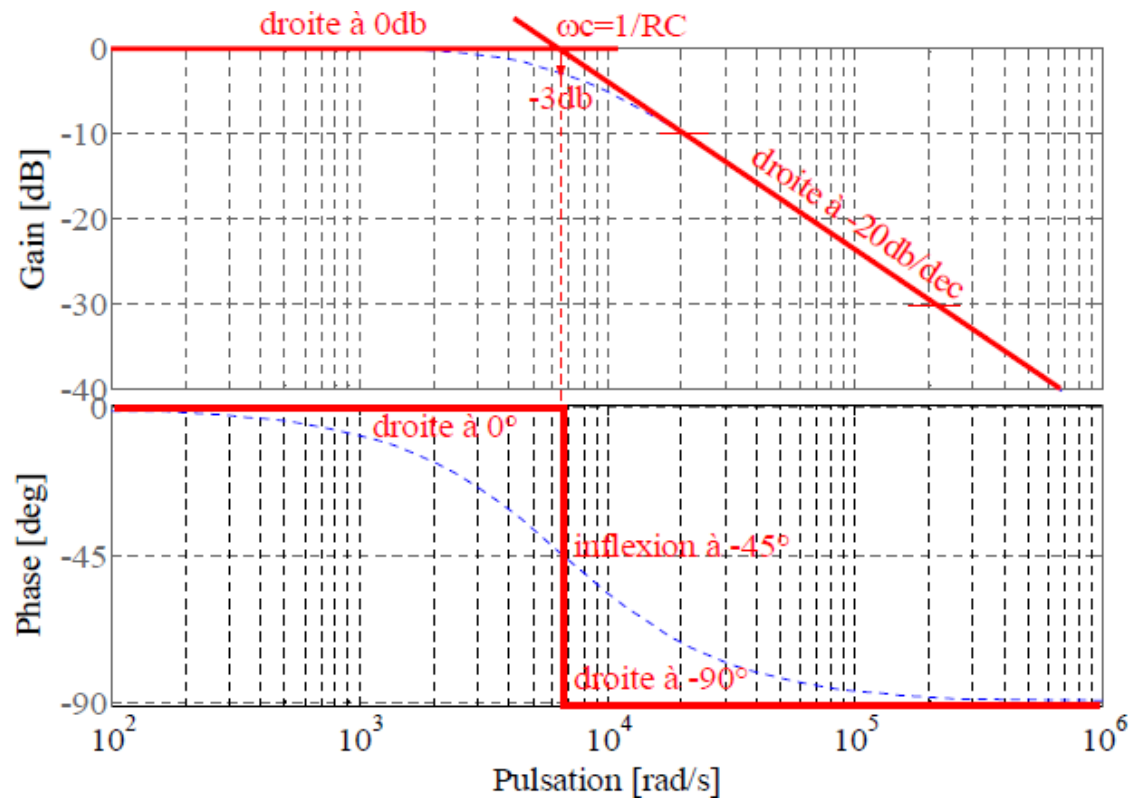
$$\rightarrow \text{Phase quand } \omega \rightarrow 0 : \varphi = \arg\left(\underline{H}_v(j\omega)\right)_{\omega \rightarrow 0} \approx \arg(1) = 0^\circ ;$$

$$\rightarrow \text{Phase quand } \omega \rightarrow \infty : \varphi = \arg\left(\underline{H}_v(j\omega)\right)_{\omega \rightarrow \infty} \approx \arg\left(\frac{1}{RC.j\omega}\right) = -90^\circ .$$

- (5) Calcul du gain et de la phase au point particulier :

$$\rightarrow \text{Gain quand } \omega = \omega_C : G_{db}(\omega_C) = \left| \underline{H}_v(j\omega) \right|_{\omega \rightarrow \omega_C} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{1+1}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3dB ;$$

$$\rightarrow \text{Phase quand } \omega = \omega_C : \varphi(\omega_C) = \arg\left(\underline{H}_v(j\omega)\right)_{\omega \rightarrow \omega_C} \approx \arg\left(\frac{1}{1+j}\right) = -\arctg(1) = -45^\circ .$$



Chapitre 03

3. DIODES

Objectifs

- Discuter la structure atomique de base des semi-conducteurs ;
- Connaître les propriétés de base des semi-conducteurs et en particulier du silicium et du germanium ;
- Comment faire le dopage d'un semi-conducteur pour changer leur conductivité électrique ;
- Décrire les caractéristiques d'une jonction PN ;
- Connaître et résoudre les différents circuits à base de diodes ;
- Apprendre comment la diode est utilisée comme redresseur.

3 Diodes

Dans ce chapitre, nous présentons brièvement les propriétés et la physique des semi-conducteurs. L'objectif est de fournir une base pour comprendre le fonctionnement physique des diodes et des transistors afin de permettre leur utilisation efficace dans la conception des circuits.

3.1 Matériaux semi-conducteurs

Pour comprendre le fonctionnement des composants électroniques réalisés à l'aide des matériaux ou d'alliages semi-conducteurs, il nous faut avoir en tête la théorie des atomes.

3.1.1 L'atome

Selon les théories modernes, la matière est de nature électrique. Tous les matériaux sont composés de très petites particules appelées atomes. Un atome est constitué d'un noyau central de charge positive autour duquel de petites particules chargées négativement, appelées électrons, tournent sur différentes trajectoires ou orbites.

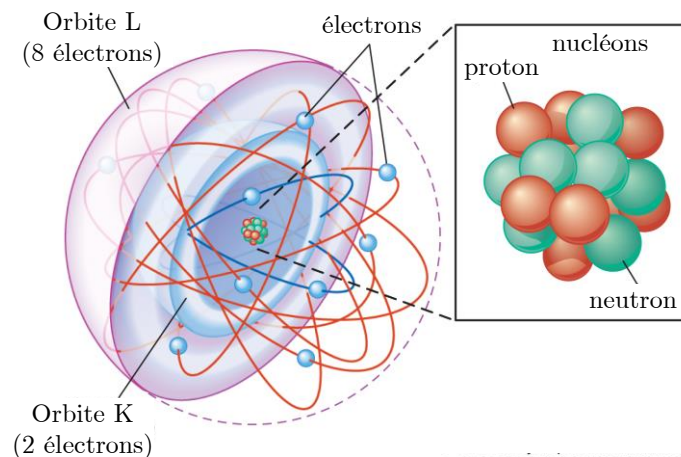


Figure 3.1

3.1.2 Structure des éléments

Les atomes sont constitués de protons, de neutrons et d'électrons. La différence entre les différents types d'éléments est due *au nombre et à l'arrangement* de ces particules au sein de leurs atomes. Par exemple, la structure de l'atome de cuivre est différente de celle du carbone et les deux éléments ont donc des propriétés différentes.

La structure atomique peut être facilement construite si nous connaissons le nombre de masse atomique et le numéro atomique de l'élément. En prenant le cas de l'atome de cuivre,

Le nombre de masse = 64 ;

Le numéro atomique (Z) = 29 ;

\therefore Nombre de protons = Nombre des électrons = 29 ;

Et le nombre de neutrons = $64 - 29 = 35$

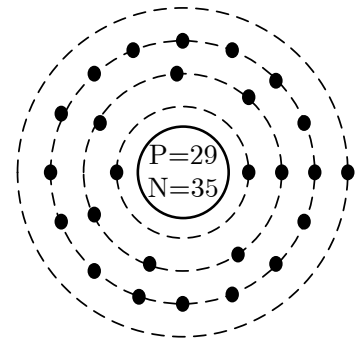


Figure 3.2

La figure 3.2 montre la structure de l'atome de cuivre. Il a 29 électrons qui sont disposés sur des orbites différentes comme suit ; La première orbite aura 2 électrons, la deuxième 8 électrons, la troisième 18 électrons et la quatrième orbite aura 1 électron. La structure atomique de tous les éléments connus peut être représentée de cette manière.

3.1.3 L'électron

Puisque l'électronique traite les petites particules appelées électrons, ces derniers nécessitent une étude détaillée. L'électron est une particule chargée négativement ayant une masse négligeable. Certaines des propriétés importantes d'un électron sont :

- i. Charge d'un électron, $e = 1.602 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$.
- ii. Masse d'un électron, $m_0 = 9.0 \times 10^{-31} \text{ Kg}$.
- iii. Rayon d'un électron, $r = 1.9 \times 10^{-15} \text{ metre}$.

Le rapport e/m_0 d'un électron est 1.77×10^{11} coulombs/Kg. Cela signifie que la masse d'un électron est très petite par rapport à sa charge. C'est grâce à cette propriété d'un électron qu'il est très mobile et qu'il est fortement influencé par les champs électriques ou magnétiques.

3.1.4 Electron de valence

Les électrons de l'orbite la plus externe (dernière orbite) d'un atome sont appelés électrons de valence.

L'orbite la plus externe (la couche de valence) peut avoir un maximum de 8 électrons, c'est-à-dire que le nombre maximum d'électrons de valence peut être de 8. Les électrons de valence déterminent les propriétés physiques et chimiques d'un matériau. Ces électrons déterminent si le matériau est chimiquement actif ou non ; métallique ou non métallique ou, un gaz ou solide.

Sur la base de la conductivité électrique, les matériaux sont généralement classés en conducteurs, isolants et semi-conducteurs. *En règle générale, on peut déterminer le comportement électrique d'un matériau à partir du nombre d'électrons de valence comme ci-dessous*

- ✓ Lorsque le nombre d'électrons de valence d'un atome est inférieur à 4 (c'est-à-dire la moitié des électrons maximum), le matériau est généralement un métal et un conducteur. Exemples : sodium, le magnésium et l'aluminium qui ont respectivement 1, 2 et 3 électrons de valence (voir Figure 3.3).

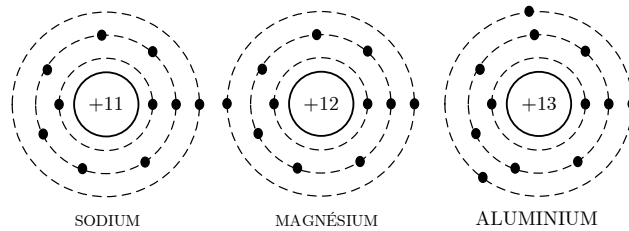


Figure 3.3

- ✓ Lorsque le nombre d'électrons de valence d'un atome est supérieur à 4, le matériau est généralement un non-métal et un isolant. Exemples : l'azote, le soufre et le néon qui ont respectivement 5, 6 et 8 électrons de valence (voir Figure 3.4).

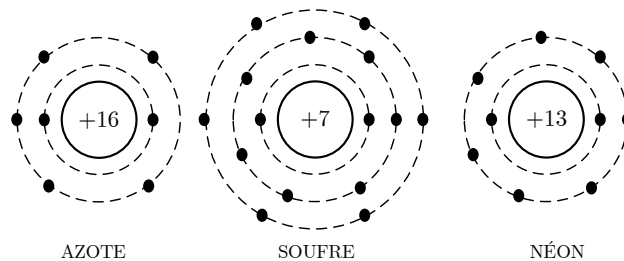


Figure 3.4

- ✓ Lorsque le nombre d'électrons de valence d'un atome est de 4 (c'est-à-dire exactement la moitié des 8 électrons maximum), le matériau possède à la fois des propriétés métalliques et non métalliques ; dans ce cas le matériau est ***un semi-conducteur***. Exemples : carbone, le silicium et le germanium (voir Figure 3.5).

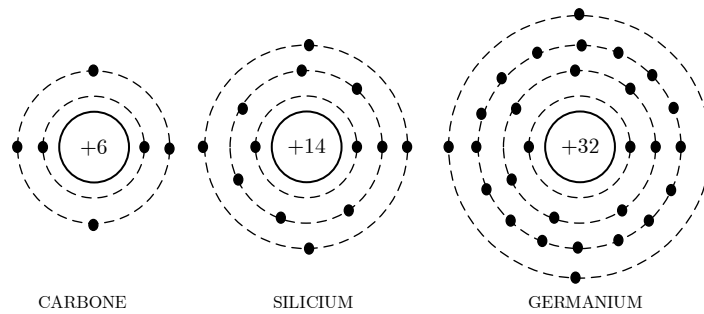


Figure 3.5

3.1.5 Liaisons covalentes

Les atomes de chaque élément sont maintenus ensemble par l'action de liaison des électrons de valence. Cette liaison est due au fait qu'il s'agit de la tendance de chaque atome à compléter sa dernière orbite en y acquérant 8 électrons. Pour cela, l'atome peut perdre ou partager des électrons de valence avec d'autres atomes. Dans les semi-conducteurs, les liaisons sont formées par le partage des électrons de valence. Ces liaisons sont appelées *liaisons covalentes*.

Dans un cristal de silicium ou de germanium pur, les quatre électrons de valence d'un atome forment des liaisons avec quatre atomes adjacents, comme illustré à la **figure 3.6**.

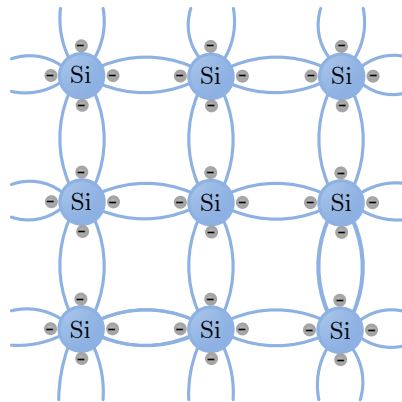


Figure 3.6

3.1.6 L'énergie d'un électron

Un électron se déplaçant autour du noyau possède deux types des énergies à savoir ; énergie cinétique due à son mouvement et énergie potentielle due à la charge sur le noyau.

L'énergie totale de l'électron est la somme de son énergie potentielle E_p et de son énergie cinétique E_c .

$$E_C = \frac{1}{2} m_0 v^2 = \frac{P^2}{2m_0}$$

Rappel : $\begin{cases} P = m_0 v & \text{est la quantité de mouvement.} \\ F = m_0 \frac{v^2}{r} & \text{la force centrifuge} \end{cases}$

$$E_p = F \times r = -\frac{Z}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r^2} r = -\frac{Z}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r}.$$

m_0 et v la masse et la vitesse d'électron respectivement.

ϵ_0 La permittivité de vide égale 8.85×10^{-12} F/m.

$$\text{L'énergie totale : } E_{total} = E_C + E_p = \frac{P^2}{2m_0} - \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Ze^2}{r}$$

Pour trouver r et P , en appliquant la 2^{ème} loi de Newton

$$\begin{aligned} F &= m_0 a \\ \frac{Z}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r^2} &= m_0 a = m_0 \frac{v^2}{r} = \frac{P^2}{rm_0} \end{aligned}$$

L'hypothèse de De Broglie¹ ($\lambda = \frac{nh}{P} = 2\pi r$) en peu démontré :

$$\checkmark \quad \frac{Z}{4\pi\epsilon_0} \frac{e^2}{r} = \frac{P^2}{m_0} \Leftrightarrow \frac{Ze^2}{2\epsilon_0} \frac{P}{nh} = \frac{P^2}{m_0} \Leftrightarrow P = \frac{Zm_0 e^2}{2\epsilon_0 nh}$$

$$\checkmark \quad r = \frac{\epsilon_0 h^2}{Z\pi m_0 e^2} n^2 \quad \text{Le rayon pour chaque niveau d'énergie est proportionnel}$$

au carré de ce nombre n

h la constante de Planck égale $6,626 \times 10^{-34}$ J.s.

Après la simplification on peut trouver l'énergie totale d'électron :

$$E_{totale} = -\frac{m_0 e^4}{8\epsilon_0^2 h^2} \frac{Z^2}{n^2}$$

Remarque 2.1

L'énergie électronique de l'atome est quantifiée (elle est en fonction de 'n').

Par exemple ; en prend le cas le plus connus est celui de l'atome d'hydrogène,

Dans l'atome d'hydrogène le nombre atomique $Z=1$; dans ce cas l'énergie totale de l'atome est devenue comme suit :

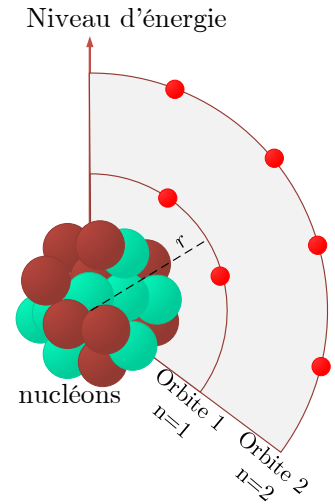


Figure 3.7

¹ L'hypothèse de De Broglie est l'affirmation que toute matière est dotée d'une onde associée

$$E_{totale} = \frac{-13.6eV}{n^2}$$

Par conséquent, pour l'énergie totale négative des électrons, il n'y a que certaines valeurs d'énergie qu'un électron peut avoir. C'est ce que montre la figure 3.8.

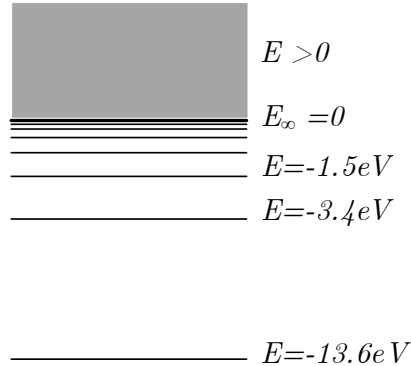


Figure 3.8

3.1.7 Bandes Energétiques

Selon le principe de Pauli², interdit l'occupation d'un état énergétique par plus de deux électrons. Par conséquent, une bande est considérée comme remplie une fois que deux électrons occupent chacun de ses états. A la température du zéro absolu, s'il n'y pas de recouvrement des bandes, toutes les bandes sont remplies jusqu'à une bande qui s'appelle **la bande de valence** (BV). La première bande plus haute en énergie est entièrement vide à $T = 0 K$; elle s'appelle **la bande de conduction** (BC). Aux températures élevées, des électrons peuvent être excités thermiquement de la bande de valence à la bande de conduction.

Le déplacement des électrons dans un solide (ou métaux) sous l'effet d'une tension (un champ électrique) se manifeste par un courant électrique. Des électrons en mouvement occupent des niveaux plus élevés en énergie que ceux qui sont localisés. La disponibilité des niveaux correspondants aux énergies élevées et leur taux d'occupation sont donc décisifs pour la conduction. Ceci implique que des bandes entièrement remplies ne peuvent pas contribuer à la conduction, mais que des électrons dans la bande de conduction et/ou des niveaux libres dans la bande de valence (appelés des "trous") sont requis.

La résistance des matériaux peut être expliquée en fonction de leurs diagrammes de bandes d'énergie. Deux facteurs influent sur la résistivité des matériaux, à savoir,

² Les électrons appartenant à un même système ne peuvent pas se trouver simultanément dans le même état quantique

- ✓ La bande interdite
- ✓ Le nombre des électrons dans chaque bande.

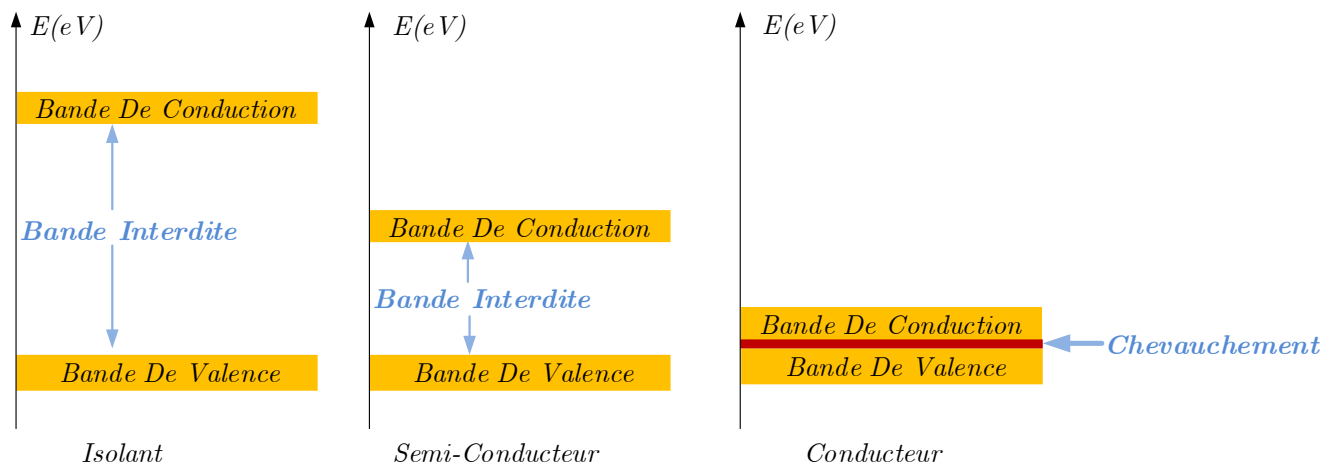


Figure 3.9

Les isolateurs ont généralement de *grandes bandes interdites* (supérieures à 4 eV) avec des bandes de valence entièrement remplies et des bandes de conduction vides. Les semi-conducteurs purs sont similaires à l'isolant en termes de bandes remplies et vides mais ont de *petites bandes interdites* (entre 0,5 eV et 3 eV). Les conducteurs ont de bande de conduction et de valence qui se chevauchent (*pas de bande interdite*), comme dans la figure 3.9.

3.2 Types de Semi-conducteurs

3.2.1 Semi-conducteur intrinsèque

Un semi-conducteur sous une forme **extrêmement pure** est connu sous le nom de *semi-conducteur intrinsèque*, comme le Silicium et Germanium.

Dans un semi-conducteur intrinsèque, à la température ambiante, des paires trou-électron sont créées. Lorsqu'un champ électrique est appliqué aux bornes d'un semi-conducteur intrinsèque, la conduction du courant s'effectue par deux processus, à savoir ; par des électrons libres et des trous comme le montre la figure 3.10. Les électrons libres sont produits du fait de la rupture de

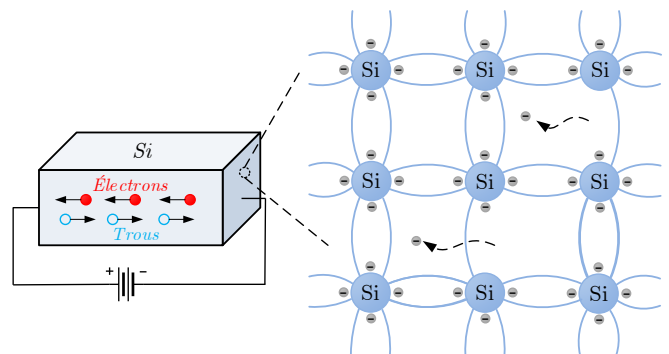


Figure 3.10

certaines liaisons covalentes par l'énergie thermique. En même temps, des trous se créent dans les liaisons covalentes. Sous l'influence du champ électrique, la conduction à travers le semi-conducteur se fait à la fois par les électrons libres et les trous.

3.2.2 Semi-conducteur extrinsèque

Le semi-conducteur intrinsèque a une faible capacité de conduction de courant à température ambiante. Pour modifier leurs caractéristiques électriques, ils ont introduit des atomes étrangers qu'on appelle **impuretés**. Cette opération d'injection d'impuretés s'appelle **dopage** d'un semi-conducteur. En présence de ces impuretés, le semi-conducteur est dit extrinsèque. Selon le type d'impuretés, il existe deux types de dopage de type N et de type P.

a) Semi-conducteur extrinsèque de type N

*Lorsqu'une petite quantité d'impureté pentavalente est ajoutée à un semi-conducteur pur, il est connu sous le nom de **semi-conducteur de type N**.*

Pour augmenter le nombre d'électrons à bande de conduction dans le silicium intrinsèque, des atomes d'impuretés pentavalents sont ajoutés. Ce sont des atomes avec cinq électrons de valence tels que l'arsenic (As), le phosphore (P), le bismuth (Bi) et l'antimoine (Sb). Comme illustré sur la figure 7, chaque atome pentavalent (antimoine, dans ce cas) forme des liaisons covalentes avec quatre atomes de silicium adjacents. Quatre des électrons de valence de l'atome d'antimoine sont utilisés pour former les liaisons covalentes avec les atomes de silicium, laissant un électron supplémentaire. Cet électron supplémentaire devient un électron de conduction car il n'est pas impliqué dans la liaison, dans ce cas l'atome antimoine s'appelle souvent **un atome donneur**.

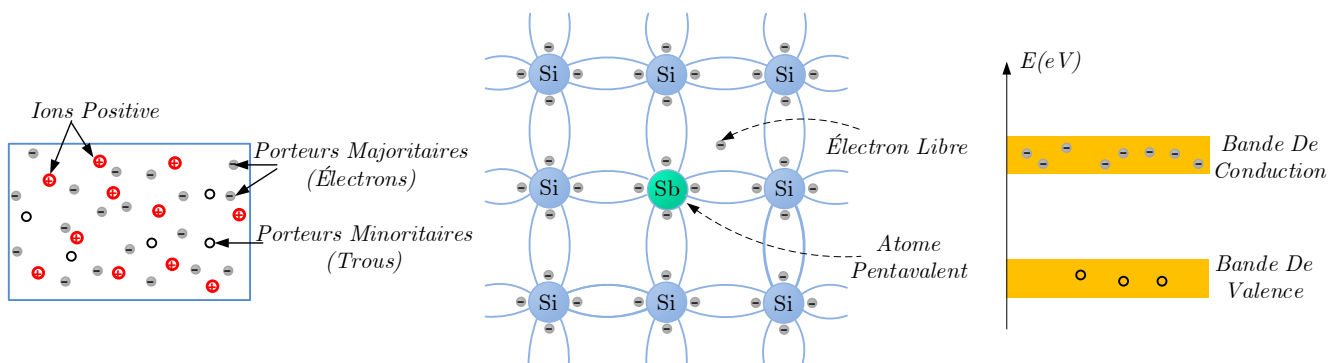


Figure 3.11

Les électrons sont appelés **les porteurs majoritaires** dans le matériel de type N. Bien que la majorité des porteurs de courant dans le matériau de type N soient des électrons, **il existe également quelques trous** qui sont créés lorsque des paires électron-trou sont *générées thermiquement*. Les points suivants peuvent être notés attentivement :

- i. De nombreux nouveaux électrons libres sont produits par l'ajout d'une impureté pentavalente.
- ii. L'énergie thermique de la température ambiante génère encore quelques paires - électron-trou. Cependant, le nombre d'électrons libres fournis par l'impureté pentavalente dépasse largement le nombre de trous. C'est en raison de cette prédominance des électrons sur les trous qu'il est appelé semi-conducteur de type N (N signifie négatif).

b) *Semi-conducteur extrinsèque de type P*

Lorsqu'une petite quantité d'impureté trivalente est ajoutée à un semi-conducteur pur, on l'appelle **semi-conducteur de type P**.

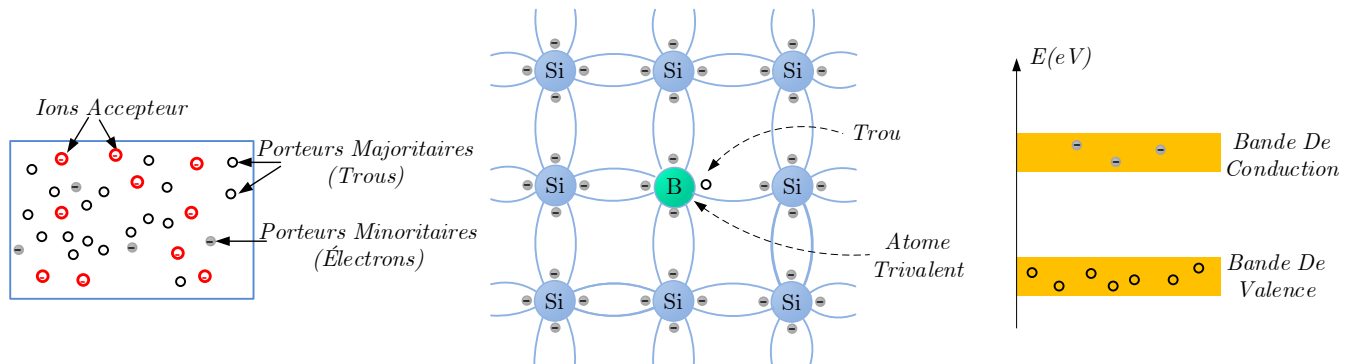


Figure 3.12

Pour augmenter le nombre de trous dans le silicium intrinsèque, des atomes **d'impuretés trivalentes** sont ajoutés. Ce sont des atomes avec **trois électrons de valence** tels que le bore (B), l'indium (In) et le gallium (Ga). Comme illustré sur la figure 3.12, chaque atome trivalent (le bore, dans ce cas) forme des liaisons covalentes avec quatre atomes de silicium adjacents. Les trois électrons de valence de l'atome de bore sont utilisés dans les liaisons covalentes ; et, puisque quatre électrons sont nécessaires, un trou se produit lorsque chaque atome trivalent est ajouté. L'atome trivalent peut prendre un électron, il est souvent appelé **un atome accepteur**.

3.3 Jonction PN

Lorsqu'un semi-conducteur de type P est convenablement relié à un semi-conducteur de type N, la surface de contact est appelée *jonction PN*.

Au moment de la formation de la jonction PN, les électrons libres près de la jonction dans la région N commencent à diffuser à travers la jonction dans la région P où ils se combinent avec des trous près de la jonction. Le résultat est que la région N perd des électrons libres lorsqu'ils diffusent dans la jonction. Ceci crée une zone de charges positives (ions pentavalents) à proximité de la jonction. Ainsi, Lorsque les électrons se déplacent à travers la jonction, la région P perd des trous lorsque les électrons et les trous se combinent. Le résultat est qu'il y a une zone de charges négatives (ions trivalents) près de la jonction. Ces deux zones de charges positives et négatives proviennent de **la zone déplétée** (ou région de déplétion). La région est

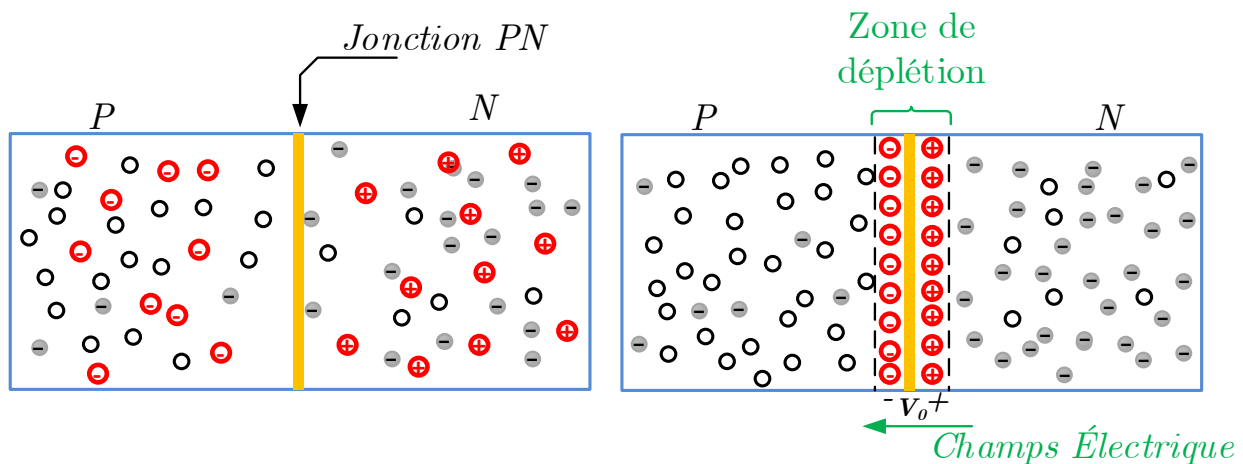


Figure 3.13

déplétée signifie que cette dernière est vidée (appauvrie) de porteurs de charge (électrons libres et trous) en raison de la diffusion à travers la jonction.

Une fois la jonction PN formée et la zone de déplétion créée, la diffusion des électrons libres s'arrête. En d'autres termes, la région de déplétion agit comme une barrière au mouvement intérieur des électrons libres à travers la jonction. Les charges positives et négatives créent un champ électrique. Il est indiqué par une flèche verte sur la figure 3.13. Le champ électrique est une barrière aux électrons libres dans la région N. Il existe une différence de potentiel aux bornes de la zone de déplétion appelée **barrière de potentiel** (V_0). La barrière de potentiel d'une

jonction PN dépend de plusieurs facteurs, notamment le type de matériau semi-conducteur, la quantité de dopage et la température. La barrière de potentiel typique est d'environ :

Pour le silicium, $V_o=0.7 \text{ volt}$; pour le germanium $V_o=0.3 \text{ volt}$

3.3.1 Polarisation d'une jonction PN

Pour un dispositif électronique et en ce qui concerne une jonction PN, il existe deux conditions de polarisation :

a- Polarisation directe b- polarisation inverse

a) Polarisation directe

*Lorsqu'une tension continu externe appliquée à la jonction est dans une direction telle qu'elle annule la barrière de potentiel, permettant ainsi la circulation du courant, on parle de la **polarisation directe**.*

Pour appliquer une polarisation directe, connectez la borne positive de la batterie au borne type-P et la borne négative au borne type-N, comme illustré à la figure 3.14(a). Comme la barrière de potentielle est très faible (0,1 à 0,3 V), une petite tension directe suffit donc à éliminer complètement la barrière. Une fois que la barrière de potentiel est éliminée par la tension directe, la résistance de jonction devient presque nulle. Par conséquent, le courant circule dans le circuit. C'est ce qu'on appelle **le courant direct**.

b) Polarisation inverse

*Lorsqu'une tension continu externe appliquée à la jonction est dans une direction telle que la barrière de potentiel est augmentée, c'est ce qu'on appelle la **polarisation inverse**.*

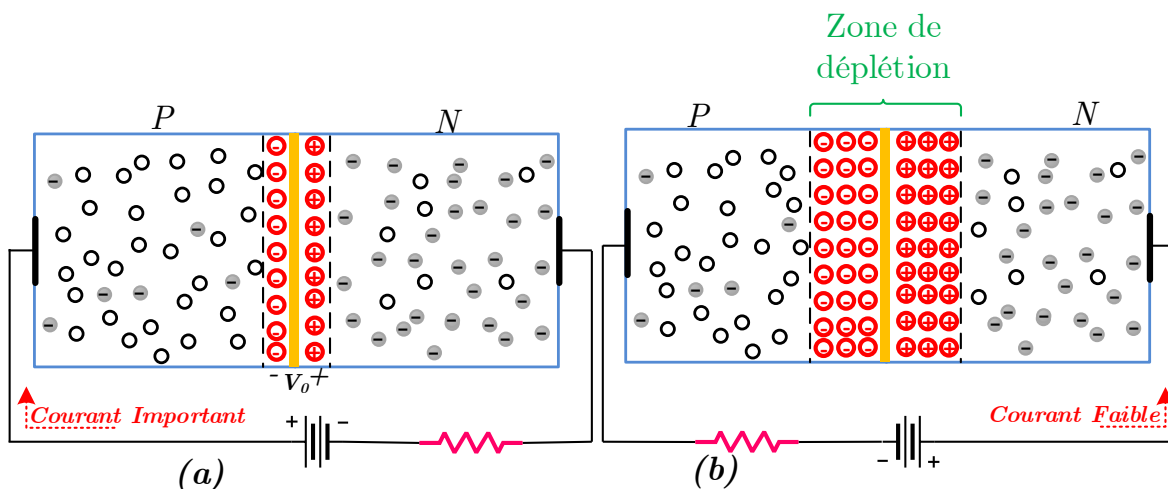


Figure 3.14

Pour appliquer une polarisation inverse, connectez la borne positive de la batterie au borne type-N et la borne négative au borne type-P, comme illustré à la figure 3.14(b). Quand la tension inverse augmente, électrons libres et trous s'éloignent de la zone déplétée en laissant derrière eux des ions positifs et négatifs. Par conséquent, plus la tension inverse croît, plus la zone *déplétée augmente*.

3.4 Diode à jonction

Une jonction PN est connue sous le nom de semi-conducteur ou Diode à jonction.

Dans la section précédente de ce chapitre nous avons expliqué qu'une jonction PN conduit facilement le courant lorsqu'elle est polarisée en direct et pratiquement aucun courant ne circule lorsqu'elle est polarisée en inverse. Par conséquent, *la propriété exceptionnelle d'une diode à jonction de conduire le courant dans un seul sens.*

Une diode à jonction est généralement représentée par le symbole schématique illustré à la figure 3.15.

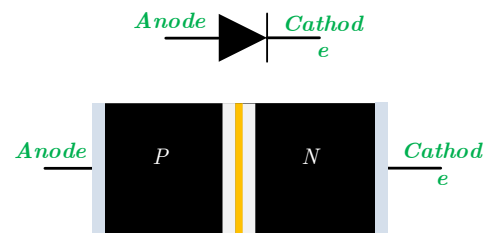


Figure 3.15

La flèche dans le symbole, indique la direction du flux de courant conventionnel. Une diode a deux bornes ; La borne connecté au *région p* est appelée *l'anode* et l'autre borne connecté au région N est appelée *cathode*.

3.4.1 Caractéristique statique ($V-I$) de la diode

La caractéristique tension-courant ou $V-I$ de la diode ou de la jonction PN est la courbe entre la tension aux bornes de la diode et le courant de circuit. La figure 3.16 représente le circuit arrangé pour déterminer la caractéristique $V-I$ de la diode.

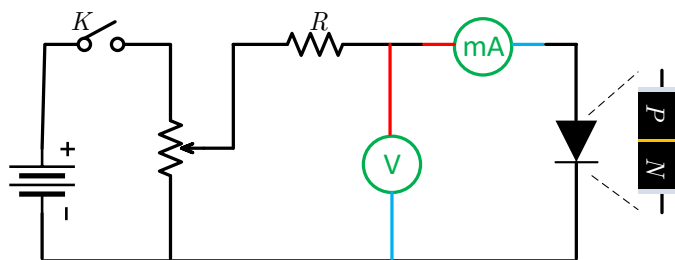


Figure 3.16

La courbe obtenue n'étant pas une droite, nous parlons d'un élément non-linéaire. Ce qui signifie que le courant circulant dans l'élément n'est pas proportionnel à la tension qui lui est appliquée.

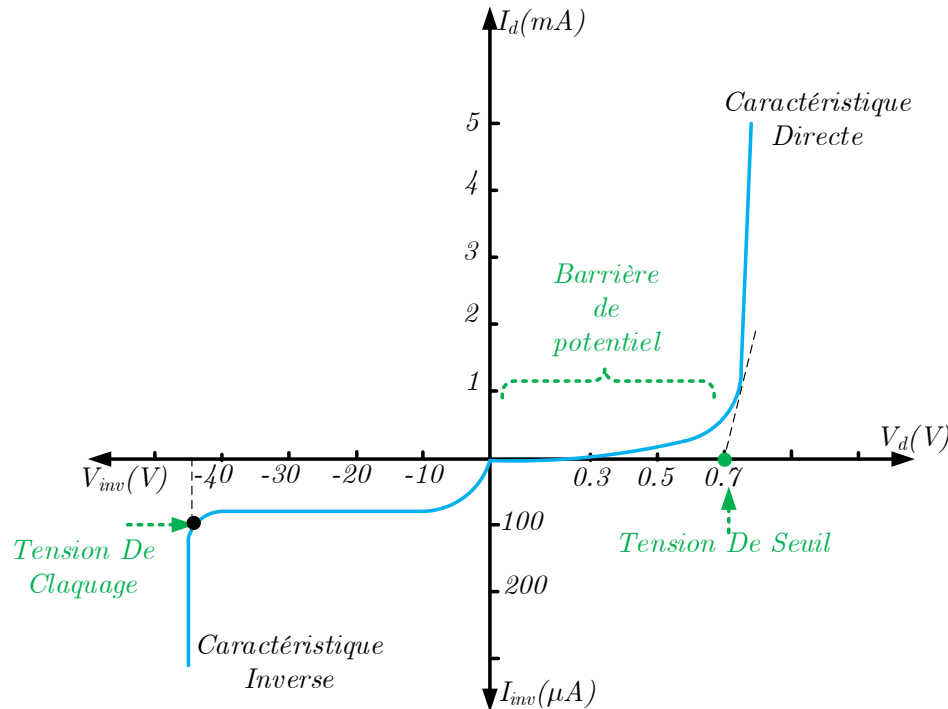


Figure 3.17

Dans le sens direct, **la tension de seuil** est la tension nécessaire à appliquer à la diode pour qu'elle devienne conductrice ; 0,7V pour le Si (0,3V pour le Ge).

Au-delà de la tension de seuil, le courant ne dépend pratiquement que de la résistance totale du circuit, et la tension aux bornes de la diode reste autour de 0,6V - 0,7V.

Le courant inverse est très faible (de l'ordre du nanoampère). Il augmente très fortement au-delà d'une certaine tension inverse, appelée **tension de claquage**. La tension inverse de claquage varie entre 10 et 1000 volts suivant le type de diode. L'emballement thermique qu'entraîne la tension de claquage détruit la diode dans la plupart des cas.

3.4.2 Circuit équivalent de la diode

Un circuit équivalent d'un composant électrique (par exemple, une diode à jonction, un transistor, etc.) est une combinaison d'éléments électriques, lorsqu'ils sont connectés dans un circuit, agissent exactement de la même manière que le composant lorsqu'ils sont connectés au même circuit.

a) *Circuit équivalent approximatif*

Lorsque la tension directe V_d est appliquée aux bornes d'une diode, il ne sera pas conducteur tant que la barrière de potentiel V_0 au niveau de la jonction n'est pas surmontée. Lorsque la tension directe V_d dépasse la tension de barrière de potentiel, la diode commence à conduire comme le montre la figure 3.18. Le courant direct I_d circulant dans la diode provoque une chute de tension dans sa résistance interne r_d .

$$V_d = I_d r_d + V_0$$

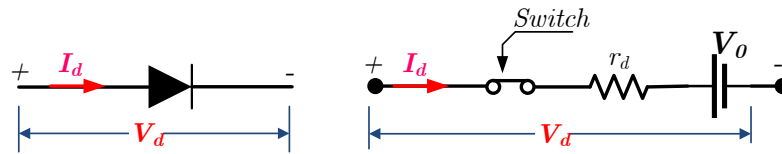


Figure 3.18

b) *Circuit équivalent simplifier :*

Pour la plupart des applications, la résistance interne r_d de la diode peut être négligée par rapport aux autres éléments du circuit équivalent. Le circuit équivalent se réduit alors à celui représenté sur la figure 3.19.

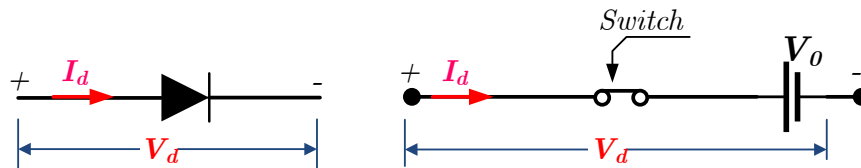


Figure 3.19

c) *Modèle idéal de la diode*

Une diode idéale est une diode qui se comporte comme un conducteur parfait lorsqu'elle est polarisée en direct et comme un isolant parfait lorsqu'elle est polarisée en inverse. De toute évidence, dans une telle situation hypothétique, la résistance directe $r_d = 0$ et la barrière de potentielle V_0 sont considérées comme négligeables. *On peut mentionner ici que, la diode idéale ne peut jamais être trouvée dans la pratique, l'analyse du circuit de diode est néanmoins effectuée sur cette base.*

Exemple 2.1 Une tension AC de valeur de crête 20V connectée en série avec une diode au silicium et une résistance de charge de 500Ω . Si la résistance directe de la diode est 10Ω , trouver :

- i. courant de crête passe par la diode.
- ii. La tension crête de la charge.

Quelles seront ces valeurs si la diode est supposée idéale ?

Solution :

La tension crête la source =20V, la résistance directe de la diode, $r_d = 10\Omega$.

La résistance de la charge, $R_{ch} = 500\Omega$ barrière de potentielle, $V_0 = 0.7V$

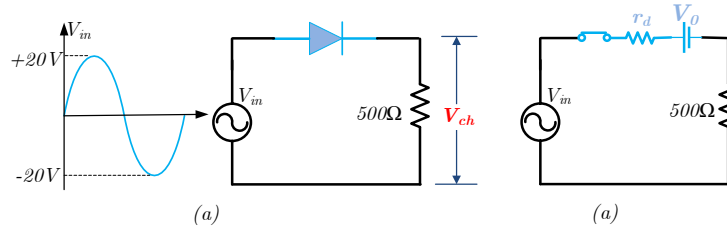


Figure 3.20

(i) Le courant de crête qui passe par la diode se produira au moment où la tension d'entrée atteint une valeur crête positive c-à-d $V_{in} = 20V$.

$$V_{in} = V_d + R_{ch} I_{d,crête} = V_0 + (R_{ch} + r_d) I_{d,crête}$$

Où

$$I_{d,crête} = \frac{V_{in} - V_0}{r_d + R_{ch}} = 37.8mA$$

(ii) La tension crête de la charge, $V_{ch,crête} = R_{ch} \times I_{d,crête} = 18.9V$

Si la diode idéale : posez $V_0 = 0$ et $r_d = 0$

$$V_{in} = V_d + R_{ch} I_{d,crête} = R_{ch} I_{d,crête}$$

$$I_{d,crête} = \frac{V_{in}}{R_{ch}} = 40mA$$

La tension crête de la charge, $V_{ch,crête} = R_{ch} \times I_{d,crête} = 20V$

Remarque

L'exemple ci-dessus montre clairement que la tension de charge est presque la même, quel que soit la diode réelle ou idéale. Cela est dû au fait que la tension d'entrée est assez importante par rapport à V_0 et à la chute de tension dans r_d ou r_d .

3.5 Montages usuels à base de diodes

3.5.1 Les redresseurs (Rectifiers)

Le redressement consiste à transformer une tension bidirectionnelle (alternative) en une tension unidirectionnelle (continue) appelé tension redressée.

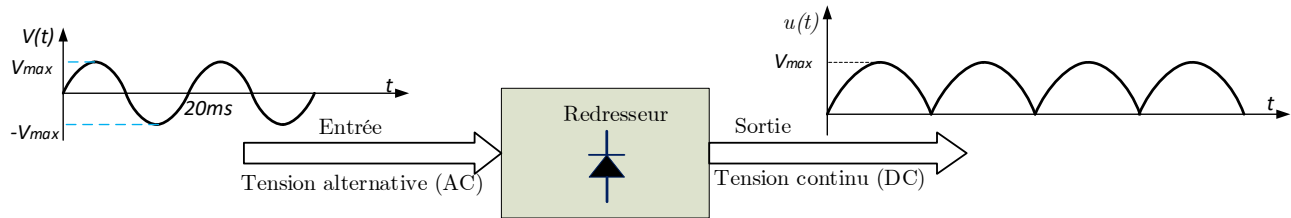


Figure 3.21

3.5.1.1 Redresseur mono-alternance (*The Half-Wave Rectifier*)

Dans ce cas une diode est branchée entre une source AC (courant alternatif) qui procure la tension d'entrée V_{in} et une résistance de charge R_{ch} formant un redresseur simple alternance. Le schéma électrique correspondant est représenté sur la figure 3.22.

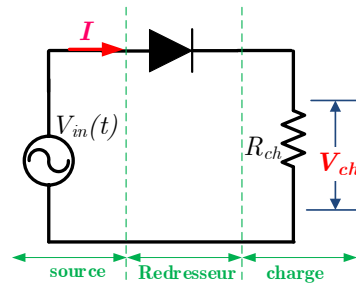


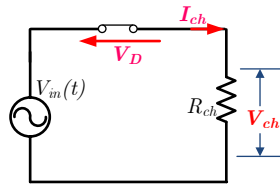
Figure 3.22

La tension V_{in} , est la tension d'entrée, généralement sinusoïdale puisque provenant de la sortie d'un transformateur connecté au réseau électrique. On retiendra : $V_{in}(t) = V\sqrt{2} \sin(wt)$.

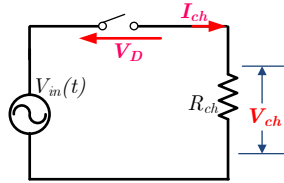
V_{max}

Où V est la valeur efficace.

La diode D est considérée comme idéale. La résistance R_{ch} représente « la charge du montage », c'est-à-dire le récepteur qui utilise la tension de sortie

Fonctionnement :**1^{ère} Demi-période :** alternance positive de V_{in} $V_{in} > 0 \Rightarrow D$ est polarisée en direct (passante).

$$V_{ch} = V_{in} \quad , \quad V_D = 0 \quad \text{et} \quad I_{ch} = \frac{V_{ch}}{R_{ch}}$$

2^{ème} Demi-période : alternance négative de V_{in} $V_{in} < 0 \Rightarrow D$ est polarisée en inverse (Bloque).

$$V_{ch} = 0 \quad , \quad V_D = V_{in} \quad \text{et} \quad I_{ch} = 0$$

→ *La valeur moyenne de la tension redressée*

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt$$

Pour un signal d'entrée en **sinus** et en prenant $\theta = \omega t$, on a :

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi V_{\max} \sin \theta d\theta + \int_\pi^{2\pi} 0 d\theta \right)$$

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{V_{\max}}{2\pi} \left[-\cos(\theta) \right]_0^\pi + 0$$

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{V_{\max}}{2\pi} \left[-\cos(\pi) - \cos(0) \right]_0^\pi$$

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{V_{\max}}{\pi}$$

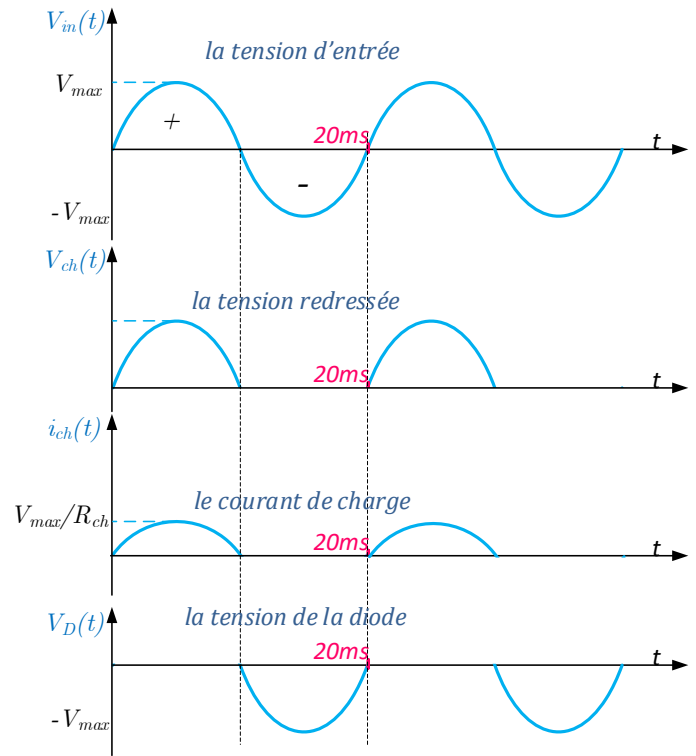
La valeur moyenne de la tension redressée est : $\frac{V_{\max}}{\pi}$ 

Figure 3.23

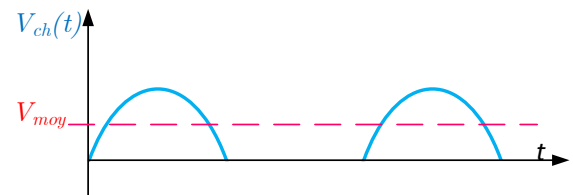


Figure 3.24

→ *La valeur moyenne de courant*

$$\langle I_{ch} \rangle = \frac{\langle V_{ch} \rangle}{R_{ch}} = \frac{V_{\max}}{\pi R_{ch}}$$

→ *La valeur efficace de la tension redressée*

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}^2(t) dt}$$

Pour un signal d'entrée en **sinus** et en prenant $\theta = \omega t$, on a :

$$V_{ch,eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{ch}^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi V_{\max}^2 \sin^2(\theta) d\theta + \int_\pi^{2\pi} 0 d\theta \right)}$$

$$V_{ch,eff} = \left[\frac{V_{\max}^2}{4\pi} \int_0^\pi (1 - \cos(2\theta)) d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{\max}}{2}$$

→ *La valeur efficace de courant*

$$I_{ch,eff} = \frac{V_{ch,eff}}{R_{ch}} = \frac{V_{\max}}{2R_{ch}}$$

→ *Le rendement de montage*

$$\eta = \frac{P}{S} \quad \begin{cases} P \text{ la puissance active } (P = V_{moy} I_{moy}) \\ S \text{ la puissance apparente } (S = V_{eff} I_{eff}) \end{cases}$$

$$\eta = \frac{4}{\pi^2} \approx 0.4 \approx 40\%$$

3.5.1.2 Redresseur double alternance (*The Full-Wave Rectifier*)

L'opération de redressement consiste, dans ce cas, à reporter les parties négatives (ou positives, au choix) des tensions d'entrée en valeurs positives.

Le redresseur à double alternance utilise deux diodes connectées au secondaire d'un transformateur à point milieu, comme le montre la figure 3.25.

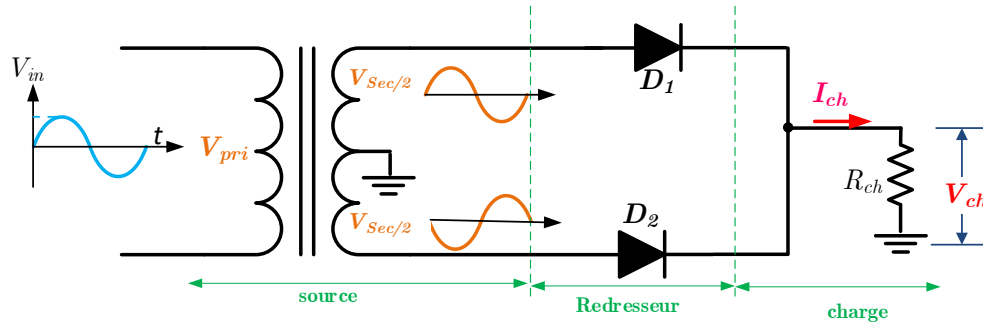


Figure 3.25

On utilise souvent un transformateur abaisseur pour coupler la tension AC d'entrée de la source vers le redresseur, La moitié de la tension secondaire apparait entre le point milieu et chaque côté du bobinage secondaire.

La valeur de la tension secondaire V_{Sec} d'un transformateur est égale au rapport de transformation (N_{Sec}/N_{Pri}) multiplié par la tension primaire, tel que :

$$V_{Sec} = \left(\frac{N_{Sec}}{N_{Pri}} \right) V_{Pri}$$

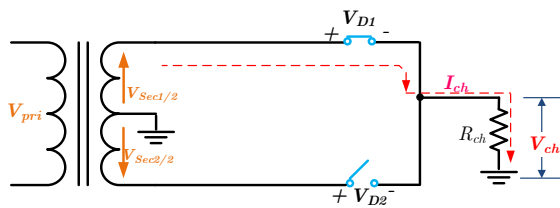
N_{Sec} et N_{Pri} respectivement le nombre de spires au secondaire et au primaire.

• **Fonctionnement :**

• **1^{ère} Demi-période :** alternance positive de $\underline{V_{in}}$

$V_{Sec1} > 0$ la diode D_1 est passante.

$V_{Sec2} < 0$ la diode D_2 est Bloquée.



$$V_{ch} = V_{Sec1} \quad , \quad V_{D1} = 0 \quad , \quad V_{D2} = 2V_{Sec2} \quad \text{et} \quad I_{ch} = \frac{V_{ch}}{R_{ch}}$$

• **2^{ème} Demi-période :** alternance négative de $\underline{V_{in}}$

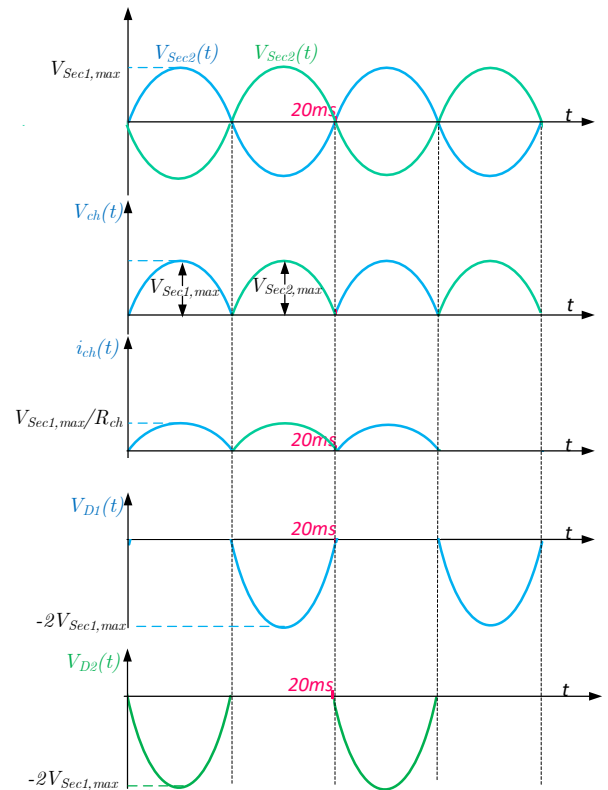
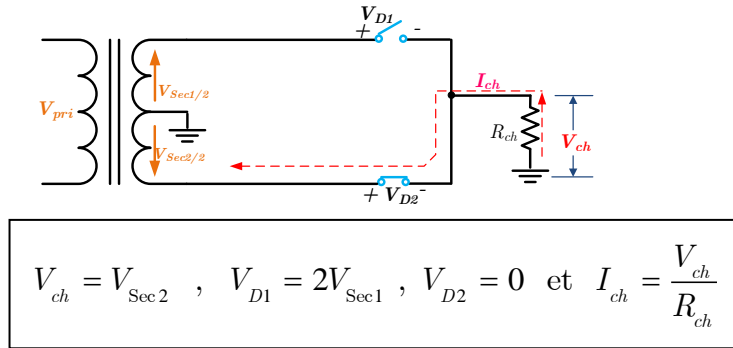


Figure 3.26

$V_{Sec1} < 0$ la diode D_1 est Bloquée.

$V_{Sec2} > 0$ la diode D_2 est passante.



→ **La valeur moyenne de la tension redressée**

Pour un signal d'entrée en **sinus** et en prenant $\theta = \omega t$, on a :

$$\begin{aligned} \langle V_{ch} \rangle &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{Sec1, \max} \sin(\theta) d\theta \\ \langle V_{ch} \rangle &= \frac{V_{Sec1, \max}}{\pi} \left[-\cos(\theta) \right]_0^\pi + 0 \\ \langle V_{ch} \rangle &= \frac{V_{Sec1, \max}}{\pi} \left[-\cos(\pi) - \cos(0) \right]_0^\pi \\ \langle V_{ch} \rangle &= \frac{2V_{Sec1, \max}}{\pi} \end{aligned}$$

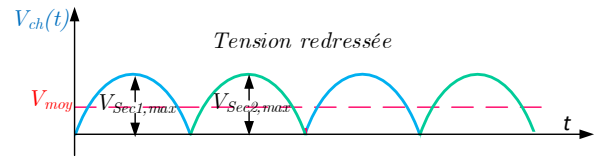


Figure 3.27

→ **La valeur moyenne de courant**

$$\langle I_{ch} \rangle = \frac{\langle V_{ch} \rangle}{R_{ch}} = \frac{2V_{Sec1, \max}}{\pi R_{ch}} = \frac{V_{Sec, \max}}{\pi R_{ch}}$$

→ **La valeur efficace de la tension redressée**

$$\begin{aligned} V_{ch, eff} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{ch}^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{Sec1, \max}^2 \sin^2(\theta) d\theta} \\ V_{ch, eff} &= \left[\frac{V_{Sec1, \max}^2}{\pi} \int_0^\pi (1 - \cos(2\theta)) d\theta \right]^{1/2} = \frac{V_{Sec1, \max}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

→ **La valeur efficace de courant**

$$I_{ch, eff} = \frac{V_{ch, eff}}{R_{ch}} = \frac{V_{Sec1, \max}}{\sqrt{2} R_{ch}}$$

→ **Le rendement de montage**

$$\eta = \frac{I_{ch,moy}^2}{I_{ch,eff}^2} = \frac{\left(\frac{2V_{Sec1,max}}{\pi R_{ch}} \right)^2}{\left(\frac{V_{Sec1,max}}{\sqrt{2}R_{ch}} \right)^2} = \frac{8}{\pi^2} \approx 80\%$$

3.6 Les diodes spéciales

3.6.1 Diode Zener

Nous avons expliqué dans la section 1.3.1 que la polarisation inverse d'une diode à jonction est augmentée la zone de déplétion jusqu'à une tension de claquage où le courant augmente fortement. La diode Zener (figure 3.28) est fabriquée à l'aide de jonctions *PN* fortement dopées, offrant ainsi une zone de déplétion particulièrement fine. Lorsqu'elle est *utilisée dans la zone de claquage*, elle conserve une tension constante à ses bornes.

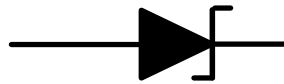


Figure 3.28

Ces diodes Zener ont donc pratiquement les mêmes caractéristiques qu'une diode normale, sauf qu'elles sont optimisées par la technologie pour fonctionner dans leur région inverse (Figure 3.29)

Les diodes Zener sont conçues pour maintenir une tension fixe aux bornes de la diode lorsqu'elle présente une polarisation inverse.

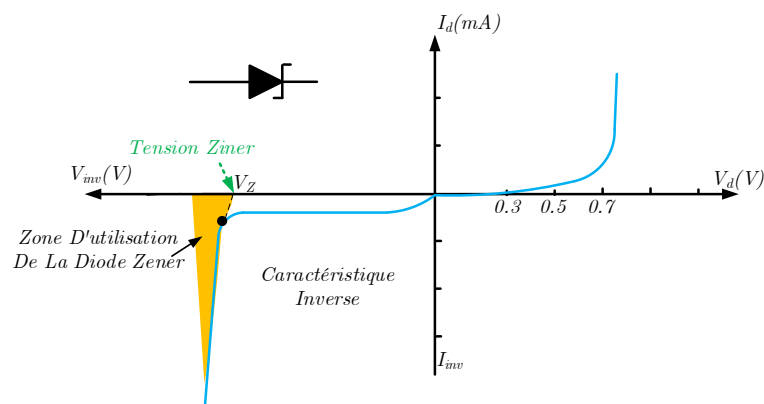


Figure 3.29

3.6.2 Diode Electroluminescente

Ces diodes peuvent émettre de la lumière quand elles sont polarisées en direct (Figure 19). La longueur d'onde de la lumière émise dépend du semi-conducteur utilisé dans la fabrication de la diode. On distingue généralement : les diodes infrarouges qui émettent dans l'infrarouge (longueur d'onde autour de $1\mu\text{m}$) et les diodes qui émettent de la lumière visible ; lumière rouge, vert, bleue, etc.) ; Ces dernières sont largement utilisées dans les afficheurs numériques des instruments de mesure ou des appareils domestiques : afficheur à 7 segments ; conversion d'un signal électrique en signal optique pour transmission par fibre optique par exemple ; télécommandes infrarouges etc.

3.6.3 Photo Diode

Cette diode doit être polarisée en inverse. Elle fournit un courant inverse I (attention au sens. Ce courant inverse d'une jonction n'est pas tout à fait nul : il existe un courant de fuite. Ce dernier **augmente sensiblement** lorsque l'on éclaire la jonction.

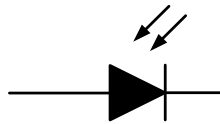


Figure 3.30

Chapitre 04

4. Transistors bipolaires

Objectifs

- Transistor à jonction bipolaire est composé de deux jonctions PN ;
- Démontrer et comprendre les relations entre les courants émetteur, base et collecteur d'un transistor bipolaire ;
- Connaître les différents types de techniques de polarisation des transistors ;
- Tracer les schémas du montage EC, BC, CC et identifier les courants et les tensions pour chaque montage ;
- Le BJT est utilisé dans deux domaines : comme amplificateur linéaire pour et comme commutateur électronique.

4. Transistors à jonction bipolaires (TJB)

4.1. Introduction

Le transistor a été inventé par une équipe de trois scientifiques (américains John Bardeen, Walter Houser Brattain et William Shockley à Bell Laboratoires, États-Unis en 1947.) a remplacé, pratiquement partout, les tubes électroniques.

Il existe deux types de transistors de base : le transistor à jonction bipolaire (TJB) que nous allons étudier dans ce chapitre et le transistor à effet de champ (TEF).

Le transistor à jonction bipolaire est utilisé dans deux domaines de l'électronique : en tant qu'amplificateur linéaire pour amplifier un signal électrique et en tant qu'interrupteur électronique.

4.2. Symboles de transistor bipolaire

Fondamentalement, le transistor à jonction bipolaire est constitué de deux jonctions PN en tête-bêche fabriquées dans une seule pièce d'un cristal semi-conducteur. Ces deux jonctions donnent lieu à trois régions, appelées émetteur, base et collecteur. Ces trois régions sont séparées par deux jonctions PN. Les deux types de transistors bipolaires sont représentés sur la Figure 4.1. Un type se compose de deux régions n séparées par une région p (nnp), et l'autre type est constitué de deux régions p séparées par une région n (pnp). Les deux types sont largement utilisés ; cependant le type npn est le plus utiliser.

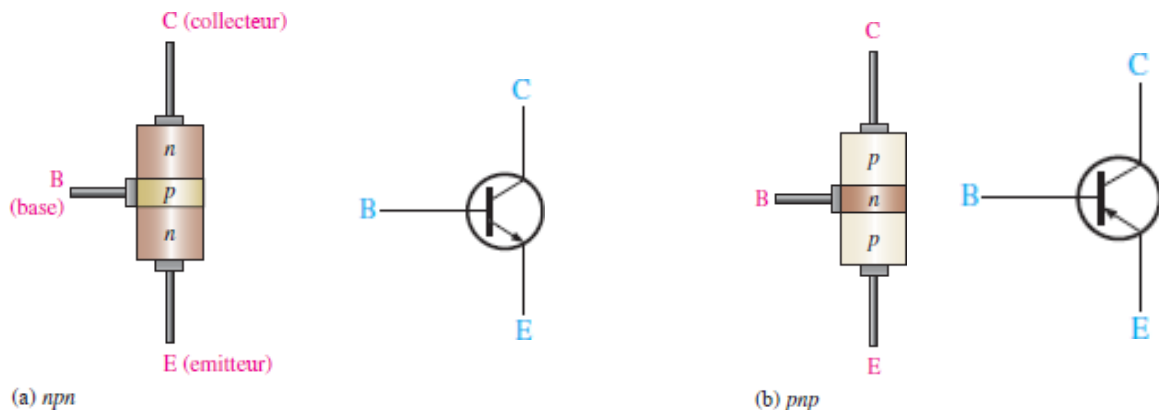


Figure 4.1

Émetteur : la plus fortement dopée que toutes les autres régions car sa fonction principale est de fournir des porteurs des charges majoritaires (soit des électrons soit des trous) à la base.

Base : Il forme la section centrale du transistor. Il est très mince (10^{-6} m) par rapport soit à l'émetteur ou au collecteur et est *très légèrement dopée*.

Collecteur : Sa fonction principale (comme l'indique son nom) est de collecter des porteurs de charges majoritaires *venant de l'émetteur et traversant la base*.

Dans la plupart des transistors, la région du collecteur est physiquement plus grande que la région de l'émetteur car elle doit dissiper beaucoup plus de puissance. En raison de cette différence, il n'y a aucune possibilité d'inverser le transistor, c'est-à-dire de faire de son collecteur l'émetteur et de son émetteur le collecteur.

4.3. Polarisation de transistor

Pour un bon fonctionnement d'un transistor, il est essentiel d'appliquer des tensions de polarité correcte aux bornes de leurs deux jonctions. Il est utile de se rappeler que pour un fonctionnement normal ;

- La jonction Base-Emetteur est toujours *polarisée en direct*.
- La jonction Base-Collecteur est toujours *polarisée en inverse*.

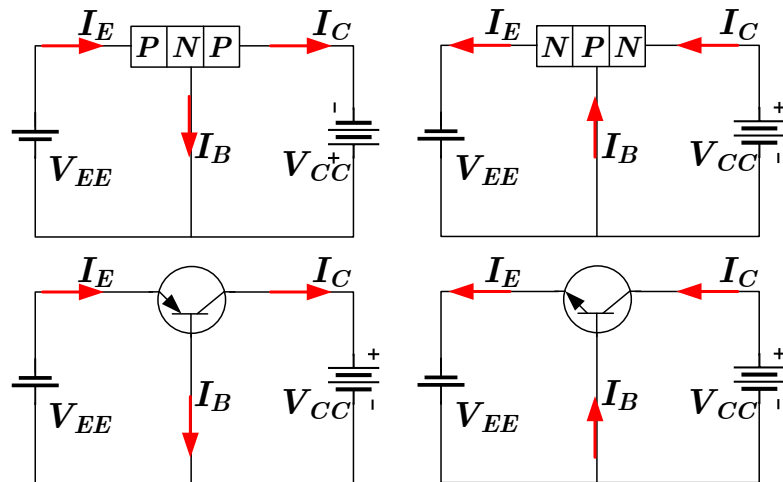


Figure 4.2

Remarques

1. Pour les circuits avec des transistors, on utilise une notation à double indice. Quand la tension est celle d'une source (V_{BB} et V_{CC}). Quand ils sont différents, la tension se trouve entre deux points (V_{BE} et V_{CE}).
2. Les indices uniques (V_B , V_C , V_E) servent pour les tensions entre un nœud et la masse.

Les caractéristiques importantes de cet arrangement de circuit sont **les caractéristiques d'entrée et les caractéristiques de sortie**.

4.4. Les Courants de transistor

Les trois courants qui circulent dans un transistor correctement polarisé sont I_E , I_B et I_C ; La figure 4.3 montre les directions d'écoulement ainsi que les amplitudes relatives de ces courants pour un transistor PNP connecté en mode base commune.

4.4.1. Relations entre les courants

Appliquée au transistor, la loi de Kirchhoff donne la relation fondamentale :

$$I_E = I_C + I_B$$

Cela signifie qu'une petite partie (environ 1--2%) du courant d'émetteur va pour alimenter le courant de base et la partie principale restante (98-99%) va pour alimenter le courant de collecteur.

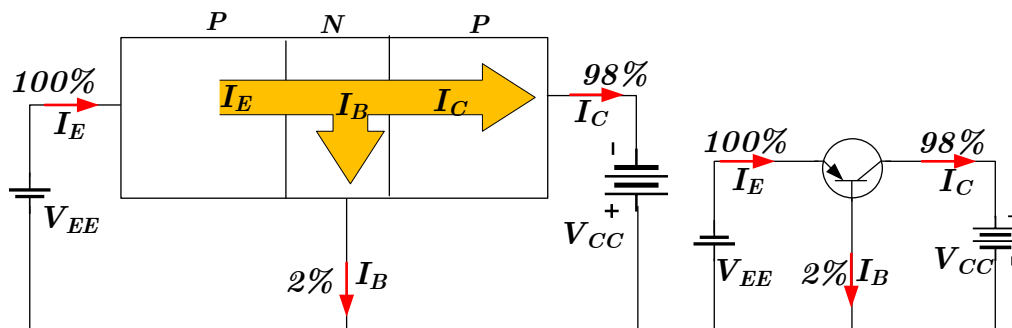


Figure 4.3

4.4.2. Alpha

L'alpha statique (symbolise par α_{DC}) est le courant collecteur DC divisé par le courant émetteur DC :

$$\alpha_{DC} = \frac{I_C}{I_E}$$

Le α d'un transistor est une mesure de la qualité d'un transistor ; Plus la valeur de α est grande et meilleur, le transistor dans le sens où le courant de collecteur est plus proche du courant d'émetteur. Sa valeur varie de 0,95 à 0,999.

4.4.3. Bêta

Le beta statique (symbolise par β_{DC}) d'un transistor est le rapport entre le courant collecteur DC et le courant base DC :

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B}$$

Le beta DC est aussi connu sous le nom de **gain en courant** car un faible courant base donne un grand courant collecteur.

4.4.4. Relation entre α et β

$$\alpha_{DC} = \frac{I_C}{I_E} \quad \text{et} \quad \beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{donc} \quad \frac{\beta_{DC}}{\alpha_{DC}} = \frac{I_C}{I_B}$$

Exemple 4.1

Un transistor a un courant collecteur égal a 10 mA et un courant base égal à 40 μA . Quel est le gain en courant du transistor ?

Réponse : La division du courant collecteur par le courant base donne :

$$\beta_{DC} = \frac{10mA}{40\mu A} = 250$$

Exemple 4.2

Un transistor a un gain en courant égal à 175. Si le courant base vaut 0,1mA, quel est son courant collecteur ?

Réponse : La multiplication du courant base par le gain en courant donne :

$$I_C = \beta_{DC} I_B = 175(0.1mA) = 17.5mA$$

4.5. Schéma équivalent simplifié de transistor

En effet, en régime dynamique le transistor est un quadripôle. Les paramètres H caractérisent ce dernier.

La figure 4.4 présente le schéma de circuit de transistor à : metteur-commun et du modèle hybride équivalent. D'après la figure, nous voyons que :

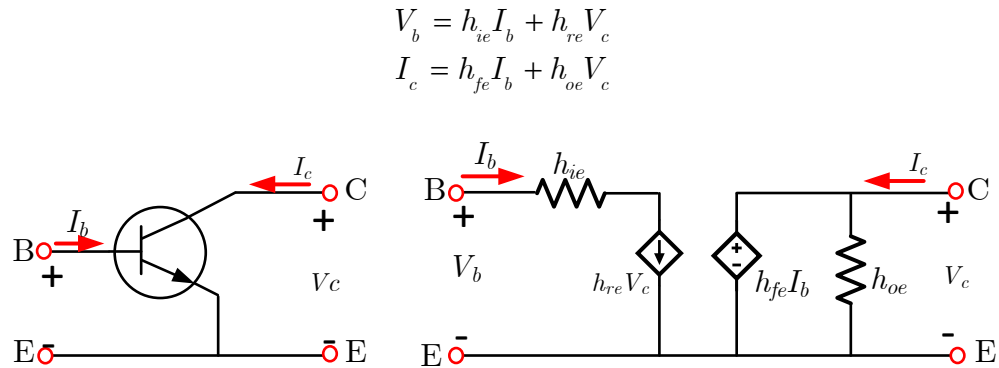


Figure 4.4

Considérons le circuit à transistor connecté à une source de courant alternatif et à une charge comme sur la figure 4.5.

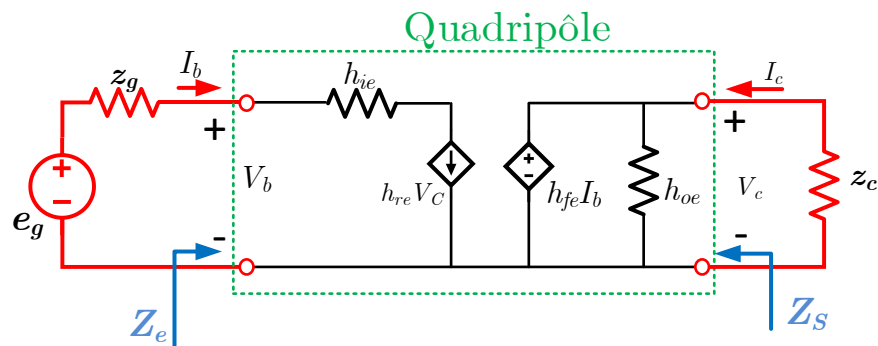


Figure 4.5

→ Le gain en courant

D'après la figure 4.5, nous pouvons écrire cela, $V_c = -z_c I_c$ et en substituant ceci dans le modèle hybride équivalent, nous obtenons :

$$I_c = h_{fe} I_b - h_{oe} z_c I_c$$

A partir de là, nous obtenons le **gain en courant**

$$A_i = \frac{I_c}{I_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} z_c}$$

→ **le gain en tension**

A partir de la formule de gain de courant, nous obtenons : $I_b = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} z_c} I_c$; en substituant ceci dans le modèle hybride équivalent, nous obtenons :

$$I_c = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} z_c} I_b = h_{fe} I_b + h_{oe} V_c$$

Alors,

$$I_b = \frac{h_{oe} V_c h_{fe}}{\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} z_c} - h_{fe}}$$

A partir de la matrice hybride nous obtenons **le gain en tension** :

$$A_v = \frac{V_c}{V_b} = \frac{-z_c h_{fe}}{h_{ie} + (h_{ie} h_{oe} - h_{re} h_{fe}) z_c}$$

→ **Impédance d'entrée**

La matrice hybride permet d'écrire :

$$V_b = h_{ie} I_b - h_{re} z_c I_c$$

$$\frac{V_b}{I_b} = h_{ie} - h_{re} z_c \frac{I_c}{I_b}$$

Remplacer le gain de courant dans l'équation précédente ; donne l'impédance d'entrée comme :

$$Z_e = \frac{V_b}{I_b} = h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe} z_c}{1 + h_{oe} z_c}$$

L'impédance de sortie Z_s est la même que l'équivalent Thévenin aux bornes de sortie.

4.6. Configurations des circuits de transistors

Il existe trois manières de connecter un transistor : en base commune (BC) (figure 4.6-a), en émetteur commun (EC) (figure 4.6-b), et en collecteur commun (CC) (figure 4.6-c).

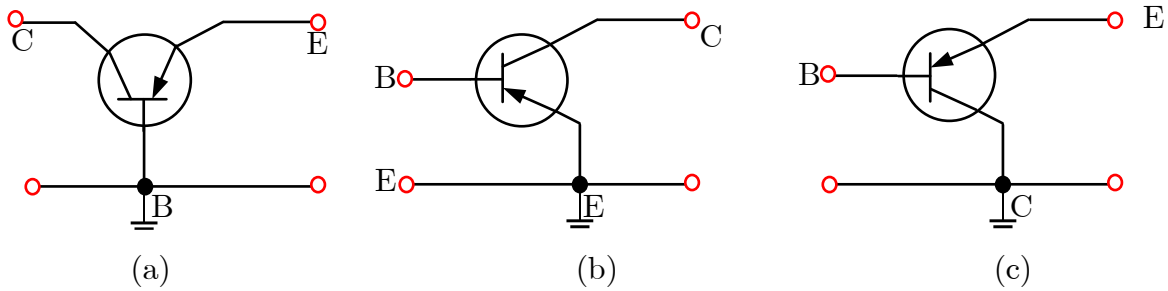


Figure 4.6

4.6.1. La configuration base commune (BC)

Dans cette configuration, le courant d'émetteur I_E est le courant d'entrée et le courant de collecteur I_C est le courant de sortie (figure 4.5).

$$I_C = \beta I_B \text{ et } I_C = \alpha I_E \text{ Donc, } I_B = I_C - I_E = (1 - \alpha) I_E$$

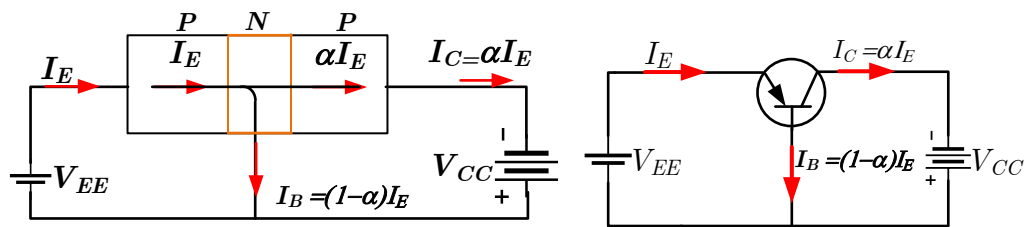


Figure 4.7

Formules de la configuration BC

Pour trouver les différentes valeurs des courant et des tensions en utilisons le circuit dans la figure 4.8.

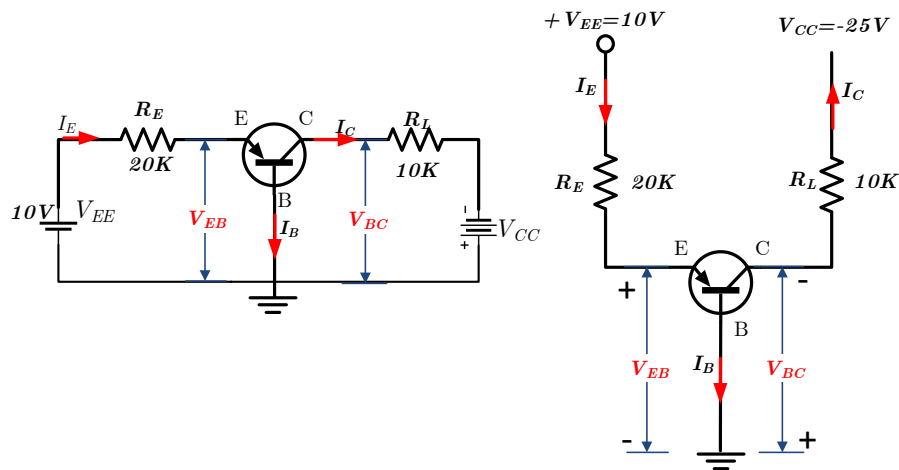


Figure 4.8

En appliquant la loi de Kirchhoff de tension et en partant du point B (ou de la masse) vers le haut, on obtient

$$\text{a) } -V_{EB} - I_E R_E + V_{EE} = 0 \quad \text{Où} \quad I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E}$$

Où $V_{EB}=0.3\text{V}$ (pour Ge) et $V_{EB}=0.7\text{V}$ (pour Si) .

Généralement, $V_{EE} \gg V_{EB}$, on peut simplifier ce qui précède en $I_E = \frac{V_{EE}}{R_E}$;

$$\text{b) } V_{CB} = V_{CC} - I_C \cong V_{CC} - I_E R_L \quad (\because I_C = \alpha I_E \cong I_E)$$

Exemple 4.3 : Dans le circuit de la figure 4.9 (a) quelle valeur de R_L produite par $V_{CB} = 5 \text{ V}$?

Solution

La maille d'entrée,

$$I_E \cong V_{EE} / R_E = 10\text{V} / 10\text{K}\Omega = 1\text{mA}$$

$$I_C = \alpha I_E \cong I_E = 1\text{mA}$$

La maille de sortie,

$$V_{CC} = I_C R_L + V_{CB}$$

$$\Rightarrow R_L = \frac{V_{CC} - V_{CB}}{I_C} = \frac{20 - 5}{1\text{mA}} = 15\text{K}\Omega$$

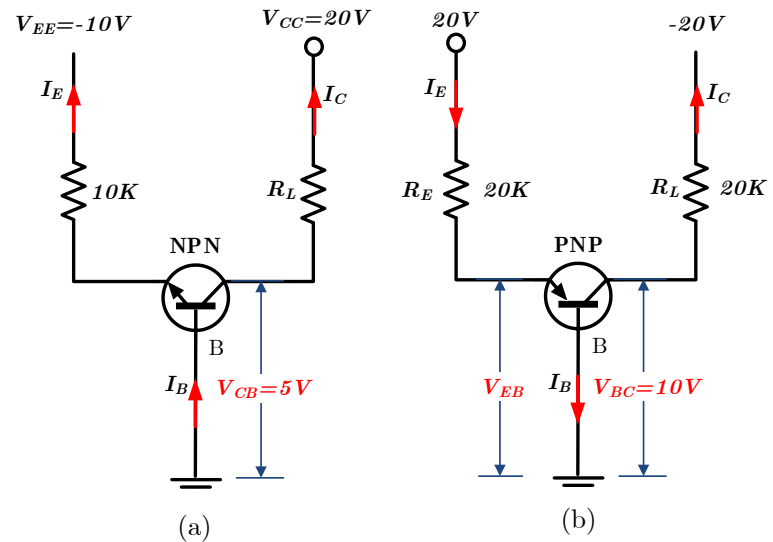


Figure 4.9

Exemple 4.4 : Dans le circuit de la figure

4.9 (b) quelle valeur de R_E produite par $V_{BC} = 10 \text{ V}$?

Solution

La maille de sortie,

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BC}}{R_L} = \frac{20 - 10}{20\text{K}} = 0.5\text{mA}$$

maintenant, $I_E = I_C / \alpha \cong I_C = 0.5\text{mA}$

La maille d'entrée,

$$\text{Puisque, } V_{EE} \gg V_{BE} \text{ alors : } I_E R_E = V_{EE} \Rightarrow R_E = V_{EE} / I_E = 20 / 0.5\text{mA} = 40\text{K}\Omega$$

4.6.2. La configuration EC

Ici, le signal d'entrée est appliqué entre la base et l'émetteur et le signal de sortie entre le collecteur et de l'émetteur. Comme le montre la figure 4.10, I_B est le courant d'entrée et I_C est le courant de sortie.

$$I_C = \beta I_B \text{ et } I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B = (1 + \beta) I_B$$

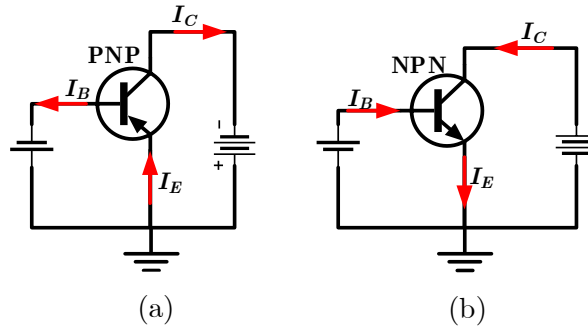


Figure 4.11

Formules de la configuration EC

Considérons le circuit EC de la figure 4.11.

En prenant le circuit base-émetteur, on a

$$\begin{aligned} \therefore I_B &= \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{V_{BB}}{R_B} \\ \therefore V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_L \end{aligned}$$

Exemple 4.5

Pour le circuit de la figure 4.11, trouver (i) I_B (ii) I_C (iii) I_E et (iv) V_{CE} négligé V_{BE} .

Solution

- (i) $I_B \cong \frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{10}{1M} = 10\mu A$
- (ii) $I_C = \beta I_B = 100 \times 10\mu A = 1mA$
- (iii) $I_E = I_B + I_C = 1mA + 10\mu A = 1.01mA$
- (iv) $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 15 - 1 \times 10 = 5V$

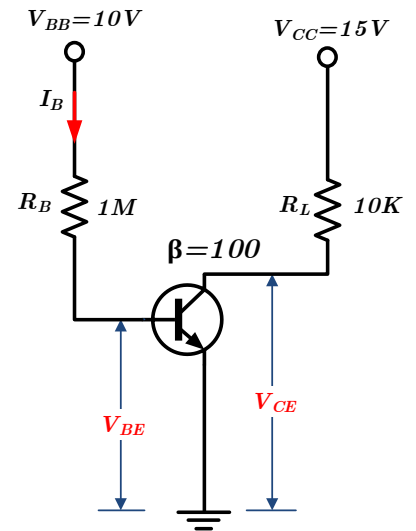


Figure 4.10

Exemple 4.6

Dans le circuit de la figure 4.12, trouvez :

- (i) I_E (ii) I_B (iii) I_C et (iv) V_{CE} négligé V_{BE} .

Solution

$$(i) \quad I_E = \frac{-V_{EE}}{R_E + R_B / (1 + \beta)} = \frac{30}{30 + 20/100} \cong 1mA$$

$$(ii) \quad I_B \cong I_E / \beta = 1/100 = 0.01mA$$

$$(iii) \quad I_C = I_E - I_B = 1 - 0.01 = 0.99mA$$

$$(iv) \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 30 - 0.99 \times 10 = 20.1V$$

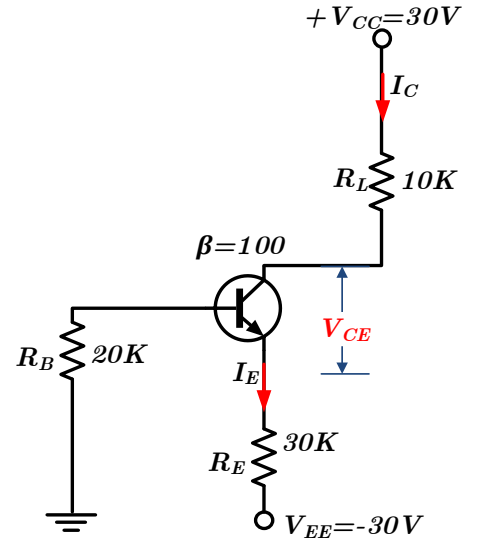


Figure 4.12

4.6.3. La configuration CC

Dans ce cas, le signal d'entrée est appliqué entre la base et le collecteur, et le signal de sortie est prélevé entre émetteur-collecteur. Ici parlant conventionnellement, I_B est le courant d'entrée et I_E est le courant de sortie, comme indiqué sur la figure 4.13.

$$I_C = \beta I_B \quad \text{et} \quad I_C = \alpha I_E \quad \text{donc} \quad I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B = (1 + \beta) I_B$$

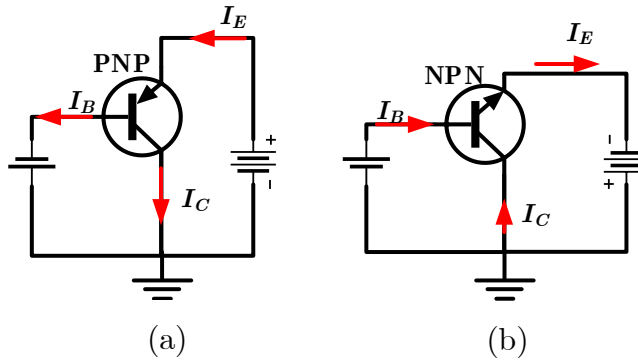


Figure 4.13

Formules de la configuration CC

Le circuit CC avec les sources de polarisation de tension sont illustrées à la figure. 4.14 (a).

Une autre façon de représenter le même circuit est illustrée à la figure 4.14 (b), où une seule batterie a été utilisée. Il est important de noter que la résistance de charge n'est pas dans le fil collecteur, mais dans le fil émetteur, comme indiqué sur la figure.

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B / \beta} ;$$

$$V_{CC} = V_{CE} + I_E R_E ;$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E (1 + \beta)} ; I_C = \beta I_B.$$

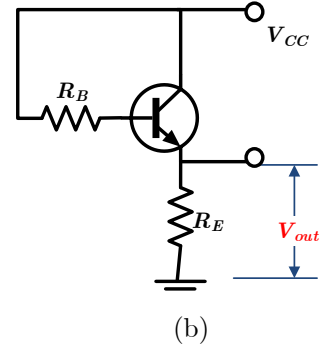
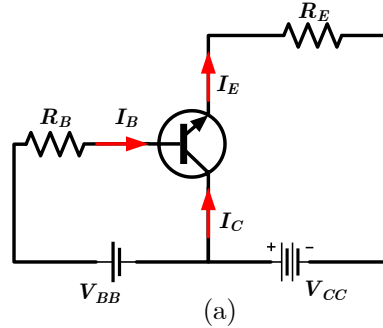


Figure 4.14

$$I_E = (1 + \beta) I_B$$

Exemple 4.7

Dans le circuit de la figure. 4.15, trouvez :

(a) I_B ; (b) I_E ; (c) V_{CE} ; (d) V_E et (e) V_B .

Prend $\beta=49$ et $V_{BE}=0.7$ Volt.

Solution

a) $V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E, \quad I_E = (1 + \beta) I_B$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{9 - 0.7}{100K + 51 \times 2K} = 41.5 \mu A$$

b) $I_E = (1 + \beta) I_B = 51 \times 41 \mu A = 2.075 mA.$

c) $V_{CE} = V_{CC} - I_E R_E = 9 - 2.075 \times 2 = 5.85V$

d) $V_E = I_E R_E = 2.075 \times 2 = 4.15V.$

e) $V_B = V_{BE} + I_E R_E = 0.7 + 2.075 \times 2 = 4.85V.$

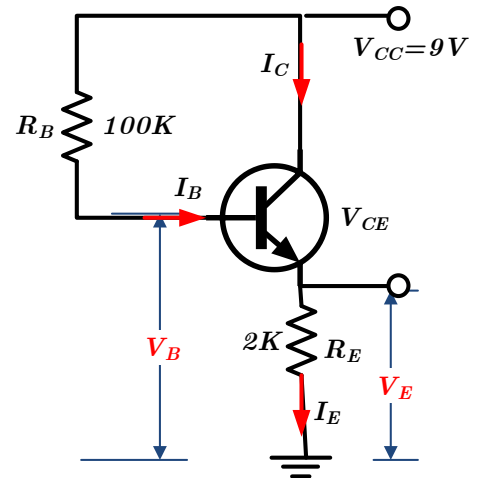


Figure 4.15

4.7. Caractéristiques statiques de transistor (le cas de montage EC)

Dans cette partie, nous nous préoccupons uniquement du montage EC, le plus largement utilisé.

Les caractéristiques statiques d'un transistor NPN connecté en configuration EC peuvent être

déterminées à l'aide du schéma de circuit illustré à la figure. 4.16.

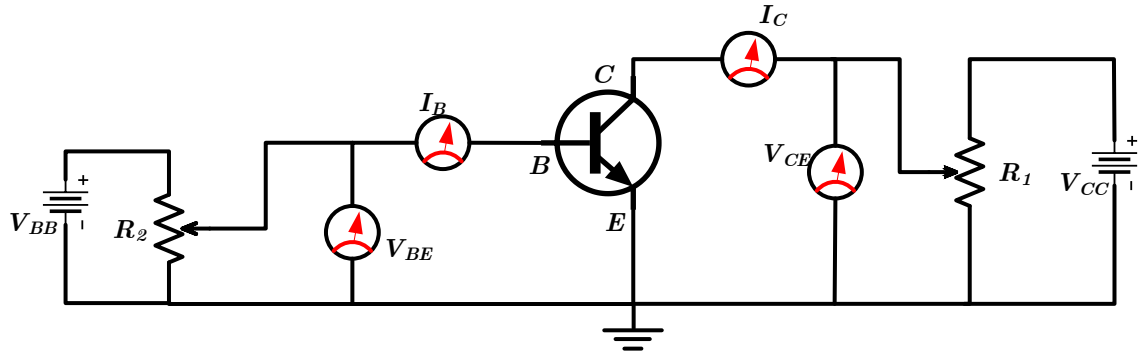


Figure 4.16

4.7.1. Caractéristique d'entrée $I_B(V_{BE})$

C'est la courbe entre le courant de base I_B et la tension base-émetteur V_{BE} avec la tension collecteur-émetteur V_{CE} constante.

En maintenant V_{CE} constant (disons à 10 V), notez le courant de base pour différentes valeurs de V_{BE} , puis tracez les données obtenues sur un graphique.

Les courbes obtenues ressemblent à la caractéristique directe d'une diode ordinaire, comme le montre la figure 4.17.

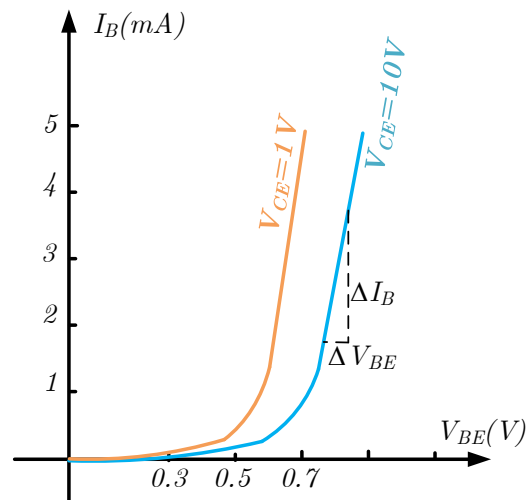


Figure 4.17

Cette caractéristique peut être utilisée pour trouver **la résistance d'entrée** du transistor. Sa valeur est donnée par l'inverse de sa pente.

$$R_{in} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} \quad \text{--- } V_{CE} \text{ constante}$$

4.7.2. Caractéristique de sortie $I_C(V_{CE})$

C'est la courbe entre le courant collecteur I_C et la tension collecteur-émetteur V_{CE} avec le courant de base I_B constant.

En gardant le courant de base I_B fixé (disons à $5\mu A$), notez le courant de collecteur pour diverses valeurs de V_{CE} . Puis tracez les lectures obtenues sur le graphique.

Cette caractéristique peut être utilisée pour trouver **la résistance de sortie** du transistor.

$$R_{out} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

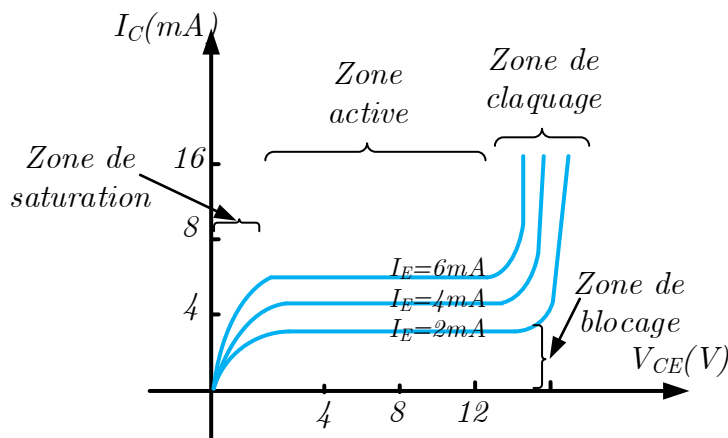


Figure 4.18

À partir des caractéristiques de la figure 4.18, on peut noter quelques points sur **les différentes régions de fonctionnement** du transistor à jonction bipolaire.

- ✓ **Zone de blocage** : Un transistor est bloqué lorsque la tension de polarisation **est réduite** à un point tel qu'elle ne permet pas le courant dans le transistor.
- ✓ **Zone de saturation** : Dans cette région, la jonction base-émetteur n'est pas suffisamment polarisée.
- ✓ **Zone active** : c'est la partie horizontale des courbes où *le courant collecteur est constant*. Dans ce cas, la jonction base-émetteur est polarisée en direct et la jonction base-collecteur est polarisée en inverse.

- ✓ **Zone de claquage** : Le transistor ne doit jamais fonctionner à cet endroit car il serait détruit.

4.7.3. Point de fonctionnement (point de repos) d'un montage à transistor

Considérons le montage en émetteur commun NPN représenté figure 4.19.

Pour déterminer le point de fonctionnement du montage, il suffit de tracer la droite de charge et la droite d'attaque dans les caractéristique tension-courant associées au transistor.

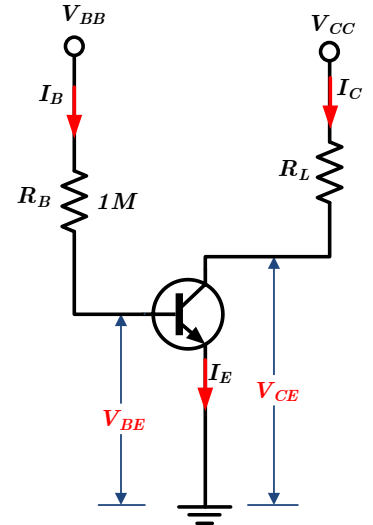


Figure 4.19

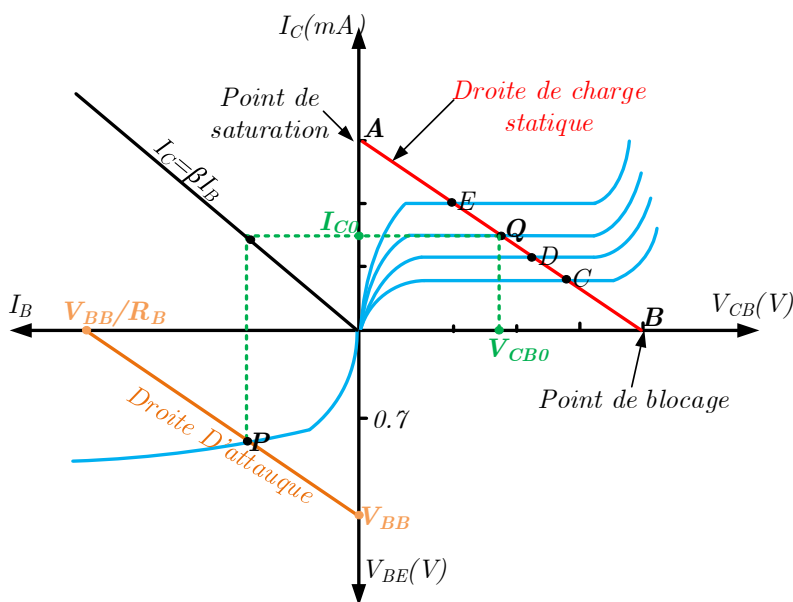


Figure 4.20

A. Droite de charge statique

Pour tracer la droite de charge d'un transistor, il suffit de connaître ses **points de blocage et de saturation**. La droite de charge est dessinée sur figure 4.20.

A partir du circuit de la figure 4.19, on peut écrire

$$\therefore V_{CC} = I_C R_L + V_{CE} \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L}$$

- ✓ Lorsque $I_C=0$, $V_{CE}=V_{CC}$ 'B' est le point de blocage.
- ✓ Lorsque $V_{CE}=0$, $I_C = V_{CC} / R_L$ 'A' est le point de saturation.

En reportant V_{CB0} et I_{C0} (la tension et le courant collecteur), nous obtenons le **point de fonctionnement (ou point de repos)** sur la droite de charge (figure 4.20); il est noté Q (point de repos).

B. Droite d'attaque statique

Applique la loi des mailles au circuit d'entrée de la figure 4.19 :

$$\therefore V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

✓ Lorsque $I_B=0$, $V_{BE}=V_{BB}$.

✓ Lorsque $V_{BE}=0$, $I_B = V_{BB}/R_B$.

Exemple 4.8 Pour le circuit EC illustré à la figure. 4.21, dessinez la droite de charge statique et identifie le point de fonctionnement de ce montage.

Supposer : $\beta=100$ et négliger V_{BE}

Solution :

→ Le point de blocage 'B' trouve pour, $I_C=0$ et $V_{CE}=V_{CC}=30V$.

→ Le point de saturation 'A' est donné où $V_{CE}=0$ et $I_{C,sat}=30V/5K=6mA$.

Sur la figure 4.22, la droite (AB) représente la droite de charge

En trouvons le point de fonctionnement à partir des valeurs des résistances et de tension d'alimentation données.

$$I_B = \frac{30}{1.5M} = 20\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 20 = 2000\mu A = 2mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L = 30 - 2 \times 5 = 20V$$

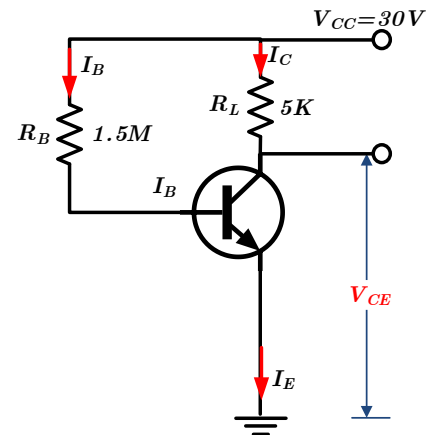


Figure 4.21

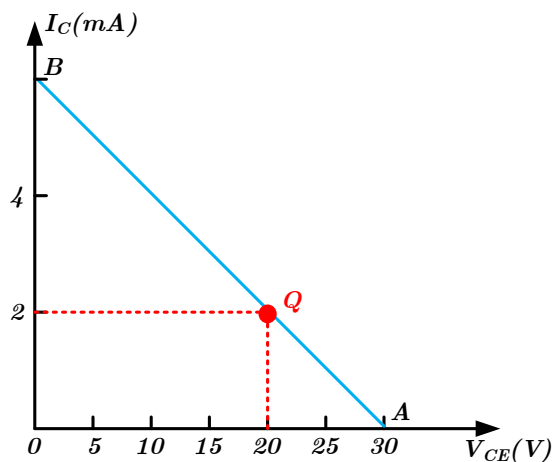


Figure 4.22

Par conséquent, le point 'Q' est (20V ;2mA).

4.8. Fonctionnement du transistor

Le transistor bipolaire peut être utilisé à la fois en tant qu'*amplificateur* et en tant qu'*interrupteur (commutateur)* en fonction de son mode de fonctionnement.

4.8.1. Transistor en mode Amplification

Le transistor bipolaire est souvent utilisé en tant qu'amplificateur dans les circuits électroniques. Il peut amplifier de petits signaux électriques en amplifiant le courant ou la tension appliquée à sa base. Le transistor NPN est souvent utilisé pour amplifier les signaux positifs, tandis que le transistor PNP est utilisé pour amplifier les signaux négatifs.

A. Amplificateurs à un étage (montages à émetteur commun)

Il est important de noter qu'un transistor ne peut fonctionner comme un amplificateur fidèle que s'il est associé à des circuits. La Figure 4.23 montre un amplificateur pratique à transistor à un seul étage. Les différents éléments du circuit et leurs fonctions sont décrits ci-dessous

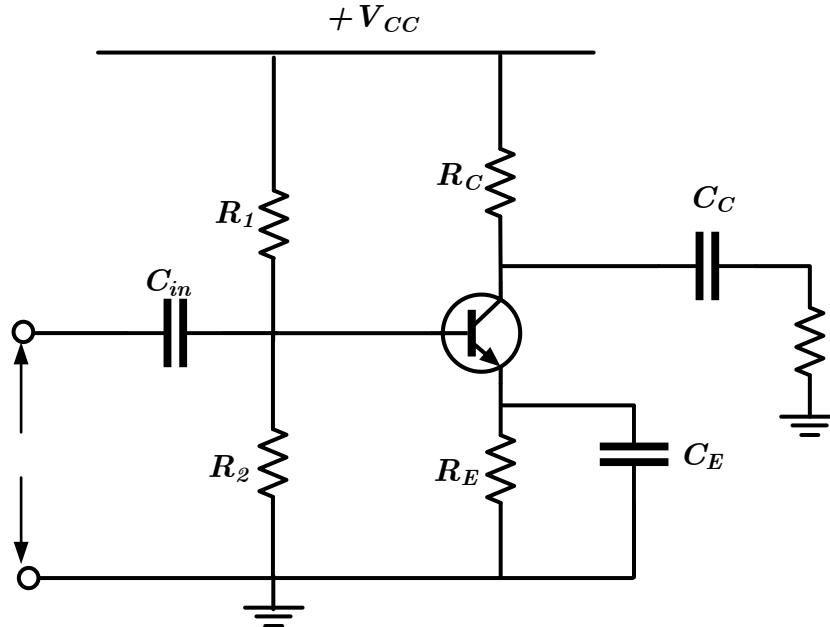


Figure 4.23

A.1 Les condensateurs des liaisons C_{in} et C_c

→ Ces condensateurs bloquent la composante continue (DC) et transmettent la composante alternative (AC) de la tension. Lorsque la fréquence est suffisamment élevée, la réactance des condensateurs devient négligeable par rapport à la résistance.

→ Dans le cas C_{in} , La quasi-totalité du signal de la source se retrouve sur la résistance R_2 . Son rôle est important : il permet d'appliquer le signal AC de la source à l'amplificateur sans perturber le point de fonctionnement statique (point Q).

Et dans le cas C_c , est joué le même rôle de C_{in} lorsque cet étage a couplé un autre étage d'amplification.

→ Dans le cas (C_c), joue le même rôle que le condensateur d'entrée (C_{in}) lorsque cet étage est couplé à un autre étage d'amplification.

A.2 Le condensateur de découplage C_e

Le condensateur de découplage, tout comme le condensateur de liaison, bloque le signal continu et court-circuite le signal alternatif. Cependant, il n'est pas employé pour transmettre un signal entre deux points, mais pour créer *une masse en alternatif* (masse AC).

A.3 Le circuit équivalent en DC

Dans le circuit équivalent DC d'un amplificateur à transistor, seul le courant continu est pris en considération, par conséquent, tous les condensateurs peuvent être remplacés **par des circuits ouverts**. Pour dessiner le circuit équivalent DC, les deux étapes suivantes sont appliquées :

- Mettez toutes les sources AC à zéro.
- Ouvrez tous les condensateurs.

En appliquant ces deux étapes au circuit illustré à la figure 4.23, nous obtenons le circuit équivalent DC illustré à la figure 4.24

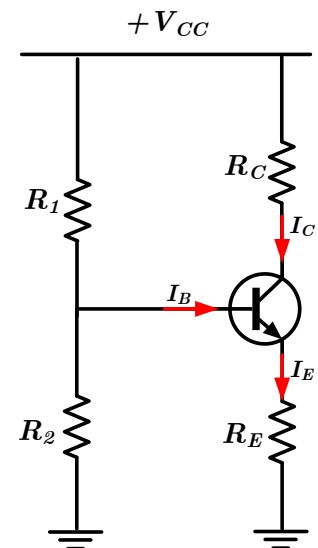


Figure 4.24

A.4 Circuit équivalent en AC

Dans le circuit équivalent AC de l'amplificateur à transistor, seules les conditions AC sont prises en considération. Bien entendu, la source DC n'est pas importante pour un tel circuit et peut être considérée comme nulle. Les condensateurs sont généralement utilisés pour coupler

ou découpler le signal AC (court-circuiter le signal alternatif). Pour dessiner le circuit équivalent en AC, les deux étapes suivantes sont appliquées au circuit à transistor :

- Réduisez toutes les sources DC à zéro ($V_{CC}=0$).
- Court-circuitez tous les condensateurs.

En appliquant ces deux étapes au circuit illustré à la figure 4.23, nous obtenons le circuit équivalent DC illustré à la Fig. 4.25

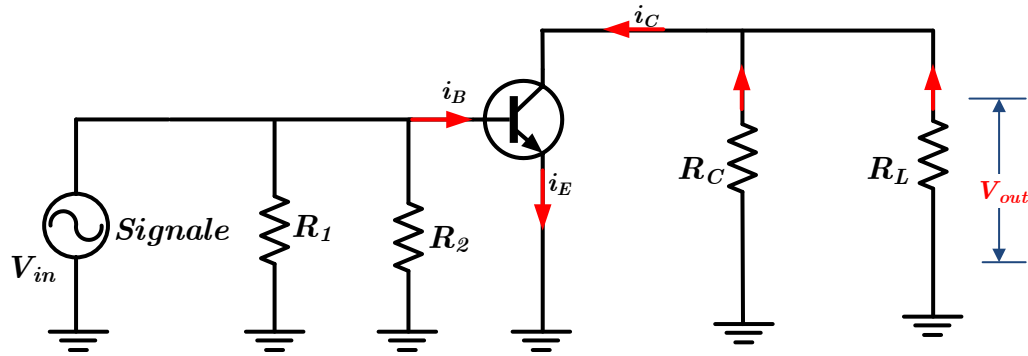


Figure 4.25

Gain en tension

La fonction de base d'un amplificateur est d'augmenter la puissance d'un signal de l'entrée alternatif. Le gain de tension de l'amplificateur est le rapport de la tension de sortie alternative à la tension du signal d'entrée alternative.

✓ La tension de sortie, $V_{out} = i_c R_{AC}$. Où $R_{AC} = R_C \parallel R_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$.

✓ La tension de l'entrée, $V_{in} = i_b R_{in}$. Où $R_{in} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E}$.

✓ Le gain en tension, $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{i_c R_{AC}}{i_b R_{in}} = \beta \times \frac{R_{AC}}{R_{in}}$

A.5 Les Droites de charge d'amplificateurs à un étage

La caractéristique de sortie d'un amplificateur est déterminée expérimentalement et indique la relation entre V_{CE} et I_C . Cependant, les mêmes informations peuvent être obtenues de manière beaucoup plus simple en représentant graphiquement la relation mathématique entre V_{CE} et I_C .

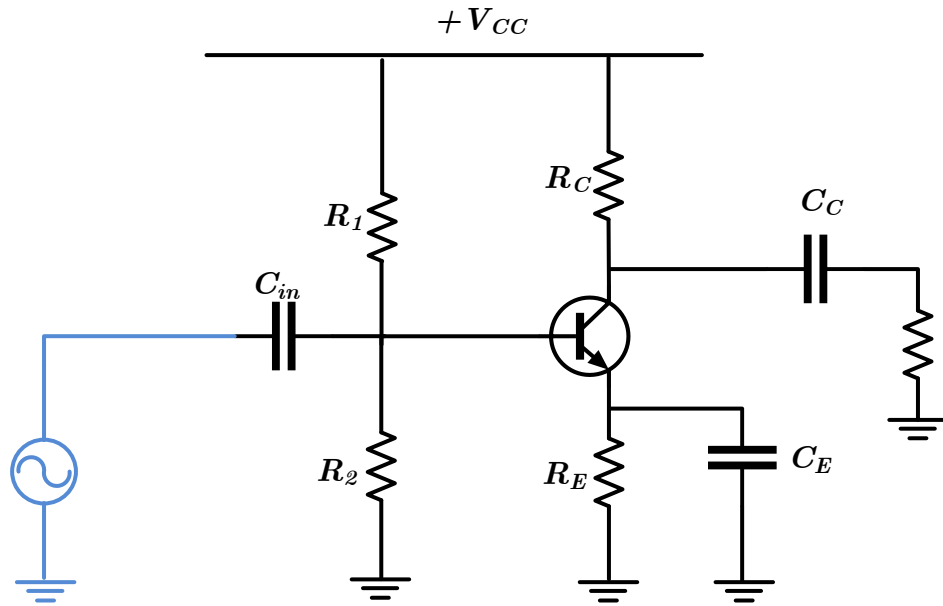


Figure 4.26

La droite de charge DC

Représente la caractéristique de sortie d'un amplificateur à transistor, fournissant les valeurs correspondantes de V_{CE} et I_C de son circuit équivalent DC.

Le circuit équivalent DC de l'amplificateur à un étage illustré sur la figure 4.27 (a) est établi par le circuit présenté sur la figure 4.26.

En appliquant la loi de Kirchhoff de tension à ce circuit :

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

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad \therefore \text{où } (I_E \approx I_C)$$

Pour tracer la droite de charge DC, il faut déterminer les deux points suivants :

- ✓ Lorsque $I_C=0$, $V_{CE}=V_{CC}$.
- ✓ Lorsque $V_{CE}=0$, $I_C = V_{CC}/(R_C + R_E)$.

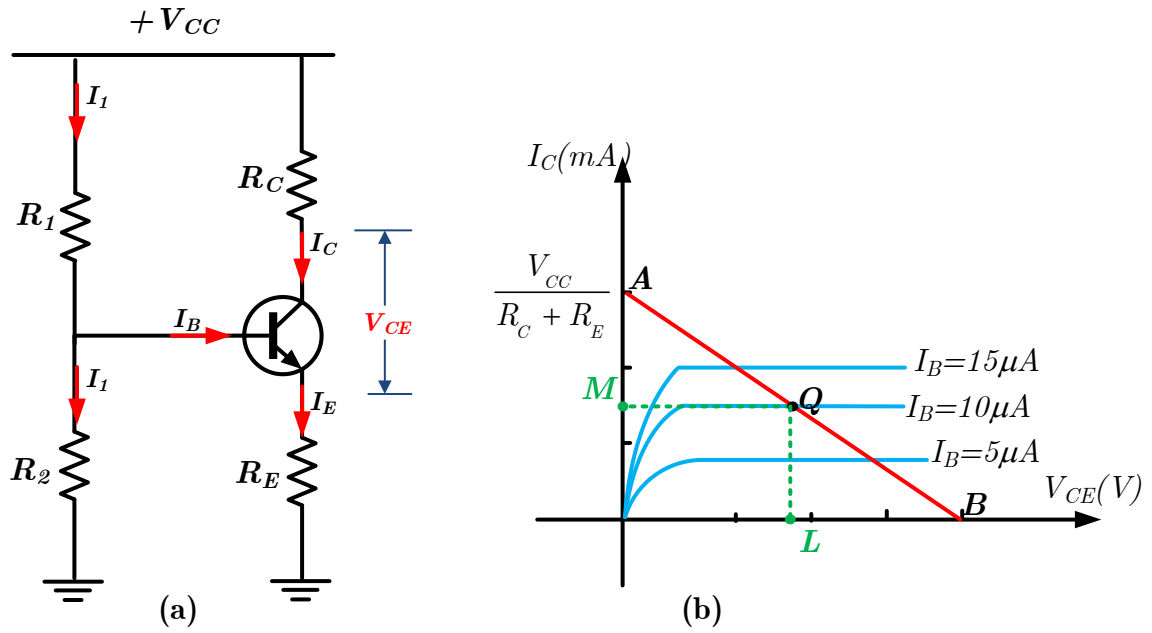


Figure 4.27

La droite de charge AC

Représente la caractéristique de sortie de l'amplificateur à transistor, fournissant les valeurs de V_{CE} et I_C lorsque qu'un signal est appliqué à l'entrée.

En revenant à l'amplificateur à transistor illustré à la figure 4.26, son circuit équivalent en AC à la sortie est indiqué à la figure 4.28 (a).

Pour tracer la droite de charge AC, il faut déterminer les deux points suivants :

- ✓ Tension collecteur-émetteur maximal : $V_{CE,max} = V_{CE} + I_C R_{AC}$. Le point « C » de la droite de charge AC (figure 4.28(b)).
- ✓ Courant de collecteur maximal : $I_{C,max} = I_C + \frac{V_{CE}}{R_{AC}}$.

Où R_{AC} est la charge de circuit équivalent en AC; $R_{AC} = R_C \parallel R_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$

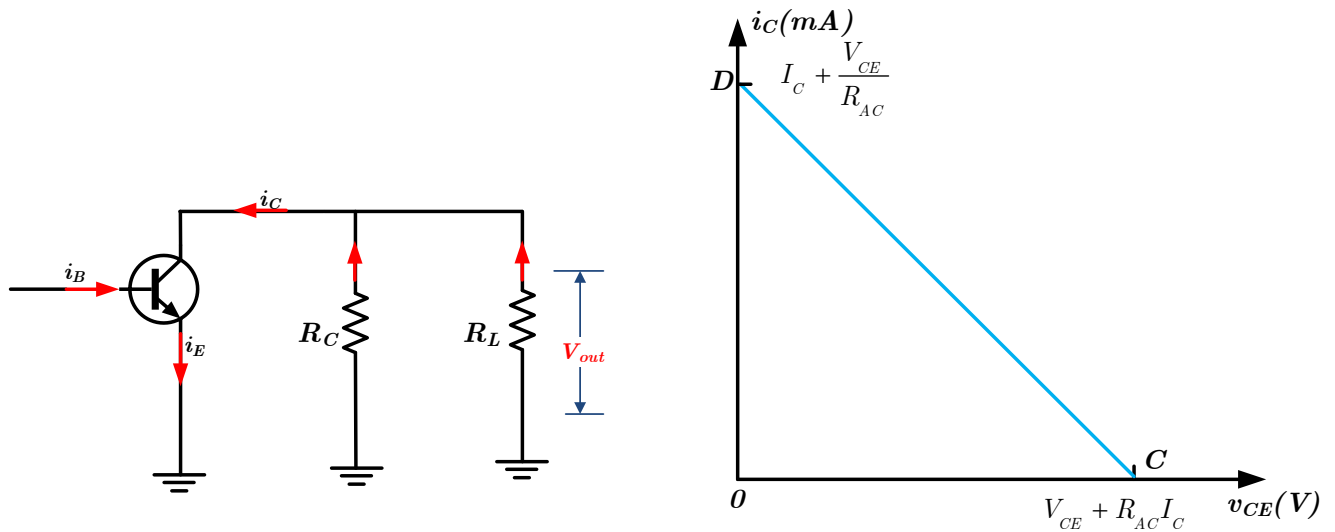


Figure 4.28

Exemple 4.9

Pour le circuit amplificateur à transistor illustré à la **Fig 4.27**, $R_1 = 10\text{K}\Omega$, $R_2 = 5\text{K}\Omega$, $R_C = 1\text{K}\Omega$, $R_E = 2\text{K}\Omega$ et $R_L = 1\text{K}\Omega$. Supposer $V_{BE} = 0.7\text{V}$.

- Tracer la Droite de charge DC.
- Déterminer le point de fonctionnement.
- Tracer la Droite de charge AC.

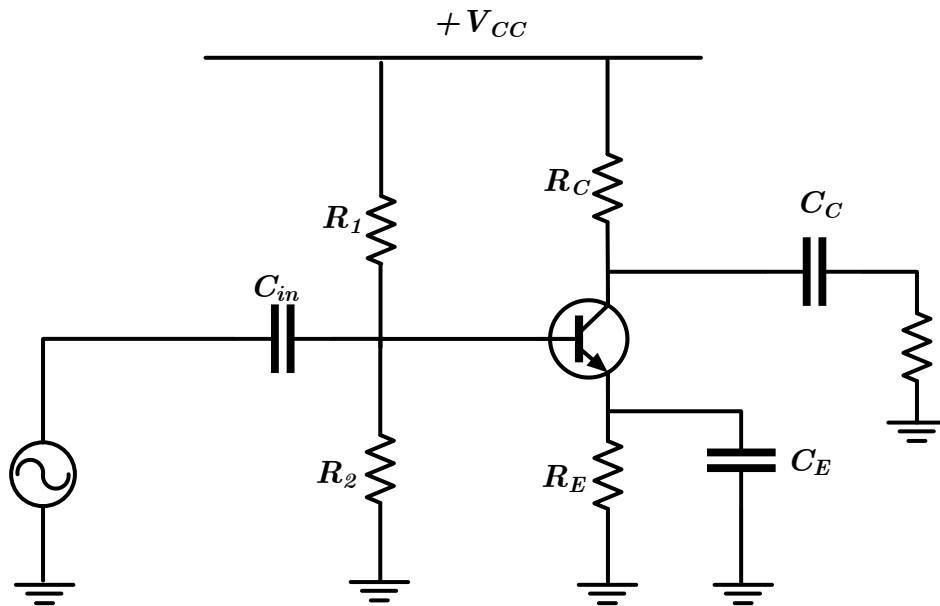


Figure 4.29

Solution

- a. Pour tracer la droite de charge DC, nous avons besoin de deux points d'extrémité, à savoir les deux points maximum V_{CE} et I_C (voire la section 4.7.5.1).

→ Lorsque $I_C=0$, maximum $V_{CE}=V_{CC}=15V$.

→ Lorsque $V_{CE}=0$, maximum

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{15V}{(1+2)k\Omega} = 5mA$$

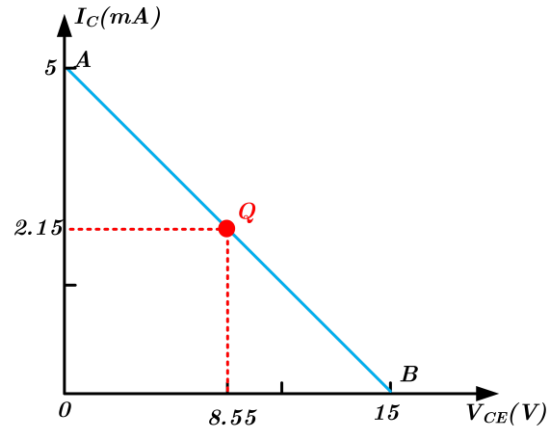


Figure 4.30

La figure 27 montre la droite de charge AB .

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

** le courant I_C

A partir de circuit équivalent DC de l'amplificateur ; La tension aux bornes de R_2 est :

$$V_2 = \frac{5}{5+10} \cdot 15 = 5V$$

$$\text{Maintenant, } V_2 = V_{BE} + R_E I_E \Rightarrow I_E = \frac{V_2 - V_{BE}}{R_E} = \frac{5 - 0.7}{2K} = 2.15mA.$$

$$I_C = I_E = 2mA.$$

** la tension V_{CE}

La maille de sortie de circuit équivalent DC donne :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 15 - 2.5mA \times 3k\Omega = 8.55V.$$

Le point de fonctionnement est : $Q (8.55V, 2mA)$

- c. La droite de charge AC

Pour tracer la droite de charge AC, nous avons besoin deux point : la tension $V_{CE,max}$ et le courant $I_{C,max}$

$$\text{La charge en AC : } R_{AC} = R_C \parallel R_L = \frac{1 \times 1}{1+1} = 0.5k\Omega$$

→ La tension $V_{CE,max}$

$$V_{CE,max} = V_{CE} + I_C R_{AC} = 8.55 + 2.15mA \times 0.5k\Omega = 9.62V .$$

→ Le courant $I_{C,max}$

$$I_{C,max} = I_C + \frac{V_{CE}}{R_{AC}} = 2.15 + \frac{8.55V}{0.5k\Omega} = 19.25mA$$

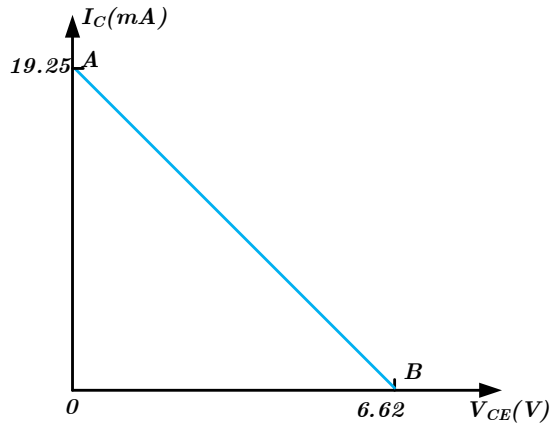


Figure 4.31

B. Amplificateurs à plusieurs étages

Dans un amplificateur à plusieurs étages, un certain nombre d'amplificateurs à un seul étage sont connectés en cascade, ce qui signifie que la sortie du premier étage est relié à l'entrée du deuxième étage via un dispositif de couplage approprié. Le but du dispositif de couplage (par exemple un condensateur, un transformateur, etc.) est le suivant :

- (i) pour transférer la sortie AC d'un étage à l'entrée de l'étage suivant ;
- (ii) pour isoler les conditions DC d'un étage de l'étage suivant.

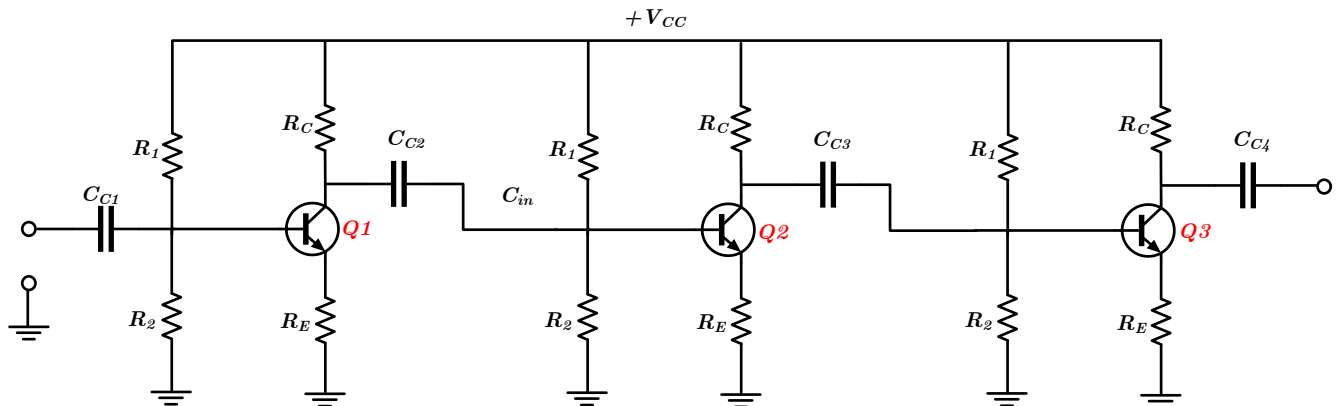


Figure 4.32

La figure (4.32) montre le circuit d'un amplificateur à 3 étages. Chaque étage est constitué d'un transistor et des circuits associés, et il est couplé à l'étage suivant via un dispositif de couplage.

B.1 Termes importants

Dans l'étude des amplificateurs à plusieurs étages, nous rencontrerons fréquemment les termes **gain, réponse en fréquence et gain en décibels**. Ces termes sont discutés ci-dessous :

→ Gain

Le rapport entre la grandeur électrique de sortie et celle d'entrée de l'amplificateur.

Le gain d'un amplificateur à plusieurs étages est égal au produit des gains des étages individuels. Par exemple, si G_1 , G_2 et G_3 sont les gains de tension individuels d'un amplificateur à trois étages, alors le gain de tension total G est donné par la formule suivante :

$$G = G_1 \times G_2 \times G_3 .$$

→ Réponse en fréquence

Le gain en tension d'un amplificateur varie en fonction de la fréquence du signal. Ceci s'explique par le fait que la réactance des condensateurs du circuit change en fonction de la fréquence du signal, ce qui a un impact sur la tension de sortie. La courbe représentant la relation entre le gain de tension et la fréquence du signal d'un amplificateur est appelée la réponse en fréquence.

→ Gain en décibels

Bien que le gain d'un amplificateur puisse être exprimé sous forme d'un nombre, il est néanmoins d'une grande importance pratique de lui attribuer une unité. L'unité généralement utilisée est le « bel » ou le décibel (dB).

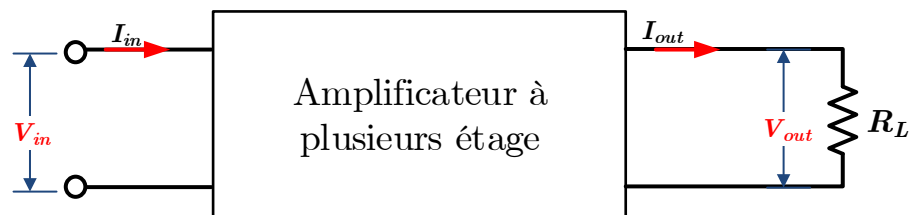


Figure 4.33

Le logarithme décimal (log en base 10) du gain de puissance est appelé **gain de puissance** bel, c'est-à-dire une mesure qui permet d'exprimer les variations de puissance sous une forme logarithmique, c'est-à-dire :

$$\text{gain en puissance} = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} \text{ bel}$$

∴ Si les deux puissances se développent dans la même résistance ou des résistances égales, alors :

$$P_1 = \frac{V_{in}^2}{R} = I_{in}^2 R$$

$$P_2 = \frac{V_{out}^2}{R} = I_{out}^2 R$$

$$\therefore \text{Gain de tension en dB} = 10 \log_{10} \frac{V_{out}^2 / R}{V_{in}^2 / R} = 20 \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$\therefore \text{Gain de courant en dB} = 10 \log_{10} \frac{I_{out}^2 R}{I_{in}^2 R} = 20 \log_{10} \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

4.8.2. Le transistor en commutation

Les interrupteurs électroniques sont devenus très populaires en raison de leur vitesse de fonctionnement élevée et de l'absence d'étincelles. Un transistor peut être utilisé comme interrupteur en le faisant passer de l'état de saturation à l'état bloqué (commutation), comme illustré dans la discussion ci-dessous :

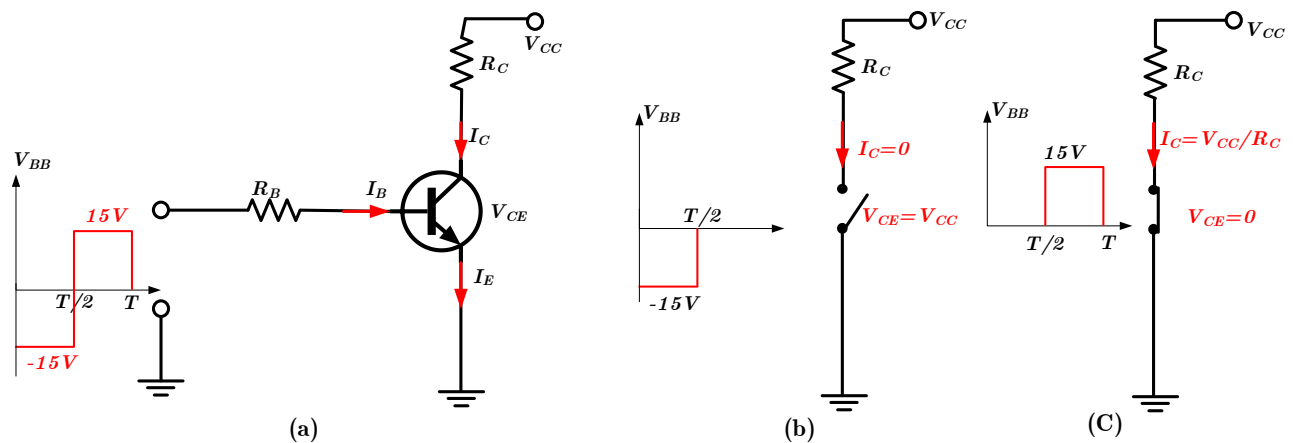


Figure 4.34

- Lorsque la tension d'entrée à la base est suffisamment négative, le transistor est bloqué, et aucun courant ne circule dans la charge du collecteur [voir Figure 4.34 (a)]. En conséquence, il n'y a pas de chute de tension aux bornes de R_C et la tension de sortie est idéalement V_{CC} , c'est-à-dire :

$$I_C = 0 \quad \text{et} \quad V_{CE} = V_{CC}$$

Cette condition est similaire à celle d'un interrupteur ouvert (c'est-à-dire état OFF), comme le montre la figure. 4.34 (b).

- Lorsque la tension de base d'entrée devient suffisamment positive pour saturer le transistor, alors $I_C(sat)$ circulera à travers R_C . Dans de telles conditions et la tension de sortie est idéalement nul, c'est-à-dire :

$$I_C = I_C(sat) = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad \text{et} \quad V_{CE} = 0$$

Cette condition est similaire à celle d'un interrupteur fermé (c'est-à-dire, état ON), comme le montre la figure 4.34 (c).

La discussion précédente conduit à la conclusion qu'un transistor peut agir comme un interrupteur dans des conditions appropriées. En d'autres termes, lorsque la tension de base d'entrée est suffisamment négative ou positive, le transistor peut être ***contrôlé, passant de l'état bloqué à l'état passante (saturation)***. Un transistor peut donc jouer le rôle d'un interrupteur. La Figure 4.35 montre l'action de commutation d'un transistor en termes de droite de charge. le point A de la droite de charge représente la condition ON (transistor passant) alors que le point B représente la condition OFF (transistor bloqué)

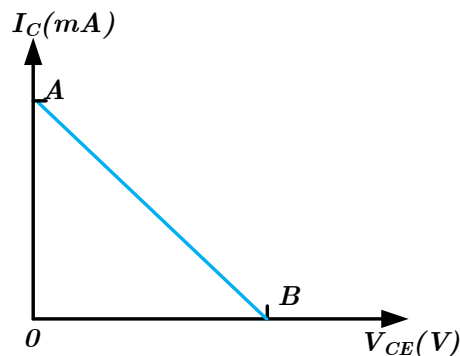


Figure 4.35

4.9 Transistor Darlington

Une paire de transistors similaires est connectée de telle manière que l'émetteur de l'un soit directement relié à la base de l'autre, comme illustré dans la figure 4.36.

Les Darlington sont montés dans un seul boîtier ne comportant que trois bornes : base, collecteur et émetteur, comme indiqué sur la figure 4.36.

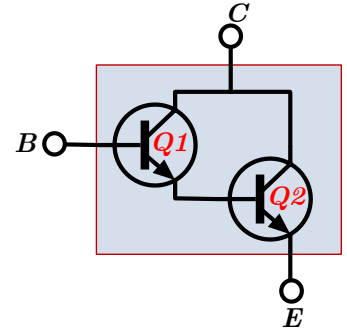


Figure 4.36

4.9.1 Caractéristiques principales

A. Gain en courant

On peut prouver que le gain de courant d'une paire Darlington est $(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) = (1 + \beta^2) \cong \beta^2$ si les transistors sont identiques (c-a-d $\beta_1 = \beta_2$).

Démonstration :

$$I_{B,2} = I_{E,1} = (1 + \beta_1)I_{B,1} \cong \beta_1 I_{B,1}$$

$$I_{E,2} \cong \beta_2 I_{B,2} = \beta_1 \beta_2 I_{B,1}$$

Cela signifie qu'une paire Darlington se comporte comme *un simple transistor* ayant un bêta de β^2 .

B. Impédance d'entrée

Dans la figure 4.34 ; l'impédance d'entrée vue depuis la base de Q2 est :

$$Z_{e2} = \beta_2 (r_{i2} + R_E) \cong \beta_2 R_E$$

L'impédance d'entrée vue de la base de Q1 est :

$$Z_{e1} = \beta_1 (r_{i1} + Z_{e2}) = \beta_1 (r_{i1} + \beta_2 R_E)$$

$$\beta_2 R_E \gg r_{i1}$$

$$\boxed{Z_{e1} = \beta_1 \beta_2 R_E}$$

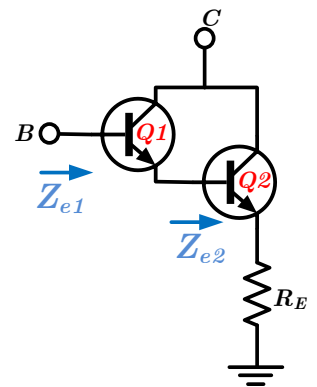


Figure 4.37

C. Gain en tension

En supposant que $r_{i1} = r_{i2} = r_i$, nous avons :

$$A_v \cong \frac{R_E}{r_i + R_E} = \frac{1}{1 + \frac{r_e}{R_E}} \cong 1$$

4.9.2 Les Avantages d'un pair Darlington

- Il peut être facilement formé à partir de deux transistors adjacents dans un circuit intégré ;
- Il utilise très peu de composants ;
- Il fournit une valeur de β (gain en courant) très élevée ;
- Faible courant de base.

5. LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Objectifs

- Comprendre les principes fondamentaux de fonctionnement des amplificateurs opérationnels (Ampli-op) ;
- Analyser les circuits amplificateurs ;
- L'analyse des rétroactions positives et négatives à base d'ampli-op pour stabilisés, contrôlés et utilisés pour diverses applications ;
- Comment configurer les circuits à base des ampli-op pour réaliser des opérations mathématiques ;
- Comprendre l'analyse des amplificateurs inverseurs, non-inverseurs, les amplificateurs différentiels, etc.

5. Les amplificateurs opérationnels

5.1 Introduction

L'amplificateur opérationnel (Ampli-op) est un composant actif le plus important dans les systèmes analogiques. Ils sont en grande majorité des composants de faible puissance, fonctionnant dans la gamme du watt ; généralement destinés à effectuer des opérations mathématiques. Les Ampli-op sont connus pour leur gain élevé, leur impédance d'entrée élevée, leur impédance de sortie faible et leur excellente linéarité.

5.2 Représentation symbolique

Dans tous les schémas électroniques on représente l'Amp-op par un symbole graphique :

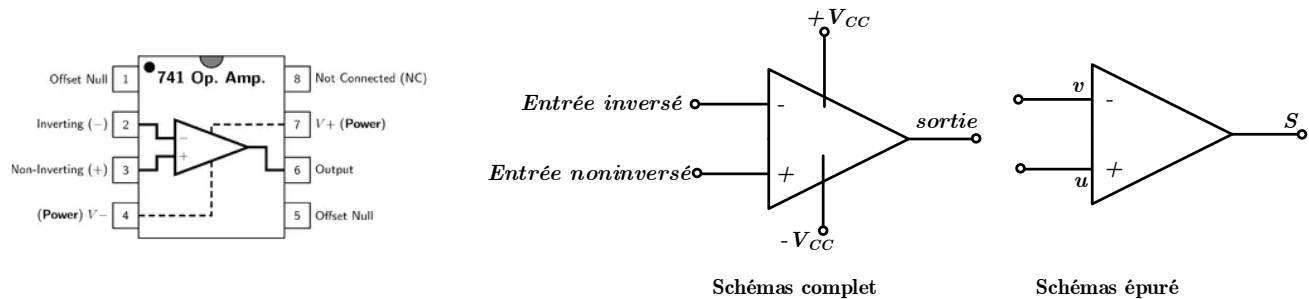


Figure 5.1 Symbole graphique de l'Ampli-Op

5.3 Conditions de bon fonctionnement

Un Ampli-Op est un circuit actif qui doit donc être alimenté par des sources de tensions extérieures. Généralement, le fonctionnement normal est obtenu pour :

- ✓ Alimentation symétrique ($+V_{CC}$ et $-V_{CC}$).

Et en respectant :

$$\begin{aligned} -V_{CC} < u < +V_{CC} \\ -V_{CC} < v < +V_{CC} \end{aligned}$$

Et dans ces conditions, on aura toujours :

$$-V_{CC} < V_s < +V_{CC}$$

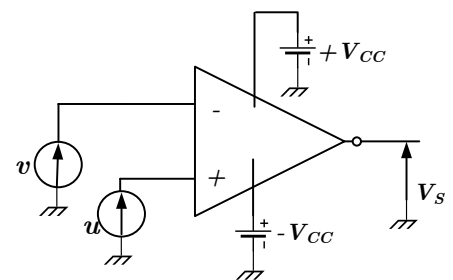


Figure 5.2 Alimentation de l'Ampli-Op

5.4 Modèle équivalent de l'Ampli-Op

La structure d'un ampli-op est illustrée dans la figure ci-dessous. La partie de sortie est constituée d'une source de tension contrôlable en série avec une impédance de sortie Z_o .

L'impédance d'entrée Z_i est l'impédance équivalente de Thévenin vue aux bornes d'entrée, tandis que la résistance de sortie R_o est la résistance équivalente de Thévenin vue en sortie.

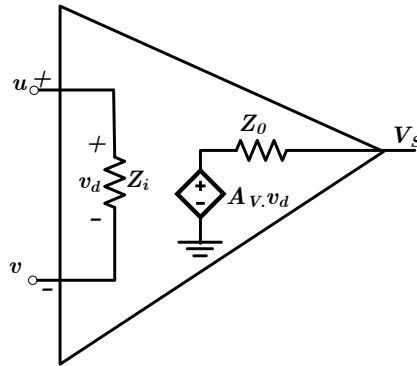


Figure 5.3 modèle équivalent d'un ampli-op.

5.5 Caractéristique entrée-sortie de l'Ampli-Op

La fonction générale d'un Ampli-Op, qui est de fournir un signal de sortie proportionnel à la différence entre ses entrées, avec un coefficient de proportionnalité très élevé. La caractéristique entrée-sortie de de L'Ampli-Op est illustré dans la figure ci-dessous.

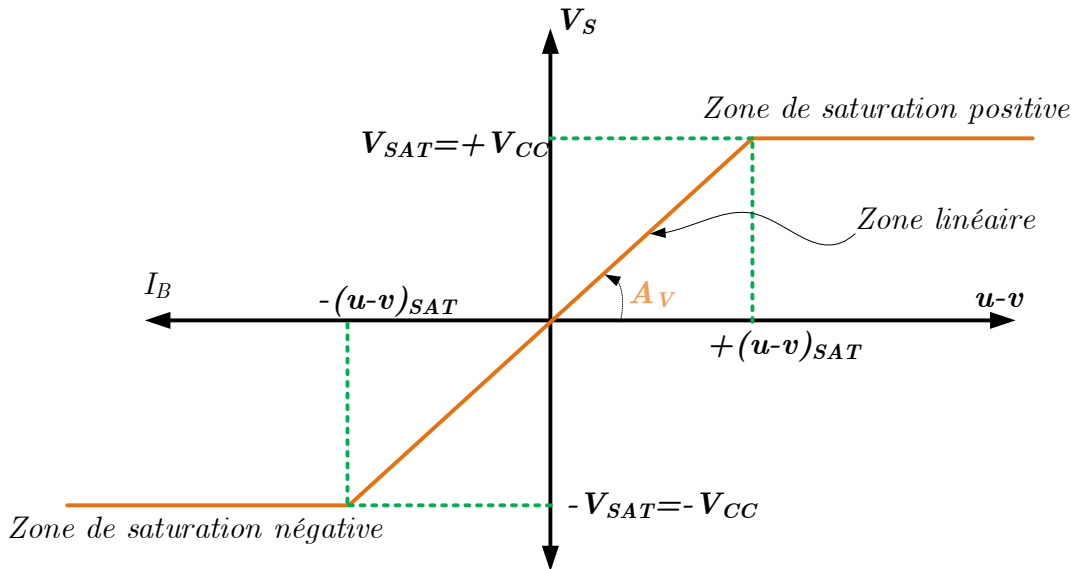


Figure 5.4 caractéristique entrée-sortie de de L'Ampli-Op.

5.5.1 L'Ampli-Op en régime linéaire

Pour travailler dans la zone de fonctionnement linéaire, la solution consiste à prélever une fraction de la tension de sortie et de la soustraire à $(u-v)$. On réalise **une réaction négative** ; où

$$V_s = A_v \cdot (u - v) \quad \forall |u - v| < \frac{V_{SAT}}{A_v}$$

A_v : gain en boucle ouvert de l'ordre 10^5 .

V_{SAT} : la tension de saturation.

5.5.2 L'Ampli-op en régime saturé

Lorsqu'un ampli-op est en régime saturé, cela signifie que la tension de sortie de l'ampli-op atteint l'une de ses limites, généralement la tension d'alimentation positive ou négative.

$$V_s = V_{SAT} \approx +V_{CC} \quad \forall u - v > \frac{V_{SAT}}{G_0}$$

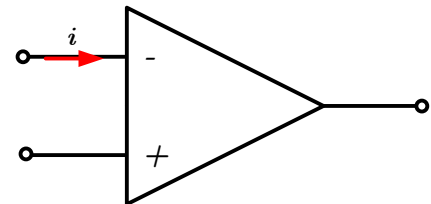
$$V_s = V_{SAT} \approx -V_{CC} \quad \forall u - v < -\frac{V_{SAT}}{G_0}$$

5.6 Amplificateur opérationnel idéal

Lorsqu'un Ampli-op fonctionne **sans connecter** de résistance ou de condensateur de sa sortie à l'une de ses entrées (c'est-à-dire sans rétroaction), on dit qu'il est en **boucle ouverte**. Le mot « boucle ouverte » signifie que le chemin ou la boucle de rétroaction est ouvert. Les spécifications de l'Ampli-op dans de telles conditions sont appelées spécifications en boucle ouverte.

Un Ampli-op idéal (figure 5.5) a les caractéristiques suivantes :

1. Son gain en boucle ouverte A_v est infini c'est-à-dire $A_v = -\infty$;
2. Sa résistance d'entrée R_e (mesurée entre les bornes inverseuses et non inverseuses) est infinie, c'est-à-dire $R_e = \infty$ ohm, signifie que le courant d'entrée $i = 0$;



$$A_v = -\infty$$

$$R_e = \infty$$

$$i = 0$$

$$R_0 = 0\Omega$$

Figure 5.5

3. Sa résistance de sortie R_o (vue par les bornes de sortie) est nulle, c'est-à-dire $R_o = 0\Omega$;
4. Il a une bande passante infinie.

5.7 L'ampli-op en contre réaction : Montage fondamentaux

Nous considérerons les applications suivantes :

- En tant qu'amplificateur à gain constant, que ce soit en mode inverseur ou non inverseur pour les petits signaux ;
- En tant que suiveur ;
- Soustracteur ;
- Addition ou somme ;
- Amplificateur d'instrumentation.

Dans cette section, on considère **l'ampli -op est idéal**.

5.7.1 Montage non inverseur

Dans le montage non inverseur à base d'ampli-op, le signal d'entrée (signal à amplifier) attaque l'entrée non inverseuse.

Application le théorème de Millman :

$$u = \frac{\frac{V_e}{Z_e} + \frac{V_s}{R_2} + \frac{0}{R_1}}{\frac{1}{Z_e} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = \frac{\frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

A partir de circuit ; on peut déduire : $u = V_e$.

$$\text{Par conséquent : } u = V_e = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

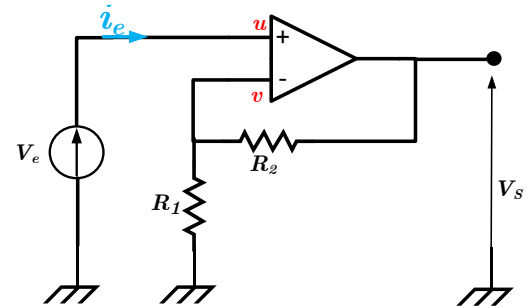


Figure 5.6 Montage non inverseur

5.7.2 Montage suiveur

Est un cas particulier du montage non-inverseur, obtenu en connectant la sortie directement à la borne inverseuse (-),

On déduire astucieusement leur caractéristique à partir de celle de non inverseur en imposant $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$;

$$\frac{V_s}{V_e} = 1$$

5.7.3 Montage inverseur

Dans ce circuit, l'entrée non inverseuse (+) est mise à la masse. V_e est connecté à l'entrée inverseuse via R_1 et la résistance de contre-réaction R_2 est connectée entre l'entrée inverseuse et la sortie. Notre objectif est d'obtenir la relation entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

Application le théorème de Millman donne :

$$v = u = 0 = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \Rightarrow \frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 0 \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

5.7.4 Montage sommateur

Un amplificateur sommateur est un circuit d'ampli-op qui combine plusieurs entrées et produit une sortie qui est la somme pondérée des entrées.

Application le théorème de Millman :

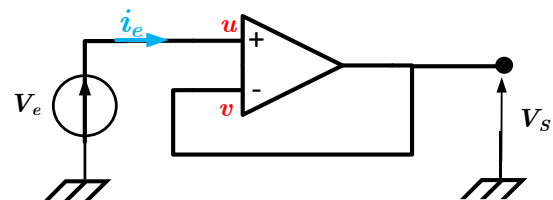


Figure 5.7 Montage suiveur

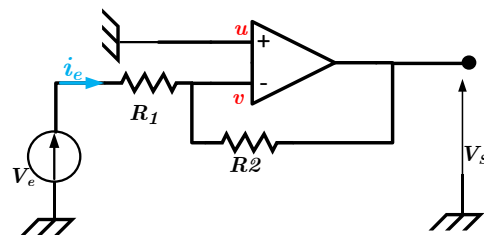


Figure 5.8 Montage inverseur

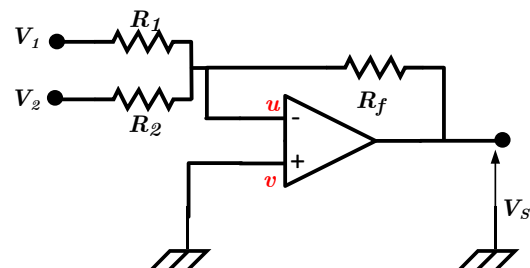


Figure 5.9 Montage sommateur

$$v = u = 0 = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_s}{R_f}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_f}} \Rightarrow \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_s}{R_f} = 0 \Rightarrow V_s = -\left(\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2\right)$$

$$\text{Si } R_1=R_2=R_f \Rightarrow V_s = -(V_1 + V_2)$$

5.7.5 Montage différentiel

Les amplificateurs différentiels sont utilisés dans diverses applications où il est nécessaire d'amplifier la différence entre deux signaux d'entrée. Souvent utilisé avec un amplificateur d'instrumentation.

Pour déterminer la relation entre les tensions d'entrée et la tension de sortie, en appliquant le théorème de Millman :

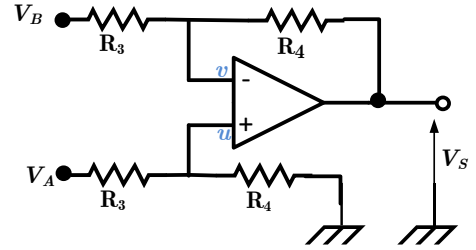


Figure 5.10 Montage différentiel

$$v = \frac{\frac{V_B}{R_3} + \frac{V_s}{R_4}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \quad \text{et} \quad u = \frac{\frac{V_A}{R_3} + \frac{0}{R_4}}{\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}}$$

Et comme ampli-op est idéal c-à-d ($u=v$) ; en peut écrire :

$$\frac{V_B}{R_3} + \frac{V_s}{R_4} = \frac{V_A}{R_3} \Rightarrow V_s = \frac{R_4}{R_3} (V_A - V_B)$$

5.7.6 Amplificateur d'instrumentation à 3 ampli-op

Un amplificateur d'instrumentation illustré à la figure 5.11, c'est un ampli-op différentiel avec une très grande impédance d'entrée qui est donc utile pour détecter les tensions différentielles.

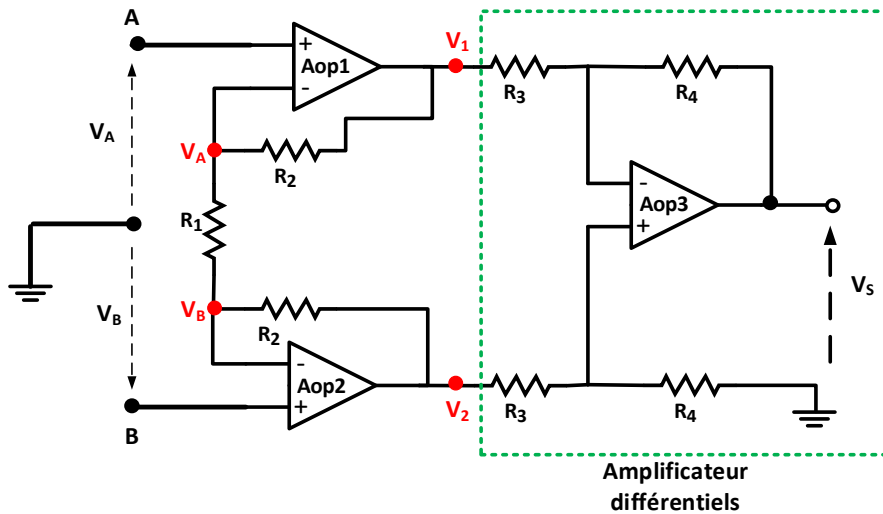
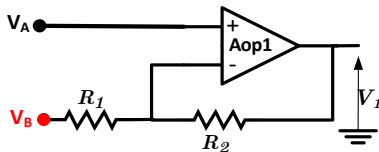
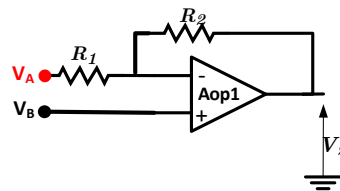


Figure 5.11 Un amplificateur d'instrumentation

Aop1 :



Aop2 :



Millman donne :

$$u = V_A = \frac{\frac{V_B}{R_1} + \frac{V_1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \Rightarrow V_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_A - \frac{R_2}{R_1} V_B$$

Millman donne :

$$u = V_B = \frac{\frac{V_A}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \Rightarrow V_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_B - \frac{R_2}{R_1} V_A$$

Aop3 : Amplificateur différentiel

$$V_s = \frac{R_4}{R_3} (V_2 - V_1) = \underbrace{\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}_{\text{gain}} (V_B - V_A)$$

Références

- [1] A. P. Malvino et David J. Bates , Principes d'électronique, McGraw-Hill, 2016.
- [2] L. T. Floyd et L. B. David, Electronics Fundamentals Circuits, Devices and Applications, Pearson, 2014.
- [3] J. David Irwin and R. Mark Nelms, Basic Engineering Circuit Analysis, WILEY, 2008.
- [4] J. W. Nilsson et Susan A. Riede, ELECTRIC CIRCUITS, Pearson, 2015.
- [5] J. Millman, Electronic Devices and Circuits, McGraw Hill, 1967.
- [6] D. A. Neamen, Semiconductor Physics and Devices, McGraw Hill, 2003.
- [7] B. Razavi, Fundamentals of Microelectronics, WILEY, 2013.
- [8] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1997.
- [9] R. L. Boylestad, Introductory Circuit Analysis, Kindle Edition, 2015.
- [10] C. Alexander, Fundamentals of Electric Circuits, McGraw Hill, 2020.
- [11] K. S. S. Kumar, Electric Circuits and Networks, Pearson, 2010.
- [12] W. H. Hayt et Jack E. Kemmerly, Engineering Circuit Analysis, McGraw-Hill, 2011.
- [13] R. A. DeCarlo et Pen-Min Lin , Linear Circuit Analysis: Time Domain, Phasor, and Laplace Transform Approaches, Kendall Hunt, 2009.