



Office de la Formation Professionnelle
et de la Promotion du Travail

Technicien Spécialisé

Génie Electrique

Tronc commun

Manuel de cours

Module 9

Fonctionnement des circuits électroniques analogiques



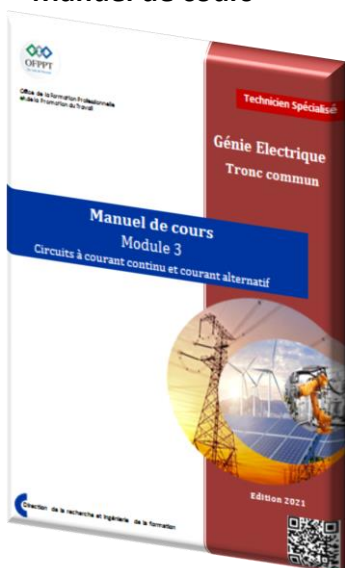
Edition 2021



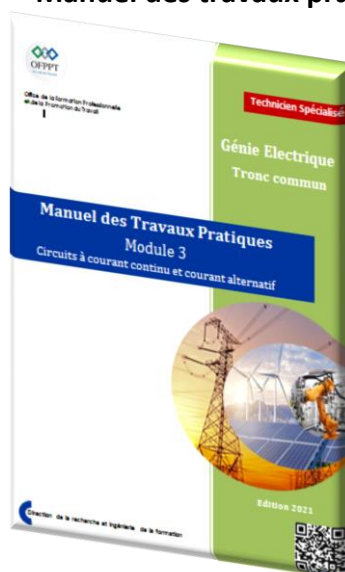
Avant-propos

Les manuels de cours, de travaux pratiques et le guide e-learning sont téléchargeables à partir de la plateforme e-learning moyennant les codes QR suivants :

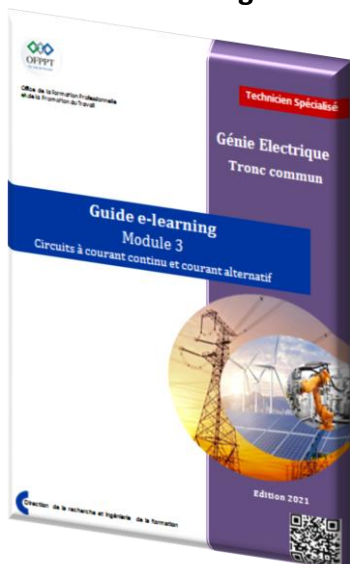
Manuel de cours



Manuel des travaux pratiques



Guide e-learning



SOMMAIRE

AVANT-PROPOS.....	2
SOMMAIRE.....	3
COMPETENCES-CIBLES ET OBJECTIFS OPERATIONNELS	5
CHAPITRE I LES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS	8
1. NOTIONS DE BASE SUR LES SEMI-CONDUCTEURS.....	9
1.1 Les semi-conducteurs intrinsèques	9
1.2 Les semi-conducteurs extrinsèques.....	10
1.3 La jonction PN	11
1.4 La jonction PN polarisée.....	13
2. LES DIODES	13
2.1 Définition et symboles	13
2.2 Fonctionnement.....	14
2.3 Caractéristique électrique d'une diode ($I_D = f(V_D)$)	15
2.3 Caractéristique techniques d'une diode	17
2.4 Principales utilisation des diodes	19
2.5 Cas particulier : la diode shottkey	23
2.6 La diode Zener	23
2.7 La diode électroluminescente (LED)	26
2.8 La photodiode.....	28
2.8 La diode à capacité variable : Diode varicap.....	29
2.9 Conclusion	30
3. LES TRANSISTORS BIPOLAIRES	31
3.1 Définition et symboles	31
3.2 Principe de fonctionnement d'un transistor bipolaire.....	31
3.3 Caractéristiques techniques d'un transistor	37
3.4 Schéma équivalent d'un transistor Bipolaire.....	38
3.5 Étude en régime dynamique d'un transistor bipolaire	39
4. LES TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP	43
4.1 Définition et symboles	43
4.2 Fonctionnement d'un transistor JFET	45
4.3 Caractéristiques source commune d'un transistor JFET	45
4.4 Point de fonctionnement statique d'un transistor JFET	46
4.5 Schéma équivalent en régime dynamique d'un transistor JFET	48
4.6 Montage amplificateur source commune.....	49
4.7 Montage amplificateur drain commun.....	50

5. LES TRANSISTORS MOSFET	51
5.1 Caractéristiques: MOSFET canal N à enrichissement	52
5.2 Caractéristiques: MOSFET canal N à appauvrissement	53
5.3 Exemples de transistors	53
6. LES AMPLIFICATEURS LINÉAIRES INTÉGRÉS	55
6.1 Présentation	55
6.2 Régimes de fonctionnement	56
6.3 Caractéristiques	56
6.4 Montages de base	59
CHAPITRE II LES COMPOSANTS OPTOÉLECTRONIQUES	64
1. PRÉSENTATION DES COMPOSANTS OPTOÉLECTRONIQUES	65
2. LA PHOTORÉSISTANCE OU LDR.	65
3. LA PHOTODIODE	66
4. LE PHOTOTRANSISTOR	68
5. LES DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES (LED)	69
5.1 Présentation :	69
1.1 Diodes leds bicolores	71
1.2 Diodes leds tricolores (LED RGB)	72
1.3 Optocoupleurs	73
CHAPITRE III EXEMPLES DE FONCTIONS ÉLECTRONIQUES	77
1. INTRODUCTION AUX FONCTIONS ÉLECTRONIQUES	78
2. FONCTION ADAPTATION D'IMPÉDANCES.....	78
2.1 Transfert de puissance d'une source vers une charge	78
3. FONCTION RÉGULATION DE TENSION	79
3.1 Principe.....	79
3.2 Exemples de tension fixes:	80
3.3 Régulateur de tension variable	81
4. MONTAGES OSCILLATEURS.....	82
4.1 Introduction.....	82
4.2 Principe de fonctionnement.....	82
4.3 Analyse d'un oscillateur à pont de Wien	83
BIBLIOGRAPHIE.....	85
CHAPITRE IV TRAVAUX DIRIGÉS / AUTOÉVALUATION	86
1. TRAVAUX DIRIGÉS.....	87
2. AUTOÉVALUATION.....	94
2.1 Les diodes :	94
2.2 Les transistors :	95
2.3 Les AOP :	95
2.4 Optoélectroniques :	96

COMPETENCES-CIBLES ET OBJECTIFS OPERATIONNELS

Module 9 : Fonctionnement des circuits électroniques analogiques

Code : GETC-09

Durée : 60 heures

ENONCE DE LA COMPETENCE

Pour démontrer sa compétence, le stagiaire doit **analyser le fonctionnement des circuits électroniques analogiques** selon les conditions, les critères et les précisions qui suivent.

DESCRIPTION GENERALE DU COURS

Le but principal de ce cours est de connaître les composants élémentaires de l'électronique et leurs applications dans les fonctions de base des circuits électroniques analogiques et de fournir la connaissance des techniques d'analyse les plus couramment utilisées.

Tout en apprenant en classe le fonctionnement de composants électroniques analogiques, le stagiaire, par le biais de travaux pratiques réalisés au laboratoire, fera l'apprentissage des appareils et des techniques indispensables afin d'analyser, d'utiliser, de dépanner et même de réaliser des circuits électroniques analogiques simples

CONTEXTE DE REALISATION

- Individuellement ou en groupe
- À partir de :
 - Directives ;
 - Manuels et Fiches techniques ;
 - Schémas ;
 - Représentations graphiques.
- À l'aide de :
 - Composants électroniques ;
 - Matériaux d'assemblage ;
 - Outils et d'instruments de mesure ;
 - Equipement de protection individuelle.

CRITÈRES GÉNÉRAUX DE PERFORMANCE

- Respect des règles de santé et de sécurité au travail.
- Respect de processus de travail.
- Montage soigné et propre.
- Utilisation appropriée des instruments de mesure.
- Exactitude de la terminologie

ÉLÉMENTS DE LA COMPÉTENCE	CRITÈRES PARTICULIERS DE PERFORMANCE
<p>A. Mettre au point des circuits de redressement.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Identification correcte du rôle des composants d'un circuit de redressement. • Prédiction exacte de la forme des signaux d'un circuit de redressement : monopolaire, bipolaire, à découpage. • Évaluation juste des voltages. • Utilisation correcte des caractéristiques idéales d'une diode utilisée pour redresser. • Traçage adéquat des formes d'ondes. • Montage conforme au schéma électronique. • Respect des directives et des mesures de sécurité. • Identification correcte des composants et points de test. • Utilisation correcte des instruments de mesure et sources de signaux.
<p>B. Analyser le fonctionnement des circuits électroniques à base de transistors.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Distinction juste des trois configurations fondamentales: base commune, émetteur commun, collecteur commun. • Application justifiée du transistor comme élément de puissance capable de fournir du courant: montage classe AB (push-pull). • Distinction juste entre condensateur de couplage, condensateur de découplage et condensateur de filtrage. • Évaluation correcte de la bande passante d'un amplificateur expérimental en considérant le couplage d'entrée, le couplage de sortie et le gain en mode continu. • Interprétation correcte des voltages continus présents dans un circuit d'application avec des transistors: V_{be}, V_e, V_c, V_{ce}, V_b. • Montage conforme au schéma électronique. • Respect des directives et des mesures de sécurité. • Mesure précise des différentes grandeurs
<p>C. Analyser le fonctionnement des circuits</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Distinction correcte des caractéristiques du modèle idéal de l'amplificateur de tension.

<p>électroniques à base d'amplificateurs opérationnels.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Analyse juste des fonctions de base d'amplification. • Interprétation juste des caractéristiques techniques de l'amplificateur opérationnel: gain, impédance, bande passante, voltages d'alimentation, courant de sortie, broches de branchement. • Montage conforme au schéma électronique. • Respect des directives et des mesures de sécurité. • Mesure précise des différentes grandeurs
<p>D. Evaluer les performances des différents circuits électroniques d'une alimentation à découpage SMPS</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Interprétation juste des caractéristiques techniques d'une alimentation à découpage SMPS (Switched mode power supply) • Distinction correcte des différents types de SMPS. • Choix judicieux des caractéristiques techniques des composantes • Montage conforme au schéma électronique. • Mesure précise des différentes grandeurs • Respect des directives et des mesures de sécurité.

Chapitre I

LES COMPOSANTS A SEMI-CONDUCTEURS

1. Notions de base sur les semi-conducteurs

Les semi-conducteurs sont des matériaux dont la conductivité, comme le montre le tableau suivant, est intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants.

Type de matériaux	Conductivité (S/Cm)
Conducteurs	$10^2 - 10^6$
Semi-conducteurs	$10^{-6} - 10^2$
Isolants	$10^{-16} - 10^{-8}$

Il faut souligner que la conductivité des semi-conducteurs, à la différence de celle des conducteurs et des isolants, dépend fortement de leur pureté, de la température et d'autres quantités physiques et chimiques. Ainsi, il est possible aux semi-conducteurs de se comporter tantôt comme des conducteurs (laisser passer le courant électrique) tantôt se comporter comme des isolants (bloquer le passage du courant électrique) suivants certaines conditions qui seront présentées dans les paragraphes suivants.

Cette propriété présente leur principal avantage : la construction de la plupart des composants électroniques. Parmi les semi-conducteurs, on peut citer : le **Silicium (Si)**, le **Germanium (Ge)**, le **Sélénium (Se)**, ...etc. Le silicium reste néanmoins le semi-conducteur le plus utilisé en électronique.

1.1 Les semi-conducteurs intrinsèques

Un **semi-conducteur** est constitué par un réseau cristallin de matériau très pur. On utilise soit des éléments du tableau périodique possédant chacun 4 électrons de valence, soit des combinaisons de matériaux qui possèdent 3 et 5 électrons de valence. Les atomes sont liés entre eux par des liaisons covalentes. Ces liaisons sont robustes, ce qui fait que pour arracher des électrons des atomes, il faut fournir une énergie assez importante (environ 1eV, contre 0,1eV pour les conducteurs et 5eV pour les isolants).

Un **semi-conducteur intrinsèque** est un semi-conducteur non dopé, c'est à dire qu'il contient peu d'impuretés (atomes étrangers) en comparaison avec la quantité de trous et d'électrons générés thermiquement.

L'agitation thermique fait que certains électrons quittent leur liaison et deviennent des électrons libres. Ils créent alors un trou qui ne demande qu'à être rebouché par un autre électron libre, surtout si on applique un champ électrique sur le cristal : électrons et trous se déplacent en sens inverse, engendrant ainsi un courant électrique.

La résistivité des semi-conducteurs diminue quand la température augmente : en effet, plus la température est élevée, plus le nombre de trous et d'électrons libres augmente, et plus le courant produit est intense quand on branche un générateur sur le cristal.

1.2 Les semi-conducteurs extrinsèques

Un **semi-conducteur extrinsèque** est un semi-conducteur intrinsèque dopé par des impuretés spécifiques lui conférant des propriétés électriques adaptées aux applications électroniques (diodes, transistors, etc...) et optoélectroniques (émetteurs et récepteurs de lumière, etc...).

Le processus d'ajout d'impureté s'appelle **dopage** dont l'objectif est l'augmentation du nombre d'électrons libres et du nombre de trous. Le semi-conducteur dopé est dit alors extrinsèque.

A titre d'exemple, pour le silicium possédant quatre électrons de valence, le dopage consiste à ajouter des atomes d'impuretés possédant trois électrons de valence (trivalent) ou cinq électrons de valence (pentavalent).

On distingue alors deux types de dopages :

- ✓ le **dopage de type P**,
- ✓ le **dopage de type N**.

a) Semi-conducteur de type P

Un **semi-conducteur type P** est un semi-conducteur intrinsèque (ex : silicium Si) dans lequel on a introduit des impuretés de type accepteurs (ex : Bore B). Ces impuretés sont ainsi appelées parce qu'elles acceptent un électron de la bande de conduction pour réaliser une liaison avec le cristal semi-conducteur.

Si un atome trivalent (indium, bore) est introduit dans le cristal de silicium, ses trois électrons de valence entrent en liaison covalente avec trois atomes de silicium voisins.

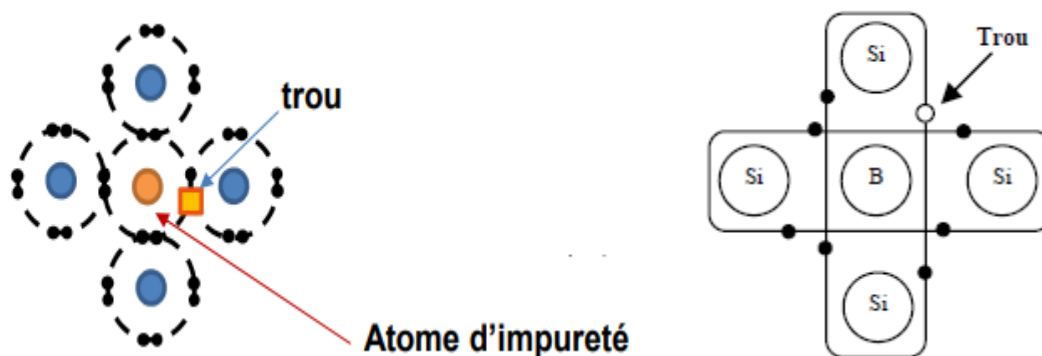


Figure 1.1 : Semi-conducteur de type P

La liaison avec le quatrième atome de silicium voisin reste incomplète. Ce manque d'électron périphérique au niveau de la liaison, donne naissance à un trou. L'atome de l'impureté devient un ion négatif.

Un tel atome d'impureté est dit *accepteur*, car il a tendance à capter un électron de valence voisin pour compléter la liaison covalente. Le semi-conducteur extrinsèque est appelé dans cas de figure un *semi-conducteur de type P*.

Dans un semi-conducteur de type P, les trous sont les porteurs de charges majoritaires et les électrons sont minoritaires.

b) Semi-conducteur de type N

Un **semi-conducteur type N** est un semi-conducteur intrinsèque (ex : silicium Si) dans lequel on a introduit des impuretés de type donneurs (ex : arsenic As). Ces impuretés sont ainsi appelées parce qu'elles donnent un électron à la bande de conduction pour réaliser une liaison avec le cristal semi-conducteur.

Dans le cas d'un *semi-conducteur de type N*, l'atome d'impureté est pentavalent (phosphore, arsenic). Lorsqu'il est introduit dans le cristal de silicium, quatre de ses électrons de valence entrent en liaison avec quatre atomes de silicium voisins.

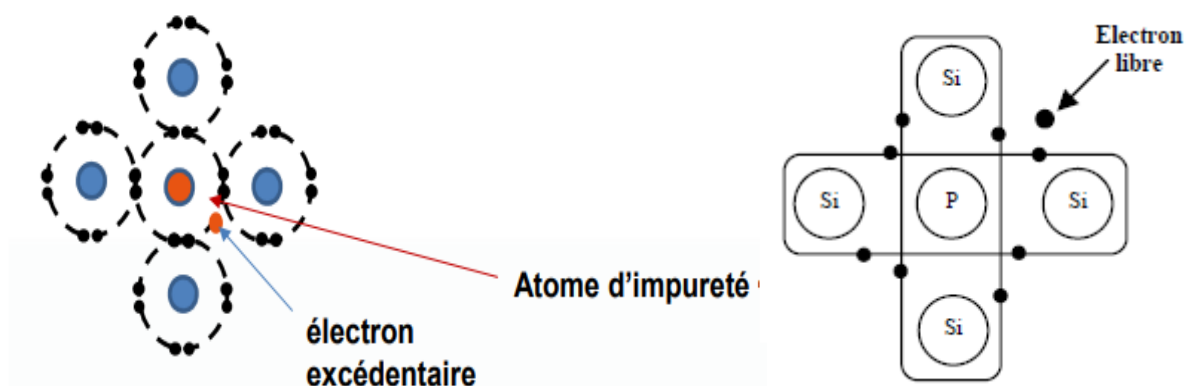


Figure 1.2 : Semi-conducteur de type N

Le cinquième électron se trouve en surnombre et a tendance à devenir libre. L'atome de l'impureté devient un ion positif.

Un tel atome d'impureté est dit *donneur* puisqu'il fournit des électrons libres supplémentaires. Le semi-conducteur extrinsèque est appelé dans ce cas de figure un *semi-conducteur de type N*.

Dans un semi-conducteur de type N, les électrons sont les porteurs de charges majoritaires et les trous sont minoritaires.

1.3 La jonction PN

On appelle **jonction P-N** la surface de contact entre deux semi-conducteurs dopés différemment, l'un ayant subi un dopage (positif) de type P (avec du bore ou de l'aluminium), l'autre ayant subi un dopage (négatif) de type N (avec du phosphore ou de l'arsenic), l'ensemble constituant une diode, c'est-à-dire un composant qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens.

Au moment de la réunion des deux cristaux (type P et type N), un processus de diffusion se déclenche : les porteurs majoritaires, au voisinage immédiat de la jonction, vont diffuser du

côté où ils sont minoritaires. Ainsi, les trous vont diffuser du côté P au côté N ; de même, les électrons diffusent de la région N à la région P (figure 1.3).

En arrivant dans la région N, les trous se recombinent avec les électrons libres. De même, en arrivant dans la région P, les électrons se recombinent avec des trous.

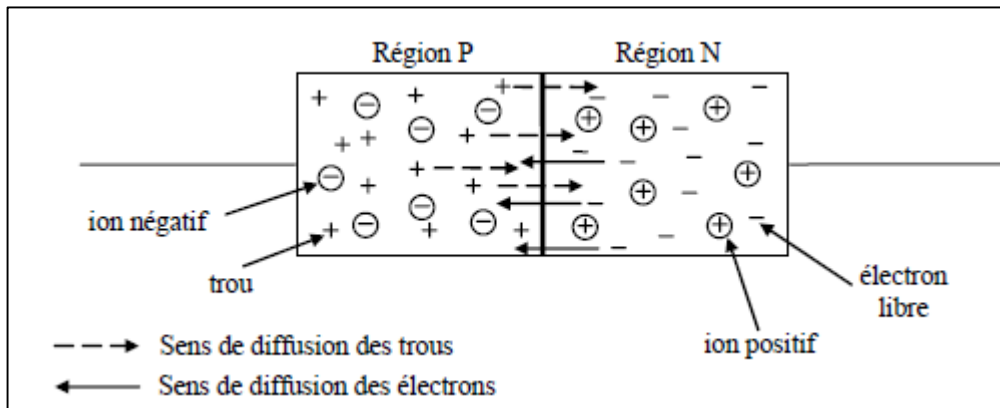


Figure 1.3 : Jonction P-N

Lorsque les électrons diffusent vers la région P, il y a création dans la région N, au voisinage de la jonction, une zone contenant des charges positives immobiles. Pareillement, lorsque les trous diffusent vers la région N, il y a création dans la région P, au voisinage de la jonction, une zone contenant des charges négatives immobiles.

Ainsi, va prendre naissance des deux côtés de la jonction, une zone pratiquement vide de porteurs libres appelée **Zone de charge d'espace**. Cette zone est chargée positivement côté N et négativement côté P.

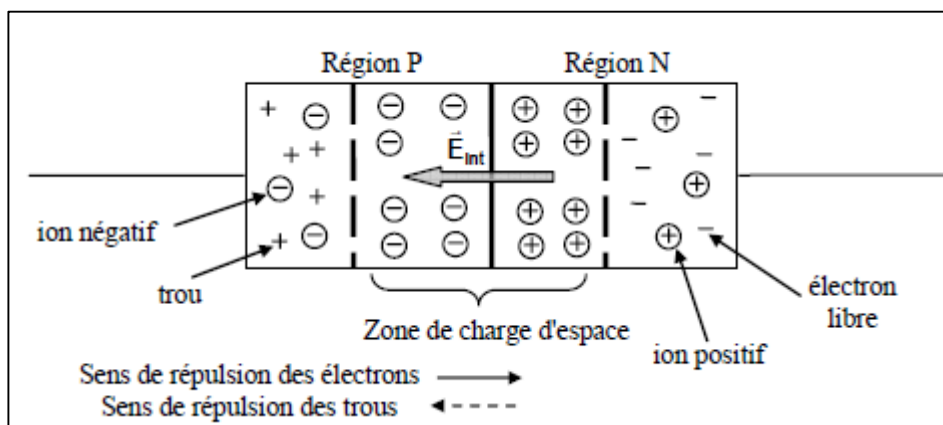


Figure 1.4 : Zone de charge d'espace dans une jonction P-N

A l'intérieur de la zone de charge d'espace et entre les deux charges opposées, il existe un champ électrique E_{int} dirigé de la région N vers la région P, s'opposant ainsi à la diffusion des trous et des électrons. Comme le processus de diffusion continu, la zone de charge d'espace devient plus large et le champ s'intensifie causant la diminution de la diffusion.

Ce processus continu, jusqu'à ce que la quantité des charges immobiles et le champ électrique dans la jonction cesse d'accroître. Un équilibre dynamique s'installe dans la jonction, caractérisé par une intensité E_0 de E_{int} et une différence de potentiel V_0 entre les deux charges immobiles dans la jonction.

A 25°C, V_0 est de l'ordre de 0.7V pour la jonction PN au silicium.

1.4 La jonction PN polarisée

Lorsqu'on applique une tension U_0 aux bornes de la jonction PN (figure 1.5), telle que la borne positive de U_0 est liée au semi-conducteur de type P et sa borne négative au semi-conducteur de type N. La tension appliquée produit un champ électrique E dirigé de la région P vers la région N et de sens opposé au champ interne E_{int} . On obtient alors un champ E_r qui est inférieur à E_{int} . La barrière de potentiel diminue et s'oppose moins au passage des porteurs majoritaires. Il y a alors naissance alors d'un courant appelé courant direct noté i_F .

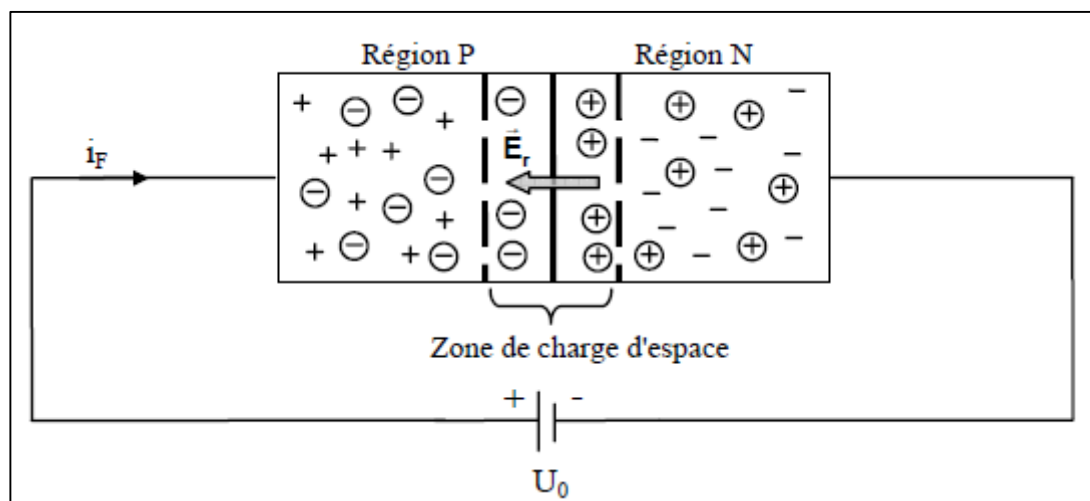


Figure 1.5 : Jonction P-N polarisée

2. Les diodes

2.1 Définition et symboles

La diode (D) est un composant passif formé à partir d'une jonction PN. La diode est constituée de deux parties d'un **même semi-conducteur**, l'une dopée N et l'autre dopée P. Elle possède deux électrodes appelées respectivement : **Anode** (côté P) et **Cathode** (côté N).

La figure 1.6, représente différents symboles graphiques d'une diode de redressement. Le courant (i_F) dans une diode de redressement, ne circule que dans un seul sens : de l'anode vers la cathode.

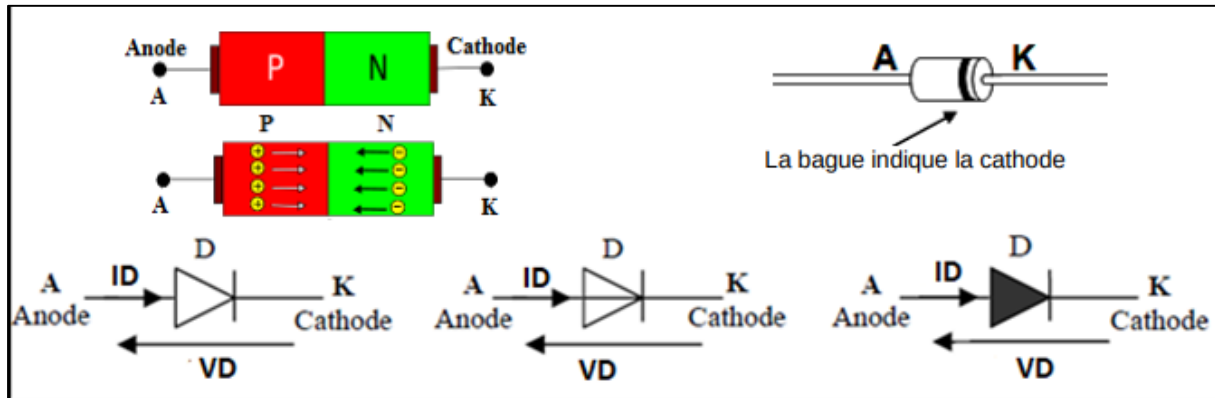


Figure 1.6 : Symboles d'une diode à jonction P-N

Le courant passant dans la diode est noté I_D , la tension aux bornes de la diode est $V_D = V_A - V_K$.

2.2 Fonctionnement

La diode à jonction possède 2 régimes de fonctionnement : **bloqué** et **passant**.

a) Diode bloquée

C'est l'état de la diode quand $(V_D = V_A K) < V_{seuil}$, ce qui empêche le passage du courant dans la diode : $I_D = 0$

b) Diode passante

C'est l'état de la diode quand $I_D > 0$, ce qui entraîne $V_A K = V_D = V_{seuil}$

c) Raisonnement pour savoir l'état d'une diode dans un circuit

Dans un montage électronique, afin de savoir si une diode est passante, il suffit de calculer l'intensité du courant I_D en considérant $V_D = V_{seuil}$ (Comme si la diode était passante) :

- ✓ Si on trouve que I_D est positif alors l'hypothèse est vérifiée et $V_D = V_{seuil}$. La diode est passante,
- ✓ Si on trouve que I_D est négatif, la diode est bloquée ; $I_D = 0$ et V_D peut être calculée avec la loi de la maille comprenant la tension V_D . (V_D est obligatoirement $< V_{seuil}$)

V_{seuil} est une donnée fournie par le constructeur et vaut typiquement :

- ✓ **0,3 V** pour les diodes au germanium
- ✓ **0,7 V** pour les diodes au Silicium

I_F , courant circulant dans la diode, est soit nul (diode bloquée) soit positif (diode passante) ; ce composant est donc un composant unidirectionnel, c'est-à-dire qu'il ne laisse passer le courant que dans un seul sens.

2.3 Caractéristique électrique d'une diode ($I_D = f(V_D)$)

La caractéristique électrique $I_D = f(V_D)$ d'une diode réelle ($I_D = I_f$ et $V_D = V_{AK}$) est donnée par la figure suivante :

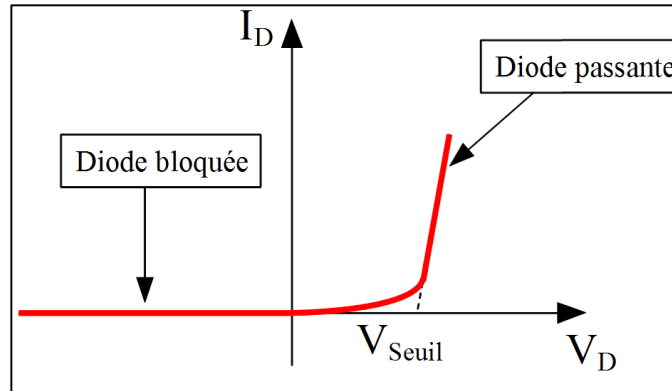


Figure 1.7 : Caractéristique électrique d'une diode

Suivant le type de diode, le courant dans la partie passante peut atteindre des dizaines voire des centaines de **mA** alors que dans la partie bloquée, le courant inverse est dit de saturation (I_s) peut varier du **nA** au **μA**.

L'équation de cette caractéristique est de la forme :

$$I_D = I_s \cdot (e^{\frac{V_D}{\gamma V_T}} - 1)$$

Avec :

$$V_T = \frac{k \cdot T}{e} = 25 \text{ mV (à } 20^\circ\text{C} = 293\text{K)}$$

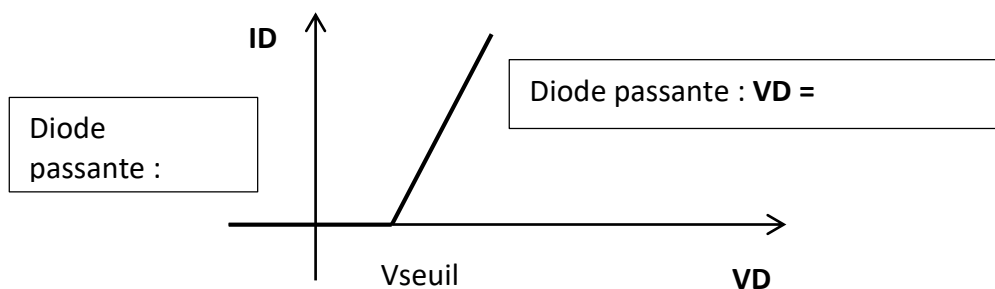
$\gamma=1$ pour les diodes au Ge

$\gamma=2$ pour les diodes au Si à faible intensité

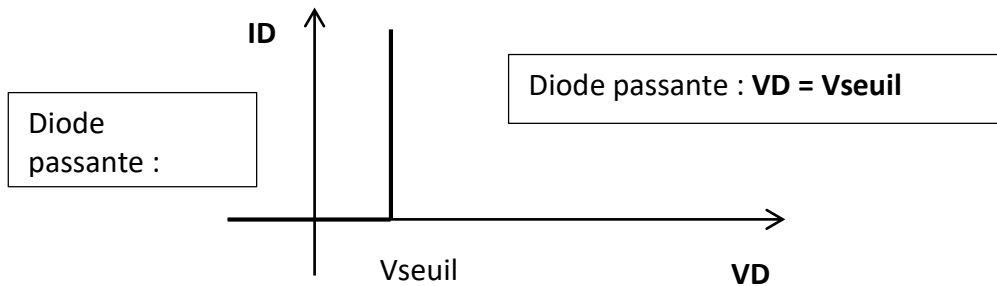
$\gamma=1$ pour les diodes au Si à forte intensité

Pour des raisons de simplification, on peut adopter l'une des approximations suivantes de la caractéristique d'une diode :

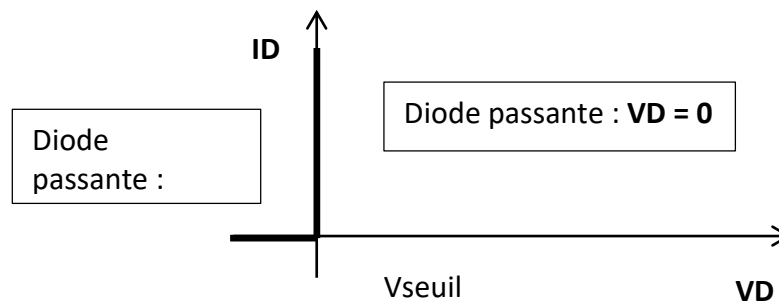
- ✓ En cas d'étude en petits signaux, on peut utiliser l'approximation suivante



- ✓ En cas de calcul des courants et des tensions, on peut utiliser l'approximation suivante



- ✓ Si les tensions du circuit sont très grandes devant V_{seuil} , on peut utiliser l'approximation suivante (diode idéale) ;



Pour $V_D > 0$, on dit que **la diode est polarisée en direct**,

Pour $V_D < 0$, on dit que **la diode est polarisée en inverse**. En polarisation inverse, la tension aux bornes de la diode est donc négative (les constructeurs notent la tension inverse $V_R = -V_D$).

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 **claquage** de la jonction. Les constructeurs précisent la tension de claquage inverse : elle correspond à la tension maximale que peut supporter une diode en polarisation inverse.

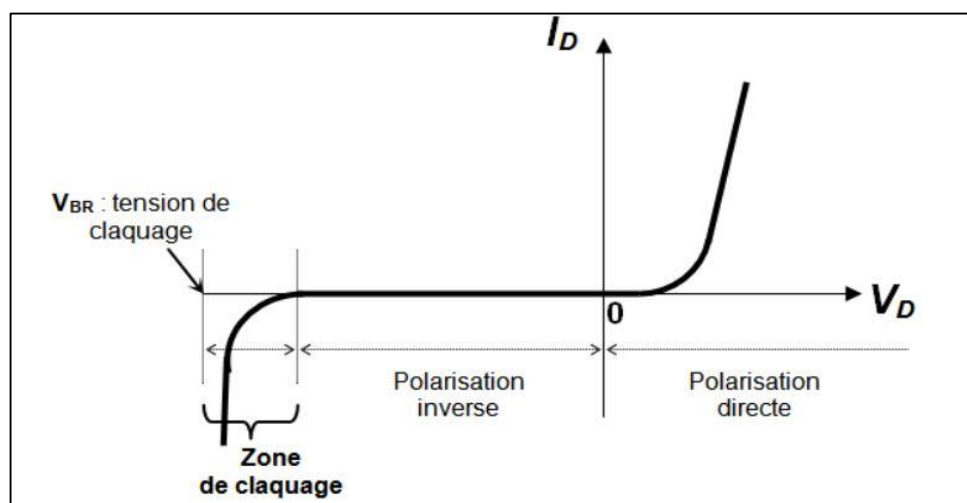


Figure 1.8 : tension de claquage d'une diode

2.3 Caractéristique techniques d'une diode

Les boîtiers des diodes se présentent sous différentes formes :

- ✓ Un boîtier en plastique (Trou traversant axial) – Exemple : **DO 204**
- ✓ Un boîtier en verre (Trou traversant axial) – Exemple : **DO 35**
- ✓ Un boîtier pour montage en surface – Exemple : **SOD 123**



Figure 1.9 : Exemples de boîtier des diodes

Les principales caractéristiques techniques d'une diode sont résumées dans le tableau suivant :

	Dénomination	Notation documentation constructeur	Valeur typique
Vseuil	Tension de seuil de la diode	VF (F pour Forward : direct)	0,6 V
Idmax	Courant direct maximum que peut supporter la diode	IF (F pour Forward : direct) IF : valeur continue maximale supportable par la jonction. IFM : valeur crête maximale supportable par la jonction. IFRM : valeur pointe maximale répétitive supportable par la jonction. IFSM : valeur maximale de surcharge accidentelle non répétitive supportable par la jonction. IFAV : valeur moyenne maximale supportable par la jonction.	
Vrmax	Tension inverse maximale que peut supporter la diode.	VR (R pour Reverse : inverse) VR : valeur continue maximale supportable par la jonction. VRM : valeur crête maximale supportable par la jonction. VRRM : valeur pointe maximale répétitive supportable par la jonction. VRSM : valeur maximale de surcharge accidentelle non répétitive supportable par la jonction.	
trr	Temps de recouvrement inverse. Temps nécessaire à la diode pour passer de l'état passant à l'état bloqué.	trr	
tdr	Temps de recouvrement direct. <i>Temps nécessaire à la diode pour passer de l'état bloqué à l'état passant.</i>	tdr	

Exemple : Caractéristiques techniques des diodes 1N400x

		1N 4001	1N 4002	1N 4003	1N 4004	1N 4005	1N 4006	1N 4007	UNITS
Maximum recurrent peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified current 9.5mm lead lengths, @ $T_A=75^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	1.0							A
Peak forward surge current 8.3ms single half-sine-wave superimposed on rated load @ $T_J=125^\circ\text{C}$	I_{FSM}	30							A
Maximum instantaneous forward voltage @ 1.0 A	V_F	1.0							V
Maximum reverse current @ $T_A=25^\circ\text{C}$ at rated DC blocking voltage @ $T_A=100^\circ\text{C}$	I_R	5.0 50.0							μA

2.4 Principales utilisation des diodes

Les diodes sont principalement utilisées dans les circuits selon trois groupes de fonction différents:

- ✓ **Les circuits de redressement** : qui permettent la conversion d'une tension alternative en une tension continue.
- ✓ **Les circuits d'écrêtage, ou circuits de limitation** : qui permettent d'empêcher un signal de dépasser une valeur (amplitude) choisie.
- ✓ **Les circuits de commutation** : qui permettent la commande ou le changement de normes, ou encore pour circuits logiques.

Exemple 1 : Montage redresseur simple alternance

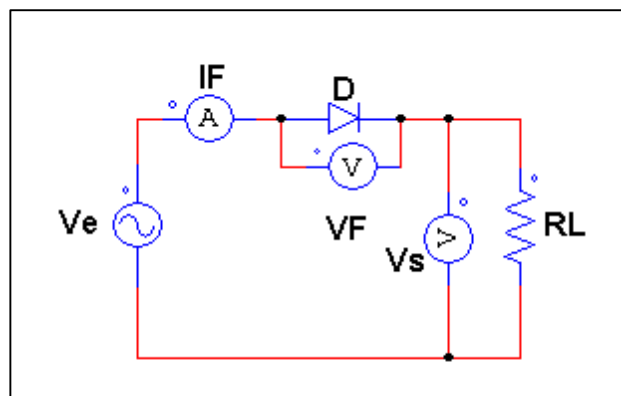


Figure 1.10 : Redresseur simple alternance

$V_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$, la diode est supposée parfaite ($V_{seuil} = 0.7V$).

Alternance positive de V_e : Pendant l'alternance positive de V_e , la diode est polarisée en direct. Elle alors passante et on a :

$$V_F = V_{seuil}$$

$$V_s(t) = V_e(t) - V_F = V_e(t) - V_{seuil}$$

$$I_F(t) = \frac{V_s(t)}{R_L} = \frac{V_e(t) - V_{seuil}}{R_L}$$

Alternance négative de V_e : Pendant l'alternance négative de V_e , la diode est polarisée en inverse. Elle alors bloquée et on a :

$$V_F = 0$$

$$V_s(t) = 0$$

$$V_F = V_e(t)$$

La figure suivante présente l'allure des tensions : d'alimentation, V_e , de sortie, V_s appelée tension redressée ainsi que celle aux bornes de la diode, V_F .

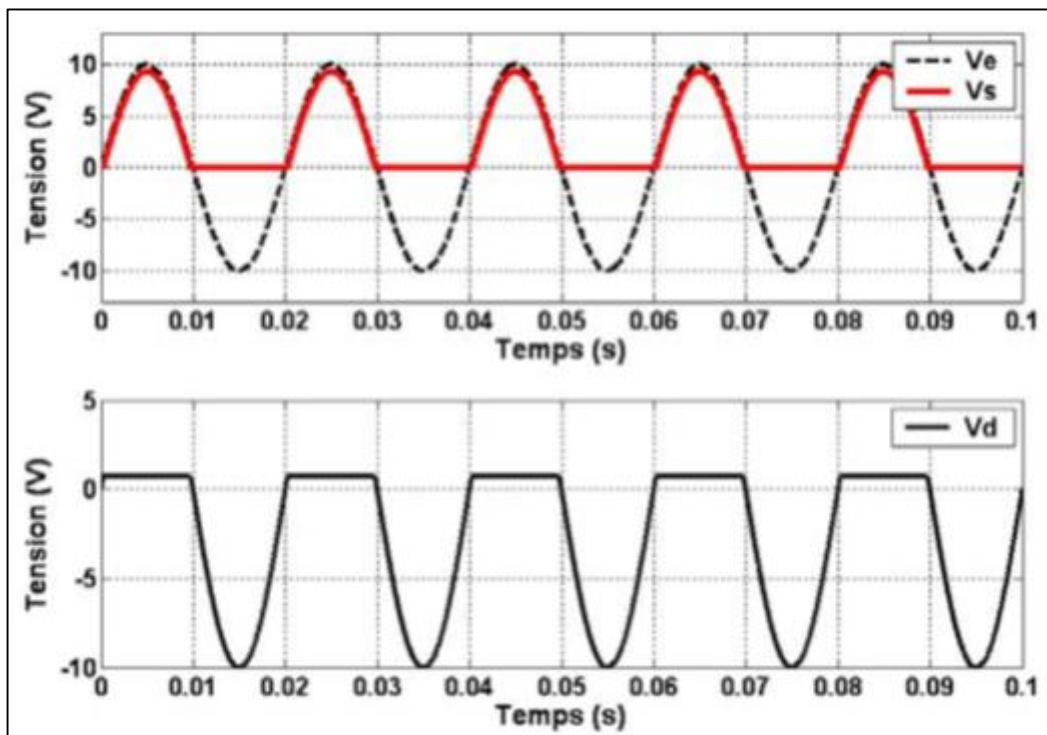


Figure 1.11 : Allures des tensions V_e , V_s et V_F pour un redressement simple alternance

Remarque :

- ✓ Dans un redressement simple alternance, la tension redressée V_s possède la même fréquence que celle de la tension d'alimentation V_e .

- ✓ La valeur moyenne de la tension redressée : $V_{smoy} = \frac{V_{max} - V_{seuil}}{\pi}$

Exemple 2 : Montage redresseur double alternance

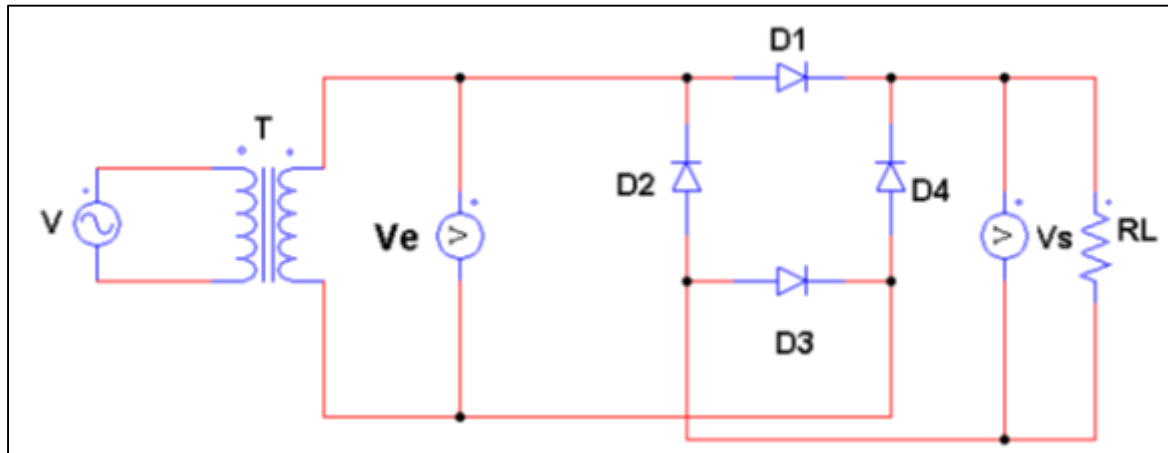


Figure 1.12 : Redresseur double alternance

Alternance positive de V_e : Pendant l'alternance positive de V_e , les diodes D1 et D3 sont polarisées en directs donc passantes. Les diodes D2 et D4 sont par contre polarisées en inverse donc bloquées. On a alors :

$$V_{D1} = V_{D3} = V_{seuil}$$

$$V_s(t) = V_e(t) - V_{D1} - V_{D3} = V_e(t) - 2 \cdot V_{seuil}$$

$$IF = i_{D1}(t) = i_{D3}(t) = \frac{V_s(t)}{R_L} = \frac{V_e(t) - 2 \cdot V_{seuil}}{R_L}$$

$$i_{D2} = i_{D4} = 0$$

$$V_{D2}(t) = V_{D4}(t) = -V_e(t) + V_{seuil}$$

Alternance négative de V_e : Pendant l'alternance négative de V_e , les diodes D2 et D4 sont polarisées en directs donc passantes. Les diodes D1 et D3 sont par contre polarisées en inverse donc bloquées. On a alors :

$$V_{D2} = V_{D4} = V_{seuil}$$

$$V_s(t) = -V_e(t) - V_{D2} - V_{D4} = -V_e(t) - 2 \cdot V_{seuil}$$

$$IF = i_{D2}(t) = i_{D4}(t) = \frac{V_s(t)}{R_L} = \frac{-V_e(t) - 2 \cdot V_{seuil}}{R_L}$$

$$i_{D1} = i_{D3} = 0$$

$$V_{D1}(t) = V_{D3}(t) = V_e(t) - V_{seuil}$$

La figure suivante présente l'allure des tensions d'alimentation : V_e , de sortie redressée : V_s ainsi que celles aux bornes des différentes diodes.

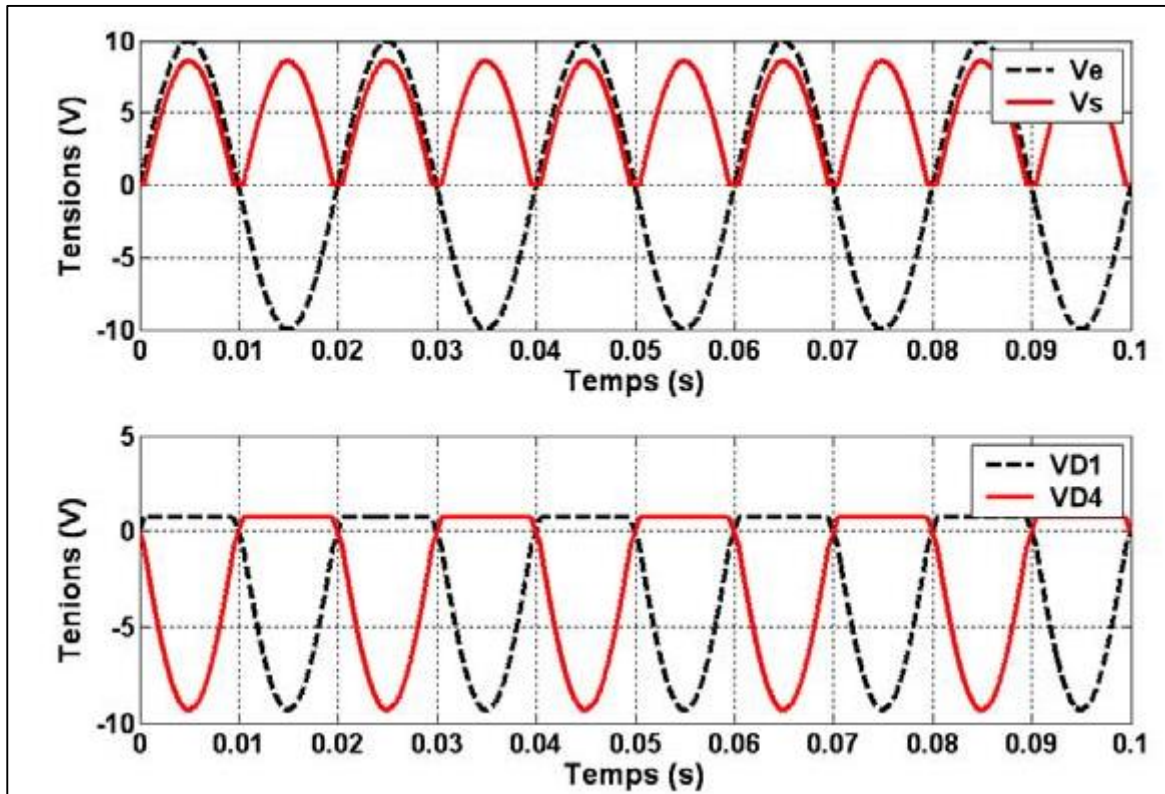


Figure 1.13 : Allures des différentes tensions pour un redressement double alternances

Remarque :

- ✓ Dans un redressement double alternance, La fréquence de la tension redressée est égale au double de celle de la tension d'alimentation V_e .
- ✓ La valeur moyenne de la tension redressée : $V_{smoy} = \frac{2 \cdot (V_{emax} - 2V_{seuil})}{\pi}$
- ✓ La valeur moyenne de la tension redressée pour un redressement double alternance est environ égale au double de celle pour un redressement simple alternance.

Le redressement double alternance est donc plus avantageux et sera majoritairement utilisée dans les circuits de redressement. La tension une fois redressée, elle est par la suite filtrée.

Le principe de filtrage de la tension redressée, se base sur la charge et la décharge d'un condensateur placé en parallèle avec la charge (résistance R_L) comme le montre la figure suivante :

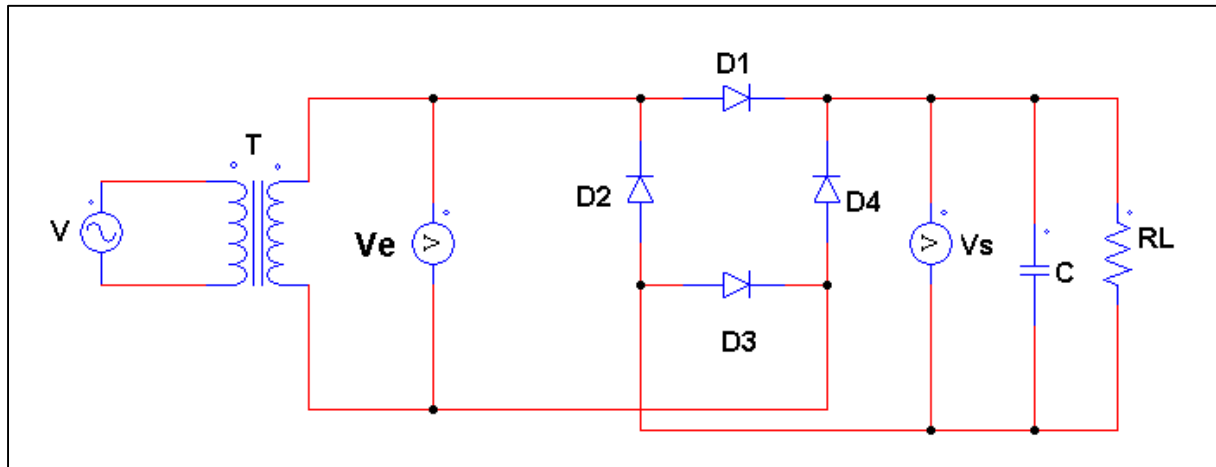


Figure 1.14 : Filtrage pour un redressement double alternance

2.5 Cas particulier : la diode Schottky

Une **diode Schottky** (nommée d'après le physicien allemand **Walter H. Schottky**) est une diode qui a un seuil de tension directe très bas et un temps de commutation très court.

Le symbole de la diode Schottky est donné par la figure suivante :

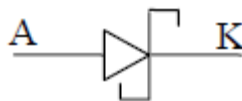


Figure 1.15 : Symbole de la diode Schottky

Une diode Schottky utilise une **jonction métal-semi-conducteur** (au lieu d'une jonction P-N comme les diodes conventionnelles). Alors que les diodes standard en silicium ont une tension de seuil d'environ 0,6 volt, les diodes Schottky ont une tension de seuil (pour un courant de polarisation directe d'environ 1 mA) dans la gamme de 0,15 V à 0,45 V.

- ✓ L'avantage de ces diodes est de posséder une tension de seuil faible (dans la gamme de 0,15 V à 0,45 V).
- ✓ L'autre avantage est de pouvoir commuter rapidement de l'état bloqué à l'état passant (trr étant quasiment nul)
- ✓ Ces diodes sont utilisées en haute fréquence. Les constructeurs précisent généralement la fréquence limite de fonctionnement.

Parmi les diodes Schottky les plus courantes, on trouve la **1N5817**.

2.6 La diode Zener

Une **diode Zener** est un assemblage de deux semi-conducteurs dont les propriétés électriques ont été découvertes par le physicien américain Clarence Zener. Contrairement à une diode conventionnelle qui ne laisse passer le courant électrique que dans un seul sens,

le sens direct, les diodes Zener sont conçues de façon à laisser également passer le courant inverse, mais ceci uniquement si la tension à ses bornes est plus élevée que le seuil de l'effet d'avalanche. Ce seuil en tension inverse (tension Zener) est de valeur déterminée pouvant aller de 1,2 V à plusieurs centaines de volts.

Le symbole de la diode Zener est donné par la figure suivante :

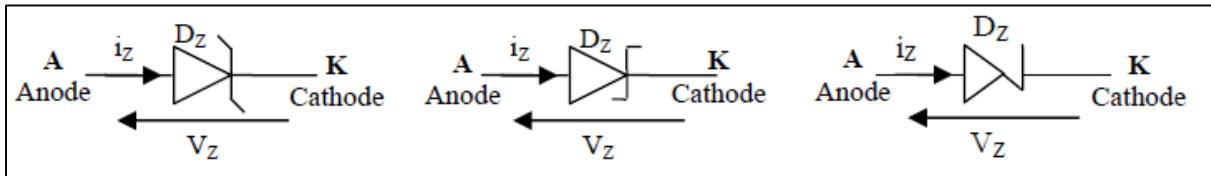


Figure 1.16 : Différents symboles de la diode Zener

Dans le sens direct (V_D et I_D positifs), cette diode présente les mêmes caractéristiques qu'une diode classique.

Elle n'a d'intérêt qu'en utilisation dans le sens inverse (V_D et I_D négatifs). Dans ce sens, cette diode ne présente pas de zone de claquage :

- ✓ Si $V_{KA} < V_Z$, alors $I_Z = 0$ (diode bloquée)
- ✓ Sinon $V_{KA} = V_Z$, quel que soit le courant I_Z .

La caractéristique électrique d'une diode zener est donnée par la figure suivante :

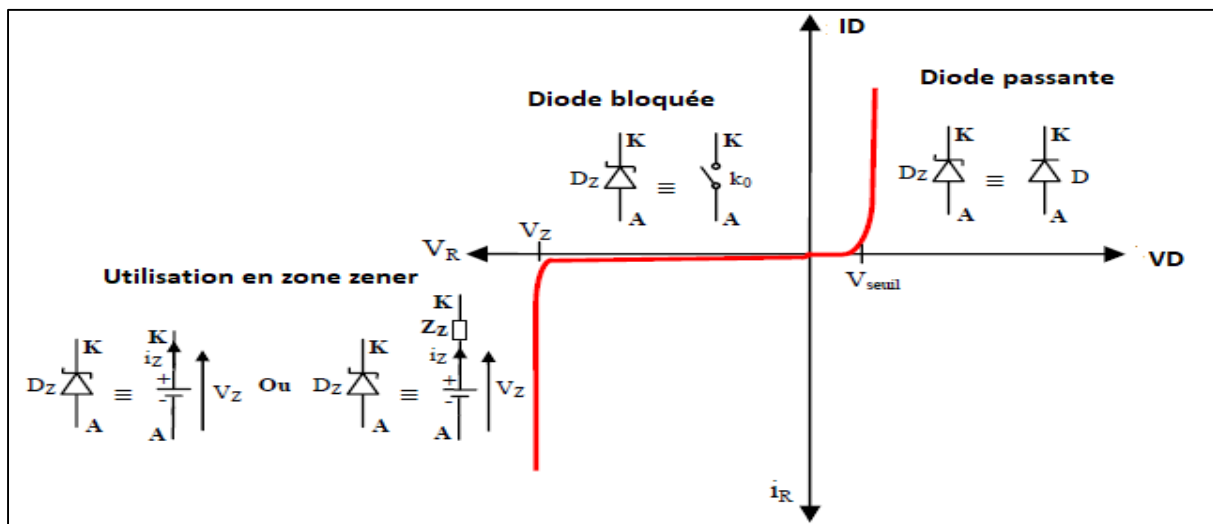


Figure 1.17 : Caractéristique électrique d'une diode Zener

V_Z est appelé tension Zener. Les constructeurs précisent cette valeur (un large choix est proposé de 2V à 300V). La valeur maximale du courant I_Z pouvant traversé la diode zener, et celle de la puissance dissipée ($P_Z = V_Z \cdot I_Z$) sont aussi des caractéristiques de choix de la diode.

La valeur de V_Z tension de Zener est fortement dépendante de la température de la diode. On note le coefficient ΔV_Z en ($\%/^{\circ}\text{C}$) fixant en pourcentage la variation de la tension de référence V_Z en fonction de la température.

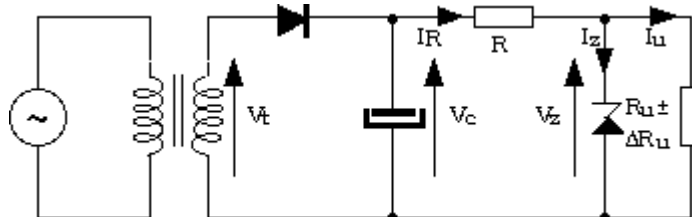
Exemple1 : Diode zener **500 mW** en boîtier de verre –**BZX55C** (Plage de tension Zener 2,4 à 91 volts)

Electrical Characteristics @ 25°C.								
Part #	Zener Voltage @ I_{zT} (1)		Max. Zener Impedance (3) Z_{zT} @ I_{zT} (Ω)	Test Current I_{zT} (mA)	Max. Reverse Leakage Current @ V_R, I_R (μ A)		V_R (V)	Max. DC Zener Current (2) I_{zW} (mA)
	Minimum V_z (V)	Maximum V_z (V)			$T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 125^\circ\text{C}$		
BZX55C2V4	2.28	2.56	85	5.0	50	100	1.0	155
BZX55C2V7	2.5	2.9	85	5.0	10	50	1.0	135
BZX55C3V0	2.8	3.2	85	5.0	4.0	40	1.0	125
BZX55C3V3	3.1	3.5	85	5.0	2.0	40	1.0	115
BZX55C3V6	3.4	3.8	85	5.0	2.0	40	1.0	105
BZX55C3V9	3.7	4.1	85	5.0	2.0	40	1.0	95
BZX55C4V3	4.0	4.6	75	5.0	1.0	20	1.0	90
BZX55C4V7	4.4	5.0	60	5.0	0.5	10	1.0	85
BZX55C5V1	4.8	5.4	35	5.0	0.1	2.0	1.0	80
BZX55C5V6	5.2	6.0	25	5.0	0.1	2.0	1.0	70
BZX55C6V2	5.8	6.6	10	5.0	0.1	2.0	2.0	64
BZX55C6V8	6.4	7.2	8.0	5.0	0.1	2.0	3.0	58
BZX55C7V5	7.0	7.9	7.0	5.0	0.1	2.0	5.0	53
BZX55C8V2	7.7	8.7	7.0	5.0	0.1	2.0	6.0	47
BZX55C9V1	8.5	9.6	10	5.0	0.1	2.0	7.0	43
BZX55C10	9.4	10.6	15	5.0	0.1	2.0	7.5	40
BZX55C11	10.4	11.6	20	5.0	0.1	2.0	8.5	36
BZX55C12	11.4	12.7	20	5.0	0.1	2.0	9.0	32
BZX55C13	12.4	14.1	26	5.0	0.1	2.0	10	29
BZX55C15	13.8	15.6	30	5.0	0.1	2.0	11	27
BZX55C16	15.3	17.1	40	5.0	0.1	2.0	12	24
BZX55C18	16.8	19.1	50	5.0	0.1	2.0	14	21
BZX55C20	18.8	21.1	55	5.0	0.1	2.0	15	20
BZX55C22	20.8	23.3	55	5.0	0.1	2.0	17	18
BZX55C24	22.8	25.6	80	5.0	0.1	2.0	18	16
BZX55C27	25.1	28.9	80	5.0	0.1	2.0	20	14
BZX55C30	28.0	32.0	80	5.0	0.1	2.0	22	13
BZX55C33	31.0	35.0	80	5.0	0.1	2.0	24	12
BZX55C36	34.0	38.0	80	5.0	0.1	2.0	27	11
BZX55C39	37.0	41.0	90	2.5	0.1	5.0	28	10
BZX55C43	40.0	46.0	90	2.5	0.1	5.0	32	9.2
BZX55C47	44.0	50.0	110	2.5	0.1	5.0	35	8.5
BZX55C51	48.0	54.0	125	2.5	0.1	10	38	7.8
BZX55C56	52.0	60.0	135	2.5	0.1	10	42	7.0
BZX55C62	58.0	66.0	150	2.5	0.1	10	47	6.4
BZX55C68	64.0	72.0	160	2.5	0.1	10	51	5.9
BZX55C75	70.0	80.0	170	2.5	0.1	10	56	5.3
BZX55C82	77.0	87.0	200	2.5	0.1	10	62	4.8
BZX55C91	85.0	96.0	250	1.0	0.1	10	69	4.3

Principales utilisations

Les diodes zener sont utilisées principalement pour leur propriété de maintenir une tension constante à leurs bornes :

- ✓ **Les circuits de stabilisation de tension ou "régulateur zener"** : Ces circuits permettent d'obtenir une tension de sortie constante malgré une variation de la consommation ou de la tension d'entrée.



Il est nécessaire d'intercaler une résistance (ou un générateur de courant) entre le générateur de tension filtrée et la zener de régulation : ces deux éléments ayant des caractéristiques de générateurs de tension à faible résistance interne, on ne peut pas les brancher directement l'un sur l'autre sans les détruire.

Pour que la zener fonctionne et assure son rôle de régulateur, il faut qu'un courant I_z non nul circule en permanence dans ce composant, et ce quelles que soient les variations de la tension d'entrée V_c et de la charge R_u .

La résistance R assure donc le rôle de **polarisation** de la zener, et elle sera calculée pour que la condition énoncée ci-dessus soit remplie. Il faudra aussi veiller à ce que le courant I_z ne dépasse pas le courant I_{zm} , sous peine de détruire le régulateur.

En général, on rajoute toutefois un condensateur en parallèle avec la zener : son impédance vient diminuer celle du montage aux fréquences élevées. C'est avantageux si le montage alimenté a une consommation en courant avec des composantes à hautes fréquences. Ce condensateur diminue aussi le bruit interne de la zener qui est assez important.

Ce type d'alimentation est appelé **régulateur shunt**, car le courant de régulation I_z est dérivé à la masse.

En pratique, ces régulateurs sont utilisés dans des montages simples nécessitant peu de puissance.

- ✓ **Les circuits générateurs de tension de référence** : Ces circuits permettent d'obtenir, à un endroit précis, une tension qui ne change pas et qui devient une tension de référence, car elle reste fixe malgré une variation de plusieurs phénomènes comme la température, la consommation de courant, ...

2.7 La diode électroluminescente (LED)

Une **diode électroluminescente** (abrégé en DEL en français, ou **LED**, de l'anglais : light-emitting diode) est un dispositif **optoélectronique** capable d'émettre de la lumière de couleur précise (rouge, vert, jaune, ...) lorsqu'il est parcouru par un courant électrique.

Elles peuvent produire plusieurs types de rayonnement (lumière). Généralement une seule couleur (longueur d'onde) est émise. Celles-ci peuvent être une des couleurs du spectre visible mais aussi des Infrarouges ou Ultraviolets.

Le symbole de la LED ressemble à celui de la diode mais on y a ajouté deux flèches sortantes pour représenter le rayonnement lumineux émis.

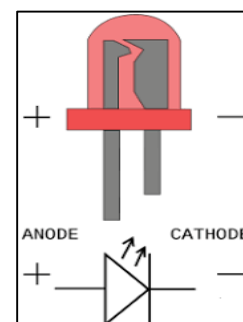


Figure 1.18 : Symbole d'une diode LED

Les valeurs caractéristiques sont :

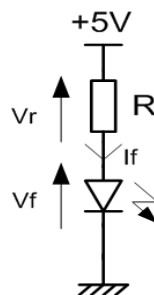
- ✓ I_f : courant de polarisation direct de la diode.
- ✓ V_f : tension de polarisation directe de la diode.
- ✓ Longueur d'onde en nm.

Couleurs	Tension de seuil ou V_f	I_f (mA)	Longueur d' onde
Rouge	1,6 V à 2 V	6à20	650 à 660 nm
Jaune	1,8 V à 2 V	6à20	565 à 570 nm
Vert	1,8 V à 2 V	6à20	585 à 590 nm
Bleu	2,7 V à 3,2 V	6à20	470 nm
blanc	3,5 v à 3,8 v	30	

Les LED ont plusieurs utilisés dont voici les principales :

- ✓ Voyant fournissant une information à un utilisateur,
- ✓ Eclairage basse consommation,
- ✓ Transmission d'une information à un récepteur électronique via l'air ou un canal optique (fibre optique)
- ✓ Pointage optique grâce au LED Laser
- ✓ Génération d'un rayonnement sur matériaux photosensible (UV par exemple)

Une LED est toujours montée en série avec une résistance dont le rôle est de fixer le courant traversant la LED et donc son intensité lumineuse.



La tension alimentant le montage LED-résistance doit toujours être supérieure à la tension V_f . Il est généralement conseillé d'utiliser une tension de 5V ou plus.

La tension V_f et le courant I_f nominal de la LED sont indiqués dans la datasheet. La valeur de la résistance va être : $R = V_r / I_f = (5V - V_f) / I_f$. Pour une LED rouge ayant un V_f de 1,8 V et I_f nominal de 15 mA la résistance sera égale à 213 Ω (soit 220 Ω).

Il est tout à fait possible d'augmenter ou diminuer la valeur de la résistance pour modifier le courant I_f et donc la luminosité en restant dans les valeurs autorisées par le constructeur.

2.8 La photodiode

Une **photodiode** est un composant semi-conducteur ayant la capacité de capter un rayonnement du domaine optique et de le transformer en signal électrique.

La photodiode est une sorte de diode semi-conductrice à jonction PN qui fonctionne lorsque l'intensité de la lumière tombe sur elle dans les conditions **polarisées en inverse**.

Le symbole d'une photodiode est comme une diode ordinaire à l'exception de deux flèches inclinées vers le bas pour symboliser la lumière.



Figure 1.19 : Symbole d'une photodiode

La figure ci-dessous montre la courbe caractéristique $V = f(I)$ d'une photodiode:

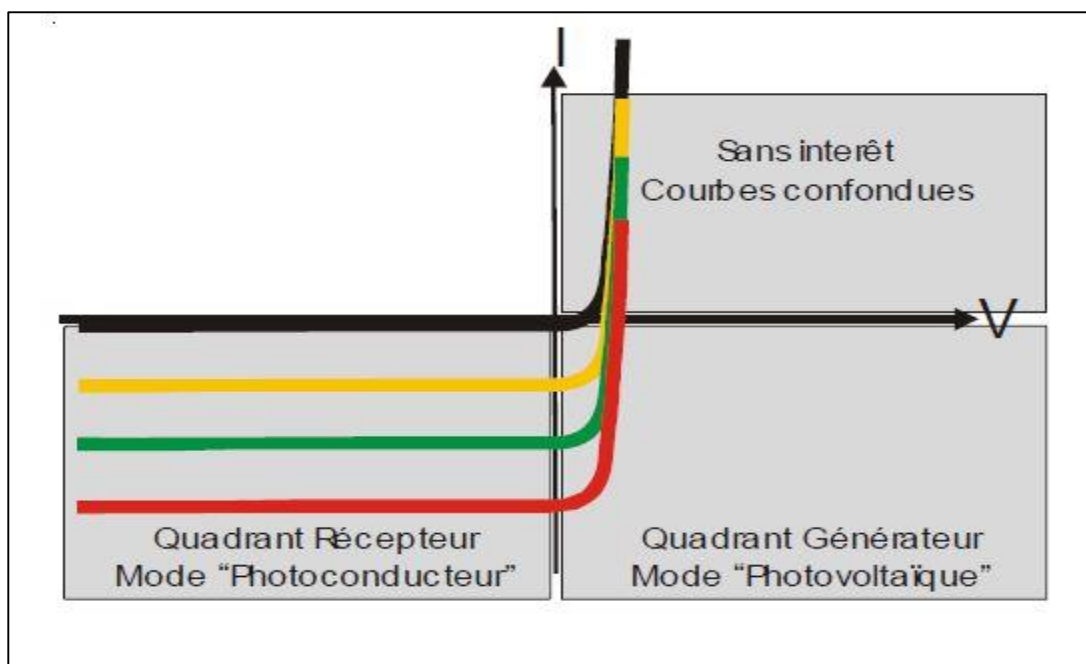


Figure 1.20 : Caractéristique électrique d'une photodiode

Modes de fonctionnement de la photodiode

La photodiode fonctionne essentiellement en deux modes :

- ✓ **Mode photovoltaïque** : Il est également appelé mode de polarisation zéro car aucun potentiel inverse externe n'est fourni à l'appareil. Toutefois, le transporteur minoritaire aura lieu lorsque le dispositif sera exposé à la lumière.
- ✓ **Mode photoconducteur** : Lorsqu'un certain potentiel inverse est appliqué à l'appareil, celui-ci se comporte alors comme un dispositif photoconducteur. Ici, on

constate une augmentation de la largeur d'épuisement avec le changement correspondant de tension inverse.

Lorsqu'elle est polarisée pour fonctionner comme capteur (quadrant $u < 0$ et $i < 0$ en mode récepteur conventionnel), se comporte comme une source parfaite de courant dont l'intensité est liée au flux de photons qui arrive sur la surface active.

Applications de la photodiode

- ✓ Les photodiodes trouvent principalement leur utilisation dans les compteurs et les circuits de commutation.
- ✓ Les photodiodes sont largement utilisées dans un système de communication optique.
- ✓ Les circuits logiques et les codeurs utilisent également la photodiode.
- ✓ Il est largement utilisé dans les systèmes d'alarme antivol. Dans de tels systèmes d'alarme, le courant circule jusqu'à ce que l'exposition aux radiations ne soit pas interrompue. Lorsque l'énergie lumineuse ne parvient pas à tomber sur l'appareil, l'alarme retentit.

2.8 La diode à capacité variable : Diode varicap

Une **diode varicap** (de l'anglais variable capacity), aussi nommée **varactor** (acronyme de variable reactor) ou encore diode à capacité variable est un type de diode qui présente la particularité de se comporter comme un condensateur dont la valeur de la capacité varie avec la tension inverse appliquée à ses bornes.

La diode varicap, dont le symbole est représenté dans la figure suivante, est une diode opérant en polarisation inverse et utilisant la capacité C de la zone de transition.



Lorsque la diode varicap est polarisée en inverse (sens bloqué), elle fonctionne comme un condensateur dont la capacité est ajustable en fonction de la tension (négative) appliquée sur la diode.

Cette diode peut être considérée comme un condensateur variable. La valeur de la capacité C dépende de la tension inverse V_R et est défini par :

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{V_{seuil}}}}$$

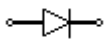
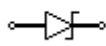
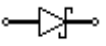
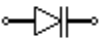
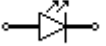
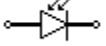
Avec :

- ✓ V_R : Tension inverse V_R
- ✓ C_0 : capacité sans tension extérieure
- ✓ V_{seuil} : tension seuil de 0.7V (Si)

Ce type de diode est souvent utilisé dans des montages radiofréquence (RF) mais aussi pour des applications à très hautes fréquences.

2.9 Conclusion

Le tableau suivant résume les principales caractéristiques des différentes diodes étudiées dans ce chapitre (symbole, type de polarisation, seuil de conduction et applications).

Type de diode	Symbole	Polarisation	Seuil de conduction	Principales applications
Diode de redressement		Directe	0,7 V	Redressement simple et double alternance
Diode Zener		Inverse		Régulation de tension
Diode Schottky		Directe	0,3 V	Circuits logiques, applications hautes fréquence, hyperfréquence
Diode Varicap		Inverse		Accord récepteur radio, TV, modulation
Diode LED		Directe	Entre 1 et 2 V selon la couleur	Affichage lumineux
Photodiode		Inverse		Détecteurs de lumière : TV, alarmes

3. Les transistors bipolaires

3.1 Définition et symboles

Le **transistor bipolaire** à jonction (**BJT**) est la mise ne contact de trois régions à semi-conducteurs (silicium ou germanium) dopés, séparées par deux jonctions PN de manière à former un transistor de type **NPN** ou de type **PNP** comme le montre la figure suivante :

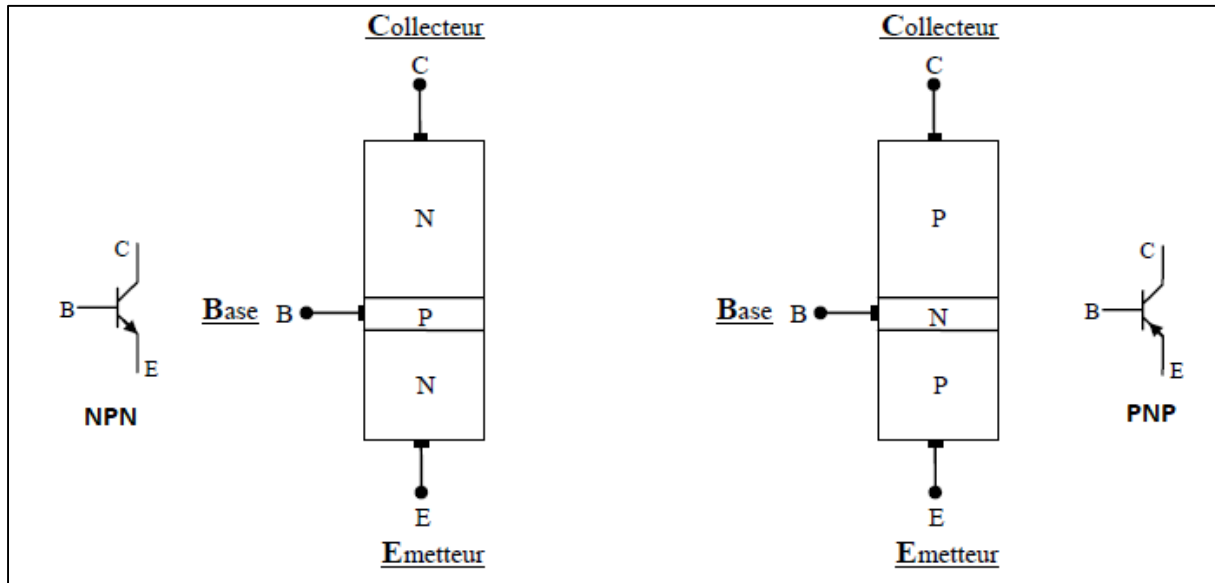


Figure 1.21 : Structure et symbole d'un transistor bipolaire

Les trois régions sont appelées respectivement **émetteur (E)**, **base (B)** et **collecteur (C)**.

Un **transistor NPN** est constitué de :

- ✓ Un **émetteur** : couche fortement dopée (**type N**), d'épaisseur moyenne. Son rôle est d'émettre les électrons libres vers le collecteur.
- ✓ Une **base** : couche faiblement dopée (**type P**), très mince. Son rôle est d'émettre la plus part des électrons venant de l'émetteur vers le collecteur.
- ✓ Un **collecteur** : couche moyennement dopée (**type N**) et de forte épaisseur. Son rôle est de collecter les électrons provenant de l'émetteur et transitant par la base.

3.2 Principe de fonctionnement d'un transistor bipolaire

Le fonctionnement du transistor bipolaire NPN ou PNP se base sur l'**effet transistor**. Pour cela il faut polariser convenablement le transistor.

En effet, le de fonctionnement d'un transistor bipolaire est basé sur deux jonctions PN, l'une en direct et l'autre en inverse. La polarisation de la jonction PN inverse par un faible courant électrique (appelé effet transistor) permet de « commander » un courant beaucoup plus important, suivant le principe de l'amplification de courant.

Dans un transistor bipolaire, le courant collecteur \rightarrow Emetteur ne peut transiter que dans le sens indiqué par la flèche de l'émetteur. Ceci entraîne :

- ✓ IC et IE positifs pour un transistor de type NPN
- ✓ IC et IE négatifs pour un transistor PNP.

La commande de la jonction CE par le courant IB se fera :

- ✓ Par IB positif pour un transistor NPN
- ✓ Par IB négatif pour un PNP

Pour les tensions :

- ✓ VCE et VBE seront positives pour un NPN
- ✓ VCE et VBE seront négatifs pour un PNP.

Le fonctionnement des 2 types de transistors (NPN et PNP) est analogue : le courant IB commande la jonction C-E.

Etude de la jonction Base/Emetteur :

Cette jonction est une jonction de type NP ou PN pour respectivement un transistor type PNP ou NPN. Le schéma équivalent de cette jonction est donc équivalent à celui d'une diode.

- ✓ Pour un **transistor NPN**, la jonction BE sera passante uniquement si $IB > 0$, ce qui entraîne $VBE = V_{seuil}$ (0,7 V pour un transistor au silicium). Si $VBE < V_{seuil}$, la jonction BE sera bloquée et $IB = 0 \rightarrow$ le transistor est bloqué.
- ✓ Pour un **transistor PNP**, la jonction BE sera passante uniquement si $IB < 0$, ce qui entraîne $VBE = -V_{seuil}$ (-0,7 V pour un transistor au silicium). Si $VBE > -V_{seuil}$, la jonction BE sera bloquée et $IB = 0 \rightarrow$ le transistor est bloqué.

Exemple : Pour savoir si la jonction BE d'un transistor NPN est passante ou bloquée, il suffit d'écrire $VBE = V_{seuil}$ puis déterminer la valeur de IB par la loi de la maille de la jonction BE.

- ✓ Si $IB > 0$, alors la jonction BE est passante ; $VBE = V_{seuil}$
- ✓ Si $IB < 0$, alors la jonction BE est bloquée, IB ne peut être que nulle et $VBE > V_{seuil}$.

Etude de la jonction Collecteur/Emetteur :

Cette jonction est commandée par le courant IB de la jonction Base/émetteur. On distingue trois régimes de fonctionnement :

- ✓ **Fonctionnement bloqué :** Régime de fonctionnement pour $IB = 0 \rightarrow IC = 0$ et $VCE \neq 0$
- ✓ **Fonctionnement linéaire :** Régime de fonctionnement pour $IB \neq 0$ et $|IC| < |IC_{sat}| \rightarrow IC = \beta \cdot IB$ et $VCE \neq 0$
- ✓ **Fonctionnement saturé :** Régime de fonctionnement pour $IB \neq 0$ et $|IC| = |IC_{sat}| \rightarrow VCE = VCE_{sat}$ (constante)

V_{CEsat} et β sont des données constructeur, I_{Csat} est le courant maximum pouvant circuler dans le circuit comprenant la jonction CE (avec $V_{CE} = V_{CEsat}$).

Remarque :

- ✓ En régime de fonctionnement linéaire ou bloqué, la valeur de la tension V_{CE} est déterminée en établissant la loi de la maille comprenant la tension V_{CE} .
- ✓ V_{CE} , I_C , V_{CEsat} et I_{Csat} sont des grandeurs négatives dans le cas d'un transistor PNP.

Relations de courant et de tension :

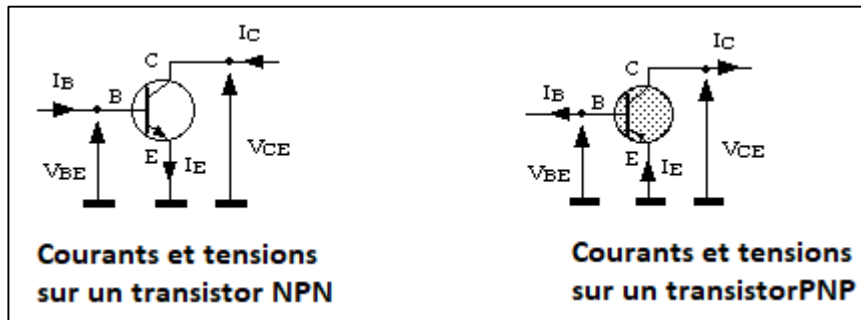


Figure 1.22 : Courants et tensions d'un transistor bipolaire

La loi des nœuds appliquée à un transistor (NPN ou PNP), donne :

$$I_E = I_B + I_C, \text{ En régime linéaire, } I_C = \beta \cdot I_B \Rightarrow I_E = (\beta + 1) \cdot I_B$$

La loi des mailles appliquée à un transistor (NPN ou PNP), donne :

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

Réseau de caractéristiques statiques d'un transistor

Pour ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques des transistors NPN. Celles des transistors PNP sont les mêmes aux réserves de signes décrites au paragraphe précédent. Les transistors NPN sont plus répandus car ils ont de meilleures performances que les PNP (la conductibilité du silicium N est meilleure que celle du silicium P, ainsi que la tenue en tension).

Le transistor est caractérisé par 6 grandeurs électriques :

- ✓ 3 courants I_B , I_C et I_E avec $I_E = I_C + I_B$
- ✓ 3 tensions V_{BE} , V_{CE} , V_{CB} avec $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$

On appelle :

- ✓ Dipôle d'entrée (paramètres I_B et V_{BE}) le dipôle **Base –Emetteur**,
- ✓ Dipôle de sortie (paramètres I_C , V_{CE}) le dipôle **Collecteur-Emetteur**,

Le paramètre I_B est relatif à l'entrée, tandis que V_{CE} est relatif à la sortie. Trois courbes caractéristiques sont nécessaires pour caractériser un transistor :

- ✓ **Caractéristique d'entrée** : $I_B = f(V_{BE})$ à $V_{CE} = \text{cste}$,
- ✓ **Caractéristique de transfert** : $I_C = f(I_B)$ à $V_{CE} = \text{cste}$,
- ✓ **Caractéristique de sortie** : $I_C = f(V_{CE})$ à $I_B = \text{cste}$,

L'ensemble des caractéristiques d'un transistor sont généralement représentées sur un graphique qui rassemble à la figure ci-dessous :

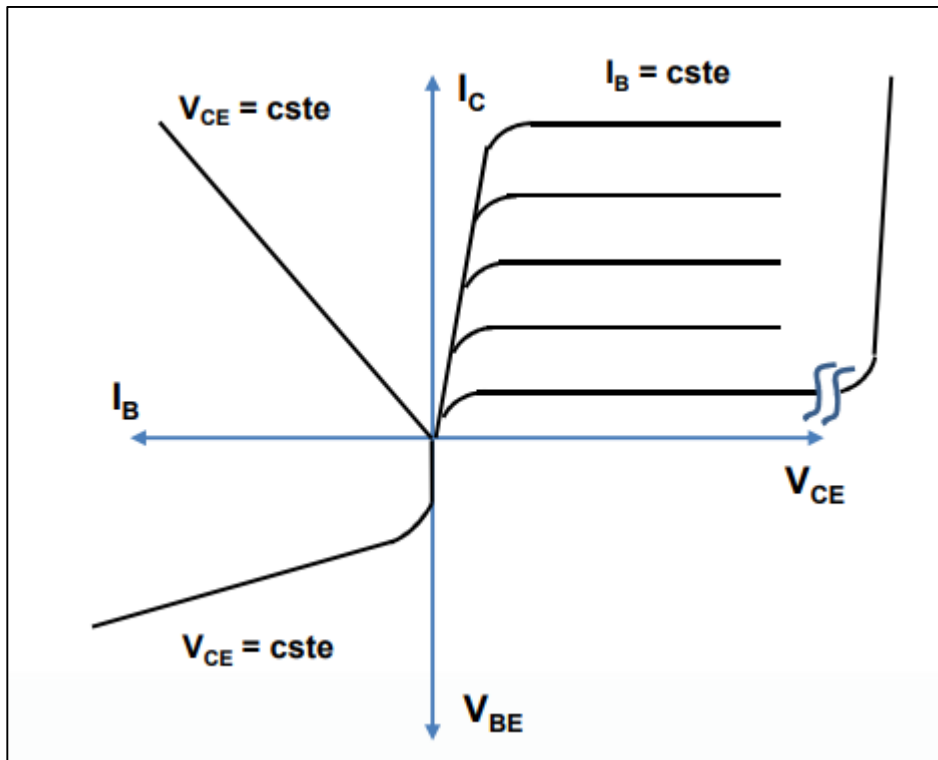


Figure 1.23 : Réseau de caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire

Le fonctionnement d'un est limité par trois paramètres :

- ✓ le courant collecteur maxi **ICMax**. Le dépassement n'est pas immédiatement destructif, mais le gain en courant va chuter fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette zone.
- ✓ la tension de claquage **VCEMax** : au-delà de cette tension, le courant de collecteur croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.
- ✓ la puissance maximale que peut supporter le transistor **PTmax = VCE.IC**, et qui va être représentée par une hyperbole sur le graphique, car on a la relation :

$$IC = \frac{PT_{max}}{VCE}$$

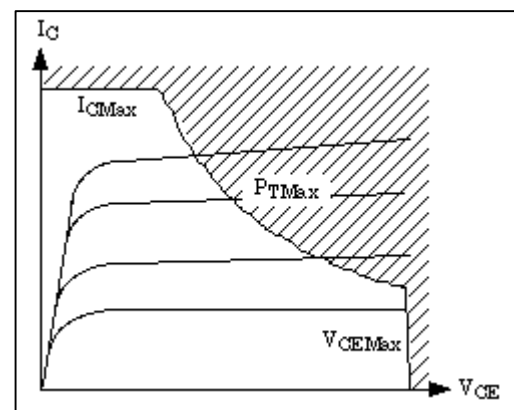


Figure 1.24 : Limites d'utilisation d'un transistor bipolaire

Point de fonctionnement d'un transistor

La donnée du couple (I_B ; V_{CE}) permet de déterminer les valeurs de I_C et V_{BE} et d'en déduire tous les courants et tensions relatifs au transistor ainsi que le point de fonctionnement sur le réseau des caractéristiques du transistor.

On distingue trois cas suivant la position du point de fonctionnement :

- ✓ Fonctionnement en **régime bloqué** : Le transistor est dit bloqué si $I_B = 0$ ($V_{BE} < 0,7$ V pour un NPN et $V_{BE} > -0,7$ V pour un PNP) $\rightarrow I_C = I_E = 0$
- ✓ Fonctionnement en **régime saturé** : Le transistor bipolaire est saturé lorsque I_B est supérieur à I_{BSAT} . La tension V_{CE} est alors égale à V_{CESAT} (tension très faible). Le courant I_C est différent de 0A et ne dépend pas de I_B . Le courant de saturation I_{BSAT} est égal à I_{CSAT} / β .
- ✓ Fonctionnement en **régime linéaire** : On dit que le transistor fonctionne en régime linéaire lorsque le point de fonctionnement se trouve sur les parties horizontales des courbes $I_C = f(V_{CE})$. Dans ce cas, on a V_{CE} supérieur à 1 ou 2 V ; La relation $I_C = \beta \cdot I_B$ est satisfaite et de plus $V_{BE} = 0,7$ V et $V_{CE} > V_{CESAT}$.

Le point de fonctionnement est obtenu par l'intersection de la droite de charge avec la caractéristique de sortie du transistor comme le montre la figure suivante :

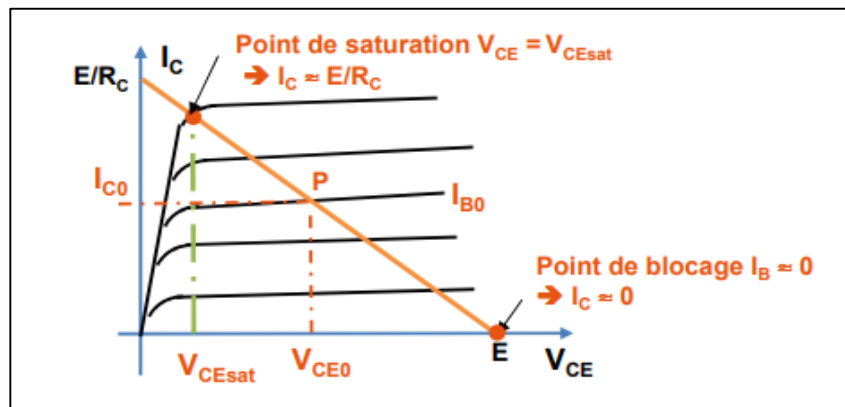


Figure 1.25 : Point de fonctionnement d'un transistor bipolaire

Polarisation d'un transistor

L'objectif de la polarisation est de fixer les valeurs des tensions V_{BE} , V_{CE} et des courants I_B , I_C pour imposer la localisation des points de fonctionnement dans le réseau de caractéristiques.

Nous indiquons ci-dessous le principe d'un montage de polarisation en régime linéaire à partir d'une seule source.

Exemple 1 : Polarisation directe de la base et du collecteur par deux résistances R_B et R_C

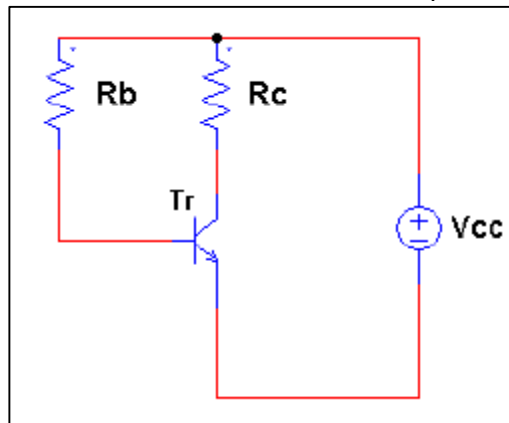


Figure 1.26 : Polarisation par résistance de base d'un transistor bipolaire NPN

L'équation de la droite de charge statique de sortie Δ_1 est donnée par l'équation suivante :

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

L'équation de la droite de charge statique d'entrée Δ_2 est donnée par l'équation suivante :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Exemple 2 : Polarisation par pont de résistance

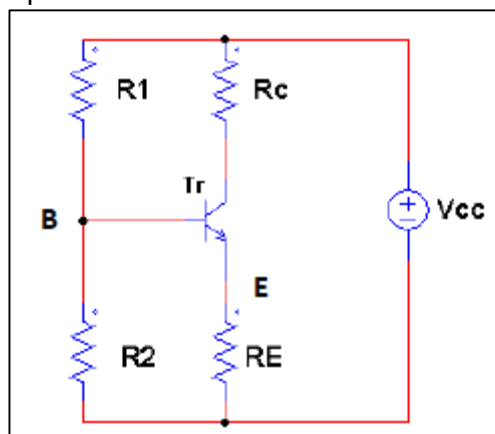


Figure 1.27 : Polarisation par pont d'un transistor bipolaire NPN

- Tant que le courant I_B est faible, V_B reste constant et vaut $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$, par conséquent V_E reste constant car $V_E = V_B - V_{BE} = V_B - 0,7$.
- R_E fixe la valeur de I_C :

$$I_C \cong I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - 0,7}{R_E} \rightarrow \text{le choix de } R_E, \text{ permet d'ajuster } I_C.$$
- On a $V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C - R_E \cdot I_E \cong V_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_C$
 R_1, R_2 et R_E étant choisies, on voit que le choix de R_C permet d'ajuster V_{CE} .

3.3 Caractéristiques techniques d'un transistor

Un transistor est un **amplificateur de courant** : c'est un **générateur de (fort) courant** (en sortie) **piloté par un (faible) courant** (en entrée).

Le choix d'un transistor (au premier ordre) se fera en considérant les paramètres suivants :

- ✓ Le V_{CEmax} que peut supporter le transistor.
- ✓ Le courant de collecteur maxi I_{Cmax} .
- ✓ La puissance maximale que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le radiateur !).
- ✓ Le gain en courant β .

Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation $V_{CEsatmax}$ sera un critère de choix essentiel.

Transistor	VCE max	IC max	Pmax	Gain en courant β	VCEsat
2N1711	50 V	500 mA	0,8 W (Ta =25°C)	Entre 60 et 130	0,5 V
2N2222	30 V	800 mA	0,5 W (Ta =25°C)	Entre 30 et 100	0,4 V
BD433	22 V	4 A	36 W (Ta =25°C)	Entre 130 et 140	0,2 V
BC635	45 V	0,5 A	1,5 W (Ta =25°C)	Entre 40 et 250	0,5 V
2N3773	140 V	16 A	150 W (Ta =25°C)	Entre 15 et 60	1,4 V
TIP122	100 V	5 A	65 W (Ta =25°C)	1000	2 V

Les transistors bipolaires peuvent être présentés sous différentes formes de boîtiers comme le montre la figure suivante :

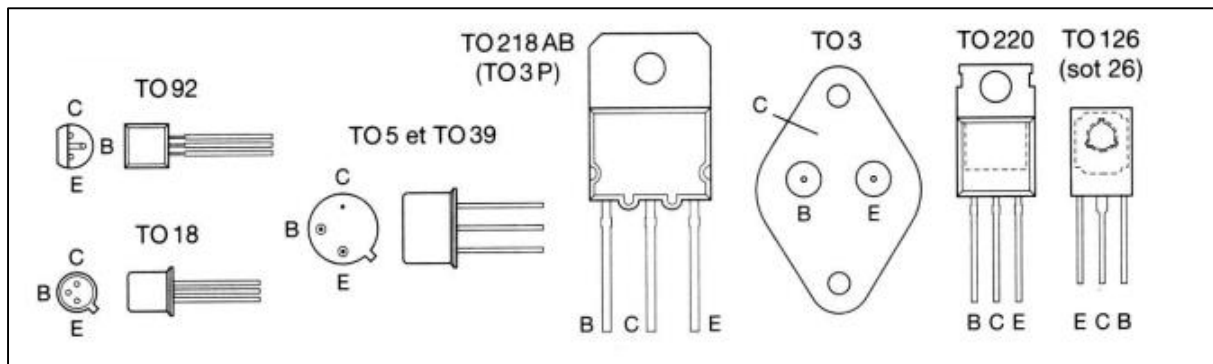


Figure 1.28 : Formes de boîtier d'un transistor bipolaire

3.4 Schéma équivalent d'un transistor Bipolaire

Le transistor est considéré comme un quadripôle ; il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte sera alors commune à l'entrée et à la sortie) et va être défini par 4 signaux : courant et tension d'entrée, courant et tension de sortie.

Ces variables ont déjà été définies précédemment pour le montage **émetteur commun** : il s'agit du courant **IB** et de la tension **VBE** pour l'entrée, du courant **IC** et de la tension **VCE** pour la sortie.

Nous avons vu que l'on pouvait considérer V_{BE} et I_C comme des fonctions de V_{CE} et I_B :
 $I_C = f(V_{CE}, I_B)$ et $V_{BE} = g(V_{CE}, I_B)$

En fait, ces signaux se décomposent en deux parties : les tensions et courants continus de polarisation notés I_{B0} , V_{BE0} , I_{C0} , et V_{CE0} , et les petites variations autour du point de repos qui sont respectivement i_b , v_{be} , i_c , et v_{ce} .

Nous avons les équations :

- ✓ $I_C = I_{C0} + i_c$
- ✓ $I_B = I_{B0} + i_b$
- ✓ $V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce}$
- ✓ $V_{BE} = V_{BE0} + v_{be}$

Si les variables du régime dynamique sont assez faibles, traditionnellement on introduit des paramètres notés **hij** (dont les valeurs dépendent du point de fonctionnement considéré) et on écrit :

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

Ces paramètres sont dits **hybrides** (ils n'ont pas les mêmes dimensions) et en **émetteur commun**.

- ✓ **h11** : résistance d'entrée en (Ω),
- ✓ **h12** : nombre pur,
- ✓ **h21** : nombre pur (gain en courant)
- ✓ **h22** : conductance de sortie (S ou Ω^{-1}),

D'après les caractéristiques statiques d'un transistor, on V_{BE} ne dépend pas de V_{CE} $\rightarrow h_{12} \approx 0$;

Le schéma équivalent en petits signaux d'un transistor bipolaire en mode émetteur commun est donné par la figure suivante :

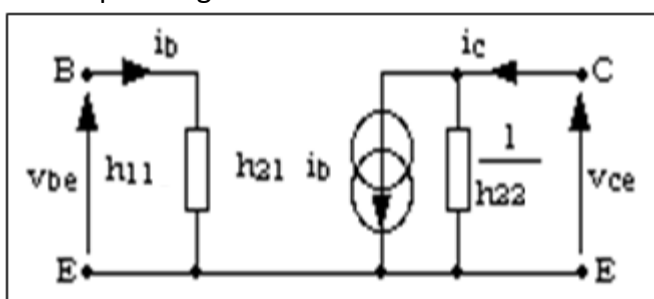


Figure 1.29 : Schéma équivalent d'un transistor bipolaire en petits signaux

Sur ce schéma, on peut noter que :

- ✓ $R_e = h_{11}$ est la résistance d'entrée, $R_e \cong K\Omega$
- ✓ $R_s = 1/h_{22}$ est la résistance de sortie, $R_s \cong 10K\Omega$

3.5 Étude en régime dynamique d'un transistor bipolaire

L'étude des montages amplificateurs à base de transistor bipolaire se base sur la méthode générale du régime dynamique. En effet, les montages amplificateurs à base de transistor bipolaire correspondent à la superposition de deux régimes :

- ✓ Un régime statique : correspondant au circuit de polarisation.
- ✓ Un régime dynamique : correspondant au circuit d'amplification.

Vu qu'on suppose que le point de fonctionnement est correctement fixé, la méthode générale du régime dynamique ne s'intéresse qu'au circuit d'amplification. Elle se résume en deux étapes :

- ✓ Éteindre toutes les sources d'énergie continue : remplacer les **sources de tensions** continues par un **court-circuit** et les **sources de courant continu** par un **circuit ouvert**.
- ✓ Remplacer le transistor bipolaire par son schéma équivalent petits signaux.

En pratique, Il existe trois montages amplificateurs de base appelés « montages fondamentaux ». Ces montages sont :

- ✓ Le montage émetteur commun.
- ✓ Le montage collecteur commun.
- ✓ Le montage base commune.

a) Etude du montage émetteur commun :

Le schéma du circuit émetteur commun est donné par la figure suivante :

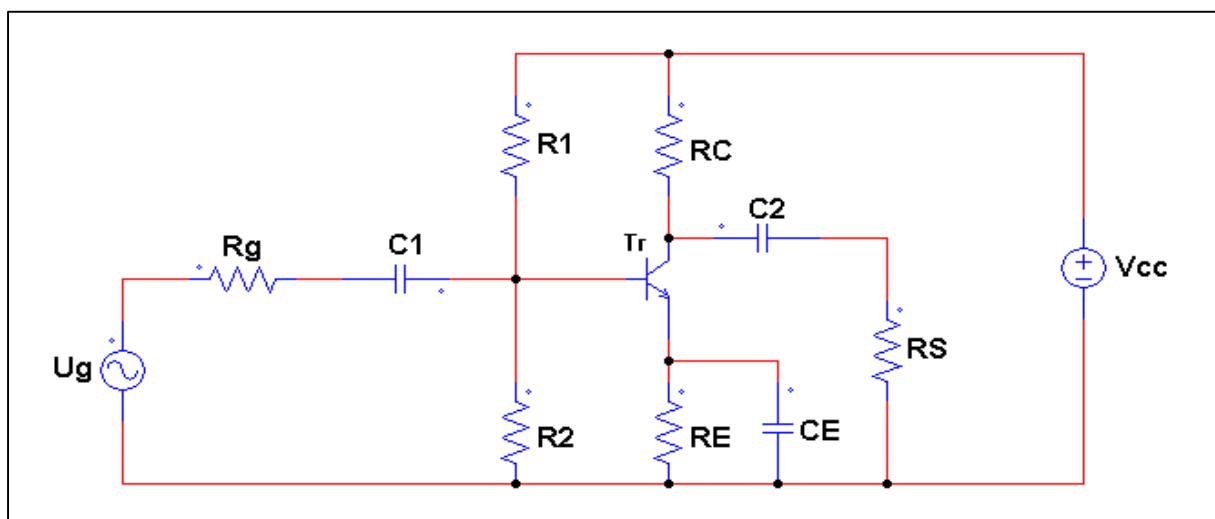


Figure 1.30 : Schéma de principe d'un montage émetteur commun

Détermination du point de fonctionnement en régime statique :

- ✓ On calcule $V_{B0} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot V_{CC}$
- ✓ On calcule $V_{E0} = V_{B0} - V_{BE0} = V_{B0} - 0,7$
- ✓ On calcule $I_{E0} \cong I_{C0} = \frac{V_{E0}}{R_E}$
- ✓ On calcule $I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta}$

Le schéma équivalent du circuit en régime dynamique est obtenu en remplaçant la source de tension VCC par un court-circuit.

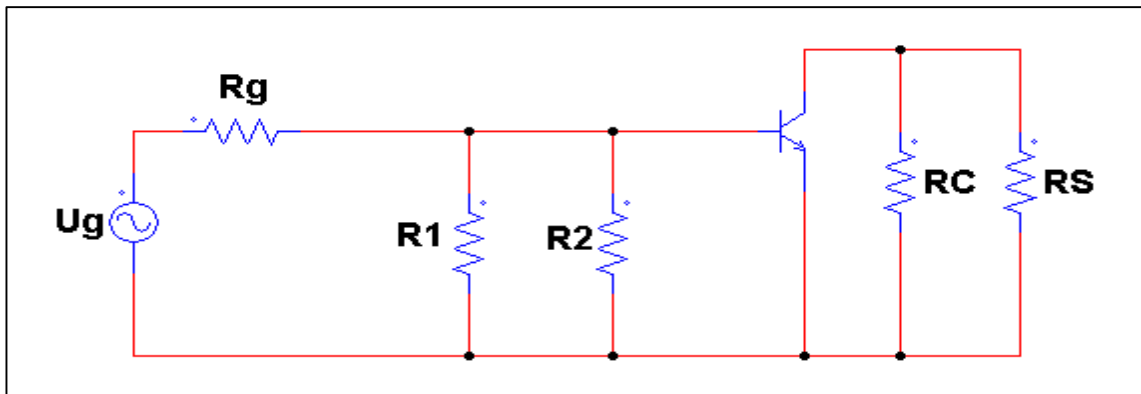


Figure 1.31 : Schéma équivalent en régime dynamique du montage émetteur commun

Le transistor est remplacé par son schéma équivalent petits signaux (on suppose que $h_{12} = 0$ et $h_{22} = 0$) d'où le montage final de l'amplificateur. $R_{CS} = (R_C // R_S)$ et $R_{12} = (R_1 // R_2)$

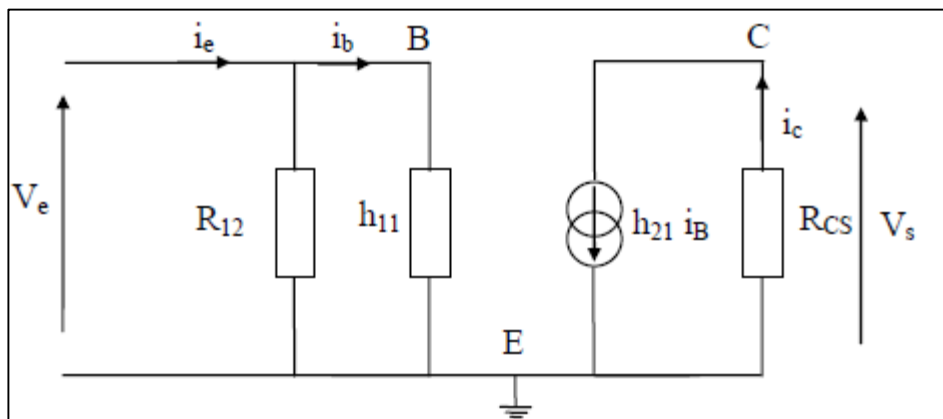


Figure 1.32 : Montage émetteur commun en régime dynamique

- ✓ Le gain en tension G_v de ce montage est donné par :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_{cs} \cdot h_{21}}{h_{11}} = -h_{21} \cdot \frac{R_{cs}}{h_{11}} = -\beta \cdot \frac{R_{cs}}{h_{11}}$$

Le gain G_v est négatif → La tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée

- ✓ L'impédance d'entrée Z_e du montage est donnée par :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_{12} // h_{11}$$

- ✓ L'impédance de sortie Z_s du montage est donnée par :

$$Z_s = \frac{V_s}{i_s} = R_{cs}$$

Remarque :

Découplage de la résistance RE : Le condensateur CE placé en parallèle avec la résistance RE fournit un court-circuit réel de point de vue alternatif. On dit alors que la résistance de l'émetteur est *découplée*. Le découplage de RE permet d'obtenir un gain en tension maximal. La valeur de CE doit être suffisamment élevée pour que sa réactance soit très faible comparativement à RE. il faut néanmoins souligner que bien que RE soit découplée en régime dynamique, elle très importante en régime statique puisqu'elle permet de bien stabiliser le point de fonctionnement du transistor.

Distorsion de la tension de sortie : il est important de rappeler que si la tension d'entrée V_e est élevée, la tension de sortie V_s peut être écrêtée ou distordue.

b) **Etude du montage collecteur commun :**

Le schéma du circuit collecteur commun est donné par la figure suivante :

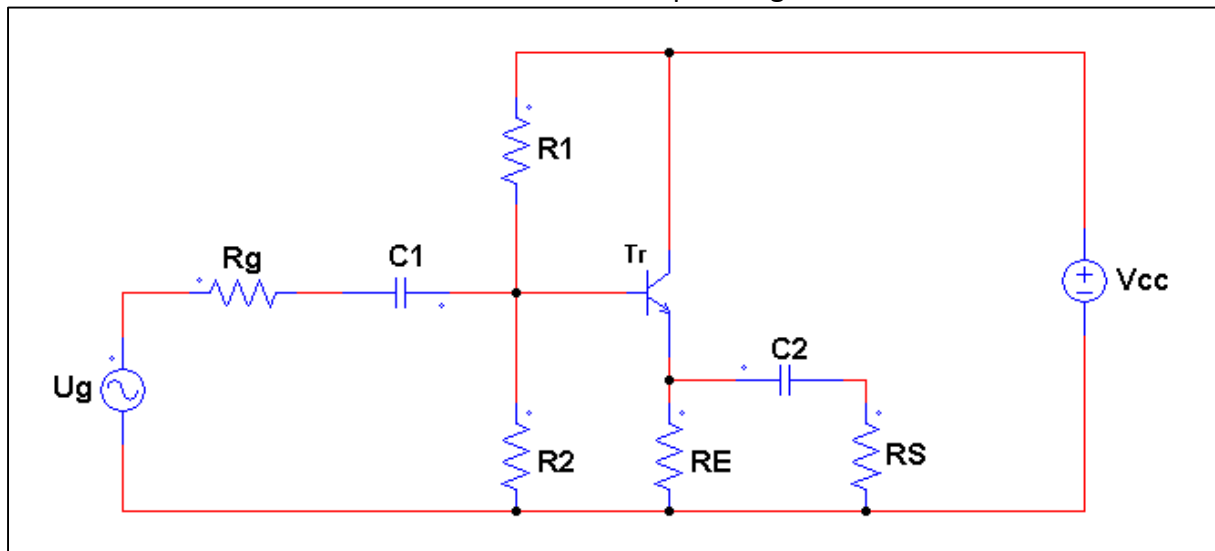


Figure 1.33 : Montage collecteur commun

Détermination du point de fonctionnement en régime statique :

- ✓ On calcule $V_{B0} = \frac{R2}{R1+R2} \cdot V_{CC}$
- ✓ On calcule $V_{E0} = V_{B0} - V_{BE0} = V_{B0} - 0,7$
- ✓ On calcule $I_{E0} \cong I_{C0} = \frac{V_{E0}}{R_E}$
- ✓ On calcule $I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta}$

Le schéma équivalent du circuit en régime dynamique est obtenu en remplaçant la source de tension VCC par un court-circuit.

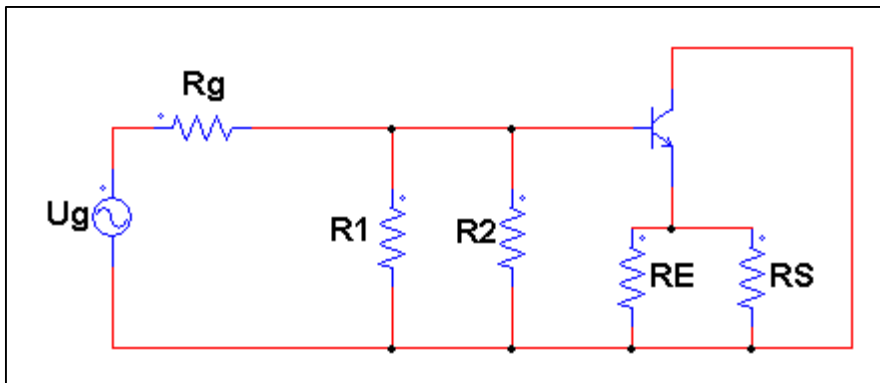


Figure 1.34 : Schéma équivalent en régime dynamique du montage collecteur commun

Le transistor est remplacé par son schéma équivalent petits signaux (on suppose que $h_{12} = 0$ et $h_{22} = 0$) d'où le montage final de l'amplificateur. $RES = (RE // RS)$ et $R12 = (R1 // R2)$

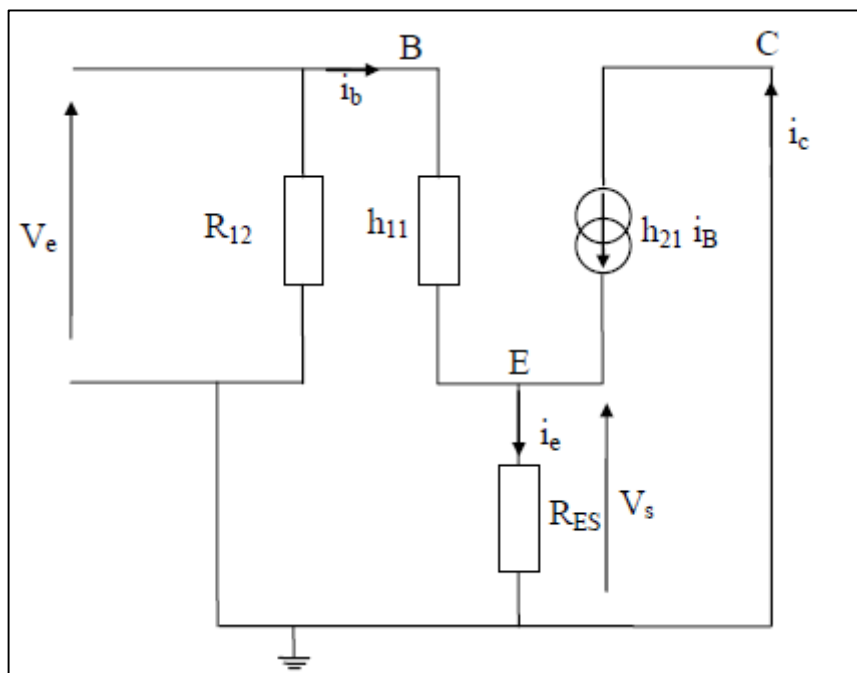


Figure 1.35 : Montage collecteur commun en régime dynamique

$$\text{On a : } \begin{cases} ie = ib + h_{21} \cdot ib = ib \cdot (1 + h_{21}) = ib \cdot (1 + \beta) \\ Vs = RES \cdot ie = RES \cdot (1 + \beta) \cdot ib \\ Ve = h_{11} \cdot ib + Vs = h_{11} \cdot ib + RES(1 + \beta) \cdot ib = (h_{11} + RES \cdot (1 + \beta)) \cdot ib \end{cases}$$

✓ Le gain en tension G_v de ce montage est donné par :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{RES \cdot (1 + \beta)}{h_{11} + RES \cdot (1 + \beta)} = (1 + \beta) \cdot \frac{RES}{h_{11} + RES \cdot (1 + \beta)} \cong \beta \cdot \frac{RES}{h_{11} + RES \cdot \beta}$$

Le gain G_v est positif → La tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée
 Lorsque $R_{ES} \gg h_{11}$, Le gain $G_v \approx 1$

- ✓ L'impédance d'entrée Z_e du montage est donnée par :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_{12} // [h_{11} + (1 + \beta) \cdot R_{ES}]$$

- ✓ L'impédance de sortie Z_s du montage est donnée par :

$$Z_s = \frac{V_s}{i_s} = \frac{(R_g // R_{12}) + h_{11}}{1 + \beta} // R_{ES}$$

On remarque que l'impédance d'entrée du montage collecteur commun est supérieure à celle du montage émetteur commun. Par contre son impédance de sortie est très faible. Ainsi un montage collecteur commun est caractérisé par un gain en tension unitaire, une impédance d'entrée très grande et une impédance de sortie très faible.

L'intérêt du montage collecteur commun est que bien que le gain en tension soit voisin de 1, son impédance de sortie est très faible ce qui permet d'alimenter avec bon gain en puissance une charge d'impédance faible.

4. Les transistors à effet de champ

4.1 Définition et symboles

Les **transistors à effet de champ** (FET pour Field Effect Transistor) ont un fonctionnement totalement différent des transistors bipolaires. Un transistor à effet de champ est un transistor qui a la capacité d'utiliser un champ électrique pour contrôler la forme et la conductivité d'un canal dans un semi-conducteur.

On distingue deux grandes familles de transistors à effet de champ soit les FETs à jonctions p-n : **les JFET** et les FET à grille isolée (Jonctions métal-oxyde-semi-conducteur) : **les MOSFET**.

Les avantages les plus marqués des MOSFET sont reliés à des aspects de leur fabrication :

- ✓ Faible coût de production
- ✓ Faible encombrement et donc possibilité d'intégration à grande échelle

Un **transistor à effet de champ à jonction (JFET) à canal N** est un cristal de semi-conducteur de type N (le canal) aux extrémités de laquelle se trouvent deux contacts : le **drain (D)** et la **source (S)**. On dépose à nouveau une couche p sur cette couche n. Cette zone p est reliée au substrat (p) et constitue la **porte (G : Gate)**. Le substrat et la grille sont fortement dopés P+ et sont reliés au canal. Le drain et la source sont fortement dopés N+.

La tension drain-source V_{DS} doit être positive tandis que la tension grille-source V_{GS} doit être négative. Ainsi les 2 jonctions sont polarisées en inverse.

Dans le cas d'un canal P, les dopages de chaque partie et les tensions de fonctionnement sont inversés par rapport à ceux du canal N. La **source (S)**, le **drain (D)** et la **grille (G)** forment les trois électrodes du transistor.

Le symbole utilisé pour les représenter est donné par la figure ci-dessous. Le trait qui correspond au canal est continu, la grille et le canal forment une jonction PN, la flèche correspondante est orientée dans le sens passant de cette jonction.

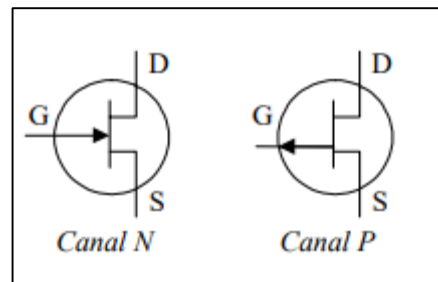


Figure 1.36 : Symbole d'un transistor JFET

Un **transistor à effet de champ à grille isolée MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor field Transistor) est un FET qui module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué à sa grille qui est isolé du canal par une couche de dioxyde de silicium (SiO_2). Il y a MOSFET de type P et des MOSFET de type N.

Pour le MOS de type N, le transistor est constitué d'un substrat de P faiblement dopé, dans lequel on diffuse deux zones de N+ fortement dopés. Pour la MOSFET de P, c'est tout à fait l'inverse.

Comme les JFET, celui-ci possède trois broches nommées **grille**, **drain** et **source**. On peut les classer en deux types, ceux à **enrichissement** ou à **appauvrissement**, la différence tenant dans le fait que les premiers ne conduisent pas quand on les polarise (on met une tension entre drain et source), alors les seconds font l'inverse.

La commande du transistor se fait par l'application d'une tension V_{GS} sur la grille, négative dans le cas d'un type P, positive dans le cas d'un type N.

Le symbole utilisé pour représenter un MOSFET est donné par la figure ci-dessous.

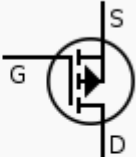

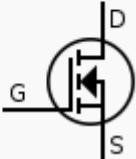
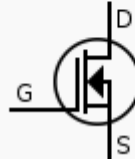
	NMOS/PMOS	MOS à enrichissement	MOS à appauvrissement
PMOS			
NMOS			

Figure 1.37 : Symboles d'un transistor MOSFET

4.2 Fonctionnement d'un transistor JFET

Dans un transistor JFET en fonctionnement normal, la jonction grille – canal est polarisée en inverse : Le courant d'entrée I_G est très faible ($I_G \approx 0$) et les courants I_D et I_S sont identiques.

Le courant I_D est commandé par la tension V_{GS} , c'est l'effet de champ.

La tension V_{GS} doit être négative pour un JFET canal n et positive pour un JFET canal p.

- ✓ **Le blocage** : Si pour un JFET à canal n, $V_{GS} < -5V$ ($V_{GS} = 0 V$ pour un JFET canal p) → I_{DS} s'annule, le JFET est bloqué → le dipôle D-S se comporte comme un interrupteur ouvert.
- ✓ **Le fonctionnement ohmique** : Pour des valeurs V_{DS} assez faibles → le dipôle D-S se comporte comme un conducteur ohmique → Le courant I_D est proportionnel à V_{DS} .
- ✓ **Tension de pincement et régime linéaire** : Si V_{DS} augmente et dépasse une valeur V_P (5V), I_D devient quasiment constant. On dit qu'il y a un pincement du canal. La valeur V_P est appelé tension de pincement. Les variations du courant I_D sont quasiment proportionnelles à V_{GS} , on dit que le JFET fonctionne en régime linéaire.

Remarque : Dans le cas d'un JFET, le courant I_G est très faible. Ce courant est rendu rigoureusement nul pour un MOSFET.

4.3 Caractéristiques source commune d'un transistor JFET

Dans un montage source commune, il n'y a que trois grandeurs : V_{GS} , I_D et V_{DS} (puisque $I_G = 0$). On considère le dipôle G-S est le dipôle d'entrée tandis que le dipôle D-S est celui de sortie.

Pour relever les caractéristiques d'un transistor JFET, on utilise le montage expérimental suivant :

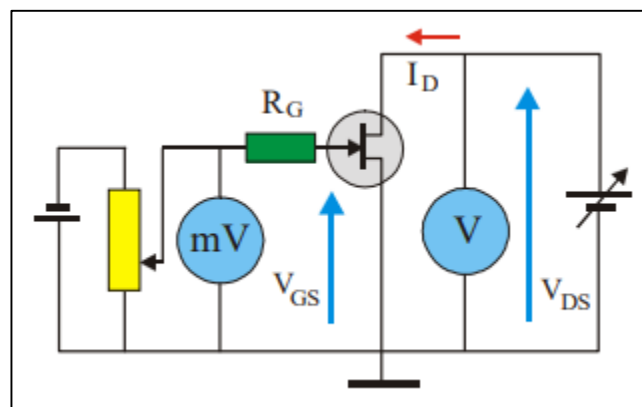


Figure 1.38 : Montage expérimental pour relever les caractéristiques d'un transistor JFET

Caractéristiques de sortie :

Ces caractéristiques correspondent au réseau $ID = f(VDS)$ pour différentes valeurs de la tension VGS . Dans le réseau des caractéristiques de sortie $ID = f(VDS)$, on observe trois zones différentes. Une **zone linéaire** dite résistive, un **coude** et une **zone de saturation** ($ID \approx \text{constant}$).

Réseau de transfert :

Ce réseau correspond aux courbes $ID = f(VGS)$ pour $VDS = \text{constante}$. Les caractéristiques sont des droites pour la partie ohmique. Dans la zone de saturation (pour $VDS > VP$), la caractéristique est parabolique et on peut écrire que : $ID = IDSS \cdot (1 - \frac{VGS}{VP})^2$

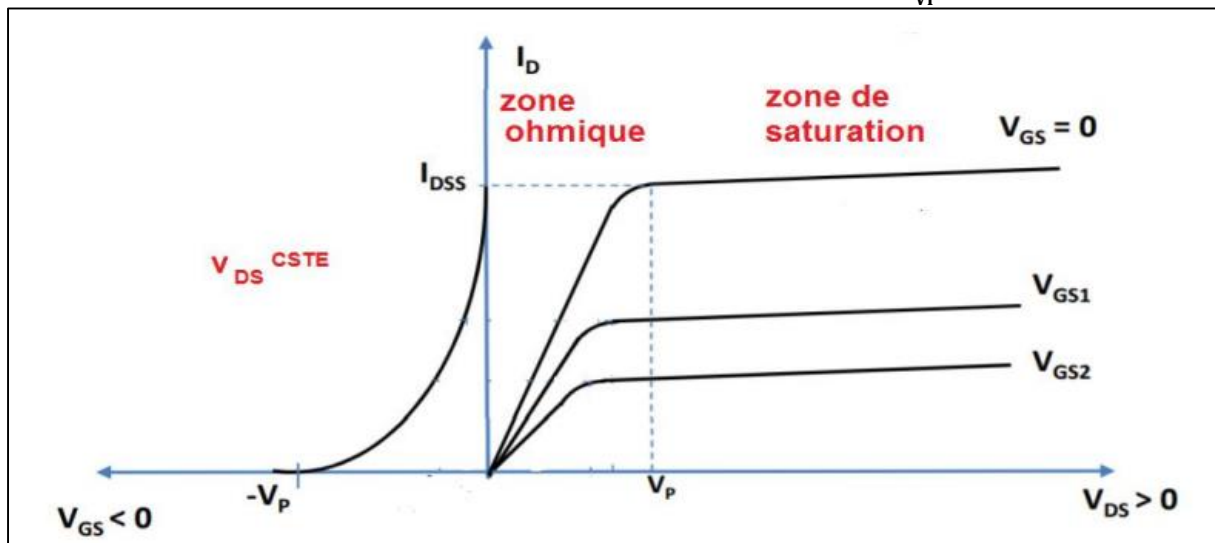


Figure 1.39 : Courbes Caractéristiques d'un transistor JFET canal n

4.4 Point de fonctionnement statique d'un transistor JFET

Le but de la polarisation d'un transistor JFET (on prend un JFET à canal N) en zone de saturation est de fixer les paramètres de l'utilisation du transistor comme : **VGS0**, **VDS0** et **ID0**.

Exemple : soit le montage de polarisation automatique dans la région de saturation suivant :

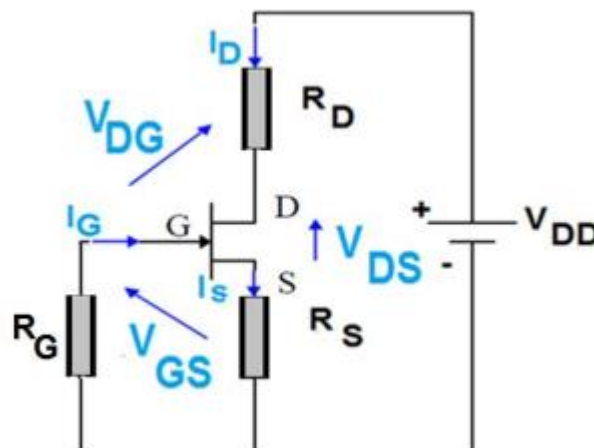


Figure 1.40 : Polarisation automatique d'un transistor JFET canal n

Droite d'attaque statique : La maille d'entrée va servir pour extraire l'équation de la droite de polarisation ou la droite d'attaque. Sachant que : $I_S = I_D + I_G$ avec I_G très faible ($I_G = 0$) → $I_S = I_D$.

$$V_{GS} = -R_G \cdot I_G - R_S \cdot I_S \quad \text{Avec : } I_G \text{ très faible (} I_G = 0 \text{) } \rightarrow I_S = I_D$$

$$V_{GS} = -R_S \cdot I_D$$

L'équation de la droite d'attaque

$$I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S}$$

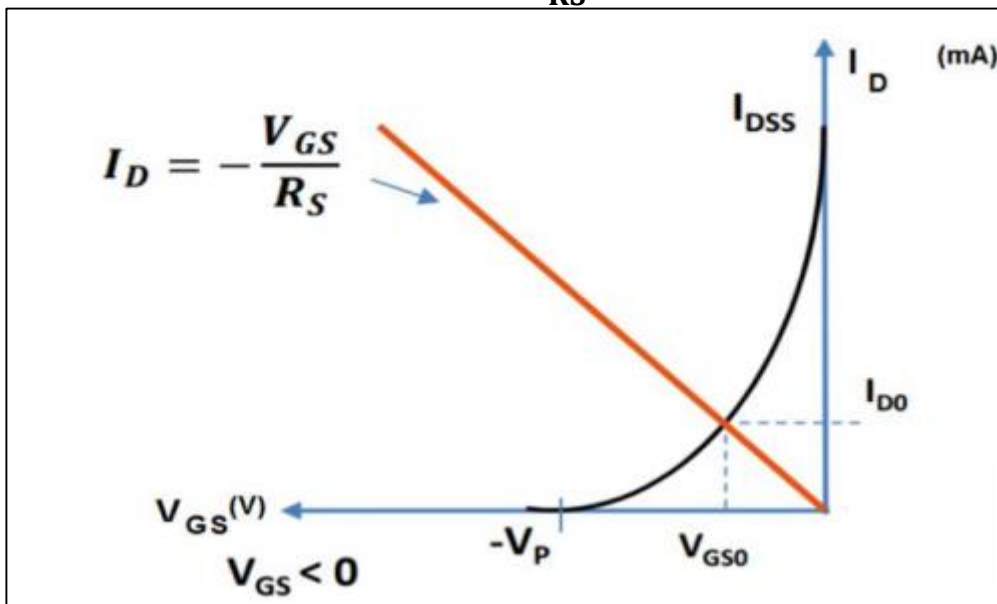


Figure 1.41 : Droite d'attaque statique d'un transistor JFET canal n

Droite de charge statique : L'équation de la droite de charge statique est déduite de la maille de sortie du montage proposé :

$$V_{DD} = R_D \cdot I_D + V_{DS} + R_S \cdot I_S$$

$$V_{DD} - V_{DS} = R_D I_D + R_S \cdot I_S \quad \text{Avec : } I_G \text{ très faible (} I_G = 0 \text{) } \rightarrow I_S = I_D$$

L'équation de la droite de charge :

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D + R_S}$$

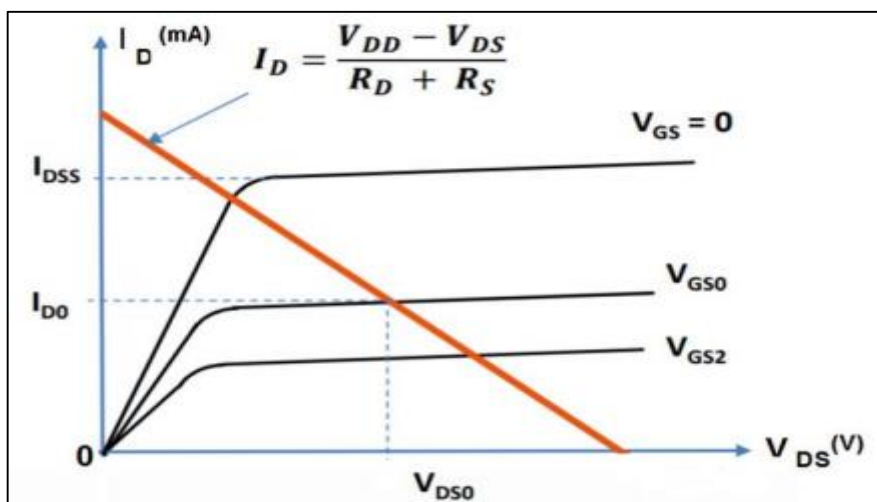


Figure 1.41 : Droite de charge statique d'un transistor JFET canal n

Le point de fonctionnement se trouve à l'intersection de la droite de charge avec la caractéristique de sortie du transistor.

Pour un transistor JFET donné, la résistance R_S fixe les valeurs de V_{GS} et de I_D , la résistance R_D détermine la valeur de V_{DS} .

4.5 Schéma équivalent en régime dynamique d'un transistor JFET

Nous avons vu que $I_D = f(V_{GS}, V_{DS})$. Si on envisage de petites variations v_{gs} et v_{ds} de V_{GS} et de V_{DS} autour d'un point de fonctionnement statique (V_{GS0} et V_{DS0}) situé dans la zone linéaire, on peut exprimer les petites variations i_d de I_D de la façon suivante :

$$I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \rightarrow$$

$$i_d = \left(\frac{\partial}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{GS0}, V_{DS0}} \cdot v_{gs} + \left(\frac{\partial}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS0}, V_{DS0}} \cdot v_{ds}$$

Les petits signaux (i_d , v_{gs} et v_{ds}) sont généralement des fonctions du temps et caractérisent le fonctionnement dynamique du transistor.

$$i_d = \left(\frac{\partial}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{GS0}, V_{DS0}} \cdot v_{gs} + \left(\frac{\partial}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS0}, V_{DS0}} \cdot v_{ds} = g \cdot v_{gs} + \frac{1}{\rho} \cdot v_{ds}$$

Avec :

- ✓ g : pente dynamique du JFET (mA/V) $g = \frac{\partial i_d}{\partial V_{GS}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$
- ✓ ρ : résistance dynamique de sortie (K Ω) $\frac{1}{\rho} = \frac{\partial i_d}{\partial V_{DS}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}}$

Pour de petits signaux variant autour d'un point de fonctionnement situé dans la région de pincement, le schéma équivalent comprend essentiellement une source de courant $g \cdot v_{gs}$ et une résistance ρ :

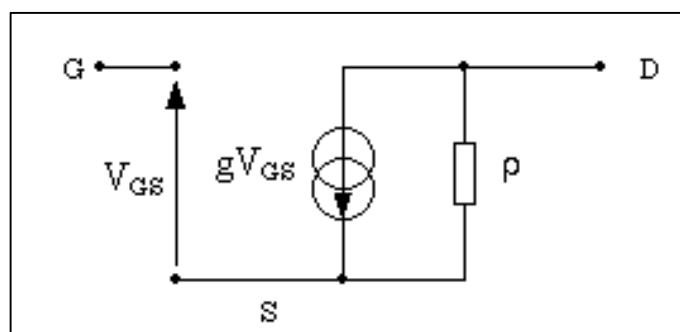


Figure 1.42 : Schéma équivalent simplifié en régime dynamique d'un JFET canal n

Parmi les applications d'un transistor en régime dynamique, on cite l'amplification des basses fréquences, ce qui mène à calculer les paramètres de l'amplificateur :

- ✓ Gain en tension
- ✓ Gain en courant
- ✓ Résistance d'entrée
- ✓ Résistance de sortie

On retrouve différents types de montages pour l'amplification basses fréquences :

- ✓ Amplificateur à source commune
- ✓ Amplificateur à drain commun
- ✓ Amplificateur à grille commun

4.6 Montage amplificateur source commune

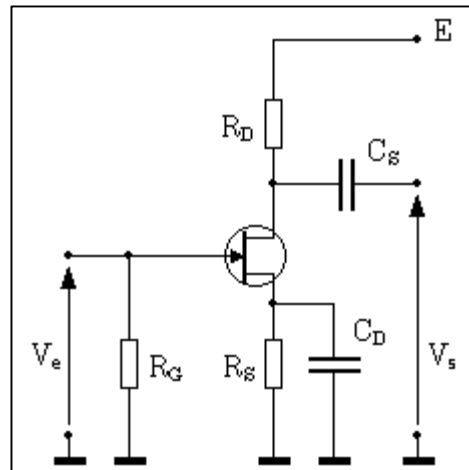


Figure 1.43 : Montage source commune

Ce montage est le pendant du montage émetteur commun pour le bipolaire. Le fonctionnement sera donc totalement similaire.

Pour appliquer le signal d'entrée à amplifier et prélever le signal amplifié à la sortie (signaux alternatifs) sans perturber le point de fonctionnement statique du montage, on fait appel à des capacités de liaison qui laissent passer l'alternatif mais pas le continu.

En régime dynamique, on court-circuite les sources de tension continues, on ouvre les sources de courant continus, on néglige les impédances des condensateurs ce qui donne des courts-circuits des capacités et on remplace le transistor JFET par son schéma équivalent simplifié et on l'intègre dans le montage global, on aura le schéma équivalent suivant :

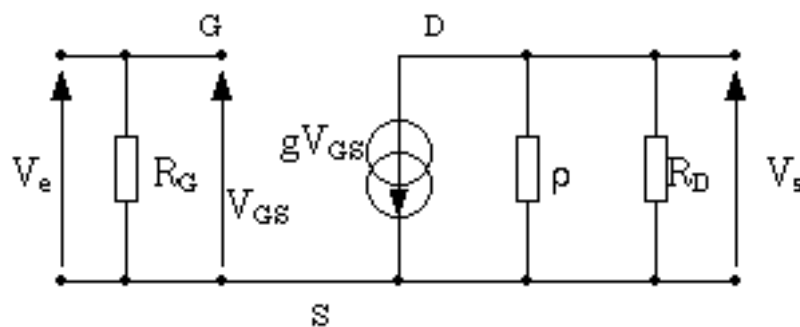


Figure 1.45 : Schéma équivalent en régime dynamique

On a :

$$\begin{aligned} V_s &= -(RD//\rho).i_d \\ i_d &= g.V_{gs} \\ V_e &= RG.i_e = V_{gs} \end{aligned}$$

✓ Le gain en tension G_v de ce montage est donné par :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-(RD//\rho).g.v_{gs}}{v_{gs}} = -(RD//\rho).g$$

si $\rho \gg RD$, on obtient

$$G_v = -RD.g$$

Le signe (-) signifie qu'il y a un déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie amplifié.
 G_v peut être supérieure à 1, mais n'est généralement pas très élevé.

✓ L'impédance d'entrée Z_e du montage est donnée par :

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} = RG$$

Ze peut être très élevé

✓ L'impédance de sortie Z_s du montage est donnée par :

$$Z_s = \frac{v_s}{i_s} = RD//\rho.$$

si $\rho \gg RD$, on obtient $\rightarrow Z_s = \frac{v_s}{i_s} = RD.$

4.7 Montage amplificateur drain commun

Le montage **amplificateur à drain commun** est représenté dans la figure suivante.

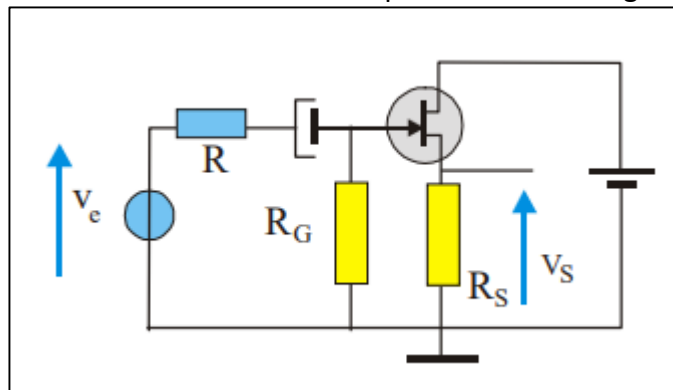


Figure 1.46 : Schéma de principe d'un montage amplificateur drain commun

Le schéma équivalent en régime dynamique est représenté par la figure suivante :

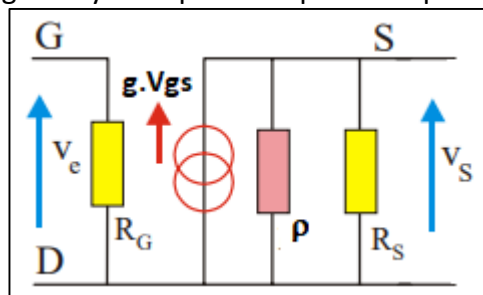


Figure 1.47 : Schéma équivalent en régime variable d'un montage amplificateur drain commun

Le signal de sortie est prélevé aux bornes de la résistance de source.

La tension de sortie est : $V_s = (\rho // R_s) \cdot g \cdot V_{gs}$

La tension d'entrée est : $V_e = V_{gs} = R_G \cdot i_e$

- ✓ Le **gain en tension G_v** de ce montage est donné par :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(R_s // \rho) \cdot g \cdot v_{gs}}{v_{gs}} = (R_s // \rho) \cdot g$$

si $\rho \gg R_s$, on obtient

$$G_v = R_s \cdot g$$

- ✓ L'**impédance d'entrée Z_e** du montage est donnée par :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_G$$

- ✓ L'**impédance de sortie Z_s** du montage est donnée par :

$$Z_s = \frac{V_s}{i_s} = R_s // \rho.$$

si $\rho \gg R_D$, on obtient $\rightarrow Z_s = \frac{V_s}{i_s} = R_s.$

5. Les transistors MOSFET

Un transistor à effet de champ à grille isolée plus couramment nommé **MOSFET** (acronyme anglais de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor - qui se traduit par transistor à effet de champ à structure métal-oxyde-semiconducteur), est un type de transistor à effet de champ. Comme tous les transistors, le MOSFET module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué sur son électrode nommée grille. Il trouve ses applications dans les circuits intégrés numériques, en particulier avec la technologie CMOS, ainsi que dans l'électronique de puissance.

Ces transistors se divisent en deux catégories :

Les **MOSFET à enrichissement**. Ils sont les plus utilisés du fait de leur non conduction en l'absence de polarisation, de leur forte capacité d'intégration ainsi que pour leur fabrication plus aisée.

Les **MOSFET à appauvrissement**. Ceux-ci se caractérisent par un canal conducteur en l'absence de polarisation de grille ($V_{GS}=0$).

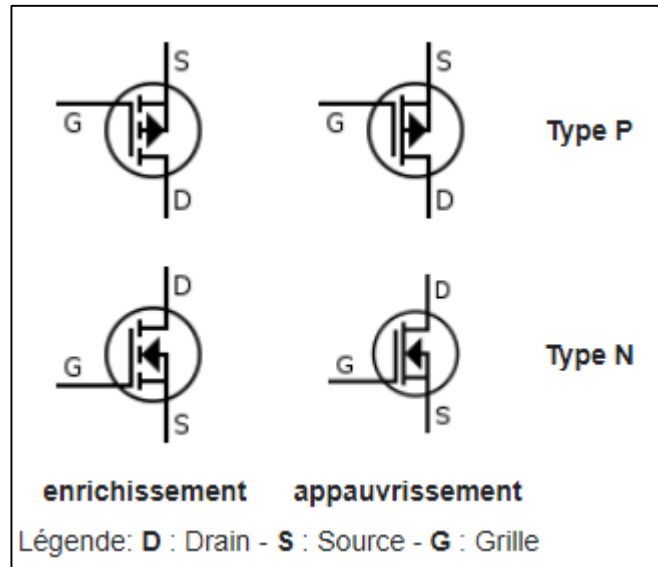


Figure 1.48 : Symboles d'un transistor MOSFET

5.1 Caractéristiques: MOSFET canal N à enrichissement

La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET. On retrouve les zones de pincement et ohmique qui permettent les mêmes applications qu'un JFET. La tension V_T est la tension de seuil. Dans la zone de pincement :

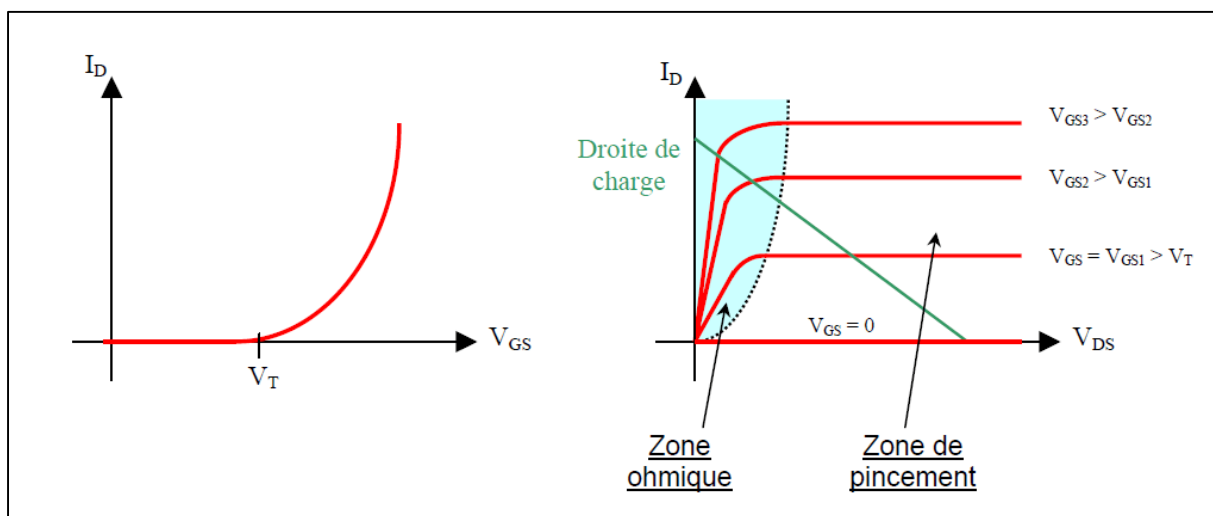


Figure 1.49 : Caractéristiques d'un transistor MOSFET à enrichissement

$$I_D = K \cdot (V_{GS} - V_T)^2$$

L'équation de la droite de charge est trouvée par la loi des mailles sur le circuit commandé (jonction DS). C'est la droite d'équation $I_D = f(V_{DS})$. Ainsi, en connaissant la valeur de V_{GS} , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge. Pour bloquer le transistor, il faut qu'aucun courant ne circule dans la

jonction DS. Il faut donc que $V_{GS} < V_T$. Pour saturer le transistor, il faut que le courant I_D ne puisse plus augmenter même si V_{DS} l'y incite. Le régime de saturation est atteint pour :

$$V_{GS} > V_T + \frac{I_D}{g_m}$$

5.2 Caractéristiques: MOSFET canal N à appauvrissement

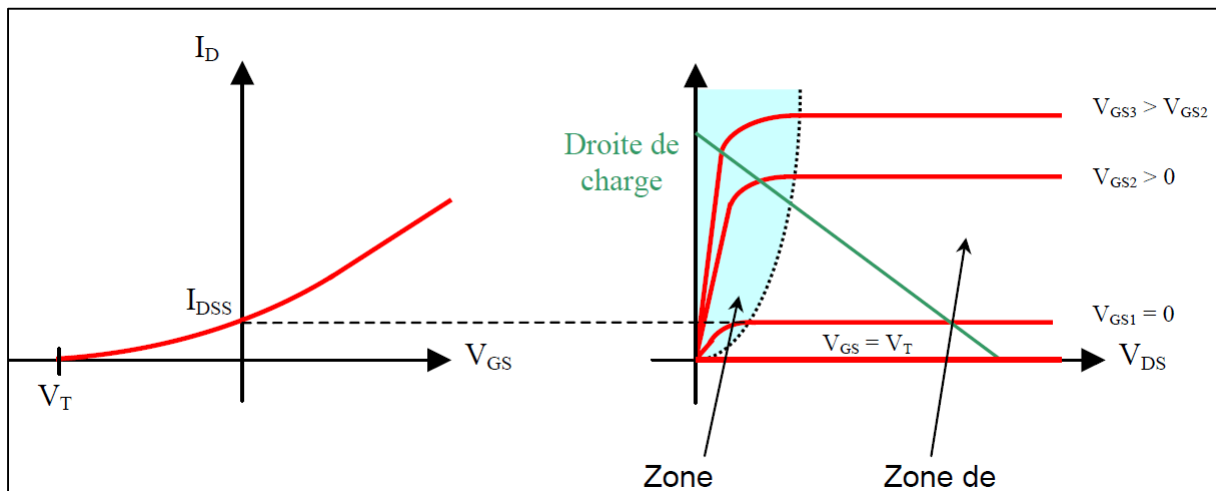


Figure 1.50 : Caractéristiques d'un transistor MOSFET à appauvrissement

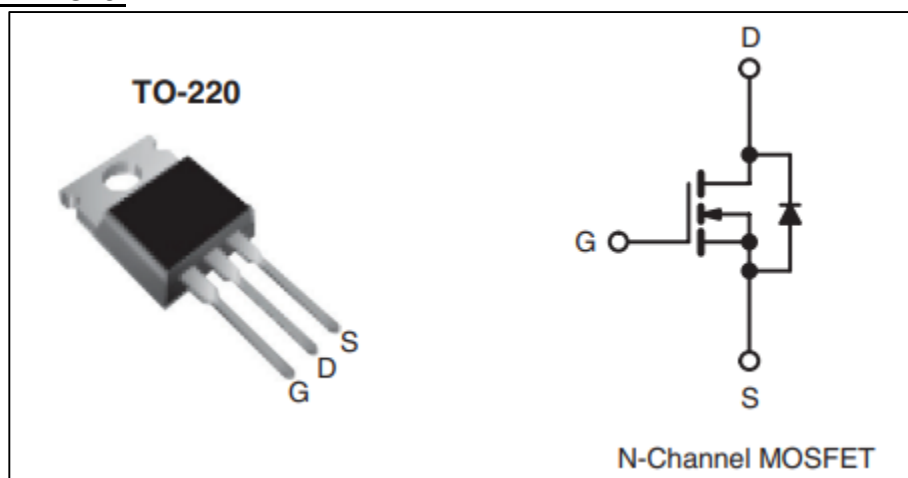
On retrouve les mêmes formes de caractéristiques. A noter que pour $V_{GS} = 0$, le transistor conduira un courant de valeur I_{DSS} . Dans la zone de pincement :

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

Les conditions de saturation et de blocage sont semblables à celle du MOS à enrichissement.

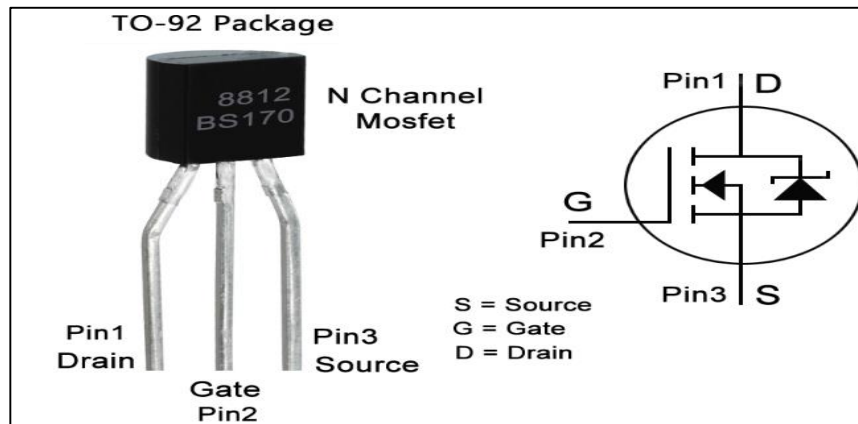
5.3 Exemples de transistors

Exemple 1 : IRF 510

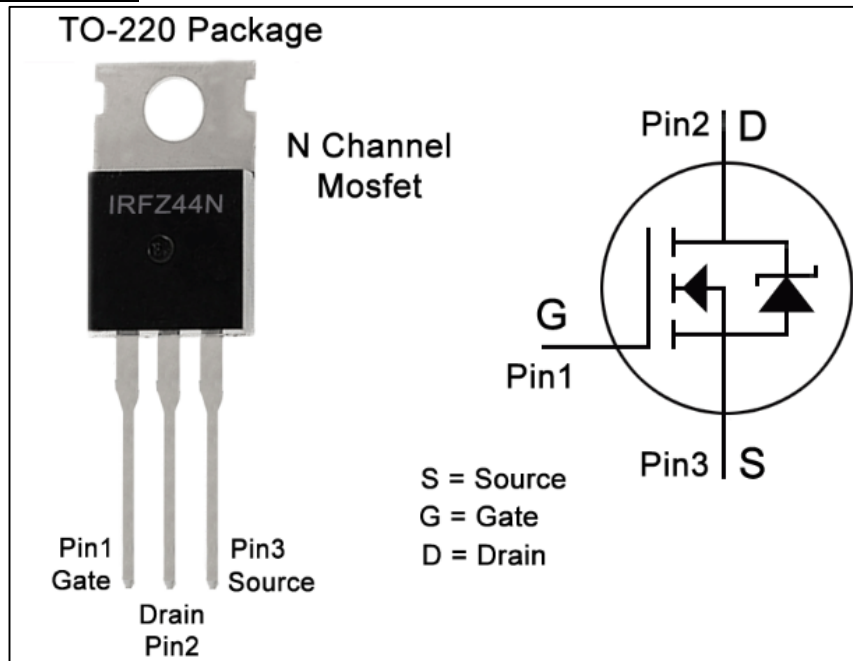


ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted					
PARAMETER			SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage			V_{DS}	100	V
Gate-Source Voltage			V_{GS}	± 20	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	I_D	5.6	A
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$		4.0	
Pulsed Drain Current ^a			I_{DM}	20	
Linear Derating Factor				0.29	$W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b			E_{AS}	100	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a			I_{AR}	5.6	A
Repetitive Avalanche Energy ^a			E_{AR}	4.3	mJ
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$		P_D	43	W
Peak Diode Recovery dV/dt^c			dV/dt	5.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range			T_J, T_{stg}	- 55 to + 175	$^\circ\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s			300 ^d	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw			10	lbf · in
				1.1	N · m

Exemple 2 : BS 170



Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	60	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	Vdc
	V_{GSM}	± 40	Vpk
Drain Current ⁽¹⁾	I_D	0.5	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_D	350	mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Exemple 3 : IRFZ44N


SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DS}	Drain-source voltage	-	-	55	V
V_{DGR}	Drain-gate voltage	$R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	-	55	V
$\pm V_{GS}$	Gate-source voltage	-	-	20	V
I_D	Drain current (DC)	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	49	A
I_D	Drain current (DC)	$T_{mb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}$	-	35	A
I_{DM}	Drain current (pulse peak value)	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	160	A
P_{tot}	Total power dissipation	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	110	W
T_{stg}, T_j	Storage & operating temperature	-	-55	175	$^\circ\text{C}$

6. Les amplificateurs linéaires intégrés

6.1 Présentation

L'amplificateur linéaire intégré (ou **AOP** : **amplificateur opérationnel**) est un composant constitué principalement de transistors (bipolaires ou à effet de champ). Il comprend deux entrées, une inverseuse (-) et une non inverseuse (+) et une sortie (S).

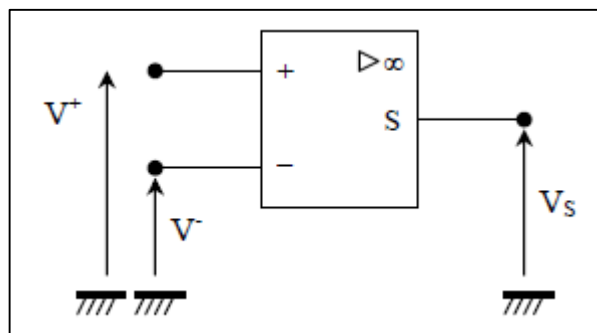


Figure 1.51 : Symbole d'un AOP

Son étage d'entrée est réalisé à partir d'un amplificateur différentiel. La tension de sortie varie donc de la manière suivante en fonction de la tension d'entrée :

$$V_s = Ad.(V^+ - V^-) + Ac. \left(\frac{V^+ + V^-}{2} \right)$$

Avec : **Ad** : gain différentiel de l'AOP

Ac : gain de mode commun de l'AOP

La plupart des AOP sont dimensionnés de telle sorte que le gain de mode commun soit négligeable par rapport au mode différentiel (voir Taux de Réjection de Mode Commun). Ainsi, la variation de la tension de sortie est essentiellement définie par :

$$V_s = Ad.(V^+ - V^-)$$

La valeur maximale de la tension de sortie est limitée par la tension d'alimentation qui s'applique par l'intermédiaire de deux entrées d'alimentations (V_{dd} et V_{ss}). En fait la tension de sortie ne pourra jamais dépasser la valeur de la tension de saturation de l'AOP.

6.2 Régimes de fonctionnement

L'amplificateur linéaire intégré possède deux régimes de fonctionnement :

- ✓ un **régime linéaire** où V_s dépend des éléments extérieurs de l'AOP :
 - Ce type de fonctionnement est obtenu en effectuant une contre-réaction de la sortie sur l'entrée inverseuse. La contre-réaction impose $V^+ = V^-$. La tension de sortie ne peut dépasser $\pm V_{sat}$.
- ✓ un **régime non linéaire** où $V_s = \pm V_{sat}$:
 - Dans tous les autres cas, l'AOP fonctionne en régime non linéaire comme un comparateur. C'est à dire que :
 - $V_s = +V_{sat}$ si $V^+ > V^-$
 - $V_s = -V_{sat}$ si $V^+ < V^-$

6.3 Caractéristiques

a) Modèle

L'AOP peut se représenter par le modèle électrique très simple ci-dessous :

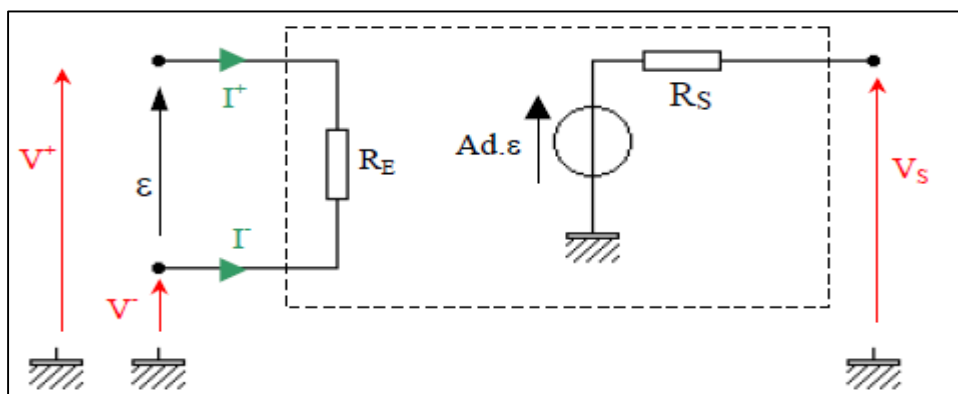


Figure 1.52 : Modèle électrique d'un AOP

RE : résistance d'entrée de l'AOP. Elle est très importante ($qq\ M\Omega$)

RS : résistance de sortie de l'AOP. Elle est très faible ($qq\ \Omega$)

Ad : gain différentiel de l'AOP. Il est très important ($qq\ 100\ 000$)

I+, I- : courant d'entrée de l'AOP. Ils sont très faibles et correspondent aux courants de base ou de drain de l'étage différentiel d'entrée. ($qq\ pA$ pour FET, $qq\ nA$ pour bipolaire).

ε : tension différentiel d'entrée ($V+ - V-$)

Suivant le degré d'approximation nécessaire, on tiendra compte de toutes les imperfections et on travaillera sur le modèle réel sinon on raisonnera sur le modèle idéal simplifié.

Modèle idéal

- ✓ L'amplification est considérée infinie : $Ad \rightarrow \infty$
- ✓ La résistance d'entrée est considérée infinie : $RE \rightarrow \infty$
- ✓ Du coup, les courants d'entrée sont nuls : $I+ = I- = 0$
- ✓ La résistance de sortie est nulle : $RS = 0$
- ✓ La bande passante de l'ALI est infinie : $\Delta f \rightarrow \infty$
- ✓ La tension de décalage (offset) est nulle pour $V+ = V-$
- ✓ Les tensions de déchets sont nulles : $Vsat = Valim$

Modèle réel

- ✓ L'amplification et la bande passante sont considérées finies et leur produit est constant : $Ad \times \Delta f = cste$
- ✓ La résistance d'entrée est finie : $RE \approx 1\ \text{à}\ 2\ M\Omega$
- ✓ Les courants d'entrée ne sont plus nuls et sont définis par la valeur du courant de polarisation : $I_{Bias} = \frac{I^+ + I^-}{2}$
- ✓ La résistance de sortie est finie : $RS < 250\ \Omega$
- ✓ Lorsque $V+ = V- = 0$, la tension de sortie est égale à la tension de décalage : $V_S = V_{offset}$
- ✓ Les tensions de déchets sont prises en comptes : $Vsat = Valim - V_{déchet}$ ($V_{déchet} = qq\ V$)

Remarque :

La plupart des ALI présentent maintenant des entrées de compensation de la tension d'offset afin d'éliminer les erreurs dans des applications demandant une grande précision. Certains possèdent même un circuit interne d'auto-compensation.

b) Fonction de transfert

La fonction de transfert d'un AOP est donnée par la figure suivante :

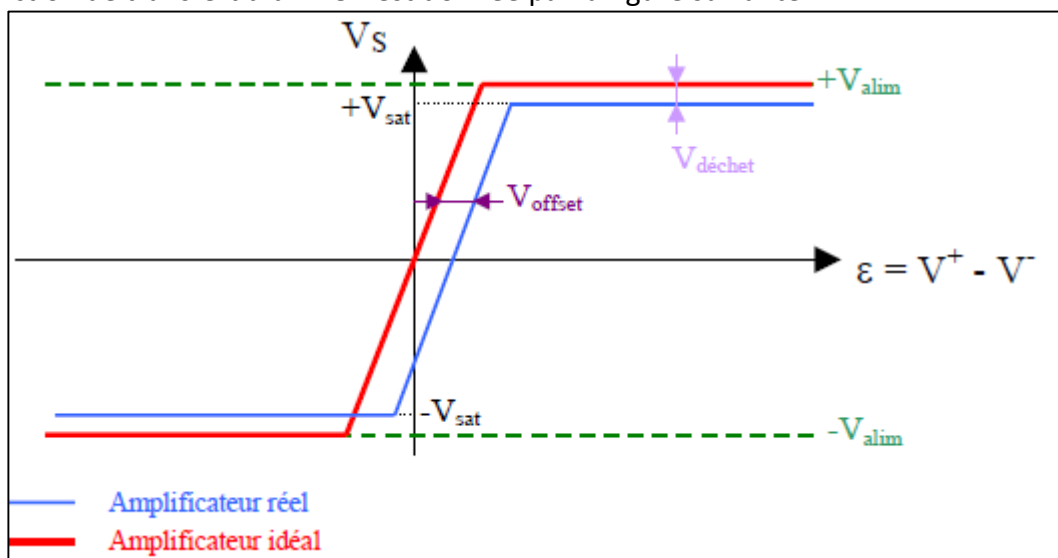


Figure 1.53 : Fonction de transfert d'un AOP

c) Caractéristiques techniques d'un AOP

- ✓ **Tension de décalage d'entrée** : c'est la tension d'offset due à l'étage différentiel d'entrée. Elle décale la valeur de la tension de sortie. Elle est compensable sur la plupart des AOP.
- ✓ **Courant de décalage d'entrée** : c'est le courant de polarisation des transistors de l'étage différentiel d'entrée. Les constructeurs précisent la valeur de $I_{Bias} = \frac{I^+ + I^-}{2}$.

Exemples :

Pour un AOP LM741 (à base de transistors bipolaires), $I_{Bias} = 80 \text{ nA}$.

Pour les aOP à base de transistors FET, I_{Bias} est de l'ordre du pA.

- ✓ **Résistances d'entrée et de sortie** : La résistance d'entrée dépend de la technologie des transistors utilisés pour réaliser l'étage différentiel d'entrée. Elle sera beaucoup plus importante si des transistors à effet de champ sont utilisés.

Exemple : $R_E = 1 \text{ M}\Omega$ pour un AOP 741 et peut dépasser 10^{11} pour les AOP à transistor FET.

La résistance de sortie est considérée nulle dans un AOP parfait et une valeur faible pour un AOP réel.

Exemple : $R_S = 100 \Omega$ pour un AOP 741.

- ✓ **Courant de sortie maximum** : C'est le courant maximum que peut débiter l'ALI, il limite la charge que peut alimenter le montage à base d'ALI.
- ✓ **Tension d'alimentation** : les constructeurs définissent une plage à ne pas dépasser. Elle définit la dynamique de la tension de sortie.

Exemples :

LM311 : $V_{lim_{max}}$ de 0 à 18 V

LM741 : $V_{lim_{max}}$ de 0 à 22 V

- ✓ **Tension de déchet** : Définie la valeur maximale disponible en sortie de l'ALI. ($V_{max} = V_{lim} - V_{déchet}$)

- ✓ **Vitesse de montée :** (Slew Rate) Cette vitesse limite les variations rapide de la tension de sortie (temps de montée et temps de descente). Elle est fournie en V/s ou V/ μ s.
Exemple : Pour un AOP LM741, le slew rate est 0,3 V/ μ s
 Plus le slew rate sera élevé, plus l'AOP sera rapide.
- ✓ **Bande passante :** Définie la gamme de fréquence où l'AOP fonctionne correctement. Les constructeurs définissent le produit Gain Bande.
Exemples : MC1773 : Produit gain Bande = 40 MHz
 LM 311 : Produit gain Bande = 0,3 MHz
- ✓ **Taux de réjection de mode commun :** (TRMC) Définie la capacité de l'AOP à rejeter le mode commun en entrée $\left(\frac{V^+ + V^-}{2}\right)$ et à n'amplifier que le mode différentiel $(V^+ - V^-)$. Les constructeurs le donnent en dB. ($TRMC = 20 \cdot \log \frac{Ad}{Ac}$)

6.4 Montages de base

a) Montages à AOP en régime linéaire

Montage suiveur de tension :

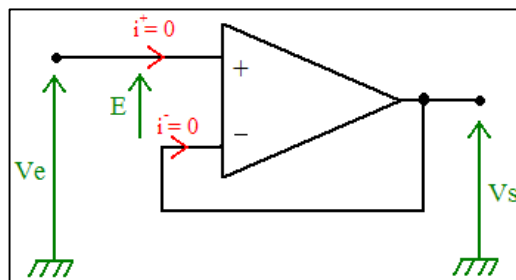


Figure 1.54 : Montage suiveur

L'AOP **fonctionne en régime linéaire**, ce qui nous donne: $V^+ = V^-$ (*entrée positive = entrée négative*). Dans notre cas, les entrées de ce montage suiveur sont :

- V^+ est relié à V_e , donc : $V^+ = V_e$
- V^- est relié à V_s , donc : $V^- = V_s$

Ainsi, en remplaçant la formule précédente ($V^+ = V^-$) par les valeurs respective de V^+ et de V^- , on obtient: **$V_s = V_e$**

Ce montage est très utilisé en adaptation d'impédance. Le courant d'entrée (I^+) étant nul, ce montage ne consomme donc aucun courant sur les étages

Montage amplificateur de tension non-inverseur :

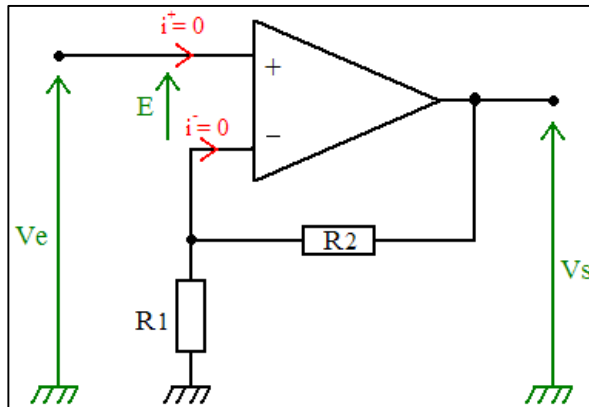


Figure 1.54 : Montage amplificateur de tension non inverseur

Avec ce **montage non-inverseur** on est dans une *application linéaire* de l'AOP que nous considérons comme parfait, on peut donc dire que $E = 0V$.

Ainsi, on peut en déduire que $V^+ = V^-$. Or d'après le schéma du montage, on a :

$$V^+ = V_e \text{ et } V^- = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot V_s \rightarrow V_s = \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot V_e \rightarrow V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_e$$

Montage amplificateur de tension inverseur:

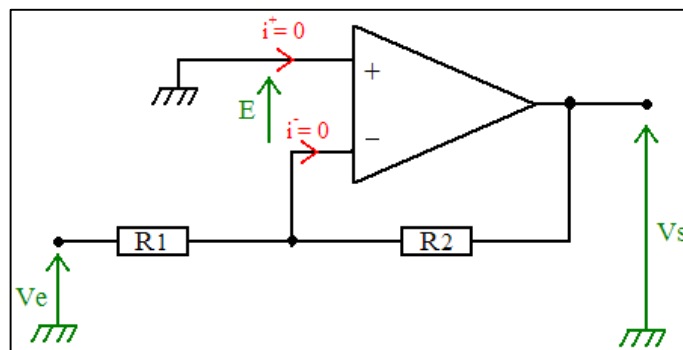


Figure 1.55 : Montage amplificateur de tension inverseur

Puisque nous sommes en fonctionnement linéaire de cet AOP, et qu'on le considère comme parfait, alors on peut dire que $E = 0V$.

Ainsi, on peut écrire $V^+ = V^-$. Or d'après le schéma du montage, on a :

$$V^+ = 0 \text{ et } V^- = \frac{V_e + V_s}{\frac{R_1}{1} + \frac{R_2}{1}} \rightarrow \frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 0 \rightarrow V_s = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

Remarque :

Puisque ce montage est un amplificateur inverseur, alors V_s peut être soit :

- ✓ **amplifiée**: lorsque $R_2 > R_1$
- ✓ **atténuée**: lorsque $R_2 < R_1$

Montage amplificateur différentiel

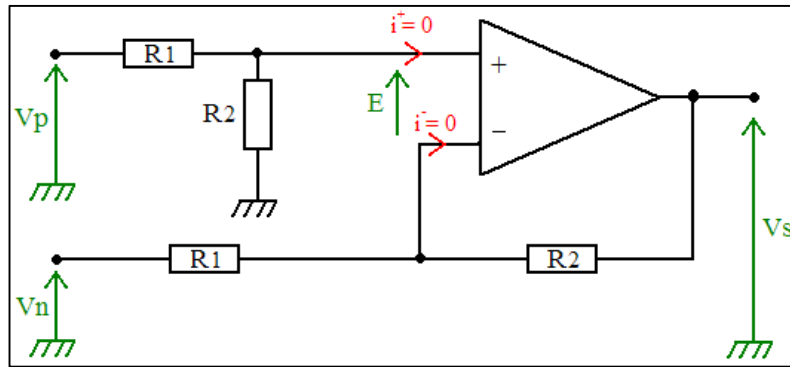


Figure 1.56 : Montage amplificateur différentiel

Cet AOP en montage amplificateur différentiel fonctionne en linéaire et il est supposé parfait, ainsi $E=0V$, donc $V+ = V-$.

$$V^+ = \frac{R2}{R1+R2} \cdot Vp \text{ et } V^- = \frac{\frac{Vn}{R1} + \frac{Vs}{R2}}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}} \Rightarrow \frac{Vn}{R1} + \frac{Vs}{R2} = \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right) \cdot \frac{R2}{R1+R2} \cdot Vp = \frac{Vp}{R1} \Rightarrow \frac{Vs}{R2} = \frac{Vp}{R1} - \frac{Vn}{R1}$$

$$Vs = \frac{R2}{R1} (Vp - Vn)$$

Ce montage s'appelle amplificateur différentiel car il amplifie une différence de potentiel.

Montage additionneur non-inverseur

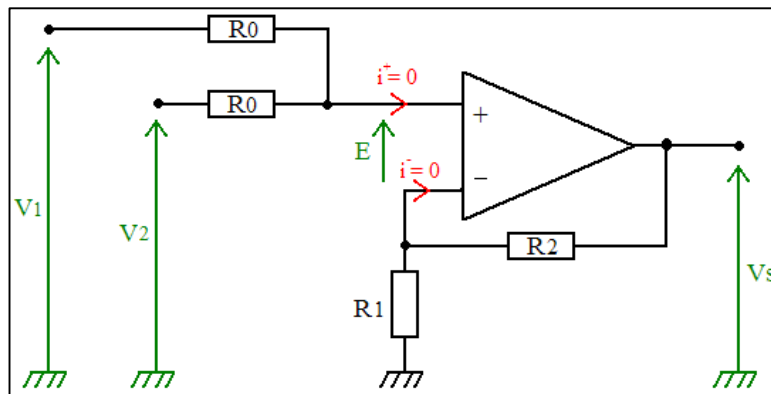


Figure 1.57 : Montage additionneur non inverseur

Comme pour d'autres montages de l'AOP, nous pouvons dire qu'avec cet additionneur non-inverseur on a:

- Un fonctionnement linéaire
- Un AOP supposé parfait, donc $E=0V$, ainsi $V+=V-$

$$V^+ = \frac{\frac{V1}{R0} + \frac{V2}{R0}}{\frac{1}{R0} + \frac{1}{R0}} = \frac{V1+V2}{2}$$

$$V^- = \frac{R1}{R1+R2} \cdot Vs \Rightarrow Vs = \frac{R1+R2}{2 \cdot R1} \cdot (V1 + V2)$$

b) Montages à AOP en régime non linéaire

Montage comparateur de tensions :

On compare un signal d'entrée à une tension de référence, et selon que la valeur du signal est supérieure ou inférieure à la référence, l'ampli prendra l'une ou l'autre des valeurs V_{sat+} ou V_{sat-} en sortie.

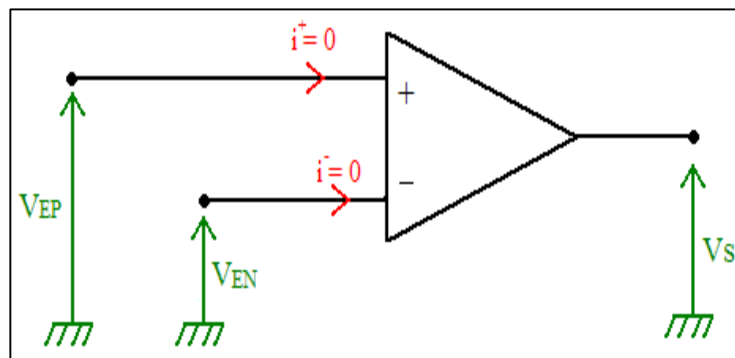


Figure 1.58 : Montage comparateur de tensions

L'AOP fonctionne en régime non linéaire :

Si $V_{EP} > V_{EN} \Rightarrow V_s = +V_{SAT}$

Si $V_{EP} < V_{EN} \Rightarrow V_s = -V_{SAT}$

Montage comparateur de tensions à hystérésis (Trigger):

Ce montage est très utilisé dans tout système de mesure où l'on doit détecter un seuil : il est donc fondamental. Il est une évolution du comparateur, destinée à améliorer les performances avec des signaux bruités.

Il existe plusieurs schémas possibles. Le montage suivant est le plus utilisé :

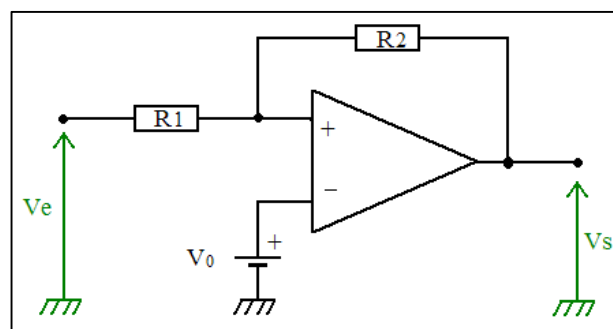


Figure 1.58 : Montage comparateur de tensions à hystérésis

$$V^+ = \frac{V_e + \frac{V_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_2 \cdot V_e + R_1 \cdot V_s}{R_1 + R_2}$$

$$V^- = V_0 \rightarrow$$

Si $V^+ > V^- \rightarrow V_s = +V_{sat}$

Si $V^+ < V^- \rightarrow V_s = -V_{sat}$

Quand $V_s = +V_{sat} \rightarrow V^+ = \frac{R_2.V_e + R_1.V_{sat}}{R_1 + R_2}$,

Lorsque V_e atteint la valeur $V_e < (\frac{V_0.(R_1 + R_2)}{R_2} - \frac{R_1}{R_2}.V_{sat}) = V_N \rightarrow$ la tension V_s bascule vers $-V_{sat}$.

Quand $V_s = -V_{sat} \rightarrow V^+ = \frac{R_2.V_e - R_1.V_{sat}}{R_1 + R_2}$,

Lorsque V_e atteint la valeur $V_e > (\frac{V_0.(R_1 + R_2)}{R_2} + \frac{R_1}{R_2}.V_{sat}) = V_P \rightarrow$ la tension V_s bascule vers $+V_{sat}$.

La courbe de variation de la sortie par rapport à l'entrée est donnée par la figure suivante :

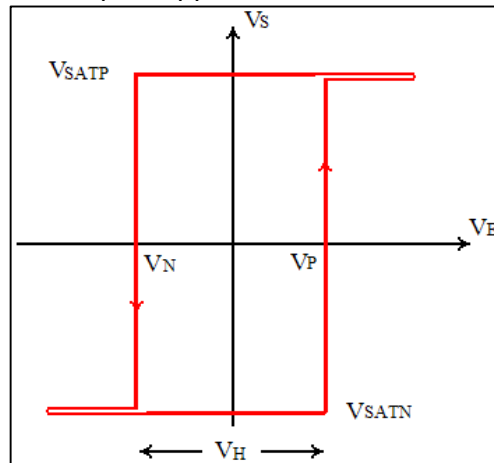


Figure 1.59 : Courbe de variation de la sortie d'un comparateur à hystérésis

Chapitre II

LES COMPOSANTS OPTOELECTRONIQUES

1. Présentation des composants optoélectroniques

Les composants optoélectroniques permettent d'effectuer la conversion d'un signal lumineux (opto) en un signal électrique et inversement. En associant les deux fonctions en série, on obtient une double conversion : **Electrique** → **Lumière** → **Electrique**. Ces composants, appelés optocoupleurs, ont l'avantage de pouvoir transmettre l'information sans contact électrique (isolation galvanique entre deux parties d'un montage, rapidité de transmission).

La lumière utilisée est soit visible (rouge, vert, ...), soit invisible (infrarouge et UV). Dans tous les cas, une lumière est une onde électromagnétique (déplacement de photons) qui possède une longueur d'onde précise définissant sa couleur.

La longueur d'onde d'un rayonnement lumineux est $\lambda = \frac{c}{f}$, où C est la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s) et f la fréquence du rayonnement en s^{-1} . Seuls les rayonnements dont la longueur d'onde est comprise entre 400 nm (violet) et 700 nm (rouge) sont visibles.

Les matériaux utilisés dans les composants optoélectroniques pour créer un rayonnement lumineux sont l'arséniure de gallium (GaAs) et le phosphure de gallium (GaP) dopé ou non. C'est leur concentration qui permet de donner une couleur précise.

Les unités de la lumière sont :

- ✓ Le flux lumineux : le lumen (lm)
- ✓ L'éclairement : le lux (lx) : $1 \text{ lx} = 1 \text{ lm/m}^2$.
- ✓ L'intensité lumineuse : le candela (cd).

2. La photorésistance ou LDR.

Une **photorésistance** (également appelée **résistance photogénique, cellule photoconductrice** ou **cellule photoélectrique**) est un composant électronique dont la résistivité varie en fonction de la quantité de lumière incidente : plus elle est éclairée, plus sa résistivité baisse.

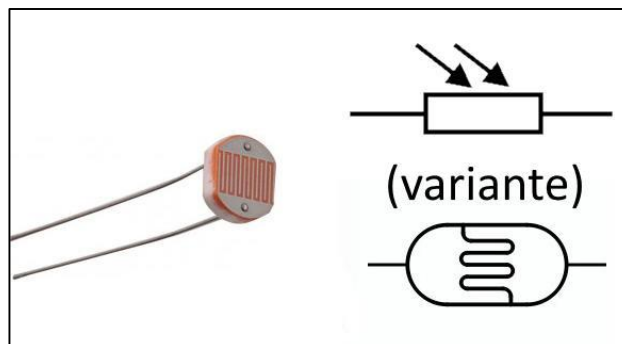


Figure 2.1 : Symbole d'une photorésistance

La résistance varie selon la loi suivante :

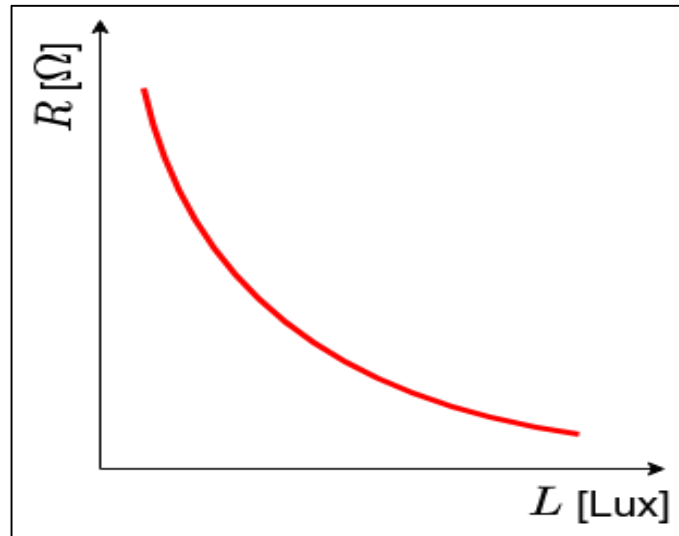


Figure 2.2 : Courbe caractéristique d'une photorésistance

Dans l'obscurité, la résistance est élevée (de 1 à 100 MΩ), puis elle diminue pour atteindre quelques centaines d'ohms à 1000 lx.

Exemple : Valeur de résistance d'une photorésistance **NORPS 12** :

Intensité lumineuse	Obscurité (<0,01 lx)	10	1000
Résistance (KΩ)	1000	9	0,4

Les constructeurs précisent les longueurs d'onde du rayonnement de réaction de la LDR, la résistance dans l'obscurité, la résistance à 50 et / ou 1000 lx, le temps de réponse du composant.

Ces composants sont utilisés en photographie (régulation de lumière), commande d'éclairage automatique (capteurs), etc...

3. La photodiode

Une **photodiode** est un composant semi-conducteur ayant la capacité de capter un rayonnement du domaine optique et de le transformer en signal électrique.

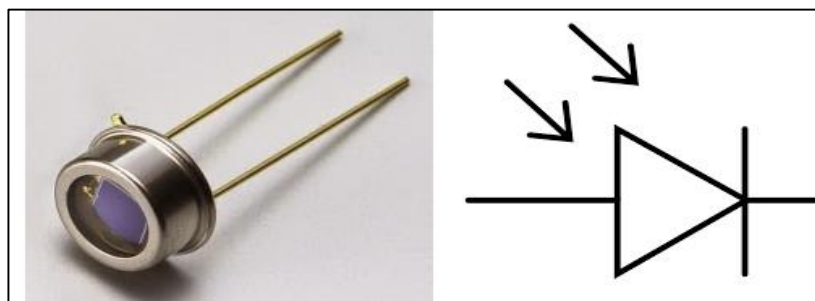


Figure 2.3 : Symbole d'une photodiode

L'ouverture sur le jonction laisse pénétrer la lumière et l'intensité du courant inverse augmente proportionnellement à l'intensité lumineuse reçue.

Exemple : Pour une photodiode de type **MRD821** (polarisée en inverse avec $V_F = 0,15\text{ V}$)

Intensité lumineuse (Ix)	Noir	100	200	300	400	500	1000
Courant inverse (μA)	Qq nA	5	10	15	20	25	50

A éclaircement égal, pour une même photodiode, le courant inverse dépend de la tension inverse appliquée aux bornes de la photodiode ; d'où la nécessité de polariser le composant afin d'avoir $V_F = \text{constante}$.

Le courant circulant dans une photodiode polarisée en inverse est proportionnel au flux lumineux reçu ; il est pratiquement indépendant de la tension de polarisation. Les courbes caractéristiques d'une photodiode en fonction du flux sont reproduites F en figure ci-après.

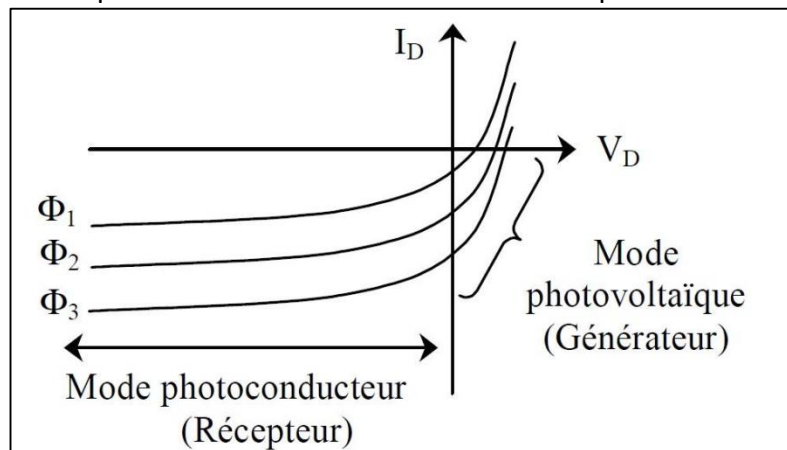


Figure 2.4 : Courbes caractéristiques d'une photodiode

Les photodiodes sont appréciées en récepteur de télécommande, transformation de l'énergie solaire, mesure de l'intensité lumineuse. Leur avantage est de posséder des temps de réponse très satisfaisants.

Nous pouvons considérer deux modes d'utilisation selon que l'on polarise ou non la photodiode par une tension externe.

- ✓ **En mode photoconducteur** une source de tension E polarise la photodiode en inverse. Celle-ci est en mode récepteur. Le courant I_R , proportionnel au flux, est converti en tension par la résistance R .

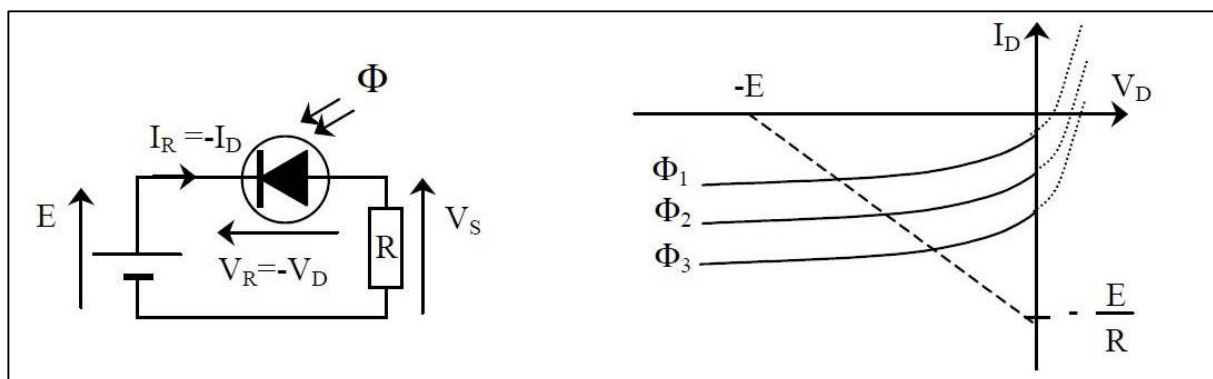


Figure 2.5 : Utilisation en mode photoconducteur

$$I_R = \frac{V_S}{R} = \frac{E - V_R}{R} \rightarrow I_D = -\frac{E + V_D}{R}$$

- ✓ **En mode photovoltaïque**, aucune source externe de polarisation n'est utilisée. La photodiode fonctionne en générateur électrique autonome. Les cellules photovoltaïques utilisées pour produire de l'électricité sont des photodiodes de grande surface de réception lumineuse (15 cm*15 cm environ).

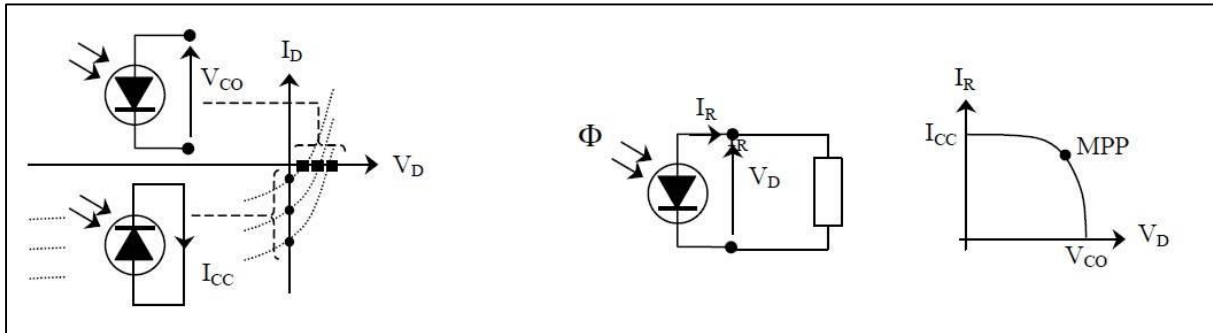


Figure 2.6 : Utilisation en mode photovoltaïque

4. Le phototransistor

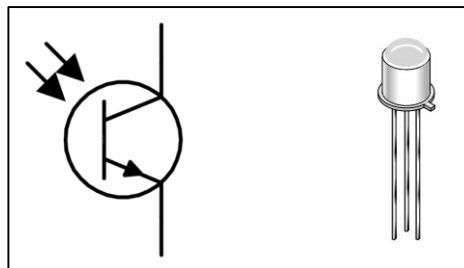


Figure 2.7 : Symbole d'un phototransistor

De la même manière que pour les photodiodes, on effectue une ouverture sur la jonction CB d'un transistor bipolaire, de façon à laisser pénétrer la lumière. L'intensité lumineuse reçue joue alors le rôle du courant I_B .

La caractéristique d'un phototransistor est donnée par la figure suivante :

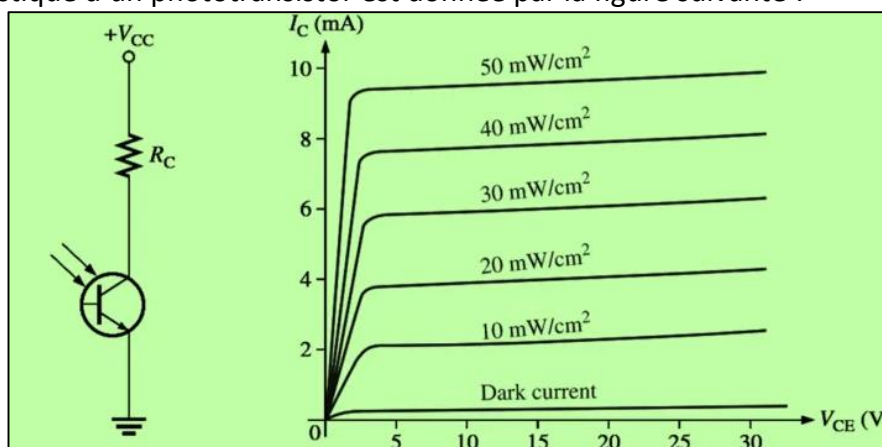


Figure 2.8 : Courbe caractéristique d'un phototransistor

L'avantage par rapport aux photodiodes est de disposer directement d'une amplification, grâce à l'effet transistor ($I_C = \beta \cdot I_B$).

L'inconvénient vient du fait que les capacités de liaison sont plus importantes. Les temps de commutation seront donc plus importants que ceux des photodiodes (quelques μs contre quelques ns pour les photodiodes).

Les constructeurs précisent les temps de commutation, l'amplification, le courant IC dans l'obscurité (de l'ordre de 100 nA), la réponse angulaire.

Les phototransistors existent aussi en montage DARLINGTON : les photo Darlington.

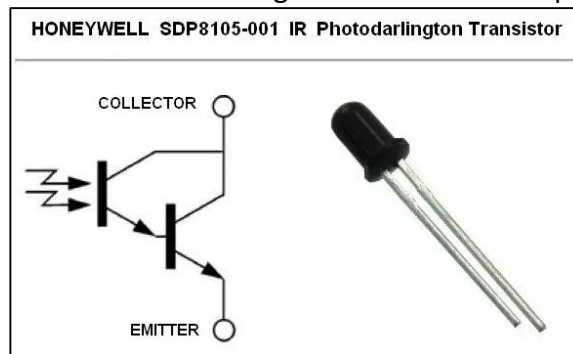


Figure 2.9 : Symbole photo darlington

5. Les diodes électroluminescentes (LED)

5.1 Présentation :

Une LED est une jonction PN (diode), qui, lorsqu'elle est polarisée en direct, émet une lumière d'une longueur d'onde (couleur) précise (rouge, vert, jaune, etc...).

Le symbole d'une diode LED est donné par la figure suivante :

Les diodes LED ont une courbe caractéristique analogue à celle d'une diode au Silicium avec des seuils de :

- ✓ 1,1 V pour les diodes infrarouges,
- ✓ 1,8 à 2,2 V pour les diodes rouges, jaunes et vertes ;
- ✓ 3,6 V et plus pour les diodes bleues ;

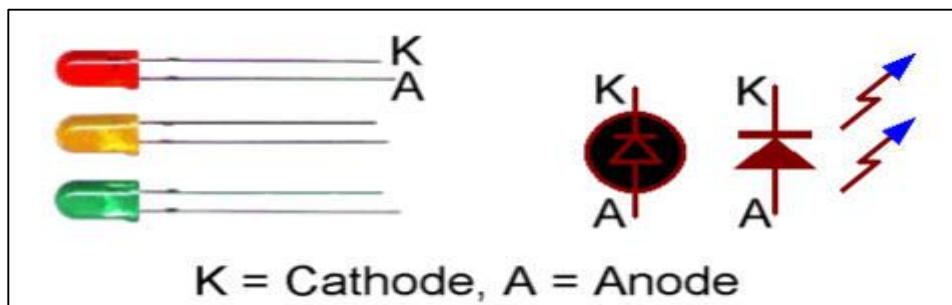


Figure 2.10 : Symbole d'une diode LED

Les constructeurs précisent la valeur de la tension directe (VF) et du courant nécessaire à un bon éclairage (IF). La tension VF est la tension de seuil des LEDs. Ils précisent aussi la couleur d'émission, les différents diamètres (1,8 ; 3 ; 5 ; 8 mm) et les temps de réponse.

Couleurs	Tension de seuil OU V_f	I_f (mA)	Longueur d'onde
Rouge	1,6 V à 2 V	6 à 20	650 à 660 nm
Jaune	1,8 V à 2 V	6 à 20	565 à 570 nm
Vert	1,8 V à 2 V	6 à 20	585 à 590 nm
Bleu	2,7 V à 3,2 V	6 à 20	470 nm
blanc	3,5 v à 3,8 v	30	

Figure 2.11 : Exemple de caractéristiques d'une diode LED

Une LED se comporte électriquement comme une diode. Pour émettre elle doit être polarisée en direct. Le schéma classique d'alimentation d'une diode LED est donné par la figure suivante :

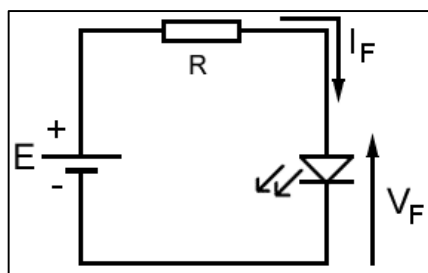


Figure 2.12 : Circuit de polarisation d'une diode LED

C'est la valeur du courant direct qui détermine l'intensité lumineuse du rayonnement. L'intensité du rayonnement est sensiblement proportionnelle à celle du courant direct. Les valeurs fréquentes de courants typiques vont de 10 à 20 mA (30 à 60 mA max). Les valeurs des résistances indiquées ci-dessous sont celles obtenues par calcul avec la formule $R = (E - V_f)/I_f$.

Tension d'alimentation	5 V	12 V	24 V	48 V
Pour un courant I_f de 5 mA max.	R en ohms			
Led rouge ($V_f=1,7$ V)	680	2200	4460	9260
Led verte ($V_f=1,97$ V)	620	2200	4700	10000
Led blanche ($V_f=2,9$ V)	4300	2000	4300	10000
Pour un courant I_f de 10 mA max.				
Led rouge (1,72 V)	330	1100	2400	4700 ■
Led verte (2,02 V)	300	1000	2200	4700 ■
Led blanche (3 V)	200	910	2200	4700 ■
Pour un courant I_f de 15 mA max.				
Led rouge (1,76 V)	220	750	1500 ■	3300 ●
Led verte (2,05 V)	200	680	1500 ■	3300 ●
Led blanche (3,1 V)	130	620	1500 ■	3000 ●
Pour un courant I_f de 20 mA max.				
Led rouge (1,8 V)	160	510	1200 ■	2400 ●
Led verte (2,1 V)	150	510	1100 ■	2400 ●
Led blanche (3,2 V)	91	470	1100 ■	2400 ●
Pour un courant I_f de 25 mA max.				
Led rouge (1,82 V)	130	430 ■	910 ●	2000 ▲
Led verte (2,12 V)	120	430 ■	910 ●	2000 ▲
Led blanche (3,3 V)	68	360 ■	910 ●	1800 ▲
Pour un courant I_f de 30 mA max. *				
Led rouge (1,85 V)	110	360 ■	750 ●	1600 ▲
Led verte (2,18 V)	100	330 ■	750 ●	1600 ▲
Led blanche (3,38 V)	56	300 ■	750 ●	1500 ▲

1.1 Diodes leds bicolores

Il existe des **leds bicolores** à 2 ou 3 broches, avec 2 broches (les diodes sont câblées en tête bêche) la couleur est différente suivant le sens du courant (rouge ou vert), et avec 3 broches la cathode est la patte commune au centre ; la première patte est l'anode rouge et la 3ème l'anode verte ; si les deux anodes sont alimentées cela donne une troisième couleur orange.

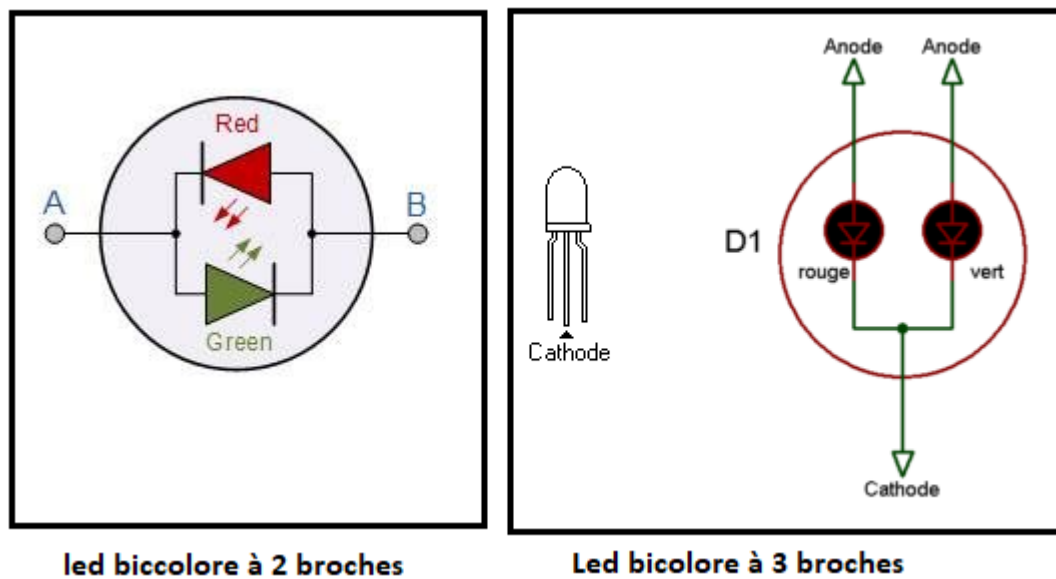


Figure 2.13 : Symbole d'une diode LED bicolore

1.2 Diodes leds tricolores (LED RGB)

Une **LED RGB** est une **LED** qui peut s'allumer dans toutes les couleurs en fonction de trois couleurs : le **rouge**, le **vert** et le **bleu**.

La **LED RGB** a 4 broches : une commune à l'ensemble des **LEDs** et une pour chaque couleur de la **LED**. La broche commune pourra, selon les modèles, être le + (anode commune) ou le - (cathode commune).

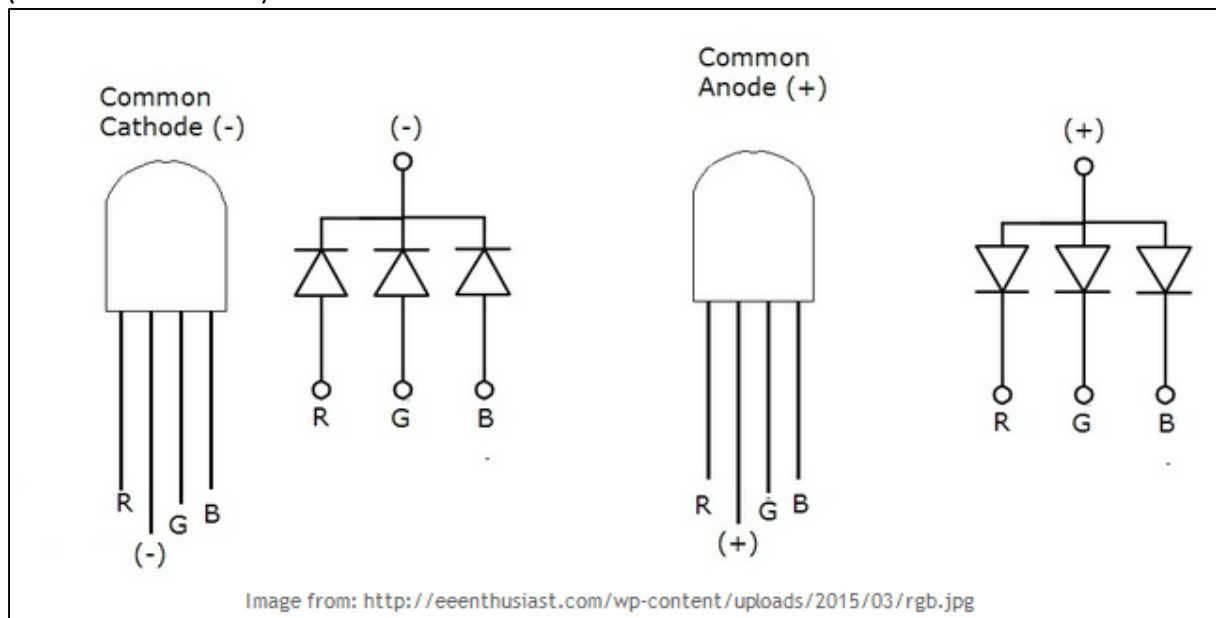


Image from: <http://eeenthusiast.com/wp-content/uploads/2015/03/rgb.jpg>

Figure 2.14 : Symbole d'une diode LED tricolore

Certaines LED RGB intègrent déjà les résistances de limitation de courant dans des modules.

1.3 Optocoupleurs

Un **optocoupleur** est formé d'une LED infrarouge qui émet la lumière lorsqu'elle est correctement alimentée et d'un phototransistor (ou phototriac, photodiode...) qui reconvertit cette lumière en un signal électrique. Le tout fait partie d'un seul boîtier entièrement fermé. L'optocoupleur garantit l'**isolation galvanique** (rendre totalement indépendant électriquement deux parties d'un circuit électronique) grâce à la transmission de l'information en mode optique. La tension d'isolement entre les deux parties peut atteindre plusieurs milliers de volts.

Les optocoupleurs sont utilisés en isolation galvanique et en interface numérique ou encore détecteur (fourche).

Un optocoupleur se représente de la façon suivante :

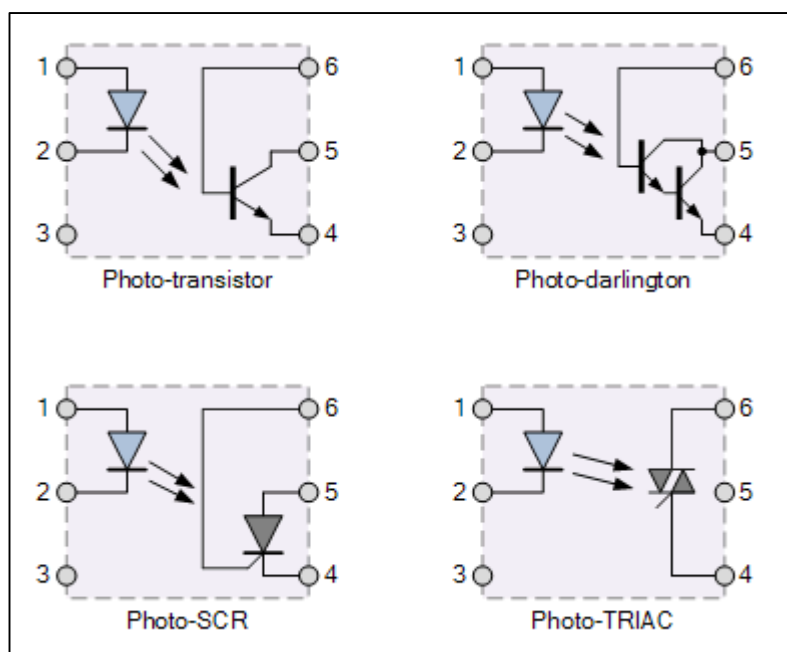


Figure 2.15 : Symbole d'un optocoupleur

Les constructeurs précisent les caractéristiques de la LED (photoémetteur) ; **VF** et le **rapport de transfert en courant** I_C/I_F (**CTR** : Current Transfer Ratio) de façon à connaître la valeur du courant traversant la LED (I_F), les **temps de commutation** (t_{ON} et t_{OFF}), la **fréquence maximale d'utilisation** (bande passante).

Le CTR est le rapport entre le courant dans le phototransistor et le courant dans la LED. Il s'exprime en % (pourcent). Par exemple, un CTR de 50% indique que pour 1mA dans la LED, il pourra circuler 0,5mA dans le phototransistor (du collecteur vers l'émetteur). En pratique, le CTR varie avec le courant dans la LED, et varie d'un optocoupleur à l'autre.

L'optocoupleur ne permet pas de commuter un courant alternatif, il n'est pas bidirectionnel.

La figure suivante montre la variation du CTR d'un optocoupleur :

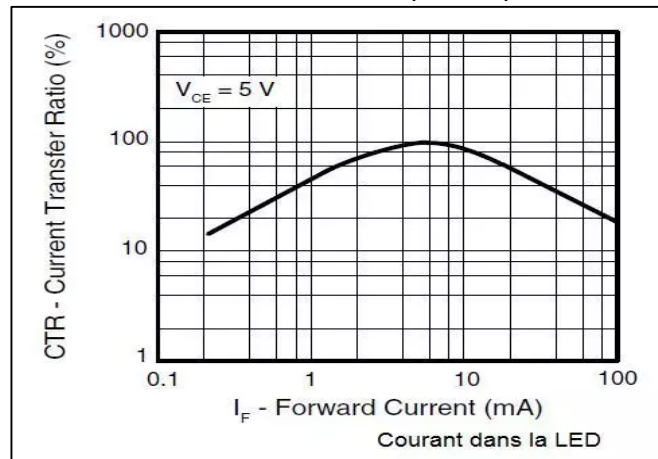


Figure 2.16 : Variation du CTR d'un optocoupleur

Il existe plusieurs sortes de boîtiers pour les optocoupleurs. Boîtiers rectangulaires dont la forme est celle bien connue des circuits intégrés à 4, 6 ou 8 pattes. Voici ci-dessous quelques exemples d'optocoupleurs rectangulaires, en boîtier 4 broches, 6 broches, 8 broches ou 16 broches (DIL4, DIL6, DIL8 ou DIL16).

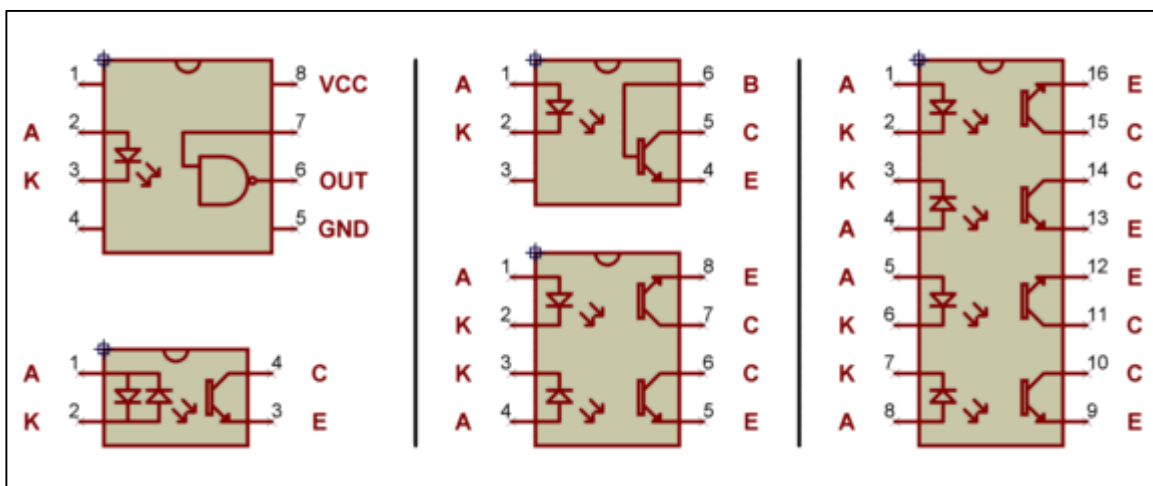
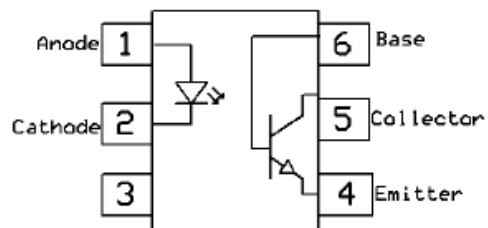
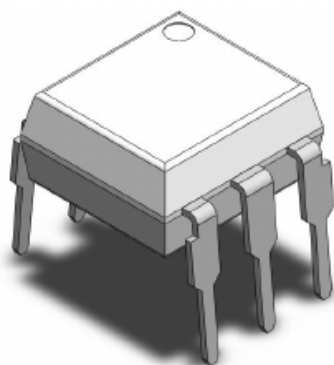


Figure 2.17 : Différents formes de boîtiers d'un optocoupleur

Exemple d'optocoupleurs classiques et standard : 4N25



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ⁽¹⁾				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Reverse voltage		V_R	5	V
Forward current		I_F	60	mA
Surge current	$t \leq 10 \mu s$	I_{FSM}	3	A
Power dissipation		P_{diss}	100	mW
OUTPUT				
Collector emitter breakdown voltage		V_{CEO}	70	V
Emitter base breakdown voltage		V_{EBO}	7	V
Collector current		I_C	50	mA
	$t \leq 1 ms$	I_C	100	mA
Power dissipation		P_{diss}	150	mW

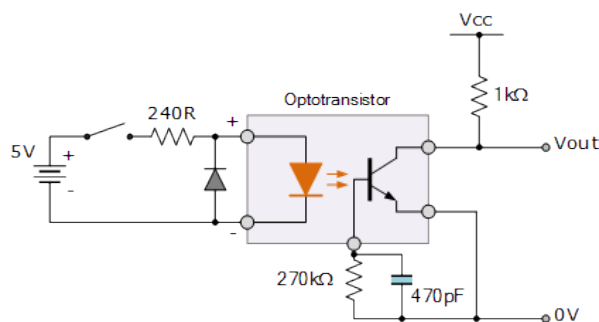
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ⁽¹⁾				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
COUPLER				
Isolation test voltage		V_{ISO}	5000	V_{RMS}
Creepage distance			≥ 7	mm
Clearance distance			≥ 7	mm
Isolation thickness between emitter and detector			≥ 0.4	mm
Comparative tracking index	DIN IEC 112/VDE 0303, part 1		175	
Isolation resistance	$V_{IO} = 500 V, T_{amb} = 25 \text{ }^\circ C$	R_{IO}	10^{12}	Ω
	$V_{IO} = 500 V, T_{amb} = 100 \text{ }^\circ C$	R_{IO}	10^{11}	Ω
Storage temperature		T_{stg}	- 55 to + 125	$^\circ C$
Operating temperature		T_{amb}	- 55 to + 100	$^\circ C$
Junction temperature		T_j	125	$^\circ C$
Soldering temperature ⁽²⁾	max.10 s dip soldering: distance to seating plane $\geq 1.5 mm$	T_{sld}	260	$^\circ C$

CURRENT TRANSFER RATIO ⁽¹⁾							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
DC current transfer ratio	$V_{CE} = 10 V, I_F = 10 mA$	4N25	CTR_{DC}	20	50		%
		4N26	CTR_{DC}	20	50		%
		4N27	CTR_{DC}	10	30		%
		4N28	CTR_{DC}	10	30		%

Note

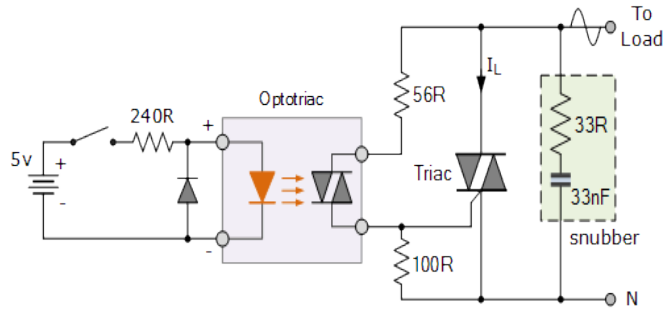
⁽¹⁾ Indicates JEDEC registered values.

SWITCHING CHARACTERISTICS						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Rise and fall times	$V_{CE} = 10 V, I_F = 10 mA, R_L = 100 \Omega$	t_r, t_f		2		μs

Exemple d'utilisation:


Dans cet exemple, la résistance de 270 k Ω connectée en externe est utilisée pour contrôler la sensibilité de la région de base des phototransistors.

Le condensateur empêche tout pic ou transitoire indésirable de fausser le déclenchement de la base des opto-transistors.



Ce montage permet de contrôler les équipements alimentés en courant alternatif et les lampes secteur en utilisant les triacs opto-couplés tels que le MOC 3020 qui ont des tensions nominales d'environ 400 volts, ce qui les rend idéaux pour une connexion directe au secteur et un courant maximum d'environ 100 mA.

Chapitre III

EXEMPLES DE FONCTIONS ELECTRONIQUES

1. Introduction aux fonctions électroniques

Un circuit électronique réalisé en vue d'une application est généralement complexe. La compréhension de son fonctionnement est facilitée si on réussit à individualiser des parties de ce circuit assurant des fonctions simples.

Le circuit complet où apparaissent ainsi des blocs fonctionnels est alors appelé chaîne électronique.

Dans ce chapitre nous allons se limiter aux exemples suivants :

- ✓ Adaptation d'impédance ;
- ✓ Régulation de tension ;
- ✓ Montages oscillateurs.

2. Fonction adaptation d'impédances

L'**adaptation d'impédances** est une technique utilisée en électricité permettant d'optimiser le transfert d'une puissance électrique entre un émetteur (source) et un récepteur électrique (charge) et d'optimiser la transmission des signaux de télécommunications.

2.1 Transfert de puissance d'une source vers une charge

Sur le schéma de la figure suivante, la source est un générateur sinusoïdal d'impédance interne supposée réelle R_s qui alimente une charge résistive R_{ch} .

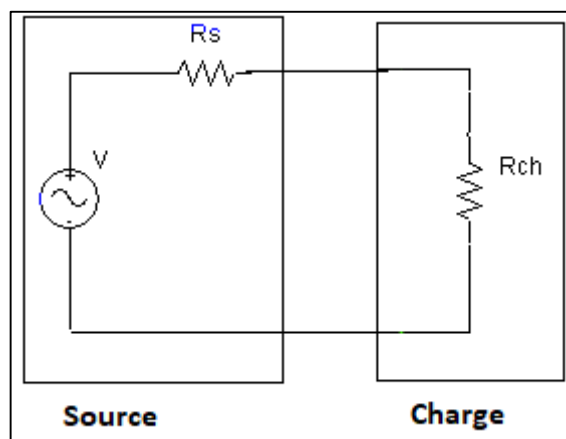


Figure 3.1 : Schéma de principe de transfert de puissance

Pour réaliser une adaptation, il faut que la partie résistive R_{ch} de l'impédance de la charge soit égale à la partie résistive de l'impédance de la source : **$R_{ch} = R_s$**

En langage mathématique, les deux impédances sont conjuguées. Dans ce cas, la puissance dissipée dans la résistance de charge est : $P = \frac{R_{ch}}{(R_s + R_{ch})^2} \cdot V^2$

Cette puissance P, passe par un maximum si $\frac{dP}{dR_{ch}} = 0$, c'est-à-dire si $R_{ch} = R_s \rightarrow$ Cette puissance maximum vaut : $P_{max} = \frac{V^2}{4 \cdot R_s}$

On dit qu'il y a adaptation d'impédance de la source et de la charge. Le transfert énergétique source – charge est optimal. Cette condition est primordiale si l'on souhaite disposer de puissance importante dans la charge.

Aux bornes de la charge la tension vaut $V_{ch} = \frac{R_{ch}}{R_s + R_{ch}} \cdot V$, lorsqu'il y a adaptation ($R_{ch} = R_s$), on obtient $V_{ch} = \frac{1}{2} \cdot V$.

La valeur maximale de la tension Vch aux bornes de la charge se produit au contraire pour $R_{ch} \gg R_s$ et vaut $V_{ch} = V$.

3. Fonction régulation de tension

3.1 Principe

Le schéma de principe d'une alimentation stabilisée est donné par la figure suivante :

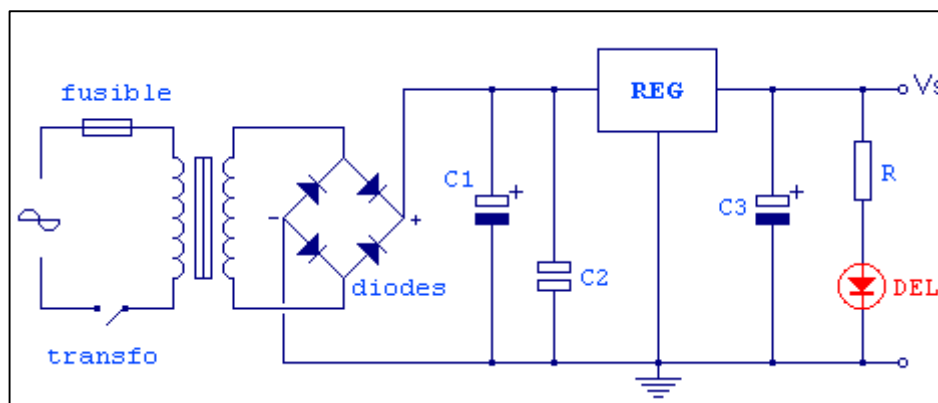

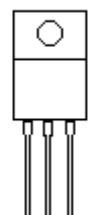



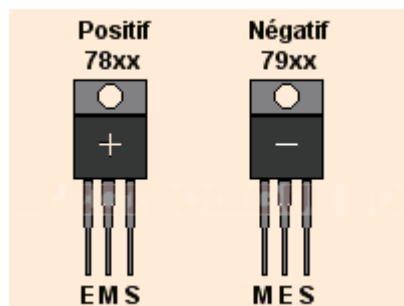
Figure 3.2 : Schéma de principe d'une alimentation stabilisée

L'élément de base est un régulateur qui sert à réguler ou stabiliser un potentiel sur sa broche de sortie, il peut être fixe ou réglable et être positif ou négatif par rapport à la masse. La valeur indique généralement la tension de sortie, 7805 pour 05 Volts ; 7812 pour 12 Volts

La série 78xx indique une sortie positive par rapport à la masse et la série 79xx indique une sortie négative.

Le " L " est utilisé pour les boîtiers TO 92 , I max 100mA	Boîtier TO92 
Le " T " est utilisé pour les boîtiers TO220 , I max 1,5A	Boîtier TO220 
Le " K " ou " CK " pour des boîtiers TO3 , I max 3 A ..	Boîtier TO3 

3.2 Exemples de tension fixes:



Type	Us	Is	C1	Pont a diode	Transformateur	UTr	Fusible
7805	+ 5 V	1 A	2200 μ F - 16 V	1,5A- 100V	16 VA	9 V	100 mA
78L05	+ 5 V	0,1 A	220 μ F - 16 V	0,5A -100V	1 VA	9 V	100 mA
78T05	+ 5 V	3 A	4700 μ F - 16 V	4 A- 100V	30 VA	9 V	200 mA
7812	+ 12 V	1 A	2200 μ F - 35 V	1,5A -100V	16 VA	15 V	100 mA
78L12	+ 12 V	0,1 A	220 μ F - 35 V	0,5A -100V	3 VA	15 V	100 mA
78T12	+ 12 V	3 A	4700 μ F - 35 V	4 A -100V	48 VA	15 V	400 mA

Les intensités mentionnées ne peuvent être obtenue qu'avec un dissipateur thermique adapté monté avec de la patte d'évacuation thermique (généralement, les petits radiateurs ne peuvent dissiper que peu de calorie)

Pour avoir une régulation encore plus stable il suffit de rajouter deux condensateurs. Le condensateur amont est un céramique de **100 nF** et le condensateur aval est un chimique de **10 μ F 25V**.

Le point faible des régulateurs présentés ci-dessus est la valeur mini de la tension d'entrée. En effet, il faut une tension théorique de 3V supérieur à la tension régulée désirée.

Les régulateurs de tension intégrés, qu'ils soient de type fixes ou ajustables, nécessitent une différence de tension entre la sortie et l'entrée qui est de l'ordre de 3V, pour pouvoir fonctionner correctement. Ainsi, un régulateur classique de 12V (un LM7812 par exemple) doit voir sur son entrée une tension d'au moins 15V (12V + 3V) pour que la régulation puisse bien fonctionner. Cette différence de tension minimale, appelée tension de déchet, peut poser problème pour certains montages alimentés sur pile ou consommant beaucoup de courant. C'est pourquoi certains fabricants proposent des régulateurs de tension à faible tension de déchet, qui peut descendre à quelques dixièmes de volt (0,1V ou 0,5V par exemple). Ces régulateurs sont appelés LDO, pour Low Drop Out (faible chute de tension, 0,5V par exemple), ou VLDO, pour Very Low Drop Out (0,1V par exemple). L'un des plus utilisé est le **LM 2940 CT**. Il est disponible en version 5V, 9V, 12V, 15V pour une intensité de 1A.

Exemples de régulateurs LDO fixes et ajustables, courant max 1A

- ✓ Régulateur positif fixe +3,3 V : LM1086-CT-3.3
- ✓ Régulateur positif fixe +5 V : L4940V5 (différentiel min = 450 mA à 1 A)
- ✓ Régulateur positif fixe +5 V à +15 V (LM2940-CT5 à LM2940-CT15)
- ✓ Régulateur positif fixe +15V : LM2940CT-15
- ✓ Régulateur négatif fixe -15V : LM2990CT-15
- ✓ Régulateur positif ajustable : LM2941CT ou LM2940CT
- ✓ Régulateur positif ajustable 1,5 V à 5,0 V / 800 mA : ADM7150/1
- ✓ Régulateur négatif ajustable : LM2991

3.3 Régulateur de tension variable

C'est un **régulateur de tension variable** qui supporte différents niveaux de **tension** de sortie pour une alimentation de **tension** d'entrée appliquée constante. Une résistance **variable** est connectée à sa valeur de réglage (Adj) afin de contrôler le niveau de la **tension** de sortie en fonction des exigences du circuit.

Le LM317 est ainsi un régulateur ajustable simple, capable de fournir 1,5 Ampère sur une tension de sortie qui va de 1,25 à 37 Volts.

Le circuit suivant est une alimentation ajustable a base du circuit LM317 permettant d'obtenir une tension variable de 1,25 V à 25 V.

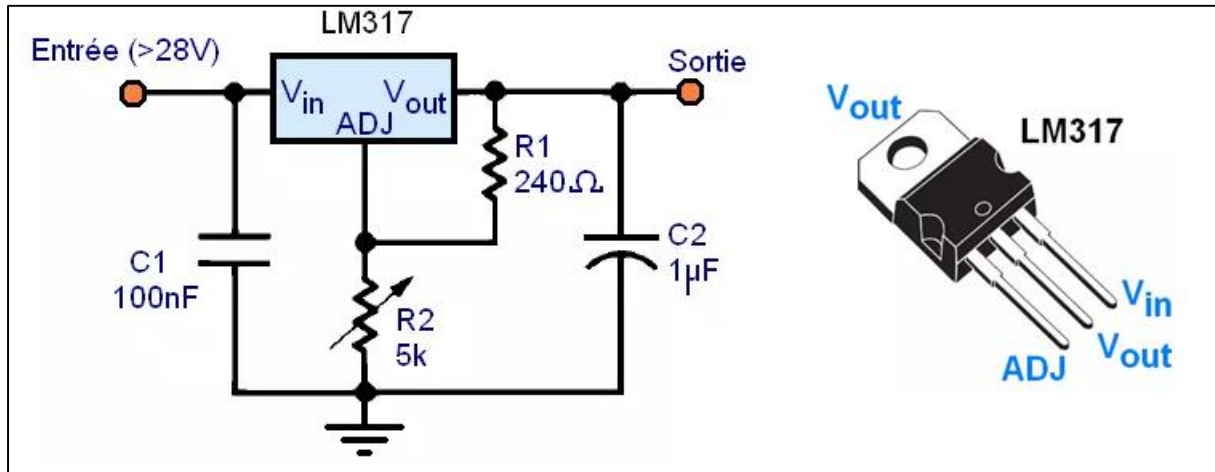


Figure 3.3: Schéma de principe d'un régulateur de tension variable (LM317)

La tension de sortie vaut : $1,25 \text{ Volt} \times (1 + R2/R1)$

Pour de plus forts courants, le **LM150 (3A)** et le **LM138 (5A)** sont aussi utilisables. Pour des tensions négatives, le **LM337** convient.

4. Montages oscillateurs

4.1 Introduction

Les oscillateurs jouent un rôle important dans les systèmes de communications.

Un oscillateur est tout simplement un générateur de signaux à partir d'une alimentation en général continue, dont la fréquence est la plus stable possible (horloge).

Pour arriver à réaliser un oscillateur, on utilise un système bouclé dans lequel une fraction du signal de sortie est réinjecté à l'entrée de la chaîne directe par le quadripôle de réaction.

On distingue :

- ✓ les oscillateurs quasi-sinusoïdaux, dont le signal généré est le plus proche possible d'un signal harmonique ;
- ✓ les oscillateurs non sinusoïdaux, dont le signal est périodique mais de forme quelconque (créneaux (signal numérique), triangle, ...).

4.2 Principe de fonctionnement

Le principe d'un oscillateur quasi-sinusoïdal repose sur le principe du bouclage de deux systèmes : un **amplificateur actif** (à large bande) ; un **filtre sélectif** (passe-bande).

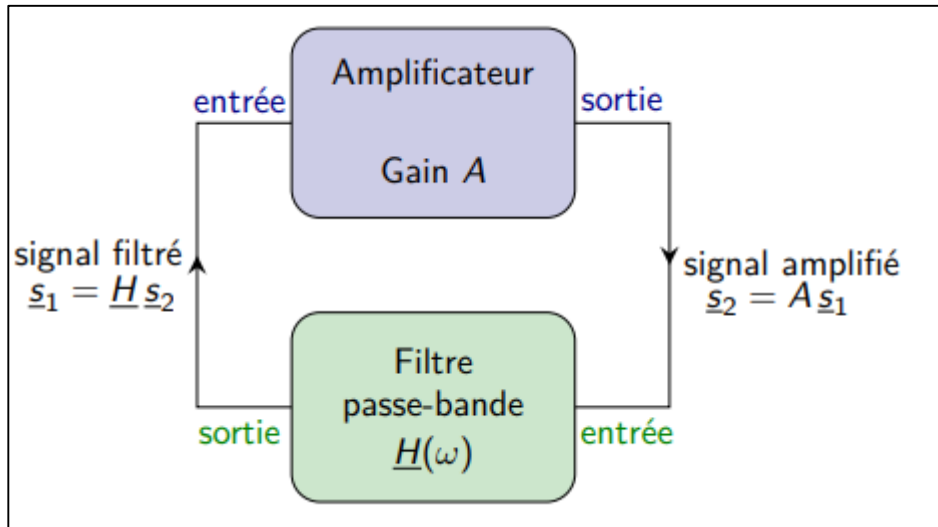


Figure 3.4: Schéma fonctionnel d'un oscillateur

- ✓ Le rôle de l'amplificateur est de fournir l'énergie nécessaire à la génération du signal, sans modifier la forme du signal.
- ✓ Le rôle du filtre est de sélectionner une mince bande de fréquences afin que le signal soit proche d'un signal harmonique.

On a : \underline{A} : gain de l'amplificateur et \underline{H} : fonction de transfert du filtre

$\underline{s}_2 = \underline{A} \cdot \underline{s}_1$ et $\underline{s}_1 = \underline{H} \cdot \underline{s}_2 \rightarrow \underline{s}_2 = \underline{A} \cdot \underline{H} \cdot \underline{s}_2 \rightarrow \underline{A} \cdot \underline{H} = 1$ est la condition nécessaire d'oscillation ;

Pour qu'un système bouclé oscille, il faut donc qu'il existe une fréquence f_0 ou une pulsation ω_0 pour laquelle le gain de boucle soit égal à 1 ($\underline{A} \cdot \underline{H} = 1$).

C'est la **condition d'entretien des oscillations** ou **condition de Bakhausen** :

$\underline{A} \cdot \underline{H} = 1$ qui se traduit en pratique par deux conditions :

- ✓ Condition sur les modules : $|\underline{A}| \cdot |\underline{H}| = 1$,
- ✓ Condition sur la phase : $\text{Arg}(\underline{A}) + \text{Arg}(\underline{H}) = 0$

4.3 Analyse d'un oscillateur à pont de Wien

Le schéma de principe d'un oscillateur à pont de Wien est donné par la figure suivante :

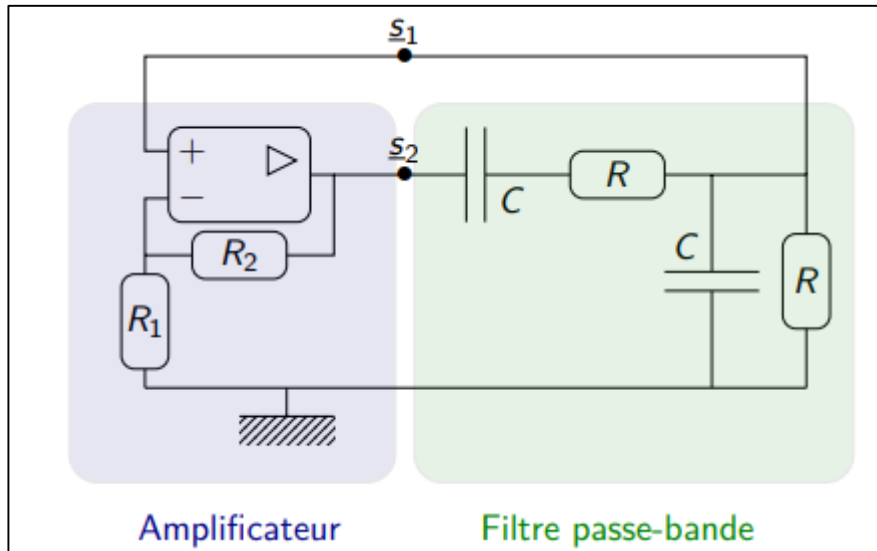


Figure 3.5: Schéma de principe d'un oscillateur à pont de Wien

Le gain de l'amplificateur est donné par : $\underline{A} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

La fonction de transfert du filtre est donnée par : $\underline{H} = \frac{1}{3 + j \cdot (RC \cdot \omega - \frac{1}{RC \cdot \omega})}$

La condition d'oscillation se traduit par : $\underline{A} \cdot \underline{H} = 1$

Puisque \underline{A} est un nombre réel positif \rightarrow la condition d'oscillation ne peut être réalisée que si \underline{H} est également réel positif $\rightarrow RC \cdot \omega - \frac{1}{RC \cdot \omega} = 0$ et $H = \frac{1}{3} \rightarrow (RC \cdot \omega)^2 = 1 \rightarrow$

$$\omega = \frac{1}{RC} \text{ (c'est la pulsation d'oscillation de l'oscillateur)}$$

Dans cette condition, on a $(1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot \frac{1}{3} = 1 \rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2$

Bibliographie

- Jean-Marie Donnini, Lucien Quaranta , « Électronique », Masson, Paris , 1995
- D. Le boité, T. Suaton, C.Cimelli, « Électronique analogique », Hachette, 2008
- <https://f2school.com/wp-content/uploads/2020/01/diode.pdf>
- http://res-nlp.univ-lemans.fr/NLP_C_M15_G01/co/Contenu_d4.html
- https://f2school.com/wp-content/uploads/2020/01/transistor_bipolaire-05.pdf
- <https://www.epsic.ch/branches/electronique/techn99/elnthcomp/CMPTHDIOD.html>
- https://zpag.tripod.com/Electroniques/Diode/diode_zener.htm
- https://sti2d.ecolelamache.org/iii_fonctionnement_en_amplification.html
- <http://www.bedwani.ch/electro/ch14/index.htm#:~:text=Caract%C3%A9ristique%20de%20transfert%20du%20transistor,CEO%20pour%20IB%20%3D%200.>
- http://subaru.univ-lemans.fr/AccesLibre/UM/Pedago/physique/02bis/cours_elec/index.html
- <https://www.electronique-mixte.fr/tp-diodes/>
- <https://www.electronique-mixte.fr/diode/>
- https://savoir.ensam.eu/moodle/pluginfile.php/137626/mod_resource/content/1/co/module_Entrees-Sorties.html
- <http://www.elektronique.fr/cours/AOP/aop-montages-de-base.php>
- <http://venturi.marc.free.fr/Cours/Oscillateurs.pdf>

Chapitre IV

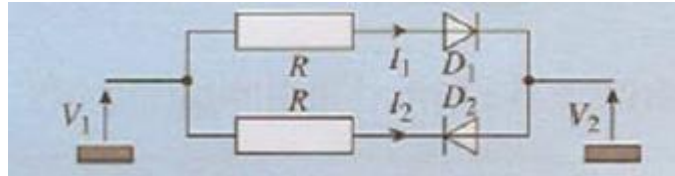
TRAVAUX DIRIGES / AUTOEVALUATION

1. Travaux dirigés

Exercice N°1 :

On donne le Montage électronique suivant :

$R = 1K\Omega$



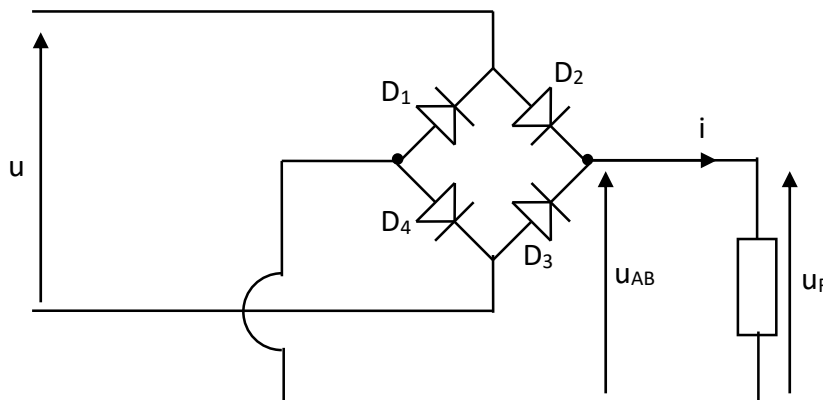
On suppose que D1 et D2 sont deux diodes ayant pour seuil de conduction de 0,7 V.

Remplir le tableau suivant :

V1 (V)	V2 (V)	I1(mA)	I2(mA)	Etat D1	Etat D2
2	6				
0	0				
-4	0				
-1	-5				
6	-2				
5	3				
2	2				

Exercice N°2 :

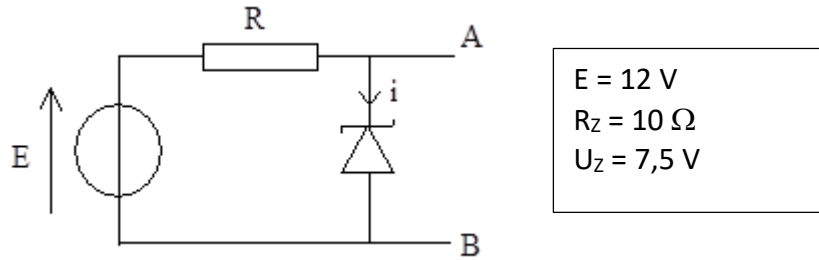
On considère le montage ci-dessous dans lequel les diodes sont supposées parfaites. Le pont est alimenté par une tension alternative sinusoïdale : $u(t) = 48 \sin \omega t$ (V)



- Représenter en concordance de temps sur une période les tensions $u(t)$ et $u_R(t)$ (tension aux bornes de R). Pour chaque demi-période, indiquer quelles sont les diodes passantes et les diodes bloquantes. Quel est l'intérêt de ce montage en pont ?
- L'intensité maximale supportable par chaque diode est 6 A. Calculer la valeur minimale de la résistance R permettant d'assurer la protection des diodes.
- Calculer la valeur moyenne I_{moy} de $i(t)$, si R a la valeur minimale déterminée au b).

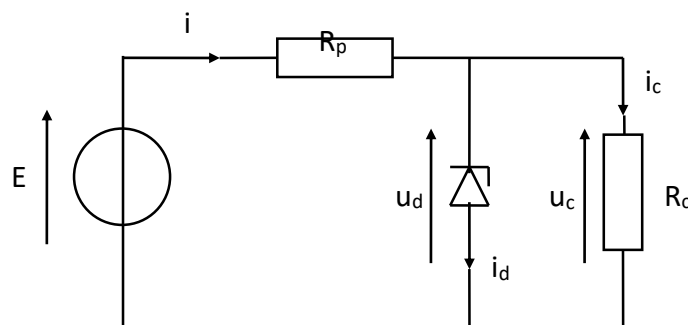
Exercice N°3 :

On donne le Montage électronique suivant :



- Calculer R pour que l'intensité soit égale à 5 mA.
- Exprimer, en fonction de E , R , U_z et R_z , les 2 éléments E_T R_T du générateur de Thévenin équivalent compris entre A et B.
- Exprimer, en fonction de R et R_z , la quantité dE_T/dE . De combien varie E_T lorsque E varie de 2 V ? Utilité de la diode Zener.

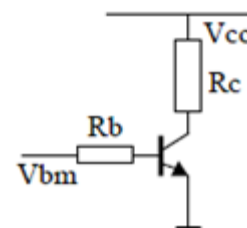
Exercice N°4 :

 Dans le montage ci-dessous, la diode Zener est supposée parfaite. Sa tension Zener U_z est égale à 6,2V et sa puissance maximale est de 1,3W.


- Déterminer le courant maximal qui peut traverser la diode.
- On fixe $R_c = R_p = 100\Omega$. Entre quelles limites peut varier E pour qu'il y ait stabilisation de la tension u_c ?
- On fixe $E = 24V$ et $R_p = 100\Omega$. Entre quelles limites peut varier R_c pour qu'il y ait stabilisation de la tension u_c ?

Exercice N°5 :

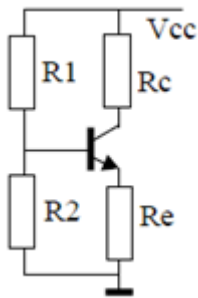
- Le courant émetteur d'un transistor est 100 mA et son courant de base vaut 0,5 mA. Déterminer le coefficient β du transistor.
- On donne le circuit électronique suivant :


 On donne : $V_{CC} = 20 V$; $V_{BM} = 10 V$; $R_c = 10 K\Omega$ et $R_B = 47 K\Omega$ ($\beta=100$)

Calculer le courant de base, le courant de collecteur et la tension VCE du transistor.

Exercice N°6 :

On considère le montage électronique suivant :

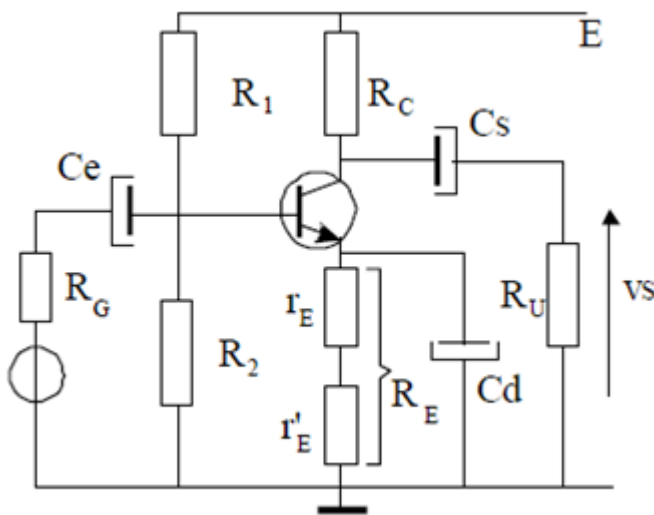


On donne :
 $V_{cc} = 12V$; $\beta = 60$; $V_{BE} = 0,6 V$, $R_c = 4,7 K\Omega$.
 On veut que : $I_p \geq 10 \cdot I_B$, $V_{EM} = 0,2 V_{cc}$ et $V_{CE} = 0,4 V_{cc}$.

- a) Calculer R_E , R_1 et R_2 pour obtenir ces valeurs.
- b) Déterminer pour ces conditions, quel sera le point de fonctionnement du montage

Exercice N°7 :

On considère le montage électronique suivant :



On donne :
 $E = 15 V$, $V_{BE} = 0,6 V$
 $R_c = 6,2 K\Omega$, $R_E = 1,5 K\Omega$
 $R_1 = 56 K\Omega$, $R_2 = 10 K\Omega$

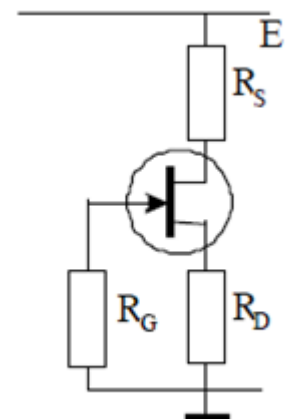
- a) Calculer le gain en tension du montage si $R_u = \infty$ (pas de charge).
- b) Même question si $R_u = 10 K\Omega$

Exercice N°8 :

On considère le montage électronique suivant :

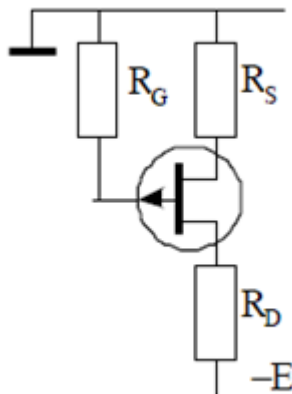
Sachant que $I_{DSS} = 5 mA$, $V_{GS0} = -2V$

- a) Déterminer le point de fonctionnement pour $R_s = 100 \Omega$
- b) Déterminer le point de fonctionnement pour $R_s = 1 K\Omega$
- c) Déterminer la valeur de R_s pour avoir $I_d = 2 mA$.



Exercice N°9 :

On considère le montage électronique suivant :



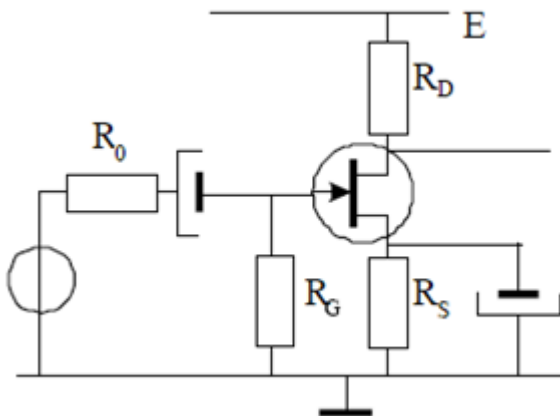
On admettra que $ID = IDSS(1 - \frac{VGS}{VGS0})^2$

Déterminer le point de fonctionnement du montage sachant que :

$IDSS = 4 \text{ mA}$; $VGS0 = 2\text{V}$, $RD = 4,7 \text{ K}\Omega$; $RS = 1\text{K}\Omega$; $RG = 5 \text{ M}\Omega$; $E = -10 \text{ V}$

Exercice N°10 :

On considère le montage électronique suivant :

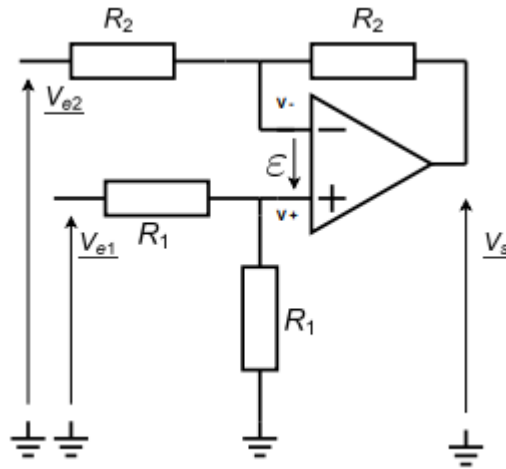


$S = 2\text{mA/V}$
 $RD = 3,3 \text{ K}\Omega$; $RS = 1\text{K}\Omega$
 $RG = 1 \text{ M}\Omega$; $R0 = 1\text{K}\Omega$

- a) Donner le schéma équivalent et calculer le gain en tension du montage proposé.
- b) Refaire la même question sans le condensateur de découplage sur RS.

Exercice N°11 :

On considère le montage électronique suivant :

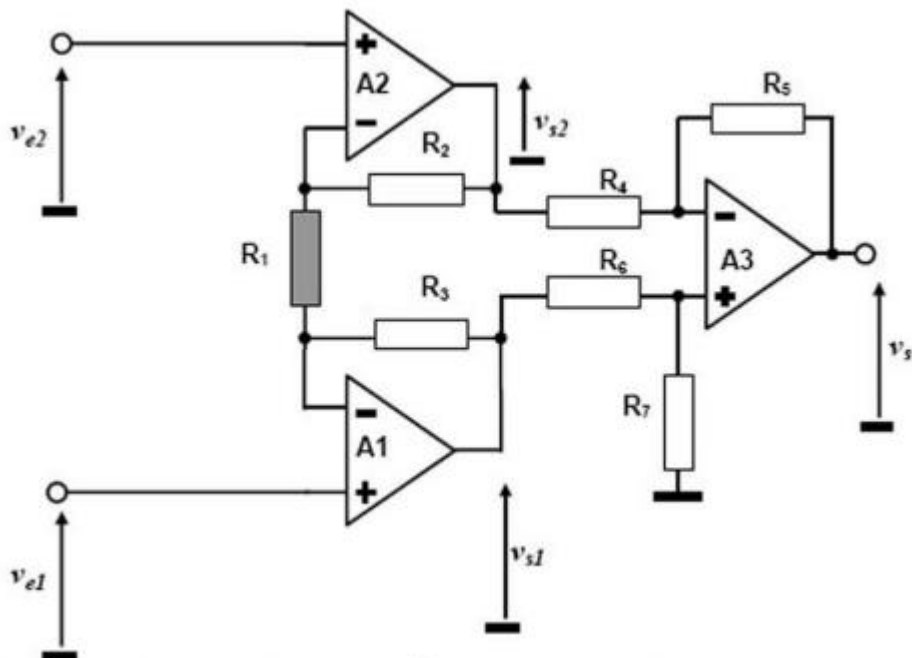


On donne $R1 = R2 = 47\text{ K}\Omega$

- a) Exprimer V_s en fonction de V_{e1} et de V_{e2} .
- b) Pour $V_{e2} = 0$, entre quelles valeurs peut évoluer v_{e1} ?
- c) Pour $V_{e1} = 0$, entre quelles valeurs peut évoluer v_{e2} ?

Exercice N°12 :

On considère le montage électronique suivant :



$R2 = R3 = R4 = R5 = R6 = R7 = R$ et $R1 = R/k$

Analyses préliminaires :

- Justifier que chacun des étages A1, A2 et A3 fonctionne en régime linéaire.
- Quelle est la fonction réalisée par l'étage A3 ?

Etage A3 :

- Exprimer v_{3+} en fonction de v_{s1} .
- Exprimer v_{3-} en fonction de v_{s2} et de v_s .
- En déduire une expression de v_s en fonction de v_{s1} et de v_{s2} .

Etage A1 :

- Exprimer v_{2-} en fonction de v_{e2} .
- En appliquant le théorème de Millman en v_{1-} , exprimer v_{1-} en fonction de v_{s1} et de v_{e2} .

Etage A2 :

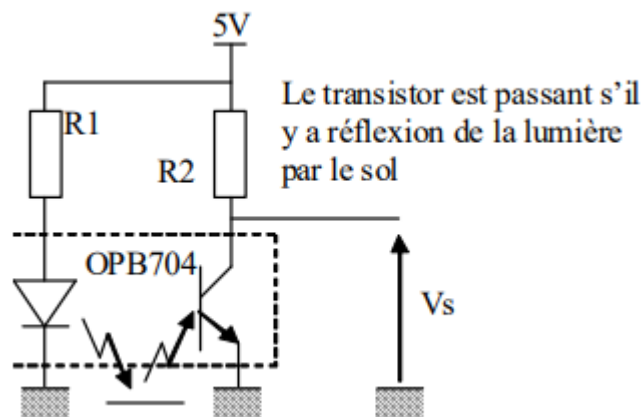
- Exprimer v_{1-} en fonction de v_{e1} .
- En appliquant le théorème de Millman en v_{2-} , exprimer v_{2-} en fonction de v_{s2} et de v_{e1} .

Synthèse :

- En remarquant (et en justifiant) que $v_{1-} - v_{2-} = v_{e1} - v_{e2}$, déterminer la valeur de la différence $v_{s1} - v_{s2}$ en fonction de $v_{e1} - v_{e2}$.
- Déterminer l'expression de v_s en fonction de v_{e1} et de v_{e2} .
- Quel peut être l'intérêt d'un tel montage ? Expliquer en détail ses avantages dans le cas où il permet d'amplifier le signal provenant d'un capteur lointain et fonctionnant dans un environnement très perturbé.

Exercice N°13 :

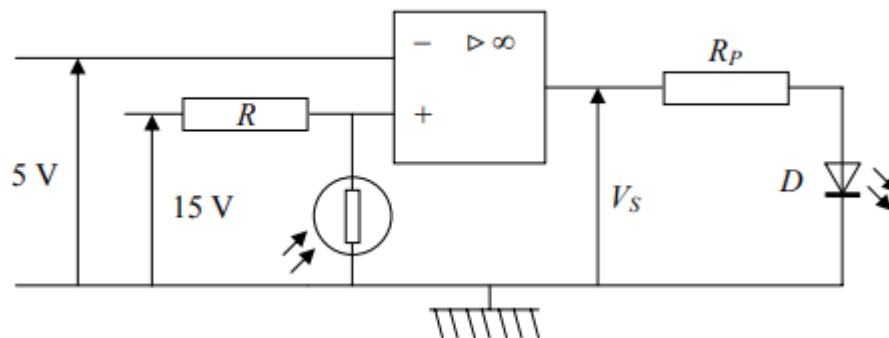
On considère le montage électronique suivant permettant la mise en œuvre d'un détecteur optique : Le capteur optique utilisé pour ce montage est un OPB704WZ.



- Quelle est la longueur d'onde du signal optique émis ?
- A quelle distance en mm doit être le capteur du sol pour avoir une meilleure sensibilité ?
- Quelle est la valeur de la résistance R1 si l'on désire un courant I_f de polarisation de 40 mA ? On déduire une valeur normalisée (série E12).
- Calculer dans ce cas la valeur de la résistance R2.
- En déduire la valeur de la tension de sortie.

Exercice N°14 :

On considère le montage électronique suivant :



$R = 5,6 \text{ k}\Omega$ et R_P est une résistance de protection.

L'amplificateur opérationnel fonctionne en régime saturé $V_S = +14 \text{ V}$ ou $V_S = -14 \text{ V}$.

La photorésistance a les caractéristiques suivantes :

- résistance inférieure à 500Ω lorsqu'elle est éclairée.
- résistance supérieure à $7 \text{ k}\Omega$ lorsqu'elle est dans l'obscurité.

On suppose la diode idéale.

- 1) Lorsque la photorésistance est dans l'obscurité :
 - a) expliquer le fonctionnement du montage
 - b) déterminer V_S ;
 - c) déduire l'état de la diode.
- 2) Lorsque la photorésistance est éclairée :
 - a) expliquer le fonctionnement du montage
 - b) déterminer V_S ;
 - c) déduire l'état de la diode.


2. Autoévaluation

2.1 Les diodes :

Répondre par vrai/faux :

- Pour ne pas détruire une diode, il faut veiller à ne pas dépasser la valeur limite du courant direct, et la valeur limite de la tension inverse.
- Les diodes SCHOTTKY sont réputées plus rapides.
- Une diode passante est toujours parcourue par un courant nul.
- Une diode bloquée à une tension nulle à ses bornes.
- VRM est la tension inverse crête à ne pas dépasser.
- IFM est le courant direct moyen à ne pas dépasser.

Choisir la bonne réponse :

- g) Ce symbole  est celui d'une diode...
- ✓ Varistance.
 - ✓ Zéner.
 - ✓ Au Germanium.
 - ✓ Au Silicium.
 - ✓ Schottky.
- h) 2 diodes en séries présentent quel intérêt ?
- ✓ pouvoir supporter plus de courant qu'un simple diode.
 - ✓ augmenter la tension de claquage.
 - ✓ réaliser un pont de diode bi-alternance.
- i) La tension de seuil d'une diode au Germanium est de l'ordre de
- ✓ 2V
 - ✓ 0.6V
 - ✓ 0.2V
- j) Une diode classique se teste avec ?
- ✓ Un voltmètre en position AC.
 - ✓ Un diodemètre.
 - ✓ Un multimètre en position diode ou test continuité.
 - ✓ Un ampèremètre.

2.2 Les transistors :

Répondre par vrai/faux :

- VCE est la tension maximale pouvant être atteinte par un transistor.
- Un transistor de puissance est un transistor dont l'amplification en courant β est élevée.
- En régime de commutation, le transistor travaille en état bloqué ou saturé.
- Il existe différents boîtiers capables de contenir des transistors bipolaires.
- f_{Hfe} est la fréquence haute maximale de fonctionnement d'un transistor bipolaire.

Choisir la bonne réponse :

- Si on applique une tension V_{be} de 1V entre la base et l'émetteur d'un transistor NPN
 - ✓ Le transistor sera saturé
 - ✓ Le transistor sera détruit
 - ✓ Le transistor sera bloqué
- Lorsqu'un transistor PNP est très bien polarisé on a :
 - ✓ $V_{be} = -0,7\text{ V}$
 - ✓ $V_{be} < 0$
 - ✓ $I_c = -I_b$
- Un transistor MOS
 - ✓ Peut fonctionner avec une tension V_{gs} positive
 - ✓ Possède un courant de grille nul
 - ✓ Ne peut pas fonctionner linéairement
- Les transistors MOS fonctionnent en commutation
 - ✓ Plus lentement que les transistors bipolaires
 - ✓ Plus rapidement que les transistors bipolaires
 - ✓ A la même vitesse que les transistors bipolaires

2.3 Les AOP :

Répondre par vrai/faux :

- Un AOP possède une entrée et deux sorties notées + et -.
- La résistance d'entrée d'un AOP est très élevée.
- Le slew rate d'un AOP s'exprime en sec/volt.
- Le montage suiveur permet d'effectuer une adaptation d'impédance.
- Pour un montage à AOP (supposé idéal) en comparateur ou en linéaire, on a toujours les courants I_+ et I_- sont nuls.
- Pour un montage à AOP (supposé idéal) en comparateur ou en linéaire, on a toujours les tensions V_+ et V_- sont égaux.

g)

2.4 Optoélectroniques :

Choisir la bonne réponse

- a) Une photodiode permet
- ✓ redresser les très faibles tensions même dans le noir.
 - ✓ amplifier la lumière issue d'un transistor NPN.
 - ✓ de détecter de la lumière en mesurant le courant de fuite.
- b) La tension de seuil d'une DEL est de l'ordre de :
- ✓ 0.2V
 - ✓ 0.7V
 - ✓ 75V
 - ✓ 2V