

OFPPT

ROYAUME DU MAROC

مكتب التكوين المهني وإنعاش الشغل

Office de la Formation Professionnelle et de la Promotion du Travail
DIRECTION RECHERCHE ET INGENIERIE DE FORMATION

**RESUME THEORIQUE
&
GUIDE DE TRAVAUX PRATIQUES**

MODULE N°:16

**ANALYSE DE CIRCUITS A
SEMI - CONDUCTEURS**

SECTEUR : GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : T.E.M.I.

NIVEAU : TECHNICIEN

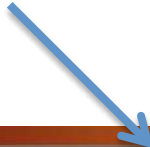
ANNEE 2006

PORTAIL DE LA FORMATION PROFESSIONNELLE AU MAROC

Télécharger tous les modules de toutes les filières de l'OFPPT sur le site dédié à la formation professionnelle au Maroc : www.marocetude.com

Pour cela visiter notre site www.marocetude.com et choisissez la rubrique :

MODULES ISTA



HOME LIVRES **MODULES ISTA** ANNUAIRE ECOLES DOCTORAT LETTRE DE MOTIVATION NOUS CONTACTER SE CONNECTER

Maroc Etude.Com Connaissance - Métier - Technique

Annonces Google Emploi Maroc Messagerie Telecharger Un Jeu Maroc Annonces

recherche...

Nous avons 14 invités en ligne

Annonces Google

[Annonces Emploi Maroc](#)
[Jeux Telecharger Gratuit](#)
[Jeux PC En Ligne](#)

Connexion

Identifiant
sniper

Mot de passe
.....

Se souvenir de moi

Connexion

[Mot de passe oublié ?](#)
[Identifiant oublié ?](#)

Notre Bibliothèque que ...Livres à Télé charger Gratuitement

MacKeeper

-20%

Complete your Purchase Now and save 20% Guaranteed with this Coupon Code

Apply Discount Automatically

"On ne jouit bien que de ce qu'on partage" [Madame de Genlis]

Annonces Google

[Jeu De Jeux](#)
[Jeux Sur Internet](#)
[Ecole Ingénieur](#)

Dépanner et configurer votre réseau à domicile

(Outil de Diagnostic)
Wi-Fi / Ethernet
Console de jeu
Imprimante
Messagerie

Document élaboré par :

Nom et prénom
PANTAZICA
LUCRETIA

EFP
CDC- Electrotechnique

DR
DRIF

Révision linguistique

-
-
-

Validation

Table de matières

1.	Les semi-conducteurs	12
1.1.	Conduction électrique.....	1 Erreur ! Signet non défini.
1.2.	Semi -conducteurs.....	9.
1.3.	Jonction P-N.....	12
2.	La diode	16
2.1.	La Diode.....	16.....
2.2.	Diode de redressement.....	19.....
2.3.	Diode spéciales	23
3.	Transistor bipolaire.....	28.....
3.1.	Structure du transistor	28
3.2.	Principe de fonctionnement.....	29.
3.3.	Les montages.....	30.
3.4.	Modes de fonctionnement du transistor.....	31
3.5.	Réseaux de caractéristiques.....	32.
3.6.	Paramètres en "h",circuit équivalent.....	33.
3.7.	Polarisation du transistor.....	34.
3.8.	Transistor en régime variable.....	35.
3.9.	Transistor en régime de commutation.....	39
3.10.	Principaux paramètres des transistors bipolaires.....	40
3.11.	Vérification des transistors.....	41
3.12.	Montages à transistors.....	41.
4.	Transistor à effet de champ.....	45
4.1.	Transistors à effet de champ à jonction (JFET).....	45
4.2.	Transistors « Métal – Oxyde –Semiconducteur » (MOSFET).....	48
5.	Dispositifs multi jonctions.....	52
5.1.	Thyristor (SCR).....	52.....
5.2.	Le DIAC	57
5.3.	Le TRIAC	58
5.4.	Utilisation	59
6.	Amplificateurs opérationnels (AOP).....	61
6.1.	Symbole et notations	61
6.2.	Caractéristiques de l'AOP idéale	Erreur !
	Signet non défini.	
6.3.	Caractéristiques de l'AOP réel.....	62
6.4.	Applications de L'AOP.....	62
6.5.	Lire la « data sheet » d'un AOP	68
7.	L'amplification de puissance	70
7.1.	Puissance, rendement.....	70
7.2.	Classes de fonctionnement.....	70
7.3.	La classe A avec une charge résistive.....	71
7.4.	La classe B	71
8.	Les composants optoélectroniques.....	73
8.1.	Diodes électroluminescentes	73
8.2.	Photorésistances	74
8.3.	Photodiode	74
8.4.	Phototransistor	75

8.5.	Photocoupleurs.....	75
8.6.	Capteurs optiques.....	76
9.	Fonctios logiques élémentaires	77
9.1.	Variables binaires	77
9.2.	Fonctions de base	77
9.3.	Circuits intégré – portes logiques	79
9.4.	Logique séquentielle	81
9.5.	Les portes logiques de la famille 4000	84
10.	Régulateurs de tension	89
10.1.	Utilité du régulateur de tension.....	89
10.2.	Les différents modèles de régulateurs.....	89
10.3.	Choisir un régulateur de tension	89
10.4.	Lire une fiche technique.....	90
10.5.	Les principaux modèles de régulateurs disponibles	90
10.6.	Mise en œuvre du LM 317T.....	92
10.7.	Concevoir une alimentation.....	92
11.	Les instruments nécessaires pour les travaux pratiques.....	95
11.1.	Multimètre.....	95
11.2.	La plaque d'essai.....	101
TP1.	Identification d'une diode.....	105
TP2.	Redressement et filtrage.....	106
TP3.	Utilisation des régulateurs monolithiques.....	109
TP4.	Amplificateur Opérationnel	111
TP5.	Transistors bipolaires NPN et PNP	114
TP6.	Thyristor – triac - diac.....	117
	Evaluation de fin de module.....	120

MODULE 16 : ANALYSE DE CIRCUITS A SEMI- CONDUCTEURS**Durée : 60 heures****Théorie : 55%****Travaux pratiques : 40%****Évaluation : 5****OBJECTIF OPÉRATIONNEL DE PREMIER NIVEAU
DE COMPORTEMENT**

COMPETENCE

Analyser des circuits à semi-conducteurs.

PRESENTATION

Ce module de compétence générale fait appel aux préalables suivants : module 5 « Analyse de circuits à c. c. » et module 8 « Analyse de circuits à c.a. ». une bonne connaissance des instruments de mesure et de la lecture de plans est hautement souhaitable avant d'entreprendre ce module.

DESCRIPTION

L'objectif de ce module est faire acquérir les connaissances de base du fonctionnement des circuits à diodes, à transistors et circuits intégrés linéaires. Ces connaissances sont appliquées à des circuits de base d'alimentation, d'amplification et d'oscillation. La prise de mesure de tension et de courant vise à rendre le stagiaire apte à analyser des circuits à semi-conducteurs.

COMPORTEMENT ATTENDU

Pour démontrer sa compétence, le stagiaire doit appliquer des notions d'électronique selon les conditions, les critères et les précisions qui suivent.

CONDITIONS D'EVALUATION

- À partir :
 - de directives;
 - du schéma d'un circuit.
- À l'aide :
 - de fiches techniques des composants;
 - d'instruments de mesure;
 - de l'équipement de protection individuelle.

CRITÈRES GÉNÉRAUX DE PERFORMANCE

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

**OBJECTIF OPÉRATIONNEL DE PREMIER NIVEAU
DE COMPORTEMENT (suite)**

PRÉCISIONS SUR LE COMPORTEMENT ATTENDU	CRITÈRES PARTICULIERS DE PERFORMANCE
A. Lire des schémas de circuits.	<ul style="list-style-type: none"> - Reconnaissance précise de la signification des symboles. - Localisation exacte :

- des points de branchements;
 - des sections des circuits.
- B. Expliquer la fonction des composants des circuits. - Exactitude des explications.
- C. Expliquer sommairement le fonctionnement des circuits. - Exactitude des explications.
- D. Mesurer les valeurs des circuits. - Précision des mesures.
- E. Comparer les valeurs mesurées aux données d'origine. - Justesse des résultats.
- F. Expliquer les écarts. - Justesse des explications.

OBJECTIFS OPÉRATIONNELS DE SECOND NIVEAU

LE STAGIAIRE DOIT MAÎTRISER LES SAVOIRS, SAVOIR-FAIRE, SAVOIR-PERCEVOIR OU SAVOIR-ÊTRE JUGÉS PRÉALABLES AUX APPRENTISSAGES DIRECTEMENT REQUIS POUR L'ATTEINTE DE L'OBJECTIF DE PREMIER NIVEAU, TELS QUE :

Avant d'apprendre à lire des schémas de circuits (A) :

1. Reconnaître les semi-conducteurs les plus couramment utilisés.
2. Distinguer les principaux types de thyristors et leurs symboles.

Avant d'apprendre à expliquer la fonction des composants des circuits (B) :

3. Reconnaître la structure des semi-conducteurs.
4. Reconnaître les principales caractéristiques des semi-conducteurs.

Avant d'apprendre à expliquer sommairement le fonctionnement des circuits (C) :

5. Décrire le fonctionnement de circuits redresseurs.
6. Expliquer le principe de fonctionnement d'un circuit régulateur simple.
7. Décrire sommairement les procédés d'amorçage et de blocage des thyristors.
8. Reconnaître les principaux circuits de contrôle utilisant des thyristors.

Avant d'apprendre à mesurer les valeurs des circuits (D) :

9. Reconnaître les mesures de sécurité relatives à l'utilisation des semi-conducteurs.
10. Établir un lien entre les symboles d'un schéma et les composants constituant un circuit.
11. Localiser les points de vérification d'un circuit.

Présentation du Module

Le module « Notions d'électronique » fait l'exploration des composants semi conducteurs les plus utilisés, les circuits électroniques basés sur des circuits intégrés (les amplificateurs opérationnels) et sur transistors bipolaires (à composants discrets), de même que la façon de les alimenter à partir du secteur.

Le cours aborde l'étude des composants par la diode et le transistor en insistant sur l'aspect non linéaire de leur comportement.

L'étude détaillée du fonctionnement par des méthodes graphique est suivie de l'analyse des schémas équivalents.

Le phénomène essentiel de la réaction est illustré par quelques exemples de montage à transistors et surtout par l'étude de l'amplificateur opérationnel qui permet également la présentation de nombreuses fonctions de base de l'électronique. L'étude du transistor en commutation permet de présenter les notions des bistables, de monostable et des multivibrateurs.

Les notions fondamentales concernant les transistors à effet de champ, les thyristors, les TRAIC-s et les composants optoélectroniques sont étudiés et une présentation succincte des circuits intégrés termine le résumé théorique de ce module.

*Module : ANALYSE DE CIRCUITS A SEMI
CONDUCTEURS*

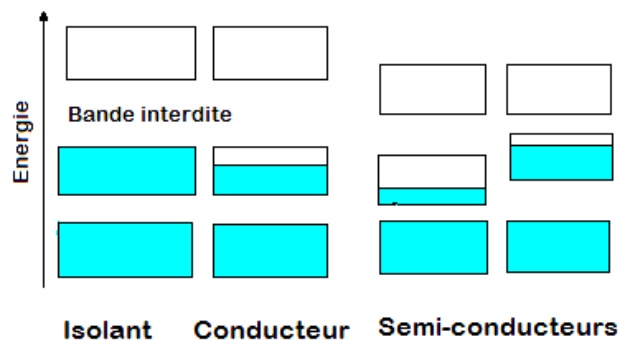
RESUME THEORIQUE

1. Les sémi-conducteurs

1.1 – Conduction électrique

Dans le modèle classique, un corps est **isolant** s'il ne contient pas d'électrons mobiles. Dans un **conducteur**, des électrons sont peu liés aux noyaux et peuvent se déplacer dans le réseau cristallin.

Le modèle classique a été remplacé par le modèle quantique des bandes d'énergie. Dans l'atome isolé les électrons occupent des niveaux d'énergie discrets. Dans un cristal, par suite des interactions entre les atomes, ces niveaux discrets s'élargissent et les électrons occupent des **bandes d'énergie permises** séparées par des **bandes d'énergie interdites**.



Dans les isolants, les bandes d'énergie les plus faibles sont entièrement pleines. La hauteur de la bande interdite est grande (≈ 5 eV). Il n'y a pas de niveaux d'énergie accessibles et pas de conduction. Par exemple, la résistivité du diamant est $\rho = 1 \cdot 10^{12} \Omega\text{m}$ et celle de mica varie entre $10^{10} \Omega\text{m}$ et $10^{15} \Omega\text{m}$.

Dans les conducteurs, la dernière bande occupée est partiellement remplie ; il existe beaucoup de niveaux disponibles et la conduction est grande. Pour des métaux bons conducteurs, on obtient :

$$\rho_{\text{Ag}} = 1,6 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} ; \rho_{\text{Cu}} = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} ; \rho_{\text{Al}} = 2,8 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m} ;$$

Pour les semi-conducteurs, le taux de remplissage de la dernière bande occupée est soit faible soit très important. La hauteur de la bande interdite est faible (≈ 1 eV). La conduction est faible et varie beaucoup avec la température.

Pour le silicium et le germanium, on mesure à 300°K : $\rho_{\text{Si}} = 2400 \Omega\text{m}$; $\rho_{\text{Ge}} = 0,5 \Omega\text{m}$;

1.2 – Semi-conducteurs

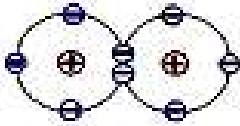
Les semi-conducteurs sont des corps dont la résistivité est intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants. Parmi les corps simples utilisés en électronique, le germanium et le silicium sont des semi-conducteurs (colonne IVb de la classification périodique des éléments de Mendeleïev). Leur résistivité est plusieurs centaines de milliers de fois plus grande que le cuivre. Le silicium est le corps le plus abondant dans la nature puisqu'il est à la base de la plupart des roches. Sa température de fusion est de l'ordre de 2000°C .

L'arséniure de gallium, alliage d'arsenic (5 électrons sur la couche externe) et de gallium (3 électrons), se comporte comme un corps qui aurait 4 électrons sur sa couche externe, comme le germanium ou le silicium. Il est principalement utilisé en très hautes fréquences.

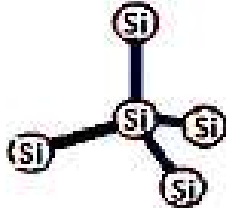
*Un atome de silicium possède 4 électrons de valence sur sa couche externe.



*Deux atomes voisins peuvent mettre en commun chacun un électron et deviennent liés par une liaison covalente.



Chaque atome peut se lier à 4 atomes voisins et former un tétraèdre.

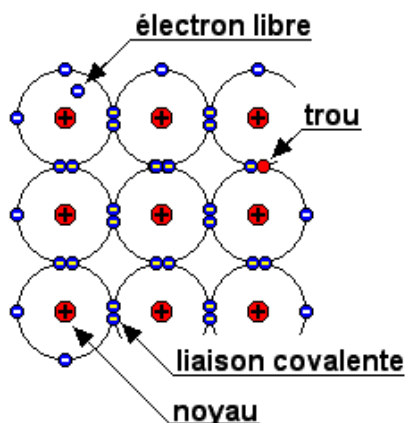


*Chaque atome de silicium peut être considéré comme au centre d'un tétraèdre, chacun des atomes auquel il est lié se trouvant sur un des quatre sommets du tétraèdre.

Les liaisons covalentes sont très solides et permettent la formation d'un cristal parfait. Tous les électrons étant utilisés dans les liaisons, aucun n'est disponible pour permettre le passage d'un courant électrique, du moins aux températures très basses ; le cristal présente une résistivité assez élevée.

La conduction dans les semi-conducteurs

Lorsque la température s'élève, sous l'effet de l'agitation thermique, des électrons réussissent à s'échapper et participent à la conduction. Ce sont les électrons situés sur la couche la plus éloignée du noyau qui s'impliquent dans les liaisons covalentes.

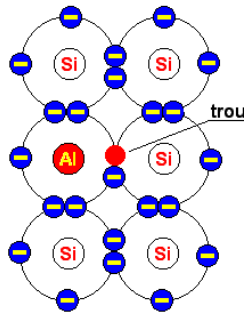


Dans le cristal, ces électrons se situent sur des niveaux d'énergie appelée *bande de valence*. Les électrons qui peuvent participer à la conduction possèdent des niveaux d'énergie appartenant à la *bande de conduction*. Entre la bande de valence et la bande de conduction peut se situer une *bande interdite*. Pour franchir cette bande interdite l'électron doit acquérir de l'énergie (thermique, photon...). Pour les isolants la bande interdite est quasi infranchissable, pour les conducteurs elle est inexistante. Les semi-conducteurs ont une bande interdite assez étroite.

L'atome qui a perdu un électron devient un ion positif et le *trou* ainsi formé peut participer à la formation d'un courant électrique en se déplaçant. Dans un cristal pur, à température ordinaire, les électrons libres sont malgré tout extrêmement rares - de l'ordre de 3 pour 10¹³ atomes (10 puissance 13). Si l'électron libre est capté par un atome, il y a *recombinaison*. Pour une température donnée ionisation et recombinaison s'équilibrent ; la résistivité diminue quand la température augmente.

Un semi-conducteur dont la conductivité ne doit rien à des impuretés est dit *intrinsèque*.

Semi-conducteur extrinsèque



Lors de la formation du cristal de silicium il suffit d'introduire une infime quantité d'impuretés sous la forme d'atomes d'aluminium (possédant seulement 3 électrons sur leur couche externe) pour que le nombre de *trous* dans le cristal augmente considérablement. Le cristal est dit *dopé* et comme les porteurs de charges majoritaires sont des trous, positifs, le cristal est dit **dopé P**. Les électrons libres qui correspondent à la conductivité intrinsèque sont appelés *porteurs minoritaires*.

Si un électron est arraché d'un atome voisin et vient combler le trou, tout se passe comme si c'était le trou qui s'était déplacé.

On peut également doper le cristal avec des impuretés **pentavalentes** (atomes possédant 5 électrons sur leur couche externe), comme l'arsenic ou l'antimoine. On se retrouve alors avec un électron supplémentaire, donc libre. Les porteurs de charges majoritaires sont alors de polarité négative, le cristal est dit **dopé N**. Les porteurs de charge minoritaires sont dans ce cas les trous (positifs) de la conductivité intrinsèque.

Un atome pentavalent comme l'arsenic possède 5 électrons sur sa couche externe. En tant qu'impureté dans un cristal de silicium (tétravalent) il fournit un électron au cristal. Il est dit atome **donneur**.

Si l'impureté est un atome trivalent (3 électrons sur sa couche externe, comme le bore ou l'indium) il est dit atome **accepteur** car il va capter un électron et générer un trou.

Les porteurs majoritaires sont beaucoup plus nombreux que les porteurs minoritaires (106 à 1012 fois plus nombreux).

1.2.1 Semi-conducteur du type N

Le semi-conducteur intrinsèque (pur) devient du **type N** lorsque des atomes qui possèdent une valence plus élevée (pentavalents tels que le phosphore P, l'arsenic As et l'antimoine Sb) y sont incorporés: **le semi-conducteur est « dopé » et la conductivité est extrinsèque.**

Chaque atome d'impureté amène un électron de valence supplémentaire. Cet électron est peu lié au noyau ($E \approx 0,01$ eV) et passe aisément dans la bande de conduction.

La conductivité de matériau (conductivité extrinsèque) devient à cause du taux de dopage, très supérieure à celle de matériau pur.

La conduction de **type N** (négative) est assurée par des électrons.

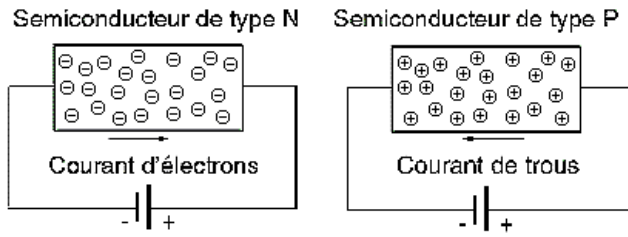
Les électrons sont les porteurs majoritaires.

1.2.2 Semi-conducteur du type P

On introduit dans le réseau une impureté trivalente : bore B, aluminium Al, gallium Ga, indium In. Il manque à l'impureté un électron de valence pour assurer les quatre liaisons avec les atomes de silicium voisins. Un faible apport d'énergie ($\approx 0,05$ eV) suffit pour qu'un électron de silicium voisin soit capté par l'impureté : il y a formation d'un **trou** peu lié et donc mobile. Les atomes trivalents (accepteurs) deviennent des ions négatifs par capture d'un électron. Compte tenu des taux de dopage, ces trous sont plus nombreux que les porteurs intrinsèques du cristal pur.

La conduction de **type P** (positive) est assurée par des trous.

Les trous sont les porteurs majoritaires.



Différence entre conduction intrinsèque et conduction par dopage (extrinsèque)

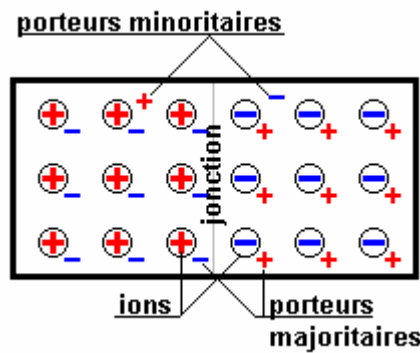
La **conduction intrinsèque** concerne la conductibilité du matériau semi-conducteur pur, qui dépend de la température, tandis que la **conduction par dopage (extrinsèque)** dépend de la « contamination » du réseau cristallin par l'injection d'atomes qui possèdent une valence différente.

1.3 – La jonction P – N

Le dopage des semi-conducteurs

Le fait d'introduire en très faible quantité des impuretés (opération appelée *dopage*) dans un cristal de semi-conducteur améliore fortement la conductivité du cristal. Si un cristal de germanium ou de silicium a reçu des impuretés pentavalentes (arsenic, phosphore, antimoine)

il devient un semi-conducteur à conductivité N (ex: silicium N). Un cristal de germanium dopé par des impuretés trivalentes (indium, gallium, bore) devient un semi-conducteur P.

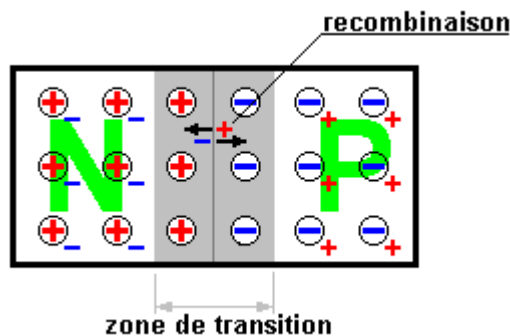


Formation d'une jonction PN

En juxtaposant une zone dopée **P** et une zone dopée **N** à l'intérieur d'un cristal de semi-conducteur, comme sur la figure ci-contre, on obtient une jonction **PN**.

Dans la pratique on peut par exemple partir d'une monocristal de silicium dopé P à la surface duquel est déposé une fine couche d'un corps pentavalent (phosphore ou arsenic). En chauffant le cristal à une température suffisante, comprise entre la température de fusion du corps déposé et celle du monocristal, des atomes du corps déposé pénètrent dans le cristal par *diffusion* et créent une zone N.

La zone de transition

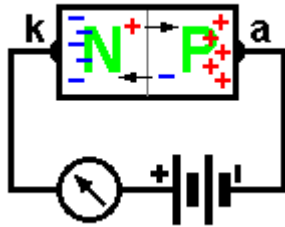


De part et d'autre de la jonction les porteurs majoritaires (électrons et trous) s'attirent et se recombinent ; leurs charges s'annulant il y a raréfaction des porteurs donc forte diminution de la conductibilité dans une zone (la zone de transition) de très faible épaisseur (de l'ordre du micron). Entre les deux zones habitées par des ions de polarités contraires s'établit une différence de potentiel.

La jonction PN s'apparente à un condensateur dont le diélectrique serait la zone de transition et les zones P et N les armatures.

Sur la figure ci-contre les porteurs minoritaires n'ont pas été représentés bien que leur rôle ne soit pas négligeable dans la zone de transition.

La jonction PN polarisée en sens inverse

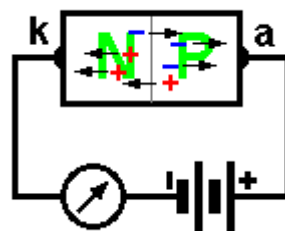


Le dipôle constitué par le cristal de semi-conducteur divisé par la jonction PN est une diode dont l'anode correspond à la zone P et la cathode à la zone N.

En reliant la zone P à la borne - d'une source de tension continue et la zone N à la borne +, les porteurs de charges s'éloignent de la jonction et la jonction devient quasiment isolante.

La diode est dite polarisée en sens inverse, le courant qui la parcourt est très faible, il est dû aux porteurs minoritaires.

La jonction PN polarisée en sens direct



En reliant l'anode de la diode (zone P) au + de la pile et la cathode (zone N) au - les porteurs de charge traversent la jonction et un courant élevé parcourt le circuit.

La différence de potentiel entre les zones P et N provoquée par la source de courant continu à la zone de transition doit être suffisamment élevée pour annuler la différence de potentiel (quelques dixièmes de volts) présente dans la jonction à l'état d'équilibre.

Principe

Une diode laisse passer le courant dans un sens et pas dans l'autre, donc il suffit de mesurer la résistance entre ses pattes dans un sens et dans l'autre. En outre cette méthode peut aider à retrouver le branchement d'une diode dont l'anneau ou le repère indiquant la cathode aurait disparu.

Avec un contrôleur à aiguille

On relie la cathode de la diode à la borne + (fil rouge) du contrôleur et l'autre patte de la diode au fil noir. La résistance lue ici est de 40 ohms (diode 1N4148) mais elle peut varier dans de grandes proportions d'un contrôleur à l'autre et d'une diode à l'autre.



Fil rouge coté bague et fil noir à l'autre passe: le courant passe



Le contrôleur est commuté en ohmmètre: ici on lit 40 ohms

Résultat de la mesure de quelques diodes :

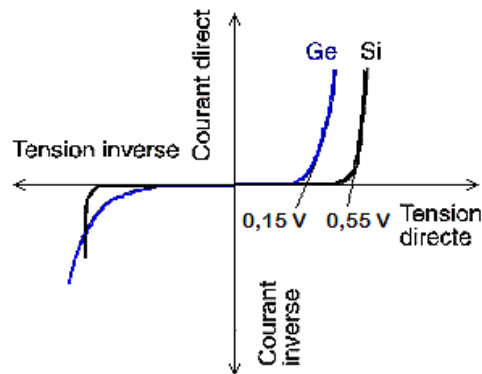
type de diode	R directe	R inverse
1N4148	40 ohms	infinie
BY191	25 ohms	infinie
BY253	30 ohms	infinie

Avec un contrôleur digital



Le commutateur du contrôleur à affichage digital doit être réglé sur le symbole de la diode. Cette fois le fil rouge doit être relié à l'anode de la diode pour vérifier le passage du courant dans le sens direct. Si la diode est bonne on lira une valeur de l'ordre de 600 ou 1000. En inversant les fils on effectue la vérification dans le sens inverse, la valeur lue doit être de 1, précisant que la diode n'est pas en court-circuit.

1.4 Caractéristiques courant-tension



Caractéristique directe

En dessous du seuil V_S le courant est très faible. Au-delà on montre que le courant direct est lié au courant de saturation par :

$$I_D = I_{Sat} \left(e^{\frac{eV}{kT}} - 1 \right)$$

Pour une diode au silicium, à 300 °C, I_{Sat} est de l'ordre de 10 nA.

Toujours à 300 °C, $\Psi = kT / e \approx 26$ mV.

Au-delà de la tension de seuil, on a : $I_D = I_{Sat} \exp(V / \Psi)$.

La résistance dynamique de la diode est alors donnée par : $r_{(\Omega)} = 26 / I_{(mA)}$

Caractéristique inverse

Si la température est faible, la caractéristique est pratiquement confondue avec l'axe $I=0$. Le courant inverse I_{Inv} étant un courant de minoritaires croît avec la température.

Au-delà d'une certaine valeur de V_{Inv} il y a claquage de la jonction par **effet d'avalanche**.

1.5 Claquage inverse Zener

Pour des diodes très fortement dopées et dont la zone de transition est très mince, le champ électrique peut provoquer la rupture directe de liaisons covalentes et le passage d'électrons de la bande de valence dans la bande de conduction. Le courant inverse croît alors brutalement.

L'effet est réversible et non destructif.

Les diodes Zener ont un dopage important et en agissant sur l'épaisseur de la zone de transition, on peut ajuster la valeur de la tension (dite tension de Zener) au-delà de laquelle se produit le claquage entre 3 V et 200 V.

1.6 Limites d'utilisation de la diode (jonction P-N)

La **puissance** dissipée dans une diode est égale au produit $I \cdot V_{AK}$. L'échauffement correspondant produit par l'effet Joule ne doit pas amener la température de la jonction au-dessus d'une valeur limite, fonction de la nature du matériau, afin que le courant inverse ne dépasse pas des valeurs inacceptables. Pour le silicium cette température est de l'ordre de 185 °C.

La **tension inverse** doit rester inférieure à la tension à la tension de claquage. Les diodes de redressement sont peu dopées pour avoir une bonne tenue en inverse.

Le **courant direct** maximum admissible est conditionné par la puissance maximum que peut dissiper la diode. Selon la surface de la jonction, le courant direct admissible peut varier entre quelques milliampères pour une diode de signal et quelques dizaines d'ampères pour une diode de puissance.

2. LA DIODE

2.1- LA DIODE

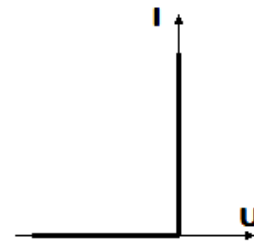
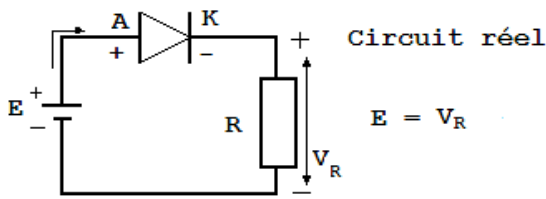
La diode c'est un dipôle électrique unidirectionnel dont les bornes sont l'anode (A) et le cathode (K).



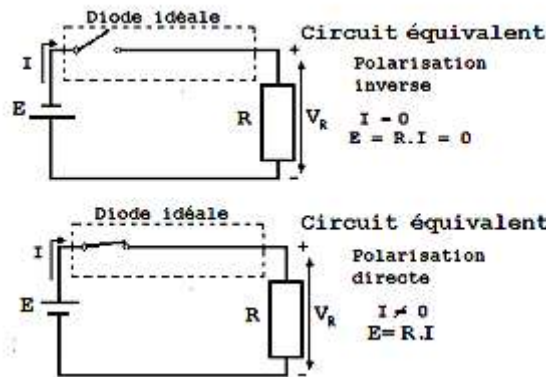
A: Anode
K: Cathode



2.1.1 Diode idéale



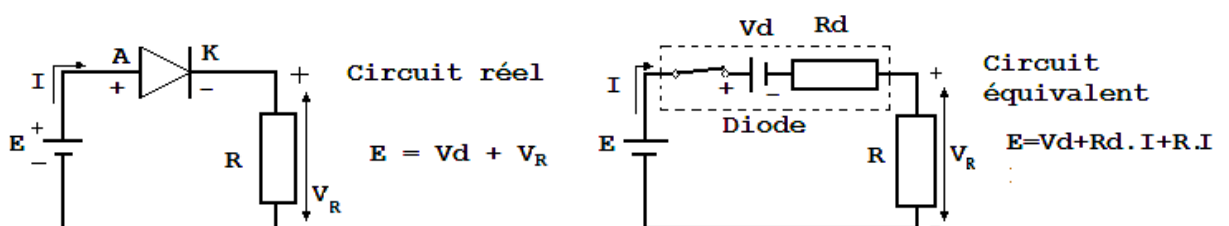
Caractéristique $I = f(U)$

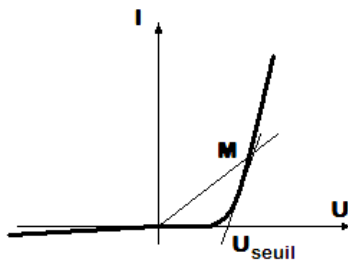


- En **polarisation directe** la résistance de la diode est nulle - **comportement d'un interrupteur fermé.**
- En **polarisation inverse**, la résistance interne de la diode est infinie - **comportement d'un interrupteur ouvert.**

- Une diode idéale ne dissipe aucune puissance.

2.1.2 Diode réelle

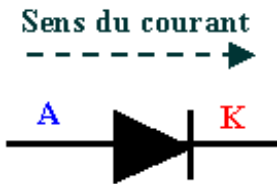




En polarisation directe si la tension U dépasse la valeur de seuil (U_{seuil}), la diode est conductrice.

- En chaque point M de la caractéristique on peut définir une résistance statique : $R_d = U / I$ et une résistance dynamique $r_D = dV / dI$
- Les valeurs typiques pour une diode au silicium en polarisation directe sont : $R_d = 30 \Omega$, $r_D = 2 \Omega$,

2.1.3 Particularité de la diode

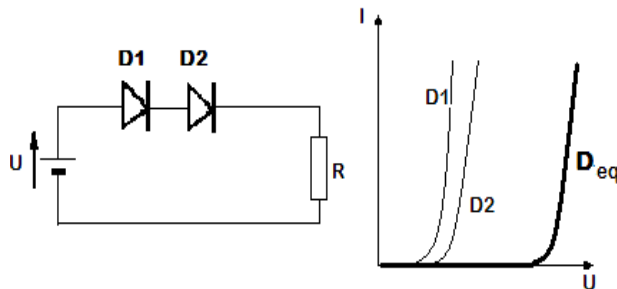


- Elle laisse passer le courant uniquement dans le sens anode-cathode :

• Une diode devient passante uniquement si le potentiel de l'anode est supérieur à celui de la cathode d'au moins sa tension de seuil V_F . $U_{AK} > V_F$.

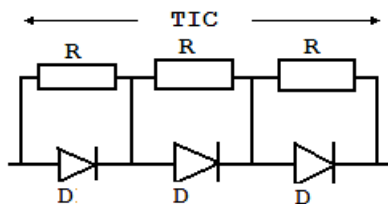
- La tension de seuil varie de **0,2 V. à 0,4 V** pour les diodes à **Germanium** et de **0,6 V à 0,8 V** pour les diodes à **Silicium**

2.1.4 Association de diodes :



a) En série : la caractéristique de la diode équivalente s'obtient graphiquement en considérant que la tension aux bornes de l'ensemble est la somme des tensions aux bornes des diodes concernées.

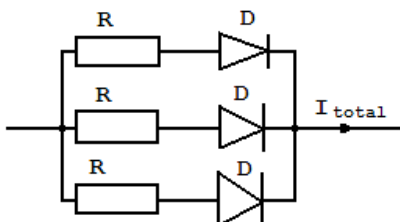
Utilisation : quand une tension inverse maximale (TIC) appliquée à une diode est supérieure à ce qu'elle peut normalement supporter ;



Les résistances peuvent avoir des valeurs de 5 kΩ à 50 kΩ

$TIC_{totale} = (TIC \text{ d'une diode}) \times (\text{nombre de diodes})$

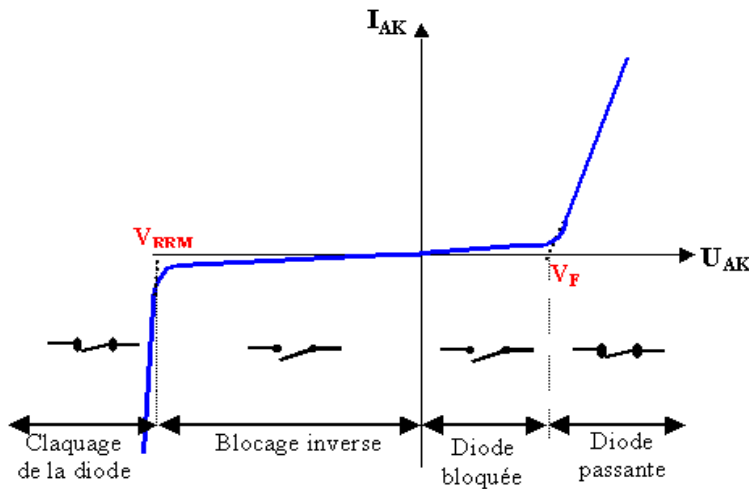
b) En parallèle : on peut utiliser une construction analogue en considérant cette fois qu'il y a additivité des courants dans les diodes concernées.



Les résistances doivent être faibles et identiques ;
 $I_{Total} = (I \text{ par diode}) \times (\text{nombre de diodes})$

Utilisation : quand le courant consommé par la charge est supérieur à celui que peut supporter une diode, normalement

2.1.5 Caractéristique d'une diode



$$0 < U_{AK} < V_F$$

La tension aux bornes de la diode n'est pas suffisante pour rendre la diode passante

$$U_{AK} > V_F$$

La diode devient passante étant donnée que V_d devient supérieure à la tension de seuil V_F

$$V_{RRM} < U_{AK} < 0$$

La diode est bloquée car le potentiel cathode est supérieur à celui de l'anode V_d négatif

$$U_{AK} < V_{RRM}$$

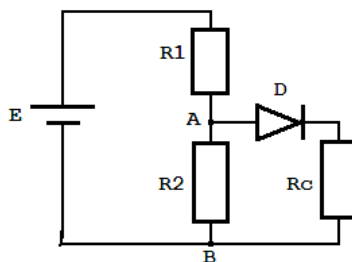
Claquage de la diode

2.1.6 Choix d'une diode

Le choix d'une diode est principalement fonction :

- du courant moyen qui traverse la diode (I_o ou I_F)
- de la tension inverse que devra supporter la diode à l'état bloqué (V_{RRM})
- du courant de point répétitif (I_{FRM})

Exercices résolu :



1.

a) Calculer le courant débité par le générateur si :

$E = 12 \text{ V}$, $R_1 = 6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ et pour la diode : $U_{\text{seuil}} = 0,7 \text{ V}$, $R_d = 30 \Omega$

b) Déterminer V_{AB} si la diode du circuit est en court-circuit ;

c) Quelle est la valeur de V_{AB} si la diode est coupée ?

Solution :

a) On remplace le circuit entre A et B par son équivalent Thévenin : $E_T = E \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 4 \text{ V}$ et $R_T = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 2 \text{ k}\Omega$

Donc le courant est : $I = (E_T - E_{\text{seuil}}) / (R_T + R_d + R_C) = 1,08 \text{ mA}$.

b) Si la diode est en court-circuit, le circuit est équivalent au générateur E_T en série avec $(R_T + R_C)$, donc $V_{AB} = R_C \cdot E_T / (R_T + R_C) = 1,33 \text{ V}$

c) Si la diode est ouverte, le circuit est équivalent au générateur E en série avec $(R_1 + R_2)$ donc : $V_{AB} = U_{R_2} = E \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 4 \text{ V}$

2.

La diode 1N462 possède les caractéristiques suivantes :

- courant direct moyen (I_F) de 5 mA ;
- tension inverse de crête répétitive (V_{RRM}) de 70 V ;
- chute de tension directe (V_F) de 1 V

Calculer la puissance maximale pouvant être dissipée.

Solution:

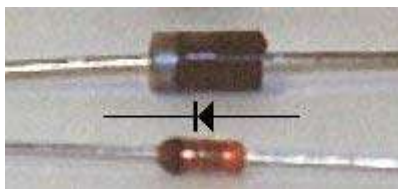
$$P_{\text{max}} = I_F \times V_F$$

$$P_{\text{max}} = 5 \cdot 10^{-3} \times 1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 5 \text{ mW}$$

2.1.7 Types de diodes

- Diode de redressement : On la rencontre partout mais principalement dans les alimentations secteurs. Le semi-conducteur le plus utilisé est le silicium
- Diode PIN : diode de commutation rapide utilisée dans les circuits atténuateurs pour les signaux HF.
- Diode de commutation, dans les circuits logiques.
- Diode Zener ou avalanche : références de tension dans les alimentations stabilisées, protection des surtensions...
- Diode à effet tunnel : pour la commutation rapide, comme élément actif dans les oscillateurs.
- Diodes varicap, à capacité variable, elles sont utilisées comme condensateur variable dans les circuits oscillants.
- Diode Gunn : utilisée comme élément actif en hyperfréquence (oscillateur...)
- Diode Schottky : seuil de tension directe très bas facilitant la détection des signaux HF faibles et hyperfréquences. Redressement de puissance

2.2 –Diode de redressement



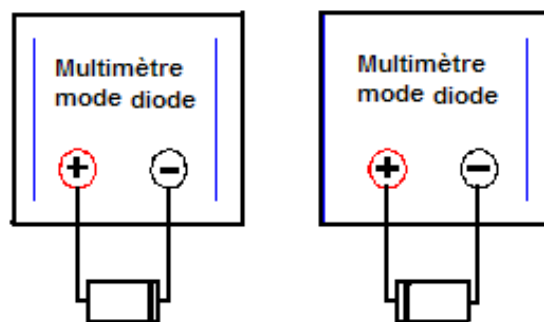
Diode de redressement en haut et diode « petits signaux » en bas.

La diode désignée pour le **redressement** d'une tension alternative, ou pour servir de **protection** vis-à-vis d'une éventuelle tension inverse (fonction anti-retour) est une

jonction PN réalisée pour fonctionner en basse fréquence.

2.2.1 Vérification d'une diode à l'aide du multimètre

Sur le multimètre que vous utilisez, vous remarquerez le symbole de la diode. On place le sélecteur de fonction à cette position et on mesure la conduction de la diode en direct et en inverse. On obtient respectivement :



Mesure: 0,57 à 0,78 V Mesure : Infini ou OverLoad

Nota : Les valeurs en direct sont variables selon le type de diode (redressement, logique ou Zener).

Un anneau noir est marqué sur les diodes pour repérer la cathode et, assez souvent, les **références sont directement écrites** sur les diodes

Par exemple, s'il y a 1N4148 c'est une diode de signal, c'est à dire qu'elle sert à transmettre des informations, elle est relativement rapide, mais elle ne supporte pas trop de courant (200 mA , 75V max). On trouve aussi la diode 1N914 sur d'anciens schémas . S'il y a 1N4004 c'est une diode de redressement (1 A, 400V).



Diode de redressement - 1 A – série 1N4000

Type	V_{RRM} [V]	I_F [A]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]
1N4001	50	1	10	50
1N4002	100	1	10	50
1N4003	200	1	10	50
1N4004	400	1	10	50
1N4005	600	1	10	50
1N4006	800	1	10	50
1N4007	1000	1	10	50

V_{RRM} – **tension inverse de crête répétitive** que peut supportée la diode à l'état bloqué sans limitation de durée ;

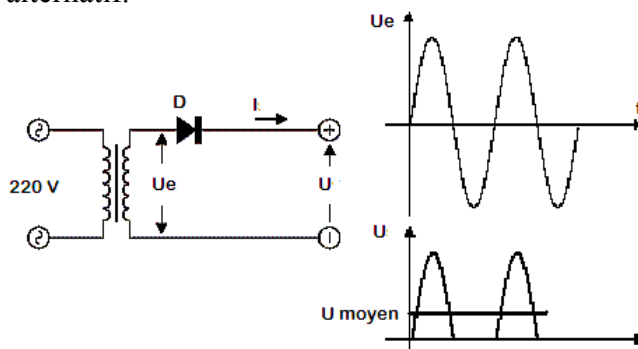
I_F – **courant direct moyen** qui peut traversée la diode en permanence sans limitation de durée ;

I_{FRM} - **courant direct maximal répétitif** pouvant traversée la diode en fonctionnement normal ;

I_{FSM} - **courant direct accidentel (de surcharge) non répétitif** qui est un courant accidentel de très courte durée, admissible pendant un cycle seulement

2.2.2 Redresseur monophasé mono-alternance (simple onde ou simple alternance)

La diode présente une résistance pratiquement infinie lorsqu'elle est polarisée en inverse donc elle peut être utilisée pour obtenir un courant unidirectionnel à partir d'un courant alternatif.



Dans le circuit à côté, la diode est passante quand le potentiel de son anode est supérieur de 0,6 V (U_{seuil} de la diode) à celui de sa cathode. Si on néglige les effets dus à la tension de seuil, la charge sera traversée par du courant uniquement pendant les alternances positives.

$$U_{moyen} = U_e / \pi = 0,318 U_e = \sqrt{2} U_{e\text{ eff}} / \pi;$$

Tension inverse de crête : $TIC = U_e = \sqrt{2} U_{e\text{ eff}}$

Fréquence de l'ondulation : f d'ondulation = f de la source d'alimentation ;

Rendement : η [%] = $\frac{P_{cc\text{ dans la charge}}}{P_{ca\text{ fournie au circuit}}} \times 100$

$P_{cc} = U_{moy} I_{moy} = 0,318 U_e \cdot (0,318 U_e / R_L)$; ou R_L est la résistance de charge

$P_{cc} = (0,101 U_e^2 / R_L)$ W

$P_{ca} = U_{eff} I_{eff} = (0,5 U_{max}) \cdot \frac{0,5 \times U_{max}}{R_L} = (0,5 U_e)^2 / R_L = 0,25 U_e^2 / R_L$

La tension efficace d'une onde sinusoïdale est la tension qui correspond à un courant continu constant pour produire, dans la même résistance et pendant le même temps, la même énergie calorifique qu'un courant alternatif.

La valeur efficace de la tension de sortie d'un redresseur simple alternance pour obtenir un transfert de puissance identique correspond à : $U_{\text{eff}} = 0,5 U_{\text{max}}$

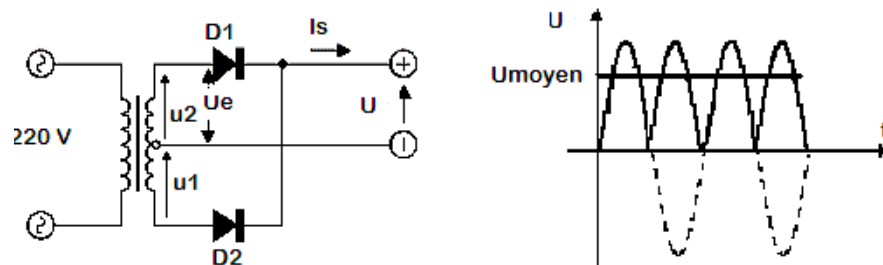
$$\eta [\%] = \frac{0,101 \times U_e^2 / R_L}{0,25 U_e^2 / R_L} \cdot 100 \quad \eta [\%] \approx 40 \%$$

2.2.3 Redresseur monophasé bi-alternances (plein onde ou double alternance)

- Avec 2 diodes

Pour procéder au redressement des deux alternances, il faut utiliser un transformateur ayant deux enroulements secondaires identique reliés en série et qui délivre deux tensions opposées : $u_1 = U_e \sin \omega t$ et $u_2 = -u_1$

Le point commun des deux enroulements sert de référence de potentiel.



$$U_{\text{cc}} = U_{\text{moyen}} = 2 U_e / \pi = 0,636 U_e$$

Si $u_1 > 0$ alors $u_2 < 0$: la diode D_1 conduit et la diode D_2 est bloquée. Pendant la demi-alternance suivante, la situation est inversée. Pour ce type de montage, la tension inverse maximum supportée par chaque diode est $2U_e$ parce que la tension inverse, maximale supportée par la diode bloquée est $TIC = U_1 + U_2$.

La tension efficace de la sortie d'un redresseur double alternance est :

$$U_{\text{e eff}} = U_e / \sqrt{2} = 0,707 U_e$$

Fréquence d'ondulation : f d'ondulation = $2.f$ de la source d'alimentation

Rendement :

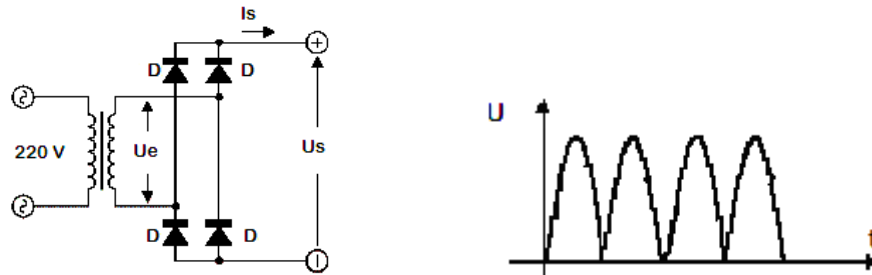
$$P_{\text{cc}} = U_{\text{moy}} \cdot I_{\text{moy}} = 0,636 U_e (0,636 U_e / R_L) = (0,636 U_e)^2 / R_L \text{ ou } R_L \text{ est la résistance de charge}$$

$$P_{\text{ca}} = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} = 0,707 U_e (0,707 U_e / R_L) = (0,707 U_e)^2 / R_L$$

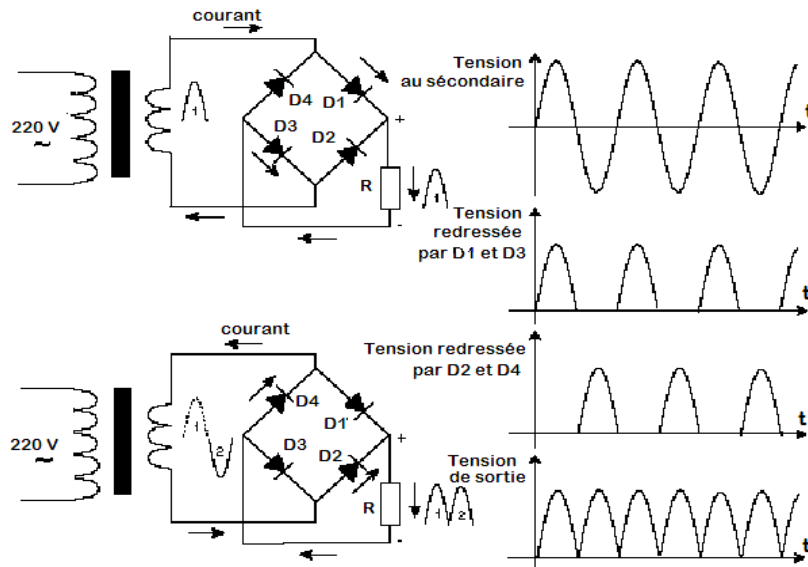
$$\eta [\%] = \frac{((0,636 U_e)^2 / R_L)}{((0,707 U_e)^2 / R_L)} \times 100 \approx 81\%$$

- Avec 4 diodes

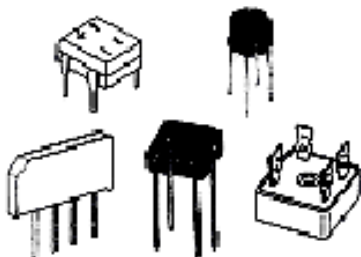
Ce montage nommé le pont de Graëtz peut être commercialisé sous la forme d'un dispositif compact muni de quatre bornes.



Pendant chaque alternance 2 diodes sont conductrices donc la chute de tension dans le pont vaut 2 fois la tension de seuil. Chaque diode sera soumise en inverse à la tension $TIC = U_e$.



Pour simplifier la réalisation pratique d'un montage redresseur en pont, il existe sur le marché des **ponts des diodes dans un seul boîtier** les quatre diodes.



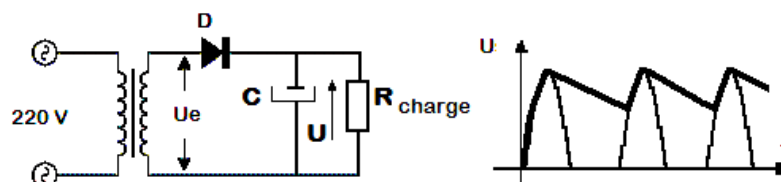
Un **pont de diodes** possède quatre bornes identifiées par les symboles :

- ~ qui désigne les deux bornes de l'entrée **alternative** ;
- + qui désigne la **borne positive** de la sortie ;
- qui désigne la **borne négative** de la sortie.

2.2.4 Filtrage

La tension obtenue après redressement est unipolaire, périodique, mais pas continue. Cette tension contient une composante continue (la valeur moyenne de la tension) et les harmoniques qui doivent être annulé. Pour ça, après le redressement on ajoute un filtre qui supprime les hautes fréquences.

Le plus simple filtre peut être réalisé avec un seul condensateur électrolytique, placé en parallèle sur la charge.

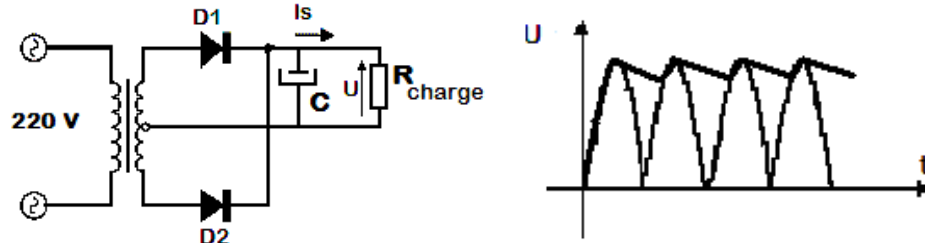


Dès que la diode est passante, $U_A > U_K$:

- Le condensateur se charge rapidement parce que $R_{diode} \ll R_{charge}$. La constante de temps de charge est $\tau_c = C \cdot R_{diode}$
- La tension crête aux bornes de condensateur est égale à $U - U_{AK}$.

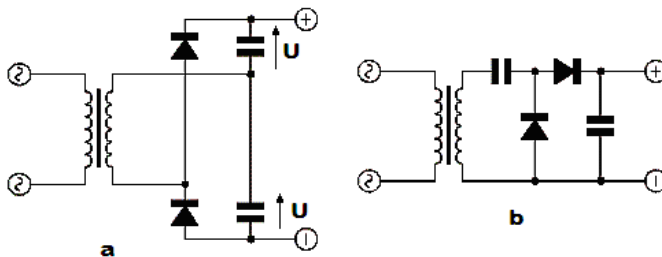
Dès qua la diode se bloque, $U_A < U_K$:

- Le générateur est isolé de la charge par la diode qui est bloquée
- Le condensateur se décharge dans R_{charge} avec une constante de temps : $\tau_d = C \cdot R_{charge}$



La qualité du filtrage est meilleure si le courant de décharge est faible : **il faut utiliser des condensateurs de grande capacité pour obtenir une constante de décharge aussi élevée que possible.**

2.2.5 Doubleurs de tension



Il existe des circuits utilisant des diodes et qui permettent d'obtenir une tension redressée d'amplitude supérieure (deux fois plus grande sur les figures à gauche) à la valeur maximum de la tension alternative

d'alimentation.

Sur les figures **a** et **b** sont représentés deux doubleurs de tension.

Le condensateur supérieur se charge pendant les alternances positives et le condensateur inférieur pendant les alternances négatives. En sortie la tension est de deux fois plus grande que la tension d'alimentation.

Pour le circuit **a** si on prend comme potentiel de référence le point commun entre les deux condensateurs on peut avoir une alimentation symétrique $\pm U$.

2.3 – Diodes spéciales

A côté du principe redresseur des propriétés secondaires sont mises à profit pour donner lieu à d'autres types de diodes.

2.3.1 Diode Zener : Contrôle de l'avalanche en inverse

Principe

Les diodes Zener sont des diodes au silicium généralement utilisées pour la régulation de tension, la suppression des pointes de tension. Dans le sens direct, elles fonctionnent exactement comme des diodes au silicium de redressement, avec un seuil de tension proche de 0,6 à 0,8 volts.

Dans le sens inverse, le courant est très faible tant que la tension reste inférieure à la tension de claquage, à partir de laquelle la conduction inverse augmente fortement

Les diodes Zener sont utilisées en polarisation inverse dans la zone de claquage.

Le claquage inverse est provoqué par deux phénomènes distincts :

- effet Zener pour $U_z < 6$ volts (coefficient de température négatif)
- effet d'avalanche pour $U_z > 7$ volts (coefficient de température positif)

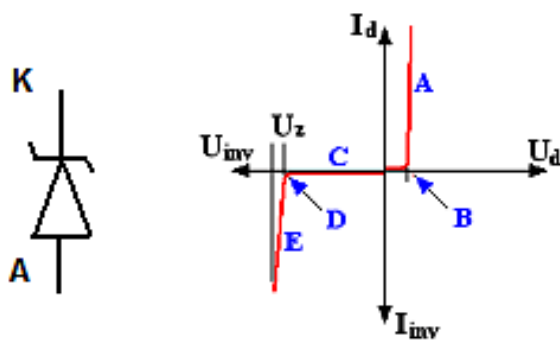
La photo ci-contre montre quelques diodes Zener de puissance allant de quelques centaines de milliwatts à quelques watts.

Les propriétés d'une diode Zener sont par ordre d'importance décroissante pour son choix :

- tension de zener U_z
- puissance maximum dissipée
- forme du boîtier - couramment SOT23, SOT223, SOD106A, SOD57, DO35, DO41
- coefficient de température de la tension de régulation. Pour U_z proche de 6 à 7 volts le coefficient de température est quasiment nul.

Sur les boîtiers cylindriques la cathode **k** est repérée par un anneau ou par un rétrécissement du boîtier.

Symboles et caractéristique

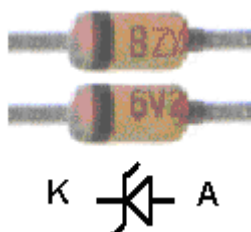


La figure ci-contre montre la variation du courant inverse et du courant direct en fonction de la tension aux bornes de la diode Zener. Chaque lettre représente une région particulière de la courbe :

- A : courant dans le sens direct, il est limité par la puissance dissipée. La tension U_d est un peu supérieure à 0,6 volt et varie peu.
- B : seuil de tension directe, environ 0,6 volt. Entre 0 et 0,6 V le courant direct est très faible
- C : courant inverse très faible.
- D : début du claquage inverse
- E : domaine d'utilisation de la diode en régulatrice de tension. La tension inverse varie très peu lorsque le courant varie beaucoup. L'intensité du courant inverse est limitée par puissance dissipée par la diode. La résistance de Zener est le rapport dU/dI (variation de U_{inv} en fonction de la variation du courant I_{inv}) dans la région de claquage E.

Le courant sera limité par le reste du circuit et ne doit pas dépasser la valeur maximale supportable par la diode, au risque de détruire celle-ci. La puissance des diodes Zeners commence à 0,4 Watts et l'on en trouve de 5 W.

Exemple :



La diode BZX 85C 6V2 est une diode Zener au silicium de la série X85 (1,3 W) avec une tolérance C (5 %) et avec une tension Zener de 6,2 Volt

Pour les puissances cela dépend de la série X55 pour 0,4 W, X84 pour 1W, X85 pour 1,3 W par exemple.



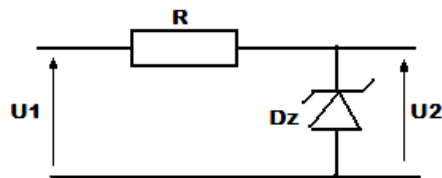
Utilisation des diodes Zener : stabilisation de tension, (la tension inverse de la diode varie peu lorsque le courant inverse qui la traverse évolue notablement).

Paramètres d'utilisation :

- tension Zener pour un courant donné; (de 3.3 V à 75 V)
- tolérance à une tension Zener donnée (5 %, 10 % sont les plus courantes).

Puissance maximale supportable (power handling capability) (1/4, 1/2, 1, 5 W)

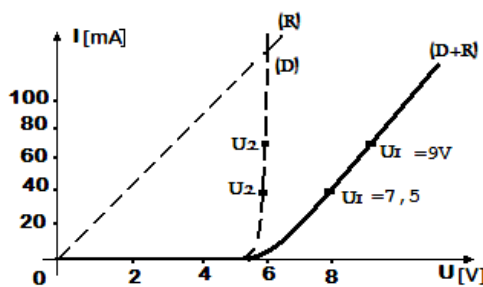
Exercice résolu :



La diode est de type ZX 5V6 et $R = 50 \Omega$. On applique à l'ensemble une tension U_1 qui polarise la diode en inverse, U_2 est la tension mesurée aux bornes de la diode.

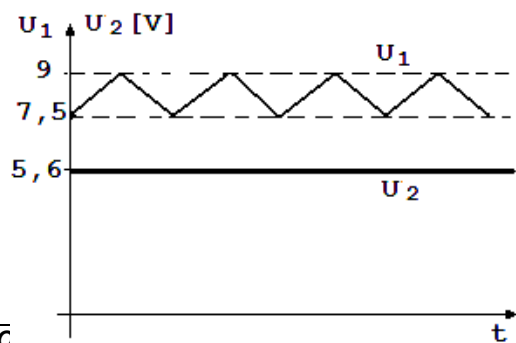
- Représenter graphiquement les caractéristiques des deux éléments, puis la caractéristique de l'ensemble, pour $0 < U_1 < 10 \text{ V}$.
- La tension U_1 triangulaire entre les valeurs 7,5 V et 9 V. Que peut-t-on dire sur la tension U_2 ?
- La tension U_1 est une tension redressée d'amplitude 8 V. Comment se présente la tension U_2 ?

Solution :

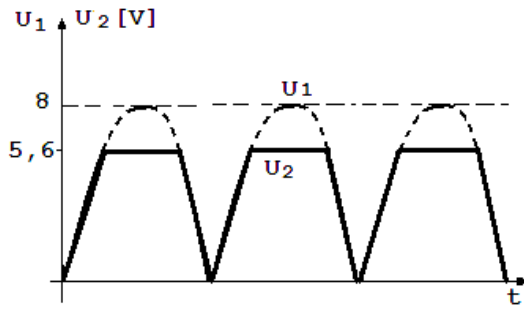


a) La caractéristique de la résistance est rectiligne, elle passe par l'origine et par le point : $I = 0,1 \text{ A}$ et $U = R \cdot I = 50 \times 0,1 = 5 \text{ V}$.

La caractéristique de la diode Zener polarisée en inverse on la dessine en inversant les signes de I et de U . La caractéristique de l'ensemble (résistance + diode) s'obtient en remarquant que la même intensité traverse les deux éléments, mais que les tensions s'ajoutent ; on en déduit le tracé point par point.



b) Le graphique montre que pour $U_1 = 7,5 \text{ V}$ et $U_1 = 9 \text{ V}$ on a toujours $U_2 = U_Z = 5,6 \text{ V}$. Ce résultat reste vrai pour toutes les valeurs de U_1 comprises entre 7,5 V et 9 V. Par suite, le montage transforme la tension ondulante U_1 en une tension continue de 5,6 V ; la tension est stabilisée, ou régulée.

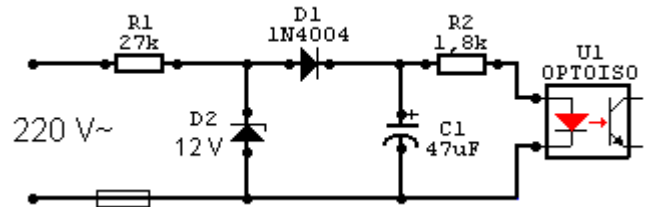


c) En première approximation on peut négliger l'arrondi des courbes, au voisinage de la tension Zener. On distingue 2 cas :

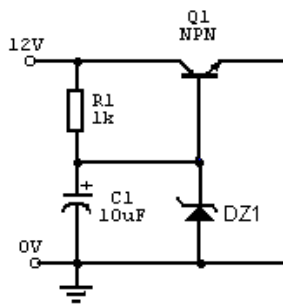
- pour $U_1 \geq 5,6 \text{ V}$, on a $U_2 = 5,6 \text{ V}$
- pour $U_1 < 5,6 \text{ V}$, on a $U_2 = U_1$ (il n'y a donc pas de chute de tension aux bornes de la résistance).

Exemples des circuits à diode Zener

Dans ce montage on retrouve une diode Zener qui impose une tension de 12V et une diode 1N4004 pour redresser la tension.



Voici un ancien montage pour créer une alimentation stabilisée.



2.3.2. Diode Schottky : Création d'une jonction rapide

Plutôt que de réaliser la jonction avec des semi-conducteurs de types différents, on substitue une couche métallique au semi-conducteur P ou N. La caractéristique de la diode obtenue est similaire à celle d'une diode de redressement, mais avec une tension directe plus faible (diminution de la tension de seuil, 0,3 V).



L'avantage essentiel : **La diode est plus rapide.**

Ces diodes s'emploient dans les redresseurs rapides, petits signaux et dans les composants logiques rapides.

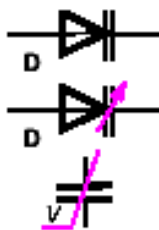
2.2.3 Diode varicap : Contrôle de la capacité inverse

Quand la jonction de la diode est polarisée en inverse, la barrière de potentiel est renforcée. La zone de charge d'espace apparaît comme un isolant entre les deux parties semi-conductrices : La jonction se comporte comme **un condensateur dont la capacité est fonction de la tension inverse.**

L'expression qui évalue la capacité de transition C_T de la jonction en fonction de

la tension V_{inv} est donnée par une loi de type :

$$C_T = C_0 + C_1 / (1 + 2 V_{inv})^{1/2}$$



Ce type de diode est employé en haute fréquence dans les circuits oscillants accordés pour régler la fréquence de résonance du circuit, en agissant sur la tension de commande de la diode.

3. Le transistor bipolaire

Transistor, (mot anglais, de » *transfer resistor* », résistance de transfert) est un **dispositif à semi-conducteur, qui peut amplifier des courants électriques**, engendrer des oscillations électriques et assumer les fonctions de modulation, de détection et de commutateur.

Inventé en 1948 par les Américains J. Bardeen, W. Brattain et W. Shockley, le transistor (mot anglais, de » *transfer resistor* », résistance de transfert) est un composant à semi-conducteur qui remplit deux fonctions vitales en électronique: celles d'**amplificateur** (c'est un générateur de fort courant en sortie commandé par un faible courant en entrée) et de **commutateur** (à la manière d'un interrupteur marche/arrêt). Le terme '**bipolaire**' explique que dans ce type de transistor on fait appel à la fois à des porteurs de charge négatifs (électrons) et positifs (trous) pour assurer son fonctionnement. Certains transistors sont spécialisés dans l'une ou l'autre de ces fonctions, d'autres sont aptes à les remplir toutes deux (désignés "*general purpose*" en anglais).

3.1. Structure

Le transistor bipolaire (ainsi nommé pour le différencier du transistor à effet de champ) est formé de deux **jonctions PN** en série, tête-bêche, comme sur la figure ci dessous. L'ordre peut être PNP (en haut) ou NPN (en bas). Les deux jonctions sont réalisées sur un même monocristal intégré dans un boîtier muni de 3 connexions reliées à chacune des 3 zones P, N et P ou N, P et P.

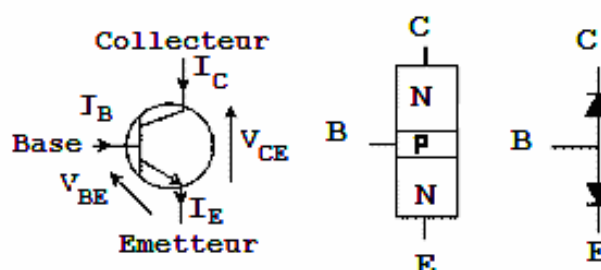
Les 3 connexions sont appelées :

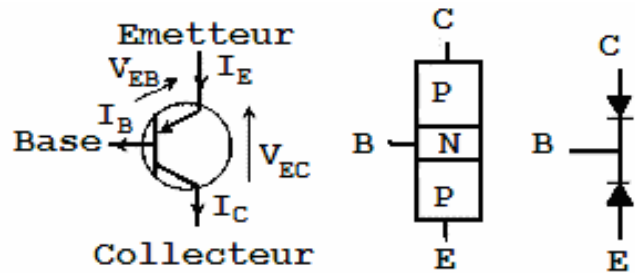
- E : émetteur
- B : Base
- C : collecteur

La comparaison avec les deux diodes représentées à côté de chacun des deux dessins s'arrête là car un point très important n'est pas mis en évidence sur les dessins : la distance entre les deux jonctions, autrement dit l'épaisseur de la zone dopée correspondant à la base, est extrêmement mince : quelques microns (millièmes de mm).

Le monocristal est dans la grande majorité des cas du silicium et la plupart des transistors sont des NPN.

La différence entre émetteur et collecteur est due au dopage plus élevé pour la zone correspondant à l'émetteur.

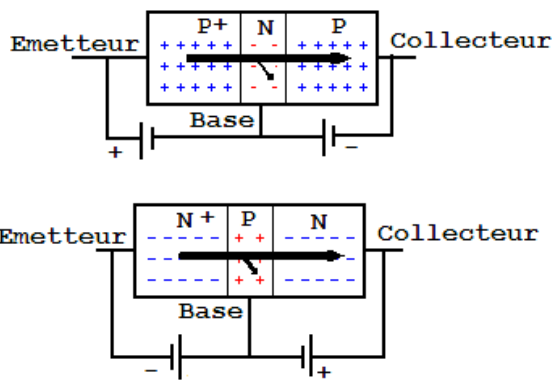




Le sens de la flèche permet de différencier le symbole d'un transistor NPN de celui d'un transistor PNP.

La flèche indique toujours l'émetteur dans le symbole d'un transistor.

3.2. Principe de fonctionnement



Pour faire fonctionner un transistor il faut le polariser, c'est à dire qu'on lui applique des tensions sur ces broches E, B, C.

Dans un transistor, les porteurs de charges en circulation dans les trois zone constituent les courants de transistor : I_E = courant d'émetteur, I_B = courant de base, I_C = courant de collecteur.

La direction des courants électriques dans un transistor suit toujours la direction de la flèche indiquée à la borne de l'émetteur.

Donc sous l'influence du champ électrique extérieur, les porteurs de charge du transistor bipolaire (TB), quittent l'émetteur et se séparent dans la région de base. Plus de 95% des porteurs se dirigent vers le collecteur tandis que moins de 5% se dirigent normalement vers la base. On peut écrire donc : $I_E = I_B + I_C$ (1)

En pratique le courant de base est considéré comme négligeable (environ 5% du courant d'émetteur) d'où la relation : $I_E \approx I_C$

3.2.1 Effet transistor et gain en courant

La base, est une zone très étroite, faiblement dopé et les électrons (transistor NPN) qui arrivent de l'émetteur vont certes se combiner avec les "trous" (peu nombreux) de la base, mais ils seront en majorité fortement attirés vers la zone du collecteur par le champ électrique créé par la polarisation inverse de la jonction B-C. À côté de courant de majoritaires existe un courant beaucoup plus faible de minoritaires « I_{CBO} » qui est fonctionne de la température. Il en résulte, sous l'effet d'avalanche, un important courant de collecteur, I_C . C'est ce qu'on appelle l'effet transistor.

3.2.2 Relations fondamentales

On peut écrire donc : $I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$ (2) ou $\alpha = 0,8 \text{ à } 0,99$ et I_{CBO} , courant résiduel de collecteur, résulte d'un courant de minoritaire qui se recombinaut au niveau de la base et du courant inverse de la jonction C-B. Il varie fortement avec la température : pour le silicium il double tous les 10° . Mais comme il vaut seulement quelques nanoampères à la température ambiante ces transistors sont utilisables jusqu'à environ 200° .

Donc on peut obtenir une relation plus simple: $I_C \approx \alpha I_E$

En tenant compte des relations (1) et (2) on peut déduire : $I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO}$ (3)

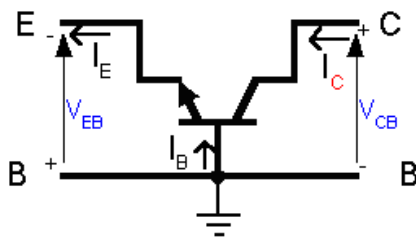
On pose : $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ et on considère I_{CBO} négligeable. Donc le courant de collecteur I_C est proportionnel au courant de base I_B , le facteur β (béta) étant le **gain en courant de transistor**. Cette relation est fondamentale:

$$I_C = \beta I_B \quad (4)$$

Pour donner un ordre de grandeur, le gain en courant peut varier de 20 à 500, suivant le type des transistors et les conditions de fabrication. Le gain des transistors de puissance est faible.

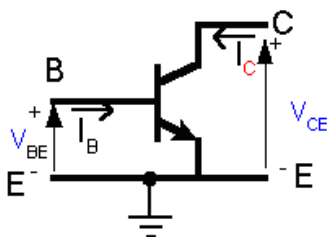
3.3. Les montages

a) **Montage Base Commune (BC)** : La base est commune entre l'entrée et la sortie du montage.



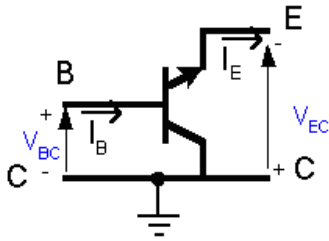
montage BC - utilisé en haute fréquence

b) **Montage émetteur commun (EC)** : L'émetteur est commun entre l'entrée et la sortie du montage.



montage EC – utilisé en amplification est le plus commun

c) **Montage collecteur commun (CC)** : Le collecteur est commun entre l'entrée et la sortie du montage.



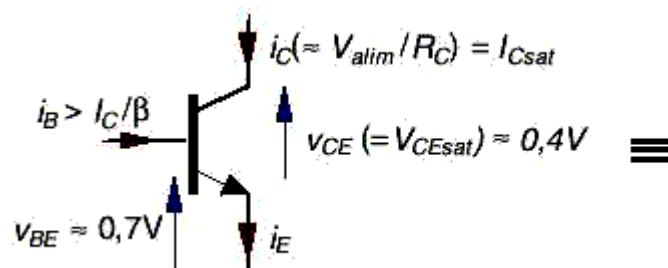
montage CC – utilisé en adaptation d'impédance

3.4. Modes de Fonctionnements d'un transistor

- Le transistor est en **fonctionnement normal direct (fonctionnement linéaire)** lorsque la jonction de commande BE est en polarisation directe et que la jonction BC est en polarisation inverse.
- Le transistor est **saturé (fonctionnement non linéaire)** lorsque ses deux jonctions sont en polarisation directe.
- Le transistor est **bloqué** lorsque ses deux jonctions sont en polarisation inverse
- Le transistor est en **fonctionnement normal inverse** lorsque la jonction de commande BE est en polarisation inverse et que la jonction BC est en polarisation directe.

3.4.1 Zone de fonctionnement linéaire : Le courant I_C est proportionnel au courant I_B . On exprime ceci à l'aide de la relation suivante : $I_C = \beta \cdot I_B$ où β est appelé gain en courant du transistor. On trouve la valeur de β dans les documentations constructeur (quelques fois, sous le nom H_{fe} ou h_{21}). La tension V_{CE} est différente de 0V. Elle a une valeur comprise entre 0V et la tension d'alimentation du montage. La jonction base-émetteur est passante (ou conduit), ainsi $V_{BE} = 0,7V$. Nous obtenons bien dans ce cas une amplification en courant. Le transistor est dit « passant »

3.4.2 Zone de saturation du transistor : Le transistor est comparable à un interrupteur fermé.



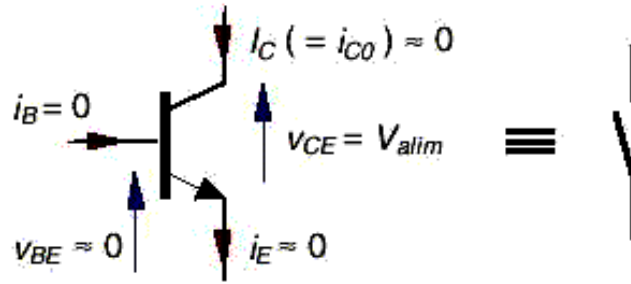
Dans cette zone : $I_B \geq I_{B \max} = V_{alim} / \beta R_C$

Donc :

- la tension $V_{CE} = V_{CEsat} \approx 0V$ (cas idéal, sinon V_{CE} vaut quelques centaines de mV)
- le courant $I_C \approx I_{C \max} = V_{alim} / R_C$

3.4.3 Zone où le transistor est bloqué : Le transistor est comparable à un interrupteur ouvert.

Dans cette zone :



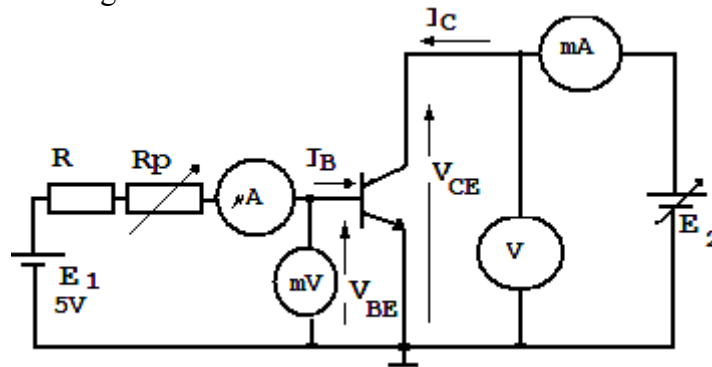
$i_B = 0$ ou $V_{BE} < 0,6V$;

Donc : $I_C = 0$ et $V_{CE} = V_{alim}$.

3.5. Réseaux de caractéristiques

Pour caractériser le fonctionnement d'un transistor il faut déterminer 6 grandeurs : I_C , I_B , I_E et V_{CE} , V_{BE} , V_{BC} . On sait que : $I_E = I_B + I_C$ et $V_{ce} = V_{cb} + V_{be}$ donc quatre de ses grandeurs sont indépendantes ;

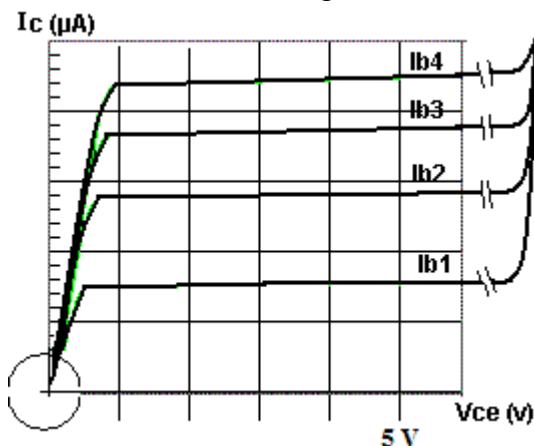
Le montage pour relever des caractéristiques pour un transistor branché en émetteur commun est donné sur la figure ci-dessous :



On étudie un transistor au silicium, de faible puissance qui a la tension de seuil de la jonction émetteur-base de 0,65 V.

a) Réseau de sortie : $I_C = f(V_{CE})$ avec I_B comme paramètre.

Dans ce réseau on distingue 3 zones :



Caractéristique de sortie $I_C (V_{ce})$

En pratique on utilise les relations simplifiées :

- 1) $V_{CE} < 0,25 V$, $V_{CB} = V_{CE} - V_{EB} = 0,25 - 0,65 = -0,4 V$, donc la jonction base-collecteur est polarisée en direct et I_C varie linéairement avec V_{CE} .
- 2) V_{CE} grand : il y a claquage inverse de la jonction et croissance du courant par avalanche. Ce claquage est souvent destructif !
- 3) V_{CE} intermédiaire : le courant collecteur est donné par la relation :

$I_C = \beta I_B + I_{CE0} + kV_{CE}$ donc il y a un léger croissance du courant avec V_{CE} .

$$I_C = \beta I_B \text{ et } I_E \approx I_C$$

- La puissance dissipée dans le transistor est $P = V_{CE} I_C$

- b) **Réseau de transfert en courant** : $I_C = f(I_B)$ avec V_{CE} comme paramètre. Ce réseau est constitué par un éventail de courbes presque linéaires passant par le point $I_B = 0$ et $I_C = I_{CE0}$ ou $I_{CE0} = \frac{1}{1-\alpha} I_{CB0}$
- c) **Réseau d'entrée** : $I_B = f(V_{BE})$ avec V_{CE} comme paramètre. Dès que V_{BE} dépasse 0,65V toutes les courbes sont pratiquement confondues car l'influence de la tension de sortie sur le courant d'entrée est négligeable. La courbe est identique à la caractéristique d'une diode qui est constitué par la jonction base-émetteur.
- d) **Réseau de transfert en tension** : $V_{BE} = f(V_{CE})$ avec I_B comme paramètre. On constate que les variations de la tension de sortie sont sans effet sur la tension d'entrée.

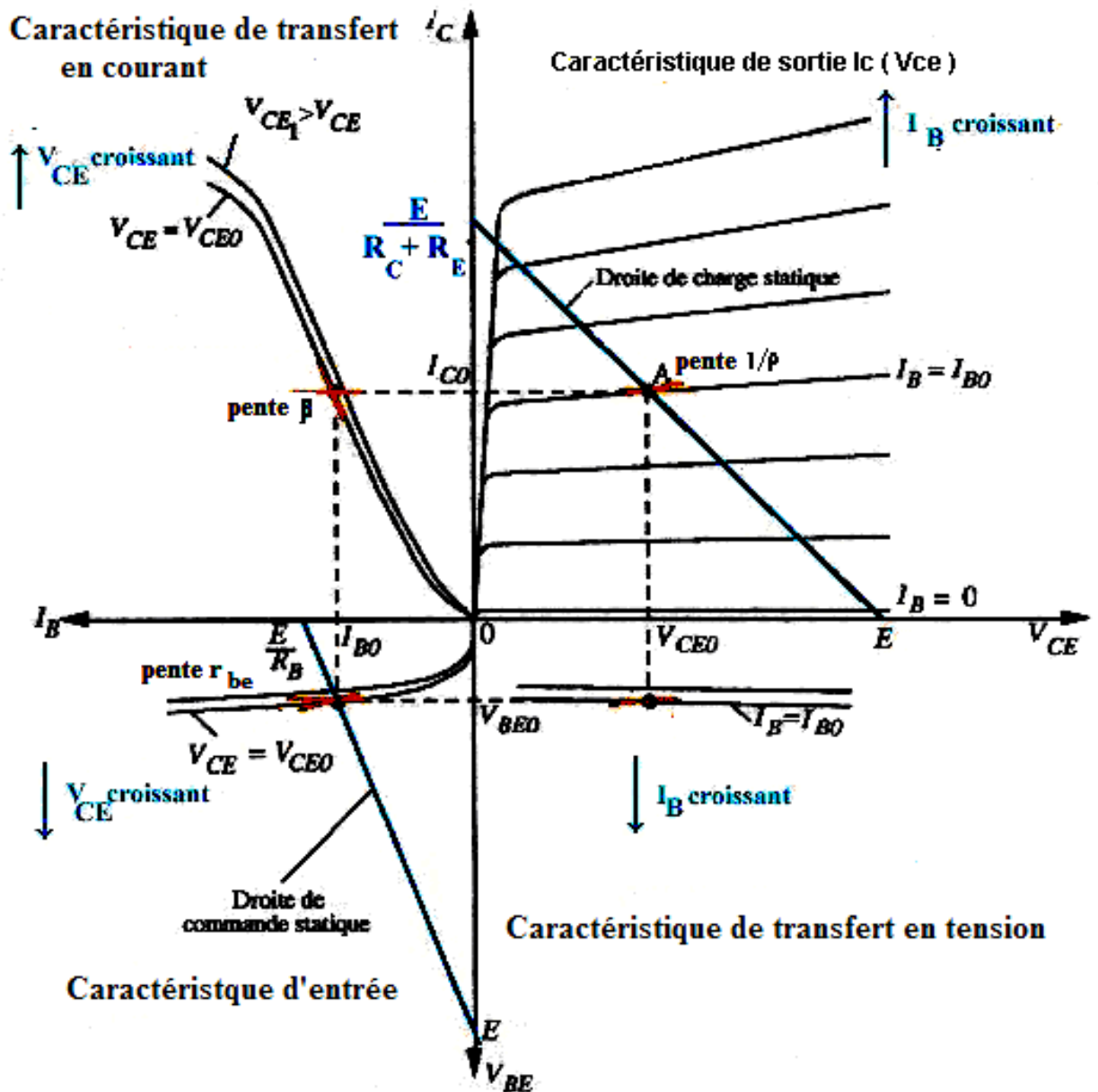


Figure 1 - Réseaux de caractéristiques

A partir des valeurs de deux grandeurs, on peut déduire celles des deux autres.

3.6. Paramètres en h, circuit équivalent

3.6.1 Définition des paramètres

Si le point de fonctionnement du transistor se trouve dans les zones des caractéristiques ou le comportement du transistor est pratiquement linéaire, on peut écrire que les variations des grandeurs d'entrées et de sortie sont reliées par les relations :

- $V_{BE} = h_{11}i_B + h_{12}V_{CE}$
- $I_C = h_{21}i_B + h_{22}V_{CE}$

3.6.2 Interprétation des paramètres

$h_{11} = v_{BE} / i_B$ à $V_{CE} = \text{constante} \rightarrow h_{11}$ c'est la résistance d'entrée du transistor et c'est aussi la pente de la caractéristique d'entrée (r_{be}) On peut écrire :

$$h_{11} = dV_{BE} / di_B = r_{be} \approx 26 \beta / I_C \quad (h_{11} \text{ ou } r_{be} \text{ en } \Omega \text{ et } I_C \text{ en mA})$$

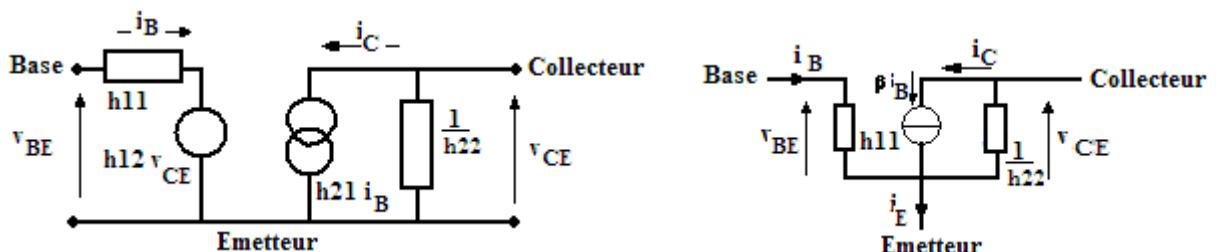
$h_{21} = i_C / i_B$ à $V_{CE} = \text{constante} \rightarrow h_{21}$ c'est le gain en courant du transistor, donc β qui est la pente de la caractéristique de transfert en courant.

$h_{22} = i_C / V_{CE}$ à $I_B = \text{constante} \rightarrow h_{22}$ c'est l'admittance de sortie du transistor et correspond à la pente des caractéristiques du réseau de sortie ; $\rho = 1 / h_{22} \approx 20 \text{ k}\Omega$ pour des courants collecteurs de l'ordre de quelques mA.

$h_{12} = v_{BE} / V_{CE}$ à $I_B = \text{constante} \rightarrow h_{12}$ c'est la pente du caractéristique du réseau de transfert en tension, a des valeurs voisin à 0 et sera toujours négligé.

3.6.3 Schéma équivalent simplifié

Si on néglige les capacités entre les électrodes, on obtient le schéma équivalent suivant, valable uniquement en basse fréquence et qui est la traduction graphique du modèle hybride du transistor



On a supposé que le transistor est placé à son point de fonctionnement, dans la zone linéaire des caractéristiques, par application de potentiels continus convenables sur les trois électrodes. Cette opération se nomme **la polarisation du transistor**.

3.6.4 Pente d'un transistor : $s = \frac{i_C}{v_{BE}} \approx \frac{h_{21}}{h_{11}}$; A température ambiante, la pente d'un transistor quelconque est : $s_{(mA/V)} = 38 I_C (mA)$

3.7. Polarisation d'un transistor

La polarisation a pour rôle de placer le point de fonctionnement du transistor dans une zone où ses caractéristiques sont linéaires. Pour cela, on applique sur les trois électrodes du transistor des **potentiels continus** de valeurs convenables. On étudie le transistor en montage émetteur commun.

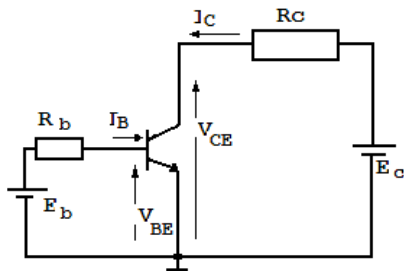


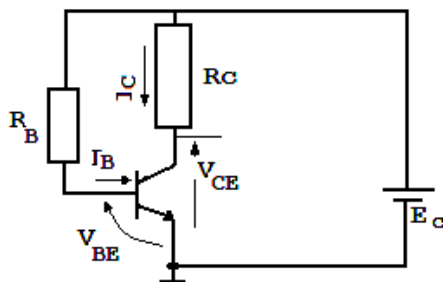
Figure 2

Le point de fonctionnement « A » d'un transistor se trouve sur la droite de charge statique (voire figure 1), dans le plan des réseaux de caractéristiques de sortie $I_C = f(V_{CE}, I_B)$ et il est caractérisé par trois valeurs : I_{C0} , V_{CE0} , et I_0

Pour le circuit sur la figure 2 on peut écrire : $V_{BE} = E_b - R_B I_B$ (1) et $V_{CE} = E_c - R_C I_C$ (2) relations qui représentent respectivement l'équation de la droite de commande statique (1) et l'équation de la droite de charge statique (2)

Le montage sur la figure 1 est fonctionnel, mais il nécessite deux sources de tension. En pratique, les montages utilisent un seul générateur continu.

a) Polarisation par résistance de base



Ce montage est simple mais sensible à la dérive thermique.

On sait que : $I_C = \beta I_B + I_{CE0}$ donc un accroissement du courant I_C entraîne une élévation de la température de la jonction base-collecteur et un accroissement de I_{CE0} et par suite de I_C .

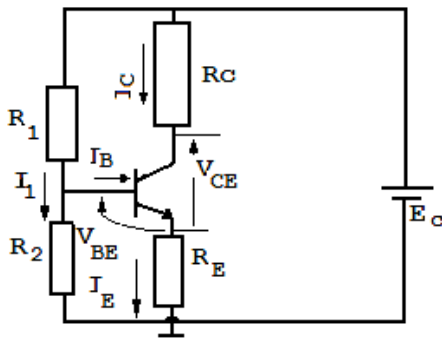
Ce type de polarisation ne doit pas être utilisé pour un transistor employé comme amplificateur

La loi des mailles permet d'écrire : $V_{BE} = E_c - R_B I_B$, pour $V_{BE} = 0,65 V$

Donc : $I_B = (E_c - V_{BE}) / R_B$

Pour le circuit de sortie, on peut déduire : $V_{CE} = E_c - R_C I_C$

b) Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur



On utilise un **diviseur de tension (R₁, R₂)** nommé « **pont de base** » pour rendre indépendant le courant de collecteur des variations du gain.

Le pont diviseur maintient constant le potentiel de la base vers la masse ($V_{BM} = R_2 I_1$) à condition que les variations du courant de base puissent être négligées devant le courant I_1 qui circule dans les résistances R_1 et R_2 .

R₂.

$$V_{BM} = V_{BE} + R_E I_E = R_2 I_1 \text{ et } V_{BE} \approx 0,65 \text{ V} \text{ donc } I_E = (R_2 I_1 - 0,65) / R_E$$

Mais comme $I_B \ll I_C$ on a $I_C \approx I_E$ et la valeur de I_C est indépendant du gain.

En imposant le potentiel de la base, on impose le potentiel de l'émetteur donc le courant d'émetteur et donc le courant de collecteur.

3.8. Transistor en régime variable

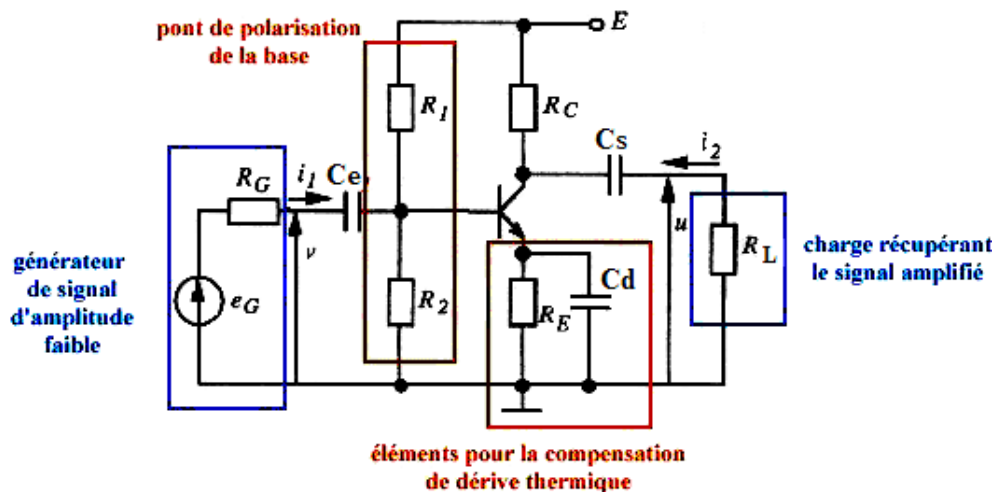
On applique à l'entrée, donc entre la base et l'émetteur, une tension $e_G(t)$ sinusoïdale qui est le signal que l'on souhaite amplifier.

Le transistor est un composant polarisé en courant continu et il amplifie des signaux sinusoïdaux donc chaque grandeur qui sollicite le transistor a une composante continue et une composante sinusoïdale. Alors $X = X_0 + x$ où x est le signal à amplifier et X_0 la composante continue. Il faut dans tous les cas pour un transistor NPN, $X > 0$. La composante continue X_0 doit être plus grande que l'amplitude de x .

Donc : $I_B = I_{b0} + i_b$, $I_C = I_{C0} + i_c$, $I_E = I_{e0} + i_e$

En régime linéaire le principe de superposition est applicable, on distinguera donc l'étude de régime continu (polarisation) et de régime variable (l'amplification des signaux).

3.8.1 Amplificateur émetteur commun



- C_e et C_s sont des **condensateurs de liaison** qui permet le passage des signaux d'entrées et de sortie sans que les potentiels continus présente sur la base et le collecteur du transistor influent

sur le fonctionnement du générateur et de l'étage suivant. On utilise des **condensateurs polarisés de fortes valeurs** ($> 50 \mu\text{F}$) pour que leurs impédances restent très faibles même pour les basses fréquences.

- La résistance d'émetteur R_e est nécessaire pour polariser correctement le transistor et on place en parallèle avec elle un condensateur de forte valeur C_d qui se comporte comme un court-circuit en alternatif. C_d est un **condensateur de découplage** et le montage est nommé « **émetteur commun découplé** »

- La tension de repos entre le collecteur et l'émetteur est choisie pour obtenir $U_{CE0} = V_{CC} / 2$

- Les valeurs des résistances du montage sont calculées pour obtenir le point de fonctionnement choisi. La valeur du courant du collecteur I_{C0} est choisie en fonction de l'application envisagée (et des étages qui peuvent suivre).

$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_e I_e$, comme $I_B \ll I_C$ cette relation s'écrit : $V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_e) I_C$

Expérimentalement, on constate que la stabilisation thermique du montage est satisfaisante quand : $V_{CC} / 10 < V_{EM} < V_{CC} / 4$ ou V_{EM} est le potentiel d'émetteur vers la masse du montage. Cette condition permet de choisir R_e et d'en déduire la valeur de R_C .

La résistance totale $R_{b1} + R_{b2}$ est choisie pour que le courant de base I_B soit négligeable devant celui qui traverse le pont (I_1). Donc :

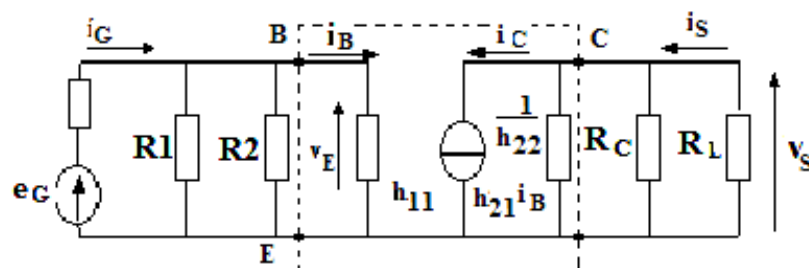
$$V_{EM} = R_e I_e = R_e I_C \text{ et } V_{BM} = V_{BE} + V_{EM} \text{ avec } V_{BE} = 0,65 \text{ V}$$

Donc : $V_{BM} = R_{b2} I_1$ d'où $R_{b2} = V_{BM} / I_1$, le choix du courant dans le pont diviseur résulte d'un compromis : I_1 doit être grand devant I_B ce qui suppose d'utiliser des résistances R_{b1} et R_{b2} très faibles. Enfin l'énergie prélevée au générateur pour la polarisation n'est pas de l'énergie « utile » et il faut la limiter au maximum en augmentant R_{b1} et R_{b2}

$$I_1 R_{b1} = V_{CC} - V_{BM} \text{ donc on peut calculer la valeur de } R_{b1}, R_{b1} = (V_{CC} - V_{BM}) / I_1$$

Les petits signaux à amplifier sont injectés au travers d'un condensateur de liaison C_e . Ainsi la polarisation n'est pas modifiée par le branchement du générateur e_G . De même la charge R_L est attaquée au travers du condensateur de liaison C_s . Le condensateur C_d permet par sa très faible impédance par rapport à R_e dans la bande passante d'appliquer e_G sur la jonction base-émetteur.

Pour les petits signaux et dans la bande passante, les condensateurs de liaison C_e et C_s ainsi que C_d ont des impédances négligeables devant celles du circuit et la structure se comporte comme le schéma suivant :



On en déduit :

- **Gain en tension** : $A_V = v_S / v_E$

$$v_S = -Z_S i_C = -h_{21} R_S i_B \text{ et } v_E = h_{11} i_B; \text{ Donc } A_V = -\frac{h_{21} R_S}{h_{11}} = -s Z_S$$

A_V est du même ordre de grandeur que h_{21} ;

A_V est négatif : la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée ;

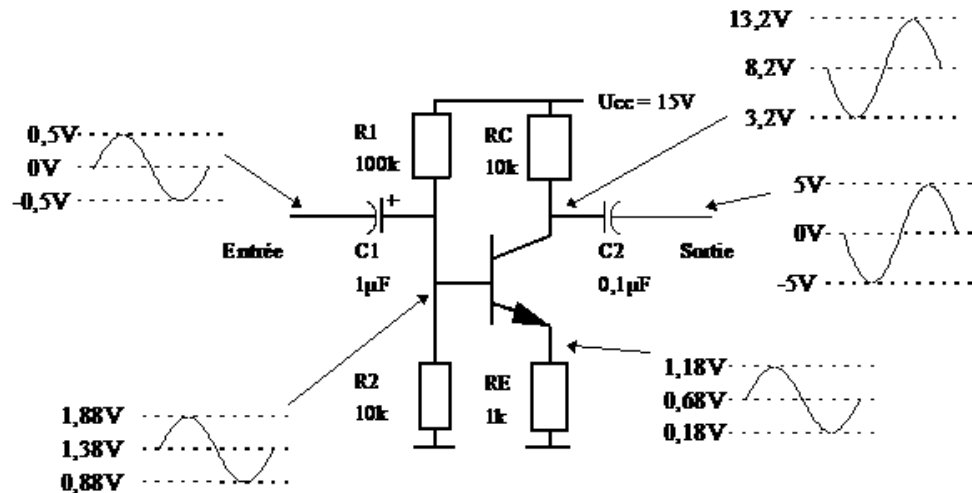
- Impédance d'entrée de l'amplificateur : $Z_e = v_E / i_G \rightarrow R_e = R_1 // R_2 // h_{11}$

Donc $Z_e < h_{11}$

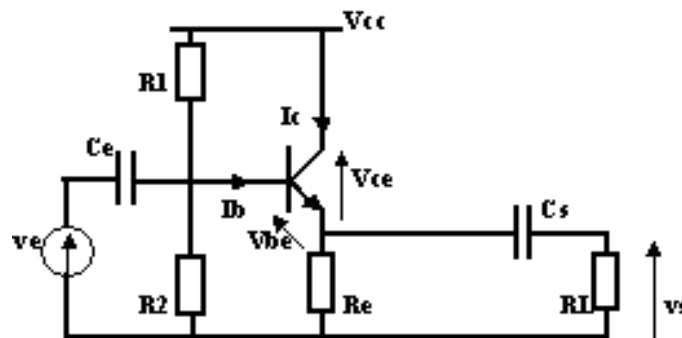
- Impédance de sortie - de l'amplificateur : $Z_s = v_S / i_S$; $v_S = -R_L i_S = -Z_S i_C = -Z_S h_{21} i_B$ Donc si la résistance du transistor seul est $R_s = h_{22}^{-1}$ alors $Z_s = (R_L // R_C // h_{22}^{-1})$

Cette structure se comporte en amplificateur inverseur.

Exemple :

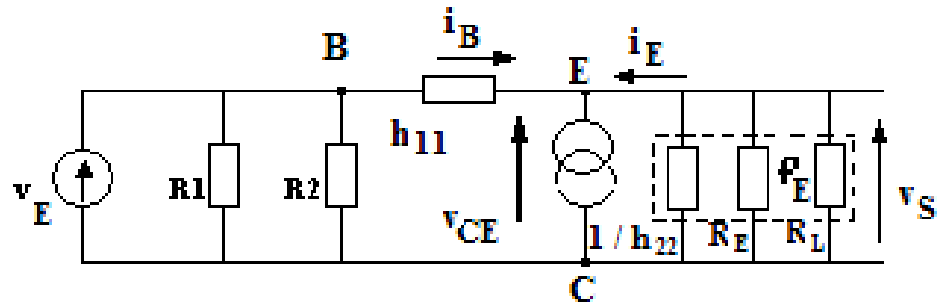


3.8.2 Amplificateur collecteur commun



L'électrode commune est le collecteur, les grandeurs d'entrées sont V_{BC} et I_B et celles de sorties V_{EC} et I_E .

Pour les petits signaux et dans la bande passante, les condensateurs de liaison C_e et C_s ont des impédances négligeables devant celles du circuit et la structure se comporte comme le schéma équivalent suivant :



$\rho_E = R_E // R_L // h_{22}^{-1}$; $v_E = [h_{11} + (h_{21} + 1)\rho_E] i_B$; $v_S = (h_{21} + 1)\rho_E i_B$ et on suppose que résistance (R_G) interne du générateur est négligeable devant les autres résistances.

On en déduit :

- **Gain en tension :**

$$A_V = v_S / v_E = [(h_{21} + 1)\rho_E i_B] / [h_{11} + (h_{21} + 1)\rho_E] i_B$$

$$A_V = (h_{21} + 1)\rho_E / [h_{11} + (h_{21} + 1)\rho_E] < 1$$

- **L'impédance d'entrée** - du transistor : $Z_E = h_{11} + (h_{21} + 1)\rho_E \approx h_{21} \rho_E$
- de l'amplificateur: $Z_E = [h_{11} + (h_{21} + 1)\rho_E] // R_1 // R_2$

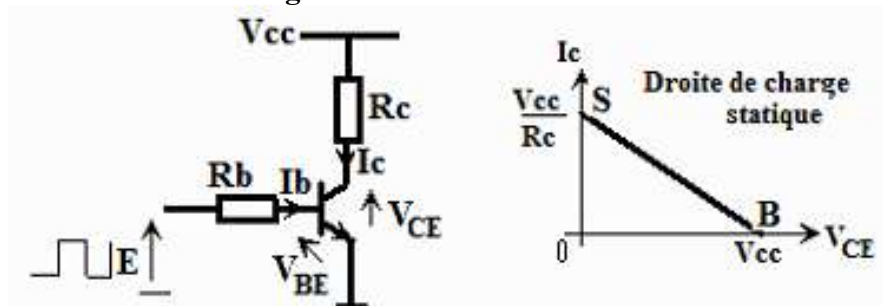
- **L'impédance de sortie:** $Z_S = \frac{R_C + h_{11}}{h_{21}} // h_{21} R_E$ donc l'impédance de sortie est faible

car :

$$Z_S \ll h_{11} \text{ et } Z_S \ll R_E$$

Cette structure se comporte en étage suiveur avec une relativement forte impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

3.9. Transistor en régime de commutation :



Le fonctionnement du transistor en commutation est un fonctionnement en tout ou rien parce que le point de fonctionnement du transistor se situera :

- **en B : Transistor bloqué, $I_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC}$, et étant donné la relation du transistor bipolaire $I_C = \beta \cdot I_B$ donc $I_B = 0$.**
- **en S : Transistor saturé, $I_C = I_{Csat} = V_{CC} / R_C$, $V_{CE} = 0$ et $I_B = I_{Bsat} = I_{Csat} / \beta$ mini.**

Calcul de $R_{b \text{ max.}}$

Pour $I_C = 10\text{mA}$, $V_{CC} = 10\text{v}$ et $\beta_{\text{min}} = 100$. On calcule $R_C = V_{CC} / I_C$ et $I_{B \text{ sat.}} = I_{C \text{ sat.}} / \beta_{\text{min}} = 0,1 \text{ mA}$

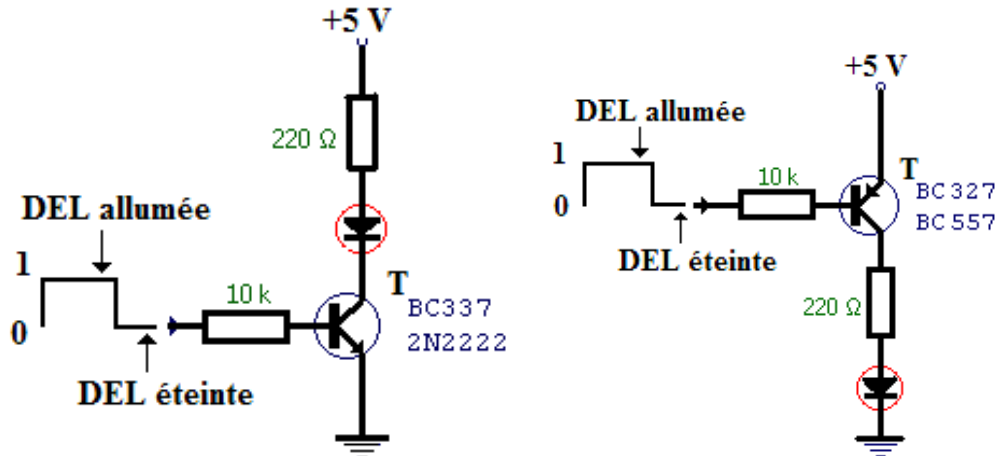
Donc : $R_{B \text{ max.}} = [E(\text{haut}) - V_{BE \text{ sat.}}] / I_{B \text{ sat.}} = 44 \text{ k}\Omega \rightarrow$ choisir la valeur normalisée inférieure, par exemple dans la série E12: $R_{B \text{ max.}} = 39 \text{ k}\Omega$

Coefficient de saturation : $K = \beta_{\text{min.}} / \beta_{\text{max.}}$

Ce rapport varie de 3 à 10 et on peut calculer $R_B = R_{B \text{ max.}} / K$

3.9.1 Le transistor utilisé en commutateur

Le transistor remplit, outre l'amplification, une autre fonction essentielle en électronique: la **commutation**. Selon qu'il est bloqué ou passant, on peut alors l'assimiler à un interrupteur, ouvert ou fermé. Bien entendu, la commande de cet interrupteur n'est pas "manuelle": elle se fait par l'intermédiaire de signaux électriques.



Dans ces petits montages, le transistor NPN ou PNP pilote une DEL de visualisation selon le niveau logique, haut ou bas ("1" ou "0"), du signal d'entrée.

3.10. Principaux paramètres des transistors bipolaires

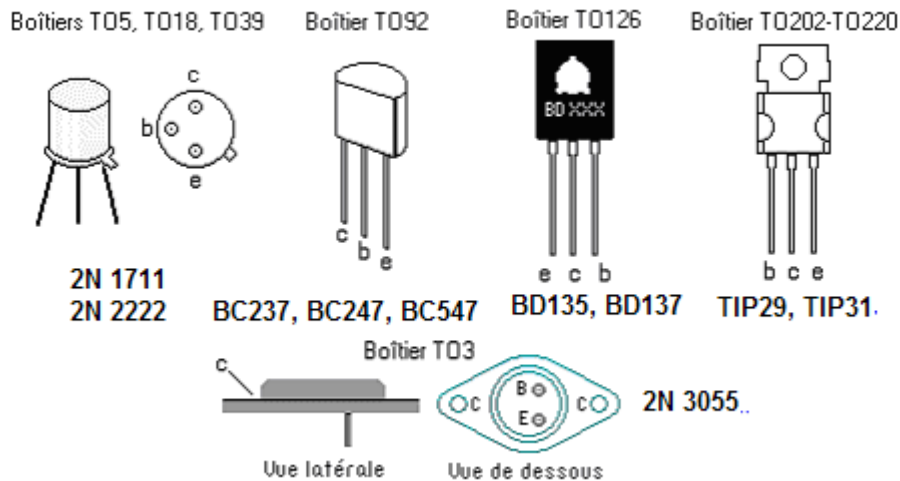
Dans la pratique, le choix d'un modèle de transistor ne dépendra que de quelques paramètres.

V_{CEMax}	Tension collecteur-émetteur maxi, ou tension de claquage. Au delà de cette tension, le courant de collecteur I_C croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.
I_{CMax}	Courant de collecteur maxi. A partir de cette valeur, le gain en courant va fortement chuter et le transistor risque d'être détruit.
$h_{FE} (\beta)$	Gain en courant (paramètre essentiel en amplification).
P_{TotMax}	Puissance maxi que le transistor pourra dissiper, donnée par la formule: $V_{CE} \times I_C$. Attention, un transistor, ça chauffe!
V_{CESat}	Tension de saturation (utile en commutation).

A titre d'exemple, voici ce qu'on peut trouver dans un catalogue de fabricant:

Type number	Package	$V_{CE} \max$ (V)	$I_C \max$ (mA)	P_{TOT} (mW)	$h_{FE} \min$	$h_{FE} \max$	f_T (MHz)
2N3904	TO-92	40	200	500	100	300	300
2N3906	TO-92	40	200	500	100	300	250
BC337	TO-92	45	500	625	100	600	100
BC547	TO-92	45	100	500	110	800	100
BD135	TO-126	45	1500	8000	40	> 40	60

"Package" signifie "boîtier": il existe de nombreuses formes de boîtier, qui sont codifiées. En voici quelques exemples:



S'agissant du brochage de tel modèle particulier, il est impératif de se reporter à sa *data sheet* ou à un catalogue.

Parmi les modèles représentés ci-dessus, les BD135, TIP140 et 2N3055 sont des transistors dits "de puissance". Le 2N3055 peut dissiper 115 watts! En revanche, leur gain en courant est limité.

Le **BC547** est sans doute l'un des transistors les plus répandus et il remplace bien souvent, sans autre forme de procès, des modèles moins courants. Si vous envisagez de constituer un stock, le BC547 et le 2N2222 sont des références à choisir en priorité.

3.11. Vérification des transistors

Multimètre utilisé en testeur de jonction (indique "1" si le circuit est ouvert).

Test d'un transistor NPN :

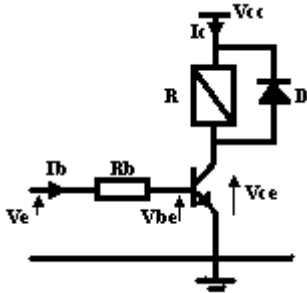
- Connecter la borne + d'un multimètre sur la base du transistor puis passer successivement la borne - sur l'émetteur et sur le collecteur. Dans ce cas, les deux jonctions sont testées en direct (affichage 0,6 V).
- Connecter la borne - du multimètre sur la base, et passer la borne + sur le collecteur puis l'émetteur. Dans ce cas, les deux jonctions sont en inverses l'indication doit être "1".

Test d'un transistor PNP :

- Connecter la borne - sur B et la borne + sur E et C → affichage 0,6 V.
- Connecter la borne + sur B et la borne - sur E et C → affichage "1".

3.12. Montages à transistor

3.12.1 Commande de relais :



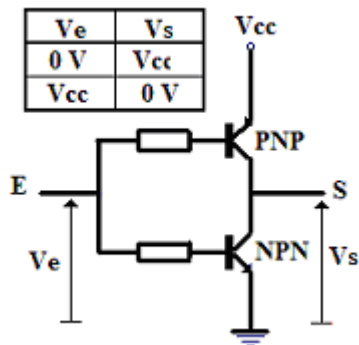
Le transistor permet de commander le relais en tout ou rien à partir du signal V_e .

$V_e \neq 0 \rightarrow I_B \neq 0 \rightarrow I_C \neq 0$ alors le relais est enclenché.

$V_e \approx 0 \rightarrow I_B = 0 \rightarrow I_C = 0$ alors le relais revient à l'état initial.

Le relais R comprend entre ses bornes un bobinage que l'on peut assimiler à une inductance L en série avec une résistance r. La diode D est une diode de roue libre qui assure la continuité du courant dans l'inductance du relais au blocage du transistor. Sans la diode D une surtension destructrice pour le transistor se produirait.

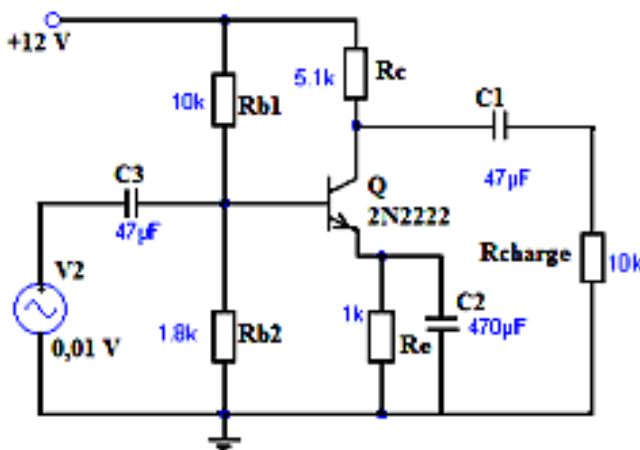
3.12.2 Portes logiques



Utilisé en commutateur, le transistor permet de réaliser des fonctions très complexes.

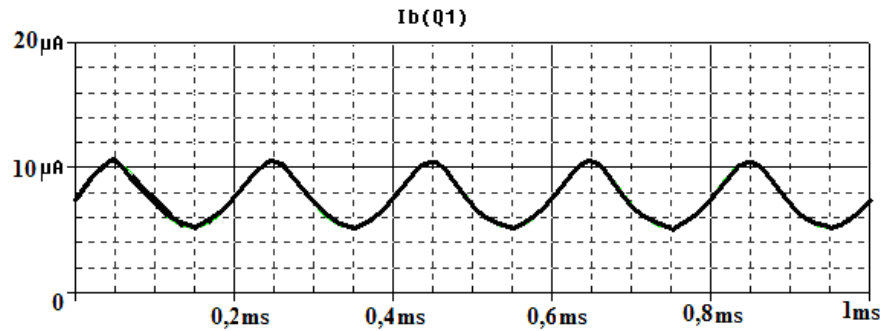
Le montage ci-contre, associant un transistor PNP et un transistor NPN, équivaut à une porte logique NON. Lorsque la tension d'entrée V_e est nulle, le transistor NPN est bloqué, la tension de sortie V_s est égale à la tension d'alimentation. Si la tension d'entrée V_e est égale à la tension d'alimentation V_{cc} , c'est le transistor PNP qui est bloqué et alors la tension de sortie V_s est égale à 0. Ce montage est réalisé à l'aide de transistors complémentaires.

3.12.3 Amplificateurs de petit signal

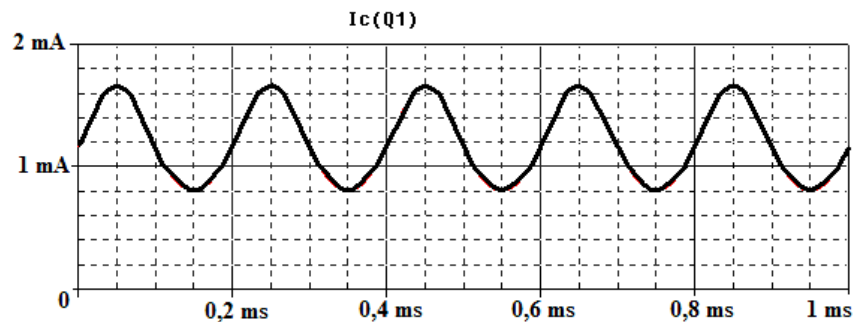


Ce schéma est **un amplificateur de petit signal**. Le transistor est un petit NPN standard référencé 2N2222. On retrouve les résistances de collecteur (R_c), d'émetteur (R_e) et du pont de base (R_{b1} et R_{b2}). Le signal à amplifier est issu d'une source de tension alternative (V_2), de forme sinusoïdale. L'amplitude de ce signal est très faible, puisqu'elle vaut 0,01 volt.

Voici l'image du courant de base I_b :



Voici à présent l'image du courant de collecteur I_c (attention au changement d'échelle pour l'axe Y!):

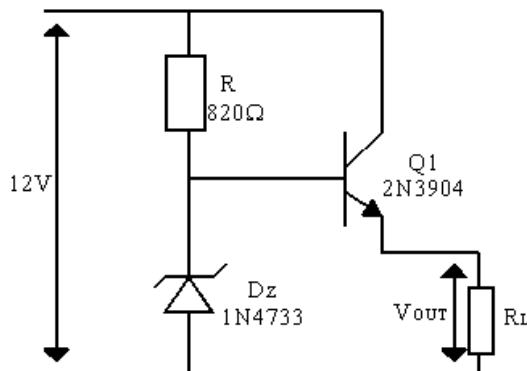


On observe une amplification de I_c par rapport à I_b (le gain en courant, ou β) de l'ordre de 150. Ce qu'il faut en définitive retenir du montage en émetteur commun, c'est qu'il procure une très bonne **amplification** du courant.

3.12.4 Montage stabilisateur de tension, série

$$V_R + V_Z = 12 \text{ volts}$$

$$V_{BE} = V_Z - V_{OUT}$$



Le transistor est disposé en série avec la charge. Celui appelé aussi transistor ballast se comporte comme une résistance variable dont la valeur s'adapte automatiquement aux variations qui peuvent se manifester dans le circuit de sortie que la tension de sortie se maintienne à la valeur choisie.

La résistance R_L doit être supérieure à 100Ω pour éviter de détruire le transistor série.

La diode Zener est choisie pour une tension pratiquement égale à la tension nécessaire à la charge.

Si la tension de sortie V_{OUT} tend à augmenter, la tension V_{BE} diminue, ce qui entraîne une conduction moindre du transistor en série. Mais si le transistor conduit moins, la chute de

tension entre collecteur et émetteur augmente, équilibrant instantanément la variation aux bornes de la charge qui est ainsi alimentée à tension constante.

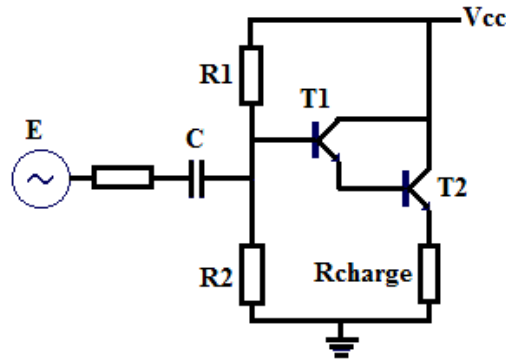
Il est nécessaire de choisir le transistor en considérant qu'il doit dissiper une puissance :

$$P = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT}$$

Pour un courant de sortie de 40 mA, le transistor doit pouvoir dissiper une puissance de :

$$P = (12 - 5) \times 40 \text{ mA} = 7 \times 40 \text{ mA} = 280 \text{ mW}$$

3.12.5 Le montage "darlington"



Ces deux transistors ainsi montés se comportent comme un seul transistor, dont le gain β est égal au produit des gains des deux transistors. L'impédance d'entrée d'un tel montage est très grande et son impédance de sortie très faible.

Il existe dans le commerce des **transistors appelés "darlington"**, qui remplacent le montage du même nom. A titre d'exemple, voici les principaux paramètres de l'un d'eux:

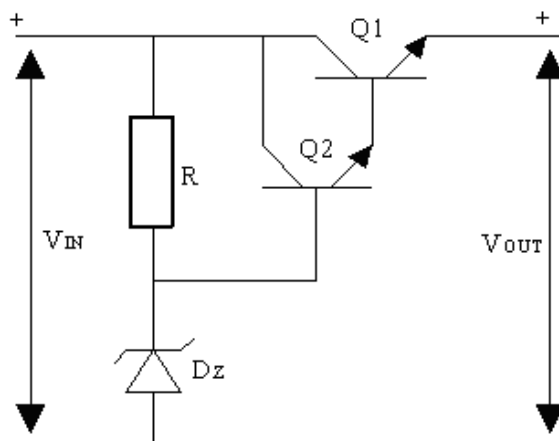
Type number	Package	V _{CES} max (V)	I _C max (mA)	P _{TOT} (mW)	h _{FE} min	h _{FE} max	PNP compl.
BC875	TO-92	45	1000	830	1000	>1000	BC878

V_{CES} signifie tension collecteur-émetteur, avec V_{BE} = 0. Le modèle référencé BC875 est un NPN moyenne puissance (presque 1 watt); son PNP "complémentaire" est le BC878.

Le 2N2222 est un transistor NPN destiné à la commutation rapide (*high-speed switch*, en anglais). Voici ses principaux paramètres:

Type number	Package	V _{CE} max (V)	I _C max (mA)	P _{TOT} (mW)	h _{FE} min	h _{FE} max	f _T (MHz)
2N2222	TO-18	30	800	500	30	300	250

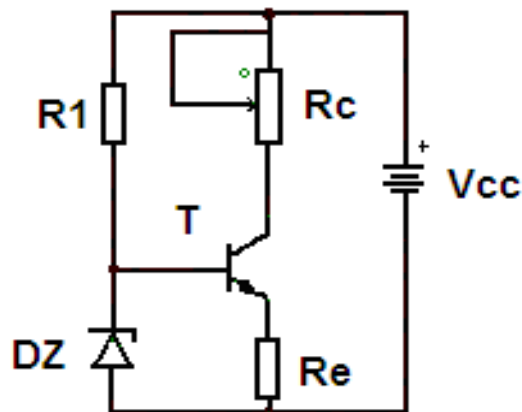
3.12.6 Stabilisateur à transistors en configuration Darlington



Utilisation de deux transistors : si le gain en courant du transistor ballast est trop faible, on risque de trop consommer sur la Zener et d'abaisser ainsi la référence aux consommations élevées de la charge, ce qui a pour effet d'abaisser la tension de sortie. Pour éviter cet inconvénient, on utilise généralement deux transistors en configuration darlington. Le transistor Q2 va enlever moins de courant à la Zener (β_1 fois moins car $I_{B1} = \beta_1 I_{B2}$).

Exercices corrigés :

1. Pour le circuit suivant :



On donne : $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$; $V_Z = 6,6 \text{ V}$; $R_e = 2 \text{ K}\Omega$; $V_{CC} = 15 \text{ V}$.

- Quel est le rôle de la résistance R_1 et comment doit-on choisir sa valeur ?
- Calculer le courant I_C qui circule dans la résistance de collecteur.
- Déterminer les valeurs minimale et maximale de la résistance de charge R_C pour lesquelles le courant I_C reste invariable ;
- Quel est l'intérêt de ce montage ?

Solution :

- La résistance R_1 sert à polariser la diode Zener dans la partie linéaire de la caractéristique inverse. Si elle est trop faible, on consomme inutilement de la puissance.
- Le potentiel de base vaut $V_{BM} = V_Z = V_{BE} + V_{EM}$; $V_{EM} = V_Z - V_{BE} = 6 \text{ V}$

$$V_{EM} = R_E I_E = 6 \text{ V donc } I_E = 3 \text{ mA}$$

Comme $I_B \ll I_C$ alors $I_C = I_E = 3 \text{ mA}$

- Valeurs limites de R_C

Si $R_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC} - V_{EM} = 9 \text{ V}$. La puissance dissipée dans le transistor est égale à 27 mW.

On a aussi : $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + V_{EM}$. Comme V_{CE} ne peut devenir négatif, ($V_{CE} \cong 0$ pour un transistor saturé), la valeur maximale du produit $R_C I_C$ est 9 V.

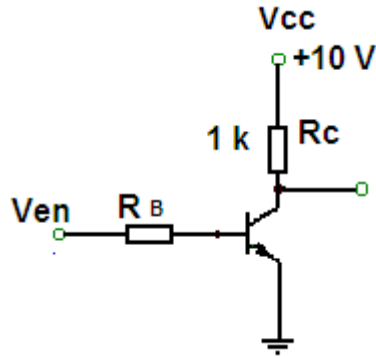
La valeur maximale de R_C est donc 3 K Ω . Pour des valeurs supérieures, le courant I_C va devenir inférieur à 3 mA.

- Générateur de courant constant

2. Pour le circuit à transistor de la figure suivante :

- Quelle est la valeur de V_{CE} lorsque $V_{en} = 0 \text{ V}$?
- Quelle doit être la valeur minimale de I_B pour saturer le transistor si $\beta = 200$?

c) Calculez la valeur maximale de R_B lorsque $V_{EN} = 5 \text{ V}$. On donne $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$.



Solution :

: a) Lorsque $V_{EN} = 0 \text{ V}$, le transistor est en blocage et $V_{CE} = V_{CC} = 10 \text{ V}$.

b) Lorsque le transistor est saturé, $V_{CE} \cong 0 \text{ V}$, donc :

$$I_{C(\text{sat})} \cong V_{CC} / R_C = 10 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA.}$$

$$I_{B(\text{min})} = I_{C(\text{sat})} / \beta = 10 \text{ mA} / 200 = 50 \mu\text{A.}$$

C'est la valeur de I_B nécessaire pour atteindre le seuil de saturation du transistor.

Si l'on dépasse cette valeur de I_B , on sature davantage le transistor mais sans augmenter la valeur de I_C .

c) Lorsque le transistor est saturé $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$. La tension aux bornes de R_B est :

$$V_{RB} = V_{EN} - 0,7 \text{ V} = 4,3 \text{ V}$$

En utilisant la loi de l'Ohm, pour déterminer la valeur maximale de R_B requise afin de permettre une valeur I_B maximale de $50 \mu\text{A}$:

$$R_{B(\text{max})} = V_{RB} / I_B = 4,3 \text{ V} / 50 \mu\text{A} = 86 \text{ k}\Omega$$

4. Transistor à effet de champ

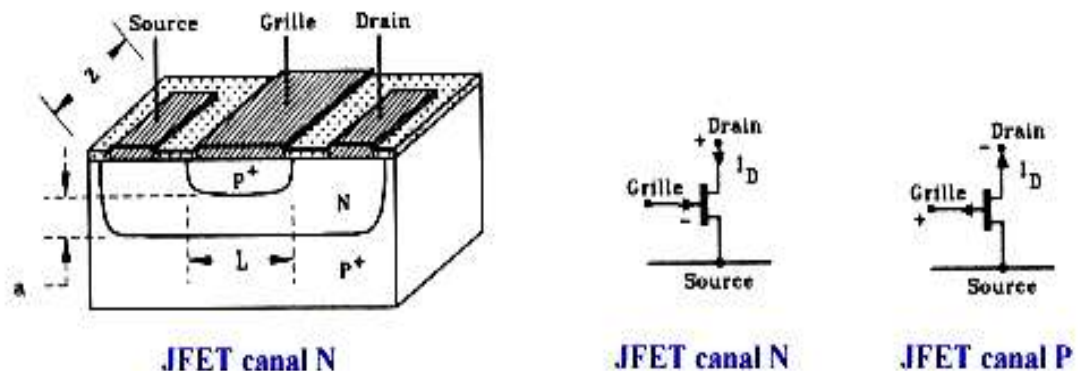
Le transistor bipolaire fait intervenir deux types de porteurs (les trous et les électrons), le transistor unipolaire (encore appelé TEC) ne fait intervenir qu'un seul type de charges, soit les trous, soit les électrons.

Pour les transistors à effet de champ (**TEC** ou **FET** Field Effet Transistor), le passage du courant à travers un canal continu reliant la source au drain est en fait contrôlé par le champ créé par une troisième électrode, la grille située sur le canal. Dans la version **MOS** (métal oxyde semi-conductor), de ce type de transistors, la grille est une mince couche d'aluminium séparée par un isolant du canal. Les transistors à effet de champ sont facilement miniaturisables et permettent des amplifications élevées.

4.1. Transistors à effet de champ à jonction (JFET)

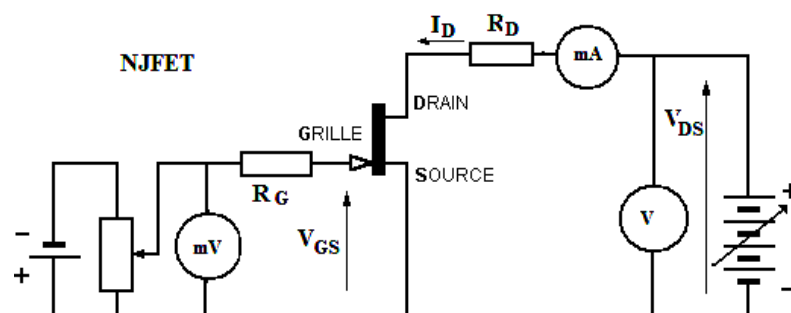
4.1.1 Structure et symboles

La structure d'un transistor JFET à canal N et les symboles des deux types de JFET sont présentés sur la figure suivante :



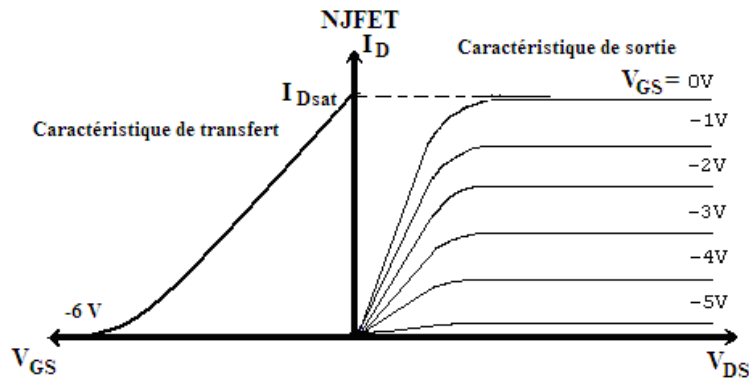
Une couche n est déposée sur un substrat p fortement dopé (p⁺). Ensuite on forme une jonction de grille p⁺ sur le dessus du cristal. Un contact est pris de part et d'autre de la grille, ce sont les sorties **source** et **drain**. On relie la grille et le substrat à la masse.

4.1.2 Fonctionnement



Si une faible tension positive V_{DS} est appliquée entre le drain et la source, un courant va circuler à travers la zone n. On sait qu'une jonction polarisée en inverse présente une zone désertée dont l'épaisseur est fonction de la tension inverse. Lorsque l'on augmente V_{DS} , le courant diminue car l'épaisseur de la zone désertée augmente et la résistance du canal augmente. Si on augmente encore V_{DS} , les deux zones désertées se rejoignent, le canal est saturé. La chute de tension est $V_{DS\text{ sat}}$ et le courant est $I_{D\text{ sat}}$.

Lorsque la grille est polarisée en inverse, c'est à dire négative pour un canal n, les zones désertées se rapproche encore plus vite la saturation se produit pour I_D plus faible. On obtient les courbes $I_D = f(V_{DS}) \rightarrow$ caractéristique de sortie. Les courbes $I_D = f(V_{GS})$ pour $V_{DS} = \text{Constante}$ représentent les caractéristiques de transfert.



Le NJFET ne peut fonctionner qu'en appauvrissement avec une grille négative. Si elle devenait positive, les jonctions p - n passantes créeraient un courant important qui détruirait le JFET.

4.1.3 Avantage des transistors JFET

Tension de commande V_{GS} : -1 à -7,5 V

V_{DS} : 25 à 30 V

$I_{D\text{ max}} = I_{DSS}$: 200 à 300 mA

Résistance d'entrée très élevée (jonction en inverse)

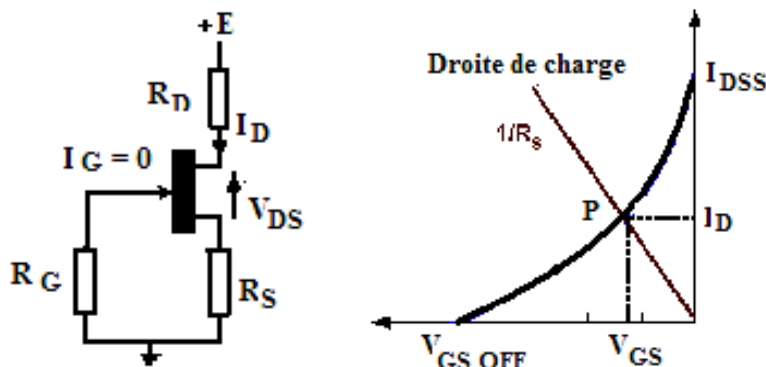
Pente I_D / V_{GS}

Coefficient de température : légèrement négatif

Gamme de fréquence : modèles silicium jusqu'à 100 MHz ; 20GHz en Arséniure de gallium.

4.1.4 Polarisation des transistors à effet de champ

a) Polarisation automatique

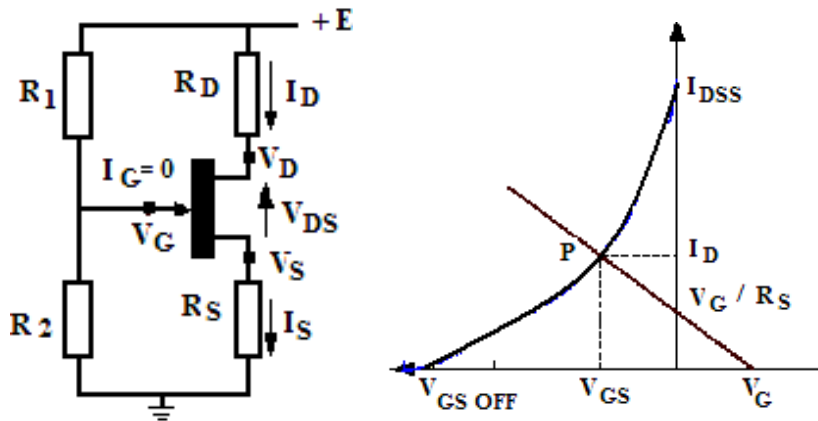


La grille est reliée à la masse par une résistance R_G de grande valeur, donc $I_G = 0$ et le potentiel de grille est nul. On peut écrire : $V_{GS} = V_{GM} - V_{SM} = -R_S I_D$

$$V_{DS} = E - (R_S + R_D) I_D$$

Le point de fonctionnement P se trouve à l'intersection de $I_D = -V_{GS} / R_S$ avec la caractéristique du transfert, est il a les coordonnées V_{GS} et I_D (figure ci-dessus).

b) Polarisation par pont diviseur



Le potentiel appliqué à la grille est : $V_{GM} = R_2 / (R_1 + R_2)$

Le potentiel de la source est $V_{SM} = R_S I_D$, on sait que $V_{SM} = V_{GM} - V_{GS}$ donc

$$I_D = (V_{GM} - V_{GS}) / R_S$$

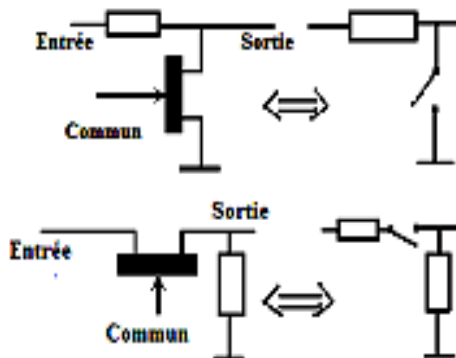
Il en résulte quelques éléments intéressants:

- grande impédance d'entrée 10^6 à 10^{15} ohms
- courant d'entrée très faible et même négligeable le plus souvent
- dérive en température inverse de celle des transistors bipolaires permettant d'envisager une compensation des dérives
- emploi possible comme transducteur car ils sont sensibles à la lumière, aux contraintes mécaniques ainsi qu'aux champs magnétiques.

Ils seront souvent employés comme étage d'entrée d'un amplificateur en raison de leur très grande impédance d'entrée.

4.1.5 Applications spécifiques des transistors à effet de champ

a) Interrupteur analogique

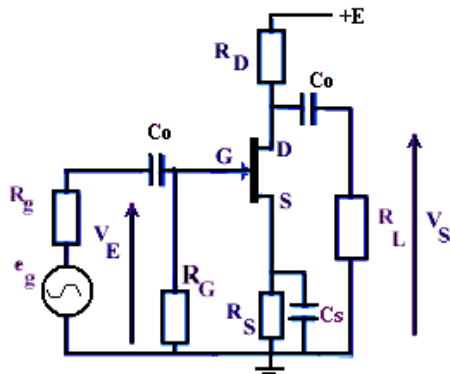


On considère un FET dont la source est à la masse. Pour une tension V_{GS} nulle, le transistor étant saturé présente une résistance R_{DS} faible (\approx).

Si par contre V_{GS} est très négatif le transistor sera bloqué et la résistance R_{DS} très grande.

b) Amplificateur

L'amplificateur typique, souvent utilisé comme étage d'entrée d'un amplificateur à plusieurs étages est représenté sur la figure suivante :



Dans cet étage d'amplification on distingue plusieurs condensateurs dont la valeur sera choisie de telle sorte qu'on puisse les considérer comme équivalent à des court-circuits aux fréquences considérées. Ainsi on admettra que $1/C_o\omega \ll R_G + R_g$, de même $1/C_s\omega \ll R_s$. En outre il sera nécessaire que la composante alternative v_{SM} (entre source et masse) soit inférieure à v_{GS} . Ce qui implique $1/C_s\omega \ll 1/g_m$.

En régime continu on a les équations: $V_{GS} = -R_G I_G - R_S I_D$ soit sensiblement $-R_S I_D$
 $E = (R_S + R_D) I_D + V_{DS}$
 $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_{GSoff})^2$

Les caractéristiques fondamentales de l'amplificateur sont :

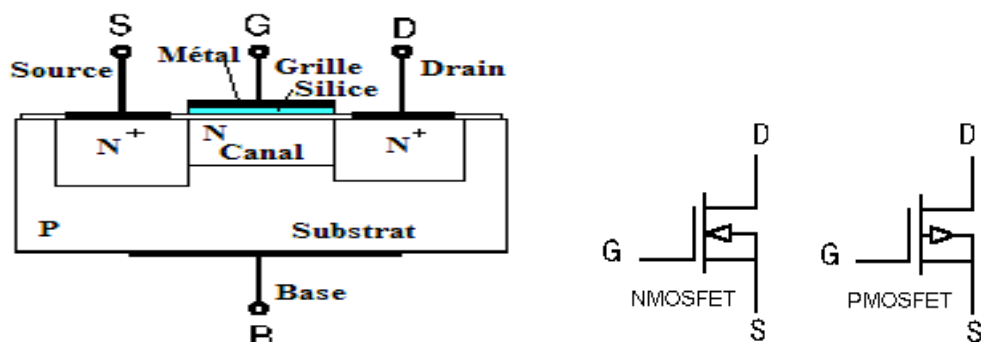
- sa résistance d'entrée $R_e = R_G$ quelques $M\Omega$
- le gain en tension $A_v = -g_m R_D R_L / (R_D + R_L)$ quelques dizaines
- le gain en courant $A_i = g_m R_D R_G / (R_D + R_L)$ plusieurs milliers
- la résistance de sortie sensiblement R_D environ $1k\Omega$

4.2. Transistors « Métal Oxyde (MOSFET)

En 1930, L. Lilienfeld de l'Université de Leipzig dépose un brevet dans lequel il décrit un élément qui ressemble au transistor MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur) actuel. Cependant, ce n'est que vers 1960 que, la technologie ayant suffisamment évolué, de tels transistors peuvent être réalisés avec succès. **Aujourd'hui le transistor MOS constitue, par sa simplicité de fabrication et ses petites dimensions, l'élément fondamental des circuits intégrés numériques à large échelle.**

2.1 Structure et symboles – transistor MOS à canal diffusé

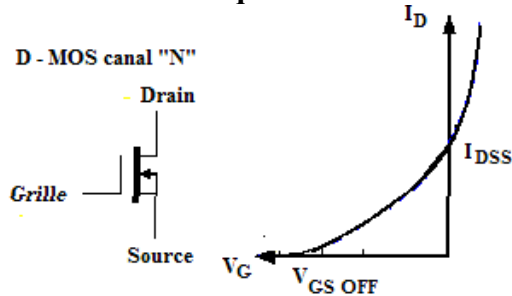
Pour ce dispositif un canal réel est créé entre la source S et le drain D, la grille G est déposée sur une couche métallique.



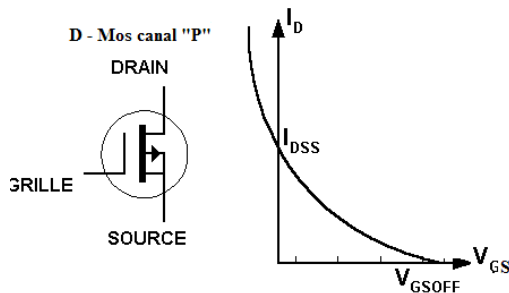
4.2.2 Fonctionnement

Sous l'action de la tension drain – source, pour un potentiel V_{GS} nul, un courant I_D circule dans le canal. Sa section diminue quand on se rapproche de drain. Pour V_{GS} négatif, par effet capacitive, on induit des charges positives dans le canal ce qui détermine des recombinaisons : le nombre des électrons diminue et la conduction du canal diminue. Le potentiel du canal est d'autant plus positif que l'on se rapproche du drain. Au contraire si V_{GS} est positif la zone appauvrie en porteurs régresse dans le canal et le courant de drain augmente. **Selon la valeur de la tension grille-source , la canal est plus ou moins conducteur.**

4.2.3 Caractéristiques de transfert



- **D : déplétion (appauvrissement)**
- **canal N = porteurs : électrons**
- **V_{GS} contrôle densité porteurs dans le canal**
- **Normal "ON"**
- **$V_{GS} < 0$**

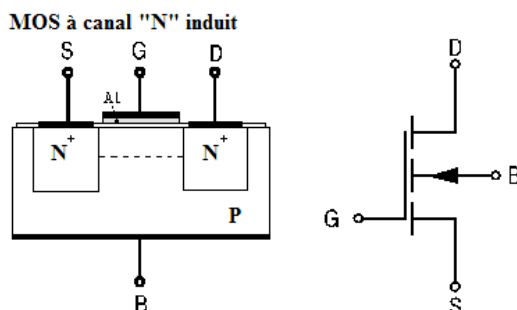


- **Déplétion (Appauvrissement)**
- **canal P = porteurs trous**
- **V_{GS} contrôle densité des trous dans le canal**
- **Normal "ON"**
- **$V_{GS} > 0$**

L'expression du courant de drain est :

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

4.2.4 Structure et symboles – transistor MOS à canal induit

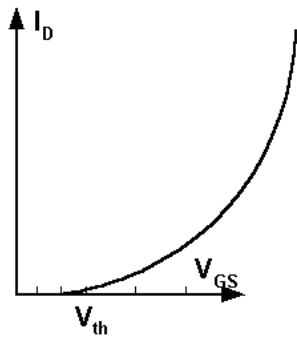


Pour ce type de transistor il n'y a pas de canal créé lors de la fabrication. Pour des tension V_{GS} négatives, la jonction drain-substrat est bloquée et le courant de drain $I_D = 0$. Si V_{GS} est assez positif on a les conditions pour la formation d'une couche conductrice entre drain et la source, donc $I_D \neq 0$. Cette couche se comporte comme une zone

« N » qui est induite dans la zone « P » par inversion de la population des porteurs. La tension de seuil minimale pour induire un canal est notée V_{th} .

- **canal N = porteurs : électrons**
- **V_{GS} contrôle la densité des porteurs dans le canal**
- **Normal "OFF"**
- **$V_{GS} > V_{th} \rightarrow$ Tension de seuil**

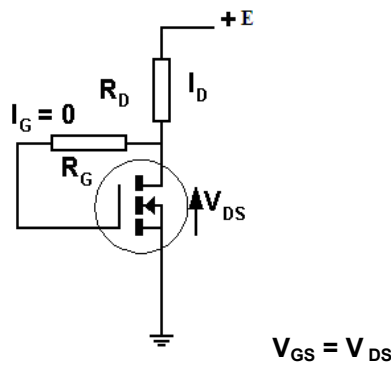
Caractéristique de transfert



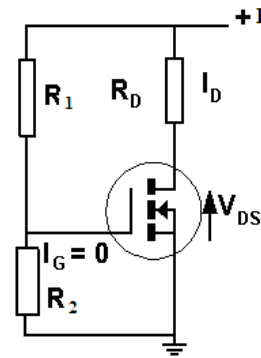
L'expression du courant de drain : $I_D = K (V_{GS} - V_{th})^2$

4.2.5 Polarisation

Par rétroaction de drain



Par pont résistive



4.2.6 Avantages des transistors MOS

- La résistance d'entrée très grande $R_e \approx 10^{12} \Omega$;
- Ce type de transistor est simple à fabriquer et peut onéreux ;
- La densité d'intégration dépasse 10^7 transistors sur une seule puce.

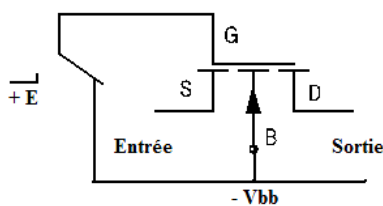
Inconvénients des transistors MOS

Très sensible aux charges statiques qui peuvent percer le diélectrique de la grille de commande .Ils doivent être manipulés en prenant soin de réunir leurs électrodes à la masse de ne pas les tenir à la main sans avoir pris soin de ce décharger sur un support métallique et d'utiliser un fer à souder basse tension ou de le débrancher du secteur avant de les souder.

4.2.7 Applications spécifiques des transistors MOS

Les transistors MOS sont utilisés en amplification et en commutation.

Commutateur série :



Si $U_{GB} = V_{bb} < 0$ le MOS est bloqué, la résistance $R_{DS} > 10^{10} \Omega$ ce qui correspondre à un circuit ouvert.

Si $U_{GB} = E > 0$ est grand, le MOS est conducteur et R_{DS} vaut quelques ohms, ce qui correspondre à un circuit fermé.

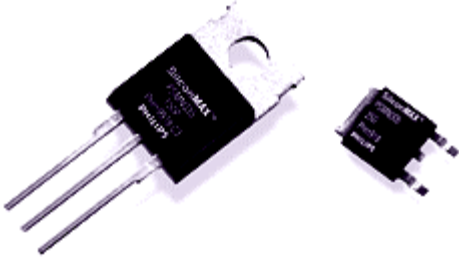
Le transistor constitue un relais statique dont la puissance de commande est négligeable.

Pour les applications de commutation on préfère utiliser des paires des transistors MOS complémentaires dits « CMOS ».

Ces commutateurs sont beaucoup utilisés dans la construction des hacheurs de signaux et dans les multiplexeurs (circuits qui permettent de relier successivement plusieurs signaux à l'entrée d'un même dispositif).

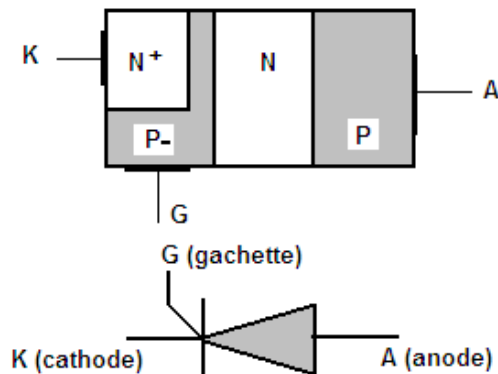
Les transistors MOS sont aussi utilisés en commutation logique pour la réalisation des portes logiques.

Aspect physique :



5 Dispositifs multi jonctions

5.1. Le thyristor



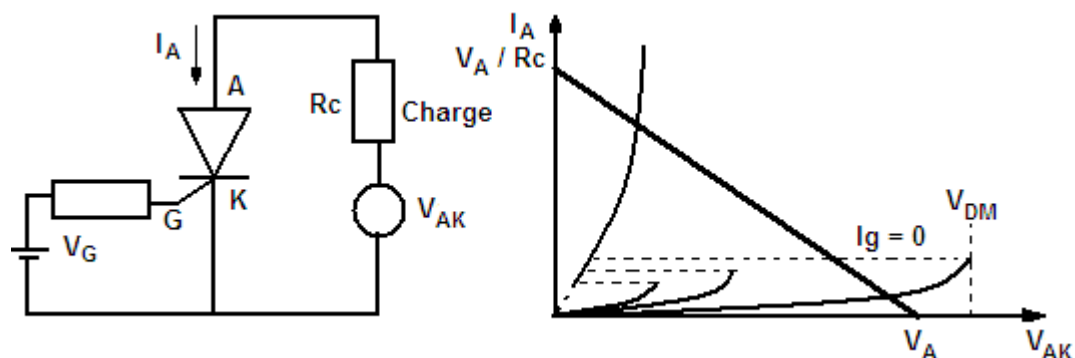
Un thyristor est formé par trois jonctions qui séparent des blocs P-N-P-N.

Les différentes couches sont :

- la **cathode (K)** qui est une zone mince et très fortement dopée N ;
- la **gâchette (G)** qui est une zone très mince, faiblement dopée P (on la nomme aussi grille ou gate) ;
- l'**anode (A)** qui est une zone au dopage P et d'épaisseur moyenne.

Le symbole du thyristor ou SCR est celui d'une diode avec une électrode de commande. L'abréviation SCR provient de l'appellation anglaise « **S**ilicone **C**ontrolled **R**ectifier »

5.1.1 Analyse de fonctionnement



Le thyristor est placé en série avec une charge (R_C) et un générateur de tension continue variable avec $V_A > V_K$. La gâchette est reliée à un générateur de commande tel que $V_G > V_K$. On distingue deux cas :

I. Courant de gâchette nul.

Tant que la tension anode-cathode V_{AK} est inférieure à une tension de seuil V_{DM} , le thyristor est bloqué. Le courant d'anode I_A est très faible.

Si V_{AK} devient supérieur à la valeur V_{DM} dite tension de retournement, il y a amorçage du thyristor : la tension entre l'anode et la cathode diminue fortement. Pour désamorcer le thyristor, il faut pratiquement annuler sa tension d'anode.

II. Avec courant de gâchette.

Si on augmente le courant de gâchette, la tension de retournement diminue et le thyristor s'amorce plus tôt. Au-delà d'une certaine valeur du courant de gâchette, le thyristor s'amorce pour toute valeur de V_{AK} .

Un thyristor polarisé en inverse ($V_K > V_A$) reste toujours bloqué.

Un thyristor se comporte comme une diode dont on peut commander la conduction (l'amorçage) au moyen de la gâchette.

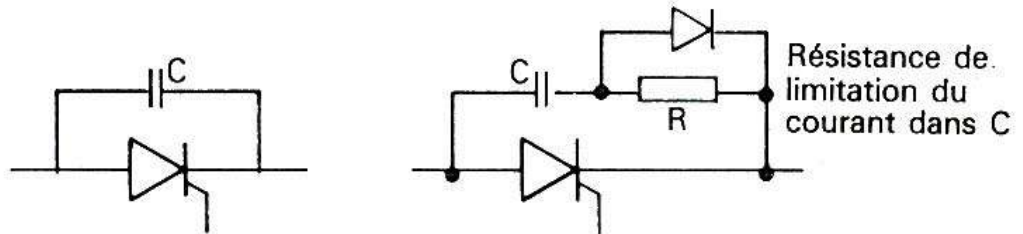
5.1.2 Protection des thyristors

a). Contre les surintensités: La protection peut être assurée soit par un fusible rapide, soit par un système limiteur électronique.

b). Contre les amorçages trop rapides di/dt : Une inductance montée en série avec le thyristor limite le di/dt .

Protection contre les blocages trop rapides dv/dt .

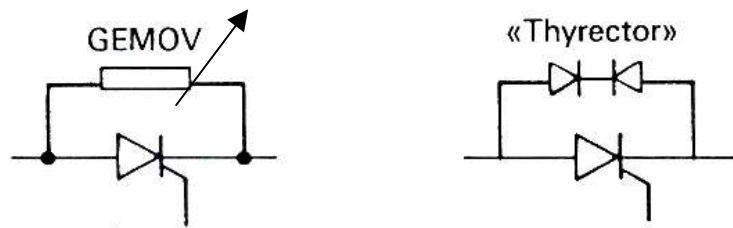
On emploie soit un condensateur, soit un ensemble condensateur avec une résistance pour limiter le courant.



Protection des SCR contre l'amorçage inattendu

Protection contre les surtensions.

On peut mettre en parallèle avec le thyristor soit un demi-conducteur (GEMOV) (Métal oxyde varistor), soit un ensemble de deux diodes tête-bêche ou sélénium (thyrector).



Protection des SCR contre les surtensions

5.1.3 Thyristors G. T .O. (gate turn off)

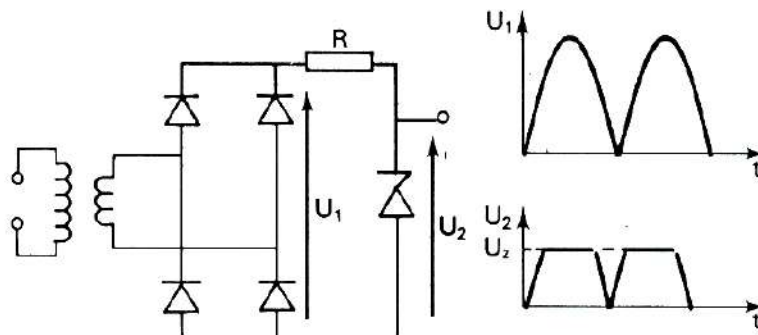
Ce sont des thyristors appelés aussi thyristor à blocage. Une impulsion négative sur la gâchette assure le blocage des thyristors. Il existe des thyristors GTO jusqu'à 400 A sous 2500 V.

5.1.4 Les circuits d'amorçages des thyristors

Le circuit d'amorçage a pour but d'appliquer sur la gâchette du thyristor une tension positive; en redressement commandé, cette tension devra être synchronisée pour que l'amorçage s'effectue à des instants précis, en général, sous forme d'impulsions.

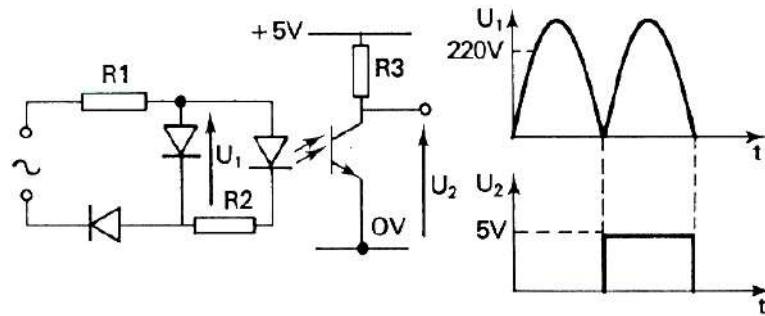
Synchronisation avec le réseau :

- Par redressement et obtention de signal carré par diode Zenner. L'isolement est obtenu au moyen d'un transformateur.



Circuit de synchronisation par redressement et diode Zenner pour l'amorçage du SCR

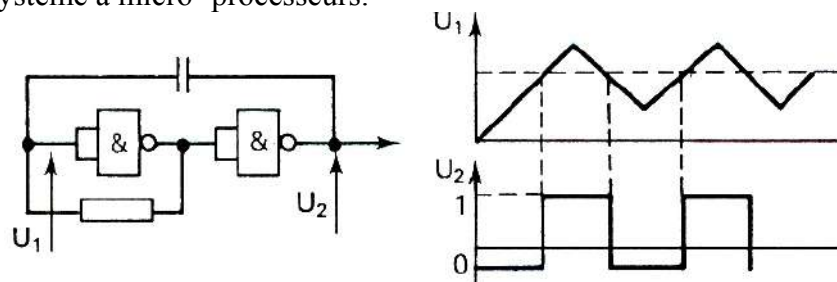
- Par système optocoupleur, le transformateur n'est pas nécessaire mais recommandé.



Circuit de synchronisation par système optocoupleur pour l'amorçage du SCR

5.1.5 Production des impulsions d'amorçage

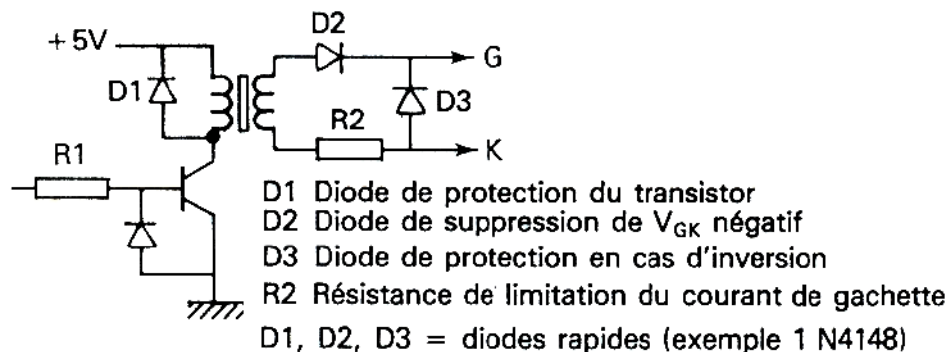
- Par multivibrateur : deux portes " NAND » sont utilisées en inverseur; le changement d'état s'effectue avec une constante de temps RC; on obtient, en sortie, des impulsions de fréquence variable selon la constante RC ;
- Par circuits avec amplificateurs opérationnels ;
- Par système à micro- processeurs.



Multivibrateur astable et son signal de sortie

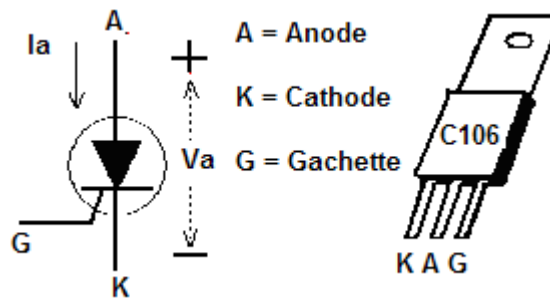
5.1.6 Application des impulsions aux gâchettes

Il est préférable d'isoler le circuit de commande des gâchettes du circuit principal; pour cela, on a recours à des transformateurs d'impulsions. Quel que soit le mode d'obtention des impulsions, on est pratiquement toujours conduit à employer un transistor de sortie.



Remarque: Ce qui importe pour l'amorçage d'un thyristor n'est pas la largeur d'impulsion, mais plutôt les charges injectées en début de commande; on a intérêt à envoyer des trains d'impulsions

5.1.7 Vérification d'un SCR

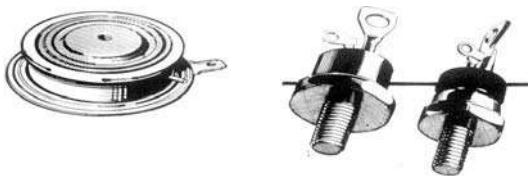


À l'aide d'un multimètre, on peut vérifier un SCR en procédant comme suit :

- Sélection de l'échelle** : choisir sur le multimètre l'échelle qui permet de vérifier les jonctions à semi-conducteur (diode).
- Test de la jonction gâchette/cathode** : placez la sonde rouge sur la gâchette et la noire sur la cathode. Vous devriez obtenir l'équivalent d'une jonction en conduction (0,6 Volt). Intervertissez les deux sondes et l'affichage indiquera "infini ou OverLoad".
- Test de non-conduction entre anode et cathode** : placez la sonde rouge sur l'anode et la noire sur la cathode sans toucher la gâchette. Le SCR ne doit pas conduire (infini ou OverLoad). Intervertissez les deux sondes, le SCR ne doit toujours pas conduire (infini ou OverLoad).
- Test d'amorçage du SCR par la gâchette** : placez la sonde rouge sur l'anode et la noire sur la cathode. Si vous ne touchez pas la gâchette, le SCR ne doit pas conduire. Maintenant, placez un court-circuit entre l'anode et la gâchette pour amorcer le SCR, il doit conduire (affichage 0,57 Volt). Si vous enlevez le court-circuit entre l'anode et la gâchette, le SCR doit continuer de conduire.

5.1.8 Aspect physique du thyristor

Comme le thyristor est un composant de puissance, son boîtier est fabriqué de sorte à pouvoir supporter et à dissiper une puissance importante tout en assurant les meilleurs conditions de refroidissement.



Types de brochages :

TO5



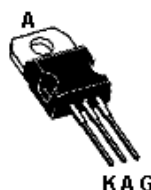
TO92



TO48



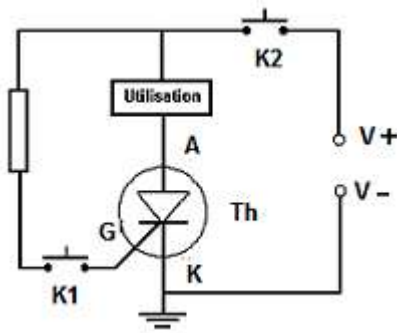
TO220



DPAK



5.1.9 Utilisations des thyristors



Après avoir examiné ce schéma c'est facile de comprendre le fonctionnement du thyristor. Un bref courant de gâchette par K1 laisse le thyristor conducteur. Seule une coupure par K2 le laissera isolant.

Autres particularités intéressantes :

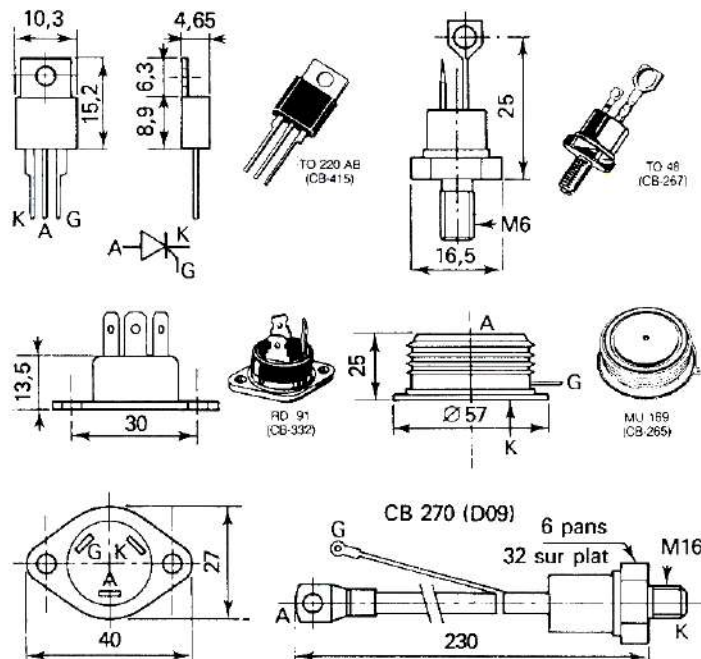
- La tension A/K maximale peut atteindre des valeurs élevées, de 100 à 1200V selon les modèles. C'est donc un contacteur haute tension.
- Le courant de gâchette " I_G " minimal pour déclencher la conduction A/K est de l'ordre de 10mA, parfois 1mA pour les modèles sensibles. Ce courant entre par "G" et sort par "K" vers la masse. Sa durée n'a aucune importance.
- Le temps de réponse est très court (quelques nano secondes).
- L'intensité de conduction I_{AK} est également élevée, de 0.3 à 35A selon les modèles
- Le thyristor ne peut revenir à l'état bloqué (isolant) que si l'intensité passante I_{AK} tombe au dessous d'une valeur minimale. Ce seuil dit "courant d'arrêt" est de l'ordre de 2% de l'intensité maximale du modèle.

5.1.10 Repérages et encombrement des boîtiers

Il existe une très grande variété de boîtiers contenant les thyristors ; on peut les classer en deux groupes :

- boîtiers plastiques (en général jusqu'à 50 A maxi) ;
- boîtiers métalliques (depuis 20 A).

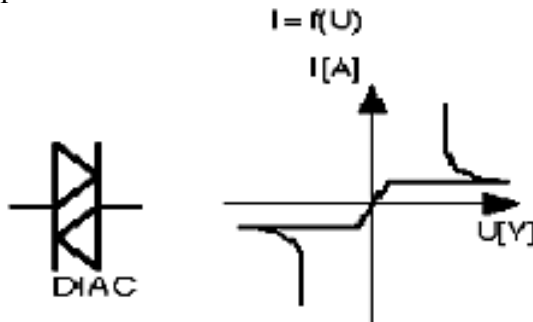
A titre indicatif, la figure ci-dessous montre différentes présentations de ces boîtiers et le repérage des bornes.



Références des boîtiers des SCR

5.2. Le DIAC

Le **DIAC (Diode for Alternative Current)** est un système équivalente à deux diodes à quatre couches montées tête-bêche.



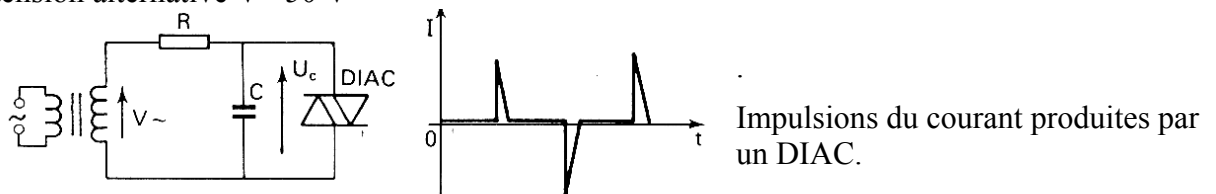
Un DIAC reste bloqué tant que la tension entre ses bornes reste inférieure à sa tension seuil (de retournement).

Selon la polarité des tensions appliquées au DIAC, l'une des deux diodes entre en conduction quand le seuil est dépassé. Pour désamorcer un DIAC conducteur, il faut annuler la tension appliquée.

5.2.1 Utilisations

Le DIAC est surtout employé pour fournir des impulsions tantôt positives, tantôt négatives.

Étant donné le montage ci-dessous, l'ensemble à courant alternatif, DIAC est alimenté par une tension alternative $V > 50 \text{ V}$



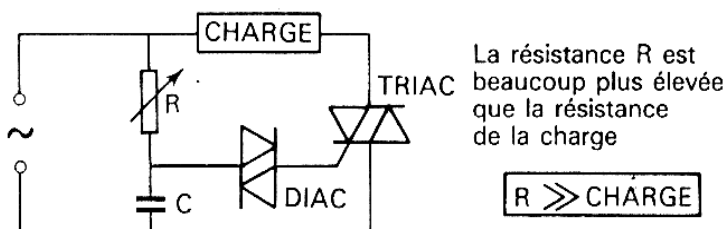
Impulsions du courant produites par un DIAC.

Lorsque la tension U_c est inférieure à la tension V_{BR} (tension d'avalanche), le diac présente une résistance infinie. Dès que $U_c = V_{BR}$; cette résistance devient très faible ; (équivalente à celle d'un interrupteur fermé), ce qui a deux conséquences :

- le courant ne passe plus par le condensateur, mais par le DIAC ;
- le condensateur se décharge à travers le DIAC ; on obtient ainsi une impulsion du courant à chaque alternance.

Commande de triac:

Le circuit de puissance comportant la source alternative, la charge et le triac, est commandé par les impulsions sur la gâchette qui proviennent du circuit R C avec le DIAC.



Circuit d'amorçage du triac par le DIAC

La charge a une très faible impédance par rapport à celle présentée par le circuit R C.

Exemple: résistance $A = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$ résistance de la charge: 100Ω ,

La tension d'alimentation du montage sera la tension du secteur, soit 220 V ; 50Hz .

5.2.2 Aspect physique du DIAC

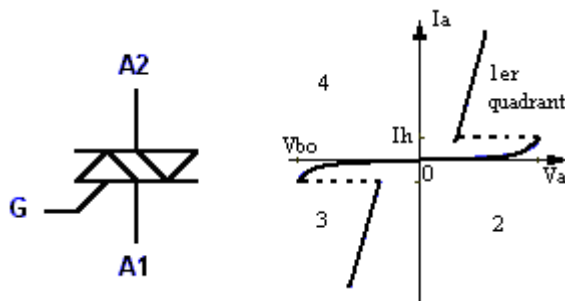


Le boîtier d'un DIAC ressemble à celui d'une diode mais le trait repère est situé au milieu. Plus rarement, c'est un boîtier plastique genre transistor mais avec deux pattes seulement, ne pas tenir compte de l'orientation du méplat de ce boîtier puisqu'un DIAC n'a pas de polarité.

5.3. Le TRIAC

C'est en 1964 qu'est apparu sur le marché un dispositif assurant la mise en conduction et le blocage des deux alternances d'une tension alternative par une seule électrode (la gâchette). Ce composant à trois électrodes a été appelé TRIAC (Triode Alternating Current).

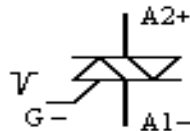
5.3.1 Symbole et principe de fonctionnement



Suivant que l'anode A1 ou l'anode A2 est positive par rapport à l'autre, le triac s'amorcera dans le premier ou le troisième quadrant.

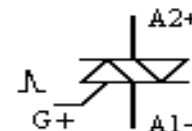
Le déclenchement des triacs peut s'effectuer dans les quatre modes suivants :

MODE 4



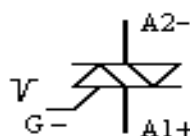
courant plus élevé pour I_g

MODE 1



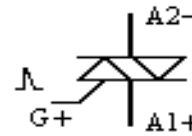
ce mode est le plus sensible

MODE 3



courant plus élevé pour I_g

MODE 2

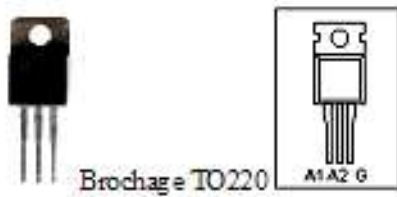


mode le moins sensible

Lorsque l'on alimente un Triac en alternatif il y a 4 possibilités de déclenchement :

- Les modes 1 et 2 : la tension alternative change la polarité des Anodes A1, A2 et le signal de déclenchement est toujours positif. (Système peu recommandé).
- Le mode 1 et 3 : la tension alternative sur A1, A2 et le signal de déclenchement est identique au courant principal (déclenchement économique).
- Le mode 4 et 2 : la tension alternative sur A1, A2 et le signal de déclenchement est opposé au courant principal (sans intérêt, déconseillé).
- Le mode 4 et 3 : la tension alternative sur A1, A2 et le signal de déclenchement négatif par rapport A1 (déclenchement industriel performant).

5.3.2 Aspect physique du TRIAC et brochage



Ex : BTA 08-700S

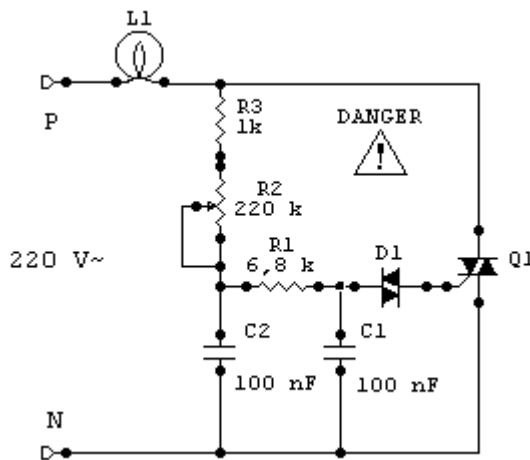
BTA indique la série (isolé) , 08 = 8 Ampères , 700 Volts .

Pour un boîtier TO220 il existe des Triacs isolés ou non isolés, en fait c'est le support de fixation qui est isolé ou non par rapport aux Anodes .De préférence ont utilise des triacs isolés bien qu'ils soient très légèrement plus chères.

5.4. Utilisations

a) Variateur de puissance

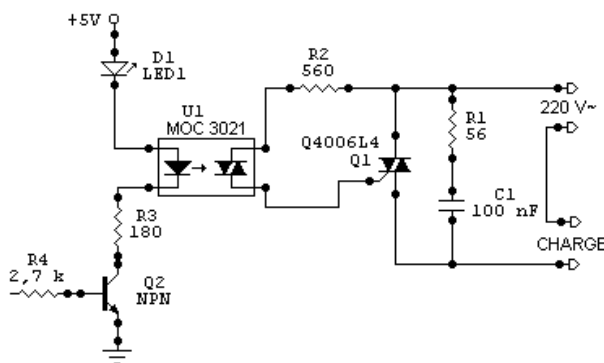
Le fait d'intercaler un DIAC dans un circuit gâchette de triac (ou de thyristor...) rend le seuil de déclenchement plus franc et plus fidèle, surtout en fonction de la température du triac.



Pour le variateur de puissance (la figure ci contre) à partir d'une certaine tension le condensateur se décharge brutalement dans le DIAC par G et A1 mais il subsiste un courant faible venant de P1 ; le DIAC reste conducteur mais le condensateur ne peut se charger qu'à une tension très faible. La tension secteur passe par zéro volt,

l'intensité venant de P1 devient nulle et le DIAC se bloque. Puis, la tension secteur quitte zéro, le condensateur peut donc se charger par P1 car le DIAC est bloqué, et ainsi de suite. b)

b) Contrôle du courant dans la charge



Les triacs permettent de remplacer les deux thyristors dans les gradateurs. Ils peuvent contrôler des courants de 1 à 60 A avec des tensions inverses de 700 à 1 000 v.

Leurs principales applications sont :

- les gradateurs de lumière ;
- les alimentations de radiateurs de chauffage électrique ;

- la commande de petits moteurs universels alimentés en courant alternatif.

Exercices corrigés :

- Un circuit composé d'une lampe à incandescence branchée en série avec un thyristor est alimenté sous une tension alternative de secteur (220 V). Le thyristor (SCR) est amorcé avec un angle d'amorçage d'environ 100°.

Montrer les formes d'ondes (synchronisées avec la tension de secteur) :

- Sur la charge ;
- Sur le thyristor ;

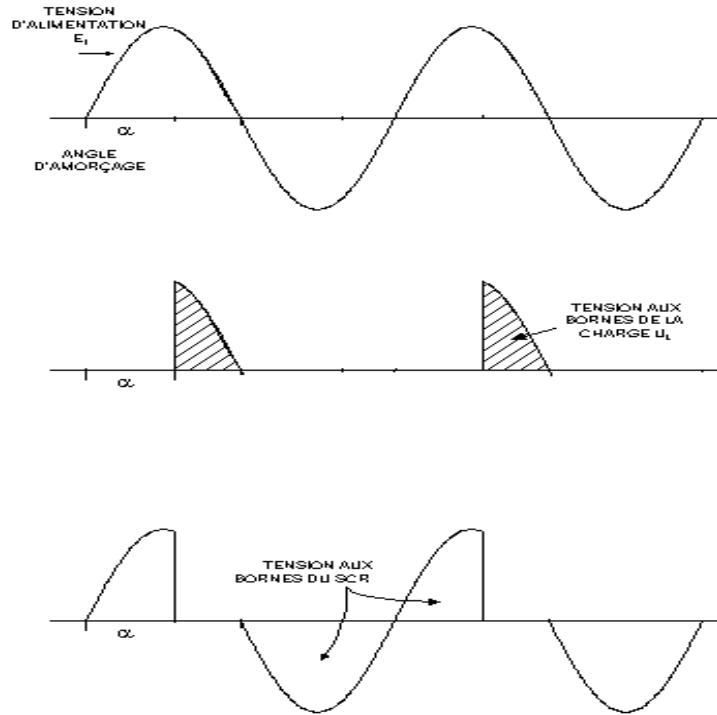
- Dans le même montage, le thyristor est remplacé par un triac.

Montrer les nouvelles formes d'onde :

- Sur la charge
- Sur le triac

Solution :

a)



b)

