

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

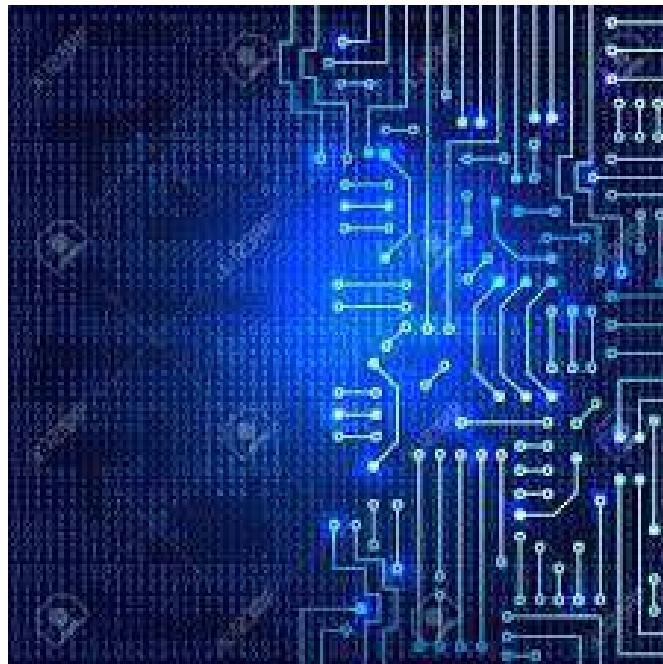
DOMAINE SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE ELECTRONIQUE ET ELECTROTECHNIQUE

SOCLE COMMUN, DEUXIEME ANNEE, SEMESTRE 3, UEF 4.



ELECTRONIQUE FONDAMENTALE 1



Elaboré par :

Dr. Toufik. BENDIB

MCB à l'Université de M'SILA

Février 2019

Programme

Module : **Electronique fondamentale1**

Domaine Science et Technologie, Filière " Electronique et Electrotechnique"
Socle commun, Deuxième année, Semestre 3, UEF 4.

Crédits : 4

Coefficient : 2

Volume horaire hebdomadaire : Cours (1h30), TD (1h30)

Volume Horaire Semestriel (15 semaines) : 45h00

Mode d'évaluation : Contrôle Continu (40%), Examen : (60%)

Objectif de l'enseignement :

- Expliquer le calcul, l'analyse et l'interprétation des circuits électroniques.
- Connaître les propriétés, les modèles électriques et les caractéristiques des composants électroniques : diodes, transistors bipolaires et amplificateurs opérationnels.

Connaissances préalables recommandées

- Notions de physique des matériaux et d'électricité fondamentale.

Contenu de la matière :

Chapitre 1 – Régime continu et Théorèmes fondamentaux : 3 semaines

Définitions (dipôle, branche, noeud, maille), générateurs de tension et de courant (idéal, réel), relations tension-courant (R, L, C), diviseur de tension, diviseur de courant.

Théorèmes fondamentaux : superposition, Thévenin, Norton, Millmann, Kennelly
Equivalence entre Thévenin et Norton. Théorème du transfert maximal de puissance.

Chapitre 2 - Quadripôles passifs : 3 semaines

Représentation d'un réseau passif par un quadripôle. Matrices d'un quadripôle, associations de quadripôles. Grandeurs caractérisant le comportement d'un quadripôle dans un montage (impédance d'entrée et de sortie, gain en tension et en courant), application à l'adaptation. Filtres passifs (passe-bas, passe-haut, ...), Diagramme de Bode, Courbe de gain, Courbe de phase, Fréquence de coupure, Bande passante.

Chapitre 3 - Diodes : 3 semaines

Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs : Définition et structure atomique d'un semi-conducteur. Si cristallin, Si poly-cristallin, Notion de dopage, Semi-conducteurs N et P, Bandes d'énergie, Jonction PN, Barrière de potentiel.

Théorie de la diode : Constitution et fonctionnement d'une diode, polarisations directe et inverse, caractéristique courant-tension, régime statique et variable. Résistance différentielle (ou dynamique), Schéma équivalent.

Les applications des diodes : Redressement simple et double alternance. Stabilisation de la tension par la diode Zener. Ecrêtage. Multiplicateur de tension. Autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode.

Chapitre 4 - Transistors bipolaires : 3 semaines

Transistors bipolaires : Effet transistor, modes de fonctionnement (blocage, saturation, ...), réseau de caractéristiques statiques, polarisations, droite de charge, point de repos, ...

Etude des trois montages fondamentaux : EC, BC, CC, schéma équivalent, gain en tension, gain en décibels, bande passante, gain en courant, impédances d'entrée et de sortie, ...

Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF en régime statique et en régime dynamique, condensateurs de liaisons, condensateurs de découplage.

Autres utilisations du transistor : Montage Darlington, transistor en commutation, ...

Chapitre 5 - Les amplificateurs opérationnels : 3 semaines

Principe, Schéma équivalent, Ampli-op idéal, contre-réaction, caractéristiques de l'Ampli-Op,

Montages de base de l'amplificateur opérationnel : inverseur, non inverseur, sommateur, soustracteur, comparateur, suiveur, dérivateur, intégrateur, logarithmique, exponentiel, ...

Sommaire

Chapitre 1 – Régime continu et Théorèmes fondamentaux :	1
1.1. Définitions.....	1
1.1.1. Réseaux électrique	1
1.1.2. Dipôles électriques.....	1
1.2. Classification des dipôles.....	2
2.5.1. Dipôles passifs linéaires	2
1.3. Association des dipôles.....	4
1.3.1. Association des dipôles passifs.....	4
1.3.2. Association des dipôles actifs (source de tension et source de courant)	4
1.4. Lois de Kirchhoff	5
1.4.1. Lois des nœuds	5
1.4.2. Lois des mailles	6
1.5. Théorèmes fondamentaux.....	6
1.5.1. Pont diviseur de tension	6
1.5.2. Pont diviseur de courant.....	7
1.5.3. Théorème de superposition	8
1.5.4. Théorèmes de Thévenin et de Norton	9
1.5.5. Millmann.....	11
1.5.6. Kennelly :	12
1.6. Théorème de transfert maximal de puissance	12
Chapitre 2 – Quadripôles passifs :	14
2.1. Définition.....	14
2.2. Différents types de quadripôle	14
2.3. Représentation matricielle d'un quadripôle	14
2.3.1. Matrice impédances [Z]	14
2.3.2. Matrice admittances [Y].....	15
2.3.3. Matrice hybride [h]	15
2.3.4. Matrice de transfert [T]	16
2.4. Relations entre les différentes représentations	17

Sommaire

2.5.	Associations des quadripôles	17
2.5.1.	Association série.....	17
2.5.2.	Association parallèle.....	18
2.5.3.	Association cascade	18
2.6.	Grandeurs caractéristiques des quadripôles	18
2.6.1.	Impédance d'entrée.....	19
2.6.2.	Impédance de sortie	19
2.6.3.	Gain en courant.....	20
2.6.4.	Gain en tension	20
Chapitre 3 – Diodes :		21
3.1.	Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs :	21
3.1.1.	Définition et structure atomique d'un semi-conducteur.....	21
3.1.2.	Dopage des semi-conducteurs :	22
3.1.3.	Concentration des porteurs de charge	23
3.1.4.	La jonction PN.....	24
3.1.5.	La zone de déplétion	24
3.2.	Théorie de la diode :	25
3.2.1.	Définition et constitution d'une diode.....	25
3.2.2.	Polarisations d'une diode (jonction PN)	26
3.2.3.	Caractéristique courant-tension d'une diode	27
3.2.4.	Schéma équivalent à une diode.....	29
3.3.	Les applications des diodes :	30
3.3.1.	Redressement simple alternance	30
3.3.2.	Redressement double alternance.....	31
3.3.3.	Ecrêtage.....	32
3.3.4.	Détecteur de crête	33
3.3.5.	Circuit de restauration.....	34
3.3.6.	Multiplicateur de tension.....	34
3.4.	Stabilisation de la tension par la diode Zener.....	37
3.4.1.	Diode Zener :	37

Sommaire

3.4.2.	Principe de stabilisation par diode Zener	38
3.4.3.	Protection par diode Zener	39
3.5.	Autres types de diodes :	40
3.5.1.	Diodes Varicap (diodes à capacité variable):	40
3.5.2.	Diode électroluminescente : LED.....	40
3.5.3.	Photodiode.....	41
3.5.4.	Diode Schottky	41
3.5.5.	Diodes PIN (P-Isolant-N).....	42
Chapitre 4 – Transistors bipolaires		43
4.1.	Transistors bipolaires :.....	43
4.1.1.	Définition	43
4.1.2.	Fonctionnement du transistor bipolaire.....	43
4.1.3.	Caractéristique de fonctionnement	47
4.1.4.	Blocage et saturation.....	50
4.1.5.	Droite de charge statique et point de repos (fonctionnement).....	51
4.2.	Polarisation d'un transistor bipolaire en régime statiques	53
4.2.1.	polarisation par résistance de base.....	53
4.2.2.	Polarisation par résistance base-collecteur (contre-réaction du collecteur).....	54
4.2.3.	Polarisation par pont de base	56
4.2.4.	Polarisation par résistance d'émetteur	57
4.3.	Etude des trois montages fondamentaux :.....	58
4.3.1.	Schéma équivalent d'un transistor	58
4.3.2.	Etude du montage Emetteur commun :	60
4.3.3.	Etude du montage collecteur commun :.....	65
4.3.4.	Etude du montage base commune :.....	67
4.3.5.	Comparatif des paramètres d'amplificateur entre les configurations de montages d'amplification.....	69
4.4.	Autres utilisations du transistor.....	69
4.4.1.	Montage Darlington.....	69
4.4.2.	Transistor en commutation,	71

Sommaire

Chapitre 5 – Amplificateurs opérationnels:	73
5.1. Principe d'un amplificateur opérationnel.....	73
5.1.1. Structure d'un amplificateur opérationnel.....	73
5.1.2. Représentation symbolique	73
5.1.3. Caractéristique entrée-sortie	74
5.2. Schéma équivalent.....	74
5.3. Ampli-Op idéal.....	75
5.4. Contre-réaction.....	76
5.5. Caractéristiques de l'ampli-op	76
5.5.1. Caractéristiques statiques	76
5.5.2. Caractéristiques dynamiques	79
5.5.3. Comparaison des paramètres caractéristiques de l'ampli-op.....	83
5.6. Montages de base de l'amplificateur opérationnel :	84
5.6.1. Amplificateur inverseur	84
5.6.2. Amplificateur non inverseur,	85
5.6.3. Amplificateur suiveur	85
5.6.4. Amplificateur Sommateur	86
5.6.5. Amplificateur intégrateur	87
5.6.6. Amplificateur dérivateur,	88

I.1 Définitions

I.1.1 Réseaux électrique

Un réseau ou circuit électrique est un ensemble de composants reliant entre eux des éléments électriques : résistance, condensateur, bobine de self-induction, diode, transistor, etc... Il comporte au moins une source de tension ou de courant, un ou plusieurs éléments passifs ou actifs. Dans un réseau électrique, on distingue :

- **le nœud** : c'est un point de raccordement entre au moins deux composants. Par exemple sur la figure 1.1, les points *A*, *B*, *C* et *D* sont des nœuds.
- **la branche** : c'est une portion du réseau compris entre deux nœuds, c'est le cas par exemple des branches : *AB*, *BD*, *CD* ou *AC*.
- **la maille** : c'est une partie du réseau (un contour fermé) qui se referme sur elle-même par exemple le contour *ABDC* représente une maille.

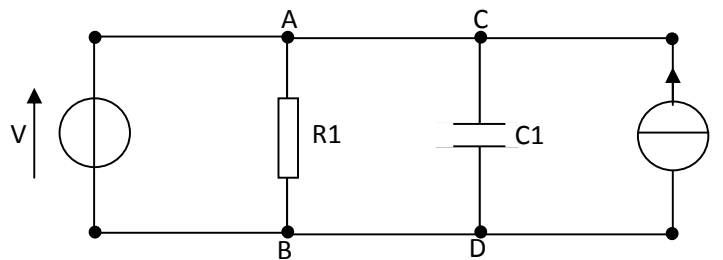


Figure I.1 : Réseau électrique

I.1.2 Dipôles électriques

Un dipôle est un conducteur qui possède une borne d'entrée *A* et une borne de sortie *B* du courant. Il est caractérisé par deux grandeurs : l'intensité qui le traverse *I* et la tension entre ses bornes $U_{AB}=U_A-U_B$. Un dipôle peut être fonctionné comme un récepteur (figure I.2.a) ou bien comme un générateur (figure I.2.b) selon l'orientation du courant *I* et de la différence de potentiel *V* entre *A* et *B*.

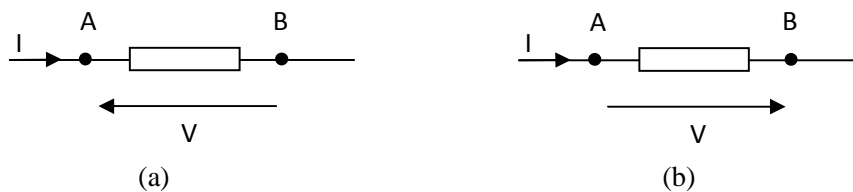


Figure I.2: (a) Convention récepteur, (b) Convention générateur,

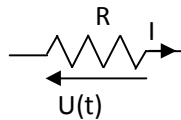
Dans un dipôle, la tension *V* est liée avec le courant *I* par la caractéristique réciproque: $I = f(V)$. Selon l'allure de cette caractéristique, différentes familles de dipôle peut être distinguées. On cite les dipôles linéaires comme les résistances et les générateurs de tension et de courant idéaux; les dipôles non linéaires comme les diodes, les transistors, etc... Car la relation entre le courant *I* et la différence de potentiel *V* n'est pas une droite.

I.2 Classification des dipôles

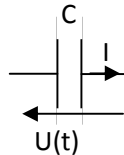
I.2.1 Dipôles passifs linéaires

On appelle un dipôle passif lorsque la tension V et le courant I sont dans le sens contraire car la puissance $p = V.I$ est absorbée par le dipôle ($p < 0$). Nous allons maintenant rappeler les lois générales des trois types de dipôles passifs élémentaires : résistance, bobine et condensateur:

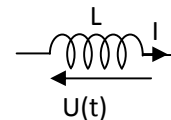
Représentation:



Résistance



Condensateur



Inductance

Dipôle passif:

Loi fondamentale:

$$u(t) = R.i(t)$$

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

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$$

I.2.2 Dipôles actifs (idéal, réel)

On appelle un dipôle actif lorsque la tension V et le courant I sont dans le même sens car la puissance $p = V.I$ est délivrée par le dipôle ($p > 0$).

a- Sources de tension:

Dans le cas d'une source de tension idéale, la tension U entre ses bornes, égale à E (la force électromotrice), elle ne dépend pas au courant I qu'elle délivre puisque sa résistance interne r_i est nulle. Par contre, pour les sources de tension réelles, la tension de sortie diminue si le courant débité augmente.

	Représentation	Caractéristique	Schéma équivalent
Source de tension idéale			
Source de tension réelle			

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

Une source de tension réelle est modélisée par une source de tension idéale en série avec sa résistance interne. La caractéristique statique $I(V)$ de la source de tension réelle devient :

$U = E - r_i I$, où la résistance interne r_i induit une chute de tension.

b- Sources de courant:

Dans le cas d'une source de courant idéale, le courant I délivré par cette source est fixe et égale à I_0 , il ne dépend pas à la tension appliquée entre les bornes de la source.

	Représentation	Caractéristique	Schéma équivalent
Source de courant idéale			
Source de courant réelle			

Une source de courant réelle présente toujours une résistance interne R_i . Cette dernière est montée en parallèle avec une source de courant idéale. Le courant total I qui traverse le dipôle R_c est égal à la somme algébrique du courant qui traverse la résistance interne R_i et du courant I_0 fourni par le générateur. La caractéristique $I(V)$ s'établit (comme le cas de la source de tension réelle) en ajoutant l'intensité I_0 à celle traversant la résistance R_i pour une différence de potentiel fixée, ce courant devient: $I = I_0 - U/R_i$

c- Sources liées

Lorsque la tension (ou le courant) délivrée par une source dépend de la tension aux bornes d'un des composants du circuit ou du courant le parcourant, la source est dite "liée", "dépendants" ou "contrôlée".

Nous pouvons donc distinguer quatre sources contrôlées :

Source de tension contrôlée par tension : $U' = KU$

Source de tension contrôlée par courant : $U' = \beta I$

Source de courant contrôlée par tension : $I' = K'U$

Source de courant contrôlée par courant : $I' = \beta' I$

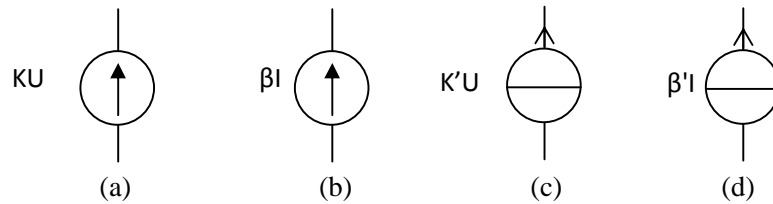


Figure I.3 Représentation des quatre sources liées (a) STCT, (b) STCC, (c) SCCT, (d) SCCC

Les coefficients K_1 , K_2 , K_3 et K_4 sont des coefficients de proportionnalité indépendants des tensions fournies ou des courants débités par les sources.

I.3. Association des dipôles

On dit que :

Deux dipôles sont en série si le même courant électrique qui les traverse.

Deux dipôles sont en parallèle si la tension appliquée à leurs bornes est la même.

On peut généraliser cette définition pour n dipôles.

I.3.1 Association des dipôles passifs

On se propose de déterminer le dipôle équivalent à l'association de plusieurs dipôles élémentaires passifs de même type (résistances, condensateurs et inductance). On doit envisager les deux types d'association (série et parallèle):

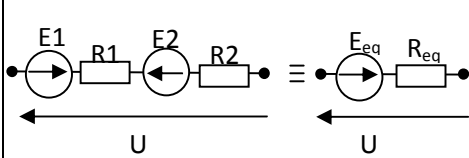
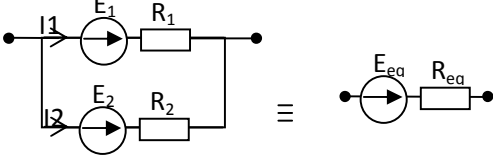
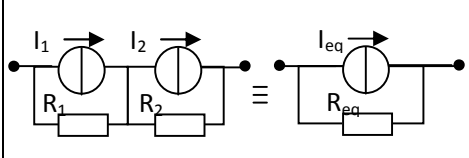
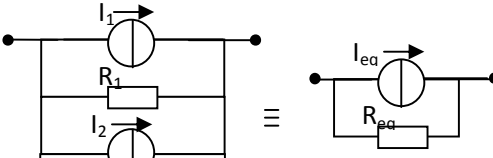
Dipôle passif	Association série	Association parallèle
	$U = \sum_{i=1}^n U_i$ $I = I_1 = I_2 = I_i$	$I = \sum_{i=1}^n I_i$ $U = U_1 = U_2 = U_i$
R : résistance (Ω) G : conductance $G=1/R$ (Ω^{-1}) ou (S/Siemens)	 $R_{eq} = \sum_{i=1}^n R_i$	 $\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$
C : capacité du condensateur (F / Farad)	 $\frac{1}{C_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i}$	 $C_{eq} = \sum_{i=1}^n C_i$
L : inductance de la bobine (H / Henry)	 $L_{eq} = \sum_{i=1}^n L_i$	 $\frac{1}{L_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{L_i}$

I.3.2 Association des dipôles actifs (source de tension et source de courant)

L'association de n générateurs réels de tension ou de courant (avec résistances internes) est équivalente respectivement à un générateur de tension ou de courant unique, dont la résistance interne équivalente R_{eq} , la force électromotrice équivalente E_{eq} produite par la source de tension équivalente et le

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

courant équivalent produit par la source de courant équivalente sont calculés selon le type d'association (série ou parallèle) des dipôles actifs .

Dipôle actif	Association série	Association parallèle
Générateur de tension	 $R_{eq} = \sum_{i=1}^n R_i$ $E_{eq} = \sum_{i=1}^n E_i$	 $E_{eq} = E_1 = E_2 = E$ $\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$
Générateur de courant	 $R_{eq} = \sum_{i=1}^n R_i$ $I_{eq} = I_1 = I_2 = I$	 $I_{eq} = \sum_{i=1}^n I_i$ $\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$

I.4. Lois de Kirchhoff

I.4.1 Lois des nœuds

En tout nœud d'un circuit, et à tout instant, la somme algébrique des courants qui entrent au nœud est égale à la somme des courants sortant du nœud (conservation de la charge électrique). Ceci se traduit mathématiquement par la relation suivante :

$$\sum_{i=1}^n I_E = \sum_{j=1}^m I_S$$

Par exemple, on a donc ici au nœud N : $I_1 + I_2 + I_4 + I_6 = I_3 + I_5$

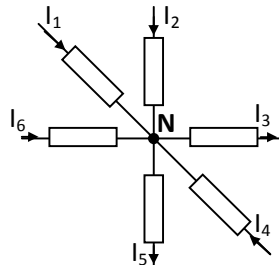


Figure I.4 Application de la loi de Kirchhoff

La loi des nœuds peut encore s'écrire sous la forme suivante : $\sum_{k=1}^n I_k = 0$

En tout nœud d'un réseau électrique la somme algébrique des courants est nulle : $I_1 + I_2 + I_4 + I_6 + (-I_3) + (-I_5) = 0$

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

I.4.2 Lois des mailles

La somme algébrique des tensions le long de la maille quelconque M (circuit fermé) est nulle,

Ceci se traduit mathématiquement par la relation suivante :
$$\sum_{k=1}^n U_k = 0$$

Toutes les tensions U_i qui sont produites soit par les sources soit par le passage du courant dans les dipôles passifs se dirigent positivement ou bien négativement selon le sens de parcours choisis sur la aille.

Par exemple, selon le sens arbitraire de parcours sur :

- la maille $ABCD$, on a donc : $E1 - U_{AB} - U_{BC} - U_{CD} = 0$
- la maille $BEFC$, on a donc : $U_{BC} + U_{EB} + U_{CF} - E2 = 0$
- la maille $AEFD$, on a donc : $E1 - U_{AB} + U_{EB} - E2 + U_{CF} - U_{CD} = 0$

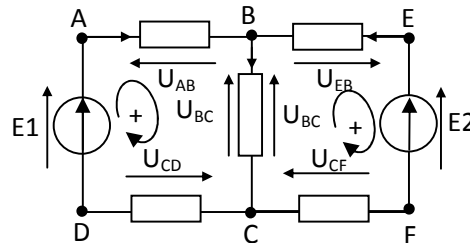


Figure I.5 Application de la loi des mailles

I.5 Théorèmes fondamentaux

I.5.1 Pont diviseur de tension

Le pont diviseur de tension est un théorème employé pour déterminer une tension aux bornes des dipôles montés en série comme nous montre la figure I.6

a. Cas des résistances :

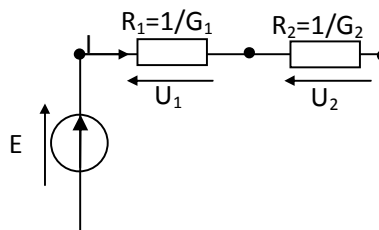


Figure I.6 Application du pont diviseur de tension

Les deux résistances sont montées en série puisque le même courant I qui les traverse. Si on applique la loi des mailles, on aura : $E = U_1 + U_2 = R_1 I + R_2 I$ d'où :
$$I = \frac{E}{R_1 + R_2}$$

Alors, la tension aux bornes d'une résistance est égale au produit de sa valeur par l'intensité du courant qui la traverse :

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

$$U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E \text{ et } U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

On peut effectivement avoir une généralisation pour le cas de n résistances montées en série, donc

$$\text{on aura : } U_i = \frac{R_i}{\sum_{j=1}^n R_j} E$$

b. Cas des conductances :

Si on considère deux conductances G_1 et G_2 montées en série (figure I.6), l'intensité du courant qui les traversant I est la même : $I = G_1.U_1 = G_2.U_2 = G_{eq}.E$ d'où : $G_{eq} = \frac{G_1 G_2}{G_1 + G_2}$ alors le courant I

devient : $I = \frac{G_1 G_2}{G_1 + G_2} E$. Alors, la tension aux bornes d'une conductance est égale à l'intensité du courant

qui la traverse divisée par sa valeur: $U_1 = \frac{G_2}{G_1 + G_2} E$ et $U_2 = \frac{G_1}{G_1 + G_2} E$

On peut effectivement avoir une généralisation pour le cas de n conductances montées en parallèle, donc

$$\text{on aura : } U_i = \frac{G_i}{G_{eq}} E$$

I.5.2 Pont diviseur de courant

Le pont diviseur de courant est un théorème employé pour déterminer les courants qui traversent des résistances montées en parallèle comme nous montre la figure I.7

a. Cas des résistances :

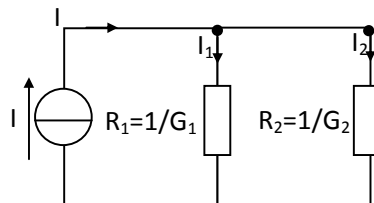


Figure I.7 Application du pont diviseur de courant

Les deux résistances sont montées en parallèle puisque la différence de potentiel U entre les bornes des deux résistances est la même. En utilisant le schéma équivalent, on aura le courant totale égale

$$\text{à : } I = \frac{U}{R_1 // R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} U \text{ d'où : } U = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I = R_1 I_1 = R_2 I_2.$$

Alors, le courant qui traverse une résistance égale à sa différence de potentiel divisée par sa valeur: $I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$ et $I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I$

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

Pour le cas général de n conductance montées en parallèle, on aura : $I_i = \frac{R_{eq}}{R_i} I$

b. Cas des conductances :

Si on considère deux conductances G_1 et G_2 montées en parallèle (figure I.7), la différence de potentiel entre leurs bornes U est la même et le courant totale I égale à : $I = G_1.U + G_2.U = G_{eq}.U$ d'où :

$$G_{eq} = G_1 + G_2 \text{ alors la tension } U \text{ devienne : } U = \frac{I}{G_1 + G_2}$$

Alors, le courant qui traverse une conductance est égale au produit de sa valeur par sa différence de potentiel: $I_1 = \frac{G_1}{G_1 + G_2} I$ et $I_2 = \frac{G_2}{G_1 + G_2} I$

Pour le cas général de n conductance montées en parallèle, on aura : $I_i = \frac{G_i}{\sum_{j=1}^n G_j} I$

I.5.3 Théorème de superposition

Le théorème de superposition s'applique aux réseaux qui comportent plus d'un générateur. Tenons par exemple le circuit de la figure I.8, dans lequel nous souhaitons calculer la tension U aux bornes de la résistance R_2 et le courant I qui la parcourt.

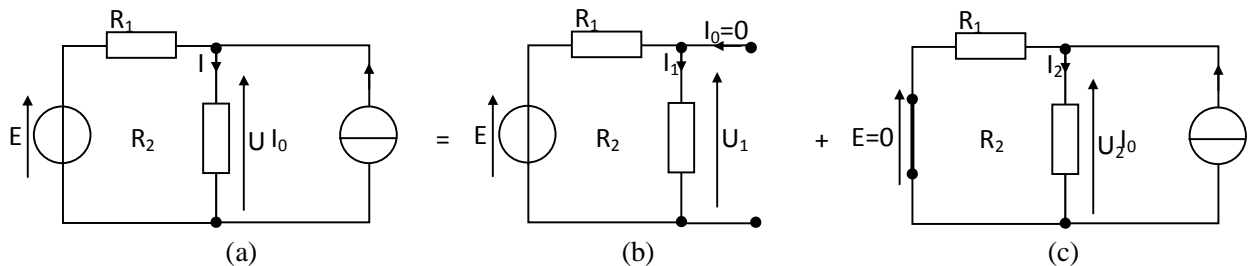


Figure I.8 Application du théorème de superposition

- Si on passive la source de courant (montage (b) : $I_0=0$) : la tension U_1 appliquée aux bornes de la résistance R_2 égale : $U_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$ et le courant I_1 qui la parcourt égale : $I_1 = \frac{E}{R_1 + R_2}$
- Si on passive la source de tension (montage (c) $E=0$) : le courant I_2 qui parcourt la résistance R_2 égale : $I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_0$ et la tension U_2 appliquée à ses bornes égale : $U_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_0$

En tenant en compte la contribution des deux sources dans le montage (a), la tension U appliquée aux bornes de R_2 est la somme des deux tensions U_1 et U_2 : $U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_0$ et le courant qui

la traverse est la somme des deux courant I_1 et I_2 : $I = \frac{E}{R_1 + R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_0$

Remarque :

Le théorème de superposition ne s'applique pas pour le calcul de la puissance dissipée par la résistance. Autrement dit, $U_1 \cdot I_1 + U_2 \cdot I_2 \neq U \cdot I$

Puisque les sources liées ou dépendantes (sources contrôlées) ne sont pas des éléments linéaires, le théorème de superposition ne s'applique pas aux circuits contenant ce type de sources.

I.5.4 Théorèmes de Thévenin et de Norton

Les théorèmes de Thévenin et de Norton sont utilisés pour modéliser le comportement d'un réseau électrique pour différentes charges. Ces deux théorèmes montrent qu'un réseau quelconque vu entre deux points (où se place la charge) peut toujours être représenté par une source réelle de tension (modèle de Thévenin) ou par une source réelle de courant (modèle de Norton).

a. Thévenin

Un circuit électrique linéaire placé entre deux points A et B peut être remplacé par un dipôle équivalent de Thévenin de force électromotrice E_{th} et de résistance interne R_{th} .

- E_{th} est égale à la tension U_{AB} à vide du dipôle c'est-à-dire lorsque le dipôle n'est pas connecté à la charge.
- R_{th} est la résistance équivalente vue par la charge (entre les deux points A et B) lorsque toutes les sources indépendantes sont passivées (court-circuit dans le cas d'une source de tension et circuit-ouvert dans le cas d'une source de courant).

On considère le circuit de la figure suivante :

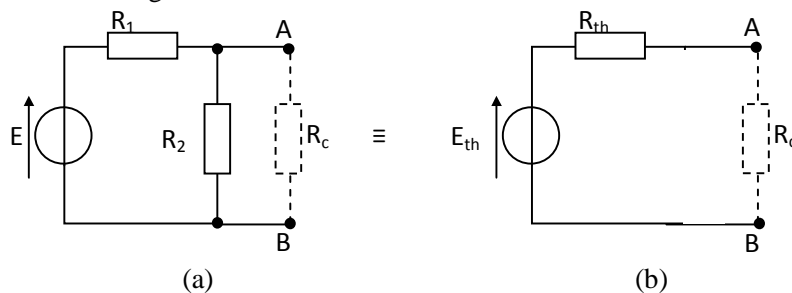


Figure I.9 Application du théorème de Thévenin

La tension de Thévenin E_{th} est la tension obtenue à vide entre A et B (lorsque la charge R_c est débranchée). Cette tension est égale à la tension appliquée aux bornes de R_2 et se calcule en appliquant le théorème du pont diviseur de tension Figure I.10(a), on obtient alors : $E_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$

La résistance R_{th} est obtenue en passivant la source de tension E en remplaçant la source E par un court-circuit Figure I.10(b), on obtient alors : $R_{th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

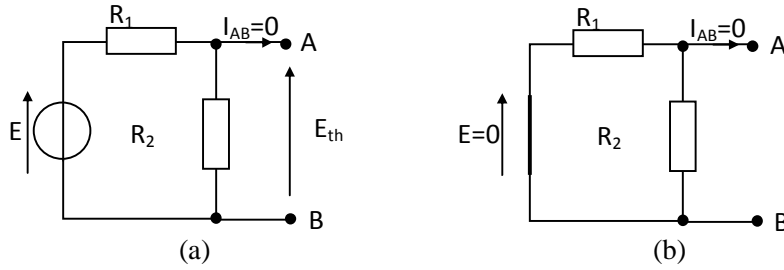


Figure I.10 Source de Thévenin équivalente (a) calcul de E_{th} à vide (b) calcul de R_{th}

Le générateur de Thévenin équivalent est donné à la figure I.9 (b).

b. Norton

Un circuit électrique linéaire placé entre deux points A et B peut être également remplacé par un générateur de Norton équivalent de courant I_N en parallèle avec une résistance interne R_N .

- I_N est égale au courant traversant la branche AB lorsque la charge est court-circuitée
- R_N est la résistance équivalente vue par la charge (entre les deux points A et B) lorsque toutes les sources indépendantes sont passivées.

On considère le circuit de la figure suivante :

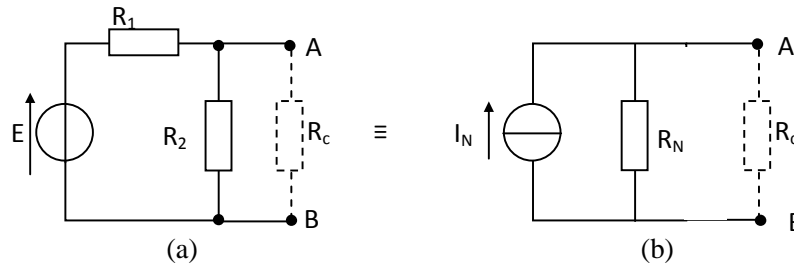


Figure I.11 Application du théorème de Norton

Le courant de Norton I_N est le courant mesuré entre A et B (lorsque la charge R_c est court-circuitée) Figure I.12(a), on obtient alors : $I_N = \frac{E}{R_1}$

La résistance R_N est obtenue en passivant la source de tension E en remplaçant la source E par un court-circuit Figure I.12(b), on obtient alors : $R_N = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

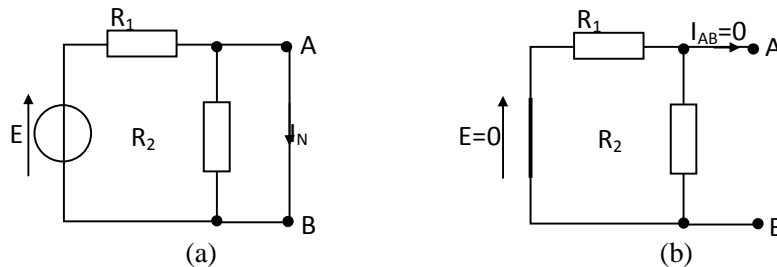


Figure I.12 Source de Norton équivalente (a) calcul de I_N à vide (b) calcul de R_N

Le générateur de Norton équivalent est donné à la figure I.11 (b).

c. Equivalence entre Thévenin et Norton

Les schémas de Thévenin et de Norton sont des schémas équivalents. Alors, le modèle d'un générateur de Thévenin peut être transformé un générateur de Norton en respectant les transformations suivantes : $R_{th}=R_N$ et $E_{th}=R_N \cdot I_N = R_{th} \cdot I_N$

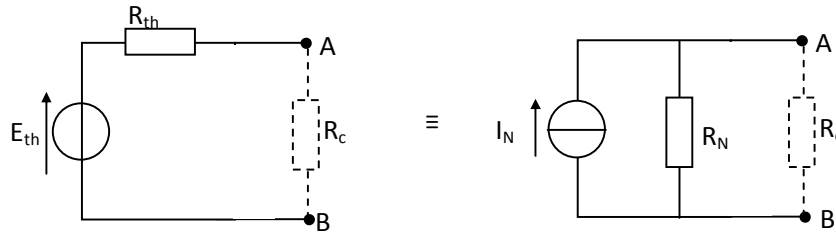


Figure I.13 Transformation Thévenin-Norton

Remarque :

Dans le cas des source contrôlées, la résistance de Thévenin et la résistance de Norton peut être déterminée par: $R_{th} = R_N = \frac{E_{th}}{I_N}$. Autrement dit, le calcul de R_{th} et R_N exige le calcul de E_{th} et I_N .

I.5.5 Millmann

Le théorème de Millmann est appliqué pour déterminer la différence de potentiel entre un nœud A (où se connectent n branches) et le nœud de référence des potentiels B.

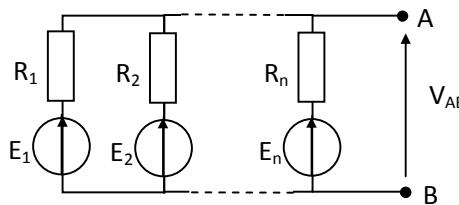


Figure I.14 Application du théorème de Millmann

Si on applique le théorème de Norton, le courant de court-circuit est égal à la somme des courants fourni par chaque source de chaque branche, on obtient alors :

$$I_{CC} = I_N = \sum_{i=1}^n \frac{E_i}{R_i} = \frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \dots + \frac{E_n}{R_n}$$

Si on passive les sources de tension, toutes les résistances se trouvent en parallèle, alors la résistance équivalente est égale à :

$$R_{eq} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

Donc la différence de potentiel mesurée entre le nœud A et le nœud de référence B est égale au produit de la résistance équivalente R_{eq} par la valeur du courant I_N , on obtient alors :

$$V_{AB} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{E_i}{I_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}} = \frac{\frac{E_1}{I_1} + \frac{E_2}{I_2} + \dots + \frac{E_n}{I_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}}$$

I.5.6 Kennelly :

Le théorème de Kennelly permet de transformer un circuit d'un réseau formé en « π » en un circuit formé en « T » et vice-versa. Ce dernier est généralement plus facile à étudier. Ces deux transformations sont appelées aussi transformation *triangle-étoile* et *étoile-triangle* respectivement.

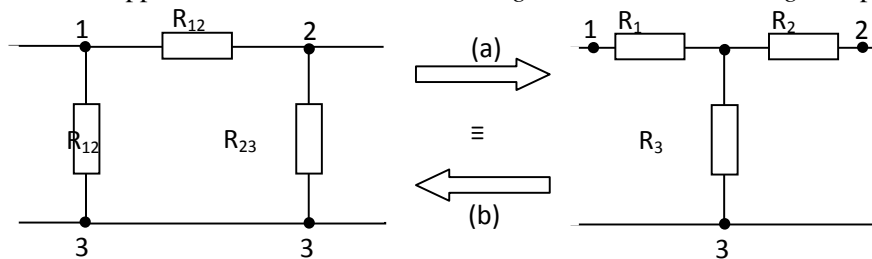


Figure I.15 Transformation de Kennelly (a) triangle-étoile et (b) étoile-triangle.

Cette transformation aussi utile dans l'étude des quadripôles comme les filtres en T et en π :

a. Transformation triangle-étoile :

La résistance équivalente dans un circuit de forme étoile lié un nœud n égale au produit des deux résistances adjacentes à ce nœud dans le circuit de la forme triangle sur la somme des trois résistances.

$$R_1 = \frac{R_{12}R_{13}}{R_{12} + R_{13} + R_{23}} \quad R_2 = \frac{R_{12}R_{23}}{R_{12} + R_{13} + R_{23}} \quad R_3 = \frac{R_{13} + R_{23}}{R_{12} + R_{13} + R_{23}}$$

b. Transformation étoile-triangle :

La résistance équivalente d'une branche dans un circuit de forme triangle égale à la somme des produits des trois résistances deux à deux dans le circuit de la forme étoile sur la résistance liées au nœud opposé.

$$R_{12} = \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_3} \quad R_{13} = \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_2} \quad R_{23} = \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1}$$

I.6. Théorème de transfert maximal de puissance

Le théorème de transfert maximal de puissance a pour objectif de permettre que le maximum de puissance fournie par le générateur soit transmis à la charge. La figure I.16 montre un exemple de transfert de puissance :

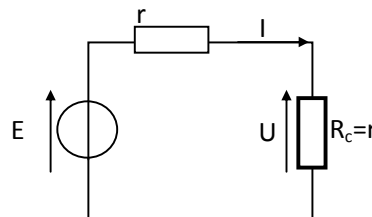


Figure I.16 Circuit-exemple de transfert de puissance

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

On a : $U = R_c \cdot I$ et $I = \frac{E}{R_c + r}$ donc :

La puissance utile fournie par le générateur transmise à la charge égale :

$$P = U \cdot I = R_c \cdot I^2 = \frac{R_c}{(R_c + r)^2} E^2 \text{ La puissance } P \text{ doit être maximale lorsque } \frac{dP}{dR_c} = 0$$

Calculons R_c :

$$\frac{dP}{dR_c} = 0 \Rightarrow \frac{E^2(R_c + r)^2 - 2(R_c + r)E^2R_c}{(R_c + r)^4} = \frac{R_c^2E^2 + 2R_crE^2 + r^2E^2 - 2R_c^2E^2 - 2R_crE^2}{(R_c + r)^4} = \frac{(r^2 - R_c^2)E^2}{(R_c + r)^4} = 0$$

Il faut donc choisir : $R_c = r$

On dit que l'on a réalisé l'adaptation de l'impédance entre le générateur et la charge.

Alors, la puissance maximale transmise du générateur à la charge est :

$$P_{max} = \frac{r}{(2r)^2} E^2 = \frac{E^2}{4r} = \frac{E^2}{4R_c}$$

II.1 Définition

Un quadripôle est une structure électronique qui comporte un ensemble de composants sous la forme de boîtes noires, dont on ne connaît que les paramètres d'entrée (V_e et I_e) et de sortie (V_s et I_s). On peut ainsi définir le quadripôle (Figure II.1) comme étant un composant à deux entrées et deux sorties, permettant le transfert d'énergie entre deux dipôles.

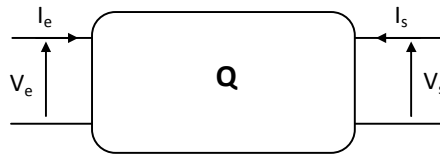


Figure II.1 : Schéma général d'un quadripôle

II.2 Différents types de quadripôle

Un quadripôle est dit linéaire si les valeurs des éléments qui le composent sont constantes, par conséquent la variation des grandeurs de sortie est proportionnelle à celle de l'entrée. Un quadripôle linéaire ne contient pas de sources contrôlées ou liées.

On distingue principalement deux types de quadripôle linéaire :

- Quadripôle actif : comporte des sources (de tension ou de courant) liées, il fournit de l'énergie de façon continue.
- Quadripôle passif : ne comporte pas de source d'énergie, il ne contient que les composants passifs.

II.3 Représentation matricielle d'un quadripôle

II.3.1 Matrice impédances [Z]

La matrice impédance permet de relier les tensions aux courants :

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

Le schéma équivalent du quadripôle avec les paramètres d'impédance est présenté sur la figure II.2.

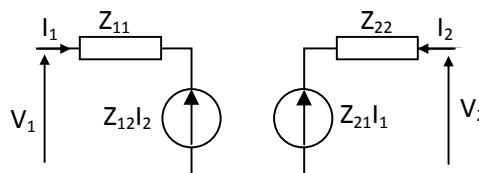


Figure III.2 : Circuit dérivés de la matrice Z

Chaque élément Z_{ij} de la matrice d'impédances possède une signification :

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} : \text{Impédance d'entrée lorsque la sortie est en circuit ouvert}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} : \text{Impédance de transfert (inverse) lorsque l'entrée est en circuit ouvert}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} : \text{Impédance de transfert lorsque la sortie est en circuit ouvert}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} : \text{Impédance de sortie lorsque l'entrée est en circuit ouvert}$$

II.3.2 Matrice admittances [Y]

La matrice admittance permet de relier les courants aux tensions :

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

Le schéma équivalent du quadripôle avec les paramètres d'admittance est présenté sur la figure II.3.

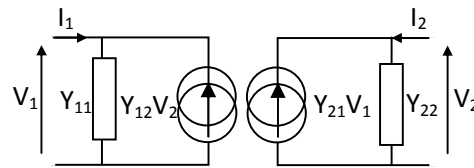


Figure III.3 : Circuit dérivés de la matrice Y

Chaque élément Y_{ij} de la matrice admittance possède une signification :

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} : \text{Admittance d'entrée lorsque la sortie est en court circuit}$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} : \text{Admittance de transfert (inverse) lorsque l'entrée est en court circuit}$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} : \text{Admittance de transfert lorsque la sortie est en circuit ouvert}$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} : \text{Admittance de sortie lorsque l'entrée est en court circuit}$$

II.3.3 Matrice hybride [h]

Les paramètres hybrides directes (paramètres h) relient la tension d'entrée et le courant de sortie au courant d'entrée et à la tension de sortie, et les paramètres hybrides inverses (paramètres g) relient le courant d'entrée et la tension de sortie à la tension d'entrée et au courant de sortie.

$$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases} \equiv \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}}_H \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad \begin{cases} I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \\ V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \end{cases} \equiv \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}}_G \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Le schéma équivalent du quadripôle avec les paramètres hybrides est présenté sur la figure II.4.

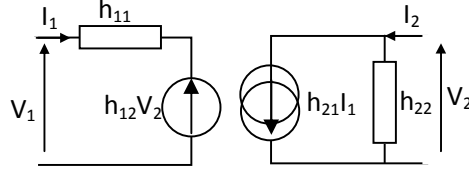


Figure III.4 : Circuit dérivés de la matrice H

Chaque élément H_{ij} et G_{ij} de la matrice hybride possède une signification :

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} : \text{Impédance d'entrée lorsque la sortie est en court circuit}$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} : \text{Gain en tension lorsque l'entrée est en circuit ouvert}$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} : \text{Gain en courant lorsque la sortie est en court circuit}$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} : \text{Admittance de sortie lorsque l'entrée est en circuit ouvert}$$

II.3.4 Matrice de transfert [T]

La matrice de transfert permet d'exprimer la tension et le courant d'entrée en fonction de la tension et le courant de sortie (transfert directe : paramètres T) et vice-versa (transfert inverse : paramètres T').

Cette représentation est utilisée pour relier deux quadripôles en cascade (figure II.), la sortie du premier correspond alors à l'entrée du second.

$$\begin{cases} V_1 = T_{11}V_2 - T_{12}I_2 \\ I_1 = T_{21}V_2 - T_{22}I_2 \end{cases} \equiv \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}}_T \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad \begin{cases} V_2 = T'_{11}V_1 - T'_{12}I_1 \\ I_2 = T'_{21}V_1 - T'_{22}I_1 \end{cases} \equiv \begin{bmatrix} V_2 \\ I_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix}}_{T'} \begin{bmatrix} V_1 \\ -I_1 \end{bmatrix}$$

Chaque élément T_{ij} et T'_{ij} de la matrice de transfert possède une signification :

$$T_{11} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} : \text{Gain en tension lorsque la sortie est en circuit ouvert}$$

$$T_{12} = - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} : \text{Impédance de transfert lorsque la sortie est en court circuit}$$

$$T_{21} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} : \text{Admittance de transfert lorsque la sortie est en circuit ouvert}$$

$$T_{22} = - \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} : \text{Gain en courant lorsque la sortie est en court circuit.}$$

II.4 Relations entre les différentes représentations

Il existe un lien entre les différentes représentations qui décrit le même quadripôle. Le tableau ci-dessous donne ces différents liens.

	Z	Y	T	h
Z	$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\Delta Y} \begin{bmatrix} Y_{22} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{T_{21}} \begin{bmatrix} T_{11} & \Delta T \\ I & T_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{\Delta h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{I}{h_{21}} \end{bmatrix}$
Y	$\frac{1}{\Delta Z} \begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{T_{12}} \begin{bmatrix} T_{22} & -\Delta T \\ -I & T_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{11}} \begin{bmatrix} I & -h_{12} \\ h_{21} & \Delta h \end{bmatrix}$
T	$\frac{1}{Z_{21}} \begin{bmatrix} Z_{11} & \Delta Z \\ I & Z_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{Y_{21}} \begin{bmatrix} -Y_{22} & -I \\ \Delta Y & -Y_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{-I}{h_{21}} \begin{bmatrix} \Delta h & -h_{11} \\ h_{22} & I \end{bmatrix}$
h	$\begin{bmatrix} \frac{\Delta Z}{Z_{22}} & \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \\ \frac{Z_{21}}{Z_{11}} & \frac{I}{Z_{22}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{Y_{11}} \begin{bmatrix} I & -Y_{12} \\ -Y_{21} & \Delta Y \end{bmatrix}$	$\frac{1}{T_{22}} \begin{bmatrix} T_{12} & \Delta T \\ -I & T_{21} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$

II.5 Associations des quadripôles

II.5.1 Association série

La figure II.5 donne le principe d'association de deux quadripôles en série. Les deux quadripôles sont parcourus par le même courant en entrée : $I_1 = I_1' = I_1''$ et le même courant en sortie : $I_2 = I_2' = I_2''$. Les tensions d'entrée et de sortie du quadripôle équivalent correspondent aux sommes des tensions : $V_1 = V_1' + V_1''$ et $V_2 = V_2' + V_2''$.

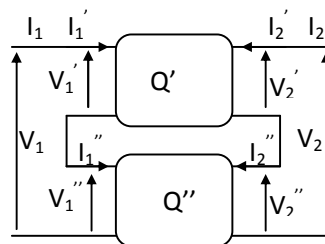


Figure II.5 : Association série

Les matrices impédance sont les mieux adaptées pour déterminer les caractéristiques du quadripôle équivalent. Donc, la matrice impédance du quadripôle équivalent est donnée par la somme des matrices impédances : $[Z] = [Z'] + [Z'']$

II.5.2 Association parallèle

La figure II.6 illustre le principe d'association de deux quadripôles en parallèle. La somme des intensités d'entrée et de sortie des deux quadripôles correspond respectivement à l'intensité du courant du quadripôle équivalent d'entrée $I_1 = I_1' + I_1''$ et de sortie $I_2 = I_2' + I_2''$.

Les deux quadripôles sont soumis aux mêmes tensions en entrée : $V_1 = V_1' = V_1''$ et en sortie : $V_2 = V_2' = V_2''$

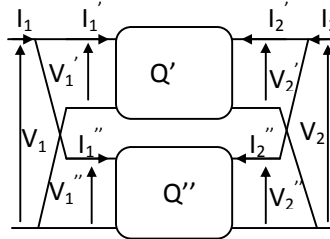


Figure II.6 : Association parallèle

Les matrices admittance sont les mieux adaptées pour déterminer les caractéristiques du quadripôle équivalent. Donc, la matrice admittance du quadripôle équivalent est donnée par la somme des matrices admittances: $[Y] = [Y'] + [Y'']$

II.5.3 Association cascade

La figure II.7 illustre le principe d'association de deux quadripôles en cascade. La tension de sortie du premier quadripôle V_2' est égale à la tension d'entrée du second V_1'' . L'intensité du courant de sortie du premier quadripôle I_2' est à l'opposé du courant d'entrée du second I_1'' .

La tension et l'intensité de courant d'entrée du quadripôle équivalent correspond à la tension et l'intensité de courant d'entrée du premier : $V_1 = V_1'$ et $I_1 = I_1'$. De même, la tension et l'intensité de courant de sortie du quadripôle équivalent correspond à la tension et l'intensité de courant de sortie du second : $V_2 = V_2''$ et $I_2 = I_2''$.

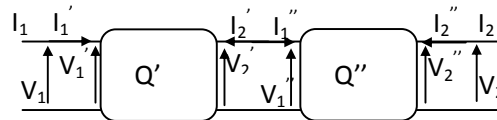


Figure II.7 : Association cascade

Les matrices de transfert sont les mieux adaptées pour déterminer les caractéristiques du quadripôle équivalent. Donc, la matrice de transfert du quadripôle équivalent est donnée par le produit des matrices de transfert: $[T] = [T''] \times [T']$.

II.6 Grandeurs caractéristiques des quadripôles

On considère le cas général où un quadripôle est connecté en sortie à une charge d'impédance Z_c et attaqué en entrée avec une source réelle E_g de résistance interne R_g . Celui-ci est représenté sur la figure II.8.

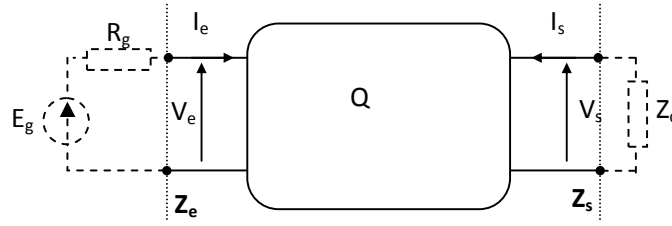


Fig. II.8 : Grandeurs caractéristiques

En utilisant la matrice impédance du quadripôle Q , on peut déduire les équations suivantes :

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (1)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2)$$

$$E_g = V_1 + R_g I_1 \quad (3)$$

$$V_2 = -Z_c I_2 \quad (4)$$

D'après les équations (1)-(4), il est possible de définir pour un quadripôle ses grandeurs caractéristiques comme les impédances d'entrée et de sortie, et les gains en tension et en courant.

I.6.1 Impédance d'entrée

C'est l'impédance vue à l'entrée quand la sortie est chargée par une impédance Z_L .

L'impédance d'entrée est donnée par : $Z_e = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{Z_L}$

On va exprimer V_2 en fonction de I_2 à partir des équations (1), (2) et (4).

$$\text{En combinant les équations (2) et (4), on obtient : } Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = -Z_c I_2 \Rightarrow I_2 = -\frac{Z_{21}}{Z_c + Z_{22}} I_1 \quad (5)$$

$$(5) \text{ dans (1) on obtient: } V_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12} \frac{Z_{21}}{Z_c + Z_{22}} I_1 = \frac{Z_{11}(Z_c + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}{Z_c + Z_{22}} I_1$$

$$\text{On obtient finalement: } Z_e = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{Z_L} = \frac{Z_{11}Z_c + \Delta Z}{Z_c + Z_{22}} \text{ où } \Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$$

II.6.2 Impédance de sortie

C'est l'impédance vue à la sortie quand l'entrée est fermée par une impédance en annulant le générateur à l'entrée du quadripôle. Il s'agit également de l'impédance équivalente du modèle de Thévenin appliquée à la sortie du quadripôle.

L'impédance de sortie est donnée par : $Z_s = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{E_g=0}$

On va exprimer V_2 en fonction de I_2 à partir des équations (1), (2) et (3).

Chapitre II – Quadripôles passifs

Lorsque $E_g = 0$, (3) $\Rightarrow V_1 = -R_g I_1$ (6)

En combinant les équations (6) et (1), on obtient : $-R_g I_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \Rightarrow I_1 = -\frac{Z_{12}}{R_g + Z_{11}} I_2$ (7)

(7) dans (2) on obtient: $V_2 = -Z_{21} \frac{Z_{12}}{R_g + Z_{11}} I_2 + Z_{22} I_2 = \frac{Z_{22}(R_g + Z_{11}) - Z_{12} Z_{21}}{R_g + Z_{11}} I_2$

On obtient finalement: $Z_s = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{R_g} = \frac{Z_{22} R_g + \Delta Z}{R_g + Z_{11}}$ où $\Delta Z = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}$

II.6.3 Gain en courant

C'est le rapport entre l'intensité de courant de sortie I_2 et l'intensité de courant d'entrée I_1 quand la sortie est chargée par une impédance Z_L .

Le gain en courant est donnée par $G_i = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{Z_L}$

On va exprimer I_2 en fonction de I_1 à partir des équations (2) et (4).

En combinant les équations (2) et (4), on obtient (5)

On obtient finalement: $G_i = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{Z_L} = -\frac{Z_{21}}{Z_c + Z_{22}}$

II.6.4 Gain en tension

C'est le rapport entre la tension de sortie V_2 et la tension d'entrée V_1 quand la sortie est chargée par une impédance Z_L .

Le gain en tension est donnée par : $G_v = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{Z_L}$

On va exprimer V_2 en fonction de V_1 à partir des équations (1), (4) et (5).

(4) $\Rightarrow I_2 = -\frac{V_2}{Z_c}$ (8)

(5) $\Rightarrow I_1 = -\frac{Z_c + Z_{22}}{Z_{21}} I_2$ (9)

(8) dans (9) on obtient: $I_1 = \frac{Z_c + Z_{22}}{Z_{21}} \frac{V_2}{Z_c}$ (10)

(8) et (10) dans (1) on obtient: $V_1 = Z_{11} \frac{Z_c + Z_{22}}{Z_{21}} \frac{V_2}{Z_c} - Z_{12} \frac{V_2}{Z_c} = \frac{Z_{11}(Z_c + Z_{22}) - Z_{12} Z_{21}}{Z_c Z_{21}} V_2$

On obtient finalement: $G_v = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{Z_L} = \frac{Z_c Z_{21}}{Z_{11} Z_c + \Delta Z}$

III.1 Rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs :

Un semi-conducteur est généralement défini comme étant un matériau dont la conductivité dépend de la température et augmente avec celle-ci.

Ordres de grandeur

Isolant : $\sigma < 10^{-6}$ S/m (S = Siemens, c'est-à-dire Ω^{-1})

Conducteur : $\sigma \approx 10^8$ S/m

Semi-conducteur : $\sigma \approx 0.1$ à 10^{-4} S/m

Par conséquent, on peut désigner le semi-conducteur comme étant un isolant pour les basses températures et comme un conducteur pour les hautes températures. En outre, il existe d'autres paramètres qui définissent le comportement du semi-conducteur tels que : l'éclairement, le dopage et la concentration des porteurs de charges...

III.1.1 Définition et structure atomique d'un semi-conducteur

Les semi-conducteurs ont la même structure cristallographique que celle du diamant. Dans un cristal semi-conducteur, les atomes sont arrangés de telle sorte qu'un atome sera entouré de quatre autres atomes.

L'atome semi-conducteur est un atome tétravalent, il a quatre électrons sur sa couche périphérique. Alors, cet atome est entouré dans un cristal par quatre autres atomes de même type, ce qui résulte en huit électrons sur sa couche périphérique comme nous montre la figure III.1.

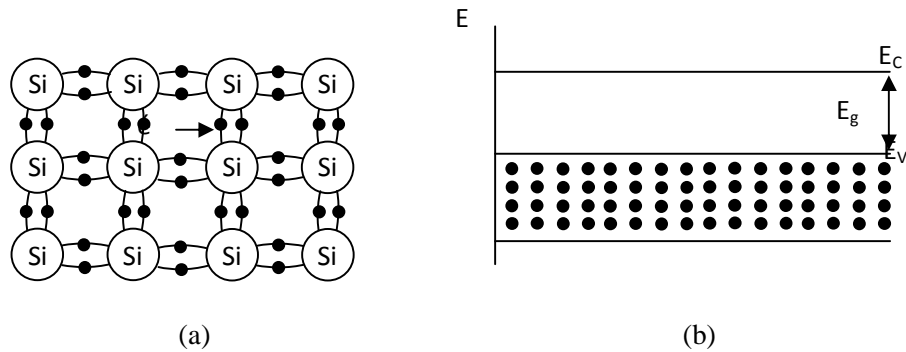


Figure III.1 : Etat d'une structure semi-conducteur à $T=0^{\circ}\text{K}$, (a) structure cristalline, (b) bandes d'énergie

Aux très basses températures, tous les électrons dans la bande de valence sont liés avec les atomes. Alors, la bande de conduction est totalement vide, on dit que le semi-conducteur se comporte comme un isolant.

Aux températures élevées ou même ambiantes, les électrons de valence reçoivent de l'énergie suffisante pour dépasser la bande interdite E_g à la bande de conduction comme nous montre la figure III.2

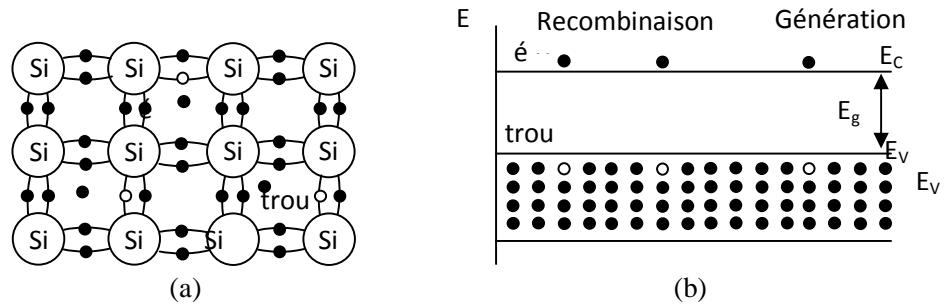


Figure III.2 : Etat d'une structure semi-conducteur à T ambiante (a) structure (b) bande d'énergie

La génération : est le passage des électrons, qui reçoivent de l'énergie, de la bande de valence à la bande de conduction.

La recombinaison: est la disparition des électrons excités, qui perdent de l'énergie, de la bande de conduction à la bande de valence.

Si on applique un champ électrique sur le substrat de silicium, les électrons de conduction acquièrent une vitesse qui leurs permette de se déplacer dans le sens opposé à celui du champ électrique appliqué. Les trous de valence qui sont considérés comme des charges positifs permettent aux électrons de se déplacer d'un trou à un autre en résultant un déplacement des trous dans le même sens que le champ électrique appliqué.

III.1.2 Dopage des semi-conducteurs :

La conductivité des semi-conducteurs peut être augmentée par un ajout contrôlé des impuretés dans un matériau semi-conducteur pur (intrinsèque). Ce procédé, appelé dopage, permet l'augmentation des porteurs de charge (électron ou trou), par conséquent, l'augmentation de la conductivité et la réduction de la résistivité. Ces deux catégories d'impuretés sont type *n* et type *p*.

a. Semi-conducteur extrinsèque de type *n*

Pour augmenter le nombre des électrons de conduction dans le silicium pur, un nombre contrôlé d'atome pentavalents appelés donneurs sont ajoutés au cristal de silicium. Ces derniers, tel que le Phosphore et l'Arsenic, sont des atomes avec cinq électrons de valence (figure III.3). Chaque pentavalent atome forme avec quatre atomes de silicium adjacents une liaison de covalence en quittant un extra électron qui va être devenu un électron libre de conduction. Les électrons dans les matériaux de type N sont appelés : porteurs de charge majoritaires et les trous sont appelés : porteurs de charge minoritaires.

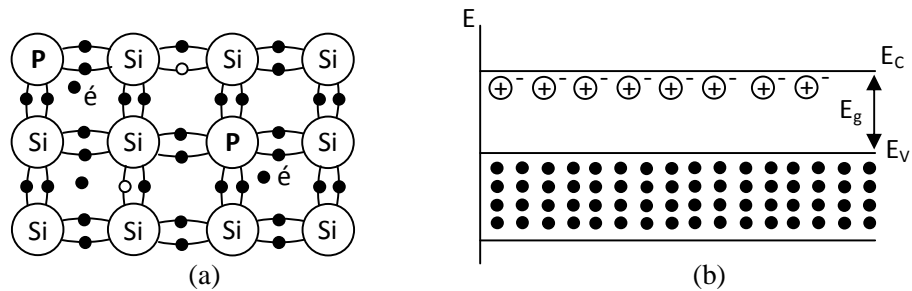


Figure III.3 : Semi-conducteur de type *n* (a) structure (b) bande d'énergie

b. Semi-conducteur extrinsèque de type *p*

Pour augmenter le nombre des trous dans le silicium pur, un nombre d'atome tétravalents appelés accepteurs sont ajoutés au cristal de silicium. Ces derniers, sont des atomes avec seulement trois électrons de valence tel que le Bore et le Gallium (figure III.4).. Chaque tétravalent atome forme avec quatre atomes de silicium adjacents une liaison de covalence. Tous les trois électrons de l'atome impurété sont utilisés pour former les liaisons de covalence.

Cependant, puisque quatre électrons sont nécessaires dans la structure cristalline, un trou est formé avec chaque atome tétravalent ajouté. Alors, avec les matériaux de type *p*, les accepteurs causent des extra trous de valence qui présentent les porteurs de charge majoritaires et les électrons présentent les porteurs de charge minoritaires.

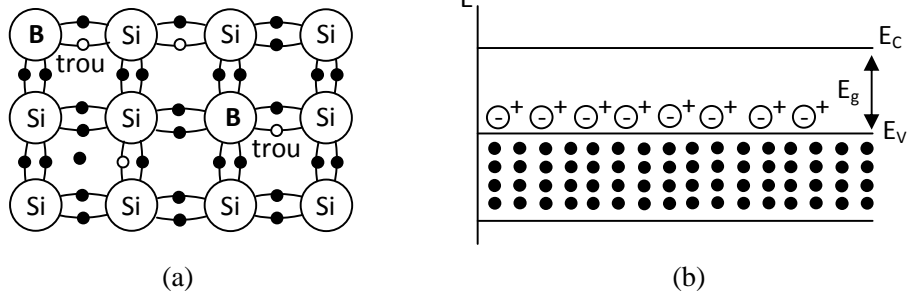


Figure III.4 : Semi-conducteur de type *p* (a) structure (b) bande d'énergie

On peut constater des figures figure III.3 et figure III.4 que l'introduction des atomes d'impurétés résultent des niveaux d'énergie voisins de la bande de conduction dans le cas des donneurs ou voisins de la bande de valence dans le cas des accepteurs. Ce qui explique qu'une faible quantité d'énergie est suffisante pour faire libérer le cinquième électron de l'atome donneur comme elle est suffisante pour faire bouger les électrons de la bande de valence d'un trou à un autre des atomes accepteurs.

III.1.3 Concentration des porteurs de charge

a. Semi-conducteur intrinsèque

Dans un semi-conducteur pur, il existe autant d'électrons libres que de trous donnés par : *n* nombre électrons de conduction et *p* les trous de valence par unité de volume, appelé concentrations des porteurs intrinsèques.

Pour un semi-conducteur intrinsèque on a:

$$n = p = n_i \Rightarrow n \cdot p = n_i^2 \text{ où :}$$

$n_i = \sqrt{N_C N_V} e^{-\frac{E_g}{2kT}}$ *n_i*: concentration intrinsèque (caractéristique du matériau semi-conducteur pur), elle dépend fortement de la température.

A $T=300^\circ K$: $n_i = 1.6 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ (pour le cas du Si)

$n_i = 2.5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ (pour le cas du Ge)

$n_i = 1.1 \times 10^7 \text{ cm}^{-3}$ (pour le cas du GaAs)

E_g : Gap ou largeur de la Bande Interdite

N_C : densité effective d'électrons dans la bande de conduction.

N_V : densité effective de trous dans la bande de valence.

$K = 8.62 \times 10^{-5} \text{ eV}/^\circ K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J}/^\circ K$: la constante de Boltzman

b. Semi-conducteur extrinsèque dopé n

Si le semi-conducteur est dopé n , il y a beaucoup plus d'électrons libres que de trous. On dit que :
Pour un semi conducteur dopé n : $n \neq p$ et $n \gg n_i$

En revanche, on a toujours : $n.p = n_i^2$

Si N_D est la concentration en atomes donneurs on a alors : $n \approx N_D^+$ et $p \approx \frac{n_i^2}{N_D^+}$

A la température ambiante l'ionisation des atomes d'impuretés est considérée comme complète. Donc, à $T=300^\circ\text{K}$: on peut donner : $n = N_D = N_D^+$ et $p = N_A = N_A^-$

c. Semi-conducteur extrinsèque dopé p

Si le semi-conducteur est dopé p , il y a beaucoup plus de trous que des électrons. On dit que :
Pour un semi conducteur dopé p : $n \neq p$ et $p \gg n_i$

En revanche, on a toujours : $n.p = n_i^2$

Si N_A est la concentration en atomes accepteurs on a alors : $p \approx N_A^-$ et $n \approx \frac{n_i^2}{N_A^-}$

III.1.4 La jonction PN

La jonction PN est formée entre deux zones de différent dopage de type p et de type n obtenus par diffusion ou par bombardement ionique sur le même substrat de semi-conducteur. La zone n a plusieurs électrons libres (porteurs de charge majoritaires) et quelque trou généré thermiquement (porteurs de charge minoritaires). Par contre, la zone p a quelque électron généré thermiquement (porteurs de charge minoritaires) et pas mal de tous (porteurs de charge majoritaires).

La jonction PN forme une diode de base, elle est nécessaire pour le fonctionnement des dispositifs à semi-conducteurs tels que les diodes et les transistors,...

III.1.5 La zone de déplétion

Lorsque la jonction PN se forme, quelque électron de conduction près de la jonction la traverse vers la zone p et se recombine avec les trous près de la jonction comme nous montre la figure III.5.

Pour chaque électron qui traverse la jonction et se recombine avec un trou, l'atome pentavalent obtient avec une charge positive dans la zone n près de la jonction. En outre, lorsque l'électron se recombine avec un trou dans la zone p , l'atome tétravalent acquiert une charge négative.

Par conséquent, des ions sont retrouvés positifs dans le côté n de la jonction et négatif le côté p . L'existence des ions positifs et négatifs sur les côtés opposés de la jonction crée une barrière de potentiel V_B à travers la zone de déplétion.

La barrière de potentiel dépend de la température, mais elle est à peu près de 0.7V pour le cas de Silicium et de 0.3V pour le cas du Germanium à la température ambiante.

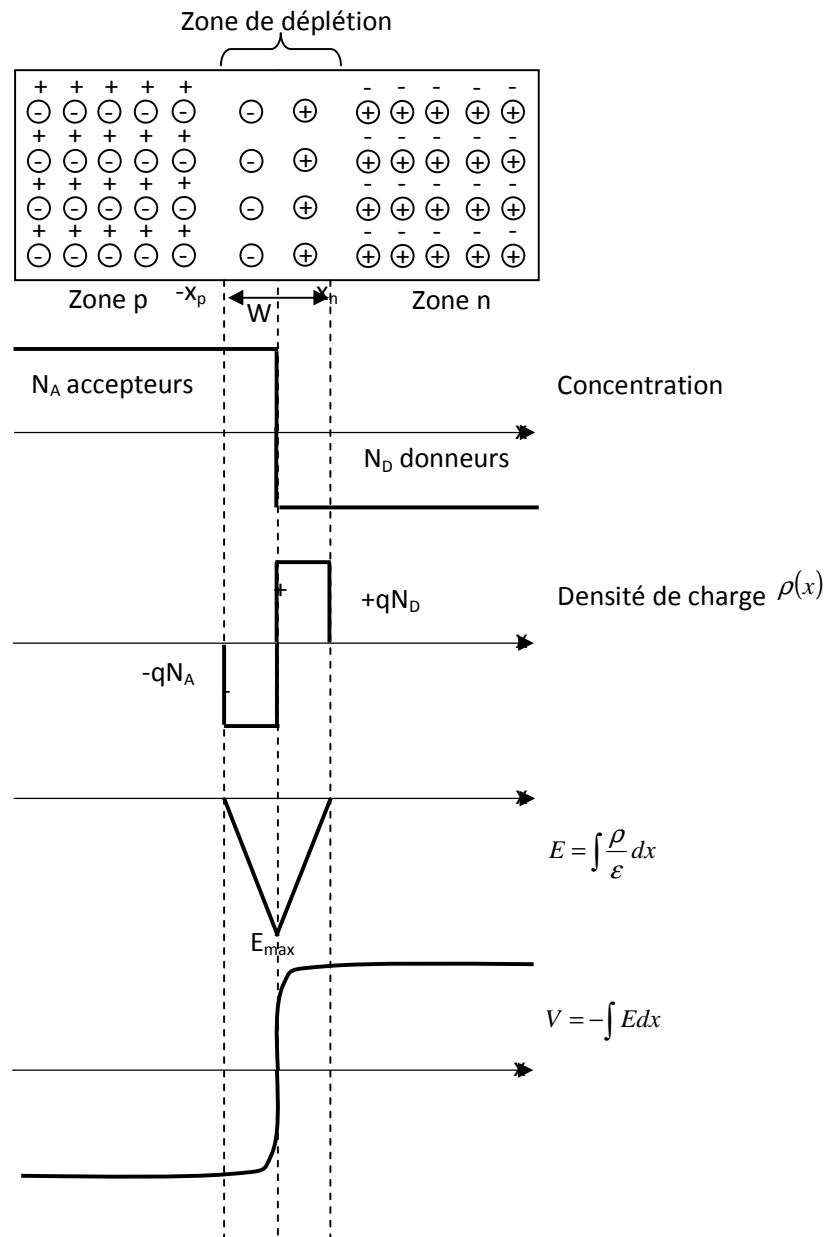


Figure III.5 : Grandeurs spécifiques dans une jonction PN

III.2 Théorie de la diode :

III.2.1 Définition et constitution d'une diode

La diode à jonction est l'élément de base des circuits à semi-conducteur obtenu par simple réalisation d'une jonction PN. La figure III.6 représente la structure semi-conductrice d'une diode avec son symbole dans les circuits électroniques.

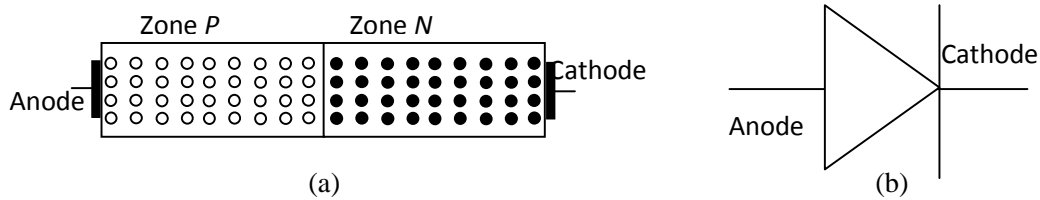


Figure III.6 : diode à jonction (a) structure semi-conducteur (b) symbole

Le coté de la diode dopée p est appelé anode et le coté dopée n est appelé cathode.

III.2.2 Polarisations d'une diode (jonction PN)

La polarisation d'une diode est effectuée par l'application d'une tension externe U entre sa région p et sa région n . il existe deux façon de branchement de la source externe : polarisation directe qui permet le passage d'un courant électrique dans la jonction alors qu'une polarisation inverse l'empêche.

a. Polarisation directe

Si on applique une source de tension externe V_{ex} telle que : le plus de la source est lié au côté p de la jonction et le moins de la source est lié au côté n , on dit que la diode ou la jonction PN est polarisée en directe (figure III.7).

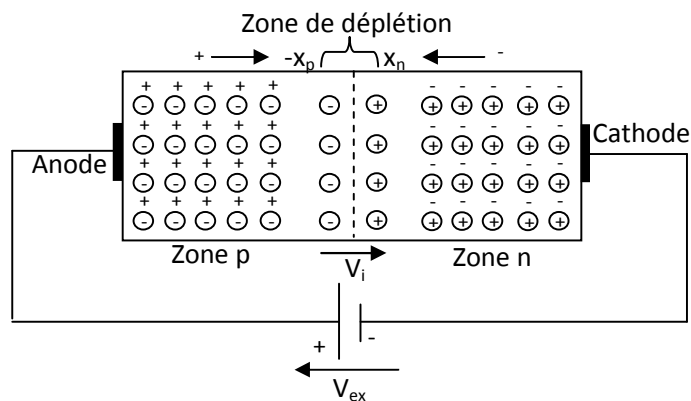


Figure III.7 : polarisation directe d'une diode (jonction PN)

Le champ électrique externe E_{ex} créé par V_{ex} s'oppose à l'effet du champ interne E_i créé par V_i . Par conséquent, l'effet de diffusion va être renforcé et lorsque V_{ex} soit supérieur à V_i un courant I va se créer dans la jonction. La barrière de potentiel V_d est ainsi diminuée, alors des électrons peuvent traverser la zone de déplétion (de n vers p) qui devient donc conductrice ; la diode est dite passante.

b. Polarisation inverse

Si on applique une source de tension externe V_{ex} de telle sorte que le champ électrique créé s'oppose à l'effet du champ interne créé, on dit que la diode ou la jonction PN est polarisée en inverse (figure III.8).

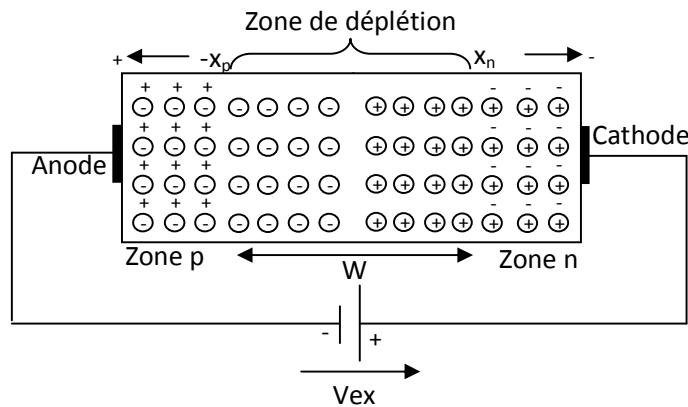


Figure III.8 : polarisation inverse d'une diode (jonction PN)

Le champ électrique externe E_{ex} dû à V_{ex} repousse les électrons vers leur région n et les trous vers leur région p . Ce phénomène résulte un élargissement de la zone de déplétion d'où la jonction devient pratiquement isolante. On dit que la diode est bloquée.

Par conséquent, la hauteur de la barrière de potentiel va être augmentée, qui empêche les porteurs de charge majoritaires des deux zones de se déplacer d'où un courant quasiment nul. Cependant, les porteurs de charge minoritaires (électrons de la zone p et trous de la zone n) vont se déplacer en créant un faible courant dit : courant de saturation I_s .

III.2.3 Caractéristique courant-tension d'une diode

La caractéristique $I = f(V)$ d'une diode est représentée sur la figure suivante :

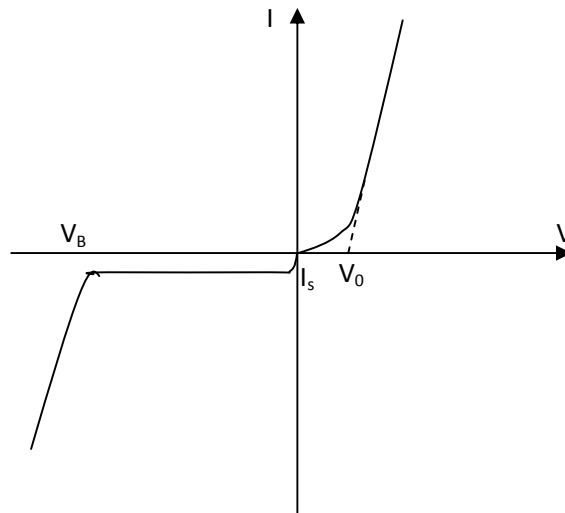


Figure III.9 : caractéristique électrique I-V d'une diode

La tension V entre l'anode et la cathode de la diode est liée au courant I qui la traverse par une relation exponentielle donnée par : $I = I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$ où :

I_s : Courant de saturation de la diode

Chapitre III – Diodes

k : Constante de Boltzmann, $k=1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$

T : Température

q : Charge de l'électron, $q=1.60219 \times 10^{-19} \text{ C}$

$\frac{kT}{q} = V_{th} \approx 0.026 \text{ V} = 26 \text{ mV}$: Tension thermique pour une température ambiante $T=300^\circ\text{K}$

La tension V_0 est la tension de seuil de la diode. Le courant I_S de saturation est le courant qui traverse la diode dans le cas où cette dernière est bloquée. La tension V_B appelée la tension de claquage, elle correspond une tension inverse qui déclenche le phénomène d'avalanche.

a. Résistance statique

La résistance statique de la diode définit la résistance équivalente d'une diode lorsqu'elle est parcourue par un courant constant.

D'après la figure III.10, on constate que la diode est polarisée par une source de tension continue. Donc, la résistance équivalente à la diode vue par la source E est une résistance statique R_S qui peut être

donnée par : $R_S = \frac{V}{I}$

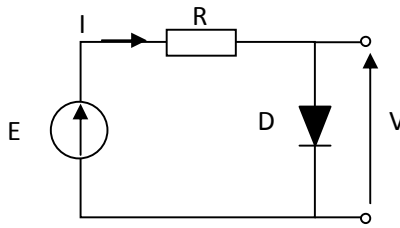


Figure III.10 : Polarisation d'une diode par une source continue

D'après le circuit de la figure III.10, on a : $E = RI + V \Rightarrow I = -\frac{V}{R} + \frac{E}{R}$: droite de charge

La valeur de cette résistance peut être aussi déterminée graphiquement par les coordonnées (V_0, I_0) du point d'intersection Q entre la droite de charge et la caractéristique $I-V$ de la diode telle qu'il est illustré par la figure III.11. le point $Q(V_0, I_0)$ représente le point de fonctionnement de la diode.

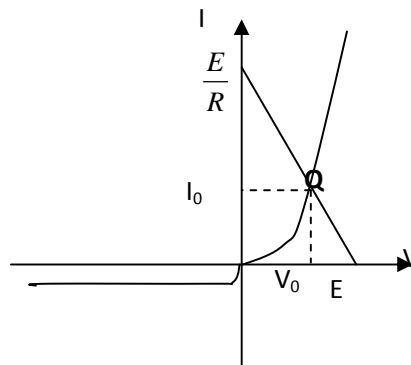


Figure III.11 : Détermination de la résistance statique de la diode graphiquement

b. Résistance dynamique

La résistance dynamique définit la résistance équivalente de la diode en régime variable, elle est appelée aussi résistance différentielle ou résistance en alternatif.

La résistance dynamique est donnée par le rapport de la variation de la tension aux bornes de la diode à la variation du courant qui la parcourt : $R_d = \frac{\Delta V}{\Delta I}$

Si on dérive l'équation caractéristique I - V de la diode, on obtient :

$$\frac{dI}{dV} = \frac{q}{KT} I_s e^{\frac{qV}{KT}} = \frac{q}{KT} (I + I_s) \Rightarrow R_d = \frac{dV}{dI} = \frac{q}{I + I_s} \frac{KT}{q}$$

Comme I_s est négligeable devant I , $R_d = \frac{dV}{dI} = \frac{KT}{q} = \frac{0.026[V]}{I[A]} = \frac{26[mV]}{I[mA]}$ à $T=300^\circ K$

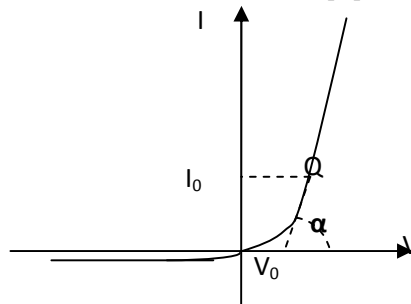


Figure III.12 : Détermination de la résistance dynamique de la diode graphiquement

Graphiquement, la résistance est définie par l'inverse de la tangente de la courbe caractéristique I - V de la diode au point de fonctionnement Q . de la figure III.12, la résistance dynamique est définie

comme : $R_d = \frac{I}{tg \alpha}$

III.2.4 Schéma équivalent à une diode

Dans un circuit électronique, la diode peut être s'exprimée seulement en deux états : bloqué ou passant. Alors, il est intéressant de remplacer chacune de ces diodes selon leurs états par un circuit équivalent.

a. Etat bloqué :

A l'état bloqué ($V_{KA} \leq V_d$: $V_{KA} \leq 0V$ pour le cas d'une diode idéale et $V_{KA} \leq 0.7V$ pour le cas d'une diode parfaite ou réelle), la diode sera remplacée par une résistance R_i de grande valeur. Alors, elle se comporte comme un interrupteur ouvert.

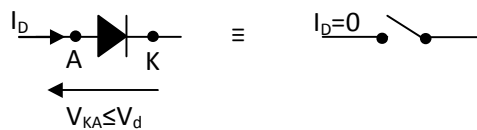


Figure III.13 : Schéma équivalent de la diode (état bloqué)

b. Etat passant :

A l'état passant ($V_{KA} > V_d$: $V_{KA} > 0V$ pour le cas d'une diode idéale et $V_{KA} > 0.7V$ pour le cas d'une diode parfaite ou réelle), la diode peut être modélisée par différent modèle :

- **1^{er} modèle** : (diode idéale) : La diode sera remplacée par une résistance R_i de très faible valeur. Alors, elle se comporte comme un interrupteur fermé.
- **2^{ème} modèle** : (diode parfaite) : La diode sera remplacée par un générateur de f.e.m $V_d = 0.7V$, seuil de la diode.
- **3^{ème} modèle** : (diode réelle) : La diode sera remplacée par un générateur de f.e.m V_d , en série avec une résistance R_d de quelque Homs $\equiv \frac{I}{tg\alpha}$.

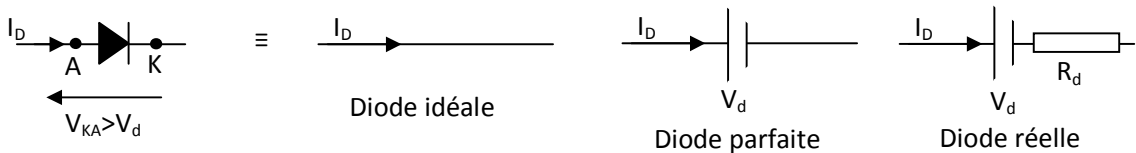


Figure III.14 : Schéma équivalent de la diode (état passant)

III.3 Les applications des diodes :

III.3.1 Redressement simple alternance

Le redressement est la conversion d'un signal bipolaire en un signal unipolaire. Il est défini aussi comme étant la conversion de l'alternatif en continu. A partir d'un signal alternatif, on peut y avoir deux possibilités : l'obtention d'un signal continu positif ou bien négatif.

Le circuit simple alternance consiste à :

- Eliminer la partie négative et à laisser passer que la partie positive d'un signal alternatif (figure III.15)
- Eliminer la partie positive et à laisser passer que la partie négative d'un signal alternatif (figure III.16)

Le principe de fonctionnement est illustré par le chronogramme des figures III.15 et III.16, où la diode utilisée est supposée idéale.

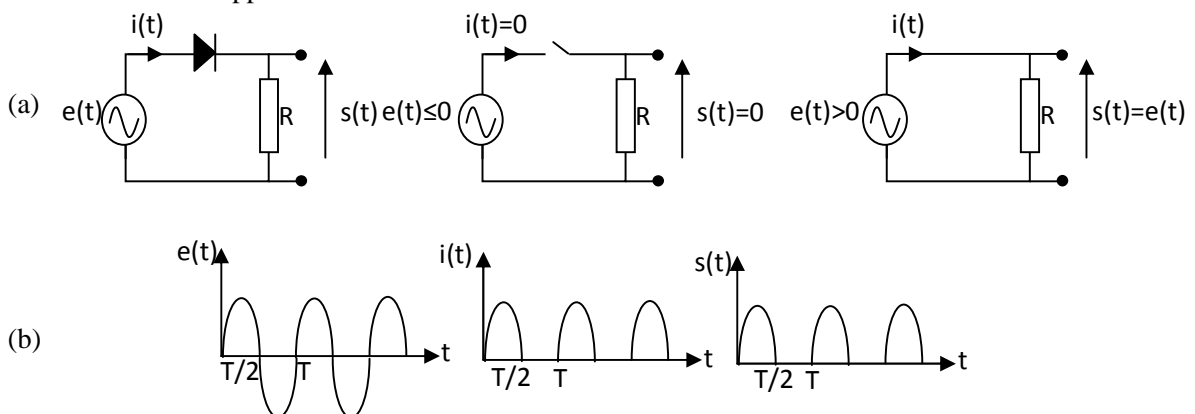


Figure III.15 : Redressement simple alternance (positive) : (a) circuit de base, schéma équivalent (b) chronogramme

La figure III.15 montre comment l'alternance négative est supprimée. Alors, on est passé d'un signal bipolaire à un signal unipolaire positif.

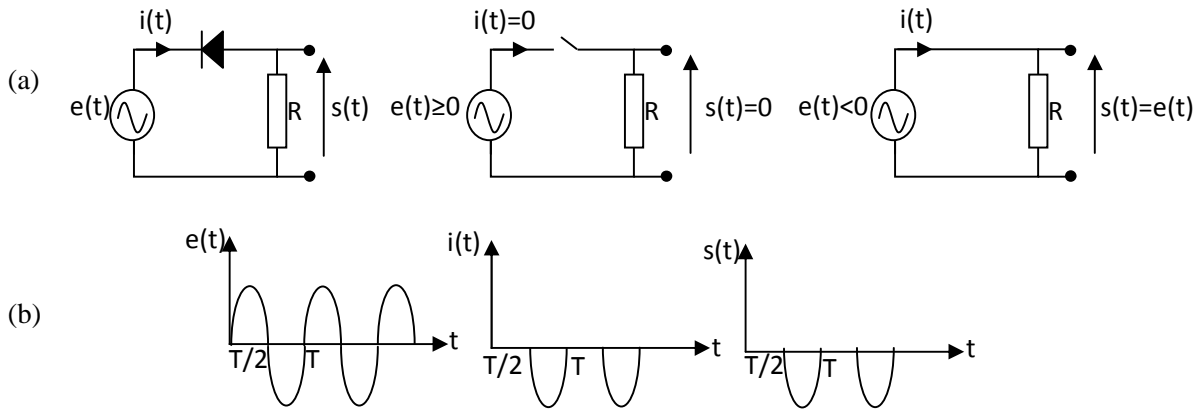


Figure III.16 : Redressement simple alternance (négative) : (a) circuit de base, schéma équivalent (b) chronogramme

La figure III.16 montre comment l'alternance négative est supprimée. Alors, on est passé d'un signal bipolaire à un signal unipolaire positif.

Remarque :

Dans le cas d'une diode parfaite ou réelle, cette diode ne peut conduire qu'à partir d'une tension de seuil V_{σ} , alors, l'amplitude de crête du signal de sortie est inférieur à l'amplitude de crête du signal d'entrée de sorte que la différence est égale approximativement à la valeur de la tension de seuil.

III.3.2 Redressement double alternance

Le redressement double alternance utilise un pont à quatre diodes D1, D2, D3 et D4. L'application d'une tension sinusoïdale à l'entrée du circuit de redressement permet d'obtenir un signal où l'alternance positive est restituée telle quelle, alors que la polarité de l'alternance négative est inversée.

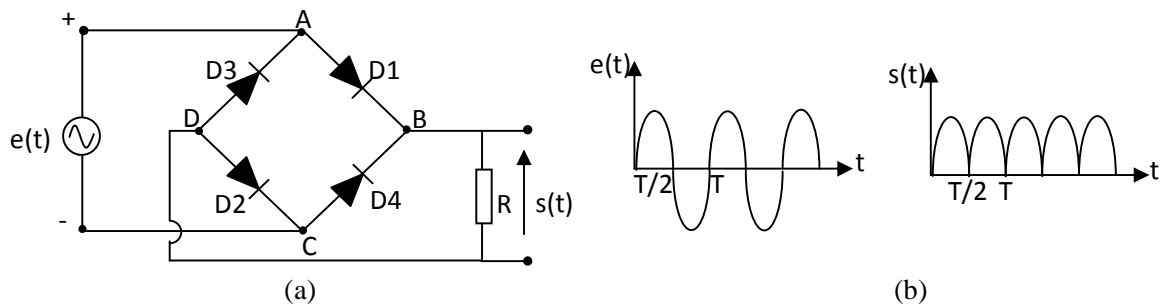


Figure III.17 : Redressement double alternance: (a) circuit à pont de diodes (b) chronogramme

Les diodes utilisées dans le pont sont considérées comme idéales:

- Lorsque la tension d'entrée est positive, un courant positif sort par la borne (+) et entre par la borne (-) (figure III.17). Ce qui provoque la conduction de D1 et D2 et le blocage de D3 et D4.

Alors, on peut réduire le circuit de la figure III.17 à celui schématisé à la figure III.18. De ce fait l'alternance positive est restituée à la sortie.

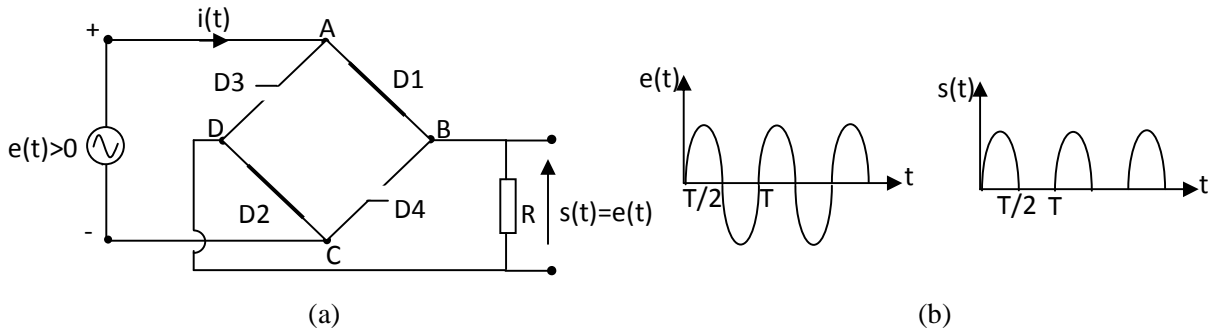


Figure III.18 : Restitution de l'alternance positive à la sortie (a) schéma équivalent (b) chronogramme

- Lorsque la tension d'entrée est négative, un courant négatif sort par la borne (-) et entre par la borne (+) (figure III.17). Ce qui provoque la conduction de D3 et D4 et le blocage de D1 et D2. Alors, on peut réduire le circuit de la figure III.17 à celui schématisé à la figure III.19. De ce fait l'alternance négative est inversée à la sortie.

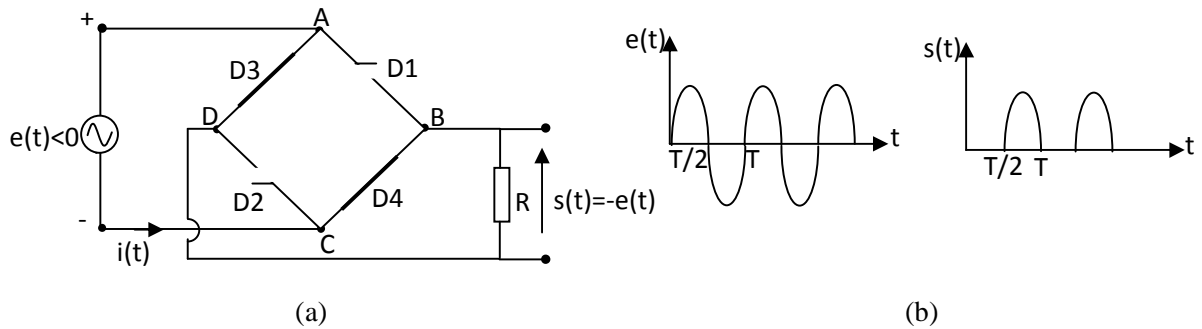


Figure III.19 : Inversion de l'alternance négative à la sortie (a) schéma équivalent (b) chronogramme

Comme les diodes D1, D2, D3 et D4 travaillent simultanément, on obtient à la sortie le signal de la figure III.17b.

Remarque :

Si on désire avoir une tension continue négative il suffit simplement de prendre la borne (+) comme référence

III.3.3 Ecrêtage

La diode est un composant capable d'éliminer une partie positive ou une partie négative d'un signal. Par exemple, si on veut écrêter un signal sinusoïdal à deux niveaux donnés, on doit utiliser le circuit de la figure III.20. On peut régler les deux niveaux de tension $V1$ et $V2$ de telle sorte, l'amplitude du signal qui va être écrêté, soit supérieure à $V1$ et $V2$ pour que le circuit puisse fonctionner correctement.

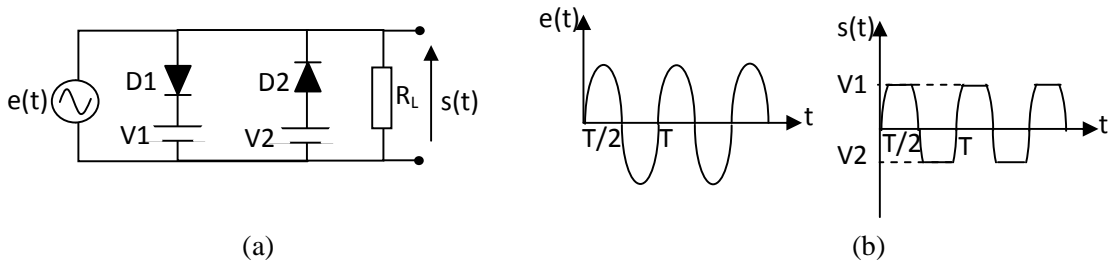


Figure III.20 : Ecrêtage d'un signal sinusoïdal à deux niveaux (a) circuit d'écrtage (b) chronogramme

Dans le circuit de la figure III.20,

- Lorsque la tension d'entrée $e(t)$ est positive, $s(t)$ ne prendra que les valeurs de la partie positive du signal $e(t)$ alors que sa partie négative est écrêtée au niveau de la tension $V2$.
De même, lorsque la tension d'entrée $e(t)$ est négative $s(t)$ ne prendra que les valeurs de la partie négative du signal $e(t)$ alors que sa partie positive est écrêtée au niveau de la tension $V1$.

Finalement on obtient le signal de sortie $s(t)$ de la figure III.20b.

III.3.4 Détecteur de crête

Le détecteur de crête est un circuit à diode qui permet de rechercher la valeur maximale ou la crête d'un signal électrique et non pas sa forme.

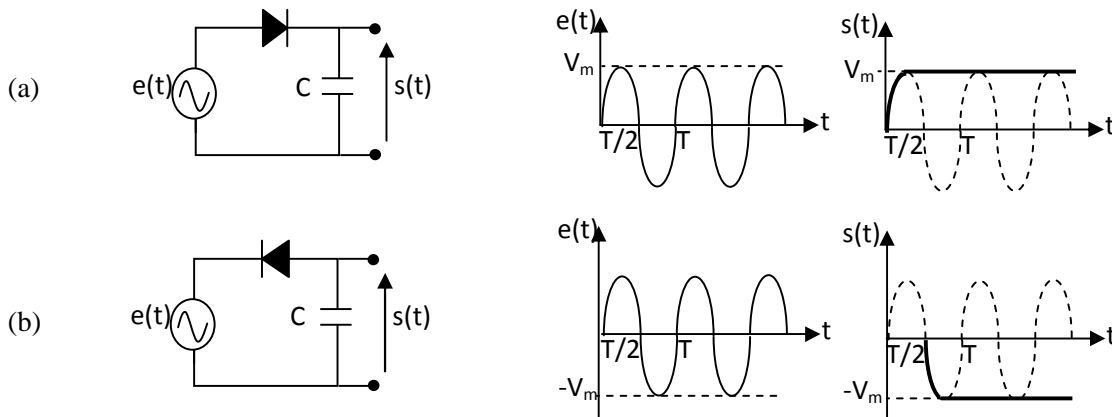


Figure III.21 : Détecteur de crête (a) crête positive, chronogramme (b) crête négative, chronogramme

Les circuits dans la figure III.21, permettent de détecter la crête positive et la crête négative respectivement comme suit :

- Au cours de l'alternance positive du signal d'entrée $e(t)$, la diode D est en état passant. Alors, le condensateur C se charge très rapidement et atteint à $T/4$ la valeur V_m (crête positive de $e(t)$). Au delà de $T/4$, $e(t)$ reste toujours inférieur ou égale à la tension de charge C se qui maintient la diode D bloquée.
- Au cours de l'alternance positif du signal d'entrée $e(t)$, la diode D est bloquée. Alors, le condensateur C reste déchargé. A $T/2$, le condensateur C commence à se charger et atteint à $3T/4$ la valeur $-V_m$ (crête négative de $e(t)$). Au delà de $3T/4$, $e(t)$ reste toujours supérieur ou égale à la tension de charge C se qui bloque la diode D .

Finalement, les signaux de sortie $s(t)$ de la figure III.21, montrent qu'une fois la diode devient passante, le condensateur commence à se charger jusqu'à il atteint une valeur crête (positive ou négative). Par contre, lorsque la diode se bloque, le condensateur conserve sa charge qui correspond à la valeur maximale du signal $e(t)$.

III.3.5 Circuit de restauration

Ce circuit est appelé aussi circuit d'alignement. Il permet de rajouter des composantes continues positives ou négatives à des signaux alternatifs.

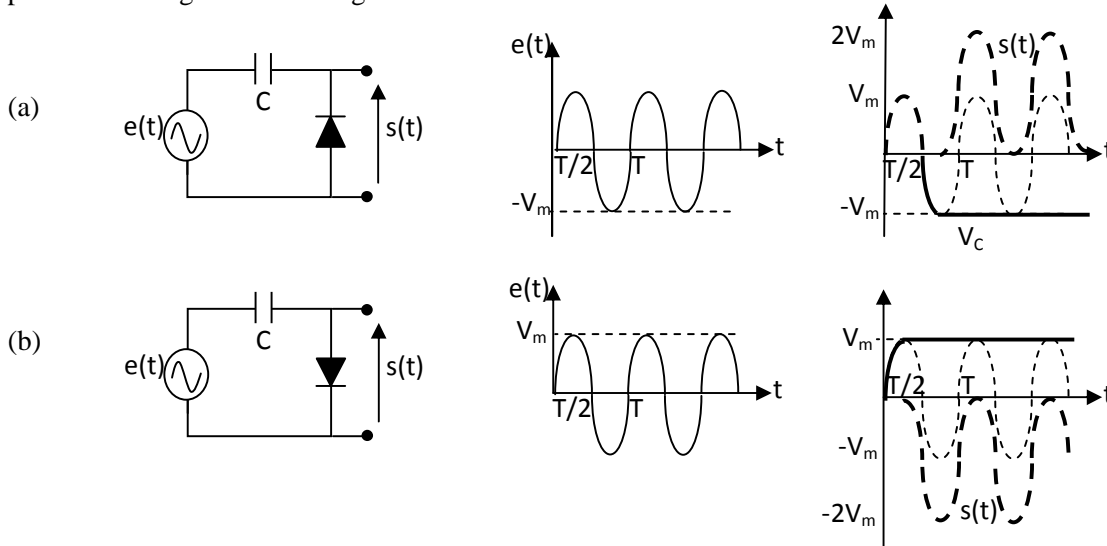


Figure III.22 : Circuit de restauration (a) positive, chronogramme (b) négative, chronogramme

Les circuits dans la figure III.22, représentent les circuits de restauration de composante positive et négative. Ils fonctionnent selon le même type comme suit :

- Au cours de l'alternance négative du signal d'entrée $e(t)$, la diode D est passante. Alors le condensateur C va se charger et atteint à $3T/4$ la crête négative $V_C = -V_m$. Au delà de $3T/4$, $e(t)$ reste toujours supérieur ou égale à la tension de charge C , c-à-d, la diode D reste toujours bloquée. A cet instant, le signal de sortie $s(t)$ est obtenu par la soustraction de $-V_m$ à $e(t)$: $s(t) = e(t) + V_m$.
- Au cours de l'alternance positive du signal d'entrée $e(t)$, la diode D est passante. Alors le condensateur C va se charger et atteint à $T/4$ la crête positive $V_C = V_m$. Au delà de $T/4$, $e(t)$ reste toujours inférieur ou égale à la tension de charge C , c-à-d, la diode D reste toujours bloquée. A cet instant, le signal de sortie $s(t)$ est obtenu par la soustraction de V_m à $e(t)$: $s(t) = e(t) - V_m$.

On constate que la composante continue ajoutée au signal d'entrée représente la valeur de crête du signal $e(t)$ positive V_m ou négative $-V_m$, par conséquent, le signal de sortie $s(t)$ obtenu est aligné avec l'axe des temps et peut être déterminé par la relation : $s(t) = e(t) - V_C$

III.3.6 Multiplicateur de tension.

Un multiplicateur de tension est un circuit à base de diodes qui permet de produire en sortie une tension continue, multiple de l'amplitude du signal d'entrée.

Selon le nombre de cellule de base (diode-condensateur), on peut citer trois types de multiplicateur de tension : Doubleur de tension (constitué de deux cellules), Tripleur de tension (constitué de trois cellules) et Quadrupleur de tension (constitué de quatre cellules).

Pour bien comprendre le fonctionnement de ces circuits, on prend le doubleur de tension comme un exemple d'étude puis on déduit le cas du tripleur et du quadrupleur de tension.

a. Doubleur de tension

Le doubleur de tension est un circuit à deux diodes, constitué d'un circuit de restauration suivi par un détecteur de crête. Le premier (condensateur -diode) a pour objet d'aligner le signal d'entrée $e(t)$ avec l'axe du temps, le deuxième (diode-condensateur), de détecter la crête du signal de sortie $s_1(t)$ du premier circuit.

Donc, le signal de sortie $s(t)$ obtenu est un signal continu égal à l'amplitude crête à crête du signal d'entrée où son signe dépend du montage utilisé comme l'indique la figure III.23

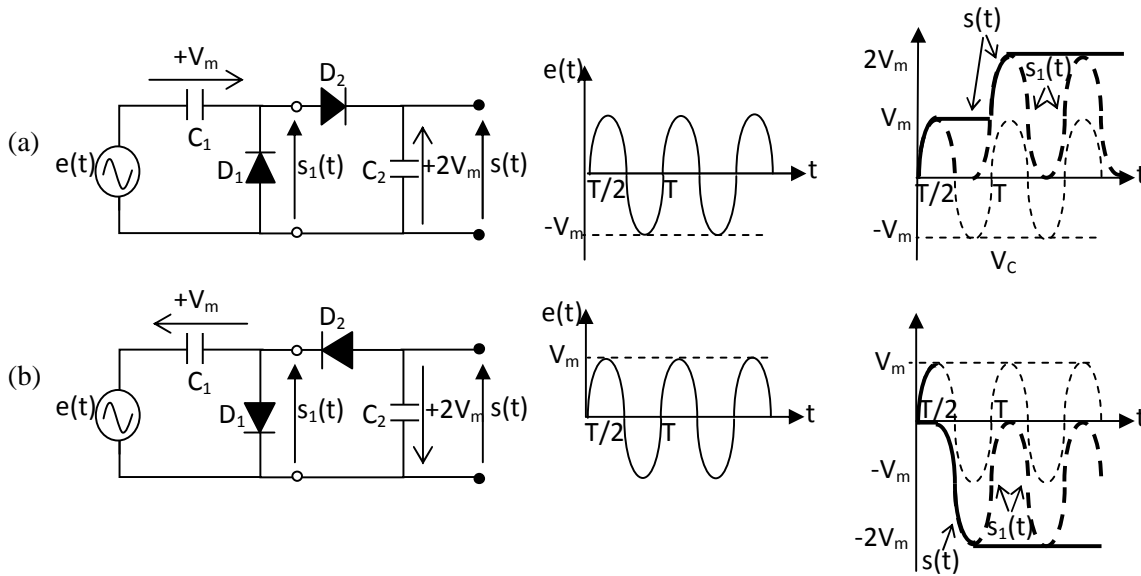


Figure III.23 : Doubleur de tension (a) positive, chronogramme (b) négative, chronogramme

Les circuits dans la figure III.23, représentent un doubleur de tension de composante (a) positive et (b) négative. Le fonctionnement de ce dispositif est basé sur l'emploi adéquat des circuits de restauration de la composante continue:

Tripleur est quadrupleur de tension

Pour passer du circuit doubleur à un tripleur, et du tripleur à un quadrupleur, on doit ajouter à chaque fois un circuit élémentaire (diode-condensateur). Les figures ci-dessous montrent respectivement un tripleur et un quadrupleur de tension.

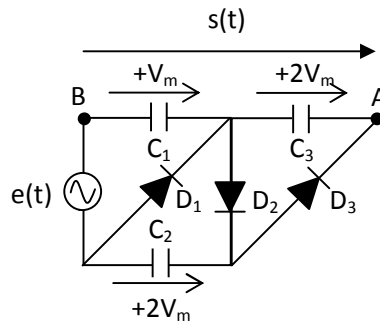


Figure III.24 : Tripleur de tension

- Au cours de l'alternance négative du signal d'entrée $e(t)$ en série avec la composante continue $+2V_m$ de la capacité C_2 , la capacité C_3 se charge à travers la diode D_3 et atteint la crête positive $V_{C3}=+2V_m$. Au-delà de cet instant, toutes les diodes se bloquent et les capacités conservent leurs charges respectives. Le signal de sortie $s(t)$ qui représente le triple de la crête positive de $e(t)$ est prélevé entre les nœuds A et B tel que : $s(t)=V_{AB}=+3V_m$.

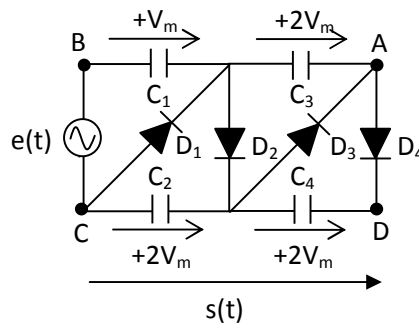


Figure III.25 : Quadrupleur de tension

- Au cours de l'alternance positive du signal d'entrée $e(t)$ en série avec la composante continue $+V_m$ de la capacité C_1 et la composante continue $+2V_m$ de la capacité C_3 , la capacité C_4 se charge à travers la diode D_4 et atteint la crête positive $V_{C4}=+2V_m$. Au-delà de cet instant, toutes les diodes se bloquent et les capacités conservent leurs charges respectives. Le signal de sortie $s(t)$ qui représente le quadruple de la crête positive de $e(t)$ est prélevé entre les nœuds D et C tel que : $s(t)=V_{DC}=+4V_m$.

Remarque :

si on désire avoir un signal de sortie dont le triple ou le quadruple de la crête de $e(t)$ est négative, il suffit simplement d'inverser les bornes du signal de sortie tel que : $s(t)=V_{BA}=-3V_m$ (cas du tripleur) $s(t)=V_{CD}=-4V_m$ (cas du quadrupleur) ou bien d'inverser le sens des diodes dans les circuits tripleur et quadrupleur de tension pour obtenir $s(t)=V_{AB}=-3V_m$ (cas du tripleur) $s(t)=V_{DC}=-4V_m$ (cas du quadrupleur).

III.4 Stabilisation de la tension par la diode Zener.

III.4.1 Diode Zener :

La diode Zener est une diode à jonction PN exploitée en inverse où le phénomène de claquage par effet du champ ou d'avalanche est avantageux.

On peut citer trois catégories de diode Zener :

- Diode basse tension (pratiquement <5Volt), on dit que l'effet Zener est prédominant ou le claquage est obtenu par effet du champ.
- Diode moyenne tension (pratiquement de 5Volt à 7Volt), on dit que le claquage est obtenu par la combinaison des effets du champ et d'avalanche.
- Diode haute tension (pratiquement >7Volt), on dit que l'effet avalanche est prédominant ou le claquage est obtenu par effet d'avalanche.

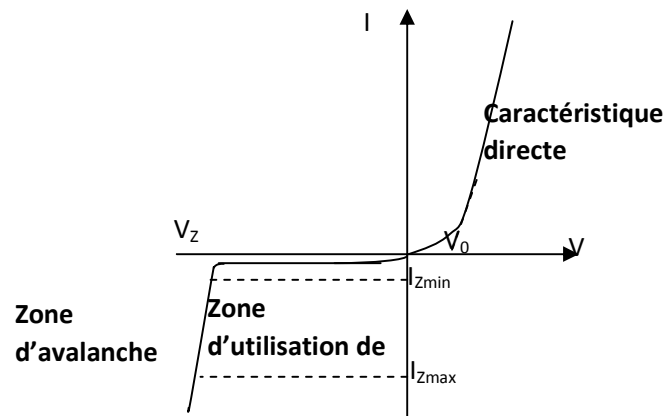


Figure III.26 : Caractéristique de la diode Zener

La diode Zener est conçue pour présenter, dans sa caractéristique inverse, une zone de « claquage contrôlé », dans laquelle le courant inverse augmente brusquement sans augmentation significative de la tension et sans endommager la diode.

Alors, pour ne pas détruire la diode et pour pouvoir exploiter le phénomène de Zener, il suffit de limiter le courant inverse dans un intervalle bien déterminé.

Le courant limite inférieur I_{\min} permet de déterminer la valeur du courant I_Z pour laquelle la diode présente entre ses bornes la tension de Zener V_Z . Le courant limite supérieur I_{\max} permet de déterminer la valeur maximale du courant que la diode peut supporter.

La diode Zener peut être modélisée par le 3^{ème} modèle linéaire, présenté ci-dessous :

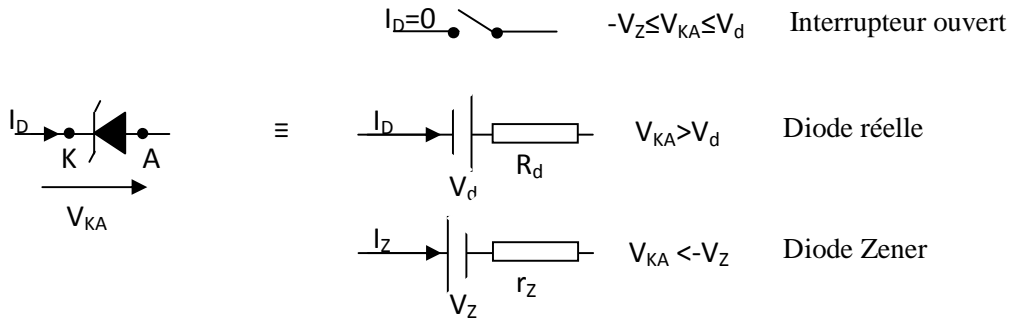


Figure III.27 : Schéma équivalent de la diode Zener

III.4.2 Principe de stabilisation par diode Zener

Une des principales applications de la diode Zener est la limitation de tension. Elle peut dans une certaine limite maintenir la tension constante quelque soit le courant qui la traverse.

Selon la caractéristique représentée dans la figure III.26, on peut constater que un courant maintenu entre I_{Zmin} et I_{Zmax} la diode Zener peut être utilisé comme un stabilisateur de tension.

Dans le circuit de la figure III.28, la diode D_Z permet de fixer la tension de sortie à une valeur souhaitée pour la charge R_C . on considère le courant qui traverse la diode Zener I_Z satisfait la condition $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$ pour que la tension V soit constante et égale à V_Z .

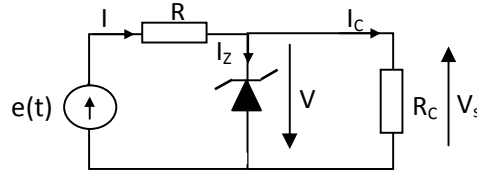


Figure III.28 : Stabilisation de la tension par la diode Zener

De la même manière, l'état de la diode se fait comme la diode normale, on calcul premièrement la tension $V = V_{KA}$ de la diode Zener lorsqu'elle est déconnectée.

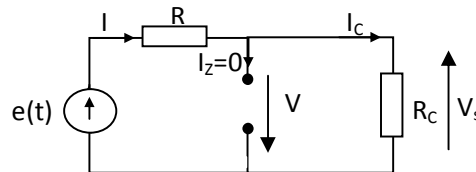


Figure III.29 : Etat de la diode Zener

En appliquant le diviseur de tension, on trouve : $V = V_{KA} = -\frac{R_C}{R_C + R} e(t)$

Pour que la diode Zener fonctionne en mode stabilisation de tension, les deux conditions doivent être satisfaites :

$$V < -V_Z \Rightarrow -\frac{R_C}{R_C + R} e(t) < -V_Z \Rightarrow e(t) > \frac{R_C + R}{R_C} V_Z$$

Donc, la diode Zener est au claquage et peut être remplacée par une source de tension V_Z et une résistance Zener r_Z (cas réel). Dans le cas idéal r_Z tend vers à 0 ($r_Z=0$). Le schéma équivalent est donné dans la figure III.30 :

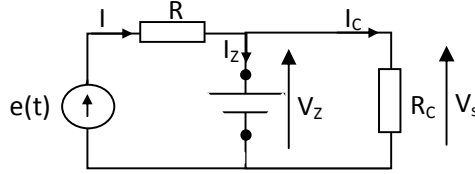


Figure III.30 : Schéma équivalent de la diode Zener au claquage

En appliquant la loi des mailles : $V_s = V_Z$

$I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$, avec $I_Z = \frac{e(t) - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C}$, pour cela on envisage deux cas d'étude pour déterminer la résistance série R.

- **1^{er} cas : $E_{min} \leq e(t) \leq E_{max}$ et R_C fixe**

Dans ce cas, lorsqu'il y a une stabilisation, le courant I_C reste constant puisque R_C constant. Cependant, le courant total I varie suivant la variation de $e(t)$.

- Si $e(t)$ diminue, I diminue et I_Z diminue.
- Si $e(t)$ augmente, I augmente et I_Z augmente.

De ce fait, la résistance série R doit être déterminée suivant la condition (b) comme suit :

$$I_{Zmin} < \frac{E_{min} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C} \quad I_{Zmax} > \frac{E_{max} - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_C} \Rightarrow R < \frac{E_{min} - V_Z}{V_Z + R_C I_{Zmin}} R_C \quad R > \frac{E_{max} - V_Z}{V_Z + R_C I_{Zmax}} R_C$$

- **2^{ème} cas : $R_{Cmin} \leq R_C \leq R_{Cmax}$ et $e(t)$ fixé à E :**

Dans ce cas, lorsqu'il y a une stabilisation, le courant total I reste constant puisque $e(t)$ constant. Cependant, le courant I_C varie suivant la variation de R_C .

- Si R_C diminue, I_C diminue et I_Z diminue.
- Si R_C augmente, I_C augmente et I_Z augmente.

De ce fait, la résistance série R doit être déterminée suivant la condition (b) comme suit :

$$I_{Zmin} < \frac{E - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{Cmin}} \quad I_{Zmax} > \frac{E - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{Cmax}} \Rightarrow R < \frac{E - V_Z}{V_Z + R_{Cmin} I_{Zmin}} R_{Cmin} \quad R > \frac{E - V_Z}{V_Z + R_{Cmax} I_{Zmax}} R_{Cmax}$$

III.4.3 Protection par diode Zener

La diode Zener peut être exploitée comme un élément essentiel de protection des circuits dû à sa tension inverse qui ne dépasse pas une valeur donnée. Si en monte la diode Zener en parallèle avec le circuit de charge, la tension aux bornes de ce dernier ne dépasse pas un seuil correspond à la tension Zener de la diode.

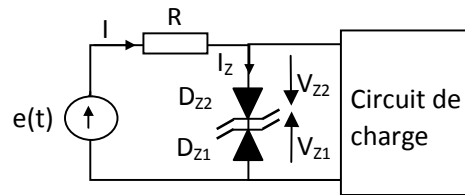


Figure III.31 : Circuit de protection par la diode Zener

La figure III.31 montre que la tension d'entrée $e(t)$ est limitée à $+V_{z1}$ et $-V_{z2}$ au cours de son l'alternance positive et négative respectivement. Cependant, l'alternance positive de $e(t)$ est écrêtée à $+V_{z1}+V_d$ et l'alternance négative est écrêtée à $-V_{z2}-V_d$ où V_d représente le seuil de la diode réelle polarisé en directe.

III.5 Autres types de diodes :

III.5.1 Diodes Varicap (diodes à capacité variable):

La diode Varicap est une diode à jonction polarisée en inverse. Elle est équivalente à une capacité variable en fonction de la tension inverse appliquée. Grâce à ce type de diode, on peut réaliser une capacité variable commandée par une tension où la valeur de la capacité ne peut dépasser quelques 100 pF. Ces diodes sont utilisées dans les oscillateurs à hautes fréquences (à partir de 100 MHz). En outre, la diode Varicap peut être utilisée par exemple pour régler la fréquence de résonance d'un capteur (circuit RLC) de signaux radiofréquences de l'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique) en agissant sur la tension de commande.

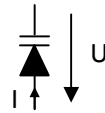


Figure III.32: Symbole d'une diode Varicap

III.5.2 Diode électroluminescente : LED

Les diodes électroluminescentes sont des diodes à jonction polarisées en direct. Elles peuvent émettre de la lumière avec différentes couleurs. La longueur d'onde de la lumière émise dépend du semi-conducteur utilisé dans la fabrication de la diode (particulièrement le Gap) et par fois de la tension appliquée sur la diode et/ou du courant. 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).

Ces dernières sont largement utilisées dans les afficheurs numériques des instruments de mesure ou des appareils domestiques par exemple : l'afficheur à 7 segments qui transforme un signal électrique en un signal optique. En outre, elles peuvent être utilisées pour la transmission par fibre optique par exemple : télécommandes infrarouges.

La caractéristique directe de la diode Electroluminescente ressemble à celle d'une diode classique, mais la seule différence réside dans la valeur de la tension de seuil. Par exemple : la DEL rouge a une tension de seuil de 1.6V à 2V où la DEL bleu a une tension de seuil peu élevée de 3.5V à 3.8V. En plus

des diodes électroluminescentes unicolores, il existe des diodes multicolores à deux ou à trois broches : bicolores et tricolore.

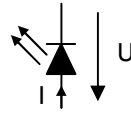


Figure III.33: Symbole d'une diode électroluminescente

III.5.3 Photodiode

La photodiode fonctionne en polarisation inverse. Elle fournit un courant inverse I qui dépend de l'éclairement incident. Cette diode réalise la fonction inverse d'une LED. Une des applications majeures de la photodiode est la conversion d'un signal optique, par exemple : fourni par une fibre optique en un signal électrique, par exemple : récepteur des télécommandes infrarouges.

De ce fait, le circuit est dit un capteur de lumière qui se comporte comme un générateur de courant contrôlé par la lumière. Dû à la faiblesse du courant délivré par les photodiodes, elles ne sont jamais utilisées seules. Donc, elles ont besoin de les associer avec un amplificateur qui est généralement intégré à la même puce.

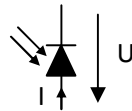


Figure III.34: Symbole d'une photodiode

III.5.4 Diode Schottky

Dans les diodes Schottky, la jonction p/n est remplacée par la jonction d'un métal avec un semi-conducteur peu dopé de type n. Le métal est de l'or, l'argent, le platine, le Titane ou le Palladium. La jonction est conductrice lorsque la diode est polarisée en directe. Elle fonctionne comme une diode classique, ses caractéristiques principales sont :

- Une tension de seuil V_s faible ($V_s = 0.3$ V).
- Un temps de commutation (le passage de l'état passant à l'état bloqué et inversement) très faible (de l'ordre de 10 ns)
- Une capacité beaucoup plus faible.

Elle est surtout utilisée dans les applications de commutation où le temps de commutation est critique comme dans les applications à hautes fréquences (à partir de 1 MHz).

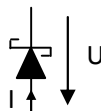


Figure III.35: Symbole d'une diode Schottky

III.5.5 Diodes PIN (P-Isolant-N)

Une diode PIN est une diode constituée d'une zone intrinsèque, développée entre deux zones dopées p et n. lorsque la diode PIN est polarisée dans le sens direct (passante), elle offre une impédance dynamique extrêmement faible. Par contre, lorsqu'elle est polarisée dans le sens inverse (bloquée), elle offre une très grande impédance et une très faible capacité de quelques picofarads. Pour des fréquences supérieures à 1MHz, la diode PIN peut fonctionner comme un interrupteur dont l'ouverture et la fermeture sont commandées par un courant continu. Alors, ce type de diode est dit diode de commutation rapide, elle peut être utilisée pour les signaux de hautes fréquences.

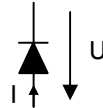


Figure 36: Symbole d'une diode PIN

4.1 Transistors bipolaires :**4.1.1 Définition**

Un transistor bipolaire est constitué de trois régions de semi-conducteur (principalement le silicium) dopées N ou P appelées : Emetteur, base et collecteur. Ces trois régions sont séparées par deux jonctions, disposées en série et de sens opposé.

Il existe donc deux types fondamentaux de transistors bipolaires, présentés dans la figure IV.1 :

- les transistors NPN consistent deux régions N séparées par une couche mince de type P .
- les transistors PNP consistent deux régions P séparées par une couche mince de type N .

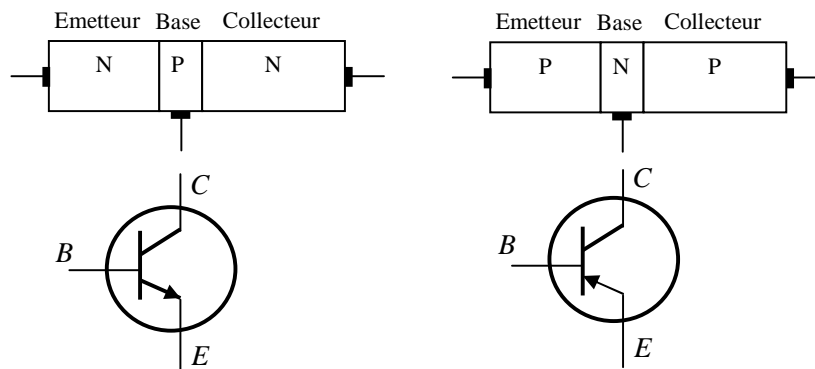


Figure IV.1 Représentations schématiques et symboles des transistors bipolaires.

La jonction PN qui assemble la base avec l'émetteur est dite : jonction base-émetteur. La jonction PN qui assemble la base avec le collecteur est dite : jonction base-collecteur. Les deux jonctions agissent comme les jonctions de diode discutées dans le chapitre III. En outre, les deux régions émetteur et collecteur sont fabriquées de même matériau, mais la concentration du dopage et les autres caractéristiques sont différentes.

Le terme *Bipolaire*, se réfère à l'utilisation des électrons et des trous comme porteurs de charges dans la structure du transistor.

IV.1.2 Fonctionnement du transistor bipolaire.**a. Effet transistor**

Afin de fonctionner le transistor correctement, les deux jonctions doivent être polarisées avec des tensions continues (DC) externes pour définir les conditions de fonctionnement appropriées.

La figure IV.2 représente la polarisation appropriée pour les deux types de transistors (NPN et PNP) où la jonction BE est polarisée en directe et la jonction BC est polarisée en inverse.

Les deux transistors (NPN et PNP) utilisent cette polarisation mais la polarité et la direction des courants sont inversées entre les deux types de transistors.

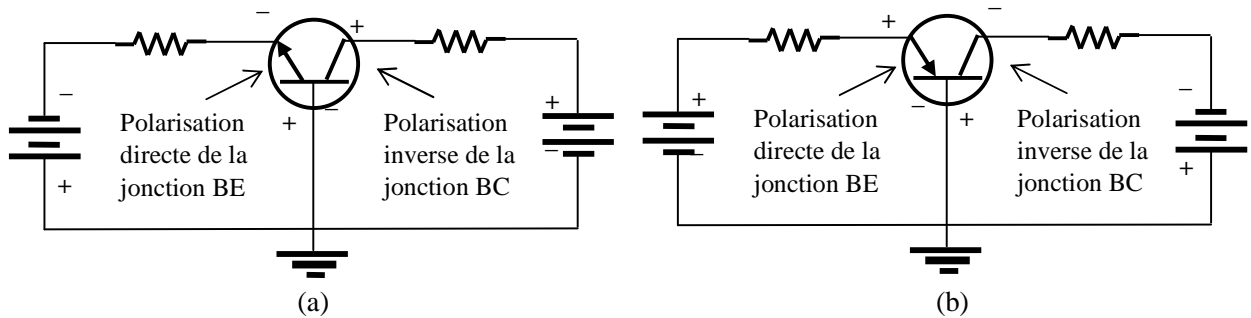


Figure IV.2 Polarisation du transistor bipolaire (a) *NPN* (b) *PNP*.

Afin d'illustrer le fonctionnement du transistor, l'étude sera menée sur un transistor bipolaire de type *NPN* qui est le plus fréquent, il sera utilisé pour la plupart des discussions qui suivent.

Nous allons examiner ce qui se passe à l'intérieur du transistor *NPN* lorsque les jonctions *BE* et *BC* sont polarisées en direct et en inverse respectivement.

La polarisation directe de la jonction *BE* réduit sa région de déplétion. Par contre, la polarisation inverse de la jonction *BC* élargit sa région de déplétion comme indique la figure IV.3.

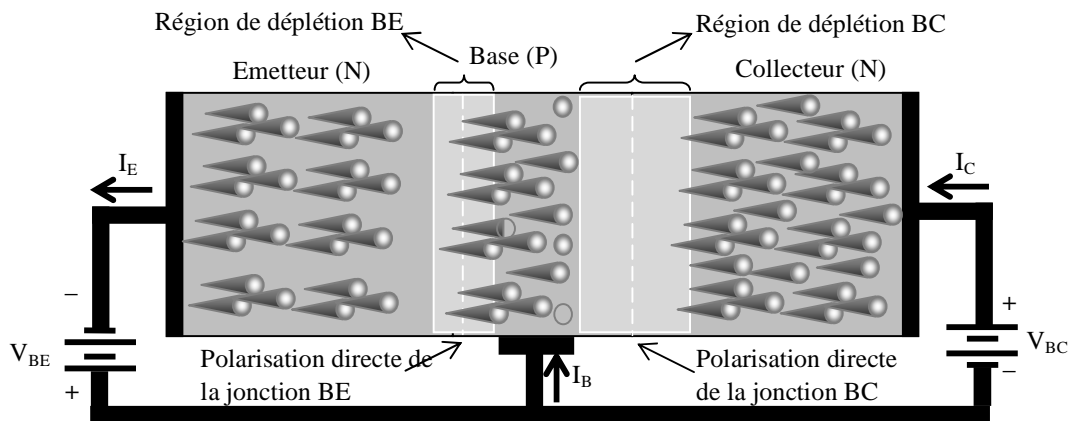


Figure IV.3 fonctionnement du transistor bipolaire.

L'émetteur qui est fortement dopé *N* regorge les électrons de la bande de conduction (électrons libres) qui se diffusent facilement à travers la jonction *BE* polarisée en directe vers la base dopée *P*, de même que la polarisation directe dans la diode.

La base est légèrement dopée *P* et très étroite, donc elle a un nombre très limité de trous. Ainsi, un petit flux d'électrons traversant la jonction *BE* peut se combiner avec les trous disponibles dans la base.

Ce petit flux d'électrons recombinés dit électrons de valence sort de la base, formant le faible courant de base.

La majorité des électrons traversant la jonction *BE* vers la base ne se recombinent pas, mais ils se diffusent vers la zone de déplétion de la jonction *BC*. Après, ils sont tirés, par effet du champ électrique, à

travers la jonction BC polarisée en inverse et se déplacent vers le collecteur formant le courant du collecteur.

L'intensité du courant de collecteur dépend directement à l'intensité du courant de base et ne dépend pas à la tension continue DC du collecteur. Autrement dit, le faible courant de base, de quelques dizaines de μA , peut contrôler un très grand courant de collecteur, de quelques centaines de mA .

Remarque :

Dans le cas du transistor PNP, les mêmes principes physiques seront appliqués en considérant le flux des trous (majoritaires dans l'émetteur). Les sens des courants d'émetteur, de base et de collecteur sont inversés par rapport au cas du transistor NPN.

b. Courants du transistor

En appliquant la 1^{ère} loi de Kirchhoff (loi des nœuds) qui exprime la conservation de la charge, la somme des courants entrant à une jonction est égale à la somme des courants sortant, on peut représenter les courants du transistor comme suit :

Le courant d'émetteur I_E égale à la somme du courant de base I_B et le courant du collecteur I_C , on obtient l'équation suivante : $I_E = I_C + I_B$

Comme le courant de base I_B est très faible par rapport au courant d'émetteur I_E et de collecteur I_C , on peut affirmer cette approximation : $I_E \cong I_C$ qui est utile pour l'analyse des transistors bipolaires.

Un exemple d'un transistor petits signaux NPN et PNP avec une représentation des courants est donné dans la figure IV. 4 où la polarité des ampèremètres et des sources de tension continues V_{CC} sont inversés entre le NPN et le PNP transistors.

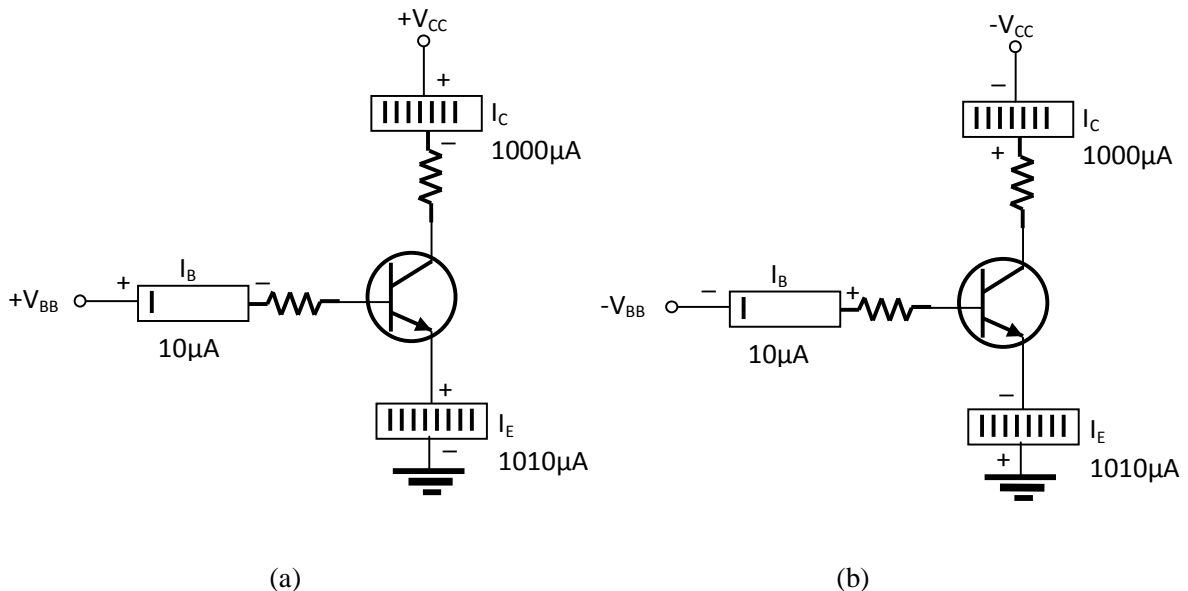


Figure IV.4 Courants du transistor bipolaire petits-s signaux (a) NPN, (b) PNP.

c. Paramètre β (DC)

Lorsque le transistor fonctionne dans certaines limites le courant du collecteur est proportionnel au courant de base. Le paramètre *Béta* (β) qui représente le gain en courant du transistor est le rapport entre le courant du collecteur et le courant de base, donné par : $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

Le paramètre β représente une constante de proportionnalité dite gain en courant en fonctionnement statique du transistor, désigné comme h_{FE} dans son Datasheet. Dans ce cas, le courant du collecteur égal à β multiplié par le courant de base. Pour les exemples de la figure IV.4, les transistors ont un $\beta=100$.

Le gain β varie considérablement et dépend du type du transistor, pratiquement de 20 (Transistor de puissance) à 200 (Transistor petit signal). Bien que, le gain en courant est nécessaire pour un transistor pour être utile comme un amplificateur.

d. Tensions du transistor

Les trois tensions continues du transistor polarisé en mode normal, comme l'indique l'exemple de la figure IV.5, sont la tension d'émetteur V_E , la tension du collecteur V_C et la tension de base V_B . Les indices *E*, *C* et *B* signifient que les tensions sont par rapport à la masse.

Puisque l'émetteur est relié à la masse, la tension du collecteur est égale à la tension d'alimentation V_{CC} moins la tension aux bornes de la résistance R_C , en appliquant la 2^{ème} loi de Kirchhoff (loi des mailles), la somme des tensions le long de la maille (circuit fermé) est nulle. Alors, on obtient : $V_C = V_{CC} - I_C R_C$

Lorsque le transistor fonctionne en mode normal, la jonction base-émetteur est polarisée en direct. Alors, la tension aux bornes de cette jonction V_{BE} représente la tension de seuil de la diode polarisée en directe et est approximativement égale à $0.7V$. Ce qui signifie que la tension de base V_B est plus grande que la tension d'émetteur V_E , et égal à : $V_B = V_E + V_{BE} = V_E + 0.7V$

Dans l'exemple de la figure IV.5, $V_E=0$ et $V_B=0.7V$.

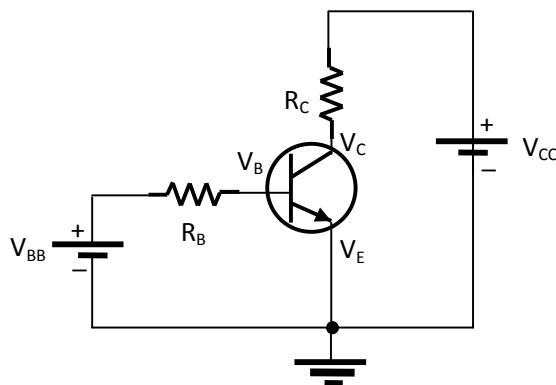


Figure IV.5 Tensions de polarisation du transistor bipolaire.

Exemple IV.1 :

Déterminer les courants I_E , I_B et I_C et les tensions V_B et V_C dans le circuit de la figure IV.6, où $\beta=50$.

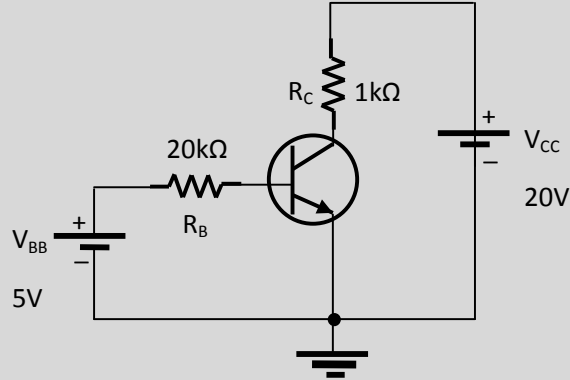


Figure IV.6 : Circuit de polarisation du transistor bipolaire

Solution :

Puisque V_E est relié à la masse $V_B = 0.7V$, la tension aux bornes de la résistance R_B égal à :

$$V_{BB} - V_B. \text{ Alors, le courant } I_B \text{ est calculé comme suit : } I_B = \frac{V_{BB} - V_B}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{20k\Omega} = 0.215mA$$

En ce moment, on peut calculer I_C , I_E et V_C comme suit :

$$I_C = \beta I_B = 50 \times 0.215mA = 10.75mA$$

$$I_E = I_C + I_B = 10.75mA + 0.215mA = 10.965mA$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 20 - (10.75mA \times 1k\Omega) = 9.25V$$

IV.1.3 Caractéristique de fonctionnement

a. Caractéristique base-émetteur :

La caractéristique $I-V$ de la jonction BE est donnée dans la figure IV.7. Cette figure montre que la caractéristique $I-V$ est identique à celle de la diode ordinaire. Alors, on peut modéliser la jonction BE avec les trois modèles de la diode présentés dans le chapitre III.

Si on désire tester le transistor bipolaire, lorsque la tension mesurée aux bornes de la jonction BE est égale à $0.7V$ (qui est identique à la tension de seuil de conduction de la diode polarisée en sens direct), on dit que le transistor est passant. Si elle est nulle, on dit que le transistor est bloqué. Si elle est plus grande que $0.7V$, il est probable que le transistor possède une jonction BE ouverte.

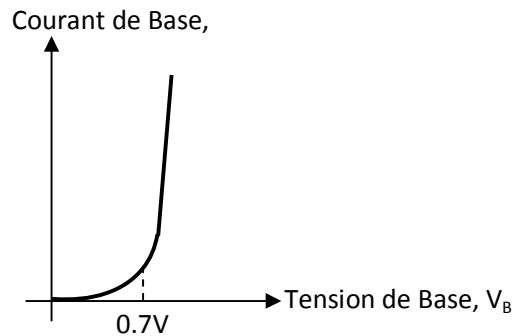


Figure IV.7 Caractéristique $I-V$ base-émetteur du transistor bipolaire.

b. Caractéristique du collecteur :

Pour tracer la caractéristique du collecteur, il convient de se rappeler que le courant du collecteur est proportionnel au courant de base $I_C = \beta I_B$. Cette dépendance directe exige que le courant de base doive être sélectionné et maintenu constant. Le circuit de la figure IV.8 peut être utilisé pour générer la famille de caractéristiques I-V du collecteur afin de distinguer comment le courant I_C varie avec V_{CE} à I_B constant.

Dans le circuit de la figure IV.8, les sources de tensions V_{BB} et V_{CC} sont ajustables et influent particulièrement sur I_B et V_{CE} respectivement.

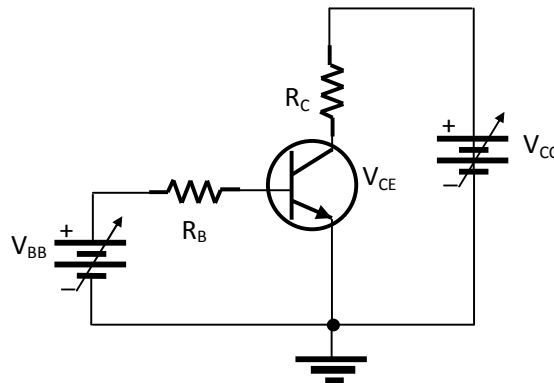


Figure IV.8 Circuit de polarisation

Si V_{BB} est définie pour produire une valeur spécifique de I_B et $V_{CC}=0$, alors $I_C=0$ et $V_{CE}=0$. Si la tension V_{CC} augmente graduellement, V_{CE} va être augmenté donc le courant I_C augmente comme l'indique la région ombrée de la caractéristique du collecteur dans la figure IV.9. Lorsque V_{CE} atteint la valeur 0.7V, la jonction base-collecteur devient inversement polarisée. Donc, le courant I_C atteint sa valeur entière déterminée par la relation $I_C = \beta I_B$. Dans le cas idéal, I_C se stabilise à une valeur constante même si on augmente V_{CE} .

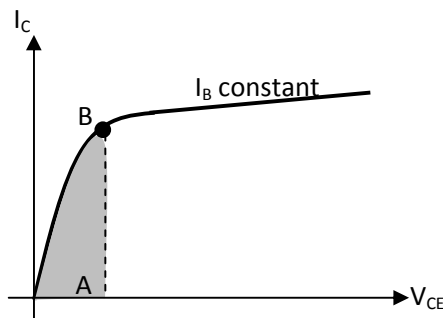


Figure IV.9 Caractéristique du collecteur I_C-V_{CE} pour I_B constant.

Si en mettant I_B à d'autres valeurs constantes, on peut produire des caractéristiques additionnelles I_C-V_{CE} comme l'indique la figure IV.10. Ces courbes constituent la famille de caractéristiques du collecteur.

La famille de caractéristiques permet de visualiser l'interaction de trois paramètres I_B , I_C et V_{CE} . En maintenant l'un d'eux constant, par exemple I_B , on reçoit la relation entre les deux autres (I_C et V_{CE}).

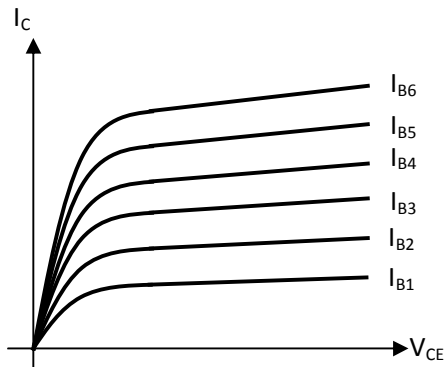


Figure IV.10 famille de caractéristiques du collecteur I_C - V_{CE} pour $I_{B1} < I_{B2} < I_{B3} \dots$

Exemple IV.2 :

Tracer la famille de caractéristiques du collecteur pour le circuit dans la figure IV.11, où I_B varie de $2.5\mu A$ à $10\mu A$ avec un pas de $2.5\mu A$ sachant que $\beta=100$.

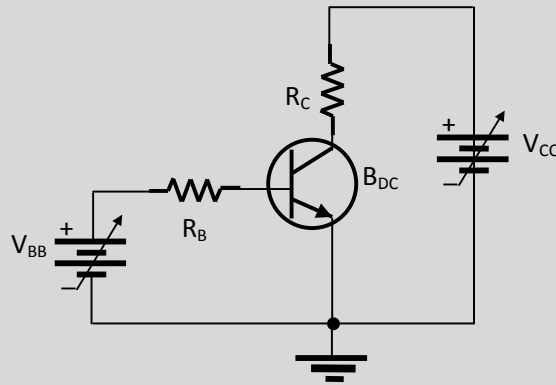


Figure IV.11 : Exemple IV.2

Solution

La table IV.1 résume le calcul du courant I_C en utilisant la relation $I_C = \beta I_B$. Les courbes sont tracées dans la figure IV.12.

I_B	I_C
$4\mu A$	$0.4mA$
$6\mu A$	$0.6mA$
$8\mu A$	$0.8mA$
$10\mu A$	$1mA$

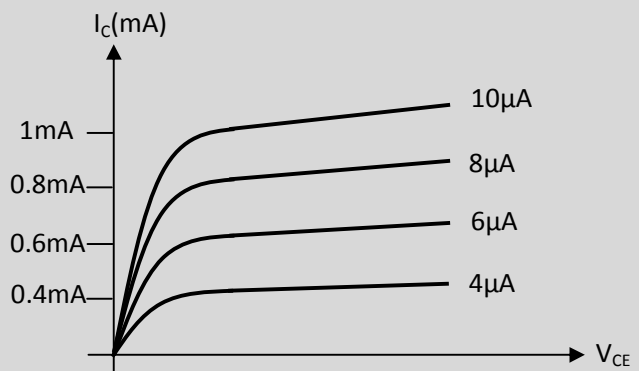


Figure IV.12 famille de caractéristiques du collecteur I_C - V_{CE} pour $I_{B1}=4\mu A$ à $10\mu A \dots$

IV.1.4 Blocage et saturation

Lorsque $I_B=0$, le transistor est bloqué, donc il n'y a pas essentiellement de courant de collecteur $I_C=0$ sauf qu'il existe un courant faible appelé courant de fuite du collecteur I_{CEO} , qui peut être négligé.

Le transistor est bloqué lorsque ses deux jonctions base-collecteur et base émetteur sont en polarisation inverse. Alors, on peut assumer que le courant du collecteur égal à 0. Donc, il n'y a aucune tension appliquée aux bornes de la résistance du collecteur R_C . Par conséquent, la tension V_{CE} sera presque égale à la tension d'alimentation V_{CC} .

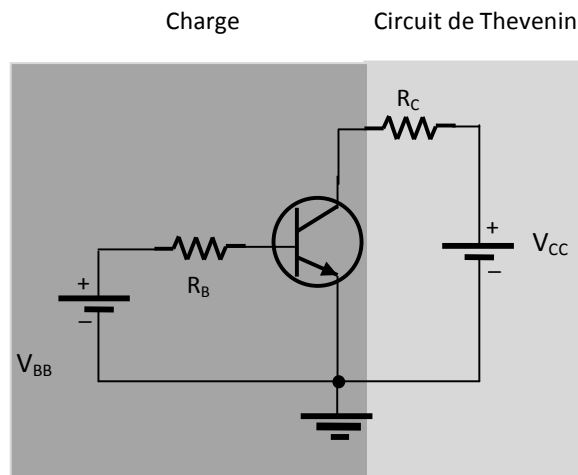


Figure IV.13 Schéma équivalent : circuit de Thévenin et circuit de charge

Si on considère la situation opposée, où la jonction émetteur-base dans la figure IV.13 est en polarisation directe et le courant de base I_B est augmenté, le courant du collecteur augmente aussi et V_{CE} diminue dû à l'augmentation de la tension appliquée aux bornes de R_C .

Dans le cas idéal, lorsque le courant de base est suffisamment augmenté, la tension V_{CC} sera entièrement appliquée aux bornes de R_C avec une tension V_{CE} sera négligeable. Cette situation est appelée *saturation*.

En appliquant la loi d'Ohm, le courant du collecteur soit : $I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}$.

Dans la saturation, le courant de base n'a aucun effet sur le courant du collecteur $I_C \neq \beta I_B$. Lorsque V_{CE} atteint sa valeur de saturation ($V_{CEsat} \sim 0.1V$ et nul dans le cas idéal), la jonction base-collecteur devient polariser en directe.

Remarque :

Lorsqu'on soumet le transistor au test, un contrôle rapide de l'état du transistor peut fournir des informations utiles.

Le transistor bloqué a une tension entre le collecteur et l'émetteur V_{CE} presque égale à la tension d'alimentation V_{CC} $V_{CE} \approx V_{CC}$

Le transistor en saturation, dans la pratique, a une très petite valeur de tension entre le collecteur et l'émetteur V_{CE} (typiquement 0.1V)

IV.1.5 Droite de charge statique et point de repos (fonctionnement)

Il convient de se rappeler dans la section I.5.4 que le circuit de Thévenin est schématisé comme une source de tension de Thévenin en série avec une résistance de Thévenin. Si on considère le circuit dans la figure IV.13, on remarque que la source d'alimentation V_{CC} et la résistance du collecteur R_C forment le circuit de Thévenin et le transistor forme la charge.

Le minimum et le maximum courant qui peut être fourni par ce circuit sont zéro et V_{CC}/R_C respectivement. Ce sont les valeurs du courant de collecteur de blocage et de saturation définis précédemment.

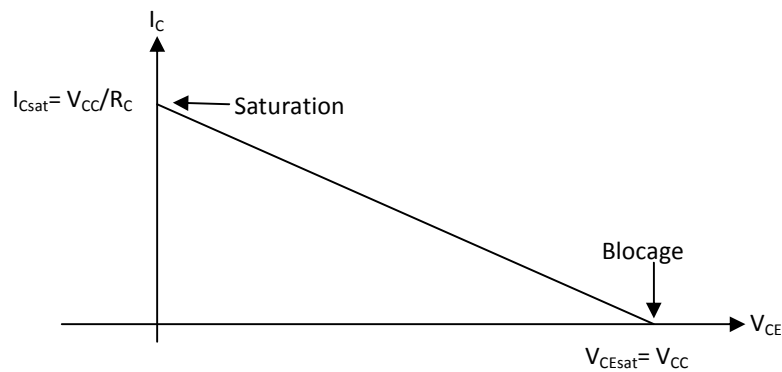


Figure IV.14 : Droite de charge du circuit de la figure IV.13

Il est important de noter que les deux points de blocage et de saturation dépendent seulement du circuit de Thévenin et non plus du transistor. Autrement dit, le transistor n'a aucun effet sur la position de ces deux points. La ligne tracée entre ces deux points définit la droite de charge statique de ce circuit comme l'indique la figure IV.14. Cette ligne représente tous les points de fonctionnement possible du circuit au régime statique.

Le point de repos ou point de polarisation est l'intersection de la droite de charge avec la caractéristique du collecteur I_C - V_{CE} pour un courant de base constant. Le point de polarisation dit particulier est celui défini par le milieu de la droite de charge.

Exemple IV.3

On donne dans la figure IV.15(a) la famille de caractéristiques du collecteur I_C - V_{CE} pour le transistor bipolaire de la figure IV.15(b), où I_B varie de $10\mu A$ à $40\mu A$ avec un pas de $10\mu A$

Tracer la droite de charge statique et déduire les coordonnées du point de fonctionnement $Q(V_{CE}, I_C)$ du circuit de la figure IV.15(b).

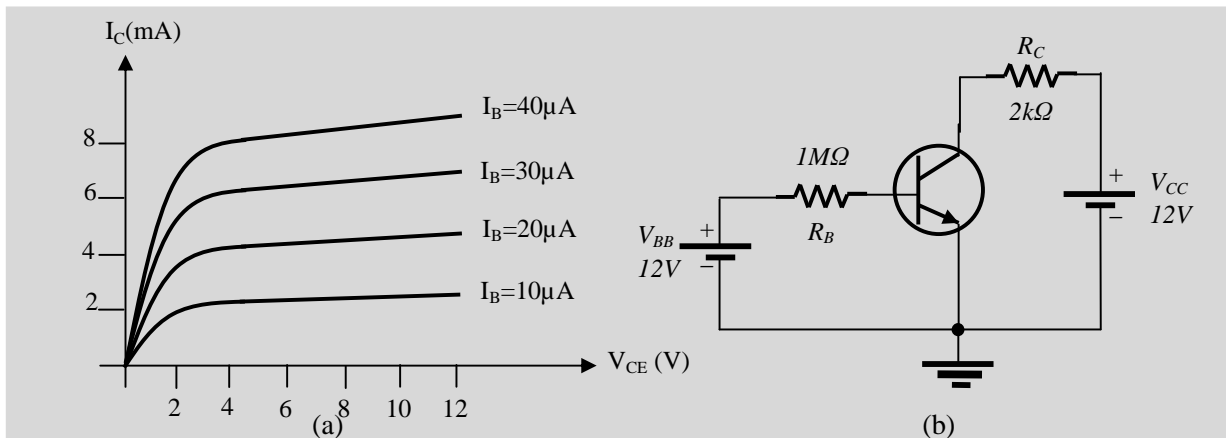


Figure IV.15 : (a) famille de caractéristiques I_C-V_{CE} (b) circuit de test

Solution

Le transistor bipolaire avec la famille de caractéristique du collecteur est utilisé dans le circuit de test illustré dans la figure IV.15(b). La solution graphique peut être utilisée pour trouver les valeurs du courant et de la tension en dessinant la droite de charge statique.

Droite de charge statique

D'abord, on détermine les points de blocage et de saturation de la droite de charge statique en appliquant la loi des mailles de Kirchhoff (maille II). Alors, on obtient : $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$

Lorsque le transistor est en état de blocage, il n'y a aucun courant de collecteur $I_C = I_B = 0$. Donc, la tension collecteur-émetteur : $V_{CE} = V_{CC} = 12V$.

Lorsque le transistor est en état de saturation, la tension collecteur-émetteur est près de zéro $V_{CE} = 0V$. Donc, le courant de collecteur de saturation est calculé en appliquant la loi d'Ohm

$$\text{sur la résistance du collecteur. Alors, on obtient : } I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12V}{2K\Omega} = 6mA$$

La droite de charge statique est tracée entre les deux points, de saturation et de blocage, qui représente tous les points de fonctionnement possibles pour le circuit de la figure IV.15(b).

Point de fonctionnement $Q(V_{CE0}, I_{C0})$

Avant de calculer les coordonnées du point de fonctionnement, il est nécessaire d'établir le courant de base I_B parcourant la résistance R_B .

En appliquant la loi des mailles de Kirchhoff (maille I), on trouve : $V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0.7V}{1M\Omega} = 11.3\mu A$$

Le point d'intersection entre la caractéristique I_C-V_{CE} interpolée pour $I_B=11.3\mu A$ et la droite de charge statique représente le point de fonctionnement Q du circuit de la figure IV.15(b).

Les coordonnées du point Q représente les valeurs du courant I_{C0} et de la tension V_{CE0} qui sont déterminées graphiquement $I_{C0} = 2.6mA$ et $V_{CE0} = 7V$

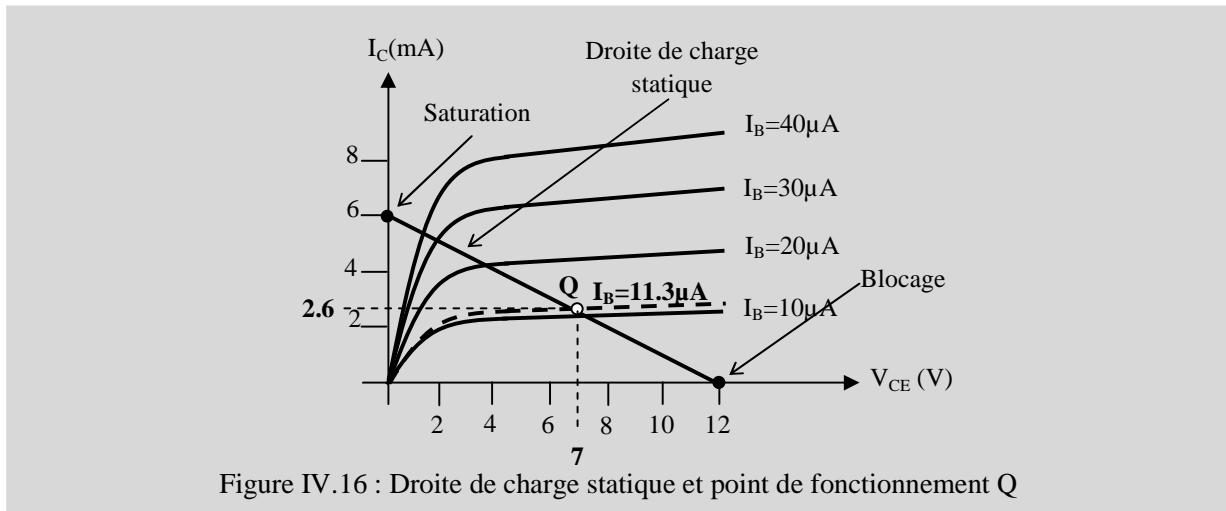


Figure IV.16 : Droite de charge statique et point de fonctionnement Q

IV.2 Polarisation d'un transistor bipolaire en régime statiques

La polarisation du transistor bipolaire est l'application des tensions appropriées pour le bon fonctionnement du transistor. Le choix de la polarisation des circuits dépend de l'application souhaitée. Il existe quatre procédés de polarisation :

IV.2.1 polarisation par résistance de base

C'est le simple circuit de polarisation où la résistance R_B est connectée entre la base et la source d'alimentation V_{CC} . Ce câblage fournit un courant de base qui cause le courant du collecteur et vérifie la relation $I_C = \beta I_B$ dans le régime linéaire.

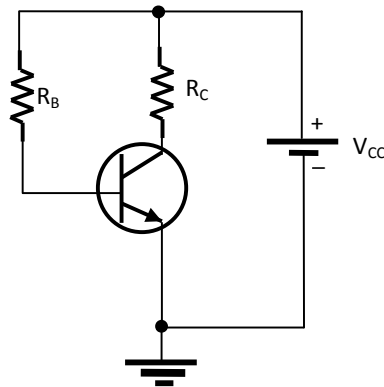


Figure IV.17 : Circuit de polarisation par résistance de base

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance de base parcourue par le courant de base I_B , on obtient :

$$I_C = \beta \left(\frac{V_{RB}}{R_B} \right) \text{ donc } I_C = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right)$$

Cette formule représente le courant du collecteur I_C dans le régime linéaire. Elle est valide seulement pour cette configuration (sans résistance d'émetteur).

Remarque :

Les transistors de même type peuvent avoir différentes valeurs de β car ce paramètre fortement dépend de la température ; si la température augmente, V_{BE} diminue et β augmente. Donc, le courant de collecteur peut être varié dans les circuits de polarisation par résistance de base. Ces circuits qui dépendent particulièrement au paramètre β sont rarement utilisés dans les circuits linéaires. Par contre, ils sont largement utilisés dans les circuits de commutation où le transistor toujours fonctionne en état de saturation ou en état de blocage.

Exemple IV.4:

On suppose qu'on a un transistor NPN qui a un gain en courant $\beta=100$, est utilisé dans le circuit de polarisation par résistance de base de la figure IV.17. On veut fixer le point de fonctionnement à $I_{C0}=5mA$ et $V_{CE0}=5V$. L'alimentation utilisée délivre une tension continue $V_{CC}=10V$.

Déterminer les valeurs des résistances R_C et R_B

Solution

Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et I_C imposent le point de fonctionnement Q au milieu de la droite de charge statique comme l'indique la figure IV.18.

Au point de blocage $V_{CE}=V_{CC}=10V$ et au point de fonctionnement $V_{CE0}=V_{CE}/2=5V$ (au milieu) ce qui impose qu'au point de saturation $I_{Csat}=2 \times I_{C0}=10mA$.

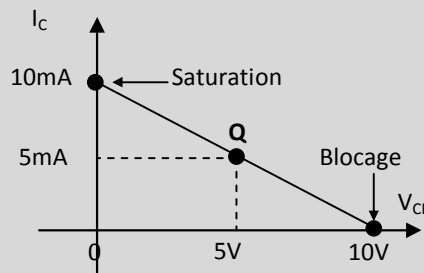


Figure IV.18 : Droite de charge statique du circuit de polarisation par résistance de base

Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et I_C doit être assuré par le calcul des deux résistances R_C et R_B :

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance de base parcourue par le courant de base, on obtient :

$$I_B = \frac{V_{RB}}{R_B} \Rightarrow I_C = \beta \left(\frac{V_{RB}}{R_B} \right) \text{ donc } I_C = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right) \Rightarrow R_B = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C} \right) = 100 \left(\frac{10V - 0.7V}{5mA} \right) = 186 K\Omega$$

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance du collecteur parcourue par le courant de collecteur, on obtient :

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} \text{ donc } I_C = \left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \right) \Rightarrow R_C = \left(\frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \right) = \left(\frac{10V - 5V}{5mA} \right) = 1K\Omega$$

IV.2.2 Polarisation par résistance base-collecteur (contre-réaction du collecteur)

Un autre type de polarisation dit polarisation par résistance base-collecteur illustré dans la figure IV.19 où la résistance R_B est connectée au collecteur au lieu V_{CC} . La résistance de base sera plus petite parce que la tension du collecteur est inférieure à la tension V_{CC} .

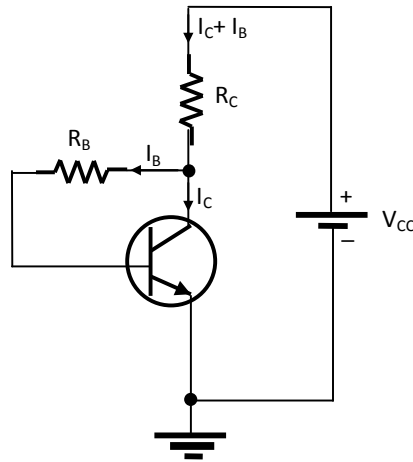


Figure IV.19 : Circuit de polarisation par résistance de base-collecteur

Dans la figure IV.19, la tension du collecteur V_C fournit une polarisation à la jonction base-émetteur. La contre-réaction négative crée un effet de compensation qui tend à maintenir le point de fonctionnement stable. Si on suppose que β augmente due à la température, le courant I_C augmente aussi et par conséquent la tension V_{RC} aux bornes de R_C augmente. Ce qui empêche la diminution de la tension V_C et par conséquent la diminution du courant de polarisation I_B . Donc, l'augmentation du gain en courant β est compensée par le faible courant de polarisation.

Le courant du collecteur I_C est dérivé en appliquant la loi de Kirchhoff (loi des mailles), on obtient : $V_{CC} = V_{RC} + V_{RB} + V_{BE} = R_C(I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE} = R_C I_C + R_B I_C / \beta + V_{BE}$ donc $I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / \beta}$

Exemple IV.5:

On suppose qu'on a un transistor *NPN* qui a un gain en courant $\beta=100$ est utilisé dans le circuit de polarisation par résistance de base-collecteur de la figure IV.19. On veut fixer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge statique à $I_{C0}=5mA$ et $V_{CE0}=5V$. L'alimentation utilisée délivre une tension continue $V_{CC}=10V$. Déterminer les valeurs des résistances R_C et R_B

Solution

Le choix des valeurs statiques de V_{CE} et I_C doit être assuré par le calcul des deux résistances R_C et R_B :

En appliquant la loi de Kirchhoff sur les deux mailles I et II on obtient :

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} = R_C(I_C + I_B) + V_{CE} = R_C I_C + V_{CE} \text{ puisque } I_B \ll I_C \text{ donc :}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{10V - 5V}{5mA} = 1K\Omega$$

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{RB} + V_{BE} = R_C(I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE} = R_C I_C + R_B I_C / \beta + V_{BE} \text{ puisque } I_B \ll I_C$$

$$\text{donc } R_B = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_C} - R_C \right) = 100 \left(\frac{10V - 0.7V}{5mA} - 1K\Omega \right) = 86 K\Omega$$

IV.2.3 Polarisation par pont de base

La polarisation par pont de base est illustrée dans la figure IV.20 où deux résistances R_1 et R_2 sont connectées et forment un pont de diviseur de tension. Ce dernier maintient la tension de base presque la même pour toute charge qui nécessite un petit courant. Cette tension polarise en direct la jonction base-émetteur résultant en un petit courant de base

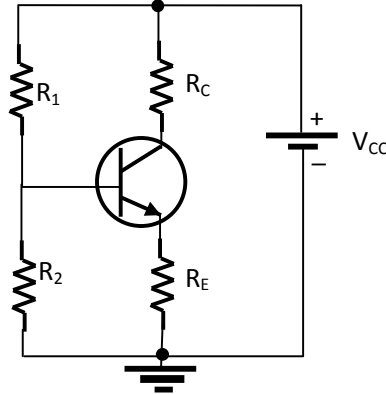


Figure IV.20 : Circuit de polarisation par pont de base

Avec la polarisation par pont de base, le transistor fonctionne comme une charge de haute résistance qui aura tendance à réduire légèrement la tension de base.

En appliquant le théorème de diviseur de tension, la tension de base V_B : $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$

La tension d'émetteur V_E est inférieure à V_B due à la chute de tension V_{BE} : $V_E = V_B - V_{BE} = V_B - 0.7V$

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance d'émetteur R_E , le courant d'émetteur est donné par : $I_E = \frac{V_E}{R_E}$

Puisque I_B est très faible, le courant I_C est approximativement égal au courant I_E : $I_C \cong I_E$. Alors, la tension du collecteur V_C égale : $V_C = V_{CC} - R_C I_C$

Par conséquent, la tension collecteur-émetteur V_{CE} égale : $V_{CE} = V_C - V_E$

Exemple IV.6 :

Soit un transistor polarisé par pont de base comme l'indique la figure IV.21.

L'alimentation V_{CC} a une valeur égale à 18V. On souhaite calculer le point de fonctionnement statique $Q(V_{CE}, I_C)$ de ce circuit de polarisation.

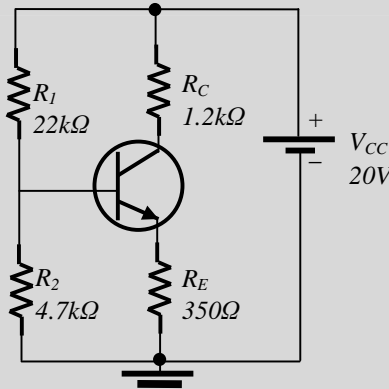


Figure IV.21 : Transistor polarisé par pont de base

Solution

D'abord, on doit chercher la valeur de la tension de base par l'application du théorème de diviseur

$$\text{de tension : } V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{4.7K\Omega}{22K\Omega + 4.7K\Omega} 20V = 3.52V$$

Ce qui donne la tension d'émetteur V_E par : $V_E = V_B - V_{BE} = 3.52V - 0.7V = 2.82V$

$$\text{Après, on cherche la valeur du courant } I_E \text{ en appliquant la loi d'Ohm : } I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.82V}{350\Omega} = 8.05mA$$

En utilisant l'approximation $I_C \cong I_E$, on obtient : $I_C = 5.54mA$

En se basant sur la loi d'Ohm, la tension V_C égale : $V_C = V_{CC} - R_C I_C = 20V - (1.2K\Omega)(8.05mA) = 10.34V$

Finalement, la tension V_{CE} peut être calculée par : $V_{CE} = V_C - V_E = 10.34V - 2.82V = 7.52V$

IV.2.4 Polarisation par résistance d'émetteur

La polarisation par résistance d'émetteur est une polarisation très stable. Elle utilise deux sources d'alimentation positive $+V_{CC}$ et négative $-V_{EE}$ et une seule résistance de polarisation R_B qui met la tension de base près de la tension de masse. Ce type de polarisation est le plus utilisé dans la plupart des circuits intégrés amplificateur.

La configuration du circuit de polarisation par résistance d'émetteur est illustrée dans la figure IV.22

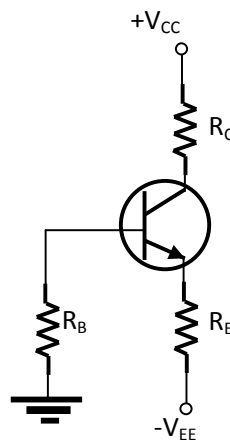


Figure IV.22 Circuit de polarisation par résistance d'émetteur

Pour une polarisation stable, la résistance de base est polarisée par une tension V_B de quelque dixième de volt. Donc la tension d'émetteur est approximativement égal à $V_E \cong -IV$.

Le courant d'émetteur est calculé par l'application de la loi d'Ohm $I_E = \frac{V_E}{R_E}$.

L'approximation est utilisée pour estimer le courant du collecteur et la tension de collecteur et la tension collecteur-émetteur sont à nouveau trouvées par les équations :

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C, V_{CE} = V_C - V_E \text{ respectivement.}$$

Exemple IV.7 :

Soit un transistor polarisé par résistance d'émetteur comme l'indique la figure IV.23. Les alimentations V_{CC} et V_{EE} ont des valeurs +12V et -12V respectivement. On souhaite calculer le point de fonctionnement statique $Q(V_{CE}, I_C)$ de ce circuit de polarisation.

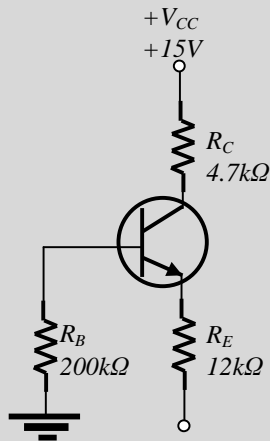


Figure IV.23 Transistor polarisé par résistance d'émetteur

Solution

Commençant par l'approximation $V_E \cong -IV$, on trouve que la tension appliquée aux bornes de R_E égale à $V_{RE} = V_E - V_{EE} = -IV - (-15V) = 14V$

En appliquant la loi d'Ohm sur la résistance d'émetteur: $I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{14V}{15K\Omega} = 1.17mA$

En utilisant l'approximation $I_C \cong I_E$, on obtient : $I_C = 1.17mA$

En se basant sur la loi d'Ohm, la tension V_C égale : $V_C = V_{CC} - R_C I_C = 15V - (4.7K\Omega)(1.17mA) = 9.5V$

Finalement, la tension V_{CE} peut être calculée par : $V_{CE} = V_C - V_E = 9.5V - (-IV) = 10.5V$

IV.3 Etude des trois montages fondamentaux :

L'étude des performances de ces trois montages se fait par l'évaluation du gain en tension, du gain en courant, du gain en puissance, des impédances d'entrée et de sortie. Cette évaluation, nécessite la détermination de la droite de charge dynamique et les schémas équivalents des différents montages.

IV.3.1 Schéma équivalent d'un transistor

Le transistor bipolaire peut être modélisé comme un quadripôle comme l'indique la figure IV.24. Il est caractérisé par les paramètres d'entrée (V_e et I_e) et de sortie (V_s et I_s).

Il existe trois configuration de base du transistor bipolaire: l'émetteur commun (E-C), le collecteur commun (C-C) et le montage base commune (B-C).

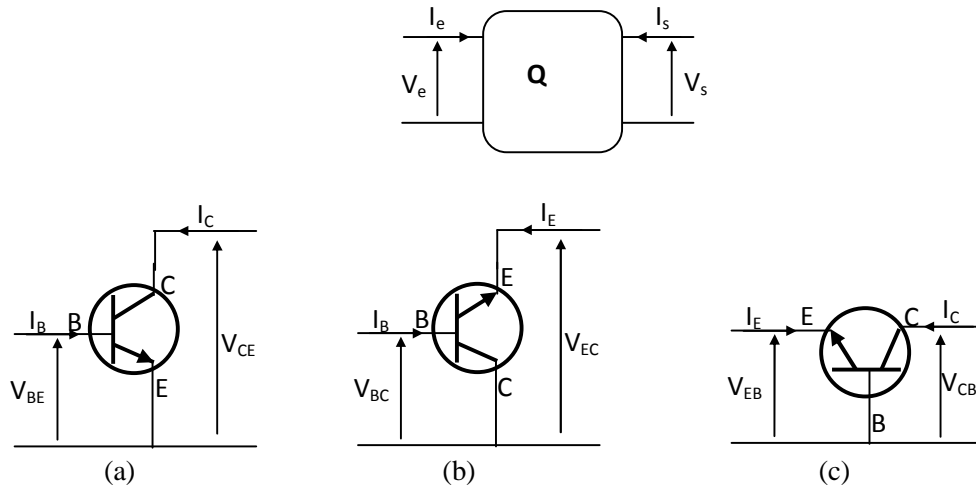


Figure IV.24 : Quadripôle transistor (a) Emetteur commun, (b) Collecteur commun, (c) Base commune

En se basant sur le modèle hybride (voir chapitre II), le quadripôle peut être défini en basse fréquence par les paramètres hybrides comme suit:

$$v_e = h_{11}i_e + h_{12}v_s$$

$$i_s = h_{21}i_e + h_{22}v_s$$

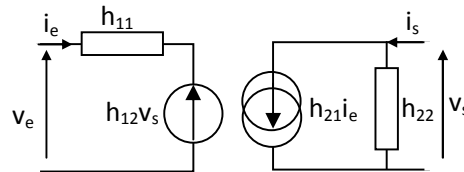


Figure IV.25 : Schéma équivalent du quadripôle (hybride)

Remarque

Les indications des grandeurs statiques sont de type : V_{BE} , V_{CE} , I_B et I_C et les indications des grandeurs dynamiques sont de type : v_{be} , v_{ce} , i_b et i_c .

a. Configuration E-C

Les paramètres hybrides sont évalués autour du point de repos :

$$h_{11E} = \frac{v_{be}}{i_b} : \text{Impédance d'entrée du transistor, sa valeur moyenne est de l'ordre du } k\Omega.$$

$$h_{12E} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \cong 0 : \text{Un terme de réaction, ce paramètre est négligeable}$$

$$h_{21E} = \frac{i_c}{i_b} = \beta : \text{Gain en courant du transistor, sa valeur est entre 50 et 250 selon le transistor.}$$

$$h_{22E} = \frac{i_c}{v_{ce}} : \text{Admittance de sortie, sa valeur est faible } (< \text{ à } 10^{-5} \Omega^{-1}), \text{ le plus souvent négligeable.}$$

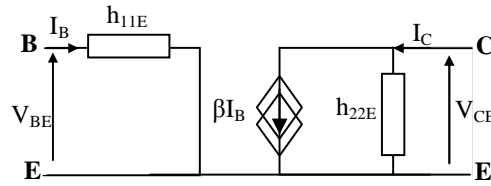


Figure IV.26 : Schéma équivalent du transistor (configuration E-C)

b. Configuration C-C

Partant du schéma équivalent du transistor bipolaire (configuration E-C), les paramètres h_{ijC} sont calculés en fonction des paramètres h_{ijE} . Alors, le schéma équivalent (configuration C-C) est illustré dans la figure IV.27 avec les mêmes paramètres de la configuration E-C:

$$h_{11C} = h_{11E}, h_{21C} = -(\beta + 1), h_{12C} \cong 0, h_{22C} = h_{22E}$$

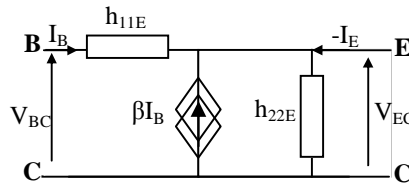


Figure IV.27 : Schéma équivalent du transistor (Configuration C-C)

c. Configuration B-C

De même manière, la transformation du schéma équivalent du transistor bipolaire (configuration E-C) conduit au schéma équivalent (configuration B-C) illustré dans la figure IV.28 avec les paramètres h_{ijE} .

$$h_{11B} = \frac{h_{11E}}{\beta + 1}, h_{21B} = -\frac{\beta}{\beta + 1}, h_{12B} \cong 0, h_{22B} = h_{22E}$$

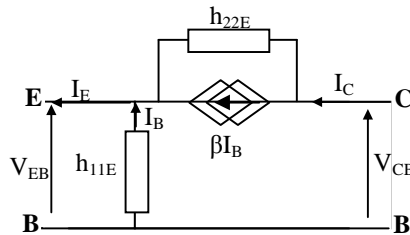


Figure IV.28 : Schéma équivalent du transistor (Configuration B-C)

IV.3.2 Etude du montage Emetteur commun :

Le montage émetteur commun est un type d'amplification à un étage réalisé autour d'un transistor bipolaire de type NPN illustré dans la figure IV.29. Le choix des résistances R_1 , R_2 , R_C et R_E sert à polariser le transistor pour bien fixer le point de fonctionnement, au milieu de la droite de charge, pour le cas d'un amplificateur classe A.

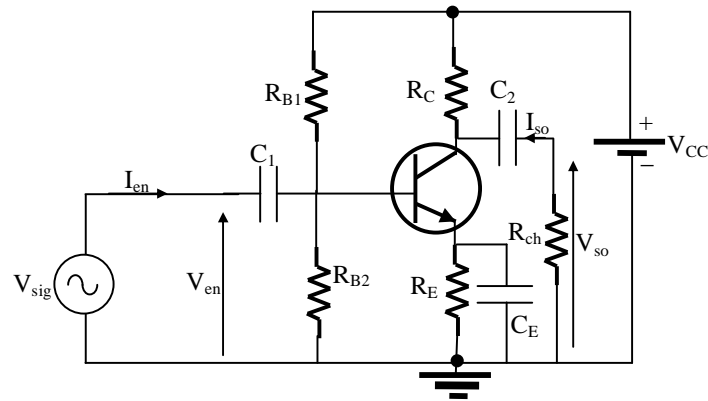


Figure IV.29 : Amplificateur à transistor bipolaire (E-C)

a. Droite de charge statique

Nous avons déjà parlé de la droite de charge statique et le point de fonctionnement (Section IV.1.5). Dans le circuit de la figure IV.29, les capacités C_1 , C_2 et C_E sont remplacées par des circuits-ouverts.

En utilisant le théorème de Thévenin on obtient le circuit de la figure IV.30(b) où :

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \text{ et } R_B = R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Alors, les grandeurs continues (statiques) sont déterminées selon le circuit équivalent (en statique) de la figure IV.30 pour tracer la droite de charge statique et fixer le point de fonctionnement A comme suit :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} \text{ et } I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \text{ où : } I_C \cong I_E$$

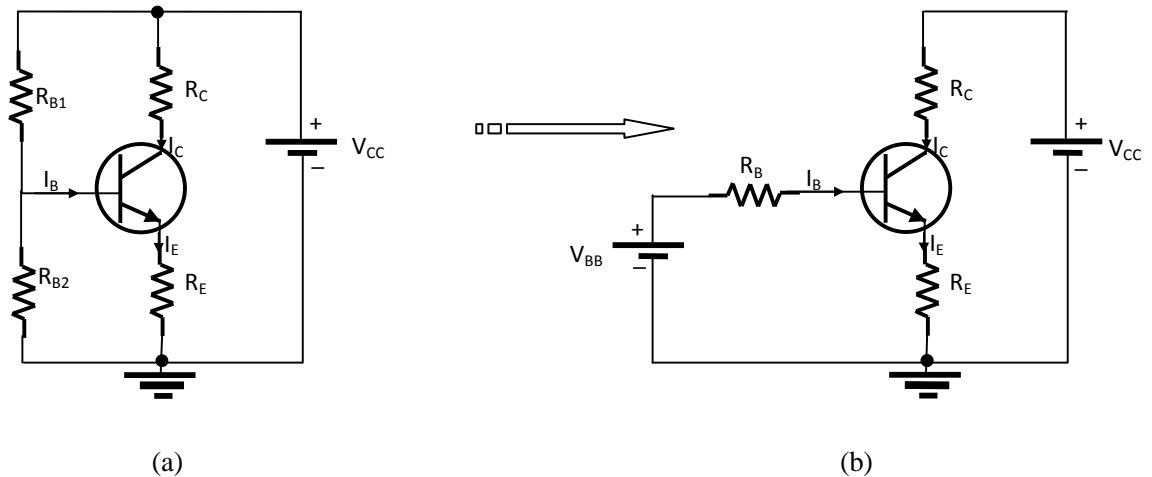


Figure IV.30 : Schéma de fonctionnement en statique (a) circuit équivalent, (b) circuit de Thévenin

Le calcul des deux points de saturation et de blocage est assuré par la relation $I_C=f(V_{CE})$

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

Lorsque $I_C=0$, $V_{CE(bloc)} = V_{CC}$

Le point de fonctionnement A au milieu, on obtient: $I_{CA} = \frac{V_{CC}}{2(R_C + R_E)}$ et $V_{CEA} = \frac{V_{CC}}{2}$

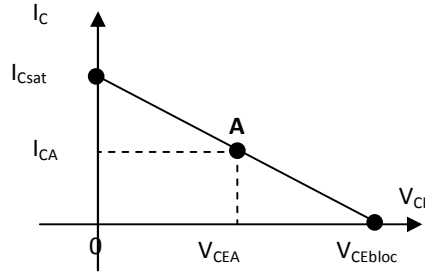


Figure IV.30 : Droite de charge statique et point de fonctionnement

b. Droite de charge dynamique : $i_c=f(v_{ce})$

Lorsque le transistor fonctionne en régime alternatif (dynamique), la source d'alimentation continue V_{CC} est remplacée par la masse et les capacités C_b , C_c et C_E sont remplacées par des courts-circuits comme l'indique le circuit de la figure IV.31

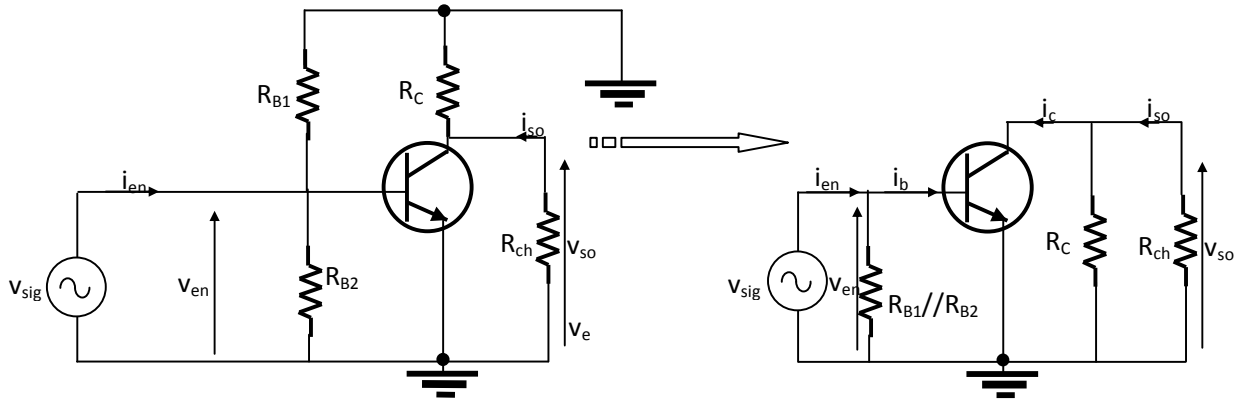


Figure IV.31 : Schéma de fonctionnement en dynamique

Lorsque le signal appliqué à l'entrée est alternatif, le courant du collecteur et la tension collecteur-émetteur s'ensuivent aussi en alternatif.

En appliquant la loi des mailles on trouve : $(R_C // R_{ch})i_c + v_{ce} = 0$

En appliquant l'approximation $i_c \cong i_e$, on obtient :

$$i_c = \frac{-v_{ce}}{R_C // R_{ch}}$$

Le point de fonctionnement en statique A, a les coordonnées I_{CA} et V_{CEA} . Alors, le courant du collecteur i_c et la tension collecteur-émetteur v_{ce} vont avoir des variations autour du point de fonctionnement comme suit : $i_c = i_c + I_{CA} \Rightarrow i_c = i_c - I_{CA}$, $v_{CE} = v_{ce} + V_{CEA} \Rightarrow v_{ce} = v_{CE} - V_{CEA}$ où :

i_C , I_{CA} , i_c représentent le courant total, le courant en statique et le courant en dynamique respectivement. v_{CE} , V_{CEA} , v_{ce} représentent la tension totale, la tension en statique et tension en dynamique respectivement.

Ces expressions, nous ont permis de décrire la variation du courant de collecteur total en fonction de la variation de la tension collecteur-émetteur total autour du point de fonctionnement comme suit :

$$i_C = \frac{-v_{CE}}{R_C // R_{ch}} + \frac{V_{CEA}}{R_C // R_{ch}} + I_{CA}$$

C'est l'équation de la droite de charge dynamique qui est représentée graphiquement sur la figure IV.32.

Le calcul des deux points de saturation et de blocage en dynamique est comme suit :

Lorsque $i_C=0$, $v_{CEblocc} = V_{CEA} + I_{CA}(R_C // R_{ch})$

Lorsque $v_{CE}=0$, $i_{Csat} = +\frac{V_{CEA}}{R_C // R_{ch}} + I_{CA}$

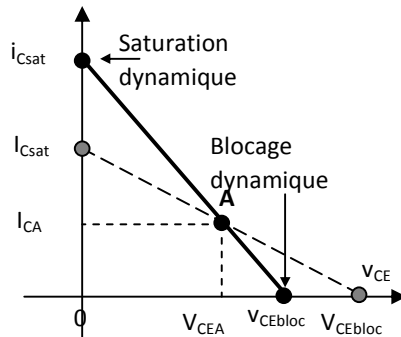


Figure IV.32 : Droite de charge dynamique

c. Schéma équivalent alternatif petits signaux du transistor: paramètres hybrides

En régime alternatif, on remplace les condensateurs et les sources de tension continues par des courts-circuits, les sources de courant continues par des circuits-ouverts et le transistor par son schéma équivalent. Alors, on obtient le schéma équivalent de l'amplificateur (E-C) en alternatif représenté dans la figure IV.33a.

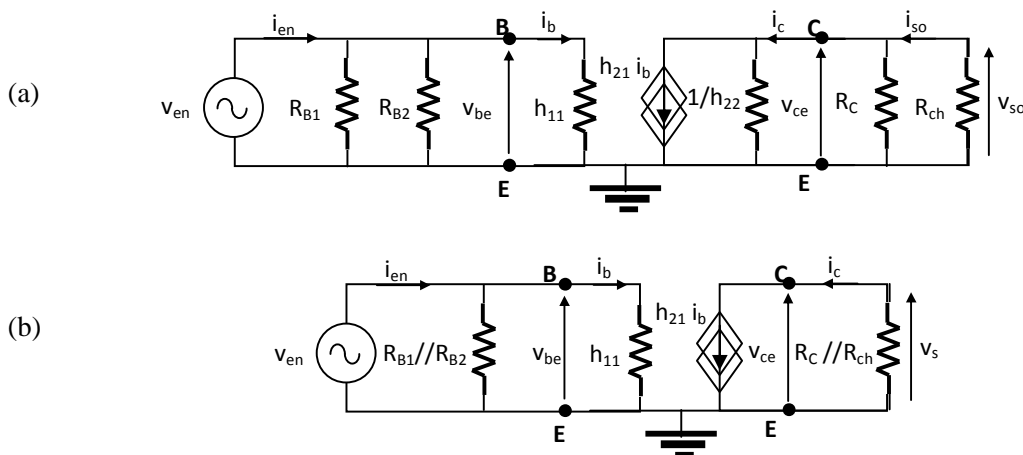


Figure IV.33 : Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire (E-C)

Dans cette étude, on se limite dans des cas très fréquent au schéma équivalent simplifié du transistor bipolaire. En effet, l'influence des paramètres h_{12} et h_{22} est négligée. Alors, le système d'équations hybride du quadripôle transistor va se simplifier aussi le schéma équivalent (figure IV.33b).

$$h_{12} = h_{22} \approx 0$$

$$v_{be} = h_{11} i_b$$

$$i_c = h_{21} i_b = \beta i_b$$

d. Calcul des paramètres de l'amplificateur

Les paramètres dynamiques les plus importants de l'amplificateur peuvent être cités comme suit : le gain en tension, le gain en courant, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie. Le gain en puissance est le produit du gain en tension par le gain en courant.

- Gain en tension

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{sortie}}{v_{entrée}}$

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

A_{v0} : Le gain à vide, c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage ($R_{ch} \rightarrow \infty$)

De cet effet, on peut exprimer la tension d'entrée comme : $v_{en} = (R_{B1} // R_{B2} // h_{11}) i_e = h_{11} i_b$

La tension de sortie est exprimée comme : $v_{so} = -R_C i_c = -R_C (h_{21} i_b)$

Donc, le gain en tension à vide est défini par : $A_{v0} = \frac{-h_{21} R_C}{h_{11}}$

A_v : Le gain en tension avec la charge connectée.

Dans ce cas, la tension de sortie est exprimée comme : $v_{so} = -(R_C // R_{ch}) i_c = -(R_C // R_{ch}) (h_{21} i_b)$

Donc, le gain en tension en charge est défini par : $A_v = \frac{-h_{21} (R_C // R_{ch})}{h_{11}}$

- Gain en courant :

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{sortie}}{i_{entrée}}$

L'expression de la tension de sortie est définie par : $v_{so} = -R_{ch} i_s = -(R_C // R_{ch}) i_c = -(R_C // R_{ch}) (h_{21} i_b)$

Donc, $i_{so} = \frac{(R_C // R_{ch})}{R_{ch}} (h_{21} i_b) = \frac{R_C}{R_C + R_{ch}} h_{21} i_b$

A l'entrée, on applique le diviseur de courant : $i_b = \frac{(R_{B1} // R_{B2})}{(R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}} i_e \Rightarrow i_e = \frac{(R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}}{(R_{B1} // R_{B2})} i_b$

Finalement, le gain en courant est défini par :

$$A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}} = \frac{R_C}{R_C + R_{ch}} h_{21} i_b \times \frac{(R_{B1} // R_{B2})}{((R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}) i_b} = \frac{R_C (R_{B1} // R_{B2})}{(R_C + R_{ch}) ((R_{B1} // R_{B2}) + h_{11})} h_{21}$$

- Résistance d'entrée :

La résistance d'entrée (dite impédance d'entrée lorsque l'effet capacitif ou inductif est inclus) est

la résistance vue des bornes de la source d'entrée v_e . Elle est définie par : $R_e = \frac{v_{entrée}}{i_{entrée}}$

La tension d'entrée peut être définie comme : $v_{en} = (R_{B1} // R_{B2} // h_{11}) i_{en}$

Donc, l'expression de définition de l'impédance d'entrée est donnée par : $R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = R_{B1} // R_{B2} // h_{11}$

- **Résistance de sortie :**

La résistance de sortie (dite impédance de sortie lorsque l'effet capacitif ou inductif est inclus) est la résistance vue des bornes de la charge R_{ch} dont la source d'entrée est court-circuitée $v_e=0$. Elle est définie

$$\text{par : } R_s = \left. \frac{v_{sortie}}{i_{sortie}} \right|_{v_{en}=0}$$

La tension de sortie peut être définie comme : $v_{so} = R_C(i_{so} - i_c)$

Le courant du collecteur i_c est déterminé par : $i_c = h_{21}i_b$

Et comme : $v_{en} = 0$ donc $i_b = i_c = 0$ alors, $v_{so} = R_C i_{so}$

Finalement, la résistance de sortie est définie par : $R_s = R_C$

IV.3.2 Etude du montage collecteur commun :

L'amplificateur collecteur commun est la deuxième configuration de base des amplificateurs où l'entrée est appliquée à la base et la sortie est couplée par C_2 de l'émetteur à la résistance de charge R_{ch} .

L'amplificateur collecteur commun fournit un gain en courant moyen et une grande résistance d'entrée avec un gain de tension approximativement égal à 1.

La figure IV.34 représente le circuit à collecteur commun avec la polarisation par diviseur de tension où le collecteur est directement connecté à la source d'alimentation V_{CC} .

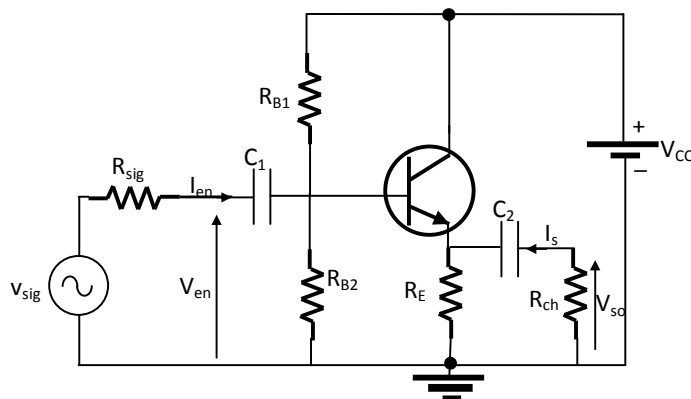


Figure IV.34 : Amplificateur à transistor bipolaire (C-C)

a. Schéma équivalent alternatif petits signaux

Le circuit équivalent alternatif petits signaux a des résistances de polarisation qui sont connectées à la masse où les condensateurs et les sources de tension continues sont remplacés par des courts-circuits, Alors, on obtient le schéma équivalent de l'amplificateur (C-C) en alternatif représenté dans la figure IV.35.

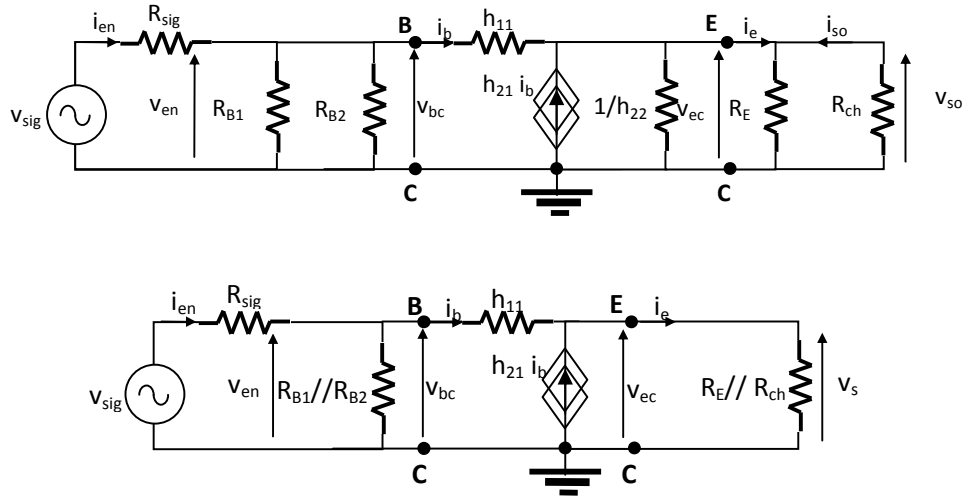


Figure IV.35 : Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire (C-C)

b. Calcul des paramètres de l'amplificateur

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{so}}{v_{en}}$

On peut exprimer la tension d'entrée comme: $v_{en} = (R_E // R_{ch})(\beta + 1)i_b + h_{11}i_b = ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})i_b$

Et la tension de sortie $v_{so} = (R_E // R_{ch})(\beta + 1)i_b$

Donc, Le gain en tension peut être défini comme: $A_v = \frac{(\beta + 1)(R_E // R_{ch})}{(\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11}} \cong 1$

Le gain à vide $A_{v,0}$ peut être déduit comme : $A_{v,0} = \frac{(\beta + 1)R_E}{(\beta + 1)R_E + h_{11}} \cong 1$

- **Gain en courant :**

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}}$

Le courant de sortie est défini par : $i_{so} = i_{en} - (\beta + 1)i_b = \frac{R_{ch}}{R_E + R_{ch}}(\beta + 1)i_b - (\beta + 1)i_b = \frac{R_E}{R_E + R_{ch}}(\beta + 1)i_b$

Le courant d'entrée est défini par : $i_{en} = i_b + \frac{v_e}{(R_{B1} // R_{B2})}$ où : $v_{en} = ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})i_b$

Après une certaine simplification : $i_{en} = \frac{(\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11} + (R_{B1} // R_{B2})}{(R_{B1} // R_{B2})}i_b$

Donc, le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}} = \frac{(\beta + 1)(R_{B1} // R_{B2})R_E}{(R_E + R_{ch})((R_{B1} // R_{B2}) + h_{11}) + (\beta + 1)R_ER_{ch}}$

- **Résistance d'entrée :**

La résistance d'entrée est définie par : $R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{v_{en}}{v_{en}/(R_{B1} // R_{B2}) + i_b} = \frac{(R_{B1} // R_{B2})v_{en}}{v_{en} + (R_{B1} // R_{B2})i_b}$

On remplace l'équation de $v_{en} = ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})i_b$ dans l'équation de R_e , on obtient :

$$R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{(R_{B1} // R_{B2})((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})}{(R_{B1} // R_{B2}) + ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})} = (R_{B1} // R_{B2}) // ((\beta + 1)(R_E // R_{ch}) + h_{11})$$

- **Résistance de sortie :**

La résistance de sortie est définie par : $R_s = \left. \frac{v_{so}}{i_{so}} \right|_{v_{en}=0} = \left. \frac{v_{so}}{v_{so} / R_E - (\beta + 1)i_b} \right|_{v_{en}=0}$

On remplace l'équation de $v_{so} = (R_{B1} // R_{B2} // R_{sig} + h_{11})i_b$ dans l'équation de R_s

Après une certaine simplification, on obtient : $R_s = \frac{v_{so}}{i_{so}} = \frac{R_E(R_{B1} // R_{B2} // R_{sig} + h_{11})}{(R_{B1} // R_{B2} // R_{sig} + h_{11}) - R_E(\beta + 1)}$

IV.3.3 Etude du montage base commune :

La figure IV.36 représente l'amplificateur à base commune avec la polarisation par diviseur de tension où l'entrée est appliquée à l'émetteur et la sortie est couplée par C_2 du collecteur à la résistance de charge R_{ch} .

L'amplificateur base commune fournit un gain en tension élevé et une grande résistance de sortie avec un gain de tension faible <1.

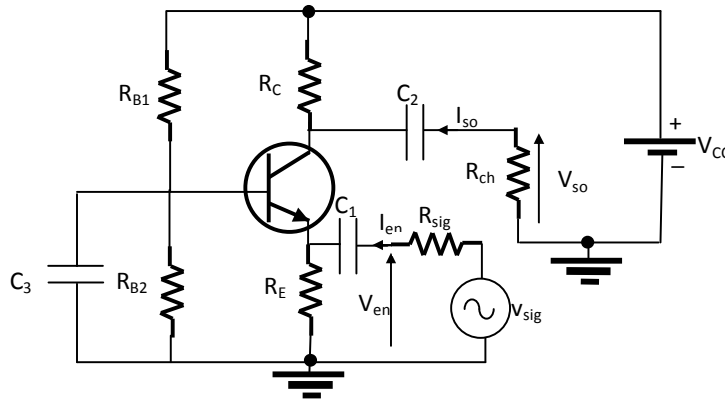
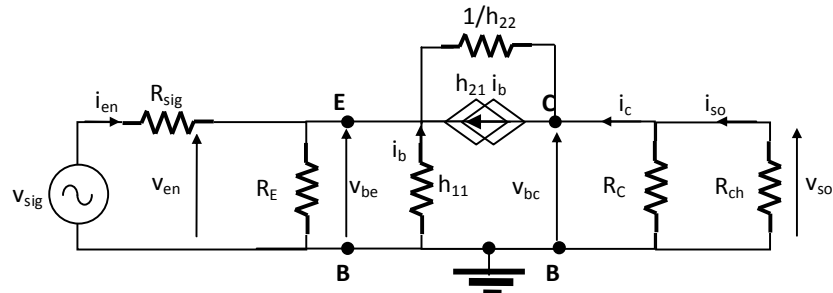


Figure IV.36 : Amplificateur à transistor bipolaire (B-C)

a. Schéma équivalent alternatif petits signaux

La figure IV.37 illustre le schéma équivalent base commune en régime alternatif où les capacités C_1, C_2, C_3 et la source de tension continue sont remplacées par des courts-circuits. Ce qui provoque le court-circuit des résistances (de la base) de polarisation R_{B1} et R_{B2} .



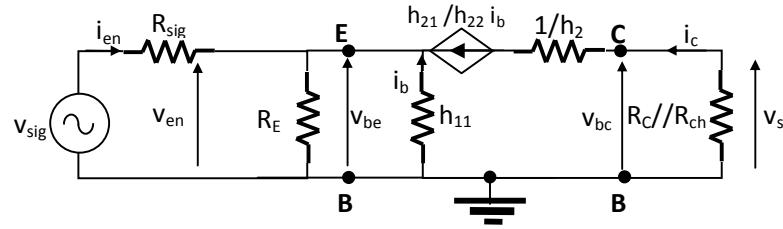


Figure IV.37 : Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor bipolaire (B-C)

b. Calcul des paramètres de l'amplificateur

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donné par : $A_v = \frac{v_{so}}{v_{en}}$

On peut exprimer la tension d'entrée comme: $v_{en} = -h_{11}i_b$

Et la tension de sortie $v_{so} = -(R_C // R_{ch})\beta i_b$

Donc, Le gain en tension peut être défini comme: $A_v = \frac{\beta(R_C // R_{ch})}{h_{11}}$

Le gain à vide $A_{v,0}$ peut être déduit comme : $A_{v,0} = \frac{\beta R_C}{h_{11}}$

- **Gain en courant :**

Le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}}$

Le courant de sortie est défini par : $i_{so} = \beta i_b + v_{so} / R_C$

On remplace l'équation de $v_{so} = -(R_C // R_{ch})\beta i_b$ dans l'équation de i_{so}

Après une certaine simplification, on obtient : $i_{so} = \frac{\beta R_C}{R_C + R_{ch}} i_b$

Le courant d'entrée est défini par : $i_{en} = \frac{v_{en}}{R_E} - (\beta + 1)i_b$ où : $v_{en} = -h_{11}i_b$

Après une certaine simplification : $i_{en} = -\frac{h_{11} + (\beta + 1)R_E}{R_E} i_b$

Donc, le gain en courant est défini par : $A_i = \frac{i_{so}}{i_{en}} = -\frac{\beta R_C R_E}{(R_C + R_{ch})(\beta + 1)R_E + h_{11}}$

Résistance d'entrée :

La résistance d'entrée est définie par : $R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{v_{en}}{v_{en} / R_E - (\beta + 1)i_b} = \frac{R_E v_{en}}{v_{en} - (\beta + 1)R_E i_b}$

On remplace l'équation de $v_{en} = -h_{11}i_b$ dans l'équation de R_e , on obtient :

$$R_e = \frac{v_{en}}{i_{en}} = \frac{-R_E h_{11} i_b}{-(h_{11} + (\beta + 1)R_E) i_b} = \frac{R_E h_{11}}{h_{11} + (\beta + 1)R_E}$$

- **Résistance de sortie :**

La résistance de sortie est définie par : $R_s = \left. \frac{v_{so}}{i_{so}} \right|_{v_{en}=0} = \left. \frac{v_{so}}{v_{so}/R_C + i_c} \right|_{v_{en}=0}$

$$-h_{11} i_b = (h_{11} // R_E // R_{sig}) i_c \Rightarrow i_b = -\frac{(h_{11} // R_E // R_{sig})}{h_{11}} i_c$$

$$v_{so} = \frac{1}{h_{22}} i_c - \frac{h_{21}}{h_{22}} i_b - (h_{11} // R_E // R_{sig}) i_c = \frac{1}{h_{22}} i_c + \frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{(h_{11} // R_E // R_{sig})}{h_{11}} i_c - (h_{11} // R_E // R_{sig}) i_c$$

$$v_{so} = \frac{h_{11} + h_{21}(h_{11} // R_E // R_{sig}) - h_{11} h_{22} (h_{11} // R_E // R_{sig})}{h_{22} h_{11}} i_c$$

On remplace l'équation de v_{so} dans l'équation de R_s

Après une certaine simplification, on obtient : $R_s = \frac{v_{so}}{i_{so}} = R_C // \left(\frac{1}{h_{22}} + \left(\frac{h_{21}}{h_{11} h_{22}} + 1 \right) (h_{11} // R_E // R_{sig}) \right)$

IV.3.4 Comparatif des paramètres d'amplificateur entre les configurations de montages d'amplification

Le tableau IV.2 résume la meilleure caractéristique de chacun des trois configurations de base des amplificateurs à transistor bipolaire. Chaque montage peut être destiné à une application spécifiée.

Tableau IV.2 : Caractéristique des trois montages amplificateur à transistor bipolaire

Paramètre Type AC de montage	Résistance d'entrée	Résistance de sortie	Gain en tension	Gain en courant
Émetteur commun	Faible	Elevée	Elevée	Elevée
Collecteur commun	Elevée	Faible	Faible ≈ 1	Elevée
Base commune	Faible	Elevée	Elevée	Faible ≈ -1

IV.4 Autres utilisations du transistor

IV.5.1 Montage Darlington

L'un des montages les plus utilisés est l'amplificateur collecteur commun puisque il offre une résistance d'entrée élevée. Cette résistance est limitée par la valeur des résistances de polarisation, ainsi le gain en courant β du transistor utilisé. Si β pourrait être augmenté, des résistances de polarisation de plus

grande valeur peuvent toujours fournir le courant de base nécessaire et la résistance d'entrée du transistor semblerait encore plus élevée.

La façon d'augmenter la résistance d'entrée est d'utiliser le montage Darlington, illustré dans la figure IV.38.

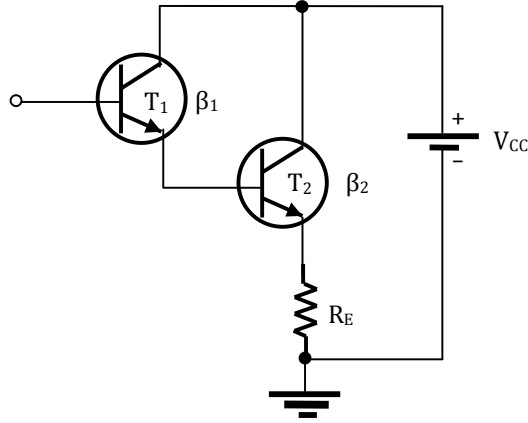


Figure IV.38 : Montage Darlington

Ce montage est constitué par deux transistors $T1$ et $T2$ de même type (deux PNP ou deux NPN) montés en cascade. La base du transistor $T2$ est reliée à l'émetteur de $T1$ et les deux collecteurs sont reliés.

Cette configuration à trois électrodes est équivalente à un transistor unique avec un gain en courant β égal au produit de β_1 et β_2 des deux transistors.

L'avantage principal du montage Darlington est qu'il permet d'obtenir un transistor équivalent ayant un grand gain en courant et une résistance d'entrée élevée.

a. Gain en courant du transistor équivalent

Pour le transistor $T1$: $I_C = \beta_1 I_B \Rightarrow I_E = (\beta_1 + 1) I_B$

Pour le transistor $T2$: $I_B' = I_E = (\beta_1 + 1) I_B$, et $I_C' = \beta_2 I_B' = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_B$

Et comme $\beta_1 \gg 1$, $I_C' = \beta_2 \beta_1 I_B$

Alors, le gain du transistor équivalent est égal au produit des gains des deux transistors : $\beta = \beta_1 \beta_2$

b. Impédance d'entrée

Afin de calculer la résistance d'entrée du montage Darlington, on doit être passé par son schéma équivalent en alternatif qui est illustré dans la figure IV.39

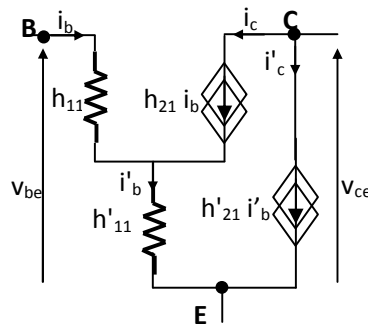


Figure IV.39 : Schéma équivalent en alternatif du montage Darlington

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

$$\left. \begin{aligned} v_{be} &= h_{11}i_b + h_{11}'i_b' \\ i_b' &= (\beta_1 + 1)i_b \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{be} = [h_{11} + h_{11}'(\beta_1 + 1)]i_b \Rightarrow R_e = h_{11} + h_{11}'(\beta_1 + 1)$$

Et comme $\beta_1 \gg 1$, $R_e = h_{11} + \beta_1 h_{11}'$

Le circuit Darlington permet d'obtenir un transistor équivalent qui a un gain en courant important et une impédance d'entrée élevée. Par conséquent, il est capable de dissiper la même puissance que le transistor T2.

IV.5.2 Transistor en commutation, ...

Dans les sections précédentes, nous avons utilisé le transistor bipolaire comme un amplificateur linéaire. Une autre application majeure peut être considérée, appelée : commutation qui est utilisée dans les systèmes numériques (digitales).

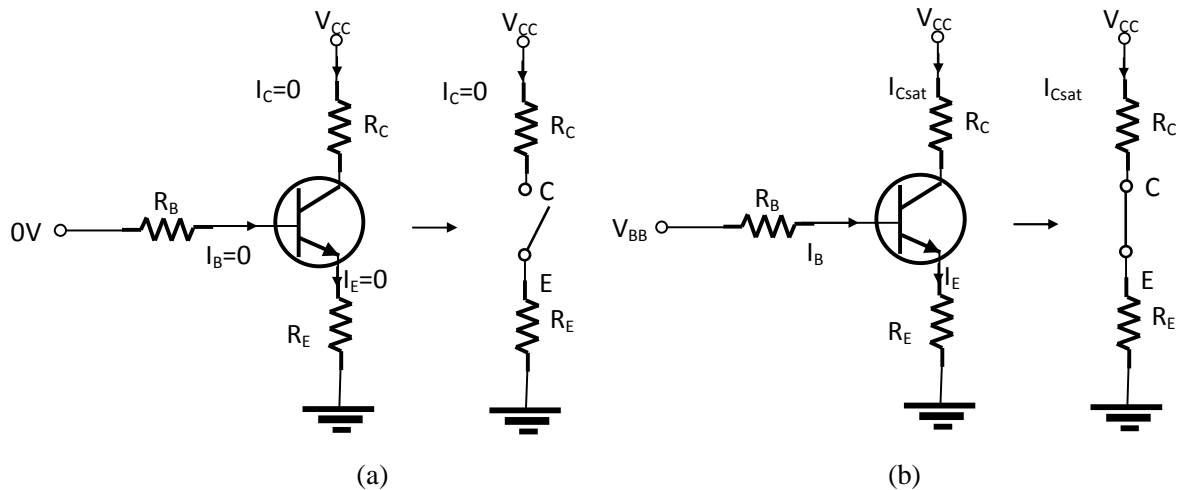


Figure IV.39 : Transistor bipolaire en commutation (a) blocage- interrupteur ouvert, (b) saturation- interrupteur fermé.

La figure IV.39 représente un transistor bipolaire fonctionnant comme un commutateur. Ce dernier est un dispositif à deux états ouvert ou fermé.

Dans la partie (a) de la figure IV.39, le transistor est en coupure puisque la jonction PN base-émetteur est non polarisée. Dans cette condition, le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert.

Dans la partie (b), le transistor est en saturation puisque la jonction PN base-émetteur est polarisée en directe et le courant de base est suffisant pour que le courant du collecteur atteigne sa valeur de saturation. Dans cette condition, le transistor est équivalent à un court-circuit entre le collecteur et l'émetteur. Donc, on peut considérer le transistor bipolaire comme un interrupteur commandé par le courant de base, où l'interrupteur étant entre le collecteur et l'émetteur.

a. Condition de coupure :

Le transistor est bloqué (en coupure) lorsque la jonction base-émetteur est non polarisée. Alors, tous les courants sont nuls $I_B=I_C=I_E=0$ et la tension collecteur-émetteur $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = V_{CC}$

b. Condition de saturation :

Le transistor est en saturation lorsque la jonction base-émetteur est polarisée en directe et il existe un courant de base assez suffisant pour produire un maximum de courant de collecteur. Comme la tension collecteur-émetteur V_{CE} est toute petite à la saturation, la tension d'alimentation V_{CC} est appliquée aux bornes de R_C . Alors, le courant de collecteur est estimé comme : $I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}$. Donc, la valeur minimale du

courant de base nécessaire pour produire la saturation est : $I_{Bmin} = \frac{I_{Csat}}{\beta}$.

Le courant de base I_B doit être plus grand que I_{Bmin} pour garder l'état du transistor en saturation.

V.1 Principe d'un amplificateur opérationnel

V.1.1 Structure d'un amplificateur opérationnel

Un amplificateur opérationnel (AO) typique est constitué de trois types d'étage d'amplificateurs montés en cascade : amplificateur différentiel, amplificateur de tension à transistor bipolaire (émetteur commun) et amplificateur de puissance (classe AB) à deux transistors bipolaires montés en push-pull.

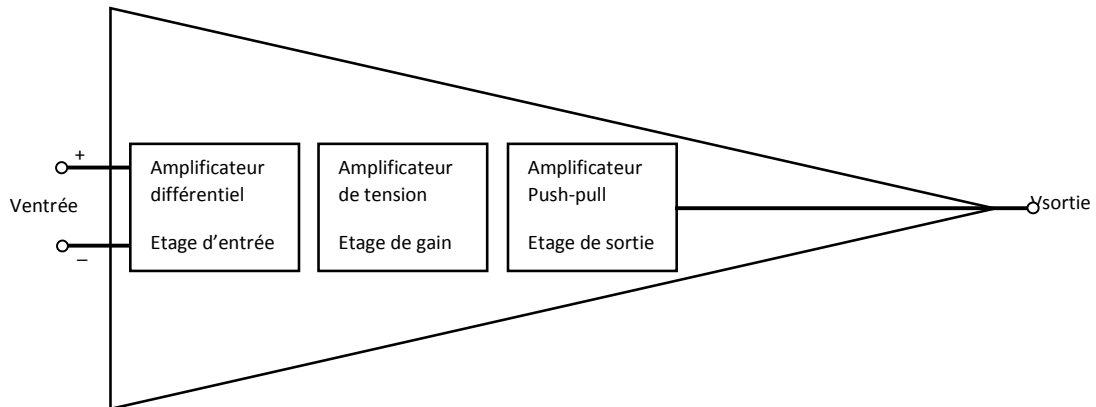


Figure V.1 : Schéma synoptique d'un amplificateur opérationnel (Ampli-Op)

L'amplificateur différentiel représente l'étage d'entrée de l'Ampli-Op. Il est constitué de deux entrées et amplifie la différence de potentiel entre les deux entrées. L'étage amplificateur généralement de classe A fournit un gain additionnel à l'Ampli-Op. Il amplifie aussi bien les signaux continus (DC) que alternatifs (AC). Quelque Ampli-Ops doivent avoir plus qu'un étage d'amplificateur. L'amplificateur push-pull classe AB constitue l'étage de sortie.

V.1.2 Représentation symbolique

La représentation symbolique de l'amplificateur opérationnel standard est illustrée dans la figure V.2 (a). Il est constitué de deux bornes d'entrées, repérées par un signe (+) pour V^+ et un signe (-) pour V^- dite entrées non inverseuse et inverseuse respectivement, et une borne de sortie V_s . l'Ampli-Op fonctionne avec deux sources d'alimentation continues positive $+V_{cc}$ et négative $-V_{cc}$, comme l'indique la figure V.2(b).

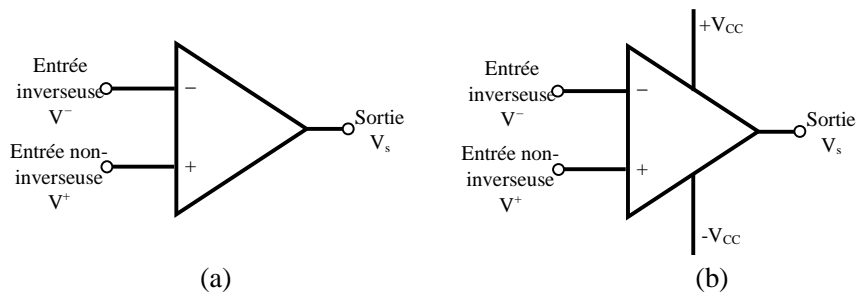


Figure V.2 : Représentation d'un Ampli-Op (a) Symbol (b) Symbol avec deux sources d'alimentation continues

V.1.3 Caractéristique entrée-sortie

L'Ampli-Op en régime linéaire est caractérisé par l'équation fondamentale suivante :

$$V_s = A_0 (V^+ - V^-) \quad \forall V^+ - V^- < V_{sat} / A_0$$

A_0 est appelé amplification différentielle ou gain en boucle ouverte. En pratique la valeur de ce coefficient multiplicatif est de l'ordre de 10^5 . V_{sat} est la tension de saturation déterminée par V_{cc} .

Si l'une des entrées est utilisée comme une référence de potentiel, on dit que la sortie est en phase (si V^- = référence) ou en opposition de phase (si V^+ = référence). Le signe « - » qui peut affecter le gain indique une opposition de phase entre la sortie et l'entrée.

L'Ampli-Op en régime saturé est caractérisé par l'équation fondamentale suivante :

$$V_s = +V_{sat} \cong +V_{cc} - I \quad \forall V^+ - V^- > V_{sat} / A_0 \text{ et } V_s = -V_{sat} \cong -V_{cc} + I \quad \forall V^+ - V^- < -V_{sat} / A_0$$

Généralement, l'Ampli-Op est caractérisé par la représentation graphique illustré dans la figure V.3 :

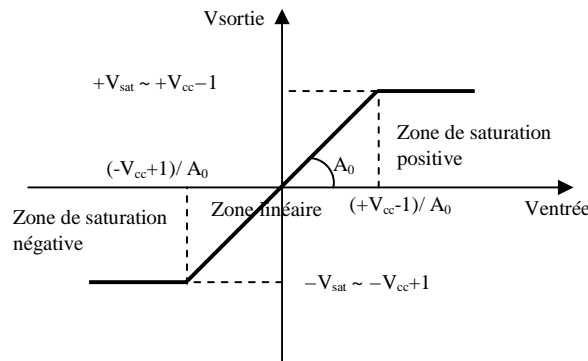


Figure V.3 : Caractéristique entrée-sortie de l'Ampli-Op

V.2 Schéma équivalent

L'Ampli-Op peut être considéré comme un quadripôle actif avec deux entrées V_e , I_e et deux sorties V_s , I_s . Ce dernier possède des paramètres caractéristiques qui peuvent définir l'Ampli-Op de façon exacte comme : le gain, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie.

Le schéma équivalent d'un Ampli-Op peut être schématisé par le circuit de la figure V.4.

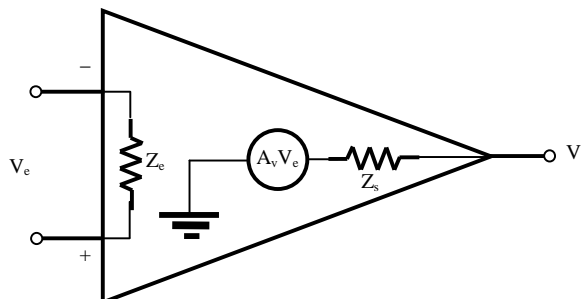


Figure V.4: Schéma équivalent d'un Ampli-Op

Dans le cas d'un Ampli-Op réel, il existe une certaine dissymétrie au niveau de l'étage différentiel défini par le courant et la tension de décalage à l'entrée (offset). Ces deux grandeurs quantifient cette dissymétrie et seront corrigées par la suite.

Dans la pratique, la plupart des Ampli-Ops ont une résistance d'entrée Z_e très élevée, un gain en boucle ouverte A_0 très élevé et une résistance de sortie Z_s très faible c'est le cas d'un ampli-op idéal.

V.3 Ampli-Op idéal

- L'Ampli-Op idéal se décrit par les équations essentielles suivantes : Une impédance d'entrées Z_e infinie, ce qui implique que les courants : $I^+ = I^- = 0$.
- Une impédance de sortie nulle $Z_s=0$, ce qui implique que la tension de sortie V_s ne soit pas affectée quelque soit la valeur de la charge placée en sortie.
- Un gain en boucle ouverte A_0 infini, ce qui implique que : si la tension de sortie V_s étant dans la zone linéaire de fonctionnement ($-V_{cc} < V_s < +V_{cc}$), on affirme que les entrées inverseuse et non-inverseuse sont au même potentiel : $V^+ = V^-$.

Dans ces conditions, le schéma équivalent de l'Ampli-Op de la figure V.4, peut être réduit au circuit de la figure V.5.

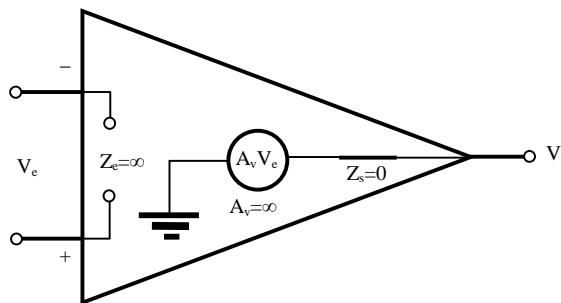


Figure V.5: Schéma équivalent d'un Ampli-Op idéal

Le schéma équivalent de l'Ampli-Op idéal illustré dans la figure V.5 montre qu'il est toujours saturé puisque le gain en boucle ouverte est infini A_0 (sauf pour le cas $V^+ = V^- = 0$ mais alors il n'y a rien à amplifier). Alors, l'ampli-op idéal peut être caractérisé par la représentation graphique illustré dans la figure V.6 :

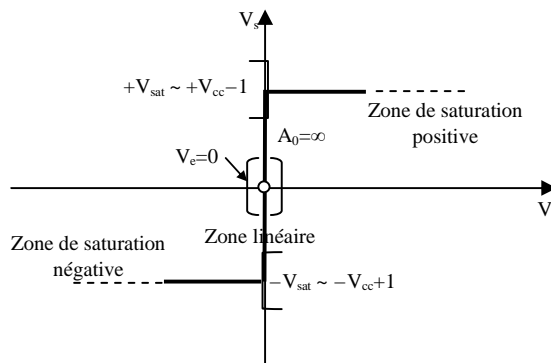


Figure V.6: Caractéristique entrée-sortie de l'Ampli-Op idéal

D'après cette caractéristique, on dit que l'Ampli-Op idéal en boucle ouverte ne peut pas être utilisé comme amplificateur. De ce fait, on fait donc appeler à la contre-réaction afin de diminuer le gain de l'ampli-op idéal.

V.4 Contre-réaction

Comme on a dit auparavant, le gain de l'Ampli-Op typique en boucle ouverte est très élevé. Donc, une petite différence de potentiel à l'entrée conduit l'Ampli-Op à son état de sortie saturé. En effet, l'utilité d'un Ampli-Op exploité dans cette application est extrêmement limitée et est généralement limitée aux applications de comparaison. Avec une réaction négative, le gain de tension de boucle fermée global A_v peut être réduit et contrôlé de sorte que l'ampli-op puisse fonctionner comme un amplificateur linéaire. En plus de fournir un gain de tension stable contrôlé, la contre-réaction négative permet également de contrôler les impédances d'entrée et de sortie et la largeur de bande de l'amplificateur.

Le tableau 3 résume les effets généraux du retour négatif sur les performances de l'amplificateur opérationnel.

	Gain en tension	Impédance d'entrée	Impédance de sortie	Bande passante
Sans contre-réaction négative	A_0 est très élevé pour les applications linéaires	Relativement élevée	Relativement faible	Relativement étroite puisque le gain est élevé
Avec contre-réaction négative	A_v est ajusté à une valeur désirée par la contre réaction	Peut être augmentée ou réduite , ça dépend au type du circuit	Peut être réduite à une valeur désirée	Significativement large

V.5 Caractéristiques de l'ampli-op

V.5.1 Caractéristiques statiques

a. Source d'alimentation

Dans la figure V.7, l'Ampli-Op fonctionne avec deux tensions de polarisation $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$, leurs valeurs maximum à ne pas dépassées $+V_{CCmax}$ et $-V_{CCmax}$ sont indiquées par le constructeur. On peut cependant dans les cas particuliers utiliser une seule source d'alimentation.

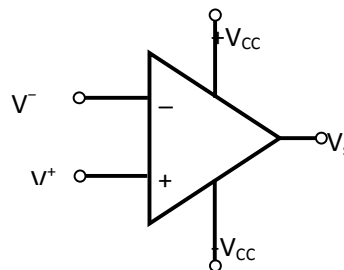


Figure V.7 : Polarisation d'un ampli-op

Dans le cas d'une alimentation symétrique, par exemple (+15V et -15V), aucune borne de l'Ampli-Op n'est connectée à la masse, même si on alimente l'Ampli -Op avec une alimentation dissymétrique par exemple (0V et 30V). Dans ce cas les entrées « + » et « - » doivent permettre la polarisation normale des transistors de l'étage d'entrée.

Tous les Ampli-Ops doivent être polarisés pour pouvoir fonctionner normalement où l'excursion maximum de la tension de sortie est limitée à des valeurs, dites de saturation $\pm V_{sat}$, légèrement inférieure à $\pm V_{CC}$. La puissance consommée par l'Ampli-Op $P = 2 \cdot V_{CC} \times I_{CC}$ où I_{CC} est le courant délivré par chaque source d'alimentation.

Certains Ampli-Ops sont protégés contre les courts-circuits où le constructeur indique la valeur maximale du courant de sortie.

b. Tension de décalage à l'entrée « tension d'off-set »

L'Ampli-Op idéal fournit une tension de sortie nulle lorsqu'on relie les deux entrées à la masse. Cependant, ce qui n'est pas le cas d'un Ampli-Op réel. Cela veut dire qu'il en résulte une faible tension V_s à la sortie lorsqu'une différence de potentiel n'est appliquée à l'entrée. C'est à cause d'un déséquilibre à l'étage différentiel de l'Ampli-Op, particulièrement, les tensions base-émetteur des transistors bipolaires $Tr1$ et $Tr2$ comme l'indique la figure V.8.

La tension de sortie de l'étage d'entrée différentiel peut être exprimée par : $V_s = I_{C2}R_C - I_{C1}R_C$

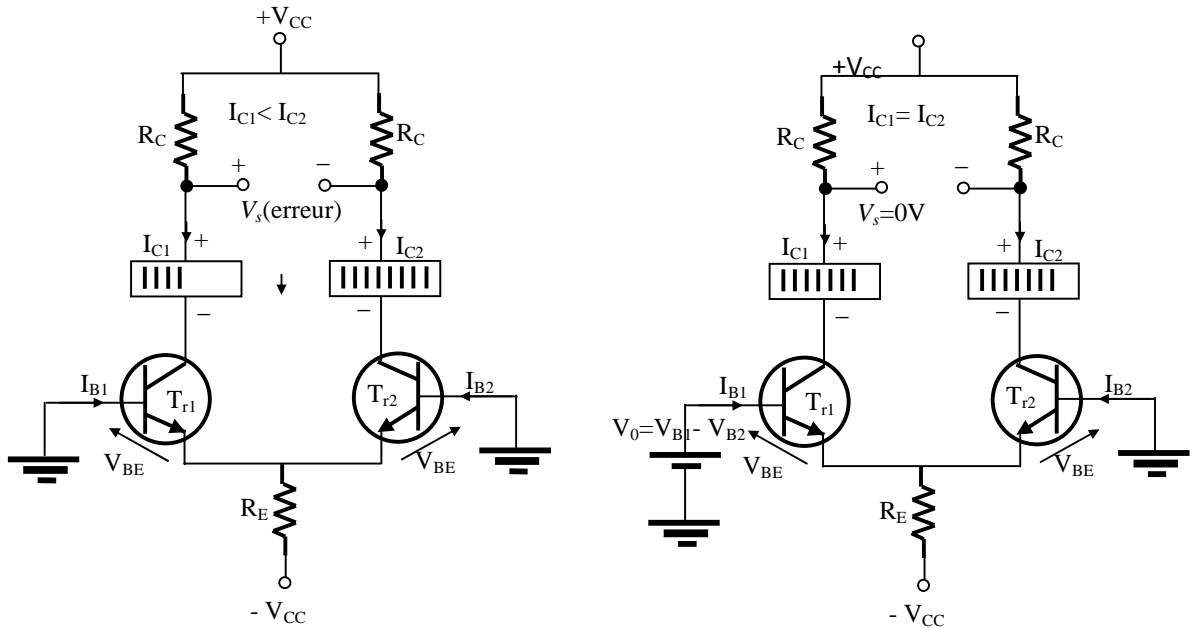


Figure V.8 : Illustration de la tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset V_0

Une faible différence entre les tensions base-émetteur des transistors Tr_1 et Tr_2 cause une faible différence entre les courants des collecteurs I_{C1} et I_{C2} . Ce qui résulte une faible tension à la sortie. Cette tension est appelée tension de décalage à l'entrée ou tension d'off-set V_0 . Alors, pour compenser cette tension de décalage entre les entrées, il suffit de fournir entre les deux entrées de l'Ampli-Op une tension

de signe opposé et de valeur égale à cette tension de décalage V_0 pour forcer la tension de sortie d'être nulle.

Pour éliminer cette tension de décalage, on réunit les deux entrées V^+ et V^- puis on insère un potentiomètre comme un circuit externe approprié. Ce potentiomètre va être ajusté de telle sorte qu'on obtient la tension de sortie V_s nulle.

Remarque :

La dérive de la tension de décalage à l'entrée est un paramètre relié à V_0 . Il spécifie le changement dans la tension off-set en fonction de la température. Les valeurs typique de ce paramètre varient entre $5\mu V/^\circ C$ et $50\mu V/^\circ C$. Dans la pratique, une valeur supérieur de la tension off-set présente généralement une grande dérive.

c. Courant de décalage à l'entrée « courant d'off-set»

Les courants d'entrée de polarisation I^+ et I^- d'un Ampli-Op idéal sont égaux. Ce qui n'est pas le cas d'un Ampli-Op réel ($I^+ \neq I^-$). Le courant de décalage à l'entrée I_0 est le courant exigé à l'entrée, fourni par une alimentation externe, pour que la tension de sortie soit nulle. Il est défini par l'expression : $I_0 = |I^+ - I^-|$.

L'ordre des grandeurs réelles des courants de décalage sont généralement au moins dix fois inférieures au courant de polarisation. Alors, il peut être négligé dans de nombreuses applications.

Cependant, les Ampli-Ops avec un gain élevé et une impédance d'entrée élevée devraient avoir aussi peu de courant de décalage I_0 à cause de la différence des courants parcourant les résistances d'entrées R_e qui conduit à délivrer une tension de décalage consistante V_0 comme l'indique la figure V.9.

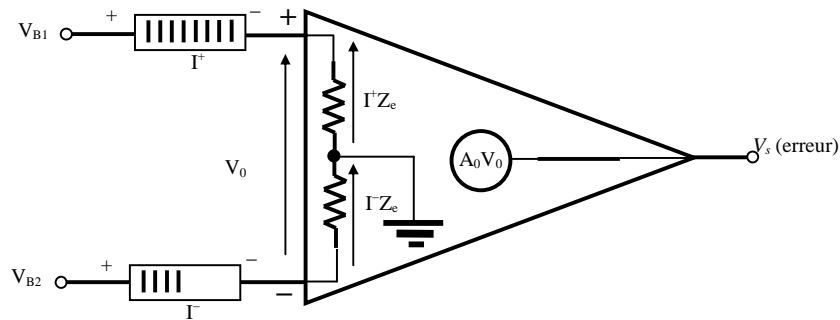


Figure V.9 : Effet du courant de décalage

La tension de décalage à l'entrée délivrée par le courant de décalage à l'entrée est défini par :

$$V_0 = (I^+) R_e - (I^-) R_e = (I^+ - I^-) R_e = I_0 R_e.$$

L'erreur créée par le courant offset est amplifiée par le gain A_0 de l'Ampli-Op et résulté à la sortie comme : $V_s = A_0 I_0 R_e = A_0 V_0$

d. Courant de polarisation d'entrée

Les bornes d'entrées inverseuse et non inverseuse du premier étage de l'Ampli-Op (étage différentiel) sont également les bases des deux transistors bipolaires Tr_1 et Tr_2 qui constituent l'étage

différentiel, par conséquent, les courants d'entrée I^+ et I^- sont également les courants des bases. Le courant de polarisation d'entrée est le courant continu exigé par les entrées de l'ampli-op pour le bon fonctionnement de l'étage différentiel. Par définition, le courant de polarisation d'entrée est la moyenne des deux courants d'entrée, il est défini par l'expression : $I_{pol} = \frac{(I^+) + (I^-)}{2}$

Le concept du courant de polarisation d'entrée est illustré dans la figure V.10.

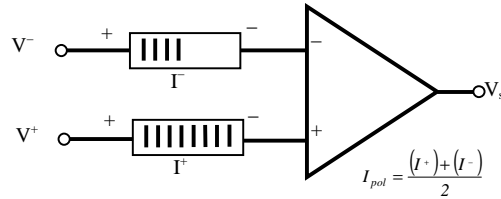


Figure V.10 : Concept du courant de polarisation d'entrée

V.5.2 Caractéristiques dynamiques

a. Impédance d'entrée

Il existe deux modes de base qui peut être utilisés pour spécifier l'impédance d'entrée : le mode différentiel et le mode commun (on reviendra à l'étude de ce mode par la suite). L'impédance différentielle d'entrée Z_e est la résistance totale vue entre les entrées inverseuse et non inverseuse comme l'indique la figure V.11(a). Elle est mesurée par la détermination de la variation du courant de polarisation pour un changement donné de la tension d'entrée différentielle.

L'impédance d'entrée en mode commun est la résistance montée entre chaque entrée (inverseuse ou non inverseuse) et la masse comme l'indique la figure V.11(b). Elle est déterminée par la variation du courant de polarisation pour un changement donné de la tension d'entrée en mode commun.

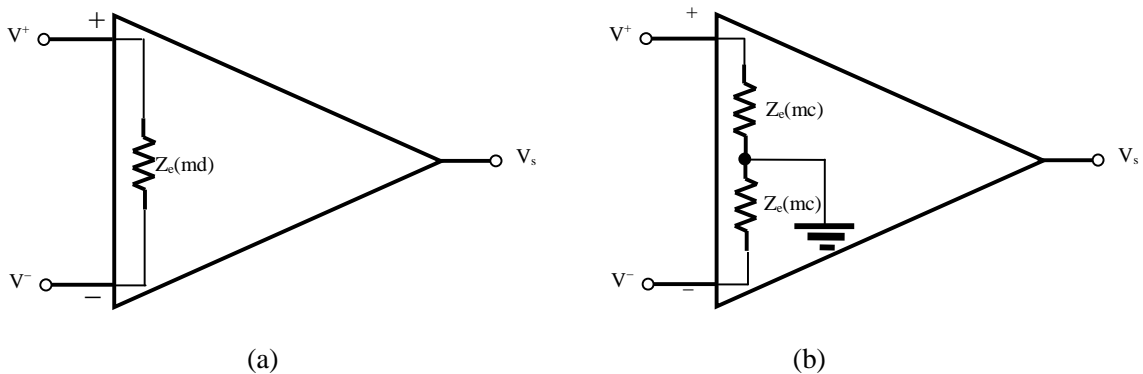


Figure V.11 : Impédance d'entrée de l'Ampli-Op (a) mode différentiel, (b) mode commun

L'impédance d'entrée de l'Ampli-Op est en général très grande, particulièrement pour les Ampli-Ops constitués d'une paire de transistors à effet de champs (MOSFET) à l'étage différentiel.

b. Impédance de sortie

L'impédance de sortie est la résistance vue par la borne de sortie de l'ampli-op comme l'indique la figure V.12.

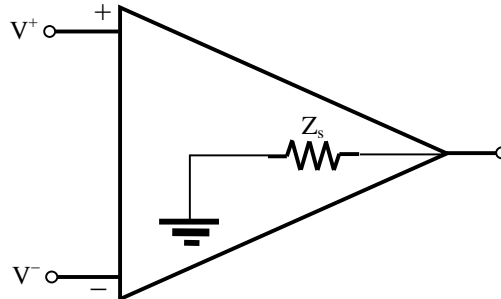


Figure V.12 : Impédance de sortie de l'ampli-op

L'impédance de sortie de l'Ampli-Op est en général très faible. Elle peut être considérée comme nulle dans le cas idéal ($Z_s=0$)

c. Gain en tension en boucle ouverte

Le gain en tension en boucle ouverte A_0 de l'Ampli-Op est le gain en tension interne du dispositif. Il représente le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée (la différence des tensions appliquées sur les entrées inverseuses et non inverseuses V_d) où il n'y a pas d'élément externe comme l'indique la figure V.13.

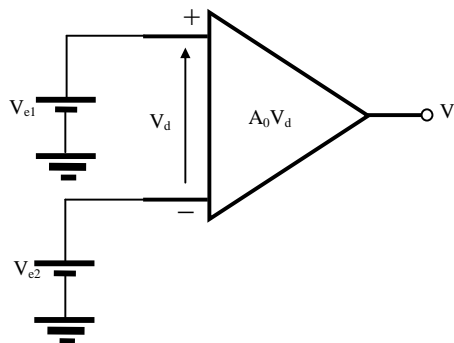


Figure V.13 : Tensions mise en jeu pour le calcul du gain en boucle ouverte

Le gain en tension en boucle ouverte est en général très grand. Il peut être défini comme :

$$A_0 = \frac{V_s}{V_{e1} - V_{e2}} = \frac{V_s}{V^+ - V^-} = \frac{V_s}{V_d}$$

Pour le cas idéal, les deux entrées sont ramenées au même potentiel : $V_d \rightarrow 0$ et $V^+ \rightarrow V^- \Rightarrow A_0 \rightarrow \infty$

d. Gain en tension en boucle fermée

Le gain en tension en boucle fermée est un gain en tension d'un Ampli-Op avec une boucle de contre-réaction négative. Sa configuration consiste un Ampli-Op et circuit externe de contre-réaction qui relie la sortie avec l'entrée inverseuse. Alors, le gain en tension en boucle fermée est déterminé par la valeur des éléments de la boucle de contre-réaction et peut être contrôlé par ces éléments.

La Figure V.14 illustre le schéma général d'un amplificateur avec la boucle de contre-réaction, dans le cas d'un amplificateur de tension.

Ce schéma peut être appliqué pour le cas où les entrées et les sorties sont des courants ou des puissances.

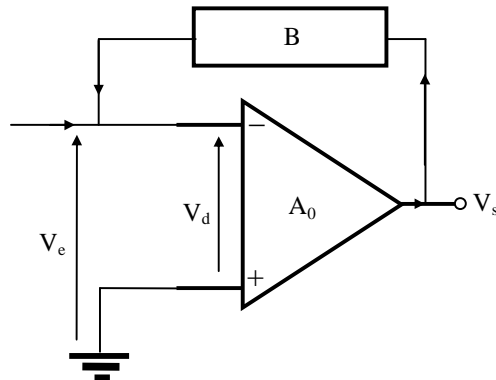


Figure V.14 : Schéma général d'un ampli-op avec la boucle de contre-réaction.

L'amplificateur a un gain en boucle ouverte A_0 , et la boucle de contre-réaction soustrait de l'entrée une fraction B de la tension de sortie.

Alors, la sortie est l'entrée de l'amplificateur ($V_e - BV_s$), multipliée par le gain A_0 :

$$V_s = A_0 (V_e - BV_s)$$

Donc, le gain de l'Ampli-Op (en boucle fermée) est le rapport de la tension de sortie à la tension

$$\text{d'entrée qui vaut : } A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A_0}{1 + A_0 B}$$

Si $A_0 \gg B$, le gain en boucle fermée vaut $A_v = 1/B$, il devient ainsi indépendant du gain de l'amplificateur en boucle ouverte A_0 .

On reviendra sur l'étude de ce circuit dans la partie des montages de base de l'Ampli-Op qui est basée principalement sur la boucle de contre-réaction.

e. Rapport de rejetion en mode commun

Dans le cas idéal, la tension de sortie doit être nulle lorsque $V^+ = V^-$, quelque soit la variation de la tension d'entrée.

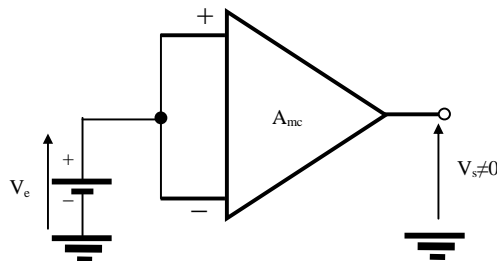


Figure V.15 : Mesure du rapport de rejetion en mode commun d'un Ampli-Op

Chapitre V – Amplificateurs opérationnels

Dans le cas réel, si nous réalisons le montage $V_e = V^+ = V^-$, la variation de la tension d'entrée en mode commun a une influence sur la tension de sortie $V_s \neq 0$ qui est proportionnelle à V_e comme l'indique la figure V.15. On définit alors une amplification en mode commun (puisque V^+ est commun à V^-). Donc, il existe une tension d'erreur à l'entrée qui donne lieu à une tension parasite de sortie.

En fonctionnement normal, la sortie V_s dépend donc de deux termes :

le terme différentiel $V_s = A_0 (V^+ - V^-) = A_0 V_d$

le terme de mode commun $V_s = A_{mc} V_e$.

Alors, V_s s'exprime comme suit : $V_s = A_0 V_d + A_{mc} V_e$ où : A_0 et A_{mc} sont les gains en mode différentiel et en mode commun respectivement pour un Ampli-Op monté en boucle ouverte.

$$V_s = A_0 V_d \left(1 + \frac{A_{mc} V_e}{A_0 V_d} \right)$$

Le rapport ou taux de réjection en mode commun ($RRMC$) est défini par le rapport : $RRMC = \frac{A_0}{A_{mc}}$

(en décibel: $RRMC = 20 \log \left(\frac{A_0}{A_{mc}} \right)$ db)

Alors, la tension de sortie devient : $V_s = A_0 V_d \left(1 + \frac{1}{RRMC} \frac{V_e}{V_d} \right) = A_0 \left(V_d + \frac{V_e}{RRMC} \right)$

où : $\left(V_{sp} = \frac{A_0 V_e}{RRMC} \right)$ est la tension d'erreur qui perturbe la tension de sortie. Elle est inversement proportionnelle au $RRMC$.

Pour contrôler cette perturbation on a défini le rapport de rejection en mode commun $RRMC$ qui doit être élevé, par conséquent la tension d'erreur V_{sp} doit être très faible, pour assurer un fonctionnement performant de l'ampli-op.

f. Vitesse d'excursion ou de monté (Slew-Rate)

Le taux de variation maximale du signal de sortie, qui est transmis par un signal d'entrée, par rapport au temps représente la vitesse d'excursion ou vitesse de balayage (Slew-Rate).

La vitesse d'excursion dépend de la fréquence de réponse de l'Ampli-Op. Cette grandeur est exprimée en Volt/ μ s.

Si par exemple on transmet un signal vers la sortie de type sinusoïdal : $V_s = V_M \cos(\omega t)$. La variation de ce signal par rapport au temps est donné par : $\frac{\Delta V_s}{\Delta t} \rightarrow \frac{dV_s}{dt} = -V_M \omega \sin(\omega t) = -V_M \frac{2\pi}{T} \sin(\omega t)$.

La vitesse d'excursion est définie par la variation maximale de ce signal par rapport au temps :

$$SR = \left| \frac{dV_s}{dt} \right|_{max} = \left| -V_M \frac{2\pi}{T} \sin(\omega t) \right|_{max} \Rightarrow \sin(\omega t) = \pm 1 \Rightarrow \frac{2\pi}{T} t = \frac{\pi}{2} + 2k\pi \Rightarrow t = (2k+1) \frac{T}{4}$$

pour $SR = \frac{2\pi V_M}{T}$ où: k est un entier.

Exemple :

Un signal est transmis vers la sortie à travers un Ampli-Op de type sinusoïdal $V_s = 5 \cos(\omega t)$ dont la fréquence est de 2MHz. Calculer sa vitesse d'excursion SR.

Solution :

Si on donne au signal sinusoïdal qui se trouve à la sortie une amplitude V_M de 5volts avec une fréquence de 2MHz. Alors, la valeur de SR devient : $SR = \frac{2\pi V_M}{T} = 18.8V / \mu s$

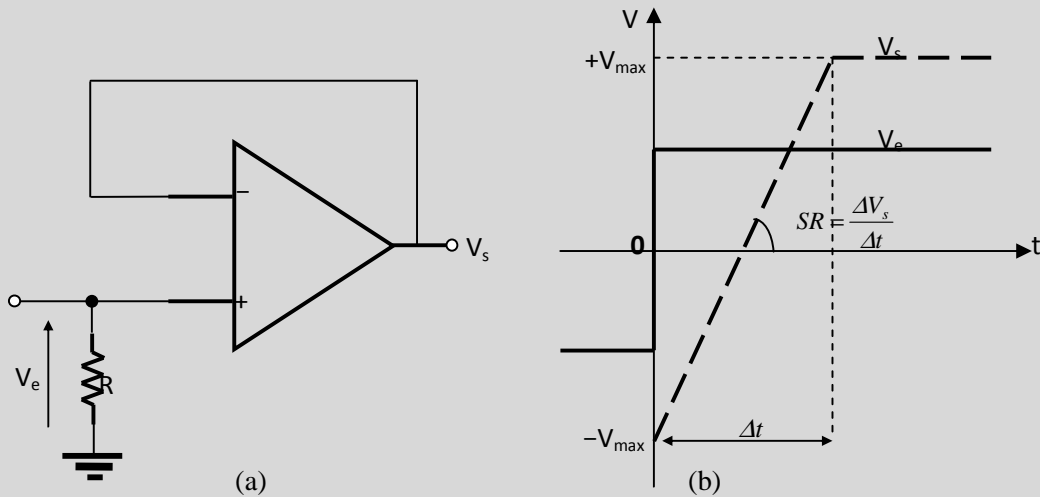


Figure V.15 : Mesure de la vitesse d'excursion ou de montée (Slew-Rate) d'un Ampli-Op (a) circuit de test, (b) échelon de tension d'entrée et l'évolution de la tension de sortie avec le temps

Afin de mesurer la vitesse d'excursion d'un Ampli-Op, il suffit de lui connecter en mode non-inverseur (on reviendra à l'étude de ce circuit par la suite). Puis, on applique un échelon de tension avec un temps de montée très rapide afin de voir l'évolution de la tension de sortie comme l'indique la figure V.16(a).

La largeur du signal échelon doit être suffisante pour permettre au signal de sortie de se transférer de l'état bas vers l'état haut.

D'après la figure V.16(b), on constate que certains intervalles de temps Δt sont exigés pour que le signal de sortie s'élève de la valeur basse $-V_{max}$ vers la valeur haute $+V_{max}$. avec une vitesse donnée qui dépend de la caractéristique de réalisation de l'Ampli-Op. Cette vitesse est déterminée par la pente

$$\Delta V_s / \Delta t \text{ et est exprimée comme : } SR = \frac{\Delta V_s}{\Delta t} \text{ où: } \Delta V_s = +V_{max} - (-V_{max}).$$

V.5.3 Comparaison des paramètres caractéristiques de l'ampli-op

Le tableau V.1 compare quelques caractéristiques statiques et dynamiques décrites pour plusieurs circuits intégrés des Ampli-Ops. Ces valeurs sont fournies par la fiche technique du constructeur.

Tableau V.1 : Comparaison des paramètres caractéristiques de l'Ampli-Op

Ampli-Op	V_0 [mV] (max)	I_{pol} [nA] (max)	Z_e [M Ω] (min)	Z_s [Ω] (min)	A_0 (typ)	SR [V/ μ s] (typ)	RRMC [db] (min)
LM741	6	500	0.3	100	200000	0.5	70
OP177	0.01	1.5	26	60	12000000	0.3	130
AD8055	5	1200	10	150	3500	1400	82
TL081	3	-	10^{12}	10	100000	13	200

V.6 Montages de base de l'amplificateur opérationnel :

V.6.1 Amplificateur inverseur

Le schéma électrique d'un amplificateur inverseur à base d'Ampli-Op est représenté par la figure V.16.

Le signal d'entrée est appliqué à l'entrée inverseuse à travers la résistance série R_1 . En outre, la sortie est réinjectée à l'entrée inverseuse (-) à travers la résistance R_2 . L'entrée non-inverseuse est reliée à la masse.

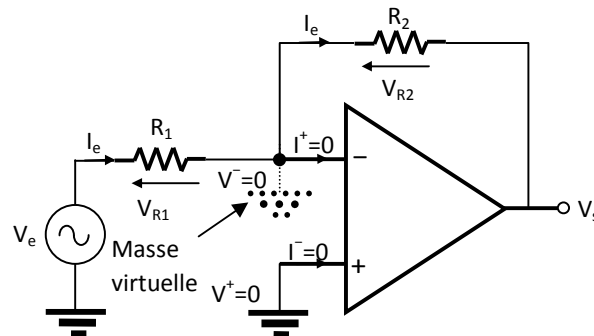


Figure V.16 : Amplificateur inverseur

Dans les conditions idéales, les valeurs du gain différentiel en boucle ouverte A_0 et de la résistance d'entrée sont considérées infinies. La résistance de sortie est égale à zéro. Ceci nous permet alors de déduire que : $V_d = V^+ - V^- = 0$. Ce qui signifie que la tension de l'entrée inverseuse est considérée comme une masse virtuelle (égale à zéro) puisque l'entrée non-inverseuse est reliée à la masse. Et comme l'amplificateur inverseur a une impédance infinie, il n'y a aucun courant sortant de l'entrée inverseuse $I^- = I^+ = 0$. Alors, les résistances R_1 et R_2 sont parcourues par le même courant I_e .

On a donc : $V_e = V_{R1} = R_1 I_e$ et $V_s = V_{R2} = -R_2 I_e$

Alors, le gain en tension en boucle fermée s'écrit dans ces conditions comme:

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Le gain en tension en boucle fermée de l'amplificateur inverseur qui est le rapport entre les résistances R_1 et R_2 ne dépend pas du gain en boucle ouverte A_0 . Alors, la résistance R_2 doit être supérieure à R_1 pour qu'on puisse parler d'amplification. Le signe négatif du gain indique l'inversion. Cela veut dire que les tensions d'entrée et de sortie sont en oppositions de phase.

V.6.2 Amplificateur non inverseur,

Le schéma électrique d'un amplificateur non inverseur à base d'Ampli-Op est donné par la figure.V.17. L'entrée non inverseuse (+) est attaquée par le signal d'entrée qu'on doit amplifier où une fraction de la tension de sortie définie par la boucle de contre-réaction (constitué par les résistances R_1 et R_2) est réinjectée à l'entrée inverseuse (-).

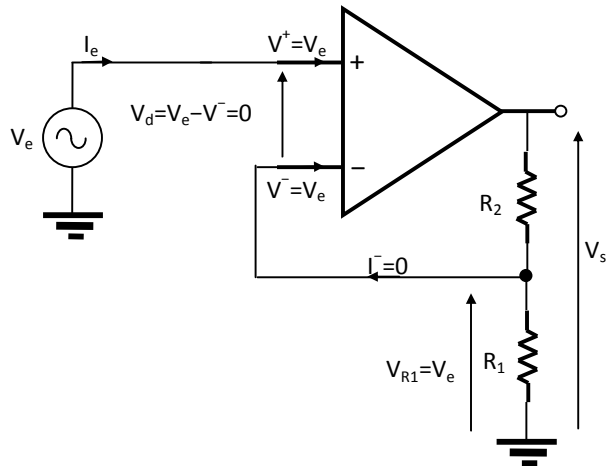


Figure V.17 : Amplificateur non inverseur

Dans les conditions idéals, le gain en tension est infiniment grand cela signifie que la tension différentielle d'entrée est nulle tant que l'Ampli-Op ne sature pas. On a alors : $V_e = V^+ = V^-$

En appliquant le théorème de pont de diviseur de tension on aura : $V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = V_e$

Alors, le gain en tension en boucle fermée s'écrit dans ces conditions : $A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

On remarque que la tension de sortie et la tension d'entrée sont en phase et que l'amplification est toujours supérieure à 1. Le montage se comporte donc comme un vrai amplificateur.

En outre, la résistance d'entrée étant infiniment grande, les courants consommés par les entrées

inverseuse et non inverseuse sont nuls. On a donc : $\sum I_k^- = \sum I_k^+ = 0$

$$I^- = I^+ = I_e = 0 \Rightarrow Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \infty$$

V.6.3 Amplificateur suiveur

La figure V.18 représente le montage le plus simple que l'on puisse réaliser à l'aide d'un Ampli-Op. C'est un cas particulier de l'amplificateur non-inverseur où la sortie est reliée à l'entrée inverseuse (-) ce qui présente une boucle de contre-réaction assurant un fonctionnement linéaire à l'amplificateur opérationnel.

Chapitre V – Amplificateurs opérationnels

La boucle de contre-réaction de cet amplificateur a un gain en tension en boucle fermée $1/B$ approximativement égale à 1, puisque $B=1$. Alors, $A_V=1$, ce qui permet un transfert intégral de tension d'entrée vers la sortie.

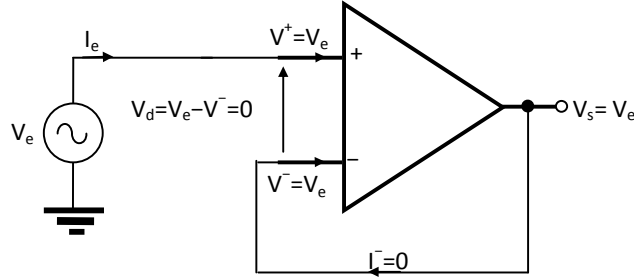


Figure V.18 : Amplificateur suiveur

Les caractéristiques les plus importantes de l'amplificateur suiveur sont : son très haute impédance d'entrée et son très faible impédance de sortie.

V.6.4 Amplificateur Sommateur

Le circuit de la figure V.19 représente un amplificateur sommateur avec deux entrées.

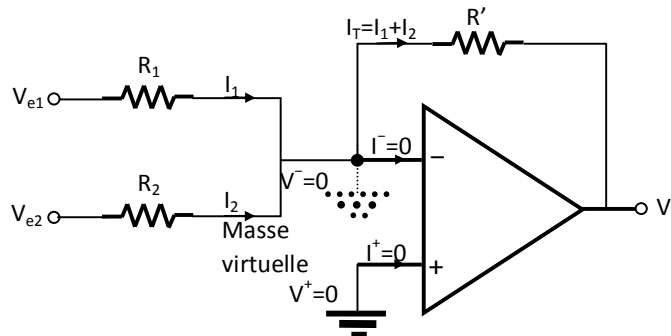


Figure V.19 : Amplificateur sommateur avec deux entrées

Le fonctionnement de ce circuit est la déduction de l'expression de la tension de sortie est donnée comme suit :

Deux tensions V_{e1} et V_{e2} sont appliquée à l'entrée et produisent deux courants I_1 et I_2 parcourant les résistance R_1 et R_2 respectivement.

D'après le concept de la masse virtuelle $V_d = V^+ - V^- = 0$, puisque l'entrée non-inverseuse est reliée à la masse, et le concept de l'impédance d'entrée infinie, il n'y a aucun courant sortant de l'entrée inverseuse $I^- = I^+ = 0$. Alors, la résistance R' est parcourue par le courant total : $I_T = I_1 + I_2$

$$\text{Comme } V_s = -R' I_T, \text{ donc: } V_s = -R' (I_1 + I_2) = -R' \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} \right)$$

Si les trois résistances sont égales : $R_1 = R_2 = R' = R$, alors : $V_s = -R \left(\frac{V_{e1}}{R} + \frac{V_{e2}}{R} \right) = -(V_{e1} + V_{e2})$

La tension de sortie V_s s'exprime avec la somme des deux tensions d'entrée V_{e1} et V_{e2} mais avec un signe «-» (tension inversée) et gain unitaire.

Dans le cas général (figure V.20), un amplificateur sommateur avec n entrées, l'expression de la tension de sortie V_s est donnée par : $V_s = -R' \left(\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_2} + \dots + \frac{V_{en}}{R_n} \right)$

Si toutes les résistances sont égales $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R' = R$, alors : $V_s = -(V_{e1} + V_{e2} + \dots + V_{en})$

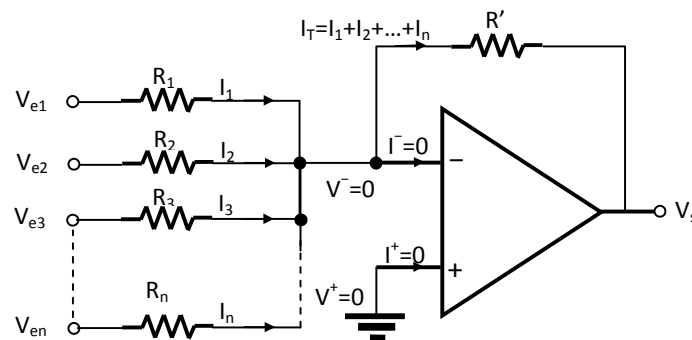


Figure V.20 : Amplificateur sommateur avec n entrées (cas général)

V.6.5 Amplificateur intégrateur

La figure V.21 représente un amplificateur intégrateur idéal où l'élément de base de la boucle de contre-réaction est donné par une capacité C qui forme avec la résistance d'entrée R un circuit RC.

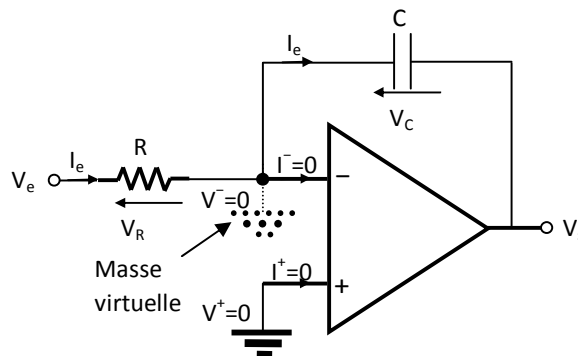


Figure V.20 : Amplificateur intégrateur idéal

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'amplificateur intégrateur, il faut d'abord comprendre comment la capacité se charge.

Il est évident que la charge Q d'un condensateur est proportionnelle au courant de charge I_C et au temps t selon la relation : $I_C(t) = \frac{dQ(t)}{dt}$. En termes de tension, la charge Q devienne : $dQ = C dV_C(t)$

Alors, le courant du condensateur I_C peut être déterminée par : $I_C = C \frac{dV_C(t)}{dt}$

Maintenant, si on revient au circuit intégrateur, le courant d'entrée inverseuse I^- de l'Ampli-Op étant nul $I^- = I^+ = 0$. Donc, le courant I_e qui passe dans la résistance R est le même qui parcourt le condensateur.

Et comme l'entrée inverseuse est considérée comme une masse virtuelle, il en résulte : $I_e = \frac{V_e(t)}{R}$ et

$$I_e = I_C = C \frac{dV_C(t)}{dt} = -C \frac{dV_s(t)}{dt}.$$

$$\text{Donc, } \frac{V_e(t)}{R} = -C \frac{dV_s(t)}{dt} \Rightarrow \int \frac{V_e(t)}{R} = -C \int \frac{dV_s(t)}{dt}$$

$$\text{Alors, } V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int V_e(t)$$

On voit que la tension de sortie est proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée. On dit que le montage est un amplificateur intégrateur idéal.

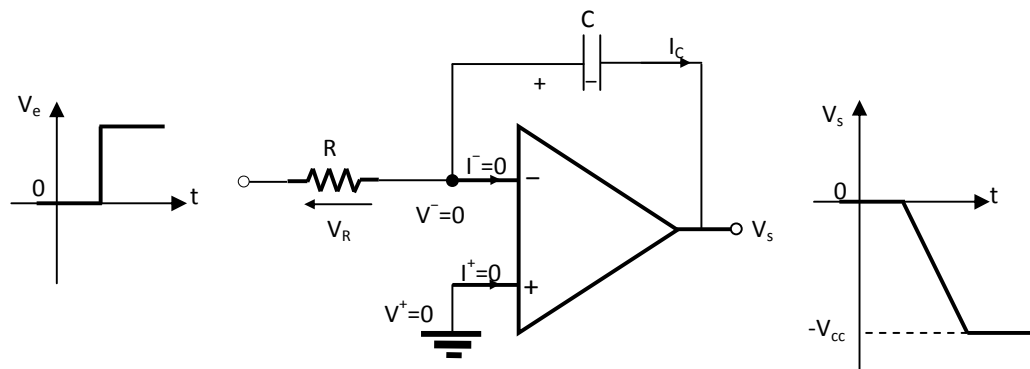


Figure V.21 : Application de l'amplificateur intégrateur idéal

Lorsque on applique une tension positive à l'entrée de forme impulsion, la tension de sortie diminue en pente dans le sens négative jusqu'à la saturation de l'Ampli-Op à $-V_{cc}$ comme l'indique la figure V.21.

Le taux de variation de la tension de sortie, au cours du temps où le condensateur se charge, est la pente de rampe de la tension de sortie de l'intégrateur. Il est donné par : $\frac{\Delta V_s(t)}{\Delta t} = -\frac{V_e(t)}{RC}$

V.6.6 Amplificateur dérivateur,

Un amplificateur dérivateur idéal est représenté dans la figure V.22. Cette fois le condensateur est placé à l'entrée de l'Ampli-Op. L'amplificateur dérivateur résulte à la sortie une tension proportionnelle à la variation de la tension d'entrée. Dans le cas réel, une résistance est montée en série avec le condensateur afin de limiter le gain.

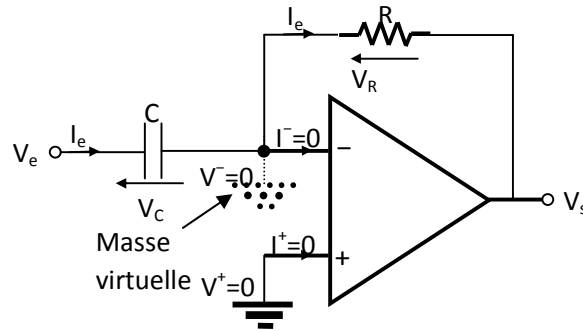


Figure V.22 : Amplificateur dérivateur idéal

Afin de comprendre le fonctionnement de l'amplificateur dérivateur, on doit appliquer une tension de rampe à l'entrée comme l'indique la figure V.23. Dans ce cas, $I_C = I_e$ et la tension aux bornes du condensateur égale à : $V_C = V_e$ puisque l'entrée inverseuse est considérée comme une masse virtuelle $V^- = V^+ = 0$.

D'après la relation de base $I_C = C \frac{dV_C(t)}{dt}$ et comme le courant à l'entrée inverseuse I^- de l'Ampli-Op étant nul $I^- = I^+ = 0$, on donne $I_C = I_R$. Donc, $V_s(t) = -I_C R = -I_R R$.

En remplaçant l'expression du courant dans $V_s(t)$, on obtient : $V_s(t) = -RC \frac{dV_C(t)}{dt} = -RC \frac{dV_e(t)}{dt}$

On remarque que la tension de sortie est négative lorsqu'on applique à l'entrée une tension positive et vice-versa comme l'indique la figure V.23.

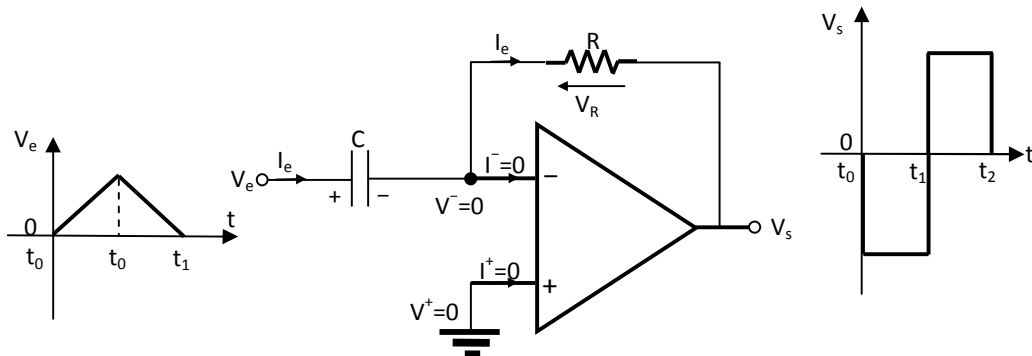


Figure V.22 : Application de l'amplificateur dérivateur idéal

Le condensateur se charge par la source d'entrée avec un courant constant à travers la résistance R au cours de la pente positive. Au cours de la pente négative, le courant change sa direction puisque le condensateur se décharge.

Si la pente de la tension d'entrée $\frac{\Delta V_e(t)}{\Delta t}$ augmente, la tension V_s devienne plus négative et vice versa. Donc, la tension de sortie est proportionnelle à la pente négative (le taux de changement) de la tension d'entrée.

REFERENCES

Références :

- [1] A.P. Malvino et D.J. Bates, Principes d'électronique : Cours et exercices corrigés, , 8^{ème} Edition Dunod: ISBN: 978-2-10-074735-1, 2016.
- [2] Y. Granjon, B. Estibals, S. Weber, Electronique: Tout le cours en fiches, Edition Dunod, ISBN: 978-2-10-072222-8, 2015.
- [3] B. Haraoubia, Electronique générale : les composants passifs, les composants actifs, l'amplificateur opérationnel, 3^{ème} Edition, Office des publications universitaire, ISBN :978-9961-0-0941-3, 2013.
- [4] T. L. Floyd et D. Buchla, Fundamentals of analog circuits, 2^{ème} Edition, Pearson, ISBN: 978-8-1317-8796-0, 2012.
- [5] J.P. Pérez, C. Lagoute, : J.Y. Fourniols, Electronique : Fondements et applications, Edition Dunod ISBN: 978-2-10-057894-8, 2012.
- [6] Y. Granjon, Exercices et problèmes d'électricité générale: Avec rappels de cours et méthodes, 3^{ème} Edition Dunod, ISBN: 978-2-10-052234-7, 2009.
- [7] T. Neffati, Electricité générale : Analyse et synthèse des circuits, 2^{ème} Edition Dunod, ISBN: 978-2-1005-2000-8, 2008.
- [8] T. Neffati, Introduction à l'électronique analogique, Edition Dunod, ISBN: 978-2-1005-1393-2 2008.
- [9] A.P. Malvino et D. J. Bates, Electronic Principles 7^{ème} Edition, McGraw-Hill Education, ISBN: 978-0-0732-2277-6, 2006
- [10] A. Louchene, Notions de base de la physique des semi-conducteurs : Diodes et circuits à diodes, publications universitaire, université de Batna, 1999-2000.
- [11] F. Milsant, Cours d'électronique :composants électronique, 15^{ème} Editions Chihab-Eyrolles, 1993-1994.
- [12] J. Auvray, Circuits et composants électroniques, Editions Hermann, ISBN: 978-2-7056-5899-1, 1979.
- [13] J.M. Poitevin, Aide-mémoire : Electronique analogique et numérique, 2^{ème} Edition Dunod, ISBN:978-2-10-051529-5, 2008.