



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°:15

**ANALYSE DE CIRCUITS A
SEMI - CONDUCTEURS**

SECTEUR : GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : T.E.M.I.

NIVEAU : TECHNICIEN

ANNEE 2006

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.....	1Error! Bookmark not defined.
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	Error!
	Bookmark not defined.	
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 15 :**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'ÉVALUATION

- 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. | - Reconnaissance précise de la signification des symboles.
- Localisation exacte : <ul style="list-style-type: none">• 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 15 : ANALYSE DE CIRCUITS A
SEMI CONDUCTEURS*

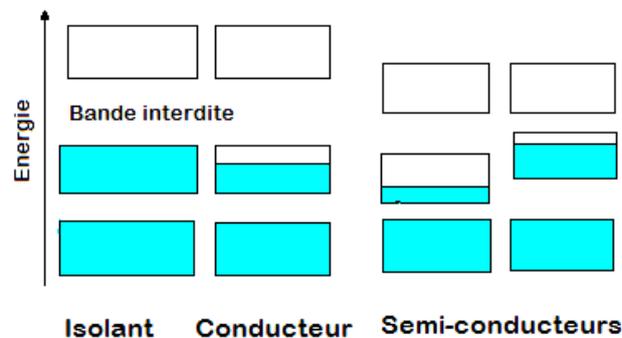
RESUME THEORIQUE

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 :

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

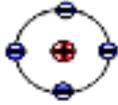
Pour les semi-conducteurs, le taux de remplissage de la dernière bande occupée est soit faible soit très important. La hauteur de la bande interdite est faible (≈ 1 eV). La conduction est faible et varie beaucoup avec la température.

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

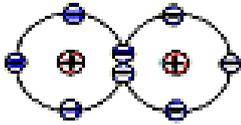
1.2 – Semi-conducteurs

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.

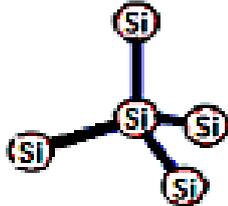
*Un atome de silicium possède 4 électrons de valence sur sa couche externe 4.



*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.

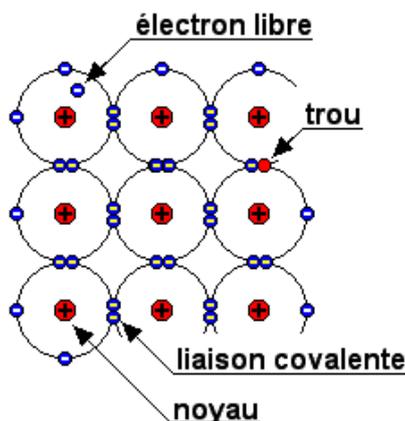


*Chaque atome de silicium peut être considéré comme au centre d'un tétraèdre, chacun des atomes auquel il est lié se trouvant sur un des quatre sommets du tétraèdre.

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.

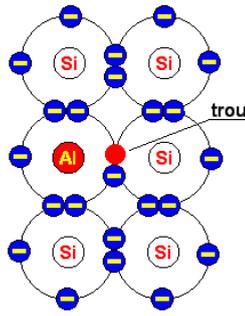


Dans le cristal, ces électrons se situent sur des niveaux d'énergie appelée *bande de valence*. Les électrons qui peuvent participer à la conduction possèdent des niveaux d'énergie appartenant à la *bande de conduction*. Entre la bande de valence et la bande de conduction peut se situer une *bande interdite*. 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.

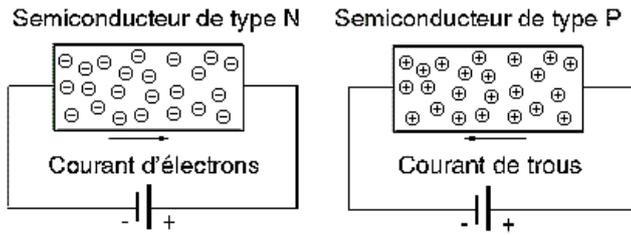
Les électrons sont les porteurs majoritaires.

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)

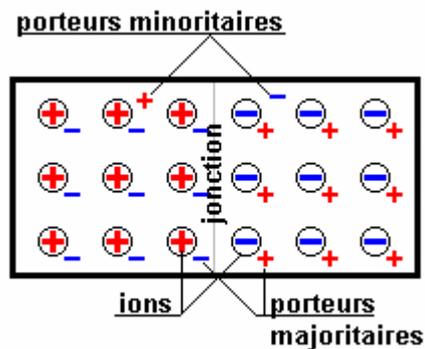
La **conduction intrinsèque** concerne la conductibilité du matériau semi-conducteur pur, qui dépend de la température, tandis que la **conduction par dopage (extrinsèque)** dépend de la « contamination » du réseau cristallin par l'injection d'atomes qui possèdent une valence différente.

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.

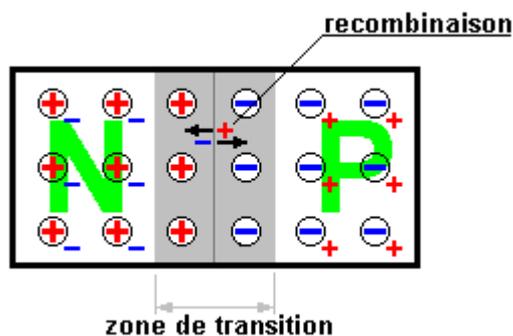


Formation d'une jonction PN

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

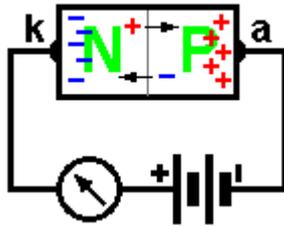


De part et d'autre de la jonction les porteurs majoritaires (électrons et trous) s'attirent et se recombinent ; leurs charges s'annulent il y a raréfaction des porteurs donc forte diminution de la conductibilité dans une zone (la zone de transition) de très faible épaisseur (de l'ordre du micron). Entre 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

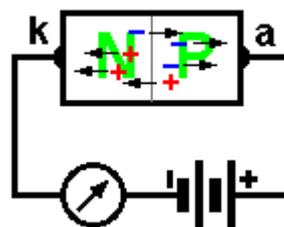


Le dipôle constitué par le cristal de semi-conducteur divisé par la jonction PN est une diode dont l'anode correspond à la zone P et la cathode à la zone N.

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.

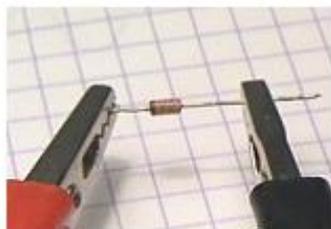
La différence de potentiel entre les zones P et N provoquée par la source de courant continu à la zone de transition doit être suffisamment élevée pour annuler la différence de potentiel (quelques dixièmes de volts) présente dans la jonction à l'état d'équilibre.

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 masse



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

Résultat de la mesure de quelques diodes :

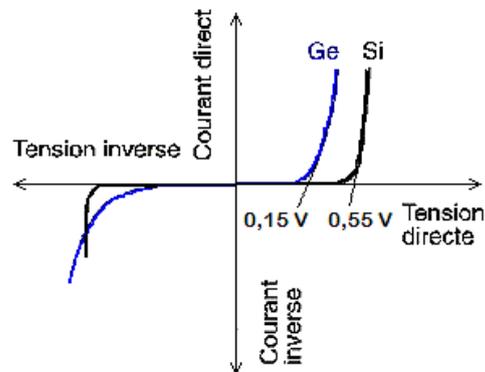
type de diode	R directe	R inverse
1N4148	40 ohms	infinie
BY191	25 ohms	infinie
BY253	30 ohms	infinie

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.

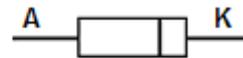
La **tension inverse** doit rester inférieure à la tension à la tension de claquage. Les diodes de redressement sont peu dopées pour avoir une bonne tenue en inverse.

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

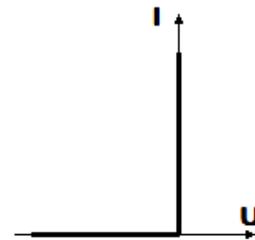
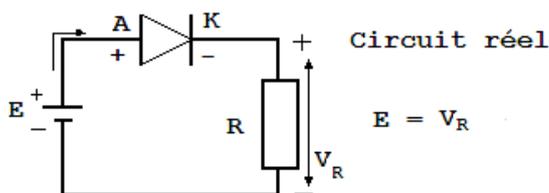
2.1- LA DIODE

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

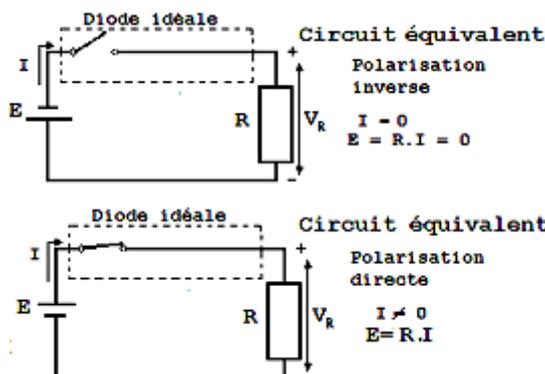


A: Anode
K: Cathode

2.1.1 Diode idéale



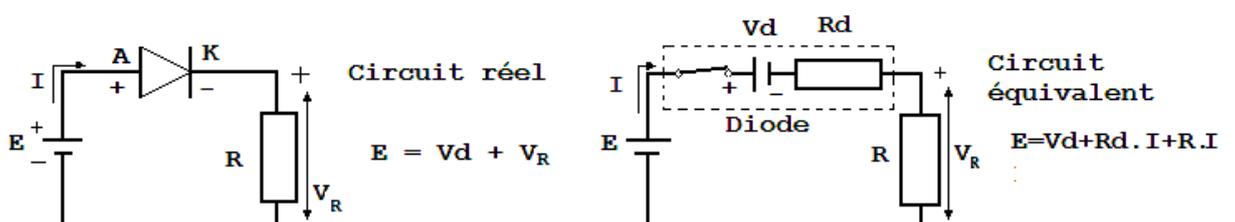
Caractéristique $I = f(U)$

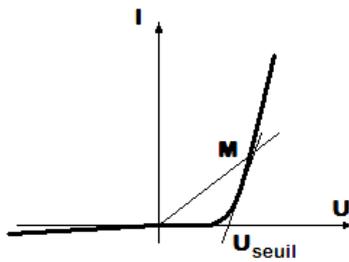


- En **polarisation directe** la résistance de la diode est nulle - **comportement d'un interrupteur fermé.**
- En **polarisation inverse**, la résistance interne de la diode est infinie - **comportement d'un interrupteur ouvert.**

- 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

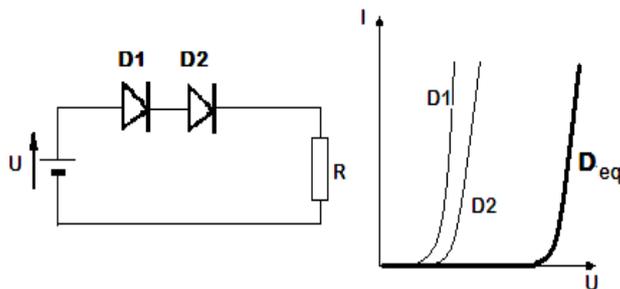


- Elle laisse passer le courant uniquement dans le sens anode-cathode :

• 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 . $U_{AK} > V_F$.

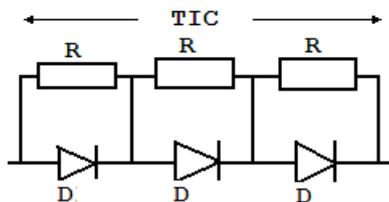
- La tension de seuil varie de **0,2 V. à 0,4 V** pour les diodes à **Germanium** et de **0,6 V à 0,8 V** pour les diodes à **Silicium**

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.

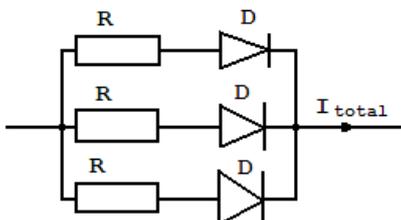
Utilisation : quand une tension inverse maximale (TIC) appliquée à une diode est supérieure à ce qu'elle peut normalement supporter ;



Les résistances peuvent avoir des valeurs de $5 \text{ k}\Omega$ à $50 \text{ k}\Omega$

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

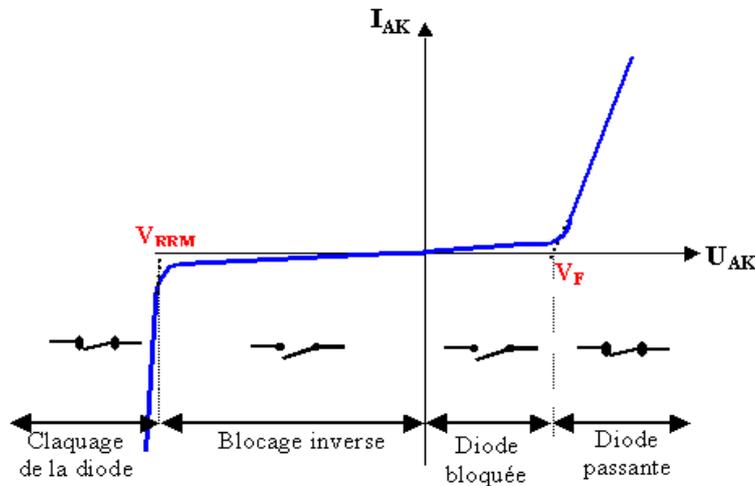
b) En parallèle : on peut utiliser une construction analogue en considérant cette fois qu'il y a additivité des courants dans les diodes concernées.



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

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

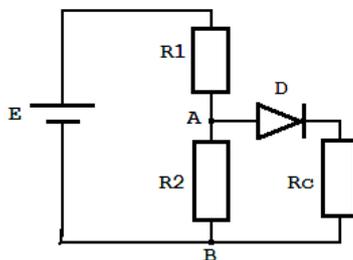
Claquage de la diode

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 : $V_{AB} = U_{R2} = E \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 4 \text{ V}$

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:

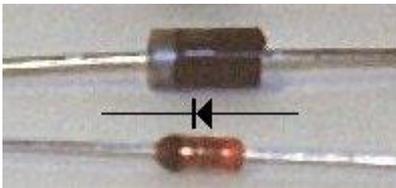
$$P_{\text{max}} = I_F \times V_F$$

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

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



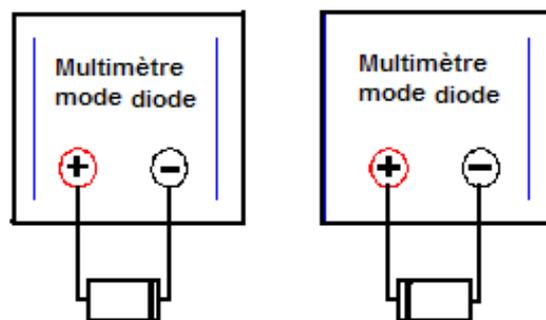
Diode de redressement en haut et diode « petits signaux » en bas.

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 ;

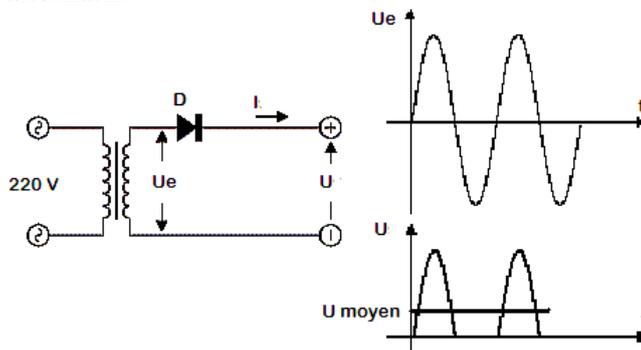
I_F – courant direct moyen qui peut traversée la diode en permanence sans limitation de durée ;

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 : $U_{\text{eff}} = 0,5 U_{\text{max}}$

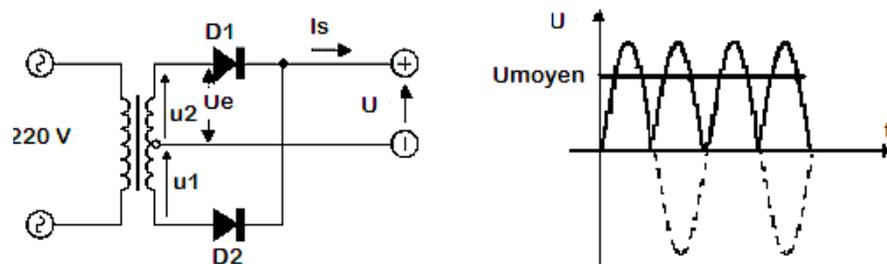
$$\eta [\%] = \frac{0,101 \times U_e^2 / R_L}{0,25 U_e^2 / R_L} \cdot 100 \quad \eta [\%] \approx 40 \%$$

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 :

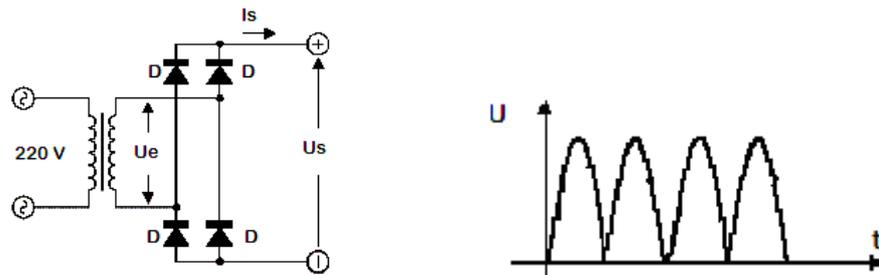
$P_{\text{cc}} = U_{\text{moy}} \cdot I_{\text{moy}} = 0,636 U_e (0,636 U_e / R_L) = (0,636 U_e)^2 / R_L$ ou R_L est la résistance de charge

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

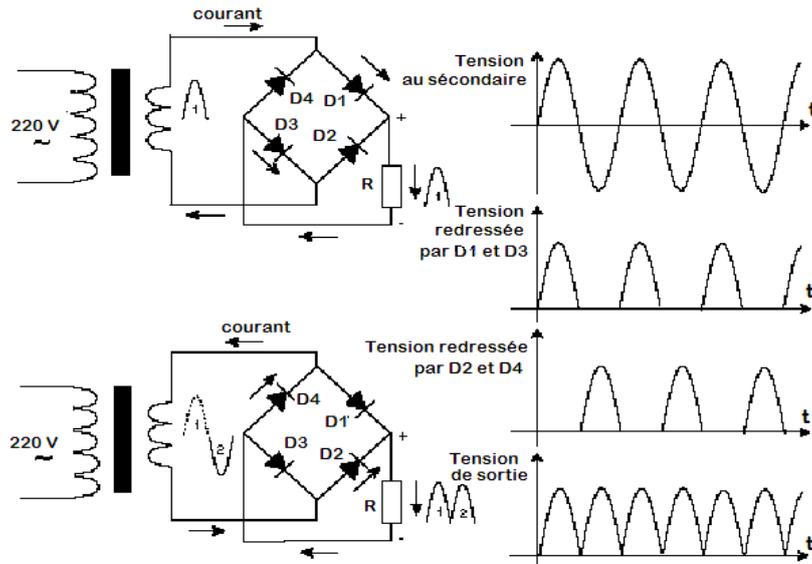
$$\eta [\%] = \frac{\left((0,636 U_e)^2 / R_L \right)}{\left((0,707 U_e)^2 / R_L \right)} \times 100 \approx 81\%$$

- Avec 4 diodes

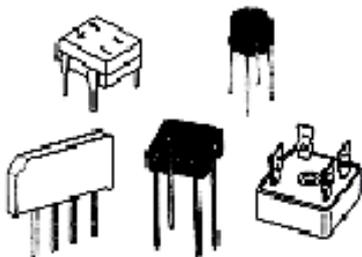
Ce montage nommé le pont de Graëtz peut être commercialisé sous la forme d'un dispositif compact muni de quatre bornes.



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.



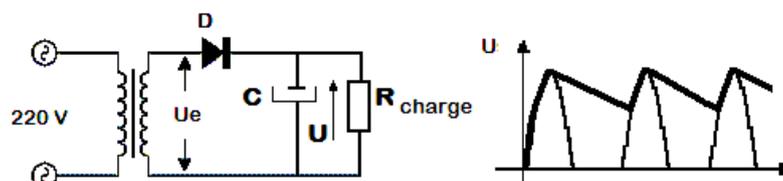
Un **pont de diodes** possède quatre bornes identifiées par les symboles :

- ~ 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.

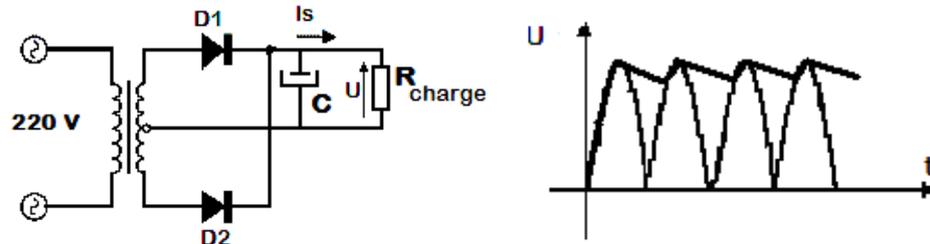


Dès que la diode est passante, $U_A > U_K$:

- 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 $U - U_{AK}$.

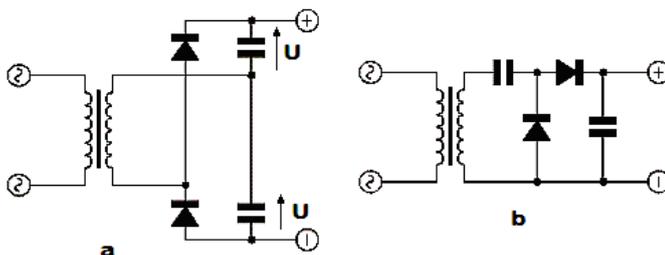
Dès qua la diode se bloque, $U_A < U_K$:

- 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)

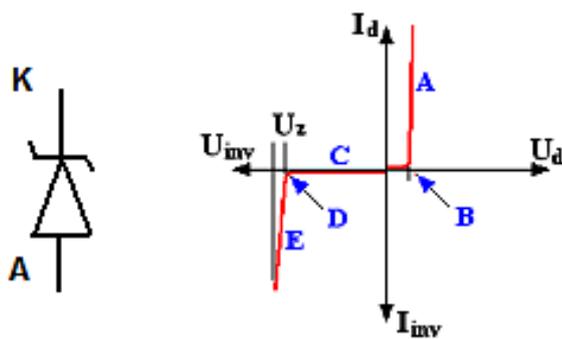
La photo ci-contre montre quelques diodes Zener de puissance allant de quelques centaines de milliwatts à quelques watts.

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

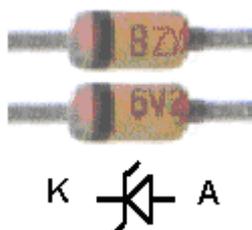


La figure ci-contre montre la variation du courant inverse et du courant direct en fonction de la tension aux bornes de la diode Zener. Chaque lettre représente une région particulière de la courbe :

- 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.

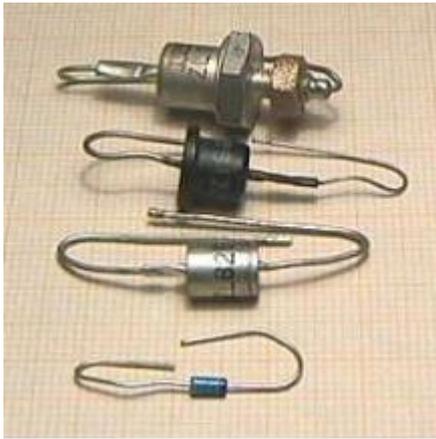
Le courant sera limité par le reste du circuit et ne doit pas dépasser la valeur maximale supportable par la diode, au risque de détruire celle-ci. La puissance des diodes Zeners commence à 0,4 Watts et l'on en trouve de 5 W.

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.



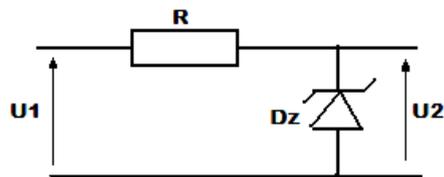
Utilisation des diodes Zener : stabilisation de tension, (la tension inverse de la diode varie peu lorsque le courant inverse qui la traverse évolue notablement).

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)

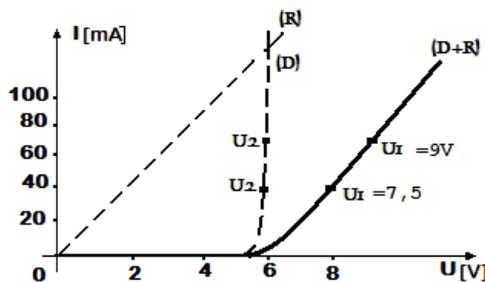
Exercice résolu :



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.

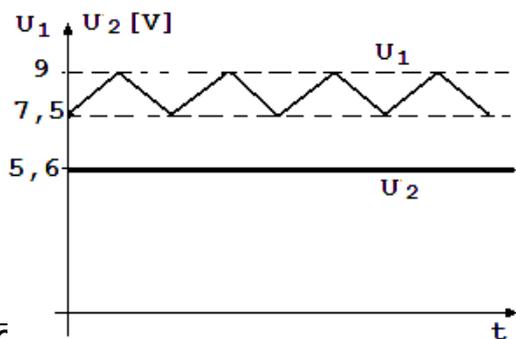
- Représenter graphiquement les caractéristiques des deux éléments, puis la caractéristique de l'ensemble, pour $0 < U_1 < 10 \text{ V}$.
- La tension U_1 triangulaire entre les valeurs 7,5 V et 9 V. Que peut-t-on dire sur la tension U_2 ?
- La tension U_1 est une tension redressée d'amplitude 8 V. Comment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

Solution :

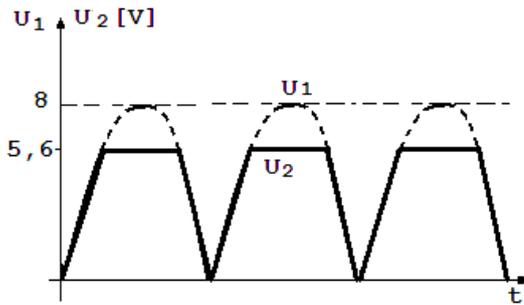


a) La caractéristique de la résistance est rectiligne, elle passe par l'origine et par le point : $I = 0,1 \text{ A}$ et $U = R \cdot I = 50 \times 0,1 = 5 \text{ V}$.

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 compris 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.

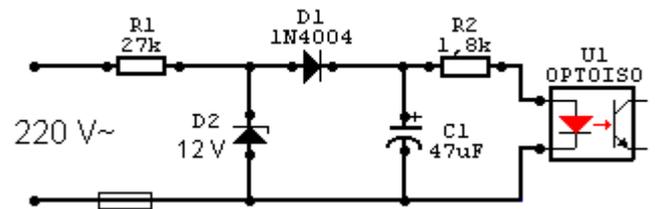


c) En première approximation on peut négliger l'arrondi des courbes, au voisinage de la tension Zener. On distingue 2 cas :

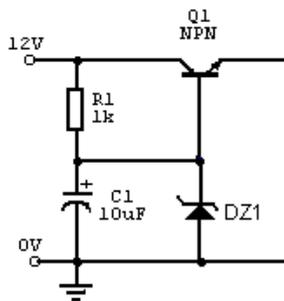
- pour $U_1 \geq 5,6 \text{ V}$, on a $U_2 = 5,6 \text{ V}$
- pour $U_1 < 5,6 \text{ V}$, on a $U_2 = U_1$ (il n'y a donc pas de chute de tension aux bornes de la résistance).

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.

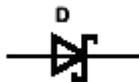


Voici un ancien montage pour créer une alimentation stabilisée.



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).



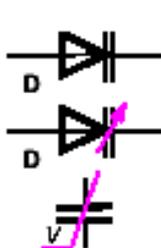
L'avantage essentiel : **La diode est plus rapide.**

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.

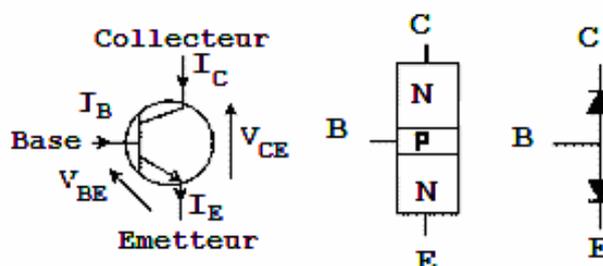
Les 3 connexions sont appelées :

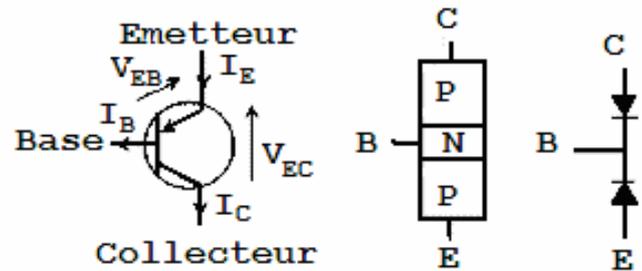
- E : émetteur
- B : Base
- C : collecteur

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.

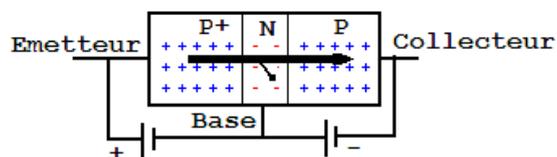




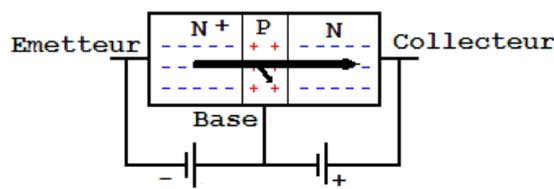
Le sens de la flèche permet de différencier le symbole d'un transistor NPN de celui d'un transistor PNP.

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 zones 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 dopée 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 fonction 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)

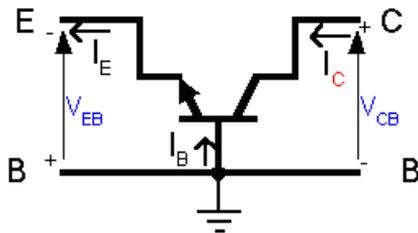
On pose : $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ et on considère I_{CBO} négligeable. Donc le courant de collecteur I_C est proportionnel au courant de base I_B , le facteur β (béta) étant le **gain en courant de transistor**. Cette relation est fondamentale:

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

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.

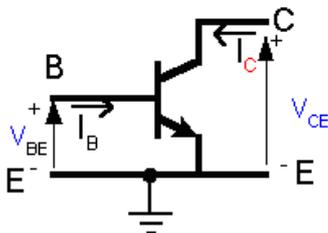
3.3. Les montages

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



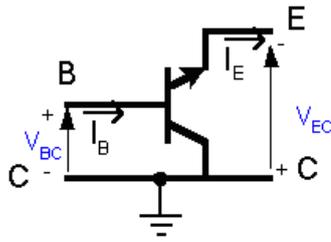
montage BC - utilisé en haute fréquence

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.



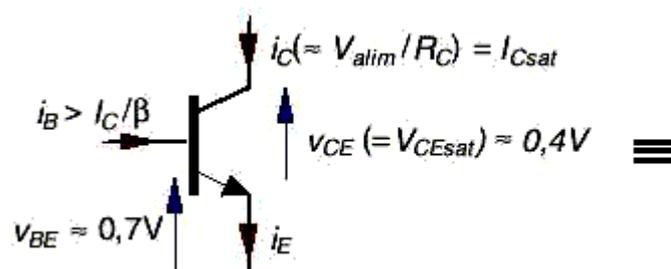
montage CC – utilisé en adaptation d'impédance

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.



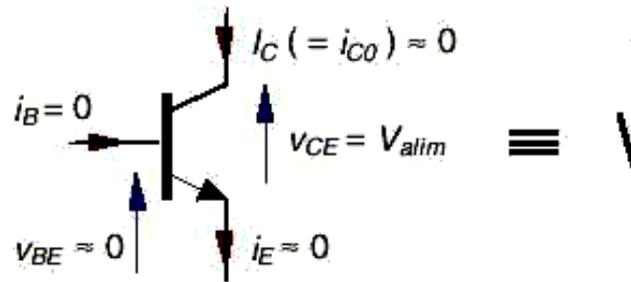
Dans cette zone : $I_B \geq I_{B \max} = V_{alim} / \beta R_C$

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 :



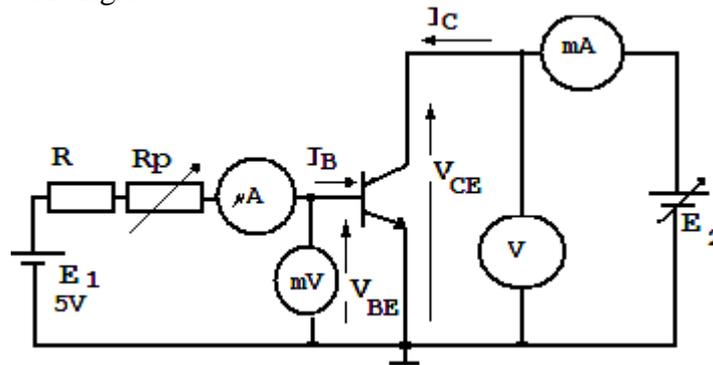
$i_B = 0$ ou $V_{BE} < 0,6V$;

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 ;

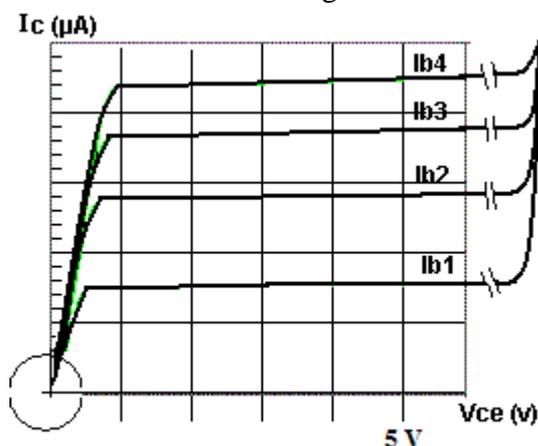
Le montage pour relever des caractéristiques pour un transistor branché en émetteur commun est donné sur la figure ci-dessous :



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 $I_C (V_{ce})$

- 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} .

En pratique on utilise les relations simplifiées :

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

- 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.

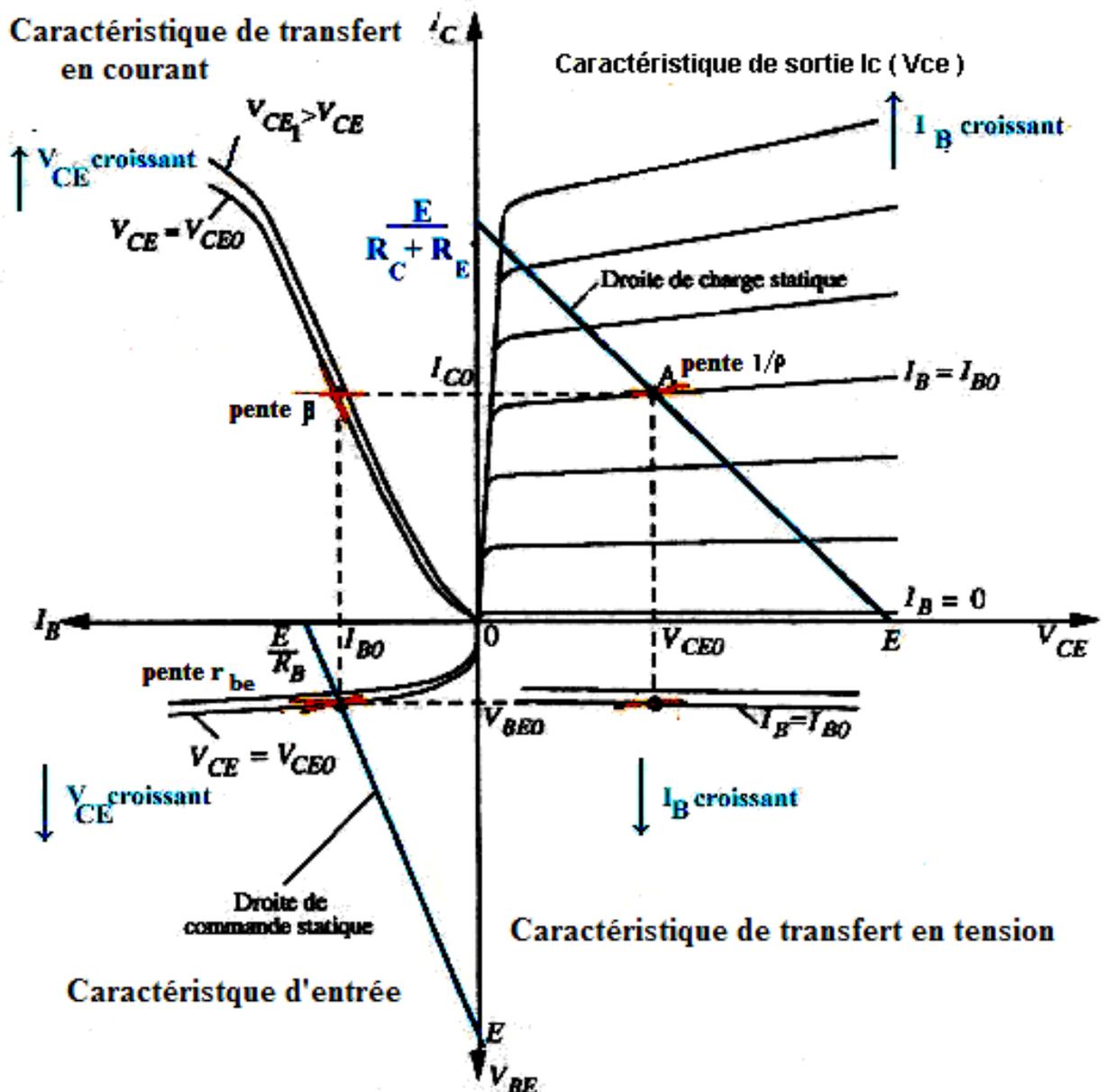


Figure 1 - Réseaux de caractéristiques

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 où 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 :

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

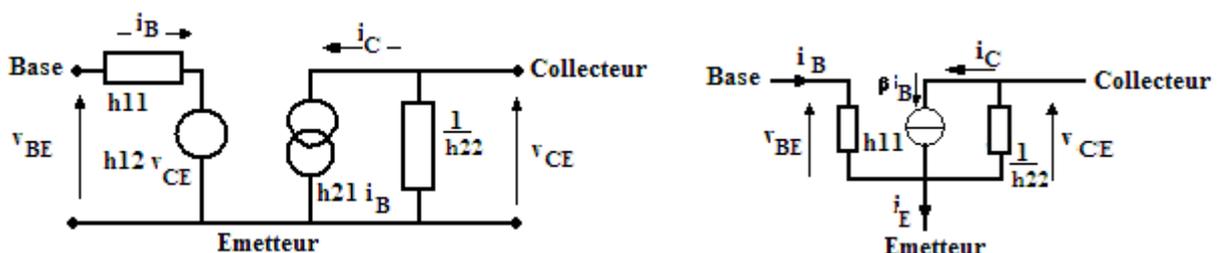
$h_{21} = i_C / i_B$ à $V_{CE} = \text{constante} \rightarrow h_{21}$ c'est le gain en courant du transistor, donc β qui est la pente de la caractéristique de transfert en courant.

$h_{22} = i_C / V_{CE}$ 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 : $s(\text{mA/V}) = 38 I_C(\text{mA})$

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.

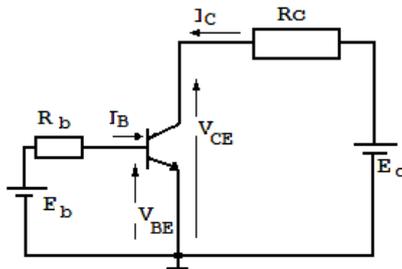


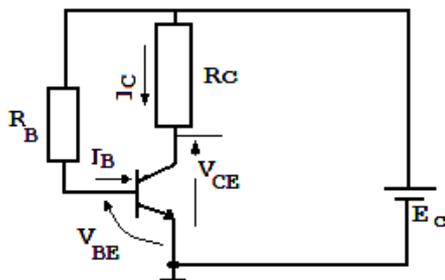
Figure 2

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 .

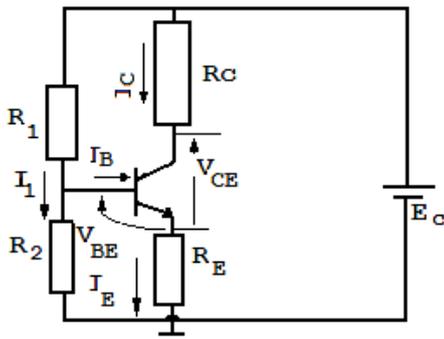
Ce type de polarisation ne doit pas être utilisé pour un transistor employé comme amplificateur

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

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 .

R_2 .

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

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

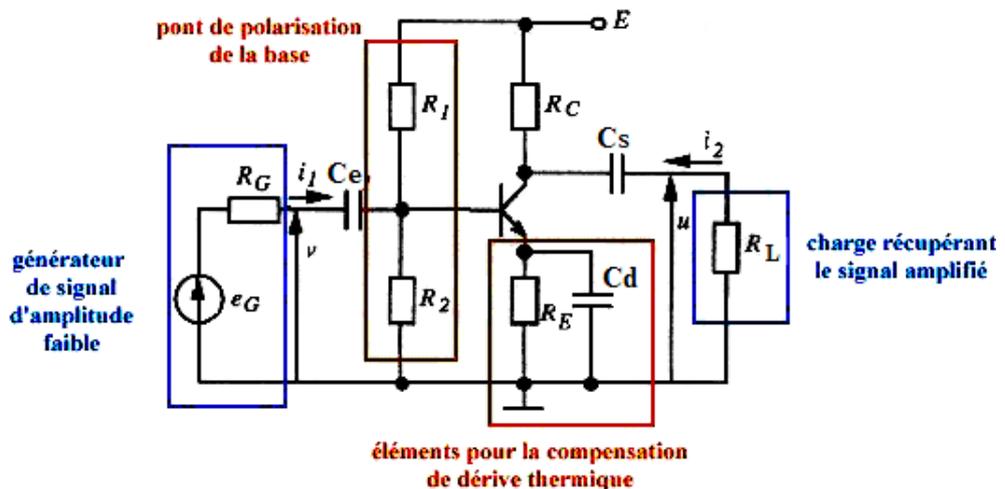
On applique à l'entrée, donc entre la base et l'émetteur, une tension $e_G(t)$ sinusoïdale qui est le signal que l'on souhaite amplifier.

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 :

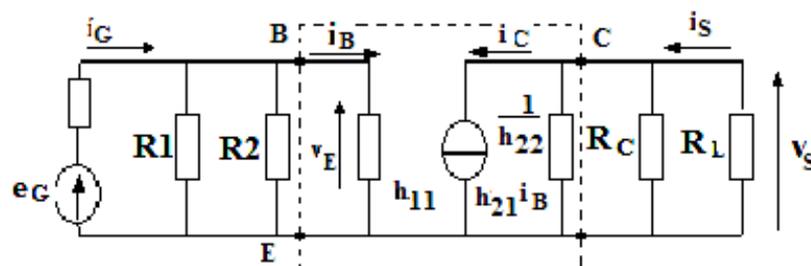
$$V_{EM} = R_e I_e = R_e I_C \text{ et } V_{BM} = V_{BE} + V_{EM} \text{ avec } V_{BE} = 0,65 \text{ V}$$

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 ;

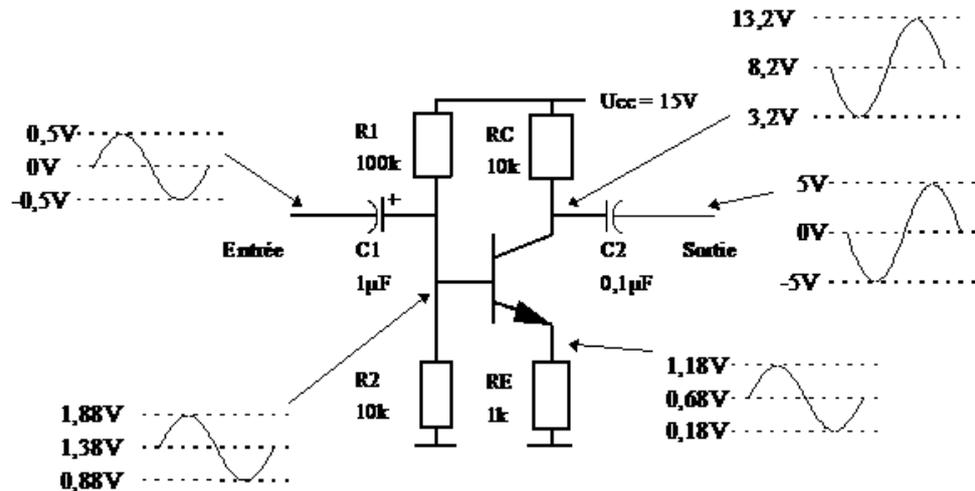
- Impédance d'entrée de l'amplificateur : $Z_e = v_E / i_G \rightarrow R_e = R_1 // R_2 // h_{11}$

Donc $Z_e < h_{11}$

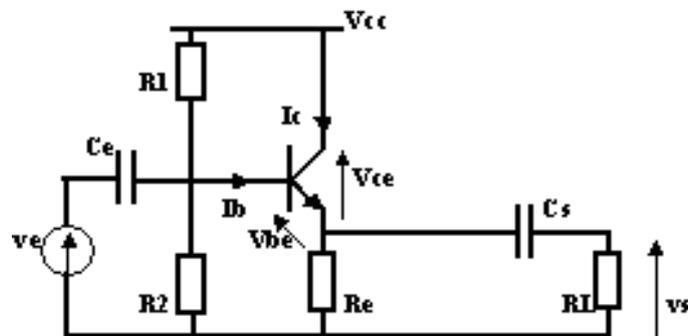
- Impédance de sortie - de l'amplificateur : $Z_s = v_S / i_S$; $v_S = -R_L i_S = -Z_S i_C = -Z_S h_{21} i_B$ Donc si la résistance du transistor seul est $R_s = h_{22}^{-1}$ alors $Z_s = (R_L // R_C // h_{22}^{-1})$

Cette structure se comporte en amplificateur inverseur.

Exemple :

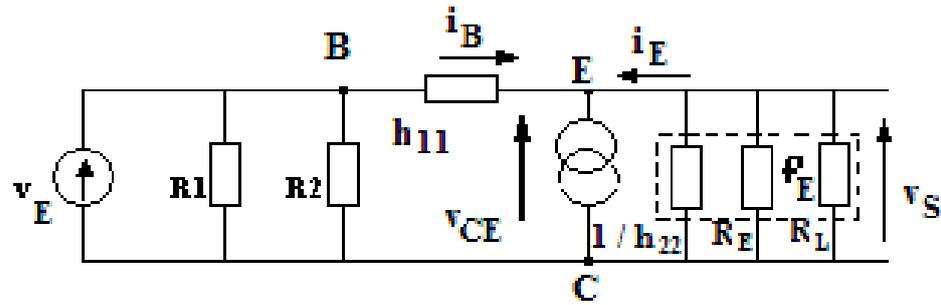


3.8.2 Amplificateur collecteur commun



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: $Z_E = [h_{11} + (h_{21} + 1)\rho_E] // R_1 // R_2$

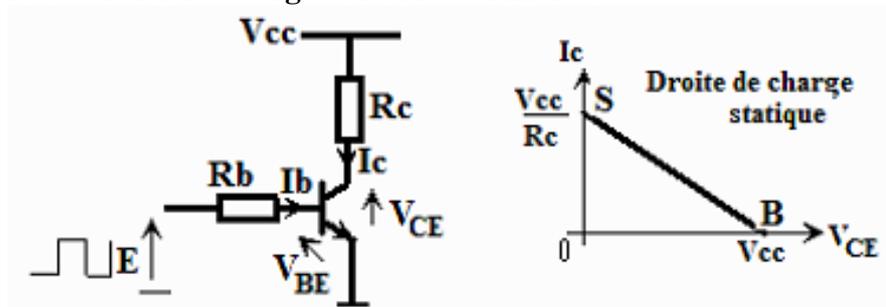
- **L'impédance de sortie:** $Z_S = \frac{R_0 + h_{11}}{h_{21}} // h_{21} R_E$ donc l'impédance de sortie est faible

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 $R_{B \max}$.

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

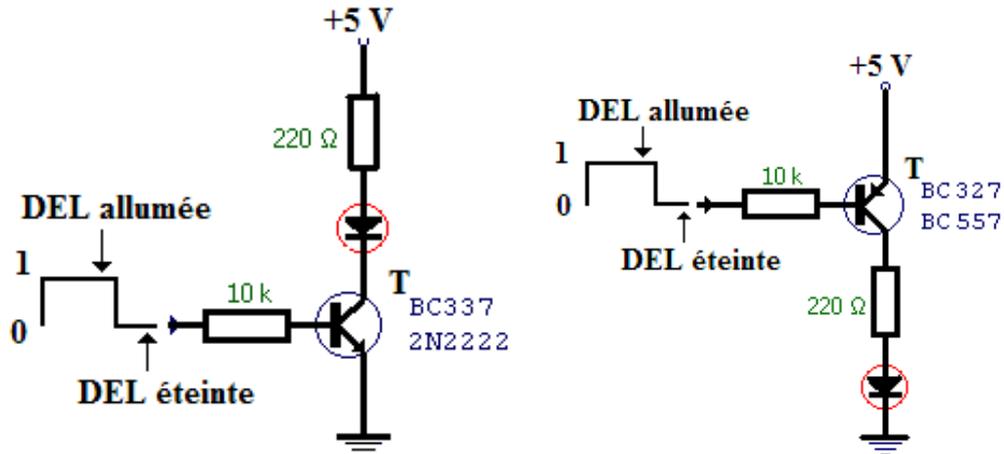
Donc : $R_{B \max.} = [E(\text{haut}) - V_{BE \text{ sat.}}] / I_{B \text{ sat.}} = 44\text{ k}\Omega \rightarrow$ choisir la valeur normalisée inférieure, par exemple dans la série E12 : $R_{B \max.} = 39\text{ k}\Omega$

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

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

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

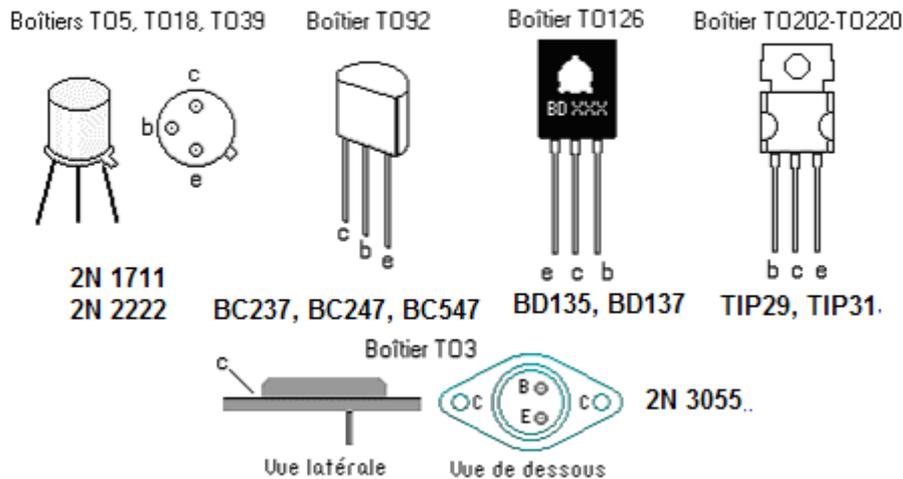
Dans la pratique, le choix d'un modèle de transistor ne dépendra que de quelques paramètres.

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 :

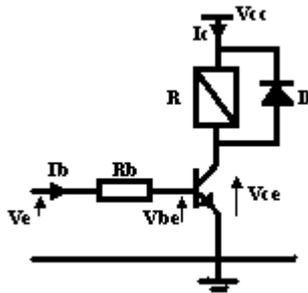
- Connecter la borne + d'un multimètre sur la base du transistor puis passer successivement la borne - sur l'émetteur et sur le collecteur. Dans ce cas, les deux jonctions sont testées en direct (affichage 0,6 V).
- Connecter la borne - du multimètre sur la base, et passer la borne + sur le collecteur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



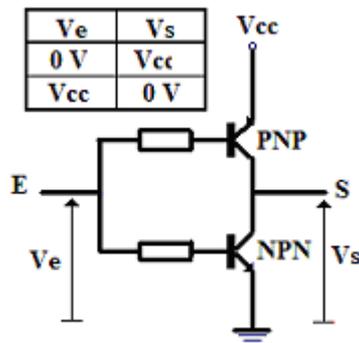
Le transistor permet de commander le relais en tout ou rien à partir du signal V_e .

$V_e \neq 0 \rightarrow I_B \neq 0 \rightarrow I_C \neq 0$ 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.

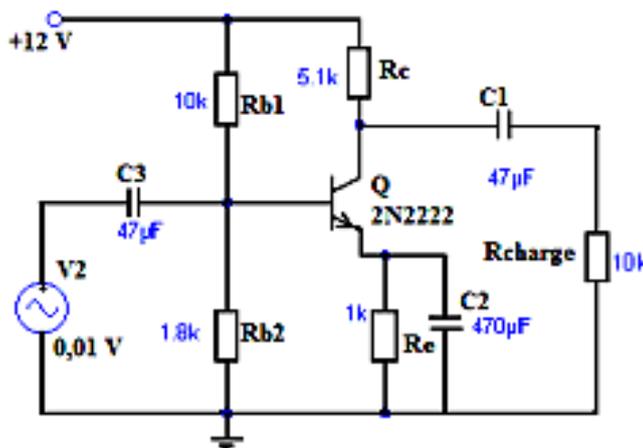
3.12.2 Portes logiques



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

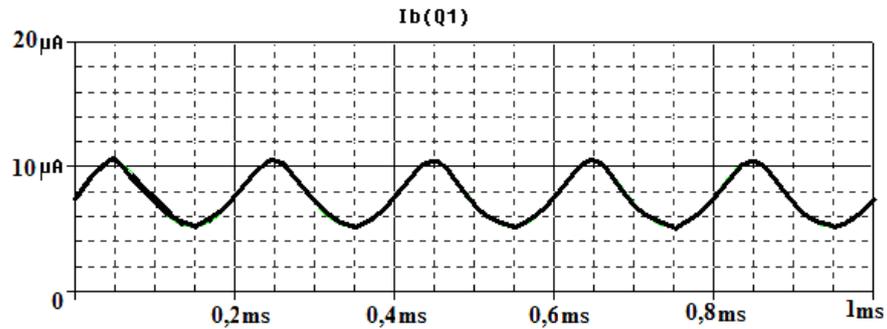
Le montage ci-contre, associant un transistor PNP et un transistor NPN, équivaut à une porte logique NON. Lorsque la tension d'entrée V_e est nulle, le transistor NPN est bloqué, la tension de sortie V_s est égale à la tension d'alimentation. Si la tension d'entrée V_e est égale à la tension d'alimentation 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

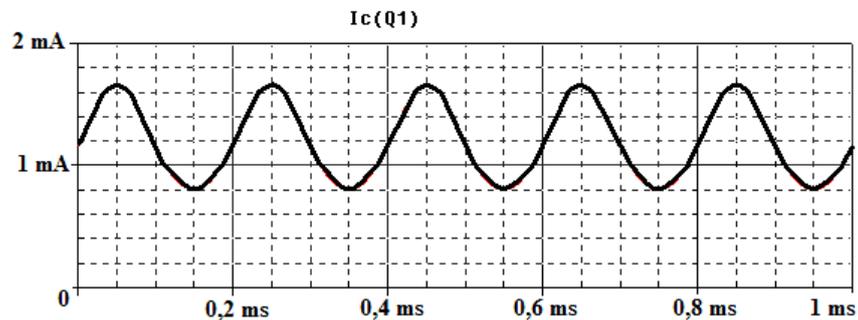


Ce schéma est un **amplificateur de petit signal**. Le transistor est un petit NPN standard référencé 2N2222. On retrouve les résistances de collecteur (R_c), d'émetteur (R_e) et du pont de base (R_{b1} et R_{b2}). Le signal à amplifier est issu d'une source de tension alternative (V_2), de forme sinusoïdale. 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!):

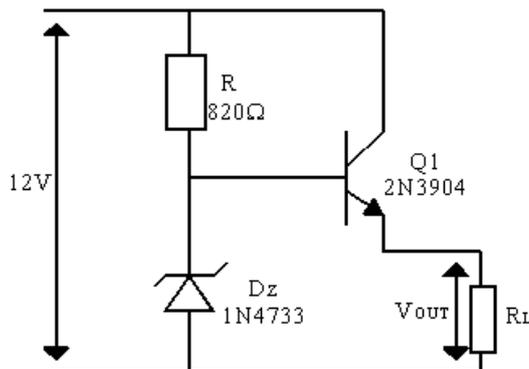


On observe une amplification de I_c par rapport à I_b (le gain en courant, ou β) de l'ordre de 150. Ce qu'il faut en définitive retenir du montage en émetteur commun, c'est qu'il procure une très bonne **amplification** du courant.

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.

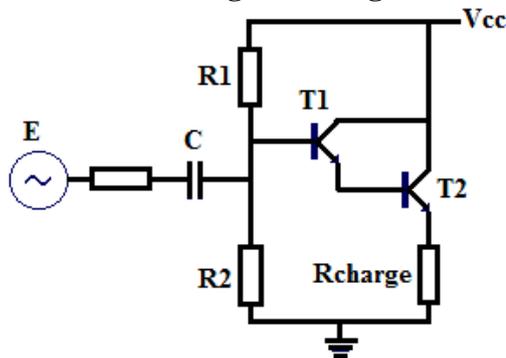
Il est nécessaire de choisir le transistor en considérant qu'il doit dissiper une puissance :

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

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:

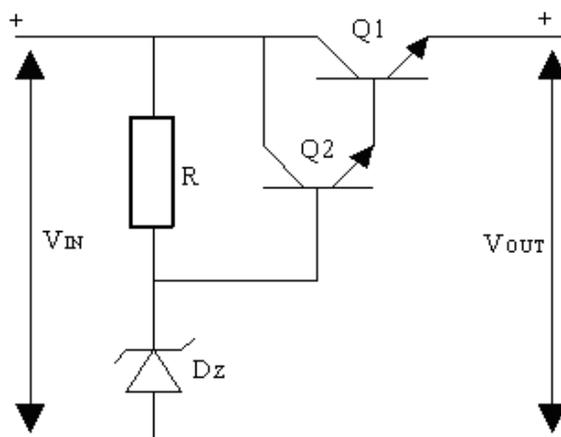
Type number	Package	V_{CES} max (V)	I_C max (mA)	P_{TOT} (mW)	h_{FE} min	h_{FE} max	PNP compl.
BC875	TO-92	45	1000	830	1000	>1000	BC878

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

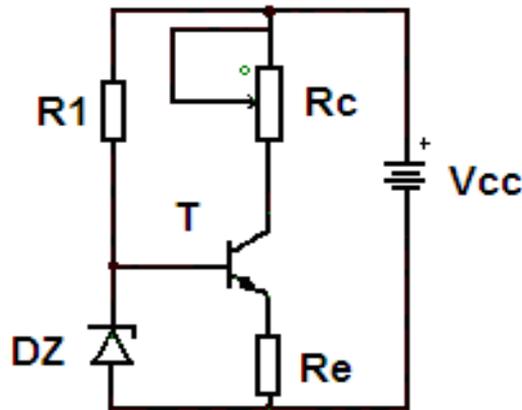
3.12.6 Stabilisateur à transistors en configuration Darlington



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.

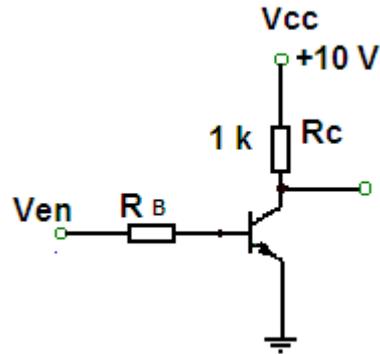
La valeur maximale de R_C est donc 3 K Ω . Pour des valeurs supérieures, le courant I_C va devenir inférieur à 3 mA.

- 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

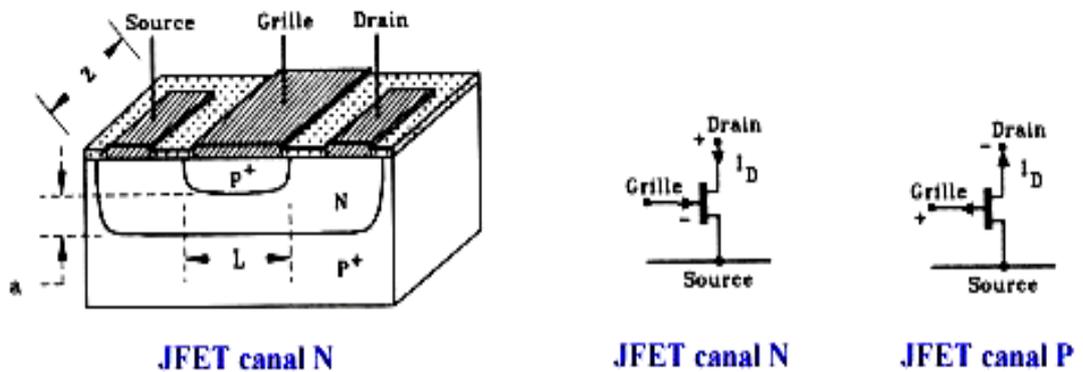
Le transistor bipolaire fait intervenir deux types de porteurs (les trous et les électrons), le transistor unipolaire (encore appelé TEC) ne fait intervenir qu'un seul type de charges, soit les trous, soit les électrons.

Pour les transistors à effet de champ (**TEC** ou **FET** Field Effect 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)

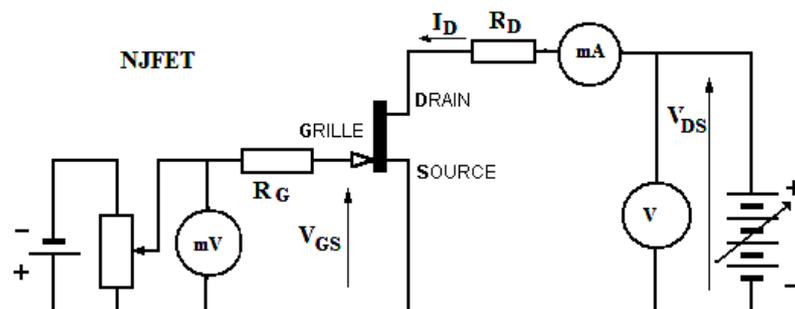
4.1.1 Structure et symboles

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



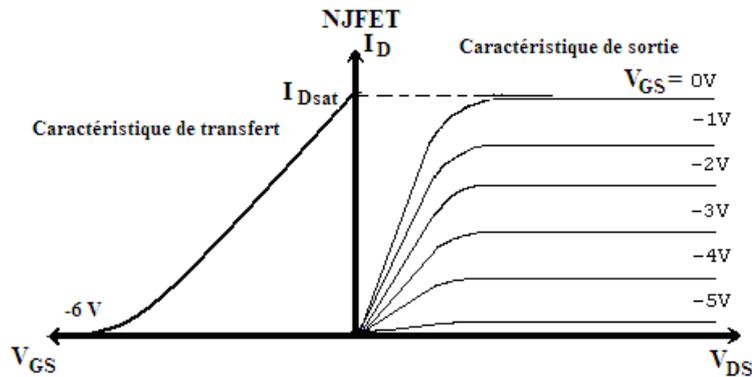
Une couche n est déposée sur un substrat p fortement dopé (p⁺). Ensuite on forme une jonction de grille p⁺ sur le dessus du cristal. Un contact est pris de part et d'autre de la grille, ce sont les sorties **source** et **drain**. On relie la grille et le substrat à la masse.

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)

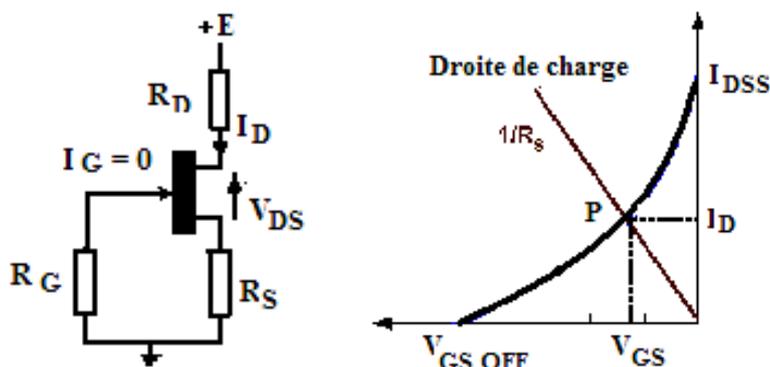
Pente I_D / V_{GS}

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

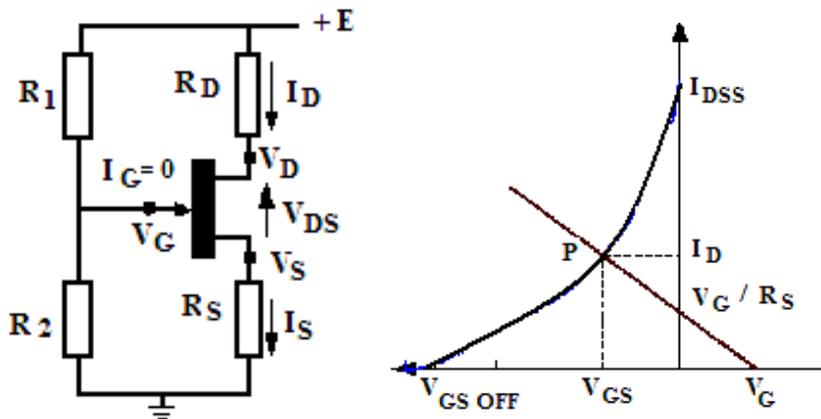


La grille est reliée à la masse par une résistance R_G de grande valeur, donc $I_G = 0$ et le potentiel de grille est nul. On peut écrire : $V_{GS} = V_{GM} - V_{SM} = -R_S I_D$

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

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

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

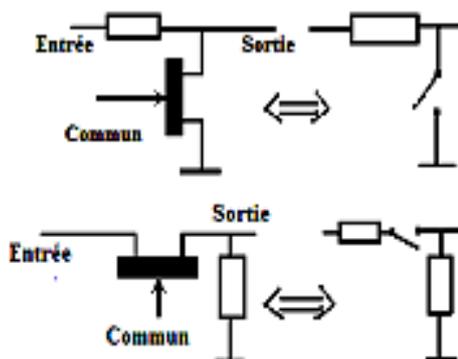
Il en résulte quelques éléments intéressants:

- 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

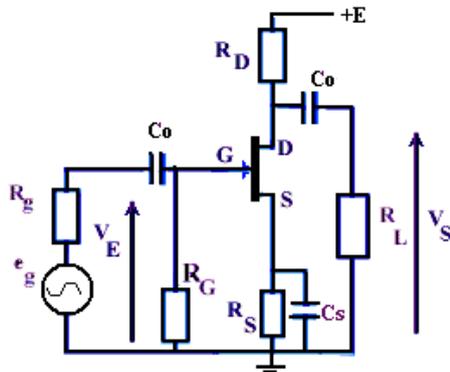


On considère un FET dont la source est à la masse. Pour une tension V_{GS} nulle, le transistor étant saturé présente une résistance R_{DS} faible (\approx).

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: $V_{GS} = -R_e I_G - R_s I_D$ 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 :

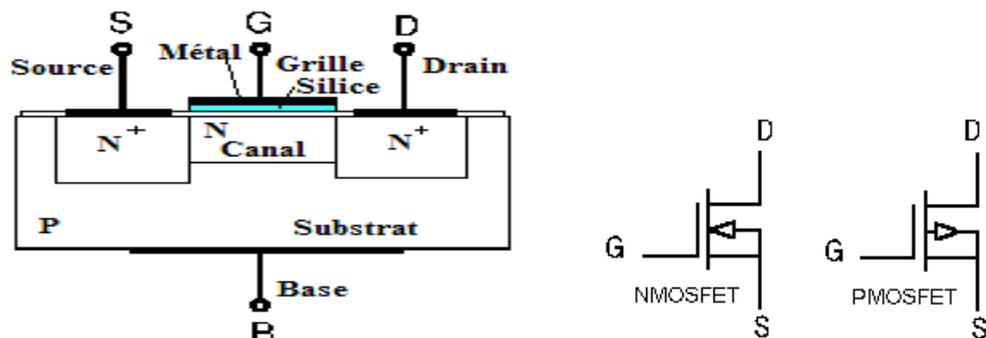
- sa résistance d'entrée $R_e = R_G$ quelques $M\Omega$
- le gain en tension $A_v = -g_m R_D R_L / (R_D + R_L)$ quelques dizaines
- le gain en courant $A_i = g_m R_D R_G / (R_D + R_L)$ plusieurs milliers
- la résistance de sortie sensiblement R_D environ $1k\Omega$

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

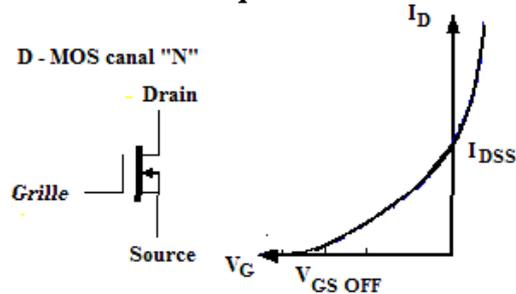
Pour ce dispositif un canal réel est créé entre la source S et le drain D, la grille G est déposée sur une couche métallique.



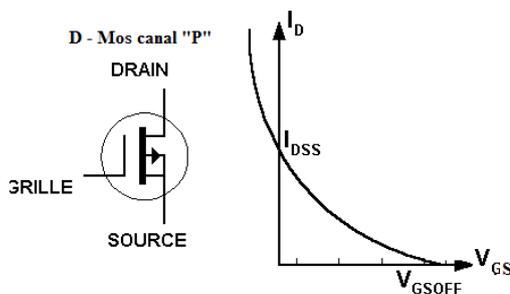
4.2.2 Fonctionnement

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"**
- **$V_{GS} < 0$**

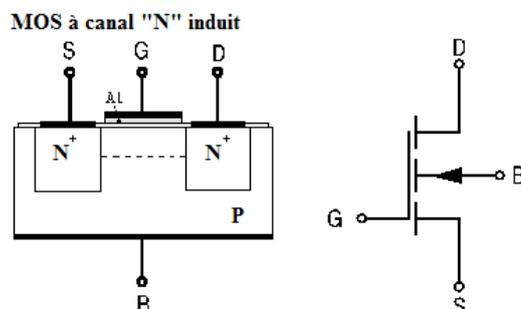


- **Déplétion (Appauvrissement)**
- **canal P = porteurs trous**
- **V_{GS} contrôle densité des trous dans le canal**
- **Normal "ON"**
- **$V_{GS} > 0$**

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

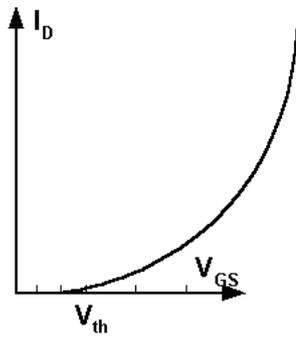


Pour ce type de transistor il n'y a pas de canal créé lors de la fabrication. Pour des tension V_{GS} négatives, la jonction drain-substrat est bloquée et la courant de drain $I_D = 0$. Si V_{GS} est assez positif on a les conditions pour la formation d'une couche conductrice entre drain et la source,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

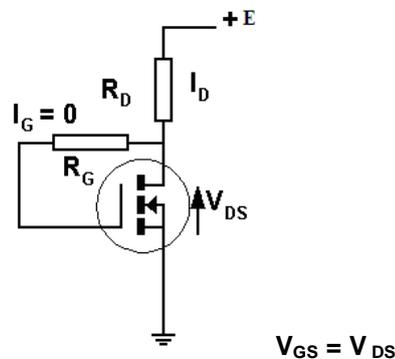
Caractéristique de transfert



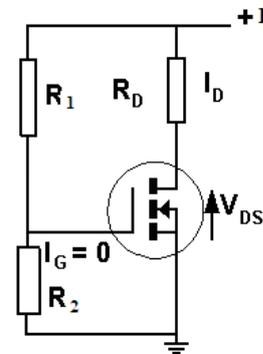
L'expression du courant de drain : $I_D = K (V_{GS} - V_{th})^2$

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.

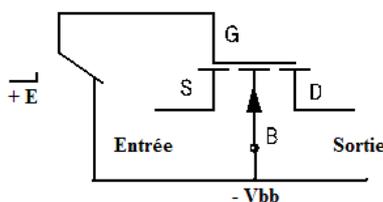
Inconvénients des transistors MOS

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 correspond à un circuit ouvert.

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

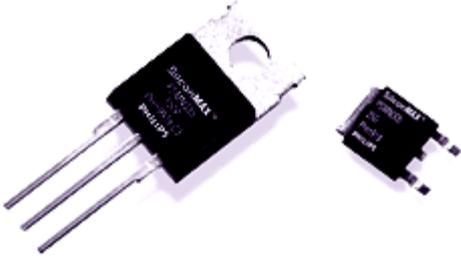
Le transistor constitue un relais statique dont la puissance de commande est négligeable.

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).

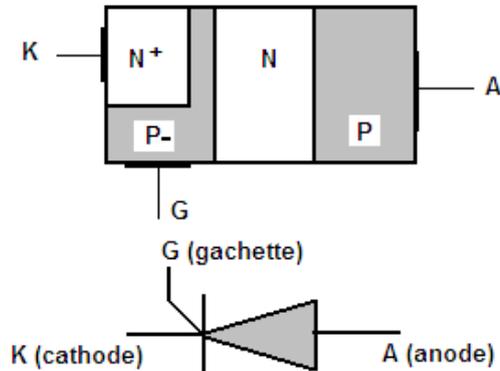
Les transistors MOS sont aussi utilisés en commutation logique pour la réalisation des portes logiques.

Aspect physique :



5 Dispositifs multi jonctions

5.1. Le thyristor



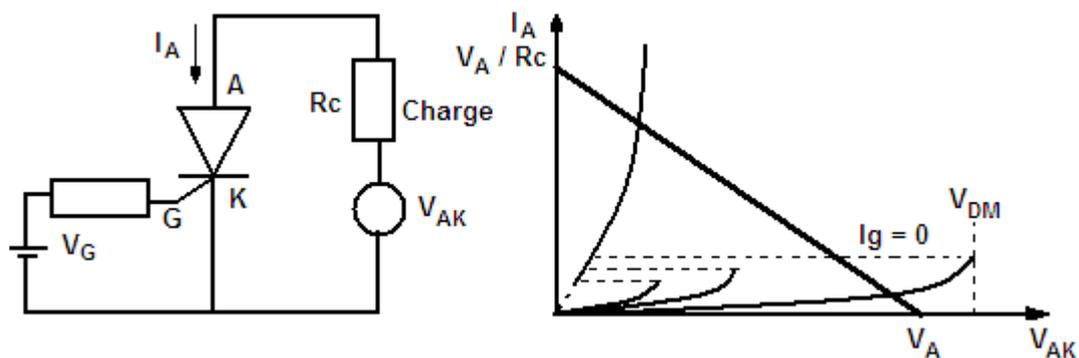
Un thyristor est formé par trois jonctions qui séparent des blocs P-N-P-N.

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 « **Silicone Controlled Rectifier** »

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 supérieure 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.

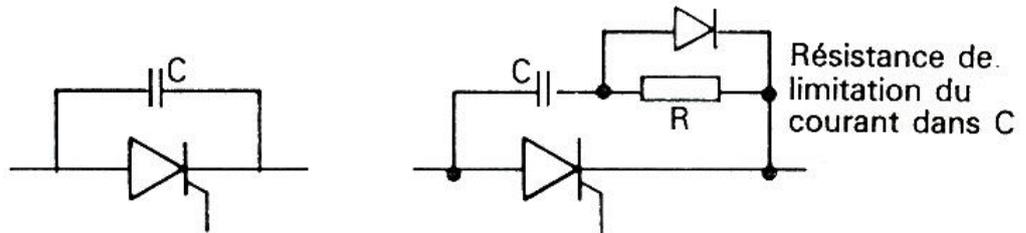
Un thyristor se comporte comme une diode dont on peut commander la conduction (l'amorçage) au moyen de la gâchette.

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)

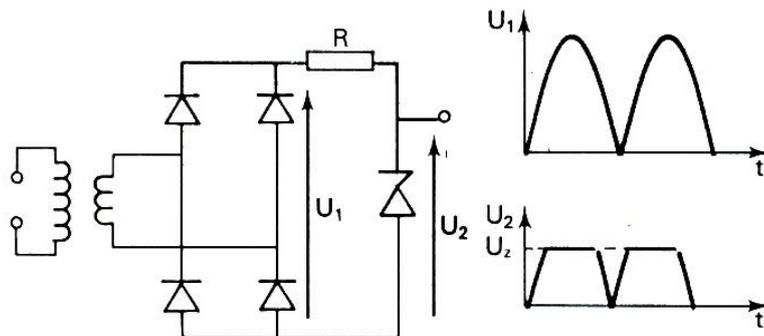
Ce sont des thyristors appelés aussi thyristor à blocage. Une impulsion négative sur la gâchette assure le blocage des thyristors. Il existe des thyristors GTO jusqu'à 400 A sous 2500 V.

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.

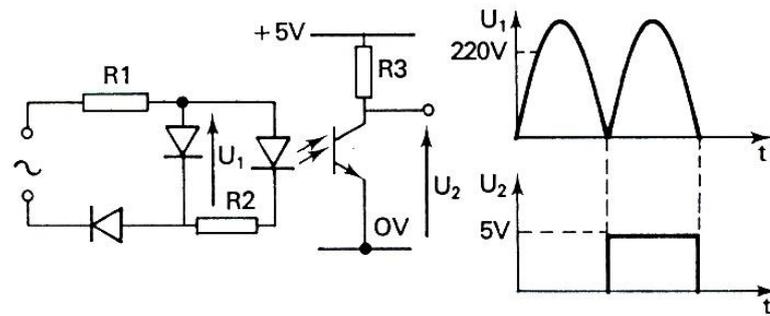
Synchronisation avec le réseau :

- 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

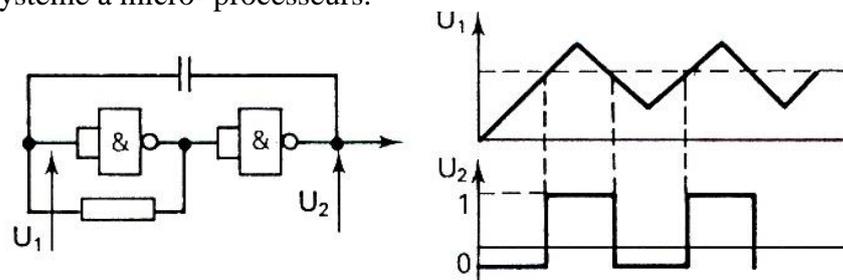
- Par système optocoupleur, le transformateur n'est pas nécessaire mais recommandé.



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

5.1.5 Production des impulsions d'amorçage

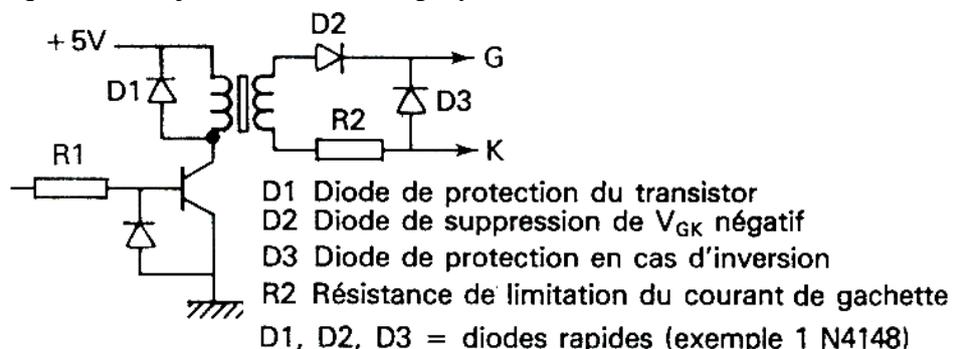
- Par multivibrateur : deux portes " NAND » sont utilisées en inverseur; le changement d'état s'effectue avec une constante de temps RC; on obtient, en sortie, des impulsions de fréquence variable selon la constante RC ;
- Par circuits avec amplificateurs opérationnels ;
- Par système à micro- processeurs.



Multivibrateur astable et son signal de sortie

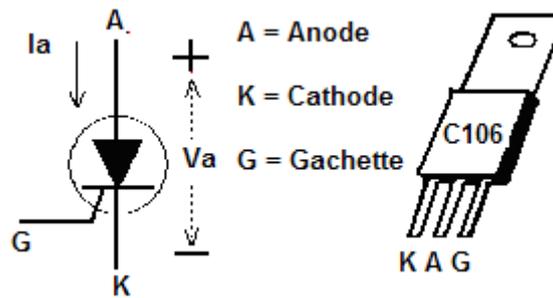
5.1.6 Application des impulsions aux gâchettes

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

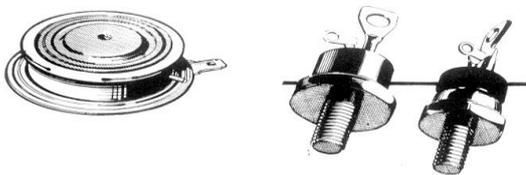


À l'aide d'un multimètre, on peut vérifier un SCR en procédant comme suit :

- 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.

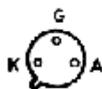
5.1.8 Aspect physique du thyristor

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



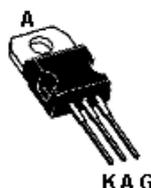
TO92



TO48



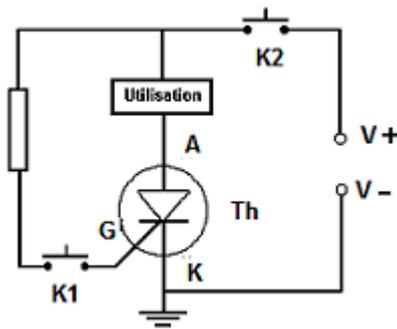
TO220



DPACK



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 :

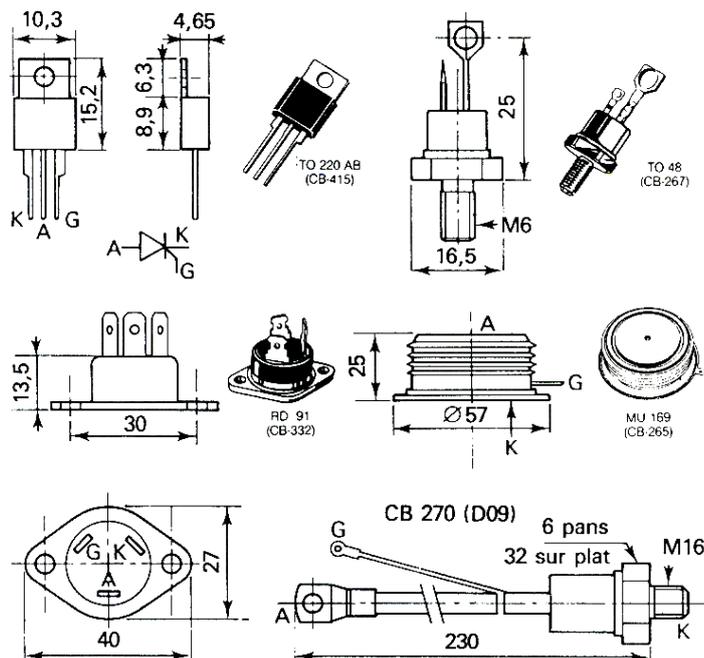
- La tension A/K maximale peut atteindre des valeurs élevées, de 100 à 1200V selon les modèles. C'est donc un contacteur haute tension.
- Le courant de gâchette "I_G" minimal pour déclencher la conduction A/K est de l'ordre de 10mA, parfois 1mA pour les modèles sensibles. Ce courant entre par "G" et 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).

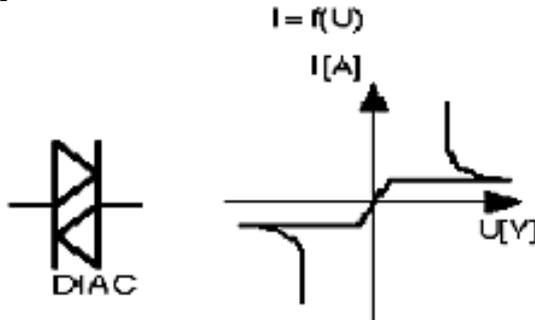
A titre indicatif, la figure ci-dessous montre différentes présentations de ces boîtiers et le repérage des bornes.



Références des boîtiers des SCR

5.2. Le DIAC

Le **DIAC** (**D**iode for **A**lternative **C**urrent) est un système équivalente à deux diodes à quatre couches montées tête-bêche.



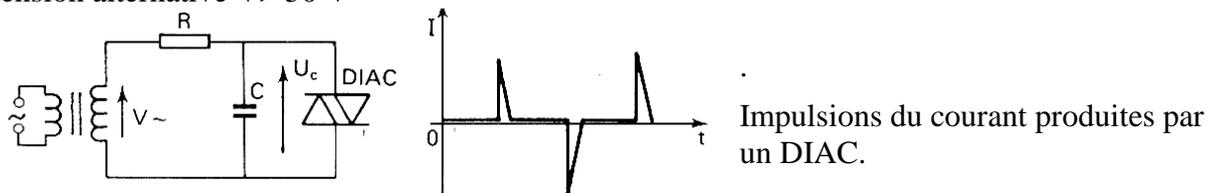
Un DIAC reste bloqué tant que la tension entre ses bornes reste inférieure à sa tension seuil (de retournement).

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.

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

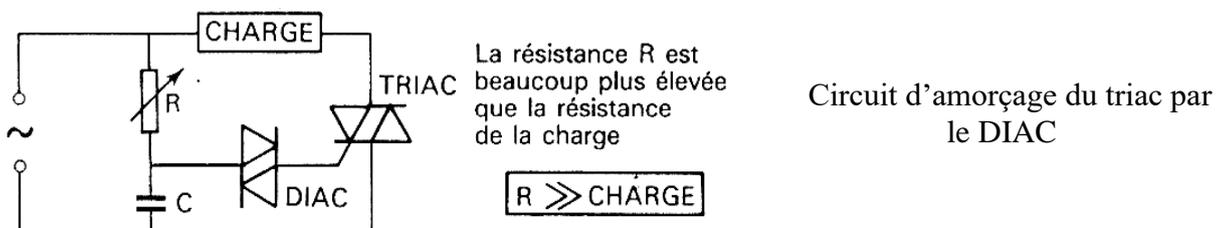


Lorsque la tension U_c est inférieure à la tension V_{BR} (tension d'avalanche), le diac présente une résistance infinie. Dès que $U_c = V_{BR}$; cette résistance devient très faible ; (équivalente à celle d'un interrupteur fermé), ce qui a deux conséquences :

- 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.



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

Exemple: résistance $A = 100$ k Ω , $C = 0,1$ μ .F résistance de la charge: 100 Ω ,

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

5.2.2 Aspect physique du DIAC

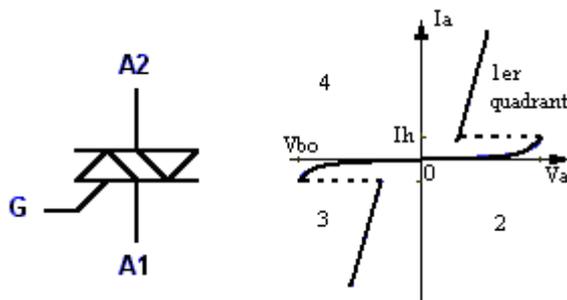


Le boîtier d'un DIAC ressemble à celui d'une diode mais le trait repère est situé au milieu. Plus rarement, c'est un boîtier plastique genre transistor mais avec deux pattes seulement, ne pas tenir compte de l'orientation du méplat de ce boîtier puisqu'un DIAC n'a pas de polarité.

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).

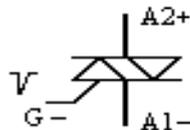
5.3.1 Symbole et principe de fonctionnement



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.

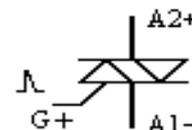
Le déclenchement des triacs peut s'effectuer dans les quatre modes suivants :

MODE 4



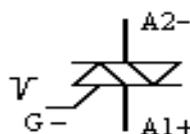
courant plus élevé pour I_g

MODE 1



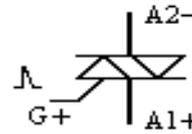
ce mode est le plus sensible

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

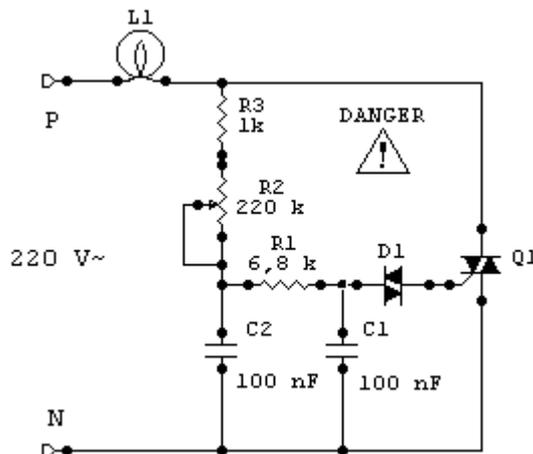
BTA indique la série (isolé) , 08 = 8 Ampères , 700 Volts .

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

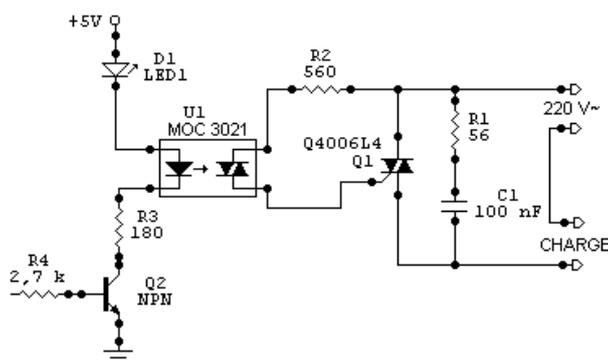
Le fait d'intercaler un DIAC dans un circuit gâchette de triac (ou de thyristor...) rend le seuil de déclenchement plus franc et plus fidèle, surtout en fonction de la température du triac.



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 :

- a) 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 .

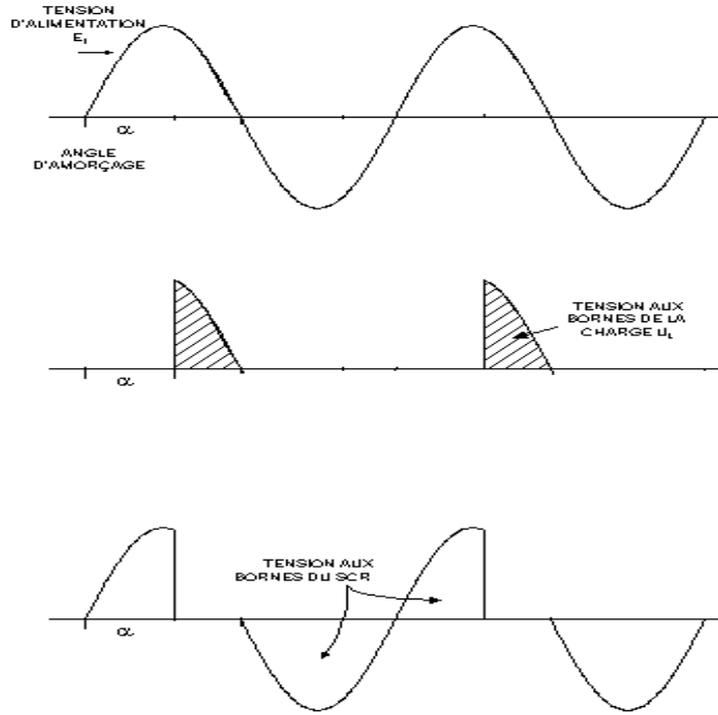
- b) Dans le même montage, le thyristor est remplacé par un triac.

Montrer les nouvelles formes d'onde :

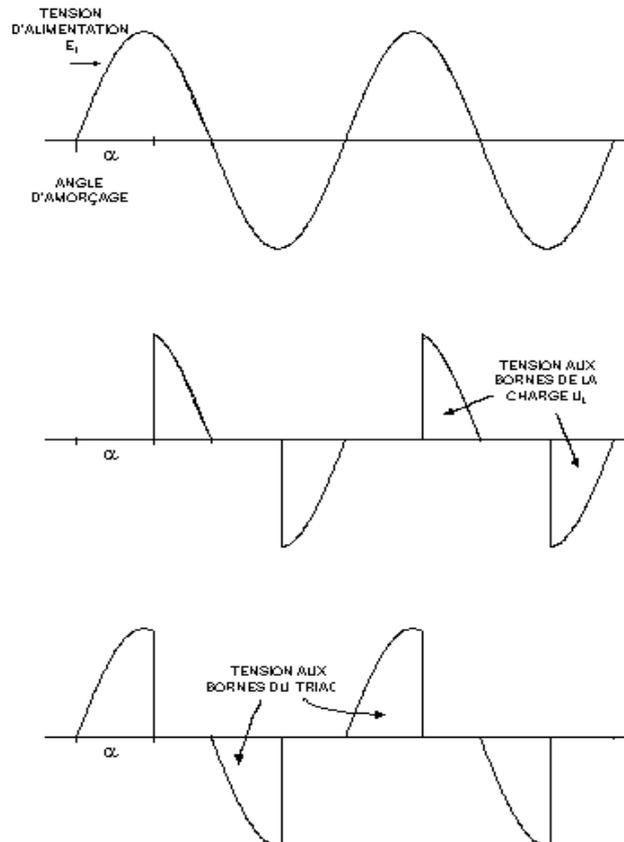
- Sur la charge ;
- Sur le triac .

Solution :

a)



b)



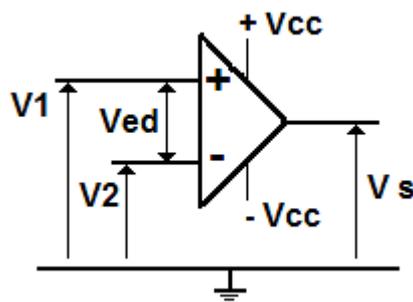
6. Amplificateurs opérationnels (AOP)

Un **amplificateur opérationnel** (AOP, ou *OpAmp* en anglais) est un **circuit intégré** dont la fonction de base est, comme son nom le suggère, l'**amplification**. Il est en outre "opérationnel" en ce sens qu'il permet de réaliser des fonctions de type "arithmétique" (inversion, addition, soustraction...).

L'amplificateur opérationnel est un type de circuit intégré caractérisé par son **haut gain** et par sa **versatilité**. À cause de cette versatilité et de sa facilité d'application, l'amplificateur opérationnel est devenu l'un des circuits intégrés les plus répandus. Les amplificateurs opérationnels sont conçus pour **être utilisés avec des composants externes** afin de pouvoir produire les fonctions de transfert désirées.

6.1. Symbole et notations

AOP est un composant comportant deux entrées et une sortie et en règle générale, les AOP requièrent une alimentation symétrique (positive et négative). L'entrée notée « + » est dite **non inverseuse** et l'entrée notée « - » est dite **inverseuse**.



Notations :

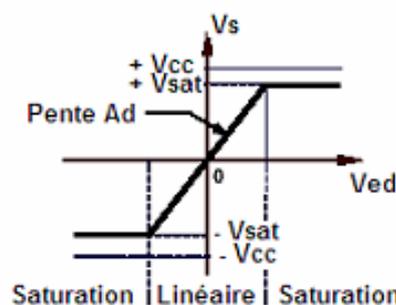
- Alimentation double $\pm V_{cc}$ (de 3 à 50 V) souvent, mais pas nécessairement, symétrique
- 2 entrées : une marquée « + », influence non inverseuse l'autre marquée « - », influence inverseuse
- Application des tensions V_1 (sur +) et V_2 (sur -)
-)
- Tension d'entrée différentielle : $V_{ed} = V_1 - V_2$
- Coefficient d'amplification : A_d

· La sortie délivrant la tension « V_s »

6.2. Caractéristiques de l'AOP idéal

Un AOP est considéré comme idéal si on considère son gain infini, l'impédance d'entrée infinie et la résistance de sortie nulle.

a) Amplification différentielle



Caractéristique de transfert en tension $V_s = f(V_{ed})$

Caractéristique $V_s = f(V_{ed})$, on relève 2 domaines :

· **Domaine linéaire** : $V_s = Ad \cdot V_{ed}$ où Ad est l'amplification différentielle, très grande ($>10^5$) donc tendant vers $+\infty$. Dans ce cas, L'AOP est dit « idéal ». L'indication « ∞ » remplace Ad .

· **Zones de saturation** : $V_s = cte = V_{sat+}$ ou V_{sat-} , les tensions de saturation, très proches de la tension d'alimentation si bien que : $V_s = \pm V_{cc}$.

b) Impédance et courants d'entrée

Les impédances des deux entrées sont très élevées ($\rightarrow \infty$) : **les courants d'entrée sont nuls** : $I_1 = I_2 = I_{ed} = 0$ et $i^+ = i^- = 0$

Conséquence : Si la tension d'entrée n'est pas nulle, la tension de sortie prend sa valeur maximale qui est la tension de saturation de l'amplificateur.

$$V_s = + V_{sat} \text{ si } V_{ed} > 0 ; V_s = - V_{sat} \text{ si } V_{ed} < 0$$

c) Impédance de sortie

L'impédance de sortie de l'AOP est nulle: la **tension V_s est indépendante du courant extrait**

Donc : *Un AOP idéal utilisé avec une réaction négative fonctionne en régime amplificateur - ses deux entrées sont alors au même potentiel.

*Si on utilise AOP idéale avec une réaction positive, il fonctionne en régime de saturation - les potentiels des l'entrées peuvent être différents.

6.3. Caractéristiques de l'AOP réel

- Le gain est fini et fonction de la fréquence du signal ;
- L'amplificateur contient des générateurs de tension et de courant parasites qui modifient la tension de sortie ;
- La bande passante est limitée ;
- L'amplificateur ne peut délivrer en sortie qu'une puissance limitée.

6.4. Les applications linéaires de l'AOP

6.4.1. Suiveur de tension – figure 1

AOP supposé idéal (en particulier $I^+ = I^- = 0$).

Contre réaction négative \rightarrow étude en linéaire : $V_{ed} = 0$.

$$\text{Maille entrée-sortie : } V_s = V_e + V_{ed} \text{ donc : } V_s = V_e$$

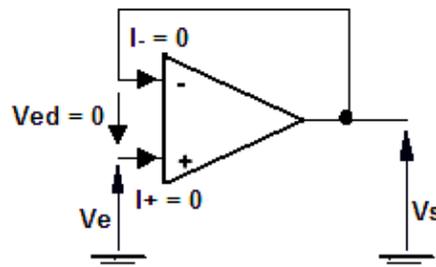


Figure 1

Intérêt et application : prélèvement d'une tension sans influence

Lorsque l'on charge un montage par un autre (Figure 2), l'interaction des impédances d'entrée des montages amont et aval, altère la tension E prélevée :

$$V_c = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} E$$

Pour éviter cet inconvénient, il faut transmettre la tension avec un courant extrait nul. Le suiveur de tension répond parfaitement à cet impératif (Figure 3). On réalise une **adaptation d'impédance**.

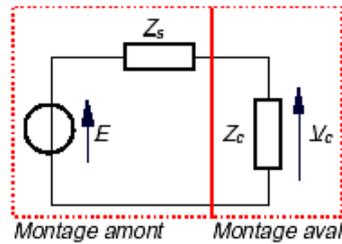


Figure 2 Prélèvement d'une tension

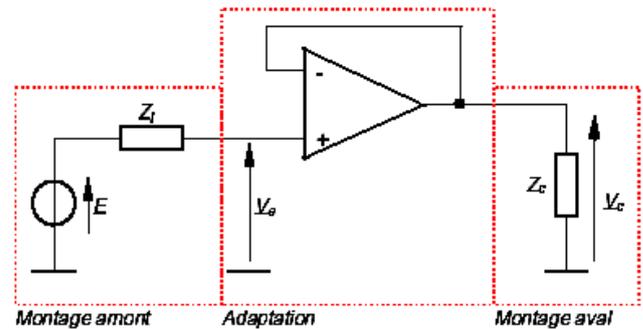


Figure 3 : Insertion d'un suiveur

6.4.2. Amplificateurs de tension

a) Amplification avec inversion – figure 4

AOP supposé idéal (en particulier $i_+ = i_- = 0$).

Contre réaction négative \rightarrow étude en linéaire : $ved = 0$.

Tension borne - :

$$\underline{V^-} = 0 = \frac{V_e}{Z_1} + \frac{V_s}{Z_2}$$

Donc :

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

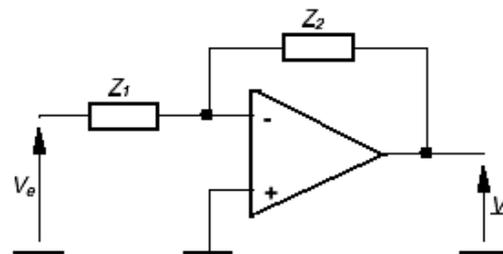
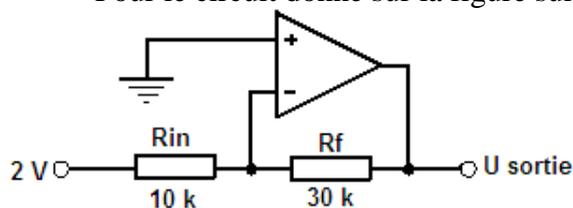


Figure 4: Amplificateur inverseur

Exemples :

* Pour le circuit donné sur la figure suivante déterminer A_v , U_{sortie} , $Z_{\text{entrée}}$, $U_{R_{in}}$ et U_{R_f}



Solution: $A_v = -R_f / R_{in} = -30k / 10k = -3$

$$U_{\text{sortie}} = A_v \times U_{\text{entrée}} = -3 \times 2V = -6V$$

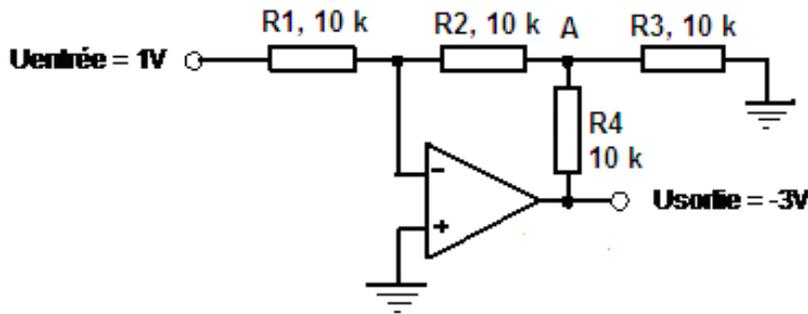
$$Z_{\text{entrée}} = R_{in} = 10k$$

$$U_{R_{in}} = 2V$$

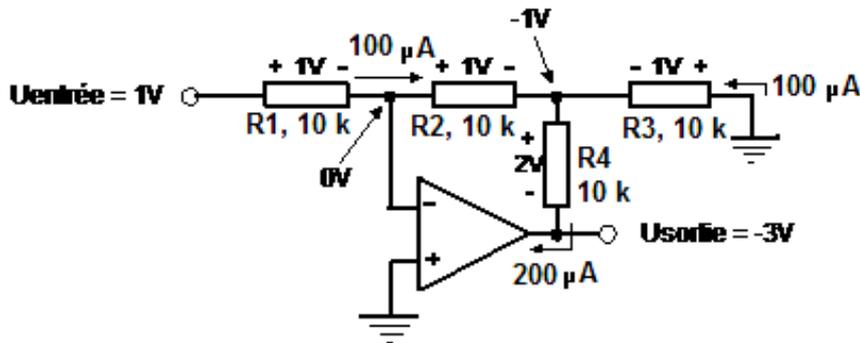
$$I_{R_{in}} = 2V / 10k = 200\mu A = I_{R_f}$$

$$U_{R_f} = 200\mu A \times 30k = 6V$$

** Pour le montage inverseur avec circuit complexe donné sur la figure suivante déterminer : U_{R1} et I_{R1} , U_{R2} et I_{R2} , potentiel au point A, U_{R3} et I_{R3} , U_{R4} et I_{R4} et U_{sortie} .



Solution :



$$U_{R1} = U_{entrée} = 1V$$

$$I_{R1} = 1V / 10k = 100\mu A$$

$$I_{R2} = I_{R1} = 100\mu A$$

$$U_{R2} = 10k \times 100\mu A = 1V$$

Par Kirchhoff : $U_A = -1V$

$$U_{R3} = 1V$$

$$I_{R3} = 1V / 10k = 100\mu A$$

$$I_{R4} = I_{R2} + I_{R3} = 100\mu A + 100\mu A = 200\mu A$$

$$U_{R4} = 200\mu A \times 10k = 2V$$

$$U_{sortie} = U_A - U_{R4} = -1V - 2V = -3V$$

b) Amplification sans inversion – figure 5

AOP supposé idéal (en particulier $i_+ = i_- = 0$).
 Contre réaction négative → étude en linéaire : $ved = 0$.
 Tension borne "-": $V_e = V_s \cdot (Z_1 / (Z_1 + Z_2))$

Donc :
$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

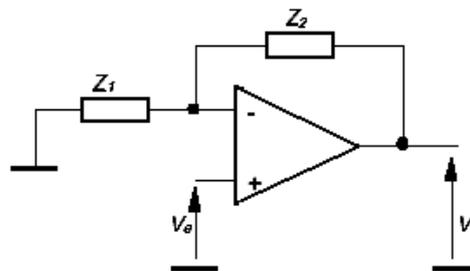
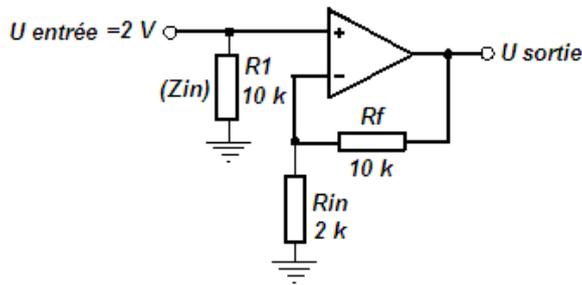


Figure 5: Amplificateur non inverseur

Exemples :

* Pour le circuit donné sur la figure suivante déterminer A_v , U_{sortie} , U_{Rin} et U_{Rf}



Trouver U_{Rin} à l'aide du diviseur de tension.

Solution

$$A_v = (R_f / R_{in}) + 1 = (10k / 2k) + 1 = 6$$

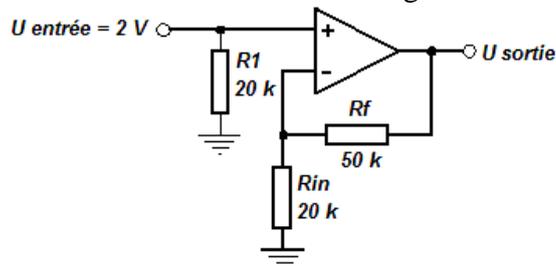
$$U_{sortie} = A_v \times U_{entrée} = 6 \times 2V = 12V$$

$$U_{Rin} = U_{entrée} = 2V$$

$$U_{Rf} = U_{sortie} - U_{Rin} = 12V - 2V = 10V$$

$$U_{Rin} = 12V \times 2k / (10k + 2k) = 2V$$

** Pour le circuit donné sur la figure suivante calculer A_v , U_{sortie} et $Z_{entrée}$

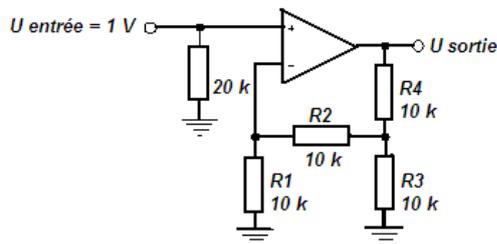


Solution

$$A_v = (50k / 20k) + 1 = 3.5$$

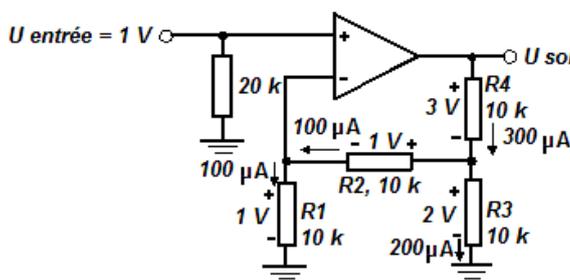
$$U_{sortie} = 3.5 \times 2V = 7V; \quad Z_{entrée} = R1 = 20k$$

*** Pour le montage non-inverseur avec boucle de contre-réaction complexe (figure ci-dessous) déterminer : U_{R1} et I_{R1} , U_{R2} , U_{R3} et I_{R3} , I_{R4} et U_{R4} , U_{sortie} , A_v et $Z_{entrée}$



Solution

Il faut utiliser les règles de Kirchhoff en courant et en tension.



$$U_{R1} = U_{entrée} = 1V$$

$$I_{R1} = I_{R2} = 100\mu A$$

$$U_{R2} = 100\mu A \times 10k = 1V$$

$$U_{R3} = U_{R1} + U_{R2} = 1V + 1V = 2V$$

$$I_{R3} = 2V / 10k = 200\mu A$$

$$I_{R4} = I_{R2} + I_{R3} = 100\mu A + 200\mu A = 300\mu A$$

$$U_{R4} = 300\mu A \times 10k = 3V$$

$$U_{\text{sortie}} = U_{R3} + U_{R4} = 2V + 3V = 5V$$

$$A_v = U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}} = 5V / 1V = 5$$

Z entrée = 20k

6.4.3. Amplificateur de différence (appelé aussi soustracteur) – figure 6

AOP supposé idéal (en particulier $i_+ = i_- = 0$).

Contre réaction négative → étude en linéaire : $v_{ed} = 0$.

$$\left. \begin{aligned} \underline{V}^- (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) &= \underline{Z}_2 \underline{V}_1 + \underline{Z}_1 \underline{V}_s \\ \underline{V}^+ (\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4) &= \underline{Z}_4 \underline{V}_2 \end{aligned} \right\} \text{or } \underline{V}^+ = \underline{V}^-$$

$$\text{Donc } \underline{V}_s = \left(\frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4} \right) \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_1} \underline{V}_2 + \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \underline{V}_1$$

$$\text{Si } \underline{Z}_1 = \underline{Z}_3 \text{ et } \underline{Z}_2 = \underline{Z}_4 \text{ alors } \underline{V}_s = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} (\underline{V}_2 - \underline{V}_1)$$

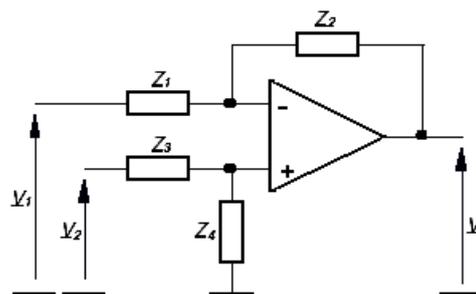
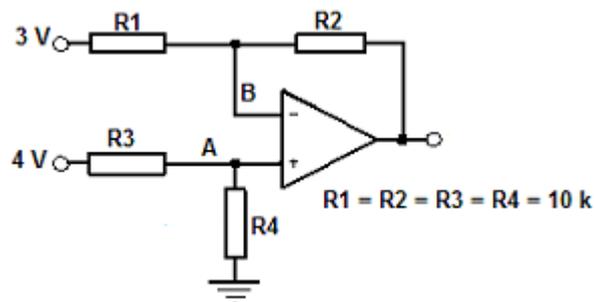


Figure 6 : Soustracteur

Exemple :

* Soit le montage donné sur la figure suivante :



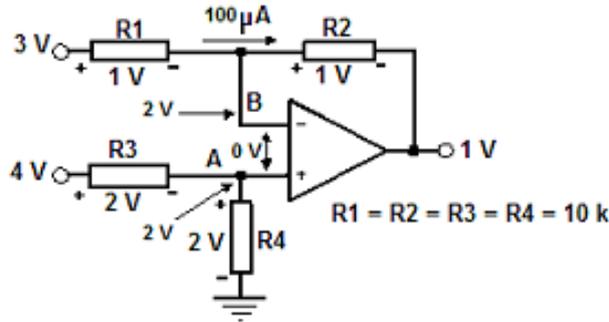
Calculer : U_{sortie} , U_A , U_B , U_{R1} , I_{R1} , U_{R2} , I_{R2} et U_{sortie} (Kirchoff)

Solution :

$$U_{\text{out}} = 4V - 3V = 1V$$

$$U_A = 4V \times 10k / (10k + 10k) = 2V$$

$U_B = U_A = 2V$



$U_{R1} = 3V - 2V = 1V$
 $I_{R1} = 1V / 10k = 100\mu A$
 $I_{R2} = I_{R1} = 100\mu A$
 $U_{R2} = 100\mu A \times 10k = 1V$
 $U_{out} = 2V - 1V = 1V$

6.4.4 Structure sommatrice (ou sommateur) – figure 7

AOP supposé idéal (en particulier $i+ = i- = 0$).

Contre réaction négative → étude en linéaire : $ved = 0$.

Millman avec $\underline{V} = \underline{V}^+ : \frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2} + \frac{V_s}{Z_c} = 0$

Donc $V_s = -\frac{Z_c}{Z_1}V_1 - \frac{Z_c}{Z_2}V_2$

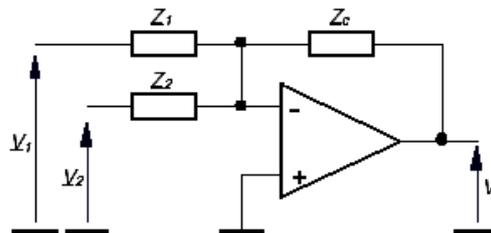
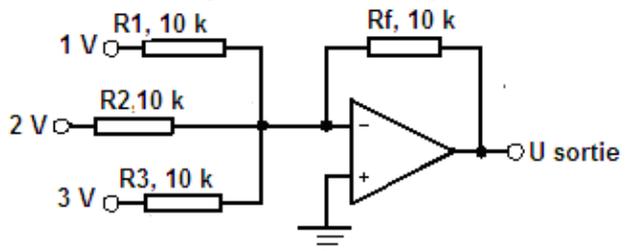


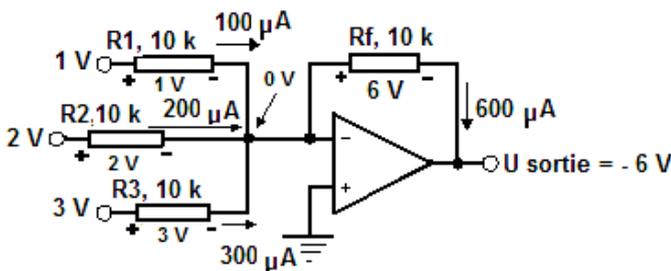
Figure 7: Sommateur

Exemple :

* Pour le montage donné sur la figure suivante calculer : $I_{R1}, I_{R2}, I_{R3}, I_{Rf}, U_{Rf}$ et U_{sortie}



Solution:



$I_{R1} = 1V / 10k = 100\mu A$
 $I_{R2} = 2V / 10k = 200\mu A$
 $I_{R3} = 3V / 10k = 300\mu A$
 $I_{Rf} = 100\mu A + 200\mu A + 300\mu A = 600\mu A$

$$U_{Rf} = 600\mu\text{A} \times 10\text{k} = 6\text{V}$$

$$U_{\text{sortie}} = 0\text{V} - 6\text{V} = -6\text{V}$$

6.4.5 Intégrateur et dérivateur – figures 8 et 9

AOP supposé idéal (en particulier $i_+ = i_- = 0$).

Contre réaction négative \rightarrow étude en linéaire : $ved = 0$.

$$\text{Courant } i \text{ dans } C : i = C \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_e}{R} \text{ et } v_c = -v_s$$

$$\text{Donc } v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int v_e(t) dt$$

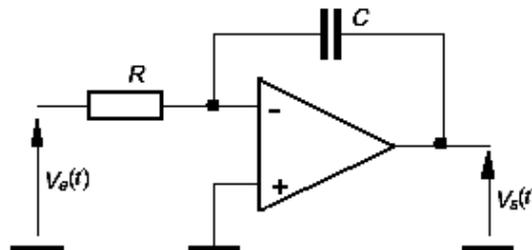


Figure 8: Intégrateur

AOP supposé idéal (en particulier $i_+ = i_- = 0$).

Contre réaction négative \rightarrow étude en linéaire : $ved = 0$.

$$\text{Courant } i \text{ dans } C : i = C \frac{dv_e}{dt} = -\frac{v_s}{R}$$

$$\text{Donc } v_s(t) = -RC \frac{dv_e(t)}{dt}$$

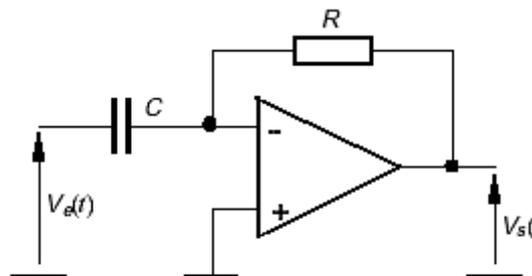
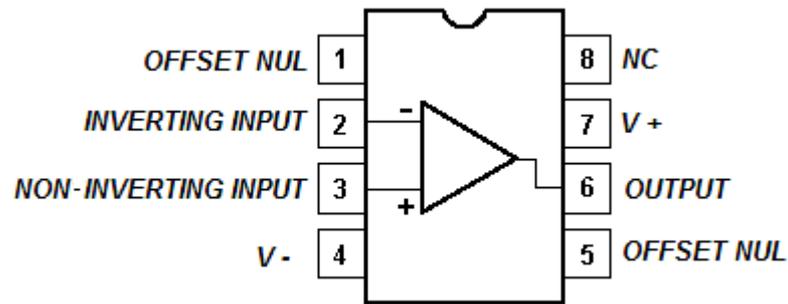


Figure 9: Dérivateur

6.5. Lire la « data sheet » d'un AOP

Voici le brochage et un extrait de la fiche technique du μA741 :



Le $\mu A741$, en boîtier DIL 8. Ce boîtier comporte un seul AOP; d'autres modèles peuvent en comporter 2 (*dual*) ou même 4 (*quad*). La broche 8 n'est pas utilisée (NC pour *not connected*).

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	Min	Typ	Max	UNIT
V_S	Supply voltage				+/- 18	V
V_{IN}	Differential input voltage				+/- 30	V
V_{OS}	Offset voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		2,0	6,0	mV
I_{OS}	Offset current			20	200	nA
I_{BIAS}	Input bias current			80	500	nA
V_{out}	Output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		+/- 12	+/- 14	V
CMRR	Common Mode Rejection Ration		70	90		dB
V_{IN}	Input voltage range		+/- 12	+/- 13		V
R_{IN}	Input resistance		0,3	2		$M\Omega$
R_{OUT}	Output resistance			75		

V_S - la tension (symétrique) d'alimentation du c.i.

V_{IN} - la tension différentielle maximale

Les impédances d'entrée R_{in} (**input resistance**) et de sortie R_{out} (**output resistance**) sont respectivement très grande et très petite, ce que confirment les valeurs fournies.

7 L'amplification de puissance

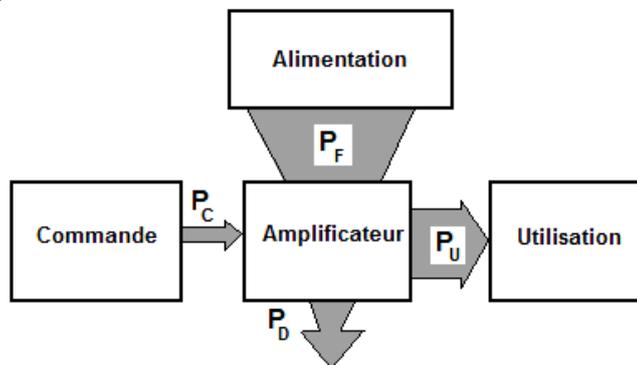
7.1. Puissance, rendement

La finalité des amplificateurs est la commande d'un actionneur (haut-parleur, moteur, inductance, résistance...) sans déformation du signal appliqué en entrée.

Dans l'étude d'un amplificateur de puissance il est nécessaire de faire des compromis entre la qualité de l'amplification et des considérations économiques (coût, rendement).

Rendement d'un amplificateur

L'alimentation du montage fournit une puissance totale P_F qui se répartit entre la puissance utile dissipée dans la charge et P_D dissipé, en pure perte, dans l'amplificateur. La puissance P_C fournie par le circuit de commande, est en général négligeable devant celle provenant de l'alimentation.

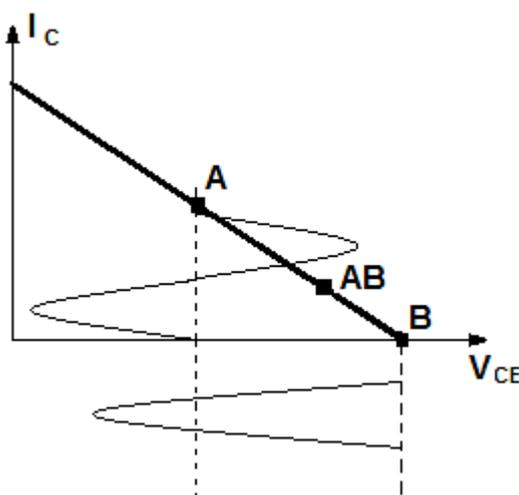


On peut définir :

- Le gain en puissance : $G_P = P_U / P_C$
- Le rendement : $\eta = P_U / (P_C + P_F)$
ou $\eta \approx P_U / P_F$

7.2. Classes de fonctionnement

Soient un transistor et sa droite de charge. Selon la position du point de repos, on définit des classes de fonctionnement différentes.



- Classe A

Lors du fonctionnement, il n'y a ni saturation ni blocage. Le point de repos idéal est le point A situé au milieu de la droite de charge.

- Classe B

Le transistor est conducteur pendant exactement une demi-période. Le point de repos idéal est le point B tel que $I_C = 0$ et $V_{CE} = E$

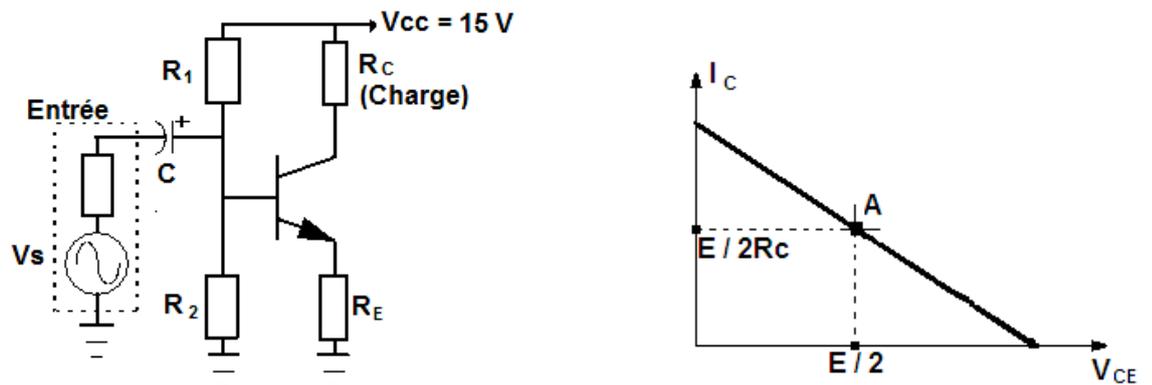
- Classe AB

En pratique il est difficile d'obtenir un fonctionnement en classe B, c'est-à-dire avec un courant de repos rigoureusement nul. Il est plus simple de polariser le transistor en maintenant un léger courant collecteur au repos (point AB).

- Classe C

Dans cette classe de fonctionnement, le transistor est conducteur pendant moins d'une demi-période.

7.3. La classe A avec une charge résistive



Avec un montage émetteur commun et une charge purement ohmique, le point de fonctionnement idéal est situé au milieu de la droite de charge. Le courant de repos est : $I = E / 2R_C$ et la tension de repos est $V_{CE} = E / 2$.

3.1 Puissance utile dissipée dans la charge

En régime sinusoïdale, la tension $v(t)$ et la courant $i(t)$ de sortie s'écrivent :

$$v(t) = E / 2 + V_S \sin \omega t$$

$$i(t) = E / 2 \cdot R_C + (V_S / R_C) \sin \omega t$$

La puissance dissipée dans la charge : $P_U = E^2 / 4 \cdot R_C + V_S^2 / 2 \cdot R_C$

Le premier terme est constant et seul le second terme contient une information. L'expression de la puissance utile est donc : $P_U = V_S^2 / 2 \cdot R_C$

3.2 Puissance fournie par l'alimentation

Le courant délivré par l'alimentation est le courant de sortie $i(t)$ donc $P_F = E^2 / 2 \cdot R_C$

3.3 Puissance dissipé par le transistor

C'est la différence entre la puissance fournie par le générateur et la puissance dissipée par la charge : $P_T = P_F - P_U = E^2 / 2 \cdot R_C - V_S^2 / 2 \cdot R_C$

On constate que la puissance dissipée dans le transistor est maximale en l'absence du signal.

3.4 Rendement utile

C'est le rapport entre la puissance utile et la puissance fournie par l'alimentation.

$$\eta = V_S^2 / E^2$$

Or l'amplitude maximale de la tension de sortie est $V_S = E / 2$. Pour éviter la distorsion en sortie, il faut toujours rester en deçà de cette valeur. Donc pour ce type d'amplificateur on a :

$$\eta \leq 25\%$$

La conception des amplificateurs classe A est simple et leurs performances sont excellentes surtout au niveau de la linéarité et de la distorsion mais leur rendement est **très** mauvais. L'utilisation d'un transformateur de sortie permet de doubler le rendement car il n'y a plus du signal continu sur la charge mais introduit d'autres problèmes (bande passante, saturation du transformateur).

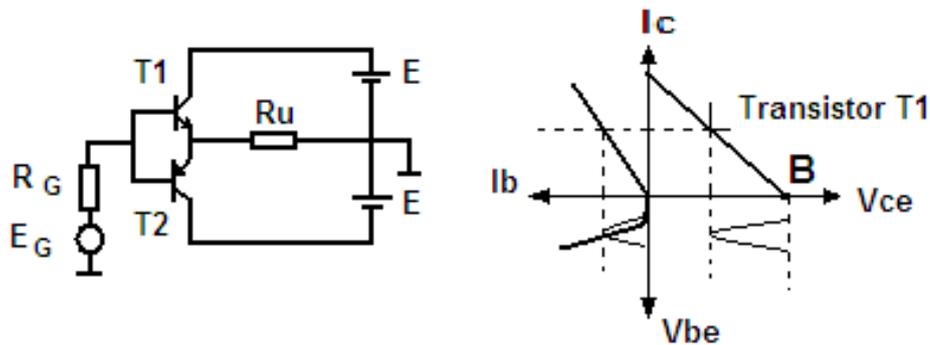
7.4. La classe B

7.4.1 Principe

On utilise une paire de transistors complémentaires (un transistor de type NPN et un de type de PNP de même gain) en montage collecteur commun. Sur la figure suivante est présenté l'étage final de l'amplificateur. L'amplification en tension du signal initial est assurée par des étages situés en amont.

Les deux transistors sont polarisés, par le dernier étage amont, pour obtenir un courant de repos nul (point B).

Chaque transistor est donc bloqué pendant une demi-période : T_1 n'est conducteur que pendant les alternances positives de la tension d'entrée. Il est donc nécessaire d'utiliser deux transistors complémentaires avec deux alimentations continues symétriques par rapport à la masse.



Le courant qui circule dans la charge (R_U) est fourni alternativement par les deux transistors. Ce montage est connu sous le nom de « push-pull ».

Pour augmenter le gain en puissance, on peut utiliser une paire de transistors Darlington complémentaires.

7.4.2 Rendement en classe B

Le courant dans la charge est : $I_s = V_s / R_U$

La puissance utile est donc : $P_U = V_s^2 / 2 \cdot R_U$

Si I_1 et I_2 sont les courants de collecteurs des deux transistors, la puissance fournie par

l'alimentation est : $P = E \cdot I_1 - E \cdot I_2 = \frac{2 \cdot V_s \cdot E}{\pi \cdot R}$

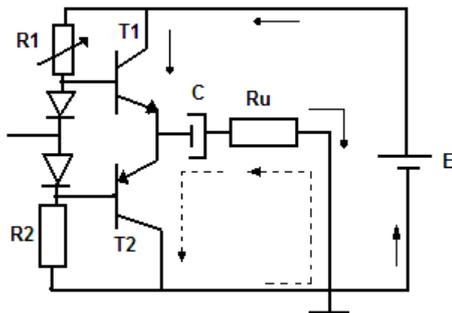
Le rendement est donc égal à : $\eta = \frac{V_s^2}{2 \cdot R} \cdot \frac{\pi \cdot R}{2 \cdot E \cdot V_s} = \frac{\pi \cdot V_s}{4 \cdot E}$

Il est maximal lorsque V_s atteint sa valeur maximale $V_s = E$

Le rendement maximal en classe B est : $\eta = \pi / 4 \approx 78,5\%$

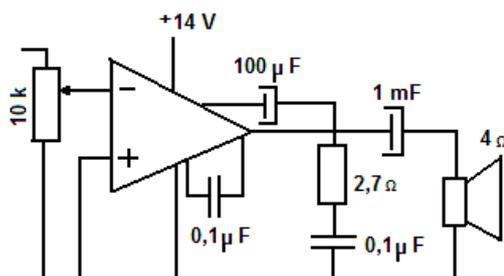
A puissance de sortie égale, ce montage permet d'utiliser des transistors moins puissants que ceux nécessités par un montage en classe A.

7.4.3 Montage à condensateur



Si on place un condensateur de **forte valeur** en série avec la charge, celui se comporte pendant les alternances positives comme un récepteur de tension $R / 2$. Pendant les alternances négatives du signal ce condensateur restitue l'énergie emmagasinée et se comporte comme un générateur de tension de f.e.m. $E / 2$.

7.4.4 Amplificateurs intégrés



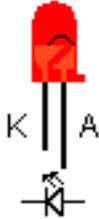
Les fabricants offrent un large choix d'amplificateurs de puissance intégrés dont les performances sont très satisfaisantes et dont la mise en œuvre est simple car seul un petit nombre de composants périphériques est nécessaires. A titre d'exemple, la figure ci-contre reproduit un schéma d'application du circuit TDA 1020 qui permet de fournir une puissance de 7 W dans une charge de 4 Ω.

8. Les composants optoélectroniques

L'optoélectronique étudie les dispositifs qui émettent de la lumière quand ils sont traversés par un courant ou qui produisent du courant quand on les éclaire.

8.1 Diodes électroluminescentes (DEL)

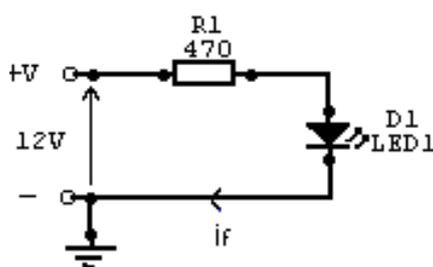
On utilise souvent l'abréviation **LED** (*Light Emitting Diode*) pour cet élément.



Polarisées en direct, ces diodes ont la propriété d'émettre un rayonnement visible (ou proche de cette bande) dont la couleur dépend du matériau semi-conducteur utilisé (infra rouge pour l'arséniure de gallium –GaAs, rouge, verte ou jaune pour le phosphure de gallium –GaP et bleu pour le nitrure de gallium –GaN).

L'intensité de la lumière est fonction du courant direct. Une résistance en série avec la diode doit limiter ce courant.

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



Exemple de calcul de la résistance de limitation du courant pour une LED rouge.

$$R1 = (V - V_f) / I_f, \text{ donc } R1 = (12 - 1,8) / 0,02 = 510 \text{ ohms}$$

Souvent on utilise une résistance de 470 ohms :

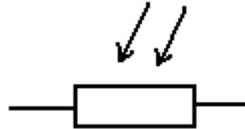
$$I_{led} = (12 - 1,8) / 470 = 0,21 \text{ mA}$$

Utilisations

L'avantage d'utiliser des LED-s est qu'elles ne s'usent pas, elles sont moins chères que des voyants, elles consomment moins d'énergie. Mais l'inconvénient est qu'elles ne peuvent fonctionner qu'avec une faible tension, et qu'elles n'éclairent pas beaucoup par rapport aux ampoules classiques.

8.2 Photorésistance

Ce sont des dispositifs passifs formés d'un barreau semi-conducteur dont la résistance varie avec l'éclairement.



Les photo-résistances sont relativement sensibles: leur résistance passe de quelques $M\Omega$ dans l'obscurité à quelques $k\Omega$ à la lumière du jour mais elles présentent un certain nombre d'inconvénients:

- La sensibilité étant fonction de la tension appliquée il faut travailler à tension constante;
- La durée de vie des porteurs est grande et la valeur finale de la résistance est atteinte lentement;
- Le temps de récupération après une forte illumination est important;

8.3 Photodiode

Une photodiode est une diode dans laquelle l'épaisseur de la zone de déplétion (la zone sans porteurs libres) est grande. On polarise la diode en inverse.

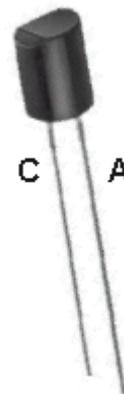
Dans l'obscurité, on observe le très faible courant inverse. Si on éclaire la jonction, il y a création de paires électron-trou et apparition d'un courant photoélectrique dont l'intensité est pratiquement indépendante de la tension inverse. La sensibilité est de l'ordre de $1 \mu A$ par μW de lumière incidente.

Ce sont des diodes sensibles aux infrarouges dans une gamme d'onde non visible (800 à 950 nm) ou alors des récepteur pour lumière visible (autour de 555 nm).

Symboles



Couleurs	Tension de seuil	Longueur d' onde
infrarouge	1,6 V à 2V	930 à 950 nm
rouge	1,6 V à 2 V	650 à 660 nm



Diode IR silicium extrêmement sensible avec filtre de lumière du jour incorporé

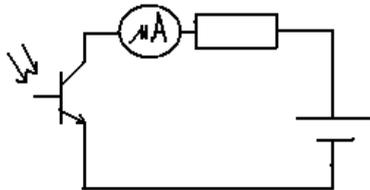
8.3.1. Diode réception Photodiode PIN



8.3.2. Diode réception Photodiode boîtier TO



8.4. Phototransistor

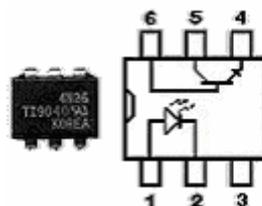


Quand on éclaire la jonction base-collecteur d'un phototransistor normalement polarisé en inverse, celle-ci se comporte comme une photodiode et génère un courant de base. Ce courant est amplifié par effet transistor est le courant de collecteur est β fois plus important que celui d'une photodiode.

8.5 Les photocoupleurs à sortie transistor

Les photocoupleurs ou optocoupleurs à sortie transistor sont constitués d'une LED infra rouge et d'un phototransistor pour simplifié .Lorsque la LED est éteinte le transistor est bloqué , et lorsque la LED est alimenté le transistor conduit .Les photo coupleurs sont utilisés comme barrages photoélectriques pour isoler la partie commande (LED) de la puissance (transistor) qui peut à sont tour commuter de fortes puissances ; ont dit aussi Isolation galvanique entre circuit de commande et de charge .

Symboles



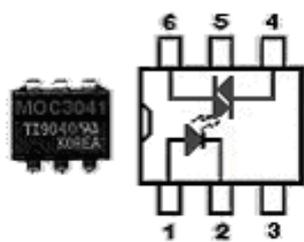
Les principales caractéristiques des photocoupleurs sont :

- **La tension de sortie** : en fonction du type de transistors de sortie
- **La tension d'isolation** : c'est la tension maximal provoquant un " arc age" entre la LED et le transistor (de l' ordre de plus de 2500V)
- **Le courant de sortie** : dépend aussi du transistor (de 30mA à 150mA)

Dans la famille des photocoupleurs existent les photocoupleurs sortis triac ou thyristor

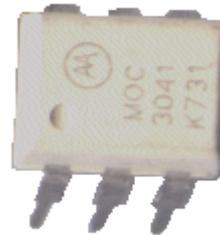
Les optocoupleur sortis triac ou thyristor s'utilisent pour créer une isolation galvanique entre le circuit de commande en basse tension et le circuit de puissance (charge) de tension supérieur (par ex : 220 V~) .

Symboles



3041

Optotriac



Boîtier d'optotriac MOC

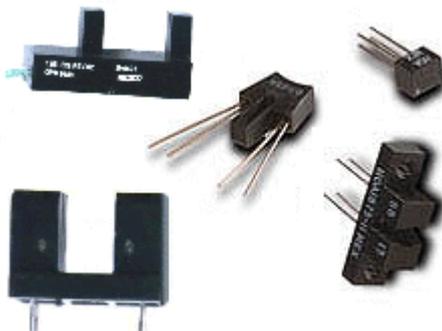
Les optocoupleurs sortie triacs :

- La broche 1 : Anode de la LED de commande
- La broche 2 : Cathode de la LED de commande
- la broche 4: A1 du triac
- la broche 5 : ne pas connecté, correspond au substrat du composants dans certain cas .
- la broche 6 : A2 du triac

8.6 Capteurs optiques

Les **capteurs optiques** , fourches optiques ou barrières photoélectrique s' utilise comme commutateur , détections , compteur de vitesse , comptage d' objet .(une led et un photo transistor de l' autre coté au bout d' une fourche).

Pour les **capteurs à réflexions** la LED infrarouge se trouve à coté du phototransistor mais avec un angle en fonction de la distance de détection , en effet c' est l' objet qui passe au dessus du capteur qui doit renvoyer la lumière de la LED vers le photo transistor .



9. Fonctions logiques élémentaires

9.1 Variables binaires

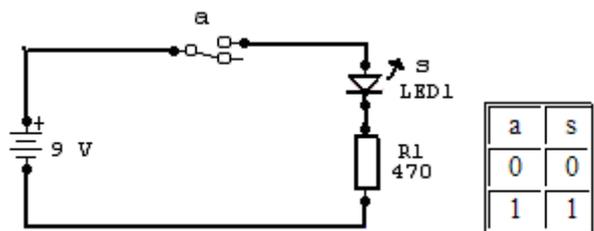
En mathématique une variable ne pouvant prendre que deux valeurs désignées par "0" et par "1" est une variable binaire. L'algèbre des variables binaires, qui a été étudiée vers 1850 par les mathématiciens anglais Georges Boole et Auguste De Morgan, constitue une partie de la logique. En logique mathématique, il existe un certain nombre d'opérateurs appelés "fonctions logiques" qui permettent de manipuler les variables logiques.

De nombreux circuits électroniques fonctionnent en utilisant seulement deux valeurs de la tension (ou du courant): ce sont les circuits logiques. Le "0" logique correspond en général à une tension nulle (cas idéal) appelée "niveau bas". Le "1" logique correspond à une tension qui dépend de la famille de circuits utilisées appelée "niveau haut". Par exemple pour les familles TTL le niveau haut idéal est égal à 5 V.

9.2 Fonctions de base

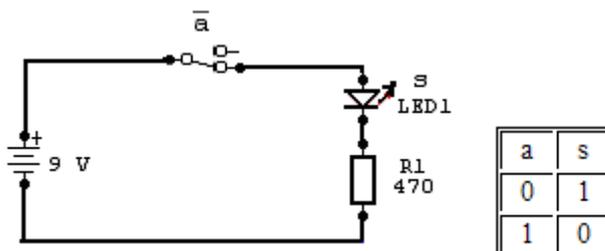
La fonction OUI

Si $a = 0$ alors $s = 0$ et si l'on actionne a ; $a = 1$ alors $s = 1$ (la LED s'allume).



La fonction NON

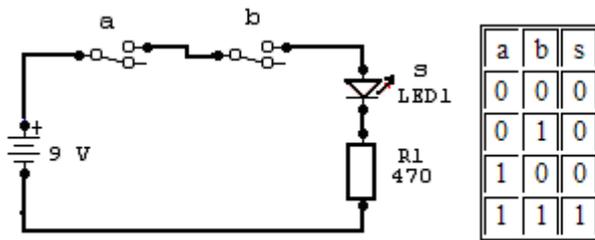
Si $\bar{a} = 0$ alors $s = 1$ et si $\bar{a} = 1$ alors $s = 0$



La fonction ET

On effectue une fonction ET par la liaison de 2 contacteur en série (il faut appuyer sur a ET b pour que le courant passe),

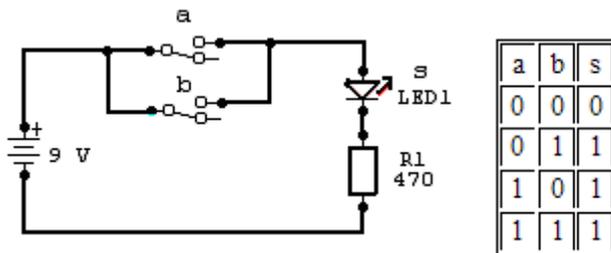
$$s = a \cdot b$$



La fonction OU

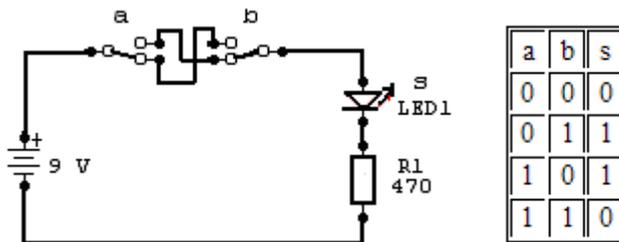
On effectue la fonction OU par la liaison parallèle (il faut appuyer sur a OU b pour que le courant passe).

$$s = a + b$$

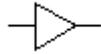
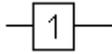
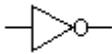
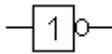
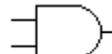
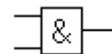


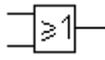
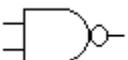
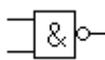
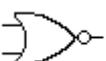
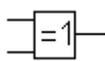
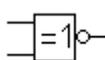
La fonction OU EXCLUSIF

$$s = a\bar{b} + \bar{a}b$$



Symboles

SYMBOLE (Norme MILSTD 086B)	NOM ET ÉQUATION	SYMBOLE (notation française)
	OUI (non inverseur) $a = a$	
	INVERSEUR $a = \bar{a}$	
	ET $s = a.b$	

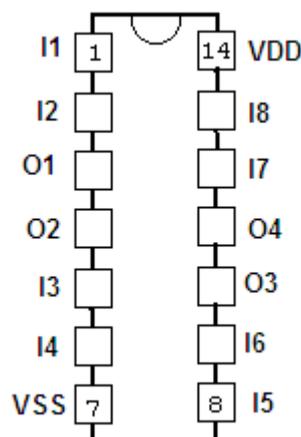
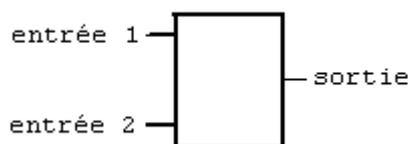
	OU $s = a + b$	
	NON-ET $s = \overline{a \cdot b} = \overline{a} + \overline{b}$	
	NON-OU $s = \overline{a + b} = \overline{a} \cdot \overline{b}$	
	OU EXCLUSIF $s = \overline{a}b + a\overline{b}$ ou $s = a \oplus b$	
	NON-OU EXCLUSIF $s = \overline{a \oplus b}$	

Pour bien comprendre le fonctionnement des portes logiques il faut connaître absolument quelques définitions rencontrées dans les DATA BOOKS .

9.3 Circuits intégré – portes logiques

Les portes logiques sont regroupées dans un circuit intégré qui peuvent être de deux types de technologies différentes TTL ou CMOS.

Les c.i. logiques regroupent, pour les modèles les plus simples, quatre **portes** (*gates*, en anglais) identiques comportant chacune **deux entrées** et **une sortie**. D'autres modèles, dont nous reparlerons, sont un peu plus complexes.



Le symbole générique d'une porte à deux entrées et le brochage des c.i. logiques à quatre portes est donné ci-contre.

Ces c.i. se présentent sous la forme d'un boîtier DIL 14, la broche 14 étant dédiée à l'alimentation positive (V_{DD}), la broche 7 à la masse (V_{SS}).

On trouve ensuite quatre portes indépendantes, comportant chacune deux entrées (I pour *input*) et une sortie (O pour *output*).

Principe de fonctionnement des circuits logiques

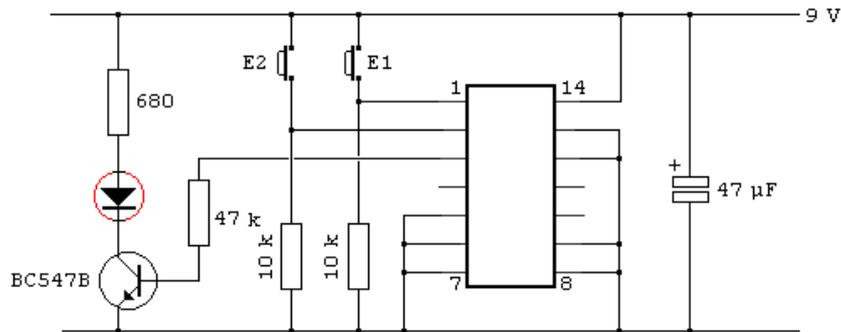
Le fonctionnement des c.i. logiques, en ce qui concerne tout du moins les modèles les plus "élémentaires", est d'une grande simplicité. Il suffit d'alimenter le c.i. sous une tension positive adéquate, puis d'appliquer deux signaux sur les deux entrées d'une même porte. On obtient en sortie soit un état haut, soit un état bas.

La **table de vérité** (*truthtable*, en anglais) d'un c.i. résume sous la forme d'un tableau tous les cas de figure possibles, selon les signaux appliqués aux différentes entrées.

		ET (AND)	NON-ET (NAND)
Entrée 1	Entrée 2	Sortie	Sortie
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Le tableau ci-dessus donne un exemple de tables de vérité pour les opérations logiques **ET** (*AND*, en anglais) et **NON-ET** (*NAND*, en anglais), qui sont l'inverse l'une de l'autre. Un état bas est désigné par **0** et un état haut par **1**.

Voici un petit montage tout simple permettant de "tester" une porte logique quelconque et d'écrire sa table de vérité.



L'appui sur les boutons-poussoirs E1 et E2 porte l'entrée correspondante à l'état haut. Le condensateur de découplage de 47 μF est facultatif, mais conseillé. A noter que les entrées inutilisées sont toutes reliées à la masse.

Principales caractéristiques des circuits logiques

Il existe plusieurs "familles" de c.i. logiques, d'où une grande variété de préfixes (HCC, HCF, HCT, HEC, HEF, etc.) pour un modèle donné. Les différences portent en général sur quelques paramètres, dont la tension d'alimentation ou la température de service. Les modèles sont numérotés à partir de 4000.

Voici un extrait de la fiche technique des HE4000B (caractéristiques communes à tous les modèles appartenant à cette famille, sauf exception):

Famille HE4000B (préfixe HEC ou HEF)

Symbol	Parameter	Typical	Unit
V_{DD}	Supply voltage	3 to 15 (max: 18)	V
V_{SS}	Supply voltage	ground	
I	DC current into any input	10	mA
P_{tot}	Power dissipation per package	500	mW
P	Power dissipation per output	100	mW
T_{amb}	Operating ambient temperature (HEF)	-40 to +85	$^{\circ}\text{C}$
V_{oL}	Output voltage LOW	0,05	V
V_{oH}	Output voltage HIGH	$V_{DD} - 0,05$	V

On retiendra, pour l'essentiel, que les c.i. préfixés HEF ou HEC sont alimentés sous une tension continue comprise entre 3 et 15 volts (*supply voltage*) et que la tension obtenue en sortie (*output voltage*) est très proche de 0 V pour un état bas et très proche de la tension d'alimentation pour un état haut.

Ajoutons que les c.i. "quadruples portes logiques" sont des composants très peu onéreux: ils coûtent environ 0,30 euro à l'unité.

9.4 Logique séquentielle

Réaliser une bascule monostable à l'aide de portes logiques

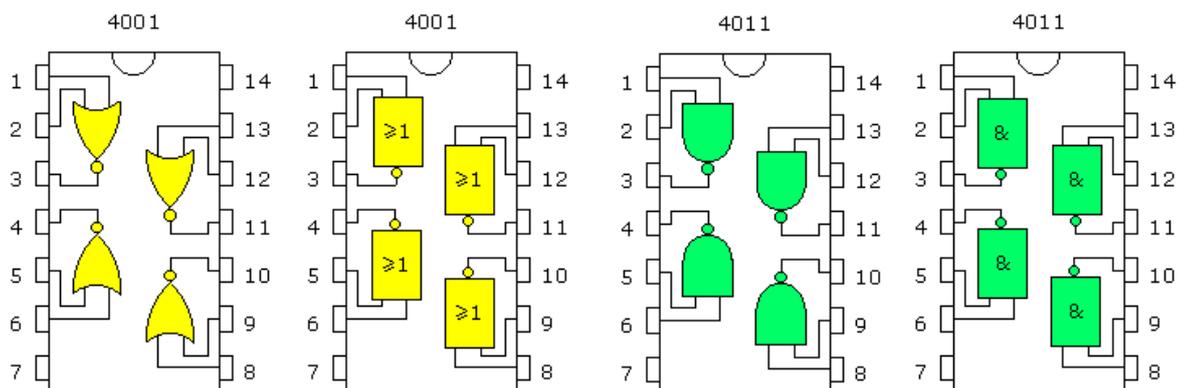
En associant deux ou plusieurs portes logiques, on peut aisément réaliser un montage appelé **bascule**, dont la sortie dépend non seulement du niveau (haut ou bas) présent sur chacune des entrées, mais aussi du niveau précédent. La bascule fait donc intervenir la notion de temps, puisque son état à l'instant t peut être différent de l'état à l'instant t' .

Il existe trois grandes catégories de bascules:

- la bascule **monostable**, destinée surtout à la temporisation,
- la bascule **bistable**, destinée au comptage ou à la mémorisation,
- la bascule **astable**, ou multivibrateur, qui produit un signal périodique et qu'on peut assimiler à un oscillateur.

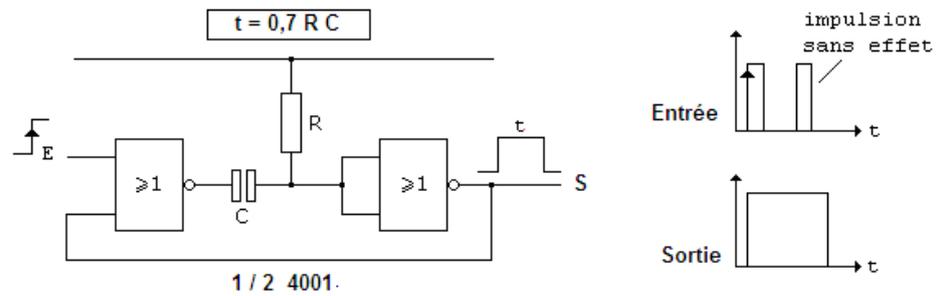
Un monostable est donc un petit montage destiné à produire un signal d'une durée déterminée (autrement dit: une temporisation) à partir d'une impulsion d'entrée, dite de déclenchement. La durée de ce signal est fixée à l'aide de quelques composants périphériques, en général une résistance (ou un ajustable) et un condensateur.

Les c.i. 4001 et 4011 se prêtent volontiers à la réalisation de monostables ou de multivibrateurs. Leur brochage est le suivant:

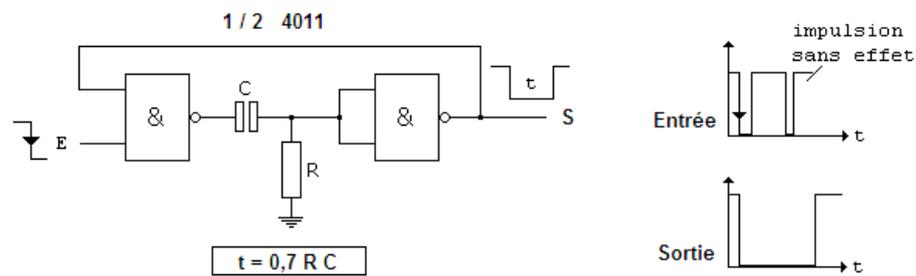


Pour chaque c.i., le symbole de gauche est celui utilisé par les Anglo-saxons, le symbole de droite, celui utilisé en France.

Voici deux exemples de monostables, qui n'utilisent que deux portes sur les quatre disponibles:



Monostable à portes NON-OU (NOR). La temporisation est déclenchée sur un front montant (positif) et on trouve en sortie un créneau de niveau haut (tension très voisine de Vcc). Cette bascule n'est pas redéclenchable.



Monostable à portes NON-ET (NAND). La temporisation est déclenchée sur un front descendant (négatif) et on trouve en sortie un créneau de niveau bas (tension très voisine de 0 V). Cette bascule n'est pas redéclenchable.

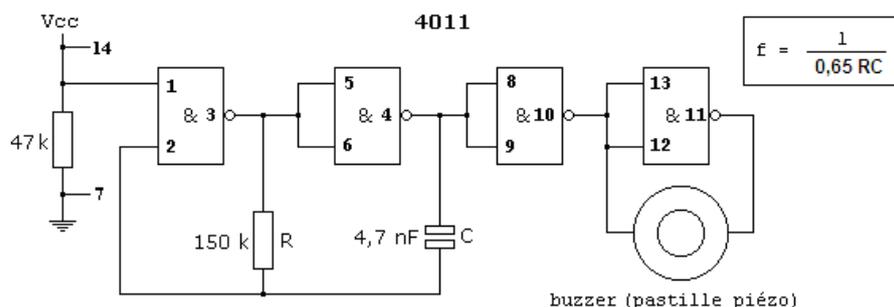
Avec un 4001 ou un 4011, la durée de la temporisation t est donnée par la formule:

$$t = 0,7 RC \text{ (R en ohms, C en farads)}$$

Un monostable est *redéclenchable* si la temporisation peut être réinitialisée avant la fin de son terme; il est dit *non-redéclenchable* en cas contraire (une action sur le dispositif de déclenchement, souvent un bouton-poussoir, restera sans effet tant que la temporisation ne sera pas arrivée à son terme).

Réaliser une bascule astable à l'aide de portes logiques

Le 4011 sera utiliser pour réaliser cette fois un **multivibrateur**, un petit circuit produisant un signal périodique sous forme de créneaux rectangulaires, d'une fréquence déterminée, et capable, par exemple, de faire clignoter une DEL (si la fréquence est proche de 1 Hz) ou d'émettre un son (si la fréquence est audible!) dans un haut-parleur.



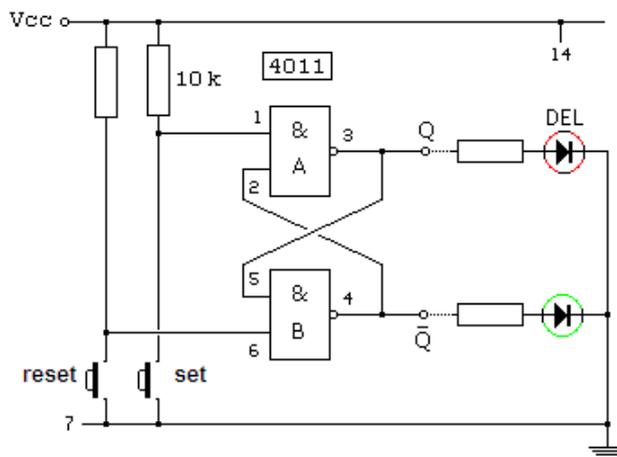
Le schéma d'application ci-dessus se révèle d'une grande simplicité, puisqu'il est conçu autour d'un 4011 et ne nécessite qu'un minimum de composants périphériques. Le multivibrateur proprement dit est construit grâce aux deux premières portes NON-ET, le signal périodique étant disponible broche 4. Il faut par ailleurs observer que ce multivibrateur oscille lorsque la broche 1, ici reliée à Vcc (donc à la broche 14), est portée à l'état haut.

Il est à noter que la fréquence du signal peut être modifiée en montant un ajustable et une résistance talon en lieu et place de la résistance fixe (par exemple, une résistance fixe de 100 k et un ajustable de 100 k, ce qui permet de faire varier la résistance totale entre 100 et 200 kilohms).

Réaliser une bascule bistable (*flip-flop*) à l'aide de portes logiques

Une bascule **bistable**, ou RS pour RESET/SET, possède **deux états stables et complémentaires**, qu'elle peut conserver tant qu'elle demeure sous tension. La sortie change d'état sous l'action d'un signal d'entrée (parfois deux), puis conserve l'état de sortie. Les sorties sont en général notées Q et Q barre.

Le schéma de principe ne requiert que deux portes NON-ET en couplage croisé, caractéristique des bascules RS.

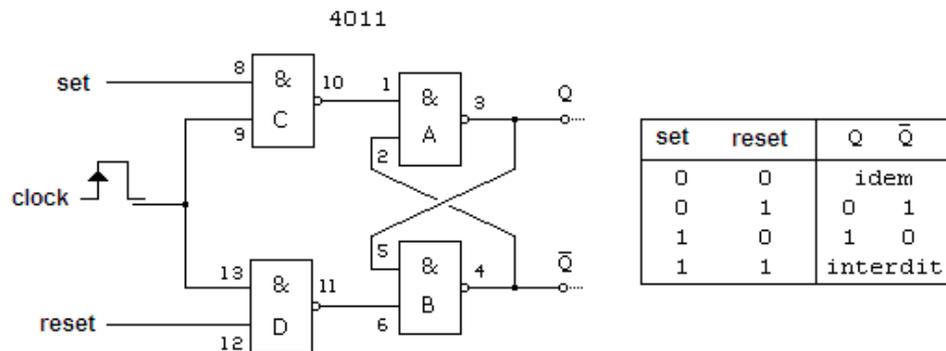


Une entrée de chacune des deux portes (les broches 1 et 6 du 4011) est reliée à l'alimentation Vcc, donc à un niveau haut, tandis que chacune des deux entrées restantes (broches 2 et 5) est reliée à la sortie de l'autre porte. Les sorties sont notées Q et Q barre, et elles sont complémentaires: quand l'une est haute, l'autre est basse.

A la mise sous tension du montage, l'une des deux DEL s'allume, indiquant un niveau 1 sur la sortie correspondante. En appuyant fugitivement sur les BP des entrées **Set** ou **Reset**, on fait basculer les sorties: la DEL allumée s'éteint et celle qui était éteinte s'allume. Le niveau des sorties est donc inversé.

Notez qu'il n'est pas nécessaire de maintenir le contact: une brève impulsion négative suffit à provoquer le basculement, et les niveaux de sortie restent stables, tant que le montage est alimenté.

Ce deuxième schéma est un peu plus sophistiqué que le précédent. Cette fois, la mise en mémoire s'effectue sur front montant (impulsion positive) d'un signal d'horloge (*clock*, en anglais) qui est reçu par deux entrées de deux portes NON-ET, elles-mêmes reliées au montage de base (portes A et B en couplage croisé). Les deux entrées restantes des portes C et D sont les entrées Set et Reset.



Le signal d'horloge, dont la période est connue, permet d'exercer un contrôle automatique sur la bascule. La mémorisation a lieu à un instant précis, et, de plus, cette validation élimine tout changement d'état parasite ou non désiré sur Set ou Reset.

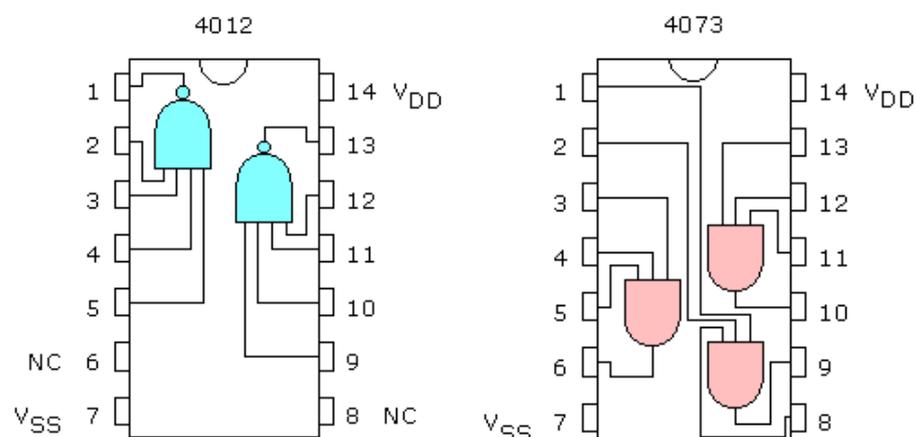
Soit dit en passant, le c.i. référencé 4013 contient deux bascules bistables (*dual flip-flop*), qui remplacera avantageusement le montage ci-dessus.

9.5 Les portes logiques de la famille 4000

Voici les références des principaux c.i. ne comportant que des portes logiques :

Référence	Fonction
4001	4 portes NON-OU (NOR)
4011	4 portes NON-ET (NAND)
4030	4 portes OU-exclusif (EXOR)
4071	4 portes OU (OR)
4077	4 portes NON-OU-exclusif (EXNOR)
4081	4 portes ET (AND)

Il s'agit ici de circuits intégrés dont les quatre portes possèdent deux entrées et une sortie. Signalons toutefois qu'il existe d'autres références, moins couramment utilisées, qui possèdent trois ou même quatre entrées par porte, par exemple le double 4012 (NAND) à quatre entrées ou le triple 4073 (AND) à trois entrées :



Quelques autres c.i. de la famille 4000

La famille 4000 comporte beaucoup de c.i. spécialisés: bascules (*flip-flops*) monostables ou bistables, compteurs (*counters*), compteurs-diviseurs, etc. Voici une courte liste de quelques modèles faciles à mettre en oeuvre et couramment utilisés:

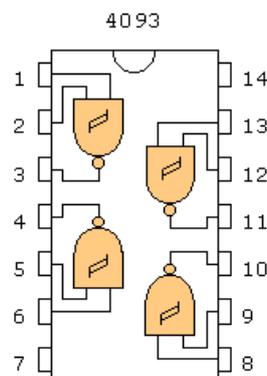
Référence	Fonction
4013	Dual D-type flip-flop
4017	5-stage Johnson decade counter
4020	14-stage binary counter
4027	Dual JK flip-flop
4040	12-stage binary counter
4047	Monostable/astable multivibrator
4060	14-stage binary counter
4093	Quad 2 input NAND schmitt trigger
4510	Up/down BCD counter
4511	BCD to 7-segment latch/decoder/driver
4518	Dual BCD counter
4520	Dual binary counter
4528	Dual monostable multivibrator

On se reportera à la *data sheet* du circuit concerné pour obtenir toutes les informations utiles à sa mise en oeuvre (brochage, fonctionnement, schéma d'application...). Il faut le répéter, ce document, aisément et gratuitement disponible sur Internet, est une véritable mine d'or!

Nous allons présenter brièvement quelques modèles très "populaires", que l'on retrouve souvent dans les montages de loisirs. Ces modèles se caractérisent par une mise en oeuvre simple, des performances étonnantes et un prix des plus modiques.

Le 4093, 4 portes NAND à trigger de Schmitt

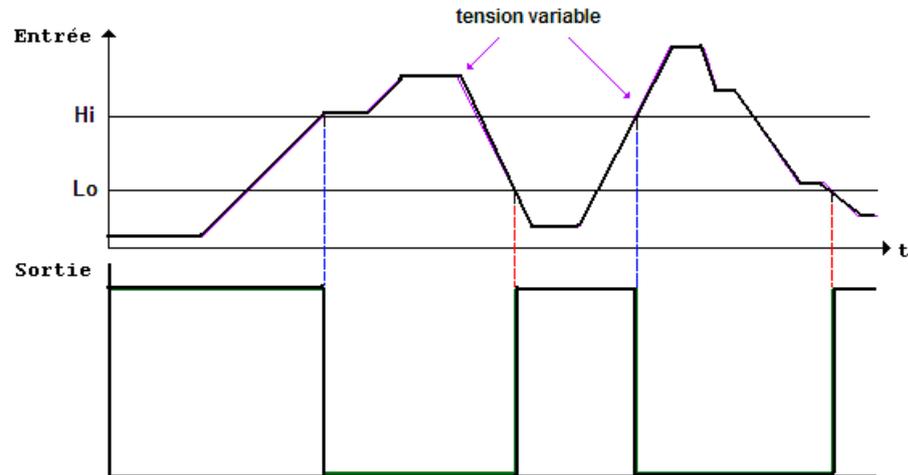
Le **4093** contient quatre circuits appelés **trigger de Schmitt**. En fait, il fonctionne comme un 4011 (quadruple NAND) dont toutes les entrées seraient dotées d'un trigger de Schmitt. Voici son brochage; notez le symbole du trigger:



Les circuits logiques, pour fonctionner correctement, ont besoin de bien distinguer, sur leurs entrées, entre un niveau haut et un niveau bas, donc une tension Hi et une tension Lo.

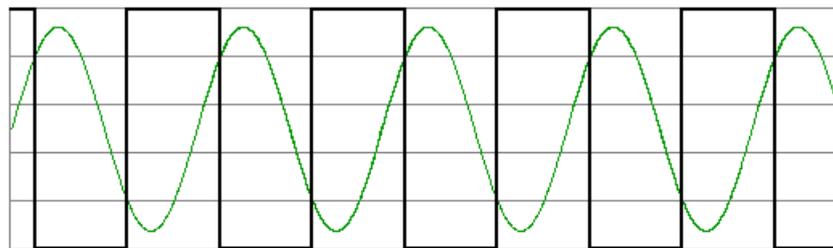
Tout signal dont la tension n'est pas égale ou supérieure à H_i , ou encore égale ou inférieure à L_o , donc dans la zone intermédiaire, est à proscrire.

De plus, des variations de tension rapides et/ou répétées risqueraient dans certains cas de provoquer des dysfonctionnements ou des anomalies dans un montage. Pour se prémunir contre ces désagréments, on fixe deux seuils bien déterminés, qui serviront de références H_i et L_o , et qui permettront d'identifier tout signal d'entrée comme étant de niveau logique 1 ou 0.



En résumé, le trigger a pour mission d'assurer un basculement net et franc en présence d'une tension variable. La différence entre les tensions de niveau haut et de niveau bas s'appelle (encore un nom impossible!) **hystérésis**.

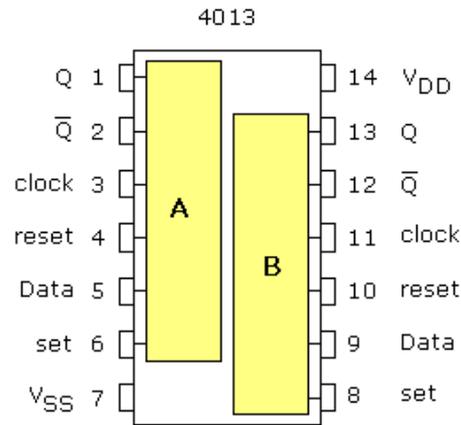
Si l'une des entrées du 4093 reçoit un signal sinusoïdal, l'autre entrée étant reliée à V_{dd} , la sortie sera un signal rectangulaire périodique (en bleu sur le dessin) :



A titre indicatif, on trouvera, en se reportant à la *data sheet* du 4093, une tension de seuil H_i de 5,9 V typique et une tension de seuil L_o de 3,9 V typique, lorsque la tension d'alimentation est de 10 volts.

La double bascule type D 4013

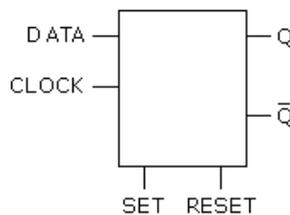
Le **4013** est une double bascule type D: il contient deux bascules indépendantes. Voici son brochage:



Une bascule type D (*D-type flip-flop*) est une bascule bistable. Ses deux sorties complémentaires sont notées Q et Q barre: elles sont complémentaires en ce sens que si Q est égal à 1, Q barre sera égal à 0, et vice versa. Suivant le cas, on dira que la bascule est à l'état SET ou à l'état RESET:

set	$Q = 1$	$\bar{Q} = 0$
reset	$Q = 0$	$\bar{Q} = 1$

Une bascule type D possède quatre entrées et, on vient de le dire, deux sorties (Q et Q barre).

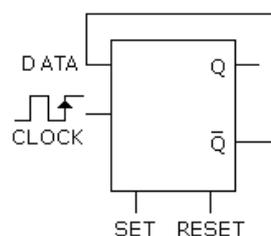


Les entrées sont:

- DATA: cette entrée peut être à l'état bas (LOW) ou haut (HIGH)
- CLOCK: l'entrée d'horloge doit recevoir des signaux à pentes bien raides. Le 4013 réagit au front montant du signal (on dit en anglais qu'il est *rising-edge triggered*). Ce signal d'horloge peut être fourni, par exemple, par un multivibrateur.
- SET: lorsque cette entrée est portée à l'état haut, la bascule est forcée à l'état SET ($Q = 1$).
- RESET: lorsque cette entrée est portée à l'état haut, la bascule est forcée à l'état RESET ($Q = 0$).

La bascule type D fonctionne comme suit: le niveau logique (0 ou 1) de l'entrée DATA est transféré à la sortie Q sur front montant du signal d'horloge CLOCK.

Voici une application très classique, qui est un diviseur par 2, ou encore, ce qui revient au même, un compteur binaire 1 bit. Il suffit de relier l'entrée DATA à la sortie Q barre:



Principe de fonctionnement

SET et RESET sont à l'état 0 et le resteront. CLOCK est au niveau 0 et donc Q est aussi au niveau 0. Q barre est par conséquent au niveau 1 et on peut en dire autant de DATA, puisque DATA est relié à Q barre. Arrive le premier front montant du signal d'horloge: le niveau 1 de DATA est transféré à Q, qui passe donc à 1. Q barre bascule à 0, et il en va de même pour DATA. Arrive le deuxième front montant du signal: DATA est toujours à 0 et ce niveau est transféré à Q. Q barre bascule à 1, idem pour DATA, et ainsi de suite...

SET	RESET	CLOCK	DATA	Q	NOT Q
0	0	0	1	0	1
0	0	↑	1	1	0
0	0	↑	0	0	1
1	0	X	X	1	0
0	1	X	X	0	1

Conclusion: le nombre d'impulsions en entrée (CLOCK) est bien divisé par deux en sortie (Q).

10. Régulateurs de tension

10.1. Utilité du régulateur de tension

Très facile à mettre en œuvre, très fiable et qui plus est, peu onéreux, un **régulateur de tension** intégré est un composant à semi-conducteur dont le rôle consiste à **rendre quasi continue une tension** qui présente une ondulation (issue d'un pont redresseur, par exemple) et à **stabiliser sa valeur**.

Cette régulation s'opère en amont et en aval: en amont car la tension d'entrée V_{in} peut fluctuer et en aval car la charge branchée aux bornes de V_{out} peut elle aussi varier (variation du courant débité).

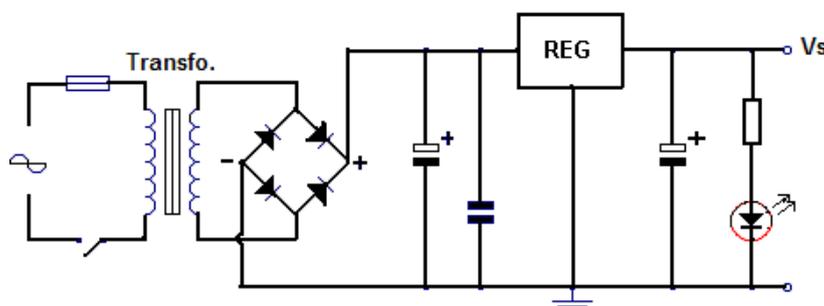


Schéma très classique d'une alimentation avec régulateur (noté REG).

On voit que le régulateur de tension est précédé par le transfo abaisseur, le pont redresseur et le condensateur de filtrage électrochimique. Les deux autres condensateurs sont facultatifs, mais souvent conseillés (voir ci-dessous). La DEL sert ici à visualiser la présence de la tension de sortie V_s .

10.2. Les différents modèles de régulateurs

Il existe pour l'essentiel deux grandes familles de régulateurs de tension:

- à tension de sortie V_{out} **fixe**
- à tension de sortie V_{out} **variable**.

Au passage, notons qu'un régulateur variable tel que le LM317 peut très bien faire office de régulateur fixe (on remplace alors le potentiomètre associé par une simple résistance).

Dans chacune de ces familles, on trouve des modèles "faible courant" et des modèles plus puissants, capables de débiter de 1 A à 2 A, voire davantage.

On trouve également des régulateurs fournissant des tensions **positives** ou **négatives** (pour l'alimentation symétrique d'un AOP, par exemple).

10.3. Choisir un régulateur de tension

Compte tenu de ce qui a été dit ci-dessus (régulateur fixe ou variable, positif ou négatif), le choix d'un modèle particulier repose sur quelques critères déterminés par le cahier des charges de l'alimentation à réaliser.

*La **tension de sortie V_{out}** : c'est le principal critère de choix, puisqu'il correspond à la tension désirée. Ainsi, pour une tension de + 5 V, on choisira un 7805 ou un 78L05, selon le courant nécessaire. Si on désire une tension variable, de 3 à 12 V par exemple, on s'orientera vers un LM 317 ou un L 200.

Nota: la tension d'entrée V_{in} doit toujours être supérieure de 2 à 3 V à la tension de sortie V_{out} : 7 V pour un 7805, 27 V pour un 7824... La différence correspond à la chute de tension interne (V_{drop}).

*La **tension maximale en entrée** V_{in} , elle va jusqu'à 25 V pour un 7805 et 38 V pour un 7824.

*Le **courant de sortie**: un 78L05 peut débiter 100 mA, tandis qu'un 7805 est capable de fournir 1 A en permanence.

*La **tolérance**: indiquée par une lettre ("C" le plus souvent), elle est en général meilleure que 5%. Soit, pour un 7805, une tension de sortie comprise entre 4,75 V et 5,25 V. Mais dans la pratique, on observera que la tension délivrée est souvent très proche de la valeur nominale (4,97 V pour un 7805, lorsque le courant débité n'est pas très élevé).

A noter cependant que la valeur nominale est vérifiée à 25°C et qu'une élévation de température dégrade, comme toujours, les performances du régulateur (- 1 mV/°C typique). C'est pourquoi un radiateur, vissé sur le boîtier, est recommandé chaque fois qu'il y a risque d'échauffement important.

10.4. Lire une fiche technique

Parmi les paramètres que l'on rencontre fréquemment dans une "data sheet" de fabricant, mentionnons:

- **Input regulation** (ou **Line Regulation**): exprime en mV les variations de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée varie. Une variation de V_{in} de 7 à 25 V, par exemple, se traduira par une variation de V_{out} de 3 à 100 mV.
- **Ripple rejection ratio**: rapport des variations relatives de V_{out} à V_{in} . Pour un 7805, ce rapport va couramment de 62 à 78 dB, soit une variation de V_{out} 1000 à 10000 fois moindre que celle de V_{in} .
- **Output regulation** (ou **Minimum Load Current**): traduit l'influence des variations du courant de sortie sur la valeur de la tension régulée. Si le courant de charge varie de 5 mA à 1,5 A, la tension de sortie ne varie, en général, que de 15 à 100 mV.

Ces chiffres montrent bien la grande stabilité de la tension en sortie d'un régulateur, en dépit des diverses variations qui peuvent affecter la tension en entrée ou le courant en sortie.

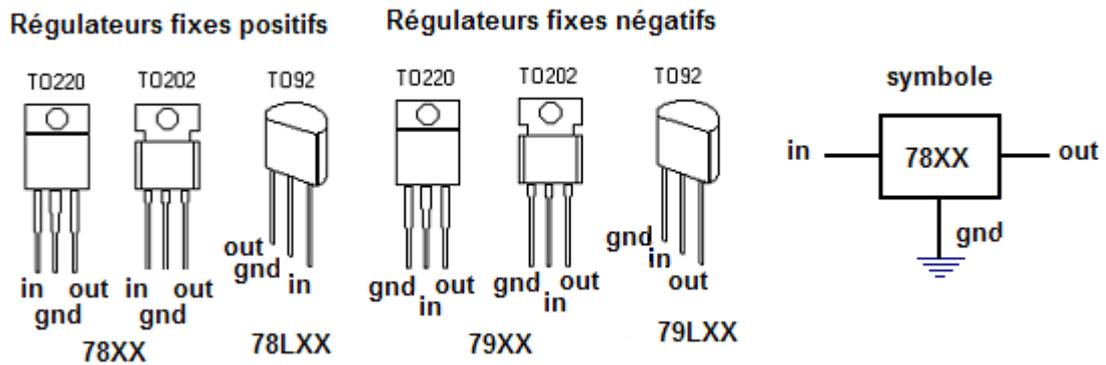
10.5. Les principaux modèles de régulateurs disponibles

On trouve sur le marché quantité de modèles de régulateurs, dont certains sont très "pointus" ou destinés à des applications spécifiques. Dans la pratique, l'amateur se tournera en priorité vers des régulateurs "tous usages", à la fois performants, fiables et peu chers.

Séries 78XX et 78LXX

Ces **régulateurs fixes positifs** sont sans doute les plus utilisés. Ils disposent tous d'une limitation interne du courant et d'une protection thermique. Seule contrainte: la tension d'entrée minimale $V_{in\ min}$ doit être égale ou supérieure à ($V_{out} + 2\ V$). Ces modèles bénéficient d'une tolérance à 5 % (suffixe C).

$V_{in\ max}$	30 V (40 V pour 7824)
V_{out}	XX = 05, 06, 08, 09, 10, 12, 15, 18, 24 V
$I_{out\ max}$	1 A (2 A en pointe); 100 mA pour 78LXX



Par mesure de précaution, on équipera les régulateurs fixes d'un radiateur à visser sur le boîtier, dans le trou prévu à cet effet, dès lors que V_{in} sera nettement supérieur à V_{out} et/ou que le courant de sortie sera susceptible de dépasser la moitié de sa valeur maximale. On pourra choisir, sans s'embarrasser de calculs, un modèle de radiateur de résistance thermique R_{th} égale à $37\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ (prix indicatif: 0,25 euro). En cas de doute sur la puissance maximale dissipée, choisir la taille au-dessus ($R_{th}\ 15\text{ }^{\circ}\text{C/W}$).

Séries 79XX et 79LXX

Mêmes caractéristiques que ci-dessus (XX = 05, 12, 15, 24 V), mais il s'agit de **régulateurs fixes négatifs**, pour alimentations symétriques. Prix indicatif: 0,70 euro pièce.

Régulateurs variables

Ils ne sont pas beaucoup plus difficiles à mettre en oeuvre que les régulateurs fixes et rien d'ailleurs n'empêche de les utiliser comme régulateurs fixes. En revanche, ils sont un peu plus chers...

L'un des plus célèbres régulateurs variables est sans doute le LM317, dont il existe plusieurs variantes, identifiables par leur suffixe (K, H, T, etc...). Le moins cher de la famille (environ 0,70 euro à l'unité), le **LM317T**, est conditionné en boîtier TO-220. Il ne nécessite que deux composants périphériques: une résistance et un potentiomètre. C'est grâce à ce dernier, on s'en doute bien, que l'on fera varier la tension de sortie. Voyons l'essentiel de sa *data sheet*:

LM317T 3-Terminal Adjustable Regulator

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input-Output Voltage Differential	$(V_{in} - V_{out})_{max}$			40	V
Reference Voltage	$3\text{ V} < (V_{in} - V_{out}) < 40\text{ V}$	1,20	1,25	1,30	V
Line Regulation	$3\text{ V} < (V_{in} - V_{out}) < 40\text{ V}$		0,01	0,07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} < I_{out} < I_{max}$		0,03	1,5	%
Temperature Stability	$T_{min} < T_J < T_{max}$			1	%
Minimum Load Current	$(V_{in} - V_{out}) = 40\text{ V}$		3,5	10	mA
Current Limit	$(V_{in} - V_{out}) < 15\text{ V}$	1,5	2,2	3,4	A
Ripple Rejection Ratio	$V_{out} = 10\text{ V}, f = 120\text{ Hz}$		65		dB
Operating Temperature Range		0		125	$^{\circ}\text{C}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	No heat sink		50		$^{\circ}\text{C/W}$

- **Input-Output Voltage Differential:** différence entre la valeur de la tension V_{in} d'entrée et de la tension en sortie V_{out} .
- **Reference Voltage:** c'est la tension la plus basse qu'on peut obtenir en sortie (donc supérieure à 0 V en l'occurrence).
- **Line Regulation** et **Load Regulation:** ces deux paramètres expriment la variation subie par la tension de sortie V_{out} en fonction de la variation de la tension d'entrée V_{in} ou du courant I_{out} . Les valeurs, on le voit, sont minimales.
- **Minimum Load Current:** valeur minimale du courant dans la charge pour maintenir la régulation.
- **Current Limit:** c'est le courant "garanti" en sortie, sous réserve de remplir la condition énoncée.
- **Thermal Resistance, Junction-to-Ambient:** résistance thermique; le régulateur dissipe par lui-même, sans radiateur, $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Attention, une "bonne" valeur est ici une valeur faible. Ainsi, $35^{\circ}\text{C}/\text{W}$ est meilleur que $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

10.6. Mise en œuvre du LM317T

Le schéma d'application, on le voit, se révèle d'une simplicité biblique:

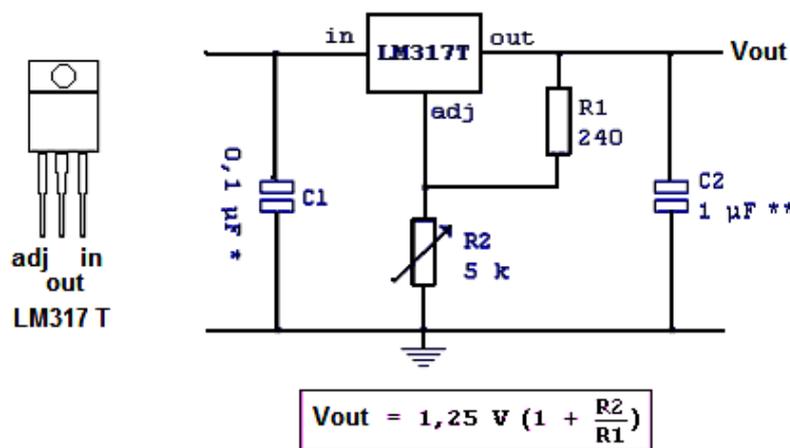


Schéma d'application et brochage du LM317T.

On calcule V_{out} à l'aide de la formule ci-dessus, la valeur de $R1$ étant celle recommandée par le fabricant. Les condensateurs $C1$ et $C2$ sont facultatifs. $C1$ n'est nécessaire que dans le cas où le régulateur serait implanté à une distance de plus de 15 cm du condensateur de filtrage. $C2$ (optionnel mais conseillé) améliore sensiblement l'impédance de sortie et le ripple rejection ratio (rapport des variations relatives de V_{out} à V_{in}).

En choisissant pour $R2$ un potentiomètre linéaire de 5 k, on obtient en sortie une tension variable comprise entre 1,25 V et plus de 24 V. Rappel: $R2$ peut aussi être une résistance fixe; on réalise alors une alimentation fixe de précision.

10.7 Concevoir une alimentation

Une **alimentation** (*power supply*, en anglais) est un appareil capable de fournir une tension continue fixe ou variable à partir d'une tension alternative (en général, le 230 V du secteur). La plupart des montages électroniques nécessitent, on l'a vu, une alimentation continue basse tension, d'où l'importance de ce "bloc fonctionnel".

Les qualités des régulateurs de tension intégrés, à savoir excellentes performances, très grande fiabilité, mise en œuvre extrêmement simple, disponibilité et coût dérisoire, font que ces

composants sont désormais au coeur de pratiquement toutes les alimentations. Les autres montages, ceux par exemple à base de condensateur et résistance, de diodes zener ou encore de transistors, appartiennent pour ainsi dire au passé...

Une alimentation "classique" moderne comporte toujours:

- un **transformateur** abaisseur, qui fournit sur son secondaire une tension alternative très inférieure à celle du secteur,
- un **pont redresseur** (diodes en pont de Graëtz), qui fournit en sortie une tension non plus alternative mais redressée,
- une ou des **capacités de filtrage**, qui réduisent l'ondulation de la tension issue du pont redresseur,
- un **régulateur de tension**, fixe ou variable, dont le rôle est de stabiliser le potentiel à une certaine valeur.

Peuvent s'y ajouter un ou des condensateurs facultatifs pour améliorer les performances du régulateur, divers dispositifs de protection (fusible, dissipateur, diode anti-retour...), de signalisation ou d'affichage (DEL-témoin, affichage analogique ou numérique de la tension, du courant...) et, dans la plupart des cas, un interrupteur.

Les principaux paramètres à prendre en compte sont:

- la tension continue à fournir en sortie,
- le courant maximal débité,
- le coût et la complexité du montage, en regard des performances attendues (le fameux rapport qualité/prix...).

En effet, le critère économique ne doit pas être négligé (dans l'industrie, il ne l'est jamais!). Les régulateurs présentés ici se distinguent par un excellent rapport qualité/prix et une remarquable simplicité.

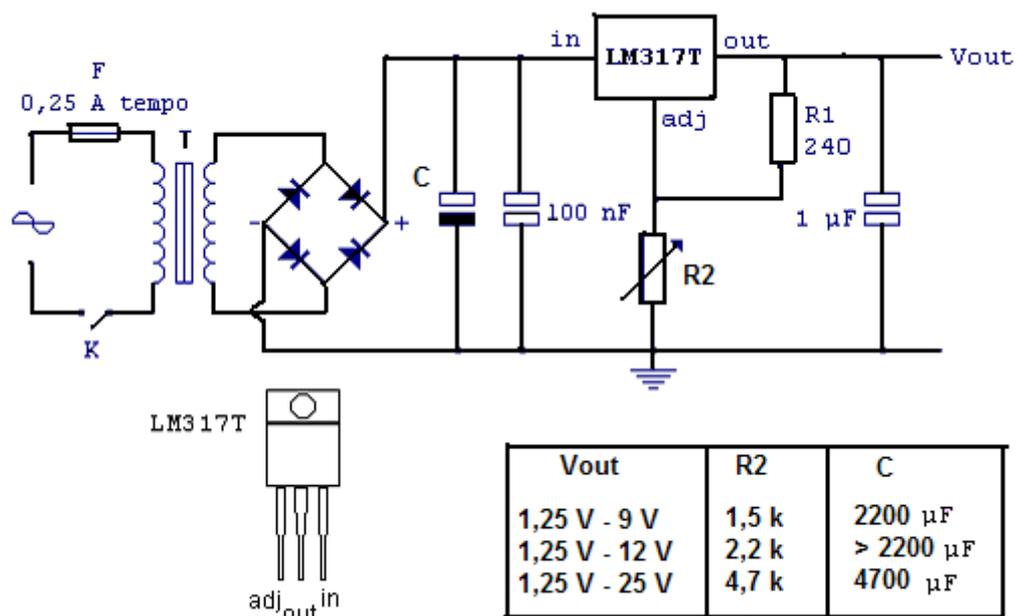


Schéma complet d'une alimentation variable "de qualité" autour d'un LM317T.

Le pont redresseur peut être un pont moulé ou quatre diodes 1N4007 en pont de Graëtz. La tension de service du condensateur de filtrage C doit être supérieure à la tension crête issue du secondaire du transfo. Le courant dans la charge pourra se situer aux alentours de 1 A, sans excéder la valeur (confortable!) de 1,5 A. Il est en outre recommandé d'équiper le régulateur d'un radiateur approprié (R_{th} de $14^{\circ}\text{C}/\text{W}$, par exemple) et de prévoir un coffret "aéré".

Rappel: une alimentation étant raccordée au secteur, il convient de ne jamais négliger la **sécurité** de l'utilisateur: une isolation électrique parfaite est absolument nécessaire. Souvenez-vous que la tension secteur peut être mortelle!

11. Les instruments nécessaires pour les travaux pratiques

11.1 Multimètre



Voici deux modèles de multimètres numériques, la différence est dans le prix, la fiabilité et la robustesse.

Les multimètres présentés sont appelés aussi contrôleur universel .Universel car il permet de regrouper plusieurs appareils en un , un tel contrôleur sert de Voltmètre pour mesurer des tensions continue ou alternative , Ampèremètre pour mesurer des courants , Ohmmètre pour mesurer une résistance , et en plus certains peuvent contrôler des diodes ou des transistors , mais nous allons faire avant un rappel sur les termes employés .

Voltmètre : appareil pour mesurer la tension ; ce mot est associé à VOLT (V) qui est la tension ou la différence de potentiel (ddp) entre deux point d' un circuit électrique , par exemple la batterie de votre voiture a deux bornes et la tension est de 12 Volts .Le symbole U est utilisé dans les formules : $U = 12 \text{ V}$.

Ampèremètre : appareil pour mesurer l'intensité ; associé à AMPÈRE (A) qui est le courant ou l' intensité qui circule dans le circuit électrique , le courant est une circulation d' électrons dans un matériau conducteur .Le symbole I est utilisé dans les formules : $I = 1 \text{ A}$.

Ohmmètre : appareil pour mesurer les résistances ; ce mot est associé à OHM (Ω) , l' ohm est l' unité de mesure des résistances .La résistance est la propriété qu' a un matériau de convertir le courant électrique en chaleur .Pour exemple un convecteur électrique pour le chauffage ou une chaudière électrique comportent une grosse résistance .

11.1.1 Mesure de tension



Branchement : Utilisez le cordon noir pour la prise NOIR COM (-) et le cordon rouge pour la prise ROUGE (+) comme indiqué sur la photo .

Notre multimètre peut mesurer des tensions continues ou alternatives , dans un premier temps nous allons mesurer la tension de notre pile de 9 V continue et ensuite une tension alternative le 220 V d' une prise .

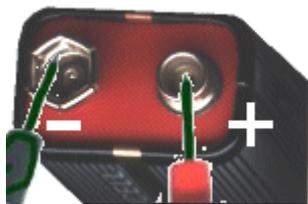


Pour mesurer des tensions continues  , symbole d'un Voltmètre continue

il faut régler le sélecteur sur la gamme appropriée de tensions continues DVC , dans notre cas sur le calibre 20 V



Si l' on ne connaît pas la tension à mesurer il faut se mettre sur le calibre le plus haut 1000 V puis redescendre calibre par calibre pour avoir un résultat sur l' afficheur à cristaux liquides .



Pour une tension continue il y a un pôle positif et négatif il faut donc respecter la polarité, donc faite contact avec la fiche rouge pour le + de la pile et utilisez la fiche noire pour le - (si vous faite le contraire la tension affiché sera négative avec un signe -)

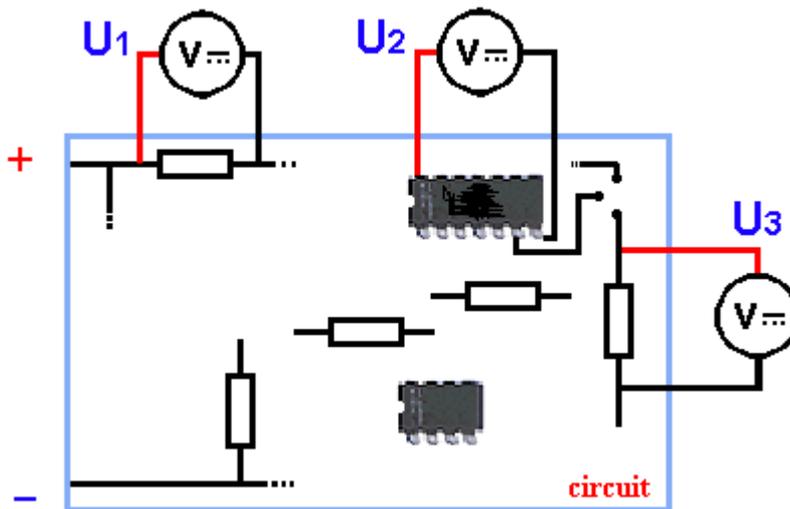


L' afficheur indique la tension de votre pile , par ex : 9.00 la précision de la mesure vous donne les centièmes de volts



Si vous changez le calibre par 200 V , l' afficheur indique 09.0 V la précision n' est plus que des dixièmes de volts d' ou l' importance du calibre pour la qualité de la mesure .

Pour mesurer une tension il faut se mettre en parallèle sur un circuit.



La mesure de tension sur un circuit se prend en parallèle sur les composants .U1 indique la tension au borne de la résistance, U2 nous indique la tension d'alimentation du circuit 14 broches si bien sur les broches 7 et 14 sont l'alimentation, U3 indique la tension au borne de la résistance .Comme vous pouvez le constater une mesure de tension continue se prend principalement sur des éléments résistifs.



Pour mesurer des tensions alternatives  , symbole d'un Voltmètre alternatif  .

il faut régler le sélecteur sur la gamme appropriée de tensions alternative ACV, dans notre cas sur le calibre 750 V~



Si l'on ne connaît pas la tension à mesurer il faut se mettre sur le calibre le plus haut 750 V~ , puis redescendre calibre par calibre pour avoir un résultat sur l' afficheur à cristaux liquides .



ATTENTION DANGER..toute manipulation sous tension 220 V ~ est dangereuse, il y a risque d'électrocution.

NE PAS TOUCHER LES PARTIES CONDUCTRICES Même débranché .Il suffit que le bout du fil soit sur la phase et votre corps risque de faire un retour vers la terre.

Pour une tension alternative le sens importe peu donc faite contact avec la fiche rouge et la fiche noire dans la prise .



L'afficheur indique une tension de ex : 220 , mais bien souvent cette valeur varie entre 215 à 240 V .

11.1.2. Mesure de courant

Ce type de petit multimètre ne sait mesurer que les intensités en continu.



Symbole d'un ampèremètre continu

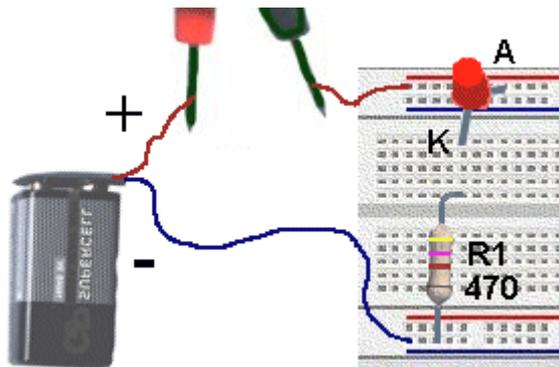
Branchement : si l' ampérage est faible 0,2 A = 200 mA , il faut utiliser les mêmes prises que pour la mesure de tension , la fiche rouge dans la prise ROUGE 200mA MAX (+) ; par contre pour des intensités supérieurs il faut utiliser la prise au dessus JAUNE 10A DC pour le (+) et toujours la fiche noir dans la prise NOIR COM (-) .

La mesure d'une intensité se fait en série sur un circuit fermé (passage du courant)

Nous allons mesurer le courant qui passe dans un circuit composé d'une DEL (LED) rouge avec une résistance de 470 Ohms.



Le calibre de l'ampèremètre est 200 mA, la fiche rouge dans la prise rouge et la fiche noir dans la prise noir .La fiche rouge se branche sur le + de la pile, c'est l'entrée de l'ampèremètre et la fiche noir la sortie.



Ce qui donne avec notre plaque test

11.1.3. Mesure de Résistance

Il est possible de mesurer la valeur des résistances avec un multimètre , c'est la fonction Ohmmètre .

Important : Toute mesure de résistance doit se faire hors tension, il faut couper l'alimentation et si la résistance se trouve sur un circuit il faut dessouder une patte pour la mesure, afin de ne pas mesurer les résistances qui pourraient se trouver en parallèles.



La mesure s'effectue simplement en se connectant aux bornes de la résistance
.Il faut éviter de toucher avec les doigts les bornes pour ne pas modifier la valeur lu .

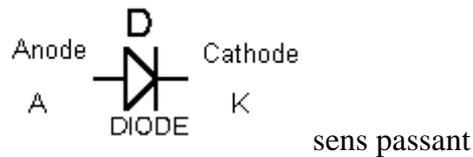
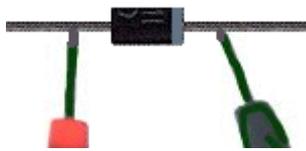
11.1.4. Mesure et contrôle d'une diode

Une diode est un composant électronique très utilisé, c'est un dipole laissant passer le courant dans un seul sens de l' anode vers la cathode , et bloquant le courant en sens inverse .

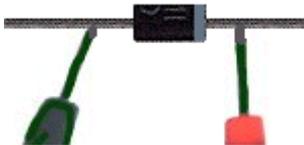
Pour contrôler une diode il faut la déconnecter hors du circuit ou dessouder une de ces pattes.



Le calibre à utiliser est le symbole de la diode.



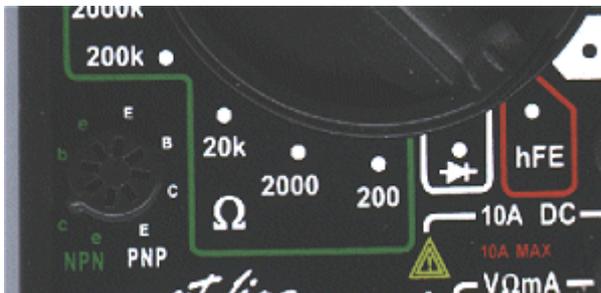
La valeur lu est 679 mV (millivolts) dans le sens passant cette valeur doit être entre 500 et 900.



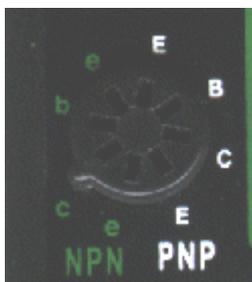
En sens inverse le cadran indique 1, toute autres lectures indiquent une défectuosité de la diode.

11.1.5. Mesure du gain d'un transistor

Un multimètre comme celui ci permet de contrôler un transistor ou du moins le gain d'un transistor classique .Il existe 2 types de transistors, NPN ou PNP qui ont les mêmes principes de fonctionnement mais sont complémentaires .Je ne rentre pas dans les détails dans ce chapitre mais je vous montre seulement la méthode de contrôle.



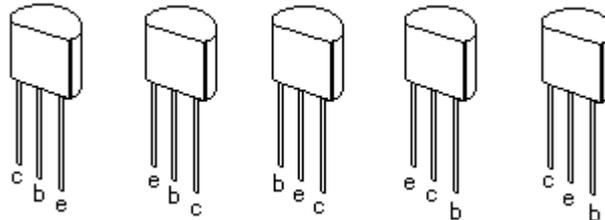
Le calibre à utiliser est hFE .



Il faut insérer les trois broches des transistors suivant le type et le brochage des transistors, Si vous ne connaissez pas le brochage choisir une prise npn ou pnp , si le cadran indique le signe - le choix des prises est mauvais .

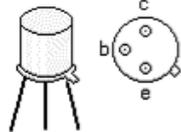
La valeur du gain va de 0 à 1000 .

Boîtier TO92



les différents brochages de transistors

Boîtiers T05, T018, T039

2N 1711
2N 2222

Boîtier TO92



BC237, BC247, BC547

Boîtier TO126

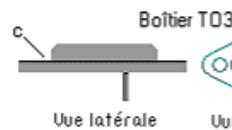


BD135, BD137

Boîtier TO202-T0220



TIP29, TIP31.



Vue latérale

Vue de dessous

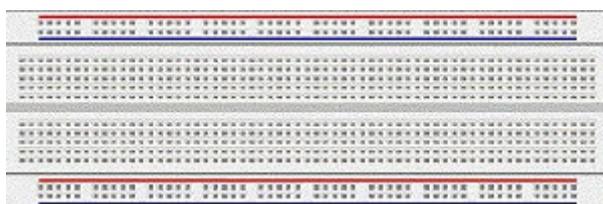
2N 3055..

Voici la photo de la mesure du gain d'un 2N2222

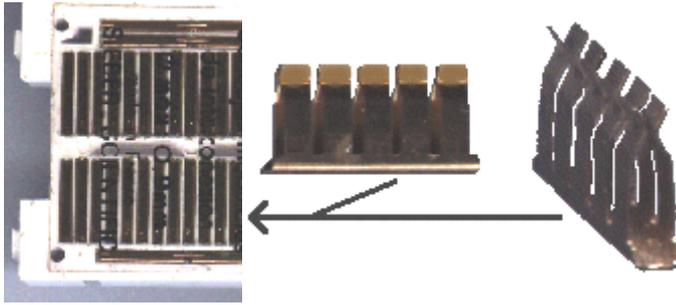


11.2. La plaque d'essai

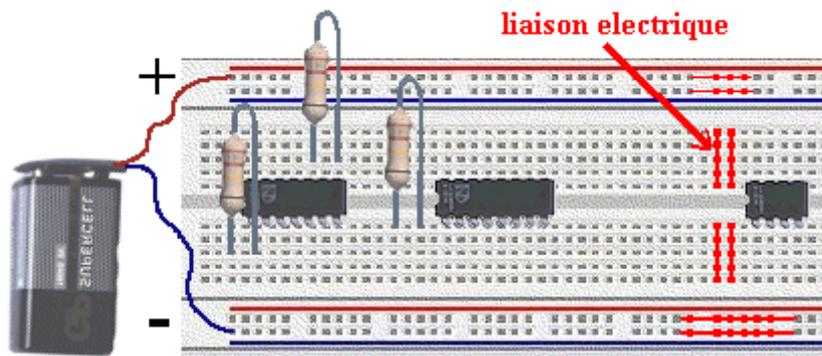
Voici un exemple de plaque d'essai sans soudure ni circuit, très pratique pour faire des expériences ou des petits montages. Cette plaque est en plastique isolant avec des rangées de 5 contacts et 4 lignes horizontales pour l'alimentation. Les lignes rouge pour désigner le "+" et les bleus pour le "-". Les composants s'enfichent dans les trous (attention de ne pas mettre de trop grosses pattes sinon cela déforme les contacts max. 0,8 mm).



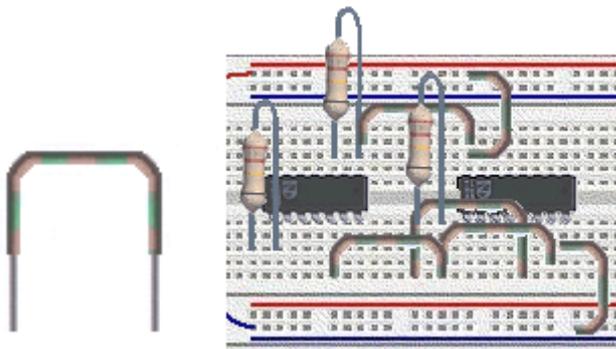
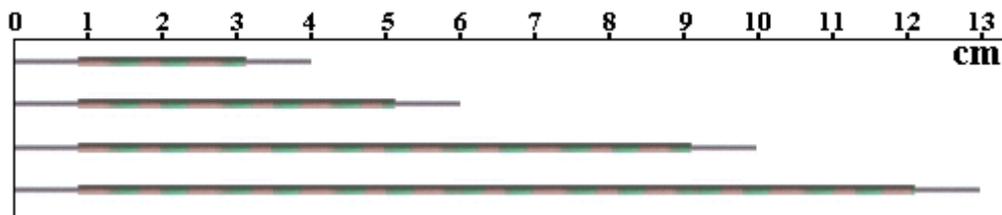
Seules les cinq perforations verticales situées de part et d'autre de la rainure centrale sont unies électriquement de la manière suivante, vue de dessous et vue en détails des contacts.



Le fil ou la patte du composant s'enfiche dans le contact, et l'on dispose de 4 autres contacts pour repartir vers un autre composant.



Voici maintenant les fils qui servent pour relier les composants les plus éloignés ou pour faire des ponts. Vous devez trouver du fil de cuivre étamé de diamètre entre 0,4 et 0,8 mm, dénudez les extrémités sur 7mm environ et faite des longueurs de 4, 6, 10, 13 cm. Utilisez des couleurs de fil différentes, rouge, bleu, vert, blanc pour mieux vous repérer lors du câblage.



*Module 15 : ANALYSE DE CIRCUITS A
SEMI CONDUCTEURS*

GUIDE DES TRAVAUX PRATIQUES

TP1. Identification d'une diode

Utiliser un ohmmètre ou un appareil universel en positions test diode pour identifier l'anode et la cathode de la diode.

On observe l'intensité de la lumière pour le cas comme (a) et on la compare avec celle de l'ampoule alimenté directement par la pile. Quelle est la conclusion ?

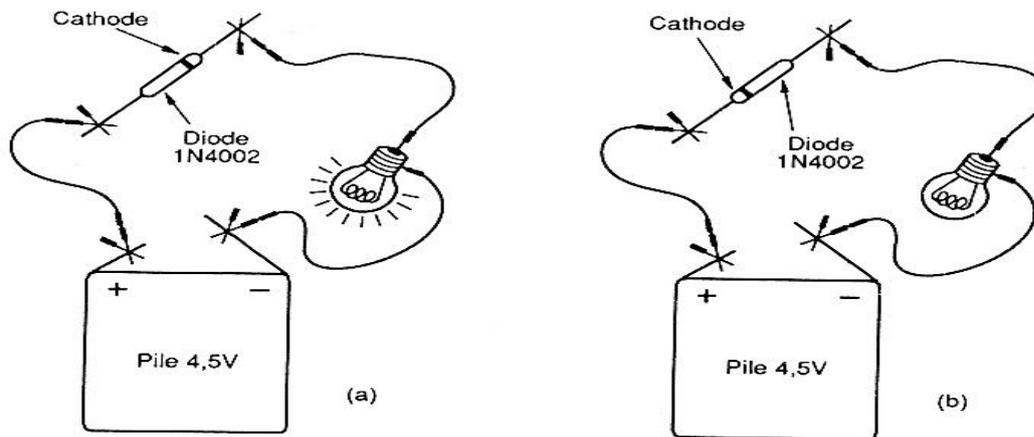


Figure 6-1

TP2. Redressement et filtrage

Durée du travail pratique:

La durée du travail pratique est de 4 heures.

Matériel nécessaire pour les TP de redressement :

Transformateur 2 x 6V ou 2x 12V
 4 diodes 1N4004
 1 condensateur de 100 μ F , 2 x 470 μ F, 1 x 10 μ F
 1 résistance de 2k Ω , 0,5W
 2 résistances de 390 Ω , 0,25W
 1 résistance de 1k Ω , 0,25W
 2 sondes pour oscilloscope
 Multimètre et sondes
 Oscilloscope

1. Redressement demi onde simple (sans capacité)

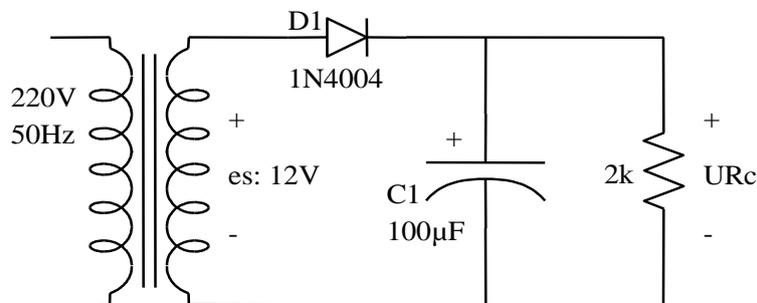


Figure 6-2

Réalisez le circuit de la 2 sans placer le condensateur C1 et prenez les mesures nécessaires de sorte à compléter le Tableau 6-1

Tableau 6-1

Mesures	Résultats	Appareil utilisé
es crête		
PIV de D1		
U max aux bornes de Rc		
URc moyen		

A quoi sert le commutateur AC GND DC de l'oscilloscope?

Retirez Rc du circuit. Est-ce que les résultats du Tableau ci-dessus changent ?

Changez Rc pour une 1k. Est-ce que les résultats du tableau changent?.

NB : TIC=PIV(tension inverse de crête =pic invers voltage :en anglais)

2. Redressement demi onde simple (avec capacité)

Mettez le condensateur C1 dans le circuit et prenez les mesures nécessaires de sorte à compléter le Tableau 6-12

Tableau 6-2

Mesures	Résultats	Appareil utilisé
es crête		
PIV de D1		
U max aux bornes de Rc		
URc moyen		

3. Redressement pleine onde

Durée du travail pratique:

La durée du travail pratique est de 4 heures

Matériel nécessaire:

4 diodes 1N4004 ou équivalent

1 diode 1N4733, (Diode zener de 5,1V)

Transformateur 2 x 6V

2 résistances de $1k\Omega$ / 0,25 watt

2 sondes d'oscilloscope

Cordon d'alimentation 220V

5 connecteurs isolés

Multimètre et sondes

oscilloscope

Fils #22 pour faire les connections sur la plaquette de montage

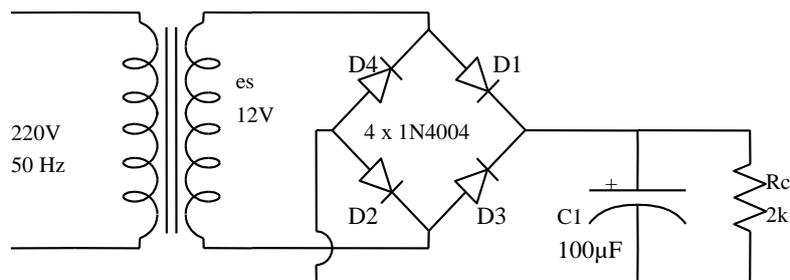


Figure 6-3

Réalisez le circuit de la Figure 6-3 et prenez les mesures nécessaires de sorte à compléter le Tableau 6-3.

Tableau 6-3

Mesures	Résultats	Appareil utilisé
es crête		
PIV de D1		
U max aux bornes de Rc		
URc moyen		

Est-ce que ce circuit de la Figure 6-3 donne des résultats meilleurs que ceux de la Figure 6-2? Expliquez.

Que se passe-t-il lorsqu'on remplace C1 par une valeur de $470\mu\text{F}$?

Que se passe-t-il lorsqu'on remplace C1 par une valeur de $10\mu\text{F}$?

Que se passe-t-il lorsque D1 est retirée du circuit?

TP3. Utilisation des régulateurs monolithiques

Durée du travail pratique :

La durée du travail pratique est de 4 heures

Matériel nécessaire :

- 1 résistance 100Ω , 2W
- 2 condensateurs $470\mu\text{F}$, radial, 63V
- 1 condensateur $100\mu\text{F}$, radial, 63V
- 1 condensateur $47\mu\text{F}$, radial, 63V
- 1 radiateur thermique *Thermaloy 6099B* ou équivalent (12°C/W)
- 1 Vis et 1 écrou 4/40
- 1 régulateur 7812 (TO 220)
- 4 diodes 1N4004
- 1 transformateur 2 x 12V
- 1 cordon d'alimentation 220V et 5 connecteurs isolés
- Multimètre et sondes
- oscilloscope

Quel est le brochage d'un régulateur de type 78XX?

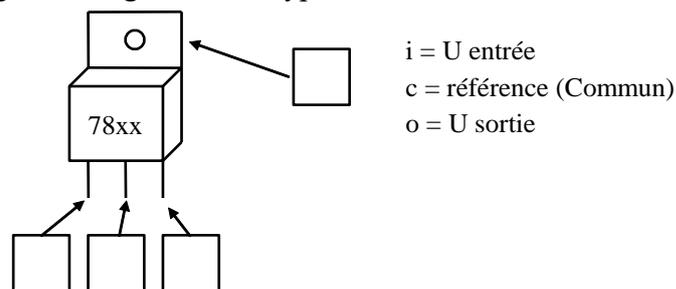


Figure 6-4

Réalisez le circuit de la Figure 6-5 et prenez les mesures nécessaires afin de compléter le Tableau 6-4. Dans ce dernier, on remarque deux colonnes de résultats de mesures. Une est indiquée par *tel quel* ; c'est la prise de mesures dans le circuit comme dessiné et fonctionnel. L'autre colonne identifiée par $C1 = 47\mu\text{F}$, est la simulation d'un défaut au niveau du filtrage. On vous demande donc d'observer ce dysfonctionnement.

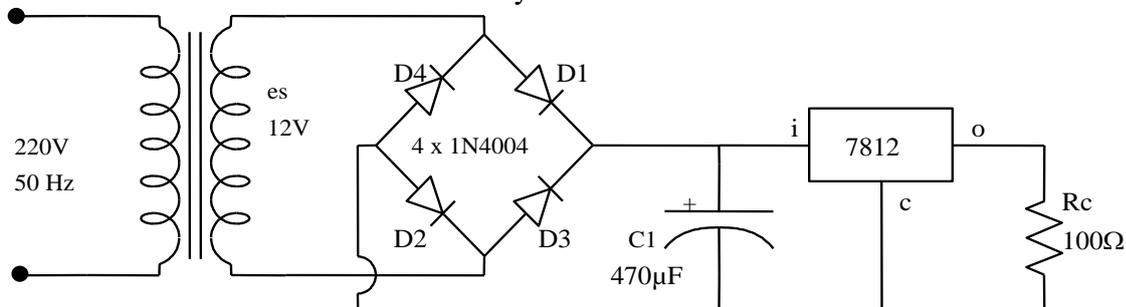


Figure 6-5

Tableau 6-4

Mesures	Tel quel	C1 = 47 μ F
URc		
er aux bornes de Rc		
er aux bornes de C1		
U min aux bornes de C1		

Prenez les formes d'onde aux broches i et o dans les deux conditions indiquées dans le Tableau 6-4. Dans le cas $C1 = 47\mu F$, observez les signaux à l'oscilloscope et évaluez la valeur de la tension d'entrée minimale applicable à un 7812 pour un fonctionnement correct.

U entrée min. pratique (7812) = _____

Est-ce que la tension différentielle du régulateur de la Figure 6-5 est dans la région idéale?

Quelle est la tension minimum requise à l'entrée d'un 7812 de sorte que son fonctionnement soit normal (caractéristiques)?

TP4. Amplificateur Opérationnel

1. Montage non inverseur

Durée du travail pratique :

La durée du travail pratique est de 6 heures

Matériel nécessaire :

- 1× amplificateur opérationnel 741
- 1× 200kΩ, 2W
- 1× résistance 10kΩ, 2W
- 1× résistance 20 kΩ, 2W
- 1 × résistance 1 kΩ, 2W
- 2 × condensateurs 470μF, radial, 63V
- Deux alimentations : +18V et -18V ou 15V et -15V
- Multimètre et sondes
- Oscilloscope
- Un générateur B.F.

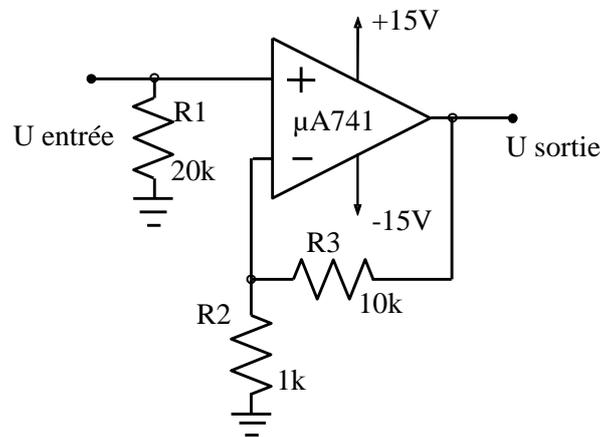


Figure 6-6

Réalisez le montage de la Figure 6-6. Prenez les mesures nécessaires afin de compléter le Tableau 6-5 et prenez les formes d'ondes U entrée et U sortie présentes lors du test #1. Transformez ensuite le circuit afin d'obtenir un gain de 4 en modifiant $R3$.

$R3 =$ _____

Quelle est l'impédance d'entrée du montage de la Figure 6-6 ? _____.

Tableau 6-5

Test	U entrée	U sortie	Uf	Av
#1	2V c-à-c (sinus), 1kHz			
#2	1V C.C.			
#3	-1V C.C.			

2. Montage inverseur

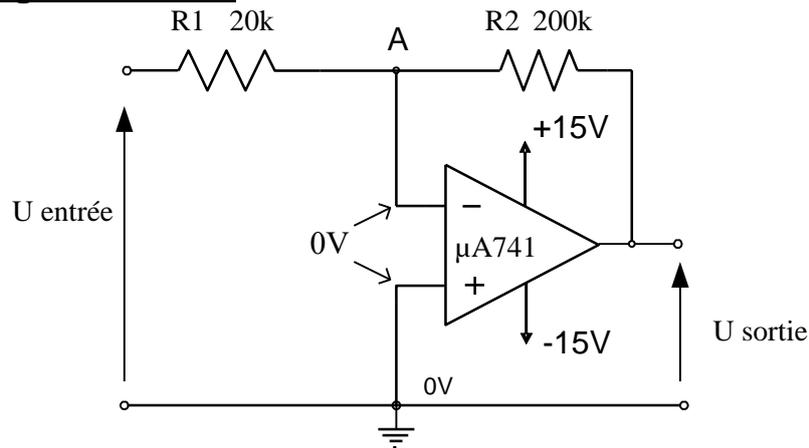


Figure 6-7

Prenez les mesures nécessaires afin de compléter le Tableau 6-6 et prenez les formes d'ondes $U_{\text{entrée}}$ et U_{sortie} présentes lors du test #1. Transformez ensuite le circuit afin d'obtenir un gain de -5 en modifiant R_2 .

$R_2 =$ _____

Quelle est l'impédance d'entrée du montage de la Figure 6-7? _____.

Tableau 6-6

Test	$U_{\text{entrée}}$	U_{sortie}	U_f	A_v
#1	2V c-à-c (sinus), 1kHz			
#2	1V C.C.			
#3	-1V C.C.			

3. Montage mélangeur (ou additionneur)

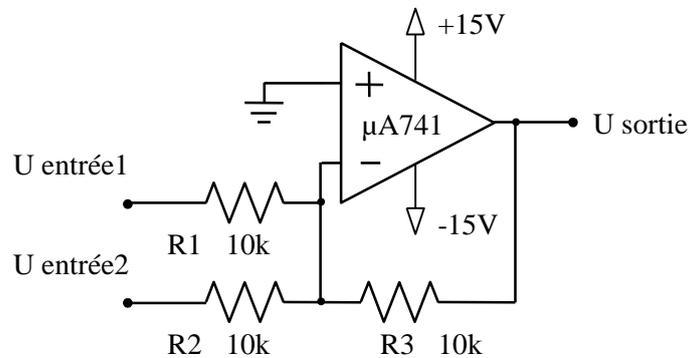


Figure 6-8

Prenez les mesures nécessaires afin de compléter le Tableau 6-7 et prenez les formes d'ondes U entrées et U sortie présentes lors du test #1. Transformez ensuite le circuit afin d'obtenir un gain de -5 en modifiant R3.

R3 = _____

Quelle est l'impédance d'entrée du montage de la Figure 6-8? _____.

Tableau 6-7

Test	U entrée 1	U entrée 2	U sortie	Uf	Av
#1	2V c-à-c (sinus), 1kHz	1V C.C.			
#2	1V C.C.	0,5V C.C.			
#3	-1V C.C.	2V c-à-c (sinus), 1kHz			

TP5. Transistors bipolaires NPN et PNP

Durée du travail pratique :

La durée du travail pratique est de 6 heures

Matériel nécessaire :

Semi-conducteurs

1 x 2N4401

1 x 2N4403

Résistances:

47k \square

82k \square ,

2 x 4k7 \square

Multimètre et sondes

Oscilloscope

Un générateur B F

1. Vérification d'un transistor bipolaire

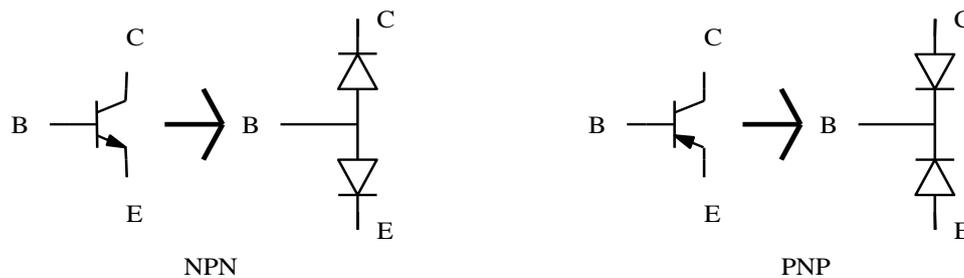


Figure 6-9

Afin de vérifier qu'un transistor est en état de fonctionner, la procédure habituelle consiste à vérifier l'état des jonctions base-émetteur et base collecteur. Il s'agit ainsi de vérifier si les jonctions bloquent dans un sens et conduisent dans l'autre.

Le multimètre, étant en position *diode*, fait passer un courant dans la jonction sous test. En direct, on retrouve à l'affichage du multimètre la tension de la jonction. Elle devrait se situer entre 0,4V et 0,7V. La borne rouge du multimètre indique alors le côté P et la borne noire indique le côté N.

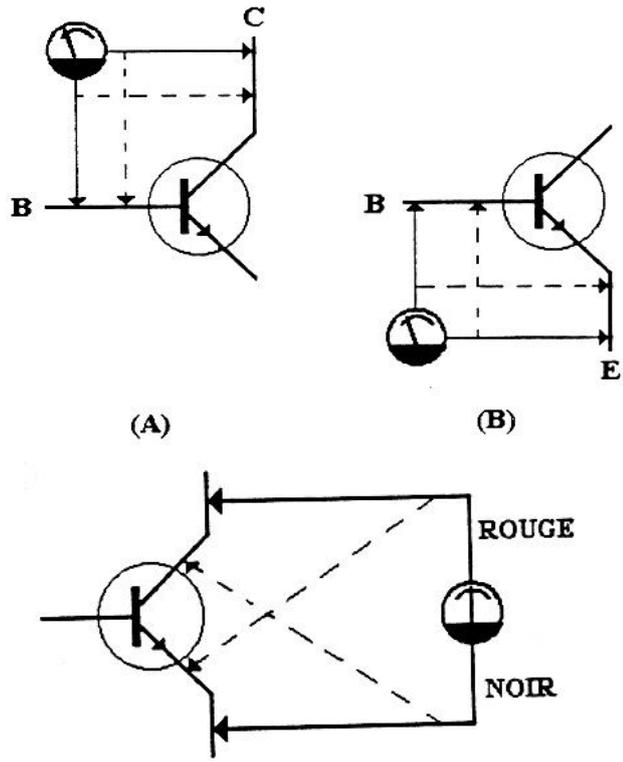


Figure 6-10

En utilisant votre multimètre, vérifiez vos transistors et découvrez de quel ils sont (NPN ou PNP).

Tableau 6-8

Transistors	Type
2N4401	
2N4403	

2. Montage d'un transistor bipolaire

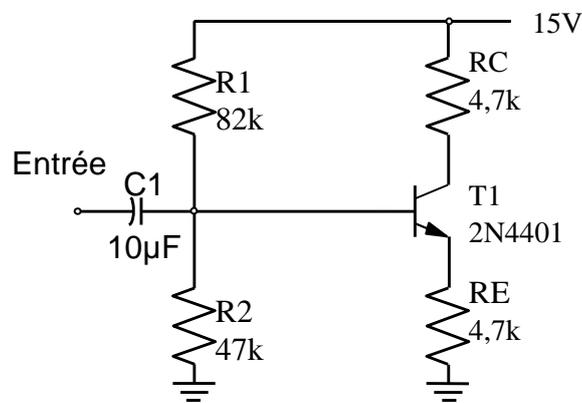


Figure 6-11

a) Réalisez le montage de l'amplificateur de la Figure 6-11 et prenez les mesures nécessaires afin de compléter le Tableau 6-9 e

Tableau 6-9	
Calculs	
U_B	
U_E	
I_C	
U_C	
U_{CE}	

Utilisez le générateur de signaux comme source d'une tension sinusoïdale à l'entrée de l'amplificateur de la Figure 6-11. Ajustez l'amplitude du signal à 0,5V crêt à crêt et la fréquence à 1 kHz environ.

b) Observez et relevez les formes des tensions, au collecteur à l'émetteur et à la base du transistor. Remplissez le tableau 6-10 (cases du côté droit).

Tableau 6-10					
Mesures	Amplitude [V]		Composante continue [V]		Phase par rapport à U_{en}
U_C					
U_E					
U_B					
U_{CE}					

- c) Remplacez la résistance R_c de 4,7k par une autre de 8,2k et recommencez le travail comme en point b), en inscrivant les nouvelles valeurs dans les colonnes à droite du tableau 6-10.
- d) Comparez les résultats et justifier les.

TP6. Thyristor – triac - diac

Durée du travail pratique :

La durée du travail pratique est de 6 heures

Matériel :

Semi-conducteurs

- 1 x MOC3021
- 1 x Led
- 1 x Triac Q4006
- 1 x TIP41
- 1 x transistor NPN

Résistances:

- 1 x $4,7\Omega / 2W$
- $560\Omega, 56\Omega; 180\Omega; 2.7k\Omega$
- 2 x $4k7\Omega$
- multimètre

1. Vérification d'un SCR à l'Ohmmètre

Il est possible de tester à l'ohmmètre les SCRs de faible puissance. Ceux-ci nécessitent, pour l'amorçage, le courant de gâchette I_{GT} de l'ordre de quelques centaines de microampères au maximum. La Figure 6-12a) montre que la résistance anode-cathode d'un SCR bloqué est très élevée. Par contre, à la Figure 6-12b), on court-circuite momentanément la gâchette et l'anode du SCR. Si l'ohmmètre est capable de fournir un $I_G > I_{GT}$ et un $U_G > U_{GT}$, alors le SCR amorce et la résistance anode-cathode devient très faible. En débranchant la gâchette, le SCR restera amorcé si le courant I_A fourni par l'appareil est supérieur au courant de maintien I_H . Sinon, le SCR reprendra son état bloqué. On a donc intérêt à travailler avec les basses échelles.

Comme on peut le constater, ce test n'est pas toujours concluant si le SCR n'amorce pas. Il est donc recommandé dans ce cas d'essayer le SCR dans un circuit d'application simple avant de conclure qu'il n'est pas bon.

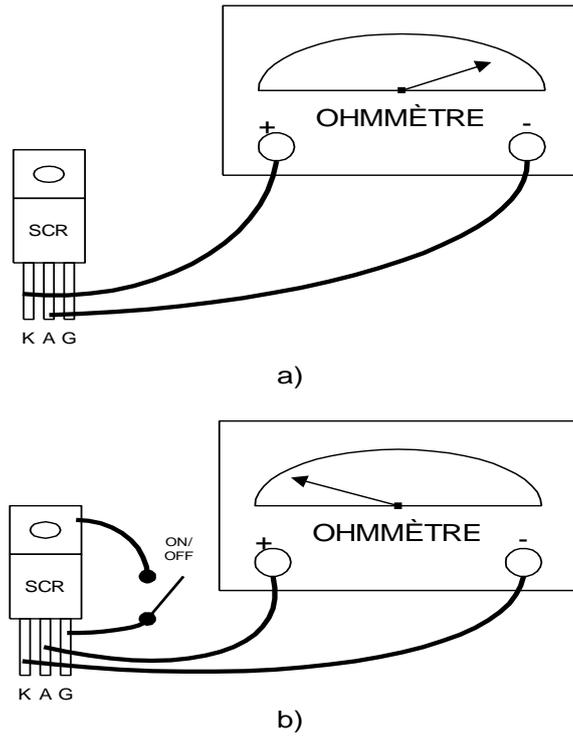
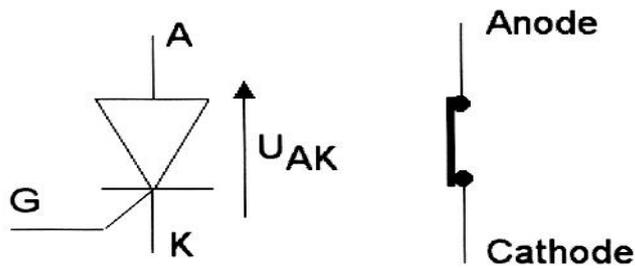


Figure 6-12 Vérification d'un SCR à l'ohmmètre

Thyristor conducteur

I_G existe, $U_{AK} = 0v$



Thyristor bloqué

$I_G = I_A = 0$

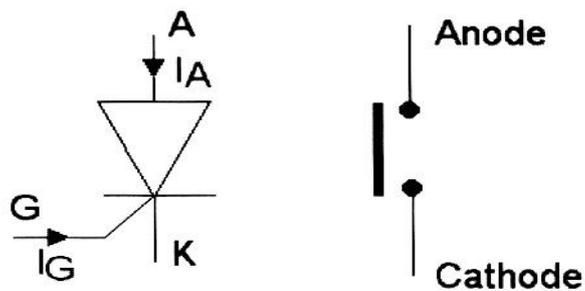


Figure 6-13

2. Application du SCR pour la commande tout ou rien.

Réaliser le montage de la Figure 6-14

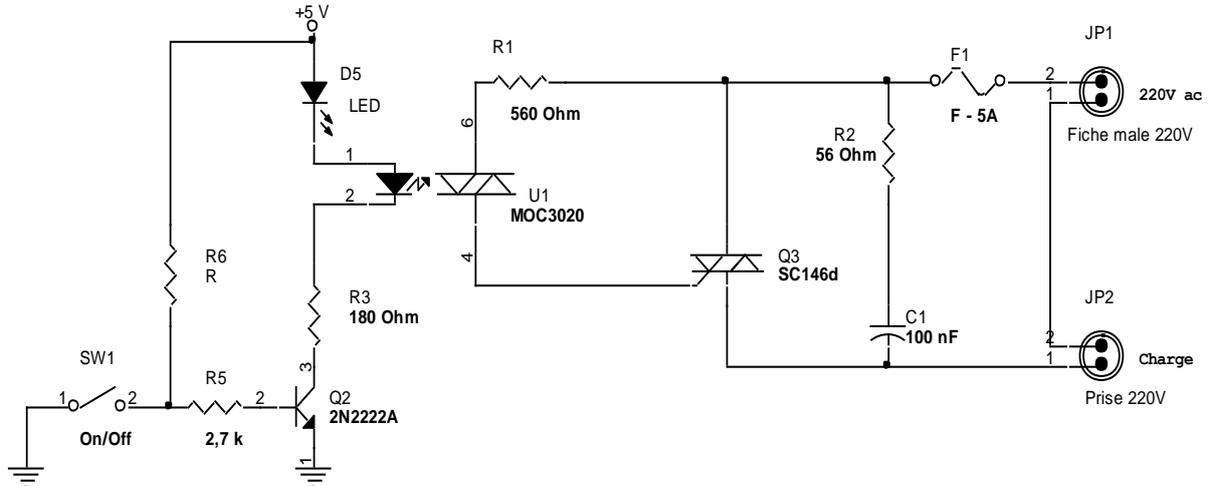


Figure 6-14

Mettez comme charge un moteur à courant alternatif ou universel ou une lampe.
 Explique comment se fait l'amorçage du triac ?
 Relever le signal de la gâchette du triac.

3. Application du SCR pour la commande progressive.

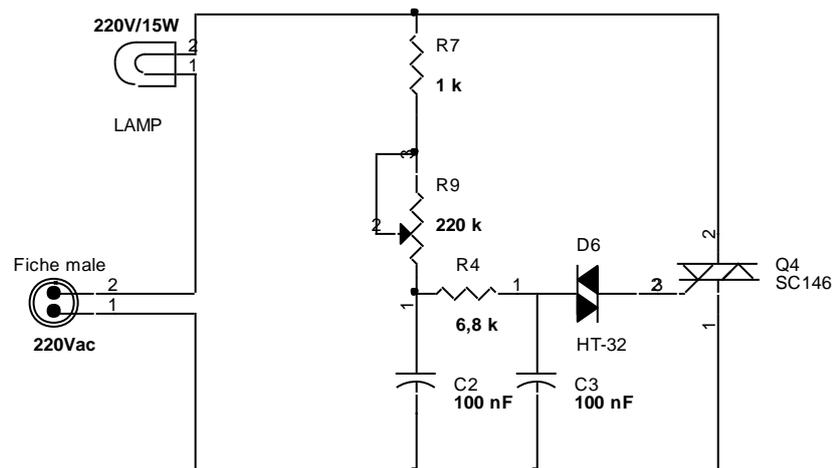


Figure 6-15 Gradateur de lumière

Réaliser le montage de la Figure 6-15. Observez la variation de la lumière de l'ampoule en fonction de la position du potentiomètre R2.
 Explique comment se fait l'amorçage du triac ?
 Relever le signal de la gâchette du triac

Evaluation de fin de module

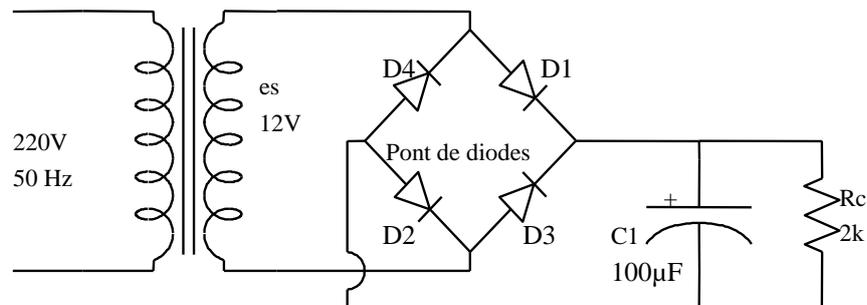
Épreuve d'évaluation du module Cahier du stagiaire

Nom :
Prénom :
Spécialité :
Groupe :
Durée de l'épreuve : 4 h

SUJET

Partie1

On considère le circuit suivant :



Question n°1 :

Que signifient les valeurs suivantes:

220 V :.....

50 Hz :.....

100 μF:.....

Question n°2

Que représentent les éléments suivants :

D1 :.....

C1:.....

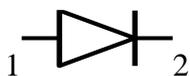
Rc:.....

Question n °3

Que signifie :

○ la borne 1 :.....

○ la borne 2.....



Question n °4

Cocher les bonnes réponses

- le courant primaire est plus grand que le courant secondaire
- le courant primaire est plus petit que le courant secondaire
- la section de l'enroulement primaire est petite par rapport à celle du secondaire
- la section de l'enroulement primaire est grande par rapport à celle du secondaire

Question n °5

Quel est le rôle des composants suivants :

D1 :

C1 :

Question n °6

Expliquer sommairement le fonctionnement du circuit ?

Partie 2

Réaliser le circuit ci dessus :

1) Effectuer les mesures et remplir le tableau suivant :

Tensions à mesurer	Appareil utilisé	calibre	Valeurs mesurées	Valeur théorique	Ecart obtenu
Tension secondaire Es					
La tension au borne de Rc					

2) Justifier les écarts obtenus

Barème de notation**Partie 1 :**

Question 1...../10

Question 2...../5

Question 3...../5

Question 4...../5

Question 5...../10

Question 6...../10

Partie 2

1)...../35

2)...../10

Épreuve d'évaluation du module « Analyse de circuits à semi conducteurs »**Cahier de l'examinateur**

Durée : 4 h

Spécialité : EMI

Liste de matériel :

Transformateur 220/ 12V

Pont de diodes

Condensateur de 100 μ F ,Résistance de 2k Ω , 0,5W

Multimètre

Notation sur la fiche d'évaluation

On fait correspondre à chaque élément critère un certain nombre de questions selon le tableau suivant :

Eléments critères	Questions correspondantes
1.1 A repéré l'information pertinente	Partie n°1/Question n°1
2.1 A décodé correctement les symboles	Partie n°1/Question n°2
3.1 A localisé les points de branchement	Partie n°1/Question n°3
3.2 A localisé les sections des circuits	Partie n°1/Question n°4
4.1 A expliqué sommairement la fonction des composants des circuits	Partie n°1/Question n°5
5.1 A expliqué sommairement le fonctionnement des circuits	Partie n°1/Question n°6
6.1 A sélectionné avec exactitude l'échelle de mesure appropriée	Partie n°2 / N°1
6.2 A branché l'instrument de mesure	Partie n°2 / N°1
7.1 A obtenu des mesures exactes	Partie n°2 / N°1
8.1 A effectué les comparaisons exactes des valeurs mesurées aux valeurs d'origines	Partie n°2 / N°1
9.1 A expliqué avec exactitude les écarts	Partie n°2 / N°2

FICHE D'EVALUATION
MODULE
Analyse de circuits à semi conducteurs

Date :
 Spécialité :
 Nom de Formateur de la spécialité :
 Nom et prénom du stagiaire :
 Durée de l'évaluation :

Eléments critères	NOTATION
1.1 A repéré l'information pertinente	/10
2.1 A décodé correctement les symboles	/5
3.1 A localisé les points de branchement	/5
3.2 A localisé les sections des circuits	/5
4.1 A expliqué sommairement la fonction des composants des circuits	/10
5.1 A expliqué sommairement le fonctionnement des circuits	/10
6.1 A sélectionné avec exactitude l'échelle de mesure appropriée	/10
6.2 A branché l'instrument de mesure	/10
7.1 A obtenu des mesures exactes	/15
8.1 A effectué les comparaisons exactes des valeurs mesurées aux valeurs d'origines	/10
9.1 A expliqué avec exactitude les écarts	/10
TOTAL	/100

Liste des références bibliographiques.

P. Horowitz et W. Hill

- *The Art of Electronics. Cambridge University. Press 1989*

A. P. Malvino

- *Principes d'électronique. Edisciences, Paris – 1995*

J Millman et A. Grabel

- *Microélectronique. Mc Graw Hill. Paris - 1988*