



# Circuits Electriques Analogiques

## Cours/TD / TP

Elaboré par:

M<sup>me</sup> Meriem BOUMEHED

l'ESGEE-Oran

M<sup>me</sup> Yasmine ZINE

l'ESGEE-Oran

M<sup>r</sup>Belal ALSHAQAQI

l'USTO

## **Avant-Propos**

Ce polycopié a pour but de présenter des connaissances de base en électronique analogique. Il a été conçu à l'usage des étudiants de 3<sup>ème</sup> année de l'Ecole Supérieure en Génie Electriques et Energétique d'Oran. Chaque chapitre comporte un cours suivi d'exercices résolus, et présentant des travaux pratiques pour étudier pratiquement quelques circuits électroniques.

Nous souhaitons que ce travail permettra aux étudiants d'acquérir une base théorique sur les circuits électriques analogiques, et savoir-faire dans la résolution des exercices pour mieux préparer leurs examens.

Nous tenons à remercier tous nos collègues de Département d'Electronique de l'USTO qui nous aidé dans la préparation de ce support, ainsi que ceux qui voudraient bien nous faire part de leurs remarques et suggestions constructive pour améliorer son contenu.

**Les auteurs**

## Table des matières

<b>Chapitre 1 : Introduction aux Semi-Conducteur</b> .....	1
1. Définitions .....	1
2. Les bandes d'énergies .....	1
3. Les semi-conducteurs purs ou intrinsèques .....	1
4. Les semi-conducteurs dopés ou extrinsèques .....	3
5. La jonction PN.....	4
6. Exercices .....	8
7. Correction des Exercices .....	9
<b>Chapitre 2 : Les diodes à jonction PN</b> .....	12
1. Définitions .....	12
2. Fonctionnement et caractéristiques .....	12
3. Association des plusieurs diodes.....	15
4. Diodes spéciales.....	15
5. Exercices .....	19
6. Correction des Exercices .....	21
<b>Chapitre 3 : Applications des diodes</b> .....	23
1. Introduction .....	23
2. Le Redressement.....	23
3. Régulation de tension.....	29
4. Circuit Ecrêteur/ limiteur (clipping).....	30
5. Circuit de restitution d'une composante continue (clamping) .....	30
6. Circuit de Multiplieur de tension .....	32
7. Exercices .....	33
8. Correction des Exercices .....	36
<b>TP 01 : Applications des diodes</b> .....	41
<b>Chapitre 4 : Le transistor bipolaire en régime statique</b> .....	43
1. Introduction .....	43
2. Effet Transistor NPN.....	43
3. Montages de base.....	44
4. Les modes de fonctionnement du transistor .....	45
5. Caractéristiques statiques du transistor .....	45
6. Polarisation du transistor .....	47
7. Réalisations pratiques de la polarisation .....	48
8. Exercices .....	49
9. Correction des Exercices .....	51

<b>Chapitre 5 : Le transistor bipolaire en régime dynamique</b> .....	54
1. Définitions .....	54
2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.....	54
3. Autres montages amplificateurs.....	61
4. Exercices .....	66
5. Correction des Exercices .....	69
<b>TP 02 : Etude de Transistor Bipolaire NPN en régime statique et dynamique</b> .....	74
<b>Chapitre 6 : Transistor unipolaire à effet de champs</b> .....	76
1. Définitions .....	76
2. Différents types de FET .....	76
3. Le transistor à effet de champs TEC à jonction: JFET.....	77
4. Le transistor MOSFET .....	78
5. Polarisation de N-MOS .....	81
6. Le N-MOS en régime dynamique.....	81
7. Utilisation des MOSFETs.....	83
8. Exercices .....	84
9. Correction des Exercices .....	86
<b>Chapitre 7 : Le thyristor</b> .....	90
1. Définition.....	90
2. Fonctionnement de thyristor .....	90
3. Le redressement commandé .....	91
4. Exercices .....	93
5. Correction des Exercices .....	97
<b>Chapitre 8 : L'amplificateur opérationnel (AOP)</b> .....	103
1. Définition.....	103
2. Description .....	103
3. Constitution .....	103
4. Fonctionnement de l'AOP en système bouclé.....	104
5. Montages de base à AOP.....	104
6. Exercices .....	111
7. Correction des Exercices .....	113
<b>Chapitre 9 : Les oscillateurs sinusoïdaux</b> .....	121
1. Définition.....	121
2. Utilisation .....	121
3. Types d'oscillateurs .....	121
4. Les oscillateurs sinusoïdaux .....	121

5. Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux .....	123
5.1 Oscillateurs à pont de Wien.....	124
5.2 Oscillateur déphaseur "Phase shift" .....	125
5.3 Oscillateur Colpitts.....	126
5.4. Oscillateur Clapp.....	127
5.5 Oscillateur Hartley.....	128
5.6 Oscillateur à quartz.....	128
6. Exercices .....	131
7. Correction des Exercices .....	133
Références .....	134

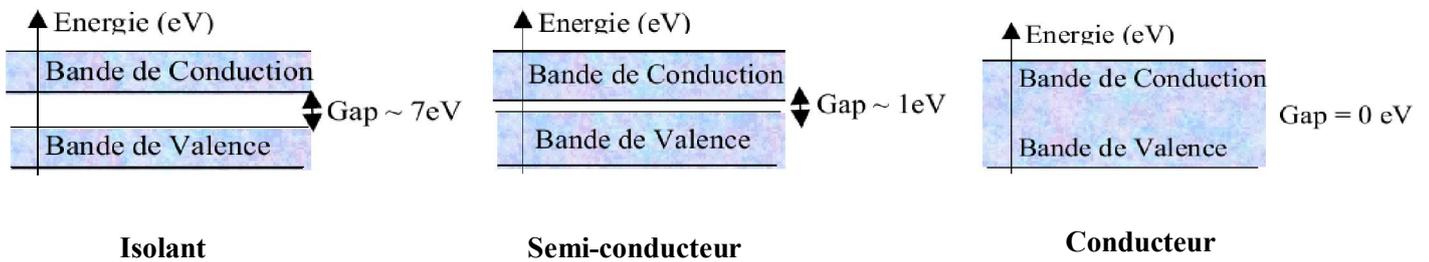
## Chapitre 1 : Introduction aux Semi-Conducteur

### 1. Définitions

- les Semi-Conducteurs (SC) est un matériau électriquement intermédiaire entre isolant et conducteur.
- Ils possèdent une résistivité intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants.
- Ils se comportent comme des isolants aux basses températures lorsque l'agitation thermique est faible et comme des conducteurs aux températures élevées.
- La résistivité d'un semi-conducteur diminue quand la température augmente.
- **Il existe deux types de semi-conducteurs :**
  - Un semi-conducteur **intrinsèque** : non dopé (pur)
  - Un semi-conducteur **extrinsèque** : dopé
    - **Type Négatif : N**
    - **Type Positif : P**

### 2. Les bandes d'énergies

- Au sein des structures cristallines de la matière, les électrons ont des énergies distinctes qui appartiennent à certains ensembles de valeurs appelées **bandes d'énergies**.
- Les **bandes de faible énergie** correspondent à des électrons participant au maintien de la structure cristalline, ce sont les électrons dits de **Valence**.
- Les **bandes de hautes énergies** correspondent à des électrons quasi "libres" qui peuvent participer à une **conduction** électrique.
- On distingue isolants et conducteurs par la différence d'énergie qu'il existe entre ces bandes, appelée le "**gap**" (**le fossé**).



### 3. Les semi-conducteurs purs ou intrinsèques

Lorsque le corps est parfaitement **pur**, il est qualifié d'**intrinsèque**.

- Exemples : Silicium (Si), Germanium (Ge), Sélénium (Se)

A la température **0° K** toutes les liaisons covalentes sont maintenues.

- C'est un **bon isolant** : pas de charge libre susceptible d'assurer la circulation d'un courant électrique (figure. 1a).

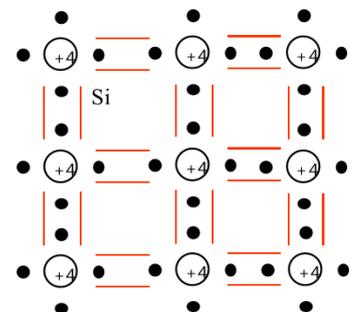


Figure. 1.1.a : Situation à T = 0°K le silicium est isolant

### 3.1. Ionisation thermique

Lorsque la **température** du cristal **augmente**, certains électrons de valence quittent leurs places, certaines liaisons covalentes sont interrompues et par conséquent (figure 1.b):

- libération de certains électrons qui vont se déplacer librement → **conduction du courant électrique**.
- L'atome de silicium qui a perdu un électron n'est plus électriquement neutre : il est devenu un **ion positif** ( $\text{Si}^+$ ) → **La liaison de covalence non satisfaite est appelée trou**.

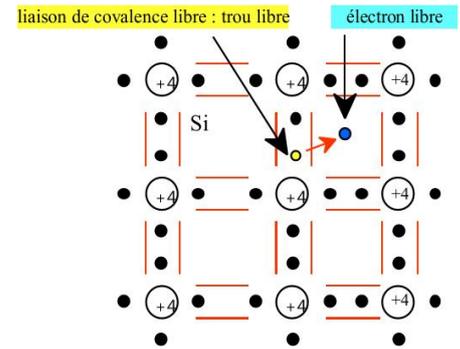


Figure. 1.1.b : situation à  $T \gg 0^\circ\text{K}$  Le silicium est un mauvais conducteur

### 3.2. Génération de paires électrons-trous

Sous l'action de la température, un électron provenant d'une liaison peut se **libérer**.

- L'**électron** (chargé négativement) laisse à sa place un **trou** (chargé positivement).
- Les trous et électrons sont appelés **porteurs libres** ⇒ ils sont le support du courant électrique.

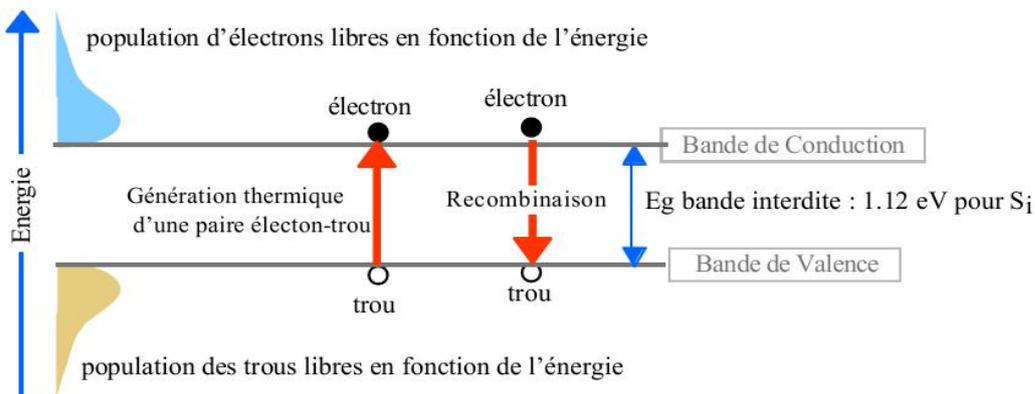


Figure 1.2 : Phénomènes de génération thermique et de recombinaison de paires électrons-trous conduisant à un équilibre à température constante

- L'énergie minimale requise pour générer une **paire électron-trou** correspond à la **hauteur de bande interdite  $E_G$** .

**Exemple** : à  $T = 0^\circ\text{K}$  →  $E_G(\text{Si}) = 1,16 \text{ eV}$  ;  $E_G(\text{Ge}) = 0,75 \text{ eV}$

à  $T = 300^\circ\text{K}$  →  $E_G(\text{Si}) = 1,12 \text{ eV}$  ;  $E_G(\text{Ge}) = 0,66 \text{ eV}$

### 3.3. Phénomène de recombinaison

L'ionisation thermique conduirait, à terme à l'ionisation de tous les atomes de silicium ( soit  $5 \cdot 10^{22}$  atomes par  $\text{cm}^3$ ) si elle n'était compensée par un autre phénomène : **les recombinaisons** :

- un **électron libre**, arrivant, lors de son déplacement dans le cristal, à proximité d'un **ion positif** peut être "**capturé**" par ce dernier afin de satisfaire sa liaison de covalence (trou libre).

- La liaison de covalence est alors rétablie. Dans le modèle des bandes (figure 2) un électron de la **bande de conduction** libère sa place et vient occuper une place libre dans la **bande de valence**, neutralisant alors un trou.
- Lorsque l'électron descend de la bande de conduction vers la bande de valence, le semi-conducteur restitue l'énergie sous forme de **chaleur** ou émet de la **lumière (photon)**. Ce dernier effet est utilisé dans les diodes électroluminescentes (L.E.D.) ou les lasers semi-conducteurs.

#### 4. Les semi-conducteurs dopés ou extrinsèques

##### 4.1. Dopage des semi-conducteurs

- Le dopage est l'introduction dans un semi-conducteur intrinsèque de très faible quantité d'un corps étranger appelé **dopeur**.
- Pour les semi-conducteurs usuels (Si, Ge), les dopeurs utilisés sont :
  - ✓ soit des éléments **pentavalents** : ayant 5 électrons périphériques : l'Arsenic (As), le Phosphore (P),...
  - ✓ soit des éléments **trivalentes** : ayant 3 électrons périphériques: le Bore (B), l'Indium (In),...
- Ces dopeurs sont introduits très faible dose (de l'ordre de 1 atome du dopeur pour  $10^6$  atomes du semi-conducteur).

##### 4.2. Semi-conducteur extrinsèque type N

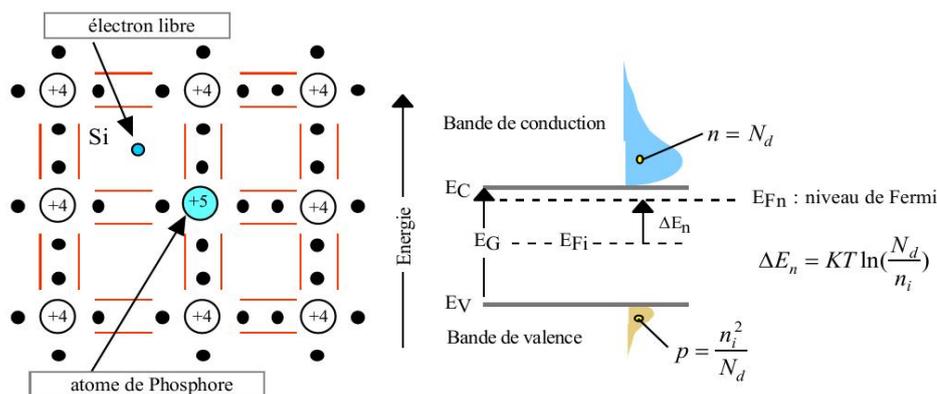


Figure 1.3.a : libération d'un électron par l'atome de phosphore 1.3.b : schéma des bandes

- Le dopeur (**phosphore**) utilisé appartient à la famille des **pentavalents**.
- L'atome dopeur s'intègre dans le cristal de semi-conducteur, cependant, pour assurer les liaisons entre atomes voisins, **4 électrons** sont nécessaires (figure 4a),
- Le 5<sup>ème</sup> électron, inutilisé, est très faiblement lié à l'atome pentavalent. Une très faible énergie suffit pour le libérer et il se retrouve "libre" dans la bande de conduction.
- L'atome de **phosphore** qui a fourni un électron libre est appelé **atome donneur**. Il a perdu sa neutralité pour devenir un ion positif fixe.
- **Les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous les porteurs minoritaires**

##### 4.3. Semi-conducteur extrinsèque type P

- Le dopeur (Bore) utilisé appartient à la famille des trivalents.
- L'atome dopeur s'intègre dans le cristal de semi-conducteur, cependant, pour assurer les liaisons entre atomes voisins, 4 électrons sont nécessaires alors que le dopeur ne porte que 3, (figure 5b)
- il y a donc un trou disponible susceptible de recevoir un électron. Un électron d'un atome voisin peut occuper ce trou.
- L'atome du dopeur devient un **ion négatif fixe**. L'atome quitté aura un trou et une charge positive excédentaire.
- On dit que le dopeur est un **accepteur (P)** d'électrons.

- Les trous sont les porteurs majoritaires et les électrons les porteurs minoritaires.

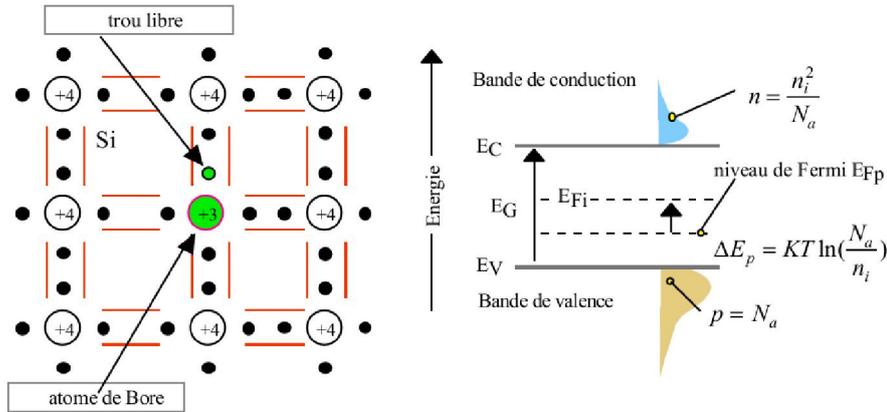
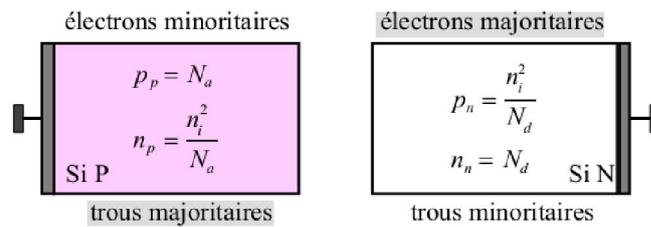


Figure 1.4.a : libération d'un trou par le bore 1.4.b : schéma des bandes

5. La jonction PN

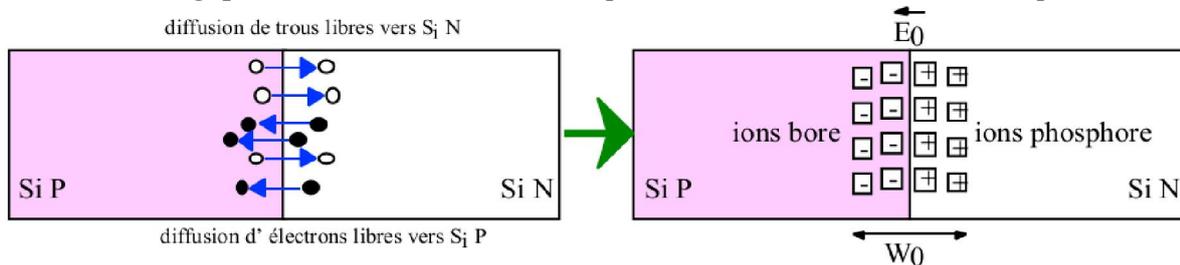
- Une jonction est constituée par la juxtaposition de deux morceaux de semi-conducteurs dopés P et N issus d'un même cristal. Les connexions avec le milieu extérieur sont réalisées par des contacts métalliques.
- La jonction PN est la base de la structure des diodes et des transistors, on sait qu'elle ne permet le passage du courant que dans un sens.



Regardons ce qui se passe progressivement quand on forme une jonction PN

➤ 1<sup>ère</sup> Phase : collage des deux substrats

Les deux morceaux de semi-conducteurs sont rapprochés de manière à réaliser leur contact physique au niveau d'une jonction dite "métallurgique". On assisterait alors à deux phénomènes un transitoire et l'autre permanent:



- **Phénomène transitoire de durée très brève**
- ✓ **Diffusion des trous** de la région P vers la région N. En effet comme les trous sont plus nombreux dans P que dans N, ils vont avoir tendance à diffuser pour rétablir l'équilibre (idem pour les électrons qui vont diffuser de N -> P).

- **Phénomène permanent**
- ✓ Les trous qui ont envahi la région N ont laissés derrière eux des ions fixes de bore **ionisés négativement**.
- ✓ Les électrons de la région N qui sont passés du côté P ont laissé derrière eux des ions fixes de phosphore **ionisés positivement**.

➤ 2<sup>ème</sup> Phase : formation de la zone de charge d'espace (ZCE)

- Les ions fixes de Bore et de phosphore chargés respectivement - et +, forment de part et d'autre de la jonction métallurgique **une zone de charge d'espace (Z.C.E.)** d'épaisseur  $W_0$  (voir la figure 6).
- Cette zone de charge d'espace est caractérisée par une **barrière de potentiel  $V_\phi$**  qui provoque l'apparition d'un **champ électrique interne  $E_0$**  :

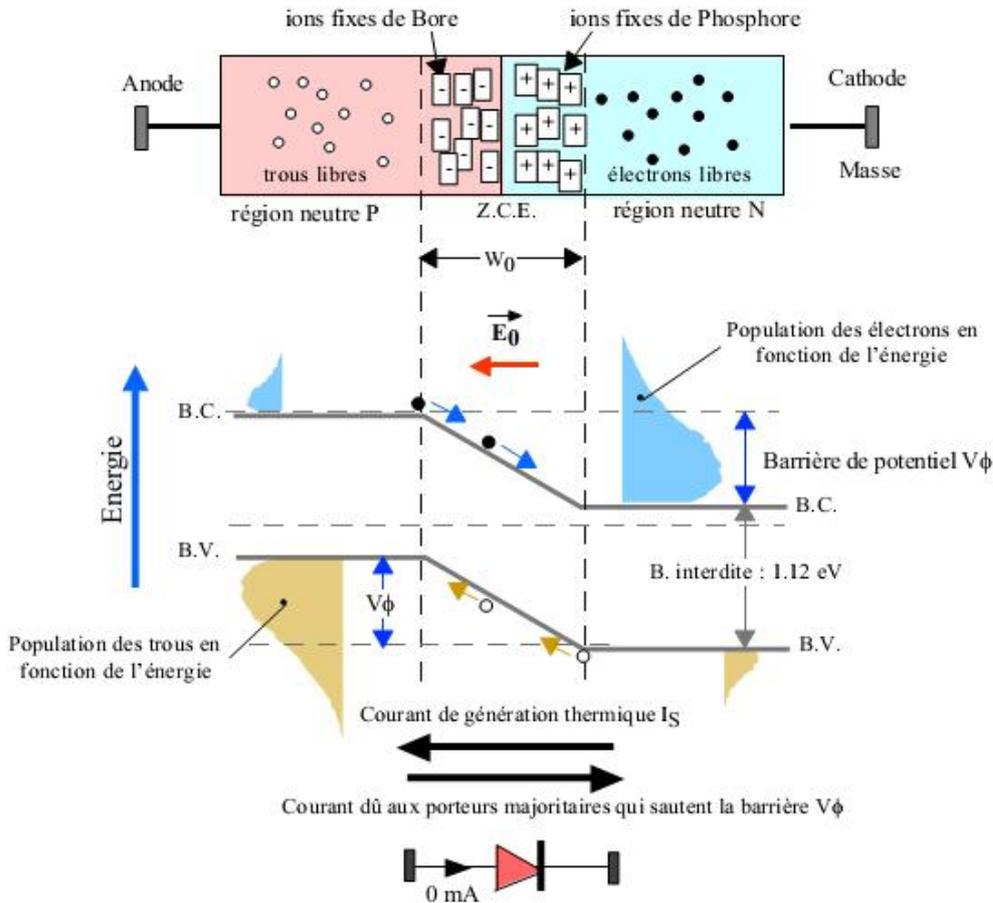


Figure 1.5 : origine des courants opposés circulant dans la jonction PN en court-circuit

➤ 3<sup>ème</sup> Phase : étude de la jonction en court-circuit

L'anode et la cathode étant à la masse, la jonction est en court-circuit. Dans ces conditions, le courant dans le dispositif doit être nul. En effet, la Z.C.E. (figure 6) est traversée par deux courants opposés qui s'annulent :

- Le courant de **saturation  $I_S$**  qui correspond aux porteurs minoritaires des zones N (les trous) et P (les électrons) qui se présentent en bordure de la Z.C.E. et qui sont alors entraînés par le champ électrique  $E_0$  respectivement dans les zones P et N.
- Le courant ayant pour origine les porteurs libres majoritaires de N et de P, très voisins de la Z.C.E., et dont l'énergie suffisante pour sauter la hauteur de barrière  $V_\phi$ . Ce phénomène conduit à un courant de la forme  $I_0 \exp\left(-\frac{V_\phi}{U_T}\right)$  où  $I_0$  est le courant qui traverserait la jonction s'il n'y avait pas de barrière de potentiel c'est-à-dire si la diffusion s'effectuait librement. Le courant total étant nul, il vient :

$$I_S = I_0 \exp\left(-\frac{V_\phi}{U_T}\right)$$

## 5.1. Jonction P-N polarisée

### 5.1.1. Polarisation en inverse

Lorsqu'une **tension négative** est appliquée entre la partie P et la partie N, la jonction P-N est **polarisée en inverse**.

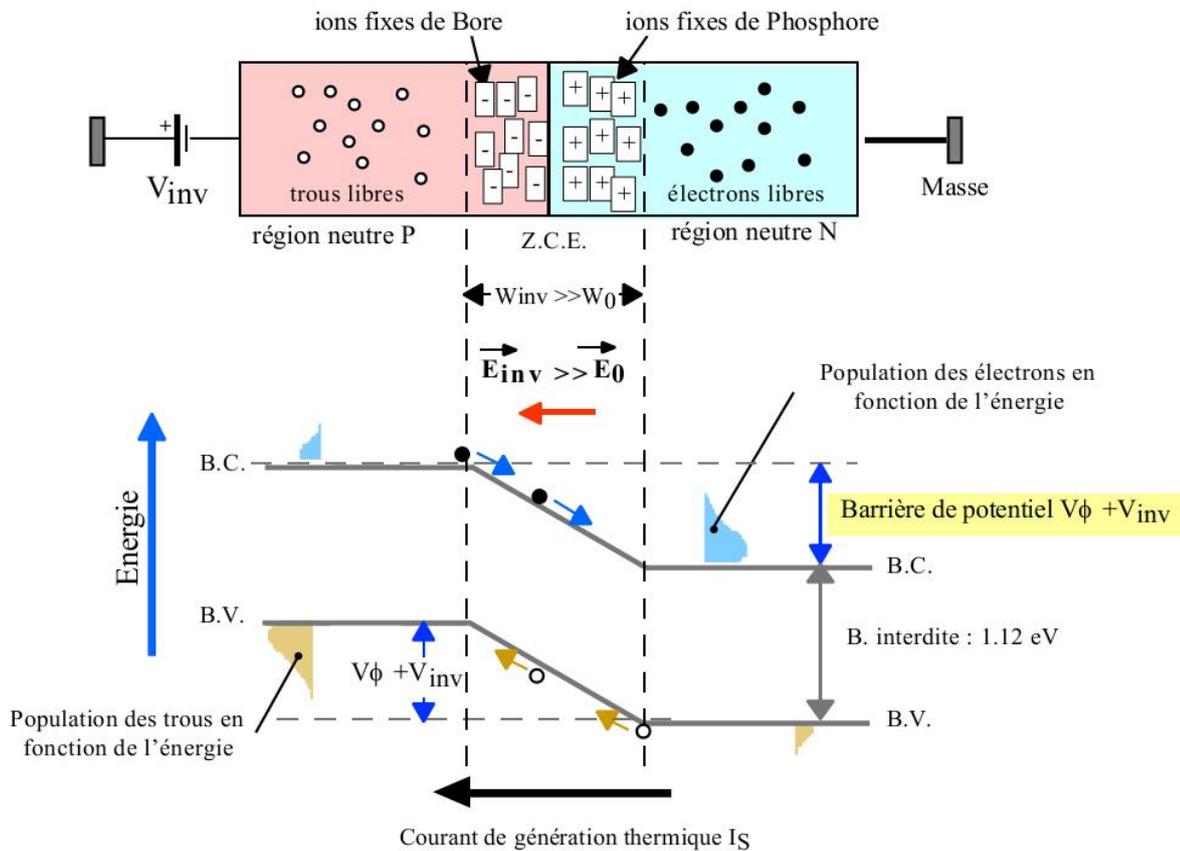


Figure 1.6 : origine du courant inverse de saturation  $I_S$  d'une jonction bloquée

- **Tension  $V_{inv}$  faible : courant inverse de saturation**

- ✓ La hauteur de barrière entre les régions P et N est renforcée par la tension extérieure appliquée et devient  $V + V_{inv}$  donc le champ électrique dans la Z.C.E. augmente.
- ✓ Les porteurs majoritaires des régions N et P n'ont pas l'énergie nécessaire pour sauter cette barrière de potentiel. La jonction est alors traversée par le très **faible courant de saturation  $I_S$** . Ce courant issu du phénomène d'ionisation thermique du silicium, dépend uniquement de la température.

### 5.1.2. Polarisation en direct

Lorsqu'une **tension positive** est appliquée entre la partie P et la partie N, la jonction P-N est **polarisée en direct**:

- **Courant direct de la jonction**

- ✓ le champ électrique externe  $E_{ext}$  créé par le générateur s'oppose au champ interne  $E_{int}$  de la jonction,
- ✓ le champ résultant a pour effet de diminuer la hauteur de la barrière de potentiel,
- ✓ le nombre de porteurs majoritaires capables de franchir la jonction augmente.
- ✓ A partir d'un certain seuil de tension  $V_S$  (Si = 0,6V, ge = 0,7V), les porteurs de charge peuvent franchir librement la jonction P-N, celle-ci devient **passante** et un courant direct s'établit.
- ✓ Sachant que le courant de saturation  $I_S$  correspondant aux porteurs minoritaires des zones N et P qui se présentent en bordure de la Z.C.E, on obtient le courant total qui circule dans la jonction :

$$I_A = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{ext}}{U_T}\right) - 1 \right]$$

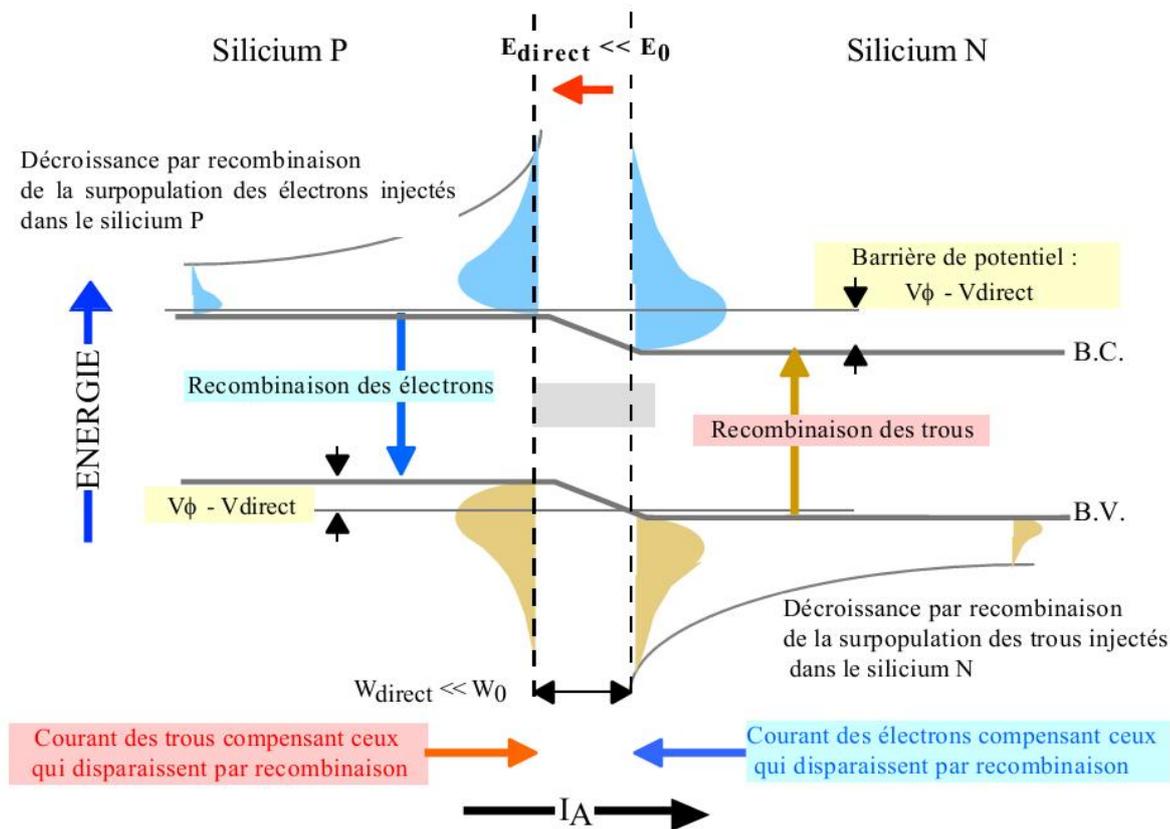


Figure 1.7 : jonction polarisée dans le sens passant

## Exercices

## Exercice 01

**A- Semi-conducteur intrinsèque**

On considère un semi-conducteur intrinsèque dont les densités équivalentes d'états énergétiques dans la bande de conduction et dans la bande de valence sont notées respectivement  $N_C$  et  $N_V$ .

1. Rappelez les expressions de la densité d'électron  $n$  dans la bande de conduction et la densité de trous  $p$  dans la bande de valence.
2. En déduire l'expression de la densité intrinsèque  $n_i$  et la position du niveau de Fermi intrinsèque  $E_{Fi}$ .

Le semi-conducteur considéré est du silicium de largeur de bande interdite (ou gap)  $E_g=1,1\text{eV}$  et pour lequel  $N_C=2,7.10^{19}\text{cm}^{-3}$  et  $N_V=1,1.10^{19}\text{cm}^{-3}$ .

3. Calculez sa densité intrinsèque et la position du niveau de Fermi à  $27^\circ\text{C}$ . On rappelle qu'à  $300\text{K}$ ,  $kT=0,026\text{eV}$ , on prendra comme référence énergétique, le haut de la bande de valence ( $E_V=0\text{eV}$ ).

**B- Semi-conducteur extrinsèque**

Le silicium est dopé avec du phosphore (groupe V du tableau de Mendeleev) de concentration  $10^{18}\text{cm}^{-3}$ .

- 1- Calculez à  $27^\circ\text{C}$ , la densité d'électrons du  $\text{Si}$  ainsi dopé. En déduire la densité de trous. Quel est le type de semi-conducteur ainsi obtenu ?
- 2- Calculez à  $27^\circ\text{C}$  la position du niveau de Fermi  $E_F$  puis donnez une représentation du diagramme de bandes du silicium ainsi dopé.

**Exercice 02**

- 1- **I-** Le Germanium est caractérisé par :
- 2- Energie de la bande interdite (ou gap) :  $E_g = 0,67 \text{ eV}$ .
- 3- La constante de Boltzmann :  $K_B = 8,62 \times 10^{-5} \text{ eV/k}$ .
- 4- Densité effective d'états énergétiques à  $300 \text{ °K}$  :  $N_C = 1,04 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$  et  $N_V = 6 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ .
- 5- **1-** Calculer la concentration intrinsèque  $n_i$  à  $300 \text{ °K}$ .
- 6- **2-** Déterminer la position du niveau de Fermi intrinsèque  $E_{Fi}$  à  $300 \text{ °K}$ . On prendra comme référence énergétique, le haut de la bande de valence ( $E_V = 0 \text{ eV}$ ).
- 7- **3-** Donner une représentation du diagramme de bandes du Germanium.
- 8- **II-** La concentration des électrons dans un semi-conducteur intrinsèque au Silicium à  $300 \text{ °K}$  est  $n_i = 1,5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ .
- 9- **1-** Calculer les concentrations des porteurs ( $n$  et  $p$ ) à l'équilibre dans les cas suivantes :
- 10- **A-** Le Silicium est dopé par  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$  atomes de Gallium (Ga) (un élément à 3 électrons dans la bande de valence).
- 11- **B-** Le Silicium est dopé par  $10^{12} \text{ cm}^{-3}$  atomes d'Antimoine (Sb) (un élément à 5 électrons dans la bande de valence).
- 12- **2-** Déduire le type de semi-conducteur (N ou P) dans les deux cas.

## Correction des Exercices

## Exercice 01:

## A- Semi-conducteur intrinsèque

On considère un semi-conducteur intrinsèque dont les densités équivalentes d'états énergétiques dans la bande de conduction et dans la bande de valence sont notées respectivement  $N_C$  et  $N_V$ .

1. Les expressions de la densité d'électron  $n$  dans la bande de conduction et la densité de trous  $p$  dans la bande de valence.

$$n = N_C \exp\left(-\frac{E_C - E_F}{K_B T}\right)$$

$$p = N_V \exp\left(\frac{E_V - E_F}{K_B T}\right)$$

- La densité intrinsèque  $n_i$  :

$$n_i = N_C \exp\left(-\frac{E_C - E_{Fi}}{K_B T}\right) = N_V \exp\left(\frac{E_V - E_{Fi}}{K_B T}\right)$$

$$n_i^2 = n \times p = N_C \exp\left(-\frac{E_C - E_{Fi}}{K_B T}\right) \times N_V \exp\left(\frac{E_V - E_{Fi}}{K_B T}\right) = N_C N_V \exp\left(-\frac{E_C - E_V}{K_B T}\right) \Leftrightarrow$$

$$n_i = \sqrt{N_C N_V} \exp\left(-\frac{E_C - E_V}{2K_B T}\right)$$

- 5.2 La position du niveau de Fermi intrinsèque  $E_{Fi}$ :

$$\frac{n}{p} = 1 \Leftrightarrow \frac{N_C}{N_V} \exp\left(-\frac{E_C - E_{Fi}}{K_B T}\right) \times \exp\left(-\frac{E_V - E_{Fi}}{K_B T}\right) = 1$$

$$\frac{N_C}{N_V} \exp\left(-\frac{E_C + E_V - 2E_{Fi}}{K_B T}\right) = 1 \Rightarrow E_{Fi} = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{K_B T}{2} \ln\left(\frac{N_V}{N_C}\right)$$

2. Sa densité intrinsèque et la position du niveau de Fermi à 27°C.

$$n_i = \sqrt{N_C N_V} \exp\left(-\frac{E_C - E_V}{2K_B T}\right) \Rightarrow n_i = \sqrt{2.7 * 10^{19} * 1.1 * 10^{19}} \exp\left[-\frac{1.1}{2} * 0.026\right] = 1.12 * 10^{10} \text{ cm}^{-3}$$

$$E_{Fi} = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{K_B T}{2} \ln\left(\frac{N_V}{N_C}\right)$$

$$E_{Fi} = \frac{1.1 + 0.026}{2} + \frac{8.62 \times 10^{-5} \times 300}{2} \ln\left(\frac{1.1 \times 10^{19}}{2.7 \times 10^{19}}\right) = 0.538 \text{ eV}$$

**B- Semi-conducteur extrinsèque**

1- la densité d'électrons du Si ainsi dopé. En déduire la densité de trous.

Le phosphore est comme l'arsenic, une impureté de type donneur :  $N_D = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ .

$N_D \gg n_i$  ainsi la densité d'électrons est égale à la densité de donneurs :

$$n = N_D = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$$

A  $T = 27^\circ\text{C} = 300\text{K}$ , la densité de trous est donnée par :

$$n_i^2 = n \times p \Leftrightarrow p = \frac{n_i^2}{n} = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1,12 \times 10^{10})^2}{10^{18}} = 125 \text{ cm}^{-3}$$

Le semi-conducteur ainsi obtenu est de type N

2- la position du niveau de Fermi  $E_F$ .

$$n = N_D = N_C \exp\left(-\frac{E_C - E_F}{K_B T}\right) \Leftrightarrow$$

$$N_D = N_C \exp\left(-\frac{E_C - E_{F_i} + E_{F_i} - E_F}{K_B T}\right) = n_i \exp\left(-\frac{E_{F_i} - E_F}{K_B T}\right) \Leftrightarrow$$

$$E_F = E_{F_i} + K_B T * \ln\left(\frac{N_D}{n_i}\right) = 0,538 + 0,026 * \ln\left(\frac{10^{18}}{1,12 * 10^{10}}\right)$$

**Exercice 02:****I-GERMANIUM :**

1- Calcul de la concentration intrinsèque  $n_i$  à  $300^\circ\text{K}$  :

Pour un semi-conducteur intrinsèque :  $n = p = n_i$ .

Ainsi la densité intrinsèque de porteurs est :

$$n_i = \sqrt{N_C N_V} \exp\left(-\frac{E_C - E_V}{2K_B T}\right) = \sqrt{N_C N_V} \exp\left(-\frac{E_g}{2K_B T}\right)$$

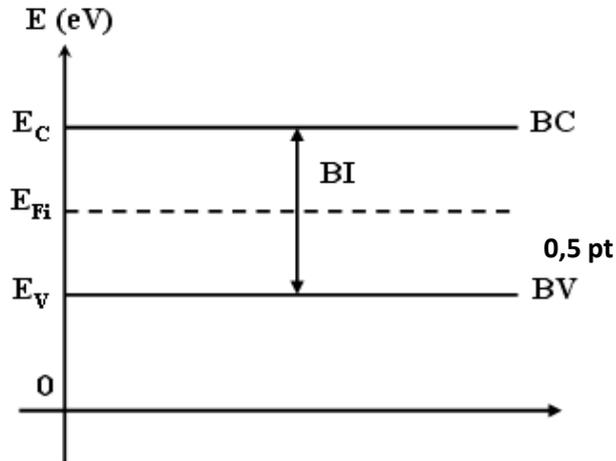
$$n_i = \sqrt{1,04 \times 10^{19} \times 6 \times 10^{18}} \exp\left(-\frac{0,67}{2 \times 8,62 \times 10^{-5} \times 300}\right) = 1,87 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$$

2- La position du niveau de Fermi intrinsèque  $E_{F_i}$  à  $300^\circ\text{K}$  : ( $E_V = 0 \text{ eV}$ ).

$$E_{F_i} = \frac{E_C + E_V}{2} + \frac{K_B T}{2} \ln\left(\frac{N_V}{N_C}\right)$$

$$E_{Fi} = \frac{0,67}{2} + \frac{8,62 \times 10^{-5} \times 300}{2} \ln \left( \frac{6 \times 10^{18}}{1,04 \times 10^{19}} \right) = 0,32 \text{ eV}$$

3- Le diagramme de bandes du Germanium :



## II- SILICIUM :

1. A- Le Silicium est dopé par  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$  atomes de Gallium (Ga) :

Le Gallium (Ga) est un élément à 3 électrons dans la bande de valence, c'est un **accepteur** :

$$p = N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_i^2 = n \times p \Leftrightarrow n = \frac{n_i^2}{p} = \frac{n_i^2}{N_A} = \frac{(1,5 \times 10^{10})^2}{10^{15}} = 2,25 \times 10^5 \text{ cm}^{-3}$$

2. A-  $p \gg n \Leftrightarrow$  Le semi-conducteur obtenu est de **type P**.

1. B- Le Silicium est dopé par  $10^{12} \text{ cm}^{-3}$  atomes d'Antimoine (Sb) :

L'Antimoine (Sb) est un élément à 5 électrons dans la bande de valence, c'est un **donneur** :

$$n = N_D = 10^{12} \text{ cm}^{-3}$$

$$n_i^2 = n \times p \Leftrightarrow p = \frac{n_i^2}{n} = \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1,5 \times 10^{10})^2}{10^{12}} = 2,25 \times 10^8 \text{ cm}^{-3}$$

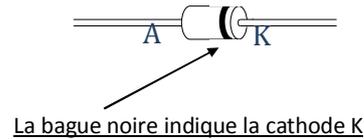
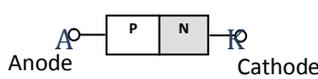
2. B-  $n \gg p \Leftrightarrow$  Le semi-conducteur obtenu est de **type N**.

Chapitre 2 : Les diodes à jonction PN

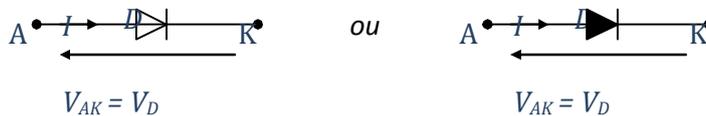
1. Définitions

- La diode est un dipôle à semi-conducteur (jonction PN ). Ses 2 bornes sont repérées **anode** « A » et **cathode** « K ».
- La diode est un dipôle **non-linéaire** et **polarisé** (ou non-symétrique). Le sens de branchement d'une diode a donc une importance sur le fonctionnement du circuit électronique dans lequel elle est placée.
- Ce type de composant est utile pour réaliser des fonctions électroniques telles que le redressement d'une tension, la mise en forme des signaux (écrêtage, ...).

1.1. Constitution



1.2. Symbole



2. Fonctionnement et caractéristiques

2.1. Fonctionnement

La diode est un composant dit de **commutation** qui possède deux régimes de fonctionnement :

- Diode à l'état : **Passant**.
- Diode à l'état : **Bloqué**.

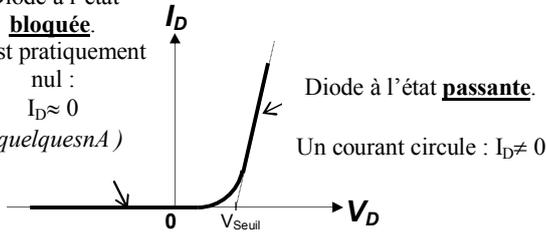
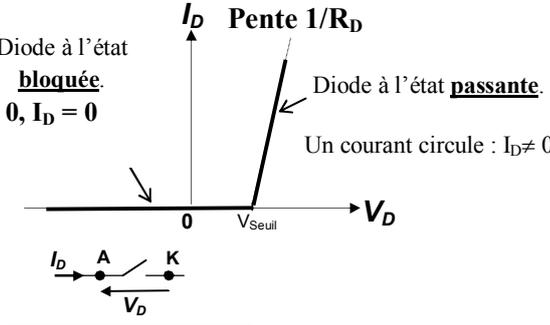
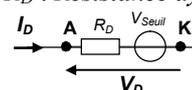
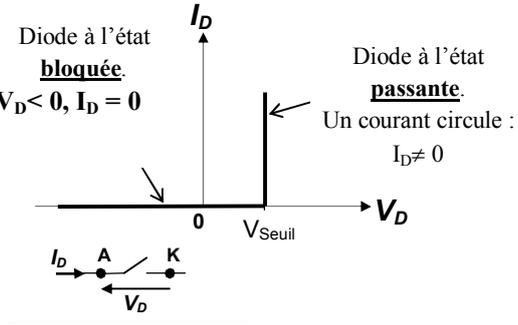
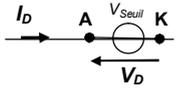
↳ La diode peut ainsi **commuter** de l'état passant à l'état bloquée.

Circuit de polarisation de la diode <b>D</b> :	Circuit de polarisation de la diode <b>D</b> :
<p><b>Sens DIRECT</b></p> <p>La diode D est <b>passante</b>.</p>	<p><b>Sens INVERSE</b></p> <p>La diode D est <b>bloquée</b>.</p>
<p>• <b>Calcul du courant I :</b></p> <p>Loi des mailles : <math>E - V_D - V_R = 0</math></p> $V_R = E - V_D$ $I \times R = E - V_D$ $I = (E - V_D) / R$	<p>• La diode est polarisée en inverse. Aucun courant I ne circule.</p> $I = 0 .$

2.2. Caractéristiques  $I_D = f(V_D)$

Le tableau qui suit montre 4 caractéristiques  $I_D = f(V_D)$ .

- Caractéristique **Réelle**.
- Caractéristique **Semi-réelle**.
- Caractéristique **Parfaite**.
- Caractéristique **Idéale**.

Modèle	Caractéristique	Schéma équivalent	Utilisation
<b>Réelle</b>	<p>Diode à l'état <b>bloquée</b>.  <math>I_D</math> est pratiquement nul :  <math>I_D \approx 0</math>                  (quelques nA)</p>  <p>Diode à l'état <b>passante</b>.                  Un courant circule : <math>I_D \neq 0</math></p>		Peu pratique à utiliser. Ne s'utilise que pour déterminer graphiquement le point de fonctionnement d'un montage.
<b>Semi-Réelle</b>	<p>Diode à l'état <b>bloquée</b>.  <math>V_D &lt; 0, I_D = 0</math></p>  <p>Diode à l'état <b>passante</b>.                  Un courant circule : <math>I_D \neq 0</math></p>	<p><u>Diode passante :</u></p> $V_D = V_{Seuil} + R_D \cdot I_D$ <p><math>R_D</math> : Résistance dynamique</p> 	Pour l'étude dynamique de petits signaux.
<b>Parfaite</b>	<p>Diode à l'état <b>bloquée</b>.  <math>V_D &lt; 0, I_D = 0</math></p>  <p>Diode à l'état <b>passante</b>.                  Un courant circule : <math>I_D \neq 0</math></p>	<p><u>Diode passante :</u></p> $V_D = V_{Seuil}$  <p>- <math>V_{Seuil}</math> : tension de Seuil (barrière de potentiel) dépend du semi-conducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ 0,3-0,4V pour le germanium et 0,6-0,7V pour le silicium.</p>	Utilisé afin de calculer de façon simple les courants et tensions dans une maille.

<i>Idéale</i>		<p><u>Diode bloquée :</u></p>	<p>Modèle le plus simple à utiliser. La diode est considérée comme idéale :</p> <p>Si <math>V_D &lt; 0</math> : diode bloquée : <math>I_D = 0</math>.</p> <p>Si <math>V_D \geq 0</math> : diode passante : <math>I_D \neq 0</math>.</p>
		<p><u>Diode passante :</u></p>	

### 2.3. Caractéristique inverse ( $V_D < 0$ ) : Zone de claquage

Si la tension inverse (tension -  $V_D$ ) aux bornes de la diode devient trop importante, il y a un risque de destruction de la diode par échauffement de la jonction PN. Les constructeurs précisent la tension de claquage inverse ; elle correspond à la tension maximum que peut supporter une diode en polarisation inverse.

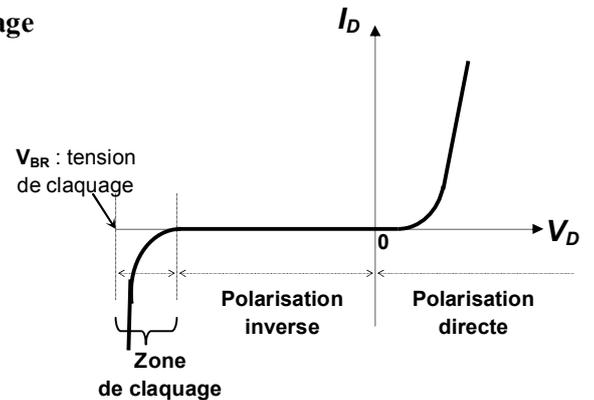


Figure 2.1: Caractéristique inverse de la diode

### 2.4. Droite de charge et le point de fonctionnement d'une diode

Dans un circuit électronique, il est important d'avoir une connaissance sur la tension  $V_D$  appliquée à la diode et également le courant qui la traverse lorsque la diode est polarisée dans le sens direct. Pour cela, on fait appel à l'équation de la droite de charge qu'on obtient à partir du circuit ci-contre.

On utilise la **droite de charge** qui caractérise le **comportement** du générateur. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de la diode donne le **point de fonctionnement M**.

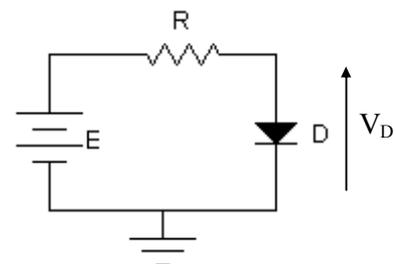


Figure 2.2: la diode dans une circuit

- Il faut représenter sur le même graphe :

- Caractéristique de la diode,

- La droite représentant l'équation:

$$I = \frac{E - V_D}{R}$$

Pour le point **A**:  $V_D = 0, I = E / R$ .

Pour le point **B**:  $I = 0, V_D = E$

- Le courant ayant la même valeur pour le générateur et le récepteur, cette condition sera satisfaite sur le graphique au **point de fonctionnement M**.

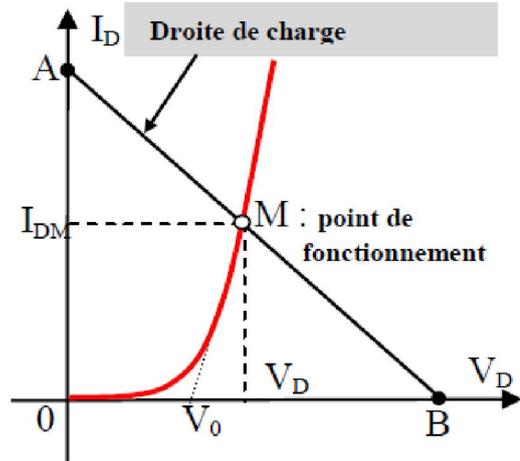
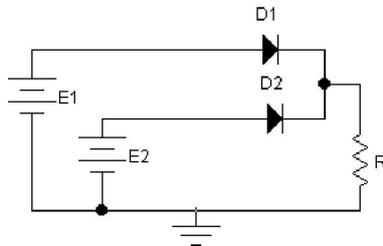


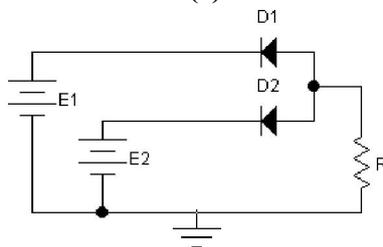
Figure 2.3: la droite de charge et le point de fonctionnement d'une diode

### 3. Association des plusieurs diodes



(a)

Dans une association à cathode commune, la diode **susceptible** de conduire est la diode qui a le **potentiel à l'anode le plus élevé**.



(b)

Dans une association à anode commune, la diode **susceptible** de conduire est la diode qui a le **potentiel à la cathode le moins élevé**.

Figure 2.4: association des plusieurs diodes, (a): à cathode commune, (b): à anode commune

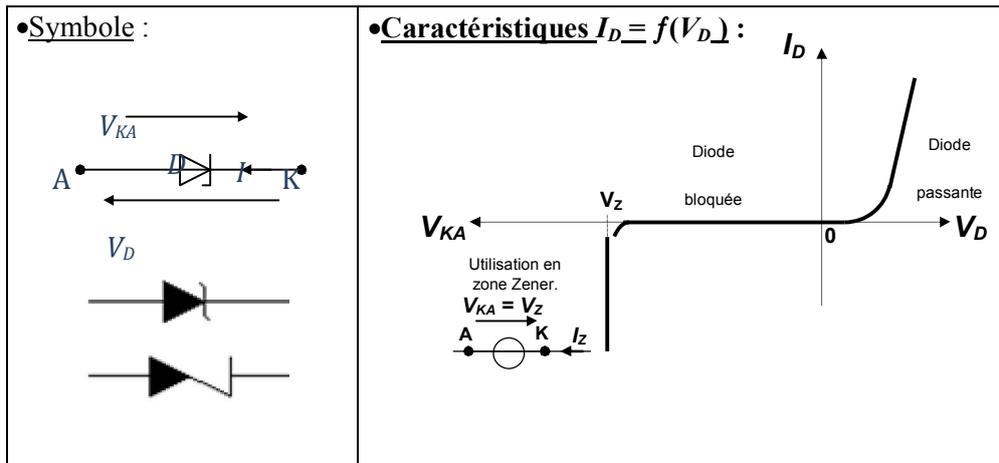
### 4. Diodes spéciales

#### 4.1 La diode ZENER

Dans le sens direct ( $V_D$  et  $I_D$  positifs) cette diode présente la même caractéristique qu'une autre diode.

- Elle s'utilise dans la polarisation inverse où les notations changent et deviennent  $V_{KA} = -V_D$  et  $I_Z = -I_D$ . Dans ce sens, cette diode ne présente pas de zone de claquage :

- Si  $V_{KA} < V_Z$ , alors  $I_Z = 0$  (interrupteur ouvert).
- Sinon  $V_{KA} = V_Z$ , quel que soit le courant  $I_Z$  le traversant.



- $V_Z$  est appelée tension ZENER. Les constructeurs précisent la valeur de la tension ZENER : 0.78 à 200 Volts (*Plage de variation de la tension de Zéner*).
- La valeur maximale  $I_{Zmax}$  du courant  $I_Z$  pouvant traverser la diode et celle de la puissance dissipée  $P_Z = V_Z \times I_Z$  dans la zone Zener sont aussi des caractéristiques de choix importantes.

• **Schéma équivalent de diode ZENER**

Pour simplifier les calculs, et comme pour la diode, on va définir un schéma équivalent approchant la réalité. Le schéma suivant modélise bien le comportement d'une diode zéner :

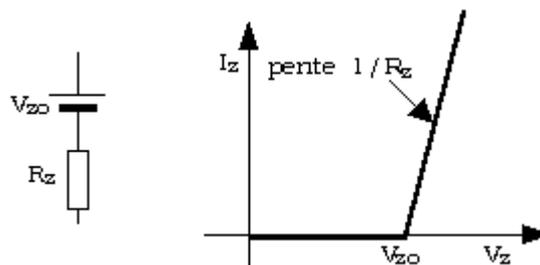
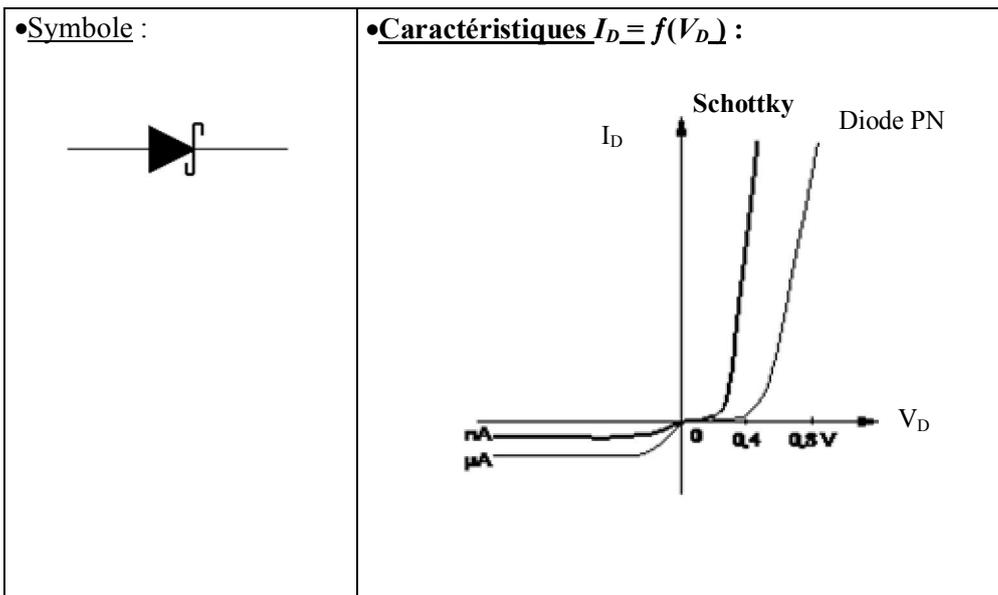


Figure 2.5: schéma équivalent de la diode zéner

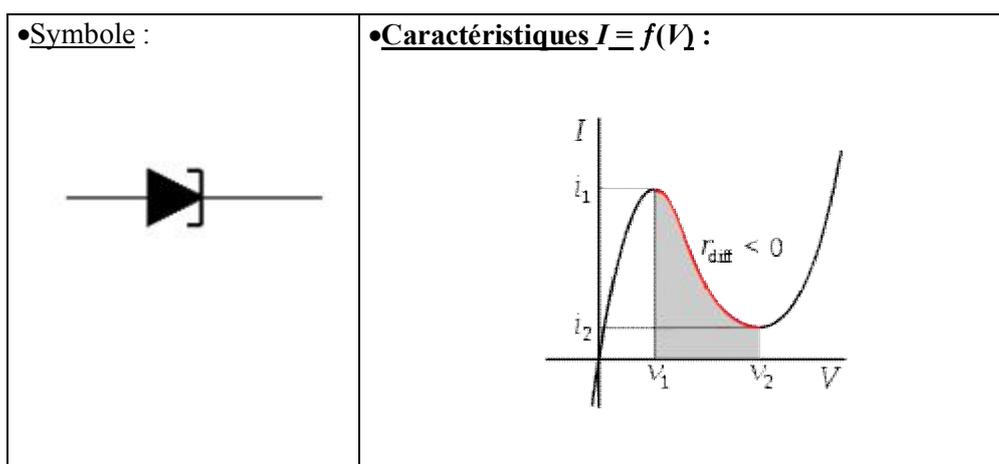
4.2 La diode SCHOTTKY

- ✓ Une diode Schottky est particulière en ce sens que nous n'avons pas une jonction entre deux semi-conducteurs, mais entre un métal (par exemple de l'Al) et un semi-conducteur (souvent du type N).
- ✓ La tension de seuil est à peu près deux fois plus faible que pour une diode PN ordinaire et le courant de fuite est beaucoup plus faible (de l'ordre du nA, comparé au  $\mu A$  pour une diode PN ordinaire).
- ✓ Avantage : Tension de seuil moins importante et temps de commutation plus rapide  $t_{ar}$  ( $t_{rr}$  pratiquement nul). Ces diodes sont utilisées en haute fréquence. Les constructeurs précisent généralement la fréquence maximale d'utilisation.



### 4..3 La diode tunnel

- Appelée aussi diode Esaki. La diode Tunnel tire son nom de l'effet "Tunnel", qui désigne la propriété que possède un objet quantique de franchir une barrière de potentiel même si son énergie est inférieure à l'énergie minimale requise pour franchir cette barrière. La caractéristique d'une telle diode est montrée à la figure ci-contre
- Dans une diode Tunnel, le courant commence d'abord à croître sensiblement proportionnellement avec la tension appliquée. Puis cette tension augmentant toujours, à partir d'un certain point, le courant s'inverse et diminue. On est alors en présence d'une "résistance négative", ce qui rend la diode idéale pour la réalisation d'oscillateurs ou d'amplificateurs, notamment dans le domaine fréquentiel des micro-ondes.

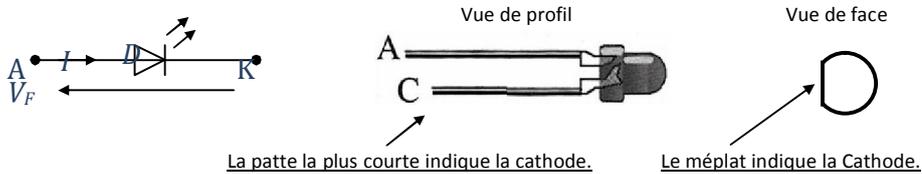


### 4..4 La Diode Electro-Luminescente : DEL ( ou LED en anglais )

Les électrons libres traversant la jonction se recombinent avec des trous. Lors de cette recombinaison, ils perdent de l'énergie. Dans les autres diodes cette énergie est dissipée en chaleur, mais dans les diodes électroluminescentes elle est transformée en radiation lumineuse. Suivant les éléments de dopage (gallium, arsenic, phosphore, ...),

les diodes émettent du rouge, du vert, du jaune, de l'orange, du bleu ou de l'infrarouge (invisible).

**Symbole :**



✓ **Caractéristiques :**

- la tension de seuil dépend de la couleur : verte = rouge = jaune = 1.6 V ; Infrarouge = 1.15 V
- la luminosité est proportionnelle au courant
- la tension inverse de claquage est faible

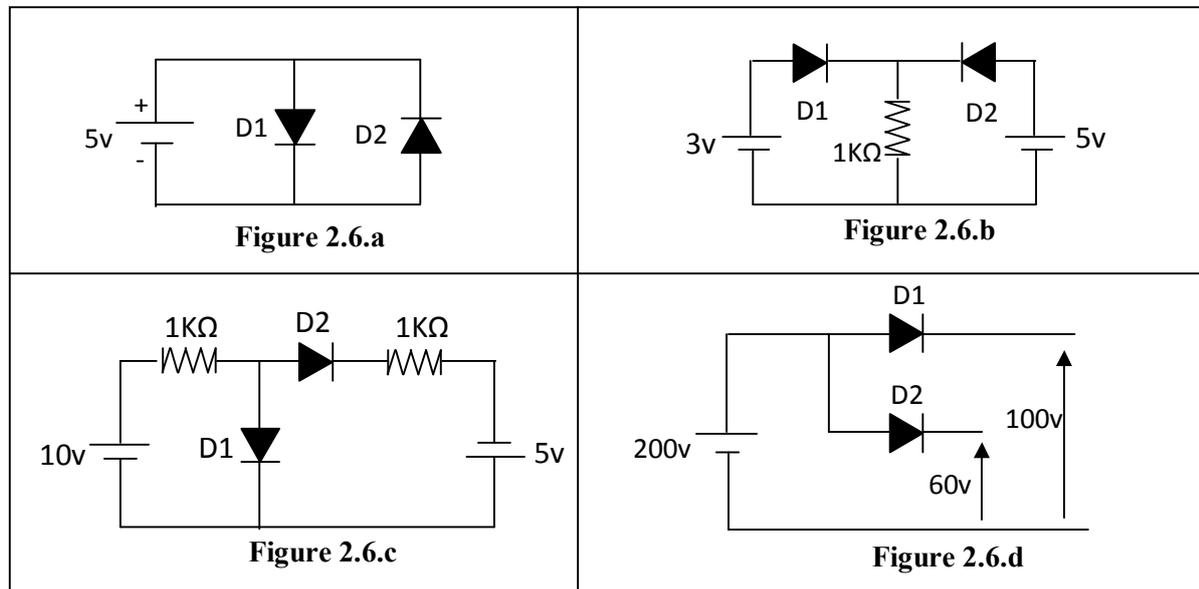
✓ **Utilisation**

Les utilisations des Led sont de plus en plus nombreuses, par exemple : les feux tricolores de circulation, les panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses ). Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI.

## Exercices

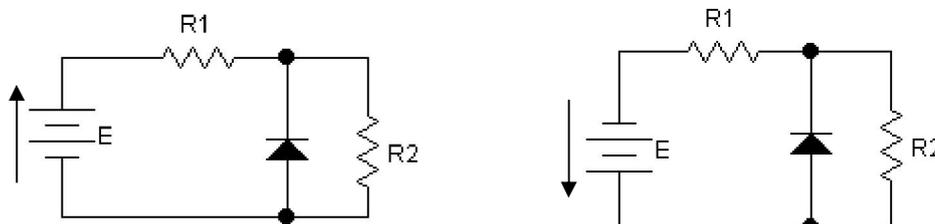
## Exercice 01:

Pour chacun des montages suivants, donner l'état des diodes D1 et D2 supposées idéales.



## Exercice 02:

Soient les circuits suivants avec  $V_D = 0,7$  et  $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$



**Figure 2.7**

1.  $E = 5\text{V}$ , calculer la tension aux bornes de  $R_2$  pour les deux circuits.
2. On remplace le générateur de tension continue  $E$  par un générateur de tension alternative :  $e(t) = 5\sin(2\pi t / T)$  V avec  $T = 20\text{ms}$ 
  - Déterminer la tension aux bornes de  $R_2$ .

**Exercice 03:**

Les diodes du circuit de la figure 2.8 sont identiques et semi-réelles.

Déterminer les courants  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  traversant respectivement, les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  passant par le théorème de thévenin entre les points A et B.

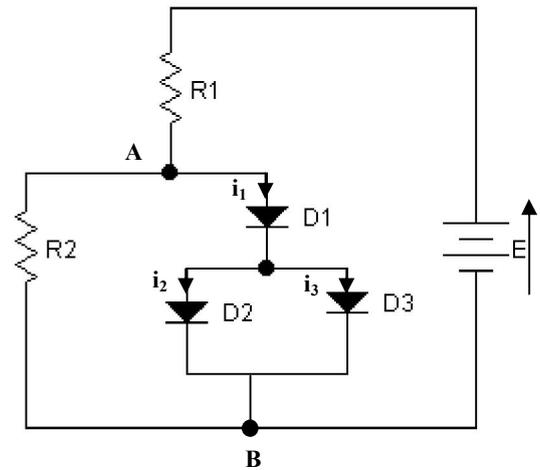


Figure 2.8

**Exercice 04:**

Soit  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  trois diodes identiques avec  $V_s = 0,6V$  et  $r_d$  considérée nulle.

On donne  $E_1 = 30V$ ,  $E_2 = 10V$ ,  $E_3 = 15V$ ,  $E = 10V$  et  $R = 20\Omega$ .

1. Donner l'état de chaque diode (passante ou bloquée) avec justification.
2. Déterminer l'intensité dans la résistance  $R$  ainsi que les tensions  $U_{D1}$ ,  $U_{D2}$  et  $U_{D3}$  aux bornes des diodes.

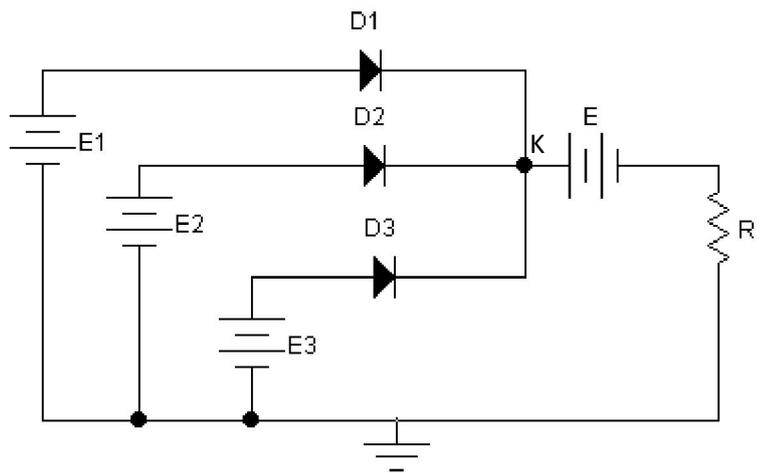


Figure 2.9

Correction des Exercices

Exercice 01:

Figure 2.6.a : D1 passante (polarisée en directe)/ D2 bloquée.

Figure 2.6.b : D1 bloquée / D2 passante ( $5V > 3V$ ).

Figure 2.6.c : D1 passante / D2 passante.

Figure 2.6.d : D1 bloquée / D2 passante.

Exercice 02:

1. Pour  $E = +5V$

a. la diode n'est pas passante (polarisation inverse) :

$$U_{R2} = E \times R_2 / (R_1 + R_2) = 5V \times 1 / (1+1).$$

$$U_{R2} = 2.5V.$$

b. la diode est passante (polarisation directe) :

$$U_{R2} = -V_D \rightarrow U_{R2} = -0.6V.$$

2. Figure 2.10:  $e(t) = 5\sin(2\pi t / T) V$ .

Pour :  $e(t) \geq 0$ , la diode est bloquée:  $U_{R2} = e(t) \times R_2 / (R_1 + R_2)$ .

$$U_{R2} = 5V \sin(2\pi t / T) \times 1 / (1+1) \quad U_{R2} = 2.5\sin(2\pi t / T)V.$$

Pour :  $e(t) < -0,7 V$ , la diode est passante.

$$U_{R2} = -V_D \quad U_{R2} = -0.6V$$

Pour :  $-0,7V \leq e(t) < 0$ , la diode est bloquée.

$$U_{R2} = e(t) \times R_2 / (R_1 + R_2) \quad U_{R2} = 2.5\sin(2\pi t / T)V$$

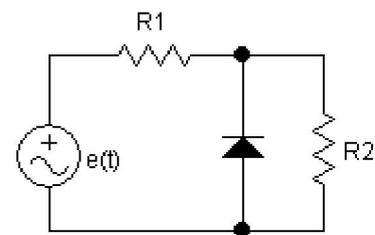


Figure 2.10

Exercice 03:

Pour calculer les courants traversant les diodes, il faut d'abord simplifier le circuit utilisant l'équivalent de thévenin (Figure 2.11) et le circuit devient :

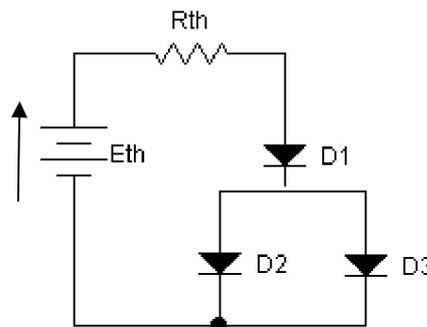
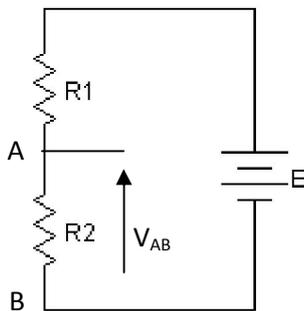


Figure 2.11

- Calcul de  $E_{th}$  et  $R_{th}$



$$V_{AB} = E_{Th} = E * \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2}$$

- Calcul de  $i_1$ ,  $i_2$ , et  $i_3$  (Figure 2.12):

$$i_2 = i_3 = \frac{i_1}{2}$$

$$E = R_{Th}i_1 + 2V_d + \frac{3 * r_d}{2} i_1$$

$$i_1 = \frac{2(E_{Th} - 2V_d)}{2R_{Th} + 3r_d}$$

et

$$i_2 = i_3 = \frac{E_{Th} - 2V_d}{2R_{Th} + 3r_d}$$

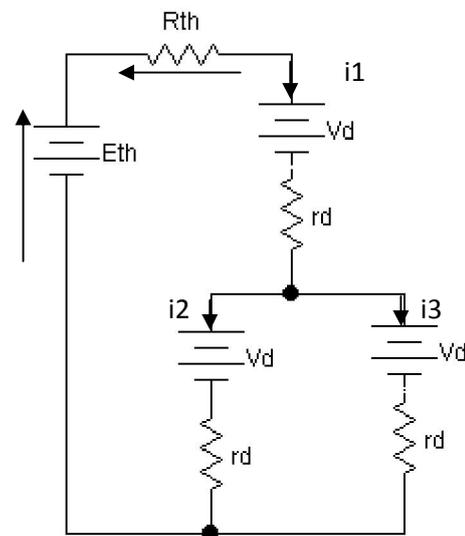


Figure 2.12

**Exercice 04:**

- 1- Les diodes ont le même potentiel à leurs cathodes  $V_K$ . c'est D1 qui a le potentiel le plus grand, donc D1 est passante et  $V_K$  sera :  

$$V_K = E_1 - V_{d1} = 30 - 0,6 = 29,4 \text{ V}$$

Donc D2 et D3 se bloquent puisque leurs anodes sont à un potentiel inférieur à leurs cathodes  $V_K$  .

- 2-  $I_R = (V_K - E)/R = (29,4 - 10)/20 = 0,94 \text{ A}$

Donc :  $V_{d1} = 0,6 \text{ V}$ .

$$V_{d2} = E_2 - V_K = -19,4 \text{ V}$$

$$V_{d3} = E_3 - V_K = -14,4 \text{ V}$$

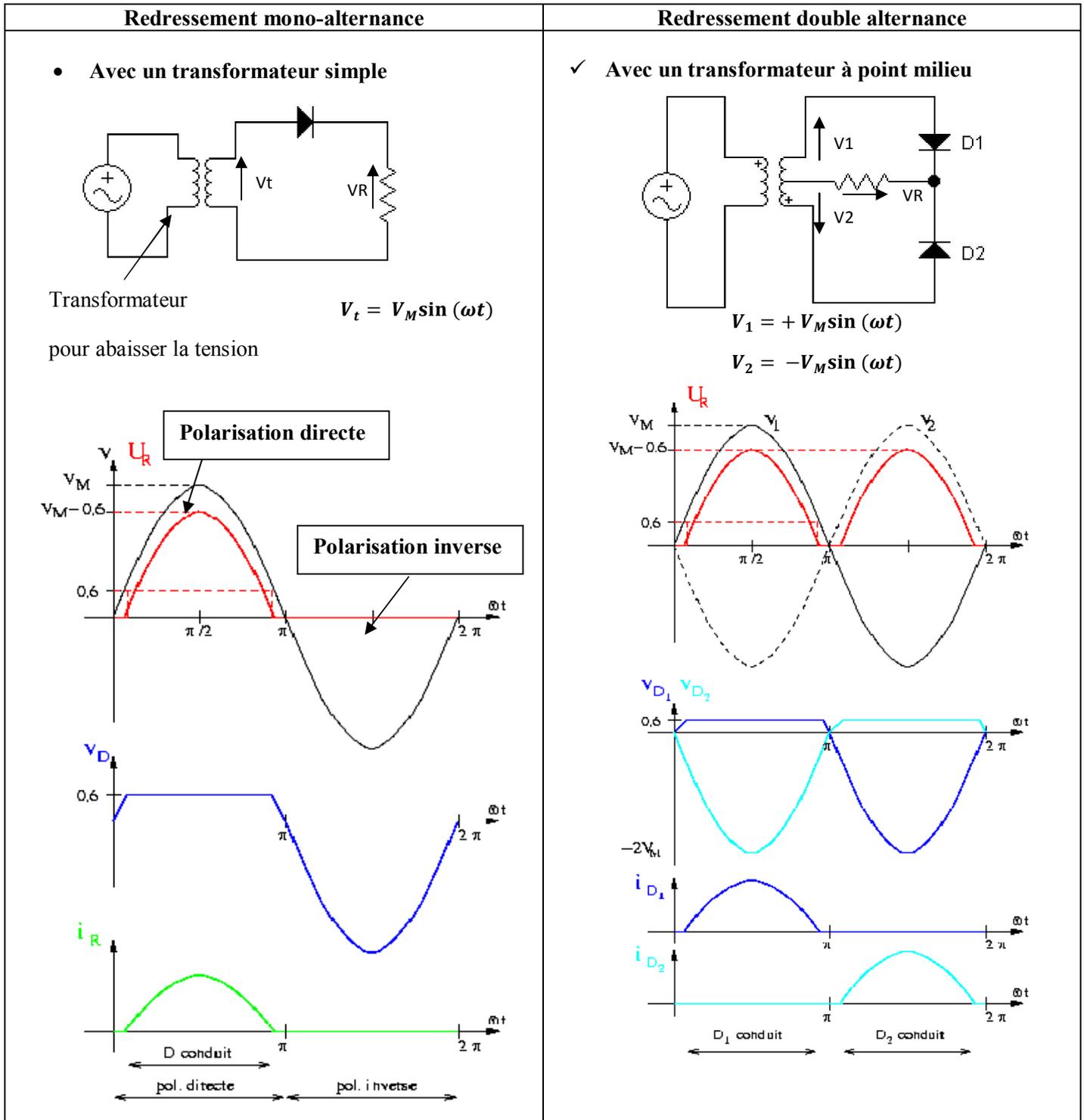
Chapitre 3 : Applications des diodes

1. Introduction

La diode est un composant électronique très intéressant. On peut l'employer dans une grande variété d'applications telles que : La détection, le redressement, la régulation, la multiplication de fréquence, la réalisation de porte logique

2. Le Redressement

Le redressement consiste à transformer une **tension bidirectionnelle** en une **tension unidirectionnelle** appelée tension redressée pour faire des générateurs de tension continue destinés à alimenter les montages électroniques. On distingue deux types de redresseurs : **mono-alternance** et **double alternances**.



✓ **Pour  $0 < \omega t < \pi$**   
 $V > 0 \rightarrow V_A > V_K$ : **polarisation directe**  
 $\rightarrow D$  conduit si  $V > 0,6$  V  
 $U_R = V - V_D = V - 0,6$  et  $i_R = U_R / R$

✓ **Pour  $\pi < \omega t < 2\pi$**   
 $V < 0 \rightarrow V_A < V_K$ : **polarisation inverse**  
 $\rightarrow D$  est bloquée  
 $i_R = 0 \rightarrow U_R = 0$  et  $V_D = V$

✓ **Pour  $0 < \omega t < \pi$**   
 $V_1 > 0, V_2 < 0 \rightarrow V_{A1} > V_M > V_{A2}$   
 -  $V_{A1} > V_{K1} \rightarrow D1$  **polarisation directe**  
 -  $V_{A2} < V_{K2} \rightarrow D2$  **polarisation inverse**

si  $V_1 > 0,6$  V,  $D_1$  conduit

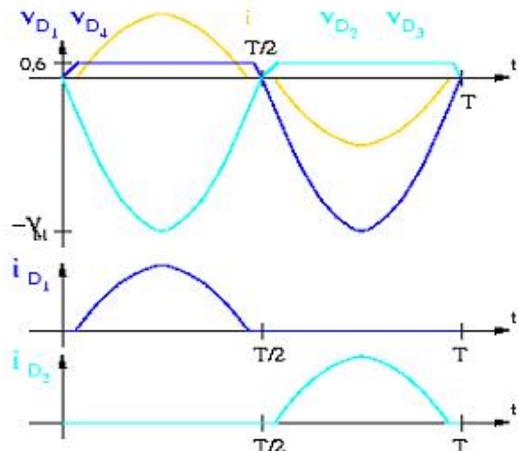
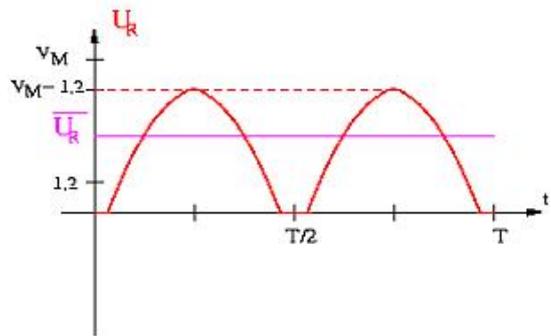
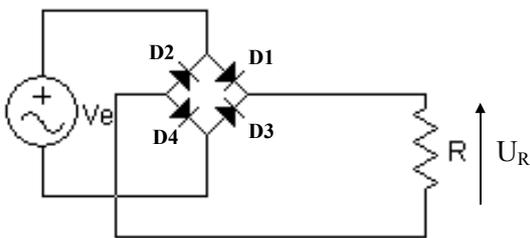
-  $U_R = V_1 - V_{D1} = V_1 - 0,6$  et  $i_R = U_R / R$   
 -  $V_1 - V_{D1} + V_{D2} - V_2 = 0 \rightarrow V_{D2} = V_2 - V_1 + V_{D1}$   
 -  $V_{D2} = V_2 - V_1$   
 à  $\omega t = \pi/2, V_{D2} = -2V_M$

✓ **Pour  $\pi < \omega t < 2\pi$**   
 $V_1 < 0, V_2 > 0 \rightarrow V_{A1} < V_M < V_{A2}$   
 -  $V_{A1} < V_{K1} \rightarrow D1$  **polarisation inverse**  
 -  $V_{A2} > V_{K2} \rightarrow D2$  **polarisation directe**

si  $V_2 > 0,6$  V,  $D_2$  conduit

-  $U_R = V_2 - V_{D2} = V_2 - 0,6$  et  $i_R = U_R / R$   
 -  $V_1 - V_{D1} + V_{D2} - V_2 = 0 \rightarrow V_{D1} = V_1 - V_2 + V_{D2}$   
 -  $V_{D1} = V_1 - V_2$

✓ **Redressement double alternance à pont de Graetz**



✓ **Pour  $0 < \omega t < \pi$**   
 $V > 0 \rightarrow V_{A1} > V_{A2}$  ou  $V_{K3} > V_{K4}$   
 $\rightarrow V_{A1} > V_{K1} = V_{K2} > V_{A2}$   
**D1 pol. directe**    **D2 pol. inverse**  
 $\rightarrow V_{K3} > V_{A3} = V_{A4} > V_{K4}$   
**D3 pol. inverse**    **D4 pol. directe**

si  $V > 2 V_{\text{seuil}}$ , D1 et D4 sont passantes

$$U_R = V - V_{D1} - V_{D4} = V - 1,2 \quad \text{et} \quad i_R = U_R / R ;$$

$$V_{D2} = V_{D1} - V \approx -V \quad \text{et} \quad V_{D3} = V_{D4} - V \approx -V$$

✓ Pour  $\pi < \omega t < 2\pi \rightarrow V < 0 \rightarrow D_2$  et  $D_3$  polarisation directe  $D_1$  et  $D_4$  polarisation inverse

- **Performances de Redressement**

✓ Le signal obtenu à la sortie du redresseur contient :

❖ un **composante continue** (Valeur moyenne du signal  $U_{\text{moy}}$ ) à laquelle est superposée un **ondulation**  $U_{\text{ond}}$  ( de valeur moyenne nulle ).

$$U(t) = U_{\text{moy}} + U_{\text{ond}} \quad \text{et} \quad U_{\text{eff}}^2 = U_{\text{moy}}^2 + U_{\text{ond eff}}^2$$

✓ L'étude des performances d'un montage redresseur porte sur:

✓ La recherche de la forme de la tension redressée  $U(t)$ .

✓ Le calcul de la valeur moyenne  $U_{\text{moy}}$  de  $U(t)$ .

✓ Le calcul de la valeur efficace  $U_{\text{eff}}$  de  $U(t)$ .

✓ Pour évaluer l'importance de l'**ondulation** par rapport à la **valeur moyenne**, on fait appel à l'un des deux coefficients suivants :

- Le facteur de forme **Fou** le taux d'ondulation  **$\tau$** .

Redressement mono-alternance	Redressement double alternance
<p>✓ <b>Valeurs Moyennes</b></p> $U_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T U_R(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} (V_M \sin(\omega t) - 0.6) dt$ $U_{moy} \approx \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_M \sin(\omega t) dt = \frac{V_M}{\pi}$ $I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = \frac{V_M}{\pi R}$ <p>La valeur moyenne d'un courant, sur une période T, est égale à la valeur du courant continu qui, dans la même durée T, aurait transporté la même quantité d'électricité.</p> <p>✓ <b>Valeur efficace de U<sub>R</sub></b></p> $U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_R^2(t) dt} = \frac{V_M}{2}$ <p>✓ <b>Le taux d'ondulation τ</b> : c'est le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne de la grandeur:</p> $\tau = \frac{U_{ond\ eff}}{U_{moy}}$ <p>Plus τ tend vers 0, plus la tension redressée peut être considérée comme <b>continue</b>.</p> <p>✓ <b>Le facteur de forme F</b> : c'est le rapport de la valeur efficace de la grandeur à sa valeur moyenne.</p> $F = \frac{U_{eff}}{U_{moy}} = \frac{\frac{V_M}{2}}{\frac{V_M}{\pi}} = \frac{\pi}{2} = 1.57$ <p>Plus F tend vers 1, plus la tension redressée peut être considérée comme <b>continue</b>.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ On a la relation : <math display="block">U_{eff}^2(t) = U_{moy}^2 + U_{ond\ eff}^2</math> </li> <li>➤ Et on peut tirer la relation entre F et τ: <math display="block">F = \sqrt{\tau^2 + 1} \Rightarrow \tau = \sqrt{F^2 - 1} = 1.21</math> </li> </ul>	<p>✓ <b>Valeur Moyenne</b></p> $U_{moy} \approx \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_M \sin(\omega t) dt = 2 \frac{V_M}{\pi}$ $I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = \frac{2V_M}{\pi R}; \bar{I}_D = \frac{V_M}{\pi R}$ <p>✓ <b>Valeur efficace de U<sub>R</sub></b></p> $U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_R^2(t) dt} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$ <p>✓ <b>Le taux d'ondulation τ</b> :</p> $\tau = \frac{U_{ond\ eff}}{U_{moy}}$ <p>✓ <b>Le facteur de forme F</b> :</p> $F = \frac{U_{eff}}{U_{moy}} = \frac{\frac{V_M}{\sqrt{2}}}{\frac{2V_M}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11$ $F = \sqrt{\tau^2 + 1} \Rightarrow \tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0.48$

**2.1. Redressement avec condensateur de filtrage**

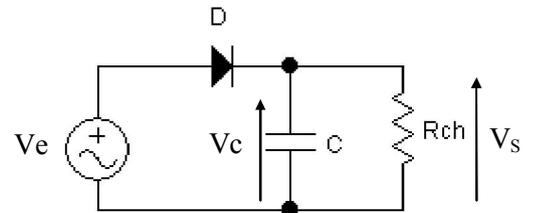
**But :** obtenir une tension continue à partir d'une tension redressée. Le dispositif le plus simple consiste à brancher un condensateur en parallèle avec la charge, sa valeur est souvent élevée : plusieurs  $\mu\text{F}$ .

- Dès la première alternance, le condensateur C se charge puis, dès que la tension à ses bornes devient supérieure à la tension redressée, il se décharge à travers la résistance R.

- **Redressement mono-alternance**
- **Période de charge du condensateur:**

Dès que  $V_A > V_K$  la diode est **passante** : le condensateur se charge rapidement car la résistance de la diode est **très inférieure** à celle de la charge  $R_{ch}$ . On peut définir la constante de temps de charge  $\tau_C = C \cdot R_{diode}$

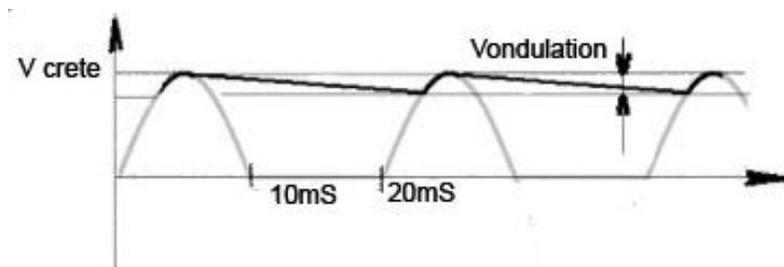
La tension crête atteinte aux bornes du condensateur est égale à  $V_e - V_{AK}$ .



**Figure 3.1: circuit de redressement avec condensateur de filtrage**

✓ **Décharge du condensateur :**

- Dès que  $V_A < V_K$ , le générateur est isolé de la charge par la diode qui est **bloquée**. Le condensateur se décharge dans R avec une constante de temps  $\tau_C = R_{ch} \cdot C$ .
- La qualité du filtrage est d'autant meilleure que le **courant de décharge est faible** : il faut utiliser des condensateurs de **capacité élevée** pour obtenir une **constante de temps de décharge aussi élevée que possible**.



**Figure 3.2: la tension aux bornes de la charge après le redressement mono-alternance et le filtrage**

- **Redressement double-alternance**

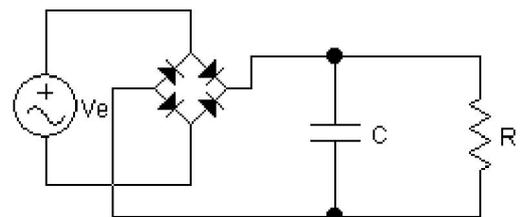
à  $t = 0$ ,  $V_e = 0 \text{ V}$  et C est déchargé  $\rightarrow V_S = 0 \text{ V}$  ; les 4 diodes sont idéales.

- **$0 < t < T/4$ :**

ve augmente et les diodes  $D_1$  et  $D_4$  sont passantes : le condensateur C se charge sous  $V_e(t)$

$\rightarrow V_S(t) = V_e(t)$  jusqu'à atteindre  $\rightarrow V_S(T/4) = V_M$ .

- **$T/4 < t < T/2$ :**



**Figure 3.3: circuit de redressement double alternance avec condensateur de filtrage**

Ve décroît rapidement alors que le condensateur s'oppose aux variations brusques de tension à ces bornes. Le potentiel du point D devient supérieur à celui du point A, les diodes  $D_1$  et  $D_4$  se bloquent, donc aucune diode conduit dans le montage. Le condensateur se décharge alors lentement dans la résistance R avec une constante de temps  $\tau = R.C$ . La tension  $V_S$  décroît exponentiellement.

- $T/2 < t < 3T/4$ :

Ve devient négative, lorsque le potentiel du point B devient supérieur à celui du point D les diodes  $D_2$  et  $D_3$  se mettent à conduire et le condensateur C se charge à nouveau sous  $V_e(t) > 0$  jusqu'à atteindre  $V_S(3T/4) = V_M$ .

- $3T/4 < t < T$ :

Ve croît rapidement alors que le condensateur s'oppose aux variations brusques de tension à ces bornes. Lorsque le potentiel du point B devient inférieur à celui du point D, les diodes  $D_1$  et  $D_4$  se bloquent et aucune diode conduit dans le montage. Le condensateur se décharge alors lentement dans la résistance R avec une constante de temps  $\tau = R.C$ . La tension  $V_S$  décroît exponentiellement.

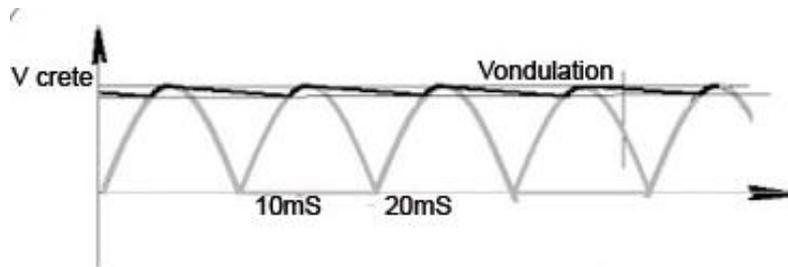


Figure 3.4: la tension aux bornes de la charge après le redressement double-alternance et le filtrage

- Calcul du condensateur de filtrage

On considère que le condensateur C se décharge à courant  $I_{max}$  constant pendant un temps  $\Delta T$  et que la chute de sa tension est inférieure à  $\Delta U = U_{Cmax} - U_{Cmin}$ .

On a alors la relation :

$$C\Delta U = I_{max}\Delta T$$

Pour un redressement simple alternance, on aura un  $\Delta T$  de 20ms, qui correspond à l'inverse de la fréquence secteur 50Hz. La valeur du condensateur est alors :

$$C = \frac{I_{max}}{F\Delta U}$$

Les hypothèses seront les mêmes que précédemment. La seule différence viendra du temps  $\Delta T$  ; vu qu'on a un redressement double alternance, la fréquence du courant redressé est double de celle du secteur. La formule de calcul du condensateur devient donc :

$$C = \frac{I_{max}}{2F\Delta U}$$

### 3. Régulation de tension

De par leurs caractéristiques de générateur de tension, ces diodes sont idéales pour réguler des tensions continues ayant une ondulation résiduelle non négligeable (cas des tensions redressées filtrées). Le but ici est de supprimer l'ondulation résiduelle après le filtrage capacitif.

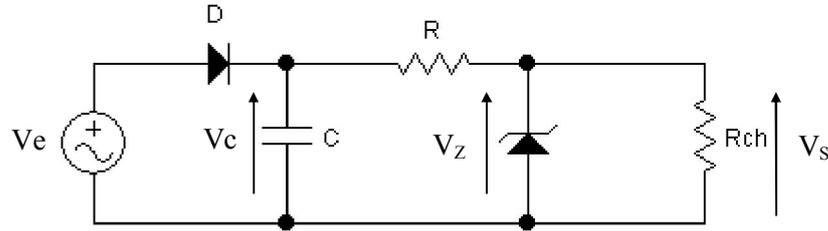


Figure 3.5: circuit de régulation de tension avec la diode zener

- Pour que la zener fonctionne et assure son rôle de régulateur, il faut qu'un courant  $I_z$  non nul et ne dépasse pas le courant  $I_{zm}$  circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée  $V_c$  et de la charge  $R_{ch}$ .
- Lorsque la polarisation est correcte, on peut faire le schéma équivalent du montage. La tension d'entrée du régulateur a été scindée en une tension continue (la tension moyenne aux bornes du condensateur), et une tension alternative (l'ondulation).

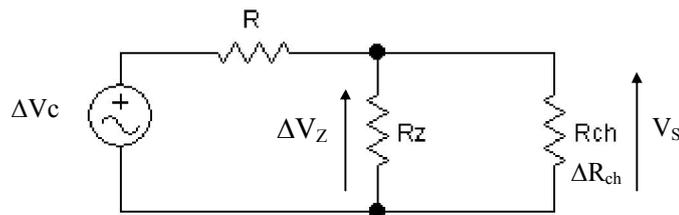


Figure 3.6: circuit équivalent de régulation de tension

#### 3.1 Calcul de coefficients de stabilisation

- Pour caractériser ce montage équivalent de régulation, on peut définir **deux coefficients de stabilisation**. En effet, la tension de sortie va varier lorsque la tension d'entrée et / ou la charge vont varier.

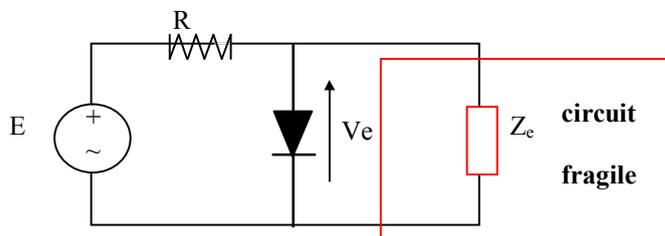
Stabilisation amont	Stabilisation aval
<p>ce coefficient est représentatif de la sensibilité du montage aux variations de la tension non régulée, et ceci à <b>charge constante</b>. c'est le rapport <math>(\Delta V_z / \Delta V_c) I_{ch} = cte</math>.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Pour le coefficient de stabilisation, on a :</li> </ul> $\frac{\Delta V_z}{\Delta V_c} = \frac{R_z \parallel R_{ch}}{R_z \parallel R_{ch} + R}$ <p>Comme en général <math>R_{ch} \gg R_z</math>, cette formule devient :</p>	<p>ce coefficient est représentatif de la variation de la tension de sortie quand le courant dans la charge varie (<math>R_{ch}</math> varie de <math>\pm \Delta R_{ch}</math>), et ceci à tension d'entrée constante. C'est le rapport <math>(\Delta V_z / \Delta I_{ch}) V_c = cte</math>, soit en fait, <b>l'impédance de sortie du montage</b>. Ce paramètre est très important dans tous les régulateurs de tension.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Le coefficient de stabilisation aval est égal à l'impédance de sortie du montage ; c'est la résistance du générateur de Thévenin équivalent, soit :</li> </ul>

$\frac{\Delta V_Z}{\Delta V_C} = \frac{R_Z}{R_Z + R}$	$R_S = R_Z \parallel R$
plus R est grand, plus la stabilisation amont est bonne, mais en contrepartie, Il faudrait prévoir des tensions filtrées très grandes par rapport aux tensions régulées.	R étant souvent très supérieur à R <sub>Z</sub> , on obtient : $R_S = R_Z$

**4. Circuit Ecrêteur/ limiteur (clipping)**

- L'écrêtage consiste à supprimer une partie de l'amplitude d'un signal. Le redressement supprimant les alternances négatives peut être considéré comme un cas particulier de l'écrêtage.
- Ce circuit permet de protéger les circuits sensibles (circuits intégrés, amplificateur à grand gain...) contre une tension d'entrée trop élevée ou d'une polarité donnée.

**4.1 clipping parallèle : (diode // charge)**

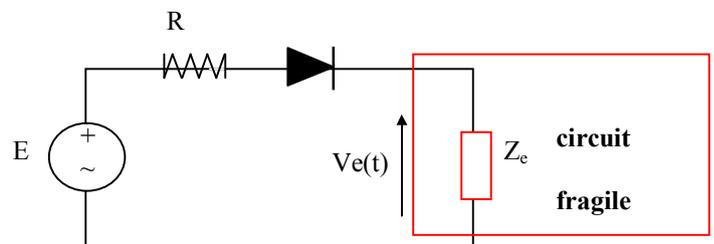


**Figure 3.6: circuit Ecrêteur parallèle**

lorsque  $E > V_s = 0.7V \Rightarrow V_e \cong V_s$

lorsque  $E < V_s \Rightarrow V_e = \frac{Z_e}{Z_e + R} E$

⇒ Protection contre les tensions supérieures à ~1V



**Figure 3.7: circuit Ecrêteur série**

**4.2 clippingsérie : (diode + charge)**

lorsque  $E < V_s \Rightarrow$  la diode est bloquée et le circuit protégé

lorsque  $E > V_s \Rightarrow V_e \cong (E - 0.6) \frac{Z_e}{Z_e + R} \approx E - 0.6 \approx E$

⇒ Le circuit est protégé contre toute tension inférieure à V<sub>s</sub> (en particulier les tensions négatives)

**5. Circuit de restitution d'une composante continue (clamping)**

- Ce circuit permet de décaler le signal vers les tensions positives (ou négatives).
- Par l'utilisation des circuits de restauration, on peut rajouter artificiellement des composantes continues positives ou négatives à des signaux alternatifs.

- Les circuits de restitution de composante positive et négative fonctionnent selon le même principe. A cet effet, on ne présentera que l'étude du fonctionnement de l'un d'eux.

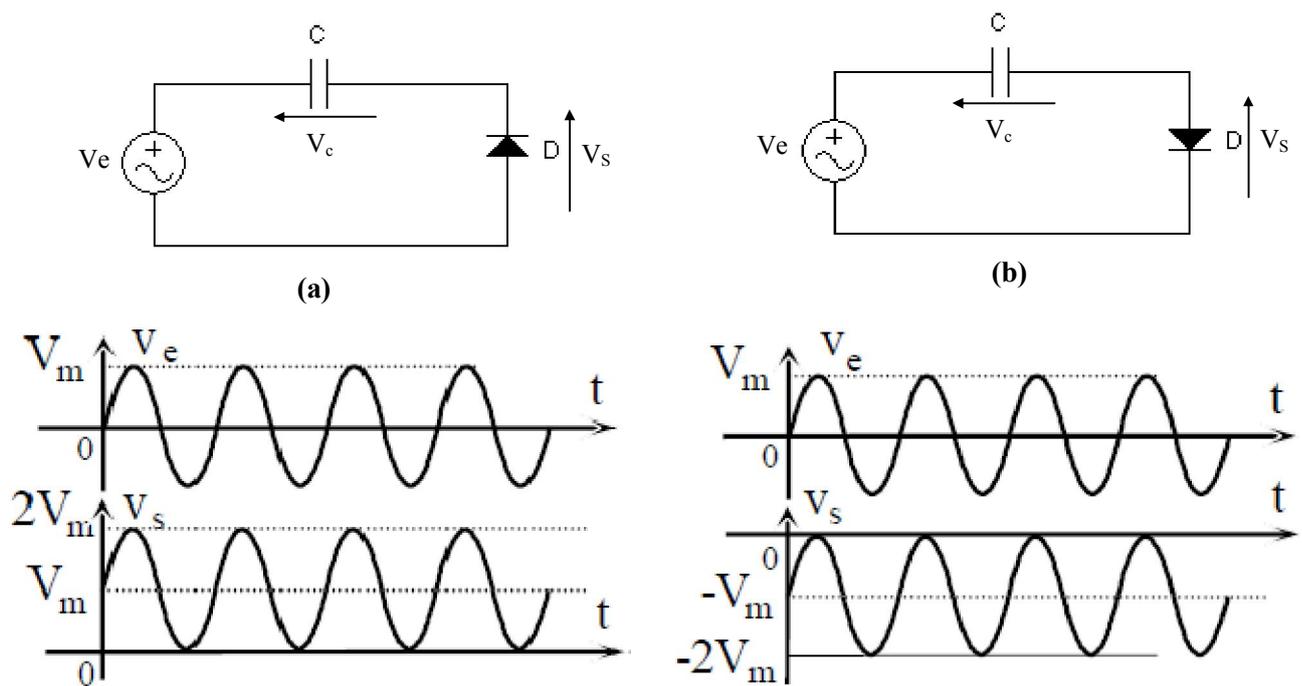
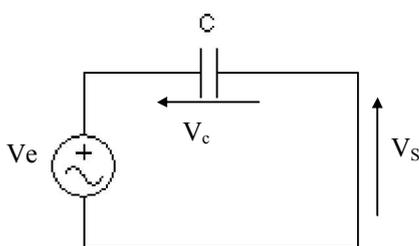


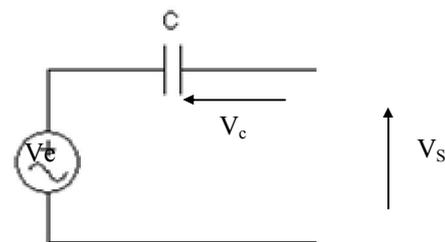
Figure 3.8: circuit de restitution d'une composante continue: (a): positive, (b): négative

### 5.1. Fonctionnement de circuit de restitution d'une composante positive



Lorsque la tension  $V_e$  est négative, la diode est dans un état de conduction. On peut l'assimiler par souci de simplification à un court-circuit:

- $V_e < 0 \rightarrow V_s = 0$
- $V_e = V_c + V_s = V_c$
- C se charge à la valeur crête  $V_m$ , donc:  
 $V_c = -V_m$



Lorsque la tension  $V_e$  est positive, la diode est bloquée. On peut l'assimiler à un circuit-ouvert:

$$V_s = V_e - V_c \text{ avec } V_c = -V_m$$

donc

$$V_s = V_e + V_m$$

- On constate que le signal de sortie  $V_s$  n'est autre que le signal appliqué à l'entrée, auquel on a rajouté une tension continue d'amplitude égale à  $V_m$ .

## 6. Circuit de Multiplieur de tension

Ce circuit permet de produire une tension de sortie **continue** à partir d'un signal d'entrée **variable**. La tension continue est généralement un multiple de l'amplitude du signal d'entrée.

- *Exemple : doubleur de tension*

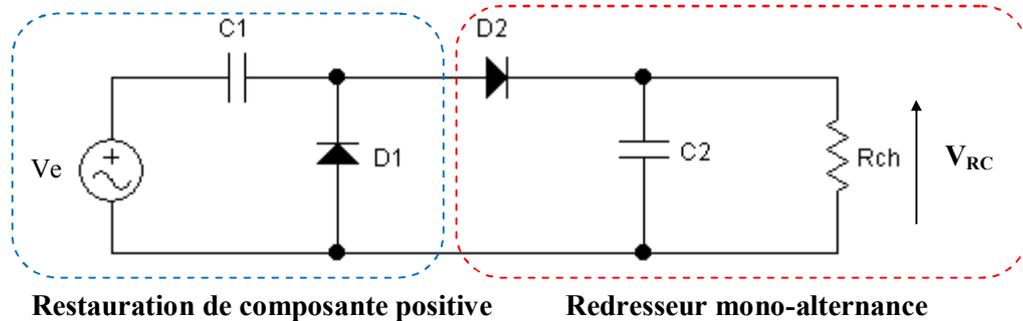


Figure 3.9: circuit de doubleur de tension

- Pendant l'alternance négative de la tension d'entrée, la diode **D1** est polarisée en inverse, donc le condensateur **C1** se charge jusqu'à la tension de crête  $-V_m$ :  $V_{C1} = -V_m$
- La diode **D1** verra à ses bornes la tension  $V_{D1} = V_e(t) + V_m$
- Pendant l'alternance positive, la diode **D2** conduit et le condensateur **C2** se charge à la tension  $V_{D1}$ .  
Il suffit alors de filtrer la tension  $V_{D1}$  à sa valeur de crête avec **D2** et **C2** : on obtient une tension continue égale à deux fois la tension crête du générateur :  $V_{Rc} \approx 2 \times V_m$
- Il est possible de continuer ce raisonnement, et en ajoutant d'autres cellules semblables à celle du doubleur, on peut tripler, quadrupler ou plus les tensions.

Exercices

Exercice01 :

Soit le circuit de la figure 3.10 avec  $R=15\Omega$  et la diode considérée idéale.

- 1- Tracer les formes d'onde des tensions  $V_e(t)$ ,  $V_s(t)$ ,  $V_d$ , et celles des courants  $i_e$ ,  $i_d$  et  $i_s$ .
- 2- Déterminer les valeurs moyennes et efficaces de  $V_s$  et  $i_s$ .
- 3- Calculer le facteur de forme de la tension  $V_s$  et le facteur d'ondulation.
- 4- Calculer la puissance instantanée dans la charge et tracer sa forme d'onde.

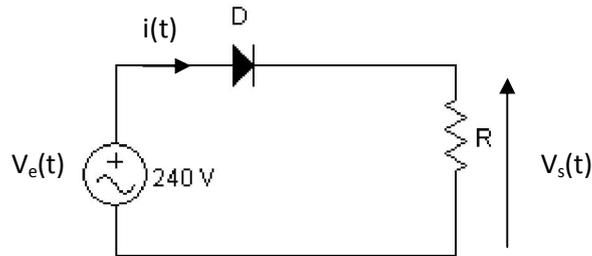


Figure 3.10

Exercice 02:

Soit le circuit de la figure 3.11 avec  $e(t)$  un générateur de tension sinusoïdale d'amplitude 5V et de fréquence 1Khz, les diodes sont parfaites de  $V_d$  égale à 0.6V.  $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ .

- 1- Déterminer la tension  $V_s$  aux bornes de la résistance  $R_2$ .
- 2- Donner la forme du signal obtenu à la sortie.

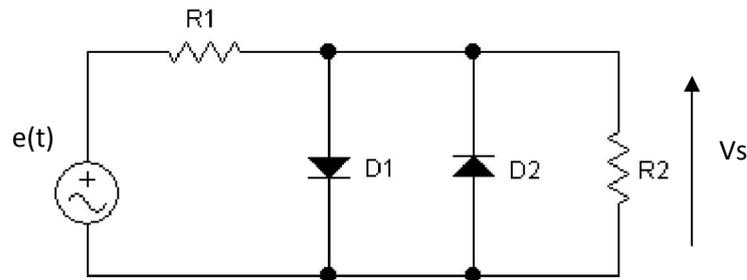


Figure 3.11

Exercice 03:

Pour simplifier, on admettra que les diodes sont idéales.

Tracer pour chacun des montages de la figure 3.12 le graphe de  $V_s(t)$  pour  $V_e(t)=V_M \sin(\omega t)$ . avec  $V_M=15V$  et  $E=5V$ .

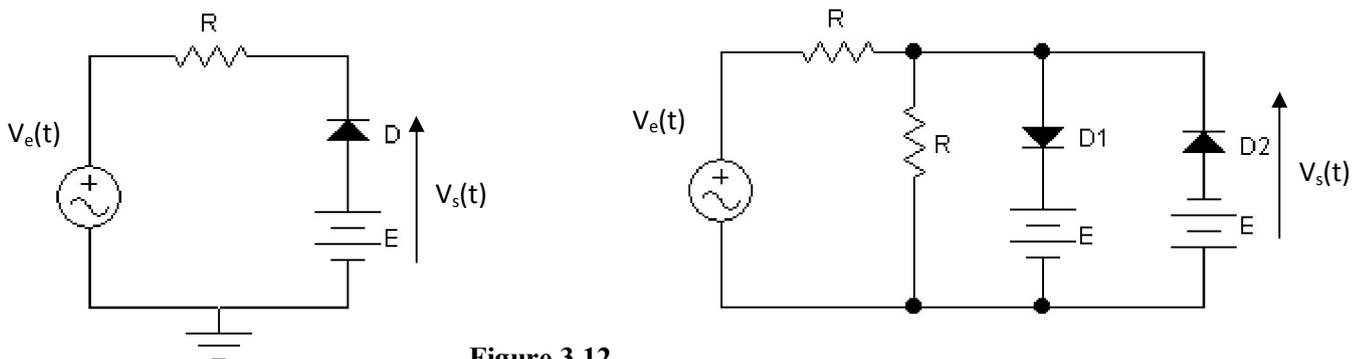


Figure 3.12

**Exercice 04 :**

Dans le montage de la figure 3.13.a, la diode D1 est modélisée par sa tension de seuil  $V_d = 0.7V$  et la diode D2 est modélisée par sa tension zener  $V_z = 4.3V$ , sachant que  $V_e = V_m \sin(\omega t)$  :

- Tracer sur un même graphique  $V_e$  et  $V_s$  en fonction du temps avec  $V_m=7V$  et  $R = 1K\Omega$ .

Dans le montage de la figure 3.13.b, les diodes D2 et D3 sont identiques et modélisées par la tension zener  $V_z = 10V$ , sachant que  $V_e = V_m \sin(\omega t)$  :

- Tracer sur un même graphique  $V_e$  et  $V_s$  en fonction du temps avec  $V_m=30V$  et  $R = 1K\Omega$ .

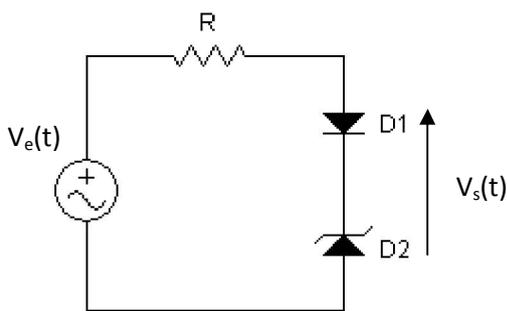


Figure 3.13.a

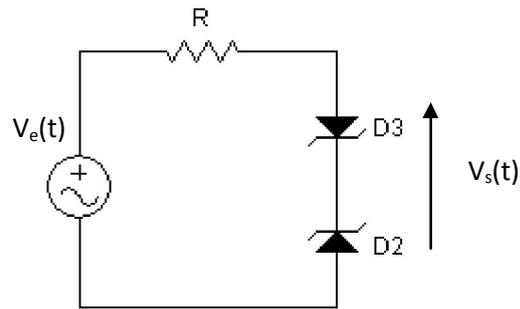


Figure 3.13.b

**Exercice 05 :**

Soit le montage de la figure 3.14 :

On applique au transformateur une tension sinusoïdale de 220V et 50Hz.

La charge résistive  $R = 100\Omega$ . Le rapport de transformation  $N = 0,1$ . La tension directe de chaque diode est 0,6V.

L'ondulation de la tension aux bornes de la charge est de 0,5V.

1. Calculer la tension maximale aux bornes de la charge
2. Calculer la valeur moyenne de la tension de la charge ( $U_{Rmoy}$ ) et celle du courant qui la traverse ( $I_{Rmoy}$ ).
3. Déterminer la valeur minimale de la tension redressée ( $U_{Rmin}$ ).
4. Trouver la capacité du filtre C.
5. Quelle est la fréquence du signal redressé aux bornes de la charge ?
6. On branche un condensateur  $C = 2200\mu F$  aux bornes de la charge et on obtient une tension de 28,6V aux bornes de la charge. Calculer l'ondulation de la tension aux bornes de la charge ( $\Delta V$ ).

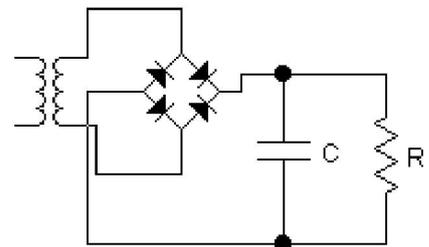


Figure 3.14

## Exercice 06:

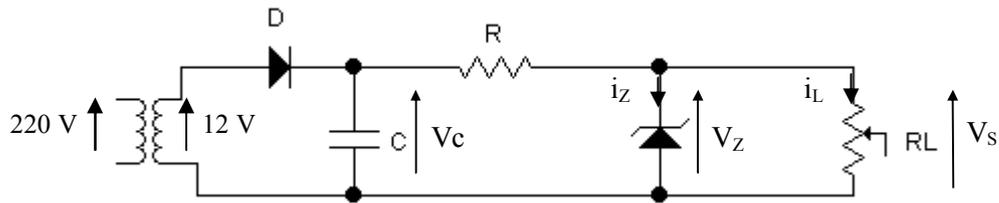


Figure 3.15

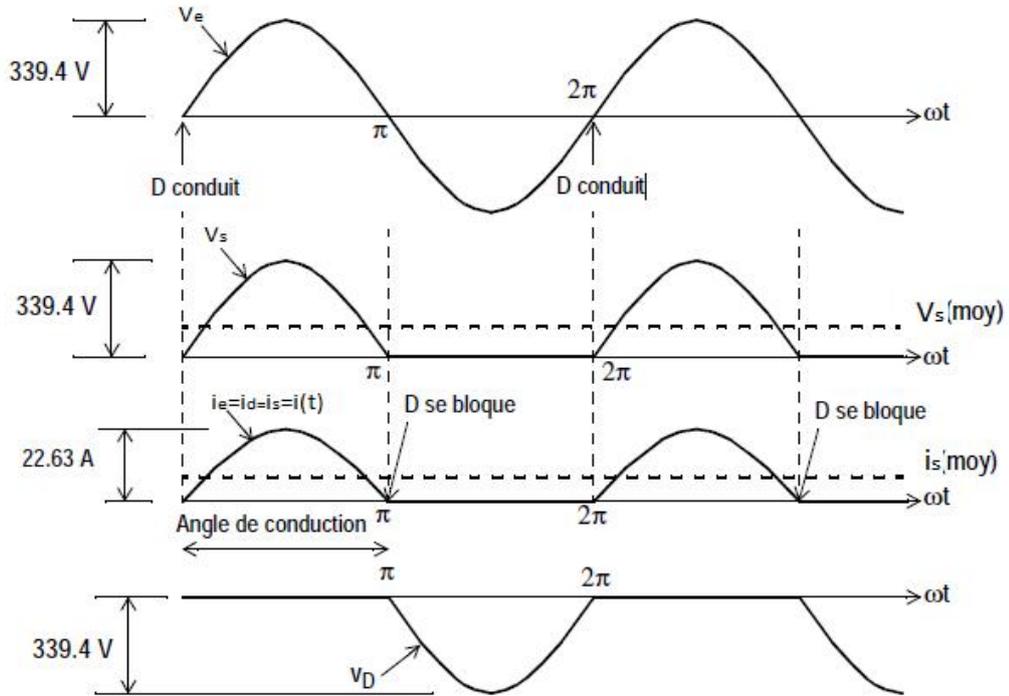
Pour  $I_{z_{\min}}=5 \text{ mA}$   $I_L=0 \dots 50\text{mA}$   $V_0=10\text{V}$

- 1- Dessiner l'allure de  $V_1(t)$ ,  $V_c(t)$  et  $V_0$  sur le même graphique.
- 2- Calculer  $R_L$  afin d'assurer les conditions suivantes :  $V_{c_{\min}}(t)=14\text{V}$ ,  $I_{L_{\max}}=50\text{mA}$  et  $I_{z_{\min}}=5\text{mA}$ .
- 3- Calculer la capacité de filtrage pour assurer en permanence une tension  $V_c(t) \geq 14\text{V}$ .
- 4- Calculer  $I_{z_{\max}}$ , en déduire la puissance instantanée maximum dissipée dans la diode zener et dans  $R_L$ .

Correction des Exercices

Exercice01 :

- 1- Tracer les formes d'onde des tensions  $V_e(t)$ ,  $V_s(t)$ ,  $V_d$ , et celles des courants  $i_e, i_d$  et  $i_s$ .



- 2- Déterminer les valeurs moyennes et efficaces de  $V_s$  et  $i_s$ .

$$V_s(moy) = \frac{V_M}{\pi} = \frac{339.4}{\pi} = 108.03 \text{ V}$$

$$V_s(ef) = \frac{V_M}{2} = \frac{339.4}{2} = 169.7 \text{ V}$$

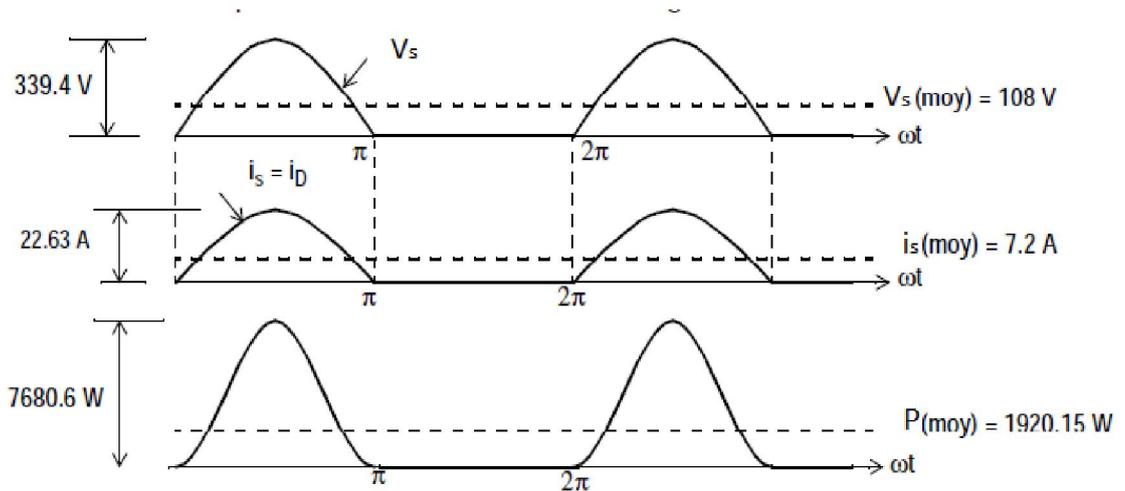
$$i_s(moy) = \frac{V_s(moy)}{R} = \frac{108.03}{15} = 7.2 \text{ A}$$

$$i_s(ef) = \frac{V_s(ef)}{R} = \frac{169.7}{15} = 11.31 \text{ A}$$

- 3- Calculer le facteur de forme et le facteur d'ondulation.

$$F = \frac{V_s(ef)}{V_s(moy)} = \frac{169.7}{108.03} = 1.57 \quad \text{et} \quad \tau = \sqrt{F^2 - 1} = 1.21$$

4- Calculer la puissance instantanée dans la charge et tracer sa forme d'onde.

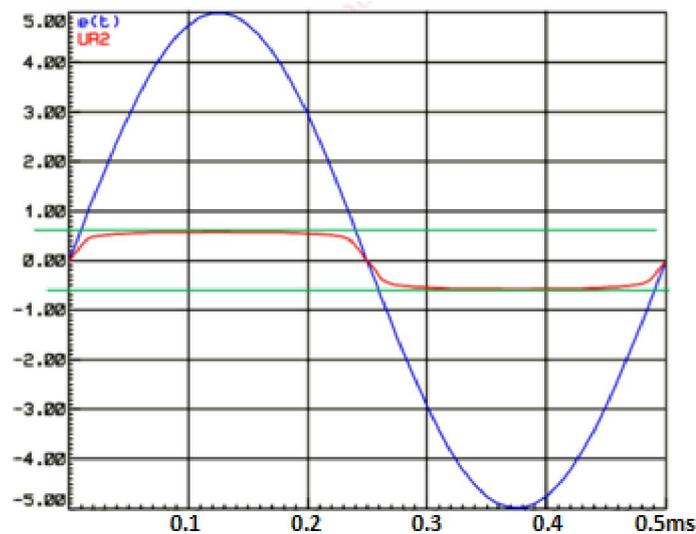


$$P(moy) = \frac{7680.6}{4} = 1920.15 \text{ W}$$

**Exercice N°02**

Déterminer la tension aux bornes de R<sub>2</sub> (Vs).

- Pour :  $e(t) \geq 0,6\text{V}$  , la diode D1 est passante et la diode D2 est bloquée et  $U_{R2} = V_{D2} = 0.6\text{V}$ .
- Pour :  $e(t) < -0,6\text{ V}$  , la diode D2 est passante et la diode D1 est bloquée et  $U_{R2} = -V_{D2} = -0.6\text{V}$ .
- Pour :  $-0,6\text{V} \leq e(t) < 0,6\text{V}$  , les diodes ne sont pas passantes et  $U_{R2} = e(t) \times R_2 / (R_1 + R_2)$  ,  $U_{R2} = 2,5\sin(2\pi t / T)\text{V}$ .



**Exercice N°03**

Pour que la diode soit passante il faut que

$$V_a > V_k \text{ ou } V_k < V_a < E = 5V \text{ (diode idéale)}$$

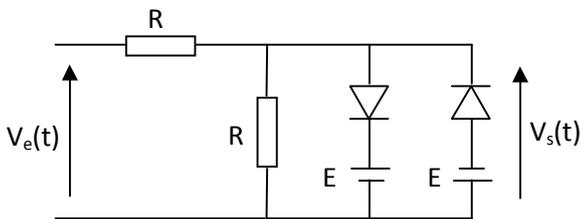
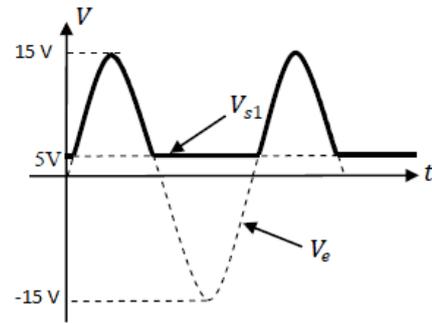
v

→ Pour  $V_e > 5V$  la diode est bloquée ( $i=0$ ) donc

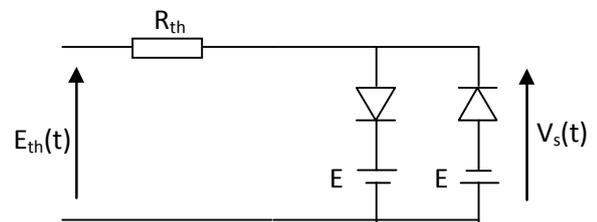
$$\rightarrow V_s(t) = V_e(t)$$

→ Pour  $V_e(t) < 5V$  la diode est passante (diode idéale)

$$\rightarrow V_s(t) = E = 5V.$$



On doit  
d'abord  
simplifier  
le circuit



$$\text{Avec } R_{th} = R // R = 1/2 R = 500\Omega. \text{ et } E_{th} = 1/2 V_e(t) \rightarrow E_{thM} = 7.5V.$$

pour  $E_{th} +$  et  $E_{th} > E > 5V \rightarrow D1$  est passante et  $D2$  bloquée  $\rightarrow s(t) = E = 5V.$

pour  $E_{th} -$  et  $E_{th} < -E < -5V \rightarrow D2$  est passante et  $D1$  bloquée  $\rightarrow s(t) = -E = -5V.$

pour  $-E < E_{th} < E \rightarrow -5 < E_{th} < 5 \rightarrow D1$  et  $D2$  sont bloquées  $\rightarrow s(t) = E_{th}(t).$

**Exercice N°04**

$$V_{\delta} = 0.7V \text{ et } V_z = 4.3V \qquad V_z = 10V$$

$$V_m \sin(\omega t), V_m = 7V \text{ et } R = 1K\Omega \quad V_m \sin(\omega t), V_m = 30V \text{ et } R = 1K\Omega.$$

pour  $V_e(t) +$ , la diode  $D1$  est polarisée en directe et  $D2$  polarisée en inverse.

Pour que  $D2$  soit passante  $\rightarrow V_{a1} < V_{k1}$  de  $D1 \rightarrow V_e(t) > 5V$  :  $D1$  et  $D2$  passantes

$$\rightarrow v_s(t) = V_z + V_d = 4.3 + 0.7 = 5V$$

pour  $V_e(t) < 5V$  et  $V_e(t) < 0$  :  $D2$  polarisée en directe et  $D1$  bloquée ( $i=0$ )  $\rightarrow$

$$V_s(t) = V_e(t)$$

pour  $V_e(t) +$ , la diode  $D3$  est polarisée en directe ( $V_d=0$ ) et  $D2$  polarisée en inverse.

Pour que  $D2$  soit passante  $\rightarrow V_{k1} < V_{a2}$  de  $D2 \rightarrow V_e(t) > 10V$  :  $D3$  (se comporte comme diode avec  $V_d=0$ ) et  $D2$  passantes

$$\rightarrow V_s(t) = V_Z + V_d = V_Z = 10V$$

pour  $V_e(t) > 10V$  – et  $V_e(t) < -10V$ , D3 polarisée en directe et D2 polarisée en inverse.

$$\rightarrow V_s(t) = -V_Z = -10V$$

pour  $-10V < V_e(t) < 10V$ , D2 et D3 bloquées

$$\rightarrow V_s(t) = V_e(t).$$

### Exercice N°05

Tracer pour chacun des montages le graphe de  $V_s(t)$  pour  $V_e(t) = V_M \sin(\omega t)$  avec  $V_M = 15V$  et  $E = 5V$

$$U_1 = 220V \quad f = 50Hz \quad R = 100\Omega \quad N = 0.1 \quad V_D = 0,6V \quad \Delta V = 0.5V$$

$$1- U_{Rmax} = V_{2max} - 2V_d = V_2\sqrt{2} - 2V_d = N * U_1\sqrt{2} = \frac{220\sqrt{2}}{10} - 2 * 0.6 = 29.91V$$

$$U_{Rmax} = 29.91V$$

$$2- U_{Rmoy} = U_{Rmax} - \frac{\Delta V}{2} = 29.91 - 0.25V = 29.66V$$

$$U_{Rmoy} = 29.66V$$

$$I_{Rmoy} = \frac{U_{Rmoy}}{R} = \frac{29.66}{100} = 296.6mA$$

$$I_{Rmoy} = 296,6mA$$

$$3- U_{Rmax} - U_{Rmin} = \Delta V \Rightarrow U_{Rmin} = 29.91 - 0.5 = 29.41V$$

$$U_{Rmin} = 29.41V$$

4- La fréquence du signal redressé aux bornes de la charge:

$$F = 50Hz \quad F_r = 2 * 50 = 100Hz$$

$$F_r = 100Hz$$

$$5- C = \frac{I_{Rmoy}}{(\Delta V * F_r)} = \frac{29.66}{0.5 * 100} = 5932 \mu F$$

$$C = 5932 \mu F$$

$$6- \eta = \frac{\Delta V}{U_{Rmax}} = \frac{0.5}{29.91} = 0.0167$$

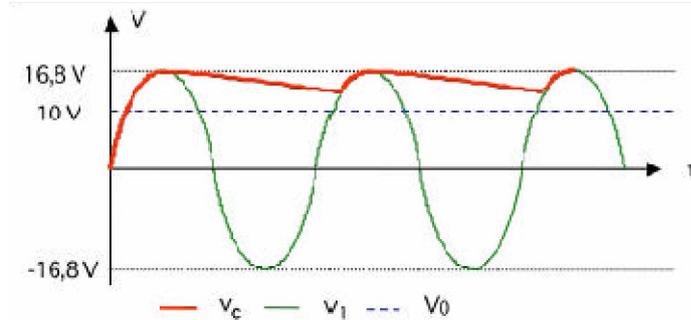
$$\eta = 0.0167$$

$$7- \Delta V = \frac{I_{Rmoy}}{C * F_r} = \frac{U_{Rmoy}}{R * C * F_r} = \frac{28.6}{100 * 2200 * 100} = \frac{28.6}{22} = 1.3V$$

$$\Delta V = 1.3V$$

**Exercice 06:**

5- Dessiner l'allure de  $V_1(t)$ ,  $V_c(t)$  et  $V_0$  sur le même graphique.



6- Calculer  $R_L$  avec :  $V_{cmin}(t)=14V$ ,  $I_{Lmax}=50mA$ ,  $I_{zmin}=5mA$  et  $V_0=10V$

$I_{Lmax} \rightarrow I_z = \min$

$V_{cmin}$  → est la tension minimale au dessous de laquelle la zener ne fonctionne pas.

On a alors 
$$R_L = \frac{V_{cmin} - V_0}{I_{Lmax} + I_{zmin}} = \frac{14 - 10}{50 + 5} \approx 73 \Omega$$

7- la capacité de filtrage pour  $V_c(t) \geq 14V$ .

Pour assurer en permanence  $V_c(t) \geq 14V$ , on prend  $V_c = V_{cmax}$

$$C = \frac{I}{\Delta V \times F} \quad \text{avec} \quad I = \frac{V_{cmax} - V_0}{R} \Rightarrow C = \frac{V_{cmax} - V_0}{\Delta V \times F \times R} = \frac{16,8 - 10}{2,8 \times 50 \times 73}$$

$$C = 665,3 \mu F$$

8- Calculer  $I_{zmax}$ , la puissance instantanée maximum dissipée dans la diode zener et dans  $R_L$ .

$$P_{max} = V_Z \times I_{zmax}$$

Pour  $I_{zmax} \Rightarrow I_L \ll (tend \text{ vers } 0) I_L = 0$

⇒ pas de puissance dissipée dans R

$$\Rightarrow I_{zmax} = \frac{V_{max} - V_Z}{R} = \frac{16,8 - 10}{73} = 93 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow P_{max} = 0,93 \text{ W}$$

## TP 01 : Applications des diodes

## I. Objectifs

L'objectif de ce TP consiste à étudier :

- le redressement mono et double alternance.
- les différents étages de l'alimentation stabilisée.
- le circuit de restitution de la composante continue.
- le circuit de doubleur de tension

## II. Redressement mono-alternance

1- Réaliser le montage de la figure 3.16 avec :

$$V_e(t) = 10. \sin(\omega t) \text{ (V) ;}$$

$$f = 1\text{kHz.}$$

D : une diode 1N4002 ;

$$R = 1\text{K}\Omega ;$$

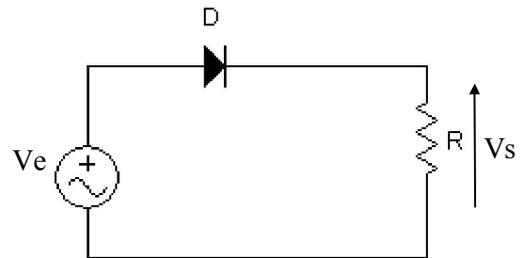


Figure 3.16 : montage redresseur mono-alternance

- 2- Visualiser simultanément la tension d'entrée  $V_e(t)$  et de sortie  $V_S(t)$ .
- 3- Tracer les oscillogrammes de  $V_e(t)$  et  $V_S(t)$ . Interpréter les résultats obtenus.
- 4- Visualiser simultanément la tension  $e(t)$  et la tension aux bornes de la diode  $V_d(t)$ .
- 5- Tracer les oscillogrammes de  $V_e(t)$  et  $V_d(t)$ . Interpréter les résultats obtenus.
- 6- Déduire la tension du seuil de la diode.
- 7- Calculer le taux d'ondulation  $\tau$  et le facteur de forme F.

## III. Redressement double-alternance à pont de Graetz

1- Réaliser le montage de la figure 3.17 avec :

$$V_e(t) = 10. \sin(\omega t) \text{ (V) ;}$$

$$f = 1\text{kHz.}$$

4 diodes 1N4002 ;

$$R = 1\text{K}\Omega ;$$

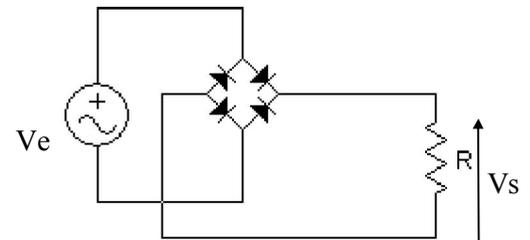


Figure 3.17 : montage redresseur double-alternance

- 2- Visualiser la tension de sortie  $V_S(t)$ .
- 3- Tracer l'oscillogramme de  $V_S(t)$  et interpréter le résultat obtenu.
- 4- Calculer le taux d'ondulation et le facteur de forme.

## IV. Régulation de tension

1. Réaliser le montage de la figure 3.18 avec :

$$V_e(t) = 10. \sin(\omega t) \text{ (V) ;}$$

$$f = 1\text{kHz}$$

4 diodes 1N4002 ;

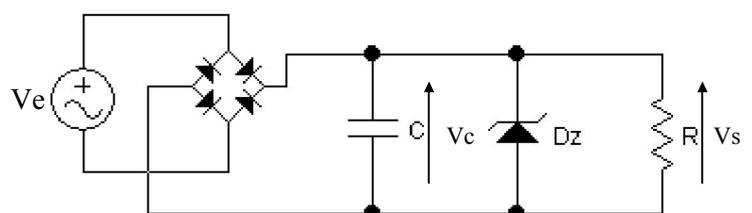


Figure 3.18 : montage régulateur de tension

$$R = 1\text{K}\Omega ;$$

Dz: diode Zener 3V1;

$$C = 100\ \mu\text{F}.$$

2. Expliquer le principe de fonctionnement de ce montage.
3. Visualiser simultanément les tensions  $V_c(t)$  et  $V_s(t)$ .
4. Tracer les oscillogrammes de  $V_c(t)$  et  $V_s(t)$ .

### V. Restitution d'une composante continue positive

1. Réaliser le montage de la figure 3.19 avec :

$$V_e(t) = 10. \sin(\omega t) \text{ (V) ;}$$

$$f = 1\text{kHz}$$

D: diode 1N4002 ;

$$R = 1\text{K}\Omega ;$$

$$C = 100\ \mu\text{F}.$$

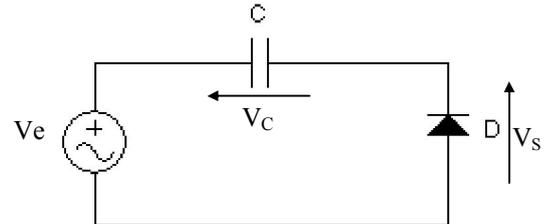


Figure 3.19: circuit de restitution d'une composante continue positive

2. Expliquer le principe de fonctionnement de ce montage.
3. Visualiser simultanément la tension d'entrée  $V_e(t)$  et de sortie  $V_s(t)$ . Mettez la chaîne de visualisation de  $V_s(t)$  en mode continu DC.
4. Tracer les oscillogrammes de  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$ .

### VI. Circuit de doubleur de tension

1. Réaliser le montage de la figure 3.20 avec :

$$V_e(t) = 10. \sin(\omega t) \text{ (V) ;}$$

$$f = 1\text{kHz}$$

2 diodes 1N4002 ;

$$R = 1\text{K}\Omega ;$$

$$C1-2 = 100\ \mu\text{F}$$

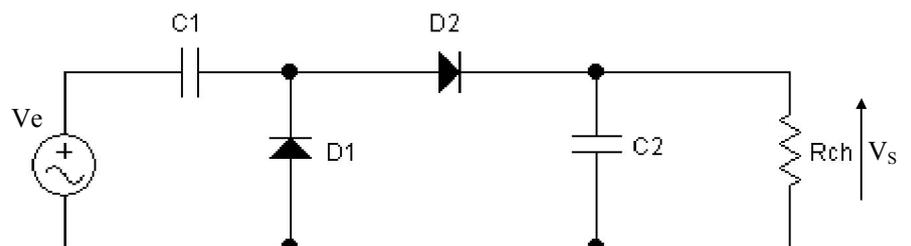


Figure 3.20: circuit de doubleur de tension

2. Expliquer le principe de fonctionnement de ce montage.
3. Visualiser simultanément la tension d'entrée  $V_e(t)$  et de sortie  $V_s(t)$ . Mettez la chaîne de visualisation de  $V_s(t)$  en mode continu DC.
4. Tracer les oscillogrammes de  $V_e(t)$  et  $V_s(t)$ .

Chapitre 4 : Le transistor bipolaire en régime statique

1. Introduction

Le transistor bipolaire est créé en juxtaposant de trois couches de semi-conducteur dopé N<sup>+</sup>, P puis N pour le transistor NPN (courant dû à un flux d'électrons) ou dopés P<sup>+</sup>, N puis P pour le transistor PNP (courant dû à un flux de trous).

• le Transistor = l'élément "clef" de l'électronique

il peut :

- ✓ amplifier un signal : amplificateur de tension, de courant, de puissance,...
- ✓ être utilisé comme une source de courant
- ✓ agir comme un interrupteur commandé (= mémoire binaire) : essentiel pour l'électronique numérique

• Représentation

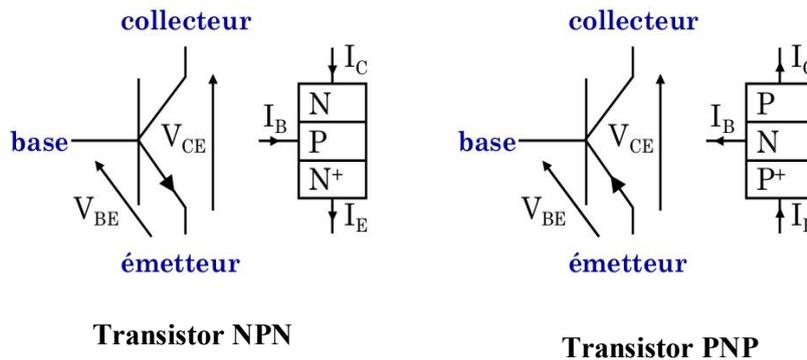


Figure 4.1 : représentation du transistor bipolaire

- La flèche qui repère l'émetteur indique le sens passant de la jonction base - émetteur.
- Loi de Kirchhoff appliquée au transistor bipolaire :  $I_E = I_C + I_B$

2. Effet Transistor NPN

L'effet transistor consiste à contrôler, à l'aide du courant de base  $I_B$ , relativement faible, un courant de collecteur  $I_C$ , beaucoup plus important → **amplificateur du courant**.

Par construction, les jonctions base - émetteur et base - collecteur ne sont pas identiques. Le transistor ne fonctionne pas de manière symétrique :

- Le collecteur et l'émetteur ont des dopages très différents.
- Base faiblement dopée pour limiter le courant de trous
- La base est plus mince pour éviter les recombinaisons.
- L'émetteur est beaucoup plus dopé que la base pour favoriser l'effet transistor.

L'effet transistor apparaît lorsqu'on polarise la jonction base - émetteur BE en direct et la jonction base - collecteur BC en inverse (**MODE ACTIF du transistor**), comme illustré sur la figure 4.2.

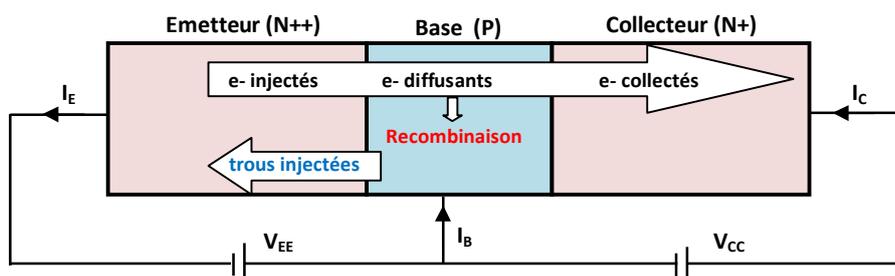


Figure 4.2 : principe de fonctionnement du transistor bipolaire

- Si  $V_{EE} > V_{seuil}$  : la diode BE (base –émetteur) est passante:  
 $I_B > 0$  et  $V_{BE} \approx 0.7 V$
- La jonction EB est **dissymétrique** (dopage plus élevé côté E) → **courant** porté essentiellement par les **électrons** (peu de trous circulent de B vers E),
- Si  $V_{CC} > 0$ , jonction BC “bloquée” => **champ électrique intense** à l’interface Base/Collecteur
- La **majorité** des électrons injectés par l’émetteur dans la base sont **collectés** par le champ
  - $I_C \sim I_E$  et  $I_B = I_E - I_C \ll I_E$
- En mode actif,  $I_C$  est **contrôlé par**  $I_E$ , et **non** vice versa

**2.1. Les courants du transistor**

Les trois courants du transistor bipolaire sont les suivants :

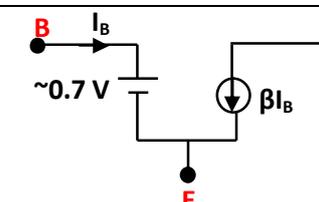
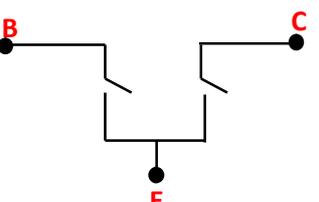
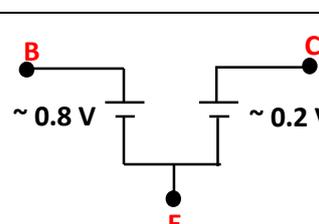
- **Courant de la base  $I_B$**  : courant de trous de B vers E :
- **Courant de collecteur  $I_C$** : courant d’électrons de E vers C
- **Courant de l’émetteur  $I_E$**  : Courant d’électrons de B vers E + courant d’électrons de E vers C :  
 $I_E = I_B + I_C = I_B(1 + \beta)$
- Le rapport,  $\beta$  (le gain en courant du transistor, sa valeur varie entre 20 et 500), entre les courants  $I_C$  et  $I_B$ : dépend de niveaux de dopage de l’émetteur et de la base ainsi que de l’épaisseur de la base.

**3. Montages de base**

Quand on branche un transistor, si on s'arrange pour qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, il y a 3 manières fondamentales de procéder.

Montage	Schéma équivalent	utilisation
<p><b>Emetteur commun:</b>                      l'entrée: la base                      la sortie: le collecteur</p>		<p><b>utilisé en amplification</b></p>
<p><b>Collecteur commun:</b>                      l'entrée: la base                      la sortie: l'émetteur</p>		<p><b>utilisé en adaptation d'impédance</b></p>
<p><b>Base commune:</b>                      l'entrée: l'émetteur                      la sortie: le collecteur</p>		<p><b>utilisé en haute fréquence</b></p>

4. Les modes de fonctionnement du transistor

Mode de fonctionnement	Caractéristiques	Schéma équivalent
Mode linéaire (actif)	$V_{BE} \approx 0.7V \sim 0.3V < V_{CE} < V_{CC}$ $I_c \approx \beta . I_B$	
Mode bloqué	$I_B \cong 0 \quad V_{CE} \cong V_{CC} \quad I_c \approx 0$	
Mode saturé	$V_{BE} \approx 0.8V \quad V_{CE} = V_{CE_{sat}} \approx 0.2V$ $I_c = I_{c_{sat}} \neq \beta . I_B$	

5. Caractéristiques statiques du transistor

Pour caractériser complètement le fonctionnement d'un transistor, il faut déterminer six grandeurs :  $I_C$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $I_{CE}$ ,  $V_{BE}$  et  $V_{BC}$ . Pour procéder au relevé des caractéristiques on utilise le montage d'émetteur commun (figure 4.3). Les paramètres d'entrée  $I_{BET}$   $V_{BE}$  sont maintenus constants et on mesure  $I_C$  lorsque  $V_{CE}$  varie.

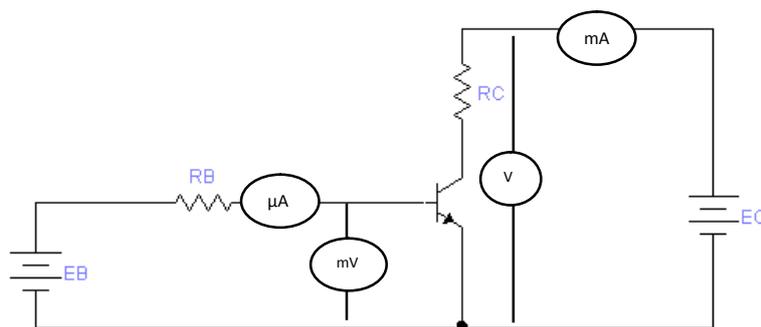
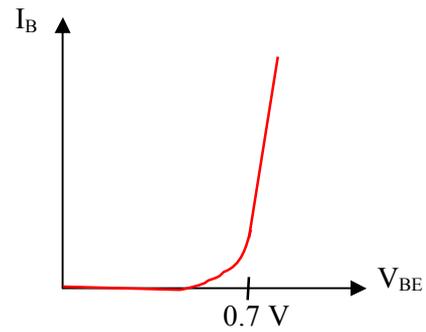


Figure 4.3 : Montage émetteur commun pour relever les caractéristiques statiques de transistor

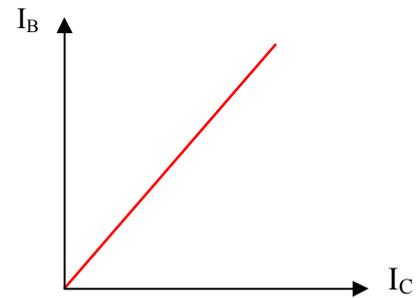
❖ **Caractéristique d'entrée  $I_b = f(V_{BE})$**

- **Le transistor est bloqué** : Lorsque la tension  $V_{be}$  est nulle, aucun courant ne circule dans le collecteur (donc non plus dans l'émetteur).
- **Le transistor est quasiment bloqué** : Lorsque  $V_{be}$  est entre 0 et 0.7V,  $I_c$  est négligeable
- **Le transistor est passant** : Lorsque la tension  $V_{be}$  vaut environ 0.7V, et il peut être saturé.



❖ **Caractéristique de transfert  $I_B = f(I_C)$**

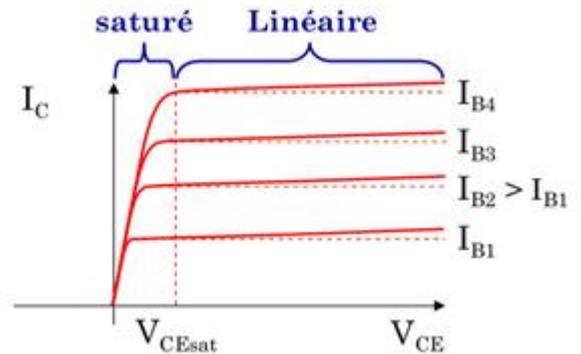
- La caractéristique de transfert est une droite:  $I_C = \beta \times I_B$ ;
- Le transistor est un générateur de courant commandé par un courant



❖ **Caractéristique de sortie  $I_C = f(V_{CE})$**

Cette caractéristique montre que pour une valeur fixée de  $I_B$  :

- $V_{CE}$  **faible** (inférieure à 0,7V) : la jonction base - collecteur est polarisée en directe. Le courant  $I_C$  varie linéairement avec  $V_{CE}$ .
- $V_{CE}$  **intermédiaires** : le courant collecteur est donné par la relation :  $I_C = \beta \cdot I_B$
- $V_{CE}$  **grand** : il y a claquage inverse de la jonction. Selon les transistors la tension de claquage varie de 30V à 250V.
- On peut considérer que la puissance dissipée dans le transistor est :  $P = V_{CE} I_C$



## 6. Polarisation du transistor

Imposer le mode de fonctionnement du transistor (bloqué, saturé ou linéaire) signifie qu'il faut se fixer les grandeurs  $I_C$ ,  $I_B$ ,  $I_E$ ,  $V_{CE}$  et  $V_{BE}$ . Ces grandeurs vont être imposées par les éléments extérieurs au transistor, comme illustré par la figure 4.4 de montage de polarisation de base.

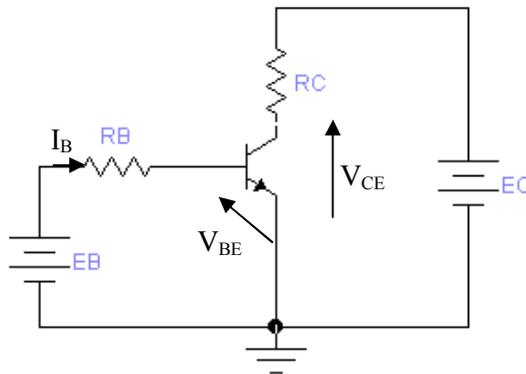


Figure 4.4 : montage de polarisation du transistor NPN

### 6.1. Droite de charge statique et Droite d'attaque statique

D'après la loi des mailles appliquée sur le circuit de la figure 4, nous avons:

- **La droite de charge** :  $V_{CE} = E_C - R_C \cdot I_C$  (la maille de sortie)
- **La droite d'attaque** :  $V_{BE} = E_B - R_B \cdot I_B$  (la maille de l'entrée)

Sur la caractéristique  $I_C = f(V_{CE})$  du transistor, on trace la droite de charge statique, le point d'intersection entre la droite de charge et les caractéristiques du transistor nous donne le **point de fonctionnement**  $P_0$ ,  $P_1$  ou  $P_2$  du montage ou **point de polarisation**.

Ce sont les éléments extérieurs au transistor qui vont fixer ce point de fonctionnement :

- $P_0$  : le transistor fonctionne dans la zone linéaire.
- $P_1$  : le transistor est saturé.
- $P_2$  : le transistor est bloqué.

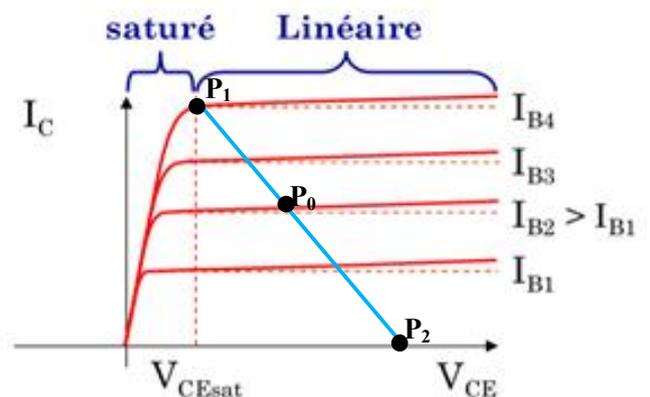
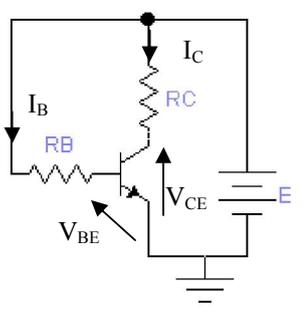
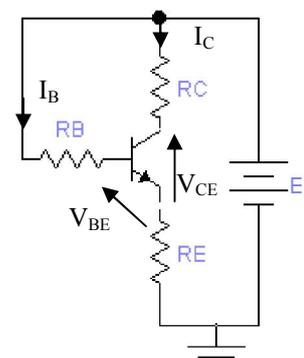
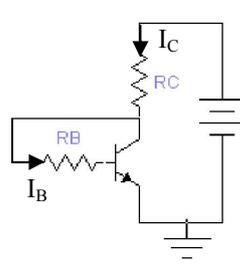
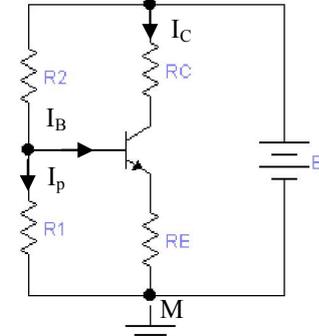


Figure 4.5 : détermination des points de fonctionnement ou point de polarisation.

7. Réalisations pratiques de la polarisation

Le montage de la figure 4 nécessite deux sources de tension, mais en pratique les montages utilisent une seule source de tension continue. Le tableau ci-dessous récapitule les montages pratiques de la polarisation.

Polarisation par résistance de base	Polarisation par réaction d'émetteur	Polarisation par réaction de collecteur	Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur
 <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>La maille d'entrée :</b>  <math display="block">E = V_{BE} + R_B I_B</math>                     avec <math>V_{BE} = 0.7V</math>  <math display="block">\Rightarrow I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{E}{R_B}</math> </li> <li>• <b>La maille de sortie :</b>  <math display="block">E = V_{CE} + R_C I_C \Rightarrow</math> <math display="block">V_{CE} = E - R_C I_C</math>                     avec <math>I_C = \beta I_B</math> </li> </ul> <p>Ce montage est sensible à la dérive thermique. Ce type de polarisation ne doit jamais être employé pour un transistor utilisé en amplificateur (il est tolérable en commutation).</p>	 <ul style="list-style-type: none"> <li>• La résistance <math>R_E</math> permet de compenser les variations de <math>\beta</math>.</li> <li>• Si <math>\beta</math> croit, donc <math>I_C</math> et <math>I_E</math> augmente,</li> <li>• le potentiel de l'émetteur <math>V_E = R_E I_E</math> croit ainsi le potentiel de base <math>V_{BE}</math></li> <li>• ce qui diminue ainsi le courant de base puisque :  <math display="block">I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B}</math> </li> <li>• donc le courant <math>I_C</math> diminue.</li> </ul>	 <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>La maille de sortie :</b>  <math display="block">V_{CE} = E - R_C I_C</math> <math display="block">V_{CE} = R_B I_B</math> </li> <li>• Si <math>\beta</math> croit, donc <math>I_C</math> augmente,</li> <li>• donc <math>V_{CE}</math> diminue ainsi la différence de potentiel aux bornes de <math>R_B</math>,</li> <li>• le courant <math>I_B</math> diminue et contrebalance l'accroissement du gain.</li> </ul>	 <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>le pont de base :</b> rendre indépendant le courant collecteur des variations du gain,</li> <li>• On suppose que le courant de base est négligeable par rapport au courant qui circule dans les résistances du pont de base : <math>I_B \ll I_P</math></li> <li>• le pont diviseur maintient le potentiel <math>V_B</math> de la base <b>constant</b> (par rapport à la masse) puisque :  <math display="block">V_{BM} = R_1 I_P</math> </li> </ul> $V_{BM} = V_{BE} + R_E I_E$ $I_E = \frac{V_{EM}}{R_E} = \frac{V_{BM} - 0.7}{\frac{R_E}{R_1 I_P - 0.7}} = \frac{R_1 I_P - 0.7}{R_E}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• Comme <math>I_B \ll I_C</math> on a <math>I_C \approx I_E</math></li> </ul> <p>La valeur de <math>I_C</math> est indépendante du gain.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• la droite de charge est donnée par la maille de sortie, soit :  <math display="block">V_{CE} = E - (R_C + R_E) I_C</math> </li> </ul>

## Exercices

## Exercice 01:

On donne:  $V_{CC}=15V$ ,  $V_{BE}=0.7V$ ,  $R_C=1K\Omega$ ,  $R_E=100\Omega$  et  $R_B=200K\Omega$ .

1. Calculer le courant collecteur pour chaque circuit de la figure 4.6 pour un gain  $\beta = 100$  puis pour un gain  $\beta = 300$ .
2. Quel montage est le moins sensible aux variations de  $\beta$  ?

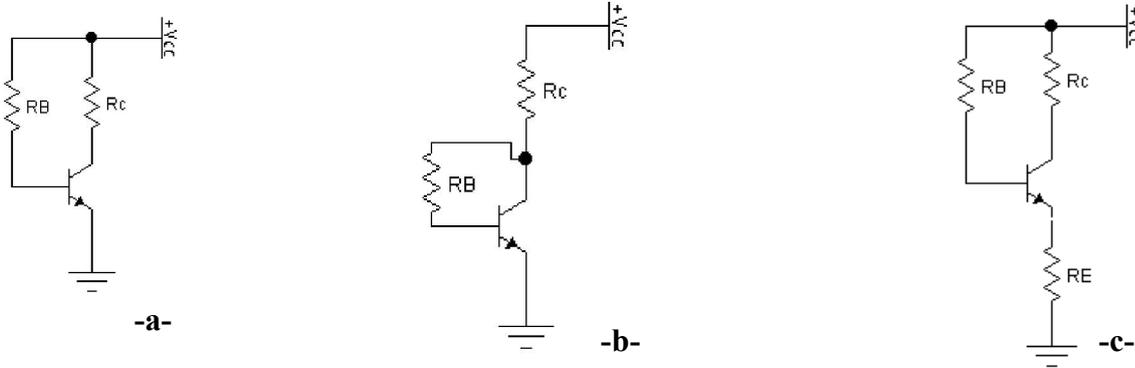


Figure 4.6

## Exercice 02:

Etant donné le circuit du schéma de la figure 4.7 :

1. Montrer que ce circuit, où le transistor est polarisé avec une seule source, est équivalent au circuit utilisant une polarisation avec deux sources.
2. Donner l'équation de la droite d'attaque statique et de charge statique et en déduire le point de blocage et de saturation.
3. Sachant qu'au point de fonctionnement le courant de base et la tension collecteur-émetteur sont  $I_B = 100 \mu A$  et  $V_{CE} = 6 V$ , déterminer la valeur des autres paramètres (d'entrée et de sortie ' $V_{BE}$  et  $I_C$ ') puis Calculer  $\beta$ .
4. La jonction base-collecteur est-elle polarisée en inverse ? si oui justifier.

On donne  $V_{CC} = 12 V$  ;  $R_{B1} = 16 K\Omega$  ;  $R_{B2} = 1 K\Omega$  et  $R_C = 240 \Omega$

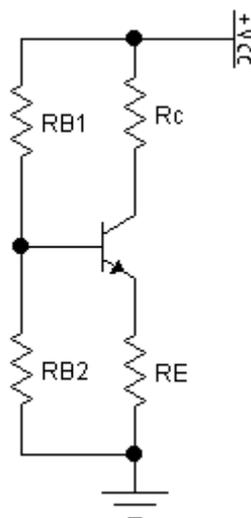


Figure 4.7

**Exercice 03:**

Le transistor T est caractérisé par un gain statique en courant  $\beta=150$  et une tension  $V_{BE}=0,7V$ .

On désire obtenir pour le point de polarisation  $I_C=2.5\text{ mA}$ ,  $V_{CE}=6V$  et  $V_E=2V$  à  $V_{CC}=12\text{ V}$

1. Polarisation par résistance de base	2. Polarisation par pont diviseur
<div data-bbox="304 488 491 855" data-label="Diagram"> </div> <p data-bbox="78 949 794 1335"> <b>1.1</b> Calculer les valeurs des résistances <math>R_C</math>, <math>R_B</math> et <math>R_E</math>.  <b>1.2</b> On remplace le transistor T par un transistor T' de la même famille mais dont le gain statique en courant <math>\beta=200</math>.            Calculer le nouveau point de polarisation du transistor en conservant la valeur des résistances calculées précédemment.  <b>1.3</b> Donner votre conclusion.         </p>	<div data-bbox="1011 450 1262 909" data-label="Diagram"> </div> <p data-bbox="810 949 1506 1182">           Pour fixer le potentiel de base (<math>I_B</math> faible devant <math>I_P</math>), on choisira <math>R_1</math> et <math>R_2</math> telles que <math>I_P=10 I_B</math>.  <b>2.1</b> Calculer les valeurs des résistances <math>R_1</math>, <math>R_2</math>, <math>R_C</math> et <math>R_E</math>.  <b>2.2</b> Reprendre la question 1.2 et faire une comparaison entre les deux types de polarisation.         </p>

**Exercice 04**

On considère le circuit de la figure 4.8 dont la diode zener est supposée idéale

( $r_d=r_z=0$  et  $V_d=0$ ) sa tension zener est  $V_Z=5,6V$ .

Le transistor est caractérisé par les paramètres suivant :

$\beta=200$  et  $V_{BE}=0.6V$ . On donne  $R_B=500\Omega$ ,  $R_C=100\Omega$ ,  $R_E=400\Omega$ ,  $V_{CC}=12\text{ V}$ .

1. Montrer que le courant  $I_C$  est indépendant de la résistance  $R_C$ .
2. Déterminer alors le courant  $I_Z$ .
3. Déterminer la tension  $V_{CE}$ .

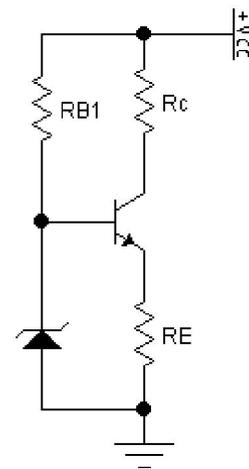


Figure 4.8

Correction des Exercices

Exercice 01:

Figure 4.6.a	Figure 4.6.b	Figure 4.6.c
<p>Le circuit d'entrée donne :</p> $V_{cc} = R_B I_B + V_{BE} \rightarrow$ $I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B} = 71.5 \mu A$ $I_C = \beta I_B$ <p>pour <math>\beta = 100 \rightarrow I_{c1} = 7.15 \text{ mA}</math>                      pour <math>\beta = 300 \rightarrow I_{c1} = 21.45 \text{ mA}</math></p> $I_{C2} / I_{C1} = 3$	<p>Le circuit d'entrée donne :</p> $V_{cc} = (R_C + R_B) I_C + R_B I_B + V_{BE}$ $I_B = I_C / \beta \rightarrow I_C = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_C + (R_B / \beta)}$ <p>pour <math>\beta = 100 \rightarrow I_{c1} = 4.77 \text{ mA}</math>                      pour <math>\beta = 300 \rightarrow I_{c1} = 8.58 \text{ mA}</math></p> $I_{C2} / I_{C1} = 1.8$	<p>Le circuit d'entrée donne :</p> $V_{cc} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$ <p>Or <math>I_E \approx I_C = \beta I_B \rightarrow I_C = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_E + (R_B / \beta)}</math></p> <p>pour <math>\beta = 100 \rightarrow I_{c1} = 6.8 \text{ mA}</math>                      pour <math>\beta = 300 \rightarrow I_{c1} = 18.8 \text{ mA}</math></p> $I_{C2} / I_{C1} = 2.76$

Le montage le moins sensible est la montage de la figure 4.6.b :  $I_{C2} / I_{C1} = 1.8$

Exercice 02:

1. En appliquant le théorème de thévenin ,le montage de la figure 4.7 devient comme suit:

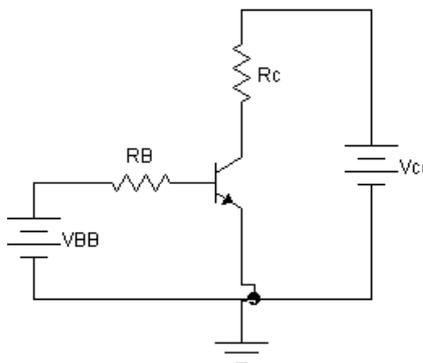


Figure 4.9

Avec :  $V_{BB} = E_{Th} = V_{cc} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 0.7 \text{ V}$

et

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 0.941 \text{ K}\Omega$$

-2-

La droite d'attaque statique :  $V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B}$

La droite de charge statique :  $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \Rightarrow I_C = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_C}$

- Point de Blocage :  $I_C = 0 \Rightarrow V_{CC} = V_{CE}$  **Transistor bloqué  $\Rightarrow$  CC entre C et E**
- Point de saturation :  $V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{cc}}{R_C}$  **Transistor saturé  $\Rightarrow$  CO entre C et E**

-3-

$$I_C = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_C} = \frac{12 - 6}{240} = 25 \text{ mA} \quad \text{et} \quad V_{BE} = V_{BB} - R_B I_B = 0.7 - 0.094 = 0.6 \text{ V} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{I_C}{I_B} = 250$$

-4-

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} \Rightarrow V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0.6 - 6 = -5.4 \text{ V}$$

$\Rightarrow$  la jonction Base – collecteur est polarisée en inverse

**Exercice 03:**

1. Polarisation par résistance de base	2. Polarisation par pont diviseur
<p><b>1.1</b> En appliquant la loi des mailles pour la maille de sortie on a :</p> $V_{CC} = R_c I_c + V_{CE} + V_E \text{ d'ou } R_c = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_c}$ <p>Et <math>R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C}</math> (<math>I_E \approx I_C</math> car <math>\beta \gg 1</math>) AN : <math>R_E = 800 \Omega</math> et <math>R_c = 1.6 K\Omega</math></p> <p>Pour la maille d'entrée on peut écrire :</p> $V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + V_E$ $\Rightarrow R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_B} = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_C}$ <p>AN : <math>R_B = 558 K\Omega</math></p> <p><b>1.2</b> D'après l'équation</p> $V_{CE} = V_{CC} - (R_c + R_E)I_c \quad \text{et} \quad I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{R_B}$ <p>On obtient : <math>I_C = 3.33mA</math> et <math>V_{CE} = 4V</math></p> <p><b>1.3</b> on remarque que dans ce type de polarisation la point de fonctionnement dépend des paramètres statiques du transistor.</p>	<p><b>2.1</b> La maille de sortie est la même que celle du montage précédent : <math>\Rightarrow R_E = 800 \Omega</math> et <math>R_c = 1.6 K\Omega</math> D'autre part : on peut écrire</p> $V_{CC} = R_1 I_P + V_{BE} + V_E \text{ et } I_P = 10 I_B = \frac{10 I_C}{\beta}$ $\Rightarrow R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{10 I_C}$ <p>AN : <math>R_1 = 55.8 K\Omega</math></p> <p>De plus :</p> $9 R_2 I_B = V_{BE} + V_E \text{ d'ou } R_2 = \frac{V_{BE} + V_E}{9 I_C}$ <p>AN : <math>R_2 = 18 K\Omega</math></p> <p><b>2.2</b> si on remplace T par T' dont <math>\beta = 200</math>.</p> <p>En utilisant la transformation du schéma à l'aide du théorème de thévenin (figure 4.9), on peut écrire :</p> $V_{CE} = V_{CC} - (R_c + R_E)I_C \beta \gg 1$ $V_{BB} - R_{Th} I_B = V_{BE} + R_E I_E$ <p>Avec <math>R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = 13.6 K\Omega</math> et <math>V_{BB} = E_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.93 V</math></p> <p>on obtient :</p> $I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{Th}}{\beta + 1}} = 2.58 mA$ <p>et <math>I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E = 2.56 mA</math></p> $I_B = \frac{I_C}{\beta} = 12.8 \mu A$ $V_{CE} = V_{CC} - (R_c + R_E)I_C = 5.58 V$ <p><b>En conclusion :</b> le point de polarisation varie peu par rapport au montage par résistance de base. Le montage par pont de résistance est donc mieux adapté en pratique étant donné la dispersion des gains <math>\beta</math> pour une même famille de transistors.</p>

**Exercice 04:**

1. La diode Zéner est polarisée en sens inverse et on la remplace par son schéma équivalent, on obtient :

En écrivant la loi des mailles pour le circuit diode Zéner base-émetteur on aura :

$$V_Z - V_{BE} - R_E I_E = 0 \Rightarrow I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

$$\text{Or } I_E = I_C + I_B \text{ et } I_C = \beta I_B \text{ d'où } I_E = \frac{\beta+1}{\beta} I_C$$

et comme  $\beta \gg 1$  on peut écrire  $I_E \approx I_C$

$$\text{Soit enfin : } I_C = \frac{\beta}{\beta+1} \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E} \approx \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

$I_C$  est bien indépendant de  $R_C$  et il est constant.

$$\text{AN : } I_C = 12.5 \text{ mA}$$

2. On peut écrire :

$$V_{CC} = R_B (I_Z + I_B) + V_Z \Rightarrow I_Z = \frac{V_{CC} - V_Z}{R_B} - I_B \text{ avec } I_B = \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow I_Z = \frac{V_{CC} - V_Z}{R_B} - \frac{I_C}{\beta}$$

$$\text{AN : } I_Z = 12.74 \text{ mA}$$

3. En écrivant la loi des mailles pour la maille de sortie on a :

$$V_{CC} = V_{CE} + (R_C + R_E) I_C \quad \text{en supposant que } I_E \approx I_C \text{ (car } \beta \gg 1)$$

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

$$\text{AN : } V_{CE} = 6.25 \text{ V}$$

Chapitre 5 : Le transistor bipolaire en régime dynamique

1. Définitions

- L'étude en régime dynamique consiste à analyser le fonctionnement d'un transistor polarisé lorsqu'on applique de petites variations à l'une des grandeurs électriques.
- L'une des applications du transistor est l'amplification, donc:

L'amplificateur est un circuit électronique à transistors destiné à amplifier la puissance d'un signal (figure 5.1). L'amplification est nécessaire quand la puissance du générateur d'entrée n'est pas suffisante pour inciter la charge. Elle peut être réalisée en amplifiant la tension d'entrée  $V_e$  ou le courant d'entrée  $i_e$  ou les deux.

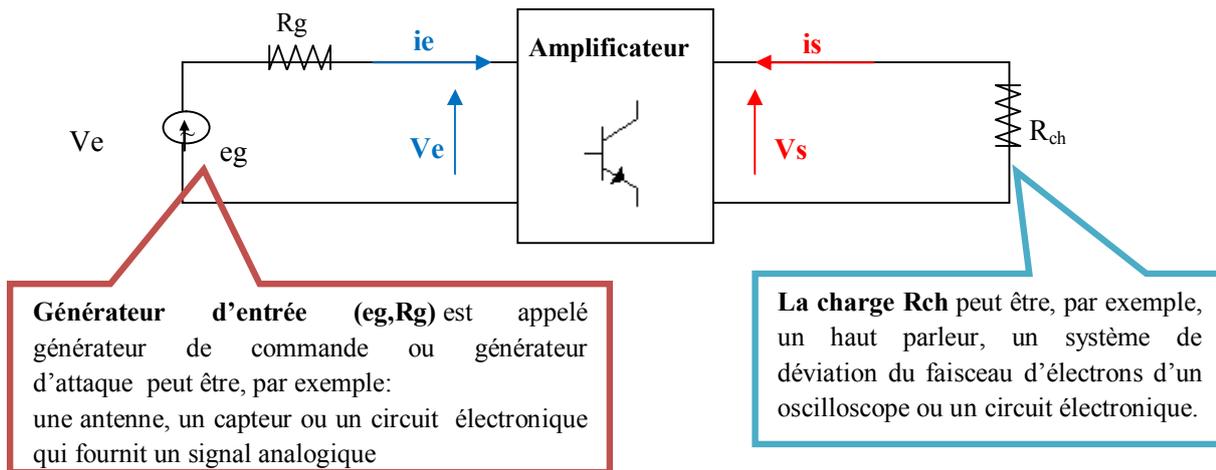


Figure 5.1 : circuit d'amplification à base du transistor NPN

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs

Pour analyser le fonctionnement de transistor en petits signaux alternatifs, nous allons suivre les quatre étapes fondamentales illustrées par le tableau suivant:

<b>Etape I</b>	Analyse DC	Déterminer le point de fonctionnement DC de transistor: polarisation de transistor en régime statique.
<b>Etape II</b>	Paramètres "petites signaux"	Calculer les paramètres "petites signaux" du transistor au point de fonctionnement: transconductance, résistance d'entrée, résistance de sortie.
<b>Etape III</b>	Circuit équivalent "petites signaux"	Etablir le circuit équivalent de l'amplificateur en remplaçant le transistor par son modèle "petites signaux", en annulant toutes les sources DC et en court-circuitant tous les condensateurs de faible impédance à la fréquence du signal.
<b>Etape IV</b>	<b>Analyse AC</b>	Analyser le Circuit équivalent "petites signaux" pour déterminer les caractéristiques de l'amplificateur: gain en tension sans charge, résistance d'entrée, résistance de sortie.

### 2.1. Les classes de polarisation statique

Un étage amplificateur à transistor peut utiliser différents principes de polarisation. Suivant la position du point de repos sur la caractéristique de sortie de transistor  $I_c = f(V_{CE})$ , on distingue quatre classes principales de polarisation : Classe A, Classe B, et Classe AB (figure 5.2).

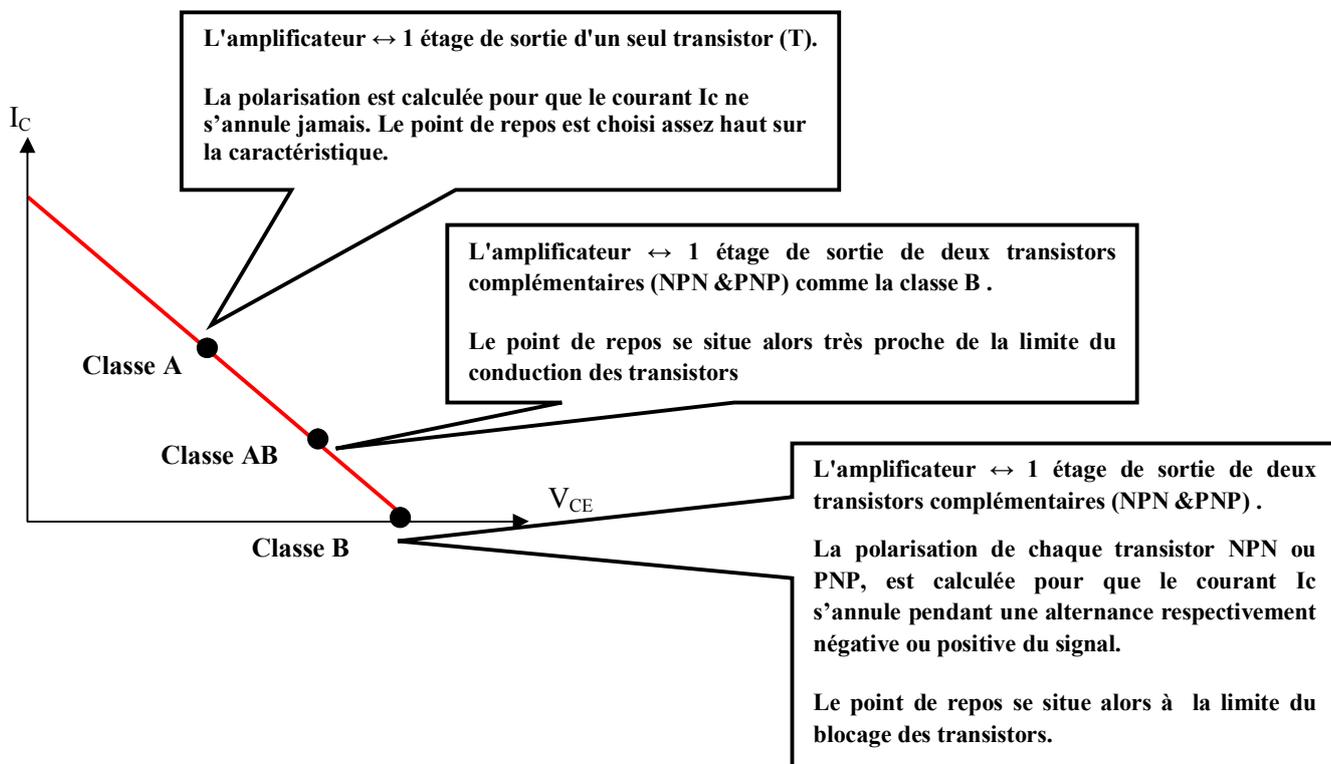


Figure 5.2 : les classes de polarisation statique

### 2.2. Paramètres petites signaux d'un amplificateur

L'amplificateur est un **circuit linéaire** qui fonctionne en **régime petits signaux (des faibles amplitudes)**. C'est un **quadripôle** linéaire qui, par analogie avec le transistor, peut être substitué par le schéma équivalent de la figure 5.3.

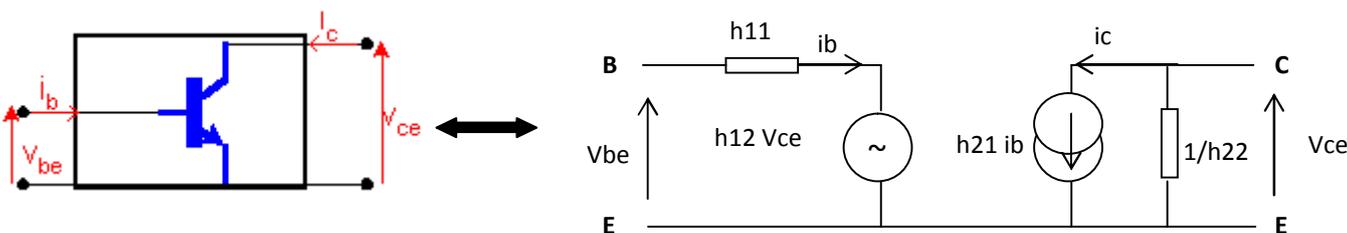


Figure 5.3 : Schéma équivalent (quadripôle) du transistor en régime linéaire

Pour de faibles variations (régime de petits signaux) autour d'une polarisation moyenne (point de repos), les équations de fonctionnement du transistor s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{be} = h_{11} i_b + h_{12} V_{ce} \\ i_c = h_{21} i_b + h_{22} V_{ce} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{V_{be}}{i_b} \right|_{V_{ce}=0} ; h_{12} = \left. \frac{V_{be}}{V_{ce}} \right|_{i_b=0} \\ h_{21} &= \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{V_{ce}=0} ; h_{22} = \left. \frac{i_c}{V_{ce}} \right|_{i_b=0} \end{aligned}$$

Symbole	Désignation	valeur
$h_{11}$	Résistance d'entrée base /émetteur	$V_T / I_B \Omega$ ; $V_T = 26\text{mv}$
$h_{12}$	Réaction en tension	0,1 à 1 %
$h_{21}$	Gain en courant	20 à 500
$1/h_{22}$	Résistance de sortie collecteur/émetteur	10 à 100 $K\Omega$

### 2.3. Les montages fondamentaux d'un amplificateur classe A

- On nomme amplificateur de classe A tout amplificateur dont le transistor est en mode actif même en absence de signal d'entrée.
- Ce type d'amplificateur est utilisé que si la distorsion du signal amplifié doit être minimisée.
- Son principal inconvénient est la consommation importante d'énergie électrique même au repos.  
Il est également limité en dynamique de sortie, c'est-à-dire l'amplitude du signal ne peut dans les meilleurs des cas dépasser  $V_{cc}/2$ .
- On distingue trois montages principaux d'un amplificateur à liaison capacitive: montage émetteur commun, montage collecteur commun, et montage base commune détaillés dans le tableau ci-dessous.
- ◆ Les condensateurs  $C_{L1}$  et  $C_{L2}$  sont des condensateurs dits **de liaison**. Ils évitent que les courants continus de polarisation circulent éventuellement dans les parties qui précèdent ou suivent l'amplificateur. Ils sont choisis de façon à ce que :
  - en régime dynamique, leurs impédances soient très faibles à la fréquence de travail : on les assimile alors à **des courts-circuits**.
  - En continu, ils ont une très grande impédance: on les assimile alors à **des circuits ouverts**.
  - Pour cela, on choisit les capacités  $C_{L1}$  et  $C_{L2}$  assez grande pour que les signaux d'une fréquence donnée  $f_{min}$  passent à travers les condensateurs sans être trop affaiblis.
- ◆ Le condensateur  $C_E$  est un condensateur **de découplage**. Il sert à lier l'émetteur ou le collecteur à la masse par rapport aux signaux, sans changer la polarisation du transistor. Le module de son impédance doit être assez petit aux fréquences supérieures à une fréquence déterminée  $f_{min}$ .
- ◆ Les résistances servent à polariser le transistor dans la zone linéaire de ses caractéristiques, ainsi qu'à assurer les paramètres dynamiques du montage.

#### En quoi va consister l'étude en alternatif ?

Tout d'abord, on va évaluer la **capacité du montage à amplifier le signal d'entrée**. La caractéristique représentative de cette fonction est le **gain en tension  $A_v$** , qui est le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée. Ce gain peut être défini de deux manières :

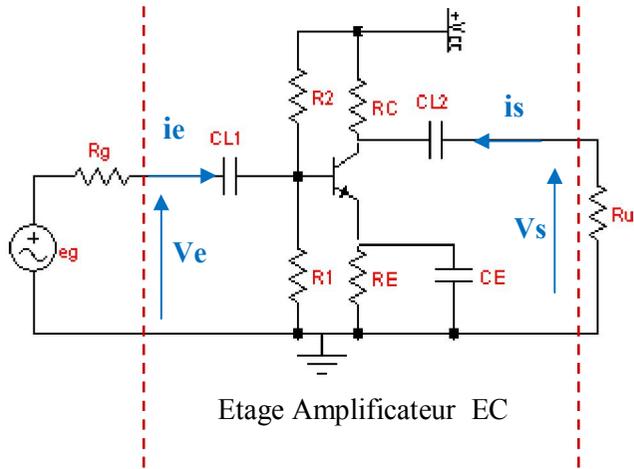
- **le gain à vide** , c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage.
- **le gain en charge** , avec la charge connectée.

Ensuite, il faut regarder en quoi **le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber** ; il doit rester le plus neutre possible vis à vis de cette source, surtout s'il s'agit d'un capteur de mesure ! La grandeur représentative est **l'impédance d'entrée** .

Même chose vis à vis de la charge branchée en sortie du montage, qui va utiliser le signal amplifié : il va falloir regarder dans quelle mesure **l'étage à transistor n'est pas perturbé par cette charge** . La grandeur représentative est **l'impédance de sortie** .

Nous allons calculer ces trois paramètres. On pourrait y rajouter le gain en courant  $A_i$  qui est le rapport des courants de sortie et d'entrée, et aussi le gain en puissance. En amplification petits signaux, ces paramètres sont peu utilisés.

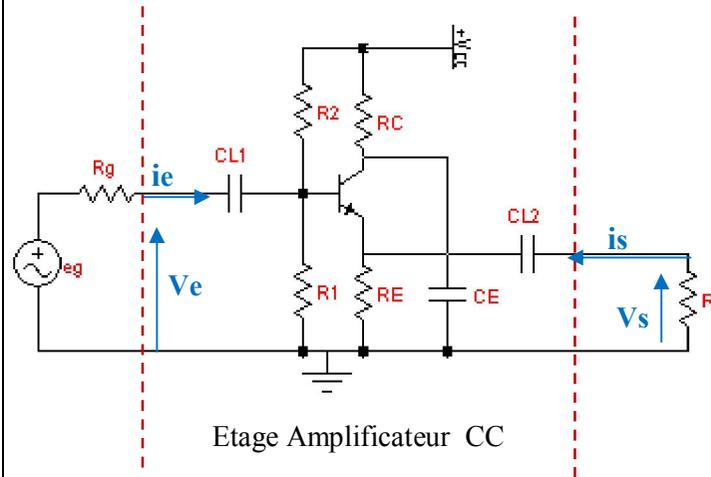
**Montage émetteur commun (EC): Inverseur**



Etage Amplificateur EC

Si on augmente légèrement la tension de base: le courant de base va augmenter. Le courant de collecteur va augmenter proportionnellement au courant de base, et donc, la chute de tension dans la résistance  $R_c$  va augmenter. Le potentiel du collecteur va alors baisser. On peut par conséquent s'attendre à un gain en tension négatif (entrée et sortie en opposition de phase).

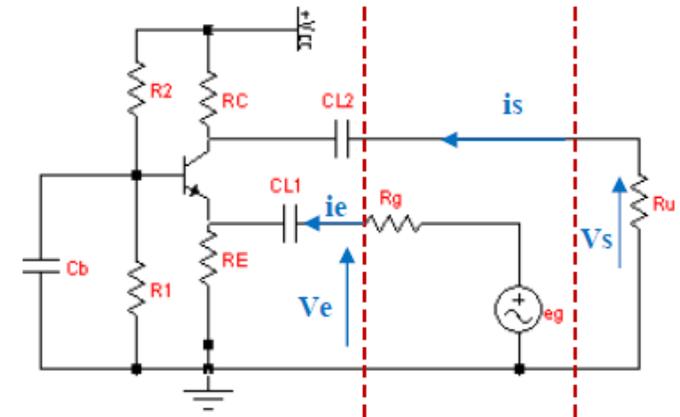
**Montage collecteur commun (CC): Suiveur**



Etage Amplificateur CC

Si on augmente la tension de base: la tension  $V_{BE}$  va augmenter, ainsi que le courant  $I_B$ , et  $I_C$ , ce qui va créer une chute de tension plus grande dans  $R_E$ . Le potentiel de l'émetteur va alors remonter, contrariant l'augmentation de  $V_{BE}$ , donc du courant  $I_C$ . Le potentiel de l'émetteur va ainsi suivre sagement (aux variations  $\Delta V_{BE}$  près, qui sont très faibles) le potentiel qu'on impose à la base. Si on regarde bien le montage, on voit en fait que la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée de la valeur  $V_{BE}$ . Quand on va appliquer un signal alternatif sur la base, on va le retrouver sur la résistance d'émetteur diminué de la variation de  $\Delta V_{BE}$  qui va être très faible. On voit donc qu'intuitivement, ce montage aura un gain positif mais inférieur à 1.

**Montage base commune (BC): Non-inverseur**

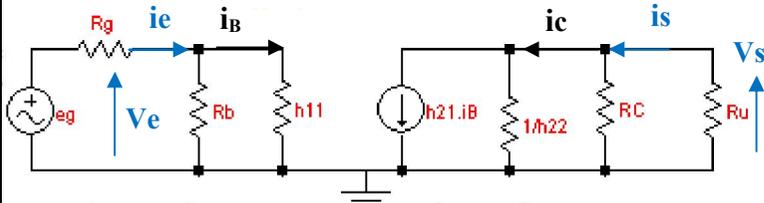


Etage Amplificateur BC

Ce montage est le même que celui de l'émetteur commun, mis à part l'emplacement du générateur d'attaque et le condensateur de découplage qui est ici situé sur la base. L'amplification est basée sur une augmentation de  $I_C$  due à une augmentation de  $V_{BE}$ . Pour augmenter  $V_{BE}$ , on a le choix entre deux solutions :

- soit on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant : c'est le montage émetteur commun.
- soit on abaisse la tension d'émetteur à potentiel de base constant : c'est le montage base commune.

Schéma équivalent pour les petites variations



1. Gain en tension à vide:

On va d'abord procéder à quelques simplifications dans le schéma :

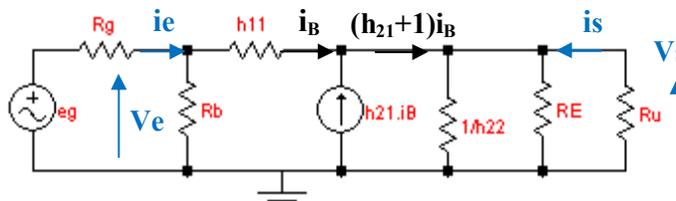
- la résistance de sortie  $1/h_{22}$  du transistor est grande (plusieurs dizaines de  $K\Omega$ ), donc on va négliger ce dernier terme.
- on supprime la charge  $R_u$  (hypothèse de calcul).

On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_e = h_{11}i_B \\ V_s = -R_C i_C \\ i_C = h_{21}i_B \Rightarrow V_s = -R_C h_{21}i_B \end{cases}$$

Si on pose  $h_{21} = \beta$  (le gain dynamique est égal au gain statique), on obtient l'expression du gain en tension :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta R_C}{h_{11}}$$



1. Gain en tension à vide:

Si on applique la loi des nœuds au niveau de l'émetteur, on voit que le courant circulant dans  $R_E$  est égal à  $(\beta+1)i_B$  et va de l'émetteur vers le collecteur, donc :

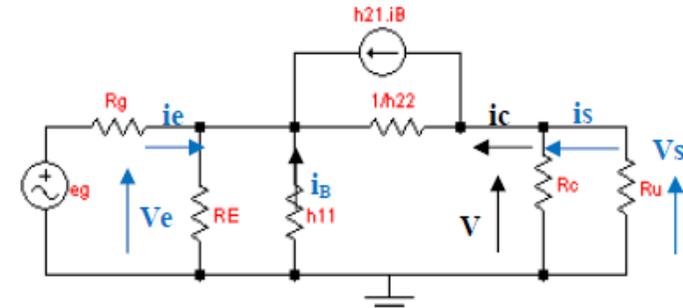
$$V_e = h_{11}i_B + (\beta + 1)R_E i_B$$

$$V_s = (\beta + 1)R_E i_B$$

On remarquera au passage en analysant l'équation de  $V_e$  que vu de la base, tout se passe comme si la résistance  $R_E$  était multipliée par le gain en courant.

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta + 1)R_E}{h_{11} + (\beta + 1)R_E} \approx 1$$

◆ Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.



1. Gain en tension à vide:

on a les équations suivantes :

$$V_s = -R_C \beta i_B$$

$$V_e = -h_{11}i_B$$

D'où l'expression du gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\beta R_C}{h_{11}}$$

◆ Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.

2. Résistance d'entrée :

On applique la loi des nœuds à l'entrée de l'amplificateur, on obtient :

◆ Les tensions d'entrée et de sortie sont en opposition de phase.

2. **Résistance d'entrée** : c'est la résistance vue par le générateur :

$$R_e = \frac{V_e}{i_e}$$

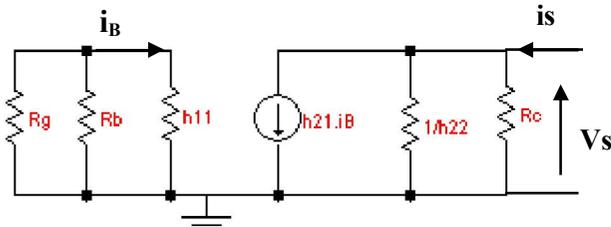
La loi des nœuds donne :  $i_e = \frac{v_e}{R_b} + i_B$   
avec  $R_b = R_1 \parallel R_2$

$$i_B = \frac{v_e}{h_{11}} \text{ donc } i_e = \frac{v_e}{R_b} + \frac{v_e}{h_{11}} \Rightarrow$$

$$R_e = \frac{R_b \cdot h_{11}}{R_b + h_{11}} = R_b \parallel h_{11}$$

3. **Résistance de sortie** : C'est la résistance du générateur de Thévenin équivalent:

$$R_s = \left. \frac{V_s}{i_s} \right|_{e_g=0}$$



2. **Résistance d'entrée** :

Le courant  $i_e$  est égal à  $i_b$  augmenté du courant circulant dans  $R_b$ . L'impédance d'entrée va donc être égale à  $R_b \parallel (v_e/i_b)$ . On peut tirer cette dernière valeur de l'équation de  $V_e$ :

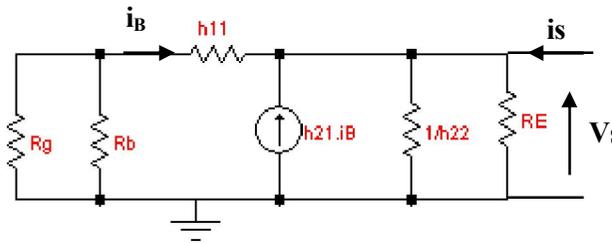
$$\frac{V_e}{i_B} = h_{11} + (\beta + 1)R_E$$

On en déduit la valeur de la résistance d'entrée :

$$R_e = R_b \parallel h_{11} + (\beta + 1)R_E$$

◆ La résistance d'entrée est très grande, de l'ordre de plusieurs centaines de kilos ohms, voire de plusieurs mégas ohms.

3. **Résistance de sortie** :  $R_s = \left. \frac{V_s}{i_s} \right|_{e_g=0}$



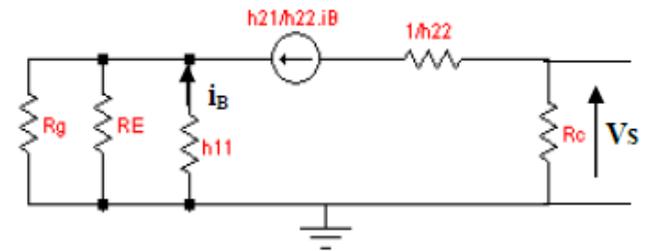
$$i_e = \frac{V_e}{R_E} - (\beta + 1)i_B = \frac{V_e}{R_E} + (\beta + 1) \frac{V_e}{R_E h_{11}}$$

On en tire l'impédance d'entrée :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_E \parallel \frac{h_{11}}{\beta + 1}$$

$R_E$  étant du même ordre de grandeur que  $h_{11e}$ , le terme prépondérant est  $h_{11e} / (\beta + 1)$ . Cette impédance d'entrée est très faible, environ  $\beta$  fois plus faible que celle de l'émetteur commun : ce montage, sauf cas très spécial, est inexploitable tel quel, il faudra un étage adaptateur d'impédance en entrée pour l'utiliser.

3. **Résistance de sortie** :  $R_s = \left. \frac{V_s}{i_s} \right|_{e_g=0}$



A partir du schéma équivalent :  $i_B=0$ , il vient :  $h_{21}i_B = 0 \Rightarrow$

$$R_s = \frac{V_s}{i_s} = R_c$$

➤ **le gain en charge**, avec la charge connectée.

on rajoute  $R_U$  en parallèle avec  $R_c$ . La formule du gain devient alors :

$$A_v = \frac{-R_u \parallel R_c}{h_{11}} \beta = \frac{-\beta R_c}{h_{11}} \frac{R_u}{R_u + \beta R_c}$$

$$i_s = \frac{V_s}{R_E} - \beta i_B - i_B$$

et

$$i_B = \frac{V_s}{h_{11} + R_b \parallel R_g}$$

donc

$$R_s = \frac{V_s}{i_s} = R_E \parallel \frac{(h_{11} + R_b \parallel R_g)}{1 + \beta}$$

$R_E, R_g$  et  $h_{11}$  étant du même ordre de grandeur, le terme divisé par  $(\beta+1)$  va être le plus petit, et  $R_E$  va avoir un effet négligeable. On pourra aussi souvent négliger  $R_p$  par rapport à  $R_g$ .  $R_s$  devient :

$$R_s = \frac{h_{11} + R_g}{1 + \beta}$$

◆ La résistance de sortie est faible et dépend du courant de polarisation  $I_c$ .

Ce montage ne sera donc pas utilisé pour amplifier un signal, mais comme **adaptateur d'impédance**, situé en amont ou en aval d'un montage émetteur commun, qui, nous l'avons vu, n'a pas de bonnes caractéristiques d'entrée / sortie.

Pour éviter de longs calculs inutiles, on ne tiendra pas compte de la résistance du générateur d'attaque  $R_g$ . Du circuit de sortie, on peut tirer l'équation suivante :

$$V_s = R_c(i_s - \beta i_B)$$

$$V_e = -h_{11}i_B$$

donc :

$$V_s = R_c i_s + \beta \frac{V_e}{h_{11}}$$

C'est l'équation du générateur de Thévenin de sortie : on en déduit que

$$R_s = R_c$$

2.4. Résumé

	Inverseur	Suiveur	Non inverseur
<b>Gain en tension <math>A_v</math></b>	Elevée (environ 100) $A_v \approx \frac{-R_u \parallel R_c}{h_{11}} \beta$ $h_{21} = \beta$	$A_v \approx 1$	Elevée (environ 100) $A_v \approx \frac{R_u \parallel R_c}{h_{11}} \beta$
<b>Gain en tension <math>A_i</math></b>	$A_i = -\frac{R_e}{R_u} A_v$	$A_i \approx \frac{R_e}{R_u}$	$A_i \approx \frac{R_c}{R_c + R_u}$
<b>Resistance d'entrée</b>	Moyenne (jusqu'à quelques dizaines de k $\Omega$ ) $R_e \approx R_b \parallel h_{11}$	Elevée (jusqu'à quelques centaines de k $\Omega$ ) $R_e \approx R_b \parallel [h_{11} + (\beta + 1)R_E \parallel R_u]$	faible (jusqu'à quelques centaines d' $\Omega$ ) $R_e \approx R_E \parallel \frac{h_{11}}{\beta}$
<b>Resistance de sortie</b>	Elevée $R_s \approx R_c$	Très faible $R_s \approx \frac{(h_{11} + R_b \parallel R_g)}{\beta} \parallel R_E$	Elevée $R_s \approx R_c$

3. Autres montages amplificateurs

3.1. Amplificateur de Darlington ou Super-transistor

- Amplificateur comprenant deux étages **émetteur-suiveur** montés en cascade.
- il existe sous forme de composant discret à trois bornes, nommé *transistor Darlington*. Il se comporte comme un seul transistor à gain en courant extrêmement élevé (ex: 2N2785:  $\beta=2000-20000$ .)
- Utilisé fréquemment pour les applications d'isolement entre étages ( $R_e$  très élevée,  $R_s$  très faible)

• **Gain en tension :**

L'impédance d'entrée de  $T_1$  est très élevée et ne "charge" pas beaucoup  $T_2$ :

$$A_v \approx 1$$

• **Gain en courant :**

$$A_i = \frac{i_E^{T_1}}{i_b^{T_2}} = \frac{i_E^{T_1}}{i_b^{T_1}} \frac{i_b^{T_1}}{i_b^{T_2}} = \frac{i_E^{T_1}}{i_b^{T_1}} \frac{i_E^{T_2}}{i_b^{T_2}} = \beta_1 \cdot \beta_2$$

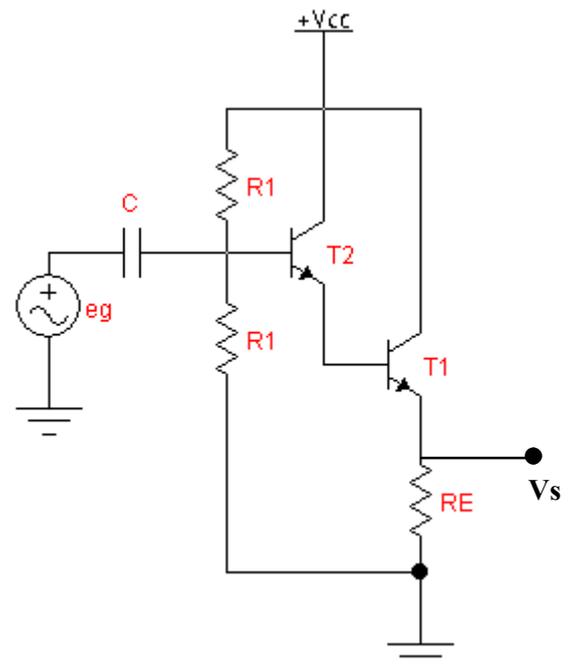


Figure 5.4: Amplificateur de Darlington

### 4.2. Les amplificateurs de classe B, ou push-pull

Tout amplificateur Push-Pull (figure 5.5) est constitué de deux transistors de type **opposé** (NPN et PNP). Le circuit de polarisation, constitué ici des 4 résistances  $R_1$  et  $R_2$ , est choisi de manière à ce que les deux transistors soient faiblement bloqués:

$$V_{BE}^{NPN} < \sim 0.6 \text{ et } V_{EB}^{PNP} < \sim 0.6V$$

Ceci revient à fixer  $V_{BB} \approx 1.2V$ , le potentiel en  $P$  étant égal à  $V_{CC}/2$  ( $\Leftrightarrow I_C \sim 0$ ). En effet, le point de fonctionnement des deux transistors est déterminé par les deux conditions suivantes:

$$\begin{aligned} V_{CE}^{NPN} + V_{EC}^{PNP} &= V_{CC} \\ V_{CE}^{NPN} &\approx \frac{V_{CC}}{2} \approx V_{EC}^{PNP} \\ I_C^{NPN} &\cong I_C^{PNP} \end{aligned}$$

Si les caractéristiques des deux transistors correspondant à un  $I_B \sim 0$  (diodes BE bloquées) sont similaires, les tensions  $V_{CE}(NPN)$  et  $V_{EC}(PNP)$  sont proche de  $V_{CC}/2$ .

- En présence d'un signal d'entrée chaque transistor est *alternativement* actif ou bloqué ( $\Leftrightarrow$  « **Push-Pull** »)

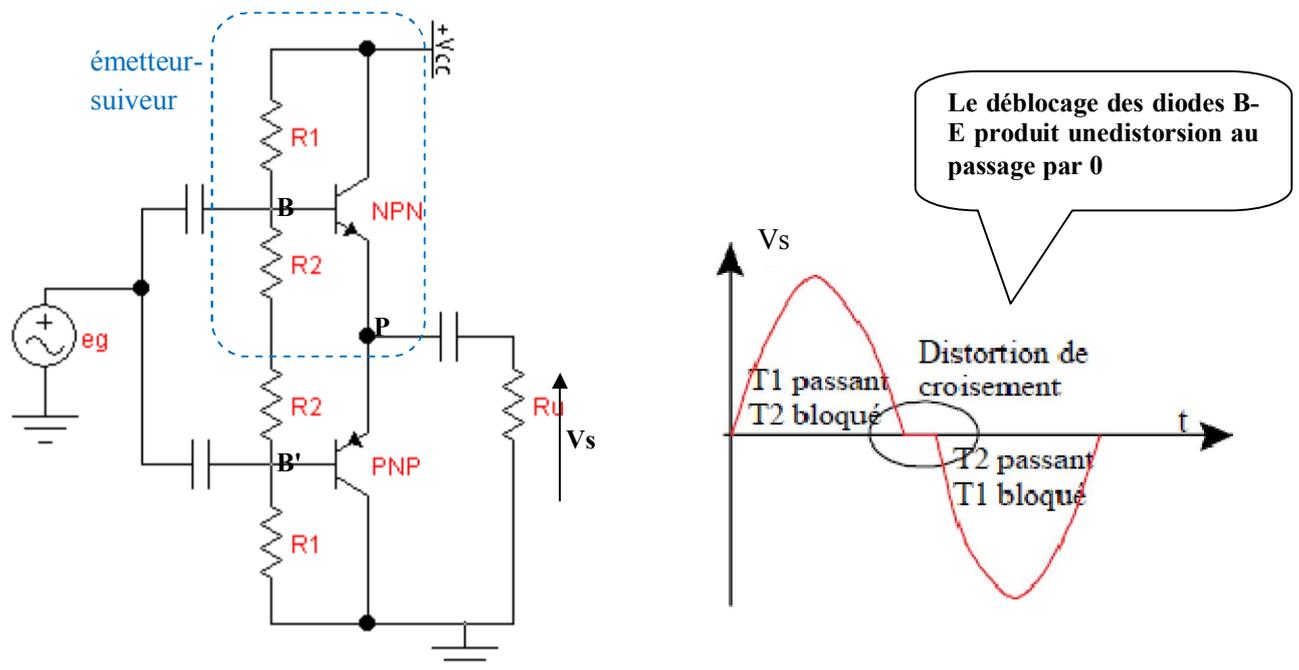


Figure 5.5: Amplificateur classe B " Push-Pull"

- Si  $e_g > 0 \rightarrow$  **NPN actif**, PNP bloqué:

$$\begin{aligned} V_p &= V_B - 0.6 \\ \rightarrow \Delta V_p &\approx \Delta V_B = e_g \end{aligned}$$

- le potentiel de base des deux transistors augmente, ce qui rend le transistor NPN actif et le transistor PNP bloqué. Le potentiel de l'émetteur du NPN suit alors la variation du potentiel de sa base. (étage émetteur suiveur)
- si  $e_g < 0 \rightarrow$  **NPN bloqué**, **PNP actif** ...

### 4.3. Amplificateur différentiel

- Comme son nom l'indique, l'amplificateur différentiel amplifie la différence entre deux signaux d'entrée,  $V_+$  et  $V_-$ . Il est donc toujours constitué de **deux** entrées et d'une sortie.
- Dans le montage de figure 5.6, les signaux d'entrée sont appliqués sur les bases des transistors, le signal de sortie est pris au niveau du collecteur de  $T_2$ .

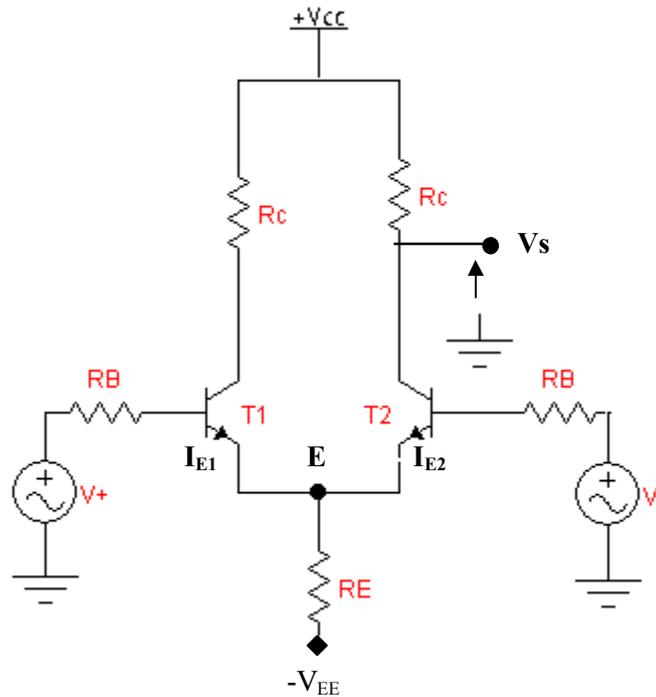


Figure 5.6: Amplificateur différentiel

#### 4.3.1. Régime statique : ( $V_- = V_+ = 0$ )

- En absence du signal, le circuit est symétrique par rapport au nœud **E**. On en déduit que les deux courants émetteurs sont identiques:  $I_{E1} = I_{E2} = I_E$
- Le courant  $I_B$  étant très faible, si  $R_B \ll \beta R_E$ , la chute de tension aux bornes de  $R_B$  est petite devant  $V_{EE}$ . Le courant émetteur est dans ce cas donné par l'expression simplifiée suivante:

$$V_{R_B} = R_B I_B \ll 2R_E I_E \rightarrow V_{EE} \approx 0.6 + 2R_E I_E \rightarrow I_E \cong \frac{V_{EE} - 0.6}{2R_E}$$

- Tension continue en sortie :  $V_s = V_{CC} - R_c I_E$

#### 4.3.2. Régime dynamique:

Comme il y a deux signaux d'entrée, il est intéressant de considérer d'abord les deux cas particulier où  $V_+ = -V_-$  (mode « différentielle ») et  $V_+ = V_-$  (« mode « commun ») et de généraliser ensuite le résultat aux signaux d'entrée quelconque.

➤ **Mode différentiel:**

- En mode différentiel, les deux courants émetteur varient en **sens opposé** et si l'amplitude de  $v_e = V_+$  est faible, la variation du courant est proportionnelle à  $v_e$ :  $V_+ = -V_- = v_e$

→  $I_{E1} = I_E + i_{e1}$  et  $I_{E2} = I_E - i_{e2}$  ; avec  $I_E$  la composante continue du courant émetteur.

- Pour de signaux d'entrée de faible amplitude :  $i_{E1} \cong i_{E2}$

- Par conséquent :  $I_{R_E} = I_{E1} + I_{E2} = 2I_E$

- Le courant dans  $R_E$  n'a pas changé, et la tension en  $E$  **reste constante**.

- $E$  constitue une **masse dynamique** (figure 5.7)

- l'amplificateur se partage en deux étages indépendants.

- La tension de sortie étant prise sur le collecteur de  $T_2$ , la partie de droite constitue un étage EC par rapport à l'entrée  $V_s$ .

$$v_s = -\frac{R_c \beta}{h_{11}} (-v_e) = \frac{R_c \beta}{h_{11}} v_e$$

- d'où le « **gain en mode différentiel** » :

$$A_d = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_c \beta}{h_{11}} \gg 1$$

\*  $V_+ =$  entrée **non-inverseuse**

\*  $V_- =$  entrée **inverseuse**

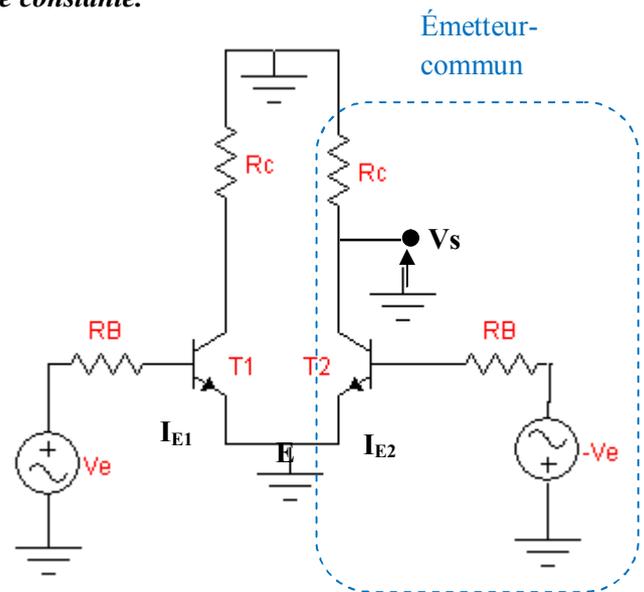


Figure 5.7: schéma dynamique de l'amplificateur en mode différentiel

➤ **Mode commun:**

- En mode commun les deux courants émetteurs varient dans le même sens.

$$V_+ = V_- = v_e \rightarrow I_{E1} = I_E + i_e \quad I_{E2} = I_E + i_e$$

$$\Rightarrow I_{R_E} = I_{E1} + I_{E2} = 2(I_E + i_e)$$

$$\Rightarrow V_E = 2R_E \cdot (I_E + i_e) = 2R_E I_E + 2R_E i_e$$

$$v_s \cong -\frac{R_c}{2R_E} v_e$$

$$A_c = -\frac{R_c}{2R_E} \ll 1 \text{ pour } R_E \gg R_c$$

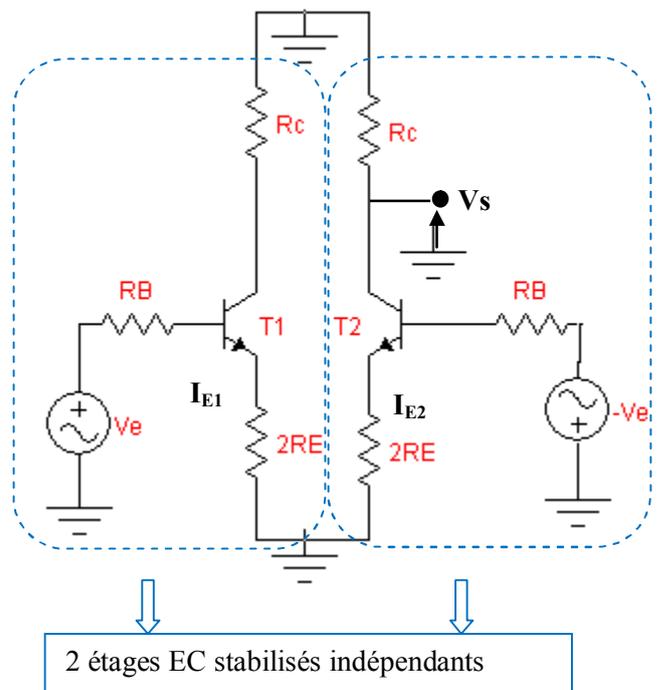


Figure 5.8: schéma dynamique de l'amplificateur en mode commun

➤ **Signaux d'entrée quelconques :**

les deux signaux d'entrée quelconque peuvent être considérés comme la somme d'un signal « mode commun » et d'un signal « mode différentiel ». Les transistors opérant dans leur domaine linéaire, le signal de sortie est égal à la somme des réponses aux deux termes (mode commun et mode différentiel).

$$V_+ = \frac{V_+ + V_-}{2} + \frac{V_+ - V_-}{2} = V_{mc} + V_{md}$$

$$V_- = \frac{V_+ + V_-}{2} - \frac{V_+ - V_-}{2} = V_{mc} - V_{md}$$

avec 
$$V_{mc} = \frac{V_+ + V_-}{2} \text{ et } V_{md} = \frac{V_+ - V_-}{2}$$

- D'où, par le principe de **superposition** :

$$v_s = A_d v_{md} + A_c v_{mc} = A_d \left( v_{md} - \frac{v_{mc}}{CMRR} \right)$$

- CMMR: « **taux de réjection en mode commun** » (*commonmode rejection ratio*)

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|} = \frac{2\beta R_E}{h_{11}}$$

\* **Intérêts** de l'amplificateur différentiel : **Entrées en couplage direct** (seule  $v_{md}$  est amplifiée)

\* Ampli. différentielle = **étage d'entrée** des Amplificateur opérationnel.

\* Impédance d'entrée et CMRR très élevés

## Exercices

## Exercice 01:

On considère le montage amplificateur de la figure 5.9 utilisant un transistor NPN au Si. On donne  $V_{CC}=10\text{ V}$ ,  $\beta=100$ ,  $R_g = 50\ \Omega$ ,  $R_U = R_C$ . On pose  $R_B = R_1 // R_2$ . Les condensateurs utilisés ont des impédances nulles aux fréquences de travail.

1.1. On désire polariser ce transistor de sorte que :

$$V_{CE0} = 5\text{ V}, I_{C0} = 1\text{ mA}, V_{BE0} = 0.7\text{ V} \text{ et } R_C = 4R_E \text{ et } I_p = 10 I_B.$$

Calculer les valeurs de  $R_C$ ,  $R_E$ ,  $R_1$  et  $R_2$ .

1.2. En régime variable le transistor est caractérisé par ses paramètres hybrides :

$$h_{11} = 1\text{ k}\Omega, h_{12} = 0, h_{21} = 100 \text{ et } h_{22} = 0.$$

1.2.1. Donner le schéma équivalent en BF et petits signaux de cet amplificateur.

1.2.2. Calculer le gain en tension  $A_v = v_s/v_e$ .

1.2.3. Calculer le gain en tension  $A_{vc} = v_s/e_g$ .

1.2.4. Calculer le gain en courant  $A_i = i_s/i_e$ .

1.2.5. Calculer les impédances d'entrée  $Z_e$  et de sortie  $Z_s$ .

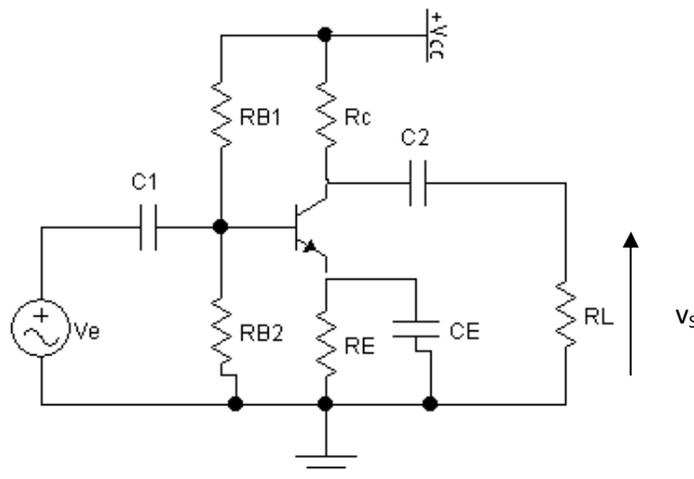


Figure 5.9

## Exercice 0 2 :

Le transistor NPN, utilisé dans le montage de la figure 5.10, est défini par ses paramètres hybrides :

$$h_{11e} = 1\text{ k}\Omega, h_{12e} = 0, h_{21e} = 100 \text{ et } h_{22e} = 10^{-4}\ \Omega^{-1}$$

1. Définir quel type de montage du transistor.
2. Donner le schéma équivalent du montage
3. Calculer le gain en tension  $A_v$ , le gain en courant  $A_i$  et les impédances d'entrée  $Z_e$  et de sortie  $Z_s$  de cet étage amplificateur.

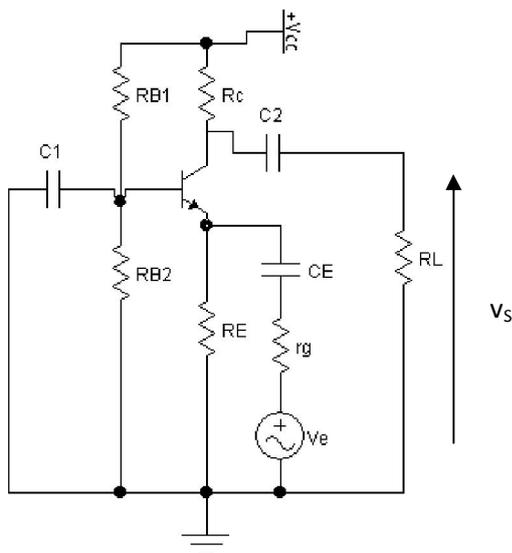


Figure 5.10

**Exercice 0 3 :**

Les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  utilisés dans le montage de la figure 5.11 sont identiques et caractérisés par les paramètres suivants :  $\beta = h_{21e} = 100$  et  $h_{11e} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{12e} = 0$  et  $h_{22e} = 10^{-4} \Omega^{-1}$ .

Le point de fonctionnement de chaque transistor est défini :  $V_{CE} = 3\text{V}$ ,  $I_C = 2\text{mA}$ ,  $I_B = 20\mu\text{A}$  et  $V_{BE} = 0.2\text{V}$ .

Pour des raisons de stabilité thermique en utilise la résistance  $R_E = 2 \text{ k}\Omega$  et  $R_1 = 21 \text{ k}\Omega$ .

1. Déterminer  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_{C2}$ .
2. Donner le schéma équivalent du montage. En déduire le type de montage de chaque transistor.
3. Calculer le gain en tension (BF)  $A_v$  et les impédances d'entrée  $Z_e$  et de sortie  $Z_s$ .

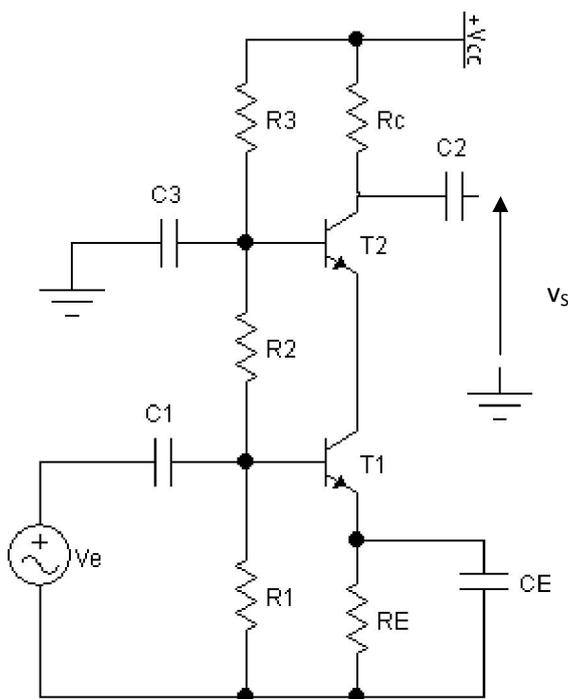


Figure 5.11

**Exercice 0 4 :**

On considère le montage de la figure 5.12 dans lequel on associe deux transistors T et T' (*montage Darlington*). Les deux transistors sont définis par leurs paramètres hybrides E-C.

Pour le transistor T :  $h_{11} = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{21} = 150$ ,  $h_{12} = 0$  et  $h_{22} = 0$ .

Pour le transistor T' :  $h'_{11} = 5.7 \text{ k}\Omega$ ,  $h'_{21} = 100$ ,  $h'_{12} = 0$  et  $h'_{22} = 0$ .

**1. Etude statique :**

Le point de repos du transistor T est défini par :

$V_{CE0} = 7.5 \text{ V}$ ,  $I_{C0} = 75 \text{ mA}$ ,  $V_{BE0} = 0.7 \text{ V}$  et  $I_C = 150 I_B$ . On donne  $V_{CC} = 15 \text{ V}$

Calculer les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_E$ . On admet que  $I_C = 100 I'_B$  et  $I'_p = 10 I'_B$ . On négligera  $V'_{BE}$ .

**2. Etude dynamique :**

Le montage est utilisé en régime alternatif sinusoïdal. Aux fréquences d'étude, les condensateurs possèdent des impédances nulles.

- 2.1. Donner le schéma équivalent de l'étage.
- 2.2. Calculer l'amplification en tension  $A_v = v_s/v_e$
- 2.3. Calculer son impédance d'entrée  $Z_e$ .

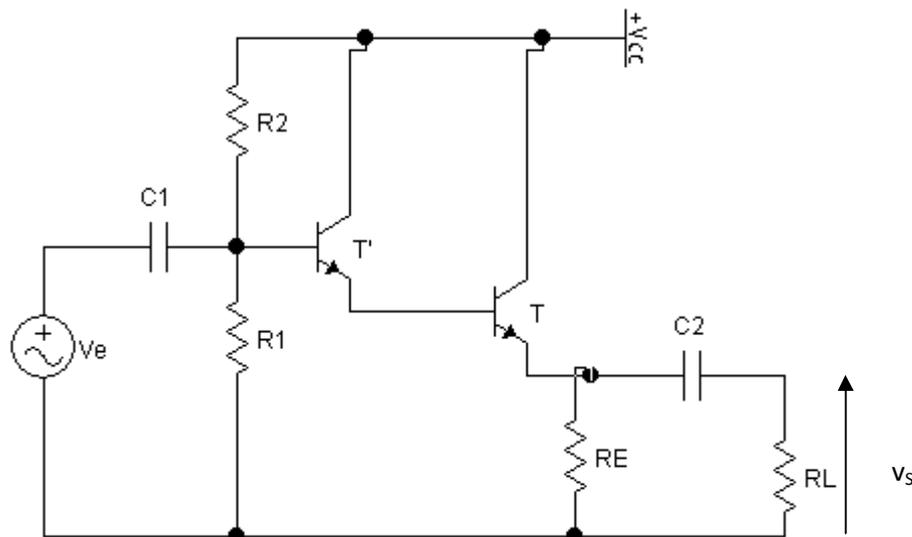


Figure 5.12

Correction des Exercices

Exercice 0 1 :

1.1. partie statique :  $C_1, C_2$  et  $C_3$  sont équivalents à des interrupteurs ouverts  
Le point de fonctionnement est défini par :

$V_{CE0} = 5 \text{ V}, I_{C0} = 1 \text{ mA}, V_{BE0} = 0.7 \text{ V}$  et  $I_{B0} = I_{C0} / \beta = 10 \mu\text{A}$   
 $R_C = 4 R_E$  et  $I_P = 10 I_B$

\*  $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E (I_C + I_B) \rightarrow V_{CC} = R_C (1 + 0.25*(1 + 1/\beta)) I_C + V_{CE}$

D'où : 
$$R_C = \frac{(V_{CC} - V_{CE})}{\left(1 + 0.25 \times \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)\right) I_C}$$

$\beta \gg 1$

$$R_C = \frac{4 (V_{CC} - V_{CE})}{5 I_C} \quad \text{et} \quad R_E = \frac{1 (V_{CC} - V_{CE})}{5 I_C}$$

\*  $R_2 I_P = V_{BE} + R_E (I_C + I_B) \rightarrow R_2 = \frac{\beta}{10} \left( \frac{V_{BE}}{I_C} + \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) R_E \right)$

$\beta \gg 1$

$$R_2 = \frac{\beta}{10} \left( \frac{V_{BE}}{I_C} + R_E \right)$$

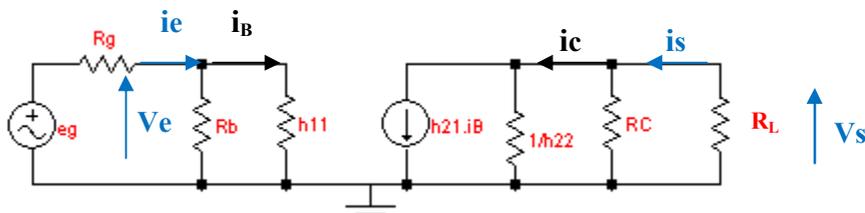
\*  $V_{CC} = R_1 (I_P + I_B) + R_2 I_P \rightarrow R_1 = \beta \times \left( \frac{V_{CC}}{11 \times I_C} - \frac{R_2}{10} \right)$

AN:

$R_C = 4 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_1 = 75 \text{ k}\Omega \quad \text{et} \quad R_2 = 17 \text{ k}\Omega$

1.2. Partie dynamique:  $C_1, C_2$  et  $C_3$  sont équivalents à des interrupteurs fermés

1.2.1. Schéma équivalent :



1.2.2. Gain en tension  $A_v = v_s/v_e$

$v_e = (R_1 // R_2 // h_{11}) i_e = h_{11} i_b$

$v_s = - h_{21} (R_C // R_L) i_b \rightarrow A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{h_{21} R_C // R_L}{h_{11}}$

1.2.3.  $A_{VC} = \frac{v_s}{e_g} = \frac{v_e}{e_g} \times \frac{v_s}{v_e} = - \frac{R_1 // R_2 // h_{11}}{r_g + R_1 // R_2 // h_{11}} \frac{h_{21} R_C // R_L}{h_{11}}$

1.2.4. Gain en courant  $A_i = i_s/i_e$

$$\left. \begin{aligned} i_e &= \frac{h_{11}}{R_1 // R_2 // h_{11}} i_b \\ i_s &= h_{21}i_b + \frac{v_s}{R_C} = h_{21}i_b - \frac{R_L}{R_C} i_s \rightarrow i_s = \frac{h_{21}R_C}{R_C + R_L} i_b \end{aligned} \right\} \rightarrow A_i = \frac{h_{21}R_C}{R_C + R_L} \times \frac{R_1 // R_2 // h_{11}}{h_{11}}$$

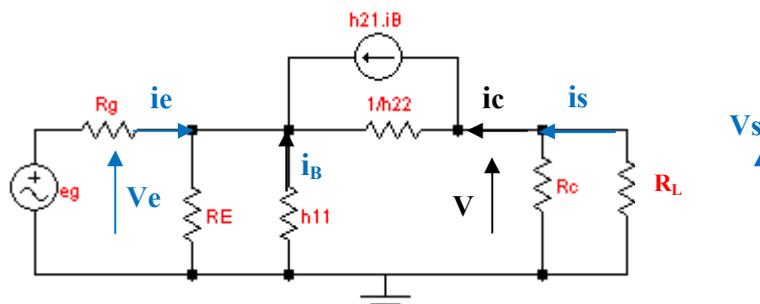
1.2.5. Impédance d'entrée  $Z_e = v_e/i_e$  et impédance de sortie  $Z_s = v_s/i_s$  ( $e_g=0$ )

$$Z_e = R_1 // R_2 // h_{11}$$

$$Z_s = R_C \text{ (sans la charge)}$$

Exercice 02:

1. Le transistor est monté en Base Commune
2. Schéma équivalent (le transistor est caractérisé par ses paramètres hybrides Emetteur Commun)



3. Gain en tension  $A_v = v_s/v_e$

$$v_e = -h_{11}i_b$$

$$v_s = -R_L i_s$$

$$i_s = v_s/R_C + h_{21}i_b + (v_s - v_e) h_{22}$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \left( \frac{h_{21}}{h_{11}} + h_{22} \right) \frac{R_L}{1 + \frac{R_L}{R_C} + R_L h_{22}}$$

\* Gain en courant  $A_i = i_s/i_e$

$$v_e = -h_{11}i_b = (R_E // h_{11})(i_e + h_{21}i_b + (v_s - v_e)h_{22}) \quad (1)$$

$$i_s = -\frac{R_L}{R_C} i_s + h_{21}i_b + (v_s - v_e)h_{22} \Rightarrow \left( 1 + \frac{R_L}{R_C} + h_{22}R_L \right) i_s = (h_{21} + h_{11}h_{22})i_b \quad (2)$$

On remplace  $i_b$  de (2) dans (1), on obtient une relation entre les courants  $i_e$  et  $i_s$ , on en déduit ainsi le gain en courant  $A_i$

\* Impédance d'entrée  $Z_e = v_e/i_e$

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_e}{i_b} \times \frac{i_b}{i_s} \times \frac{i_s}{i_e} = -h_{11} \times \frac{1 + \frac{R_L}{R_C} + h_{22}R_L}{h_{21} + h_{11}h_{22}} \times A_i$$

\* Impédance de sortie  $Z_s = v_s/i_s$  ( $e_g = 0$ ) ( $r_g$  négligeable donc  $v_e = e_g$ )

$$Z_s = R_C // h_{22}^{-1}$$

### Exercice 03 :

#### 1. Partie statique

$I_{B1}$  et  $I_{B2}$  sont négligeables devant les courants  $I_{C1}$  et  $I_{C2}$

$$R_1 I = V_{BE1} + R_E I_{C1} \quad \Rightarrow \quad I = \frac{V_{BE1} + R_E I_{C1}}{R_1}$$

$$R_2 (I + I_{B1}) = V_{BE2} + V_{CE1} - V_{BE1} \quad \Rightarrow \quad R_2 = \frac{V_{BE2} + V_{CE1} - V_{BE1}}{I + I_{B1}}$$

$$V_{CC} = R_3 (I + I_{B1} + I_{B2}) + R_2 (I + I_{B1}) + R_1 I$$

$$V_{CC} = R_{C2} I_{C2} + V_{CE2} + V_{CE1} + R_E I_{C1}$$

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE2} - V_{CE1} - R_E I_{C1}}{I_{C2}}$$

$$R_3 = \frac{V_{CC} - R_2 (I + I_{B1}) - R_1 I}{I + I_{B1} + I_{B2}}$$

#### 2. Partie dynamique

\* Schéma équivalent

$T_1$  et  $T_2$  sont montés respectivement en EC et en BC

\* Gain en tension  $A_v = v_s/v_e$

$$v_e = (R_1 // R_2 // h_{11}) i_e = h_{11} i_{b1}$$

$$-\frac{v_s}{R_{C2}} = h_{21} i_{b2} + (v_s + h_{11} i_{b2}) h_{22}$$

$$-h_{11} i_{b2} = h_{22}^{-1} ((1 + h_{21}) i_{b2} + (v_s + h_{11} i_{b2}) h_{22} - h_{21} i_{b1})$$

$$\frac{i_{b1}}{i_{b2}} = 1 + \frac{1}{h_{21}} + 2 \frac{h_{11} h_{22}}{h_{21}} - \frac{h_{22}}{h_{21}} \frac{h_{21} + h_{22} h_{11}}{h_{22} + \frac{1}{R_{C2}}}$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{h_{11}} \times \left( \frac{i_{b1}}{i_{b2}} \right)^{-1} \times \frac{v_s}{i_{b2}} = \frac{1}{h_{11}} \times \left( -\frac{h_{21} + h_{22} h_{11}}{h_{22} + \frac{1}{R_{C2}}} \right) \times \frac{1}{1 + \frac{1}{h_{21}} + 2 \frac{h_{11} h_{22}}{h_{21}} - \frac{h_{22}}{h_{21}} \frac{h_{21} + h_{22} h_{11}}{h_{22} + \frac{1}{R_{C2}}}}$$

\* Impédance d'entrée

$$Z_e = R_1 // R_2 // h_{11}$$

\* Impédance de sortie

$$Z_s = v_s / i_s \quad (v_e = 0)$$

$$\frac{1}{Z_s} = \frac{1}{R_{C2}} + h_{22} \quad \Rightarrow \quad Z_s = R_{C2} // h_{22}^{-1}$$

### Exercice 0 4 :

#### 1. Etude statique

$$V_{CC} = V_{CE} + R_E I_C \quad (I_B \ll I_C)$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}}$$

$$I'_C \approx I_B \quad I'_B \ll I'_C$$

$$V'_{CE} = V_{CE} - V_{BE} \quad I_C = 150 I_B$$

$$I'_C = 100 I'_B$$

$$V_{CC} = (11R_1 + 10R_2) I'_B$$

$$10R_2 I'_B = V_{BE} + R_E I_C + V'_{BE} \quad V'_{BE} \text{ négligeable}$$

$$R_2 = \frac{V_{BE} + R_E I_C}{10 I'_B}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_C}{11 I'_B}$$

#### 2. Etude dynamique

##### 2.1. Schéma équivalent

2.2. Gain en tension : 
$$A_v = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{h_{21} \times R_E // R_L} + \frac{1}{R_E // R_L} \frac{h'_{11} h'_{21}}{h_{21}}}$$

2.3. Impédance d'entrée

$$Z_e = (R_1 // R_2) \times \frac{h_{21} h'_{21}}{A_v + h_{21} h'_{21}}$$

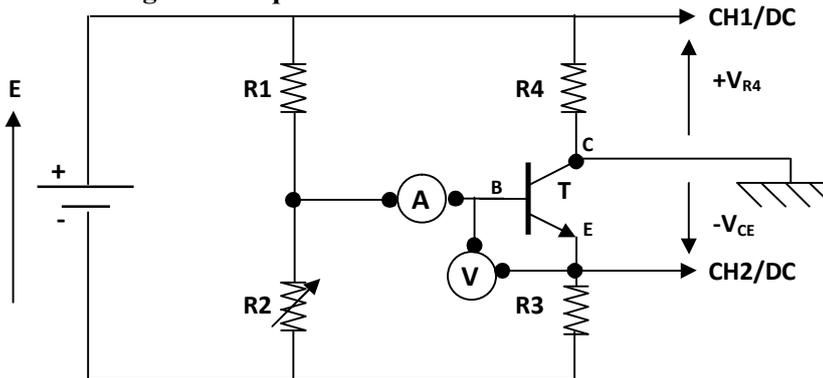
**TP 2 : Etude de Transistor Bipolaire NPN en régime statique et dynamique**

**V. Objectifs**

L'étude du composant transistor bipolaire NPN par:

- une présentation rapide.
- l'obtention des courbes caractéristiques de ce composant.
- l'exploitation de ces caractéristiques permettant la mise en lumière de plusieurs états de fonctionnement.
- l'étude en régime dynamique le fonctionnement de transistor bipolaire polarisé lorsqu'on applique de petites variations à l'entrée.

**VI. Transistor NPN en régime statique**



**Figure 5.13: Schéma électrique permettant de déterminer les caractéristiques  $I_B(V_{BE})$  et  $I_C(V_{CE})$  du transistor NPN**

1. Réaliser le montage de la figure 5.13 avec :

T: Transistor 2N2222.

E = 12 V; R1= 18 K $\Omega$ .; R2= variable en décade.; R3= 470  $\Omega$ .; R4= 2.2 K  $\Omega$ .

2. Mesurer les paramètres du circuit et compléter le tableau suivant :

R2 ( $\Omega$ )	0	500	1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000	4500	5000
$I_b$ ( $\mu A$ )											
$V_{be}$ (V)											
$V_{ce}$ (V)											
$V_{R4}$ (V)											
$I_c$ (mA)											

3. En déduire le courant du collecteur  $I_c$ .
4. Tracer la caractéristique de sortie  $I_c = f(V_{ce})$  et la droite de charge. Interpréter le graphe.
5. Tracer la caractéristique de  $I_c = f(I_b)$ . En déduire le gain  $\beta$  du transistor.
6. Identifier les points de blocage et saturation de votre montage.

VII. Transistor NPN en régime dynamique: Amplification

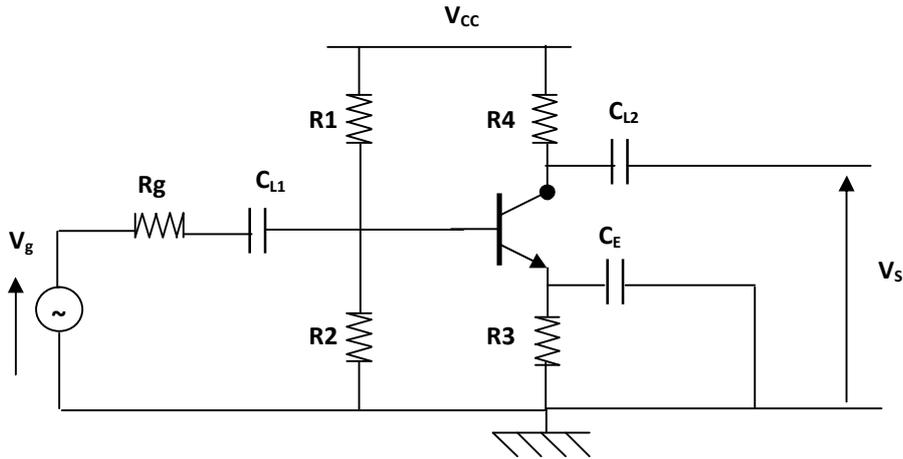


Figure 5.14: Etage amplificateur émetteur commun

1- Réaliser le montage de la figure 5.14 avec :

$R_2 = 3.4 \text{ K } \Omega$ .

$R_g = 2.2 \text{ K } \Omega$ .

$h_{11} = 8 \text{ K } \Omega$  (résistance d'entrée du transistor)

$C_{L1} = C_{L2} = 4.7 \text{ nF}$

$C_E = 100 \text{ } \mu\text{F}$

$V_{CC} = 12 \text{ V}$

$V_g = V_{\max} \sin(2000\pi t)$  (mV)

2- Remplir le tableau suivant

$V_g$ (mV)	50	100	150	200
$V_s$ (V)				
$A_v = V_s / V_g$				

3- Comparer le gain expérimental avec le gain théorique de l'amplificateur :

$$A_v = \frac{-\beta R_c}{h_{11}}$$

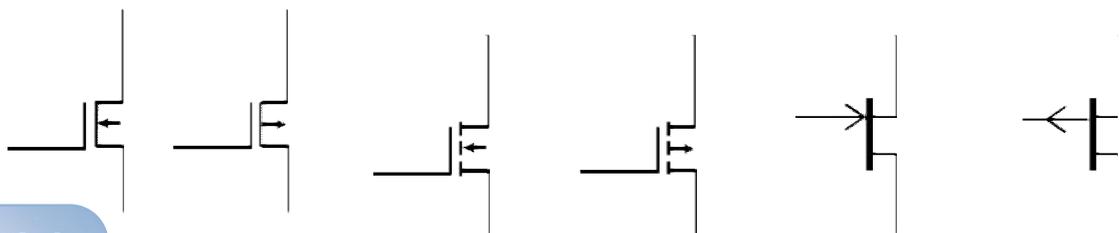
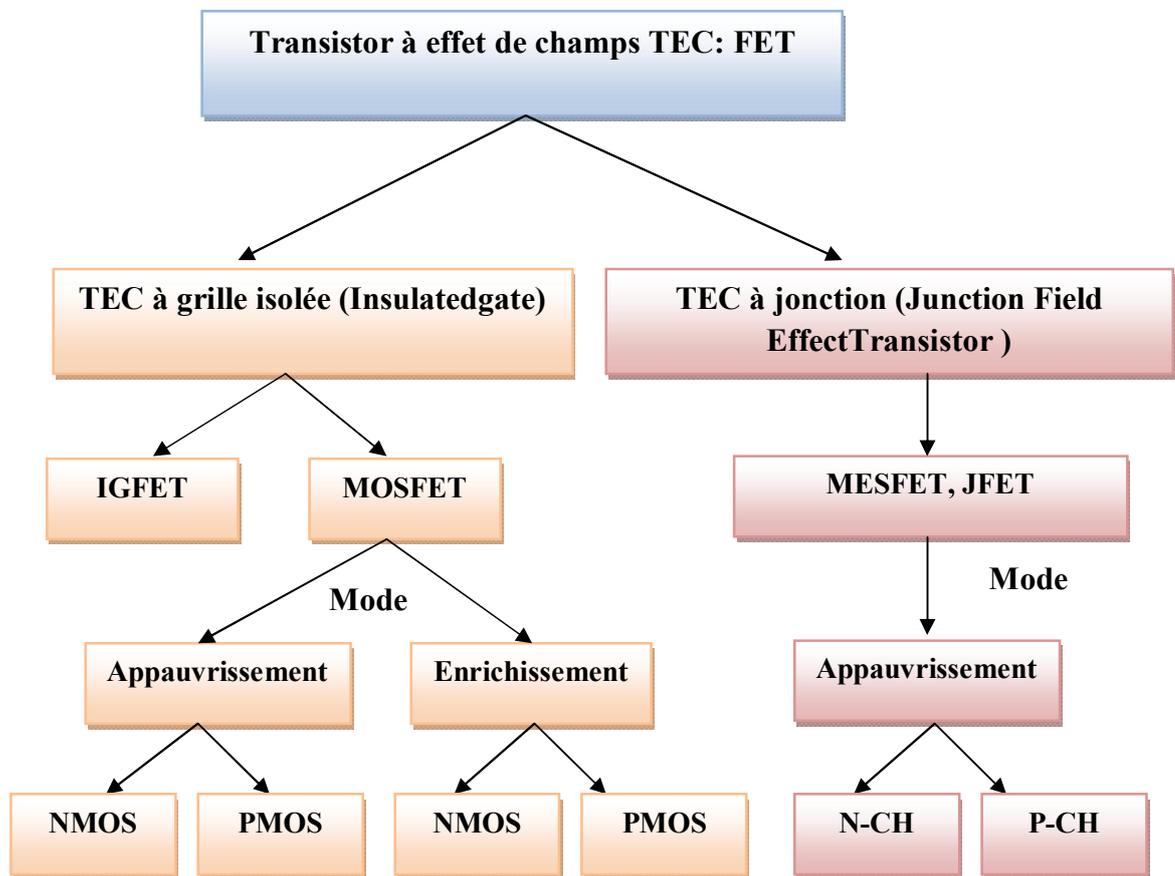
Chapitre 6 : Transistor unipolaire à effet de champs

1. Définitions

- Le transistor unipolaire ou TEC (FET) est basé sur la modulation ou "variation" par champ électrique transversal de la section conductrice du barreau semi-conducteur.
- On appelle unipolaire car son fonctionnement ne fait intervenir qu'un seul type de porteurs de charges majoritaires.
- Contrairement au transistor bipolaire qui est commandé en courant, le TEC, bien qu'également générateur de courant, est quant à lui commandé en tension, d'où son nom de Transistor à Effet de Champ.

2. Différents types de FET

Le transistor à effet de champs TEC (en anglais Field Effect Transistor FET) est un exemple de transistor unipolaire (figure 6.1).



NB: le sens de la flèche indique le sens réel du courant.

Figure 6.1 : Différents types de transistor à effet de champs

### 3. Le transistor à effet de champs TEC à jonction: JFET

De même qu'il existe deux types de transistors bipolaires (NPN et PNP), on distingue aussi pour le JFET à deux versions : le **canal N** et le **canal P**.

Le JFET à canal N est réalisé dans un barreau de semi-conducteur dopé N qui va former le **canal** conducteur principal. Ce barreau est recouvert partiellement d'une couche de silicium P de manière à former une jonction PN latérale par rapport au canal (figure 6.2). En polarisant les jonctions PN en inverse, on peut agir sur les dimensions des zones déplétées ou zones de charges et donc sur la taille du canal.

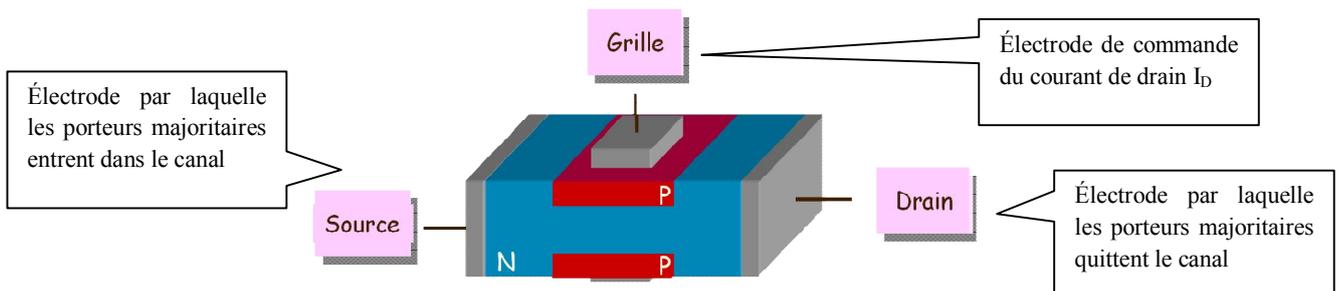
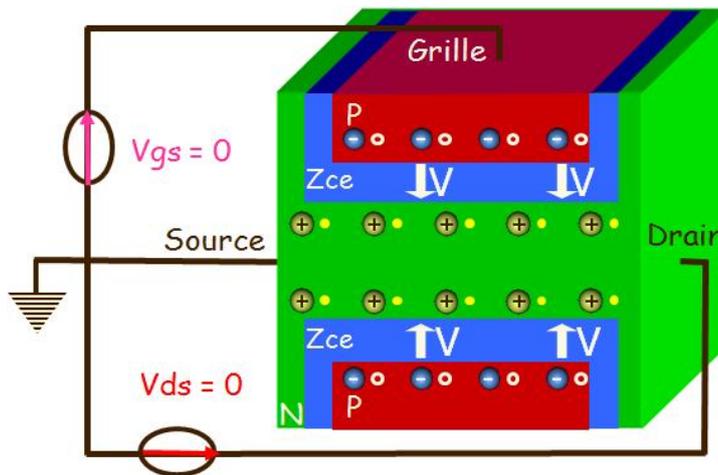


Figure 6.2 : Structure de transistor JFET à canal N

#### 2.1. Fonctionnement

- Le courant circulera dans le canal  $I_D$ , rentrant par le **drain** et sortant par la **source**. La grille connectée à la couche de silicium P sert à commander la conduction du courant dans le canal. Le transistor FET fonctionnera toujours avec la jonction grille-canal polarisée en inverse.
- La conductance maximale du canal est obtenue pour  $V_{GS} = 0$ , et  $V_{DS} = 0$ , comme illustré sur la figure 6.3.



Nous allons détailler dans ce cours les **MOSFET à enrichissement E-MOSFET** qu'ils sont les plus utilisés du fait de leur non conduction en l'absence de polarisation, de leur forte capacité d'intégration ainsi que pour leur fabrication plus aisée.

#### 4. Le transistor MOSFET

- Dans un substrat faiblement dopé P / N, on insère deux zones N/P fortement dopées. Ces deux zones seront la source et le drain du MOSFET ; elles sont distantes d'une dizaine de  $\mu\text{m}$  (séparées par le substrat).
- La **source** est généralement **reliée** au **substrat**.
- La **grille** n'est **pas directement reliée** au substrat ; elle en est isolée par l'intermédiaire d'une très fine couche **d'isolant de l'oxyde de silicium**. Cette caractéristique donne son nom au MOSFET : Metal Oxyde Semi-conductor. le courant de grille sera nul en continu.
- Le courant  $I_D$  circule entre la **source S** et **drain D** via le “**canal**” :
  - canal **N** :  $I_D > 0$  de D vers S avec  $V_{DS} > 0$
  - canal **P** :  $I_D > 0$  de S vers D avec  $V_{SD} > 0$
- le courant de drain  $I_D$ , à  $V_{DS}$  **constant**, est **commandé** par la tension de grille – source ( $V_{GS}$ )
  - ↔ “**effet du champ**” électrique

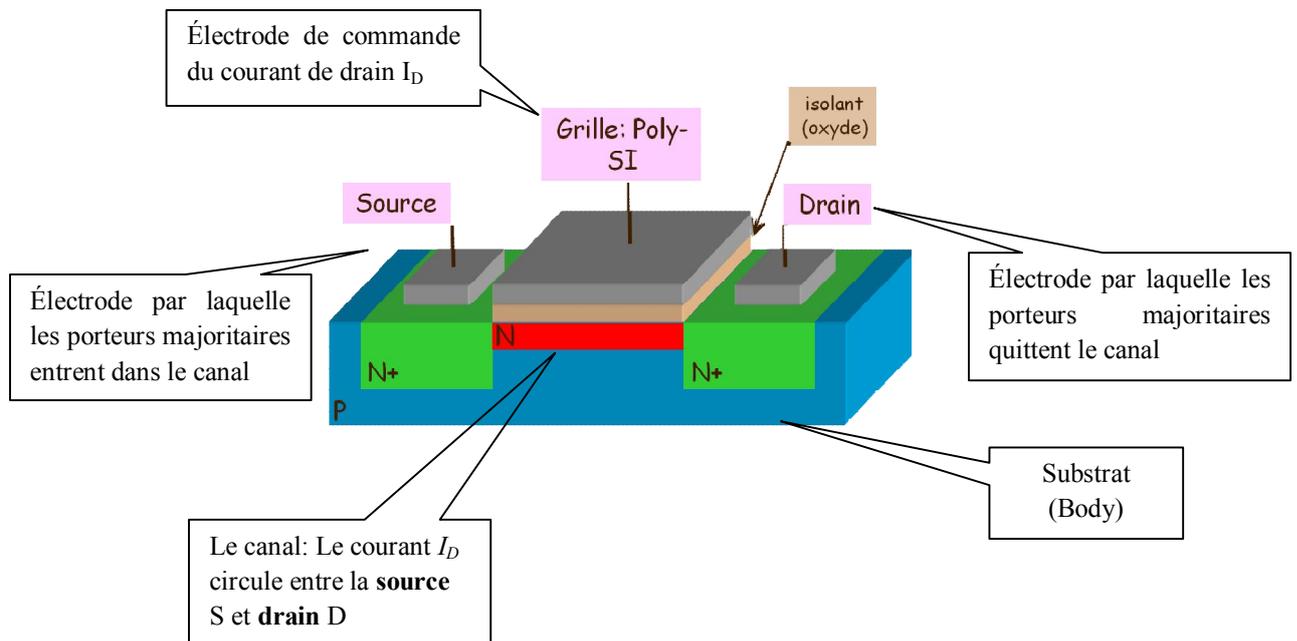
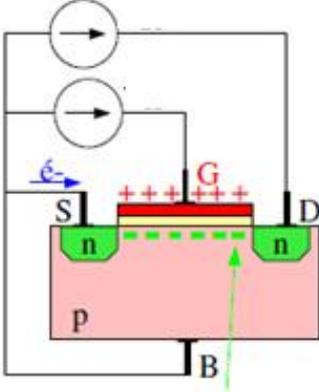
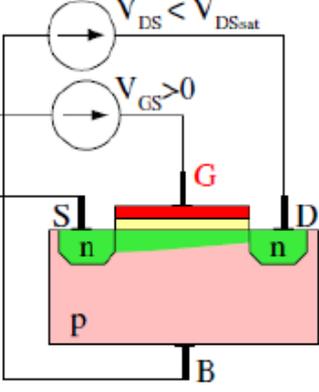
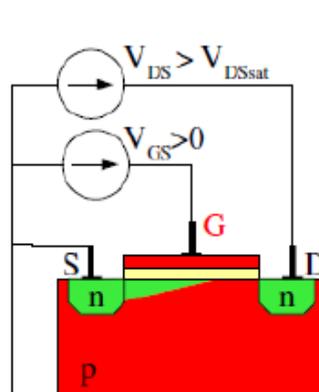


Figure 6.2 : Construction Transistor MOSFET à canal N

4.1. Principe de fonctionnement de NMOS à enrichissement

La particularité de ce type de transistor est que le canal n'est **pas conducteur** lorsque la tension  $V_{GS}$  est nulle. On qualifie le transistor de « **normalement bloqué** ».

Les conditions normales de fonctionnement de NMOS sont :  $V_{GS} > 0$  et  $V_{DS} > 0$

Cas n°1: $V_{GS} > 0$ et $V_{DS} = 0$	Cas n°2: $V_{GS} > V_S$ et $V_{DS} < V_{DSsat}$	Cas n°3: $V_{GS} > 0$ et $V_{DS} > V_{DSsat}$
 <div style="border: 1px solid green; padding: 5px; margin: 10px 0;"> <p><math>V_{GS}</math> positive enrichit le canal en porteurs minoritaires</p> </div> <p>Pour <math>V_{GS} &gt; 0</math>: l'électrode de grille, l'isolant et le substrat P forment un condensateur, par conséquent, on observe:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• l'accumulation de charges positives sur la grille</li> <li>• les électrons minoritaires du substrat attirés vers la grille dans la zone du canal, donc</li> <li>• la création du canal</li> </ul>	 <p>Pour <math>V_{GS} &gt; V_S</math> (tension de seuil), et <math>V_{DS} &lt; V_{DSsat}</math> :</p> <p>L'épaisseur du canal dépend de la différence de potentiel entre la grille et le substrat :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• au niveau de la source : <math>V_{GS}</math>,</li> <li>• au niveau du drain: <math>V_{GS} - V_{DS}</math>;</li> </ul> <p>du fait du potentiel appliqué entre drain et source, la chute de tension <math>V_{DS}</math> étant répartie sur toute la longueur du canal.</p> <p>→ le canal a une forme <b>penchée</b>, sa résistance augmente avec <math>V_{DS}</math></p>	 <p>Pour <math>V_{DS} &gt; V_{DSsat}</math></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Il y a pincement du canal.</li> <li>• Le courant <math>I_{DS}</math> est alors limité à une valeur dépendant de <math>V_{GS}</math>.</li> <li>• On dit que le transistor est à la <b>saturation</b>.</li> </ul>

4.1.1. Les caractéristiques du NMOS

Le fonctionnement du transistor se résume à l'aide de son réseau de caractéristiques :

- La caractéristique de transfert :  $I_D = f(V_{GS})$  à  $V_{DS}$  constante.
- La caractéristique de sortie :  $I_D = f(V_{DS})$  à  $V_{GS}$  constante.

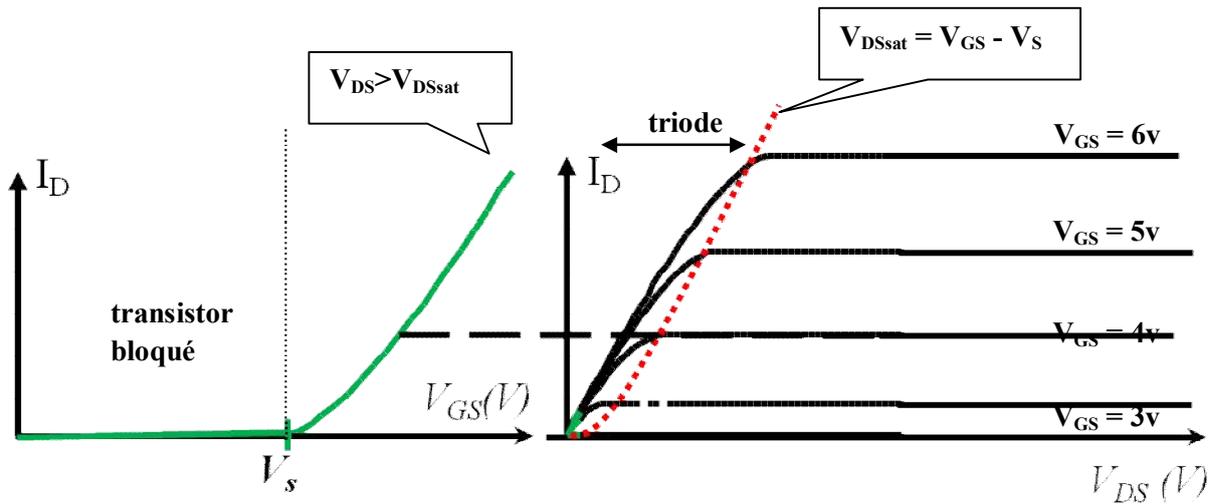


Figure 6.3 : Réseau de caractéristiques du N-MOS

Le tableau suivant récapitule les modes de fonctionnement du transistor N-MOS

Mode de fonctionnement	Caractéristiques	Schéma équivalent
<b>Mode bloqué</b>	$V_{GS} < V_s$ $I_D \approx 0$	
<b>Mode linéaire (en zone ohmique)</b>	$V_{GS} > V_s$ $V_{DS} < V_{DSsat}$ $I_D \cong 2k \left[ (V_{GS} - V_s) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$ <p>Avec <math>k =</math> constante dépendante de composant</p> $R_{DS} \cong \frac{1}{k \cdot \left[ (V_{GS} - V_s) - \frac{V_{DS}}{2} \right]}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• “<math>R_{DS(on)}</math>” = <math>R_{DS}</math> pour <math>V_{GS}</math> élevée (~10V)</li> </ul>	
<b>Mode saturé</b>	$V_{DS} > V_{DSsat} : I_D$ est commandée par $V_{GS}$ $I_D = k(V_{GS} - V_s)^2$	

### 5. Polarisation de N-MOS

Comme pour les transistors bipolaires, il est souvent utile de fixer le point de fonctionnement de repos le transistor à effet de champ par un circuit de polarisation. On veillera à polariser le composant pour que la tension de repos  $V_{DS}$  ne soit pas trop faible, de manière à ce qu'il fonctionne dans la zone générateur de courant.

### 6. Le N-MOS en régime dynamique

Cette étude consiste à analyser le fonctionnement d'un transistor polarisé en zone de saturation lorsqu'on applique de petites variations à l'une des grandeurs électriques.

- Les transistors à effet de champ peuvent être utilisés pour construire des étages amplificateurs. Selon les bornes du transistors utilisées comme entrée ou sortie du signal: « **source commune** » (entrée: grille, sortie: drain), de « **drain commun** » (entrée: grille, sortie: source) et de « **grille commune** » (entrée: source, sortie: drain).

#### 6.1. Schéma équivalent en petits signaux

- L'étude des montages d'amplification en petits signaux se fait de manière identique à l'étude des étages à transistors bipolaires, mis à part le fait que le schéma petits signaux du transistor à effet de champ diffère de celui du transistor bipolaire.
- Une différence essentielle des FET par rapport aux bipolaires est sa très grande impédance d'entrée en configurations source ou drain commun.

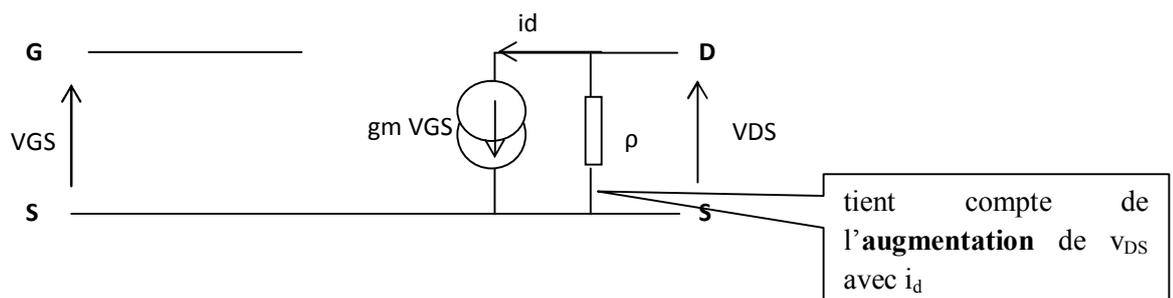


Figure 6.4 : Schéma équivalent en petits signaux du N-MOS

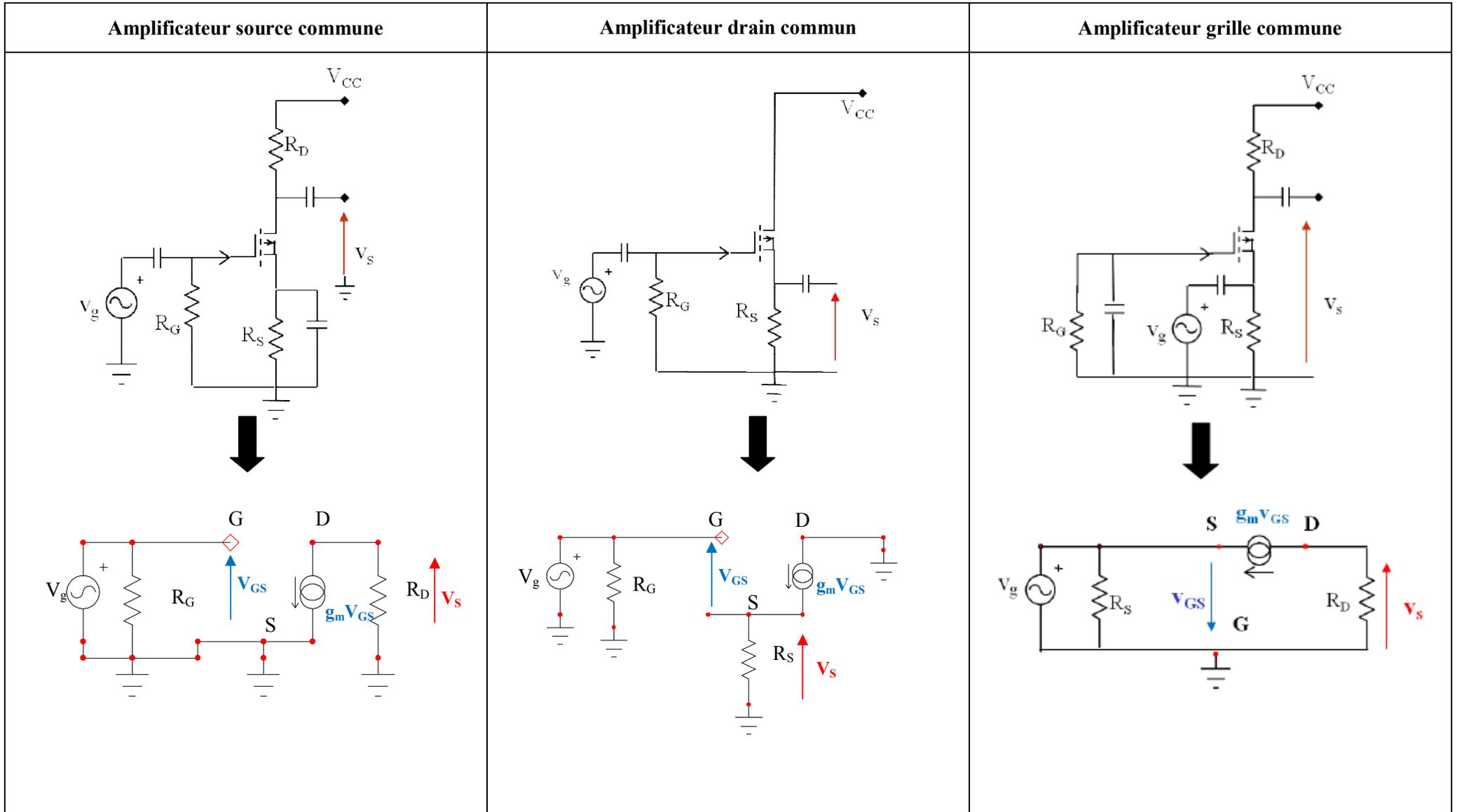
- Lorsque le point de fonctionnement statique est situé dans la zone de saturation (transistor en mode actif), le courant  $I_D$  est commandé par  $V_{GS}$ .

Par conséquent  $i_d = g_m v_{gs}$ , où  $g_m$  est en Siemens et correspond à la « transconductance » du transistor:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

- Ce comportement peut être schématisé par une source de courant commandée, branchée entre le drain et la source (figure 4).
- Comme la caractéristique  $I_D(V_{DS})$  n'est pas linéaire, la transconductance n'est pas une constante. Le schéma équivalent n'est donc pas un quadripôle linéaire. Ceci est à l'origine de la déformation quadratique des signaux de sortie.

6.2. Différents montages d'amplification



<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Gain en tension (circuit ouvert) :</b></li> </ul> $A_v = -g_m R_D$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Impédance d'entrée :</b></li> </ul> $Z_e = R_G$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Impédance de sortie :</b></li> </ul> $Z_s = R_D$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Gain en tension (circuit ouvert) :</b></li> </ul> $A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \approx 1$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Impédance d'entrée :</b></li> </ul> $Z_e = R_G$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Impédance de sortie :</b></li> </ul> $Z_s = \frac{v_{s.c.o.}}{i_{s.c.c}} = \frac{R_s}{g_m R_s + 1} = \frac{R_s g_m^{-1}}{R_s + g_m^{-1}} = R_s // g_m^{-1}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Gain en tension (circuit ouvert) :</b></li> </ul> $A_v = g_m R_D$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Impédance d'entrée :</b></li> </ul> $Z_e = R_S$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Impédance de sortie :</b></li> </ul> $Z_s = R_D$
---	---	--

**7. Utilisation des MOSFETs**

- **Composants discrets** : électronique de puissance ; commutation, amplification
- **Electronique intégrée** : composant "roi " de la micro-electronique

Le MOSFET de puissance est un composant discret utilise dans les systèmes de commande des moteurs, imprimantes, alimentation de puissance, amplificateurs, etc.

Il peut couper un fort courant beaucoup plus rapidement que ne peut le faire un transistor bipolaire.

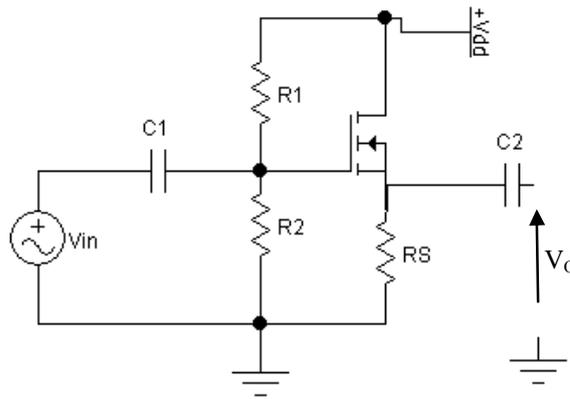
## Exercices

**Exercice 01 :**

Soit l'amplificateur suiveur à transistor MOSFET canal N à enrichissement qui possède les paramètres suivants :

$V_{Th}=1$  V,  $K_n=1$  mA/V<sup>2</sup> et  $\lambda=0$ . Les paramètres du circuit sont :  $V_{DD}=5$  V,  $I_D=1.7$  mA,  $V_{DS}=3$  V et  $R_1//R_2=300$  k $\Omega$ .

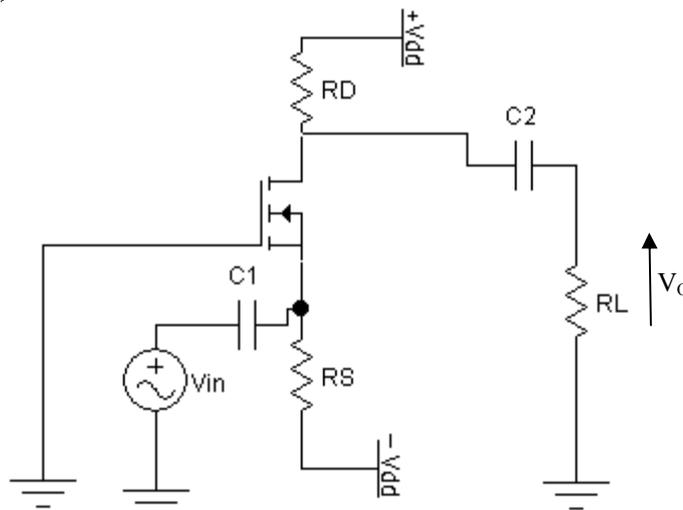
1. Calculer  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_S$ .
2. Calculer le gain en tension  $G_V$ .

**Exercice 02:**

Soit l'amplificateur grille commune à transistor MOSFET canal N à enrichissement qui possède les paramètres suivants

:  $V_{Th}=1$  V,  $K_n=3$  mA/V<sup>2</sup> et  $\lambda=0$ . Les paramètres du circuit sont :  $R_S=10$  k $\Omega$ ,  $R_D=5$  k $\Omega$ ,  $R_L=4$  k $\Omega$  et  $V_{DD}=5$  V.

1. Calculer  $I_D$  et  $V_{DS}$ .
2. Calculer le gain en tension  $G_V$ .

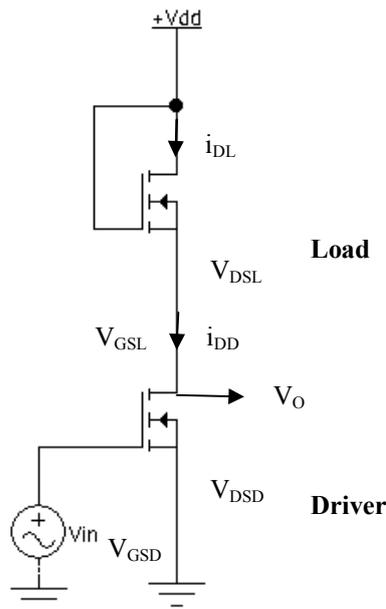


**Exercice 03:**

Soit le circuit logique constitué par deux transistors MOSFET canal n. Le premier est une charge active (il remplace la résistance  $R_D$ ).

1. Calculer la tension de sortie  $v_O$  de ce circuit pour les deux cas suivants:  $v_I=0$  V et  $v_I=5$  V et en déduire la fonction logique réalisée.

On donne:  $V_{Th}=0.8$  V,  $K_{nL}=0.1$  mA/V<sup>2</sup>,  $K_{nD}=0.8$  mA/V<sup>2</sup>,  $V_{DD}=5$  V.



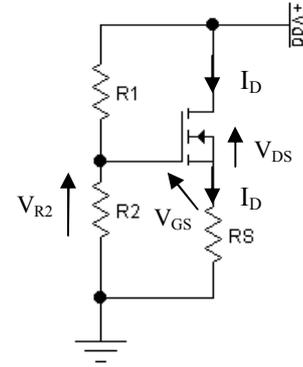
Correction des Exercices

Exercice 01:

1. Calcul de  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_S$

D'après le schéma équivalent en statique, on peut écrire:

$$\begin{cases} V_{DD} - V_{DS} - R_S I_D = 0 & (1) \\ V_{R2} - V_{GS} - R_S I_D = 0 & (2) \\ V_{R2} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{DD} & (3) \end{cases}$$



et puisque le transistor fonctionne en tant qu'un amplificateur, c'est-à-dire qu'il fonctionne dans la zone de saturation, alors:

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (4)$$

de (1), on obtient:  $R_S = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{5-3}{1.7} = 1176 \Omega$

de (4), on obtient:  $V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K_n}} + V_{TH} = 2.3 V \quad (5)$

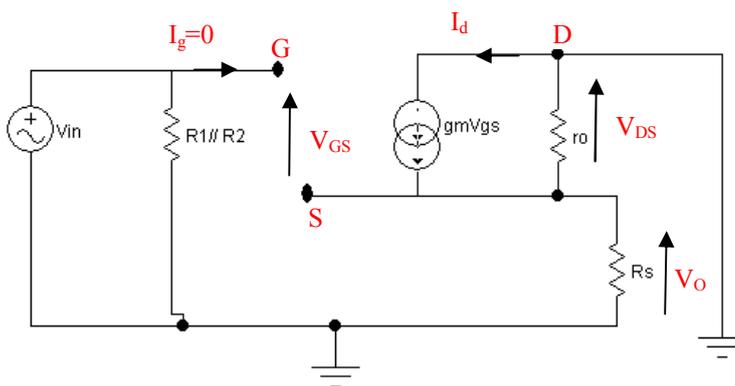
de (2), (3), et (5), on obtient:  $\frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{V_{GS} + R_S I_D}{V_{DD}} = 0.215$

et comme:  $\frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} = 3 \cdot 10^5 \Rightarrow R_1 = \frac{3 \cdot 10^5}{0.215} = 1.395 M\Omega$  et

$$R_2 = \frac{0.215}{0.785} = 382 K\Omega$$

2. Calcul du gain en tension

Schéma petits signaux (en dynamique) équivalent à l'amplificateur.



$$\begin{cases} V_{in} - V_{GS} - V_o = 0 & (1) \\ V_o + r_o(i_d - g_m V_{GS}) = 0 & (2) \\ V_o = R_S i_d & (3) \end{cases}$$

de (3):  $i_d = \frac{V_o}{R_S} \quad (4)$

de (1):  $V_{GS} = V_{in} - V_o$  (5)

(4), (5), et (2); on obtient:  $V_o + r_o \left( \frac{V_o}{R_S} - g_m(V_{in} - V_o) \right) = 0$ , donc

$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{r_o g_m}{1 + r_o g_m + \frac{r_o}{R_S}} = \frac{R_S g_m}{1 + R_S g_m + \frac{R_S}{r_o}} < 1$$

pour  $\lambda = 0 \Rightarrow r_o \rightarrow \infty$ , donc  $g_m = 2K_n(V_{GS} - V_{TH}) = 2.6 * 10^{-3} S \Rightarrow$

$$G_V = \frac{1176 * 2.6 * 10^{-3}}{1 + 1176 * 2.6 * 10^{-3}} = 0.75$$

**Exercice 02:**

**1. Calcul en statique**

D'après le schéma équivalent, on peut écrire:

$$V_{DD} - V_{DS} - R_S I_D - R_S I_D - (V_{DD}) = 0 \Rightarrow$$

$$2V_{DD} - V_{DS} - (R_S + R_S)I_D = 0 \quad (1)$$

$$V_{GS} + R_S I_D - V_{DD} = 0 \quad (2)$$

Le transistor fonctionne en tant qu'un amplificateur, ce qui implique qu'il fonctionne dans la zone de saturation, alors:

$$I_D = K_n(V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3)$$

on obtient de (1):  $I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_S}$  (4)

de (3) = (4), on obtient:  $\frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_S} = K_n(V_{GS} - V_{TH})^2$

c'est une équation de deuxième ordre qui a deux solutions:

$$V_{GS1} = 1.35 V \text{ et } V_{GS2} = 0.62 V$$

On prend:  $V_{GS1} > V_{TH} \Rightarrow \begin{cases} I_D = \frac{5 - 1.35}{10^4} = 0.365 \text{ mA} \\ V_{DS} = 2V_{DD} - (R_S + R_S)I_D = 4.52 \text{ V} \end{cases}$

**2. Calcul du gain en tension**

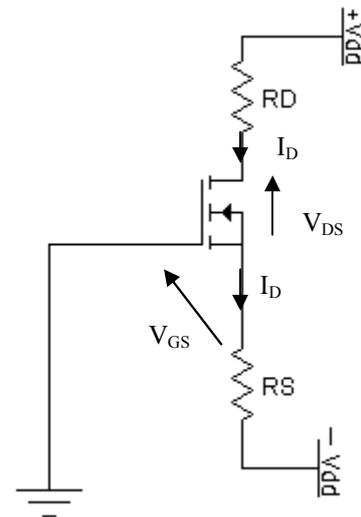
Schéma équivalent petits signaux

$$\begin{cases} V_{GS} + V_{in} = 0 \Rightarrow V_{GS} = -V_{in} & (1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_o = -(R_D \parallel R_L) i_d \Rightarrow i_d = -\frac{V_o}{R_D \parallel R_L} & (2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_o - r_o(i_d - g_m V_{GS}) - V_{in} = 0 & (3) \end{cases}$$

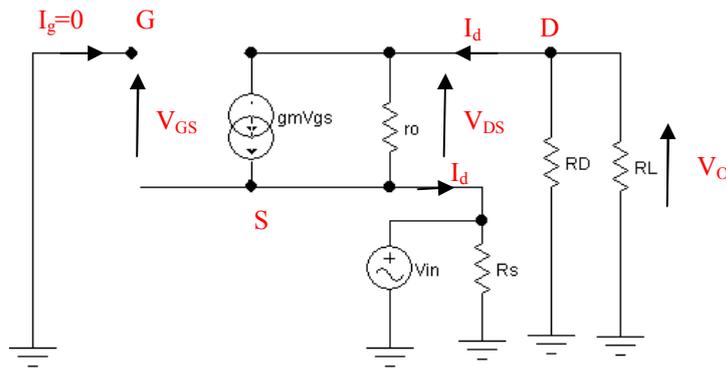
de (1), (2), et (3); on obtient:  $V_o - r_o \left( -\frac{V_o}{R_D \parallel R_L} + g_m V_{in} \right) - V_{in} = 0$ , donc



$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + r_o g_m}{1 + \frac{r_o}{R_D \parallel R_L}}$$

pour  $\lambda = 0 \Rightarrow r_o \rightarrow \infty$ , donc  $g_m = 2K_n(V_{GS} - V_{TH}) = 2.1 * 10^{-3} S \Rightarrow$

$$G_V = (R_D \parallel R_L)g_m = 4.67$$



**Exercice 03:**

**1<sup>er</sup> cas :**  $V_{in} = 0V$

On a:  $V_{GSD} = V_{in} = 0V < V_{TH} = 0.8V \Rightarrow I_{DD} = 0mA \Rightarrow I_{DL} = I_{DD} = 0mA$ , donc le transistor "Driver" est bloqué.

On a  $V_{GSL} = V_{DSL} \Rightarrow V_{DSsat} = V_{GSL} - V_{TH} = V_{DSL} - V_{TH} \Rightarrow$

$V_{DSL} = V_{DSsat} + V_{TH} \Rightarrow V_{DSL} > V_{DSsat}$ , donc

le transistor "Load" fonctionne dans la zone de saturation:

$$i_{DL} = K_{nL}(V_{GSL} - V_{TH})^2 = 0 \Rightarrow V_{GSL} = V_{DSL} = V_{TH}$$

$$\Rightarrow V_o = V_{DD} - V_{DSL} \Rightarrow V_o = V_{DD} - V_{TH} = 4.2V$$

**2<sup>er</sup> cas :**  $V_{in} = 5V \Rightarrow V_{GSD} > V_{TH}$

On travaille avec un circuit logique, donc le transistor "Driver" doit fonctionner dans la zone linéaire pour qu'il soit bien saturé:

$$i_{DD} = K_{nD}[2(V_{GSD} - V_{TH})V_{DSD} - V_{DSD}^2]$$

Mais le transistor "Load" est forcé de travailler dans la zone de saturation car:  $V_{GSL} = V_{DSL}$ , donc:

$$i_{DL} = K_{nL}(V_{GSL} - V_{TH})^2 = K_{nL}(V_{DSL} - V_{TH})^2$$

avec:  $V_o = V_{DSD} = V_{DD} - V_{DSL}$

alors:

$$K_{nD} [2(V_{GSD} - V_{TH})V_{DSD} - V_{DSD}^2] = K_{nL}(V_{DD} - V_{DSD} - V_{TH})^2$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{DSD_1} = 8.16 \text{ V} > V_{DSD_{sat}} = 4.2 \text{ V}, \text{rejetée} \\ V_{DSD_2} = 0.24 \text{ V} < V_{DSD_{sat}} = 4.2 \text{ V}, \text{acceptée} \end{cases} \Rightarrow V_o = V_{DSD_2} = 0.24 \text{ V}$$

Chapitre 7 : Le thyristor

1. Définition

Le thyristor n'est rien d'autre qu'une diode commandée. Elle est constituée d'un monocristal de silicium comprenant quatre couches alternativement de types P et N.

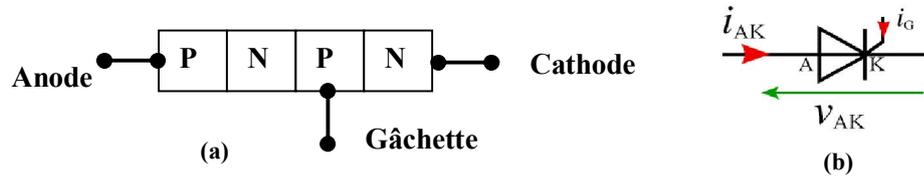


Figure 7.1: (a): Schéma des couches et des jonctions de thyristor, (b) Symbole de thyristor

La description de la figure 7.1 fait apparaître successivement trois jonctions P-N :

- La jonction couche d'anode - couche de blocage dite jonction d'anode  $J_A$ .
- La jonction couche de blocage - couche de commande dite jonction de commande  $J_C$ .
- La jonction couche de commande - couche de cathode dite jonction de cathode  $J_K$ .

2. Fonctionnement de thyristor

En analysant le fonctionnement de thyristor à l'aide d'un circuit de polarisation (figure 7.2).

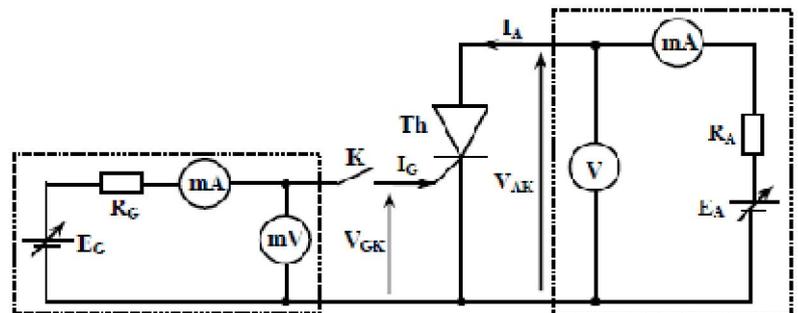
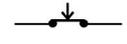
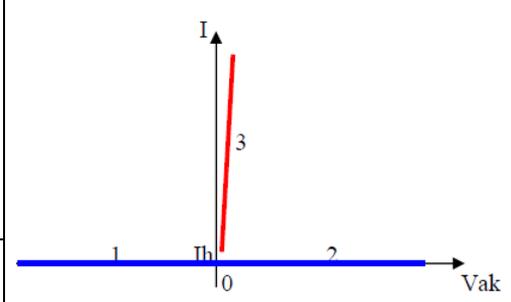


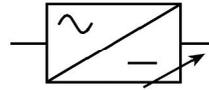
Figure 7.2: Circuit de polarisation de thyristor

<p><b>Pour amorcer un thyristor</b> Il faut :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- que la tension <math>V_{AK}</math> soit positive ;</li> <li>- un courant de gâchette suffisant le temps</li> </ul> <p>que <math>I_{AK}</math> s'établisse: (zone 3)</p>	<p style="text-align: center;">                   Le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé.             </p>
<p><b>Pour bloquer le thyristor</b> Il faut annuler le courant <math>I_{AK}</math>: (zone 1, 2)</p>	<p style="text-align: center;">                   Le thyristor se comporte comme un interrupteur ouvert.             </p>



### 3. Le redressement commandé

Le redressement commandé est la conversion d'une tension alternative en une tension continue de valeur **moyenne réglable**. Cette dernière peut être varier en fonction **de l'angle d'amorçage  $\alpha$** .



- L'intérêt du redressement commandé est qu'il permette de faire varier la tension moyenne en sortie et donc de faire varier par exemple la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu, la commande de chauffage, etc...

#### 3.1. Redressement commandé mono-alternance

On considère le thyristor  $T_H$  parfait.

$$V(t) = V_M \cdot \sin(\omega t)$$

l'amorçage de thyristor s'effectue avec le retard  $t_\alpha$  après chaque début de période  $T$  sachant que  $\alpha$  est appelé **angle de retard** à l'amorçage. Il correspond à un temps de retard à l'amorçage  $t_\alpha$  tel que:  $t_\alpha = \alpha \cdot T / 2\pi$

##### 3.1.1 Analyse du fonctionnement.

Quelque soit l'état de  $T_H$  on a :  $V = V_{AK} + u_R$

- $V(t) > 0 \Rightarrow V_{AK} > 0$  : le thyristor peut être amorcé.
- si  $i_G = 0$  :  $T_H$  reste bloqué et  $i_s = 0, u_R = 0$  et  $V_{AK} = V$  ;
- si une impulsion de courant  $i_G$  suffisante apparaît sur sa gâchette alors  $T_H$  devient passant  $\Rightarrow V_{AK} = 0, u_R = V$  et  $i_R = V/R$  .
- $V(t) = 0 \Rightarrow i_R = 0$  : le  $T_H$  se bloque naturellement.
- $V(t) < 0 \Rightarrow V_{AK} < 0$  : le  $T_H$  ne peut pas être amorcé. Il reste bloqué même si une impulsion apparaît de courant apparaît sur sa gâchette.

✓ Valeurs Moyennes

$$U_{Rmoy} = \frac{1}{T} \int_{t_\alpha}^{t_\alpha+T} U_R(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

**NB:** la valeur moyenne de la tension  $u_R$  peut être ajustée en fonction de la valeur de l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$ :

$$I_{Rmoy} = \frac{U_{moy}}{R} = \frac{V_M}{2\pi R} (1 + \cos(\alpha))$$

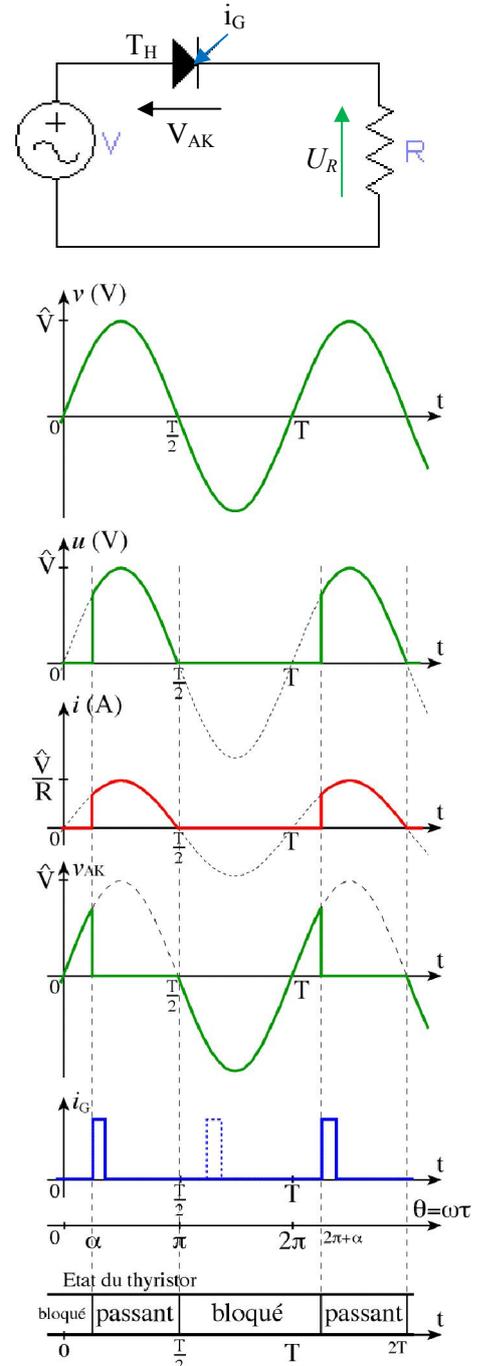


Figure 7.3: Redressement commandé mono-alternance

### 3.2 Redressement commandé double-alternance avec un transformateur à point de milieu

Le transformateur à point de milieu est caractérisé par deux tensions  $V_1$  et  $V_2$ , sachant que:

$$V_1(t) = -V_2(t) = V_M \cdot \sin(\omega t)$$

Pour  $0 < \theta < \pi$ :  $V_1 > 0$  et  $V_2 < 0$

- $V_{TH1} > 0 \Rightarrow T_{H1}$  peut être amorcé ;
- $V_{TH2} < 0 \Rightarrow T_{H2}$  ne peut être amorcé.

- tant que  $\theta < \alpha$ ,  $T_{H1}$  et  $T_{H2}$  sont bloqués :

- $i = i_1 = i_2 = 0$  ;
- $u_R = 0$  ;
- $V_{TH1} = V_1 > 0$  ;
- $V_{TH2} = V_2 < 0$ .

à  $\theta = \alpha < \pi$ :  $T_{H1}$  est amorcé.

- $V_{T1} = 0$
- $u_R = V_1$
- $i = i_1 = V_1/R$
- $i_2 = 0$  ;
- $V_{TH2} = V_2 - V_1 = -2 \cdot V_1 < 0$ .

à  $\theta = \pi$  :  $V_1 = V_2 = 0$  :  $i = i_1 = 0 \Rightarrow T_{H1}$  se bloque naturellement.

Pour  $\pi < \theta < 2\pi$ :  $V_2 > 0$  et  $V_1 < 0$

- $V_{TH2} > 0 \Rightarrow T_{H2}$  peut être amorcé.
- $V_{TH1} < 0 \Rightarrow T_{H1}$  ne peut être amorcé.;

à  $\theta = \pi + \alpha$ :  $T_2$  est amorcé

- $V_{T2} = 0$
- $u_R = V_2$
- $i = i_2 = V_2/R$
- $i_1 = 0$  ;
- $V_{TH1} = V_1 - V_2 = -2 \cdot V_2 < 0$ .

à  $\theta = 2\pi$  :  $V_1 = V_2 = 0$  :  $i = i_2 = 0 \Rightarrow T_{H2}$  se bloque naturellement.

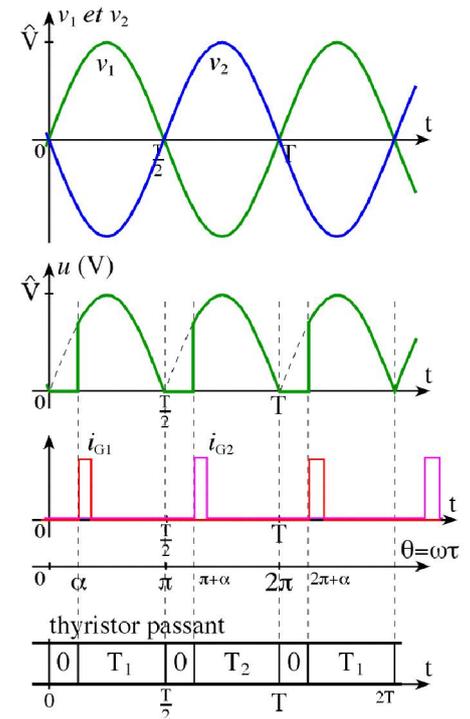
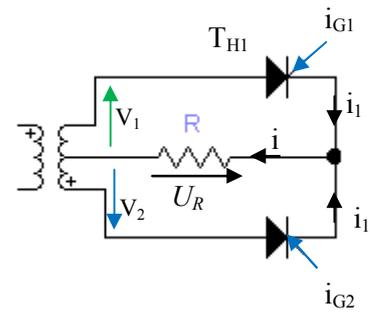


Figure 7.4: Redressement commandé double-alternance

✓ Valeur Moyenne

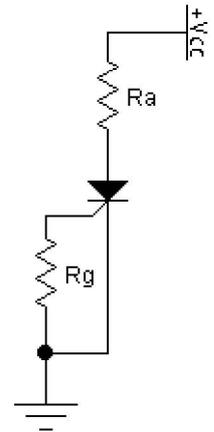
$$U_{Rmoy} = \frac{1}{T} \int_{t_\alpha}^{t_\alpha+T} U_R(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

Exercices

Exercice 01 :

1. Si  $R_a = 27k$  et si on applique à la gâchette une impulsion brève et suffisante pour amorcer le thyristor, que se passera-t-il et pourquoi?
2. Quelle est la valeur maximale de  $R_a$  qui permet de maintenir le thyristor en conduction, lorsqu'il sera amorcé?

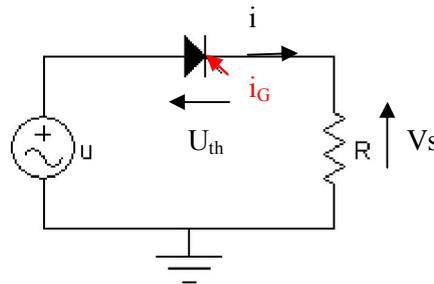
$I_H = 1mA;$   
 $V_T = 1V;$   
 $V_{cc} = 24V;$   
 $R_a$ : une résistance ajustable entre 0 et 27k



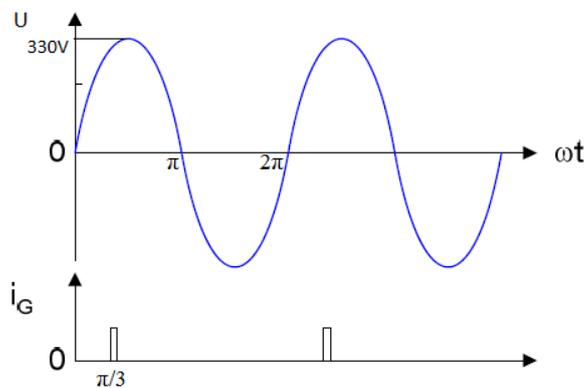
Exercice 02:

Une charge résistive  $R = 100 \Omega$  est alimentée à travers un thyristor Th (supposé parfait) par une source de tension sinusoïdale alternative  $u$ .

On relève les chronogrammes de  $u$ ,  $i_G$ :

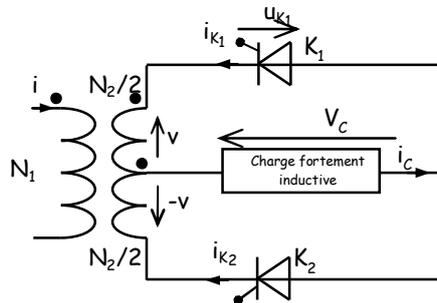


1. Indiquer les intervalles de conduction et de blocage du thyristor.
2. Déterminer la valeur moyenne de la tension  $V_s$  et le courant  $i$ .
3. Tracer le graphe de  $U_{th}$ , de  $i$ , et de  $V_s$ .



**Exercice 03:**

soit le circuit ci-dessous à deux thyristor, dont le courant dans la charge est considéré comme constant égal à  $I_C = 10$  A. Les thyristors sont considérés comme parfaits, et les impulsions de gâchette se font à  $108^\circ$ .



1. Énoncez la règle permettant de savoir quel thyristor conduit si plusieurs ont leur cathode commune
2. Énoncez la règle permettant de savoir quel thyristor conduit si plusieurs ont leur anode commune
3. Déterminer les instants où chaque interrupteur conduit
4. En déduire  $V_C$ . Tracer  $V_C$
5. Calculer la valeur moyenne de  $V_C$
6. En déduire  $V_{K1}$ . Tracer  $V_{K1}$ .

**Exercice 04:****1<sup>ère</sup> partie : Etude du pont tout thyristors (figure A)**

Un pont redresseur tout thyristor est alimenté par le réseau qui fournit une tension sinusoïdale de tension efficace  $U = 400$  V et de fréquence 50 Hz.

Les thyristors sont considérés comme parfaits :  $Th_1$  et  $Th_3$  d'une part,  $Th_2$  et  $Th_4$  d'autre part, sont commandés de manière complémentaire avec un retard à l'amorçage noté  $\psi$ . On admet que le courant  $I_C$  fourni par le pont à thyristors est parfaitement lissé grâce à l'inductance  $L_F$  ( $I_C = \text{constante}$ ).

**1.1.** Pour  $\psi = \frac{\pi}{3}$ , représenter sur le document réponse n° 1 :

- la tension  $u_c$  à la sortie du pont en indiquant les thyristors passants
- le courant  $i$  fourni par le réseau.

**1.2.** Montrer que, pour une valeur quelconque de  $\psi$ , la tension moyenne à la sortie du pont a pour expression :

$$U_{CMOY} = \frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \cos \Psi$$

Quel type de fonctionnement obtient-on pour  $\Psi > \frac{\pi}{2}$  si on parvient, en modifiant le dispositif, à maintenir constant le courant  $I_C$ ?

1.3. Pour  $\Psi = \frac{\pi}{3}$  et  $I_C = 40$  A, calculer:

- la tension  $U_{CMOY}$  ;
- la puissance  $P$  absorbée par le moteur;
- la valeur efficace  $I$  du courant  $i$  prélevé au réseau;
- la puissance apparente  $S$  de l'installation;
- le facteur de puissance  $k = \frac{P}{S}$  de l'installation.

### 2<sup>ème</sup> partie : Fonctionnement en pont mixte (figure B)

Afin d'améliorer le facteur de puissance de l'installation, on place à la sortie du pont précédent une diode de «roue libre»  $D_{RL}$ . La tension sinusoïdale du réseau est inchangée ( $U = 400$  V ;  $f = 50$  Hz). On admet encore que le courant  $I_C$  fourni par le pont à thyristors est parfaitement lissé grâce à  $L_F$

2.1. Pour un angle de retard à l'amorçage  $\Psi = \frac{\pi}{2}$  représenter sur le document réponse n°1:

- la tension  $u_C$  à la sortie du pont, en indiquant les composants passants
- le courant  $i$  fourni par le réseau alternatif

2.2. La tension moyenne à la sortie du pont a pour expression

$$U_{CMOY} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi}(1 + \cos \Psi)$$

Calculer la valeur de l'angle de retard à l'amorçage  $\psi$  donnant  $U_{CMOY} = 180$  V.

2.3. Montrer que pour une valeur quelconque de  $\psi$ , la valeur efficace du courant  $i$  a pour expression

$$I = I_C \sqrt{\frac{\pi - \Psi}{\pi}}$$

2.4. Pour  $I_C = 50$  A et  $U_{MOY} = 180$  V calculer:

- la puissance  $P$  absorbée par le moteur;
- la valeur efficace  $I$  du courant  $i$  débité par le réseau
- la puissance apparente  $S$  mise enjeu par le réseau;
- le facteur de puissance  $k = \frac{P}{S}$  de l'installation.

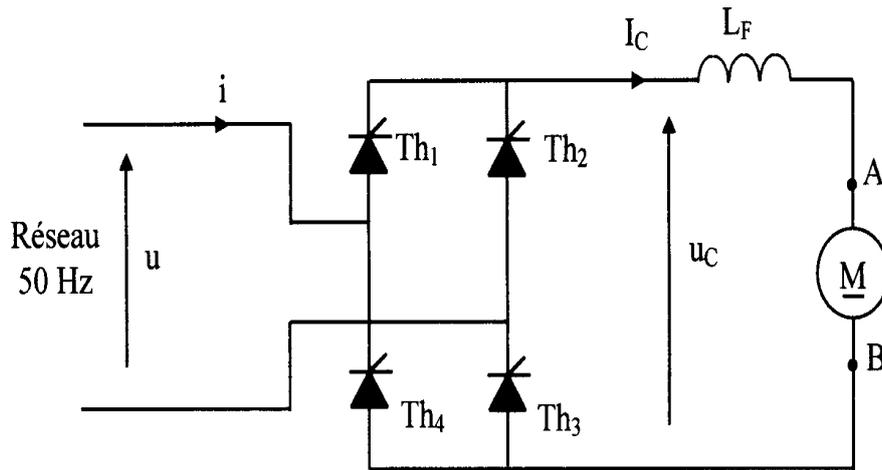


Figure A

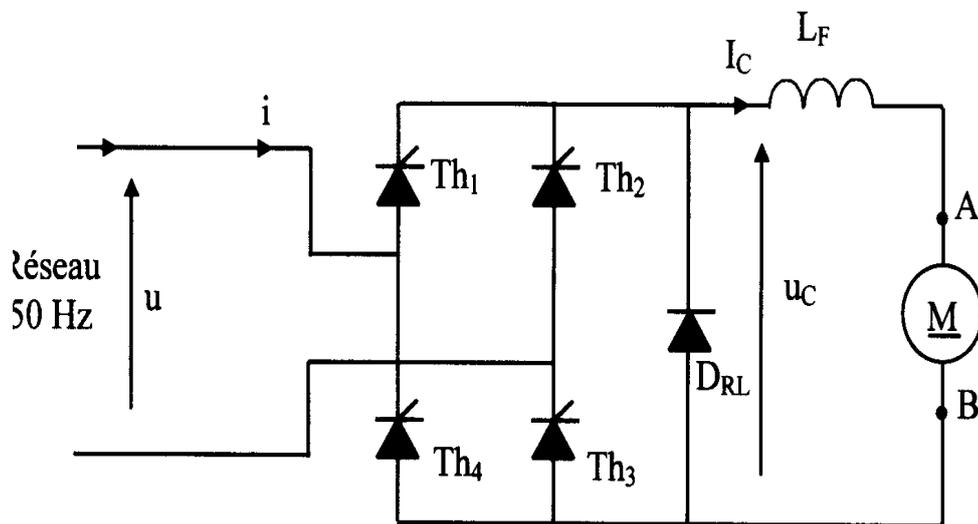


Figure B

Correction des Exercices

Exercice 01 :

1.

$$I_T = (V_{cc} - V_T)/R_a = 24 - 1/27$$

$$I_T = 0.85 \text{ mA} < I_H = 1 \text{ mA} \Rightarrow \text{le thyristor reste bloqué}$$

2.

$$I_T = I_H = 1 \text{ mA}$$

$$R_{amax} = (V_{cc} - V_T)/I_T = 24 - 1/1$$

Exercice 02 :

1- L'angle de conduction du thyristor Th est:  $\theta_{\text{conduction}} = 180^\circ - \alpha = 180^\circ - 60^\circ = 120^\circ$ .

2-  $V_s = u$  quand le thyristor est conducteur.

$V_s = R_i = 0$  quand le thyristor est bloqué.

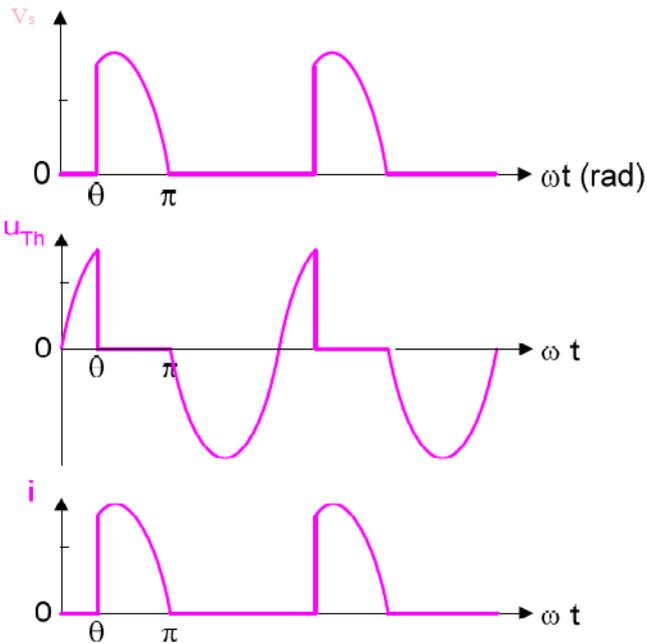
3- La valeur moyenne de  $V_s$  est:

$$V_{s \text{ moy}} = \frac{V_{\text{max}}}{2\pi} (1 + \cos\alpha)$$

$$V_{s \text{ moy}} = \frac{230\sqrt{2}}{2\pi} (1 + 0.5) = \frac{325.27}{6.28} (1.5) \rightarrow V_{s \text{ moy}} = 77.7 \text{ V}$$

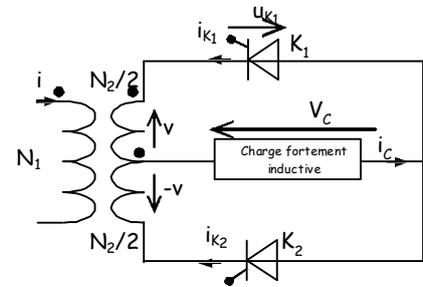
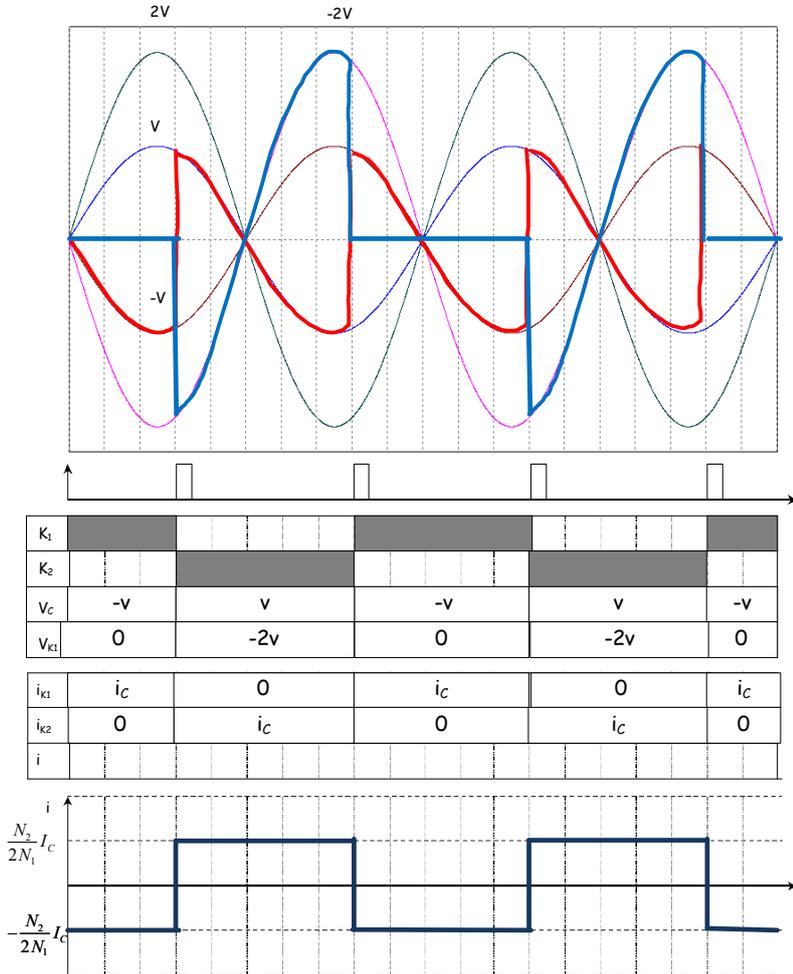
$$i_{\text{moy}} = \frac{V_{s \text{ moy}}}{R} = \frac{80}{100} = 0.77 \text{ A}$$

4-



Exercice 03 :

1. **cathode commune** : Tension anode la plus grande conduit et impulsion de gâchette
2. **anode commune** : Tension anode la plus petite conduit et impulsion de gâchette



L'angle de  $108^\circ$  est exprimé par rapport au moment de conduction naturel d'un même pont constitué de diodes

On est anode commune donc c'est lorsque le thyristor de potentiel d'anode le plus faible qui conduit s'il a reçu une impulsion de gâchette

3. Lorsque  $K_2$  conduit la loi des mailles donne  $V_C + (-v) = 0$  donc  $V_C = v$   
Lorsque  $K_1$  conduit la loi des mailles donne  $V_C + v = 0$  donc  $V_C = -v$
4. La valeur moyenne de  $V_C$  est donnée en trouvant l'aire sous la courbe de  $0$  à  $\pi$ , mais comme cela fait passer de la fonction  $v$  à  $-v$ , il est plus simple de trouver l'aire sous la courbe de  $v$  de  $\varphi$  à  $\varphi + \pi$

$$\langle v_C \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V\sqrt{2} \sin \theta d\theta = \frac{1}{\pi} [-\cos \theta]_{\alpha}^{\alpha+\pi}$$

$$\langle v_C \rangle = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} (-\cos(\alpha + \pi) + \cos \alpha)$$

$$\boxed{\langle v_C \rangle = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha}$$

5. Lorsque  $K_1$  conduit  $V_{K1} = 0$   
S'il ne conduit pas, c'est  $K_2$  qui conduit, donc la loi des mailles donne  $V_{K1} - (-v) + v = 0$

Donc  $\boxed{V_{K1} = -2 \text{ v}}$

6. Voir graphe  $\boxed{\langle i_{K1} \rangle = \frac{I_C}{2}}$

**Exercice 04 :**

**1<sup>ère</sup> partie:**

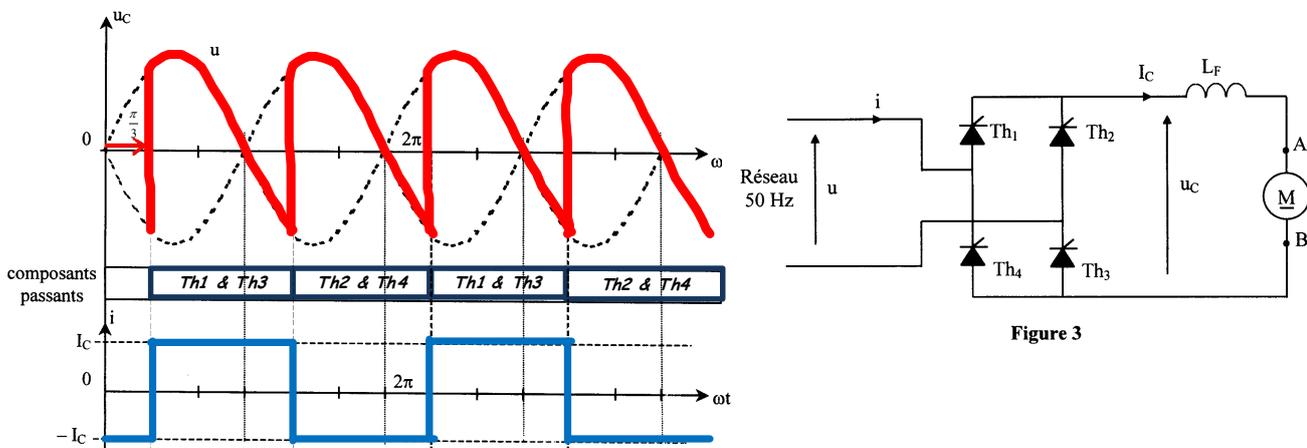


Figure 3

L'angle de retard est pris par rapport à l'angle de conduction naturel des diodes (ce qui a son importance en triphasé)

- Lorsque Th<sub>1</sub> et Th<sub>3</sub> conduisent :  $u_C = u$  et  $i = I_C$
- Lorsque Th<sub>2</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent :  $u_C = -u$  et  $i = -I_C$

Pour calculer la valeur moyenne, on prend la courbe  $u_C$  de  $\frac{\pi}{3}$  à  $\pi + \frac{\pi}{3}$

**1.2.**

La courbe décrivant  $u_C$  a pour fonction mathématique :  $u(t) = U\sqrt{2} \sin \theta$

$$\langle u \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} u(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} U\sqrt{2} \sin \theta d\theta$$

Donc la valeur moyenne est définie par 
$$\langle u \rangle = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} [-\cos \theta]_{\psi}^{\pi+\psi} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \left[ \underbrace{-\cos(\pi + \psi)}_{\cos(\psi)} - (-\cos(\psi)) \right]$$

$$\boxed{\langle u \rangle = \frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \cos \psi}$$

Si  $\psi > \frac{\pi}{2}$  alors  $\langle u_c \rangle \leq 0$  pour le moteur le sens de rotation est inversé et le couple toujours positif

1.3. Pour  $\psi = \frac{\pi}{3}$  et  $I_C = 40$  A

- $$\langle u_c \rangle = \frac{2U\sqrt{2}}{\pi} \cos \psi$$

$$\langle u_c \rangle = \frac{2 \times 400\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\pi}{3}$$

$$\boxed{\langle u_c \rangle = 180 \text{ V}}$$

- La puissance P absorbée par le moteur :  
La définition de la puissance instantanée est  $p=uxi$

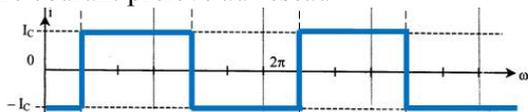
La définition de la puissance (moyenne) :

$$P = \langle u \times i \rangle \begin{cases} \text{en sinusoïdal : } P = UI \cos \varphi \\ \text{une sinusoïdale et une non sinusoïdale (i): } P = UI_1 \cos \varphi \\ \text{en continu: } P = UI \\ \text{une grandeur continue (I}_C\text{): } P = \langle u \times i \rangle = \langle u \times I_C \rangle + \langle u \rangle \times I_C \end{cases}$$

$$P = \langle u \times i \rangle = I_C \times \langle u_c \rangle = 40 \times 180 = 7,2 \text{ kW}$$

$$\boxed{P = 7,2 \text{ kW}}$$

- Le courant prélevé au réseau



$$\text{Donc } I = \sqrt{\langle i^2 \rangle} = \sqrt{\langle I_C^2 \rangle} = \sqrt{I_C^2} = I_C \text{ soit } \boxed{I = I_C = 40 \text{ A}}$$

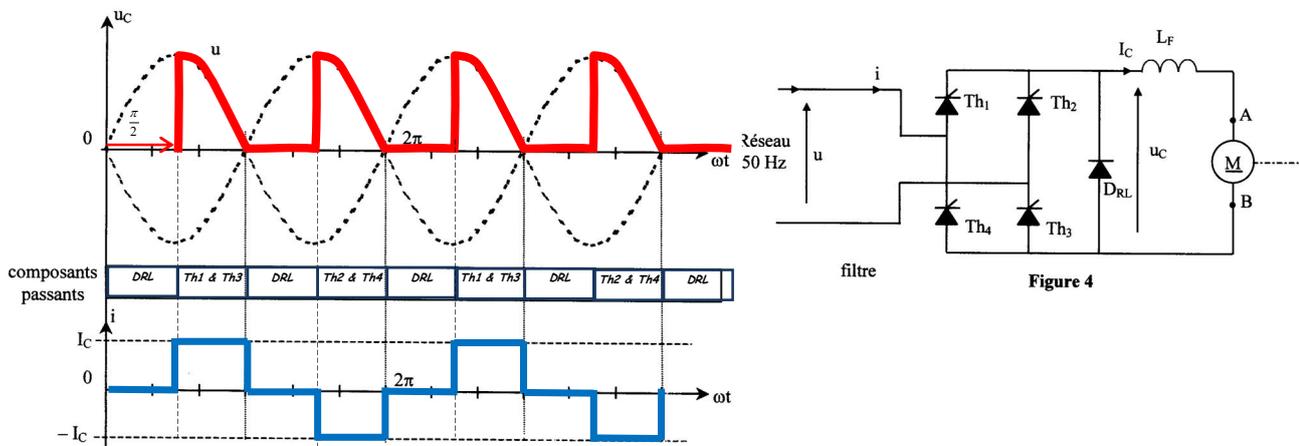
- $S = UI$   
Donc  $\boxed{S = U \times I = 400 \times 40 = 16 \text{ kVA}}$

- Le facteur de puissance  $f_p = \frac{P}{S}$

$$\text{Donc } \boxed{f_p = \frac{P}{S} = \frac{7,2}{16} = 0,45}$$

2<sup>ème</sup> partie:

2.1.



Pour calculer la valeur moyenne, on prend la courbe  $u_C$  de  $\psi$  à  $\pi$

La courbe décrivant  $u_C$  a pour fonction mathématique :  $u(t) = U\sqrt{2} \sin \theta$

Donc la valeur moyenne est définie par

$$\langle u_C \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} u(\theta) \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} U\sqrt{2} \sin \theta \cdot d\theta$$

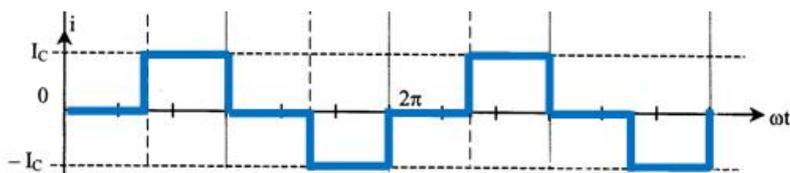
$$\langle u_C \rangle = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} [-\cos \theta]_{\psi}^{\pi} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \left[ \underbrace{-\cos(\pi)}_1 - (-\cos(\psi)) \right]$$

$$\boxed{\langle u_C \rangle = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \psi)}$$

Si  $\langle u_C \rangle = 180$  on a donc  $180 = \frac{400\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \psi)$

$$\text{Soit } \boxed{\psi = \arccos \left( \frac{180\pi}{400\sqrt{2}} - 1 \right) = 0}$$

2.3.



$$I = \sqrt{\langle i^2 \rangle} = \sqrt{\langle I_C^2 \rangle}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} (I_C^2 \times (\pi - \psi))} =$$

$$\boxed{I = I_C \sqrt{\frac{\pi - \psi}{\pi}}}$$

$$2.4. P = \langle u_C \times i \rangle = I_C \times \underbrace{\langle u_C \rangle}_{U_{MOY}} = 50 \times 180 = 9 \text{ kW}$$

$$U_{\text{moy}} = 180, \psi = 0 \text{ (résultat du 3.2.) donc } I = I_C \sqrt{\frac{\pi - \psi}{\pi}} = I_C \sqrt{\frac{\pi - 0}{\pi}} = I_C = 50 \text{ A}$$

$$S = UI = 400 \times 50 = 20 \text{ kW}$$

$$f_P = \frac{P}{S} = \frac{9}{20} = 0,45$$

## Chapitre 8 : L'amplificateur opérationnel (AOP)

## 1. Définition

Un amplificateur opérationnel (AO) dit aussi circuit intégré linéaire est constitué d'un ensemble de composants électroniques actifs et passifs connectés les uns aux autres dans un même boîtier. Il est appelé ainsi amplificateur opérationnel car ces premières applications ont été la réalisation des opérations mathématiques (addition, soustraction, multiplication, division, intégration et dérivation) pour le calcul analogique.

## 2. Description

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré monolithique, enfermé sur un boîtier de 8 à 14 broches. Il présente les bornes suivantes (cas du 741 et du TL081) :

- deux bornes d'entrées : non inverseuse  $e^+$  (B3) et inverseuse  $e^-$  (B2).
- une borne de sortie S (B6).
- deux bornes pour l'alimentation : positive  $V_{CC}$  (B7) et négative  $V_{EE}$  (B4).
- les bornes 1 et 5 peuvent servir à la connexion des résistances et des capacités (pour le réglage d'offset et la correction en fréquence).
- la borne 8 est non utilisée.

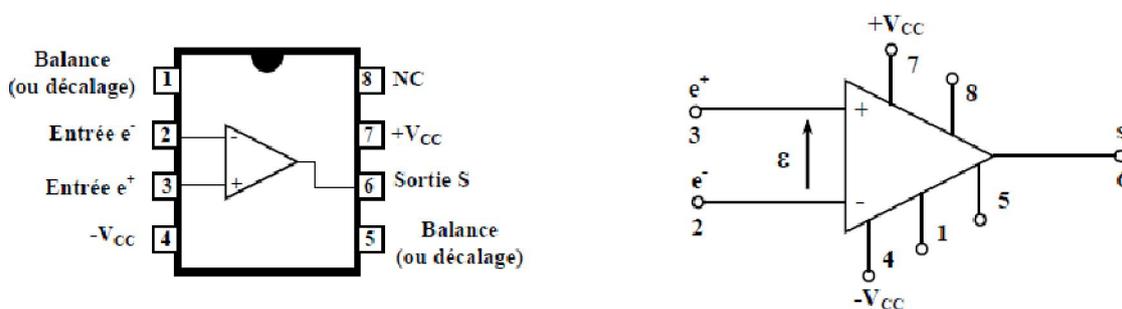


Figure 8.1: Boîtier standard d'un AO (741, TL081)

## 3. Constitution

On admet qu'un circuit intégré linéaire est constitué par la mise en cascade de quatre étages à liaison directe.

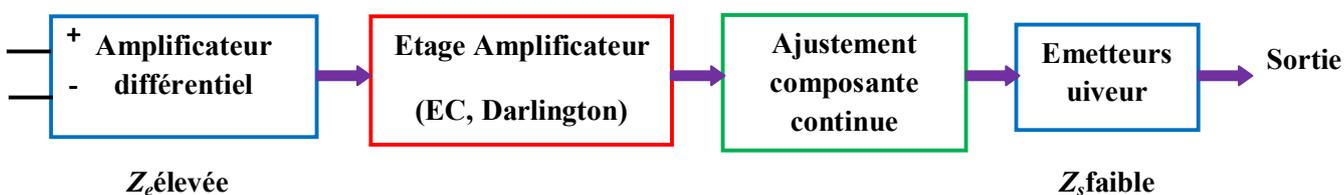


Figure 8.2: Architecture d'un amplificateur opérationnel AOP

#### 4. Fonctionnement de l'AOP en système bouclé

Pour assurer un fonctionnement linéaire de l'AOP ; on l'utilisera toujours avec une **contre réaction**, soit en **boucle fermée** : on réinjectera une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (retour du signal en opposition de phase). On peut représenter un système bouclé à une entrée et une sortie de la manière suivante :

- Le signal arrive dans un mélangeur différentiel.
- Dans ce mélangeur, une fraction du signal de sortie  $Bv_s$  est soustraite du signal d'entrée.
- Le tout est multiplié par la fonction de transfert du bloc **A**. On obtient l'équation suivante :

$$v_s = A \cdot e = A(v_e - B \cdot v_s)$$

**A** : le gain d'un amplificateur

**B** est appelé : **taux de réinjection**

On peut en tirer le rapport  $H = v_s / v_e$ , qui est la **fonction de transfert** du système bouclé :

$$H = \frac{A}{1 + AB}$$

- Le produit **AB** est le **gain de boucle** du système ; dans un système bouclé, on cherche à ce qu'il soit le plus grand possible de manière à ce que  $H$  dépende très peu de  $A$ .
- Si  $AB \gg 1 \rightarrow H \approx \frac{1}{B} \leftrightarrow$  la variation ou toute incertitude sur  $A$  n'affecte pas  $H$ .  $\leftrightarrow$  **Amélioration de la linéarité**
- L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain. On peut reprendre le schéma de la figure 8.3 comme suit:

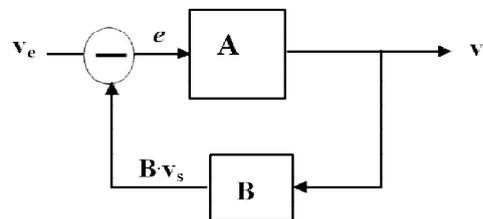


Figure 8.3: Système bouclé

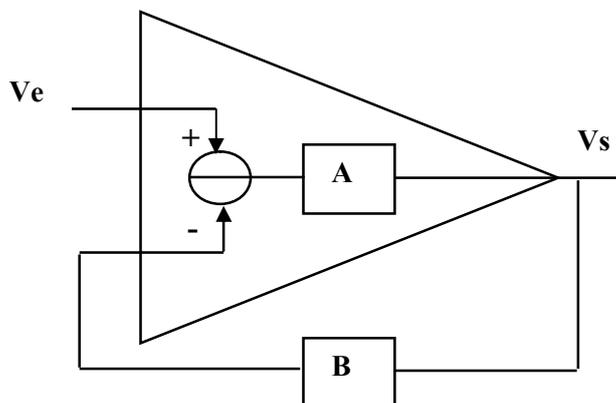


Figure 8.4: l'AOP bouclé

Les applications de l'AOP sont divisées en deux grandes catégories suivant la nature de la contre-réaction :

- si elle s'opère sur l'entrée **inverseuse** (entrée  $-$ ), la contre-réaction est dite négative ce qui engendre un fonctionnement du système en **mode linéaire** ;
- si elle s'opère sur l'entrée **non inverseuse** (entrée  $+$ ), la contre-réaction est dite positive et a tendance à accentuer l'instabilité de la sortie qui part vers l'une des tensions de saturation. Le fonctionnement est alors en **mode comparateur**.

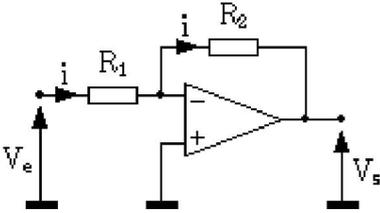
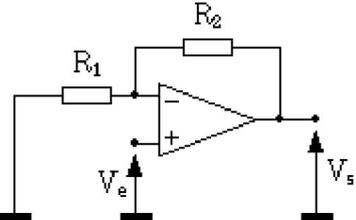
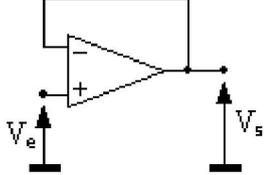
#### 5. Montages de base à AOP

Dans "amplificateur opérationnel", il y a deux mots :

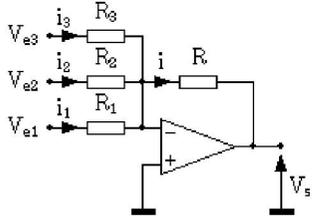
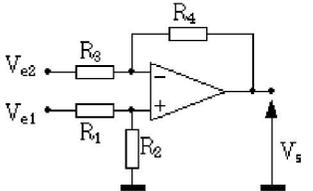
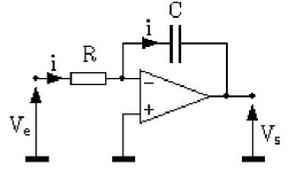
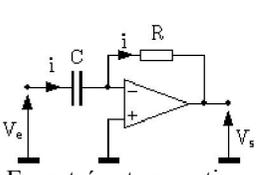
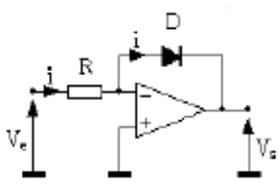
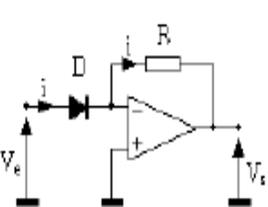
**amplificateur** : c'est la fonction de base de ce composant ; on va étudier plusieurs montages amplificateurs de base.

**opérationnel** : les caractéristiques de cet ampli nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques telles que dérivée, intégrale, Log..

5.1. AMPLIFICATION

Amplificateur inverseur	Amplificateur non inverseur	Montage suiveur
 <p>L'entrée non inverseuse est reliée à la masse ; le signal d'entrée est relié à l'entrée inverseuse par une résistance <math>R_1</math>, et la sortie est reliée à cette entrée par une résistance <math>R_2</math>.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>Le gain en tension</li> </ul> $\begin{cases} V_+ = V_-; V_+ = 0 \\ \frac{V_e + V_s}{R_1 + R_2} \\ V_- = \frac{R_1 R_2}{1/R_1 + 1/R_2} (th \ de \ Millman) \Rightarrow \\ 0 = \frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} \\ A_v = -\frac{R_2}{R_1} \end{cases}$ <p>Le gain en tension est donc négatif, et sa valeur ne dépend que des deux résistances <math>R_1</math> et <math>R_2</math>,</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>l'impédance d'entrée et de sortie</li> </ul> $\begin{cases} V_e = R_1 i \Rightarrow Z_e = R_1 \\ Z_s = 0 \end{cases}$	 <p>Pour calculer le gain en tension, on va se servir de l'équation suivante:</p> $V_e = V_-$ <ul style="list-style-type: none"> <li>Le gain en tension</li> </ul> <p><math>R_2</math> et <math>R_1</math> forment un <u>pont diviseur</u> entre <math>V_s</math> et <math>V_-</math>, soit :</p> $V_s = V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ <p>Le gain est non seulement positif (ampli non inverseur), mais il est aussi toujours supérieur à 1.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>l'impédance d'entrée et de sortie</li> </ul> $\begin{cases} Z_e = \infty \\ Z_s = 0 \end{cases}$	 <p>Ce montage est une extrapolation de l'ampli non inverseur, avec <math>R_1 = \infty</math> et <math>R_2 = 0</math>.</p> <p>On obtient un montage tout simple, <b>de gain unité</b>, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance. On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite.</p> <p>Ce circuit est aussi idéal en entrée et en sortie d'un montage pour bénéficier d'impédance d'entrée infinie (ou presque) et d'impédance de sortie très basse.</p>

5.2. MONTAGES OPÉRATIONNELS

Additionneur inverseur	Montage soustracteur (différentiel)	Montage intégrateur	Montage dérivateur	Montage logarithmique	Montage exponentiel
 <ul style="list-style-type: none"> <li>À la base de ce montage, on retrouve l'amplificateur inverseur ;</li> <li>l'entrée inverseuse était considérée comme une masse virtuelle, et qu'aucun courant n'entrait dans l'AOP.</li> <li>chaque courant <math>i_i</math> ne dépend que de la tension d'entrée <math>V_{ei}</math> et de <math>R_i</math> relatif à sa branche:</li> </ul> $\begin{cases} V_{e1} = R_1 i_1 \\ V_{e2} = R_2 i_2 \Rightarrow i = i_1 + i_2 + i_3 \\ V_{e3} = R_3 i_3 \end{cases}$ <p>En sortie, on a :</p> $V_s = -R i \Rightarrow$	 <p>Ce montage permet d'amplifier la différence de deux signaux.</p> <p>On a la relation: <math>V_+ = V_-</math></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>La tension sur l'entrée non inverseuse est :</li> </ul> $V_+ = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ <p>Le calcul de la tension sur l'entrée inverseuse se fait en deux temps, et à l'aide du théorème de superposition :</p> $V_- = V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_s \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ $V_s \frac{R_4}{R_3 + R_4} = V_{e1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$	 <p>Le calcul de la réponse <math>V_s</math> à un signal d'entrée <math>V_e</math> se traite comme dans le cas de l'amplificateur inverseur. On a : <math>V_e = Ri</math></p> <p>En sortie, le condensateur a aux bornes de ses armatures une charge électrique <math>q</math> égale à :</p> $q = CV_s \text{ avec } q = \int -idt$ <p>Si on remplace <math>i</math> et <math>q</math> par leur valeur en fonction de <math>V_e</math> et de <math>V_s</math>, on obtient :</p> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> <math display="block">V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt</math> </div> <p>On retrouve en</p>	 <p>En entrée et en sortie, on a :</p> $V_s = -Ri$ $q = CV_e$ <p>Le courant <math>i</math> est la dérivée de la charge électrique <math>q</math> présente sur les électrodes du condensateur :</p> $i = \frac{dq}{dt}$ <p>Au final, on obtient :</p> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> <math display="block">V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}</math> </div>	 <p><b>la diode en contre-réaction possède des caractéristiques courant/tension logarithmique</b> va nous donner une fonction de transfert de ce type. on a :</p> $V_e = Ri$ $V_s = -V_d$ $i = I_s \left( e^{\frac{qV_d}{KT}} - 1 \right)$ <p>Lorsque le terme en exponentielle est significativement supérieur à 1 (<math>V_d &gt; 50\text{mV}</math> environ), on peut écrire :</p> $V_d = \frac{KT}{q} \log \left( \frac{i}{I_s} \right)$	 <p>Pour multiplier deux signaux, il ne suffit pas de prendre le Log de chacun des signaux, et d'additionner ; il faut ensuite prendre l'exponentielle du résultat. Ce circuit est fait pour ça.</p> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 10px auto;"> <math display="block">V_s = -RI_s e^{\frac{qV_d}{KT}}</math> </div>

$$V_s = - \left( V_{e1} \frac{R}{R_1} + V_{e2} \frac{R}{R_2} + V_{e3} \frac{R}{R_3} \right)$$

On voit qu'on peut ajuster le gain globalement en jouant sur R, et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances R<sub>i</sub>. Ce montage offre donc toutes les souplesses.

$$V_s = V_{e1} \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} - V_{e2} \frac{R_4}{R_3}$$

il faut imposer des conditions sur les résistances. Si on pose :

$$k = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ on obtient}$$

$$V_s = k(V_{e1} - V_{e2})$$

On a bien en sortie la différence des deux signaux d'entrée multipliée par le gain k.

**sortiel'intégrale** du signal **d'entrée**. Ce montage est délicat à utiliser et devra faire l'objet de précautions : en effet, la moindre tension continue présente à l'entrée (y compris et surtout une tension parasite) sera intégrée et générera une rampe en sortie. Il faudra donc prévoir des dispositifs annexes, soit un système de stabilisation, soit un système de remise à zéro de la sortie.

La **sortie** est proportionnelle à la **dérivée** de **l'entrée**. Comme pour le montage précédent, avec un amplificateur réel, on aura des difficultés à faire fonctionner ce circuit tel quel (système instable), et il faudra rajouter des éléments pour le rendre pleinement fonctionnel.

Soit, en remplaçant i par sa valeur :

$$V_s = - \frac{KT}{q} \log \left( \frac{V_e}{RI_s} \right)$$

En **sortie**, on trouve bien une **fonction logarithmique du signal d'entrée**. Tel quel, ce montage aurait peu d'intérêt ; mais, si on se rappelle qu'additionner des logarithmes revient à faire une multiplication

### 5.3. Les filtres actifs

L'amplificateur opérationnel ouvre les portes aux fonctions de filtrage, qu'on dénomme filtres actifs, par opposition aux filtres passifs (fabriqués avec des composants du même nom) qui ne peuvent qu'atténuer le signal. Avec un AOP, on va pouvoir amplifier certaines fréquences autant qu'en atténuer d'autres.

#### 5.3.1. Quelques définitions

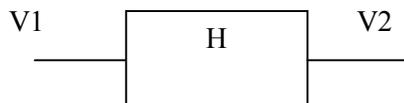
- **Bande passante du filtre** : C'est l'étendue des fréquences entre lesquelles un signal à l'entrée passe à la sortie
- **Bande atténuée** : C'est l'étendue de fréquences où l'amplitude d'un signal est atténué de sorte qu'il n'apparaît pas à la sortie.
  - Ces deux bandes sont séparées par une **fréquence de coupure**  $f_c$
- **Un filtre est dit :**
  - Passé-bas si la bande passante est de la forme  $[0; f_c]$ .
  - Passé-haut si la bande passante est de la forme  $[f_c; +\infty[$ .
  - Passé-bande si la bande passante est de la forme  $[f_{c1}; f_{c2}]$
  - Coupe-bande si la bande passante est de la forme  $[0; f_{c1}] \cup [f_{c2}; +\infty[$

#### 5.3.2. Notion de fonction de transfert

Le comportement d'un filtre est défini par l'étude fréquentielle de la fonction de transfert entre la tension de sortie et la tension d'entrée du filtre.

$$H(j\omega) = \frac{V_2}{V_1}$$

$$H_{dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{V_2}{V_1} \right| \quad \varphi = \text{Arctan}[H(j\omega)]$$

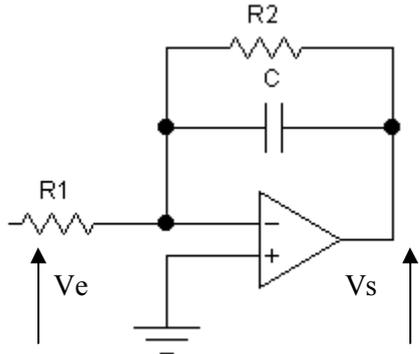
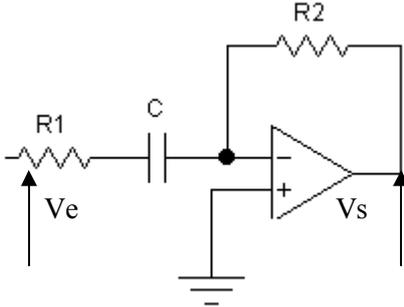


#### 5.3.3. Filtres du premier ordre

##### 5.3.3.1. Forme canonique des fonctions de transfert

<b>Filtre passe bas</b>	$\underline{H}(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jx}$	$x = \frac{\omega}{\omega_c}$ : la pulsation réduite, $H_0$ : le gain statique, $\omega_c$ : la pulsation de coupure
<b>Filtre passe haut</b>	$\underline{H}(j\omega) = H_0 \frac{jx}{1 + jx} = \frac{H_0}{1 + 1/jx}$	

5.3.3.2. Réalisation des filtres de 1<sup>er</sup> ordre

Filtre passe bas	Filtre passe haut
 $H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{R_1} = -\frac{1}{R_1} \frac{R_2 \cdot 1/jc\omega}{R_2 + 1/jc\omega} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + jR_2c\omega}$ $\omega_c = \frac{1}{R_2 \cdot c} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi R_2 \cdot c}$	 $H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1 + 1/jc\omega} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{jR_1c\omega}{1 + jR_1c\omega}$ $\omega_c = \frac{1}{R_1 \cdot c} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot c}$

5.3.4. Filtres du second ordre

5.3.4.1. Forme canonique des fonctions de transfert

<p><b>Filtre passe bas</b></p> $\underline{H}(jx) = \frac{H_0}{1 + jx/Q + (jx)^2};$	<p><b>Filtre passe-bande</b></p> $\underline{H}(jx) = \frac{H_0 jx/Q}{1 + jx/Q + (jx)^2};$	$x = \frac{\omega}{\omega_c}$ <p>Q: le facteur de qualité</p>
<p><b>Filtre passe haut</b></p> $\underline{H}(jx) = \frac{H_0 (jx)^2}{1 + jx/Q + (jx)^2};$	<p><b>Filtre coupe-bande</b></p> $\underline{H}(jx) = \frac{H_0 (1 + (jx)^2)}{1 + jx/Q + (jx)^2};$	

5.3.4.2. Réalisation des filtres de 2<sup>ème</sup> ordre

Nous présenterons deux structures fondamentales qui permettent de réaliser des filtres de type passe-bas ou passe-haut du second ordre.

- **Cellule de Rauch (figure 8.5)**

Les impédances  $Z_1$  à  $Z_5$  sont des résistances ou des condensateurs. L'amplificateur est supposé idéal. La réaction introduite par  $Z_5$  étant négative, l'amplificateur fonctionne en régime linéaire:

$$V_B = V_+ = V_- = 0$$

- Comme le courant d'entrée de la borne inverseuse est nul, on a :  $V_A = -\frac{Z_3}{Z_5} V_s$

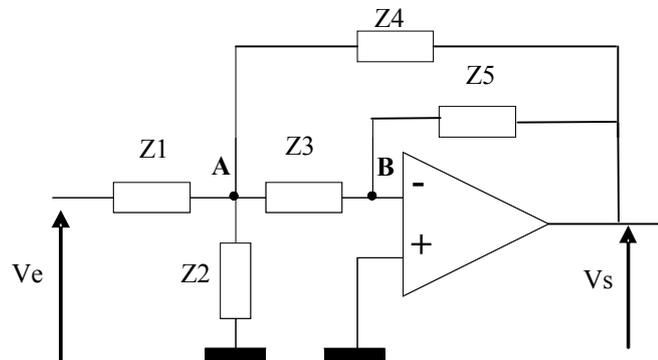


Figure 8.5: cellule de Rauch

L'application du théorème de Millman en Adonne :

$$V_A = \frac{\frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_4}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4}}$$

En introduisant dans cette relation la valeur de  $V_A$  exprimée en fonction de  $V_S$ , on tire l'expression de la fonction de transfert du montage :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{\frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_3}{Z_5} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_5} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_4 Z_5}}$$

On peut utiliser ce type de filtre :

- a) En **passé-bas** :  $Z_1 = Z_3 = Z_4 = R$  ;  $Z_2 = 1/jC_2\omega$  ;  $Z_5 = 1/jC_5\omega$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-1}{1 + 3RC_5\omega + R^2C_2C_5\omega^2} \Rightarrow \begin{cases} f_c = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C_2C_5}} \\ \frac{1}{Q} = 3\sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \end{cases}$$

- b) En **passé-bande** :  $Z_2 = Z_3 = Z_4 = R$  ;  $Z_1 = n/jC_1\omega$  ;  $Z_5 = 1/jC_5\omega$  et ( $C_1 = C_5/n$ )

Exercices

Exercice 01:

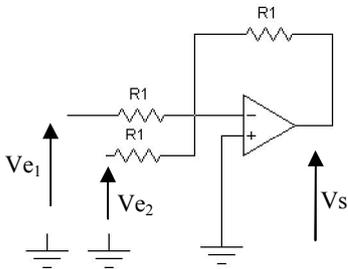


Figure A

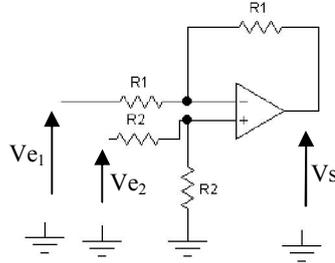


Figure B

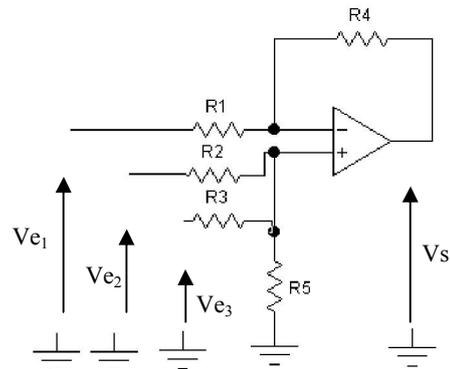


Figure C

- 1- Déterminer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée des montages de la figure A et B.
- 2- Déterminer la tension de sortie en fonction des tensions d'entrées de la figure C pour  $R_1 = R_4$ ;  $R_3 = R_2$ , et  $R_5 \gg$ , quelle fonction réalise ce circuit.

Exercice 02 :

On considère les montages ci-dessous. Les amplificateurs opérationnels sont considérés idéaux.  $V_{CC} = 15 V$ .  $ve = 10\sin\omega t$ . La diode Zener est supposée idéale avec  $V_Z = 6.8 V$ .

Pour les deux circuits :

1. Indiquer le régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Justifier.
2. Etablir l'expression de la tension de sortie.
3. Tracer la caractéristique de transfert du circuit,  $vs = f(ve)$ .
4. Tracer sur un même graphe  $ve$ ,  $V^-$  et  $vs$  en fonction du temps.
5. Dédire la fonction réalisée par ce circuit.

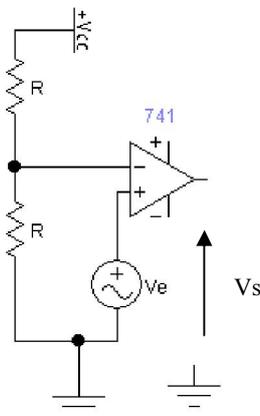


Figure A

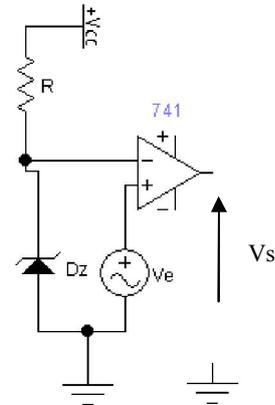


Figure B

**Exercice 03 :**

On considère le circuit ci dessous. L'amplificateur Opérationnel est idéal.

Chaque dipôle est caractérisé par son impédance complexe  $Z_i$  et son admittance complexe  $Y_i$ .

- 1- On appliquant le théorème de Millman aux points A et B, montrer que la fonction de transfert en tension s'écrit :

$$H = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-Y_1 Y_2}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_2 Y_4}$$

- 2- Les dipôles sont choisis de la manière suivante :

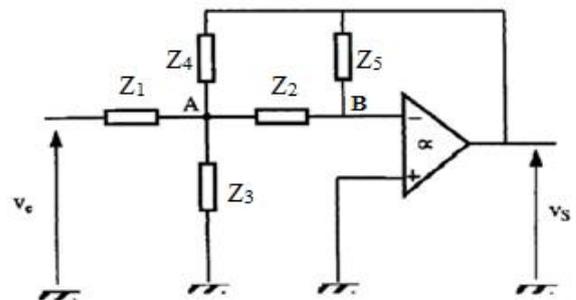
$Z_1$  : résistance R       $Z_2$  : résistance R

$Z_3$  : Condensateur C       $Z_4$  : résistance R

$Z_5$  : Condensateur C

- a- Que représente ce circuit.

Déterminer la fonction de transfert  $H(j\omega)$



## Correction des Exercices

## Exercice 01 :

## Figure A:

$e^+ = e^- = 0$ , en appliquant le théorème de Millman, on obtient:

$$\frac{\frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_{e2}}{R_1} + \frac{V_s}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}} = 0 \Rightarrow V_s = -(V_{e1} + V_{e2}):$$

## circuit de sommateur inverseur

## Figure B:

$$e^+ = e^-; e^+ = \frac{R_2}{R_2 + R_2} V_{e2} = \frac{V_{e2}}{2}$$

$$\frac{V_{e1} - e^-}{R} = \frac{e^- - V_s}{R} \Rightarrow V_s = V_{e2} - V_{e1}: \text{circuit de soustracteur}$$

## Figure C:

A l'entrée (-), on peut écrire les équations suivantes:

$$\frac{V_{e1} - e^-}{R_1} = \frac{e^- - V_s}{R_4} \Rightarrow e^- \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{V_{e1}}{R_1} + \frac{V_s}{R_4}$$

$$\text{d'où } e^- = \frac{V_{e1}R_4 + V_sR_1}{R_1 + R_4}$$

d'après le théorème de Millman à l'entrée (+):

$$e^+ = \frac{\frac{V_{e2}}{R_2} + \frac{V_{e3}}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5}} = \frac{R_3V_{e2} + R_2V_{e3}}{R_2R_3 \left( \frac{R_2R_3 + R_3R_5 + R_2R_5}{R_2R_3R_5} \right)} \Rightarrow$$

$$e^+ = \frac{R_5(R_3V_{e2} + R_2V_{e3})}{R_2R_3 + R_3R_5 + R_2R_5}$$

L'amplificateur opérationnel étant parfait:  $e^+ = e^-$

$$\frac{V_{e1}R_4 + V_sR_1}{R_1 + R_4} = \frac{R_5(R_3V_{e2} + R_2V_{e3})}{R_2R_3 + R_3R_5 + R_2R_5}$$

soit:

$$\frac{V_sR_1}{R_1 + R_4} = \frac{R_5(R_3V_{e2} + R_2V_{e3})}{R_2R_3 + R_3R_5 + R_2R_5} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} V_{e1} \Rightarrow$$

$$V_s = \frac{R_5(R_1 + R_4)(R_3V_{e2} + R_2V_{e3})}{R_1(R_2R_3 + R_3R_5 + R_2R_5)} - \frac{R_4}{R_1} V_{e1}$$

si  $R_1 = R_4$ ;  $R_3 = R_2$ , et  $R_5 \gg$  :

$$\frac{V_s}{2} = \frac{R_5 R_2 (V_{e2} + V_{e3})}{R_5 (R_3 + R_2)} - \frac{V_{e1}}{2} \Rightarrow \frac{V_s}{2} = \frac{(V_{e2} + V_{e3})}{2} - \frac{V_{e1}}{2}$$

soit:  $V_s = (V_{e2} + V_{e3}) - V_{e1}$ : **circuit de sommateur – soustracteur**

**Exercice 02 :**

**Figure A:**

Amplificateur opérationnel supposé idéal.  $V_{CC} = 15 V$ ,  $v_e = 10 \sin \omega t$ .

1. Le régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel: **régime non linéaire**, car l'AOP est en boucle ouverte.

2. Expression de la tension de sortie  $V_{s1}$ .

**Régime non linéaire :**

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

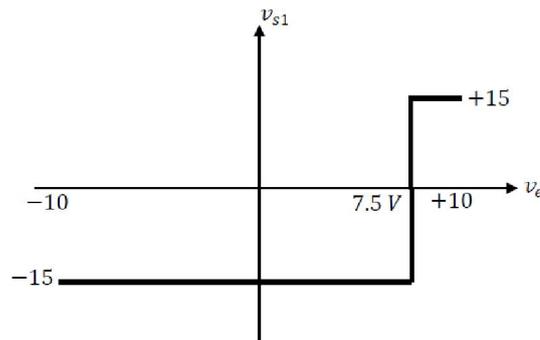
on a:

$$\begin{cases} V^+ = V_e = 10 \sin \omega t \\ V^- = \frac{R}{R+R} V_{CC} = \frac{1}{2} V_{CC} = 7.5 V \quad (i^- = 0) \end{cases}$$

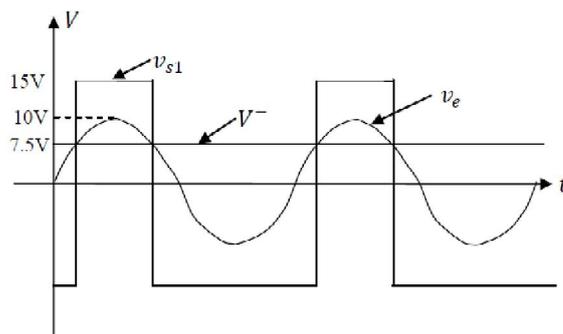
On obtient :

$$V_{s1} = \begin{cases} +15 & \text{si } V_e > 7.5 V \\ -15 & \text{si } V_e < 7.5 V \end{cases}$$

3. Caractéristique de transfert,  $V_{s1} = f(v_e)$ .



4. Graphes de  $v_e$ ,  $V^-$  et  $V_{s1}$  en fonction du temps :



5. Fonction réalisée par le circuit 1: Comparaison entre le signal alternatif  $ve$  et la tension  $7.5 V$ .

**Figure B:**

Amplificateur opérationnel supposé idéal.  $V_{CC} = 15 V$ ,  $ve = 10\sin\omega t$ . Diode Zener supposée idéale avec  $V_Z = 6.8 V$ .

1. Le régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel: **régime non linéaire**, car l'AOP est en boucle ouverte.

2. Expression de la tension de sortie  $V_{s1}$ .

**Régime non linéaire :**

$$V_{s2} = \begin{cases} +V_{CC} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{CC} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$

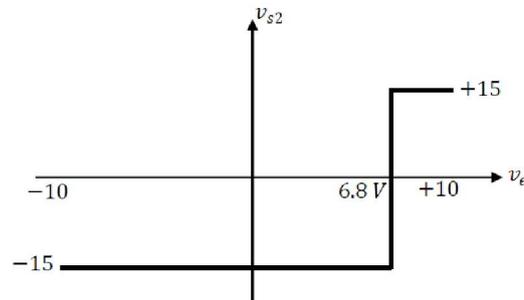
on a:

$$\begin{cases} V^+ = V_e = 10 \sin\omega t \\ V^- = V_Z = 6.8 V \quad (V_{CC} > V_Z): D_Z \text{ est conduite} \end{cases}$$

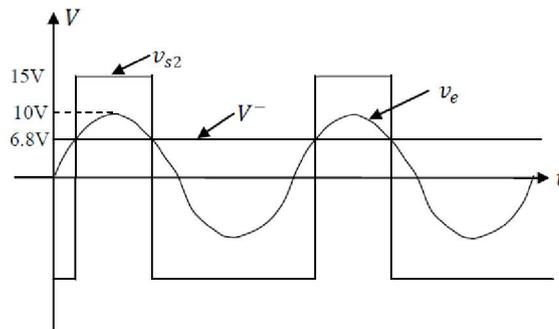
On obtient :

$$V_{s2} = \begin{cases} +15 & \text{si } V_e > 6.8 V \\ -15 & \text{si } V_e < 6.8 V \end{cases}$$

3. Caractéristique de transfert,  $V_{s2} = f(ve)$ .



4. Graphes de  $ve$ ,  $V^-$  et  $V_{s2}$  en fonction du temps :



5. Fonction réalisée par le circuit 2: Comparaison entre le signal alternatif  $ve$  et la tension  $V_Z = 6.8 V$ .

**Exercice 03 :**

1- On appliquant le théorème de Millman aux points A et B.

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{-1}{\frac{Z_2}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_5} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_4 Z_5} + \frac{Z_1}{Z_4}}$$

AOP parfait  $\Rightarrow V^- = V^+$

$$V_A = \frac{\frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_4}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4}}$$

$$V_B = V^- = \frac{\frac{V_S + V_A}{\frac{Z_5 + Z_2}{Z_5}}}{\frac{1}{Z_5} + \frac{1}{Z_2}} = 0 \Rightarrow \frac{V_S}{Z_5} + \frac{V_A}{Z_2} = 0 \Rightarrow V_A = -V_S \frac{Z_2}{Z_5} \dots\dots\dots(2)$$

$$(2) \text{ dans } (1) \Rightarrow -V_S \frac{Z_2}{Z_5} = V_A = \frac{\frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_4}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4}}$$

$$\begin{aligned} -V_S \frac{Z_2}{Z_5} \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_4} \right) &= \frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_4} \\ \Rightarrow V_S \left( \frac{Z_2}{Z_5 Z_1} + \frac{Z_2}{Z_5 Z_2} + \frac{Z_2}{Z_3 Z_5} + \frac{Z_2}{Z_4 Z_5} + \frac{1}{Z_4} \right) &= -\frac{V_e}{Z_1} \\ \Rightarrow V_S \left( \frac{Z_2}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_5} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_4 Z_5} + \frac{Z_1}{Z_4} \right) &= -V_e \Rightarrow \frac{V_S}{V_e} = \frac{-1}{\frac{Z_2}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_5} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_4 Z_5} + \frac{Z_1}{Z_4}} \end{aligned}$$

C'est un filtre passe bas 2ème ordre (**Cellule de Rauch**)

Pour avoir le même modèle du cours  $Z_2$  et  $Z_3$

alors H deviens  $H = \frac{-1}{\frac{Z_3}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_5} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_4 Z_5} + \frac{Z_1}{Z_4}}$

$Z_2 = Z_5 = \frac{1}{j\omega R}$  et  $Z_1 = Z_3 = Z_4 = R$

$$\begin{aligned} \frac{Z_3}{Z_5} + \frac{Z_1}{Z_5} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_5} + \frac{Z_1 Z_3}{Z_4 Z_5} + \frac{Z_1}{Z_4} &= jR\omega + jR\omega + \frac{R}{R} - R^2 c^2 \omega^2 + \frac{R^2 j\omega}{R} \\ &= 1 + 3j\omega R - R^2 c^2 \omega^2 \\ H(j\omega) &= \frac{-1}{1 + 3j\omega R - R^2 c^2 \omega^2} \end{aligned}$$

## TP 03 : Etude de l'Amplificateur Opérationnel (AOP)

### 1. Objectifs

- L'étude du montage non-inverseur.
- L'étude du montage suiveur.

### 2. Rappels théoriques:

Un amplificateur opérationnel (A.O) est un circuit intégré (ou puce électronique) qui se présente sous la forme d'un petit boîtier noir comportant 8 "pattes" destinées aux branchements. On utilise seulement les "pattes" :

- 4 et 7 reliées à l'alimentation stabilisée (+ 15 V, - 15 V)
- 2 : entrée inverseurs E-
- 3 : entrée non inverseurs E+
- 6 : sortie S

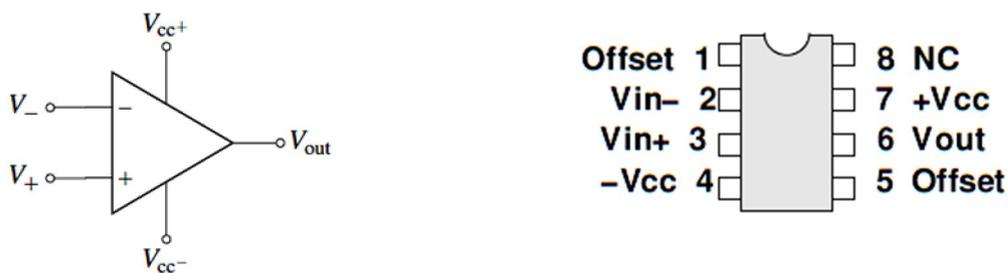


Figure 8.6. Symbole de l'amplificateur opérationnel (gauche) et ses connexions (droite).

### • Caractéristique d'un amplificateur opérationnel

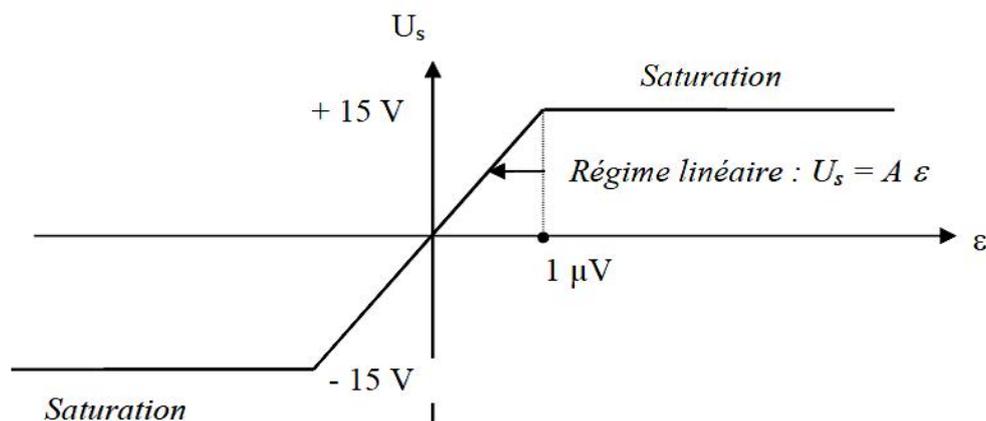


Figure 8.7 : caractéristique d'un Ampli OP

A étant très élevé ( $\sim 100\,000$ ),  $\varepsilon$  est très faible en régime linéaire :  $\varepsilon < 1\ \mu\text{V}$

- Comment réaliser un montage comportant un amplificateur opérationnel

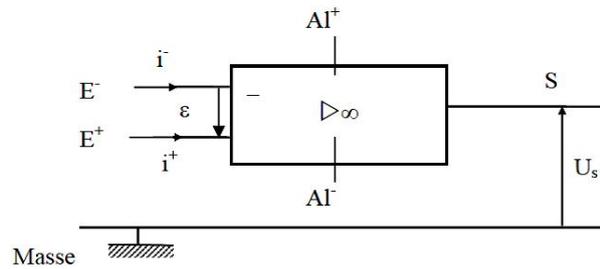


Figure 8.8 : caractéristique générale du montage d'un Ampli OP

- Etape 1 :** Repérer la ligne de masse sur la plaquette.
- Etape 2 :** L'alimentation continue ( $-V_{CC}$ ,  $+V_{CC}$ ) étant à l'arrêt, connecter :
- la borne  $-V_{CC}$  à la **patte 7** de l'amplificateur opérationnel
  - la borne  $+V_{CC}$  à la **patte 4** de l'amplificateur opérationnel
- Etape 3 :** Repérer les bornes E-, E+ et S de l'amplificateur opérationnel.
- Etape 4 :** Réaliser le montage électrique et veiller à relier *tous les points qui doivent être reliés à la masse* : masse du générateur, masse de l'oscilloscope.
- Etape 5 :** Mettre d'abord en marche l'alimentation  $V_{CC}$ ; sinon, celui-ci peut être détruit.
- Etape 6 :** Mettre en marche le générateur branché à l'entrée du montage.
- Etape 7 :** Faire les observations et les mesures
- Etape 8 :** En fin de manipulation, arrêter d'abord le générateur. Eteindre ensuite l'alimentation.

3. Etude expérimentale

A- Montage Non-inverseur

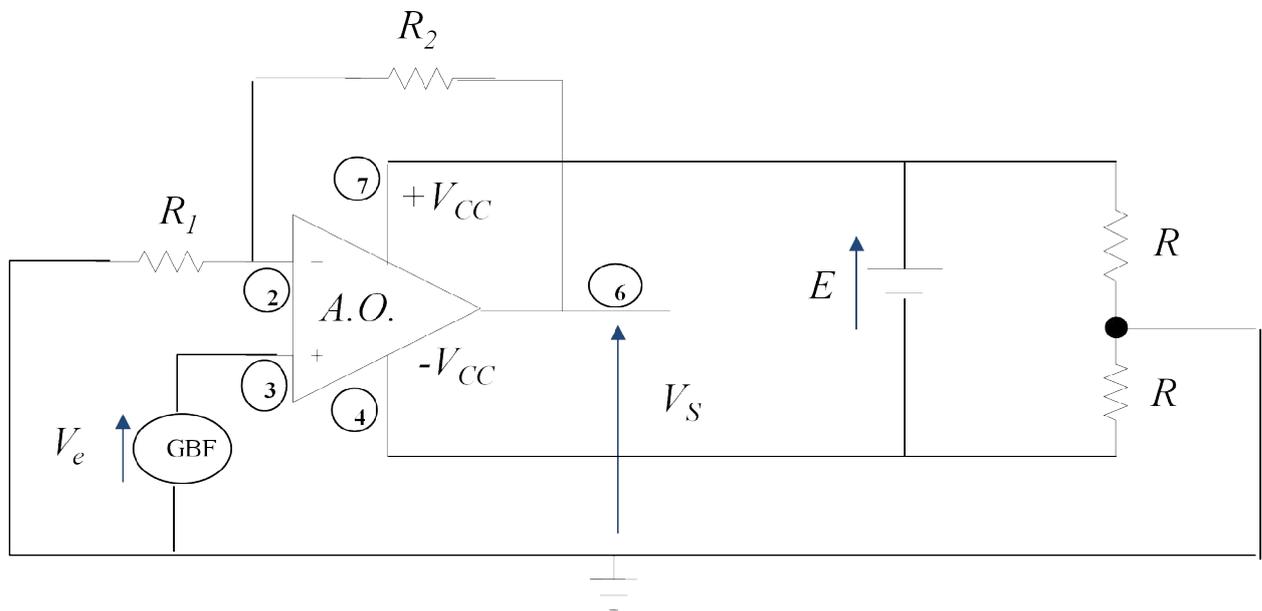


Figure 8.9: Montage d'amplification non-inverseur

1- Réaliser le montage de la figure 8.9 avec :

A.O: Amplificateur LM741

$E = 24 \text{ V}$

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ .

$R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ .

$R = 5 \text{ k}\Omega$ .

Sélectionner sur le GBF une tension sinusoïdale ; régler la fréquence à :  $f = 1 \text{ kHz}$

2- Faire varier  $V_e$  et compléter le tableau suivant.

$V_e(\text{V})$	-6	-5	-4	-3	-2.5	-2	-1.5	-1.2	-1	-0.5	0.5	1	1.2	1.5	2	2.5	3	4	5	6	
$V_s(\text{V})$																					

3- Tracer la caractéristique de transfert  $V_s = f(V_e)$

Cette courbe est constituée de trois portions rectilignes.

Pour .....  $< U_e < \dots\dots\dots$  : la fonction est ..... ; le régime est .....

Pour  $U_e > \dots\dots\dots$   $U_s = \dots\dots\dots$  : la fonction est ..... ; le régime est .....

Pour  $U_e < \dots\dots\dots$   $U_s = \dots\dots\dots$  : la fonction est ..... ; le régime est .....

4- Pourquoi le montage porte-t-il un tel nom ?

5- Déterminer le gain de ce montage expérimentalement et théoriquement.

### A- Montage Suiveur

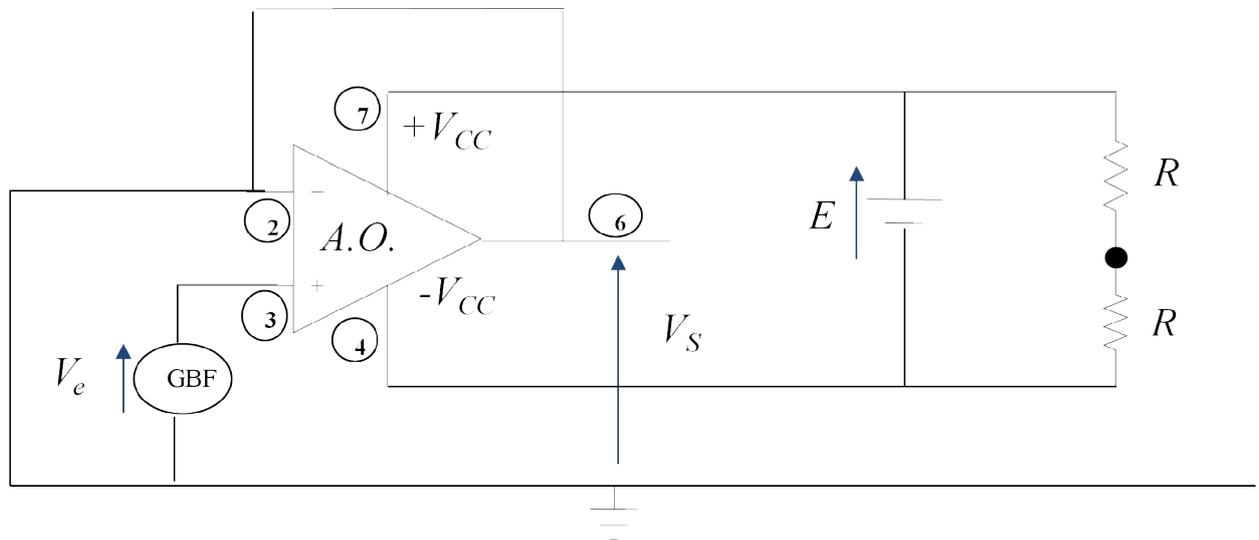


Figure 8.10: Montage d'amplification suiveur

1. Réaliser le montage de la figure 8.10.
2. Faire varier  $V_e$  ; visualiser simultanément  $V_e$  et  $V_s$ .
3. Interpréter les résultats obtenus.

## Chapitre 9: Les Oscillateurs Sinusoïdaux

### 1. Définition

Un oscillateur est un générateur de signaux périodique sinusoïdaux ou non.

### 2. Utilisation

Dans un système électronique, cet oscillateur a souvent le rôle d'une source de référence de tension, de fréquence ou de temps. Ainsi sont utilisées : l'horloge d'un micro-ordinateur, la base de temps d'un oscilloscope...etc.

### 3. Types d'oscillateurs

Suivant la nature des signaux fournis par l'oscillateur, on distingue deux types :

- Les oscillateurs sinusoïdaux (ou harmoniques) qui fournissent un signal quasi-sinusoïdal.
- Les oscillateurs à relaxation qui produisent un signal non sinusoïdal (créneaux, dents de scie...etc).

Dans le but de simplifier notre étude, nous nous limiterons ici aux oscillateurs générateurs de signaux sinusoïdaux.

### 4. Les oscillateurs sinusoïdaux

Un oscillateur sinusoïdal est un système bouclé placé volontairement dans un état d'instabilité (figure 9.1) qui comporte :

- une **chaîne directe**  $A$  qui est un amplificateur à AOP ou à transistor selon la fréquence de travail
- une **chaîne de réaction**  $B$  qui réinjecte à l'entrée de l'amplificateur une fraction du signal de sortie
- il possède une sortie mais pas d'entrée à part l'alimentation

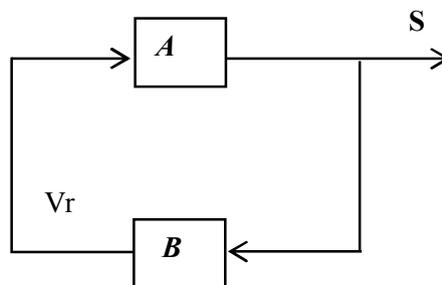


Figure 9.1: système bouclé placé d'un oscillateur

#### 4.1. Le principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement peut être résumé par les points suivants :

1. Initialement, l'amplificateur est alimenté par une source de tension continue.
2. Un bruit de faible amplitude et de forme aléatoire tourne dans la boucle.
3. Ce bruit va être amplifié par l'amplificateur à chaque tour si le gain de la boucle  $A*B$  vérifie la condition :  $A * B > 1$ . C'est la condition de **démarrage des oscillations**.
4. Le réseau de réaction est un circuit résonant donc il fonctionne comme un filtre en éliminant toutes les autres composantes fréquentielles de signal à part  $f_0$ .
5. A l'entrée de l'amplificateur, on obtient un signal sinusoïdal  $V_r$  de fréquence  $f_0$ .
6. Le signal sinusoïdal  $V_r$  est amplifié par l'amplificateur qui produit le signal  $S$  à sa sortie.

7. A l'aide du réseau de réaction on prélève une partie de signal sinusoïdale S pour produire le signal de réaction Vr qui alimente l'entrée de l'amplificateur. Mais il faut que la phase de signal Vr fourni à l'amplificateur reste constante.
8. Après le démarrage des oscillations, l'oscillateur doit garder une amplitude stable à la sortie, donc le gain de la boucle doit vérifier la condition :  $AB=1$ . C'est la condition de l'entretien des oscillations.

#### 4.2. Condition limite d'oscillation

Lorsque le système oscille, il existe à sa sortie un **signal sinusoïdal s(t)** de fréquence  $f_o$ , et sa fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{S(j\omega)}{E(j\omega)} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)B(j\omega)} \Rightarrow E(j\omega)A(j\omega) = S(j\omega)[1 + A(j\omega)B(j\omega)]$$

Puisque le signal d'entrée  $e(t)$  est nul, on peut écrire que :  $S(j\omega)[1 + A(j\omega)B(j\omega)] = 0 \Rightarrow \begin{cases} S(j\omega) \neq 0 \\ 1 + A(j\omega)B(j\omega) = 0 \end{cases}$

$$1 + A(j\omega)B(j\omega) = 0 \Rightarrow A(j\omega)B(j\omega) = -1 \Rightarrow \begin{cases} \|A(j\omega)B(j\omega)\| = 1 \\ \arg(A(j\omega)B(j\omega)) = \pi + 2\pi K \\ \updownarrow \\ \text{critère de BARKHAUSEN ou d'auto-oscillation} \end{cases}$$

#### ➤ Règles:

- Pour que le système bouclé puisse osciller, il faut qu'il existe une fréquence d'oscillation  $f_o$  telle que :

$$\|A(j\omega_o)B(j\omega_o)\| = 1 \Rightarrow \begin{cases} \|A(j\omega_o)\| = 1/\|B(j\omega_o)\| \\ \arg(A(j\omega_o)) = -\arg(B(j\omega_o)) \end{cases}$$

- à  $f_o$ , l'amplification de la chaîne directe compense l'atténuation du quadripôle de réaction.
- à  $f_o$ , le déphasage introduit par la chaîne directe compense le déphasage du quadripôle de réaction.
- L'amplitude des oscillateurs est limitée par la saturation des composants.
- Dans la pratique, pour qu'un oscillateur démarre, il faut  $A(j\omega_o)B(j\omega_o)$  est légèrement supérieur à 1.

#### 4.3. La stabilisation de l'amplitude

La question qui se pose maintenant c'est comment avoir à la fois un gain de boucle supérieur à 1 pour le démarrage et égal à 1 pour l'entretien des oscillations ?

- à la mise sous tension de l'oscillateur, les fluctuations dues à l'agitation thermique des électrons provoquent le démarrage de l'oscillation à condition qu'il existe une fréquence  $f_o$  à laquelle le déphasage total soit nul et **l'amplification de la chaîne supérieure à 1.**

- Lorsque l'amplitude augmente, l'amplificateur sort de son domaine linéaire et le signal est forcément écrêté par l'étage d'amplification, ce qui conduit automatiquement à une **diminution de l'amplification qui sera ainsi ramenée à 1**.

**5. Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux**

- L'amplificateur peut être un simple classe A constitué d'un seul transistor ou alors un amplificateur opérationnel (A.O.P).
- Le filtre (la chaîne de réaction) est réalisé avec des composants passifs R, L, C et l'agencement de ces éléments donne le nom de l'oscillateur:
  - ✓ les oscillateurs RC (voir figure 8.2.a).
  - ✓ les oscillateurs LC (voir figure 8.2.b).
  - ✓ les oscillateurs à Quartz (voir figure 8.2.c).

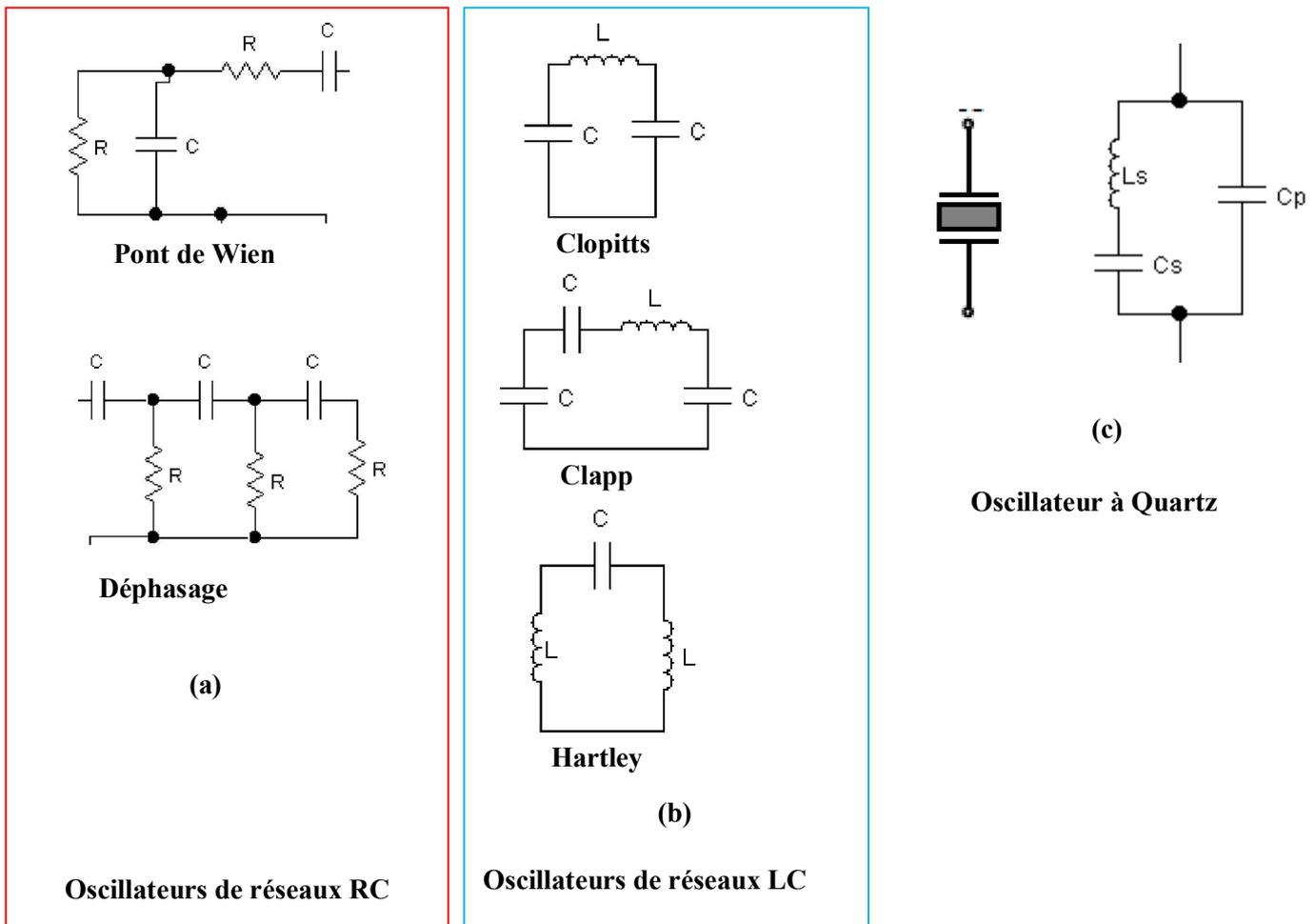


Figure 9.2: Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux

### 5.3. Oscillateurs à pont de Wien

On utilise un quadripôle de réaction (R,C) est appelé « réseaux de Wien » ou « pont de Wien », en associant ce filtre à un amplificateur non inverseur, on obtient un oscillateur sinusoidal produisant une sinusoïde de fréquence  $f_o$ .

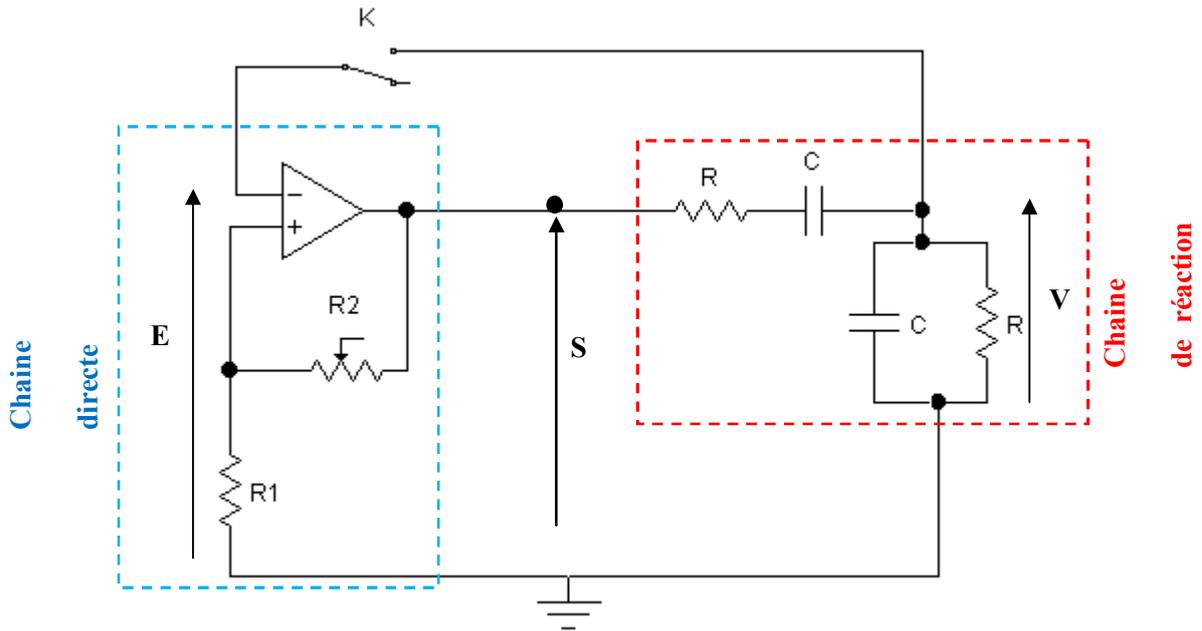


Figure 9.3: oscillateur à pont de Wien

➤ **La chaîne directe:**  $A(j\omega) = \frac{S(j\omega)}{E(j\omega)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

➤ **La chaîne de réaction:**

$$B(j\omega) = \frac{V(j\omega)}{S(j\omega)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \text{ avec } Z_1 = \frac{1 + jRC\omega}{jRC\omega}; Z_2 = \frac{R}{1 + jRC\omega} \Rightarrow B(j\omega) = \frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$

➤ **Condition d'oscillation :** On ferme l'interrupteur K, alors  $V(j\omega) = E(j\omega)$ .

$$A(j\omega)B(j\omega) = \frac{S(j\omega) E(j\omega)}{E(j\omega) S(j\omega)} = 1 \Rightarrow \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega + (jRC\omega)^2}\right) = 1 \Rightarrow$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 + j\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right) \Rightarrow \begin{cases} 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \\ RC\omega - \frac{1}{RC\omega} = 0 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} R_2 = 2R_1 \\ \omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \end{cases}$$

5.4. Oscillateur déphaseur "Phase shift"

Le réseau déphaseur constitué de trois cellules RC introduit un déphasage de 180° entre l'entrée et la sortie à la fréquence  $f_0$ . On pourra donc réaliser un oscillateur en associant ce réseau déphaseur à un amplificateur inverseur.

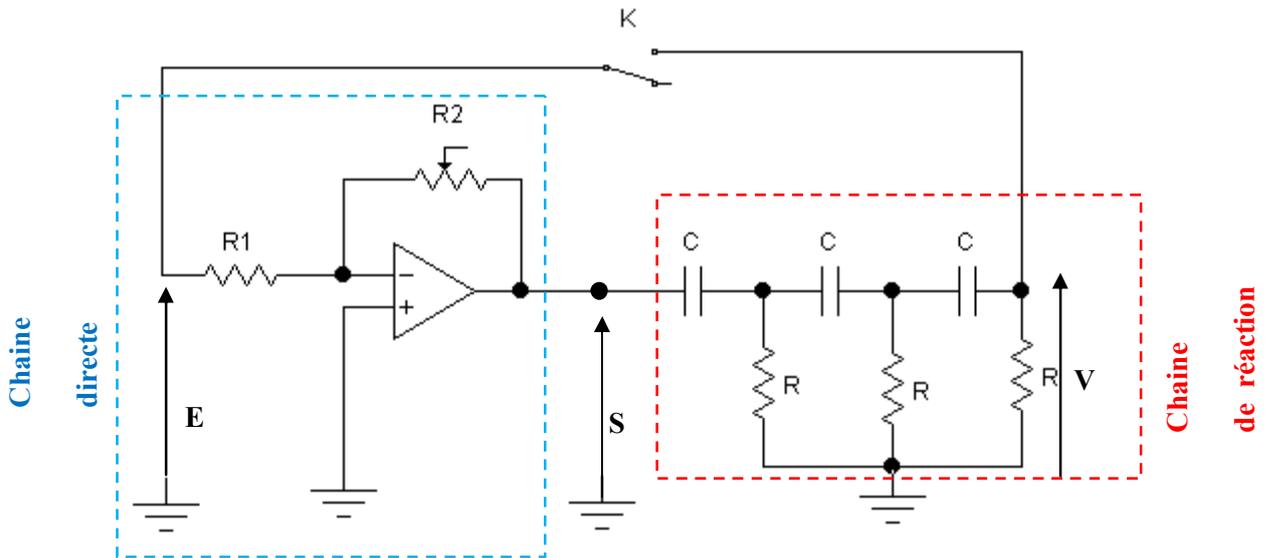


Figure 9.4: oscillateur déphaseur

- La chaîne directe:  $A(j\omega) = \frac{S(j\omega)}{E(j\omega)} = -\frac{R_2}{R_1}$
- La chaîne de réaction:

$$\frac{1}{B(j\omega)} = \frac{S(j\omega)}{V(j\omega)} = 1 + \frac{6}{jRC\omega} + \frac{5}{(jRC\omega)^2} + \frac{1}{(jRC\omega)^3}$$

- **Condition d'oscillation** : On ferme l'interrupteur K, alors  $V(j\omega) = E(j\omega)$ .

$$A(j\omega)B(j\omega) = 1 \Rightarrow A(j\omega) = \frac{1}{B(j\omega)} \Leftrightarrow -\frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{6}{jRC\omega} + \frac{5}{(jRC\omega)^2} + \frac{1}{(jRC\omega)^3} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} -\frac{R_2}{R_1} = 1 - \frac{5}{(RC\omega)^2} \\ -\frac{6}{RC\omega} + \frac{1}{(RC\omega)^3} = 0 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} R_2 = 29R_1 \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} \end{cases}$$

5.3. Oscillateur Colpitts

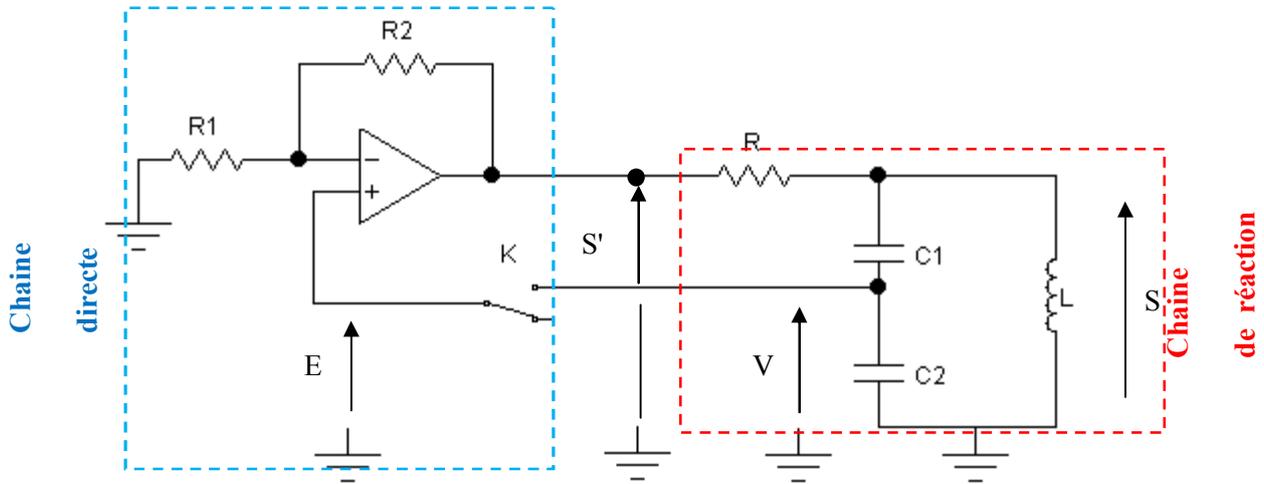


Figure 9.5: oscillateur Colpitts

La réaction est de type tension série.

➤ **La chaîne directe:**  $A(p) = \frac{S'(p)}{E(p)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  et  $\frac{S(p)}{S'(p)} = \frac{Z}{R+Z}$   
 $Z = \left( \frac{1}{C_e p} \parallel Lp \right) = \frac{Lp}{1 + LC_e p^2}$  et  $C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

$$A(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{Z}{R+Z} \right) = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{Lp}{Lp + R(1 + LC_e p^2)} \right)$$

$$= \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{1 + R(1/Lp + C_e p)} \right)$$

➤ **La chaîne de réaction:**

$$V(p) = \frac{C_1 p}{C_1 p + C_2 p} S(p) \Rightarrow \frac{V(p)}{S(p)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_e}{C_2} \text{ où } C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

➤ **Condition d'oscillation :** On ferme l'interrupteur K, alors  $V(p) = E(p)$ .

$$A(p)B(p) = \frac{S(p) V(p)}{E(p) S(p)} = 1 \Rightarrow \left( \frac{C_e}{C_2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{1 + R(1/Lp + C_e p)} \right) = 1$$

$$\left( \frac{C_e}{C_2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1 + R(1/Lp + C_e p) = 1 + jR \left( C_e \omega - \frac{1}{L\omega} \right) \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \left( \frac{C_e}{C_2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1 \\ R \left( C_e \omega - \frac{1}{L\omega} \right) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{C_2}{C_e} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \\ LC_e \omega^2 = 1 \end{cases}$$

donc:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_e}} = \sqrt{\frac{1}{L\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_e}}$$

Dans la pratique l'oscillation sinusoidale prend naissance lorsque  $\frac{R_2}{R_1} > \frac{C_2}{C_1}$

Une autre variante de l'oscillateur Colpitts utilisant un transistor à effet de champ représenté par sa pente en source commune s ( $\rho$  est infinie).

### 5.4. Oscillateur Clapp

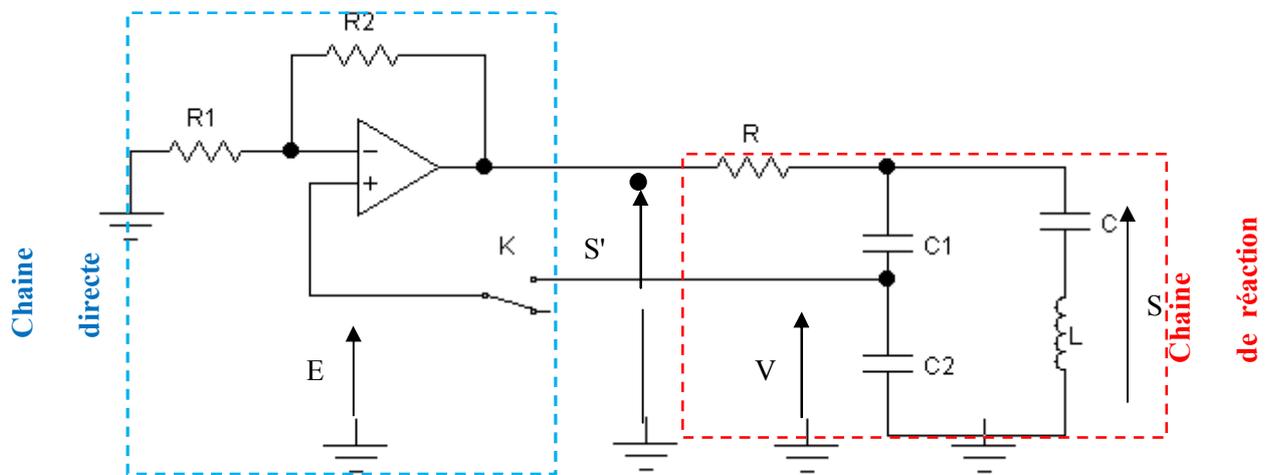


Figure 9.6: oscillateur Clapp

La réaction est de type tension série.

➤ **La chaîne directe:**  $A(p) = \frac{S'(p)}{E(p)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  et  $\frac{S(p)}{S'(p)} = \frac{Z}{R+Z}$

$$Z = \left( \frac{1}{C_e p} \parallel \left( Lp + \frac{1}{Cp} \right) \right) \text{ et } C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$Z = \frac{Lp + \frac{1}{Cp}}{1 + C_e p \left( Lp + \frac{1}{Cp} \right)} = \frac{1}{C_e p + \frac{1}{Lp + \frac{1}{Cp}}} \Rightarrow \frac{S(p)}{S'(p)} = \frac{1}{1 + R \left( C_e p + \frac{1}{Lp + \frac{1}{Cp}} \right)}$$

$$A(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{Z}{R+Z} \right) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + R \left( C_e p + \frac{1}{Lp + \frac{1}{Cp}} \right)}$$

➤ La chaîne de réaction:

$$V(p) = \frac{C_1 p}{C_1 p + C_2 p} S(p) \Rightarrow \frac{V(p)}{S(p)} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_e}{C_2} \text{ où } C_e = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

➤ Condition d'oscillation : On ferme l'interrupteur K, alors  $V(p) = E(p)$ .

$$A(p)B(p) = \frac{S(p) V(p)}{E(p) S(p)} = 1 \Rightarrow \frac{\left(\frac{C_e}{C_2}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + R \left( C_e p + \frac{1}{Lp + \frac{1}{Cp}} \right)} = 1$$

$$\left(\frac{C_e}{C_2}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1 + R \left( C_e p + \frac{1}{Lp + \frac{1}{Cp}} \right) = 1 + jR \left( C_e \omega - \frac{1}{L\omega - \frac{1}{C\omega}} \right) \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \left(\frac{C_e}{C_2}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1 \\ R \left( C_e \omega - \frac{1}{L\omega - \frac{1}{C\omega}} \right) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{C_2}{C_e} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \\ C_e \omega - \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) = 1 \end{cases}$$

donc:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_2}{C_1} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_e} + \frac{1}{C} \right)} = \sqrt{\frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \right)} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \right)}$$

5.5. Oscillateur Hartley

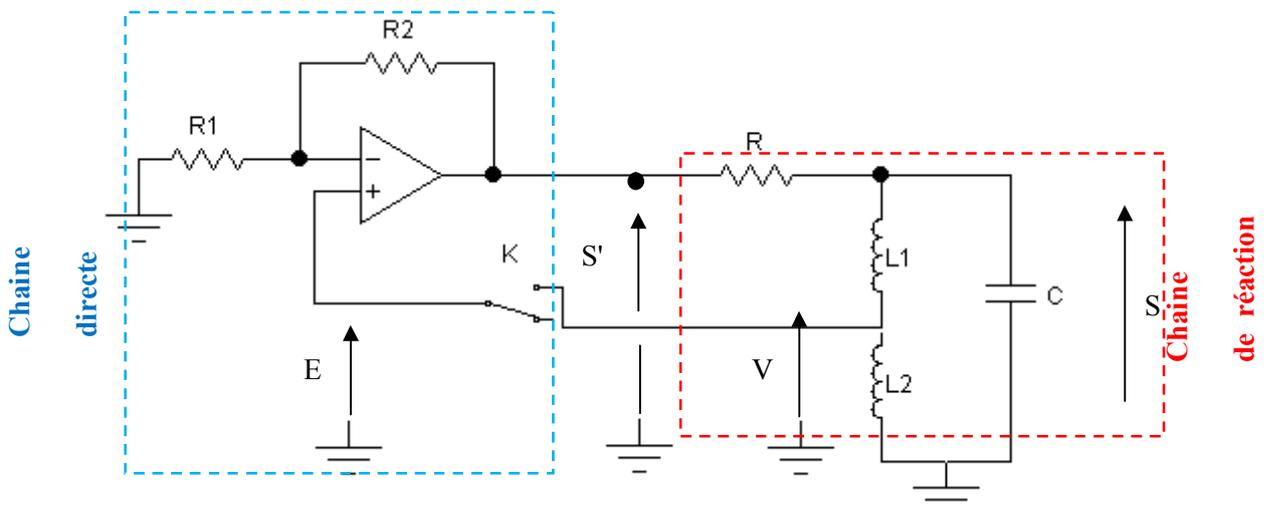


Figure 9.7: oscillateur Hartley

La réaction est de type tension série.

➤ **La chaîne directe:**  $A(p) = \frac{S'(p)}{E(p)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  et  $\frac{S(p)}{S'(p)} = \frac{Z}{R+Z}$   
 $Z = \left( \frac{1}{Cp} \parallel Lp \right) = \frac{Lp}{1 + LCp^2}$  et  $L = L_1 + L_2$

$$A(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{Z}{R+Z} \right) = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{Lp}{Lp + R(1 + LCp^2)} \right)$$

$$= \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{1 + R(1/Lp + Cp)} \right)$$

➤ **La chaîne de réaction:**

$$V(p) = \frac{L_2}{L_1 + L_2} S(p) \Rightarrow \frac{V(p)}{S(p)} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = \frac{L_2}{L}$$

➤ **Condition d'oscillation :** On ferme l'interrupteur K, alors  $V(p) = E(p)$ .

$$A(p)B(p) = \frac{S(p) V(p)}{E(p) S(p)} = 1 \Rightarrow \left( \frac{L_2}{L} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{1 + R(1/Lp + Cp)} \right) = 1$$

$$\left( \frac{L_2}{L} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1 + R(1/Lp + Cp) = 1 + jR \left( C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \left( \frac{L_2}{L} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1 \\ R \left( C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{L}{L_2} = 1 + \frac{L_1}{L_2} \\ LC\omega^2 = 1 \end{cases}$$

donc:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{L_1}{L_2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1 + L_2)}}$$

On peut réaliser un oscillateur Hartley à transistor à effet de champ. Le quadripôle de réaction est constitué d'une cellule en  $\pi$  comportant deux inductances et un condensateur.

### 5.6. Oscillateur à quartz

Le quartz est un minéral à caractère cristallin composé de silice (SiO<sub>2</sub>), il est très commun dans la nature. Une de ses propriétés est la piézo-électricité. Si une tension électrique alternative est appliquée aux bornes d'un quartz, il se met en vibration mécanique à la fréquence de cette tension. L'amplitude de vibration est maximale quand la fréquence de la tension appliquée correspond à la fréquence de résonance de ce quartz. Cette fréquence dépend de la forme et des dimensions du Crystal, et elle très précise.

Dans la pratique un cristal de quartz monté entre deux armatures métalliques, formant un condensateur plan de capacité C<sub>p</sub>. Le dipôle Ls-Cs série rend compte de la résonance mécanique du cristal. L'impédance équivalente du quartz s'écrit (voir figure 9.2.c):

$$\underline{Z} = \left(\frac{1}{C_p p}\right) \parallel \left(L_s p + \frac{1}{C_s p}\right) = \frac{\left(\frac{1}{C_p p}\right) \left(L_s p + \frac{1}{C_s p}\right)}{L_s p + \frac{1}{C_p p} + \frac{1}{C_s p}} = \left(\frac{1}{C_p p}\right) \frac{1 + \frac{1}{L_s C_s p^2}}{1 + \frac{1}{L_s p^2} \left(\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_s}\right)}$$

On pose:  $\omega_s$  pulsation de résonance série, et  $\omega_p$  pulsation de résonance parallèle:

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L_s C_s} \text{ et } \omega_p^2 = \frac{1}{L_s} \left(\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_s}\right) \text{ et on a } p = j\omega$$

On obtient:

$$Z(\omega) = \frac{1}{j(C_p + C_s)\omega} \left( \frac{1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2}\right)}{1 - \left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)} \right)$$

Comme la capacité  $C_p$  est beaucoup plus élevée que la capacité  $C_s$ , l'écart relatif entre  $\omega_p$  et  $\omega_s$  est alors très faible et on a  $\omega_p > \omega_s$ .

Le graphe de la figure 9.8 donnant la réponse en fréquence  $Z = f(\omega)$ , montre que :

- Le quartz se comporte comme un circuit capacitif dans les intervalles  $[0 \ \omega_s]$  et  $[\omega_p \ +\infty[$
- Dans la bande étroite  $\Delta\omega = \omega_p - \omega_s$ , le quartz est inductif sa réactance variant très rapidement de zéro à une valeur très élevée, c'est dans ces conditions que les quartz sont utilisés pour stabiliser la fréquence **d'auto - oscillateurs**.
- Pour  $\omega = \omega_s$ , la réactance est nulle, le quartz est équivalent à un circuit résonant série et pour  $\omega = \omega_p$ , la réactance est infinie, le quartz est alors équivalent à un circuit bouchon.

$$\frac{\omega_p}{\omega_s} = \frac{f_p}{f_s} = \left(1 + \frac{C_s}{C_p}\right)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{C_s}{2C_p}$$

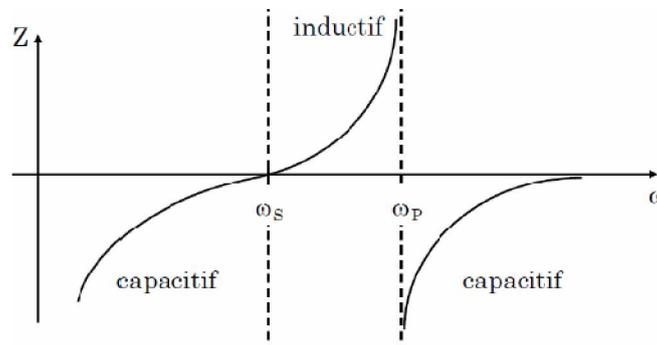


Figure 9.8: Les variations de Z en fonction de la pulsation.

## Exercices

## Exercice 01:

Soit le circuit de la figure A constitué de trois cellules RC.

1. Déterminer la fonction de transfert  $B(j\omega) = v_r/v_e$  du réseau en régime sinusoïdal de fréquence  $f = \omega/2\pi$ , en fonction de  $x=1/RC\omega$ . (La sortie du circuit est liée à une impédance infiniment grande).

Le circuit déphaseur est branché ensuite à un étage amplificateur, figure B. L'amplificateur opérationnel utilisé est supposé idéal.

2. Que peut-on dire du rôle de l'étage (S).
3. Calculer les gains en tension et les résistances d'entrées de (S) et de (A) et de la chaîne directe.
4. Montrer que ce système peut fonctionner en oscillateur. Calculer la fréquence d'oscillation  $f_0$  et donner la condition assurant des oscillations entretenues.

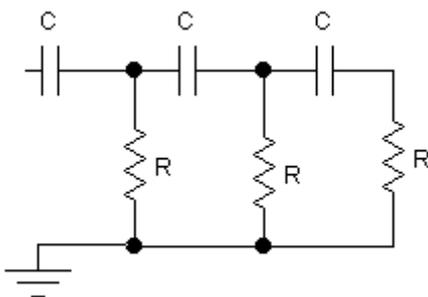


Figure A

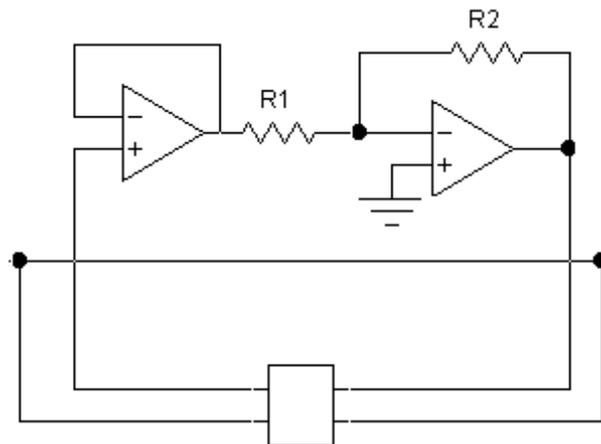


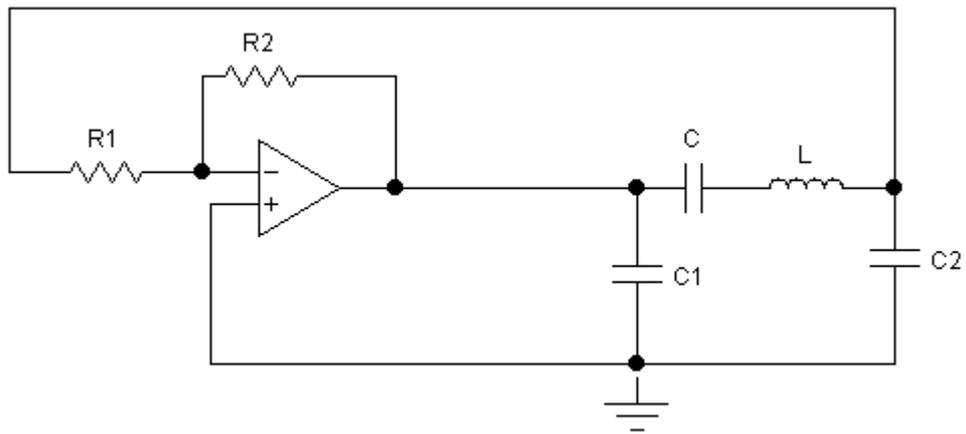
Figure B

## Exercice 02:

Le montage de l'oscillateur Clapp est représenté sur la figure ci-dessous. On donne

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C_1 = 2.2 \text{ nF}$  et  $C_2 = 100 \text{ nF}$ .

1. Représenter le montage sous forme de deux blocs : chaîne directe et chaîne de réaction.
2. Déterminer la fréquence d'oscillation  $f_0$ .
3. Quelle est l'expression de la fonction de transfert de la chaîne de réaction à la fréquence  $f_0$ .
4. Donner le gain en tension de la chaîne directe à cette fréquence.
5. Quelle condition sur  $R_2$  pour que les oscillations soient maintenues.
6. Quelle capacité doit-on mettre en série avec  $L$  pour un signal sinusoïdal de fréquence  $f = 200 \text{ kHz}$ .



## Correction des Exercices

## Exercice 0 1 :

1/ Fonction de transfert du quadripôle déphaseur

$$B(jx) = \frac{1}{1 - 5x^2 - j(6x - x^3)} \quad \text{avec} \quad x = \frac{1}{RC\omega}$$

2/ Fonction de transfert de la chaîne directe

Le circuit est constitué d'un suiveur et d'un inverseur

Le gain du suiveur est  $S = 1$

Le gain du montage inverseur est  $A = -R_2 / R_1$

Le gain de la chaîne directe est  $G = S \cdot A = -R_2 / R_1$

Le montage suiveur sert comme un adaptateur d'impédance

3/ Le montage chaîne directe est branché au circuit déphaseur réalisant ainsi une boucle fermée

La condition d'oscillation est :

$$\text{Im}(B) = 0 \quad \Rightarrow \quad x = \sqrt{6} \quad \Rightarrow \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$$

$$|B \times G| \geq 1 \quad \Rightarrow \quad |G| = \frac{1}{|B|}$$

$$\text{à la fréquence } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \quad B(\omega_0) = -\frac{1}{29}$$

Pour obtenir des oscillations, il faut que  $|G| \geq 29 \Rightarrow R_2 \geq 29 R_1$

## Exercice 02:

$$A = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$B(\omega_0) = -\frac{C_1}{C_2} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_e}}, \quad \frac{1}{C_e} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C}$$

$$\text{Condition d'oscillation : } |BA| \geq 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{R_2}{R_1} \geq \frac{C_2}{C_1}$$

$$\text{Pour } f_0 = 200 \text{ kHz,} \quad \frac{1}{C} = (2\pi f_0)^2 L - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2}$$

## Références:

1. Albert Paul Malvino, "Principes d'Electronique, cours et exercices corrigés", Dunod, Paris, 2002.
2. Tahar Neffati, "Electricité Générale, analyse et synthèse des circuits", Dunod, Paris, 2008.
3. Bogdan Garbowski et coll, "Aide-Mémoire Electronique", Dunod, Paris, 2008.
4. Ali Gharsallah, Tarek Ben Nasrallah, LassaadGargouri, " Exercices et Problèmes Corrigés d'Electronique Analogique", Centre de Publication Universitaire, Tunis, 2003.
5. Pascal Masson, "Travaux dirigés d'électronique analogique ". École Polytechnique Universitaire de Nice Sophia-Antipolis. Cycle Initial Polytechnique, première année. Année scolaire 2012-2013.
6. Sylvain Géronimi, "Electronique analogique : Problèmes et corrigés ". Université Paul Sabatier. 2010.
7. Meriem BOUMEHED, Mohammed RèdaAHMED BACHA, AliBENOUAR "Manuscrit des Travaux Pratiques d'Electronique Fondamentale, l'Ecole Supérieure en Génie Electriques et Energétique d'Oran, ESGEE.
8. Ahlam BOUAZZA-GUEN, BenyounesBOUAZZA, Djamel LACHACHI " Travaux Pratiques d'Électricité et d'Electronique", Université Abou bakrBelkaid, Tlemcen.
9. Fayçal Boulsina, " Travaux Dirigés Electronique Fondamentale 1", Université 8 mai 1945, Guelma.