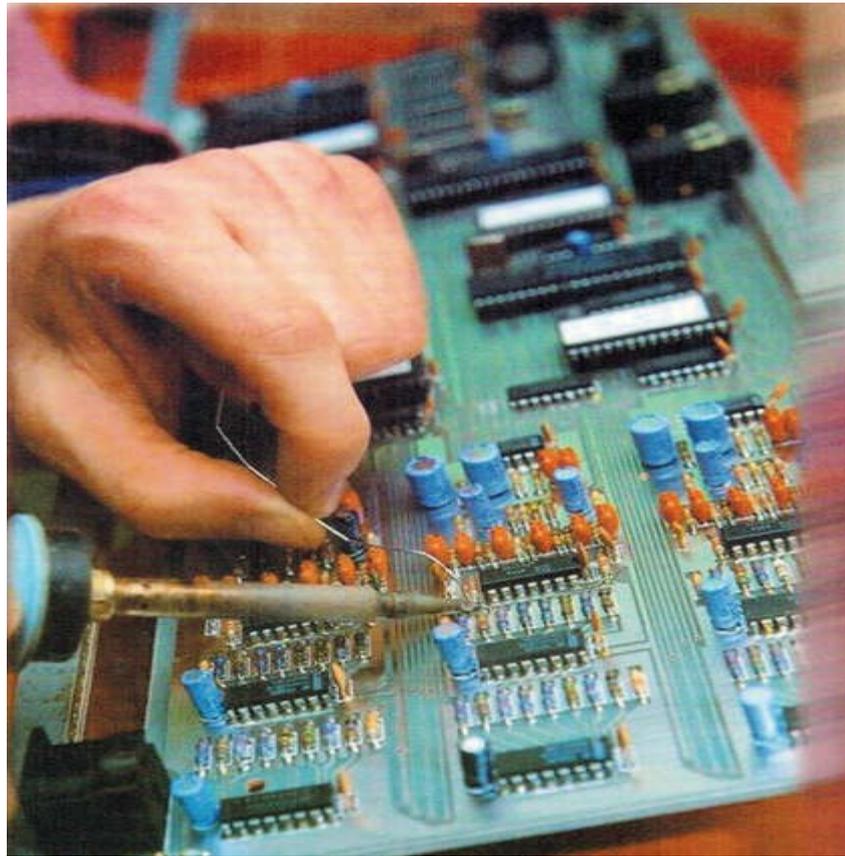


République Algérienne Démocratique et Populaire  
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Université des Sciences et de la technologie d'Oran USTO-MB



# Electronique Fondamentale



Présenté par Mme MELOUK Kheira

Ce cours est destiné aux étudiants de deuxième année de la  
Faculté de Génie Electrique  
Département d'Automatique  
Année Universitaire : 2024-2025

# Avant-propos

L'électronique est une discipline technique, faisant partie des branches majeures de la physique appliquée. Elle permet de concevoir, transformer, manipuler, transporter et stocker des signaux électriques (courant, tension) ou lumineux (dans le domaine de l'optoélectronique). Son développement a commencé avec l'invention de dispositifs non linéaires tels que les diodes et les transistors.

L'enseignement de la physique des semi-conducteurs est essentiel pour les électroniciens, car il leur offre une meilleure compréhension du fonctionnement des dispositifs utilisés dans les circuits électroniques. Cependant, cet enseignement présente des défis, notamment pour établir des liens clairs entre la théorie des semi-conducteurs et ses applications pratiques dans les composants électroniques.

Dans ce cours, nous avons cherché à relever ce défi en adoptant un formalisme pédagogique adapté : les bases théoriques fondamentales sont d'abord exposées, puis progressivement reliées, de manière simple et accessible, aux applications concrètes de l'électronique.

Ce polycopié de cours, conforme au programme officiel du module « Électronique Fondamentale », a été conçu principalement pour les étudiants de deuxième année de la faculté de Génie Électrique, Département d'Automatique. Son objectif est de fournir aux étudiants un support essentiel, leur offrant une aide précieuse pour mieux comprendre et illustrer l'ensemble des concepts enseignés dans cette discipline.

Ce polycopié se divise en cinq chapitres :

## **Chapitre 1.** Régime continu et Théorèmes fondamentaux (en 3 semaines)

Dans ce chapitre nous allons faire des définitions (dipôle, branche, nœud, maille), générateurs de tension et de courant (idéal, réel), donner relations tension-courant ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ), diviseur de tension, diviseur de courant. Ensuite décrire les théorèmes fondamentaux : superposition, Thévenin, Norton, Millmann, Kennelly, Equivalence entre Thévenin et Norton, et enfin donner le théorème du transfert maximal de puissance.

## **Chapitre 2.** Quadripôles passifs (en 3 semaines)

Dans ce chapitre nous allons donner une représentation d'un réseau passif par un quadripôle, les 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. Nous terminerons le chapitre par décrire des exemples de quadripôles tels que les filtres passifs (passe-bas, passe-haut, ...) et donner ensuite courbe de gain, courbe de phase, fréquence de coupure, Bande passante.

## **Chapitre 3.** Diodes (en 3 semaines)

Dans ce chapitre nous allons commencer, dans la première partie, par donner des rappels élémentaires sur la physique des semi-conducteurs tels que la définition d'un semi-conducteur, Si cristallin, notions de dopage, semi-conducteurs N et P, jonction PN, Constitution et fonctionnement d'une diode, polarisations directe et inverse, Caractéristique courant-tension, régime statique et variable, Schéma équivalent..

La deuxième partie est consacrée pour les applications des diodes : Redressement simple et double alternance. Stabilisation de la tension par la diode Zener. Ecrêtage. Nous terminerons le chapitre avec d'autres types de diodes : Varicap, DEL, Photodiode.

**Chapitre 4.** Transistors bipolaires (en 2 semaines)

Ce chapitre décrit les transistors bipolaires : Effet transistor, modes de fonctionnement (blocage, saturation, et amplification), Réseau de caractéristiques statiques, Polarisation, Droite de charge, Point de repos, ...

Nous allons ensuite donner les 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. Après une étude d'amplificateurs à plusieurs étages BF en régime statique et en régime dynamique sera donnée, condensateurs de liaisons, condensateurs de découplage.

Enfin autres utilisations du transistor : Montage Darlington, transistor en commutation, ...

**Chapitre 5** - Les amplificateurs opérationnels (en 2 semaines)

Ce chapitre décrit son principe, schéma équivalent, Ampli-op idéal, Contre-réaction, Caractéristiques de l'ampli-op, Ensuite donnera les montages de base de l'amplificateur opérationnel : Inverseur, Non inverseur, Sommateur, Soustracteur, Comparateur, Suiveur, Dérivateur, Intégrateur, Logarithmique, Exponentiel, ...

Nous souhaitons que ce travail va permettre aux étudiants de deuxième année licence d'acquérir un savoir-faire dans la résolution des exercices de conception électronique et de mieux préparer ainsi leurs examens.

# **Chapitre 1**

## **Lois et théorèmes fondamentaux des circuits électriques en régime continu**

# Chapitre 1 : Lois et théorèmes fondamentaux des circuits électriques en régime continu

## I-1 Définition d'un circuit électrique

Un circuit électrique est représenté sous la forme d'un générateur (appelé aussi source) d'énergie qui alimente un récepteur, chargé de convertir l'énergie électrique en une autre forme (chimique, mécanique, radioactive, thermique...). Ces deux éléments sont reliés par des conducteurs métalliques (figure 1.1).

Le fonctionnement d'un circuit électrique est décrit par le transfert de flux de charges électriques entre récepteur et générateur, ce transfert crée un courant électrique traversant les conducteurs métalliques orienté en sens contraire du flux de charges.

Ce courant électrique est caractérisé par une grandeur appelée intensité, exprimée en Ampères, est définie comme étant la quantité de charge électrique  $dq$  (en Coulomb) qui traverse une section donnée du conducteur par unité de temps  $dt$  (en second).

L'intensité sera donc donnée par l'équation suivante

$$i = dq/dt \quad [A] = [c]/[s]$$

Figure 1.1 : Représentation d'un circuit électrique.

La circulation du courant dans un circuit électrique s'effectue par échange énergétique avec le milieu extérieur (fig.1.2). Les porteurs de charges peuvent transférer cette énergie  $w_{AB} = Q(v_B - v_A)$  vers le milieu extérieur avec  $(v_B - v_A)$  est définie comme étant la différence de potentiel électrique (ddp) et est égale à la tension électrique  $U_{AB} = V_A - V_B$ .

Sur la figure 1.2, on considère, en général, que la borne B constitue la référence de tension pour l'ensemble de la figure du circuit et se trouve au potentiel 0 V appelé aussi masse et dont le symbole est

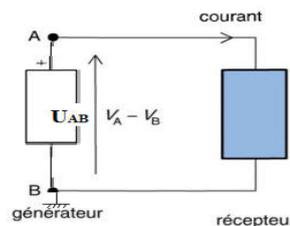


Figure 1.2 : Echange énergétique dans un circuit électrique.

## I-2 dipôles électriques

Un dipôle est une partie du circuit électrique et qui possède deux bornes, caractérisé par un courant  $i$  qui le traverse et une tension  $U_{AB}$  entre ces bornes (figure 1.2).



Figure 1.3 : Représentation d'un dipôle électrique.

Un dipôle peut être un « générateur », dans ce cas il est actif, comme il peut être un « récepteur » et dans ce cas il est passif. Les éléments passifs ne font que consommer de l'énergie.

### Conventions de signe

La différence entre un récepteur et un générateur consiste dans la façon d'orienter les sens des flèches du courant et de la tension. Le tableau 1.1 résume cette différence.

Convention d'orientation Récepteur		Les flèches du courant et de la tension sont en sens contraire (sens inverse).
Convention d'orientation Générateur		Les flèches du courant et de la tension sont dans le même sens.

Tableau 1.1 : Différence entre récepteur et générateur.

### Remarques

Les courants et les tensions sont des grandeurs algébriques, leurs signes dépendent de l'orientation choisie arbitrairement sur le montage du circuit électrique.

## I-3. Eléments du circuit électrique

Les circuits électriques sont construits à partir des éléments principaux suivants :

- dipôles actifs qui sont le générateur de tension et le générateur de courant,
- dipôles passifs linéaires, qui sont la résistance, le condensateur et la bobine, et dipôles passifs non linéaires comme la diode et le transistor.

Chaque élément impose la relation entre la tension à ses bornes ( $U$ ) et le courant qui le traverse ( $i$ ). Cette relation  $U = f(i)$  est appelée la « caractéristique de l'élément ».

### I-3.1 dipôles actifs

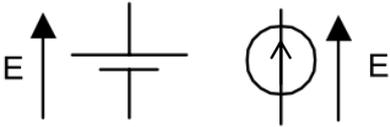
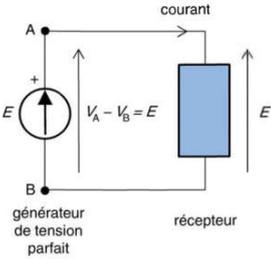
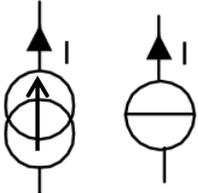
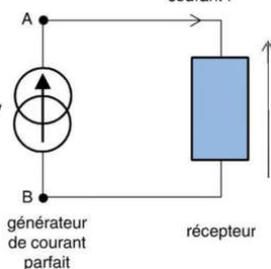
#### a- Générateur de tension continue parfait (idéal)

Le générateur de tension continue impose la valeur de la tension à ses bornes constante quel que soit le courant qui le traverse.

Sa caractéristique est donc  $U = E \quad \forall i$  avec  $E$  la force électromotrice du générateur (f.e.m).

#### b- Générateur de courant idéal

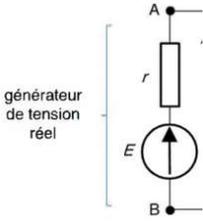
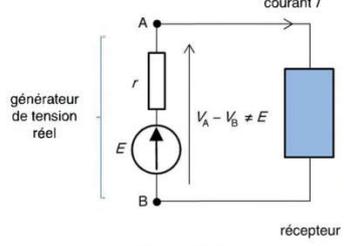
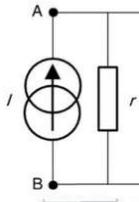
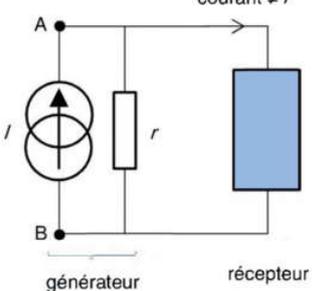
Le générateur de courant impose la valeur du courant constant qui le traverse quel que soit la tension à ses bornes. Sa caractéristique est donc  $i = i_g \quad \forall U$  avec  $i_g$  est le courant du générateur.

Symbole	Dans un circuit
<p><u>Générateur de tension idéal</u></p> 	
<p><u>Générateur de courant idéal</u></p> 	

$E$  : Force électromotrice du générateur (f.e.m)

### I-3.2 Générateur de tension et de courant réel

Dans le cas réel, les générateurs de tension ou de courant ne sont pas idéals et un modèle plus proche de la réalité suggère d'associer une résistance interne du générateur ( $r_g$ ) en série avec le générateur de tension idéal ou une résistance interne du générateur ( $r_g$ ) en parallèle avec la source de courant idéale.

Symbole	Dans un circuit
<p><u>Générateur de tension réel</u></p>  <p>générateur de tension réel</p>	 <p>générateur de tension réel</p> <p>récepteur</p> <p><math>V = E - rg * I</math></p>
<p><u>Générateur de courant réel</u></p>  <p>générateur de courant réel</p>	 <p>générateur de courant réel</p> <p>récepteur</p>

#### I-4 Dipôles passifs linéaires

Un dipôle est dit passif, s'il est incapable de fournir de l'énergie électrique à un récepteur électrique.

Trois dipôles passifs sont largement utilisés dans les circuits électroniques. Ils possèdent un fonctionnement qui s'exprime sous la forme d'une équation différentielle simple, linéaire, à coefficients constants. L'équation de fonctionnement d'un dipôle lie la tension à ses bornes et le courant qui le traverse. En supposant que, dans le cas le plus général, ces deux grandeurs sont variables dans le temps, les lois de fonctionnement des trois dipôles passifs usuels sont présentées sur la figure 1.3.

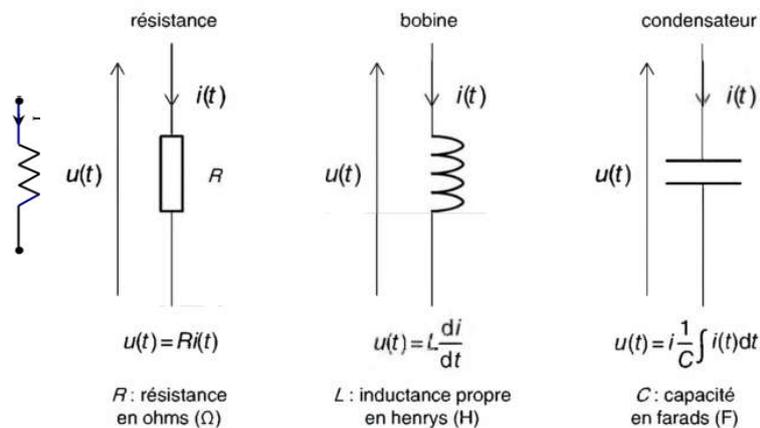


Figure 1.4 : Dipôles passifs linéaires.

Le condensateur est un accumulateur de tension, son loi de variation est exprimée par :  $i = C \frac{dv}{dt}$

L'inductance est un accumulateur de courant, son loi de variation est exprimée :  $v = L \frac{di}{dt}$

### 1-4 Dipôles passifs non linéaires

Un dipôle est dit non linéaire, s'il est décrit par une équation différentielle non linéaire.



### 1-5 Association de dipôles (groupement de dipôles)

Deux dipôles quelconques sont dits associés en série si une des bornes de l'un est reliée à une des bornes de l'autre, l'ensemble formant un nouveau dipôle. Ils sont dits associés en parallèle si les paires de bornes sont connectées deux à deux.

Dans le cas de l'association en série, les dipôles sont parcourus par le même courant. La tension totale aux bornes de l'ensemble est égale à la somme des différences de potentiel aux bornes de chacun des dipôles.

Dans le cas de l'association en parallèle, la même différence de potentiel règne aux bornes de chacun des deux dipôles (les branches parallèles présentent la même tension). Le courant total est égale à la somme des différents courants traversant les dipôles.

En tenant compte de ces constats, on peut en déduire les règles d'association des différents dipôles.

#### 1-5.1 Association de résistances en série

Le groupement des résistances en série est représenté sur la figure 1.5

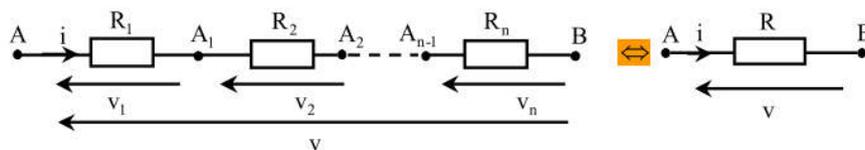


Figure 1.5 : Groupement des résistances en série.

On a donc

$$V = V_1 + V_2 + \dots + V_n = \sum_{k=1}^n V_k$$

$$V = R_1 i + R_2 i + \dots + R_n i = \sum_{k=1}^n R_k i$$

Par conséquent on obtient :

$$R_{equivalent} = R = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum_{k=1}^n R_k$$

**Conclusion : La résistance équivalente d'un groupement des résistances en série est égale à la somme des résistances montées en série.**

### 1-5.2 Association de résistances en parallèle

Le groupement des résistances en parallèle est représenté sur la figure 1.6.

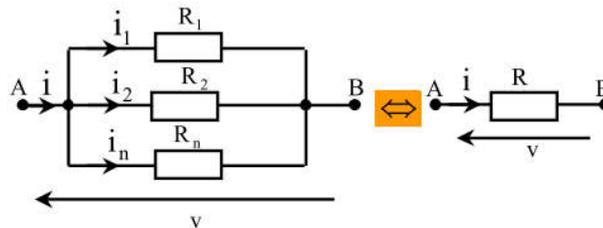


Figure 1.6 : Groupement des résistances en parallèle.

On a donc :

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \sum_{k=1}^n i_k$$

$$i = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} + \dots + \frac{V}{R_n} = \sum_{k=1}^n \frac{V}{R_k} = V \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}$$

Par conséquent on obtient

$$\frac{1}{R_{equivalente}} = \frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}$$

### **1-5.3 Association des bobines en série**

L'inductance équivalente d'un groupement des inductances en série est égale à la somme des inductances (bobines) montées en série (même comportement que celui de la résistance). On a donc:

$$L_{equivalente} = L = L_1 + L_2 + \dots + L_n = \sum_{k=1}^n L_k$$

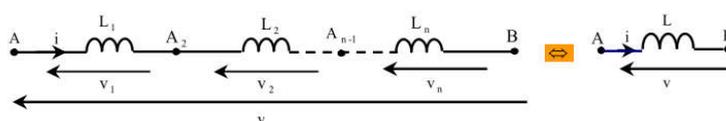


Figure 1.7 : Association des bobines en série.

### 1-5.4 Association des bobines en parallèle

L'inverse de l'inductance équivalente d'un groupement en parallèle des inductances est égale à la somme des inverses des inductances (même comportement que celui de la résistance).

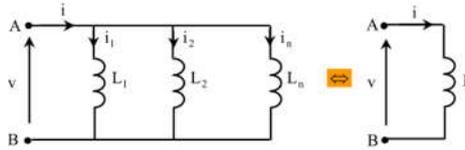


Figure 1.8 : Association des bobines en parallèle.

On a donc :

$$\frac{1}{L_{\text{equivalente}}} = \frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{L_k}$$

### 1-5.5 Association des condensateurs en série

L'inverse de la capacité équivalente d'un groupement en série des capacités est égal à la somme des inverses des capacités. On a donc :

$$\frac{1}{C_{\text{equivalente}}} = \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}$$

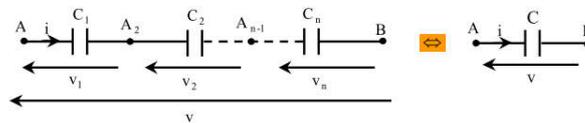


Fig.1.9: Groupement des condensateurs en série

### 1-5.6 Association des condensateurs en parallèle

La capacité équivalente d'un groupement en parallèle des capacités est égale à la somme des capacités montées en parallèle. En effet, on a donc :

$$C_{\text{equivalente}} = C = C_1 + C_2 + \dots + C_n = \sum_{k=1}^n C_k$$

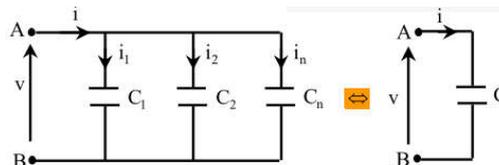


Fig.1.10: Groupement des condensateurs en parallèle.

### 1-5.6 Théorème de Kennely

C'est la transformation des charges passives couplées en triangle en leurs équivalents couplés en étoile, et inversement.

#### Transformation triangle → étoile ( $\Delta \rightarrow Y$ )

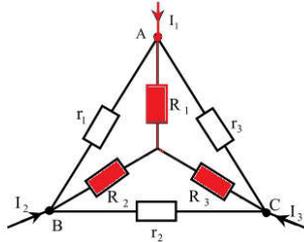


Fig.1.11: Transformation triangle étoile

Les valeurs de résistances sont exprimées par

$$\begin{cases} R_1 = \frac{r_1 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} \\ R_2 = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2 + r_3} \\ R_3 = \frac{r_2 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} \end{cases}$$

#### Transformation étoile → triangle ( $Y \rightarrow \Delta$ )

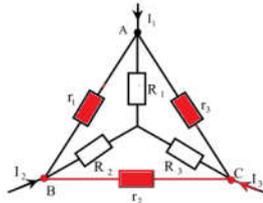


Fig.1.12: Transformation étoile triangle

Les valeurs de résistances sont exprimées par

$$\begin{cases} r_1 = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3} \\ r_2 = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1} \\ r_3 = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_2} \end{cases}$$

## I-6 Les régimes électriques dans les circuits

Selon la forme de la tension (ou du courant) délivrée par le générateur qui alimente un circuit électrique, on dit que ce circuit fonctionne selon un certain régime.

### I.6.1. Le régime continu

Le générateur délivre une tension (ou un courant) constante, et qui alimente un circuit électrique on dit qu'il fonctionne en régime continu.

En régime continu, un élément inductif (une bobine) n'a aucun effet. Son équation de fonctionnement montre que, parcourue par un courant constant quelconque, une bobine présente toujours une différence de potentiel nulle à ses bornes (la bobine est court-circuit en régime continu):

$$U(t) = L \frac{di(t)}{dt} \Rightarrow U(t) = 0 \text{ si } i(t) = \text{constante}$$

Un condensateur, en régime continu, n'est parcouru par aucun courant (le condensateur est un circuit ouvert en régime continu):

$$U(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \Rightarrow i(t) = 0 \text{ si } U(t) = \text{constante}$$

### I-6.2. Le régime sinusoïdal

Le générateur délivre une tension (ou un courant) sinusoïdale,  $e(t) = E_0 \cos(\omega t)$ , et qui alimente un circuit électrique on dit qu'il fonctionne en régime sinusoïdal ou harmonique.

### I-6.3. Le régime transitoire

Les régimes transitoires correspondent en général au passage d'un régime permanent à un autre régime permanent. Ces changements de régime sont la plupart du temps dus à l'ouverture ou à la fermeture d'un interrupteur dans le circuit ou encore à la présence de composants agissant comme des interrupteurs comme le transistor.

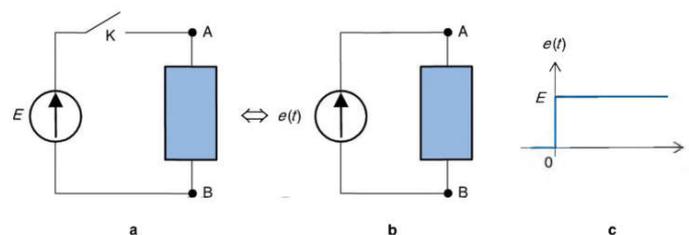


Figure 1.13 : Représentation du régime transitoire

## I.7 Les lois fondamentales des circuits électriques en régime continu

### I.7.1. Les Lois de kirchhoff

#### I.7.1.1 Définitions

- **Réseau électrique** : toute association simple ou complexe de dipôles interconnectés, alimentée par un générateur.
- **Branche** : partie dipolaire d'un réseau parcourue par un même courant.
- **Nœud** d'un réseau : tout point du réseau commun à plus de deux branches.
- **Maille** d'un réseau : tout chemin constituant une boucle et formé de plusieurs branches.

Sur le circuit de la figure 1.14, l'association de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  et  $R_5$  formant le dipôle AC constitue un réseau électrique alimenté par le générateur de tension  $E$ . A, B, C et D sont les nœuds de ce réseau. Le schéma montre trois mailles. Il en existe d'autres, par exemple, en partant du point A, on peut définir une maille qui comprend  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_5$ , qui passe par D, puis C et qui rejoint A en incluant  $R_1$ .

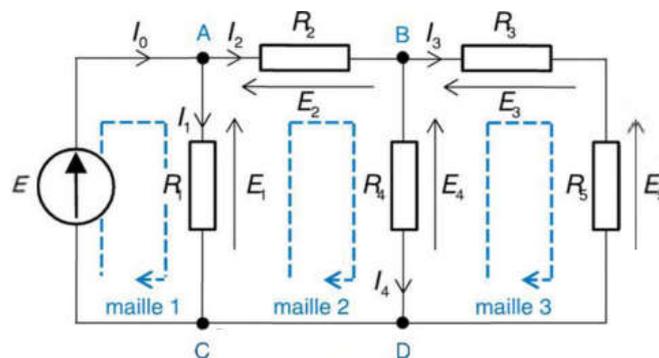


Figure 1.14 : Réseau électrique

#### I.7.1.2. La loi des nœuds (première loi de kirchhoff, loi des courants)

La somme des courants se dirigeant vers un nœud est égale à la somme des courants qui sortent de ce nœud. Ou encore : la somme algébrique des courants dirigés vers un nœud d'un circuit est nulle (en comptant positivement les courants dirigés vers le nœud et en comptant négativement ceux qui en sortent).

Cette loi exprime le fait qu'il ne peut pas y avoir accumulation de charges en un point quelconque d'un conducteur du réseau. Dans l'exemple de la figure 1.14, on pourra écrire les équations suivantes :  $I_0 = I_1 + I_2$  et  $I_2 = I_3 + I_4$ .

#### I.7.1.3. La loi des mailles (deuxième loi de kirchhoff, loi des tensions)

La somme algébrique des différences de potentiel le long d'une maille, obtenue en parcourant la maille dans un sens donné, est nulle. Les différences de potentiel orientées dans le même sens que le sens de parcours de la maille sont comptées positivement. Les différences de potentiel orientées dans le sens opposé au sens de parcours de la maille sont comptées négativement.

Ainsi, dans l'exemple de la figure 1.14 :

$$\text{Maille 1 : } E - E_1 = 0$$

$$\text{Maille 2 : } E_1 - E_2 - E_4 = 0$$

Maille 3 :  $E_4 - E_3 - E_5 = 0$

### 1.7.2 Le théorème de Millman

Le théorème de Millman permet d'exprimer le potentiel en un nœud quelconque d'un réseau en fonction des potentiels aux nœuds voisins. Il est une conséquence de la loi des nœuds et peut donc être utilisé à sa place. L'avantage réside dans le fait qu'on exprime des relations uniquement à l'aide de tensions sans courant.

Considérons un nœud quelconque d'un circuit (figure 1.15). Ce nœud est relié à n points du circuit par l'intermédiaire de n branches possédant chacune une résistance  $R_i$ . Le potentiel  $V_x$  s'exprime en fonction des potentiels aux nœuds voisins de la manière suivante :

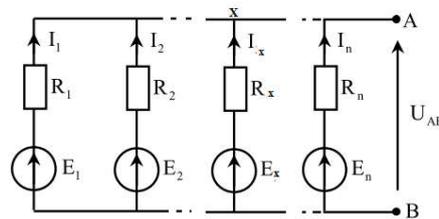


Figure 1.15 : Modèle de Millmann

$$V_x = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$$

#### Remarque

La somme sur les tensions ( $E_i$ ) est une somme algébrique.

#### Exemple1:

On considère le circuit de la figure 1.16 dans lequel on cherche à calculer le potentiel au point A. L'application du théorème de Millmann en ce point est immédiate.

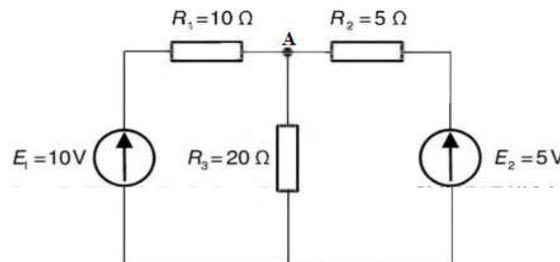


Figure 1.16

$$V_A = \frac{\frac{E_1}{R_1} + \frac{0}{R_3} + \frac{E_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}} = \frac{\frac{10}{10} + \frac{5}{5}}{\frac{1}{10} + \frac{1}{20} + \frac{1}{5}} = 5,7 \text{ V}$$

### **Exemple 2 :**

Soit le circuit électrique de la figure 1.17. On veut calculer le courant (I) dans la branche AB en utilisant le théorème de Millman.

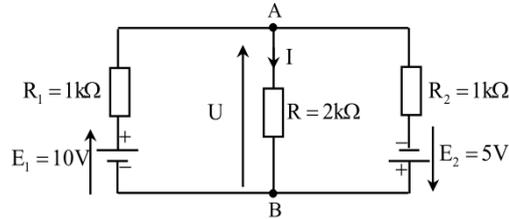


Figure 1.17

On calcule directement la tension de charge ( $U_{AB}$ ) en utilisant le théorème de Millman, soit :

$$U = U_{AB} = \frac{\frac{E_1}{R_1} - \frac{E_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R}} = 2V \text{ et } I = \frac{U}{R} = 1mA$$

## **I.7.3 Les ponts diviseurs**

### **I.7.3.1. Le pont diviseur de tension**

Le circuit de la figure 1.18 représente un pont de deux résistances placées en série et alimentées par un générateur de tension parfait. Les deux résistances sont ainsi parcourues par le même courant (les deux résistances sont donc en série).

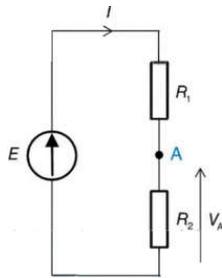


Figure 1.18

On veut calculer potentiel  $V_A$  au point A, point commun aux deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  autrement dit, à la tension aux bornes de  $R_2$ .

Par simple application de la loi d'Ohm, on peut écrire :

$$I = \frac{E}{R_1 + R_2} \quad \text{d'où } V_A = R_2 \cdot I = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E$$

### **Le principe du pont diviseur de tension**

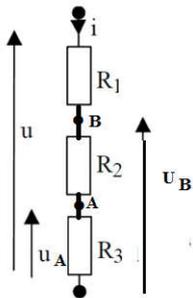
**Le potentiel au point commun des résistances en série est égal à la tension qui alimente le pont de résistances en série multiplié par la résistance connectée au potentiel recherché et divisé par la somme des résistances en série.**

### Remarque importante

Le principe du pont diviseur de tension ne peut s'appliquer que si les résistances sont parcourues par le même courant c'est-à-dire en série.

#### Exemple 1

Exprimer  $u_A$  et  $u_B$  en fonction de  $u$  et de  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  et calculer la tension aux bornes  $R_2$

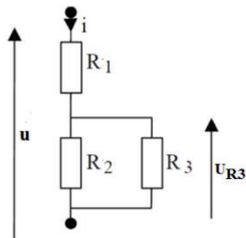


$$u_A = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} u$$

$$u_B = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} u$$

$$u_{R_2} = u_{BA} = u_B - u_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_3} u$$

#### Exemple 2



$$u_{R_3} = \frac{R_2 // R_3}{R_2 // R_3 + R_1} u$$

### I.7.3.2. Le pont diviseur de courant

Le circuit de la figure 1.19 représente un pont de deux résistances placées en parallèle et alimentées par un générateur de courant parfait. Les trois dipôles sont ainsi soumis à la même différence de potentiel  $U$ .

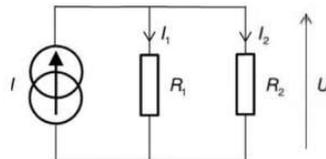


Figure 1.19 : Pont diviseur de courant

On veut calculer les courants  $I_1$  et  $I_2$  qui parcourent respectivement les deux résistances  $R_1$  et  $R_2$ .

Si on considère que la source de courant alimente l'association en parallèle des deux résistances, on obtient, par une simple application de la loi d'Ohm :

$$U = R_{\text{équivalente}} \cdot I = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot I$$

Par conséquent,

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot I$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot I$$

### Le principe du pont diviseur de courant

Lorsqu'une source de courant  $I$  alimente deux résistances associées en parallèle, chacune des résistances est parcourue par le courant  $I$  multiplié par la valeur de l'autre résistance et divisé par la somme des deux.

#### Remarque importante

Le principe du pont diviseur de courant ne peut s'appliquer que si les résistances sont parcourues par des courants différents c'est-à-dire en parallèle.

### I.7.4 Le principe de superposition

Dans un circuit linéaire possédant plusieurs générateurs de tension indépendantes, tout potentiel en un point quelconque (ou tout courant dans une branche du circuit) est égal à la somme des potentiels (ou des courants) créés séparément par chaque générateur, les autres générateurs étant éteints, c'est-à-dire court-circuités. Si le circuit contient des générateurs de courant, le principe reste valable si les sources sont indépendantes : on effectue les calculs avec chaque source prise séparément en remplaçant les générateurs de courant par des circuits ouverts.

#### Exemple

Dans le circuit de la figure 1.20, on cherche à calculer le courant  $I$  dans la résistance  $R_3$

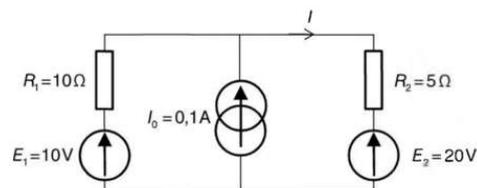
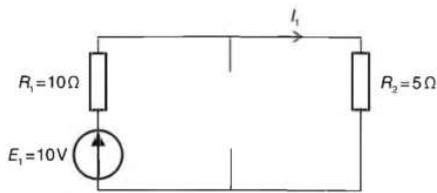


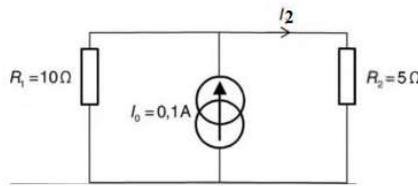
Figure 1.20

D'après le principe de superposition, ce courant est la somme de trois courants  $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_3$  correspondant respectivement aux contributions de chaque générateur  $E_1$ ,  $I_0$  et  $E_2$ . On calcule alors successivement chaque courant en ne laissant subsister, à chaque fois, qu'un seul des trois générateurs.



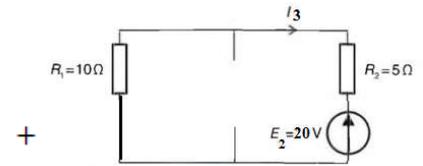
Avec  $E_1$  seul, on a :

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1 + R_2} = \frac{10}{15} = 0,66 \text{ A.}$$



Pour le calcul de  $I_2$ , le circuit est un simple pont diviseur de courant :

$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_0 = 0,066 \text{ A.}$$



Pour calculer  $I_3$ , il suffit de court-circuiter  $E_1$ , de laisser  $I_0$  éteinte (en circuit ouvert) et de « rallumer »  $E_2$  pour obtenir :  $I_3 = -\frac{E_2}{R_1 + R_2} = -\frac{20}{15} = -1,33 \text{ A.}$

Au final, on fait la somme algébrique des trois courants calculés indépendamment :

$$I = I_1 + I_2 + I_3 = 0,66 - 1,33 + 0,066 = -0,6 \text{ A.}$$

### Rappel

Lorsqu'on annule un générateur de tension, on le court-circuite, et lorsqu'on annule un générateur de courant, on le remplace par un circuit ouvert.

## I.7.5 Les théorèmes de Thévenin et Norton

### I.7.5.1 Théorème de Thévenin

Un circuit électrique linéaire, vu entre les bornes A et B est équivalent à un générateur de tension  $E_{Th} = U_{AB0}$ , à vide (charge déconnectée), en série avec une résistance  $R_{Th} = R_{AB} = R_{équi}$ , en annulant toutes les sources (en court-circuitant toutes les sources de tension et en ouvrant toutes les sources de courant).

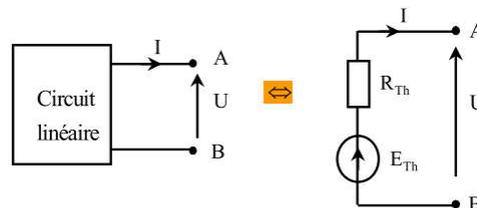
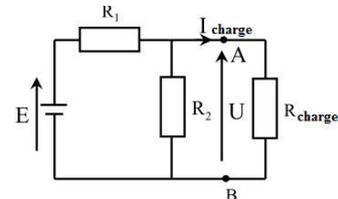


Figure 1.21: Dipôle de Thévenin

### Exemple:

On considère le circuit électrique suivant, on veut calculer le courant ( $I_{charge}$ ) dans la branche AB (dans la charge), en utilisant le théorème de Thévenin. On donne les valeurs des paramètres suivants:  $E=12V$  et  $R_1=R_2=R_{charge}=1k\Omega$ .

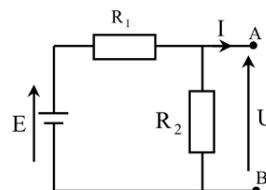


### 1- Calcul de la tension de Thévenin:

On déconnecte la charge et on calcule

$$U_{AB0} = E_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E \text{ (diviseur de tension)}$$

$$\underline{AN} \quad E_{Th} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 1k\Omega} \cdot 12V = 6V.$$

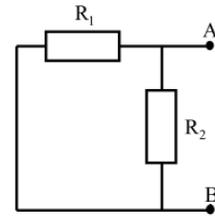


## 2- Calcul de la Résistance de Thévenin $R_{Th}$

Le générateur de tension étant éteint (court-circuit)

On trouve alors  $R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

**AN**  $R_{Th} = \frac{1}{2} k\Omega$

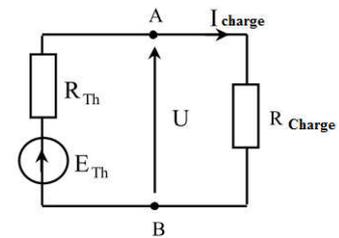


## 3- Modèle équivalent du Thévenin

Le courant dans la charge  $R_{charge}$  vaut alors:

$$I_{charge} = \frac{E_{Th}}{R_{Th} + R_{charge}}$$

**AN**  $I_{charge} = \frac{6V}{\frac{1}{2}k\Omega + 1k\Omega} = 4mA$



### 1.7.5.2 Théorème de Norton

Un circuit électrique linéaire, vu entre les bornes A et B est équivalent à un générateur de courant:  $I_N = I_{cc}$  (en court-circuitant les points A et B), en parallèle avec une résistance interne  $R_N = R_{AB}$  vue entre les points A et B (en annulant toutes les sources).

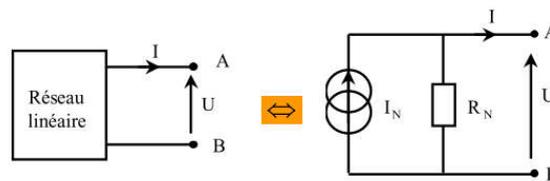


Figure 1.22 : Modèle de Norton.

### Exemple

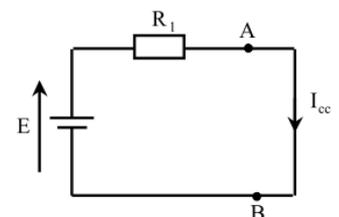
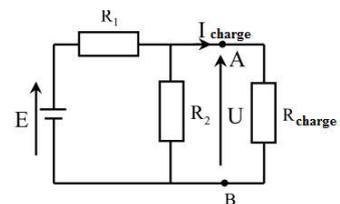
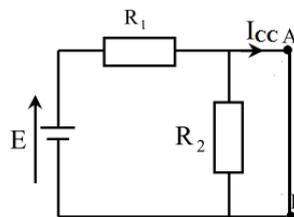
On garde le même exemple, on veut calculer le courant ( $I_{charge}$ ) dans la branche AB, en utilisant le théorème de Norton, on prend les valeurs suivantes:  $E = 12V$  et  $R_1 = R_2 = R_{charge} = 1k\Omega$ .

### 1- Calcul du courant de Norton $I_N$

On court-circuite la charge

On trouve  $I_N = I_{CC} = \frac{E}{R_1}$

**AN**  $I_N = \frac{12V}{1k\Omega} = 12 mA$

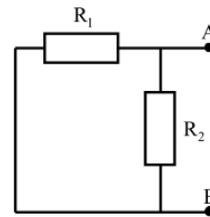


## 2- Cacul de la Résistance de Norton $R_N$

Le générateur de tension étant éteint (court-circuit)

On trouve alors  $R_N = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

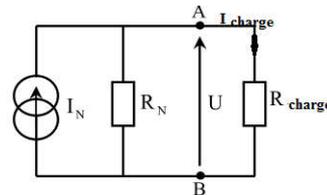
**AN**  $R_N = \frac{1}{2} k\Omega$ .



## 3- Modèle équivalent de Norton

En appliquant le théorème de diviseur de courant on trouve

$$I_{\text{charge}} = \frac{R_N}{R_N + R_{\text{charge}}} \cdot I_N$$

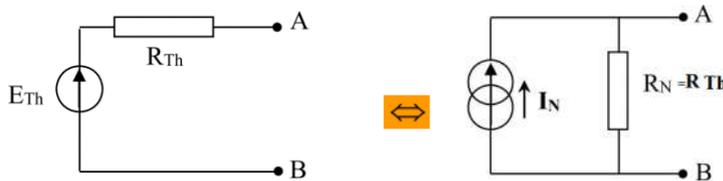


**AN**  $I_{\text{charge}} = \frac{\frac{1}{2} k\Omega}{\frac{1}{2} k\Omega + 1 k\Omega} 12 mA = 4 mA$

### 1.7.5.3 L'équivalence Thévenin – Norton

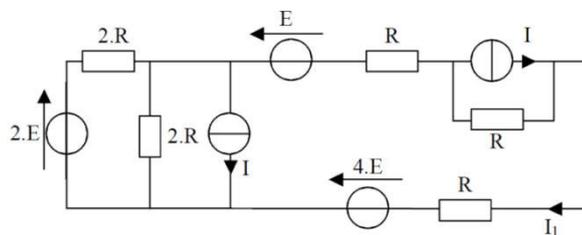
Un générateur de tension de Thévenin  $E_{Th}$ , et de résistance interne  $R_{Th}$  peut être transformé en un générateur de Norton, de courant  $I_N$ , et de même résistance interne  $R_N = R_{Th}$  (figure 1.22).

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

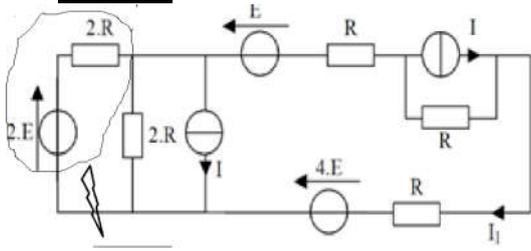


### Exemple

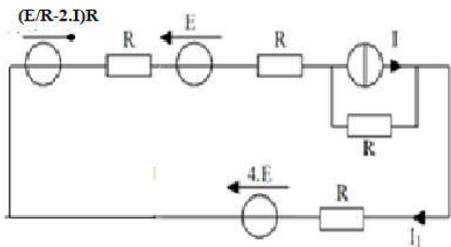
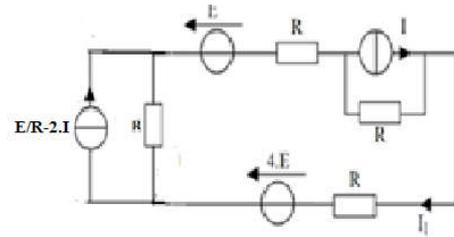
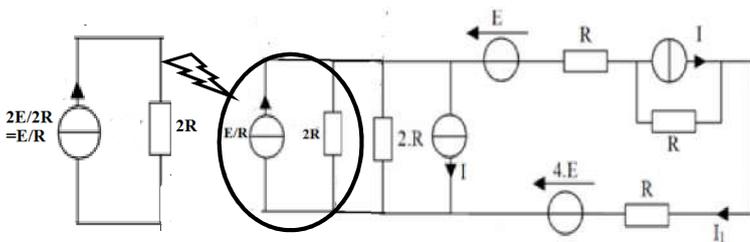
En utilisant la transformation Thévenin – Norton et la loi des mailles à la fin, calculer le courant  $I_1$  en fonction de  $E$ ,  $I$  et  $R$ .



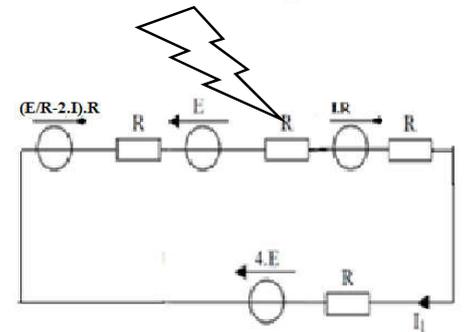
**Solution**



On transforme le générateur de tension de Thévenin en générateur de courant de Norton, puis on calcule la résistance équivalente  $2R//2R$  qui est égale à  $R$ , puis La somme des deux sources de courants et on aura  $E/R-2I$



On transforme la source de courant en source de tension



Enfin, par simple application de la loi des mailles  
On aura

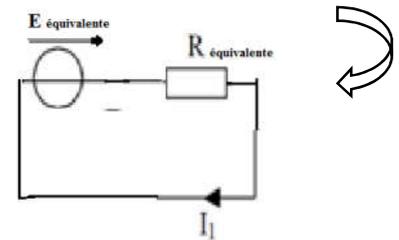
$$I_1 = \frac{E_{\text{équivalente}}}{R_{\text{équivalente}}}$$

Avec

$$R_{\text{équivalente}} = 4.R \quad \text{et} \quad E_{\text{équivalente}} = \left(\frac{E}{R} - 2I\right)R - E + I.R + 4.E$$

$$E_{\text{équivalente}} = E - 2.I.R - E + I.R + 4.E = 4.E - I.R$$

$$I_1 = (4.E - I.R)/4.R$$



## **Chapitre 2**

# **Les Quadripôles électriques passifs**

## Chapitre 2 : Quadripôles électriques passifs

La représentation quadripôle a pour principal intérêt de considérablement simplifier l'étude des circuits électroniques. Les premières études sur les quadripôles ont été faites par le mathématicien Allemand Franz BREISIG (1868 – 1934) dans les années 1920.

### 2.1 Définition des quadripôles

Un quadripôle  $Q$  est un circuit électrique, qui a quatre bornes de communication avec l'extérieur : deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie. Un quadripôle peut être décrit par un système de deux équations à deux inconnues.

Il est souvent possible de décomposer un dispositif électrique ou électronique complexe en un ensemble de modules fonctionnels qui sont des quadripôles. Ces modules sont ensuite associés en cascade ou en parallèle : les grandeurs de sortie de l'un constituent les grandeurs d'entrée du suivant.

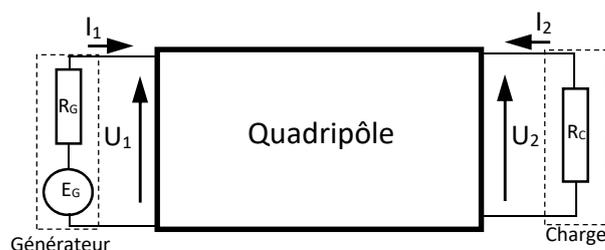


Figure 2.1 : Représentation d'un quadripôle

L'étude des quadripôles linéaires se base essentiellement sur l'usage du calcul matriciel. Cette représentation des circuits est également bien adaptée aux méthodes de calcul numérique actuelles. Quatre grandeurs électriques caractérisent un quadripôle : le courant  $I_1$  et la tension  $U_1$  d'entrée, le courant  $I_2$  et la tension  $U_2$  de sortie. Par convention, on donne le sens positif aux courants qui pénètrent dans le quadripôle.

CAS PARTICULIER : Les tripôles

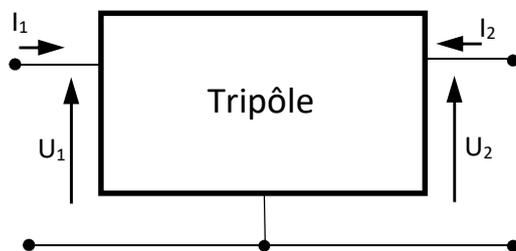


Figure 2.2 : Cas particulier – Le Tripôle

Une borne d'entrée est alors commune avec une borne de sortie. Les transistors sont modélisables par des tripôles.

## 2.2 Matrices représentatives des quadripôles

Pour les quadripôles ne contenant que des dipôles linéaires les quatre grandeurs fondamentales  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$  sont liées par des équations linéaires. Plusieurs représentations matricielles sont possibles et le choix de l'une de celles-ci sera fait en fonction du problème étudié.

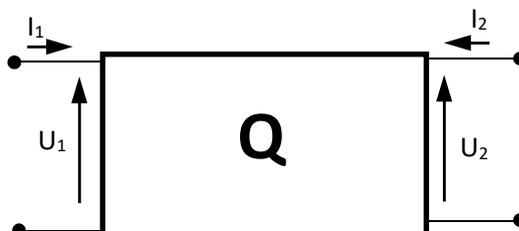


Figure 2.3 : Symbolisation utilisée pour la formulation matricielle

### 2.2.1 Matrice impédance

On exprime les tensions en fonction des courants. Les éléments de la matrice ont la dimension d'impédances.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

### 2.2.2 Matrice admittance

On exprime les courants en fonction des tensions. Les éléments de la matrice ont la dimension d'admittances.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

### 2.2.3 Matrice de transfert

On exprime les grandeurs de sortie en fonction des grandeurs d'entrée.  $T_{11}$  est un nombre,  $T_{12}$  est une impédance,  $T_{21}$  une admittance et  $T_{22}$  un nombre.

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ -I_1 \end{bmatrix}$$

### 2.2.4 Matrice hybride

L'intérêt de cette représentation apparaît lors de l'étude des transistors.  $H_{11}$  est une impédance,  $H_{12}$  est un nombre,  $H_{21}$  un nombre et  $H_{22}$  une admittance. On utilise parfois la matrice  $[G] = [H]^{-1}$ . Les relations étant linéaires, il est facile de déduire les coefficients d'une représentation à partir de ceux d'une autre.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

**Exemple :**

Soit le quadripôle suivant :

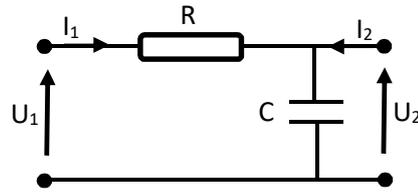


Figure 2.4 : Exemple de filtre passe-bas en quadripôle

Nous avons :

$$U_1 = R I_1 + \frac{1}{jC\omega} (I_1 + I_2) = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$U_2 = \frac{1}{jC\omega} (I_1 + I_2) = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2$$

D'où :

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{1}{jC\omega} & \frac{1}{jC\omega} \\ \frac{1}{jC\omega} & \frac{1}{jC\omega} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

### 2.3 Caractéristiques des quadripôles passifs

Ce sont les réseaux de courbes qui représentent les variations des tensions en fonction des courants. Par exemple, pour le réseau  $U_1 = g(I_1)$ , on prendra  $I_2$  ou  $U_2$  comme paramètre : chaque courbe de ce réseau est tracée pour une valeur donnée et constante de  $I_2$  (ou de  $U_2$ ).

#### 2.3.1 Propriété des quadripôles passifs

Soit un quadripôle passif dont la tension d'entrée est  $E$  et le courant de court-circuit en sortie est  $I_S$ . D'après le théorème de réciprocité, le courant dans l'entrée en court-circuit est  $I_E = I_S$  si la tension de sortie est  $E$ .

Les relations entrée / sortie pour la matrice de transfert s'écrivent :

$$U_2 = T_{11} U_1 - T_{12} I_1$$

$$I_2 = T_{21} U_1 - T_{22} I_1$$

Sortie en court-circuit :

$$0 = T_{11} E - T_{12} I_1$$

$$I_S = T_{21} E - T_{22} I_1$$

Entrée en court-circuit :

$$U_2 = 0 - T_{12} I_E$$

$$I_2 = 0 - T_{22} I_E$$

## 2.4 Associations de quadripôles

### 2.4.1 Association en cascade

Les deux sorties du premier sont reliées aux deux entrées du second. On utilise les matrices de transfert  $[T_1]$  et  $[T_2]$  des deux quadripôles associés.

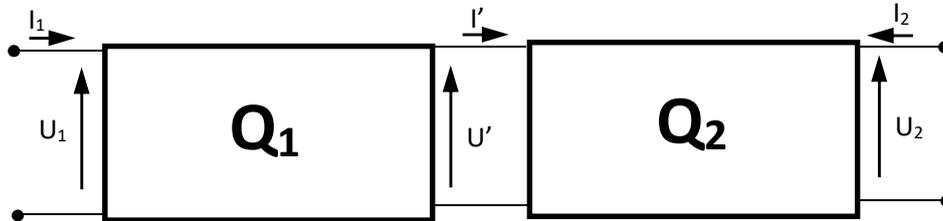


Figure 2.5.a : Mise en cascade (série) de quadripôles

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = [T_1][T_2] \begin{pmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} = [T] \begin{pmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

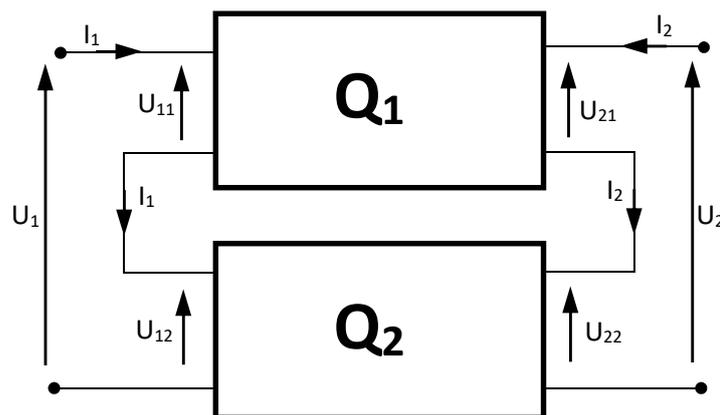


Figure 2.5.b : Mise en cascade (série) de quadripôles

Pour le quadripôle  $Q_1$  :

$$\begin{pmatrix} U_{11} \\ U_{21} \end{pmatrix} = [Z_1] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Où  $Z_1$  est la matrice impédance du quadripôle  $Q_1$ .

Pour le quadripôle  $Q_2$  :

$$\begin{pmatrix} U_{12} \\ U_{22} \end{pmatrix} = [Z_2] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Or  $U_1 = U_{12} + U_{11}$  le schéma est donc équivalent à un quadripôle  $Q$ , tel que :

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = [Z_1 + Z_2] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = [Z] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

### 2.4.2 Association en parallèle

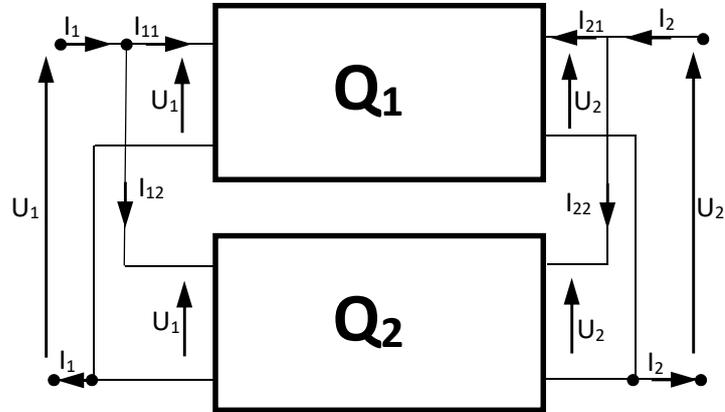


Figure 2.6 : Mise en parallèle de quadripôles

Dans ce cas, les matrices admittances sont additionnées.

Pour le quadripôle  $Q_1$  :

$$\begin{pmatrix} I_{11} \\ I_{21} \end{pmatrix} = [Y_1] \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

Où  $Y_1$  est la matrice impédance du quadripôle  $Q_1$ .

Pour le quadripôle  $Q_2$  :

$$\begin{pmatrix} I_{12} \\ I_{22} \end{pmatrix} = [Y_2] \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

Or  $I_1 = I_{11} + I_{12}$ , le schéma est donc équivalent à un quadripôle  $Q$ , tel que :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = [Y_1 + Y_2] \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = [Y] \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

### 2.5 Impédance d'entrée d'un quadripôle

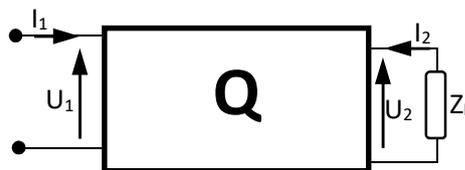


Figure 2.7 : Calcul de l'impédance d'entrée

Par définition :

$$Z_E = \frac{V_1}{I_1}$$

Nous avons :

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \text{ et } U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \text{ avec : } I_2 = -\frac{V_2}{Z_L}$$

Donc :

$$U_2 = \frac{Z_{21}I_1}{1 + \frac{Z_{22}}{Z_L}}$$

D'où :

$$Z_E = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}$$

Donc l'impédance d'entrée dépend de l'impédance de charge ( $Z_L$ ).

## 2.6 Impédance d'entrée d'un quadripôle

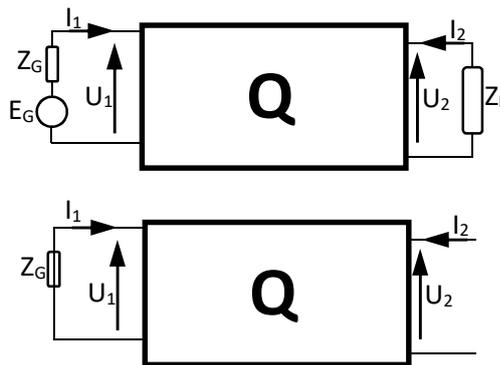


Figure 2.8 : Calcul de l'impédance de sortie

Par définition :

$$Z_E = \left( \frac{V_2}{I_2} \right) \Big|_{E_G = 0}$$

Nous avons :

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \text{ et } U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \text{ avec : } I_1 = -\frac{V_2}{Z_G}$$

On en déduit :

$$U_1 = \frac{Z_{12}I_2}{1 + \frac{Z_{11}}{Z_G}}$$

D'où :

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

## 2.7 Gains en tension et en courant d'un quadripôle

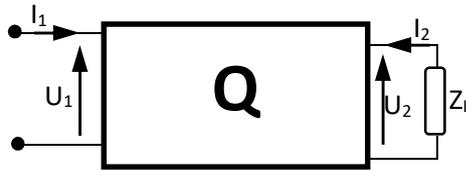


Figure 2.9 : Calcul des gains en tension et en courant

Nous avons :

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \text{ et } U_2 = -Z_L I_2$$

D'où le gain en courant :

$$A_i = \frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}$$

Nous avons aussi :

$$U_2 = -Z_L I_2 = -Z_L \frac{\begin{vmatrix} Z_{11} & U_1 \\ Z_{21} & U_2 \end{vmatrix}}{\Delta Z}$$

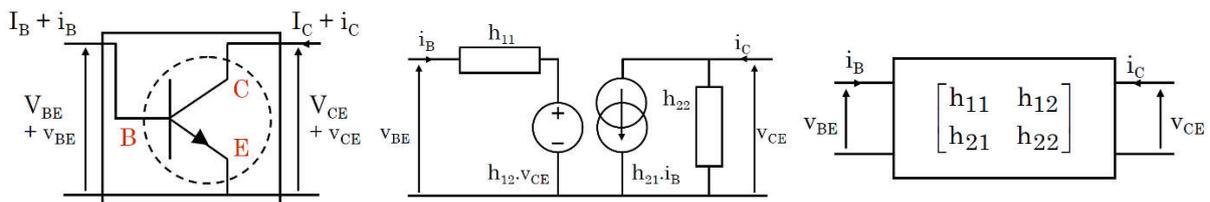
Et :

$$\Delta Z = \begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix} = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$$

D'où le gain en tension :

$$A_v = \frac{Z_{21}Z_L}{\Delta Z + Z_{11}Z_L}$$

**Exemple** : le transistor bipolaire en régime petit signal



$i$  et  $v$  correspondent à de petites variations de  $I$  et  $V$ . La matrice hybride s'écrit :

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11}i_B + h_{12}v_{CE} \\ i_C = h_{21}i_B + h_{22}v_{CE} \end{cases}$$

## 2.8 Diagramme de Bode

Pour identifier aisément la fonction remplie par le quadripôle à toutes les fréquences, il convient de faire une représentation graphique du module de  $T$  et de sa phase en fonction de la fréquence ou de la pulsation des signaux.

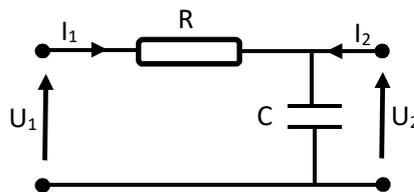
Compte tenu de la grande étendue des valeurs du module de  $T$ , on préfère tracer la fonction :  $G = 20 \log(T)$  en fonction de la fréquence ou de la pulsation des signaux.  $G$  s'appelle le gain de la fonction de transfert  $T$  et s'exprime en décibels (dB).

De même les fréquences sont considérées dans une plage très étendue de valeurs. Les tracés des diagrammes de Bode sont finalement :

- Pour l'amplitude de  $T$ ,  $G = f(\omega)$  où la pulsation  $\omega$  est portée en échelle logarithmique,
- Pour la phase de  $T$ ,  $\arg(T) = f(\omega)$  où la pulsation  $\omega$  est portée en échelle logarithmique.

Le diagramme de Bode consiste à tracer les graphes  $G_{dB}$  et  $\varphi$  en fonction de  $\log_{10} \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)$ , où  $\omega_0$  est soit une pulsation caractéristique du circuit.

**Application** : Circuit RC



Source :  $v_s = V_g \cos(\omega t + \varphi)$

Charge : circuit ouvert ( $i_s = 0$ )

$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_R}$$

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

En posant  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  :

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

Ainsi :

$$G(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

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

En basses fréquences ( $\omega \ll \omega_0$ ) :

$\lim_{\omega \rightarrow 0} G(\omega) = 1$  donc  $\lim_{\log(\frac{\omega}{\omega_0}) \rightarrow -\infty} G_{dB} = 0$ . Nous avons donc une asymptote horizontale en  $-\infty$ .

$\lim_{\omega \rightarrow 0} \varphi(\omega) = 0$  donc  $\lim_{\log(\frac{\omega}{\omega_0}) \rightarrow -\infty} \varphi(\omega) = 0$ . Nous avons aussi une asymptote horizontale.

En hautes fréquences ( $\omega \gg \omega_0$ ) :

$$G(\omega) \approx \frac{\omega}{\omega_0}$$

Donc :

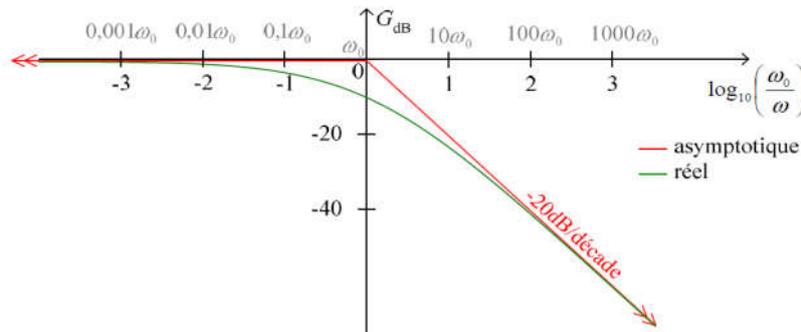
$$\lim_{\omega \rightarrow +\infty} \left( \log(G(\omega)) - \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \right) = 0$$

Soit :

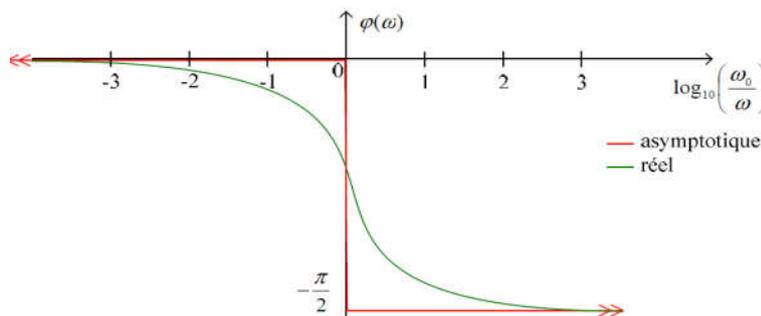
$$\lim_{\omega \rightarrow +\infty} \left( G_{dB}(\omega) - \left( -20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \right) \right) = 0$$

Nous avons une asymptote d'équation  $Y = -20X$  (soit  $G_{dB}(\omega) = -20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ ) en  $+\infty$ .

$\lim_{\omega \rightarrow +\infty} \varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}$ , nous avons donc une asymptote horizontale en  $+\infty$ .



$$G(\omega_0) = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow G_{dB}(\omega_0) = -3dB$$



$$\varphi(\omega_0) = -\arctan 1 = -\frac{\pi}{4}$$

# **Chapitre 3**

## **Jonction PN et Diodes à semiconducteurs**

## Chapitre 3 : Jonction PN et diode à semiconducteur

### 3-1 Partie 1 :Rappels élémentaires sur la physique des semiconducteurs

#### 3.1.1 Rappel de la description simplifiée de la structure des atomes

Les atomes sont des particules de base constituées d'un noyau autour duquel gravitent des électrons. Le noyau est composé de protons, particules élémentaires chargées électriquement à la valeur (+e), et de neutrons, sans charge. Les électrons sont des particules chargées électriquement à la valeur (-e). Ils tournent autour du noyau sur des orbites définies et ont une masse négligeable vis à vis des neutrons et protons.

La charge électrique élémentaire vaut  $e = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$  (C pour Coulomb, unité de charge électrique).

Les orbites des électrons ont des dimensions très grandes vis à vis de celle du noyau, et l'ensemble de l'atome est électriquement neutre, car il comprend autant de protons que d'électrons (le nombre de protons est égale au nombre des électrons).

Les électrons se répartissent sur des orbites différentes qui forment des couches. Les couches sont remplies par les électrons dans un ordre bien déterminé. Dans la mesure du possible, ceux-ci s'assemblent par paires. Quand ce n'est pas possible, ils restent célibataires.

Un atome possède plusieurs couches d'électrons, la dernière couche s'appelle la couche périphérique ou la couche de valence, c'est cette couche qui participe à la liaison de covalence

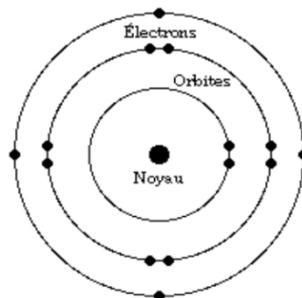


Figure 3.1 : Structure d'un atome (Silicium).

### 3-1-2 Conduction électrique intrinsèque

Dans un matériau à structure cristalline, les atomes sont liés entre eux par des liaisons dites covalentes, qui consistent en des combinaisons d'électrons entre atomes voisins. Ces liaisons peuvent être plus ou moins fortes. Dans le cas d'une liaison très forte, les électrons participant à cette liaison seront difficilement mobilisables. En revanche, si cette liaison entre électrons est faible, un apport d'énergie extérieur (un champ électrique) peut être suffisant pour mobiliser ces électrons : ces électrons sont dits « libres », libres de se déplacer dans la structure cristalline : c'est le phénomène de la conduction électrique intrinsèque.

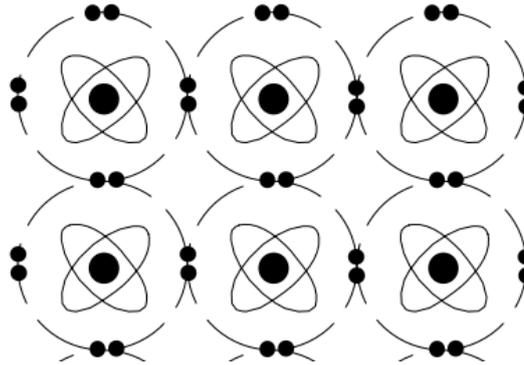


Figure 3.2 : Représentation des liaisons de covalence dans un cristal.

En quittant sa position initiale, un électron devenu libre laisse derrière lui un « trou ». L'atome étant initialement neutre, un trou est donc chargé positivement. Un trou peut être comblé par un autre électron libre venu d'atome voisin. Dans ce cas, le trou se déplace en sens contraire du déplacement de l'électron. La conduction électrique peut aussi être interprétée comme un déplacement de trous que comme un déplacement d'électrons.

Les électrons libres sont appelés porteurs de charge négatifs. Les trous sont les porteurs de charge positifs.

la conduction est dite intrinsèque lorsqu'il existe autant d'électrons libres que de trous par unité de volume : soit  $n$  et  $p$  les nombres respectifs de porteurs négatifs (électrons) et de porteurs positifs (trous) par unité de volume (concentrations) ; on montre que :

$$n^2 = p^2 = n_i^2 = A T^3 e^{\frac{\Delta B_i}{kT}}$$

avec :

$A$  : constante dépendant du matériau,

$T$  : température absolue en kelvins,

$\Delta B_i$  : largeur de la bande interdite en eV,

$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$  : constante de Boltzmann.

Ces concentrations  $n$  et  $p$  (notée parfois  $n_i$ , ou  $p_i$ ) sont appelées concentrations en porteurs intrinsèques. Pour le silicium qui est le semi-conducteur le plus utilisé on a :

$$\Delta B_i = 1.2 \text{ eV}$$

$$n_i = 1,5 \times 10^{16} \text{ m}^{-3} \text{ à } T = 300 \text{ K.}$$

### 3.1.3 Notions de bandes d'énergie

Dans un atome isolé, les électrons occupent des niveaux d'énergie particuliers et distincts. Quand des atomes se rapprochent pour former un solide, le principe d'exclusion de Pauli indique que pas plus de deux électrons dans le solide peuvent avoir la même énergie. Quand deux atomes se réunissent pour former une liaison covalente, le même principe de Pauli serait appliqué si les niveaux énergétiques des deux électrons de la liaison étaient les mêmes. Par conséquent les niveaux énergétiques de ces électrons se divisent en deux niveaux d'énergie différents.

Si le nombre d'atomes augmente, ces deux niveaux se subdivisent eux mêmes en d'autres niveaux d'énergie très voisins ce qui donne finalement des bandes d'énergie (Figure 3.3).

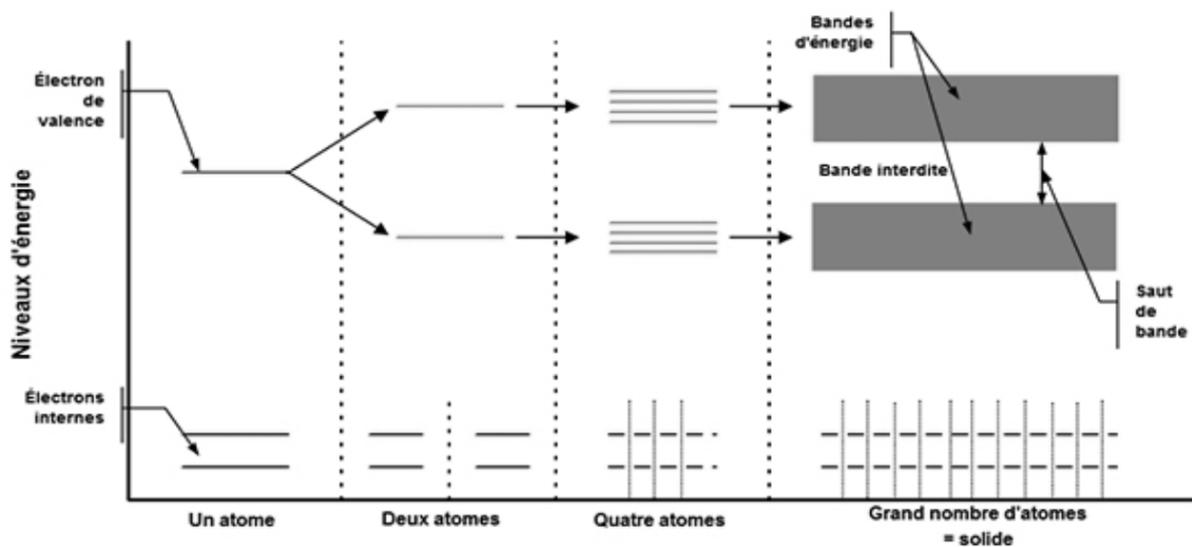


Figure 3.3 : Représentation des niveaux énergétiques des électrons de valence dans un cristal.

On modélise les électrons mobiles qui participent au phénomène de conduction dans un cristal par des bandes d'énergies :

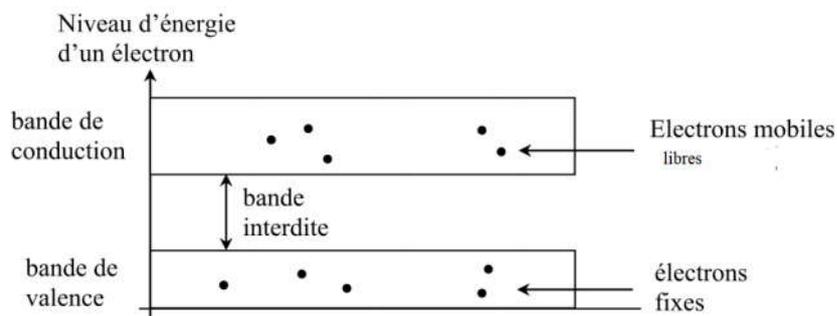


Figure 3.4 : Représentation des bandes d'énergie.

- **Bande de valence (BV)** : l'électron qui se trouve dans cette bande, participe à une liaison covalente au sein du cristal
- **Bande de conduction (BC)** : un électron ayant acquis suffisamment d'énergie peut se trouver dans cette bande ; il est alors mobile et peut participer à un phénomène de conduction
- **Bande interdite (BI)** : la mécanique quantique a montré que les électrons ne peuvent pas prendre des niveaux d'énergie quelconques, mais que ceux-ci sont quantifiés (des niveaux discrets) ; entre la bande de valence et la bande de conduction peut donc exister une bande interdite. Pour rendre un électron mobile, il faut donc apporter de l'énergie en quantité suffisante pour franchir cette bande interdite appelée aussi gap.

En fonction de la disposition de ces bandes, et surtout de la largeur de la bande interdite, les matériaux peuvent être classés en trois classes : isolants, conducteurs ou semi-conducteurs.

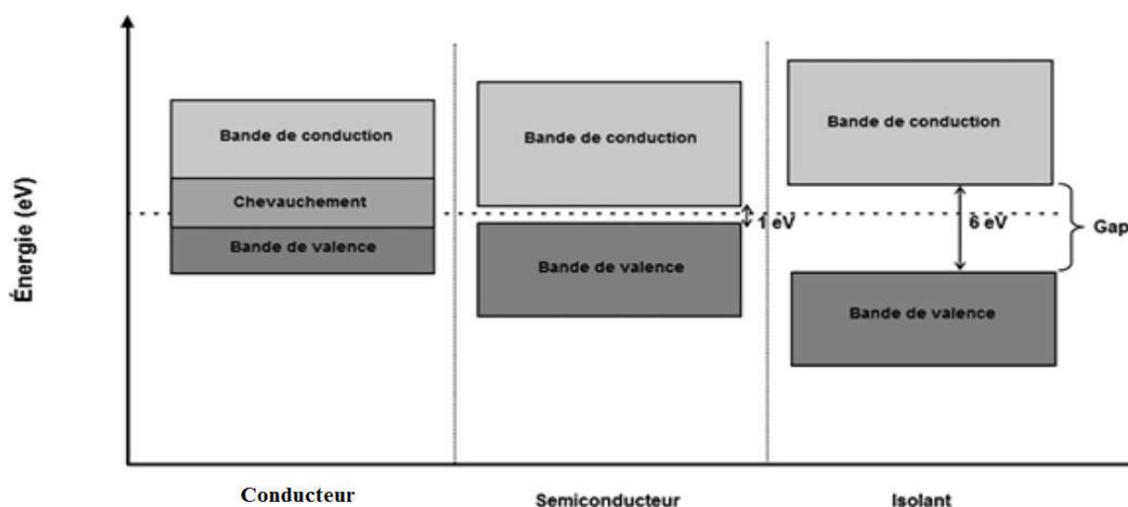


Figure 3.5 : Classification des matériaux en fonction de la largeur de la bande interdite.

### - Conducteurs :

Pour les conducteurs, la bande de valence et la bande de conduction se chevauchent. Les électrons peuvent donc passer directement dans la bande de conduction et circuler dans tout le solide et participe aux phénomènes de conduction sans fournir d'énergie.

**Exemple** : le Cuivre (Cu)

### - Isolants :

Pour les isolants, la bande de valence et la bande de conduction sont séparées par un gap de l'ordre de 6 eV. Cette valeur est trop élevée pour que les électrons passent dans la bande de conduction. Par conséquent, Le solide ne contient alors aucun électron capable de participer à la conduction.

**Exemple** : Le diamant  $E_g=5,47$  eV.

### - Semiconducteurs :

Pour les semiconducteurs, la bande de valence et la bande de conduction sont séparées par un gap plus faible, compris entre 0,5 et 4 eV, mais le plus souvent voisin de 1 eV. Si on apporte cette énergie aux électrons, certains pourront passer dans la bande de conduction et circuler dans le matériau. L'apport d'énergie peut se faire par chauffage, par application d'un champ électromagnétique ou par illumination. A température ambiante la conductivité est faible, elle augmente rapidement avec la température.

Donc les semi-conducteurs sont également des isolants pour les basses températures et de conducteurs pour les hautes températures.

**Exemple** : Le Silicium (Si),  $E_g=1,12$  eV. Le Germanium (Ge),  $E_g=0,66$ eV. Arseniure de Galium (AsGa),  $E_g=1,43$  eV.

## 3.2 Les semi-conducteurs intrinsèques (pur)

Dans ces semi-conducteurs idéalement purs, il n'y a aucun atomes étrangers (ou ils existent avec des faibles quantités) et il y a autant de trous que d'électrons libres car les électrons libres apparaissent lors de la formation des trous, on dit qu'il y a création d'une paire électron-trou. Le nombre d'électrons est noté  $n_i$ .  $n=p=n_i$ . Dans ce type de matériau, conductivité est très faible

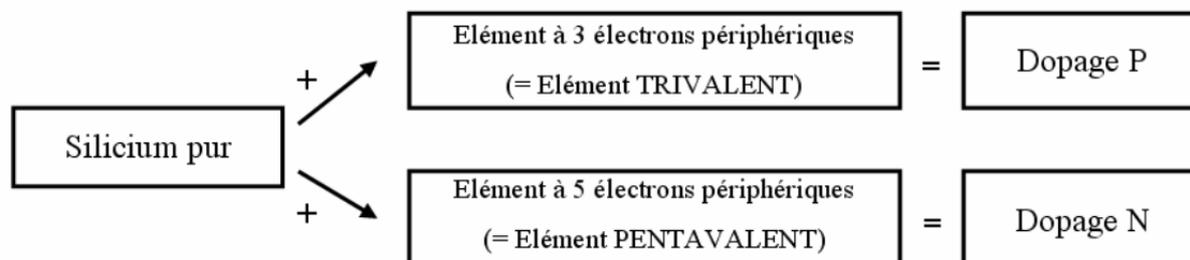
Quand la température augmente, la croissance de  $n_i$  est très importante ce qui provoque une augmentation importante de la conductivité et donc du courant électrique mais cette conductivité reste toujours faible par rapport au composant électronique.

## 3.3 Les semi-conducteurs extrinsèque ou dopé

Ce sont des semi-conducteurs intrinsèques dans lesquels on a introduit des atomes étrangers qu'on appelle impuretés ce qui va augmenter la conductivité électrique et modifier

complètement leurs caractéristiques électriques. Cette opération d'injections d'impuretés s'appelle **dopage** d'un semi-conducteur.

Après le dopage, le semiconducteur n'est plus intrinsèque mais **extrinsèque**.



### 3.3.1 Semi-conducteurs extrinsèques de type N ou Semi-conducteur dopé N

C'est le cas où les atomes étrangers sont des atomes pentavalents (antimoine, phosphore, arsenic) c'est à dire qu'ils ont 5 électrons sur la couche périphérique (de valence). Parmi ces 5 électrons, 4 vont être mis en commun avec les atomes voisins pour assurer les liaisons de valence, le 5 ième, reste libre, il peut se déplacer librement et participer à la conduction. On dit que les impuretés utilisés sont des donneurs (d'électrons). Bien que l'électron devenu libre laisse un ion positif derrière lui, celui-ci (constitué de l'atome donneur) a 8 électrons sur sa couche de valence, il n'a pas tendance à capter l'électron d'un atome voisin, ce n'est donc pas un trou (porteur).

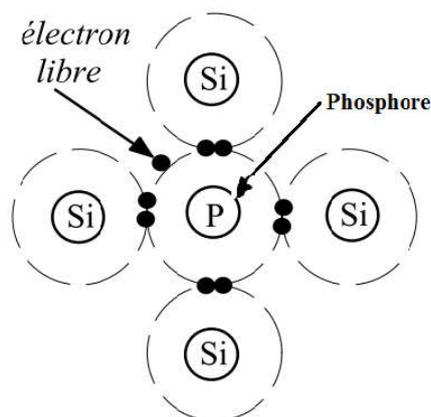


Figure 3.6 : dopage par atome donneur le Phosphore

Le dopage par des atomes donneurs va donc favoriser la conduction par électrons libres au détriment de la conduction par trous. On dit que les électrons constituent les porteurs majoritaires. Comme ils sont des porteurs de charge négatives, le semi-conducteur extrinsèque est dit de type N. Dans ce cas  $n > p$ .

### 3.3.2 Semi-conducteurs extrinsèques de type P

Ici, les atomes d'impureté sont des atomes trivalents, ce sont des atomes accepteurs (bore, aluminium, gallium, indium), ils ont seulement trois électrons sur la couche de valence. Si on les introduit dans un cristal intrinsèque, ils mettent en commun leurs 3 électrons avec les 4 atomes du semi-conducteur qui les entourent pour former les liaisons de valence. Ils se trouvent à la fin avec 7 (3+4) électrons sur la couche de valence, cette configuration est instable et aura tendance à capter un électron d'un atome voisin pour compléter sa couche à 8 électrons. Dès que cet électron est capté, l'atome Accepteur devient un ion négatif introduit un trou dans le cristal qui va participer à la conduction par trou. Aucun électron libre n'a été créé lors de la formation du trou, les trous sont donc beaucoup plus nombreux que les électrons, ils constituent les porteurs majoritaires et le semi-conducteur est de type P. Dans ce cas  $p > n$ .

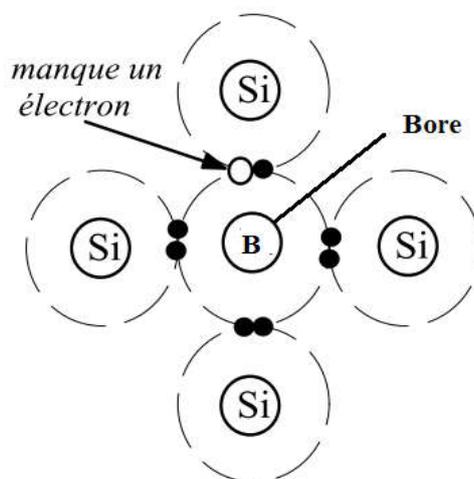


Figure 3.7 : Dopage par atome accepteur le Bore.

## 3.4 Jonction PN

### 3.4.1 Jonction PN non polarisée

Si on place l'un contre l'autre deux cristaux semi-conducteurs, un de type P et l'autre de type N, au voisinage de la jonction ainsi effectuée, les électrons majoritaires du côté N vont migrer vers le côté P et trous majoritaires du côté P vont migrer vers le côté N. La frontière entre le type P et le type N est appelée jonction PN. Au niveau de la jonction, les électrons vont se recombiner avec les trous, on dit qu'il y a recombinaison de paires électron-trou. Il se crée alors une région sans porteurs où il n'y a que des ions positifs du côté N et des ions négatifs du côté P. Cette région dite, zone de charge d'espace ou zone dépeuplée n'est plus neutre électriquement. Il se crée alors un champ électrique interne  $E_i$  orienté de N vers P qui va s'opposer à la diffusion des porteurs de part et d'autre de la jonction. En effet, si un électron arrive dans la zone dépeuplée, il sera rappelé par le champ vers la zone d'où il vient. De la même façon, les trous qui arrivent dans cette zone sont renvoyés par le champ dans la zone P d'où ils sont venus. Par conséquent, la diffusion des porteurs est freinée, on dit qu'il y a création d'une différence de potentiel (ddp) appelée aussi barrière de potentiel,  $V_d$ , qui empêche les porteurs de traverser la jonction, de

l'ordre de 0,7 V pour le Silicium, 0,3 V pour le Germanium.

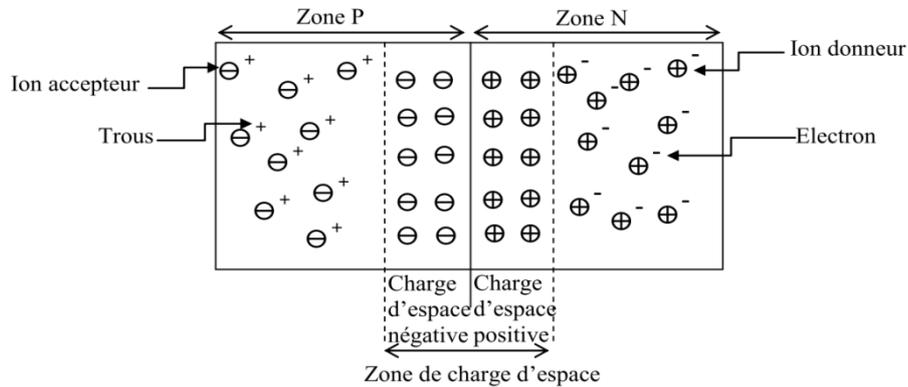


Figure 3.8 : jonction PN non polarisée.

### 3.4.2 Jonction PN polarisée

On dit qu'une jonction PN est polarisée lorsqu'une tension extérieure est appliquée à la jonction. Il existe deux types de polarisation : **Polarisation directe** et **polarisation inverse**.

#### 3.4.2.1 Jonction PN polarisée en directe

On dit qu'une jonction PN est polarisée en **directe** lorsqu'on relie l'extrémité P au pôle (+) et l'extrémité N au pôle (-) d'un générateur de tension (figure 3.9), le champs externe  $E_{ext}$  créée par ce générateur au sein de la jonction s'oppose au champ interne  $E_i$ . Tant que la tension  $U$  du générateur reste inférieure à un certain seuil,  $E_{ext}$  reste inférieur à  $E_i$ , et les porteurs ne peuvent toujours pas traverser la jonction, il n'y a donc pas de courant. Si la tension du générateur devient supérieure au seuil,  $E_{ext}$  devient supérieur à  $E_i$ , le champ résultant dans la jonction est maintenant orienté de P vers N et va donc favoriser la diffusion des électrons de N vers P et des trous de P vers N. Il se crée alors un courant électrique important de P vers N au sein de la jonction (de N vers P dans le circuit extérieur). On dit que la diode est **passante**.

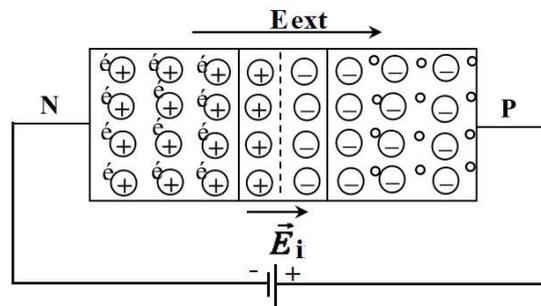


Figure 3.9: jonction PN polarisée en directe.

### 3.4.2.2 Jonction PN polarisée en inverse

On dit qu'une jonction est polarisée en sens inverse lorsque le potentiel de son extrémité N est supérieur à celui de son extrémité P (Figure 3.10). L'action du champ  $E_{ext}$  créé par le générateur externe d'ajoute à celle de champ interne  $E_i$ , les porteurs majoritaire sont repoussés encore un peu plus loin de la jonction ce qui augmente la largeur de la zone dépeuplée. Aucun courant important ne circule dans la jonction, on dit qu'elle est **bloquée**. Le seul courant qui arrive à passer est celui créé par les porteur minoritaires dont la diffusion est encouragée par le champ. Ce courant reste cependant très faible, si bien qu'on peut considérer qu'une jonction PN polarisée en inverse correspond à une résistance très élevée ou même à un circuit ouvert.

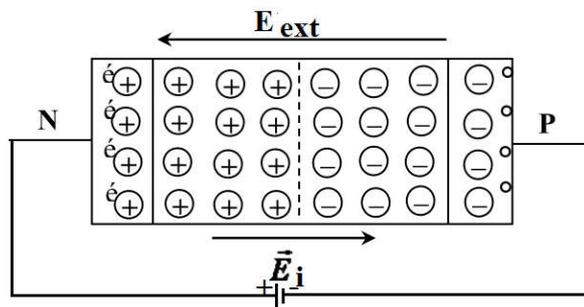


Figure 3.10: jonction PN polarisée en inverse.

### 3.4.3 Diode à jonction

#### 3.4.3.1 Définition

La diode est un composant électronique semiconducteur qui se comporte comme un interrupteur fermé quand elle est polarisée en direct et comme un interrupteur ouvert polarisée en inverse. La diode est un composant non linéaire, avec une barrière de potentiel. Si la tension appliquée est plus petite que cette barrière, le courant est faible; quand la tension sur la diode dépasse la barrière de potentiel, le courant qui traverse la diode augmente rapidement.

#### 3.4.3.2 Symbole

Sur la figure 3.11, on a représenté la structure technologique simplifiée d'une diode à jonction ainsi que son symbole.

- La borne qui se trouve du côté du "Triangle" est appelée Anode. Elle est généralement désignée par la lettre « A ».
- La borne qui se trouve du côté de la "Barre" est appelée Cathode. Elle est généralement désignée par la lettre « K ».

La diode est unidirectionnelle en courant. Le courant circule uniquement de l'anode vers la cathode. C'est donc un composant polarisé.

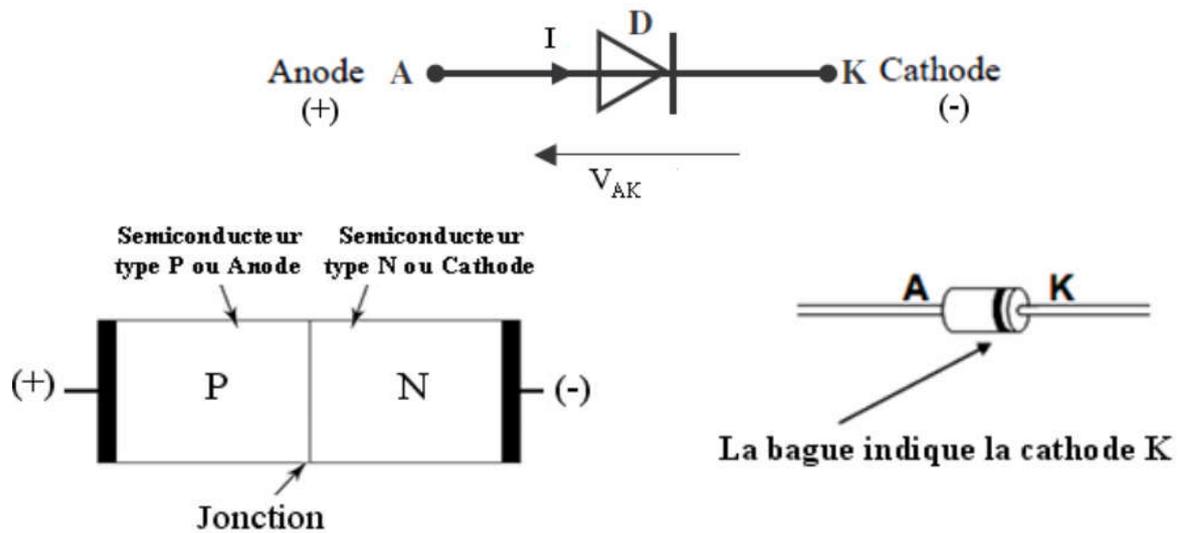


Figure 3.11 : Symbole d'une diode à jonction PN.

\* L'anode représente la zone P. \* La cathode représente la zone N.

### 3.4.3.3 Polarisation de la diode

#### a- Polarisation directe

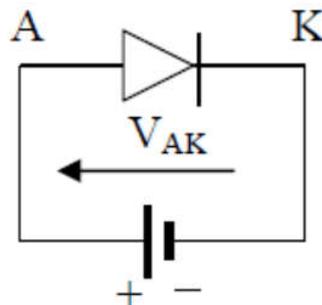


Figure 3.12 : Polarisation directe de la diode.

En polarisation directe, la tension appliquée ( $V_{AK} > 0$ ) permet le passage d'un courant électrique de l'anode vers la cathode appelé courant direct.

## b- Polarisation inverse

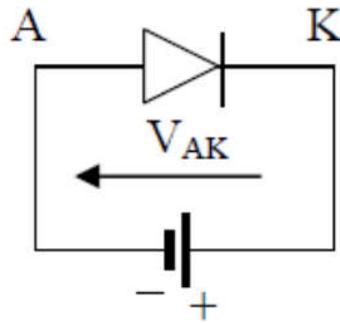


Figure 3.13 : Polarisation inverse de la diode.

En polarisation inverse, la tension appliquée ( $V_{AK} < 0$ ) empêche le passage du courant. Le courant inverse est théoriquement nul.

### 3.4.3.4 Caractéristique statique courant-tension de la diode

C'est le graphique qui donne l'intensité du courant qui traverse la diode en fonction de la tension à ses bornes. La caractéristique courant-tension de la diode est de forme exponentielle son équation est :

$$I_D = (e^{qV_D/KT} - 1)$$

$I_D$  : Courant dans la diode.

$I_S$  : Courant de saturation inverse de la diode.

$q$  : Charge de l'électron,  $q = 1,60219 \times 10^{-19}$  C.

$V_D$  : Tension aux bornes de la diode.

$K$  : Constante de Boltzmann,  $K = 1,38 \times 10^{-23}$  J.K<sup>-1</sup> =  $8,62 \times 10^{-5}$  eV/K.

$T$  : Température de la jonction en kelvin (°K).

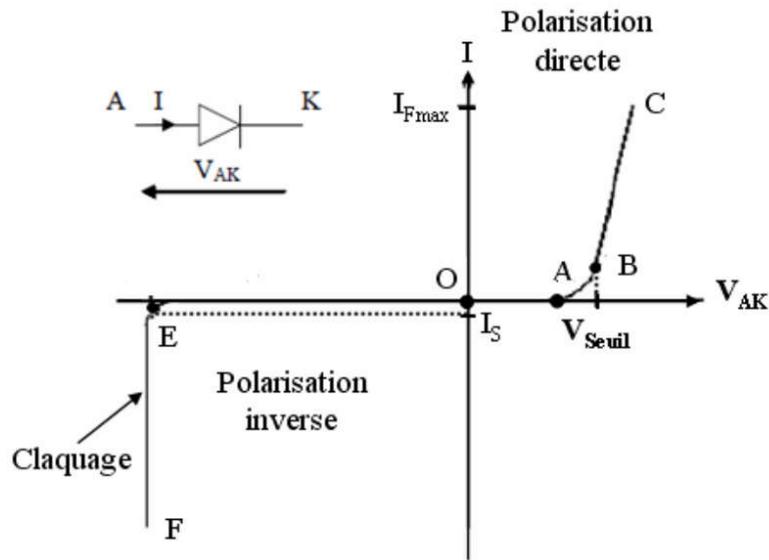


Figure 3.14 : Caractéristiques statiques courant-tension.

La diode est un composant non linéaire.

- Zone OA : La diode est polarisée dans le sens direct, mais la tension est trop faible pour débloquer la jonction : la diode est bloquée et le courant est nul.
- Zone AB : La tension  $V$  appliquée dépasse le seuil, la diode commence à conduire, c'est la zone du coude.
- Zone BC : La diode est passante.
- Zone OE : La diode est polarisée en inverse, c'est la zone de blocage inverse, le courant inverse est presque nul.
- Zone EF : L'intensité croît brusquement, c'est la zone de claquage. Dans cette région la diode est détruite.

### 3.4.3.5 Modèles électriques équivalents de la diode

Il existe de nombreux modèles pour la diode qui, chacun, possèdent leurs caractéristiques particulières.

#### Première approximation ou diode idéale

En polarisation **directe** c'est à dire si  $V_A > V_K$  la résistance de la diode est nulle. Elle se comporte alors comme un interrupteur fermé. La diode est passante ( $I > 0$  et  $V_{AK} = 0$ ).

En polarisation **inverse**. La diode est équivalente à un interrupteur ouvert. La diode est bloquée ( $I = 0$  et  $V_{AK} < 0$ ).

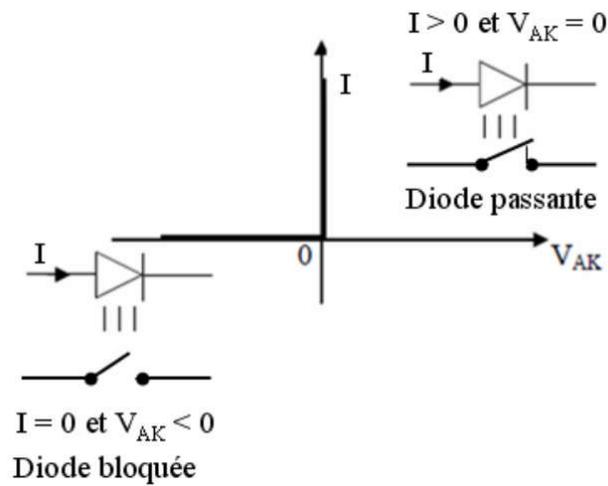


Figure 3.15 : Modèle d'une diode idéale (Première approximation) et schémas équivalents polarisée en direct et en inverse.

### Deuxième approximation ou diode parfaite

La diode se comporte comme un interrupteur en série avec une source de tension  $V_{seuil}$  appelée la tension de seuil qui la tension de la barrière de potentiel:

- En polarisation directe : la diode est remplacée par un générateur de tension de seuil (Etat passant).
- En polarisation inverse : la diode est remplacée par un interrupteur fermé (Etat bloqué).

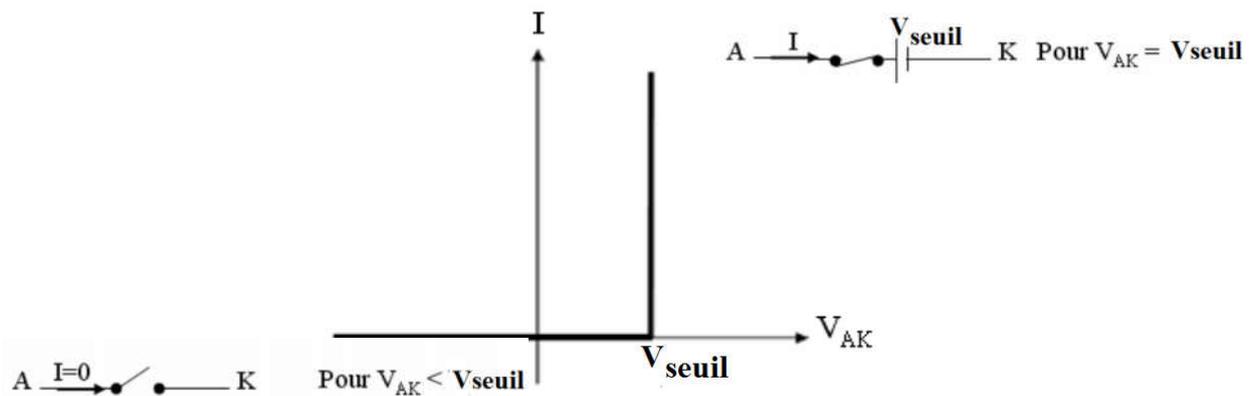


Figure 3.16 : Modèle d'une diode parfaite (Deuxième approximation) et schémas équivalents de la diode polarisée en direct et en inverse.

### Troisième approximation Caractéristique de diode réelle

La diode se comporte comme un interrupteur en série avec une barrière de potentiel  $V_{\text{seuil}}$  en série avec une résistance interne  $r_d = \Delta V_{AK} / \Delta I$

- En polarisation directe : Pour  $I > 0$   $V_{AK} = V_{\text{seuil}} + r_d \times I$  (*Etat passant*) alors
- En polarisation inverse : Pour  $V_{AK} < V_{\text{seuil}}$  alors  $I = 0$  (*Etat bloqué*), la diode est équivalente à un interrupteur ouvert.

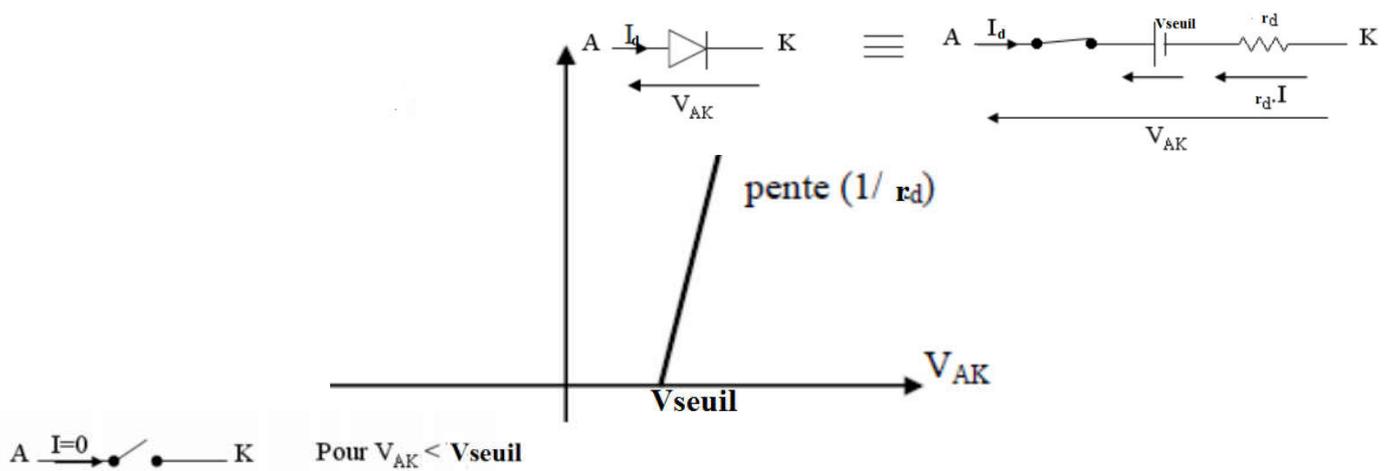


Figure 3.17 : Modèle d'une diode réelle (Troisième approximation) et schémas équivalents de la diode polarisée en direct et en inverse.

## Partie 2 : Les circuits à diodes

### 3-5 Introduction

Presque tous les systèmes électroniques ont besoin d'une **tension** ou **courant continu (DC)** plus ou moins stable selon leurs applications.

Toutefois le **réseau électrique** nous fournit une **tension alternative (AC)**, une transformation est donc nécessaire. Le circuit qui transforme cette **tension alternative** en **tension continue** s'appelle " **circuit d'alimentation** " (power supply, en anglais) et est composé de plusieurs parties.

La figure 3.18 représente le diagramme synoptique d'un bloc d'alimentation simple. Dans un diagramme synoptique les différentes parties sont représentées par des blocs et chacun de ces blocs peut être étudié ou réalisé indépendamment.

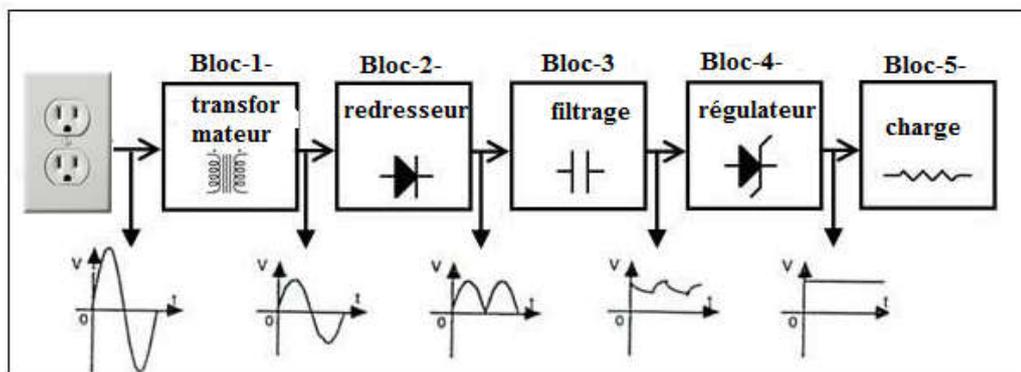


Figure 3.18 : Diagramme synoptique d'un bloc d'alimentation.

**Bloc-1- "Transformation"**. Représenté par un transformateur, le bloc-1- transforme la tension du secteur (primaire) en une tension secondaire compatible avec la valeur de tension de sortie du bloc d'alimentation.



Figure 3.19 : Présentation du transformateur.

**Bloc-2- "redressement"** représenté par une diode, le bloc-2- redresse le signal alternatif en un signal pulsatif (figure 3.20).

Il existe deux types de redresseurs, simple alternance et double alternance. Nous allons étudier les deux types séparément.

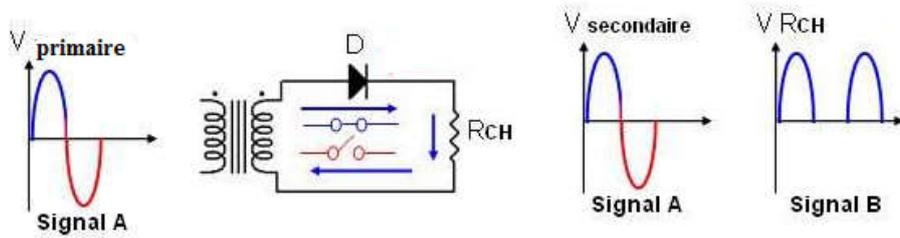


Figure 3.20 : Exemple de la sortie d'un redresseur.

**Bloc-3- "Filtration"** représenté par un condensateur. Le signal obtenu à la sortie bloc-2 est unidirectionnel mais est loin du courant continu.

Le condensateur se charge à la valeur maximum du signal délivré par le secondaire du transformateur. Lorsque le signal d'entrée se trouve dans sa phase décroissante, le condensateur s'oppose à cette baisse en restituant une partie de son énergie.

Aux bornes de la charge, on retrouve un signal qui ressemble à celui de la figure 3.21 constitué d'une partie en courant continu et d'une partie variable ( AC) appelée "ondulation résiduelle" ( ripple en anglais ).La valeur de l'ondulation résiduelle dépend de deux facteurs:

- 1- Le courant absorbé par la charge.
- 2- La capacité du condensateur de charge.

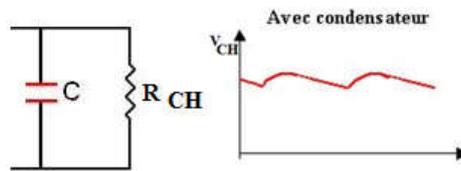


Figure 3.21 : signal de sortie après filtre.

**-Bloc-4- "régulation"** représenté par une diode zener. Des blocs d'alimentation comprenant seulement un transformateur, des diodes de redressement et un condensateur de filtration, sont souvent insuffisants pour fournir une tension continue constante sans aucune ondulation.

Pour obtenir une tension parfaitement continue, on utilise un régulateur de tension à base de diode zener ou un régulateur intégrés (figure 3.22).

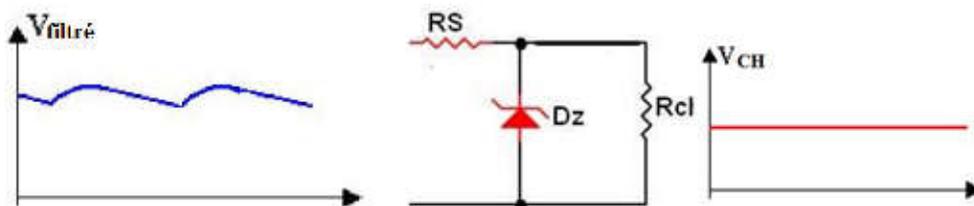


Figure 3.22 signal de sortie après la stabilisation

### 3-6 Description détaillée de chaque bloc

#### 3-6-1 Rôle d'un transformateur

Un transformateur sert à modifier la valeur efficace d'une tension alternative. Il peut l'abaisser ou l'élever.

##### 3-6-1-1 Description d'un transformateur

Un transformateur est constitué de **deux bobines** de fil de cuivre isolé montées sur une **armature en fer doux**.

La bobine d'entrée est appelée **primaire**, celle de sortie, **secondaire**. Les 2 bobines sont indépendantes. Il n'existe aucune liaison électrique entre elles.

L'armature en fer doux passe à l'intérieur des bobines et se referme à l'extérieur. Elle est constituée de plaques superposées pour diminuer les pertes. Le fil de cuivre est **isolé par un vernis transparent** qui pourrait laisser croire que le fil est nu.

##### 3.6.1.2 Fonctionnement d'un transformateur

En déplaçant un aimant près d'une bobine, on crée une tension variable dans la bobine. La tension induite dans la bobine est due à la variation du champ magnétique de l'aimant que l'on déplace. C'est la **variation** du champ magnétique créé par le courant **variable** circulant dans la bobine primaire qui induit une tension **variable** dans la bobine secondaire.

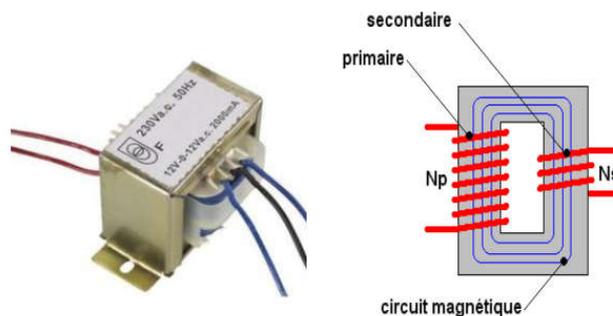


Figure 3.23 : Transformateur

**Remarque:** Un transformateur ne fonctionne pas en courant continu (pas de variation du champ magnétique), de même qu'un alternateur ne fournit aucune tension si on ne le fait pas tourner.

Si le primaire est soumis à une tension alternative, le secondaire sera soumis à une tension alternative de même fréquence.

La tension efficace obtenue au secondaire dépend du nombre de spires des bobines.

### 3.6.1.3 Rapport de transformation

Le rapport de transformation  $k$  est le quotient de la tension au secondaire  $U_s$  et de la tension au primaire  $U_p$ :

$$k = U_s / U_p$$

Le rapport d'un transformateur (supposé sans pertes) est égal au quotient du nombre  $U_s$  de spires au secondaire et du nombre  $U_p$  de spires au primaire.

$$k = N_s / N_p$$

### 3.6.2 Rôle du redresseur

Le redresseur a pour rôle de redresser le signal alternatif en un signal pulsatif. Il sert à modifier la valeur efficace d'une tension alternative. Il peut l'abaisser ou l'élever. Il existe deux types de redresseurs, le redresseur simple alternance et redresseur double alternance.

#### 3.6.2.1 Fonctionnement du redresseur simple alternance (monoalternance)

Ce type de redressement permet de supprimer l'alternance négative d'un signal en conservant l'alternance positive. La tension de sortie du convertisseur ressemble à celle de la figure 3.24 où la courbe du haut représente la tension d'entrée et celle du bas la tension en sortie du redresseur.

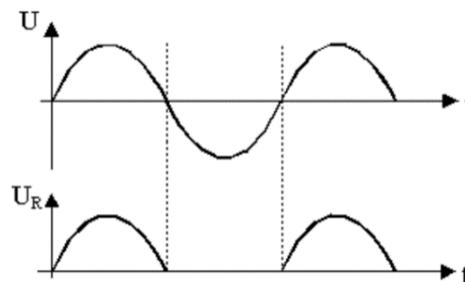


Figure 3.24 : Représentation du signal simple alternance.

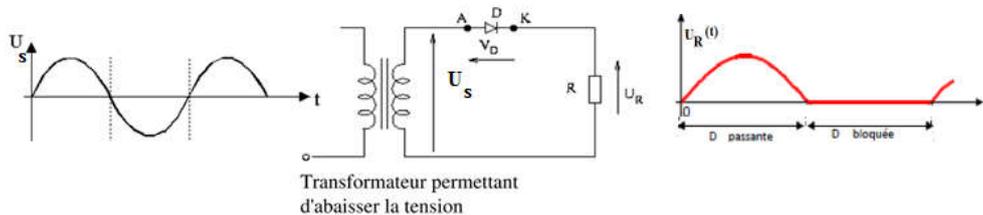


Figure 3.25 : Circuit à base de diode du redresseur simple alternance.

Le circuit à diode qui permet le redressement simple alternance est représenté sur la figure 3.25

Le principe du redresseur simple alternance est basée sur les propriétés de la diode. En effet, la diode est bloquée lorsque la tension à ses bornes est négative, elle supprime les alternances

négatives du signal d'entrée. Pendant les alternances positives, elle est passante, et elle se comporte comme un court-circuit dans le cas d'une diode idéale et comme un générateur de tension seuil  $V_{\text{seuil}}=V_D$  dans le cas d'une diode parfaite, et n'altère donc pas le signal d'entrée.

Si la tension d'entrée du secondaire  $U_s(t)$  est donnée sous la forme

$$U_s(t) = U_{\text{max}(s)} \sin \omega t = U_s \sqrt{2} \sin \omega t \quad \text{avec } \omega = 2\pi f$$

### **Dans le cas d'une diode idéale ( $V_{\text{seuil}}=0V$ )**

$$U_R(t) = U_s(t)$$

Valeur Maximale de la tension aux bornes de R :  $U_{\text{max}(R)} = U_{\text{max}(s)}$

Valeur moyenne de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{moy}(R)} = U_{\text{max}(R)}/\pi$

Valeur efficace de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{eff}(R)} = U_{\text{max}(R)}/2$

Fréquence de sortie :  $f_{\text{sortie}} = f_{\text{entrée}}$

Valeur Maximale du courant traversant R :  $I_{\text{max}(R)} = U_{\text{max}(R)}/R$

### **Dans le cas d'une diode parfaite ou en deuxième approximation ( $V_D=V_{\text{seuil}}\neq 0$ )**

$$U_R(t) = U_s(t) - V_{\text{seuil}}$$

Valeur Maximale de la tension aux bornes de R :  $U_{\text{max}(R)} = U_{\text{max}(s)} - V_{\text{seuil}}$

Valeur moyenne de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{moy}(R)} = U_{\text{max}(R)}/\pi$

Valeur efficace de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{eff}(R)} = U_{\text{max}(R)}/2$

Fréquence de sortie :  $f_{\text{sortie}} = f_{\text{entrée}}$

Valeur Maximale du courant traversant R :  $I_{\text{max}(R)} = U_{\text{max}(R)}/R$

### **3.2.2.2. Fonctionnement du Redresseur double alternance**

Un redresseur double alternance est un redresseur redressant les alternances négatives et conservant les alternances positives de la tension ou du courant à l'entrée. La fréquence en sortie du redresseur est alors le double de la fréquence d'entrée (Figure 3.26).

- Dans le cas où on veut obtenir un signal unipolaire positif, l'alternance positive du signal alternatif est conservée par contre celle négative est convertie en alternance positive.
- Dans le cas où on veut obtenir un signal unipolaire négatif, l'alternance négative du signal alternatif est conservée par contre celle positive est convertie en alternance négative.

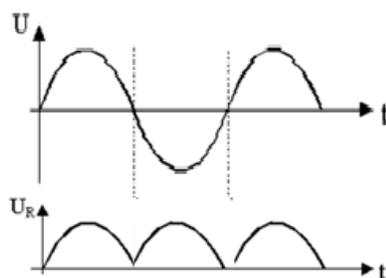


Figure 3.26 : Représentation du signal double alternance.

Il existe deux montages de redresseurs à doubles alternance

1- Le montage à deux diodes utilisant la prise médiane du transformateur (transformateur point milieu). (Figure 3.27).

2- Le montage en pont de quatre diodes appelé aussi pont de Graetz (figure 3.29).

#### a- Montage redresseur double alternance à base de transformateur à point milieu

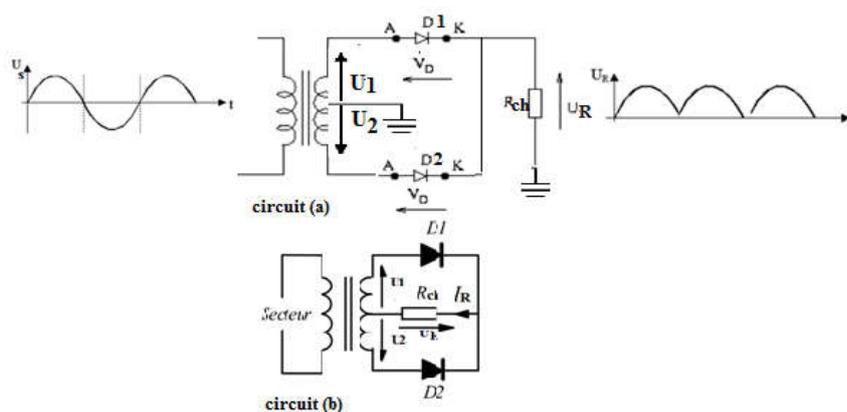


Figure 3.27 : Redressement double alternances avec transformateur à point milieu.

Le circuit du redresseur double alternance peut être représenté en circuit (a) ou en circuit (b).

Si on prend le point milieu du transformateur comme référence, les tensions du secondaire du transformateur  $U_1$  et  $U_2$  sont en opposition de phase (Fig. 3-28). Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont supposées idéales.

Pendant l'alternance positive de  $U_1$ , (négative de  $U_2$ ), la diode  $D_1$  conduit et alimente la charge alors que la diode  $D_2$  est bloquée (Figure 3.28).

$$U_{\max}(R) = U_1(s).$$

Pendant l'alternance négative de  $U_1$ , (positive de  $U_2$ ), la diode  $D_1$  est bloquée alors que la diode  $D_2$  conductrice, alimente la charge (Figure 3.10).

$$U_{\max}(R) = U_2(s).$$

La charge se trouve ainsi alimentée pendant les deux alternances. La tension  $U_R$  est représentée sur Figure 3.28.

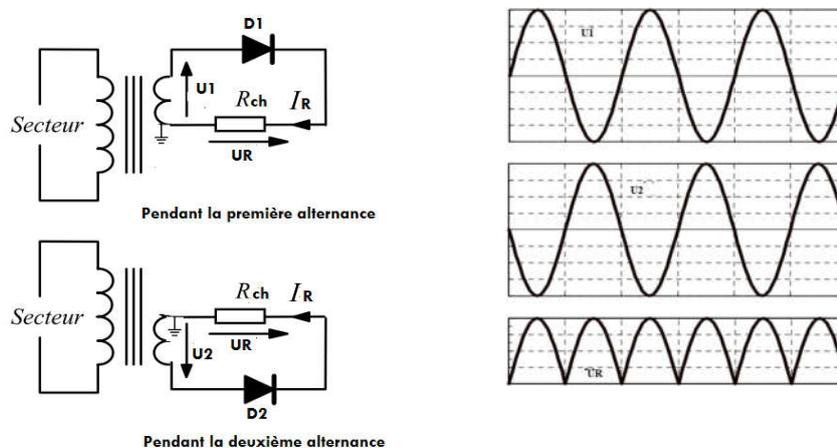


Figure 3.28 : fonctionnement du circuit redresseur double alternance pendant les deux alternances.

**Dans le cas d'une diode idéale ( $V_{seuil}=0V$ )**

$$U_R(t) = U_s/2(t)$$

Valeur Maximale de la tension aux bornes de R :  $U_{max(R)} = U_{max(s)}/2 = U_1 = |U_2|$

Valeur moyenne de  $U_R(t)$  :  $U_{moy(R)} = 2U_{max(R)}/\pi$

Valeur efficace de  $U_R(t)$  :  $U_{eff(R)} = U_{max(R)}/\sqrt{2}$

Fréquence de sortie :  $f_{sortie} = 2f_{entrée}$

Valeur Maximale du courant traversant R :  $I_{max(R)} = U_{max(R)}/R$

**Dans le cas d'une diode parfaite ou en deuxième approximation ( $V_D=V_{seuil}\neq 0$ )**

$$U_R(t) = U_s/2(t) - V_{seuil}$$

Valeur Maximale de la tension aux bornes de R :  $U_{max(R)} = U_{max(s)}/2 - V_{seuil}$

Valeur moyenne de  $U_R(t)$  :  $U_{moy(R)} = 2U_{max(R)}/\pi$

Valeur efficace de  $U_R(t)$  :  $U_{eff(R)} = U_{max(R)}/\sqrt{2}$

Fréquence de sortie :  $f_{sortie} = 2f_{entrée}$

Valeur Maximale du courant traversant R :  $I_{max(R)} = U_{max(R)}/R$

## b- Montage redresseur double alternance à pont de Graetz

Le redressement double alternance est obtenu à l'aide d'un pont redresseur à 4 diodes (Figure 3.29).

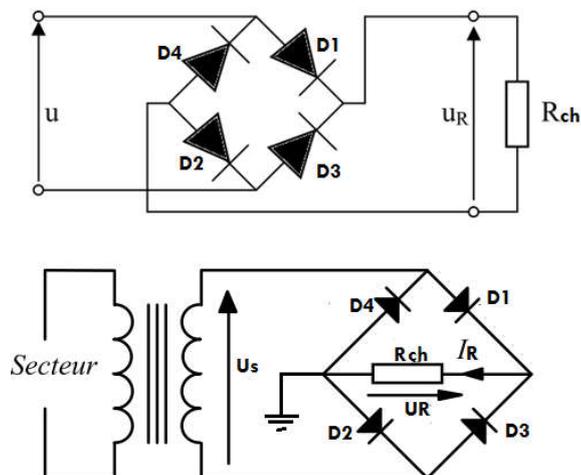


Figure 3.29 : Redresseur double alternance à pont de Graetz.

Pendant l'alternance positive de  $U_s$  (tension du secondaire), les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont conductrices et alimentent la charge ( $U_R = U_s$ ), les diodes  $D_3$  et  $D_4$  sont bloquées (Figure 3.29).

Pendant l'alternance négative de  $U_s$ , les diodes  $D_3$  et  $D_4$  sont conductrices et alimentent la charge, ( $U_R = -U_s$ ) les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées (Figure 3.12). Le résultat est que la charge est alimentée toujours dans le même sens, la tension  $U_R$  est la même que celle de Figure. 3-29.

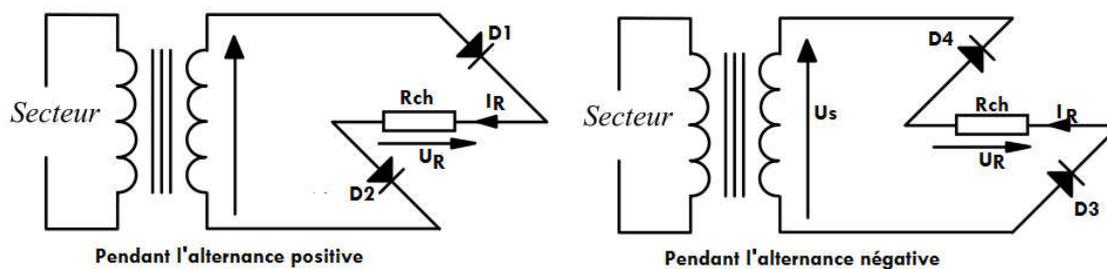


Figure 3.30 : fonctionnement du circuit redresseur pont de graetz pendant les deux alternances.

### Dans le cas d'une diode idéale ( $V_{seuil}=0V$ )

$$U_R(t) = U_s(t)$$

Valeur Maximale de la tension aux bornes de R :  $U_{\max(R)} = U_{\max(s)}$

Valeur moyenne de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{moy}(R)} = 2U_{\max(R)}/\pi$

Valeur efficace de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{eff}(R)} = U_{\max(R)}/\sqrt{2}$

Fréquence de sortie :  $f_{\text{sortie}} = 2f_{\text{entrée}}$

Valeur Maximale du courant traversant R :  $I_{\max(R)} = U_{\max(R)}/R$

### Dans le cas d'une diode parfaite ou en deuxième approximation ( $V_D=V_{seuil}\neq 0$ )

$$U_R(t) = U_s(t) - 2V_{seuil}$$

Valeur Maximale de la tension aux bornes de R :  $U_{\max(R)} = U_{\max(s)} - 2V_{seuil}$

Valeur moyenne de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{moy}(R)} = 2U_{\max(R)}/\pi$

Valeur efficace de  $U_R(t)$  :  $U_{\text{eff}(R)} = U_{\max(R)}/\sqrt{2}$

Fréquence de sortie :  $f_{\text{sortie}} = 2f_{\text{entrée}}$

Valeur Maximale du courant traversant R :  $I_{\max(R)} = U_{\max(R)}/R$

## 3.7 Circuit de filtrage

### 3.7.1 Filtrage par condensateur en tête

Le filtrage est réalisé à l'aide d'un condensateur de forte valeur placé en parallèle de la charge  $R_{ch}$  comme cela est indiqué sur Figure 3-31. L'allure de la tension  $U_R$  obtenue est illustrée sur Figure 3.32.

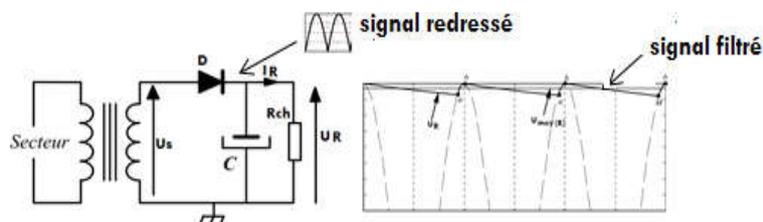


Figure 3.31 : Circuit filtre d'un redresseur simple alternance

Figure 3.32 : Allure de tension après filtrage

La diode conduit pendant l'intervalle [a,b], la tension  $U_C = U_R$  ( $U_C$  : tension aux bornes du condensateur) suit alors la valeur de  $U_s$  (tension secondaire). A l'instant b,  $U_s$  diminue rapidement, la capacité ne peut se décharger dans le transformateur à cause de la diode, elle va donc se décharger (alimenter) dans la charge  $R_{ch}$  avec la constante de temps  $\tau = R_{ch} C$ . Si la valeur du condensateur  $C$  est importante, cette décharge est lente et  $U_s$  devient très vite inférieure à  $U_R$  ce qui provoque le blocage de la diode. On constate donc que pendant la quasi-totalité du temps, la charge  $R_{ch}$  est alimentée par le condensateur qui est rechargé à chaque période pendant l'intervalle de temps [a,b].

La tension  $U_R$  aux bornes de la charge n'est pas tout à fait continue, mais comporte une ondulation d'amplitude  $\Delta V$  qui est d'autant plus faible que la valeur de  $C$  est élevée.

$$\Delta V = I_R / 2Cf_{\text{sortie}}$$

La valeur d'ondulation crête à crête est donnée par

$$V_{\text{ond}} = I_R / C f_{\text{sortie}}$$

Dans le cas du redressement double alternance, l'amplitude de l'ondulation est divisée par 2, on obtient :

$$\Delta V = I_R / 4Cf_{\text{sortie}} \quad \text{et} \quad V_{\text{ond}} = I_R / 2Cf_{\text{sortie}}$$

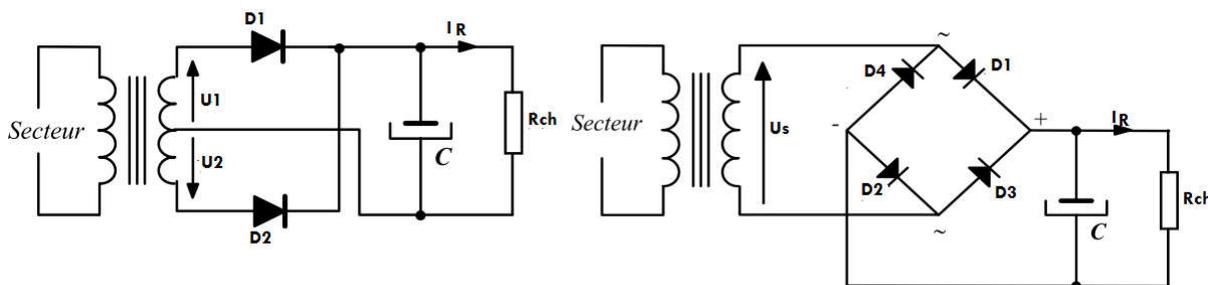


Figure 3.33 : Redresseurs double alternance avec filtrage.

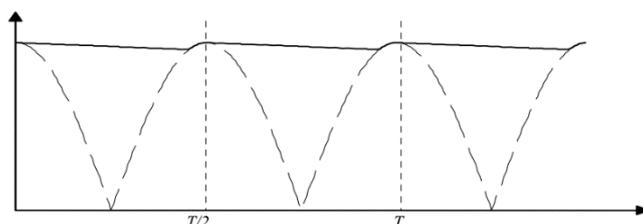


Figure 3.34 : Redressement double alternance et filtrage.

### 3.8. Circuit de stabilisation ou circuit régulateur de tension

Un régulateur de tension est un dispositif qui permet de stabiliser une tension à une valeur fixe et qui est nécessaire pour alimenter des systèmes électroniques qui ont besoin d'une tension ne présentant aucune fluctuation. Le régulateur de tension le plus simple est celui qui tire parti de cette propriété qu'a la diode Zener de présenter à ces bornes une tension constante lorsqu'elle est polarisée en sens inverse (figure 3.35). Dans ce circuit, la tension de sortie aux bornes de la charge  $U$  reste constante et égale à  $-V_z$  du moment que la tension  $E$  reste supérieure à  $-V_z$ .

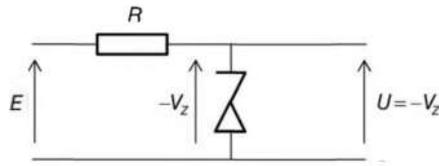


Figure 3.35 : Principe du régulateur de tension.

### 3.8.1 Symbole de la diode Zener

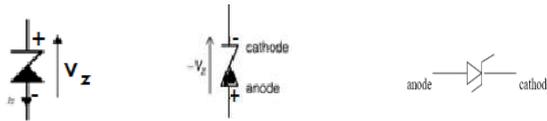


Figure 3.36 : les symboles les plus utilisés de la diode zener

### 3.8.2 Principe de fonctionnement de la diode zener

Lorsque la diode conventionnelle est "polarisé en sens inverse" et la tension à ses bornes est trop forte on assiste au phénomène d'avalanche. Le courant inverse qui traverse la diode augmente subitement et c'est la destruction de la diode. Certaines diodes sont conçues de manière à ce que l'effet d'avalanche ne soit pas destructeur, mais soit au contraire maîtrisé et même utile. Dans ce cas, on parle d'effet Zener et de telles diodes sont appelées diodes Zener (figure 3.36). Une diode Zener se polarise en sens inverse et présente à ses bornes, quel que soit le courant qui la traverse, une tension quasiment constante appelée tension Zener et notée  $V_z$ . Les tensions Zener des diodes Zener couramment utilisées vont de quelques dixièmes de volts à plusieurs dizaines de volts (en valeur absolue).

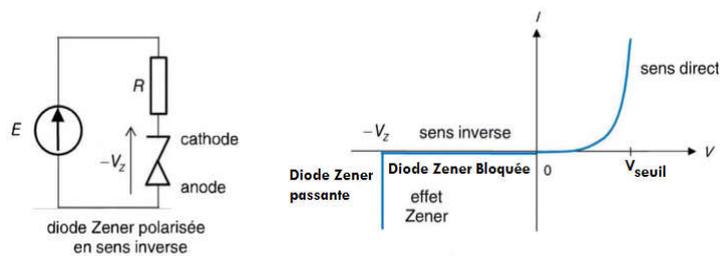


Figure 3.37 : Diode Zener polarisée en inverse et caractéristique I(V)

### 3.8.3 Modèles d'approximation de la diode Zener

**En polarisation directe**, une diode Zener est équivalente à une diode normale.

**En polarisation inverse**, la diode conduit lorsque la tension inverse  $U_i$  devient supérieure à la tension Zener  $U_z$ . La caractéristique linéarisée conduit à l'équation:  $U_i = U_z + R_z I_z$  où  $R_z$  est la résistance dynamique inverse. Dans ce cas La diode Zener est équivalente au modèle suivant (figure 3.38) :

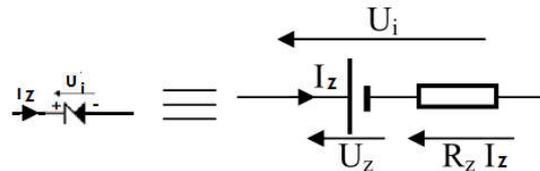


Figure 3.38 : Schéma équivalent à une diode Zener polarisée passante en inverse.

Si la résistance dynamique  $R_z$  est négligée, la tension aux bornes de la diode lorsqu'elle conduit en inverse est constante quel que soit le courant qui la traverse. La diode Zener est **idéale**(figure 3.39).

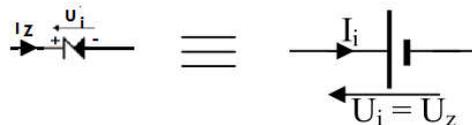


Figure 3.39 : Schéma équivalent à une diode Zener idéale passante polarisée en inverse.

#### Exemple de stabilisation par diode Zener

Avec le montage de la figure 3.40, on va essayer de stabiliser la tension aux bornes la charge  $R_{ch}$  à l'aide d'une diode Zener ( $V_z=5V$ ). Pour les faibles valeurs de  $E$ , la Zener reste bloquée, la tension  $V_L$  aux bornes de  $R_L$  sera calculée comme si la Zener était absente. Dès que  $V_R$  dépasse  $V_z$ , la Zener conduit et  $V_R$  reste égale à  $V_z$ .

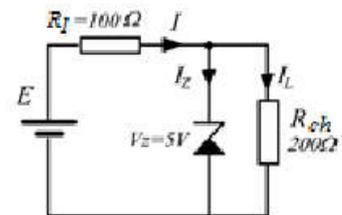


Figure 3.40 : stabilisation par diode Zener

**a-  $E = 3V$**

On suppose que la diode Zener est bloquée,  $I_z=0$

$$V_{R_{ch}} = \frac{R_{ch}}{R_{ch}+R_1} E \quad \text{AN} \quad V_R = \frac{200}{300} * 3 = 2V$$

$V_R < V_z$  , donc la diode Zener est bien bloquée, et  $I_R$  sera égal :

$$I_R = I_1 = \frac{E}{R_{ch}+R_1} \quad \text{AN} \quad I_R = \frac{3V}{0.3K} = 10mA$$

**b- E=6V**

On suppose que la diode Zener est bloquée,  $I_Z=0$

$$V_R = \frac{R_{ch}}{R_{ch}+R_1} E \quad \text{AN} \quad V_R = \frac{200}{300} * 6 = 4V$$

$V_R < V_Z$ , donc la diode Zener est bien bloquée, et  $I_R$  sera égal :

$$I_R = I_1 = \frac{E}{R_{ch}+R_1} \quad \text{AN} \quad I_R = \frac{6V}{0.3K} = 20mA$$

**c- E = 9V**

On suppose que la diode Zener est bloquée,  $I_Z=0$

$$V_R = \frac{R_{ch}}{R_{ch}+R_1} E \quad \text{AN} \quad V_R = \frac{200}{300} * 9 = 6V$$

$V_R > V_Z$ , donc la diode Zener conduit et impose  $V_R = V_Z = 5V$ , le courant  $I_1$  se partage entre  $I_Z$  et  $I_R$

$$I_R = \frac{V_R}{R_{ch}} \quad I_R = \frac{5V}{0.2K} = 25 \text{ mA} \quad , \quad I_1 = \frac{E-V_Z}{R_{ch}} \quad \text{AN} \quad I_1 = \frac{9V-5V}{0.1K} = 40 \text{ mA} \quad ,$$

$$I_Z = I_1 - I_R, \quad \text{AN} \quad I_Z = 15 \text{ mA}$$

**d- E = 12V**

Il est évident que la diode Zener va conduire ici aussi et imposer  $V_R = V_Z = 5V$

$$I_R = \frac{V_R}{R_{ch}} \quad , \quad I_R = \frac{5V}{0.2K} = 25 \text{ mA} \quad , \quad I_1 = \frac{E-V_Z}{R_{ch}} \quad \text{AN} \quad I_1 = \frac{12V-5V}{0.1K} = 70 \text{ mA} \quad ,$$

$$I_Z = I_1 - I_R, \quad \text{AN} \quad I_Z = 35 \text{ mA}$$

En conclusion, on remarque que tant que la Zener est bloquée, la tension  $V_R$  aux bornes de la charge n'est pas stabilisée. Tout se passe comme si la Zener n'était pas là.

Dès que la Zener conduit, la tension aux bornes de la charge est stabilisée à la valeur  $V_Z$ , le courant dans la charge  $R_{ch}$  reste égal à  $V_Z/R_{ch}$ , et c'est le courant  $I_Z$  qui circule dans la Zener qui varie pour compenser les variations de  $I_1$ .

### 3.9 Autres circuits à diodes

#### 3.9.1 Circuits écriveteurs

Ces circuits **Écriveteurs** (on dit aussi **Limiteurs**) ont pour but de modifier l'amplitude d'une tension ou plus exactement d'en supprimer une partie. Ils permettent par exemple d'obtenir une tension carrée à partir d'une onde sinusoïdale.

##### a) Ecrivetage par diode

Les écriveteurs utilisant des diodes peuvent être classés en trois catégories :

Les écriveteurs négatifs, les écriveteurs positifs et les écriveteurs mixtes.

##### 1- Ecriveteurs négatifs

Le schéma d'un écriveteur négatif est donné figure 3.41-a.

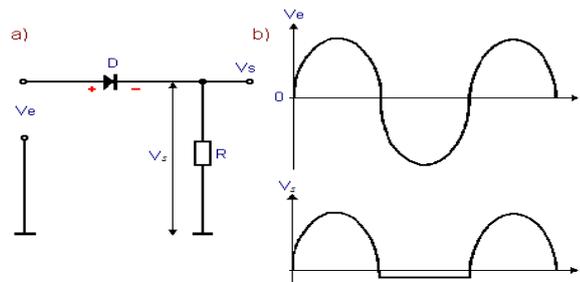


Figure 3.41 : Ecriveteur négatif.

Ce montage est un redresseur simple alternance. Pendant l'alternance positive du signal d'entrée, la diode **D** est conductrice.

Le courant qui traverse la résistance **R** produit dans celle-ci une chute de tension, ayant la forme de l'alternance positive du signal d'entrée.

Pendant l'alternance négative, la diode **D** polarisée dans le sens inverse de sa conduction, présente une résistance interne très élevée.

Le courant négatif qui traverse la résistance **R** est donc très faible et par conséquent la chute de tension à ses bornes, est négligeable.

La figure 3.41-b montre les formes des tensions à l'entrée et à la sortie du montage. Le signal obtenu en sortie n'a rien de comparable à celui délivré par un multivibrateur, mais dans certains cas, on peut l'assimiler à un signal rectangulaire.

Le même résultat peut être obtenu en montant la diode **D** en parallèle sur la résistance **R** (figure 3.42).

Pendant l'alternance positive du signal d'entrée  $V_e$ , la diode  $D$  est bloquée. Tout le courant passe par la résistance  $R$ .

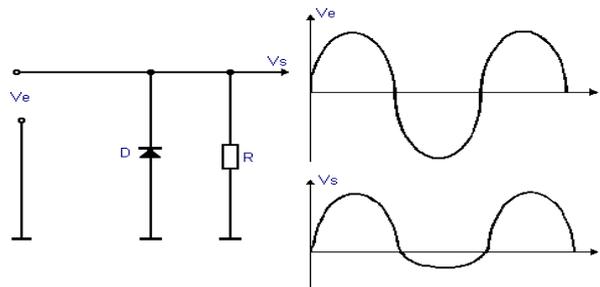


Figure 3.42 : Ecrêteur négatif (montage modifié).

Pendant l'alternance négative, la diode  $D$  est conductrice, sa résistance interne étant très faible, la presque totalité du courant passe à travers la diode.

Si la résistance  $R$  est très grande devant la résistance interne de la diode  $D$ , nous pouvons considérer que le courant traversant  $R$  pendant l'alternance négative de  $V_e$  est pratiquement inexistant.

Ces deux montages suppriment totalement l'alternance négative du signal d'entrée.

Il est parfois utile de supprimer uniquement une partie de l'alternance négative. Pour cela, on utilise le circuit représenté figure 3.43, qui est un écrêteur négatif à diode parallèle polarisée négativement.

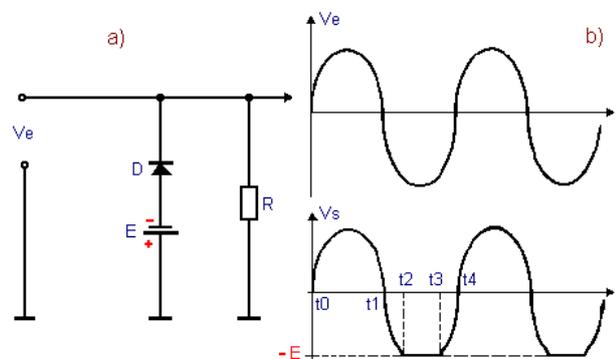


Figure 3.43 : Ecrêteur négatif à diode polarisée négativement.

La diode  $D$  a son anode portée à un potentiel négatif  $-E$ , par une batterie ou une source de tension continue.

De ce fait, la diode ne peut conduire que lorsque sa cathode est à un potentiel négatif plus élevé que celui de son anode.

Pendant l'alternance positive, la diode est bloquée et toute la tension est présente aux bornes de la résistance  $R$ .

De  $t_1$  à  $t_2$  (figure 3.43-b), la diode ne conduit pas. La tension alternative est donc présente en sortie.

De  $t_2$  à  $t_3$ , la diode est passante. Le courant alternatif s'écoule à la masse à travers **D** et la source de tension - **E**.

En sortie, nous obtenons le potentiel continu - **E**.

De  $t_3$  à  $t_4$ , la diode est de nouveau bloquée et la tension alternative apparaît aux bornes de la résistance **R**.

## 2- Ecrêteur positif

Ces écrêteurs sont basés sur le même principe que celui des écrêteurs négatifs et nous ne reviendrons pas sur leur fonctionnement.

Pour transformer un écrêteur négatif, en écrêteur positif, **il suffit d'inverser le sens de branchement de la diode**.

La figure 3.44 montre un écrêteur positif à diode série, ainsi que les formes de tensions à l'entrée et à la sortie du montage.

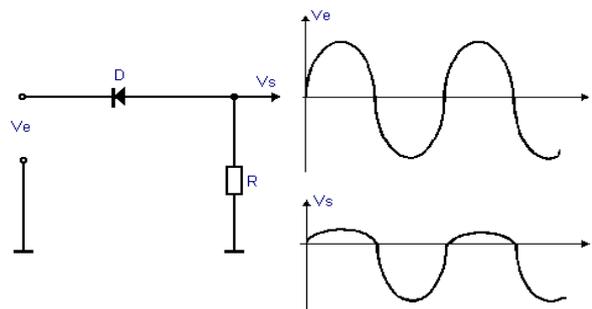


Figure 3.44: Ecrêteur positif.

La diode **D** laisse passer les alternances négatives, mais oppose une résistance très élevée aux alternances positives.

Le montage de la figure 3.45 réalise la même opération, mais on utilise une diode en parallèle sur la résistance **R**.

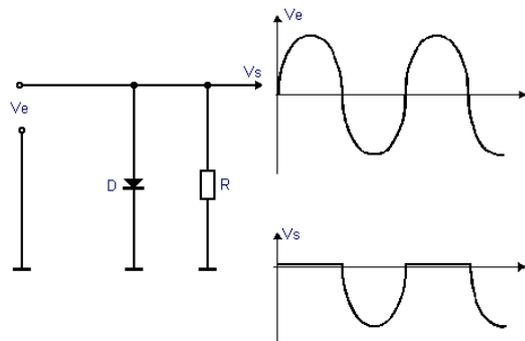


Figure 3.45 : Ecrêteur positif (montage modifié).

Enfin, le montage de la figure 3.46 permet d'écrêter une partie seulement de l'alternance positive.

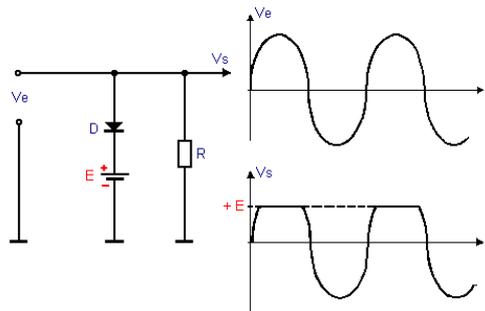


Figure 3.46 : Ectrêteur positif à diode polarisée positivement

Pour cela, la cathode de la diode **D** est polarisée positivement par une source de tension continue **+ E**.

### 3-Ecrêteur mixte

Ce montage, représenté en figure 3.46 est le plus intéressant. Il est constitué d'un écrêteur positif, polarisé positivement et d'un écrêteur négatif, polarisé négativement, chacune des diodes conduisant alternativement, l'une pendant une fraction de l'alternance négative, l'autre pendant une fraction de l'alternance positive.

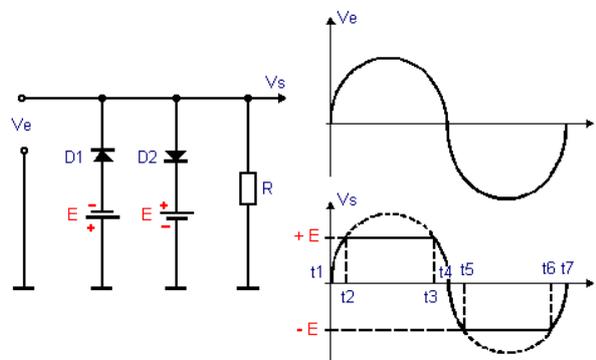


Figure 3.46 : Ecrêteur mixte.

- De **t1** à **t3**, les deux diodes sont bloquées et la tension d'entrée est retransmise intégralement à la sortie.
- De **t2** à **t3**, La diode **D2** est conductrice, le potentiel **+ E** apparaît aux bornes de la résistance **R**.
- De **t3** à **t5**, les deux diodes sont à nouveau bloquées et la tension **Vs** prend la forme de sinusoïde d'entrée.
- De **t5** à **t6**, la diode **D1** est conductrice et le potentiel **- E** apparaît en sortie.
- De **t6** à **t7**, les deux diodes sont bloquées et la tension de sortie passe à la valeur **0**, suivant une portion de sinusoïde. On obtient en sortie une tension sensiblement rectangulaire.

# **Chapitre 4**

## **Transistor bipolaire**

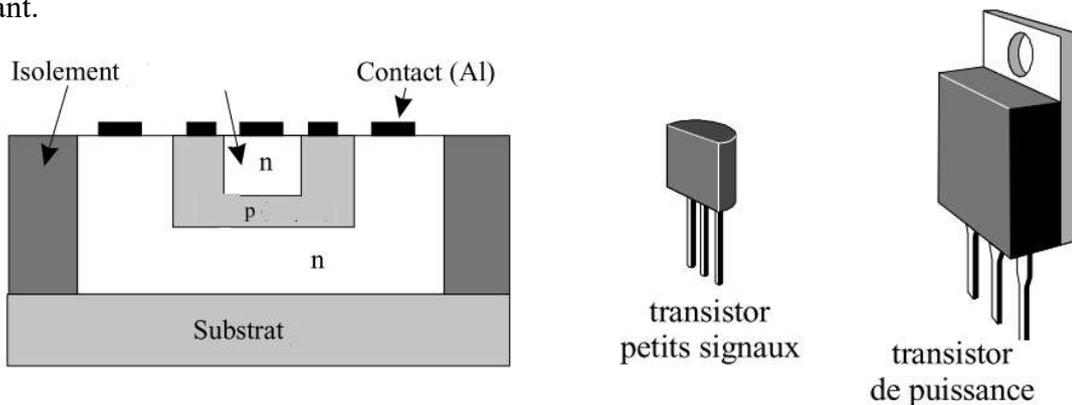
## Chapitre 4 Transistor bipolaire

### 4.1. Définition d'un transistor bipolaire

Le transistor a été élaboré pour la première fois en 1948. Il est composé de deux jonctions, placées en série, très proches l'une de l'autre et de polarité opposée.

Le transistor bipolaire est construit alors en juxtaposant trois couches de semiconducteur dopés N, P puis N pour le transistor NPN ou dopés P, N puis P pour le transistor PNP.

Un faible courant de base,  $I_B$ , permet de commander un courant de collecteur,  $I_C$ , bien plus important.



Les trois zones sont soudées à trois électrodes appelées émetteur, base et collecteur. Le collecteur, reliée habituellement au boîtier du transistor, est la plus grande des zones. La base est la couche médiane (couche centrale) est une zone très fine séparant le collecteur de l'émetteur. Les trois zones ont deux surfaces de séparations appelées jonctions : jonction collecteur-base et jonction base-émetteur. D'où l'appellation fréquente de transistor à jonction et ces jonction (ou diodes) se partagent la région centrale la base.

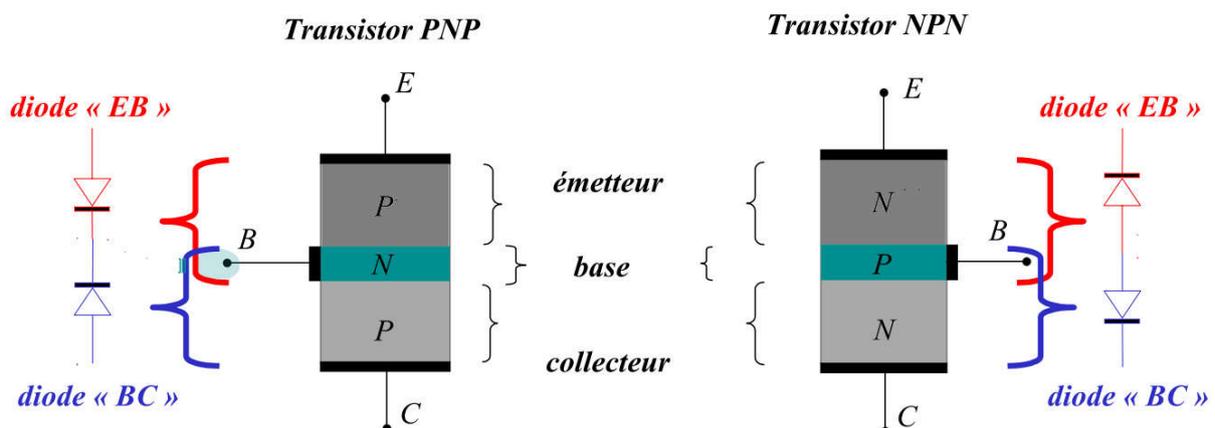


Figure 4.1 : Structure transistor NPN et PNP

## 4.2 Symbole

Schématiquement, on représente les transistors comme indiqués sur la figure 4.2 et on associe à chacun six grandeurs électriques : trois courants et trois tensions.

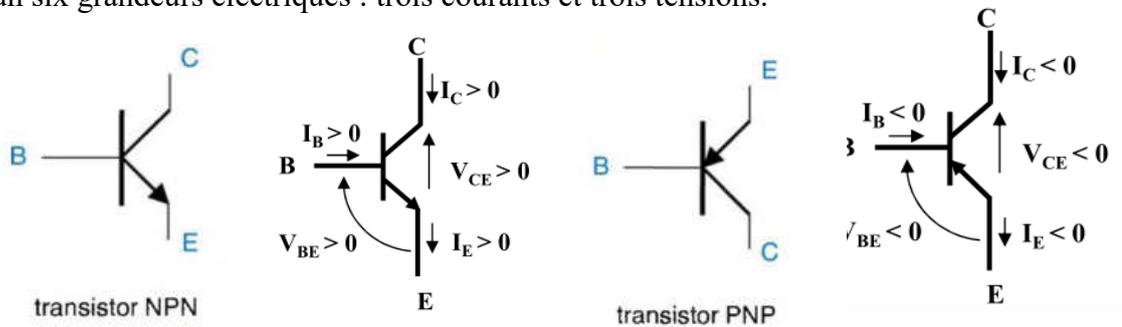


Figure 4.2 : Symbole de transistor

Le transistor de type PNP a un fonctionnement identique mais les courants et les tensions fléchés comme précédemment sont tous négatifs (les courants réels vont en sens inverse de celui qu'indiquent les flèches).

### La flèche indique :

- L émetteur
- Le type de transistor
- Le sens de courant de l'émetteur et les autres sens des courants du collecteur et de la base.

On a bien évidemment  $I_E = I_B + I_C$  et  $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$

### 4.3 Relations fondamentales en courant

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = \beta I_B$$

Avec  $\beta$  est le gain en courant, il est très grand

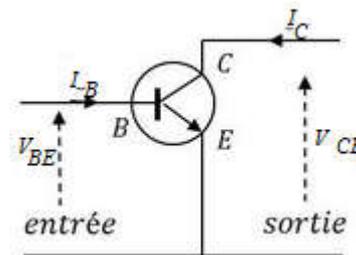
$$I_C = \alpha I_E$$

Avec  $\alpha$  est un coefficient presque égale à l'unité on aura donc  $I_C \approx I_E$

#### 4.4 Réseau Caractéristiques statiques du transistor

Quatre grandeurs caractérisent le *comportement externe* du transistor :

- le circuit d'entrée  $I_B$  en fonction  $V_{BE}$
- le circuit de sortie  $I_C$  en fonction  $V_{CE}$



Fondamentalement, il est important de retenir les propriétés suivantes :

- la courbe  $I_B = f(V_{BE})$  correspond au fonctionnement de la jonction base - émetteur. Il s'agit donc de la caractéristique d'une diode.
- le courant de collecteur  $I_C$  et le courant de base  $I_B$  sont liés par la relation fondamentale  $I_C = \beta I_B$ . Le gain  $\beta$  est une caractéristique intrinsèque du transistor. Il s'agit de son gain en courant. Il est, en général, de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines, selon les types de transistor ;
- la fonction  $I_C = f(V_{CE})$  dépend de la valeur de  $I_B$ , ce qui nous donne, finalement, un réseau de caractéristiques.

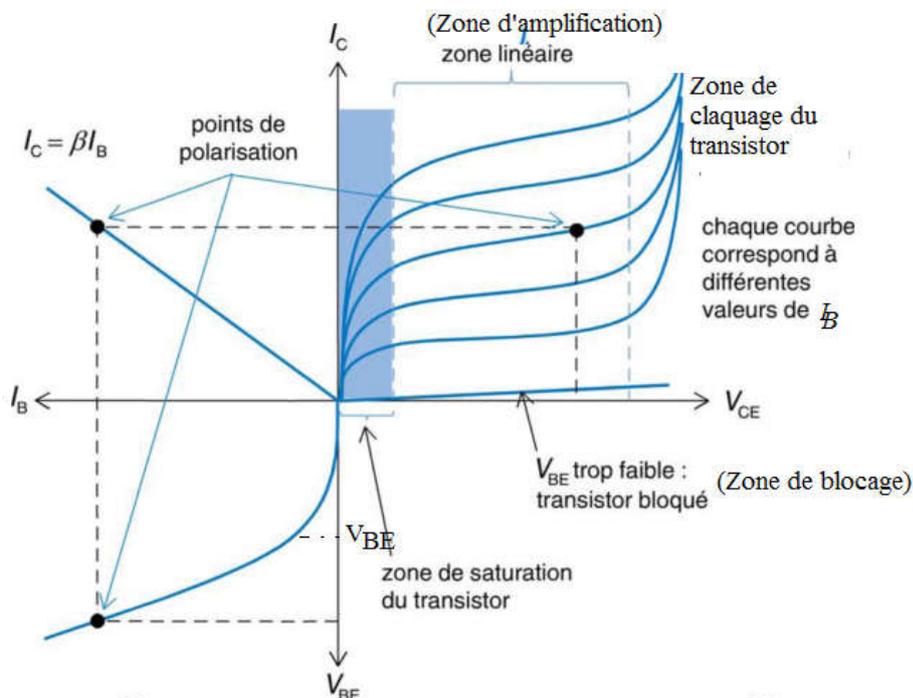


Figure 4.3 : Réseau caractéristiques du transistor.

Une fois placé dans un montage, le transistor présente des différences de potentiels et des courants donnés. En règle générale, on commence par polariser le transistor, c'est-à-dire par

définir les valeurs continues des tensions de base, d'émetteur et de collecteur. Cela permet de définir un point particulier, dit de **polarisation**, sur le schéma de la figure 4.3. Cette opération est réalisée en choisissant judicieusement les composants environnant le transistor (généralement des résistances). Il est ainsi possible de placer le point de fonctionnement où l'on souhaite sur le réseau de caractéristiques de la figure 4.3.

#### 4.5 Montages universels du transistor

Dans le but de faciliter l'étude du transistor dans les circuits électroniques, ce dernier est transformé en quadripôle par la mise en commun d'une des trois connections, nous obtenons donc trois montages fondamentaux :

- Montage Emetteur Commun (EC) : c'est le montage le plus utilisé en amplification
- Montage Base Commun (BC) : utilisé en haute fréquence
- Montage collecteur Commun (CC) : utilisé en adaptation d'impédance.

##### 4.5.1 Montage Emetteur Commun (EC)

Le montage est présenté sur la figure 4.4.

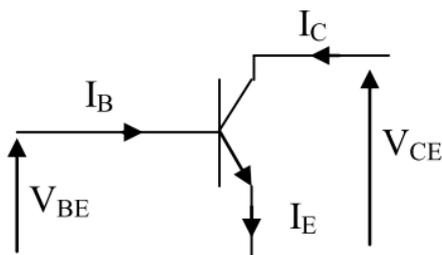


Figure 4.4 : Montage Emetteur Commun (EC).

##### 4.5.2 Montage Base Commune (BC)

Le montage est présenté sur la figure 4.5

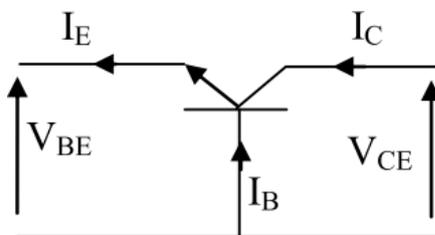


Figure 4.5 : Montage base Commune (BC).

### 4.5.3 Montage Collecteur Commun (CC)

Le montage est présenté sur la figure 4.6.

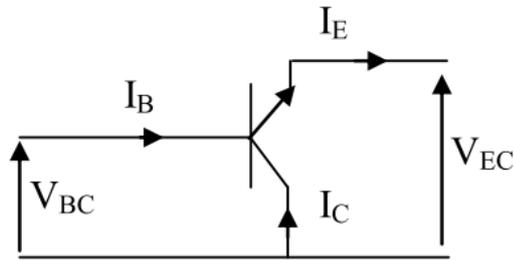


Figure 4.6 : Montage collecteur Commun (CC).

## 4.6 Polarisation du transistor

Il existe différents types de circuits de polarisation du transistor tout en le connectant à des sources continues de façon à ce que l'effet transistor soit toujours obtenu. Des résistances seront associées aux circuits de polarisation pour limiter les courants au niveau de chaque borne de transistor et aussi elles permettent de bien choisir le point de fonctionnement du transistor.

### 4.6.1 Polarisation par résistance de base :

a) Sans résistance d'émetteur RE :

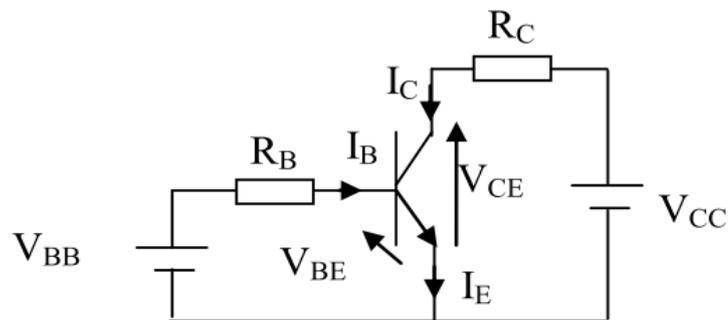


Figure 4.7 : Polarisation d'un transistor.

Le point de polarisation d'attaque et de charge permet de connaître l'état de fonctionnement du transistor. Les coordonnées de ces points sont déterminées par les variables :  $I_B$ ,  $V_{BE}$ ,  $I_C$  et  $V_{CE}$  :

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \quad (4.1)$$

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} \quad (4.2)$$

$$\text{L'équation (4.1) nous donne : } I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / R_B \quad (4.3)$$

$$L'équation (4.2) \text{ nous donne : } I_C = (V_{CC} - V_{CE})/R_C \quad (4.4)$$

Avec  $I_B = ( ) = V_{BB} - V_{BE}/R_B$  est appelée : **Droite d'attaque statique.**

$I_C = f ( ) = V_{CC} - V_{CE}/R_C$  est appelée : **Droite de charge statique.**

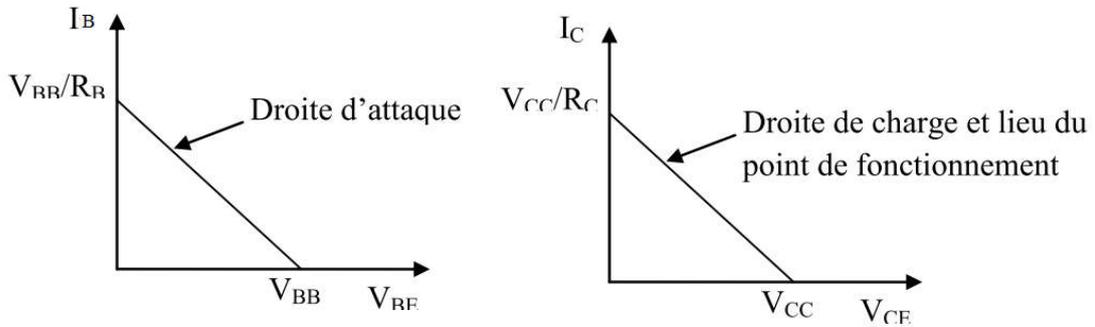


Figure 4.8 : La droite d'attaque et la droite de charge statique.

### b) Polarisation par résistance de base avec RE :

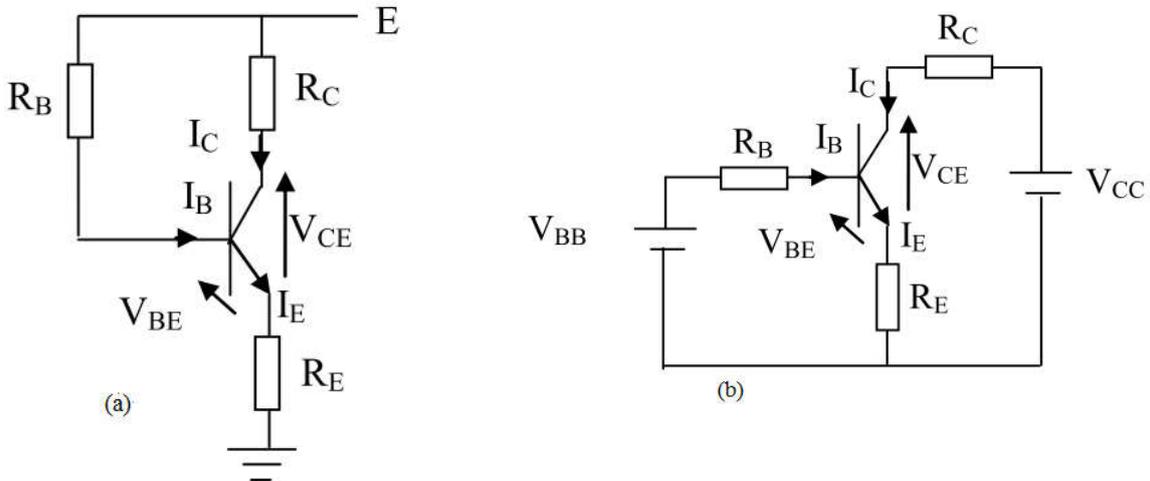


Figure 4.9 (a) : Polarisation par résistance de base avec RE, (b) lorsque  $V_{BB}=V_{CC}=E$

Le principe de calcul du point de fonctionnement se fait de la même façon du cas précédent où on doit tout d'abord trouver les expressions des équations de la droite d'attaque et de la droite de charge.

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E \quad (4.5) \quad \text{avec } I_E = I_C = I_B$$

$$I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + \beta R_E) \quad (4.6)$$

$$V_C = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E = R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_C$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_C$$

#### 4.6.2 Polarisation par pont diviseur :

En appliquant le théorème de Thévenin pour le circuit vu par la base du transistor, on obtiendra le schéma équivalent donné par la figure 4.10 :

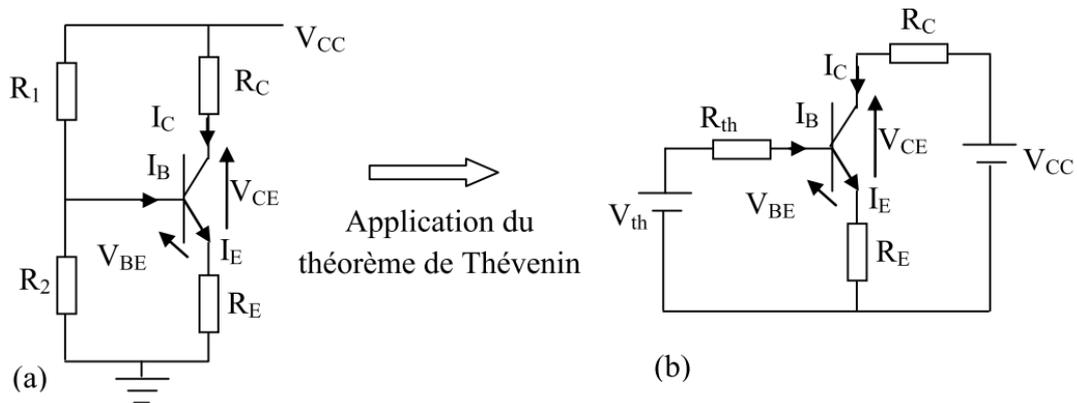


Figure 4.10 (a) Polarisation par pont de base, (b) circuit équivalent par Thévenin.

$$I_B = f(V_{BE}) = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th} + \beta R_E} \quad \text{La droite d'attaque}$$

$$I_C = f(V_{CE}) = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \quad \text{La droite de charge statique}$$

#### 4.7 Transistor en régime dynamique :

L'étude d'un circuit amplificateur se subdivise en deux : étude statique déjà fait et étude dynamique. :

Etude statique = polarisation du transistor, droite de charge statique et calcul du point de fonctionnement.

Etude dynamique = Calcul du gain en tension, gain en courant, impédance d'entrée, impédance de sortie.

##### 4.7.1 Schéma équivalent d'un transistor en alternatif :

Prenons comme exemple le montage émetteur commun tel qu'il est présenté sur la figure 4.4

Les grandeurs électriques (tension et courant) qui existent aux différentes bornes du transistor sont constituées de deux composantes : Une composante continue due au circuit de polarisation et une composante alternative due au signal utile.

Les différentes grandeurs électriques sont données par les expressions suivantes :

$$V_{BE} = V_{be} + V_{BE} \quad \text{Tension entre base et émetteur}$$

$$i_B = i_b + I_B \quad \text{Courant de base}$$

$$V_{CE} = V_{ce} + V_{CE} \quad \text{Tension entre collecteur et émetteur}$$

$$i_C = i_c + I_C \quad \text{Courant de collecteur}$$

Avec  $V_{BE}$ ,  $I_B$ ,  $V_{CE}$  et  $I_C$  : Composantes continues, et  $V_{be}$ ,  $i_b$ ,  $V_{ce}$  et  $i_c$  : Composantes alternatives.

Par conséquent, l'association des deux circuits (entrée et sortie) nous donne le schéma global suivant :

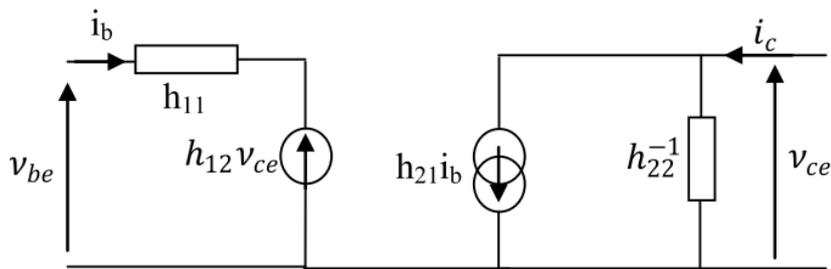


Figure 4.11 : Schéma équivalent global du transistor bipolaire.

Avec

$$v_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce}$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce}$$

Avec

$$h_{11} = \frac{\partial f}{\partial i_B} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \Big|_{v_{ce}=cte} \quad cte \quad \text{et} \quad h_{12} = \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} = \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \Big|_{i_B=cte}$$

$$h_{21} = \frac{\partial g}{\partial i_B} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \Big|_{v_{ce}=cte} \quad cte \quad \text{et} \quad h_{22} = \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \Big|_{i_B=cte}$$

Le circuit précédent peut être simplifié en négligeant  $h_{12}$  (valeur très petite), on obtient :

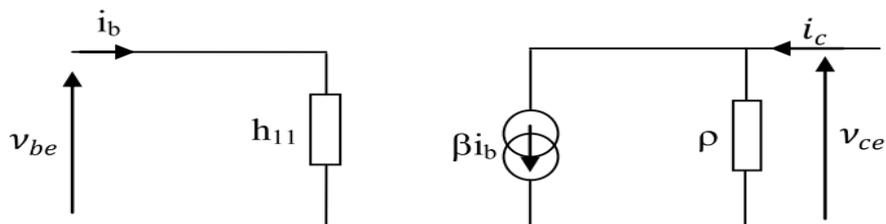


Figure 4.12 : Schéma équivalent simplifié du transistor bipolaire.

#### 4.8 Amplification à plusieurs étages :

Si l'amplificateur à un seul transistor ou à seul étage ne suffit pas ou son impédance d'entrée ou de sortie n'est pas compatible avec les autres éléments où il est intégré, la solution est d'associer plusieurs étages en cascade telle que l'amplification totale est égale au produit des amplifications des étages constituants. Pour deux étages par exemple :

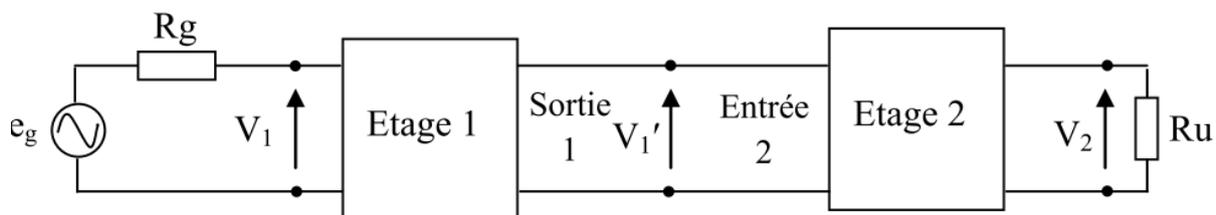


Figure 4.13 : Amplification à deux étages. La sortie 1= L'entrée 2.

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_2}{V_1'} \cdot \frac{V_1'}{V_1} = A_{V2} \cdot A_{V1}$$

L'impédance d'entrée de l'ensemble est celle du premier étage et l'impédance de sortie est celle du dernier.

Il existe différentes manières de liaisons des étages entre eux dans l'amplificateur : liaison par condensateur de couplage, liaison par transformateur ou liaison directe comme le montage Darlington.

#### Montage Darlington :

C'est la connexion de deux transistors (collecteur commun), il permet d'obtenir une impédance d'entrée élevée :

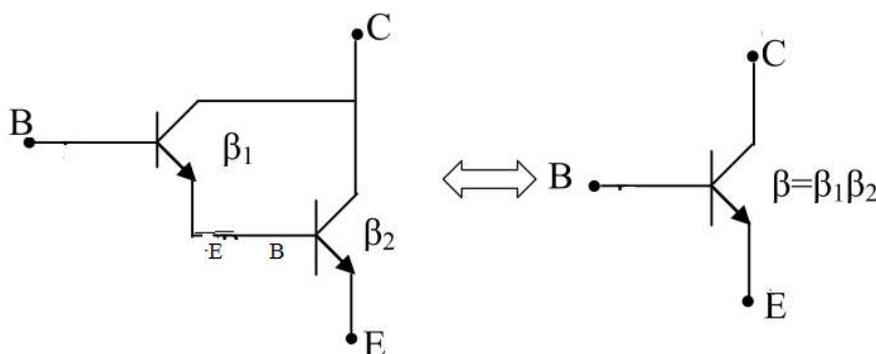


Figure 4.14 : Montage Darlington.

Les deux transistors seront traités comme un seul transistor ayant un gain très élevé. Ils sont montés dans un même boîtier d'où sortent trois broches : E, B et C.

# **Chapitre 5**

## **Amplificateurs opérationnels**

## Chapitre 5 : Amplificateurs opérationnels

### 5-1. Introduction

Un amplificateur opérationnel (aussi dénommé **ampli op**, **AO**, **AOP**, **ALI** ou **AIL**) est un amplificateur différentiel : c'est un amplificateur électronique qui amplifie une différence de potentiel électrique présente à ses entrées. Il a été initialement conçu pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques : il permettait de modéliser les opérations mathématiques de base (addition, soustraction, intégration, dérivation...). Par la suite, l'amplificateur opérationnel est utilisé dans bien d'autres applications comme la commande de moteurs, la régulation de tension, les sources de courants, les oscillateurs, ...



Physiquement, un amplificateur opérationnel est constitué de transistors, on le trouve communément sous la forme de circuit intégré.

Le gain en tension très important d'un amplificateur opérationnel fait de lui un composant utilisé dans une grande variété d'applications. Certains amplificateurs opérationnels, de par leurs caractéristiques (temps de montée, faible distorsion harmonique, etc...), sont spécialisés dans l'amplification de certains types de signaux comme les signaux audio ou vidéo.

#### 5-1-2 Historique

On doit le terme d'**amplificateur opérationnel** (*Operational Amplifier* en anglais) à **John R. Ragazzini** en 1947. Les amplificateurs opérationnels ont été initialement développés à l'ère des tubes électroniques, ils étaient alors utilisés dans les calculateurs analogiques. Actuellement, les amplificateurs opérationnels sont généralement disponibles sous forme de circuits intégrés.

#### 5-1-3 Généralités

Les paramètres des amplificateurs opérationnels varient généralement dans de faibles proportions précisées par le constructeur, et sont disponibles sous des formats, brochages, et niveaux de tensions d'alimentation standardisés. Avec quelques composants externes, ils peuvent réaliser une grande variété de fonctionnalités utiles en traitement du signal.

Les principaux fabricants d'amplificateurs opérationnels sont : **Analog Devices**, **Linear Technology**, **Maxim**, **National Semiconductor**, **STMicroelectronics** et **Texas Instruments**.

#### 5-1-4 Brochage

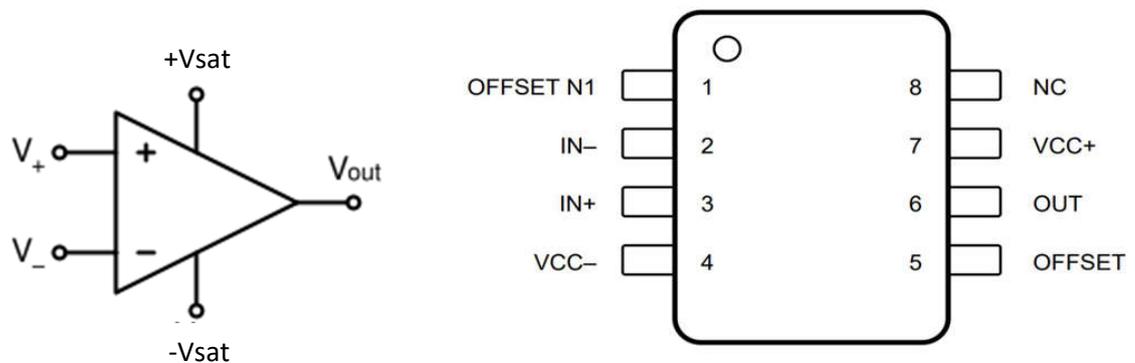
Un AOP dispose au minimum de deux entrées, de deux broches d'alimentation et d'une sortie. L'entrée notée  $V^+$  est dite non-inverseuse tandis que l'entrée  $V^-$  est dite inverseuse en raison de leur rôle dans les relations entrée/sortie de l'amplificateur. La différence de potentiel entre ces deux entrées est appelée **tension différentielle d'entrée**.

La broche d'alimentation positive repérée  $+V_{\text{sat}}$  est parfois aussi appelée  $V_{\text{DD}}$ ,  $V_{\text{CC}}$ , ou  $V_{\text{CC}}$ . La broche d'alimentation négative repérée  $-V_{\text{ssat}}$  est parfois aussi appelée  $V_{\text{SS}}$ ,  $V_{\text{EE}}$ , ou  $V_{\text{CC}}$ . Les appellations  $V_{\text{CC}}$  et  $V_{\text{EE}}$  sont généralement réservées aux AOP bipolaire tandis que les appellations  $V_{\text{DD}}$  et  $V_{\text{SS}}$  sont généralement réservées aux AOP à effet de champ.

Le **C** de  $V_{\text{CC}}$  signifie que l'alimentation est reliée au collecteur d'un transistor bipolaire tandis que le **E** de  $V_{\text{EE}}$  signifie que l'alimentation est reliée à l'émetteur d'un transistor bipolaire. Le **D** de  $V_{\text{DD}}$  fait référence au drain d'un transistor à effet de champ tandis que le **S** de  $V_{\text{SS}}$  fait référence à la source de ce même transistor.

Suivant les applications, l'AOP peut aussi être doté de deux broches pour la *compensation d'offset* ainsi que d'une broche pour le réglage de la *compensation fréquentielle*.

### Symbole et brochage



Brochage de LM741

## 5-2. Etude de l'amplificateur parfait et réel

### 5-2-1. Amplificateur opérationnel parfait

L'amplificateur opérationnel parfait possède un gain différentiel, une impédance d'entrée, ainsi qu'une vitesse de balayage infinie et un gain de mode commun ainsi qu'une résistance de sortie nulle. De plus, il ne possède pas de tension d'offset ni de courant de polarisation. Ces caractéristiques traduisent le fait que l'amplificateur opérationnel parfait ne perturbe pas le signal qu'il va amplifier et que sa tension de sortie dépend uniquement de la différence de tension entre ses deux entrées.



La présence d'un gain différentiel infini implique que la moindre différence de potentiel entre les deux entrées de l'amplificateur l'amènera à saturer. Si l'on ne désire pas que la tension de sortie de l'amplificateur soit uniquement limitée à  $\pm V_{\text{sat}}$  suivant le signe de la différence de potentiel entre les deux entrées de l'amplificateur, l'utilisation d'une contre-réaction négative est obligatoire.

La contre-réaction sur l'entrée inverseuse (ou contre-réaction négative) d'un AOP permet de soustraire une partie du signal de sortie au signal d'entrée de l'amplificateur. On parle alors de mode linéaire car on peut faire varier la tension de sortie entre  $\pm V_{sat}$  suivant la tension appliquée en entrée de l'amplificateur. L'absence de contre-réaction ou une contre-réaction sur l'entrée non-inverseuse de l'AOP amènera l'amplificateur en saturation positive ou négative suivant le signal appliqué en entrée. On parle alors de mode comparateur (ou saturé).

### 5-2-2 Amplificateur opérationnel réel

Bien que le modèle parfait de l'AOP permette de calculer la fonction de transfert et de comprendre la plupart des montages à base d'AOP, les AOP réels possèdent un certain nombre de limitations par rapport à ce modèle.

L'AOP présente les défauts suivants : présence d'un offset en entrée, influence de la tension de mode commun sur la tension de sortie, impédance non nulle en sortie, impédance non infinie en entrée et variation en fréquence du gain. De plus, la tension de sortie peut être influencée par des variations de tensions d'alimentation et possède une **vitesse de balayage** finie.

#### 5-2-2-1 Caractéristiques

Propriété	Ordre de grandeur	Bipolaire (LM741)	BiFET (TL081)	Bimos (CA3140)	Cmos (LMC6035)
Gain $A_d$	$>10^4$	$2 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$	$10^5$	$10^6$
Impédance d'entrée ( <i>en ohms</i> )	$>10 \text{Mohm}$	$2 \cdot 10^6$	$10^{12}$	$1.5 \cdot 10^{12}$	$>10^{13}$
Impédance de sortie $R_s$ ( <i>en ohms</i> )	$<200 \text{ohm}$	75	100	60	
fréquence de coupure $f_l$	10Hz			$\sim 20 \text{Hz}$	
Courants de fuite $I_+, I_-$	$<500 \text{nA}$	80nA	30pA	10pA	0.02pA
Tension d'offset $V_{off}$ ( <i>en mV</i> )	$<10 \text{mV}$	1mV	3mV	8mV	0.5mV
TRMC $A_d/A_{mc}$ ( <i>en dB</i> )	$>70 \text{dB}$	90	86	90	96
Tension de bruit			18	40	27

#### 5-2-2-2 Classification

Ces amplificateurs ont une foule d'applications. Applications qui dépendent essentiellement de leurs caractéristiques les plus remarquables, citons pour exemple :

- Amplificateur différentiel (R des entrées et rapport S/B).
- Amplificateur très grand gain (R de l'ampli de sortie et rapport S/B).

- Amplificateur suiveur (bande passante et rapport S/B).
- Amplificateur d'erreur (R des entrées et bande passante).
- Comparateur de tension (mode logique uniquement).
- Oscillateur (mode logique généralement).
- Filtre actif analogique.
- Amplificateur inverseur de tension.
- Amplificateur à résistance négative.

### 5-2-3 Utilisations

L'utilisation se fait soit en **mode non linéaire** ou en **mode linéaire**. Le choix du mode s'effectue par la différence des contre réactions des entrées  $V^+$  et  $V^-$  sur la sortie  $V_s$ .

#### 5-2-3-1 Mode linéaire (Amplificateur)

La remarque particulière pour ce mode c'est que les potentiels  $V^+$  et  $V^-$  sont égaux.

Une fois cette donnée prise en compte pour les calculs de gain, la théorie la plus appropriée est l'utilisation de **la relation de Millman**.

Supposons que l'on veuille rendre audible un signal de 500 millivolts sur un haut-parleur de 10 watts 4 ohms (impédance ou résistance). Il suffit d'appliquer le signal à un amplificateur opérationnel dont le montage spécifie un facteur d'amplification de 10, pour que la tension de sortie qui pilote le haut-parleur vaille 10 fois la tension d'entrée. On aura donc en sortie un signal de 5 volts sous 4 ohms, en respectant la condition de rester dans le domaine de puissance de sortie de l'amplificateur (ici pratiquement 7W).

#### 5-2-3-2 Mode comparateur (ou saturé)

Un AOP possède deux entrées repérées  $V^+$  et  $V^-$ . Dans son mode opérateur logique, on utilise sa propriété de très grand gain ( $A_v$ ) pour comparer deux signaux. Le facteur d'amplification n'est donc plus externe mais interne et l'on obtient :

$$\text{Tension de sortie} = A_v * [(tension\ entrée\ +) - (tension\ entrée\ -)]$$

Il ne fonctionne plus en « amplification » traditionnelle, mais en **tout ou rien** logique ou comparateur de tension (car le coefficient d'amplification interne  $A_v$  est très grand ; assimilé à la valeur infinie pour un AO idéal), c'est-à-dire qu'en sortie il n'y a que 2 états stables possibles:

- Si l'entrée  $V^+$  est supérieure (en tension) à l'entrée  $V^-$  : la sortie = **+V<sub>sat</sub>**.
- Si l'entrée  $V^+$  est inférieure (en tension) à l'entrée  $V^-$  : la sortie = **-V<sub>sat</sub>**.

Il s'agit en fait d'un fonctionnement « en boucle ouverte » ou sans contre réaction, c'est-à-dire sans contrôle du gain de l'amplificateur.

En théorie, lorsque les potentiels électriques des deux entrées sont strictement égaux, la tension de sortie devrait être nulle. En pratique, cet état n'est jamais atteint car il est extrêmement

instable : le moindre déséquilibre interne à l'amplificateur ou la moindre variation de température suffit à provoquer le basculement de la sortie de l'amplificateur vers l'état saturé positif ou négatif.

### 5-3 Applications linéaires

#### 5-3-1 Amplificateur suiveur de tension

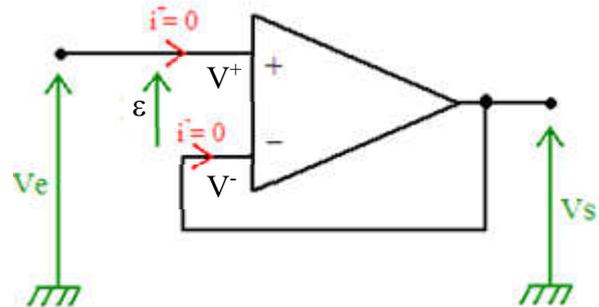
a) schéma

b) formule

$$V_s = V_e$$

c) Remarques

La résistance en entrée du montage est **infinie**. Le suiveur de tension permet de prélever une tension sans la perturber, car il possède un **courant d'entrée nul**. On le rencontre donc régulièrement lors de la présence de sonde.



#### 5-3-2) Amplificateur de tension non-inverseur

a) schéma

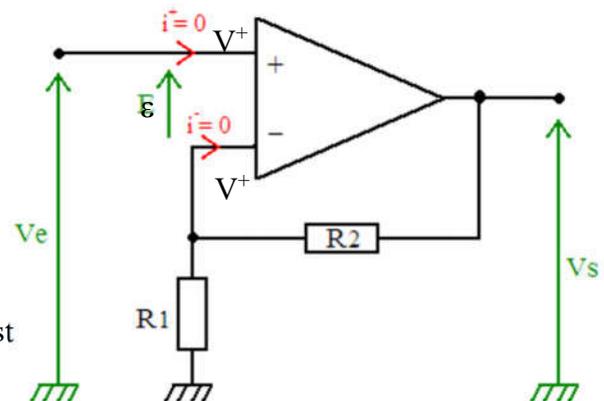
b) formule

$$V_s = V_e * (1 + R_2/R_1)$$

c) Remarques

L'amplitude de  $V_s$  est supérieur à celle de  $V_e$  (c'est pour cela qu'il est "non-inverseur")

La résistance en entrée du montage est **infinie**. Donc le courant d'entrée est nul.



#### 5-3-3) Amplificateur de tension inverseur

a) schéma

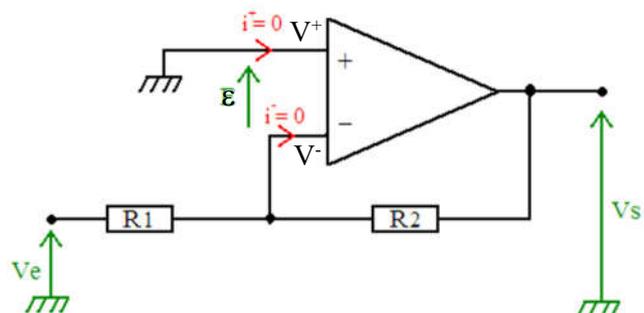
b) formule

$$V_s = V_e * -R_2/R_1$$

c) Remarques

$V_s$  peut être soit :

-**amplifiée** : lorsque  $R_1 > R_2$



-atténuée : lorsque  $R_1 < R_2$

La résistance d'entré du montage est  $R_1$ , donc cette résistance ne peut pas être très élevée par rapport aux autres montages vu précédemment.

### 5-3-4 Amplificateur différentiel

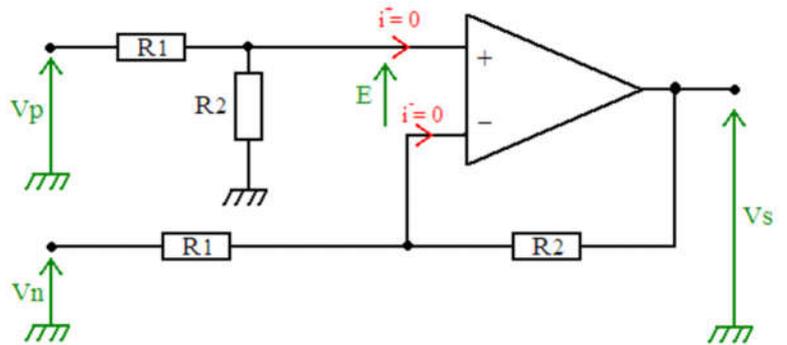
a) schéma

b) formule

$$V_s = (V_p - V_n) * (R_2/R_1)$$

c) Remarques

Le montage ne réalise sa fonction seulement si les résistances indiquées sur le schéma sont respectée. La résistance de chacune des deux entrées est au moins  $R_1$  (mais elle n'est pas constante).



### 5-3-5 Amplificateur sommateur

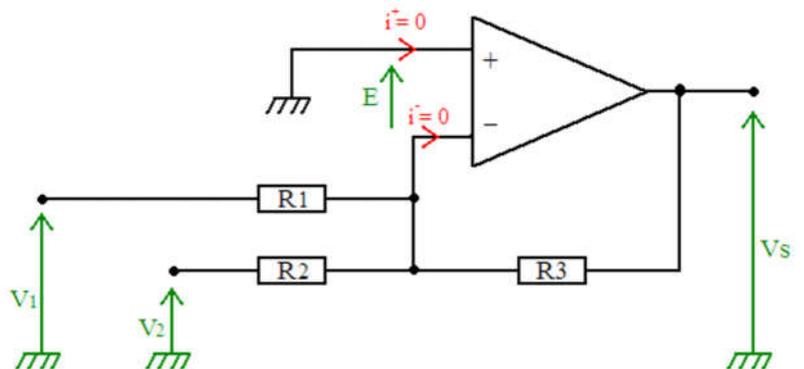
a) schéma

b) formule

$$V_s = V_1 * -(R_3/R_1) - V_2 * (R_3/R_2)$$

c) Remarques

Si  $R_1=R_2=R_3$  Alors  $V_s = -(V_1+V_2)$



### 5-3-6 Additionneur non-inverseur (extensible à n entrées)

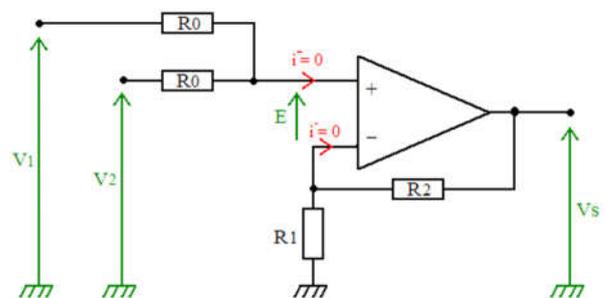
a) schéma

b) formule

$$V_s = ((R_2 + R_1) / (n * R_1)) * (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

OU

$$V_s = ((R_2 + R_1) / (n * R_1)) * \sum V_i$$



**c) Remarques**

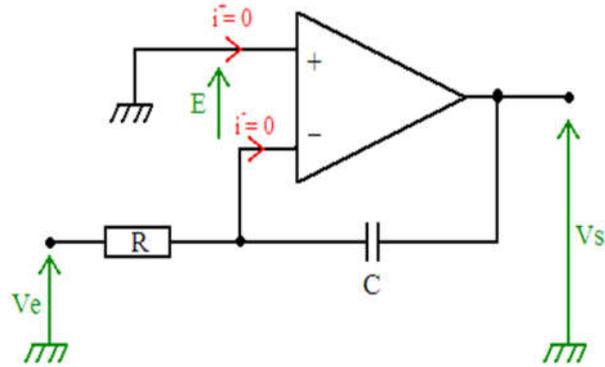
A partir de ce schéma on peut rajouter autant de tension d'entrées que nécessaire (à condition de rajouter autant de résistance  $R_0$ ). La résistance de chaque entrée vaut au moins  $R_1$ .

**5-3-7 Intégrateur inverseur**

**a) schéma**

**b) formule**

$$V_s = - 1 / (R \cdot C) \int V_e dt$$



**c) Remarques**

Une résistance (de valeur élevée) peut être placée en parallèle sur C pour stabiliser le point de repos en continu de l'ALI (évite ainsi que  $V_s$  sature lorsque  $V_e = I_e = 0$ ).

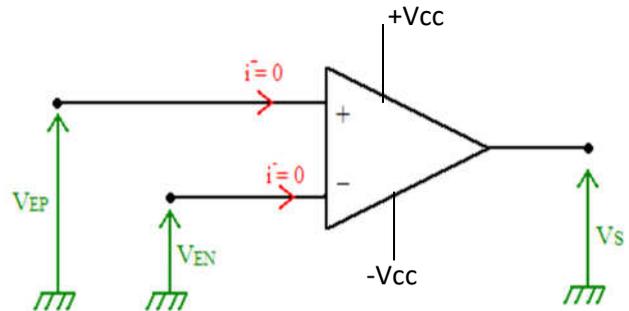
**5-4 Applications non-linéaires**

**5-4-1 Comparateur de tensions**

**a) schéma**

**b) formule**

$$V_s = \begin{cases} +V_{sat} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{sat} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$



Puis on remplace  $+V_{sat}$  par  $+V_{cc}$   
 $-V_{sat}$  par  $-V_{cc}$  ou par  $0V$  s'il est relié à la masse.

**c) Remarques**

En général, il possède une sortie à collecteur ouvert, qui lui permet de résoudre le problème d'adaptation au niveau logique située après le montage.

### 5-4-2 Comparateur à hystérésis non-inverseur

a) schéma

b) formule

$$V_{EP} > V_{EN} \Rightarrow V_s = V_{SATP}$$

$$V_{EP} < V_{EN} \Rightarrow V_s = V_{SATN}$$

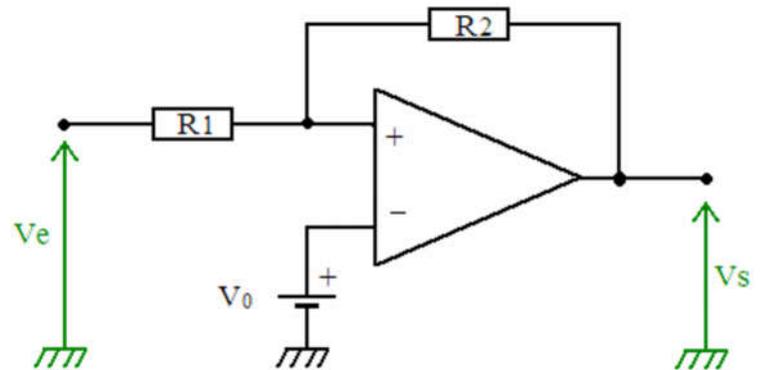


Schéma de la sortie par rapport à l'entrée

$$V_N = -(R1/R2) * V_{SATP} + ((R1+R2)/R2) * V_0$$

$$V_P = -(R1/R2) * V_{SATN} + ((R1+R2)/R2) * V_0$$

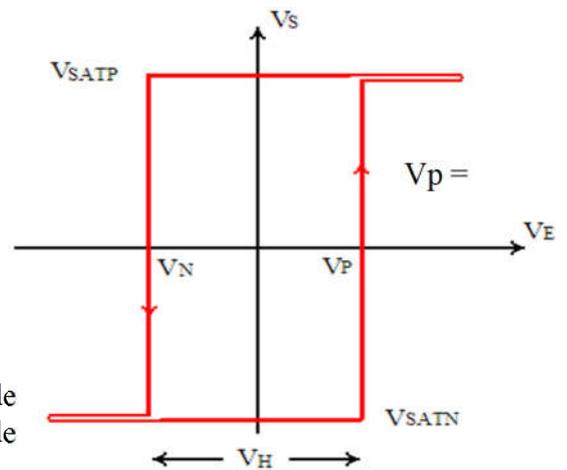
c) Remarques

Ce montage est aussi appelé : "Trigger de Schmitt".

C'est un comparateur de tension qui a deux seuils de basculement différents.  $V_H$  correspond à la valeur de l'hystérésis.

Sa valeur correspond à :

$$V_H = V_P - V_N = (R1/R2) \times (V_{SATP} - V_{SATN})$$



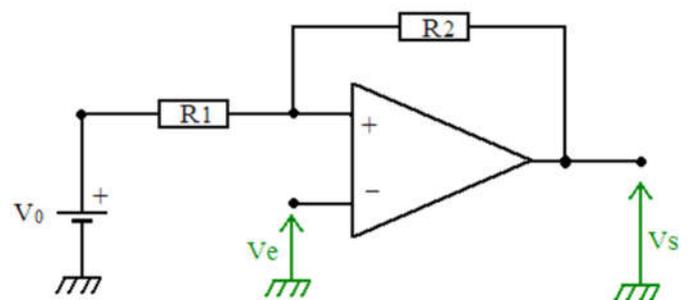
### 6-4-3) Comparateur à hystérésis inverseur

a) schéma

b) formule

$$V_{EP} > V_{EN} \Rightarrow V_s = V_{SATN}$$

$$V_{EP} < V_{EN} \Rightarrow V_s = V_{SATP}$$



## Schéma de la sortie par rapport à l'entrée

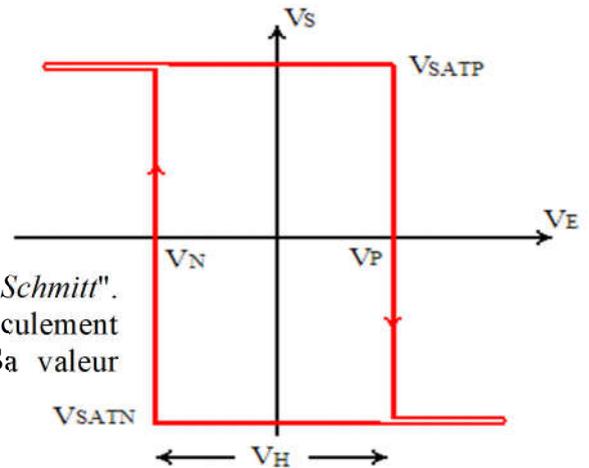
$$V_p = (R_1/(R_1+R_2)) * V_{SATP} + (R_2/(R_1+R_2)) * V_0$$

$$V_n = (R_1/(R_1+R_2)) * V_{SATN} + (R_2/(R_1+R_2)) * V_0$$

### c) Remarques

Ce montage est aussi appelé : "*Trigger de Schmitt*".  
Ces un comparateur de tension qui à deux seuil de basculement différent.  $V_H$  correspond à la valeur de l'hystérésis. Sa valeur correspond à :

$$V_H = V_p - V_n = (R_1/(R_1+R_2)) \times (V_{SATP} - V_{SATN})$$



## Références

- [1] Tahar Neffati, Introduction à l'électronique analogique, Dunod, Paris2008.
- [2] Tahar Neffati, Electronique de A à Z, Dunod, 2004.
- [3] G. Chagnon, Cours de Génie Electrique, Université Paris VI. Jussieu, 2003/2004.
- [4] Francis Milsant, Cours d'électronique tome1, Edition Eyrolles, 1992.
- [5] Brahim Harabia, Electronique générale, Office des Publications Universitaires, 2ème Edition, 2008.

- [6] Albert Paul Malvino, Principes d'électronique, 6ème Edition, Dunod, 2002.
- [7] A. Benayad et D. Guendouz, Electronique générale, Office des Publications Universitaires, 3ème Edition, 2011.
- [8]. Thomas L. Floyd. Fondements d'électronique : Circuits, composants et applications
- [9]. Francis Milsant problèmes d'électronique, édition Eyrolles
- [10]. Edwin Carl Lowenberg Circuits électroniques cours et problèmes, série Schaum, édition MacGraw-Hill
- [11]. Donald A. Neamen; Microelectronics circuit analysis and design; édition MacGraw-Hill

Références bibliographiques:

1. A. Malvino, Principe d'Electronique, 6ème Edition Dunod, 2002.
2. T. Floyd, Electronique Composants et Systèmes d'Application, 5ème Edition, Dunod, 2000.
3. F. Milsant, Cours d'électronique (et problèmes), Tomes 1 à 5, Eyrolles.
4. M. Kaufman, Electronique : Les composants, Tome 1, McGraw-Hill, 1982.
5. P. Horowitz, Traité de l'électronique Analogique et Numérique, Tomes 1 et 2, Publitrone-Elektor, 1996.
6. M. Ouhrrouche, Circuits électriques, Presses internationale Polytechnique, 2009.
7. Neffati, Electricité générale, Dunod, 2004
8. D. Dixneuf, Principes des circuits électriques, Dunod, 2007
9. Y. Hamada, Circuits électroniques, OPU, 1993.
10. I. Jelinski, Toute l'Electronique en Exercices, Vuibert, 2000.