

**REPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**ECOLE SUPÉRIEURE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE ET  
ÉNERGÉTIQUE D'ORAN**



*Département de Génie Électrique*

*Circuits électroniques analogiques*  
*Rappels de cours et exercices*

*Présenter par*

Dr. Ghalem Kamel Ghanem  
Dr. Ziane Mohamed Issam

*Année universitaire 2020-2021*

# Table des matières

Avant-propos . . . . .	iii
<b>1 La diode</b> . . . . .	<b>1</b>
1.1 La diode à jonction . . . . .	1
1.1.1 Définition . . . . .	1
1.1.2 Fonctionnement . . . . .	1
1.1.3 Caractéristiques . . . . .	1
1.1.4 Zone de claquage . . . . .	2
1.1.5 Droite de charge et point de fonctionnement . . . . .	3
1.2 Diodes spéciales . . . . .	4
1.2.1 Diodes Zener . . . . .	4
1.2.2 Diode Schottky . . . . .	4
1.2.3 Diodes à capacité variable ou "Varicap" . . . . .	5
1.2.4 Diodes électroluminescentes (LED) . . . . .	5
Exercices . . . . .	6
<b>2 Les applications de diode</b> . . . . .	<b>10</b>
2.1 Introduction . . . . .	10
2.2 Redressement . . . . .	10
2.2.1 Définition . . . . .	10
2.2.2 Redressement simple alternance . . . . .	10
2.2.3 Redressement double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu . . . . .	11
2.2.4 Redressement double alternance à pont de Graëtz . . . . .	11
2.2.5 Valeur moyenne, valeur efficace et facteur de forme de la tension de sortie . . . . .	12
2.3 Filtrage . . . . .	13
2.3.1 Définition . . . . .	13
2.3.2 Schéma de montage . . . . .	13
2.3.3 Principe de fonctionnement . . . . .	13
2.3.4 Taux d'ondulation . . . . .	13
2.3.5 Détermination de la capacité de filtrage . . . . .	14
2.4 Stabilisation . . . . .	14
2.4.1 Définition . . . . .	14
2.4.2 Stabilisation par diode Zener . . . . .	14
2.4.3 Ecrêtage . . . . .	15
2.4.4 Circuits de restauration . . . . .	15
2.4.5 Fonctionnement . . . . .	15
2.5 Circuit de Multiplicateur de tension . . . . .	16
2.6 Fonctions logiques à diodes . . . . .	17
2.6.1 Fonction logique OU (OR) . . . . .	17
2.6.2 Fonction logique ET (AND) . . . . .	18
2.6.3 Principe . . . . .	18
2.6.4 Réalisation d'une porte 'AND' à base de diodes . . . . .	18
Exercices . . . . .	20

<b>3</b>	<b>Le transistor bipolaire</b>	<b>25</b>
3.1	Le transistor bipolaire en régime statique . . . . .	25
3.1.1	Introduction . . . . .	25
3.1.2	Utilisation . . . . .	26
3.1.3	Effet transistor . . . . .	26
3.1.4	Caractéristiques statiques des transistors bipolaires . . . . .	27
3.1.5	Polarisation du transistor . . . . .	28
3.2	Le transistor bipolaire en régime dynamique . . . . .	30
3.2.1	Introduction . . . . .	30
3.2.2	Régime dynamique . . . . .	30
3.2.3	Schéma équivalent du transistor en régime dynamique petits signaux . . . . .	31
3.2.4	Classes de fonctionnement du transistor . . . . .	33
3.2.5	Montages amplificateur de tension . . . . .	34
3.2.6	Amplification à plusieurs étages . . . . .	40
	Exercices . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Le transistor à effet de champ</b>	<b>50</b>
4.1	Introduction . . . . .	50
4.2	Transistors à jonction (JFET) . . . . .	50
4.2.1	Description . . . . .	50
4.2.2	Principe de fonctionnement . . . . .	51
4.2.3	Effet de champ . . . . .	52
4.2.4	Régimes de fonctionnement . . . . .	52
4.2.5	Réseaux de caractéristiques . . . . .	53
4.3	Transistor MOSFET . . . . .	54
4.3.1	Principe du MOSFET canal N . . . . .	54
4.4	Réseaux de caractéristique du MOSFET . . . . .	55
4.4.1	Caractéristiques de transconductance . . . . .	56
4.4.2	Symboles schématique . . . . .	56
4.5	MOSFET en régime d'enrichissement ou E MOSFET canal N . . . . .	56
4.5.1	Fonctionnement . . . . .	56
4.5.2	Caractéristique de transconductance du E MOSFET . . . . .	57
4.5.3	Symboles schématique . . . . .	57
4.5.4	Polarisation, droite de charge statique et point de repos . . . . .	58
4.5.5	Schéma équivalent du JFET . . . . .	59
4.5.6	Amplificateurs à source commune . . . . .	61
4.5.7	Amplificateurs à drain commun . . . . .	62
4.5.8	Amplificateurs à grille commune . . . . .	64
	Exercices . . . . .	66
<b>5</b>	<b>Amplificateur opérationnel</b>	<b>72</b>
5.1	Amplificateur différentiel . . . . .	72
5.1.1	Montage de l'amplificateur différentiel . . . . .	72
5.1.2	Amplification en tension à sortie flottantes et à sortie référencée . . . . .	73
5.2	Amplificateur opérationnel (AO) . . . . .	73
5.2.1	Définition . . . . .	73
5.2.2	Symbole . . . . .	73
5.2.3	Description . . . . .	73
5.2.4	Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal . . . . .	73
5.2.5	Concept de la boucle ouverte et fermée . . . . .	74
5.2.6	Fonctionnement des amplificateurs opérationnels (réaction-négative) . . . . .	74
5.2.7	Montages amplificateurs de base . . . . .	74
	Exercices . . . . .	79

# Avant-propos

Ce Polycopié intitulé « Circuits électroniques analogiques- Rappels de cours et exercices » est destiné aux étudiants de troisième année Ingénieur - Génie Électrique. Il correspond au programme officiel du module « Circuits Électroniques Analogiques », enseigné en troisième année Ingénieur - Filière : Génie Électrique.

Ce manuel rédigé avec un souci permanent de simplicité est structuré en cinq chapitres. Ils traitent :

Chapitre 1 : La Diode, son fonctionnement et les différents types de diode.

Chapitre 2 : Les Applications de diode : redressement, stabilisation de tension, écrêtage, multiplicateur de tension.

Chapitre 3 : le transistor bipolaire en régime statique, son fonctionnement, les différents types de transistors (NPN, PNP), les différents montages de polarisation du transistor bipolaire...etc. Ainsi que le transistor bipolaire en régime dynamiques, les différents types de montage amplificateurs : Emetteur commun, Base commun, Collecteur commun.

Chapitre 4 : Le transistors à effet de champ, tels que le JFET et le MOSFET, son fonctionnemnt et son utilisation, les différents types de montage amplificateurs : Source commun, Base commun, Drain commun.

Chapitre 5 : L'amplificateur opérationnel, son fonctionnement, et les montages de base d'un amplificateurs comme les inverseur, suiveur,sommateur, dérivateur, intégrateur,..etc.

Chaque chapitre propose de nombreux exercices avec leurs solutions entièrement détaillées.

Je remercie vivement Dr A. Benouar, enseignant à l'Ecole Supérieure en Génie Électrique et Energétique -Oran- et Dr A. Zigh, enseignante à l'Institut National des Télécommunications et des TIC -Oran-, pour leurs expertises de ce polycopié.

# Chapitre 1

## La diode

### 1.1 La diode à jonction

#### 1.1.1 Définition

La diode est un dipôle à semi-conducteur (jonction PN). Les 2 bornes sont repérées anode A et cathode K [3].

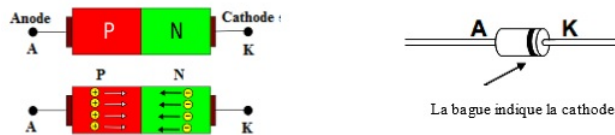


FIGURE 1.1 – Diode :jonction PN.

Une diode est un dipôle passif non-linéaire et polarisé (ou non-symétrique) ayant la propriété d'être conducteur pour un certain sens du courant et non conducteur pour l'autre sens.

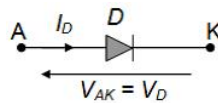


FIGURE 1.2 – Diode

Ce dipôle est utilisé pour le redressement d'une tension alternatif en une tension continu, la mise en forme des signaux (écrêtage,...etc).

#### 1.1.2 Fonctionnement

La diode est un composant dit de commutation qui possède 2 régimes de fonctionnement :

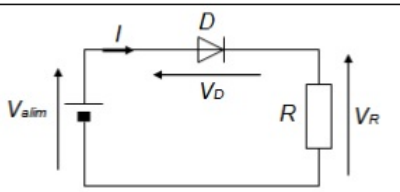
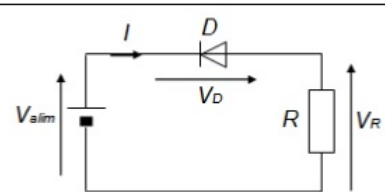
- Diode à l'état passant.
- Diode à l'état bloqué.

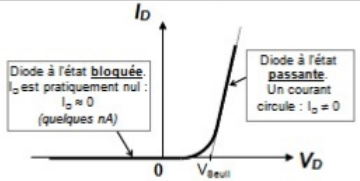
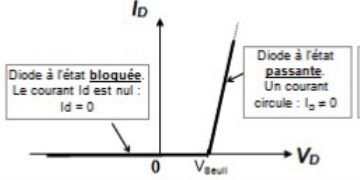
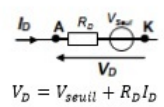
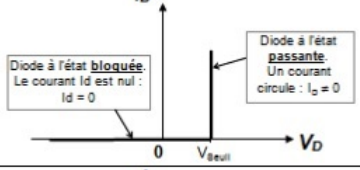
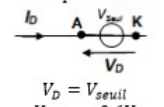
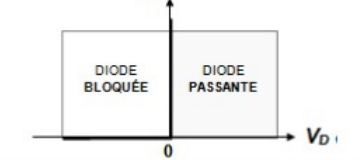
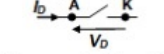
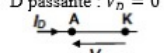
La diode peut ainsi commuter de l'état passant à l'état bloqué.

#### 1.1.3 Caractéristiques

Le tableau suivante montre 4 caractéristiques de  $I_D = f(V_D)$ .

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

Polarisation de la diode en sens direct	Polarisation de la diode en sens inverse
 <p><b>D passante</b>  <b>Loi des mailles :</b> <math>V_{alim} - V_D - V_R = 0</math>  <math>V_R = V_{alim} - V_D \Rightarrow R \cdot I = V_{alim} - V_D</math>  <math>I = \frac{V_{alim} - V_D}{R}</math></p>	 <p><b>D bloquée</b>  Aucun courant ne circule : <math>I = 0</math></p>

Modèle	Caractéristique	Schéma équivalent	Utilisation
<b>Réel</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 &gt; 0</math></p>		Ne s'utilise que pour déterminer le point de fonctionnement d'un montage.
<b>Semi-réel</b>	 <p>Diode à l'état <b>bloquée</b>.  Le courant <math>I_D</math> est nul :  <math>I_D = 0</math></p> <p>Diode à l'état <b>passante</b>.  Un courant circule : <math>I_D &gt; 0</math></p>	D passante  $V_D = V_{seuil} + R_D I_D$	Pour l'étude dynamique des petits signaux.
<b>Parfait</b>	 <p>Diode à l'état <b>bloquée</b>.  Le courant <math>I_D</math> est nul :  <math>I_D = 0</math></p> <p>Diode à l'état <b>passante</b>.  Un courant circule : <math>I_D &gt; 0</math></p>	D passante  $V_D = V_{seuil}$ $V_{seuil} \approx 0.6V$	Pour calculer simplement les courants et tensions dans une maille.
<b>Idéal</b>		D bloquée : $I_D = 0$  D passante : $V_D = 0$ 	Modèle le plus simple à utiliser. $V_D \leq 0$ : D bloquée $I_D = 0$ $V_D = 0$ : D passante $I_D \neq 0$

L'expression mathématique relative à la caractéristique  $I_D = f(V_D)$  de la diode polarisée dans le sens direct est donnée par :

$$I_D = I_{DS} \times (\exp(eV_D/KT) - 1) \quad (1.1)$$

$I_{DS}$  : courant de saturation inverse. Ce courant est dû au porteur minoritaires.  $e$  : charge de l'électron,  $e = 1.6 \times 10^{-19}$  Coulomb.

$K$  : constante de Boltzman,  $K = 1.38 \times 10^{-23}$  J/K, température en degrés Kelvin.

A la température ambiante  $T = 25^\circ C$ ,  $(KT/e) = 26 mV$ .

### 1.1.4 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.

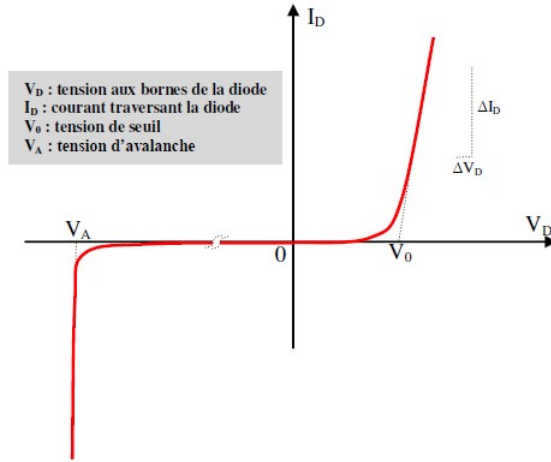


FIGURE 1.3 – Caractéristique réelle d'une diode.

### 1.1.5 Droite de charge et point de fonctionnement

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 doit déterminer l'équation de la droite de charge. Au niveau de la maille du circuit de la figure 1.4, on peut écrire que :

$$V_e = R \times I_D + V_D \quad (1.2)$$

L'équation de la droite de charge :

$$I_D = \frac{V_e - V_D}{R} \quad (1.3)$$

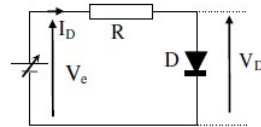


FIGURE 1.4 – Circuit de base pour la définition de l'équation de la droite de charge.

Si on considère que  $V_e$  et  $R$  sont des constantes, le tracé de  $I_D$  en fonction de la tension  $V_D$  aux bornes de la diode représente une droite à pente négative figure 1.5. C'est la droite de charge. Pour tracer cette droite, il suffit de voir qu'elle passe par les deux points  $A$  et  $B$  qui ont pour coordonnées respectives :  $A(I_D = \frac{V_e}{R}, V_D = 0), B(I_D = 0, V_D = V_e)$ .

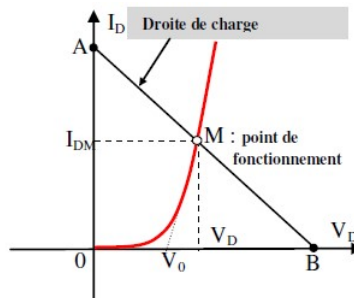


FIGURE 1.5 – Droite de charge et point de fonctionnement

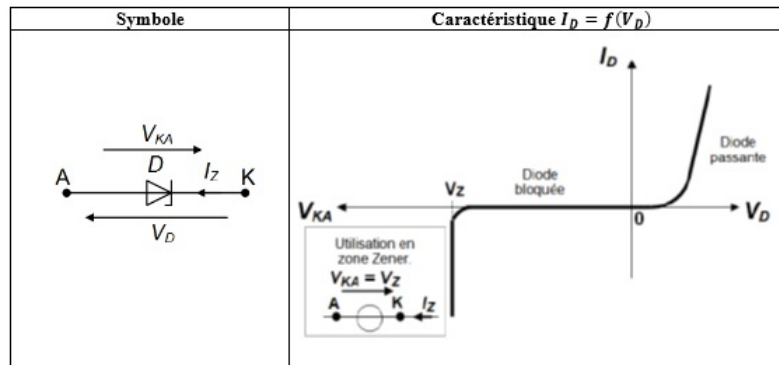
L'intersection de cette droite de charge avec la caractéristique directe de la diode permet de définir le point de fonctionnement de la diode (point M).

## 1.2 Diodes spéciales

### 1.2.1 Diodes 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 V (plage de variation de la tension de Zener).

La valeur maximale  $I_{Zmax}$  du courant  $I_Z$  pouvant traverser la diode et la puissance dissipée :  $P_Z = V_Z I_Z$  dans la zone Zener sont aussi des caractéristiques de choix importantes.

#### Utilisations

Les diodes Zener sont appréciées pour leur tension  $V_Z$  stable. On les trouve souvent associées à des fonctions de :

- Référence de tension.
- Ecrêtage d'une tension.
- Alimentation continue de petite puissance.

### 1.2.2 Diode Schottky

Une diode Schottky est une diode qui a un seuil de tension  $V_s$  très bas et un temps de réponse très court. La diode Schottky est réalisée à partir d'une jonction métal-semi-conducteur. Elle doit sa popularité à son faible seuil de tension directe et à sa rapidité de commutation. Ces particularités la destinent en priorité à la détection des signaux radiofréquence. La figure suivante établit la comparaison entre la courbe caractéristique d'une diode Schottky et celui d'une jonction PN classique.

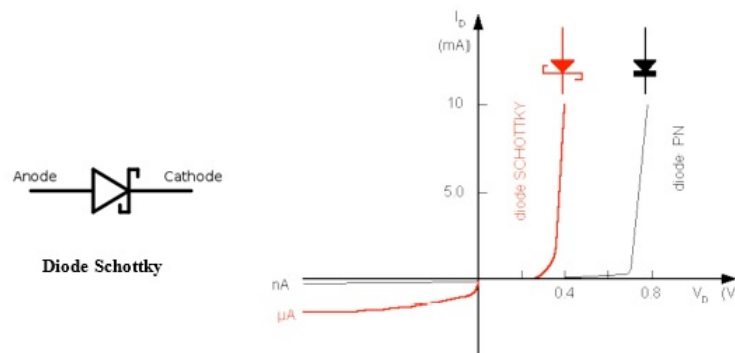


FIGURE 1.6 – Comparaison des caractéristiques d'une diode Schottky et d'une jonction PN



### 1.2.3 Diodes à capacité variable ou "Varicap"

C'est une diode à jonction. Elle présente une capacité variable en fonction de la tension inverse qui lui est appliquée. Ce composant est très employé dans les oscillateurs à fréquence contrôlée par une tension externe (V.C.O : Voltage Controlled Oscillator). La représentation électrique et le schéma équivalent d'une diode Varicap sont donnés par la figure 1.7.

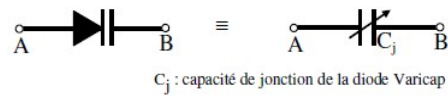


FIGURE 1.7 – Diode Varicap : schéma électrique et schéma équivalent

### 1.2.4 Diodes électroluminescentes (LED)

L'abréviation LED (LED : Light Emitting Diode) est fréquemment employée pour parler des diodes électroluminescentes. Une diode électroluminescente peut-être schématisée à l'aide de la figure 1.8.

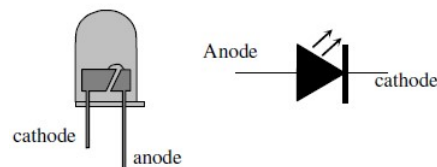


FIGURE 1.8 – Schémas d'une diode électroluminescente.

Ces diodes « LED » ont la propriété lorsqu'elles sont polarisées dans le sens passant (tension de l'anode supérieure à la tension de la cathode) d'émettre un rayonnement visible. Ce rayonnement peut avoir différentes couleurs : rouge, verte, jaune, bleue ou blanche... La caractéristique directe d'une diode «LED» (figure 1.9) ressemble à celle d'une diode classique à jonction PN. La différence essentielle réside dans la valeur de la tension de seuil.

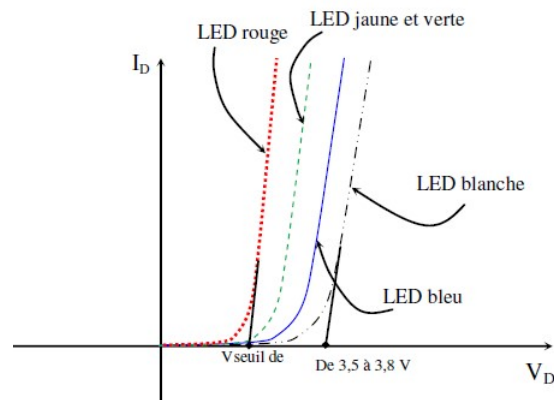


FIGURE 1.9 – Caractéristiques des diodes électroluminescentes à différentes couleurs.

En plus des diodes électroluminescentes unicolores, il existe des diodes multicolores (bicolores et tricolores) à deux ou à trois broches.

# Exercices[1][3]

## Exercice 1

Dans le circuit représenté sur la figure 1.10, déterminer l'état (passant ou bloqué) de la diode. Dans le cas où la diode est passante, déterminer le courant  $I$  qui la traverse. On supposera que la diode est :

- Idéale
- Parfaite ( $V_S = 0.7 V$ )
- Semi-réelle ( $V_S = 0.7 V, r_d = 5 \Omega$ )

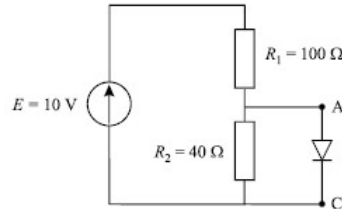


FIGURE 1.10

## Solution 1

- On applique le théorème de thevenin :
- On enlève la charge (Diode) et on court-circuite le générateur de tension  
 $R_{th} : R_{th} = R_1$  en parallèle  $R_2$

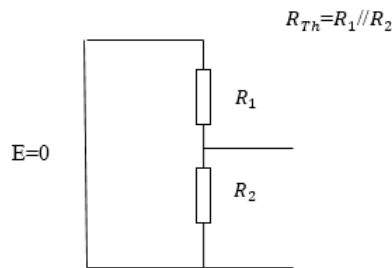


FIGURE 1.11

$$R_{th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \times 40}{100 + 40}$$
$$R_{th} = 28.57 \Omega$$

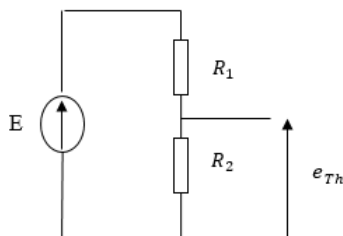


FIGURE 1.12

— On calcule  $e_{th}$  : la tension à vide (sans charge)

$$e_{th} = V_{AC} = E \times \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = 10 \times \frac{100 \times 40}{100 + 40}$$

$$e_{th} = 2.85 \text{ V}$$

— Diode idéale.  $V_{AC} = V_A - V_C = 2.85 \text{ V} > 0 \text{ V}$ , donc la diode est passante.

$$e_{th} - R_{th} \times I = 0$$

$$I = \frac{e_{th}}{R_{th}} = \frac{2.85}{28.57} = 0.09 \text{ A}$$

— Diode parfaite.  $V_{AC} = V_A - V_C = 2.85 \text{ V} > 0.7 \text{ V}$ , donc la diode est passante

$$e_{th} - R_{th} \times I - 0.7 = 0$$

$$R_{th} \times I = \frac{e_{th} - 0.7}{R_{th}} = \frac{2.85 - 0.7}{28.75}$$

$$I = 75.25 \text{ mA}$$

— Diode semi-réelle ( $V_s = 0.7 \text{ V}$ ,  $r_d = 2 \Omega$ )

$$e_{th} - R_{th} \times I - r_d \times I - V_s = 0$$

$$I = \frac{e_{th} - V_s}{R_{th} + r_d} = \frac{2.85 - 0.7}{28.57 + 5} = 64 \text{ mA}$$

## Exercice 2

Dans le circuit représenté sur la figure 1.13, déterminer l'état (passant ou bloqué) de la diode. Dans le cas où la diode est passante, déterminer le courant  $I$  qui la traverse. On supposera que la diode est parfaite et possède une tension de seuil égale à  $0,7 \text{ V}$ .

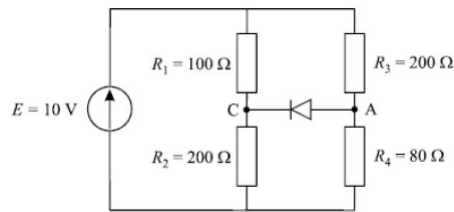


FIGURE 1.13

## Solution 2

— On suppose que la diode est bloquée

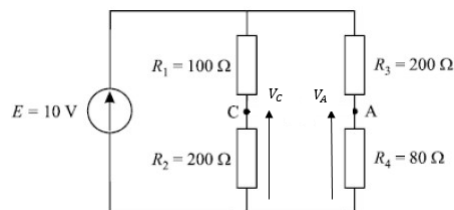


FIGURE 1.14

— On applique la loi de diviseur de tension :

$$V_A = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times E = 2.85 \text{ V}$$

$$V_C = E \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6.66 \text{ V}$$

$$V_A < V_C + V_s \text{ sachant que } V_s = 0.7 \text{ V}$$

Effectivement, la diode est bloquée

$$I = 0 \text{ A}$$

### Exercice 3

Pour chacun des montages suivants (figure 1.15), donner l'état des diodes D1 et D2 supposées idéales.

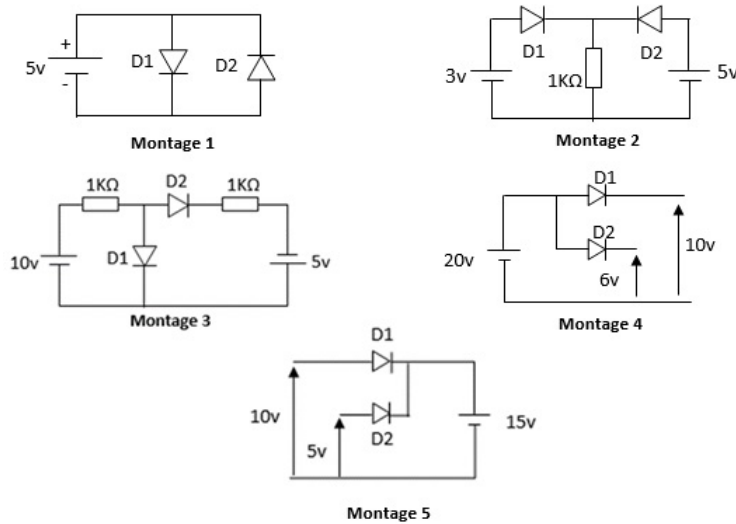


FIGURE 1.15

### Solution 3

Montage 1 : D1 passante (polarisée en directe), D2 bloquée (polarisée en inverse).  
 Potentiel à l'anode supérieure à celui de la cathode  $\Rightarrow$  Diode passante.  
 Potentiel à l'anode inférieure à celui de la cathode  $\Rightarrow$  Diode bloquée.  
 Montage 2 : D1 bloquée, D2 passante.  
 Montage 3 : D1 passante, D2 passante.  
 Montage 4 : D1 passante, D2 passante.  
 Montage 5 : D1 bloquée, D2 bloquée.

### Exercice 4

Soit trois diodes identiques  $D_1, D_2, D_3$  avec  $V_S = 0.6V$  et  $r_d$  considérée nulle. On donne  $E_1 = 30V$ ,  $E_2 = 10V$ ,  $E_3 = 15V$ ,  $E = 10V$  et  $R = 20\Omega$ .

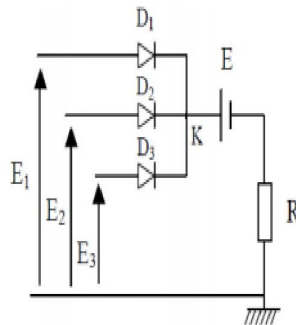


FIGURE 1.16

1. Donner l'état de chaque diode (passante ou bloquée) avec justification.
2. Déterminer le courant qui traverse la résistance  $R$ , ainsi que les tensions  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$  et  $V_{D3}$ .

#### Solution 4

1. Les diodes ont le même potentiel à leurs cathodes  $V_K$ . c'est  $D_1$  qui a le potentiel le plus grand, donc  $D_1$  est passante et  $V_K$  sera :  $V_k = E_1 - V_{D1} = 30 - 0.6 = 29.4 V$   
Donc  $D_2$  et  $D_3$  se bloquent puisque leurs anodes sont à un potentiel inférieur à leurs cathodes  $V_k$ .

2.  $I = \frac{V_k - E}{R} = \frac{29.4 - 10}{20} = 0.97 A$

Donc :  $V_{D1} = 0.6 V$

$$V_{D2} = E_2 - V_k = -19.4 V$$

$$V_{D3} = E_3 - V_k = -14.4 V$$

# Chapitre 2

## Les applications de diode

### 2.1 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 stabilisation, la multiplication de fréquence, la réalisation de porte logique.

### 2.2 Redressement

#### 2.2.1 Définition

Le redressement consiste à transformer une tension bidirectionnelle en une tension unidirectionnelle appelée tension redressée [5][7][8].

#### 2.2.2 Redressement simple alternance

Schéma de montage

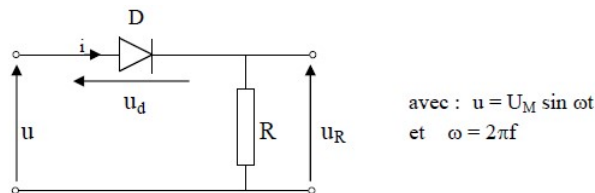


FIGURE 2.1 – Redresseur simple alternance

#### Principe de fonctionnement

- Hypothèse : On suppose que la diode est idéale.
- Pendant l'alternance positive de la tension  $u$  ( $u > 0$ ), la diode  $D$  est polarisée en direct donc elle est passante ( $i > 0$  et  $u_d = 0$ ) donc  $u_R = u - u_d = u$ .
- Pendant l'alternance négative de la tension  $u$  ( $u < 0$ ), la diode  $D$  est polarisée en inverse donc elle est bloquée ( $i = 0$  et  $u_d < 0$ ) donc  $u_R = 0$ .

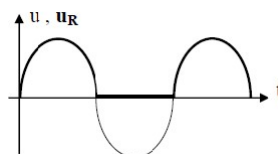


FIGURE 2.2 – Allures des tensions  $u$  et  $u_R$ .

## 2.2.3 Redressement double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu

Schéma de montage

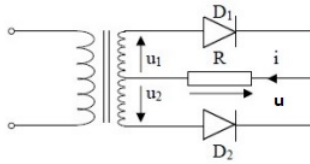


FIGURE 2.3 – Redresseur double alternance à deux diodes et transformateur à point milieu.

$$u = u_1 - u_2 = U_M \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f$$

$$u_1 = \frac{u}{2} \text{ et } u_2 = -\frac{u}{2}$$

### Principe de fonctionnement

- Hypothèse : les diodes sont supposées idéales. Pendant l'alternance positive de  $u$  :
- $u_1$  est positive,  $D_1$  conduit donc  $u_R = u_1 = \frac{u}{2}$
- $u_2$  est négative,  $D_2$  bloquée
- Pendant l'alternance négative de  $u$  :
- $u_2$  est positive,  $D_2$  conduit donc  $u_R = u_2 = -\frac{u}{2}$
- $u_1$  est négative,  $D_1$  bloquée

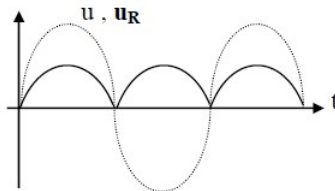


FIGURE 2.4 – Allures des tensions  $u$  et  $u_R$

## 2.2.4 Redressement double alternance à pont de Graëtz

Schéma de montage

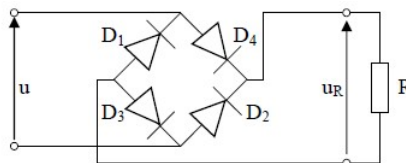


FIGURE 2.5 – Redresseur double alternance à pont de Graëtz.

### Principe de fonctionnement

- Hypothèse : les diodes sont supposées idéales.
- Pendant l'alternance positive de  $u$   
 $D_4$  et  $D_3$  conduisent  $D_1$  et  $D_2$  bloquées donc  $u_R = u$
- Pendant l'alternance négative de  $u$   
 $D_1$  et  $D_2$  conduisent  $D_3$  et  $D_4$  bloquées donc  $u_R = -u$

La période d'une tension redressée double alternance est  $T' = \frac{T}{2}$

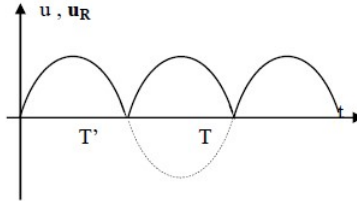


FIGURE 2.6 – Allures des tensions  $u$  et  $u_R$

## 2.2.5 Valeur moyenne, valeur efficace et facteur de forme de la tension de sortie

### Valeur moyenne

La valeur moyenne d'une fonction périodique de période  $T$  est donnée par :

$$U_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \quad (2.1)$$

### Valeur efficace

La valeur efficace d'une fonction périodique de période  $T$  est donnée par :

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} \quad (2.2)$$

### Facteur de forme

Par définition, le facteur de forme  $F$  est :

$$F = \frac{U_{eff}}{U_{moy}} \quad (2.3)$$

### Taux d'ondulation

Par définition, le taux d'ondulation  $\tau$  est :

$$\tau = \frac{U_{ondeff}}{U_{moy}} \quad (2.4)$$

On a la relation :

$$U_{eff}^2 = U_{moy}^2 + U_{ondeff}^2 \quad (2.5)$$

Et on peut tirer la relation entre  $F$  et  $\tau$  :

$$F = \sqrt{\tau^2 + 1} \Rightarrow \tau = \sqrt{F^2 - 1}$$

### Redressement simple alternance

La valeur moyenne  $U_{moy}$  d'une tension de période  $T$ , est définie par :

$$U_{moy} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} U(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_{max} \sin(\omega t) dt$$

La tension de sortie est nulle entre  $T/2$  et  $T$ , sa valeur moyenne est donc :

$$U_{moy} = \frac{U_{max}}{\pi}$$

La valeur efficace  $U_{eff}$  d'une tension de période  $T$ , est définie par :

$$U_{eff} = \frac{U_{max}}{2}$$

Le facteur de forme d'une tension redressée mono alternance :

$$F = \frac{U_{eff}}{U_{moy}} = \frac{U_{max}}{2} \times \frac{\pi}{U_{max}} \Rightarrow F = \frac{\pi}{2} \cong 1.57$$

Le taux d'ondulation d'une tension redressée mono alternance :

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} \Rightarrow \tau = 1.21$$

### Redressement double alternance

La tension moyenne est le double de celle obtenue en redressement simple alternance. On a donc :

$$U_{moy} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} U(t) dt \quad (2.6)$$



$$U_{moy} = \frac{2 \times U_{max}}{\pi}$$

Calculons la valeur efficace :

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} U^2(t) dt} \quad (2.7)$$

$$U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$$

Le facteur de forme d'une tension redressée double alternance :

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cong 1.11$$

Le taux d'ondulation d'une tension redressée double alternance :

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} \Rightarrow \tau = 0.48$$

## 2.3 Filtrage

### 2.3.1 Définition

Le filtrage d'une tension redressée consiste à réduire au maximum l'ondulation donc à avoir une tension aussi constante que possible. Cette fonction peut être réalisée par **un condensateur**.

### 2.3.2 Schéma de montage

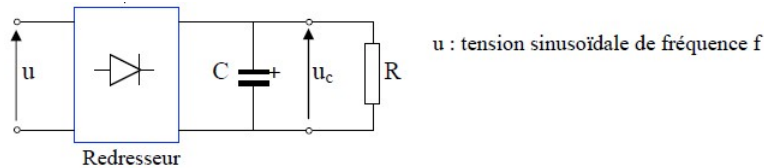


FIGURE 2.7 – Filtrage d'une tension redressée.

### 2.3.3 Principe de fonctionnement

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.

Allures de la tension  $u_c$  pour un redresseur double alternance.

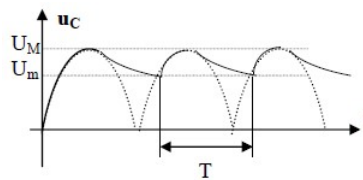


FIGURE 2.8 – Allure de la tension filtrée  $u_c$

### 2.3.4 Taux d'ondulation

C'est le rapport :  $\theta = \frac{\Delta U_c}{U_{cmoy}}$  avec

$\Delta U_c$  : ondulation de la tension filtrée  $U_c$

$2\Delta U_c = U_M - U_m$  : ondulation crête à crête

$U_{cmoy}$  : tension filtrée moyenne

Pour les faibles ondulations :  $U_{cmoy} \cong \frac{U_M + U_m}{2}$

### 2.3.5 Détermination de la capacité de filtrage

— Pendant la charge du condensateur, la tension filtrée passe de  $U_m$  à  $U_M$  donc :

$$Q = C \times (U_M - U_m) \quad (2.8)$$

— Cette charge va être restituée à la résistance R pendant le temps de décharge  $t_d$  soit  $Q = I_{moy} \times t_d$  avec  $I_{moy} = \frac{U_{cmoy}}{R}$ , d'où :  $C = \frac{I_{moy} t_d}{U_M - U_m} = \frac{U_{cmoy} t_d}{2 \Delta U_c R}$

— Si on néglige le temps de charge devant le temps de décharge, alors  $t_d = T$ . On peut écrire donc :

$$C = \frac{U_{cmoy} \times t_d}{\Delta U_c \times R} \quad (2.9)$$

La période T de la tension filtrée est égale à :

- $\frac{1}{f}$  : pour un redresseur simple alternance
- $\frac{1}{2f}$  : pour un redresseur double alternance

## 2.4 Stabilisation

### 2.4.1 Définition

La stabilisation d'une tension ondulée consiste à obtenir une tension pratiquement constante. Cette fonction peut être réalisée par une diode Zener.

### 2.4.2 Stabilisation par diode Zener

Schéma de montage

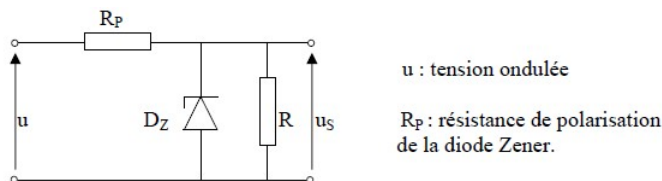


FIGURE 2.9 – Montage Stabilisateur de tension par diode Zener.

### Principe de fonctionnement

On suppose que la résistance R déconnectée et que la résistance  $R_z$  de la diode Zener est négligée ( $R_z = 0$ ),

Si  $u > U_Z$  alors  $U_S = U_Z$

Si  $u < U_Z$  alors  $U_S = u$

Il faut donc que  $u > U_Z$  pour que la tension de sortie soit constante (stabilisée).

A résistance R non déconnectée et à résistance  $R_Z$  non négligée,

Lorsque U est suffisamment supérieure à  $U_Z$ , le schéma équivalent du montage est le suivant

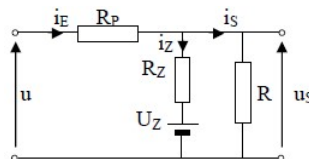


FIGURE 2.10 – Montage Stabilisateur de tension par diode Zener.

Les équations :  $u = R_p i_E + U_s$ ,  $i_E = i_Z + i_S$  avec  $i_Z = \frac{u_s - U_Z}{R_Z}$  et  $i_S = \frac{u_s}{R}$  mènent à

$$u_s = \frac{1}{1 + R_p \times \left(\frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R}\right)} \times u + \frac{\frac{R_p}{R_Z}}{1 + R_p \times \left(\frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R}\right)} \times U_Z \quad (2.10)$$

On définit le coefficient de régulation  $K = \frac{\Delta U_s}{\Delta u}$  à  $i_s$  constant

Donc :  $K = \frac{1}{1+R_P(\frac{1}{R_Z} + \frac{1}{R})} \times u$  et  $K \cong \frac{R_Z}{R_Z+R_P}$  si  $R_Z \ll R$

La résistance interne du stabilisateur est  $\rho = -\frac{\Delta u_s}{\Delta i_s}$  à  $u$  constante

$$\rho = R_Z // R_P = \frac{R_Z \times R_P}{R_Z + R_P} \quad (2.11)$$

### 2.4.3 Ecrêtage

Lorsqu'on souhaite éliminer une partie d'un signal, la diode est un composant capable de répondre à ce besoin spécifique. Lorsqu'on veut écrêter par exemple un signal sinusoïdal à un niveau donné, on peut employer le circuit de la figure 2.11. Les deux niveaux de tensions  $V_1$  et  $V_2$  sont réglables. Bien entendu, il est nécessaire que l'amplitude du signal à écrêter soit supérieure à  $V_1$  et  $V_2$  pour que le circuit puisse remplir correctement la fonction pour laquelle il a été conçu.

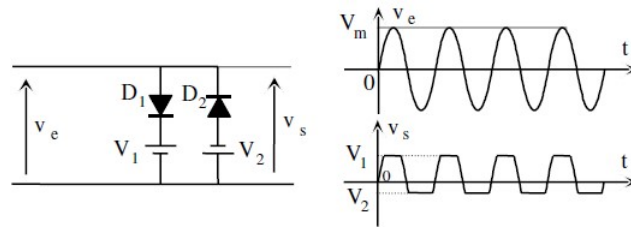


FIGURE 2.11 – Ecrêtage du signal appliqué à l'entrée

### 2.4.4 Circuits de restauration

#### Principe

Par l'utilisation des circuits de la figure 2.12, on peut rajouter artificiellement des composantes continues positives ou négatives à des signaux alternatifs.

Pour simplifier l'explication du fonctionnement de ces circuits, on suppose que le signal appliqué à l'entrée est de type sinusoïdal et sa valeur moyenne est nulle.

Les circuits de restauration 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.

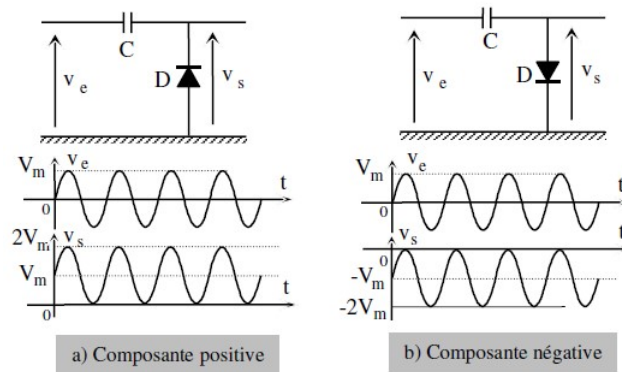


FIGURE 2.12 – Circuits de restauration de la composante continue

### 2.4.5 Fonctionnement

On ne considère que le circuit relatif à la restauration de la composante positive. Le signal appliqué à l'entrée est de type sinusoïdal :

$$V_e = V_M \sin(\omega t) \quad (2.12)$$

Lorsque la tension  $V_e$  est négative, la diode est dans un état de conduction. On peut la remplacer par à un court-circuit comme l'indique le circuit de la figure 2.13(b).  $V_e < 0$  :

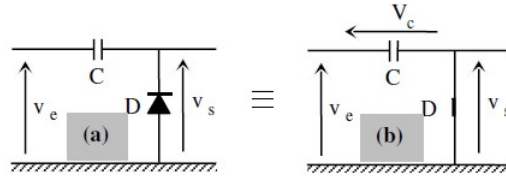


FIGURE 2.13 – Circuit de restauration équivalent lorsque la tension appliquée à l'entrée est négative ( $V_e < 0$ )

$$\begin{aligned} V_s &= 0 \\ V_e &= V_c + V_s = V_c \\ V_s &= V_e - V_c \end{aligned}$$

Le condensateur C va se charger à la valeur crête  $V_m$  ( $V_c = -V_m$ )  
 Lorsque la tension  $V_e$  devient légèrement supérieure à la valeur crête  $-V_m$ , la tension qui est appliquée sur l'anode de la diode (zéro volt) est inférieure à celle qui est appliquée sur sa cathode ( $V_e + V_m$  : valeur positive). La diode se trouve donc bloquée. A ce moment, le circuit de restauration équivalent est schématisé par la figure 2.14. On peut alors écrire dans ces conditions :

$$\begin{aligned} V_s &= V_e - V_c \\ V_c &= -V_m \\ V_s &= V_e + V_m \end{aligned}$$

On constate ainsi que le signal de sortie n'est autre que le signal appliqué à l'entrée, auquel on a rajouté une tension continue d'amplitude égale à  $V_m$  (voir la figure 2.14(b)).

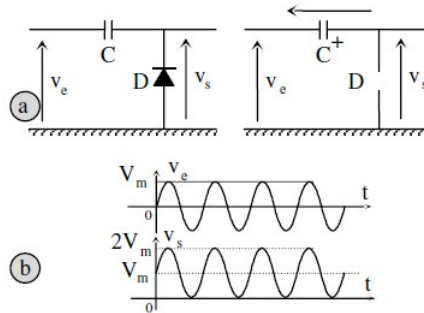


FIGURE 2.14 – (a) Circuit de restauration équivalent lorsque le condensateur s'est chargé à la tension  $-V_m$   
 (b) Signal de sortie en correspondance avec le signal appliqué à l'entrée.

## 2.5 Circuit de Multiplicateur de tension

La diode combinée à certains composants passifs permet de réaliser des fonctionnalités telles que le doubleur de tension illustré dans la figure 2.15. L'association d'un circuit de restauration de composante continue et d'un circuit redresseur permet d'arriver à ce résultat.

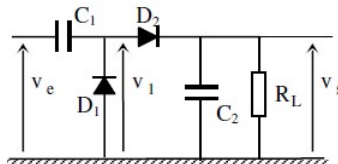


FIGURE 2.15 – Circuit de doubleur de tension

L'explication du fonctionnement de ce circuit peut s'établir comme suit : Lors de l'alternance négative de la tension d'entrée, la diode  $D_1$  conduit et le condensateur  $C_1$  se charge instantanément jusqu'à la tension crête  $-V_m$  (comme cela a été décrit dans le cas du circuit de restauration de la composante positive).

$$V_{C1} = -V_m \quad (2.13)$$

Au cours de l'alternance positive, la diode  $D_2$  conduit et le condensateur  $C_2$  se charge à la tension  $V_1 = V_m + V_e(t)$  en un temps correspondant à la constante de temps du circuit de charge. Après plusieurs cycles, la tension de sortie se stabilise à :

$$V_s = V_m + V_m = 2V_m \quad (2.14)$$

$2V_m$  étant l'amplitude crête à crête. Les différents signaux mis en jeu dans le cadre de ce circuit sont schématisés à la figure 2.16.

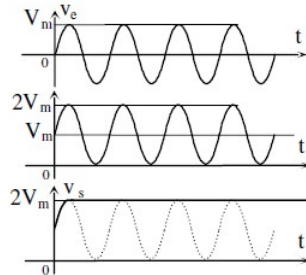


FIGURE 2.16 – Les signaux mis en jeu dans le doubleur de tension.

## 2.6 Fonctions logiques à diodes

On peut aisément bâtir des fonctions logiques en utilisant uniquement des diodes. Dans ce contexte on va s'intéresser à quelques fonctions simples telles que la fonction « OU » ou la fonction « ET »

### 2.6.1 Fonction logique OU (OR)

#### Principe

La fonction logique 'OU' est représentée par le schéma électrique et sa table de vérité à la figure 2.17 (a). La représentation d'un point de vue potentiel est indiquée à la figure 2.17(b).

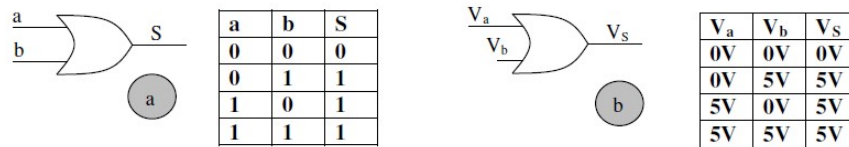


FIGURE 2.17 – (a) Représentation de la fonction logique 'OU' et sa table de vérité logique, (b) représentation du point de vue tension

#### Réalisation d'une fonction logique 'OU' à base de diodes

Le circuit de la figure 2.18 peut jouer le rôle d'une porte logique 'OU'.

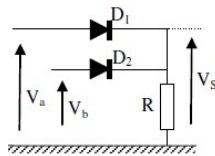


FIGURE 2.18 – Porte logique 'OU' à diode

En effet, on peut constater que lorsque  $V_a = 0V$  et  $V_b = 0V$ , les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées et aucun courant ne circule à travers R :

$$V_s = 0V$$

Lorsque  $V_a = 5V$  et  $V_b = 0V$ , La diode  $D_1$  conduit et la diode  $D_2$  est bloquée :

$$V_s = 5V$$

Lorsque  $V_a = 0V$  et  $V_b = 5V$ , La diode  $D_1$  est bloquée et la diode  $D_2$  conduit :

$V_s = 5V$ . Lorsque  $V_a = 5V$  et  $V_b = 5V$ ,

Les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  conduisent et on a :  $V_s = 5V$ . A partir de là, on peut dresser le tableau récapitulatif (voir figure ci-dessous), qui indique bien que le circuit à diodes est bien représentatif d'une fonction logique 'OU'.

$V_a$	$V_b$	$V_s$
0V	0V	0V
0V	5V	5V
5V	0V	5V
5V	5V	5V

## 2.6.2 Fonction logique ET (AND)

### 2.6.3 Principe

La représentation du schéma électrique d'une porte AND ainsi que la table de vérité relatif au fonctionnement de cette porte sont décrits par la figure 2.19.

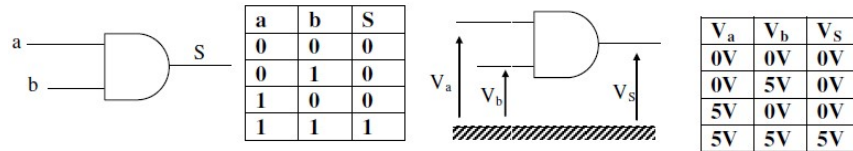


FIGURE 2.19 – (a) Représentation de la fonction logique 'AND' et sa table de vérité logique, (b) représentation du point de vue tension

### 2.6.4 Réalisation d'une porte 'AND' à base de diodes

Le circuit à étudier est représenté à la figure 2.20. Pour simplifier la compréhension du fonctionnement du circuit, on considère que les diodes utilisées sont considérées comme étant idéales.

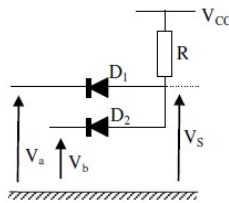


FIGURE 2.20 – Porte logique 'AND' à diode

Lorsqu'on a  $V_a = V_b = 0$ , les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont conductrices. On aura alors  $V_s = 0$  (figure 2.21)

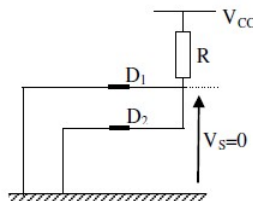


FIGURE 2.21 – Etat du circuit lorsque  $V_a = V_b = 0$

Lorsque  $V_a = 0, V_b = V_{cc}, (V_a = V_{cc}, V_b = 0)$ , la diode  $D_1$  est conductrice et  $D_2$  est bloquée, (la diode  $D_1$  est bloquée et  $D_2$  est conductrice). On aura :

$$V_s = 0 \quad (2.15)$$

Lorsque  $V_a = V_{cc}, V_b = V_{cc}$ , les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  est sont bloquées (figure 2.22). Dans ces conditions, on constate qu'il n'y a aucun courant qui circule à travers la résistance R. On aura alors :

$$V_s = V_{cc} \quad (2.16)$$

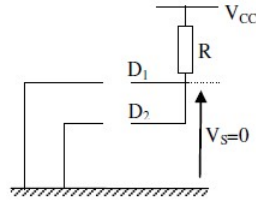


FIGURE 2.22 – Etat du circuit lorsque  $V_a = V_b = V_{cc}$

A partir de ce qui a précédé, on peut déduire le tableau suivant :

$V_a$	$V_b$	$V_s$
0V	0V	0V
0V	5V	0V
5V	0V	0V
5V	5V	5V

Ce tableau est bien conforme à celui d'une porte AND.

## Exercices[6]

### Exercice 1

Soit le circuit de la figure 2.23 avec  $R = 220\Omega$ . La diode est considérée comme une diode idéale.

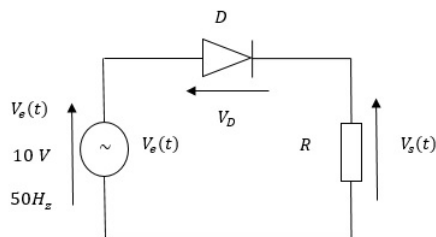


FIGURE 2.23

1. Quel est l'état de la diode quand  $V_e(t) > 0$ ? En déduire la relation entre  $V_s(t)$  et  $V_e(t)$ .
2. Quel est l'état de la diode quand  $V_e(t) < 0$ ? En déduire la tension  $V_s(t)$ .
3. Tracer  $V_s(t)$  et  $V_e(t)$  en fonction de temps.
4. Calculer la valeur moyenne de  $V_s$  et  $i_s$ .
5. Calculer la valeur efficace de  $V_s$  et  $i_s$ .
6. Calculer le facteur de forme de la tension  $V_s$  et le facteur d'ondulation.

### Solution 1

1.  $V_e(t) > 0$  : D : diode passante  
 $V_s(t) = V_e(t) - V_D = 10\sqrt{2} = 14.14\text{ V}$
2.  $V_e(t) < 0$  : D : diode bloquée.  
 $V_s(t) = 0$
3.  $V_e(t), V_s(t)$

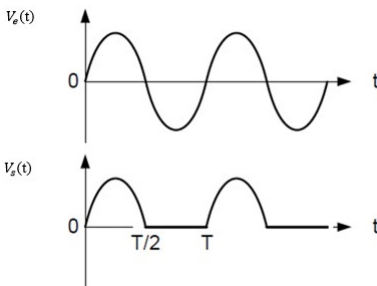


FIGURE 2.24

4. Calculer  $V_{smoy}$ ,  $i_{smoy}$   
 $V_{smoy} = \frac{V_m}{\pi} = \frac{14.14}{3.14} = 4.59\text{ V}$   
 $i_{smoy} = \frac{V_{smoy}}{R} = \frac{4.59}{220} = 20.4\text{ mA}$
5. Calculer  $V_{seff}$ ,  $i_{seff}$   
 $V_{seff} = \frac{V_m}{2} = \frac{14.14}{2} = 7.07\text{ V}$   
 $i_{seff} = \frac{V_{seff}}{R} = \frac{7.07}{220} = 32.1\text{ mA}$

### Exercice 2

Pour simplifier, on admettra que les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  sont idéales. Tracer pour chacun des montages de la figure 2.25, le graphe de  $V_s(t)$  pour

$$V_e(t) = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } V_m = 15\text{ V et } E = 5\text{ V, } R = 1\text{ K}\Omega$$



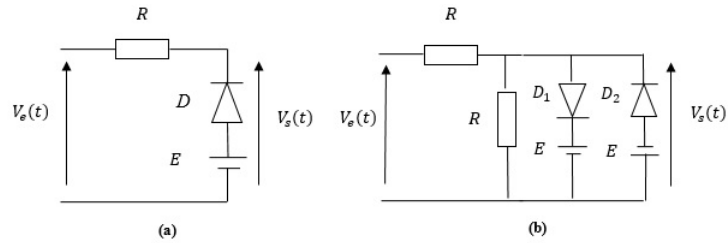


FIGURE 2.25

### Solution 2

- Pour que la diode soit passante, il faut que  $V_A > V_K$  ou  $V_K < V_A < E = 5\text{ V}$  (diode idéale)
- Pour  $V_e(t) > 5\text{ V}$  = la diode est bloquée ( $i = 0$ ) donc  $V_s(t) = V_e(t)$
- Pour  $V_e(t) < 5\text{ V}$  la diode est passante (diode idéale)  
 $V_s(t) = E + V_D = 5\text{ V}$

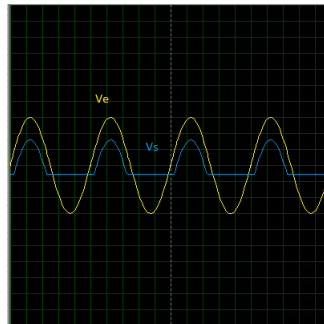


FIGURE 2.26

- On applique le théorème de thévenin pour simplifier le schéma.

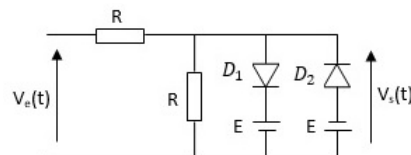


FIGURE 2.27

- On enlève la charge
- On court-circuit  $E(E=0)$   
 $R_{th} = R_{eq} = \frac{R \times R}{R + R} = \frac{R^2}{2 \times R} = \frac{R}{2} = 500\ \Omega$

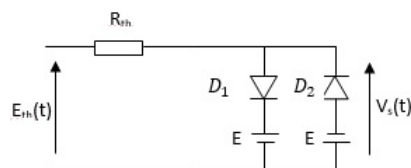


FIGURE 2.28

$$e_{th} = \frac{E \times R}{R + R} = \frac{E \times R}{2R} = \frac{15}{2} = 7.5\text{ V}$$

- $V_e(t) > 0$

- $V_e(t) > 5V$  :  $D_1$  passante,  $D_2$  bloquée  
 $V_s(t) = E = 5V$
- $V_e(t) < -5V$  :  $D_1$  bloquée,  $D_2$  passante  
 $V_s(t) = -E = -5V$
- $-5V < V_e(t) < 5V$  :  $D_1$  bloquée,  $D_2$  bloquée  
 $V_s(t) = e_{th}(t) = 7.5 \sin(\omega t)$

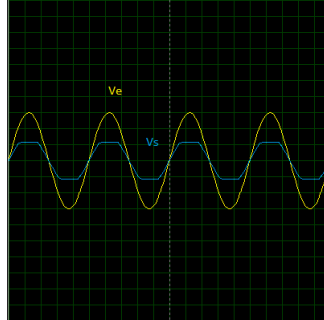


FIGURE 2.29

### Exercice 3

Soit le montage de la figure 2.30 :

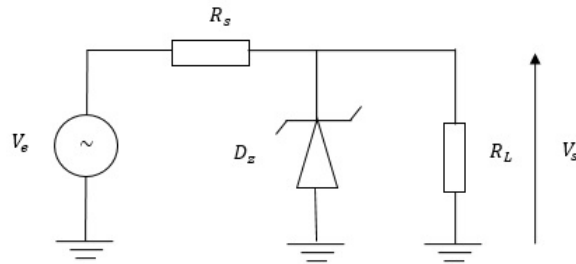


FIGURE 2.30

La diode Zener  $D_z$  a une tension de claquage (tension Zener)  $V_z = 6V$  et une résistance Zener  $r_z = 6\Omega$ . La source est une tension sinusoïdale avec un offset :  $V_e = V_m \sin(\omega t) + V_0$   
 $V_m = 1V, V_0 = 30V, R_s = 470\Omega, R_L = 680\Omega$

1. Tracez dans le même graphe les tensions  $V_e$  et  $V_s$
2. Calculez la puissance dissipée dans la charge  $R_L$

### Solution 3

1. Comme pour la diode normale, on calcul la tension anode-cathode de la diode Zener lorsque celle-ci est débranchée. Comme pour la diode normale, on calcul la tension anode-cathode de la diode Zener lorsque celle-ci est débranchée.

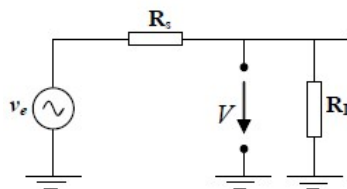


FIGURE 2.31

On applique la loi de diviseur de tension

$$V = \frac{R_L}{R_L + R_S} \times V_e$$

Selon les données de l'exercice, on a :

$$V_e = V_m \sin(\omega t) + V_0$$

$$V_e = \sin(\omega t + 30)$$

$$-18.45 \text{ V} \leq V \leq -17.26 \text{ V}$$

On remarque que  $V < -V_z = -6 \text{ V}$ , donc la diode est au claquage (passante)

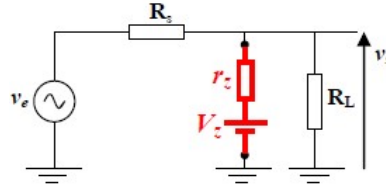


FIGURE 2.32

On applique le théorème de Millman

$$V_s = \frac{\frac{V_e}{R_s} + \frac{V_z}{R_z} + \frac{0}{R_L}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_z} + \frac{1}{R_L}} = 0.001 \times V_e + 6.25 \cong 6.25 \text{ V}$$

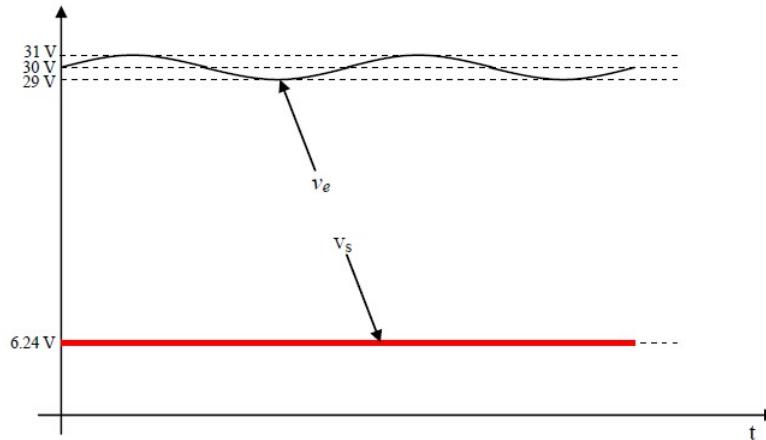


FIGURE 2.33

2. Calculer  $P_L$

$$P_L = V_{RL} \times I_L = V_{RL} \times \frac{V_{RL}}{R_L}$$

$$P_L = \frac{(6.25)^2}{680} = 57.4 \text{ mW}$$

## Exercice 4

Soit le montage de la figure 2.34 :

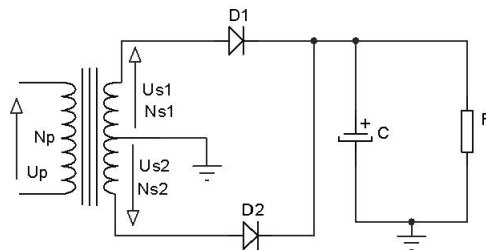


FIGURE 2.34

Transformateur :  $220 \text{ V} / 2 \times 50 \text{ Hz}$

Le nombre de spires du primaire :  $N_P = 440$ .

La charge résistive  $R = 100 \Omega$ .

La tension directe de chaque diode est :  $V_D = 0.6 V$

Taux d'ondulation de la tension de 10 %.

1. Calculer le nombre de spires des enroulements du secondaire pour que la valeur efficace des tensions  $U_{s1}(t)$  et  $U_{s2}(t)$  soit de  $12 V$  (le transformateur est supposé parfait).
2. Que vaut la tension maximale aux bornes de la résistance  $R(U_{Rmax})$  ?
3. Que vaut la tension d'ondulation  $\Delta V$  ?
4. Que vaut la tension moyenne aux bornes de la résistance  $R(U_{Rmoy})$  ?
5. Quelle est la valeur de la capacité ?

#### Solution 4

1. Calculer le nombre de  $N_{s1}, N_{s2}$  :

$$\frac{U_p}{N_p} = \frac{U_{s1}}{N_{s1}} = \frac{U_{s2}}{N_{s2}}$$

$$N_{s1} = N_{s2} = \frac{U_{s1} N_p}{U_p} = \frac{12 \times 440}{220}$$

$$N_{s1} = N_{s2} = 24$$

2. Calculer  $U_{Rmax}$

$$U_{Rmax} = U_{s1} - V_{D1} = 12\sqrt{2} - 0.6 = 16.37 V$$

3. Calculer  $\Delta V$

$$\Delta V = \tau \times U_{Rmax} = 0.1 \times 16.37 = 1.637 V$$

4. Calculer  $U_{Rmoy}$

$$U_{Rmoy} = U_{Rmax} - \frac{\Delta V}{2} = 16.37 - \frac{1.637}{2} = 15.55 V$$

5. Calculer C

$$C = \frac{I}{F \times \Delta V} = \frac{U_{Rmoy}}{F \times \Delta V \times R} = \frac{15.55}{50 \times 1.637 \times 100}$$

$$C = 1899 \mu F \cong 1900 \mu F$$

# Chapitre 3

## Le transistor bipolaire

### 3.1 Le transistor bipolaire en régime statique

#### 3.1.1 Introduction

Le transistor bipolaire à jonction (ou BJT, pour « Bipolar Junction Transistor ») est un composant électronique actif, constitué de deux jonctions P.N montées en tête bêche. Il est constitué donc par un cristal semi-conducteur (germanium (Ge) ou silicium (Si)) comportant trois zones dopées différemment de façon à former [2][9][10] :

- Soit deux zones N séparées par une zone P : c'est le transistor NPN
- Soit deux zones P séparées par une zone N : c'est le transistor PNP

La figure 3.1 montre les structures et les symboles des transistors NPN et PNP. La flèche sur l'émetteur indique le sens du courant et permet de connaître le type de transistor. Elle est orientée de la région P vers la région N. Pour qu'il puisse fonctionner il faut que :

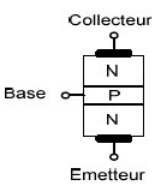
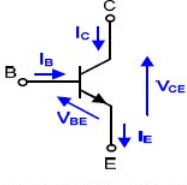
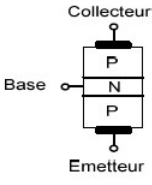
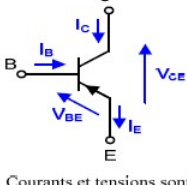
Type		Structure	Symbole
Type	NPN		 <p>Courants et tensions sont positifs</p>
	PNP		 <p>Courants et tensions sont négatifs</p>

FIGURE 3.1 – Structure et symboles des transistors NPN et PNP.

- La zone intermédiaire soit très mince : on l'appelle la base (B)
- L'une des deux zones extrêmes soit fortement dopée : on l'appelle l'émetteur (E)
- L'autre zone extrême soit faiblement dopée : on l'appelle le collecteur (C)

### 3.1.2 Utilisation

- En amplification : c'est un générateur de fort courant en sortie commandé par un faible courant en entrée.
- En commutation : à la manière d'un interrupteur marche/arrêt.

### 3.1.3 Effet transistor

On prend le transistor NPN comme exemple.

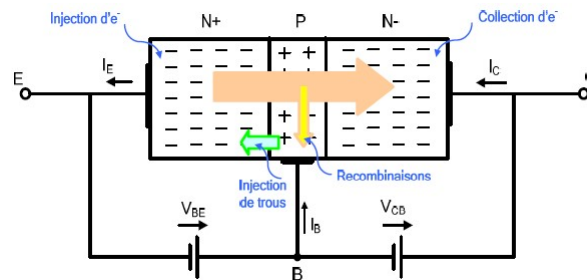


FIGURE 3.2 – Principe de l'effet transistor

En fonctionnement normal direct, un transistor bipolaire s'utilise de telle façon que :

- La jonction base-émetteur soit polarisée en direct (conductrice)
- La jonction base-collecteur soit polarisée en inverse (bloquée).

#### Processus

La jonction BE, polarisée en direct, injecte des électrons de l'émetteur vers la base.

- Les électrons injectés diffusent dans la base, où ils sont minoritaires. Quelques-uns de ces électrons subissent des recombinaisons avec les trous, majoritaires dans la base.
- Les électrons qui ont traversé la base sans avoir subi de recombinaison parviennent à la jonction BC, polarisée en inverse. Le champ électrique qui y règne les entraîne vers le collecteur : il en résulte, sous l'effet d'avalanche, un important courant de collecteur,  $I_C$ . C'est ce qu'on appelle l'effet transistor.

Pour un transistor NPN, les électrons majoritaires de l'émetteur diffusent à travers la base et atteignent le collecteur et pour le transistor PNP les trous majoritaires de l'émetteur diffusent à travers la base et atteignent le collecteur.

#### Courants électriques

La relation générale entre les courants du transistor bipolaire est :

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.1)$$

$\beta$  le gain en courant est le rapport d'amplification de courant entre base et collecteur. Il s'écrit :  $I_C = \beta I_B$   
Avec :

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

Ainsi, comme  $\alpha \cong 1$ , le gain  $\beta$  est un nombre très grand devant l'unité.

Pour un transistor de faible puissance (inférieure au watt), on rencontre typiquement des valeurs de  $\beta \geq 100$ , ce qui correspond à  $\alpha \geq 0.99$ . Pour un transistor de haute puissance (supérieure au watt), on a  $\beta \in [20, 100]$  et  $\alpha \in [0.95, 0.99]$ .

### 3.1.4 Caractéristiques statiques des transistors bipolaires

Afin d'étudier la mode de fonctionnement du transistor, on utilise un montage émetteur commun. Le schéma est donné par la figure suivante :

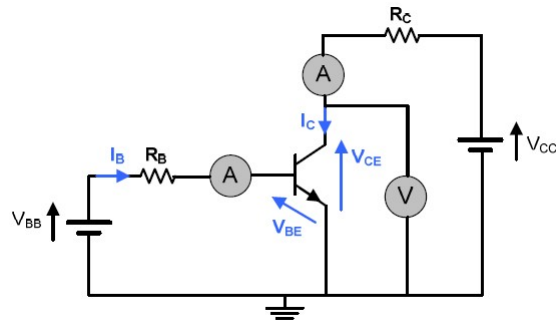


FIGURE 3.3 – Montage émetteur commun.

$V_{BB}$  et  $V_{CC}$  sont des sources de tension continue variables

Dans ce montage, la base est polarisée par la résistance désignée  $R_B$ . Le potentiel de la base est d'environ  $0,7\text{ V}$ , car l'émetteur est à la masse et la jonction base-émetteur équivaut à une diode passante.

Le collecteur est polarisé par la résistance désignée  $R_C$ , de telle manière que la tension du collecteur soit supérieure à la tension de la base ( $V_{CE} > V_{BE}$ ) → la jonction base-collecteur est alors polarisée en inverse.

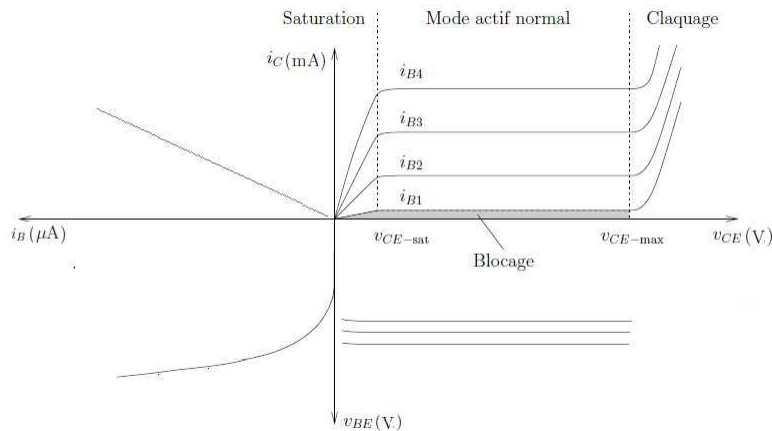


FIGURE 3.4 – Caractéristique statique d'un transistor bipolaire.

**Caractéristiques à  $I_B$  constant** : Si, pour différentes valeurs du courant  $I_B$  (fixé par  $V_{BB}$  et  $R_B$ ) on représente les variations du courant  $I_C$  et de la tension  $V_{BE}$  en fonction de  $V_{CE}$ , on obtient les deux réseaux de caractéristiques dont l'allure est représentée dans les premiers et quatrièmes quadrants de la figure 3.4.

Pour un courant  $I_B > 0$  et des tensions  $V_{CE}$  de quelques dixièmes de volts :

- La jonction B-E est polarisée en directe.
- Pour une valeur donnée de  $I_B$ , on a  $I_C < \beta I_B$  (le courant  $I_C$  n'est pas proportionnel à  $I_B$ ).  
→ **On est dans la zone de saturation**

Pour un courant  $I_B > 0$  et des tensions  $V_{CE}$  supérieure à des dixièmes de volts :

- La jonction B-E est polarisée en directe ( $V_{BE} = 0.6$  à  $0.7\text{ V}$  pour le silicium), et la jonction B-C est polarisée en inverse.
- Dans ce cas, pour une valeur fixe de  $I_B$ , le courant  $I_C$  est indépendant de  $V_{CE}$  et pratiquement constant :  
 $I_C = \beta I_B$   
→ **On est dans la zone de fonctionnement linéaire**

Le basculement entre le fonctionnement en régime de saturation et en régime linéaire se produit à la tension de saturation  $V_{CEsat}$ .

Pour un courant  $I_B = 0$ ,  $I_C = 0$  (la région des faibles courants  $I_B$  et  $I_C$ ).

— La tension  $V_{BE}$  est inférieure à  $0.7V$ , la jonction B-E est bloquée.

→ **On est dans la zone de blocage**

**Caractéristiques à  $V_{CE}$  constant** : La tension  $V_{CE}$  étant constante, nous donnons à  $I_B$  (pris comme variable) une suite de valeurs pour lesquelles nous relevons  $I_C$  et  $V_{BE}$ . On obtient les deux réseaux de caractéristiques dont l'allure est représentée dans les deuxièmes et troisièmes quadrants.

La tension  $V_{CE}$  influe peu sur la caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$ .

—  $I_B = f(V_{BE})$  caractéristique de la jonction PN

— Les caractéristiques  $I_C = f(I_B)$  sont des droites passant pratiquement par l'origine. On retrouve bien la relation  $I_C = \beta I_B$  caractéristique du fonctionnement linéaire.

### 3.1.5 Polarisation du transistor

#### Définition

La polarisation consiste à définir le point de fonctionnement statique (point de repos) du transistor caractérisé par les valeurs  $V_{BE0}$ ,  $I_{B0}$ ,  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$ .

Il existe différents procédés de polarisation

#### Polarisation par deux sources de tension

##### Schéma de montage

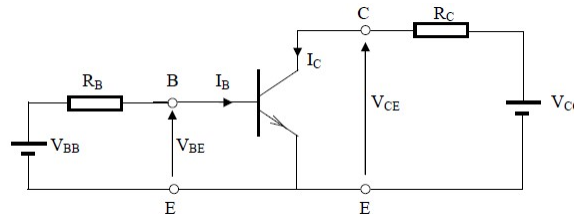


FIGURE 3.5 – Polarisation du transistor par deux sources de tension

#### Droite d'attaque statique

C'est l'équation définie par :  $V_{BE} = V_{BB} - R_B \times I_B$

L'intersection de cette droite avec la caractéristique d'entrée du transistor donne le point  $(I_{B0}, V_{BE0})$ .

#### Droite de charge statique

C'est l'équation définie par :  $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$

L'intersection de cette droite avec la caractéristique de sortie du transistor donne le point  $(V_{CE0}, I_{C0})$

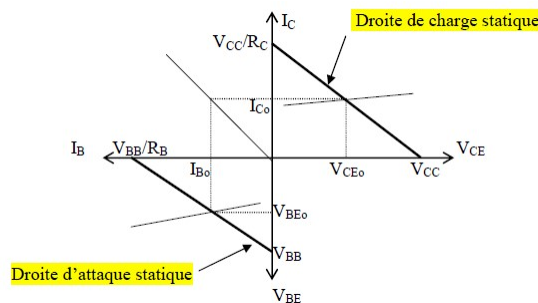


FIGURE 3.6 – Détermination du point de fonctionnement statique.



## Polarisation directe par résistance de base

### Schéma de montage

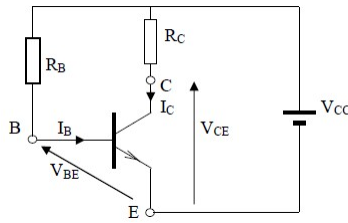


FIGURE 3.7 – Polarisation directe par résistance de base

### Droite d'attaque statique

C'est l'équation définie par :  $V_{BE} = V_{CC} - R_B \times I_B$

### Droite de charge statique

C'est l'équation définie par :  $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$

## Polarisation par pont de résistances de base

### Schéma de montage

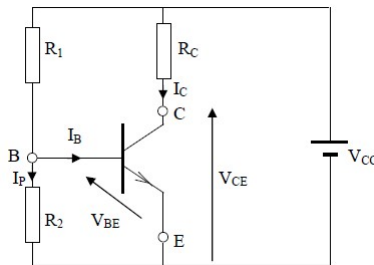


FIGURE 3.8 – Polarisation par pont de résistances de base

### Droite d'attaque statique

Dans ce cas de polarisation, on peut écrire :  
 $I_p + I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1}$  avec  $I_p = \frac{V_{BE}}{R_2}$   
D'où l'équation de la droite d'attaque statique :

$$V_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC} - \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \times I_B \quad (3.2)$$

### Droite de charge statique

C'est l'équation définie par :

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (3.3)$$

## 3.2 Le transistor bipolaire en régime dynamique

### 3.2.1 Introduction

Le régime alternatif représente le régime dynamique qui va être superposé au régime statique (polarisation). L'objectif recherché est la fonction amplification.

Amplifier un signal : c'est augmenter son amplitude sans toucher à sa forme (linéaire). Pour garantir une fonction linéaire de l'amplification, on se place dans des conditions du régime petit signaux. Le point de fonctionnement se trouve dans la zone dite linéaire.

Petits signaux : les signaux sont de faible amplitude autour du point de fonctionnement de manière à ce que le transistor travaille toujours en régime linéaire (il n'est ni bloqué, ni saturé).

### 3.2.2 Régime dynamique

Soit le montage amplificateur à liaison capacitive :

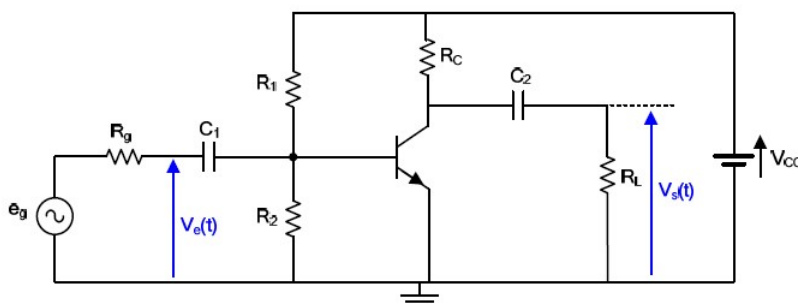


FIGURE 3.9

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  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 :

- Leur impédance soit très faible à la fréquence de travail (en régime dynamique) : on les assimile alors à des court-circuit.
- En continu, ils ont une très grande impédance : on les assimile alors à des circuits ouverts.

Ces condensateurs n'affectent donc pas le point de fonctionnement statique (point de polarisation).

$R_L$  : résistance d'entrée de l'étage suivant.

- Un régime continu qui sert à fixer le point de polarisation  $P_o$  du montage.
- Un régime sinusoïdal (petits signaux) qui représente le signal utile à amplifier.

On peut donc en déduire les deux circuits équivalents suivant :

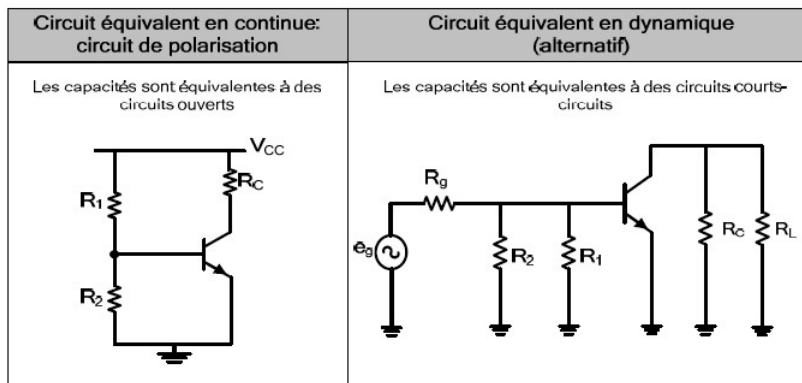


FIGURE 3.10

Le schéma équivalent en dynamique est valable au voisinage du point de fonctionnement est le suivant :

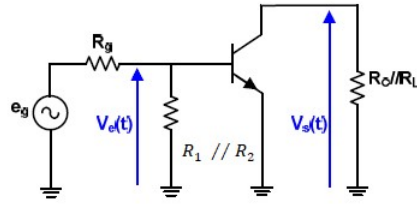


FIGURE 3.11

- $V_{BE}(t) = V_e(t)$
- $V_s(t) = (-R_C // R_L) \times i_C(t)$
- $i_C = \frac{-1}{R_C // R_L} \times V_s(t)$  : Equation de la droite de charge en dynamique.

**Etude de l'amplificateur** : cas où  $V_e(t)$  est une tension sinusoïdale. Graphiquement, on obtient :

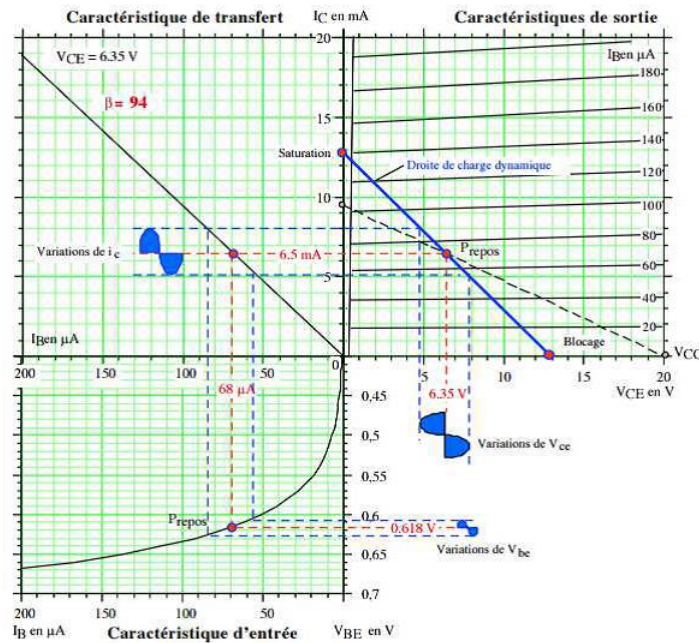


FIGURE 3.12

### 3.2.3 Schéma équivalent du transistor en régime dynamique petits signaux

En régime alternatif petits signaux autour du point de fonctionnement  $P_0$ , le transistor peut être vu comme un quadripôle actif. On va donc établir un schéma équivalent petits signaux. Ainsi, on utilisera les lois générales des circuits électriques plutôt que d'utiliser un raisonnement graphique qui peut être assez lourd.

Pour modéliser le transistor en petits signaux basse fréquence, nous utiliserons les paramètres hybrides (paramètres « h »), modèle le plus utilisé

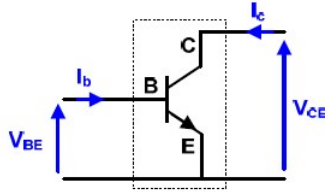


FIGURE 3.13

—  $V_{BE} = h_{11} \times i_B + h_{12} \times V_{CE}$

—  $I_C = h_{21} \times i_B + h_{22} \times V_{CE}$

Ces relations conduisent au schéma équivalent suivant :

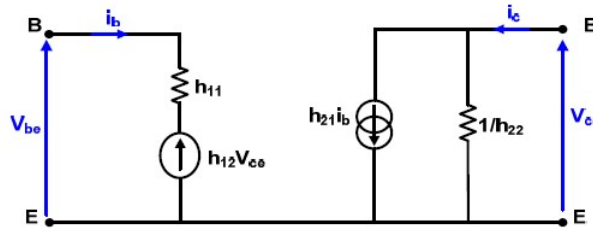


FIGURE 3.14

— Signification des paramètres hybrides :

$h_{11} = \left( \frac{\partial V_{BE}}{\partial i_b} \right)_{V_{CE}=cste, P_0}$  :

C'est la pente de la caractéristique  $V_{BE} = f(I_B)$

$h_{11}$  est de l'ordre du kilo ohm

$h_{12} = \left( \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right)_{i_B=cste, P_0}$  :

C'est la pente de la caractéristique  $V_{BE} = f(V_{CE})$

$h_{12}$  est de l'ordre  $10^{-4}$  à  $10^{-5}$  → On pourra donc considérer que  $h_{12}$  est nul.

$h_{21} = \left( \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right)_{V_{CE}=cste, P_0} = \beta$  : C'est la pente de la caractéristique  $I_C = f(I_B)$

C'est la pente de la caractéristique  $I_C = \beta I_B$

$h_{22} = \left( \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \right)_{i_B=cste, P_0}$  : Si les caractéristiques  $I_C = f(V_{CE})$  sont bien horizontales alors  $h_{22} = 0$

Ainsi, plus  $h_{22}$  est faible, meilleur est le transistor. En réalité  $h_{22}$  est de l'ordre de  $10^{-5}$ . On a donc  $\frac{1}{h_{22}}$  qui est très élevé.

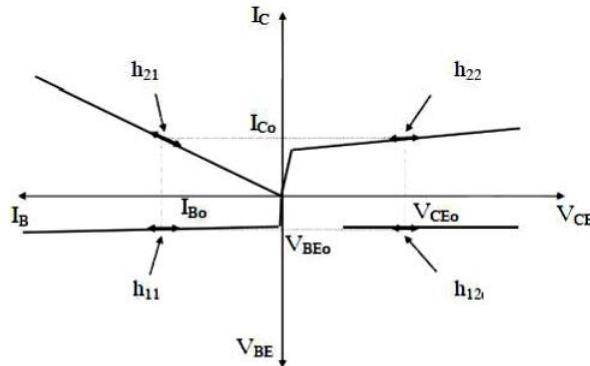
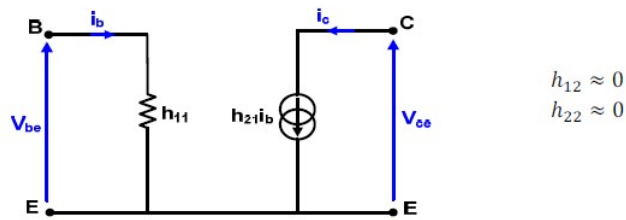


FIGURE 3.15

→ Schéma simplifié du transistor en dynamique : Le schéma équivalent du transistor en petits signaux en basse fréquence que nous utiliserons sera donc :



$$h_{12} \approx 0$$

$$h_{22} \approx 0$$

FIGURE 3.16

### 3.2.4 Classes de fonctionnement du transistor

On répartit aussi les amplificateurs principalement dans trois classes dénommées A, B, C suivant la position du point de repos ( $P_0$ ) sur la caractéristique dynamique.

#### Classe A

L'amplificateur de classe A est caractérisé par

- Point de repos est situé au milieu de la caractéristique.
- Excellente linéarité.
- Amplifie tout le signal d'entrée
- Rendement moyen (au maximum 50%)

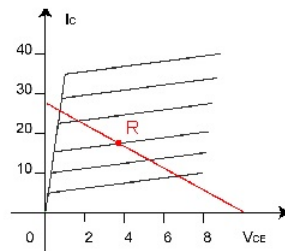


FIGURE 3.17

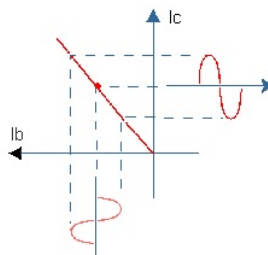


FIGURE 3.18

#### Classe B

L'amplificateur de classe B est caractérisé par

- Le point de repos est situé à la limite du blocage du transistor
- N'amplifie que la moitié du signal d'entrée
- Rendement bien meilleur que la classe A = 78.5% (beaucoup de distorsion)

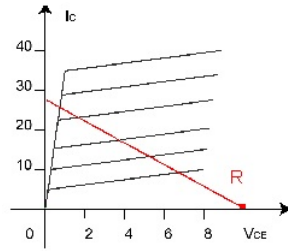


FIGURE 3.19

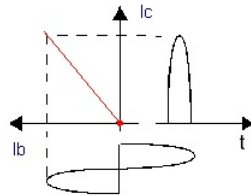


FIGURE 3.20

### Classe C

- Le point de repos est situé au-delà de l'origine de la dynamique caractéristique. Ce type d'amplificateur, d'un rendement élevé, n'est utilisable qu'en radio-fréquences.

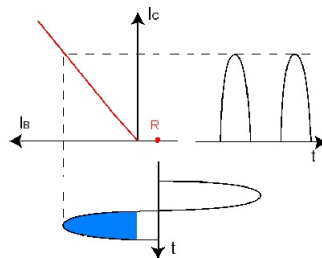


FIGURE 3.21

### 3.2.5 Montages amplificateur de tension

On distingue trois montages de base :

- Emetteur commun
- Collecteur commun
- Base commune

L'étude de l'amplificateur consiste à déterminer :

- L'impédance d'entrée
- L'impédance de sortie
- Le gain en tension
- Le gain en courant

## Montage Emetteur Commun

Pour ce montage, le signal d'entrée est appliqué sur la base du transistor alors que la sortie est prise sur le collecteur, l'émetteur reste commun aux mailles d'entrée et de sortie comme le montre la figure ci-dessous.

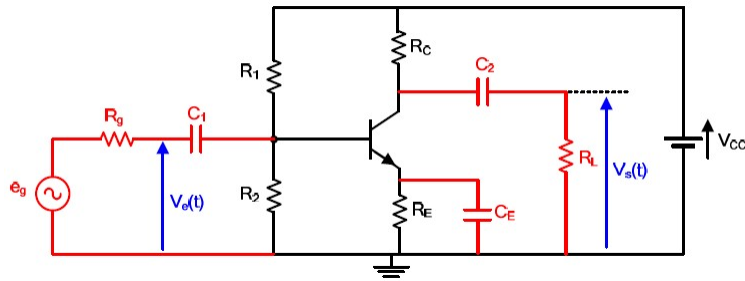


FIGURE 3.22

$C_E$  est appelée capacité de découplage : elle court-circuite  $R_E$  aux fréquences d'utilisation du montage. Le rôle du condensateur de découplage est d'augmenter le gain en tension du signal.

## Schéma électrique équivalent

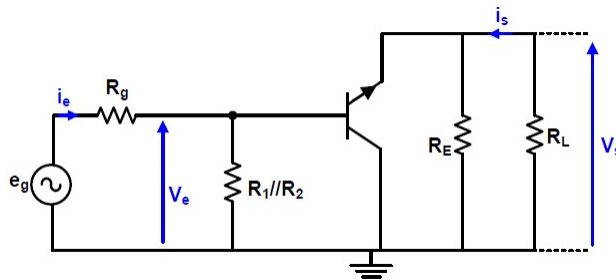


FIGURE 3.23

## Schéma équivalent en dynamique

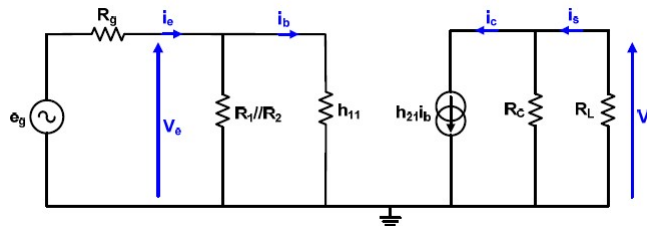


FIGURE 3.24

## Impédance d'entrée (Impédance vue du générateur)

- En général,  $R_B$  est très grande devant  $h_{11}$ . On a donc  $Z_e \approx h_{11}$  qui est de l'ordre du kilo Ohm.
- L'impédance d'entrée du montage émetteur commun est relativement faible (Moyenne).

### Impédance de sortie (Impédance vue de la charge)

- Pour déterminer l'impédance de sortie, on doit court-circuiter toutes les sources de tensions, débrancher la charge.
- L'impédance de sortie  $Z_S$  est donnée par la relation qui suit :  

$$Z_S = \left( \frac{V_S}{i_S} \right)_{e_g=0}$$

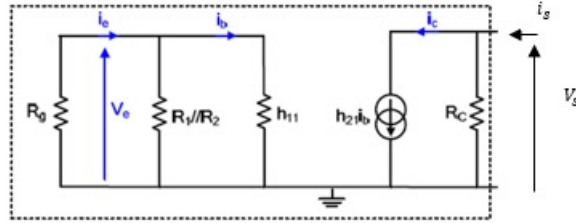


FIGURE 3.25

On a :  $V_e = 0 \rightarrow i_b = 0$ , d'où

$$Z_S = R_C$$

$Z_s$  est de l'ordre du kilo ohm. L'impédance de sortie du montage est relativement élevée.

### Gain en tension

- Le gain en tension est défini par la relation

$$G_V = \frac{V_S}{V_e}$$

On a :

$$V_S = -(R_C // R_L) \times h_{21} \times i_b$$

$$V_e = h_{11} \times i_b$$

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

$$G_V = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{h_{11}}$$

Le gain est négatif. Le montage émetteur commun est un amplificateur inverseur.

$|G_V| > 1 \rightarrow$  L'amplificateur a donc un fort gain en tension.

### Gain en courant

- Le gain en courant est défini par la relation :  $G_i = \frac{i_s}{i_e}$

- On a :

$$G_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_s}{V_s} \times \frac{V_s}{V_e} \times \frac{V_e}{i_e} = -\frac{1}{R_L} \times G_V \times Z_e$$

$$G_i = \frac{\beta}{R_L \times h_{11}} \frac{R_C // R_L}{R_1 // R_2 // h_{11}}$$

$|G_i| > 1 \rightarrow$  Amplification en courant

Le montage émetteur commun (le plus utilisé) permet une amplification en courant et en tension.



## Montage Base Commune

Dans ce montage, le signal d'entrée est appliqué sur l'émetteur du transistor alors que la sortie est prise sur le collecteur, la base reste commune aux mailles d'entrée et de sortie.

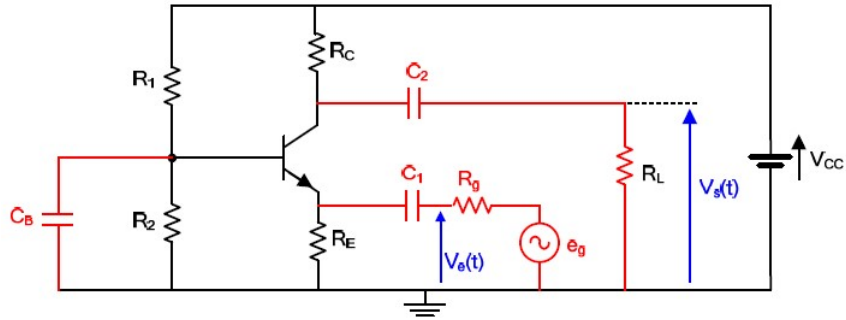


FIGURE 3.26

## Schéma électrique équivalent

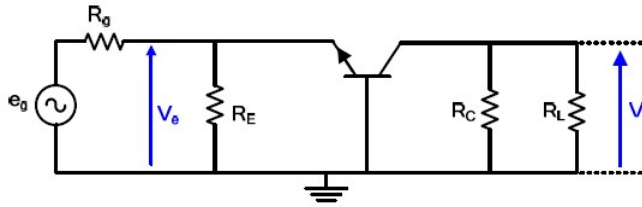


FIGURE 3.27

$R_B = R_1 // R_2$  est parfaitement découplée par  $C_B$

## Schéma équivalent en dynamique

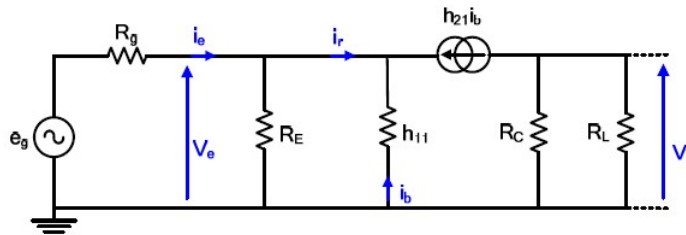


FIGURE 3.28

## Impédance d'entrée

On a :

$$Z_E = R_E // \frac{V_e}{i_r}$$

$$V_e = -h_{11} \times i_b$$

$$i_r = -\beta \times i_b - i_b = -(1 + \beta) \times i_b$$

$$\frac{V_e}{i_r} = \frac{h_{11}}{\beta + 1}$$

$$\rightarrow Z_E = R_E // \frac{h_{11}}{\beta + 1}$$

L'impédance d'entrée est de l'ordre d'une dizaine d'ohms. L'impédance d'entrée du montage base commune est donc relativement faible.

## Impédance de sortie

— Le schéma équivalent devient (on applique Thévenin) :

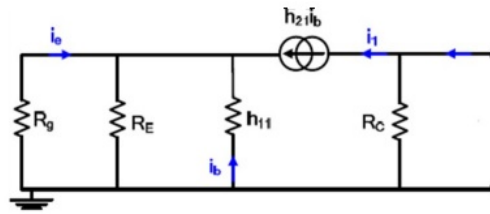


FIGURE 3.29

—  $Z_S = \left(\frac{V_S}{i_S}\right)_{eg=0} = R_C // \frac{V_0}{i_1}$

— D'après le schéma on a :  $i_1 = \beta \times i_b$

— D'après la loi des mailles on a :

$$h_{11} \times i_b = -(R_E // R_g)(\beta + 1) \rightarrow [h_{11} + (R_E // R_g)(\beta + 1)] \times i_b = 0$$

$$i_b = 0$$

$$Z_s = R_C$$

$Z_s$  est de l'ordre du kilo Ohm. L'impédance de sortie du montage peut donc être relativement élevée.

## Gain en tension

D'après le schéma équivalent, on a :

$$V_S = (R_C // R_L) \times \beta \times i_b$$

$$V_e = -h_{11} \times i_b$$

$$\rightarrow G_V = \frac{\beta}{h_{11}} (R_C // R_L)$$

Le gain est positif. Le montage base commune est un amplificateur non inverseur.

$|G_V| > 1 \rightarrow$  Amplification en tension.

## Gain en courant

— On a :

$$G_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_s}{V_s} \times \frac{V_s}{V_e} \times \frac{V_e}{i_e} = -\frac{\beta}{R_L \times h_{11}} (R_C // R_L) \frac{h_{11}}{\beta + 1}$$

$$G_i = \frac{R_C // R_L}{R_L}$$

$|G_i| < 1 \rightarrow$  Pas d'amplification en courant

Le montage base commun permet une amplification en tension et n'amplifie pas en courant, mais présente une faible impédance d'entrée. Son utilisation se limite à l'emploi en haute fréquence.

## Montage collecteur commun

Dans ce montage, le signal d'entrée est appliqué sur la base du transistor mais la sortie est prise de l'émetteur alors que le collecteur reste commun aux deux mailles d'entrée et de sortie.

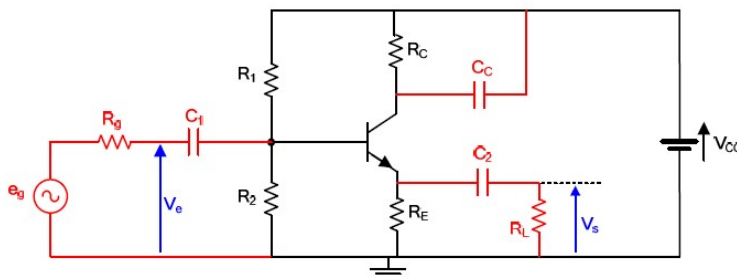


FIGURE 3.30

## Schéma électrique équivalent

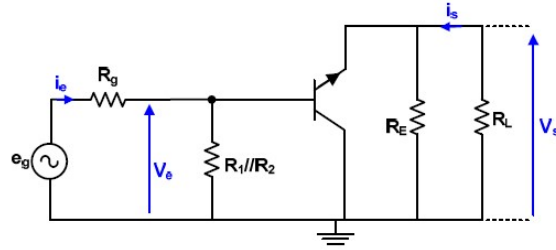


FIGURE 3.31

## Schéma équivalent en dynamique

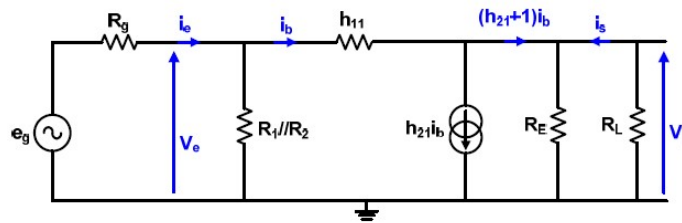


FIGURE 3.32

$$Z_E = \frac{V_e}{i_e} = (R_1 // R_2) // \frac{V_e}{i_b}$$

On a :

$$V_e = [(R_E // R_L)(\beta + 1) + h_{11}] i_b$$

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

$$Z_E = (R_1 // R_2) // [h_{11} + (R_E // R_L)(\beta + 1)]$$

L'impédance d'entrée du montage est de l'ordre de plusieurs centaines de  $k\Omega$ . Le collecteur commun a donc une très forte impédance d'entrée.

## Impédance de sortie

Le schéma équivalent devient :

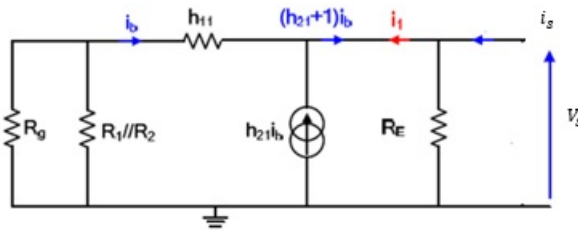


FIGURE 3.33

$$Z_S = \frac{V_S}{i_S} = R_E // \frac{V_S}{i_1}$$

D'après le schéma on a :

$$i_1 = (\beta + 1) i_b$$

$$V_S = -((R_g // R_1 // R_2) + h_{11}) i_b$$

$$\frac{V_S}{i_1} = \frac{(R_g // R_1 // R_2) + h_{11}}{(\beta + 1)}$$

$$Z_S = R_E // \frac{h_{11} + (R_g // R_1 // R_2)}{(\beta + 1)}$$

L'impédance de sortie du montage est très faible.

### Gain en tension

On a :

$$V_S = -(R_E // R_L)(\beta + 1)i_b$$

$$V_e = V_S + h_{11}i_b \rightarrow V_e = V_S + h_{11} \frac{V_S}{(R_E // R_L)(\beta + 1)} \rightarrow V_e = \left(1 + \frac{h_{11}}{(R_E // R_L)(\beta + 1)}\right)V_S$$

$$G_V = \left(1 + \frac{h_{11}}{(R_E // R_L)(\beta + 1)}\right)$$

$|G_V| \approx 1 \rightarrow$  Le gain est égal à l'unité. Le montage collecteur commun est tel que  $V_S = V_e$  (pas d'amplification en tension).

### Gain en courant

On a :

$$G_i = -\frac{1}{R_L} \frac{(\beta + 1)(R_E // R_L)}{h_{11} + (\beta + 1)(R_E // R_L)} (R_1 // R_2) // (h_{11} + (\beta + 1)(R_E // R_L))$$

$$h_{11} \ll 1$$

$$\rightarrow G_i = \frac{R_1 // R_2}{R_L}$$

$R_L$  est faible  $\rightarrow |G_i| > 1 \rightarrow$  Amplification en courant

$\rightarrow$  Le montage collecteur commun est un suiveur

$\rightarrow$  Le montage collecteur commun amplifie en courant et n'amplifie pas en tension, présente une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie, d'où son emploi fréquent en étage adaptateur en tension.

### 3.2.6 Amplification à plusieurs étages

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

#### Schéma électrique équivalent

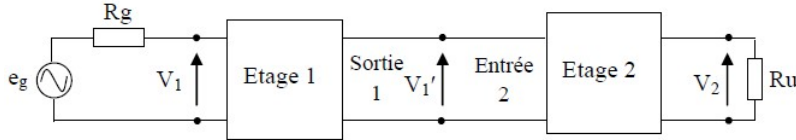


FIGURE 3.34 – Amplification à deux étages. La sortie 1 = L'entrée 2

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

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

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

#### Montage Darlington

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

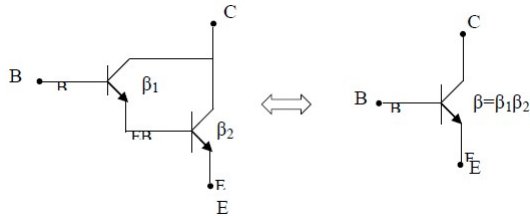


FIGURE 3.35 – Montage Darlington

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

# Exercices

## Exercice 1

- Calculer les résistances nécessaires à la polarisation d'un transistor NPN au silicium dans chacun des deux montages suivants illustrés dans la figure 3.36. On donne  $\beta = 100$ ,  $V_{CC} = 10\text{ V}$  et on désire que le point de repos soit fixé à  $V_{CE0} = 5\text{ V}$ ,  $I_{C0} = 1\text{ mA}$  et  $V_{BE0} = 0.7\text{ V}$ .

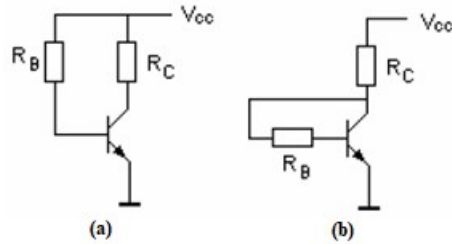


FIGURE 3.36

## Solution 1

Montage de la figure 3.36(a) :

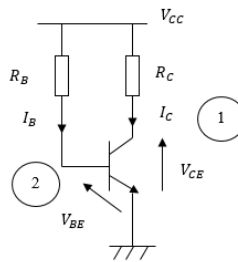


FIGURE 3.37

- On applique la loi des mailles (1) :  $V_{CC} = R_C \times I_{C0} + V_{CE0}$   
 $R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_C} = \frac{10 - 5}{10^{-3}} = 5\text{ k}\Omega$
- On applique la loi des mailles (2) :  $V_{CC} = R_B \times I_{B0} + V_{BE0}$   
 $R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{I_{B0}}$   
 $I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta}$   
 $R_B = \frac{(V_{CC} - V_{BE0}) \times \beta}{I_{C0}} = \frac{(10 - 0.7) \times 100}{10^{-3}}$   
 $R_B = 390\text{ k}\Omega$

Montage de la figure 3.36(b) :

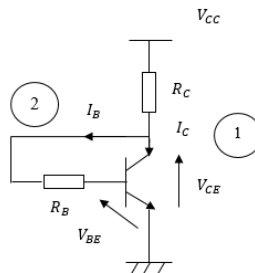


FIGURE 3.38

— On applique la loi des mailles (1) :  $R_C \times (I_C + I_B) + V_{CE} = V_{CC} \Rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_B} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C \times (1 + \frac{1}{\beta})}$

On a :  $(1 + \frac{1}{\beta}) = 1$  donc :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$$

$$R_C = \frac{10 - 5}{10^{-3}} = 5 \text{ k}\Omega$$

— On applique la loi des mailles (2) :  $V_{CC} = R_C \times (I_{C0} + I_{B0}) + R_B \times I_{B0} + V_{BE0}$

$$V_{CC} = R_C \times (I_{C0} + \frac{I_{C0}}{\beta}) + R_B \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0}$$

$$V_{CC} = R_C \times (1 + \frac{1}{\beta}) \times I_{C0} + R_B \times \frac{I_{C0}}{\beta} + V_{BE0}$$

On a :  $(1 + \frac{1}{\beta}) = 1$  donc :

$$\frac{R_B}{\beta} \times I_{C0} = V_{CC} - V_{BE0} - R_C \times I_{C0}$$

$$R_B = \frac{\beta}{I_{C0}} \times (V_{CC} - V_{BE0} - R_C \times I_{C0})$$

$$R_B = \frac{100}{10^{-3}} \times (10 - 0.7 - 5.10^3 \times 10^{-3}) \Rightarrow R_B = 430 \text{ k}\Omega.$$

## Exercice 2

### Partie I

Un transistor NPN est polarisé par pont de base selon le montage de la figure 3.39.

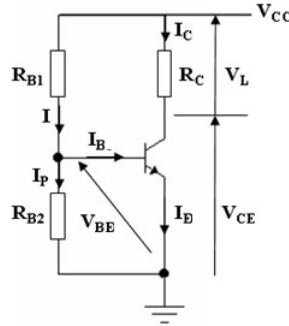


FIGURE 3.39

On donne :  $\beta = 100$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ ,  $V_{CE} = 5 \text{ V}$ ,  $I_C = 1 \text{ mA}$ .  
 $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ ,  $I_P = 0,1 \text{ mA}$ .

1. Calculer les résistances nécessaires à la polarisation du transistor.
2. Donner l'expression de la droite de charge statique  $I_C = f(V_{CE})$ .
3. Déterminer le point de saturation et le point de blocage.

### Partie II

Le transistor NPN est polarisé maintenant selon le montage de la figure 3.40.

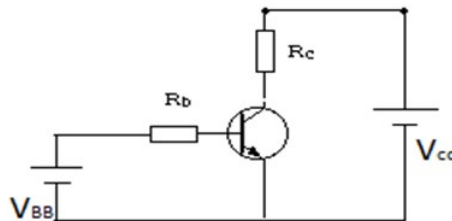


FIGURE 3.40

On donne :  $\beta = 100$ ,  $R_b = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_c = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ .

— Calculer  $I_C$  et  $V_{CE}$  pour  $V_{BB} = 2 \text{ V}$  et  $V_{BB} = 6 \text{ V}$ .

## Solution 2

### Partie I

1. Les résistances nécessaires à la polarisation d'un transistor NPN :

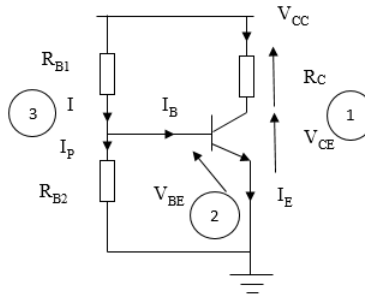


FIGURE 3.41

- La résistance  $R_C$  :
- On applique la loi des mailles (1) :  
 $V_{CC} = V_L + V_{CE0} \Rightarrow V_{CC} = R_C \times I_{C0} + V_{CE0}$   
 $\Rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}} = 5 \text{ k}\Omega$
- La résistance  $R_{B2}$  :
- On applique la loi des mailles (2) :  
 $R_{B2} \times I_P + V_{BE0} = 0 \Rightarrow R_{B2} = \frac{V_{BE0}}{I_P} = 7 \text{ k}\Omega$
- La résistance  $R_{B1}$  :
- Avec :  $I_{C0} = \beta \times I_{B0} \Rightarrow I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta} = \frac{1}{100} = 0.01 \text{ mA}$
- On applique la loi des mailles (3) :  
 $V_{CC} = R_{B1} \times I + R_{B2} \times I_P$   
 $V_{CC} = R_{B1} \times (I_P + I_{B0}) + R_{B2} \times I_P$   
 $\Rightarrow R_{B1} = \frac{V_{CC} - R_{B2} \times I_P}{I_P + I_{B0}} = 84.54 \text{ k}\Omega$

2. L'équation d'une droite de charge statique

$$I_{C0} = f(V_{CE0}) : V_{CC} = R_C \times I_{C0} + V_{CE0} \Rightarrow I_{C0} = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{R_C}$$

3. Les points de saturation et de blocage :

- Le point de saturation :  $V_{CE0} = 0 \Rightarrow I_{C0 \text{ sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{10}{5 \times 10^3} = 2 \text{ mA}$
- Le point de blocage :  $I_{C0} = 0 \Rightarrow V_{CE0} = V_{CC} = 10 \text{ V}$ .

### Partie II

Pour :  $\beta = 100$ ,  $R_B = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$

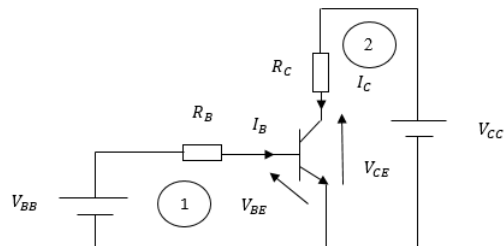


FIGURE 3.42

On calcule  $I_C$  et  $V_{CE}$  pour  $V_{BB} = 2 \text{ V}$  et  $6 \text{ V}$ .

- $V_{BB} = 2 \text{ V} > V_{BE}$  : le transistor n'est pas bloqué  
 $I_C = ?$



— On applique la loi des mailles (1) :

$$V_{BB} - V_{BE} - R_B \times I_B = 0$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{(V_{BB} - V_{BE})}{R_B} = 100 \times \frac{2 - 0.7}{10^5} = 1.3 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = ?$$

Tout d'abord, il faut assurer que le transistor n'est pas saturé c.a.d.

$$V_{CE} \neq 0 :$$

On détermine le courant de saturation  $I_{Csat}$  pour  $V_{CE} = 0$

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{5}{10^3} = 5 \text{ mA}$$

— On applique la loi des mailles (2) :

$$V_{CC} - V_{CE} - R_C \times I_C = 0$$

$$I_C < I_{Csat} \Rightarrow V_{CE} \neq 0 \text{ donc } V_{CE} = V_{CC} - R_C \times I_C = 5 - (1.3 \times 1) = 3.7 \text{ V}$$

—  $V_{BB} = 6 \text{ V} > V_{BE}$  : le transistor n'est pas bloqué

$$I_C = ?$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \left( \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \right) = 100 \times \left( \frac{6 - 0.7}{10^5} \right) = 5.3 \text{ mA}$$

—  $V_{CE} = ?$

$$I_C > I_{Csat} \Rightarrow V_{CE} = 0 \text{ donc le transistor est saturé.}$$

### Exercice 3

1. Soit le montage de la figure 3.43. On suppose que le condensateur C a une impédance nulle aux fréquences de travail.

$$V_{CC} = 12 \text{ V}; R_C = 4.7 \text{ k}\Omega; R_1 = 80 \text{ k}\Omega; R_2 = 8 \text{ k}\Omega; h_{11} = 1.8 \text{ k}\Omega; h_{21} = \beta = 100 \text{ et } h_{12} = h_{22} = 0.$$

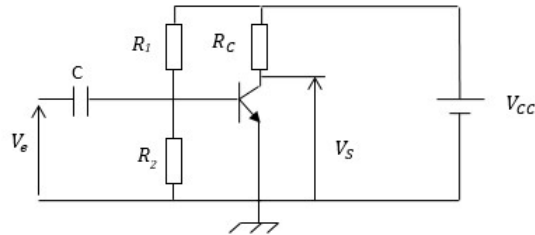


FIGURE 3.43

1.1. Donner le schéma équivalent du montage en régime basse fréquence petits signaux.

1.2. Calculer les résistances d'entrée  $R_e$  et de sortie  $R_s$ .

1.3. Calculer l'amplification en tension  $A_v = \frac{V_s}{V_e}$ .

1.4. Conclure.

2. On peut augmenter la résistance d'entrée, en plaçant une résistance d'émetteur  $R_E$  ( $R_E = 800\Omega$ ).

2.1. Reprendre les mêmes questions que précédemment.

### Solution 3

#### 1. Etude d'un montage émetteur commun :

##### 1.1. Schéma équivalent

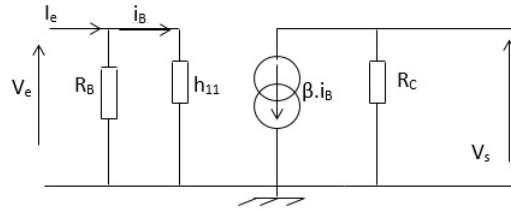


FIGURE 3.44

On pose  $R_B = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$

##### 1.2. Résistance d'entrée

$$R_e = \frac{V_e}{i_e} = \frac{R_B \times h_{11}}{R_B + h_{11}}$$

A.N :

$$R_B = 7.3 \text{ k}\Omega; h_{11} = 1.8 \text{ k}\Omega \text{ et } R_e \approx 1.4 \text{ k}\Omega$$

##### Résistance de sortie

$$R_S = \left( \frac{V_s}{i_s} \right)_{V_e=0}$$

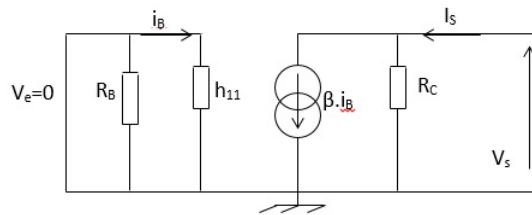


FIGURE 3.45

On voit que  $h_{11} \times i_B = 0 \Rightarrow$  la source de courant liée  $\beta \times i_B$  est éteinte.

$$R_S = \frac{V_s}{i_s} \Big|_{V_e=0} = R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

##### 1.3. Amplification en tension

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

$$\text{On a } V_s = -\beta \cdot i_B \cdot R_C \text{ et } V_e = h_{11} \cdot i_B$$

d'où

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

A.N :

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-100 \times 4.7}{1.8} = -260$$

##### 1.4. On remarque que pour ce montage

- La résistance d'entrée est faible
- La résistance de sortie est assez élevée
- L'amplification en tension est élevée avec une opposition de phase entre  $V_e$  et  $V_s$ .

Pour améliorer les caractéristiques de ce montage en vue de l'utiliser en amplification de tension, il faut que  $R_e$  soit très élevée (le courant d'entrée sera ainsi faible) et  $R_s$  très faible (la tension de sortie presque indépendante de la charge).

## 2. Montage avec résistance d'émetteur

2.1. Schéma équivalent : On pose  $R_B = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$

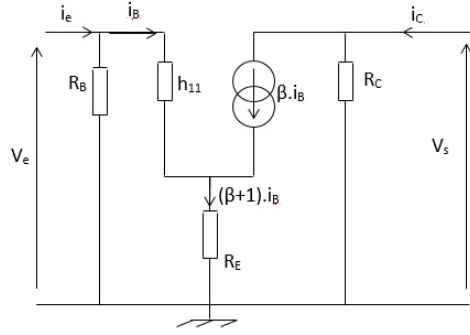


FIGURE 3.46

### 2.2. Résistance d'entrée

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

$$R'_e = \frac{V_e}{i_e} = \frac{R_B \times (h_{11} + (\beta+1)R_E)}{R_B + h_{11} + (\beta+1)R_E} \cong R_B \text{ car } (\beta+1)R_E + h_{11} \gg R_B$$

A.N :

$$R_B = 7,3 \text{ k}\Omega; h_{11} = 1,8 \text{ k}\Omega.$$

$$R'_e = \frac{V_e}{i_e} = \frac{7.3 \times 10^3 (1.8 + 101 \times 0.8)}{7.3 + 1.8 + 101 \times 0.8}$$

$R'_e > R_e$  on peut augmenter d'avantage  $R'_e$  si on augmente  $R_B$  mais le point de repos sera moins stable.

### Résistance de sortie

$$R'_S = \left( \frac{V_S}{i_S} \right)_{V_e=0}$$

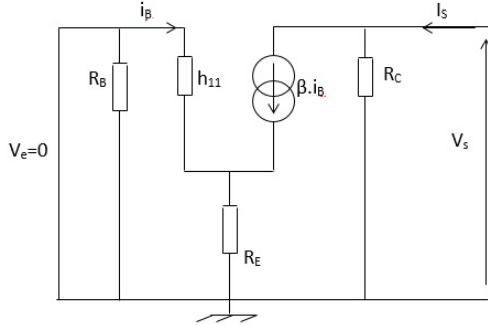


FIGURE 3.47

On voit que  $[h_{11} + (\beta+1)R_E] \times i_B = 0 \Rightarrow$  la source de courant lié  $\beta \times i_B$  est éteinte.

Donc

$$R'_S = \left( \frac{V_S}{i_S} \right)_{V_e=0} = R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$$

L'impédance de sortie ne change pas, pour la diminuer on peut mettre en cascade à la sortie un montage type collecteur commun.

### 2.3. Amplification en tension

$$A'_V = \frac{V_S}{V_e}$$

$$\text{On a } V_S = \beta \times i_B \times R_C \text{ et } V_e = [h_{11} + (\beta+1)R_E] \times i_B$$

d'où

$$A'_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-\beta \times R_C}{h_{11} + (\beta+1)R_E}$$

Si  $h_{11} \gg (\beta+1)R_E$  alors

$$A'_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-R_C}{R_E}$$

A.N :

$$A'_V = \frac{V_S}{V_e} = \frac{-100 \times 4.7}{1.8 + 201 \times 0.8} = -5.7$$

L'amplification est beaucoup plus faible, et il y a moins de risque de distorsion du signal de sortie.

## Exercice 4

On considère le circuit suivant, où la diode Zéner est supposée idéale ( $r_d = r_z = 0$ ) sa tension Zéner est  $V_Z = 5.6 V$ .

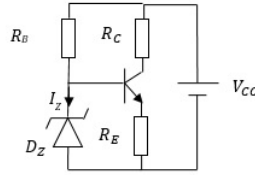


FIGURE 3.48

Le transistor est caractérisé par les paramètres suivants :  $\beta = 200$  et  $V_{BE} = 0.6 V$ , on donne  $R_B = 500 \Omega$ ;  $R_C = 100 \Omega$ ;  $R_E = 400 \Omega$  et  $V_{CC} = 12 V$ .

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  $V_{CE}$ .

### Etude dynamique en petits signaux alternatifs autour du point de repos

On se propose de déterminer la résistance de sortie  $r_S$  du montage en tant que source de courant ( $R_C$  jouant le rôle de la charge).

Les paramètres hybrides en émetteur commun du transistor sont :

$h_{11} = 1.8 k\Omega$ ;  $h_{21} = \beta = 200$ ;  $h_{12} = 0$  et  $\rho = \frac{1}{h_{22}} = 40 k\Omega$ .

1. Donner le schéma équivalent à ce montage à vide en régime petits signaux basse fréquence.
2. Déterminer la résistance de sortie  $R_S$
3. Conclure

## Solution 4

### Etude statique

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

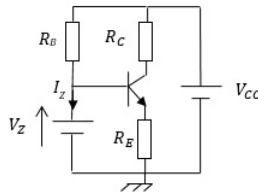


FIGURE 3.49

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

$$V_Z - V_{BE} - R_E \times I_E = 0 \text{ soit } I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

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

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

$$\text{soit enfin } I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \times \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

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

$$I_C = \frac{5.6 - 0.6}{400} = 12.5 \text{ mA}$$

2. On peut écrire

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

$$\text{Soit } I_Z = \frac{V_{CC} - V_Z}{R_B} - \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_Z = \frac{12 - 5.6}{500} - \frac{12.5 \times 10^{-3}}{200} = 12.74 \text{ mA}$$

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

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

$$\text{Soit } V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) \times I_C$$

$$V_{CE} = 12 - (500 \times 12.5 \times 10^{-3}) = 6.25 \text{ V}$$

## Etude dynamique

1. Remarquons tout d'abord que si on veut utiliser ce montage en régime variable, il ne peut être alors utilisé qu'en base commune, le signal d'entrée est appliqué éventuellement sur l'émetteur et la sortie se fait sur le collecteur. En effet, on obtient le schéma équivalent au montage en régime petits signaux basse fréquence en éteignant  $V_{CC}$  et  $V_Z$  (puisque ce sont des tensions continues) la base se trouve ainsi découplée à la masse, d'où

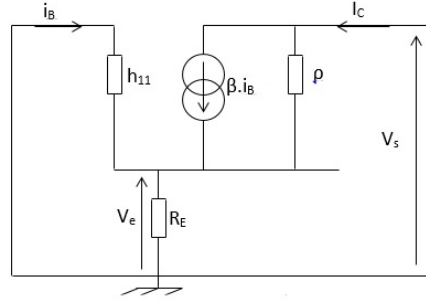


FIGURE 3.50

2. Pour déterminer la résistance de sortie  $R_S$  (celle du montage en tant que source de courant par rapport à  $R_C$ ), on place un générateur de tension  $V_S$  parfait à la sortie du circuit, ce générateur débitera un courant  $i_S$  (voir figure ci-dessus) et  $R_S$  est donnée par  $R_S = \frac{V_S}{i_S}$

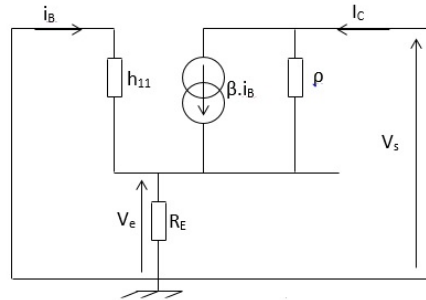


FIGURE 3.51

$$\text{On a } V_S = \rho \times (i_S - i_B) + R_E \times (i_S + i_B)$$

D'où

$$V_S = (\rho + R_E) \times i_S + (R_E - \rho \times \beta) \times i_B \quad (3.4)$$

$$\text{D'autre part : } h_{11} \times i_B = -R_E \times (i_S + i_B) \Leftrightarrow (h_{11} + R_E) \times i_B = -R_E \times i_S$$

D'où

$$i_B = \frac{-R_E}{h_{11} + R_E} \times i_S \quad (3.5)$$

A partir des équations (4.1) et (4.2), on obtient :

$$V_S = \left[ \frac{\rho(h_{11} + R_E) + h_{11}R_E + \rho\beta R_E}{h_{11} + R_E} \right] \times i_S$$

D'où

$$R_S = \frac{V_S}{i_S} = \rho \left[ 1 + \frac{\beta R_E}{h_{11} + R_E} \right] + \frac{h_{11} R_E}{h_{11} + R_E}$$

Application numérique

$$R_S = 40 \times 10^3 \times \left[ 1 + \frac{200 \times 0.4}{1.8 + 0.4} + \frac{1.8 \times 0.4}{1.8 + 0.4} \times 10^3 \right] = 1.5 \text{ M}\Omega$$

3. On a bien une source de courant vis-à-vis de  $R_C$  de résistance interne très élevée.

# Chapitre 4

## Le transistor à effet de champ

### 4.1 Introduction

Le transistor à effet de champ que nous appelons FET (de Field Effect Transistor), ne fait intervenir dans son fonctionnement qu'un seul type de porteurs (électrons ou trous). Il est alors dit unipolaire. (Les transistors classiques NPN et PNP sont appelés bipolaires). Les FET sont caractérisés essentiellement par :

- Une impédance d'entrée très grande (donc un courant d'entrée très faible, négligeable dans la plupart des cas)
- Une commande du circuit de sortie par une tension d'entrée.
- L'absence d'offset dans leurs caractéristiques  $I(V)$ . On distingue deux types de FET :
- Les FET à jonction (JFET) qui, comme leur nom l'indique, possède une jonction qui sera toujours polarisée en sens inverse.
- Les FET à grille isolée ou MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) qui possèdent une électrode de commande isolée du substrat semi-conducteur.
- Le fonctionnement externe de ces deux types de FET est pratiquement similaire.

### 4.2 Transistors à jonction (JFET)

#### 4.2.1 Description

Nous avons vu au cours précédant que le transistor bipolaire est construit en mettant bout à bout deux jonctions PN au travers desquelles le courant émetteur-collecteur va passer. La construction du JFET (Transistor à jonction) est très différente. Celui-ci est principalement constitué d'un canal, c'est à dire d'un matériau semi-conducteur de type P ou de type N qui permet aux porteurs majoritaires de circuler entre le drain et la source [4][11].

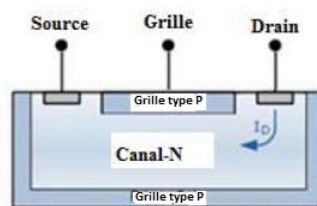


FIGURE 4.1 – Structure de base du transistor JFET à canal N.

Il y a deux types de transistors JFET : les JFET à canal N et les JFET à canal P. Le JFET à canal N est dopé avec des donneurs et la conduction est dominée par le flux de porteurs majoritaires, soit des électrons. De la même manière, le canal P est dopé avec des accepteurs et la conduction se fait par les trous.

Il y a également un troisième contact, qui est appelé la grille. Celui-ci est constitué d'un matériau de type P (respectivement de type N dans le cas d'un JFET à canal P) formant ainsi une jonction PN avec le canal. Les symboles ainsi qu'une représentation schématique des transistors JFET à canal N et P sont donnés ci-dessous.

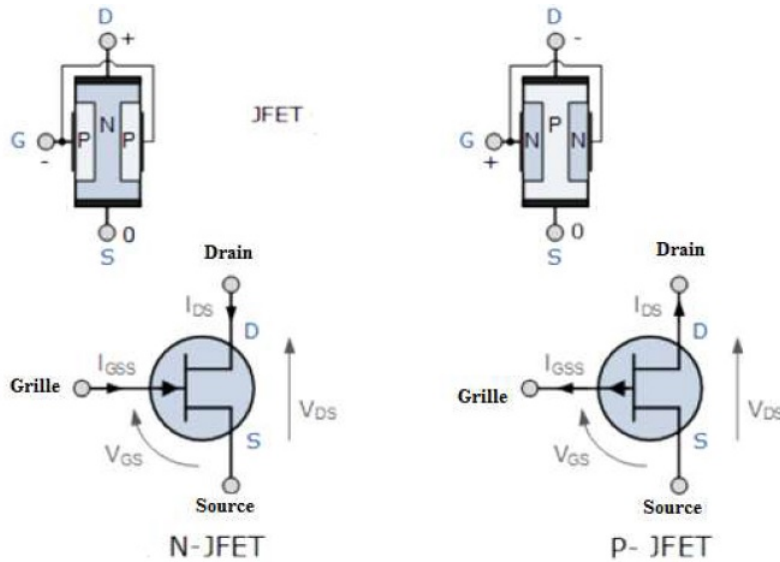


FIGURE 4.2 – Représentation schématique d'un JFET à canal N et à canal P ainsi que leurs symboles respectifs.

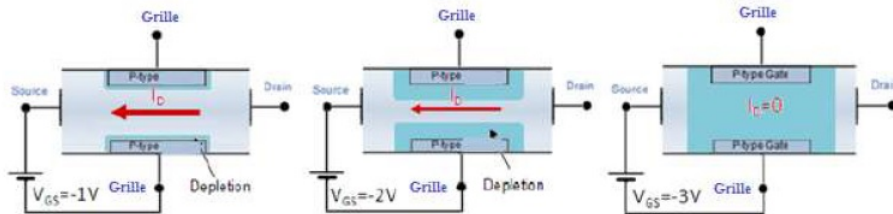


FIGURE 4.3 – Rétrécissement du canal en fonction de la tension de grille  $V_{GS}$  appliquée.

#### 4.2.2 Principe de fonctionnement

Si l'on applique maintenant une tension  $V_{GS}$  négative, alors la couche de déplétion devient plus importante. La section du canal devient alors plus faible (figure 4.3), réduisant le courant qui le traverse. La résistance du canal est ainsi augmentée.

Si l'on continue de réduire la tension de grille, le courant diminue jusqu'au point où celui-ci devient zéro. La tension à laquelle le canal est fermé s'écrit ( $V_{GS\ off}$ ).

L'amplitude du courant circulant dans le canal drain-source est ainsi contrôlée par la tension appliquée sur l'électrode de grille. Le canal se comporte comme une résistance ohmique ajustable au travers de la tension de la grille (figure 4.4)

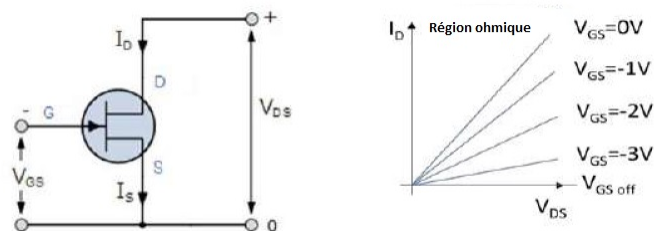


FIGURE 4.4 – Transistor JFET dans la zone ohmique. Le courant  $I_D$  est proportionnel à la tension  $V_{DS}$  et la pente est réglable à l'aide de la tension  $V_{GS}$ .

Considérons maintenant le cas où la tension  $V_{DS}$  devient importante. Un gradient de tension se forme ainsi le long du canal. La tension devient de moins en moins positive en allant du drain à la source. La jonction PN est ainsi fortement polarisée en inverse près du drain et faiblement près de la source. La largeur du canal augmente ainsi; près du drain la zone de déplétion est plus large et le canal est plus étroit (figure

4.5). Ce rétrécissement de la section du canal va réduire la résistance de celui-ci.

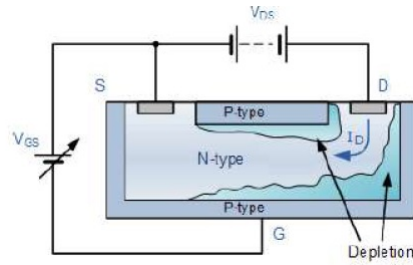


FIGURE 4.5 – Géométrie du canal lorsque la tension  $V_{DS}$  devient importante

Si maintenant la grille est connectée à la source et que l'on augmente la tension drain-source  $V_{DS}$ , le courant va augmenter jusqu'à ce que le canal soit complètement fermé (figure 4.6). Cette tension ( $V_P$ ) est appelée la tension de pincement. On trouvera par ailleurs la relation suivante :

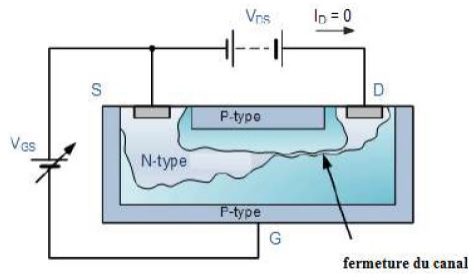


FIGURE 4.6 – Pincement du canal JFET

$$V_P = -V_{GS\ off} \quad (4.1)$$

Dès qu'il y a pincement du canal, le courant  $I_D$  cesse de croître et  $V_{DS}$  a peu ou plus d'effet. Seul  $V_{GS}$  permet alors de contrôler le courant dans le canal. Le transistor se trouve alors dans sa zone active (aussi appelé zone de saturation) et il fonctionne comme une source de courant contrôlée par la tension de grille.

### 4.2.3 Effet de champ

Le canal N du transistor à effet de champ représente un chemin résistif. La jonction PN entre la grille et le canal est polarisée en inverse. Il en résulte une zone de déplétion (non conductrice). Lorsque la tension de grille est de 0 V ( $V_{GS} = 0$ ) et qu'une petite tension ( $V_{DS}$ ), est appliquée entre le drain et la source, la zone de déplétion est très fine. C'est là que le courant à travers le canal,  $I_D$  est le plus important. Ce courant s'appellera le courant maximum de saturation ( $I_{DSS}$ ). Le JFET est alors fortement conducteur.

Comme la jonction PN grille-canal est polarisée en inverse, le courant qui va la traverser sera très faible et sera même fréquemment négligé. Dans ce cas, le courant de source ( $I_S$ ) sera égal au courant de drain ( $I_D$ ).  $I_G = 0 \Rightarrow I_D = I_S$

### 4.2.4 Régimes de fonctionnement

Le JFET agit comme une résistance contrôlée ( $R_{DS}$ ) dont la valeur varie entre zéro lorsque  $V_{GS} = 0$  et devient maximum lorsque la tension de grille devient très négative. Dans les conditions normales, la tension de grille est toujours négative par rapport à la source. Il est essentiel que cette tension ne devienne jamais positive. En effet, dans ce cas, la diode PN deviendrait alors passante et tout le courant de drain passerait par la grille, ce qui endommagerait le JFET.

La caractéristique typique d'un transistor JFET à canal N est donnée ci-dessous (figure 4.7) : La figure 4.7 définit les quatre zones de travail d'un JFET :

- La zone ohmique : Lorsque  $V_{DS}$  est très faible, le JFET fonctionne comme une résistance contrôlée.
- La zone de blocage : Lorsque la tension  $V_{GS}$  est suffisamment négative, le canal est fermé et le courant  $I_D = 0$ . Le JFET est alors similaire à un circuit ouvert.



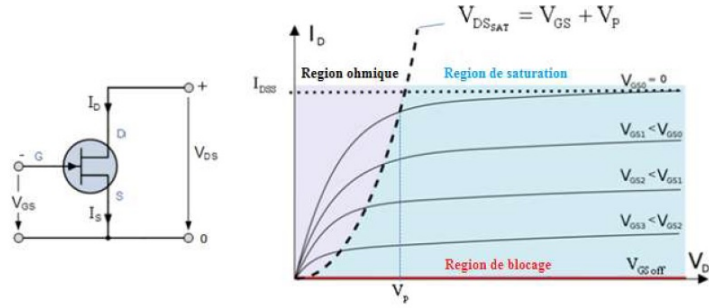


FIGURE 4.7 – Symbole et caractéristique de sortie typique d’un JFET.

- La zone active ou de saturation : Le JFET agit comme une source de courant contrôlée par la tension de la grille. La tension drain-source  $V_{DS}$  a peu ou pas d’effet dans cette zone.
- La zone de claquage : La tension  $V_{DS}$  entre le drain et la source est suffisamment haute pour créer un claquage du canal résistif. Le courant  $I_D$  augmente alors de manière incontrôlée. Cette région n’est pas indiquée sur la figure 4.7. Elle se situerait sur la partie droite.

## 4.2.5 Réseaux de caractéristiques

### Réseau d’entrée

Les transistors JFET doivent uniquement être utilisés avec des tensions  $V_{GS}$  négatives et inférieures à la tension de claquage inverse. La caractéristique d’entrée est celle d’une diode polarisée en inverse. On a donc toujours :  $I_G = 0$

### Réseau de sortie

C’est le réseau des courbes  $I_D = f(V_{DS})$  avec  $V_{GS} = \text{Constante}$ . Ce réseau est caractérisé par trois régions utiles : la région ohmique, la zone de coude, la zone de saturation. Dans cette zone, on note une légère croissance de  $I_D$  avec  $V_{DS}$  car la longueur effective du canal diminue.

### Réseau de transfert ou de transconductance

Ce réseau correspond aux courbes  $I_D = f(V_{GS})$  pour  $V_{DS} = \text{Constante}$ . Les caractéristiques sont des droites pour la partie ohmique. Dans la zone de saturation pour les valeurs supérieures de  $V_{DS}$ , la caractéristique est parabolique et on peut écrire en première approximation que :

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (4.2)$$

Les JFET sont caractérisés par une grande dispersion des valeurs des paramètres. Pour un même type, le courant drain maximum  $I_{DSS}$  et la tension  $V_{GS}$  de pincement  $V_P$  peuvent varier d’un facteur 4 à 5. Ainsi pour un 2N 5459, on note les valeurs suivantes :

$4\text{ mA} < I_{DSS} < 16\text{ mA}$  et  $-2\text{ V} > V_P > -8\text{ V}$

Les équations décrivant le JFET dans ses différentes régions sont données dans la figure 4.8

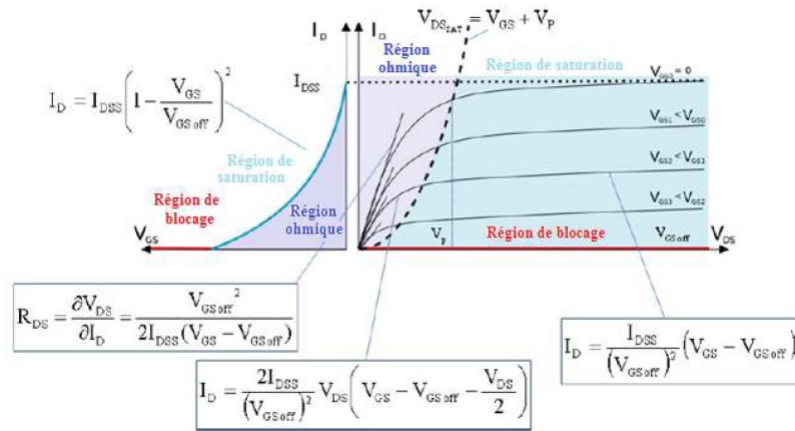


FIGURE 4.8 – Equations caractérisant le transistor JFET

### 4.3 Transistor MOSFET

Dans tout ce qui suit on va étudier le MOSFET canal N et le même raisonnement est applicable pour le MOSFET canal P bien sur le substrat N sera remplacé par le substrat P et inversement et les tensions seront inversées.

#### 4.3.1 Principe du MOSFET canal N

On prend un substrat type N figure 4.9(a) et puis on dépose un substrat type P très faiblement dopé figure 4.9(b), donc on réalise 2 régions de types N fortement dopés qui sont reliées respectivement aux électrodes Source et Drain.

Une couche d'oxyde de silicium figure 4.9(c) recouvre cet ensemble et par-dessus cette couche, qui joue le rôle d'isolant, on dispose une mince couche métallique (aluminium) reliée à l'électrode Grille.

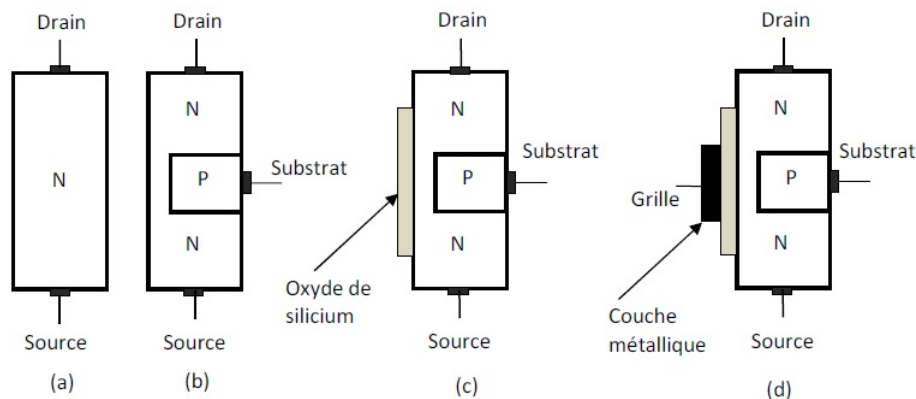


FIGURE 4.9

La différence principale entre un TEC à jonction (JFET) et un TEC à grille isolée (MOSFET) réside dans le fait qu'on peut appliquer à la grille de ce dernier des tensions positives et encore avoir un courant grille qui est pratiquement nul. On dit alors que le MOSFET a 2 régimes de fonctionnement :

- Régime de déplétion quand  $V_{GS}$  est négative donc se comporte comme un JFET.
- Régime d'enrichissement quand  $V_{GS}$  est positive.

#### Régime de déplétion

Quand on applique une tension  $V_{GG}$  inférieur à zéro figure 4.10(a), les électrons qui circulent dans le canal sont repoussés et par suite la conductance du canal diminue; on dit qu'on est en régime de déplétion ou d'appauvrissement figure 4.10(b). Dans ce cas le MOSFET se comporte comme un transistor JFET à canal N.

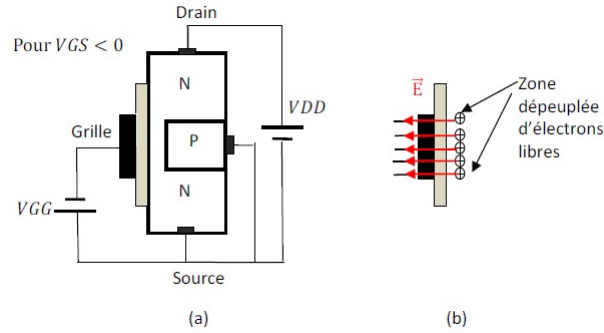


FIGURE 4.10

### Régime d'enrichissement

Dans ce cas, on applique une tension  $V_{GG}$  supérieure à zéro, il apparaît alors une couche de type N entre les 2 zones de types N figure 4.11(a). Plus on augmente la tension  $V_{GG}$  et plus cette couche devient épaisse. On dit que la conductance a augmenté par enrichissement en électrons figure 5.11(b).

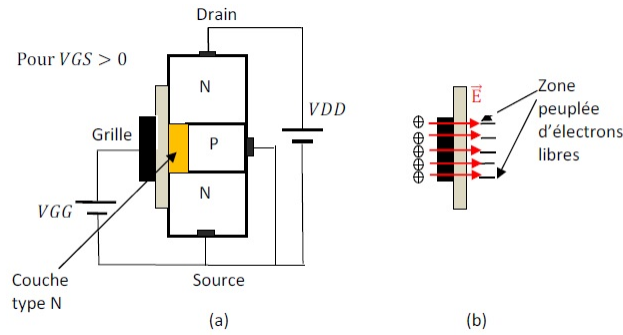


FIGURE 4.11

## 4.4 Réseaux de caractéristique du MOSFET

De la même manière que pour le JFET nous avons tracé  $I_D = f(V_{DS})$  à mais cette fois  $V_{GS}$  peut être inférieure à zéro ou supérieure à zéro, figure 4.12.

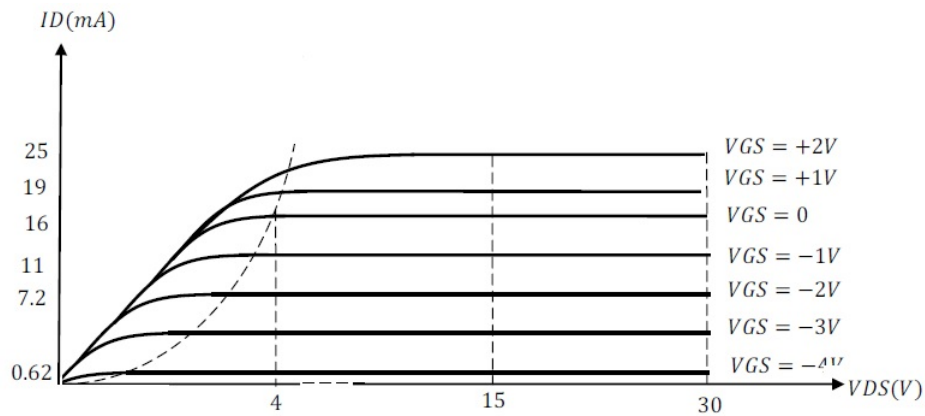


FIGURE 4.12

#### 4.4.1 Caractéristiques de transconductance

De la figure 4.13, on peut tracer la courbe de  $I_D = f(V_{GS})$ .

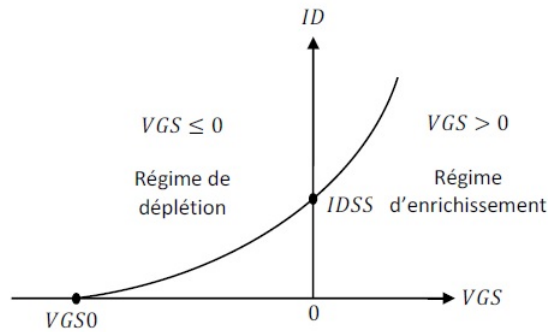


FIGURE 4.13

De la figure 4.13, on constate bien les deux régimes de fonctionnement et que le MOSFET a la même équation parabolique que celle d'un JFET.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS0}}\right)^2 \quad (4.3)$$

#### 4.4.2 Symboles schématique

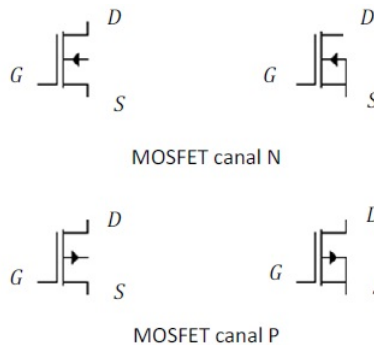


FIGURE 4.14

La figure 4.14 représente les symboles d'un MOSFET à canal N et à canal P.

En fait, il existe une autre catégorie de transistors MOSFET qui fonctionnent uniquement pour les tensions  $V_{GS}$  positives qui sont les E MOSFET canal N et les transistors MOSFET qui fonctionnent uniquement pour les tensions  $V_{GS}$  négatives qui sont les E MOSFET canal P.

### 4.5 MOSFET en régime d'enrichissement ou E MOSFET canal N

#### 4.5.1 Fonctionnement

Dans la figure 4.15(a) le substrat P coupe le substrat N en 2 zones. La figure 4.15(b) représente la polarisation normale d'un E MOSFET canal N. Pour que le courant  $I_D$  passe, il faut appliquer une tension  $V_{GS}$  supérieure à zéro. Donc la grille se comporte comme une armature de condensateur, l'oxyde comme un diélectrique et le substrat comme l'autre armature. Autrement dit, lorsque la tension de la grille est suffisamment positive, elle peut créer une mince couche d'électrons libre qui va de la source au drain. Cette couche va se comporter comme un semi conducteur de type N, c'est pourquoi la couche du substrat P en contact avec l'oxyde est appelée la couche d'inversion de type N.

La tension minimale qui produit la couche d'inversion est appelée la tension de seuil  $V_{GS(Th)}$  pour Threshold.

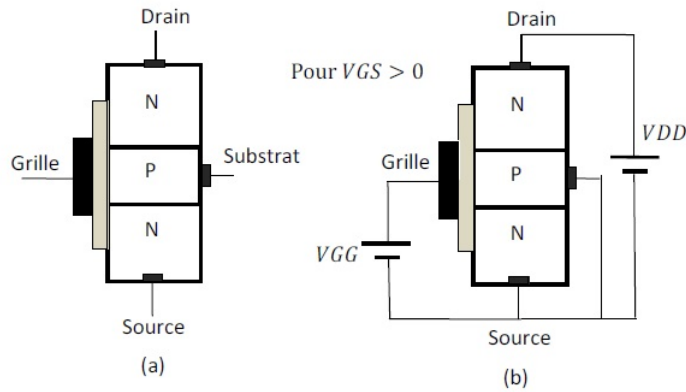


FIGURE 4.15

### 4.5.2 Caractéristique de transconductance du E MOSFET

De la même manière que précédemment on trace la caractéristique de transconductance  $I_{DS} = f(V_{GS})$ , on obtient la courbe de la figure 4.16

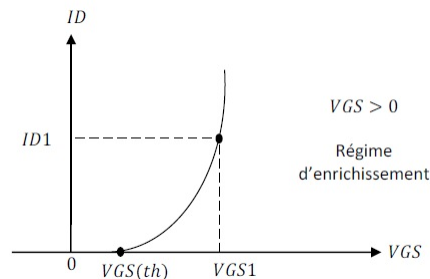


FIGURE 4.16

On peut démontrer que cette courbe est de la forme :

$$I_D = K(V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \tag{4.4}$$

K étant une constante caractéristique du composant E MOSFET

Si on connaît  $V_{GS}$ ,  $V_{GS(th)}$  et  $I_D$  on peut calculer K

### 4.5.3 Symboles schématique

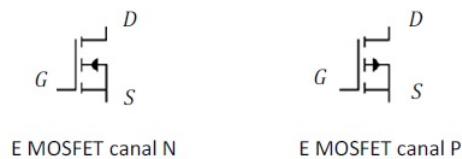


FIGURE 4.17

Le transistor unipolaire ou transistor à effet de champ (FET), a comme le transistor bipolaire un point de fonctionnement en régimes statique et dynamique, il a une droite de charge en statique et une droite de charge en dynamique. Le transistor FET peut être monté en montage source commune, drain commun et grille commune par analogie au transistor bipolaire montage en émetteur commun, collecteur commun et base commune.

Dans toute la suite nous considérons un transistor J-FET et le même raisonnement pourra être fait pour le transistor MOSFET à part le symbole qui change.

#### 4.5.4 Polarisation, droite de charge statique et point de repos

Par définition la droite de charge statique d'un transistor JFET c'est la droite d'équation :  $I_D = f(V_{DS})$  et le point de repos c'est le point de fonctionnement de coordonnées  $Q_0 = (V_{DS0}, I_{D0})$

##### Polarisation par la grille

On applique une tension de grille constante :  $V_{GG}$  (figure 4.18) Compte tenu de la dispersion de caractéristiques pour des transistors de mêmes références, la polarisation par la grille est la plus mauvaise méthode pour polariser le transistor dans la zone linéaire car le point de repos est trop instable.

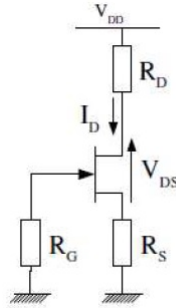


FIGURE 4.18 – Polarisation par la grille

##### Polarisation automatique

Le courant circulant dans le JFET et dans  $R_S$  génère une tension :

$$V_S = R_S \times I_D .$$

Le courant de grille étant nul,  $V_G = 0$  donc  $V_{GS} = R_S \times I_D$  . Le montage crée donc sa propre polarisation en utilisant la tension aux bornes de  $R_S$  pour polariser la grille en inverse.

##### Polarisation par diviseur de tension

Le pont diviseur (figure 4.19) fournit une tension :

$$V_G = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

On en déduit la tension  $V_S = V_G - V_{GS}$  et le courant :

$$I_D = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \text{ avec } V_{GS} < 0$$

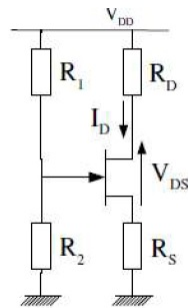


FIGURE 4.19 – Polarisation par diviseur de tension

##### Polarisation par source de courant

Bien que la tension  $V_{GS}$  varie, le point de polarisation P reste fixe. (figure 4.20) toutefois ce montage nécessite une seconde source de tension.

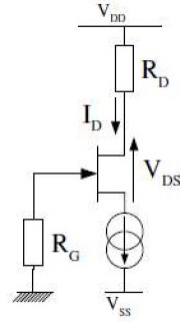


FIGURE 4.20 – Polarisation par source de courant

### 4.5.5 Schéma équivalent du JFET

#### Schéma équivalent

La matrice admittance pour un quadripôle quelconque (figure 4.21) est donnée par :

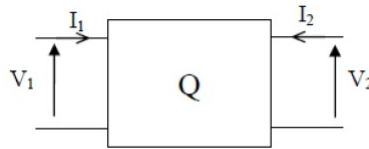
$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} \cdot V_1 + Y_{12} \cdot V_2 \\ I_2 = Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V_2 \end{cases}$$


FIGURE 4.21 – Quadripôle quelconque

Représentation des paramètres admittances (figure 4.22 et figure 4.23)

$$\begin{cases} I_G = Y_{11} \cdot V_{GS} + Y_{12} \cdot V_{DS} \\ I_D = Y_{21} \cdot V_{GS} + Y_{22} \cdot V_{DS} \end{cases}$$

détermination des paramètres :  $Y_{11} Y_{12} Y_{21} Y_{22}$

puisque  $I_G$  est nul les paramètres  $Y_{11} Y_{12}$  sont nuls.

$$I_G = 0$$

$$I_D = Y_{21} \cdot V_{GS} + Y_{22} \cdot V_{DS}$$

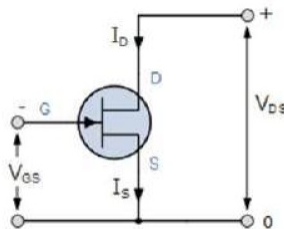


FIGURE 4.22 – JFET

Détermination graphique des paramètres :  $\Delta I_D = Y_{21} \cdot \Delta V_{GS} + Y_{22} \cdot \Delta V_{DS}$ .

On note  $\Delta$  pour signifie qu'il s'agit d'une variation autour du point de repos fixé par le montage polarisant

On suppose les variations d'amplitudes suffisamment faibles pour considérer les caractéristiques  $I_D$  fonction de  $V_{GS}$  et  $I_D$  fonction  $V_{DS}$  linéaires.

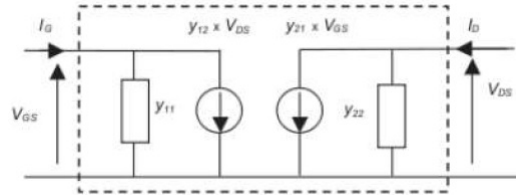


FIGURE 4.23 – Schéma dynamique du JFET

**Le paramètre  $Y_{21}$**

Si la tension  $V_{DS}$  est constante, lorsque la tension d'entrée varie d'une quantité  $\Delta V_{GS}$  le courant de drain varie d'une quantité  $\Delta I_D = Y_{21} \cdot \Delta V_{GS}$

On nomme  $Y_{21}$  la pente ou la transconductance du transistor.

$$Y_{21} = \left( \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right)_{\Delta V_{DS}=0} = \left( \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right)_{\Delta V_{DS}=cst} \quad (4.5)$$

$Y_{21} = g_m$  : Transconductance.

**Le paramètre  $Y_{22}$**

Si la tension  $V_{GS}$  est constante, lorsque la tension de sortie varie d'une quantité  $\Delta V_{DS}$ , le courant de drain varie d'une quantité  $\Delta I_D = Y_{22} \cdot \Delta V_{DS}$ . On nomme  $Y_{22}$  l'inverse de la résistance dynamique de sortie.

$$Y_{22} = \left( \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} \right)_{\Delta V_{GS}=0} = \left( \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} \right)_{\Delta V_{GS}=cst} \quad (4.6)$$

Donc le schéma équivalent du transistor JFET est donné par la figure 4.24

$Y_{22} = g_{ds}$  : Admittance du drain-source

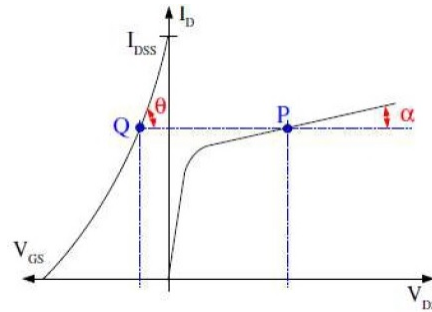


FIGURE 4.24 – Schéma dynamique du JFET

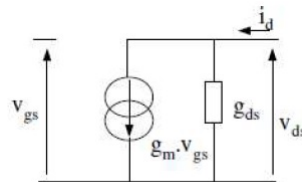


FIGURE 4.25 – Schéma dynamique du JFET

$$g_m = \tan(\theta) \quad g_{ds} = \tan(\alpha) \quad (\text{figure 4.25})$$

→ Le paramètre  $g_m$  peut aussi être calculé de l'équation suivante :

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS\ off}} \right)^2$$

$$\text{d'ou pour } V_{GS} = 0 : g_{m0} = \frac{-2 I_{DSS}}{V_{GS\ off}}$$

$$\text{et pour } V_{GS} \neq 0 : g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS\ off}} \right)$$



## 4.5.6 Amplificateurs à source commune

### Montage à source commune

Le montage à source commune est donné par la figure 4.26

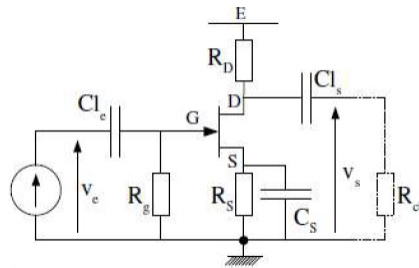


FIGURE 4.26 – Montage à source commune

### Etude statique

On calcule le point de fonctionnement et la droite de charge statique à partir du schéma équivalent statique (figure 4.27).

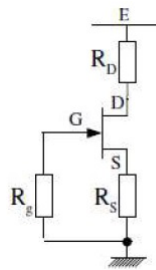


FIGURE 4.27 – Schéma statique

La droite de charge statique et le point de fonctionnement sont représentés dans la figure (figure 4.28)

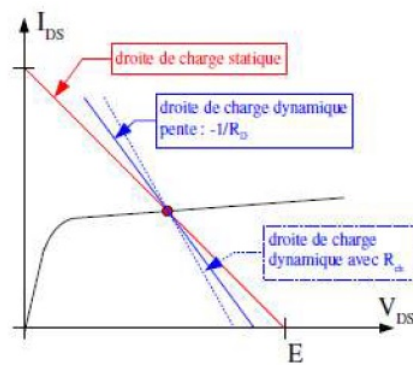


FIGURE 4.28 – Droite de charge statique et dynamique

## Etude dynamique

Le schéma équivalent dynamique est représenté dans la figure 4.29

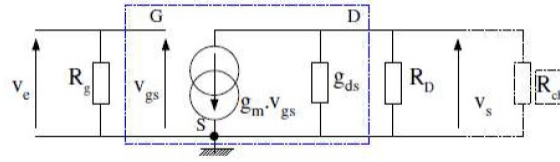


FIGURE 4.29 – Schéma équivalent en dynamique

### Gain en tension

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

$$V_s = (R_{ds} // R_d // R_{ch}) \cdot g_m V_{GS}$$

$$V_e = V_{GS} + V_s = V_{GS} + (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \cdot g_m V_{GS}$$

$$G_V = \frac{R_{ds} // R_s // R_{ch} \cdot g_m}{V_{GS} + (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \cdot g_m}$$

### Impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_g$$

### Impédance de sortie

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \text{ avec } R_{ch} \text{ débranchée et } V_e \text{ court-circuitée } (V_e = 0) \text{ dans ce cas } V_{GS} \neq 0$$

$$V_s = -V_{GS}$$

$$V_s = (R_{ds} // R_s)(I_s - g_m V_s)$$

$$V_s(1 + (R_{ds} // R_s) \cdot g_m) = (R_{ds} // R_s) \cdot I_s$$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{R_{ds} // R_s}{1 + (R_{ds} // R_s) \cdot g_m}$$

### Gain en courant

$$G_A = \frac{I_s}{I_e}$$

$$I_s = -\frac{(R_{ds} // R_s) \cdot g_m V_{GS}}{(R_{ds} // R_s) + R_{ch}}$$

$$I_e = \frac{V_e}{R_g} = \frac{V_{GS} + V_s}{R_g} = \frac{V_{GS} + (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \cdot g_m V_{GS}}{R_g}$$

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{-\frac{(R_{ds} // R_s) \cdot g_m V_{GS}}{(R_{ds} // R_s) + R_{ch}}}{\frac{V_{GS} + (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \cdot g_m V_{GS}}{R_g}} = -\frac{(R_{ds} // R_s) \cdot g_m}{(R_{ds} // R_s) + R_{ch}} \times \frac{R_g}{1 + ((R_{ds} // R_s) + R_{ch}) \cdot g_m}$$

$$G_A = \frac{(R_{ds} // R_s) \cdot g_m R_g}{((R_{ds} // R_s) + R_{ch}) \cdot (1 + (R_{ds} // R_s) + R_{ch}) \cdot g_m}$$

## 4.5.7 Amplificateurs à drain commun

Le montage amplificateur à drain commun est représenté dans la figure 4.30

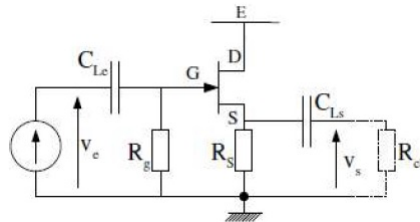


FIGURE 4.30 – Montage à drain commun

Le schéma équivalent statique et dynamique sont représentés dans les figures 4.31 et 4.32

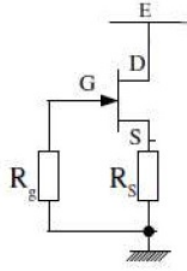


FIGURE 4.31 – Schéma équivalent en statique

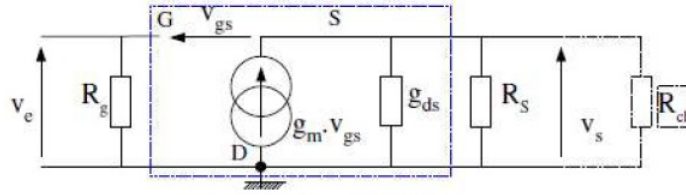


FIGURE 4.32 – Schéma équivalent en dynamique

### Gain en tension

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

$$V_s = (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \times g_m V_{GS}$$

$$V_e = V_{GS} + V_s = V_{GS} + (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \times g_m V_{GS}$$

$$G_V = \frac{(R_{ds} // R_s // R_{ch}) \times g_m}{V_{GS} + (R_{ds} // R_s // R_{ch}) \times g_m V_{GS}}$$

### Impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_g$$

### Impédance de sortie

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \text{ avec } R_{ch} \text{ débranchée et } V_e \text{ court-circuitée } (V_e = 0) \text{ dans ce cas } V_{GS} \neq 0$$

$$V_s = -V_{GS}$$

$$V_s = R_{ds} // R_s (I_s - g_m V_s)$$

$$V_s (1 + (R_{ds} // R_s) \cdot g_m) = (R_{ds} // R_s) \cdot I_s$$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{R_{ds} // R_s}{1 + (R_{ds} // R_s) \cdot g_m}$$

### Gain en courant

$$G_A = \frac{I_s}{I_e}$$

$$I_s = -\frac{R_{ds} \times R_s \cdot g_m V_s}{R_{ds} \times R_s + R_{ch}}$$

$$I_e = \frac{V_e}{R_g} = \frac{V_{GS} + V_s}{R_g} = \frac{V_{GS} + R_{ds} // R_s // R_{ch} \cdot g_m V_{GS}}{R_g}$$

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{-\frac{R_{ds} // R_s \cdot g_m V_s}{R_{ds} // R_s + R_{ch}}}{\frac{V_{GS} + R_{ds} // R_s // R_{ch} \cdot g_m V_{GS}}{R_g}} = -\frac{R_{ds} // R_s \cdot g_m}{R_{ds} // R_s + R_{ch}} \times \frac{R_g}{1 + R_{ds} // R_s // R_{ch} \cdot g_m}$$

$$G_A = \frac{R_{ds} // R_s \cdot g_m \times R_g}{(R_{ds} // R_s + R_{ch}) \times (1 + R_{ds} // R_s // R_{ch} \cdot g_m)}$$

#### 4.5.8 Amplificateurs à grille commune

Le montage amplificateur à grille commune est exprimé dans la figure 4.33

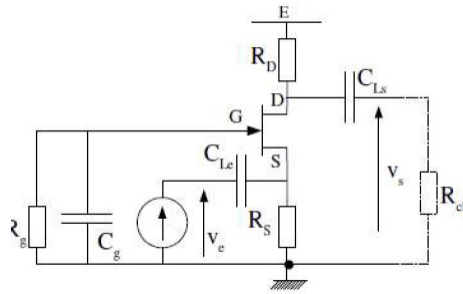


FIGURE 4.33 – Montage à grille commune

La figure 4.34 et figure 4.35 représentent le schéma équivalent statique et dynamique respectivement.

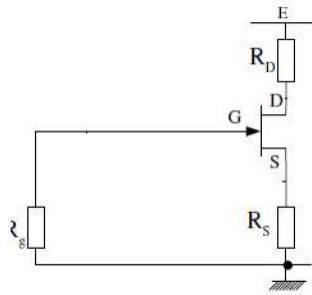


FIGURE 4.34 – Schéma équivalent en statique

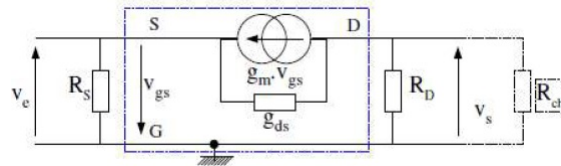


FIGURE 4.35 – Schéma équivalent en dynamique

#### Gain en tension

Par définition, le gain en tension  $G_V$  d'un amplificateur est le rapport :  $G_V = \frac{V_s}{V_e}$

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

$$V_e = -V_{GS}$$

$$V_s = -(R_D // R_{ch})(-g_m V_e + \frac{V_e - V_s}{R_{ds}})$$

$$V_s \left(1 - \frac{R_D // R_{ch}}{R_{ds}}\right) = -(R_D // R_{ch}) \left(-g_m + \frac{1}{R_{ds}}\right) V_e$$

$$G_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-(R_D // R_{ch})(-g_m R_{ds} + 1)}{R_{ds} - (R_D // R_{ch})}$$

#### Impédance d'entrée

Par définition, l'impédance d'entrée  $Z_e$  d'un amplificateur est le rapport :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e}$$

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e}$$

$$V_e = R_s (I_e + g_m V_{GS} + \frac{V_e - V_s}{R_{ds}}) = R_s (I_e - g_m V_e + \frac{V_e - G_V V_e}{R_{ds}})$$

$$V_e \left(1 + R_s g_m + \frac{R_s (-1 + G_V)}{R_{ds}}\right) = R_s I_e$$

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{R_s}{1 + R_s g_m + R_s g_{ds} (G_V - 1)}$$

## Impédance de sortie

Par définition, l'impédance de sortie  $Z_s$  d'un amplificateur est le rapport :

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s}$$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} \text{ avec } R_{ch} \text{ débranchée et } V_e \text{ court-circuitée (} V_e = 0 \text{) donc } V_{GS} = 0$$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s}$$

$$V_s = (R_d // R_{ds}) \cdot I_s$$

$$Z_s = \frac{V_s}{I_s} = R_d // R_{ds}$$

## Gain en courant

Par définition, le gain en courant  $G_A$  d'un amplificateur est le rapport :

$$G_A = \frac{I_s}{I_e}$$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e}$$

$$V_s = -R_{ch} \cdot I_s \Rightarrow I_s = -\frac{V_s}{R_{ch}}$$

$$I_e = \frac{V_e}{Z_e}$$

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{-\frac{V_s}{R_{ch}}}{\frac{V_e}{Z_e}} = -\frac{V_s}{R_{ch}} \cdot \frac{Z_e}{V_e}$$

$$G_A = \frac{I_s}{I_e} = -G_V \cdot \frac{Z_e}{R_{ch}}$$

## Exercices

### Exercice 1

Dans les circuits représentés suivants, déterminer si le transistor est bloqué ou non.

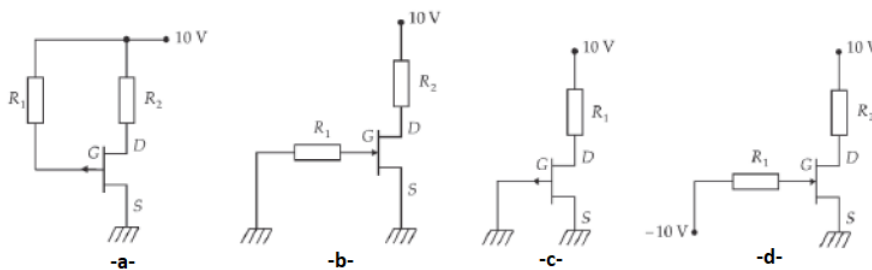


FIGURE 4.36

### Solution 1

- Figure 4.36 -a- : Le JFET n'est pas bloqué.
- Figure 4.36 -b- : Le JFET n'est pas bloqué.
- Figure 4.36 -c- : Le JFET n'est pas bloqué.
- Figure 4.36 -d- : Le JFET est pas bloqué.

### Exercice 2

On suppose que le transistor à effet de champ est caractérisé par ses paramètres  $g$  et  $\rho$

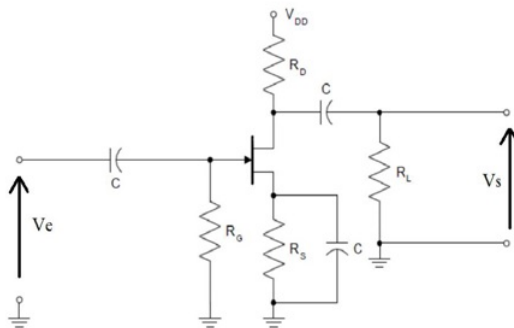


FIGURE 4.37

- Expliquer ce que représente ces deux paramètres, c'est quoi leurs unités et comment ils peuvent être déterminés à partir des caractéristiques statiques du transistor.
- Donner le schéma équivalent en dynamique du montage.
- Calculer le gain en tension, l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie (calcul analogique en fonction des éléments du montage et des paramètres  $g$  et  $\rho$ )

### Solution 2

- $g$  représente la pente du transistor et  $\rho$  sa résistance de sortie. On peut les déterminer à partir des caractéristiques statiques  $I_D = f(V_{GS})$  et  $I_D = f(V_{DS})$ . Ce sont les pentes de ses caractéristiques au voisinage du point de fonctionnement.

— Schéma équivalent en dynamique du montage

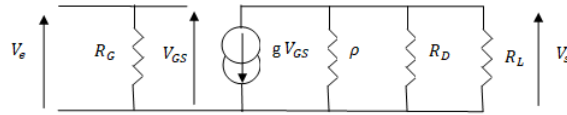


FIGURE 4.38

— L'impédance d'entrée est  $R_G$ .

— Calcule de l'impédance de sortie : On débranche la charge et on court-circuite le générateur d'attaque, ensuite on calcule  $V_s/I_s$ , c'est l'impédance de sortie

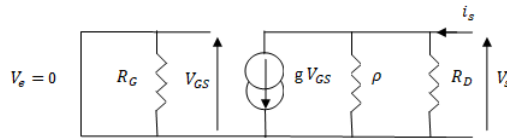


FIGURE 4.39

—  $V_{GS} = 0$

—  $Z_s = \rho // R_D$

—  $Z_s = R_D$  L'impédance de sortie est donc  $R_D$ .

### Exercice 3

De façon à commander en tout ou rien une charge résistive de  $10 \Omega$  sous  $300 V$ , on veut mettre en oeuvre le transistor MOS ci-contre.

Lorsque le transistor MOS fonctionne en zone ohmique, il se comporte comme une résistance  $R_{DS} \approx 0.1 \Omega$

— Calculer dans ce cas, les valeurs de  $I_D$  et de  $V_{DS}$ .

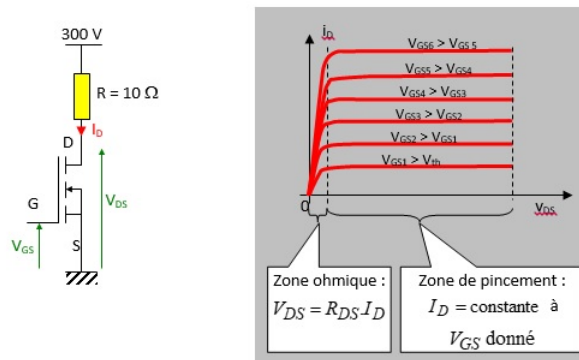


FIGURE 4.40

### Solution 3

— Calculer  $I_{DS}$  et  $V_{DS}$  ?

On applique la loi des mailles

$$V_{DD} - R \times I_D - R_{DS} \times I_D = 0$$

$$V_{DD} = R \times I_D + R_{DS} \times I_D$$

$$I_D(R + R_{DS}) = V_{DD} \Rightarrow I_D = \frac{V_{DD}}{R + R_{DS}}$$

$$I_D = \frac{300}{10 + 0.1} = 29.7 A$$

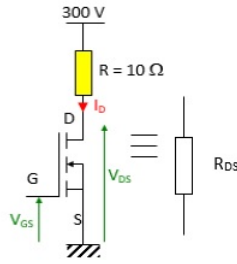


FIGURE 4.41

$$\begin{aligned} - V_{DS} &= R_{DS} \times I_D \\ V_{DS} &= 0.1 \times 29.7 \\ V_{DS} &= 2.97 V \end{aligned}$$

#### Exercice 4

Soit l'amplificateur à MOSFET.  $V_{DD} = 20 V$ ,  $R_1 = R_2 = 1 M\Omega$  et  $R_L = 10 k\Omega$ . Le MOSFET a les paramètres suivants : transconductance  $g_m = 5000 \mu S$ ,  $K_n = 5 mA$  et  $\lambda = 0$ . Pour  $I_D = 1.25 mA$ ,  $V_{GS} = 2.5 V$  et  $V_{DS} = 3 V$

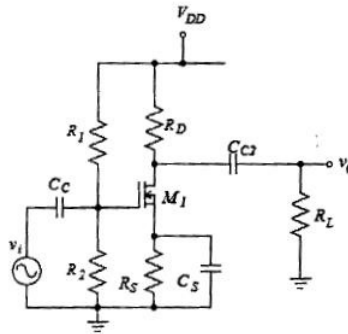


FIGURE 4.42

- Trouver  $R_D, R_S$ .
- Trouver le gain en tension  $A_V$  et quelle sera la valeur de  $V_0$  si  $V_i = 9 mV$ .

#### Solution 4

1. Calculer  $R_D, R_S$  ?

$$V_{DD} = 20 V, R_1 = R_2 = 1 M\Omega \text{ et } R_L = 10 k\Omega$$

$$g_m = 5000 \mu S$$

$$K_n = 5 mA \text{ et } \lambda = 0$$

$$I_D = 1.25 mA, V_{GS} = 2.5 V \text{ et } V_{DS} = 3 V$$

- Etude statique
- $C_C, C_S, C_{C2}$  = impédance infinie  $\Rightarrow$  circuit ouvert.

- On applique la loi des mailles 1

$$V_{DD} - R_D \times I_D - R_S \times I_D - V_{DS} = 0 \quad (4.7)$$

- On applique le diviseur de tension

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{DD} \Rightarrow V_{R2} = \frac{10^6}{10^6 + 10^6} \times 20$$

$$\Rightarrow V_{DD} = \frac{10^6}{2 \times 10^6} \times 20 \Rightarrow V_{R2} = 10 V$$



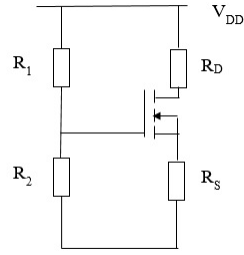


FIGURE 4.43

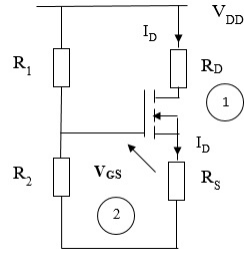


FIGURE 4.44

— On applique la loi des mailles 2

$$V_{R2} = V_{GS} + R_s \times I_D \Rightarrow R_s = \frac{V_{R2} - V_{GS}}{I_D}$$

$$\Rightarrow R_s = \frac{10 - 2.5}{1.25 \times 10^{-3}}$$

$$\Rightarrow R_s = 6 \text{ k}\Omega$$

A partir de (5.7)

$$V_{DD} - R_D \times I_D - R_s \times I_D - V_{DS} = 0 \Rightarrow R_D \times I_D = V_{DD} - R_s \times I_D - V_{DS}$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - R_s \times I_D - V_{DS}}{I_D}$$

$$R_D = 7.6 \text{ k}\Omega$$

2. Calculer  $A_V$ ,  $V_0$  ? ( $V_i = 9 \text{ mA}$ )

$C_c, C_{c2}, C_s$  = impédance nulle = court-circuit.

$V_{DD} = 0$  (masse)

— Schéma équivalent du transistor en régime dynamique

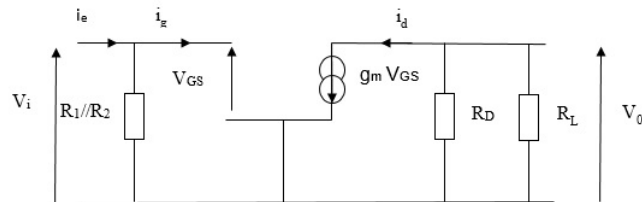


FIGURE 4.45

$$A_V = \frac{V_0}{V_i}$$

On a :  $V_i = V_{GS}$

$$V_0 = -(R_D // R_L) i_d = -(R_D // R_L) g_m V_{GS}$$

$$\text{donc : } A_V = \frac{-(R_D // R_L) g_m V_{GS}}{V_{GS}} \Rightarrow A_V = -g_m (R_D // R_L)$$

$$A_V = -5000 \times 10^{-6} \left( \frac{7.6 \times 10^3 \times 10 \times 10^3}{7.6 \times 10^3} + 10 \times 10^3 \right)$$

$$V_0 = ?$$

$$V_i = 9 \text{ mA}$$

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} \Rightarrow V_0 = A_V \times V_i$$

$$V_0 = -21.6 \times 9 \times 10^{-3}$$

$$V_0 = 0.1944 \Rightarrow V_0 = -194,4 \text{ mV}$$

## Exercice 5

Soit l'amplificateur suiveur à transistor MOSFET canal N à enrichissement (figure 4.46) qui possède les paramètres suivants :  $V_s = 1\text{ V}$ ,  $K_n = 1\text{ mA/V}^2$  et  $\lambda = 0$ . Les paramètres du circuit sont :  $V_{DD} = 5\text{ V}$ ,  $I_D = 1.7\text{ mA}$ ,  $V_{DS} = 3\text{ V}$  et  $R_1//R_2 = 300\text{ k}\Omega$

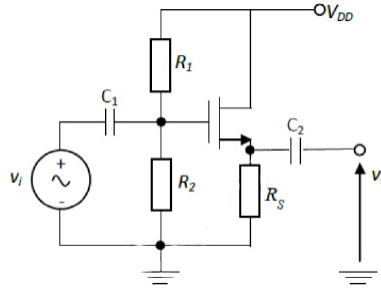


FIGURE 4.46

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

## Solution 5

$V_s = 1\text{ V}$ ,  $K = 1\text{ mA/V}^2$ ,  $\lambda = 0$   
 $V_{DD} = 5\text{ V}$ ,  $I_D = 1.7\text{ mA}$   
 $V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $R_1//R_2 = 300\text{ k}\Omega$

1. Calculer  $R_1$ ,  $R_2$   $R_s$

### Etude statique

$V_i = 0\text{ V}$ , Source de tension alternative est nulle  $C_1$  et  $C_2 \approx \infty$  (impédance infinie)  $\Rightarrow$  circuit ouvert.  
 ça nous donne le circuit suivant

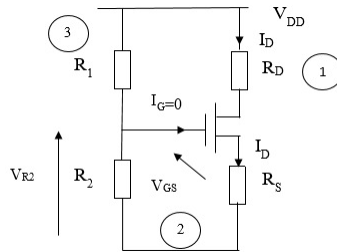


FIGURE 4.47

— On applique la loi des mailles (1)

$$V_{DD} - V_{DS} - R_s \times I_D = 0 \quad (4.8)$$

— On applique la loi des mailles (2)

$$V_{R2} - V_{GS} - R_s \times I_D = 0 \quad (4.9)$$

— On applique le diviseur de tension (3)

$$V_{R2} = V_{DD} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.10)$$

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

$$I_D = K(V_{GS} - V_s)^2 \quad (4.11)$$

A partir de (4.8) :

$$R_s = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{5-3}{1.7 \times 10^{-3}} = 1176 \Omega$$

A partir de (4.10) :

$$I_D = K(V_{GS} - V_s)^2 \Rightarrow (V_{GS} - V_s)^2 = \frac{I_D}{K}$$

$$\Rightarrow V_{GS} - V_s = \sqrt{\frac{I_D}{K}} \Rightarrow V_{GS} = \sqrt{\frac{I_D}{K}} + V_s = \sqrt{\frac{1.7 \times 10^{-3}}{10^{-3}}} + 1$$

$$\Rightarrow V_{GS} = 2.30 V$$

— On calcul  $V_{R2} = ?$

A partir de (4.10) :

$$V_{R2} - V_{DS} - R_s \times I_D = 0 \Rightarrow V_{R2} = V_{GS} - R_s \times I_D \quad (4.12)$$

$$(4.10) \times (4.11) : \frac{V_{DD} \times R_2}{R_1 + R_2} = V_{GS} + R_s \times I_D$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{GS} + R_s \times I_D}{V_{DD}} = \frac{2.30 + 1176 \times 1.7 \times 10^{-3}}{5}$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.85$$

$$\text{On a } R_1 // R_2 = 300 k\Omega \Rightarrow \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = 300 k\Omega$$

$$R_1 \times 0.85 = 300 k\Omega$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{300 k\Omega}{0.85} = 352.94 k\Omega \Rightarrow R_2 = 0.85(R_1 + R_2)$$

$$\Rightarrow R_2 = 0.85 \times R_1 + 0.85 \times R_2 \Rightarrow R_2 - 0.85 \times R_2 = 0.85 \times R_1$$

$$0.15 \times R_2 = 0.85 \times R_1 \Rightarrow R_2 = \frac{0.85 \times R_1}{0.15} = \frac{0.85 \times 352.94 k\Omega}{0.15}$$

$$\Rightarrow R_2 = 1999.99 k\Omega = 1.9 M\Omega$$

$$\Rightarrow R_2 \simeq 2 M\Omega$$

2. Calculer le gain en tension  $G_V$

### Etude dynamique

— Régime dynamique  $C_1$  et  $C_2 = 0$  (impédance nulle)  $\Rightarrow C_1$  et  $C_2$  court-circuité

$V_{DD} = 0$  (masse)

— Schéma équivalent en régime dynamique

On  $V_i - V_{gs} - V_0$  (loi des mailles (1))

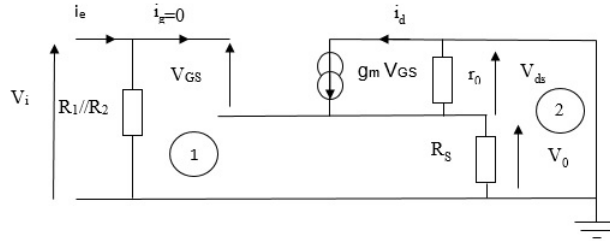


FIGURE 4.48

— On applique la loi des mailles (2)

$$V_0 + V_{DS} = 0$$

$$V_0 + r_0(i_d - g_m V_{GS}) = 0 \quad (4.13)$$

$$V_0 = R_s i_d \Rightarrow i_d = \frac{V_0}{R_s} \quad (4.14)$$

$$V_{GS} = V_i - V_0 \quad (4.15)$$

(4.14) et (4.15)  $\times$  (4.13) :

$$V_0 + r_0 \left( \frac{V_0}{R_s} - g_m (V_i - V_0) \right) = 0$$

$$\Rightarrow V_0 + r_0 \frac{V_0}{R_s} - g_m r_0 (V_i - V_0) \Rightarrow g_m r_0 V_i = V_0 + r_0 \frac{V_0}{R_s} + g_m r_0 V_0$$

$$\Rightarrow g_m r_0 V_i = \left( 1 + \frac{r_0}{R_s} + g_m r_0 \right) V_0 \Rightarrow G_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{g_m r_0}{1 + \frac{r_0}{R_s} + g_m r_0}$$

Dans cet exercice  $\lambda = 0 \Rightarrow r_0 \rightarrow \infty$

$$G_V = \frac{g_m \times (R_s)}{\left( \frac{1}{r_0} + \frac{1}{R_s} + g_m \right) \times (R_s)}$$

$$g_m = 2k(V_{GS} - V_s) = 2.6 \times 10^{-3}$$

$$G_V = \frac{1176 \times 2.6 \times 10^{-3}}{\infty + 1 + (1176 \times 2.6 \times 10^{-3})} \Rightarrow G_V \simeq 0.75$$

# Chapitre 5

## Amplificateur opérationnel

Avant de traiter l'amplificateur opérationnel, on va étudier brièvement l'amplificateur différentiel qui constitue un de ces éléments fondamentaux.

### 5.1 Amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel est utilisé pour amplifier la différence entre deux signaux  $V_1$  et  $V_2$ . Il consiste à une paire symétrique de deux transistors identiques couplé par les émetteurs. Son signal de sortie peut être considéré comme la somme de deux tensions dont l'une est effectivement proportionnelle à la différence ( $V_1 - V_2$ ) et l'autre proportionnelle à la moyenne des signaux d'entrée ( $\frac{V_1+V_2}{2}$ )[12] :

$$V_s = A_d(V_1 - V_2) + A_c((V_1 + V_2)/2) \quad (5.1)$$

Les facteurs  $A_d$  et  $A_c$  sont appelés respectivement amplification différentielle du montage et amplification en mode commun.

Le rapport entre le gain en mode différentiel et le mode commun est appelé : taux de réjection en mode commun (Common mode rejection rate) :

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (5.2)$$

Il informe sur l'imperfection de l'amplificateur différentiel, ce dernier est amélioré quand le taux CMRR prend des valeurs élevées.

#### 5.1.1 Montage de l'amplificateur différentiel

Le schéma simplifié de l'amplificateur différentiel est donné par la figure 5.1, il consiste à :

- Deux transistors identiques
- Deux résistances de collecteurs identiques
- Un générateur de courant

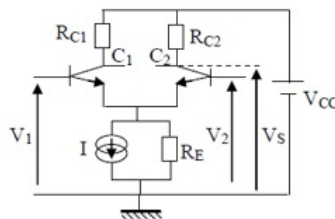


FIGURE 5.1 – Montage amplificateur différentiel

### 5.1.2 Amplification en tension à sortie flottantes et à sortie référencée

Quand la sortie est prise entre deux collecteurs  $C_1$  et  $C_2$  des transistors, la sortie est appelée flottante ou symétrique et égale à :

$$V_{C_1 C_2} = V_{C_2 M} - V_{C_1 M} = A_d (V_1 - V_2) \quad (5.3)$$

Et quand la tension de sortie est prise entre un collecteur et la masse et généralement c'est le collecteur  $C_2$  qui est choisi, la sortie est dite à référence de potentiel ou sortie référencée.

## 5.2 Amplificateur opérationnel (AO)

### 5.2.1 Définition

L'amplificateur opérationnel ayant une très grande importance pratique, utilisé surtout dans les calculateurs analogiques. C'est un circuit intégré sous forme d'un boîtier qui contient plus d'un amplificateur opérationnel, comme le fameux amplificateur opérationnel du type  $\mu A741$ . L'amplificateur opérationnel dispose de deux entrées : l'une dite inverseuse, notée  $E^-$ , lorsque on applique une tension à cette entrée, la sortie obtenue est de signe opposé et l'autre dite non inverseuse, notée  $E^+$ , la tension appliquée à cette entrée fournit une tension de sortie de même signe.

### 5.2.2 Symbole

Le symbole le plus utilisé pour la représentation de l'AO est donné par la figure 5.2.

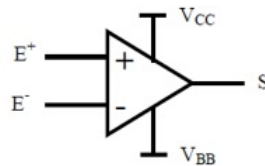


FIGURE 5.2 – Représentation conventionnelle d'un amplificateur opérationnel.

L'amplificateur opérationnel possède deux alimentations continues nécessaires pour la polarisation de tous les éléments actifs existants dans le boîtier.

### 5.2.3 Description

L'amplificateur opérationnel AO est formé de trois circuits :

- Circuit d'entrée : constitué d'un amplificateur différentiel
- Circuit intermédiaire : composé d'un amplificateur de tension monté en émetteur commun
- Circuit de sortie : représenté par un amplificateur de puissance caractérisé par une faible impédance de sortie.

### 5.2.4 Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal

L'AO idéal est caractérisé par :

- Une grande impédance d'entrée
  - Une impédance de sortie nulle
  - Une très grande amplification
- Quelques résultats sont obtenus de ces caractéristiques tel que :
- La tension de sortie étant fini, la tension d'entrée doit être nulle.
  - Les courants d'entrée sont nuls.
  - La tension de sortie est indépendante de la charge.

$$E^+ - E^- = e = 0 \quad (5.4)$$

$$I^+ - I^- = 0 \quad (5.5)$$

## 5.2.5 Concept de la boucle ouverte et fermée

### Sans réaction

Lorsque l'amplificateur opérationnel est utilisé seul n'est pas relié à aucun composant, on dit que le système est en boucle ouverte c'est la chaîne directe, son gain tend vers l'infini, la moindre fluctuation est amplifiée et peut saturer l'amplificateur et ne sera plus en régime linéaire. C'est pour cela qu'il est nécessaire de boucler le système en appliquant une contre réaction.

### Réaction positive et réaction négative

On dit qu'il y a **réaction positive** quand la sortie est reliée à l'entrée non inverseuse. On dit qu'il y a **contre-réaction** (ou réaction négative) quand la sortie est reliée à l'entrée inverseuse.

## 5.2.6 Fonctionnement des amplificateurs opérationnels (réaction-négative)

En effet si le gain de la chaîne directe tend vers l'infini, le gain du système bouclé ne dépend que de celui de la chaîne de retour comme il est montré par le montage de la figure 5.3.

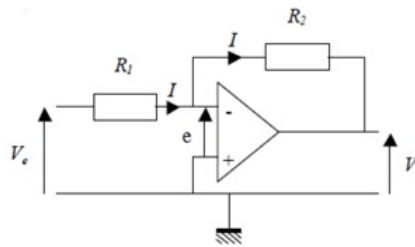


FIGURE 5.3 – Montage avec contre réaction négative.

En supposant que l'AO fonctionne dans sa zone linéaire, on a  $e = 0$ , soit :  $V_e = R_1 \times I$  et  $V_s = -R_2 \times I$ , d'où le gain en tension du montage :

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} = A_V \quad (5.6)$$

Donc c'est le rapport  $\frac{R_2}{R_1}$  de la boucle de retour qui fixe le gain d'un montage à AO.

## 5.2.7 Montages amplificateurs de base

### Montage inverseur

Le montage est celui de la figure 5.3. Nous avons obtenu :  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} = A_V$

Si  $R_1 = R_2 \Rightarrow V_s = -V_e$

Si  $R_2 > R_1$ , le gain en tension  $A_V$  est supérieur à 1, on a un fonctionnement en **amplificateur**. Dans le cas contraire on a un **atténuateur**. L'amplificateur est dit « inverseur » car le gain en tension  $A_V$  est négatif.

### Montage non inverseur

Soit le montage de la figure 5.4

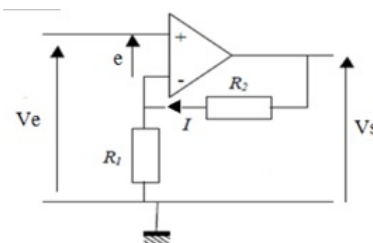


FIGURE 5.4 – Montage non inverseur

En supposant que l'AO fonctionne dans sa zone linéaire, on a  $e = 0$ , soit :  $V_e = R_1 \times I$  et  $V_s = (R_1 + R_2) \times I$ , d'où le gain en tension du montage :

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A_V \quad (5.7)$$

Dans ce cas, le gain en tension est toujours supérieur à 1. L'amplificateur est dit « non inverseur » parce que le gain en tension  $A_V$  est positif.

### Montage suiveur

Ce montage est utilisé pour l'adaptation de l'impédance. L'AO idéal  $\Rightarrow$  les tensions d'entrée négative et positive sont égales. Par suite :  $V_e = V_s$

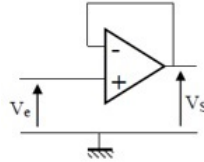


FIGURE 5.5 – Montage suiveur

### Montage sommateur-inverseur

On appliquant la loi des nœuds à l'entrée inverseuse de l'AO :

$$i = i_1 + i_2 + i_3$$

$$\text{Or : } V_s = -R \times i ; V_1 = R_1 \times i_1 ; V_2 = R_2 \times i_2 ; V_3 = R_3 \times i_3$$

$$-\frac{V_s}{R} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$$

$$\text{Si } R = R_1 = R_2 = R_3$$

$$V_s = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

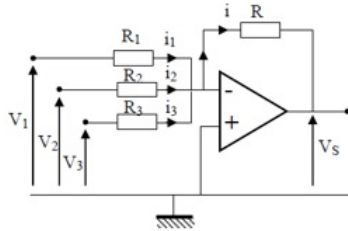


FIGURE 5.6 – Montage Sommateur-inverseur

### Montage soustracteur

On considère le montage de la figure 5.7.  $R_1$  et  $R_2$  sont parcouru par un même courant puisque il n'y pas de courant prélevé par l'entrée non inverseuse, son expression est :

$$I = \frac{V_2}{V_1 + V_2}$$

$$V^+ = R_2 \times I$$

$$\text{En remplaçant l'expression de } I : V^+ = \frac{V_2 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

De même on a :

$$I_s = \frac{(V_s - V^-)}{R_2} = \frac{V^- - V_1}{R_1}$$

$$\frac{V_s}{R_2} = \frac{V^-}{R_2} + \frac{V^-}{R_1} - \frac{V_1}{R_1}$$

$$V^- = V^+ \text{ alors :}$$

$$\frac{V_s}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} V_2 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_1}{R_1} \Rightarrow V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

$$\text{Si on choisit : } R_1 = R_2 \Rightarrow V_s = V_2 - V_1$$

Le montage amplifie alors la différence de deux tensions d'entrée.

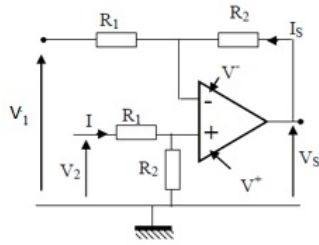


FIGURE 5.7 – Montage soustracteur

### Montage intégrateur

Puisque  $V^- = V^+ = 0$ , on obtient  $V_e = R i$

Le courant dans le condensateur est :

$$i(t) = -C \frac{dV_s}{dt} \text{ et } \frac{dV_s}{dt} = -\frac{1}{RC} V_e$$

Par intégration, on tire :  $V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e(t) dt$

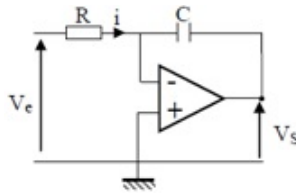


FIGURE 5.8 – Montage intégrateur

En pratique on ajoute une résistance en parallèle avec le condensateur pour obtenir une intégration satisfaisante. En effet dans le montage de la figure 5.8, il existe déjà un faible courant de l'amplificateur, résultant une chute de tension aux bornes de R qui va être également intégrer, par suite la sortie de l'amplificateur se sature puisque le condensateur reste chargé. La résistance déposée en parallèle permet la décharge du condensateur. Cette résistance doit être assez grande ( $R' \approx 10 R$ ) pour ne pas perturber l'intégrateur.

### Montage dérivateur

Le montage dérivateur est le même que celle du précédent sauf que l'emplacement de la résistance est inversé par celle du condensateur. Le courant dans le condensateur est :  $i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{dV_e(t)}{dt}$

C'est le même courant qui circule dans la résistance R :

$$V_s(t) = -R \times i(t)$$

$$V_s(t) = -RC \frac{dV_e(t)}{dt}$$

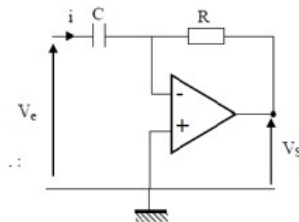


FIGURE 5.9 – Montage dérivateur

En haute fréquence la sortie du montage ne sera pas stable, il y aura des oscillations. Pour résoudre ce problème, on ajoute une résistance en série avec le condensateur, en pratique sa valeur doit être inférieure à  $\frac{R}{10}$  qui limitera le gain aux fréquences élevées ainsi que les possibilités d'oscillation.



### Montage convertisseur courant-tension

Souvent dans le traitement des signaux analogiques (courants et tensions) obtenus d'une chaîne d'acquisition ou de mesure on a la tendance de manipuler les tensions plus que les courants. C'est pour cela qu'on a besoin de convertir le courant en tension. L'AO le fait facilement en reliant un générateur de courant à l'entrée inverseuse :

On a donc :  $V_s = RI$

Le montage se comporte en générateur de tension commandé par un courant.

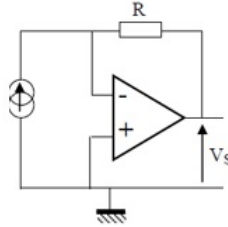


FIGURE 5.10 – Convertisseur courant-tension

### Montage logarithmique

La tension d'entrée est égale à :

$V_e = Ri_c$  et  $V_s = -V_D$  ( $V_D = V_{BE}$  est la tension de seuil de la Jonction base-émetteur), le courant de la jonction BE s'écrit :

$$i_E = i_C = I_{sat} \left( \exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right)$$

$$\Rightarrow V_e = RI_{sat} \left( \exp \frac{V_D}{U_T} - 1 \right)$$

D'où :

$$V_D = U_T \ln \frac{V_e}{RI_{sat}} \Rightarrow V_s = -U_T \ln \frac{V_e}{RI_{sat}}$$

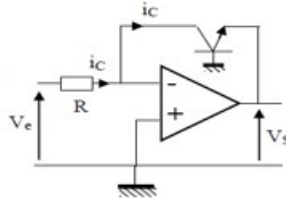


FIGURE 5.11 – Montage logarithmique

**Remarque :** En inversant l'emplacement de la résistance et le transistor on obtient un **amplificateur exponentiel**.

On peut changer le transistor par une diode dans les deux cas, on obtient les mêmes résultats.

### Montage d'un filtre passe bas

La figure 6.12 représente un montage d'un filtre passe Bas du premier ordre utilisant un AO :

$$V_e = \left( R + \frac{1}{jC\omega} \right) i_1$$

$$V_s = \frac{1}{jC\omega} i_1$$

La fonction de transfert ou le gain :

$$T = A_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1+jRC\omega}$$

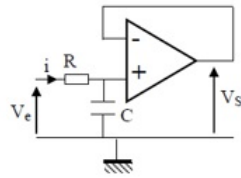


FIGURE 5.12 – Montage d'un filtre passe-bas.

**Remarque :** En inversant l'emplacement de la résistance et du condensateur, on obtient un **filtre passe haut du premier ordre**.

# Exercices

## Exercice 1

Déterminer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée des circuits ci-dessous.

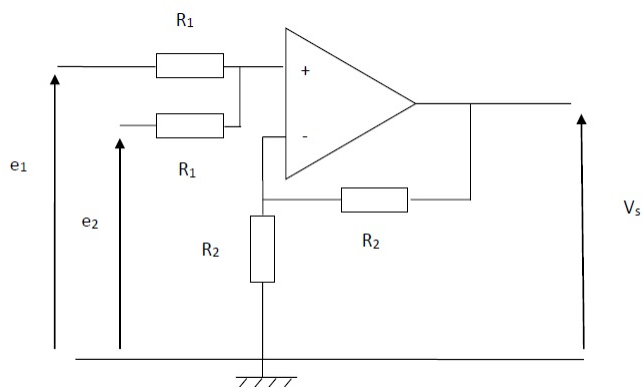


FIGURE 5.13

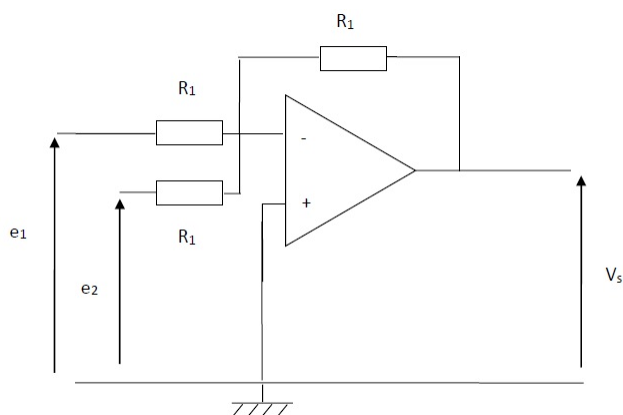


FIGURE 5.14

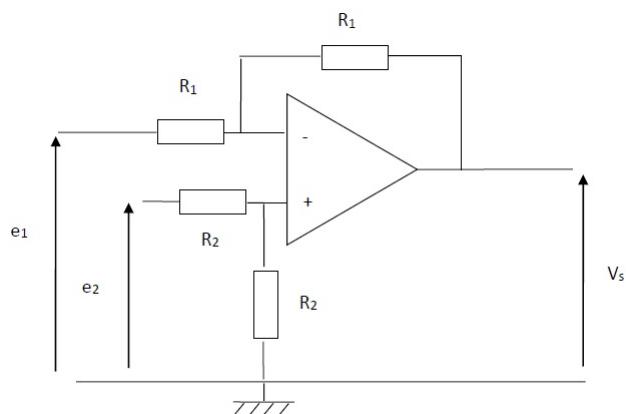


FIGURE 5.15

## Solution 1

Amplificateur opérationnel (AOP) est idéal donc

$$\epsilon = 0 \Rightarrow e^+ - e^- = 0 \Rightarrow e^+ = e^- \quad (5.8)$$

On applique le théorème de Millman

$$e^+ = \frac{\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}} = \frac{\frac{e_1 + e_2}{R_1}}{\frac{2}{R_1}} = \frac{e_1 + e_2}{R_1} \times \frac{R_1}{2}$$

$$e^+ = \frac{e_1 + e_2}{2} \quad (5.9)$$

$$e^- = \frac{\frac{0}{R_2} + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_2}} = \frac{\frac{V_s}{R_2}}{\frac{2}{R_2}} = \frac{V_s}{2} \times \frac{R_2}{2} = \frac{V_s}{2}$$

$$e^- = \frac{V_s}{2} \quad (5.10)$$

— A partir de (5.8), (5.9), (5.10) :  $e^+ = e^- \Rightarrow \frac{V_s}{2} = \frac{e_1 + e_2}{2} \Rightarrow V_s = e_1 + e_2$   
AOP est un sommateur AOP idéal donc  $\epsilon = 0$

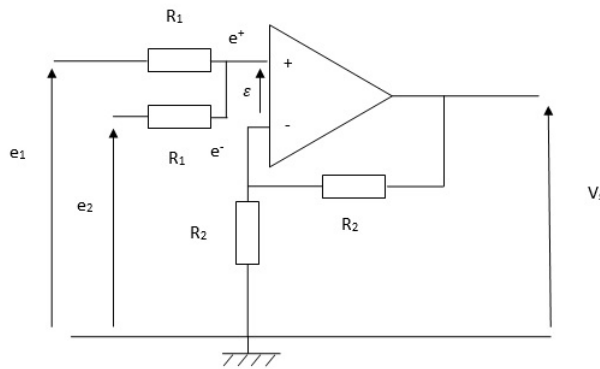


FIGURE 5.16

$e^+ - e^- = 0$  ( $e^+$  est liée à la masse)  
 $e^+ = e^- = 0$

— On applique le théorème de Millman

$$e^- = \frac{\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{V_s}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}} \Rightarrow e^- = \frac{\frac{e_1 + e_2 + V_s}{R_1}}{\frac{3}{R_1}} = \frac{e_1 + e_2 + V_s}{R_1} \times \frac{R_1}{3}$$

$$\Rightarrow e^- = \frac{e_1 + e_2 + V_s}{3}$$

$$\Rightarrow e^+ = 0 \text{ et } e^+ = e^- \text{ donc } e^- = 0 \Rightarrow \frac{e_1 + e_2 + V_s}{3}$$

$$\Rightarrow V_s + e_1 + e_2 = 0 \Rightarrow V_s = -e_1 + e_2$$

AOP est un sommateur inverseur

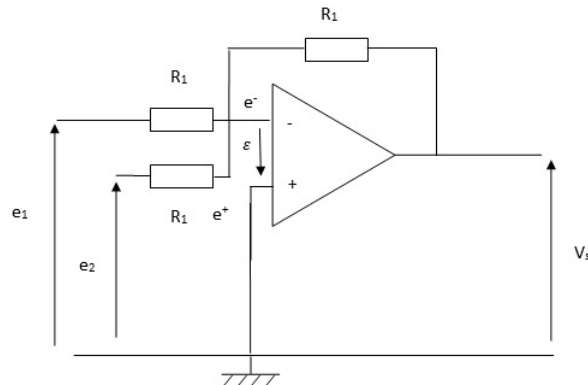


FIGURE 5.17

— AOP idéal  $\epsilon = 0$  donc  $e^+ - e^- = 0$

On applique le théorème de Millman

$$e^- = \frac{\frac{e_1 + V_s}{R_1 + R_1} = \frac{e_1 + V_s}{2R_1} = \frac{e_1 + V_s}{R_1} \times \frac{R_1}{2} = \frac{e_1 + V_s}{V_s}$$

$$e^+ = \frac{\frac{e_2 + 0}{R_2 + R_2} = \frac{e_2}{2R_2} = \frac{e_2}{R_2} \times \frac{R_2}{2} = \frac{e_2}{2}$$

$$\text{On a } e^+ = e^- \Rightarrow \frac{e_1 + V_s}{2} = \frac{e_2}{2}$$

$$\Rightarrow V_s = e_2 - e_1$$

AOP est un soustracteur

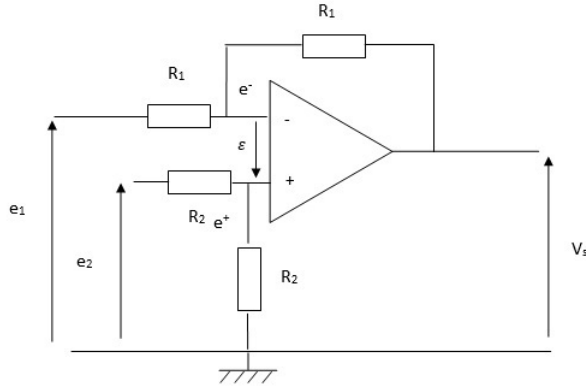


FIGURE 5.18

## Exercice 2

Sachant que  $R_1 = 2.5k\Omega$  et  $R_2 = 25k\Omega$ . Trouvez le gain de l'ampli-op suivant :

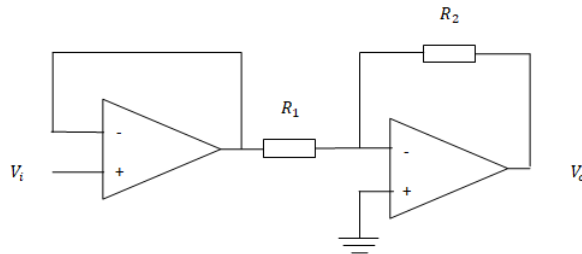


FIGURE 5.19

## Solution 2

Le circuit a un ampli-op suiveur à l'entrée suivi d'un ampli-op inverseur. Le suiveur a toujours un gain de 1.

Le gain de l'ampli-op inverseur est :

gain partiel =  $R_2/R_1 = \frac{25}{2.5} = 10$ . Le gain global est :

gain global = (gain du suiveur) x (gain partiel).

gain global =  $(1) \times (10) = 10$ .

### Exercice 3

En supposant que le condensateur ne soit pas initialement chargé et que la tension d'entrée est  $V_i = 5 \sin 100 t$  écrivez l'équation de la tension de sortie  $V_0$  de l'ampli-op intégrateur suivant :

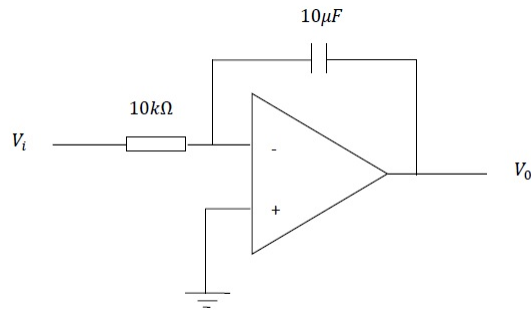


FIGURE 5.20

### Solution 3

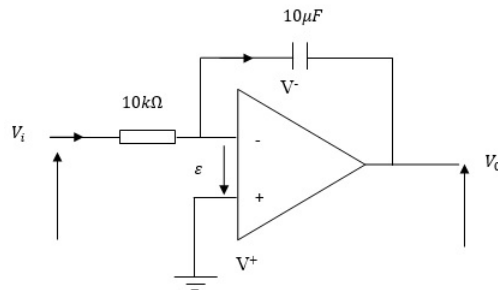


FIGURE 5.21

AOP idéal  $\epsilon = 0$   
 donc  $V^+ - V^- = 0$   
 On  $V^+ = 0$  (+ est liée à la masse)  $\Rightarrow V^+ = V^- = 0$   
 $V^- - V^i = R i$  ( $V^- = 0$ )  $\Rightarrow V_i = -R i$

$$\Rightarrow i = -\frac{V_i}{R} \quad (5.11)$$

On a :

$$V_0 - V = \frac{1}{C} \int i dt \quad (V = 0)$$

$$\Rightarrow V_0 = \frac{1}{C} \int i dt \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} (5.11) \times (5.12) : V_0 &= \frac{1}{C} \int -\frac{V_i}{R} dt \\ V_0 &= \frac{1}{RC} \int V_i dt \\ V_0 &= -\frac{1}{RC} \int 5 \sin 100t dt \\ \text{On sait que } \int \sin x dx &= -\cos x + c \\ V_0 &= -\frac{1}{RC} \times \frac{5}{100} \times \omega(100t) \\ V_0 &= \frac{10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} \times 100}{9} \times \cos(100t) \\ V_0 &= 0.5 \times \cos 100t \end{aligned}$$

## Exercice 4

Soit l'amplificateur opérationnel (A.O) de la figure suivante :

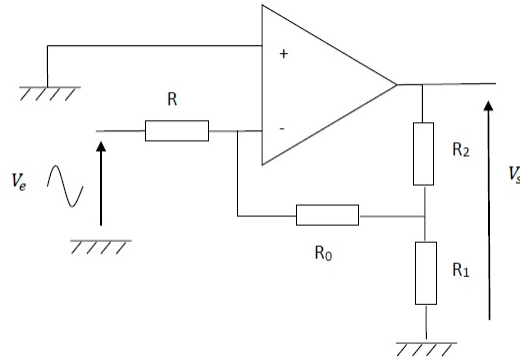


FIGURE 5.22

1. Déterminer le gain de A.O
2. Dans le cas  $R_2 = 0$  et  $R_1 = \text{inf.}$  Déterminer le gain de A.O
3. Quel est la nature de A.O?
4. Quel est le déphasage entre  $V_e$  et  $V_s$  ?

## Solution 4

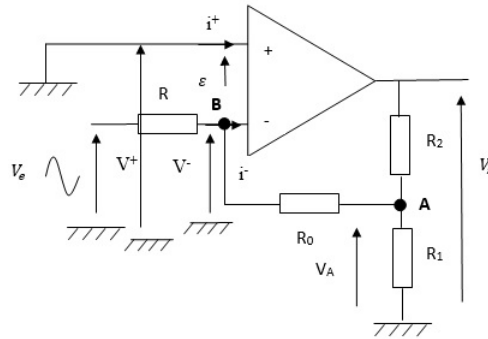


FIGURE 5.23

1. Déterminer le gain de A.O

AOP idéal  $\Rightarrow V^+ - V^- = 0, (V^+ = 0)$

$\epsilon = 0$

On a :  $V^+ = V^- = 0 \Rightarrow$

$V^+$  est liée à une masse B liée à une masse ( $V^- = 0$ )

On applique le théorème de Millman (B)

$$V^- = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_A}{R_0}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0}} \Rightarrow \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_A}{R_0}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0}} = 0 \text{ puisque } V^- = 0 \Rightarrow \frac{V_e}{R} + \frac{V_A}{R_0} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{V_e}{R} = -\frac{V_A}{R_0}$$

On a une masse à l'entrée de  $R_0$ (B) et un noeud (A) qui relie  $R_0$  et  $R_1$  donc  $R_0$  est en parallèle avec  $R_1$  :  $R_a = R_0 // R_1$

— On applique le diviseur de tension

$$V_A = \frac{R_a}{R_a + R_2} \times V_s$$

$$\text{On a } V_A = -\frac{R_0}{R} \times V_e \text{ et } V_s = V_A \times \frac{R_a + R_2}{R_a}$$

$$\text{donc } V_s = -\frac{R_0}{R} \times V_e \times \frac{R_a + R_2}{R_a} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_0(R_a + R_2)}{R R_a} \text{ avec } R_a = R_1 // R_0$$

2. Déterminer le gain AO ;  $R_2 = 0$ ,  $R_1 = \infty$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_0(R_a+R_2)}{R \cdot R_a}$$

$$\text{On a } \frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_0} \Rightarrow \frac{1}{R_a} = \frac{1}{R_0} \Rightarrow R_a = R_0$$

$$\text{donc } \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_0(R_0+R_2)}{R \times R_0} \quad (R_2 = 0)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_0}{R}$$

3. A.O est un inverseur puisque son gain est négatif

4. Le montage ne comprend que des résistances qui n'induit pas de déphasage.



# Bibliographie

- [1] Abdelali astito, *Exercices avec solutions*, Facultés des sciences et techniques, Tanger, 2015-2016.
- [2] Albert Paul Malvino, *Principe d'électronique : cours et exercices corrigés*, Dunod, 2016.
- [3] Benyarou mourad, *Electronique fondamentale 2*, Université Djilali Bounaama, Khemis Miliana, 2016-2017.
- [4] Bernard Latorre et al., *Electronique analogique, composants et systèmes complexes*, Dunod 2018.
- [5] Haraoubia brahim, *Electronique générale*, Office des Publications Universitaires, 2008.
- [6] Mahmood Nahvi et Joseph Edminister, *Schaum's Outline of Theory and Problems of Electric Circuits*, Schaum's Outline, 2013.
- [7] Michel Bornand, *Électronique, électrotechnique*, Paris : Vuibert, 1973.
- [8] Michel Bornand, *Problèmes d'électronique*, Paris : Vuibert, 1982.
- [9] Robert Mérat, *Génie électrique*, Nathan, 1997.
- [10] Said adel, *Electronique générale*, Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Nabeul, 2013-2014.
- [11] Thomas L.Floyd, *Electronique : Composants et systèmes d'application*, Reynald Goulet Inc, 1999.
- [12] Yves Granjon, *Électricité : Exercice et méthodes*, Dunod, 2017.