

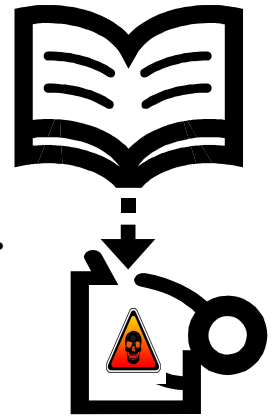


Richard KOWAL !

Ingénieur C.N.A.M.



**Professeur en Electronique Automatisme.
Département Electronique
Faculté des Sciences de Nancy**



Documents pédagogiques pour mes étudiants en Electronique / Robotique.



Cours Electronique Fondamentale de base.

Tome n° 3

Cours en explications techniques.



MINISTÈRE
DE L'ÉDUCATION NATIONALE,
DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE



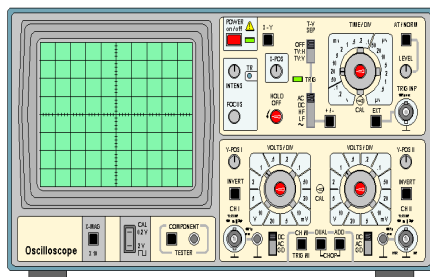
Laboratoire personnel d'Electronique / Robotique.



Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur



Sciences de l'Ingénieur



La préface.

Lorsqu'on étudie la radio, la télévision, les ordinateurs ou les appareils électroniques, il n'est pas possible de se passer de mathématiques. En effet, d'une part on se heurte constamment à de nouveaux problèmes que l'on doit résoudre et d'autre part on se trouve chaque jour en présence, dans la littérature technique de formules et développements mathématiques que l'on doit pouvoir comprendre si l'on veut utiliser le texte pour résoudre les problèmes pratiques.

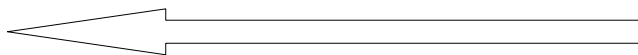
Ce présent ouvrage a été écrit pour vous aider dans ce domaine. Il a été conçu pour remplacer un cours de mathématiques appliquées à l'électronique et peut constituer une base d'études pour tout technicien désireux de se perfectionner et un aide-mémoire pour un ingénieur qui éprouve le besoin de rafraîchir ses connaissances techniques liées aux mathématiques.

Aucune connaissance spéciale n'est nécessaire pour consulter avec profit cet ouvrage qui commence par les équations les plus simples et le rappel de quelques notions de base sur le calcul en général et sur le principe de la représentation graphique. Après cela, on passe successivement par les puissances et les racines, les courbes représentatives, la mise en équation d'un problème quelconque, suivie par la transformation et la résolution de ces équations, une calculatrice graphique, étude des logarithmes, les décibels et les népers. Il est question, ensuite de l'interprétation des données et des rapports obtenus pas des mesures de plus en plus complexe, des principes du calcul différentiel et intégral, de la variable complexe, des vecteurs et du calcul des imaginaires.

Je me suis efforcé de rendre mon exposé clair et simple, de l'illustrer par de nombreux graphiques, figures et de le compléter par des exemples numériques repris de revues et livres d'électroniques. De plus, la curiosité du lecteur est excitée par des questions [avec réponses] et par des problèmes (avec solutions).

Tout au long de l'exposé des informations ont été ajoutées, de façon à orienter le lecteur dans son travail et pas le laisser succomber au découragement à la suite d'un échec apparent.

Nota :



L'ensemble de cet ouvrage a été conçu de façon que son contenu mathématique ainsi que le contenu électronique correspondent le mieux possible aux exigences de la pratique. J'ai renoncé, notamment, à toutes les démonstrations et à tous les développements chaque fois qu'ils ne présentent pas une utilité pratique immédiate dans mon cours .

Il me reste à ajouter qu'un ouvrage sur les mathématiques, même s'il est écrit très simplement ne doit pas être lu superficiellement si l'on veut en tirer un profit quelconque. Son contenu doit être assimilé, tous les exemples donnés doivent être vérifiés, toutes les courbes doivent être redessinées. C'est dans ces conditions seulement que l'on tirera le maximum de profit de cet ouvrage et que l'on apprendra à apprécier " l'outil " mathématique que l'on avait peut-être tendance à négliger auparavant.

Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur.

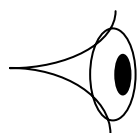




Cours Electronique Fondamentale de base.

Ce cours a été dispensé par mes soins de 1999 à 2005 à l'I.U.T de Longwy pour les étudiants de première et de deuxième année en Génie Electrique Automatisme.

Sommaire de mon cours:



- Chapitre I Notions de bases sur les circuits électriques.
- Chapitre II Introduction à la théorie des semi-conducteurs.
- Chapitre III Diodes et circuits à diodes.
- Chapitre IV Transistors bipolaires et circuits à transistors.
- Chapitre V Amplificateur à base de transistor.
- Chapitre VI Transistors à effet champ.
- Chapitre VII Amplificateurs opérationnels.



Bibliographies pour réaliser ce cours:

1. Thomas L. Floyd " **Fondements d'électronique: Les circuits, composants et applications** ".
2. Albert Paul MALVINO " **Principes d'électronique, cours, exercices et corrigés BTS, IUT, premier et deuxième cycle, écoles d'ingénieurs** ", Editions DUNOD.
3. Yves Granjon, " **Travaux dirigés d'électronique BTS, IUT 1er cycle Licence, rappels de cours et questions de réflexion** ", Editions DUNOD.
4. Francis Milsan " **Problèmes d'électronique** ", Editions Eyrolles.
5. Francis Milsan " **Cours d'électronique** ", Editions Eyrolles.
6. Milton Kaufman; J. A Wilson, Traduit par Romain Jacoud, " **Electronique: rappels théoriques et applications Tome1: les composants, cours et problèmes** ", Editions MacGraw-Hill.
7. Edwin Carl Lowenberg, " **Circuits électroniques: Cours et problèmes** ", Editions MacGraw-Hill.

Tous les noms de sociétés ou de produits cités dans ce poly sont utilisés à des fins d'indentification et sont des marques de leurs détenteurs respectifs.



1) NOTIONS DE BASES SUR LES CIRCUITS ELECTRIQUES.

I.1. Lois de l'électrocinétique.

I.1.1. Courant électrique et tension:

a. Notion de courant:

Un conducteur est un matériau contenant des charges libres capables de se déplacer. Dans les électrolytes les charges mobiles sont des ions. Dans les autres conducteurs, les charges sont des électrons. Un **courant électrique** existe quand une **charge q** est transférée d'un point à un autre du conducteur. L'**intensité du courant**, à l'instant t , est représentée par le débit des charges.

$$I(\text{Ampère}) = \frac{dQ(\text{Coulomb})}{dt(\text{seconde})}$$

Pour des raisons historiques, le sens conventionnel d'un courant positif est celui du déplacement de charges positives. Il est donc opposé à la direction de déplacements des électrons.

Remarque : on mesure l'intensité avec un ampèremètre branché en série.

b. Vecteur densité de courant:

Le courant peut s'exprimer en fonction de la vitesse des charges mobiles. On considère un conducteur de section dS . Soit n le nombre de charges mobiles par unité de volume et $\vec{v}$ leur vitesse. Pendant la durée dt , la charge dQ qui traverse la section dS est égale à :

$$dQ = n \cdot e \cdot \vec{v} \cdot dt \cdot \vec{dS} = \rho \cdot \vec{v} \cdot dt \cdot \vec{dS}$$

On définit le: Vecteur densité de courant par: $\Rightarrow \vec{j} = \rho \cdot \vec{v}$

L'intensité du courant à travers un conducteur de section totale S s'écrit donc :

$$I = \frac{dQ}{dt} = \int_{(S)} \vec{j} \cdot \vec{dS}$$

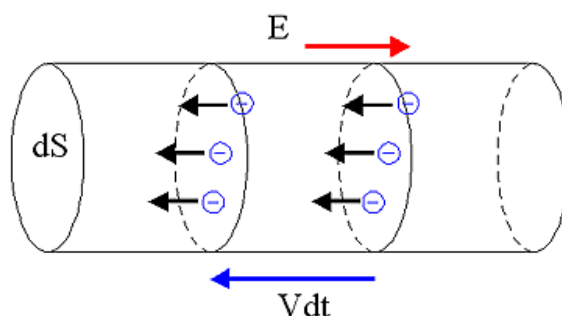


Fig. I.1

c. Loi d'Ohm:



Ohm 1787 - 1854

Dans un conducteur, on constate que la densité de courant est liée au champ électrique par la relation suivante:

$$\vec{j} = \sigma \cdot \vec{E}$$



La constante σ , fonction de la nature du matériau, est la **conductivité**. On utilise plutôt pour caractériser le matériau sa **résistivité**:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{E}{I/S}$$

Pour un conducteur de longueur L , de section constante S , on définit la **résistance R** par :

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

Si V_A et V_B désignent les potentiels de deux points A et B distant de L dans le conducteur, la norme du champ électrique est égale à: $\longrightarrow E = (V_A - V_B) / L$

$$E = \frac{J}{\sigma} = \rho \cdot j = \rho \cdot \frac{I}{S} = \frac{V_A - V_B}{L}$$

On peut écrire cette relation sous la forme plus habituelle suivante (loi d'Ohm) :

$$\longrightarrow V_A - V_B = R \cdot I \longleftarrow$$

Les **tensions** s'expriment en volts (V), les **intensités** en ampères (A) et les **résistances** en ohms (Ω).

La loi d'Ohm traduit la dépendance de l'**effet** (le courant ou déplacement des charges) à la **cause** (le champ électrique $\vec{E}$ auquel correspond une différence de potentiel ou tension) en fonction du matériau caractérisé par sa résistance.



Aucun composant ne respecte rigoureusement la loi d'Ohm! Par contre, il existe généralement un « domaine de fonctionnement linéaire » dans lequel le comportement du composant en question suit cette loi.

Remarque : En utilisant la notation complexe, on peut généraliser la description linéaire d'un composant au « régime dynamique », c'est-à-dire lorsque la tension appliquée suit une variation sinusoïdale. Dans ce cas précis, le facteur de proportionnalité, nommé « impédance », est une fonction de la fréquence. Les condensateurs et les inductances suivent la loi d'Ohm avec les impédances caractéristiques données ci-dessus.

d. Vitesse des électrons dans un conducteur:

On considère un fil de cuivre de section 10mm^2 parcouru par un courant de 30A. Comme chaque atome de cuivre possède un électron mobile libre, il y a environ $n=8.5 \times 10^{28}$ électrons libres par m^3 . La densité de courant $j=n \cdot e \cdot v$ vaut $30 \times 10^5 \text{ A/m}^2$. La valeur de la vitesse de déplacement des électrons est donc voisine de $210\mu\text{m/s}$. Cette vitesse étant très faible, l'amplitude des déplacements des électrons pour un courant alternatif est elle aussi très petite.

I.1.2. Lois fondamentales de l'électrocinétique.

a. Régimes permanents et quasi-permanents:

Le régime *permanent* est celui qui existe après la fin des phénomènes transitoires qui se produisent lors de la mise sous tension d'un circuit.



Si une grandeur électrique G est fonction du temps, il existe a priori des phénomènes de propagation dans le circuit et G est en fait une fonction du temps et de l'espace : $G=f(t,x)$. Mais si les dimensions du circuit sont négligeables devant la longueur d'onde associée au phénomène, on peut négliger la propagation.

Par exemple, pour une fréquence de 1MHz, la longueur d'onde associée ($\lambda=c/f$) est voisine de 300 m. Ce n'est que pour des fréquences supérieures à 1GHz que la dimension des circuits devient comparable à celle de la longueur d'onde.

Dans l'approximation, dite des états quasi-permanents, on admet que G est seulement fonction du temps. Il n'y a pas accumulation des charges dans certains points du circuit : à un instant donné, l'intensité est la même en tous points d'un conducteur donné.

b. Lois de Kirchhoff:

Dans l'approximation des états quasi-permanents, on peut formuler les deux lois suivantes :

➤ Aux bifurcations (nœuds) d'un circuit, il y a conservation de la charge électrique et donc de la somme algébrique des intensités : $\longrightarrow \boxed{\sum I = 0}$

➤ Dans une chaîne de conducteurs il y a additivité des différences de potentiels : $\boxed{U_{AC} = U_{AB} + U_{BC}}$

Ces deux lois, appelées aussi loi des nœuds et loi des mailles, sont les lois fondamentales de l'électrocinétique et elles permettent (en principe) l'étude de tous les circuits électriques constitués de dipôles.

I.2. Dipôles électriques.

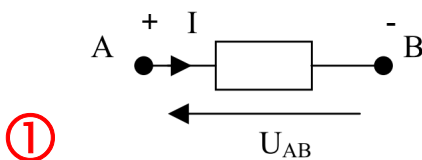
Un dipôle est un système accessible par deux bornes dans lequel peut circuler un courant électrique.

Le comportement d'un dipôle est caractérisé par la relation entre la tension à ses bornes et le courant le traversant.

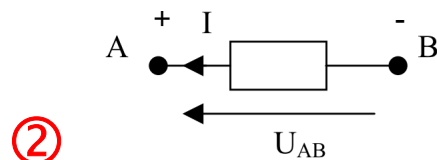
Pour qu'un courant puisse circuler dans un dipôle, il faut brancher celui-ci sur un autre dipôle (dipôle actif avec un dipôle passif, ou actif – actif).

I.2.1. Conventions de signe:

Il existe deux possibilités pour le choix des sens conventionnels de la tension et du courant électrique :



Convention récepteur : Le courant et la tension sont fléchés en sens opposé. Le dipôle reçoit de la puissance si $p > 0$.



Convention générateur : Le courant et la tension sont fléchés dans le même sens. Le dipôle fournit de la puissance si $p > 0$.

La principale difficulté rencontrée par les néophytes est l'écriture correcte des signes. Par convention on pose que dans un circuit orienté, le courant est positif si des charges positives se déplacent dans le sens positif.

Pour les différences de potentiel, il existe deux possibilités de choix. Nous utiliserons la convention dite convention récepteur qui est la plus intuitive car avec cette convention, un courant positif provoque une chute de tension dans le dipôle placé entre A et B.



On représente les tensions par une flèche orientée des potentiels faibles vers les potentiels élevés. Ainsi sur la figure, on a : $\longrightarrow \boxed{U_A > U_B}$

Avec cette convention, l'expression de la loi d'Ohm est $U_A - U_B = R \cdot I$; (avec l'autre convention, la loi d'Ohm s'écrit $\longrightarrow \boxed{U_A - U_B = -R \cdot I}$)

En cas de doute dans la mise en œuvre, retenez que :

Dans un récepteur, les charges s'écoulent des potentiels élevés vers les potentiels faibles : les flèches représentatives de la tension et du courant sont de sens contraires.

Dans un générateur, la situation est inversée et les flèches représentatives du courant et de la tension sont alors de même sens.

I.2.2. Caractéristique d'un dipôle:

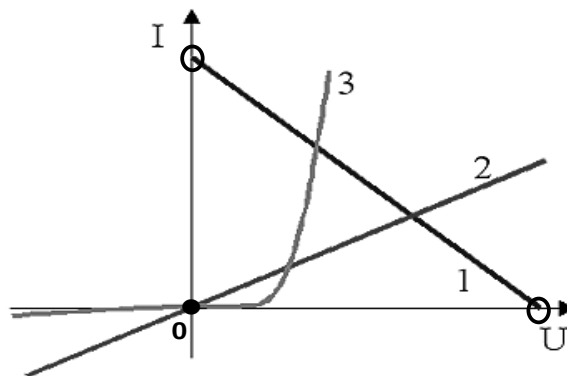


Fig. I.2 Caractéristiques de dipôles

Dans un dipôle, le courant et la tension sont liés par les relations réciproques : $\boxed{U=f(I) \text{ et } I=g(U)}$

Les graphes correspondants dans les plans (U, I) et (I, U) sont les caractéristiques du dipôle.

Dans la représentation $U=f(I)$, on met en avant la loi des **mailles** et les générateurs de tension. Dans la représentation $I=g(U)$, on met en avant la loi des **nœuds** et les générateurs de **courant**.

I.2.3. Classification des dipôles:

a. Dipôles actifs et passifs:

Un dipôle actif échange de l'énergie avec le circuit et reçoit de l'énergie depuis une source extérieure au circuit (Ex : une alimentation stabilisée (ou un GBF) est branchée sur le secteur EDF).

Un dipôle **actif** fournit de l'énergie au circuit dans lequel il est connecté.

Un dipôle passif n'échange de l'énergie qu'avec le circuit.

Un dipôle **passif** consomme de l'énergie. Sa caractéristique passe par l'origine ($I=0$ si $U=0$).

Le dipôle 1 est actif, 2 et 3 sont passifs.

Attention !

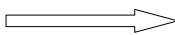
Actif n'est pas synonyme de générateur, pas plus que passif n'est synonyme de récepteur, même si c'est le cas le plus fréquent. Il y a de nombreuses exceptions.



Certains dipôles passifs (dits réactifs : selfs, condensateurs) peuvent avoir **temporairement** un comportement de générateur et suivront cette convention de signe, alors que des dipôles actifs sont parfois utilisés comme récepteurs : on utilisera alors cette convention.

Si dans un schéma, le calcul du courant circulant dans un dipôle actif et de la tension présente à ses bornes indiquent que le courant **rentre** par le pôle **positif**, alors : Ce dipôle est utilisé en récepteur.

Exemple de composant passif utilisé comme générateur : le condensateur réservoir, très utilisé en électronique (filtrage des alimentations, découplage, etc).

Exemple de composant actif utilisé comme récepteur :  Une batterie en phase de charge.

b. Dipôles symétriques:

Un dipôle est symétrique si son comportement reste inchangé lorsque l'on « retourne » le dipôle (Ex : R, L, C sont symétriques ; un GBF, une diode ne sont pas symétriques). Mathématiquement, la relation courant-tension qui caractérise le dipôle reste inchangée en changeant U et I en $-U$ et $-I$.

La caractéristique est symétrique par rapport à l'origine.

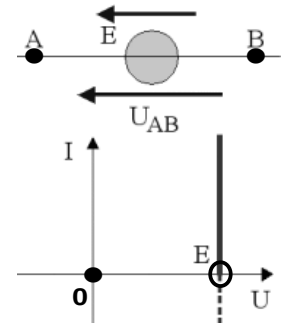
c. Dipôles linéaires:

Un dipôle est linéaire si la tension U à ses bornes et l'intensité I qui le traverse sont liées par une équation différentielle linéaire à coefficients constants (ex : R, L, C). La diode est un exemple de dipôle non linéaire.

Les circuits qui contiennent les dipôles non-linéaires ne peuvent, en général, pas être étudiés avec des méthodes analytiques rigoureuses. La connaissance des caractéristiques permet alors l'analyse de ces circuits avec des méthodes graphiques.

I.2.4. Générateur de tension idéal:

La tension U entre ses bornes, égale à E (force électromotrice du générateur), est indépendante du courant qu'elle délivre. La résistance interne est nulle. La caractéristique est verticale.



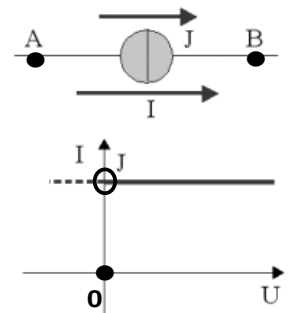
Pour les sources réelles, la tension de sortie diminue si le courant débité augmente.

Les accumulateurs au plomb, les alimentations stabilisées de laboratoire sont de bonnes approximations des sources de tension idéales.

Remarque : Une pile électrochimique usagée présente une forte résistance interne : sa tension diminue dès qu'elle débite dans une charge.

I.2.5. Générateur de courant idéal:

Le courant de sortie I, égal à J "courant électromoteur du générateur", est indépendant de la tension entre les bornes de la source. La résistance interne est infinie. La caractéristique obtenue est horizontale.



Il n'existe pas dans la vie courante de modèle de source de courant.

Il est possible de simuler une source de courant en plaçant en série une source de tension et une résistance beaucoup plus grande que la charge.

Des circuits électroniques simples permettent de réaliser des sources de courant qui débitent un courant pratiquement indépendant de la charge.

Conseil: Un générateur idéal doit se comporter comme un récepteur idéal quand on inverse le sens du courant qui le traverse. Les générateurs réels ne sont en général pas réversibles.



I.2.6. Association de dipôles :

a. Association série :

Le courant qui traverse les dipôles associés est le même ; il y a **additivité des tensions** aux bornes des dipôles. Pour des résistances linéaires, on a :

$$U = \sum U_k = \sum R_k \cdot I$$

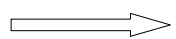
Avec des dipôles non linéaires, on peut construire point par point la caractéristique du dipôle équivalent en utilisant l'additivité des tensions aux bornes des deux dipôles.

$$U_{AC} = U_{AB} + U_{BC}$$

b. Association parallèle:

La tension U aux bornes des k dipôles associés est la même et il y a **additivité des courants** qui traversent ces dipôles. Pour des résistances linéaires, on peut écrire :

$$I = \sum I_k = \sum G_k \cdot U$$



avec

$$G = \sum G_k$$

Pour des dipôles non linéaires, on peut construire point par point caractéristique du dipôle équivalent en utilisant l'additivité des courants dans les deux dipôles.

Ce circuit très simple est d'usage fréquent en électronique. Un potentiomètre non chargé constitue un diviseur de tension idéal.

I.2.7. Résistances:

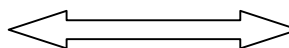
Une résistance est constituée de matériau ayant une forte résistivité. Elle s'oppose au passage du courant dans un circuit électrique. On l'utilisera donc en général pour limiter le courant dans un circuit. Le passage de ce courant provoque un échauffement de la résistance.

Généralement la résistance est un composant linéaire qui est régie par la loi d'Ohm dans tous les régimes (statique ou dynamiques).

Mais si la valeur de la résistance est fonction du courant, elle est non linéaire. C'est le cas pour les résistances métalliques, les varistances, les photorésistances...

La loi d'Ohm qui traduit la dépendance entre courant et tension, s'écrit :

$$U = R \cdot I$$



$$I = G \cdot U$$

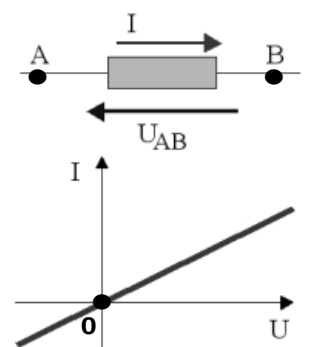
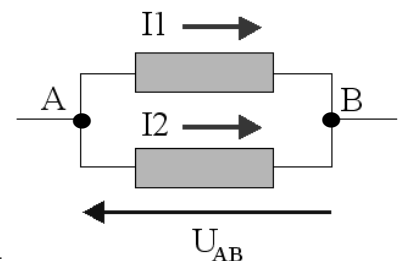
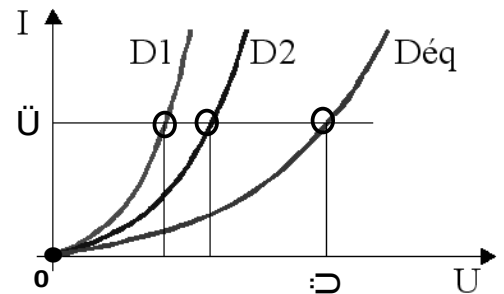
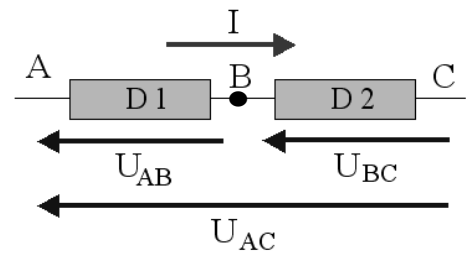
{ R est la **résistance** dont la valeur s'exprime en *ohms* (Ω).
 G est la **conductance** dont la valeur s'exprime en *siemens* (S).

a. Puissance reçue par une résistance :



$$P = u \cdot i = R \cdot i^2 = \frac{u^2}{R}$$

P : puissance dissipée s'exprimant en Watt.
 u : tension aux bornes de la résistance en Volt
 i : courant traversant la résistance en Ampère.





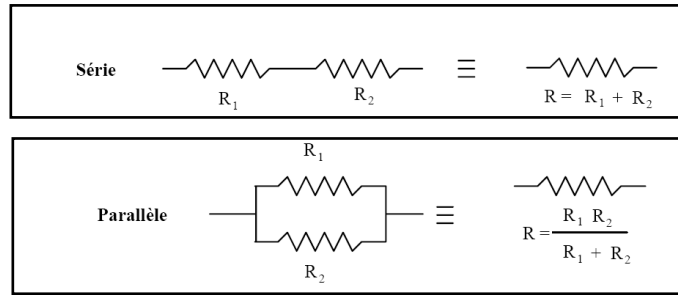
b. Association de résistance :

En série :

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$

En parallèle :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$



c. **Caractéristique** : Une résistance est définie par sa valeur nominale en ohm, sa tolérance et la puissance maximale qu'elle peut dissiper.

I.2.8. Les bobines:

Une bobine est un enroulement de spires conductrices. Lorsqu'une bobine est parcourue par un courant, un champ magnétique apparaît. Cette propriété, qui sera étudié en détail en électrotechnique, est à l'origine de la relation courant-tension aux bornes d'une bobine :

$$U = L \frac{dI}{dt} \quad \text{en convention récepteur}$$

$$U = -L \frac{dI}{dt} \quad \text{en convention générateur}$$

L'inductance L s'exprime en henry (H). Cette expression caractérise une bobine idéale. En réalité, l'enroulement de fils possède une résistance de $qq\Omega$ que l'on ne pourra pas toujours négliger en TP. On parle de « résistance interne ». On modélise alors une bobine réelle par l'association série d'une bobine idéale et d'une résistance.

En **régime continu**, une bobine est **équivalente à un fil** (interrupteur fermé si bobine idéale), la tension à ses bornes étant nulle quelque soit le courant qui la traverse.

a. Puissance échangée et énergie emmagasinée par une bobine:

Pour établir l'expression de la puissance reçue par une bobine, on choisit de se placer en convention récepteur. La puissance reçue est alors égale à :

$$P = LI \frac{dI}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} LI^2 \right)$$

Contrairement au cas du la résistance, la puissance reçue peut être positive ou négative. La bobine peut recevoir ou fournir de l'énergie électrique.

Le terme $\frac{1}{2} LI^2$ est homogène à une énergie. Il peut être interprété comme l'énergie emmagasinée par la bobine. Lorsque la puissance est effectivement reçue par la bobine ($P > 0$), l'énergie emmagasinée augmente. Lorsque la puissance est effectivement fournie par la bobine ($P < 0$), l'énergie emmagasinée diminue. Vous verrez en électrotechnique que l'énergie stockée par la bobine est d'origine magnétique.

Remarque : L'expérience montre que la puissance échangée par un système ne peut être infinie. Cela s'applique au cas de la bobine, avec pour corollaire : L'intensité du courant qui traverse une bobine est une fonction continue du temps.

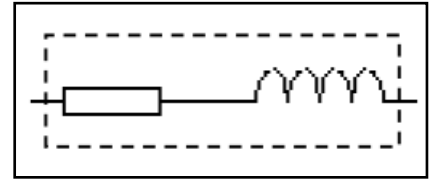
b. Association :

Idem au système sur les résistances...



c. Caractéristiques :

Une bobine résulte du bobinage d'un fil électrique (dans l'air ou sur un support magnétique) et elle est donc définie par la valeur de sa résistance interne et son inductance. Ses principales caractéristiques sont son coefficient de surtension Q qui définit la qualité de la bobine en fonction de la fréquence et son niveau de saturation.



I.2.9. Les condensateurs:

Les condensateurs sont des composants constitués de :

- Deux conducteurs qui se font face, ce sont les « armatures »
- Un isolant, le « diélectrique », situé entre les deux armatures

Il existe plusieurs types de condensateur, de géométrie différente : plan, cylindrique...

Expérimentalement, lorsqu'une tension U est appliquée aux bornes d'un condensateur, on observe que les armatures s'électrisent : elles acquièrent respectivement une charge $+q$ et une charge $-q$. Cette charge est proportionnelle à la tension appliquée :

$$\begin{aligned} q &= CU && \text{en convention récepteur} \\ q &= -CU && \text{en convention générateur} \end{aligned}$$

La capacité C représente la capacité du condensateur à emmagasiner de la charge sous une tension donnée. Elle dépend de la géométrie du condensateur et de la nature du diélectrique. Elle s'exprime en farads (F).

On utilisera beaucoup plus fréquemment la relation courant-tension aux bornes du condensateur :

$$\begin{aligned} I &= C \frac{dU}{dt} && \text{en convention récepteur} \\ I &= -C \frac{dU}{dt} && \text{en convention générateur} \end{aligned}$$

Les remarques:

- En **régime continu**, un condensateur est équivalent à un interrupteur ouvert, le courant le traversant étant nul quelque soit la tension à ses bornes
- Le diélectrique d'un condensateur réel n'est jamais parfaitement isolant, et un très faible courant le traverse: on parle de courant de fuite. S'il n'est pas négligeable, on peut modéliser un condensateur réel par un condensateur idéal en parallèle avec une résistance de l'ordre de qq $M\Omega$.

a. Puissance échangée et énergie emmagasinée par un condensateur :

Pour établir l'expression de la puissance reçue par un condensateur, on choisit de se placer en convention récepteur. La puissance reçue est alors égale à :

$$P = CU \frac{dU}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} CU^2 \right)$$

La puissance reçue peut être positive ou négative. Le condensateur peut recevoir ou fournir de l'énergie électrique. Le terme $\frac{1}{2} CU^2$ est homogène à une énergie. Il peut être interprété comme l'énergie emmagasinée par le condensateur.

Lorsque la puissance est effectivement reçue par le condensateur ($P > 0$), l'énergie emmagasinée augmente. Lorsque la puissance est effectivement fournie par le condensateur ($P < 0$), l'énergie emmagasinée diminue. Vous verrez en deuxième année que l'énergie stockée par le condensateur est d'origine électrostatique.

Parce que la puissance échangée est nécessairement finie, **la tension aux bornes d'un condensateur est toujours une fonction continue du temps** (de même pour la charge des armatures).

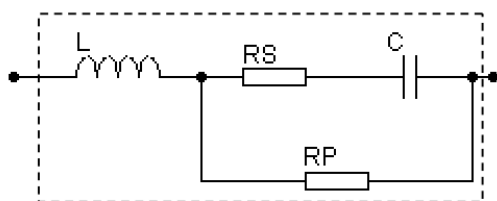
b. Associations de condensateurs - La capacité équivalente:

- Association en série.
L'inverse de la capacité équivalente est égal à la somme des inverses des capacités en série.
- Association en parallèle.
La capacité équivalente est égale à la somme des capacités en parallèle.

c. Caractéristiques:

Les principales caractéristiques d'un condensateur sont sa valeur nominale, sa tolérance et sa tension nominale d'utilisation.

D'autre part, le modèle réel équivalent d'un condensateur peut se mettre sous la forme suivante :



L_s : bobine équivalente des liaisons – surtout gênante en haute fréquence.

R_P : Résistance d'isolement. Elle va provoquer la décharge du condensateur. $R_P > 1M\Omega$.

R_S : Résistance en série due aux contacts (quelques dixièmes d'ohms). Lorsque le condensateur se charge et se décharge avec un courant élevé, celui-ci dégage de la chaleur.

C : Capacité du condensateur.

En fonction de la technologie de fabrication, ces différents paramètres vont plus ou moins intervenir.

1.2.10. La modélisation d'un dipôle linéaire quelconque:

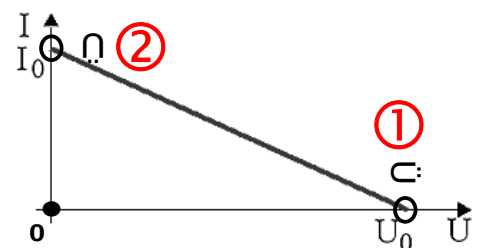
La modélisation d'un dipôle consiste à le remplacer par un circuit équivalent (répondant aux mêmes équations) constitué de dipôles idéaux.

L'équation de la caractéristique d'un dipôle linéaire est de la forme :

$$U = a I + b \quad \text{ou} \quad I = a' U + b'$$

Cette caractéristique coupe les axes aux points : $(U_0, 0)$ et $(0, I_0)$

Si le dipôle est passif alors U_0 et I_0 sont nuls.



Pour un générateur réel, U_0 est la tension à vide (courant débité nul) et I_0 est le courant de court-circuit.

a. Modélisation d'un générateur réel linéaire:

On peut utiliser les deux modèles équivalents. [Voir page suivante] :



Modèle source de tension

On pose $E = U_0$ et $R = U_0/I_0$ et donc :

$$U = E - R.I$$

On peut remplacer le dipôle par une source de tension idéale de f.e.m. E en série avec une résistance R .

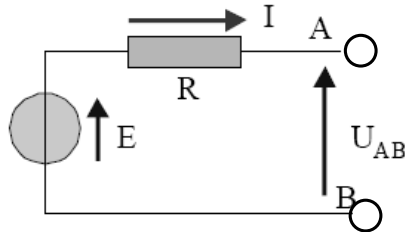


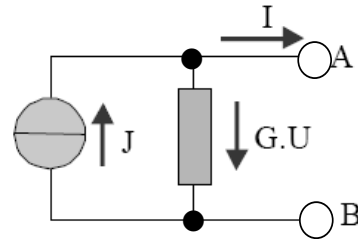
Fig. 5-a

Modèle source de courant

On pose $J = I_0$ et $G = I_0/U_0$ et donc :

$$I = J - G.U$$

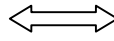
On peut remplacer le dipôle par une source de courant idéale d'intensité J en parallèle avec une résistance R .



Ces deux représentations sont duales :

$$G = 1/R$$

$$J = E/R$$



$$R = 1/G$$

$$E = R.J$$

Si les dipôles ainsi modélisés sont des générateurs purs, la résistance R se nomme la résistance interne du générateur. Elle est nulle pour un générateur de tension idéal et infinie pour un générateur de courant idéal. E est la force électromotrice (f.e.m.) à vide c'est-à-dire sans charge entre A et B.

J est le courant de court-circuit, c'est-à-dire le courant qui circule dans un conducteur de résistance nulle placé entre A et B.

En électronique de nombreux dispositifs se comportent comme des générateurs de courant, on privilégie alors la représentation: $\longrightarrow I = g(U)$.

b. Résistance dynamique d'un dipôle:

Pour calculer les tensions et courants de circuits électriques simples composés de générateurs et de résistances, on applique la loi d'Ohm et on obtient un système d'équations linéaires permettant de trouver la solution.

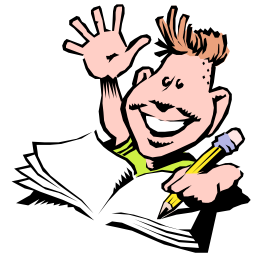
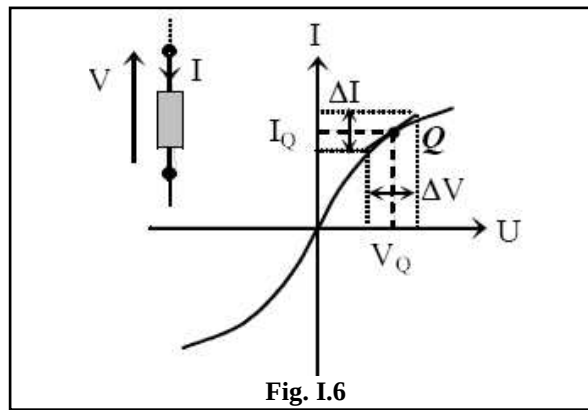
Les composants à semi-conducteurs ont, quant à eux, des caractéristiques non linéaires. Or, dans un circuit complexe, on trouvera souvent les valeurs de courants et tensions en résolvant un système de plusieurs équations à plusieurs inconnues. La résolution de tels problèmes est très difficile quand on a affaire à des équations non linéaires.

Pour pallier cet inconvénient, on va s'arranger pour utiliser les composants non linéaires sur une très petite portion de leur caractéristique, et on va assimiler cette portion à une droite (droite qui sera la tangente à la caractéristique au niveau de la portion utilisée).

On va ainsi définir des paramètres **dynamiques** (ou **différentiels**) du composant non linéaire, ces paramètres étant **utilisables uniquement sur la portion de caractéristique étudiée** ; on pourra utiliser ces paramètres classiquement, et leur appliquer la loi d'ohm et les théorèmes classiques de l'électricité. Le système d'équations sera alors linéaire, donc simple à résoudre avec des outils classiques.

Par définition la résistance dynamique d'un dipôle quelconque est donnée par : $r_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}$

Avec : ΔU et ΔI sont respectivement les variations de la tension et du courant autour du point de fonctionnement du dipôle (figure I.6).



Dans les régions linéaires de la caractéristique, la résistance dynamique du dipôle est constante.

I.2.11. Point de fonctionnement d'un circuit:

On associe un dipôle récepteur D à un générateur et on veut déterminer quel est le courant qui circule dans ce dipôle.

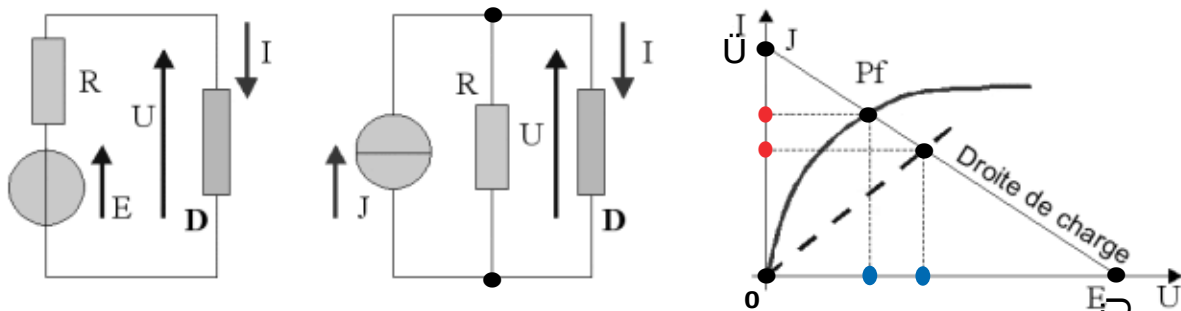


Fig. I.7

La caractéristique du générateur $U=E-R \cdot I$ (ou $I=J-G \cdot U$) est une droite (trait fin) que l'on nomme **droite de charge**. L'intersection de la caractéristique (trait épais ou pointillé) du dipôle D [$U=f(I)$ ou $I=g(U)$] avec la droite de charge définit le **point de fonctionnement**.

Ses coordonnées sont U (tension aux bornes de D) et I (courant qui le traverse).

Cette construction graphique est bien sûr inutile si le dipôle D est linéaire car alors : $U = E - R \cdot I = D \cdot I$

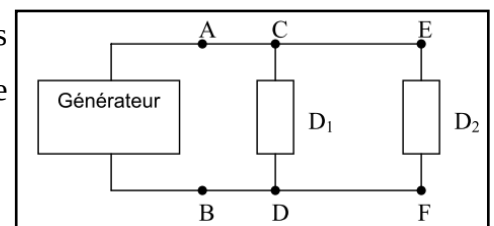
I.3. Lois et règles générales dans les circuits électriques:

L'étude des circuits électriques linéaires est basée sur les lois de Kirchhoff (loi des mailles, loi des nœuds). Leur application conduit à une mise en équation dont la résolution permet d'établir les lois d'évolution des différentes grandeurs recherchées. Ces lois sont générales, si bien que leurs résultats restent valables quelle que soit la nature des signaux appliqués.

Un nœud est un point du circuit relié à deux dipôles ou plus (C et D).

Une branche de réseau est la partie de circuit comprise entre deux nœuds. (CD et EF)

Une maille est un parcours fermé de branches passant au plus une seule fois par un nœud donné (ACEFDBA) et (ACDBA) et (CEFDCA).



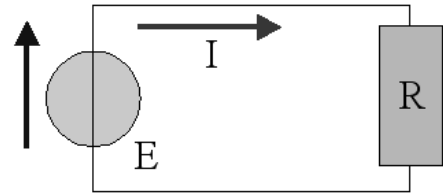


I.3.1. Loi de Pouillet:

Dans le cas où le réseau ne comporte qu'une maille, il est possible de transformer le circuit initial en un circuit ne comportant qu'un seul générateur, dont la f.e.m est la somme algébrique des f.e.m des générateurs de la maille ($E = \sum_k E_k$) et une seule résistance $R = \sum_k R_k$.

L'intensité dans le circuit est donc : $I = \frac{E}{R} = \frac{\sum E_k}{\sum R_k}$

Donc cette relation constitue la loi de: " Pouillet "



I.3.2. Masse et Potentiel:

Chaque nœud d'un circuit électronique, est caractérisé par un potentiel électrique (exprimé en Volt). Ce potentiel est défini par rapport à une référence (le 0 V) que l'on appelle la "masse électrique" ou simplement la "masse". Le choix de cette référence est arbitraire et peut être placé en n'importe quel point du circuit électrique. Dans la pratique, on le place sur la borne "-" quand on travaille avec des courants continus et au neutre quand on travaille avec des courants alternatifs.

Ainsi sur la figure ci-dessous, c'est le point D qui constitue la masse, on a donc: $V_D = 0$ et;

$$U_{AD} = V_A - V_D = V_A$$

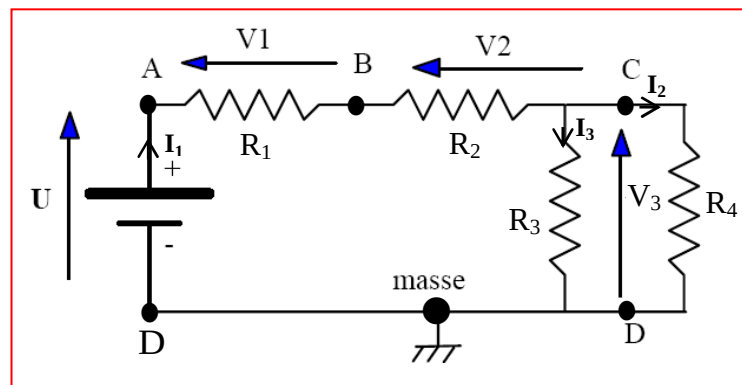
$$U_{BD} = V_B - V_D = V_B$$

$$U_{CD} = V_C - V_D = V_C$$

$$V_1 = \dots\dots\dots$$

$$V_2 = \dots\dots\dots$$

$$V_3 = \dots\dots\dots$$



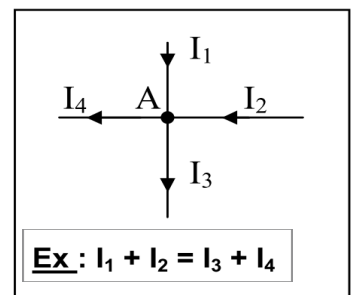
I.3.3. Loi des nœuds:

Il s'agit d'une conséquence de la conservation de la charge électrique. Elle peut s'exprimer sous deux formes différentes :

➤ La somme des intensités des courants arrivant à un nœud est égale à la somme

Ou !

➤ La somme algébrique des courants arrivant à un nœud est constamment nulle.



I.3.4. Loi des mailles:

➤ La somme algébrique des tensions rencontrées en parcourant une maille dans un sens prédéfini est nulle.

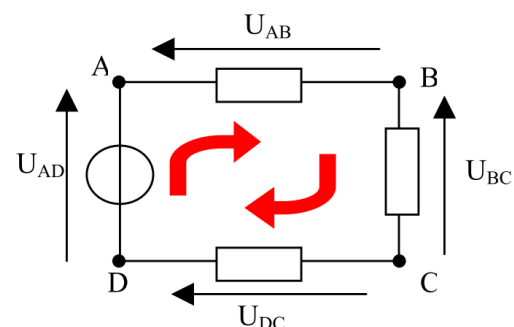
L'application de cette loi implique de respecter plusieurs règles :

1 – La tension aux bornes d'un élément est marquée par une flèche conformément à la convention "générateur" ou "récepteur" en usage.

2 – On choisit un sens de parcours de la maille.

3 – On décrit la maille dans le sens choisi.

■ On affecte le signe + aux tensions dont la flèche indique le même sens.





■ On affecte le signe - aux tensions dont la flèche indique le sens inverse.

4 – La somme algébrique des tensions est nulle.

I.3.5. Théorème de superposition:

Si les circuits étudiés sont linéaires, ils en possèdent les propriétés. La principale est la superposition qui peut se traduire de la manière suivante :

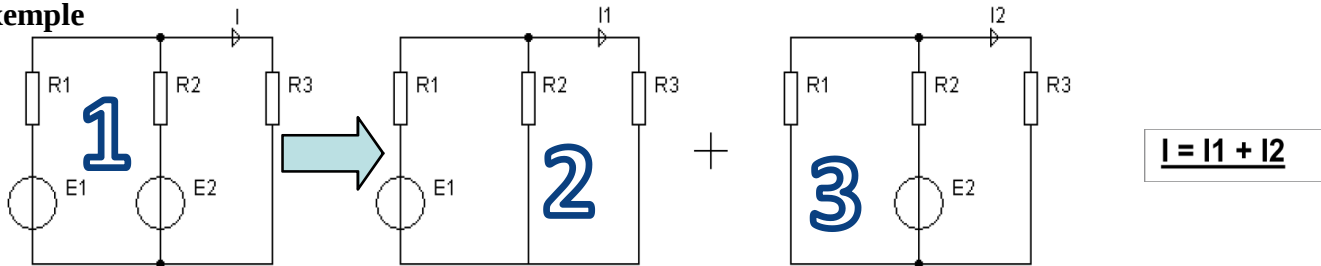
■ La réponse globale d'un montage soumis à plusieurs sources indépendantes est la somme des réponses partielles correspondant à chaque source.

Ainsi, pour chacune des sources indépendantes, on étudie la réponse du circuit en considérant les autres sources indépendantes "éteintes" (par contre, les sources commandées restent toujours actives).

Remarques :

- ✓ Une source de tension idéale "éteinte" est remplacée par un court-circuit ($e = 0 \forall i$).
- ✓ Une source de courant idéale "éteinte" est remplacée par un circuit ouvert ($i = 0 \forall u$).

Exemple



I.3.6. Théorème de Thévenin:

$$n^{\circ}1 = n^{\circ}2 + n^{\circ}3$$

Tout circuit à deux bornes (ou dipôle) **linéaire**, constitué de résistances, de sources de tension et de sources de courant est **équivalent** à une impédance unique Z_{Th} en série avec une source de tension idéale V_{th} .

E_{th} représente la tension à vide du réseau linéaire (lorsque la portion de réseau débite dans un circuit ouvert), Z_{th} est l'impédance entre les deux bornes du réseau lorsque toutes les sources indépendantes sont éteintes.



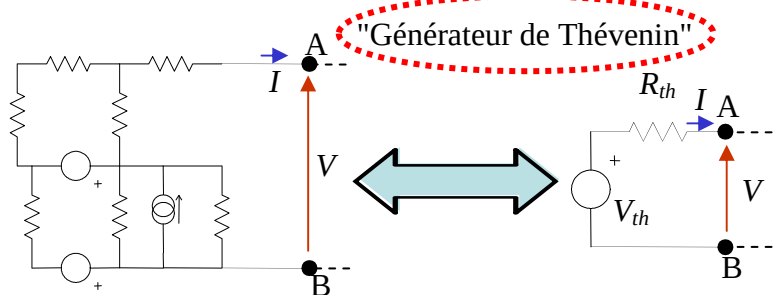
Ingénieur français
(né à Meaux en 1857,
mort à Paris en 1926).

Léon Thévenin

Remarque:

Un réseau linéaire, vu entre deux bornes A et B, peut être remplacé par un générateur de tension de f.e.m V_{th} et de résistance interne Z_{th} .

- ✓ E_{Th} est la d.d.p. mesurée à vide entre A et B.
- ✓ Z_{th} est la résistance mesurée entre A et B quand la charge est retirée du circuit et que tous les générateurs du réseau sont remplacés par leurs résistances internes.



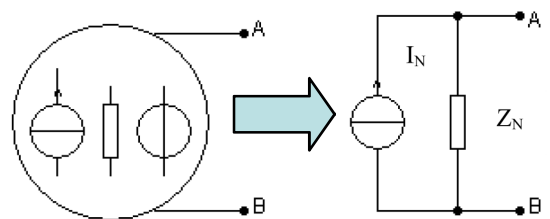
I.3.7. Théorème de Norton:

Tout réseau linéaire pris entre deux bornes peut se mettre sous la forme d'un générateur de courant I_N en parallèle avec une impédance Z_N .

I_N représente le courant de court-circuit du réseau linéaire Z_N est l'impédance entre les deux bornes du réseau lorsque toutes les sources indépendantes sont éteintes.

Remarque :

Un réseau linéaire, vu entre deux bornes A et B, peut être remplacé par une source de courant d'intensité I_N et de résistance interne R_N .



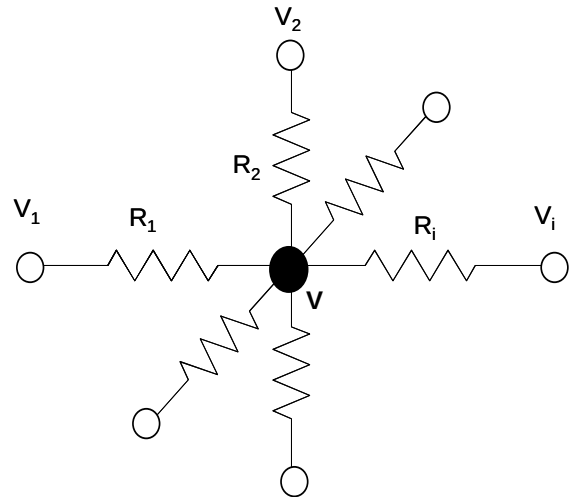


- ✓ I_N est le courant de court-circuit entre A et B.
- ✓ R_N est la résistance mesurée entre A et B quand D est retiré du circuit et que tous les générateurs du réseau sont remplacés par leurs résistances internes.

I.3.8. Théorème de Millmann:

Le **théorème de Millman** est une forme particulière de la loi des nœuds exprimée en termes de potentiel. Il est ainsi nommé en l'honneur de l'électronicien américain Jacob Millman.

$$V = \frac{\sum_i \frac{V_i}{R_i}}{\sum_i \frac{1}{R_i}}$$

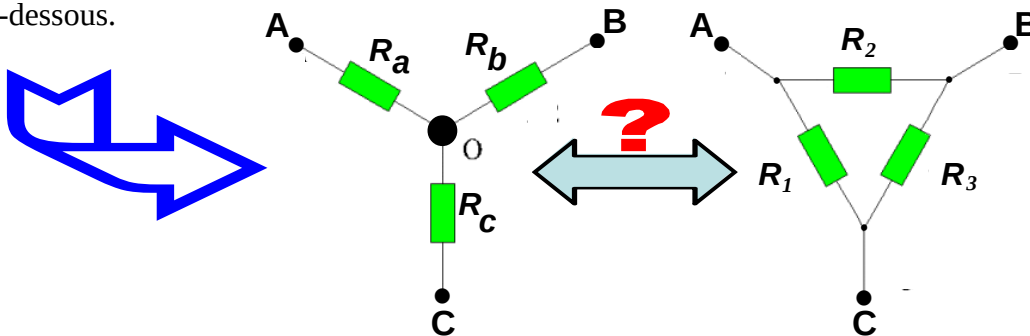


I.3.9. Théorème de Kennelly:

La transformation suivante est parfois utilisée pour la simplification de **circuits** comportant des dérivations.

Equivalence étoile triangle

Les deux circuits de la figure I.22 sont équivalents si les valeurs de leurs résistances sont liées par les relations indiquées ci-dessous.



Le passage de la structure triangle (ABC) à la structure étoile (OABC) s'obtient par les relations suivantes:

$$R_a = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2 + R_3}, \quad R_b = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3}, \quad R_c = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

(Voir mon poly avec exercices résolus sur le théorème de Kennelly)

Remarque importante :

Les différentes méthodes étudiées sont équivalentes, mais pour l'étude d'un réseau particulier certaines sont mieux adaptées que d'autres. La principale difficulté de ce type de problèmes est de trouver la méthode la plus appropriée. La méthode de Millman, souvent très efficace, n'est pas le remède et la méthode de Thévenin doit être utilisée aussi souvent que possible car elle permet de transformer des circuits complexes en des circuits types élémentaires. La mise en œuvre simultanée de plusieurs méthodes peut aussi s'avérer utile mais surtout efficace et plus rapide.

I.4. Analyses statique et dynamique d'un circuit:

On distingue souvent l'analyse statique d'un circuit électronique et l'analyse dynamique.

En statique, on ne considère que les valeurs moyennes temporelles des grandeurs électriques. Les signaux sinusoïdaux y sont écartés d'office.



C'est évidemment le cas lorsque toutes les sources sont statiques (puisque'il n'y a pas de variation possible pour les grandeurs électriques), mais c'est souvent utile également lorsque le circuit comprend à la fois des sources statiques et dynamiques. Dans ce dernier cas, l'étude statique permet de déterminer les points de fonctionnement « statique » des composants du circuit.

L'analyse dynamique (si des sources variables sont présentes) vient compléter l'étude. On ne s'intéresse alors qu'aux relations qu'il y a entre les composantes variables des grandeurs électriques.

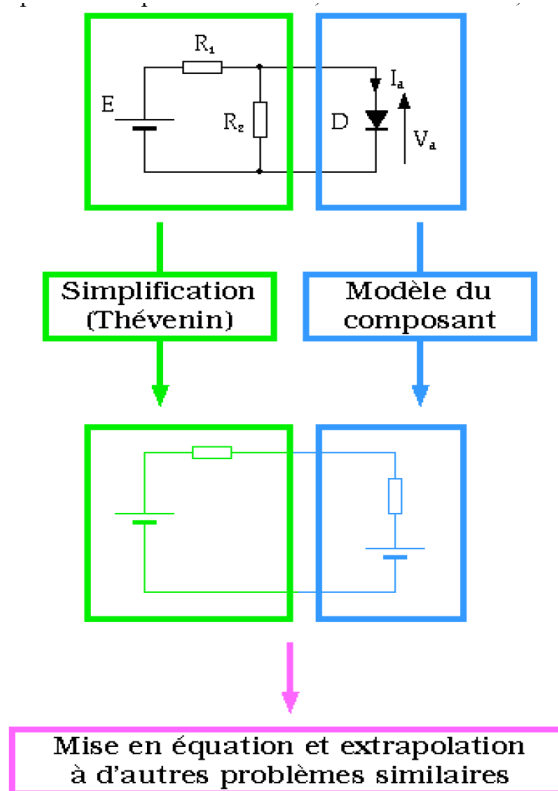
I.5. Annexe du chapitre : Les indispensables !

En électronique, il existe des conventions un peu différentes de ce qu'on trouve en électrotechnique, et aussi des utilisations spécifiques de certains composants passifs. Nous allons étudier ces particularités dans ce paragraphe.

I.5.1. Modèles et schémas équivalents:

Les schémas électroniques font intervenir des composants ayant un comportement simple à décrire mathématiquement (R, L, C), et d'autres ayant un comportement plus complexe. C'est le cas notamment des semi-conducteurs.

De manière à pouvoir modéliser les circuits utilisant ces composants et prévoir leur fonctionnement, on est amenés à faire un schéma équivalent des composants complexes, ce schéma étant bâti à partir de composants simples : résistances, sources de tension, de courant



Par exemple, on pourra modéliser une diode zéner avec un générateur de tension parfait et une résistance série.

Il faudra garder à l'esprit que ce n'est qu'un **schéma équivalent, sous certaines hypothèses bien définies**. Il ne saurait être question d'appliquer le résultat obtenu par le calcul hors de ces hypothèses !

Bien qu'on puisse modéliser une diode zéner par un générateur de tension, si on branche une telle diode sur une ampoule, il ne se passera rien ! Ce composant n'est pas l'équivalent d'une pile ou d'un accumulateur.



Cette remarque volontairement grossie reste valable pour la modélisation en général, quel que soit le domaine de la physique considéré.

Lorsqu'on fera des calculs sur un circuit électronique, on sera guidés en permanence par leur précision :

- les composants (résistances, condensateurs, transistors) font l'objet de dispersions,
- les hypothèses de calcul conduisent à des simplifications (linéarisation, petits signaux)
- le résultat désiré le sera avec une précision plus ou moins élevée.

D'autre part, on adoptera souvent la **règle du dixième**: si deux paramètres s'ajoutent dans une équation, et que l'un soit plus de dix fois plus petit que l'autre, alors, on va le négliger.

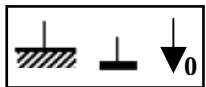
Exemple :

Si $I > 10i$ alors $I + i \approx I$

Dans la représentation schématique, on omettra souvent les générateurs de tension continue, et de ce fait, le rebouclage des points où ils sont connectés avec la masse.

De même, pour mieux comprendre le fonctionnement d'un montage, on tâchera (dans la mesure du possible) de bâtir le schéma en mettant le potentiel le plus élevé en haut de la feuille et de respecter une échelle des potentiels décroissants lorsqu'on dessinera les éléments du haut vers le bas de la feuille. En procédant ainsi, on aura les flèches de représentation des potentiels dans le même sens, et des courants descendants : la compréhension en sera largement accrue.

I.5.2. Les masses et la terre:



La masse est le potentiel de référence (fixé par convention à 0) du montage électronique : un potentiel n'est pas défini dans l'absolu, on parle toujours de différence de potentiel.

Dans un montage électronique, quand on parlera du potentiel d'un point, il sera sous entendu que ce potentiel est référencé à la masse du montage.

La masse sera en général le pôle moins de l'alimentation continue servant à polariser le montage. Cette règle est uniquement une coutume, elle ne sera pas systématiquement respectée sur les schémas rencontrés !



La terre est une connexion physique au sol (à la terre !). Contrairement aux croyances souvent énoncées, en aucun cas ce potentiel ne peut être considéré comme référence absolue, car il est différent d'un endroit de la Terre (la planète) à un autre. De plus, le câble de liaison du laboratoire au sol présente une impédance non nulle : si un courant parasite circule dans ce câble, il va y créer une chute de potentiel ; on aura une différence de potentiel entre la prise de terre du labo et le sol.

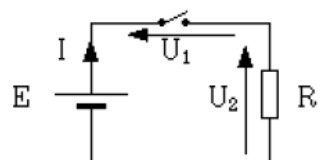
La **fonction d'une terre** est la **sécurité** : elle permet de **protéger les utilisateurs d'équipement sous tension**, et aussi d'évacuer les courants induits par la foudre.

I.5.3. Les interrupteurs:

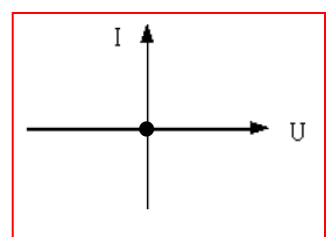
Ils permettent d'introduire une coupure dans un circuit électrique. Nous allons étudier ici le comportement d'un interrupteur parfait.

a. L'interrupteur ouvert:

Lorsque l'interrupteur est ouvert, aucun courant ne circule dans la boucle, et toute la tension se retrouve sur l'interrupteur (U_2 est nul, car le courant I est nul).



La caractéristique de l'interrupteur ouvert se confond avec l'axe horizontal : le courant est nul quelle que soit la tension à ses bornes :

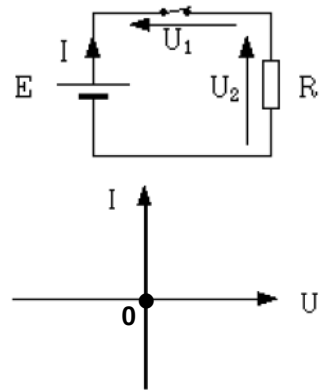




b. L'interrupteur fermé:

Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant peut circuler librement, la tension à ses bornes étant nulle ; on suppose celui-ci parfaitement conducteur, exempt de toute impédance parasite.

La caractéristique de l'interrupteur fermé se confond avec l'axe vertical : tension nulle quel que soit le courant qui circule à travers :



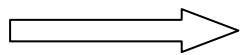
I.5.4. Le diviseur de tension:

C'est le montage fondamental de l'électronique :

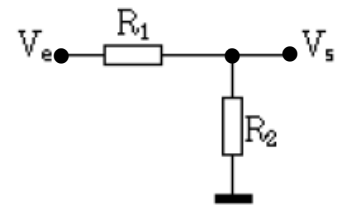
Plutôt que d'appliquer la loi des mailles, on utilisera cette propriété au maximum ; les calculs en seront très souvent simplifiés.

La formule donnant la tension de sortie V_s en fonction de la tension d'entrée du pont

V_e est la suivante :



$$V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e$$



En fait, on s'affranchit des courants dans la formulation, ce qui revient implicitement à diminuer le nombre d'inconnues, donc d'équations du problème. On arrive ainsi beaucoup plus vite et plus sûrement à le résoudre.

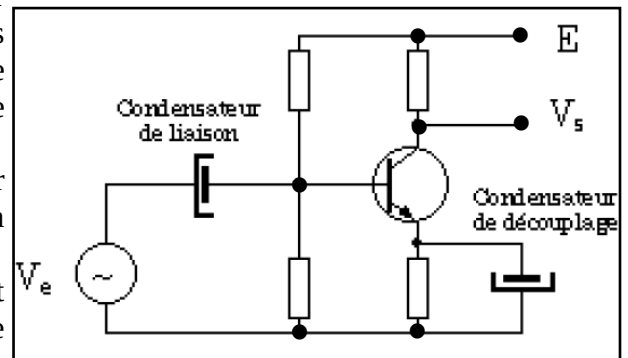
I.5.5. Le condensateurs de liaison et de découpage:

a. Condensateurs de liaison: La plupart des montages électroniques à composants discrets nécessitent une polarisation (adjonction d'une tension continue) pour fonctionner correctement.

A l'entrée du montage, sur ces tensions continues de polarisation, on va superposer un signal alternatif. Dans la plupart des cas, le générateur alternatif ne pourrait pas supporter qu'un courant continu le traverse ; de plus, si on ne veut pas modifier la polarisation du montage, ce générateur doit être neutre du point de vue du régime continu vis à vis du montage qu'il attaque.

Pour satisfaire à toutes ces exigences, on relie le générateur alternatif à l'entrée du montage par l'intermédiaire d'un condensateur.

Ce condensateur présente une impédance infinie au courant continu : il va ainsi empêcher qu'un tel courant ne traverse le générateur alternatif ; on ne modifiera pas la polarisation du montage.



Ce condensateur est dit de **liaison**. On le choisira toujours pour que son impédance soit négligeable aux fréquences délivrées par le générateur alternatif :

- Pour le **régime alternatif**, et pour les fréquences des signaux utilisés, on l'assimilera à un **court circuit**.
- Pour le **régime continu**, on le considérera comme un **circuit ouvert**.

b. Condensateurs de découpage: Les nécessités de la polarisation peuvent amener à introduire dans le montage des éléments (des résistances notamment) qui nuisent au bon fonctionnement du régime alternatif. Pour éviter ceci, on peut mettre en parallèle sur ces éléments un condensateur qui va se comporter comme un court circuit pour les signaux alternatifs. Comme pour les condensateurs de liaison, ils ne modifient en rien la polarisation du montage.



II. Introduction à la théorie des semi-conducteurs.

D'une manière générale, tout dispositif utilisant la circulation d'un flux d'électrons prend le qualificatif d'électronique. Dans ces dispositifs, un certain nombre de principes physiques sont mis en oeuvre afin de favoriser la naissance du flux d'électrons. Celui-ci est ensuite contrôlé à l'aide d'un signal de même nature.

Parmi les différents corps existants, en ce qui concerne l'électricité, nous pouvons les classer en deux catégories :

- Les matériaux conducteurs, qui permettent le passage du courant tel que le cuivre.
- Les matériaux isolants, non conducteurs de l'électricité tel que le mica.

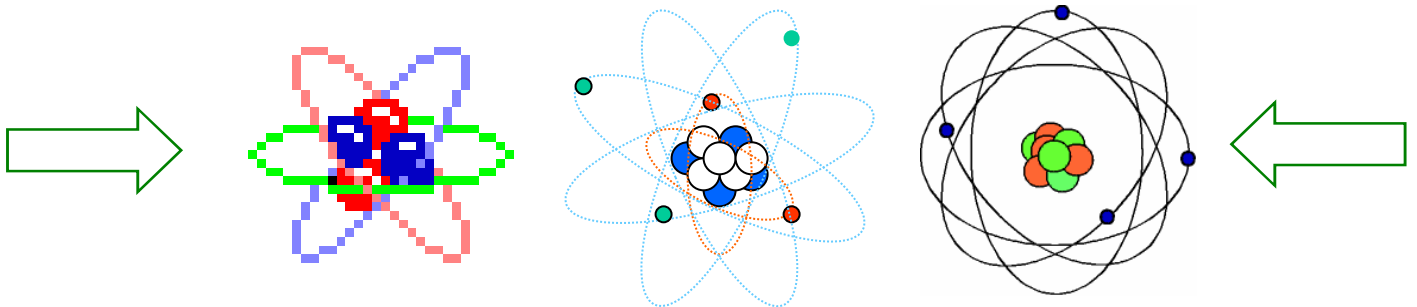
Entre ces deux limites, s'intercalent **les matériaux semi-conducteurs**, comme le germanium ou le silicium. Les premiers dispositifs à semi-conducteurs furent réalisés à partir du germanium. Ensuite, on utilisa le silicium.

Le germanium est tiré des blendes desquelles on extrait également le zinc. Il y en a peu et il est difficile à produire.

Le silicium existe en grande quantité puisqu'il est tiré du quartz et de la silice. Ce qui explique, en partie, la généralisation de ce matériau.

II.1. Rappel sur la théorie des atomes:

Pour comprendre quelque peu le fonctionnement des composants électroniques réalisés à l'aide des matériaux ou alliages semi-conducteurs, il nous faut avoir en tête la théorie des atomes. L'explication actuelle que nous donnent les physiciens sur la matière met en jeu la composition de celle-ci.



Modèle simple d'un atome. Sous l'influence de forces électriques, les électrons chargés négativement sont en orbite autour du noyau de petite taille, mais de masse importante.

Le noyau qui n'est pas représenté à l'échelle comprend 2 types de nucléons:

- Les protons chargés positivement.
- Les neutrons sans aucune charge.

Définition:

La matière serait composée d'atomes d'un diamètre d'environ 10^{-10} à 10^{-12} mètre de diamètre, distincts entre eux par leur nombre de particules dont ils sont eux-mêmes composés. Ces atomes sont classés précisément par l'évolution du nombre de ces particules, le premier atome n'en contenant que deux jusqu'aux derniers qui en contiennent plus de cent. C'est le tableau périodique des éléments, construit par Dmitri Mendeleïev de: (1834 - 1907).

Il est admis que les particules qui composent l'atome sont organisées avec un noyau, dont le diamètre est d'environ 10^{-14} mètre, qui contient des protons et des neutrons accompagné autour d'un nuage de petits électrons qui gravitent au loin, à des distances bien définies appelées couches électroniques. Chaque proton ou neutron, appelés tous deux nucléons, est d'un diamètre et d'une masse environ 2000 fois supérieures à un électron.



Les forces qui interagissent entre toutes ces particules ainsi que celles qui interviennent entre les différents atomes d'un objet vont fortement influencer le comportement d'un matériau en fonction des contraintes qu'il subit.

En ce qui concerne l'électricité et ses effets, ce sont essentiellement les électrons, qui gravitent sur la dernière couche électronique, qui sont impliqués.

Les atomes qu'on trouve dans la nature ne possèdent jamais plus de 8 électrons périphériques (pour un état stable). Le tableau périodique des éléments nous le confirme.

La représentation la plus usuelle d'un atome est celle, proposée par le physicien Niels Bohr (1885-1962) qui est une représentation très pratique pour un électronicien qui va encore le simplifier.

- Le noyau est constitué de protons et de neutrons. La charge électrique des neutrons est nulle tandis que celle des protons est positive.
- Les électrons possèdent une charge de même valeur que celle des protons mais de signe opposé, c'est-à-dire négative.
- Les charges des protons et celles des électrons s'équilibrent, ce qui fait que l'atome est électriquement neutre.
- Les électrons tournent autour du noyau, à l'image de notre système solaire et des planètes qui le composent.
- Les couches successives, sur lesquelles circulent ces électrons, constituent des niveaux d'énergie.

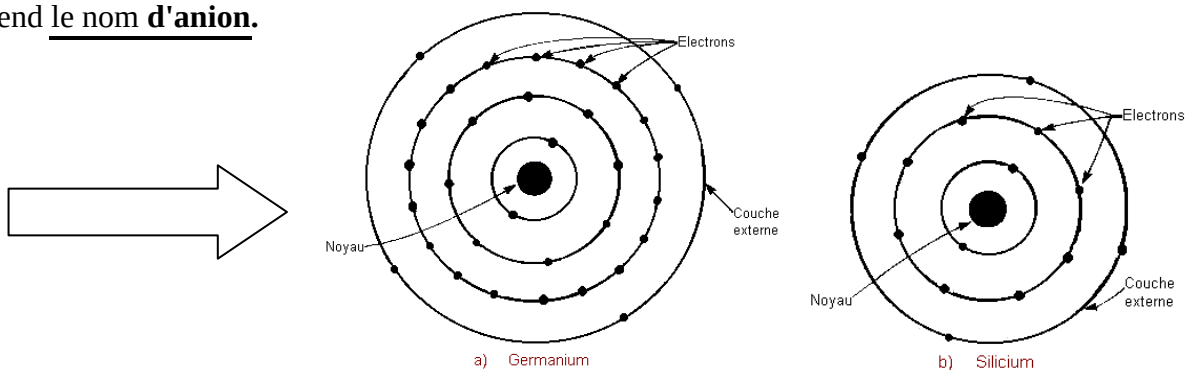
Cela signifie que plus la couche est rapprochée du noyau, plus il faut d'énergie pour lui arracher un électron.

C'est la dernière couche, ou couche extérieure **dite de valence**, qui nous intéresse car c'est elle qui permet les liaisons avec les atomes voisins autorisant ainsi la constitution de la molécule. D'autre part, c'est sur cette couche que l'on pourra tricher en ajoutant ou retranchant un électron.

La charge électrique d'un atome est neutre.

On peut rompre cet équilibre en lui retranchant un électron de sa couche périphérique. La charge restante devient positive. On dit que l'atome est ionisé positivement et il prend le nom de **cation**.

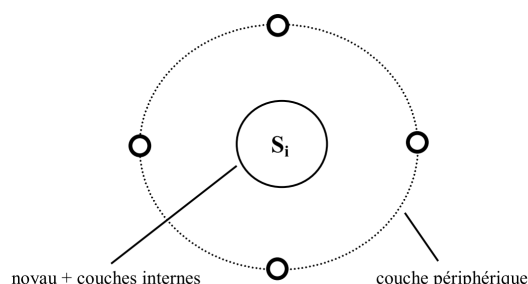
Dans le cas contraire, si on ajoute un électron à la couche de valence, l'atome est ionisé négativement. Il prend le nom **d'anion**.



Représentation dans le plan d'un atome (Niels Bohr)

II.2. Semi-conducteurs purs ou intrinsèques:

Il est facile de simplifier au maximum la représentation de Niels Bohr en ne laissant apparaître que le noyau avec les couches électronique interne et la dernière couche électronique, appelée couche périphérique ou couche de valence.





Un matériau semi-conducteur a la particularité de posséder 4 électrons périphériques, soit exactement la moitié d'une couche complètement saturée.

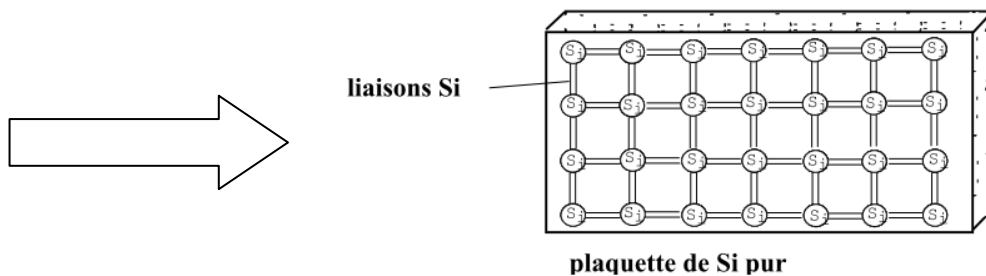
Cette particularité va lui donner un comportement particulier en ce qui concerne les phénomènes électriques, entre autres.

Le matériau semi-conducteur actuellement le plus utilisé est le SILICIUM.

Toutefois, pour utiliser du silicium en électronique, il faut obtenir des plaquettes d'une pureté extraordinaire. La pureté est de l'ordre de un atome impur pour un million d'atomes de silicium.

Si la température est très basse, le tout reste totalement stable et le matériau peut être considéré comme un isolant.

Pour illustrer non seulement un seul atome de silicium mais une plaquette entière, nous simplifions la représentation en ne faisant apparaître que les noyaux avec les couches atomiques intérieures par les cercles comme ci-dessus et avec des traits doubles pour illustrer les électrons périphériques entre chaque atome.



De plus, les atomes du silicium purifié s'organisent entre eux de manière très régulière, suite aux traitements subis, ce qui nous amène à parler d'un cristal semi-conducteur, ou d'une structure cristalline du silicium. Cette organisation atomique donne des propriétés électriques particulières au silicium électronique.

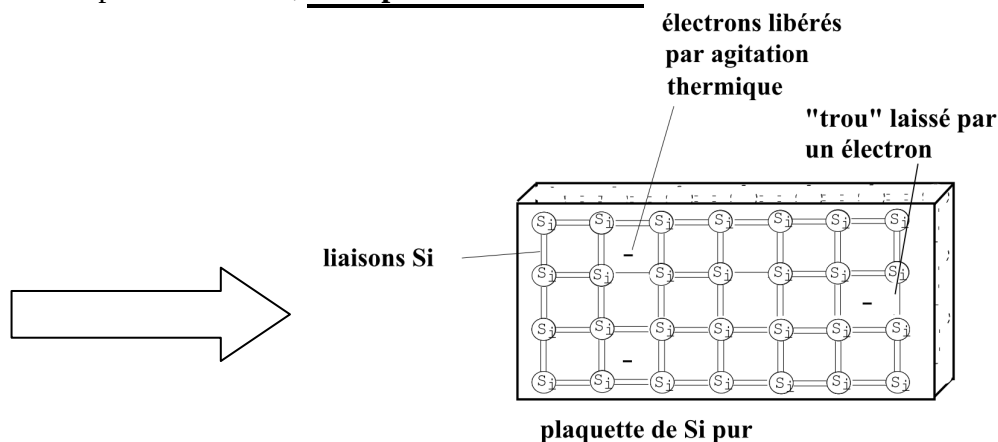
Grâce à l'organisation cristalline, chaque atome est entouré de quatre atomes voisins qui vont combiner ensemble leurs électrons de valence de fait que chaque atome se trouve entourer de huit électrons périphériques.

Ce qui donne la propriété d'un isolant parfait :

(A TRES BASSE TEMPERATURE, AU VOISINAGE DU ZERO ABSOLU (0 KELVIN) LE SILICIUM PUR EST UN ISOLANT PARFAIT).

Dès que la température augmente, l'agitation des atomes entre eux va bousculer cet ordre établi et des électrons périphériques peuvent se retrouver arrachés à la liaison cristalline des atomes. Ces électrons se retrouvent à une distance des noyaux qui leur permet de se déplacer dans la plaquette de silicium.

Les électrons ainsi libérés ont chacun rompu une liaison cristalline du silicium. Ils ont donc laissé derrière eux un emplacement vide, nous parlons d'un "trou".



Ces électrons vont se déplacer librement dans la plaquette jusqu'au moment où ils rencontrent un "trou" et se fixer à nouveau dans le réseau.

Ce déplacement aléatoire d'électrons (dans n'importe quel sens) correspond à un courant électrique aléatoire qui représente ce que nous appelons du souffle électronique.



Toutefois, ce courant est très, très faible et nous parlons de conduction intrinsèque. Cette conduction intrinsèque est pratiquement non mesurable pour un technicien de maintenance. Ces courants, souvent indésirables, sont de l'ordre du nano Ampère et appelés courants de fuites.

Même non mesurables, ces courants de fuites existent néanmoins et deviennent trop importants si la température n'est pas contrôlée.

'UN SEMI-CONDUCTEUR EST DONC TRES SENSIBLE A LA TEMPERATURE ET NECESSITERA DES MOYENS EXTERNES DE STABILISATION. SANS QUOI UN EMBALLEMENT THERMIQUE ENTRAÎNE TRES VITE LA DESTRUCTION DU SEMI-CONDUCTEUR'.

Autrement : Pour arracher un électron de son orbite, il faut le soumettre à une force plus importante que celle qui le lie à son noyau. Cette force peut être la résultante d'un champ électrique créé par une tension, ou une élévation de température dont les effets se manifestent par des vibrations moléculaires. Ces vibrations se traduisent par l'application d'un système de forces sur les électrons dont la résultante peut suffire à arracher ceux-ci de leur orbite. À la température de 20° C, le réseau cristallin du silicium est le siège d'une agitation thermique importante. Des électrons sont alors arrachés de leurs orbites et, dans leurs cheminements, ils se recombinaient avec des atomes ionisés positivement (c'est-à-dire des cations ou atomes ayant perdu précédemment un électron).

La quantité d'électrons libres est toujours égale à la quantité de « trous » prêts à accepter un électron, car la formation d'un trou est la conséquence du départ d'un électron.

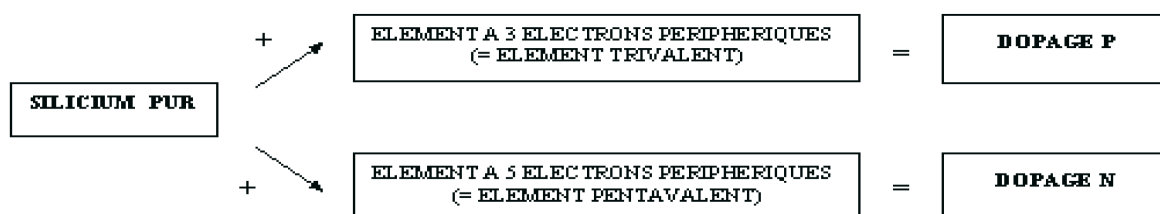
Une augmentation de température entraîne la formation d'une quantité encore plus grande de paires « **électrons-trous** ». La mobilité de celles-ci conditionne la densité du courant circulant dans le matériau (le courant électrique est un déplacement d'électrons).

On constate, pour les semi-conducteurs, que lorsque la température augmente, la conductibilité fait de même.

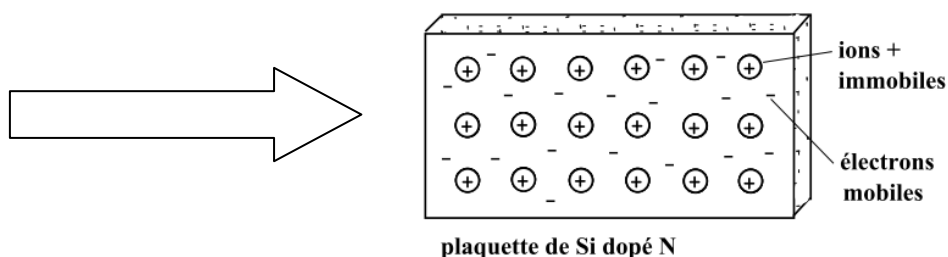
Dans le germanium, cette augmentation est plus importante, car la force nécessaire pour arracher un électron de son orbite est plus faible que pour le silicium.

II.3. Semi-conducteurs extrinsèques ou dopés:

Afin d'améliorer la conduction d'un semi-conducteur, les fabricants injectent dans une plaquette semi-conductrice des matériaux étrangers, ou impuretés, qui possèdent un nombre d'électrons périphériques juste inférieur ou juste supérieur aux 4 électrons du semi-conducteur.



➤ **Le dopage N:** Consiste à ajouter au semi-conducteur des atomes possédants 5 électrons périphériques (antimoine, phosphore, arsenic éléments du groupe V du tableau de MENDELEYEV). Quatre de ces électrons vont participer à la structure cristalline, et un électron supplémentaire va se retrouver libre et pouvoir se déplacer dans le cristal. Nous parlons de porteurs de charges mobiles.



Les ions + sont fixes car ils font partie de la structure atomique cristalline de la plaquette de silicium.

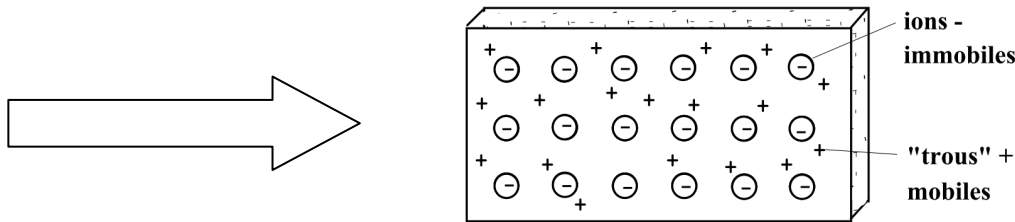


Rappelons que les ions comprennent le noyau des atomes et qu'ils sont gros, lourds et solides par rapports aux porteurs de charges mobiles. Un électron est environ 2000x plus petits qu'un seul proton.

Le résultat du dopage que nous venons de décrire se nomme :

La conductibilité de type N: Dans laquelle les porteurs majoritaires sont les électrons, les porteurs minoritaires, " les trous ".

➤ **Le dopage P:** Consiste à ajouter au semi-conducteur des atomes possédants 3 électrons périphériques (bore, aluminium, gallium, indium, groupe III de la classification de MENDELEYEV). Ces trois électrons participent à la structure cristalline, mais un "trou" est créé par chaque atome étranger puisqu'il lui manque un électron périphérique.



plaquette de Si dopé P

Les "porteurs de charges électriques" mobiles sont responsables de la conduction d'une plaquette de silicium dopée.

Si la proportion de dopage est de l'ordre de dix atomes de dopant P pour 100 atomes de silicium, la conductibilité du semi-conducteur est améliorée dans la même proportion, soit de 10%.

Il est donc possible de "régler" la conduction d'un semi-conducteur en choisissant la quantité de dopage. A l'intérieur d'un circuit intégré, il est aisé d'imaginer des zones plus ou moins dopées de manière à obtenir des résistances électriques.

Ce dopage permet d'obtenir :

La conductibilité de type P: Dans laquelle les porteurs majoritaires sont les trous, les porteurs minoritaires, " les électrons ".

II.4. Effet diode, la jonction P – N:

Nous avons fait la connaissance de deux types de semi-conducteurs :

- le type N
- le type P

Si on associe, côte à côte, un matériau de type **N** avec un matériau de type **P**, nous effectuons une **jonction**. Celle-ci désigne la mince zone dans laquelle la conductibilité passe du type **N** au type **P** (ou l'inverse).

Examinons ce qui se passe au niveau de cette jonction dans les cas suivants :

- sans polarisation
- avec polarisation inverse
- avec polarisation directe

II.4.1. Jonction non polarisée:

A la mise en contact de deux semi-conducteur de types différents (N et P), les électrons porteurs majoritaires de la zone **N**, diffusent dans la zone **P** où ils se recombinent avec les porteurs majoritaires de cette zone, en prenant place dans les trous.

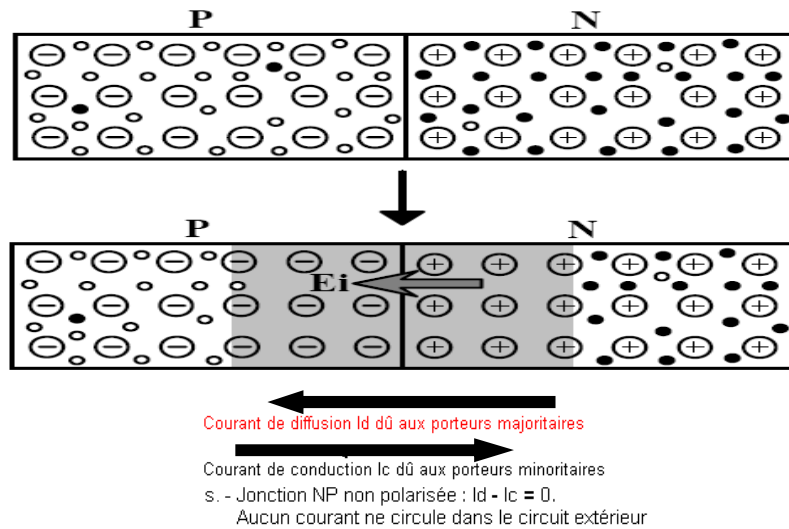
Il y a déséquilibre des charges électriques, en effet, dans la zone **N**, les électrons ayant disparu, la charge des donneurs ou **ions positifs (cations)** n'est plus contre-balançée et cette zone devient positive.



L'apport d'électrons dans les lacunes de la zone **P** modifie l'équilibre électrique de cette zone avec apparition **d'ions négatifs (anions)**.

Le déplacement d'électrons de la zone **N** vers la zone **P** se nomme : **courant de diffusion (I_d)**

Il s'accompagne d'une charge d'espace positive du côté du matériau **N** et d'une charge égale mais de signe contraire du côté du matériau **P**. Celles-ci créent un champ électrique E_i



Jonction NP non polarisée

L'effet de ce champ électrique E_i va forcer les électrons porteurs minoritaires de la zone **P**, à circuler vers les lacunes ou porteurs minoritaires de la zone **N**, tendant à contre-balancer les charges perdues par courant de diffusion.

Un courant d'électrons s'établit de la zone **P** vers la zone **N** Appelé : **Courant de conduction (I_c)**. Celui-ci est dû, dans ce cas, aux porteurs minoritaires de ces zones.

La jonction est le siège de deux courants égaux mais opposés. Il ne circule aucun courant dans le circuit extérieur.

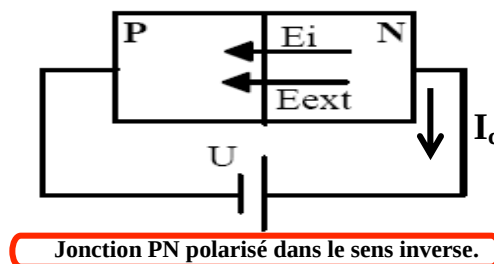
La zone dans laquelle prend naissance le champ électrique E_i se nomme : **Barrière de potentiel**.

Dans cette zone, la concentration en porteurs devient identique à celle de la conduction intrinsèque (à température égale).

Cela signifie qu'une jonction PN non alimentée est à l'image d'un condensateur, c'est-à-dire deux zones conductrices séparées par une zone isolante.

II.4.2. Jonction polarisée dans le sens inverse:

Appliquons maintenant le pôle négatif d'une pile sur l'électrode du matériau **P** et le pôle positif sur le matériau **N**. Le champ électrique créé par l'application de la tension de cette pile est de même sens que le champ électrique E_i de la barrière de potentiel. Ces deux champs s'**additionnent** et favorisent la circulation d'électrons ou porteurs minoritaires du courant de conduction. De plus, les électrons libres de la zone **N** et les porteurs majoritaires de la zone **P** (les trous) sous l'effet de ce champ, vont s'écarter de la jonction.



Il s'ensuit que la concentration en cations de la zone **N** et anions de la zone **P** va augmenter près de la jonction. La barrière de potentiel est élargie et la circulation d'électrons, porteurs majoritaires, est déficitaire par rapport à celle des porteurs minoritaires, d'autant que le champ E_{ext} augmente. Une limitation de ce courant s'établit car le départ des électrons de la zone **P** et leur arrivée dans la zone **N**, créent une charge d'espace qui limite ce courant en contrecarrant l'augmentation de E_{ext} . Il circule donc un faible courant dans



le circuit extérieur. A température constante, pour une augmentation de la tension de la pile U donc une augmentation de E_{ext} , le courant reste pratiquement constant car il est dû aux porteurs minoritaires issus de l'agitation thermique.

Au delà d'un certain seuil, on constate que le courant augmente de façon brutale. L'augmentation du champ E_{ext} confère aux électrons du courant de conduction une vitesse telle que leur énergie cinétique atteint une valeur suffisante pour, qu'en cas de choc, avec un atome rencontré sur leur trajectoire, elle arrache un électron de celui-ci créant ainsi une augmentation d'électrons libres. Ces électrons s'ajoutent aux premiers et l'effet devient cumulatif. Ce phénomène prend le nom d'effet d'avalanche. Il est utilisé pour certains dispositifs comme les diodes Zener.

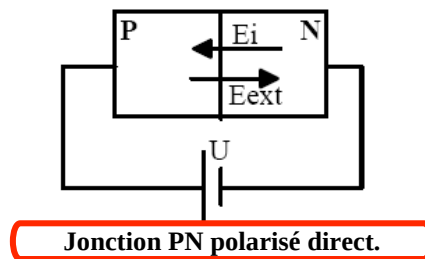
Dans une jonction qui n'est pas réalisée pour cet effet, celui-ci entraîne la destruction irrémédiable de la jonction par claquage. La tension qui crée le champ électrique E_{ext} pour lequel le phénomène se produit prend le nom de : tension de claquage inverse ou tension d'avalanche.

En deçà de cette tension, si on augmente la température, à tension constante, l'agitation thermique augmente et le courant des porteurs minoritaires fait de même. Donc le courant inverse augmente. C'est un fait important dont il faudra se souvenir. Nous en reparlerons par la suite dans les paragraphes consacrés à la diode et au transistor.

La tension de claquage est appelée : VRM (R = reverse = inverse ; M = maximum)

Le courant de conduction dû aux porteurs minoritaires, la jonction étant polarisée en inverse, est appelé : IR (R = reverse = inverse).

II.4.3. Jonction polarisée dans le sens direct:



À une faible valeur de la tension correspond un faible champ électrique E_{ext} , dirigé en sens inverse du champ E_i . Ces deux champs s'opposent et le résultat est une diminution de E_i .

Celui-ci étant à l'origine du courant de conduction (porteurs minoritaires de la zone **P**), nous constatons une diminution proportionnelle de ce courant. Par conséquent, le courant de diffusion (porteurs majoritaires de la zone **N**) va devenir prépondérant et un faible courant va circuler dans le circuit extérieur. Le départ des électrons de la zone **N** tend à créer un déséquilibre de charge dans ce matériau immédiatement rétabli par la pile, qui en injecte une quantité égale.

De même, l'arrivée de ces électrons dans la zone **P** tend à créer un déséquilibre dans ce matériau (de signe opposé au précédent), mais la polarité positive de la pile appliquée de ce côté, aspire les charges négatives en excès, rétablissant l'équilibre.

L'augmentation progressive de la tension, ne conduit pas à une augmentation sensible du courant dans le circuit extérieur. Cependant, lorsque l'on atteint un certain seuil, dont la valeur reste faible malgré tout, on constate une brusque augmentation du courant.

Le champ électrique résultant, confère aux électrons porteurs majoritaires de la zone **N** (courant de diffusion), une énergie suffisante pour qu'ils traversent en grand nombre, la barrière de potentiel, dont la largeur est maintenant très réduite.

La pile compense le départ des électrons de la zone **N** et favorise l'arrivée de ceux-ci dans la zone **P**.

La circulation du courant est bien établie et pour une faible augmentation de la tension, on constate une grande augmentation du courant.

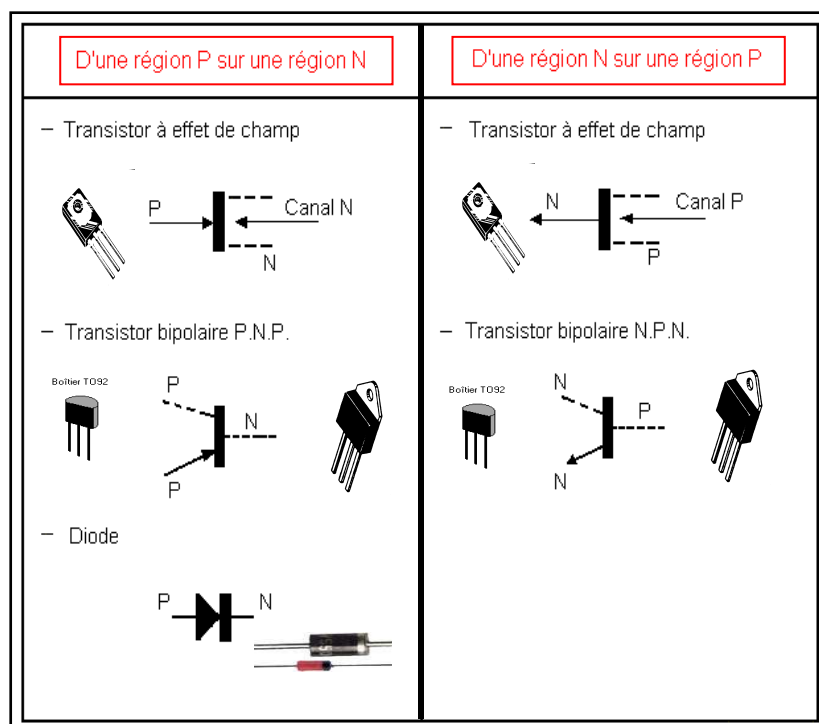


A cette valeur de champ électrique E_{ext} , qui conditionne la nette augmentation de courant, correspond une tension que l'on nomme : **VD ou VF - (F = forward = direct).**

Le courant qui circule dans le circuit extérieur et qui correspond à la polarisation dans le sens direct (ou passant) se nomme : **ID ou IF - (courant direct)**

La température a peu d'influence sur ce courant ; seule la tension de seuil est affectée, nous verrons de quelle manière en observant les caractéristiques de la diode.

La figure ci-dessous indique les symboles des différentes jonctions que l'on peut rencontrer dans les dispositifs semi-conducteurs.



Représentation d'une jonction.





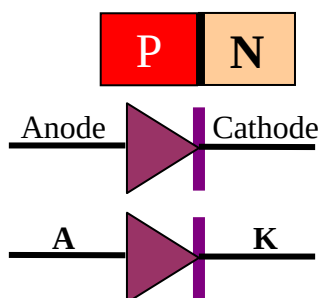
III. Diodes et circuits à diodes :

III.1. Diodes à jonction:

Les différentes définitions :

- Une diode est un élément en silicium formé de deux régions de dopage différent, à savoir dopage P et dopage N. La réunion des deux zones de dopage, sur une même plaquette de silicium, s'appelle une jonction PN.
- Une diode est une jonction PN protégée par une matière isolante du dessus. Les connexions avec le milieu extérieur sont réalisées par des contacts métalliques. Par construction les jonctions entre métal et semi-conducteur sont purement ohmiques (non redresseuses).

Par analogie au redresseur à vide ou redresseur à gaz, on appelle la zone P anode et la zone N cathode.

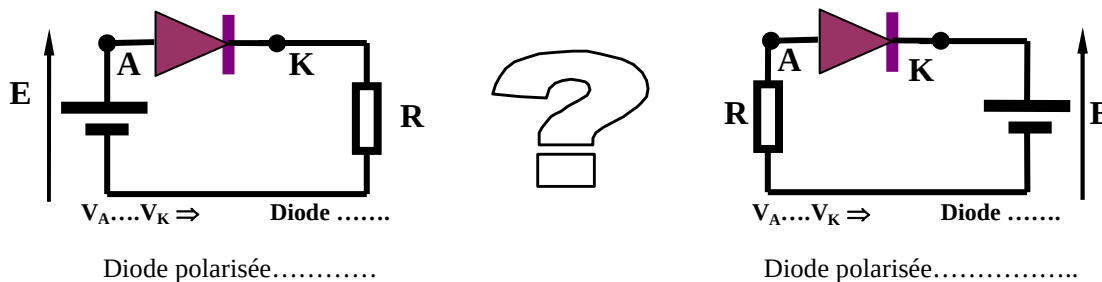


Symboles diodes.

- La diode est un composant électronique qui, si elle est mise sous tension, ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Mais ses limites de fonctionnements sont dépassées, celle-ci devient passante.
- La diode est un composant électronique qui ne laisse passer le courant que si le potentiel de son anode est supérieur à celui de la cathode.

Remarque : On verra plus loin que, pour que la diode devienne passante, le potentiel V_A doit être supérieur à la somme : $V_K + V_s$. (la tension de seuil est de l'ordre de 0.2V dans le cas du germanium et 0.6V pour le silicium).

La diode dans les circuits électriques : Compléter le vide par les mots et symboles suivants : <, >, passante, bloquée, inverse, direct.



Etat d'une diode sous dans un circuit électronique.

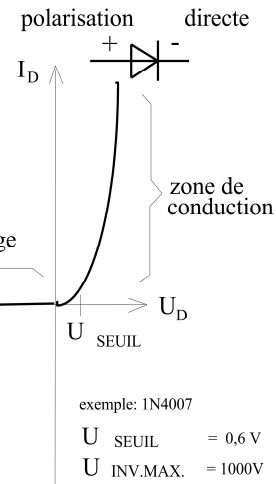
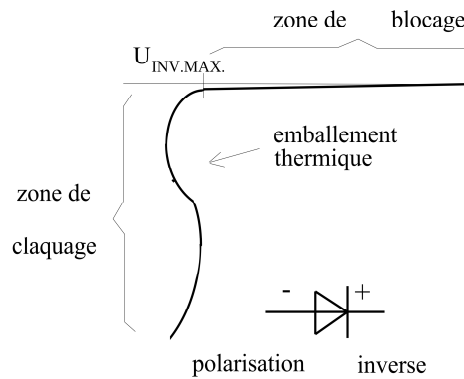
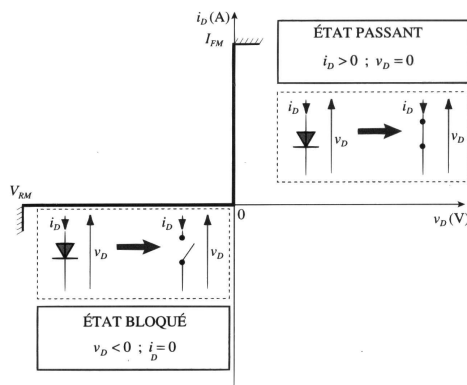
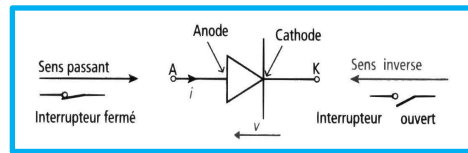
III.1.1. Caractéristique courant-tension d'une Diode à jonction:

Le comportement d'une diode peut se déduire de sa caractéristique courant - tension :

$$I_D = f(U_D)$$

La courbe obtenue n'étant pas une droite, nous parlons d'un **élément non-linéaire**. Ce qui signifie que le courant qui circule dans l'élément n'est pas proportionnel à la tension appliquée, **donc ne dépend pas uniquement de la loi d'ohm.**

Dans le sens direct, la tension de seuil est la tension nécessaire à appliquer à la diode pour qu'elle devienne conductrice. $U_{SEUIL} \approx 0,6V$ pour le Si.



Caractéristique courant-tension d'une diode à jonction.

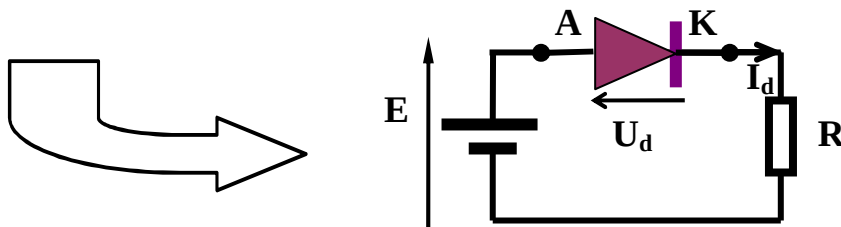
Au delà de la tension de seuil, le courant ne dépend pratiquement plus que de la résistance totale du circuit. La tension aux bornes de la diode est comprise entre 0,6V et 0,8V.

Le courant inverse est très faible (de l'ordre du nanoampère). Il augmente très fortement au delà d'une certaine tension inverse, appelée tension de claquage. La tension inverse de claquage varie entre 10 et 1000 Volts suivant le type de diode. Dans la plupart des cas, l'emballement thermique entraîné par la tension de claquage détruit la diode.

Les caractéristiques varient considérablement avec la température et les concepteurs de circuits doivent en tenir compte. Nous n'entrerons pas ici dans plus de précisions concernant ces caractéristiques, car pour le dépanneur, de plus amples détails sont fournis dans les livres de correspondances (data-book) auxquels nous pouvons ici qu'encourager la lecture. Par contre, et avant d'analyser les divers circuits d'utilisations des diodes, voici quelques grandeurs que nous pouvons considérer comme importantes et qu'il faut garder en mémoire :

- Courant direct maximum : I_F
- Courant direct maximum de crête : I_{FM}
- Tension inverse maximum : U_R
- Tension inverse maximum de crête : U_{RM}

a) Caractéristique directe :



Polarisation directe de la diode.

On obtient la caractéristique directe en polarisant la diode dans le sens direct. Dans ce cas, la diode ne devient passante (conductrice) que lorsque la tension appliquée à ses bornes ($U_d = U_{AK} = V_A - V_K$) est supérieure à sa tension de seuil V_s . La diode est alors traversée par un courant I_d qui varie lorsque la tension U_d varie. Il est donné par la relation suivante :

$$I_d = I_{inv} \left(e^{\frac{eU_d}{kT}} - 1 \right)$$

Avec : k : constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23} \text{ J / } ^\circ\text{K}$,



e : charge de l'électron $= 1.6 \times 10^{-19}$ Coulombs,

T : température en $^{\circ}\text{K}$

I_{inv} : est le courant inverse, il est très faible, mais croît rapidement avec l'augmentation de la température. Il est de l'ordre du 10nA à 300°K et de 16000nA à 400°K.

On pose : $\psi = \frac{kT}{e}$, à 300°K cette variable est égale à 26mV.

Quant la tension U_d varie de 0 à une tension supérieure à V_s , la résistance r_d de la diode diminue de ∞ à une

résistance très faible.

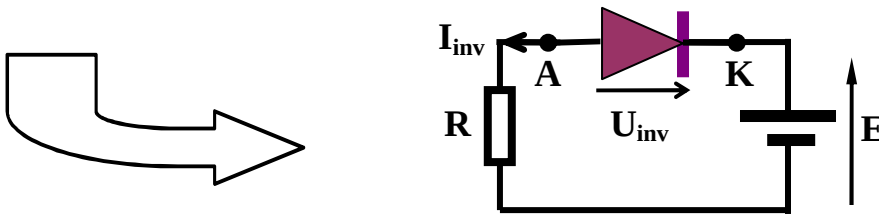
$$\frac{1}{r_d} = \frac{dI_d}{dU_d} = \frac{1}{\psi} I_{\text{inv}} e^{\frac{U_d}{\psi}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_d = 0 \Rightarrow r_d \rightarrow \infty \\ U_d > V_s \Rightarrow r_d = \frac{\psi}{I} = \frac{26}{I} \frac{[\text{mV}]}{[\text{mA}]} \end{array} \right.$$

b) Caractéristique inverse :

En polarisation inverse, le courant inverse dû aux porteurs minoritaire est très faible mais croît rapidement avec l'augmentation de la température. Il est de l'ordre de 10nA à 25°C et de 16 μA à 125°C.

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



Polarisation inverse de la diode.

L'épaisseur de la jonction étant très faible, même avec des potentiels peu élevés, le champ électrique au niveau de la jonction peut être très grand. Sous l'effet de ces champs intenses ($E > 10^5 \text{ V.cm}^{-1}$), il y a ionisation des atomes et production d'électrons, qui sont eux-mêmes accélérés et qui provoquent de nouvelles ionisations (avalanche) qui rendent la jonction conductrice : si rien ne limite le courant, il y a destruction de la jonction par emballement thermique. La tension inverse admissible varie selon les diodes entre 10V et 1000V.

Cependant cet effet d'avalanche est utilisé dans les diodes fortement dopées et dont la zone de transition est très mince, comme la diode Zener, pour limiter la tension à une certaine valeur. Dans ces diodes, 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. Pour des champs de l'ordre de $2 \cdot 10^7 \text{ V.cm}^{-1}$, la tension de claquage est de l'ordre de 6V pour les diodes très dopées. Le courant inverse croît alors brutalement, la diode devient alors passante dans le sens inverse. On dit qu'il y a effet d'avalanche ou claquage de la diode. L'effet est réversible et non destructif. La jonction présente après le claquage une résistance très faible. En agissant sur le dopage et 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.

III.1.2. Caractéristique courant tension d'une diode à jonction idéale:



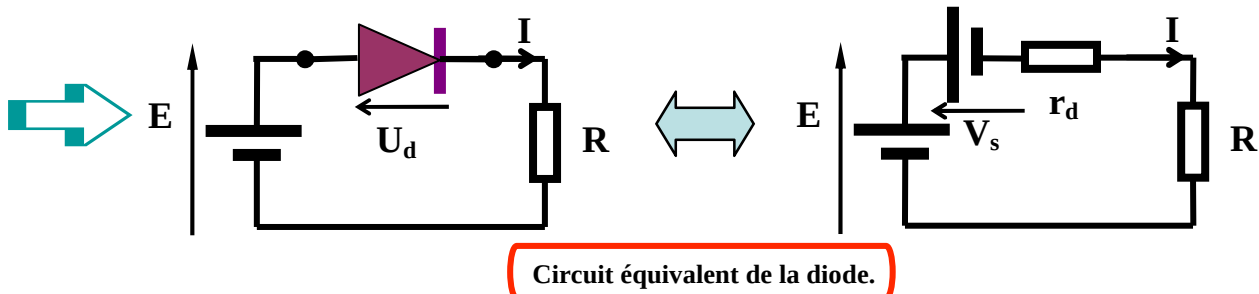
Caractéristique d'une diode idéale.

Dans certains calculs on considère que la diode est idéal, c'est-à-dire qu'on néglige sa tension de seuil et sa résistance dynamique. La diode est donc passante (conductrice) dès que la tension appliquée à ses bornes est

positive. Et dans le circuit, elle est considérée comme un interrupteur ouvert quant elle est polarisée en inverse et fermé quant elle est polarisée en direct. La chute de tension à ses bornes est nulle.

III.1.3. Modèles d'approximation d'une diode:

Considérons le circuit ci-dessous :



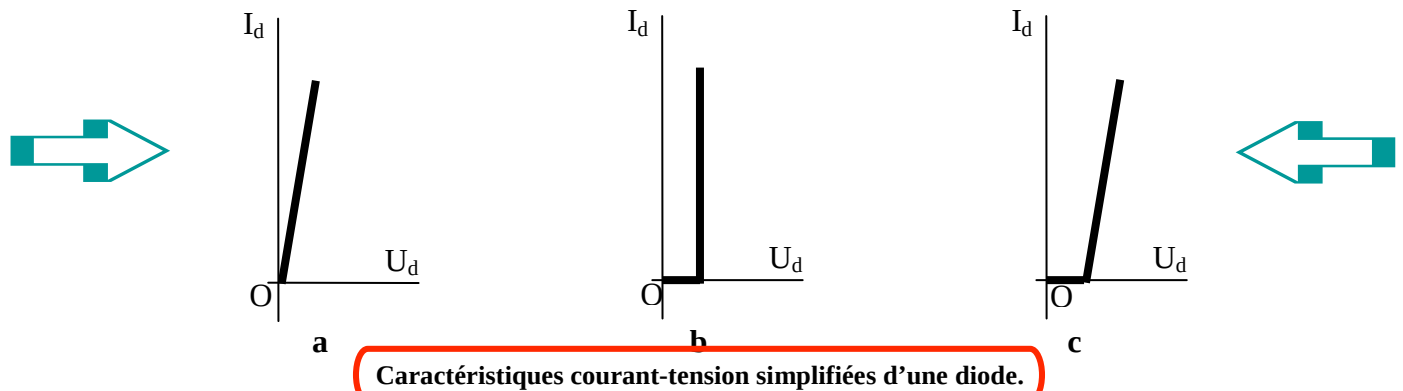
La diode peut être représenté par sa résistance dynamique (considérée généralement constante) en série avec V_s qui représente la barrière de potentiel.

Trois cas de simplifications sont généralement utilisés dans les calculs de circuits à diodes :

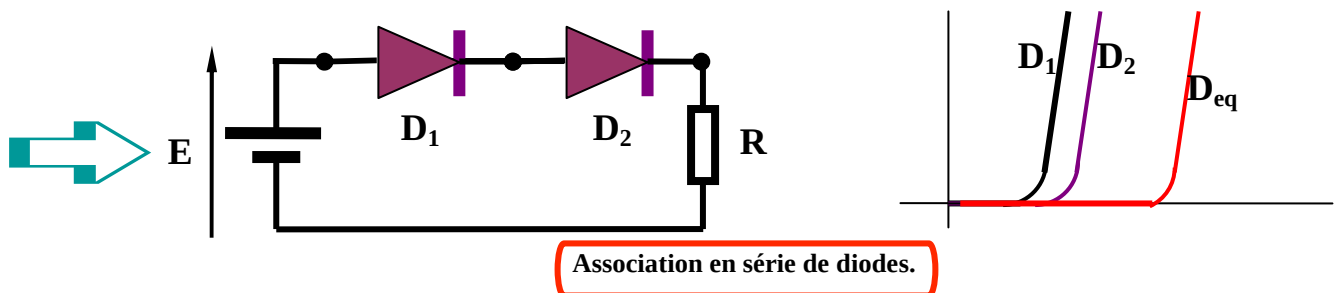
a) $V_s=0$ et $r_d \neq 0$

b) $V_s \neq 0$ et $r_d=0$

c) $V_s \neq 0$ et $r_d \neq 0$



III.1.4. Association de diodes:



En série : la caractéristique équivalente s'obtient graphiquement en considérant que la tension aux bornes de l'ensemble est la somme des tensions aux bornes des deux diodes. On peut aussi utiliser cette construction pour étudier l'association d'une diode avec un autre composant passif comme par exemple une résistance.

En parallèle : on peut utiliser une construction analogue en considérant cette fois qu'il y a additivité des courants dans les deux diodes. L'association en parallèle des deux diodes ne présente aucun intérêt pratique car tout le courant traverse la diode dont la tension de seuil est la plus faible.

III.1.5. Limites de fonctionnement d'une diode:

La puissance dissipée dans une diode est égale au produit $I \times V_{AK}$. 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 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 maximale 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.

III.2. Circuit à Diodes:

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

Les circuits de redressement : qui permettent la conversion d'une tension alternative en une tension continue.

Les circuits d'écrtage : qui permettent d'empêcher un signal ou circuits de limitation de dépasser une valeur (amplitude) choisie.

Les circuits de commutation : qui permettent la commande ou le changement de normes, ou encore pour les circuits logiques.

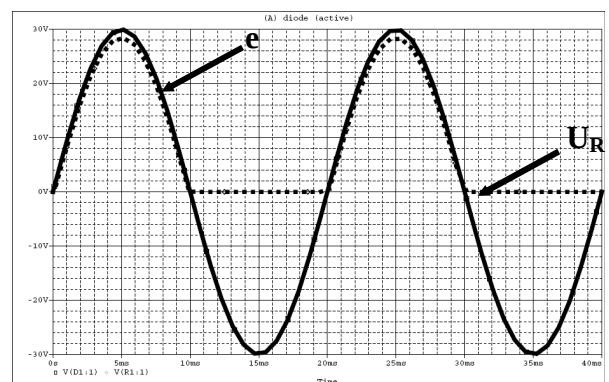
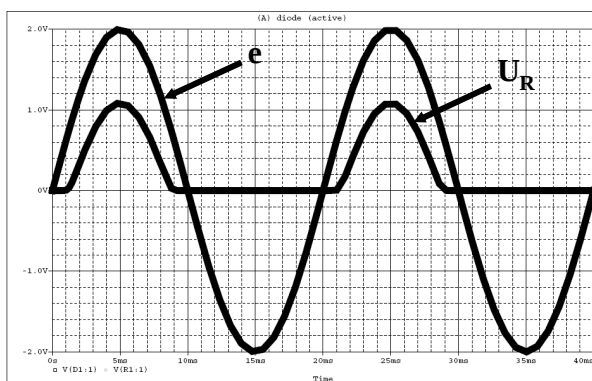
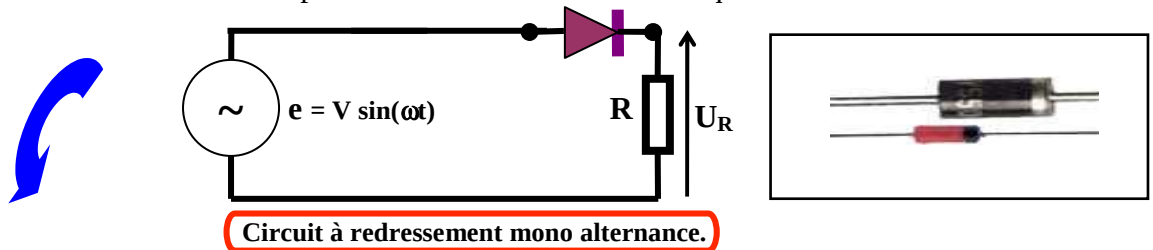
III.2.1. Redressement d'une tension alternative:

On utilise les diodes pour obtenir une tension à signe unique (continue) à partir d'une tension alternative. On peut obtenir cette tension soit avec une seule diode montée en série avec la source (montage mono alternance) ou bien avec deux diodes ou encore avec un pont à quatre diodes.

Avant d'entamer l'étude des redresseurs à diodes, attardons nous un petit peu sur les signaux alternatifs.

➤ Redressement mono alternance (simple alternance) !

La diode, présentant une résistance pratiquement infinie lorsqu'elle est polarisée en inverse, peut être utilisée pour obtenir un courant unidirectionnel à partir d'un courant alternatif tel que le courant sinusoïdal.



Redressement mono alternance.

Dans le circuit de la figure ci-dessus, la diode est passante quand le potentiel de son anode est supérieur de 0,6 V à celui de sa cathode. La charge R est traversée par du courant uniquement pendant les alternances positives.

On pose : $r_t = r_d + r_g$ ➡ $e = V \sin(\omega t) = r_t \times I + U_R + V_s$

Avec : r_d résistance de la diode et r_g résistance du générateur de tension.

$$r : e - V_s = (r_t + R) \times I$$



Si $e > 0$ $r_d = 0$ donc $U_R = (e - V_s) \cdot \frac{R}{R + r_t}$ et $U_{AK} = 0$

Si $e < 0$ $r_d = \infty$ donc $U_R = 0$ et $U_{AK} = V \sin(\omega t)$ avec $\omega t \in [\pi, 2\pi]$

On néglige la tension de seuil si et seulement si $V \gg V_s$. Les figures 3.11a et 1.11b donne la tension donne la tension redressée dans les cas successifs où $e = 2 \sin(\omega t)$ et $e = 30 \sin(\omega t)$.

Si on néglige la tension de seuil. La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :



$$\langle U_R \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V \sin(\omega t) dt = \frac{V}{T\omega} [\cos(\omega t)]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{V}{\pi}$$

La tension inverse maximale aux bornes de la diode est égale à : $-V$

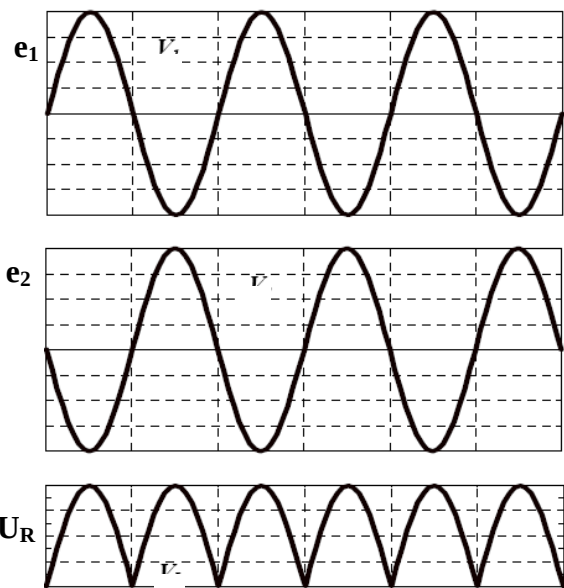
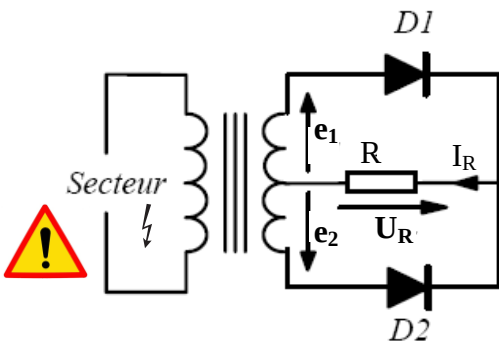
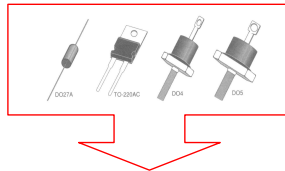
b) Redressement Double alternance

Pour que V_L s'approche un peu plus d'une tension co

➤ Montage à transformateur à point milieu !

$$e_1 = V_1 \sin(\omega t)$$

$$e_2 = V_2 \sin(\omega t)$$



Montage de transformateur à point milieu.

Si on prend le point milieu du transformateur comme référence, les tensions de sortie du transformateur e_1 et e_2 sont en opposition de phase. Pendant l'alternance positive de e_1 , e_2 négative, la diode $D1$ conduit et alimente la charge alors que la diode $D2$ est bloquée alors $U_R = e_1$. Pendant l'alternance négative de e_1 , e_2 positive, la diode $D1$ est bloquée alors que la diode $D2$ conductrice, alimente la charge $U_R = e_2$. La charge se trouve ainsi alimentée pendant les deux alternances.

La tension moyenne redressée en régime sinusoïdale, $V_1 = V_2 = V$, est donnée par :

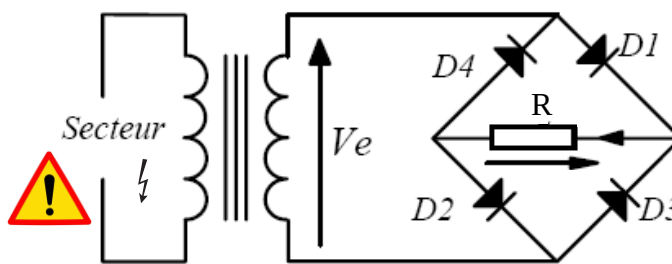
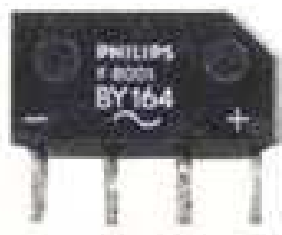
$$\langle U_R \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V \sin(\omega t) dt = \frac{2V}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{eff}}{\pi}$$

La tension inverse maximale aux bornes de la diode $D1$ est : $U_d = e_1 - e_2 = V_1 + V_2 = 2V$

La tension inverse maximale aux bornes de la diode $D2$ est : $U_d = e_2 - e_1 = V_2 + V_1$

➤ Montage avec pont de diodes !

Le montage précédant pour le redressement double alternance nécessite un transformateur à point milieu. Le montage ci-dessous est aussi un montage de redressement double alternance avec un simple transformateur et un pont à 4 diodes.



Montage à redressement double alternance.

Pendant l'alternance positive de V_e , les diodes D1 et D2 sont passantes et alimentent la charge ($U_R = V_e$), les diodes D3 et D4 sont bloquées. Pendant l'alternance négative de V_e , les diodes D3 et D4 sont passantes et alimentent la charge, ($U_R = -V_e$) les diodes D1 et D2 sont bloquées. Le résultat est que la charge est est la même que celle de l'**Erreur ! Source de renvoi introuvable.**

La tension moyenne redressée est la même que le montage précédent:

$$\langle U_R \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V \sin(\omega t) dt = \frac{2V}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{eff}}{\pi}$$

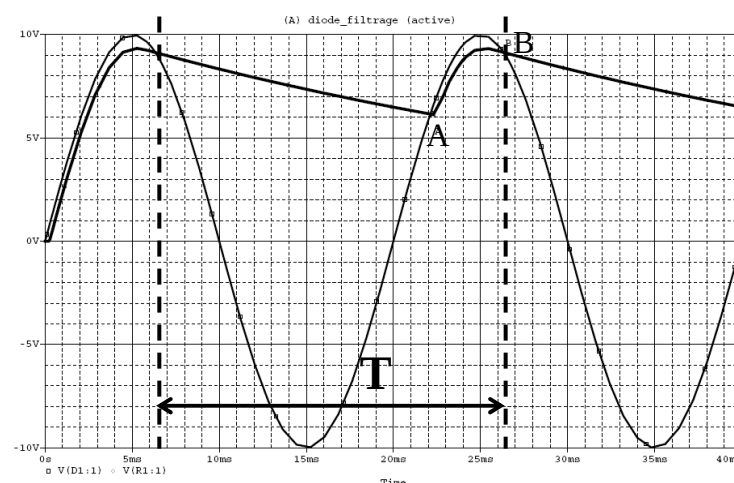
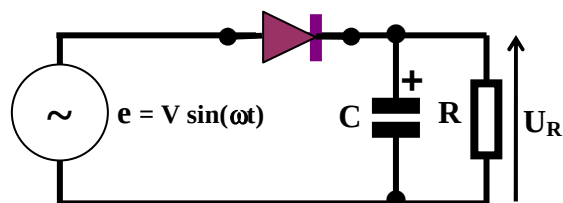
La tension inverse maximale aux bornes de chaque diode est :

$$U_d = -V_{e_{max}}$$

➤ Filtrage de la tension redressée...

La tension obtenue après redressement est unidirectionnelle, mais elle n'est pas continue. Le signal obtenu est périodique ; il contient une composante continue (la valeur moyenne du signal) et des harmoniques que l'on désire annuler. Autrement dit, on cherche à rendre la tension redressée avec moins d'ondulations.

Ceci est possible en mettant un condensateur en parallèle avec la charge par exemple.



Filtrage par condensateur en tête.

La charge du condensateur:

Dès que $V_A > V_s + V_K$ la diode est passante : le condensateur se charge rapidement à travers la résistance de la diode r_d car celle-ci est très inférieure à celle de la charge (R). On peut définir la constante de temps de charge $\tau_c = C \times r_d$. La tension crête atteinte aux bornes du condensateur est égale à $V - V_{AK}$. On admet que la résistance de la charge est assez grande pour pouvoir négliger le courant de décharge dans R devant le courant de charge.

On constate donc que pendant la quasi-totalité du temps, la diode est passante entre les points A et B et donc le condensateur se charge pendant toute cette période.

La décharge du condensateur:

Dès que $V_A < V_K$, le générateur est isolé de la charge par la diode qui est bloquée. Le condensateur se décharge dans R avec une constante de temps $\tau_d = RC$. La qualité du filtrage est d'autant meilleure que le



courant de décharge est faible : il faut utiliser des condensateurs de capacité élevée pour obtenir une constante de temps de décharge aussi élevée que possible.

Ondulation résiduelle:

La tension U_R n'est pas tout à fait continue, elle comporte une ondulation d'amplitude ΔU_R qui est d'autant plus faible que la valeur de C est élevée.

Déterminons la valeur de ΔU_R et la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge $\langle U_R \rangle$.

L'équation de U_R pendant la décharge du condensateur est $U_R = V \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$. Si on néglige la tension de seuil, à l'instant $t=B$ $U_R=V$ et on note V_1 la valeur de U_R à l'instant $t=A$. On obtient :

$$\Delta U_R = \frac{1}{2}(V - V_1)$$

Si la valeur de C est importante, la décharge du condensateur dure quasiment toute la période T et on aura :

$$V_1 = V e^{-\frac{T}{RC}} \text{ et donc : } \Delta U_R = \frac{1}{2}V(1 - e^{-\frac{T}{RC}})$$

D'autre part on sait que : $\frac{T}{RC} \gg 1 \quad \Rightarrow \quad -\frac{T}{RC} \ll 1$

Donc on peut écrire : $e^{-\frac{T}{RC}} = 1 - \frac{T}{RC} \quad \Rightarrow \quad \Delta U_R = \frac{1}{2}V \frac{T}{RC} \quad \Rightarrow \quad \Delta U_R = \frac{V}{2RC \cdot f}$

Et la valeur moyenne de la tension U_R est donnée par :

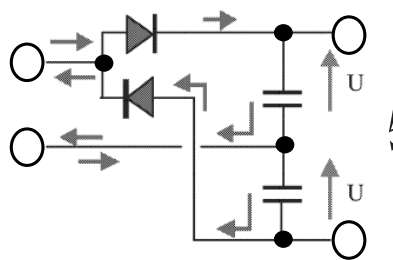
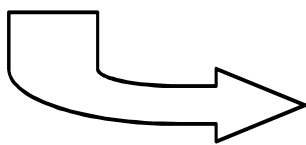
$$\langle U_R \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V dt - \frac{1}{T} \int_0^T \Delta U_R dt = V - \Delta U_R$$

Généralement R n'est pas connue, et c'est plutôt le courant moyen I_R fournie par l'alimentation ainsi obtenue qui permet de l'identifier. Sachant que U_R est voisine de V , on peut écrire $V = R I$ Donc : $R = \frac{V}{I_R}$

Donc on obtient : $\Delta U_R = \frac{I_R}{2C \cdot f}$ et $\langle U_R \rangle = V - \frac{I_R}{2C \cdot f}$

Dans le cas où U_R est une tension redressée à double alternance, la décharge se fait sur une demi période de e , d'où : $\Delta U_R = \frac{1}{2}V(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}) \quad \Rightarrow \quad \Delta U_R = \frac{V}{4RC \cdot f} = \frac{I_R}{4C \cdot f}$

III.2.2. Doubleur de tension



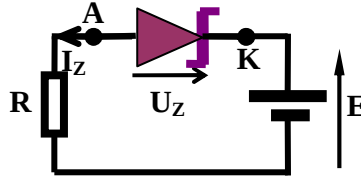
Montage à doubleur de tension.

III.3. Diodes spéciales :

III.3.1. Diode Zener :

Plus fortement dopée que les diodes conventionnelles, un champ électrique relativement faible devient déjà suffisamment intense pour que les liaisons de covalence s'affaiblissent et se rompent. Les porteurs de charges (des éléments de dopage) ainsi libérés sont assez nombreux pour que le courant augmente brutalement et que la tension aux bornes de la diode ne varie pratiquement plus. C'est ce qui est appelé l'effet Zener.

a) Caractéristique courant-tension d'une diode Zener :

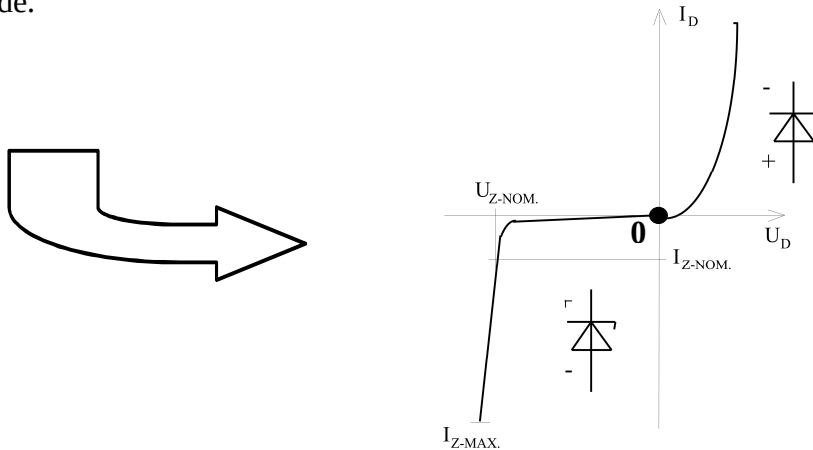


Diode zener Polarisée inverse.



La caractéristique directe de la diode Zener est identique à celle d'une diode normale. La différence réside dans sa caractéristique inverse.

La tension aux bornes de la diode Zener reste constante quel que soit le courant inverse qui circule dans la diode. Cette tension dite tension de claquage U_Z ou V_b (breakdown voltage) reste importante pour les diodes à usage général (quelques centaines de Volts), sa valeur est précisée par les constructeurs pour chaque type de diode.



Caractéristique courant-tension de la diode Zener.

La caractéristique tension - courant d'une diode Zener montre ces phénomènes.

$$I_Z = f(U_Z)$$

Dans le sens direct :

La diode Zener se comporte comme une diode conventionnelle.

$U_Z \approx 0,6V$. Et le courant maximum direct dépend du circuit externe à la diode.

Dans le sens inverse :

La diode présente une résistance très petite dès que la tension de claquage, ou tension Zener, est atteinte.

La diode est dans ce cas en conduction inverse, et il est impératif de limiter le courant dans celle-ci, avec une résistance en série, par exemple.

Dans ce cas, $U_Z \approx U_{ZNOM}$ (si $I_{ZMIN} < I_Z < I_{ZMAX}$)

Nous pouvons également établir la valeur de la résistance interne que la diode présente au circuit. Nous parlons de résistance interne dynamique, qui se calcule selon la formule :

$$R_{IZ\ DYN} = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$$

Si la tension inverse redescend en dessous de la valeur Zener, la diode se bloque à nouveau.

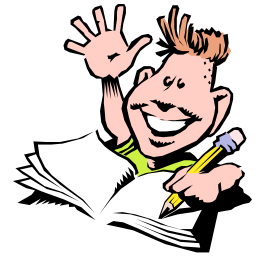
Les diodes Zener sont fabriquées pour être utilisées en inverse dans la zone d'avalanche. Dans ce cas, la tension à ses bornes reste égale à U_Z quel que soit le courant I_Z qui la traverse. On l'appelle diode stabilisatrice de tension. Evidemment, une Zener polarisée en direct fonctionne comme une diode normale.

b) Principales caractéristiques des diodes Zener:

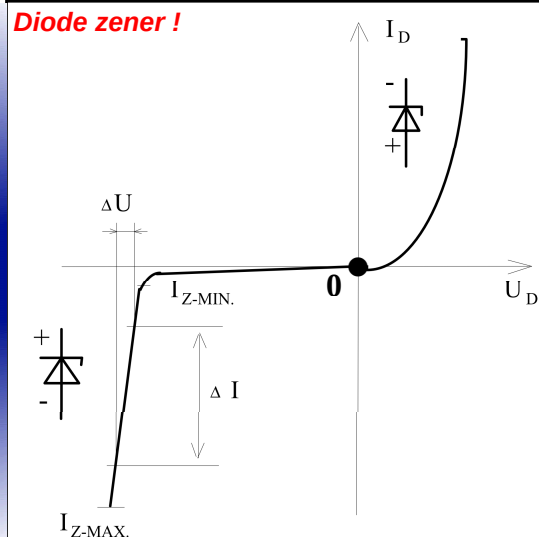
Nous pouvons repérer le fonctionnement de la diode Zener, avec ses limites, sur la courbe caractéristique de " $I_Z = f(U_Z)$ " de la diode Zener.

Nous avons vu que la valeur Zener nominale U_{ZNOM} est donnée pour un courant Zener nominal I_{ZNOM} . La diode Zener présente une valeur de résistance interne dynamique très faible dans la zone de fonctionnement. En d'autres termes, pour une petite variation de la tension U_Z ($=\Delta U_Z$),

la diode modifie fortement le courant $\longrightarrow I_Z (= \Delta I_Z)$.



Diode zener !



$$R_{IZ} = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \approx 0,1\Omega \text{ à } 1\Omega$$

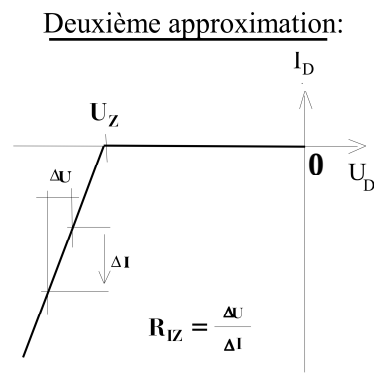
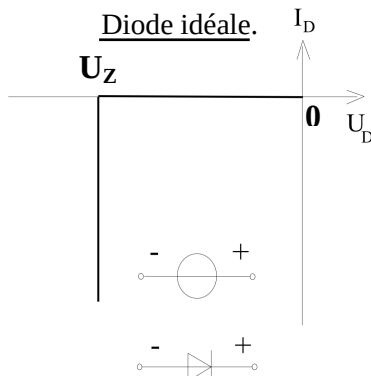
Enfin, en connaissant la puissance maximale que peut dissiper la diode, nous pouvons calculer le courant Zener maximal qui peut traverser la diode.

De la puissance maximale P_{ZMAX} . Nous tirons le courant Zener maximum I_{ZMAX} .

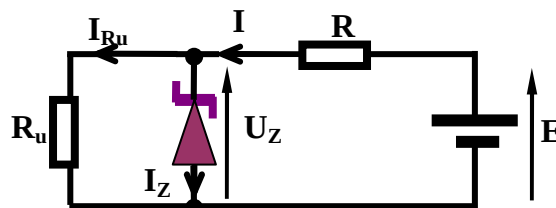
$$I_{ZMAX} = \frac{P_{ZMAX}}{U_{ZNOM}}$$

De plus, il est possible de déterminer, comme pour les diodes conventionnelles, une valeur de résistance interne de la diode, soit de manière statique R_{IZ_STAT} , soit de manière dynamique R_{IZ_DYN} , en fonction des besoins.

Ce dernier point nous amène à considérer la diode Zener selon la même technique d'approximation utilisée pour les diodes conventionnelles :



c) Principales utilisations : (stabilisation de la tension).



Stabilisation de la tension à l'aide d'une diode Zener.

Les diodes Zener sont utilisées pour leur propriété de maintenir une tension constante à leurs bornes : Les circuits de stabilisation de tension ou "régulateur Zener" ou les circuits générateurs de tension de référence. Le schéma est toujours semblable et consiste à relier une résistance en série avec la Zener et de se connecter aux bornes de celle-ci pour obtenir une tension fixe.



Avec le montage de la figure ci-dessus, on va essayer de stabiliser la tension aux bornes la charge R_U à l'aide d'une diode Zener ($V_Z = 6V$). Pour les faibles valeurs de E , la diode Zener reste bloquée, la tension U_{RU} aux bornes de R_U sera calculée comme si la diode Zener était absente. Dès que U_{RU} dépasse V_Z , la diode Zener conduit et U_{RU} reste égale à V_Z .

Pour : $V_Z < 6V$ $I_Z = 0$

$$U_{Ru} = \frac{R_u}{R_u + R} E \quad \text{et} \quad I = I_{Ru} = \frac{E}{R_u + R}$$

pour $V_Z \geq 6V$ $U_{Ru} = V_Z = 6V$

$$I_{Ru} = \frac{V_Z}{R_u} \quad I = \frac{E - V_Z}{R} \quad \text{et} \quad I_Z = I - I_{Ru}$$

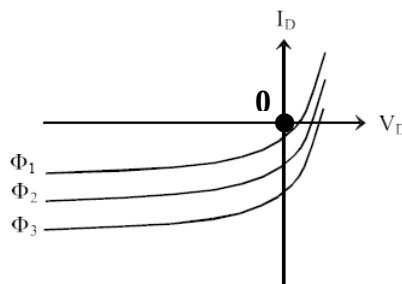
Tant que la diode Zener est bloquée, la tension U_{Ru} aux bornes de la charge n'est pas stabilisée. Tout se passe comme si la diode Zener n'était pas là. Dès que la diode Zener conduit, la tension aux bornes de la charge est stabilisée à la valeur V_Z , le courant dans la charge R_u reste égal à V_Z/R_u , et c'est le courant I_Z qui circule dans la diode Zener qui varie pour compenser les variations de I .

III.3.2. La photodiode.



Constitution et caractéristiques de fonctionnement Sous polarisation inverse, le courant circulant dans une jonction PN classique est très faible. Dans ce cas en effet, les porteurs électriques, électrons et trous, attirés respectivement par l'électrode de polarité contraire s'éloignent de la jonction. Il se crée ainsi une zone isolante vide de porteur appelée zone de déplétion.

La photodiode est conçue pour permettre la réception du flux lumineux. Lorsque la longueur d'onde λ du rayonnement est inférieure au seuil photoélectrique λ_s du matériau constituant la jonction, il se forme des paires électrons trous dans la zone de déplétion qui contribuent à la création d'un courant inverse. Ainsi le courant circulant dans une photodiode polarisée en inverse est proportionnel au flux lumineux reçu ; il est pratiquement indépendant de la tension de polarisation. On améliore les performances d'une photodiode en insérant une couche de semi-conducteur intrinsèque (non dopée) entre les couches P et N ; la structure est appelée PIN. Les courbes caractéristiques d'une photodiode en fonction du flux sont reproduites ci-dessous.



Courbes caractéristiques d'une photodiode en fonction du flux incident.

Modes d'utilisation:

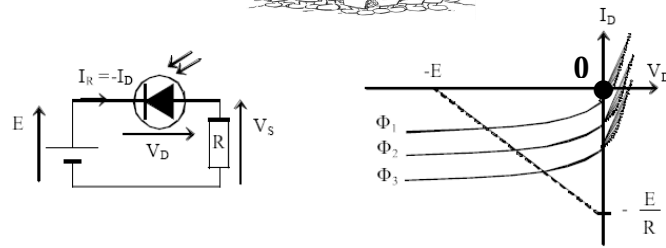
Nous pouvons considérer deux modes d'utilisation selon que l'on polarise ou non la photodiode par une tension externe.

En mode photoconducteur: une source de tension E polarise la photodiode en inverse. Le courant I_R proportionnel au flux est converti en tension par la résistance R .

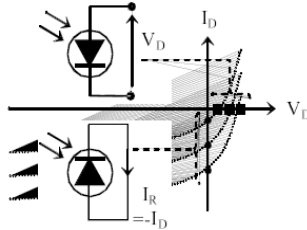
En mode photovoltaïque: aucune source externe de polarisation n'est utilisée. La photodiode fonctionne en convertisseur d'énergie. Elle est alors équivalente à un générateur autonome. On mesure soit la tension en circuit ouvert soit le courant de court circuit.

Nota:

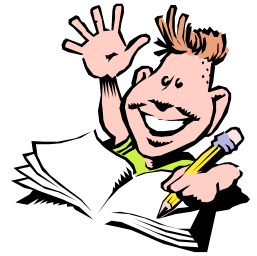
*le mode photoconducteur étant plus linéaire et plus rapide, il est adapté pour réaliser la mesure du flux lumineux. Sous **polarisation inverse**, la photodiode délivre un courant proportionnel à l'intensité de la lumière incidente.*



Photodiode utilisée en mode photoconducteur



Photodiode utilisée en mode photovoltaïque



III.3.3. Diode VARICAP.

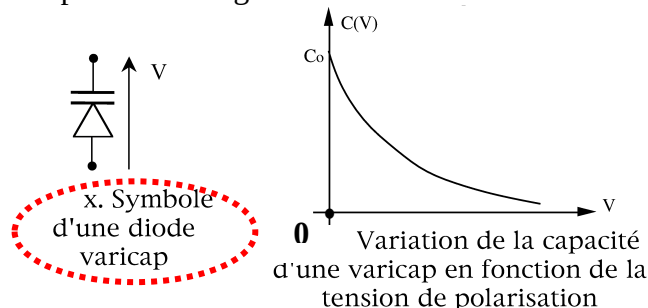
La diode varicap doit être polarisée en inverse. Elle présente dans ce cas une capacité qui décroît avec la tension selon une loi approchée du type :

$$C = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V}{V_0}\right)^n}$$

C_0 et V_0 sont des constantes.

L'exposant $n=0.5$ est valable pour les diodes varicap de type planar-épitaxial.

Le graphe de cette fonction est représenté en figure ci-dessous.



Ordre de grandeur des valeurs courantes rencontrées : $V_{\min} < V < V_{\max}$

$$V_0=0.7V ; V_{\min}=2V ; V_{\max}=20V ; C_0=30pF$$

La diode varicap est utilisée dans de nombreuses applications radiofréquences. Elle sert notamment à réaliser des oscilloscopes à fréquences variables (VCO).

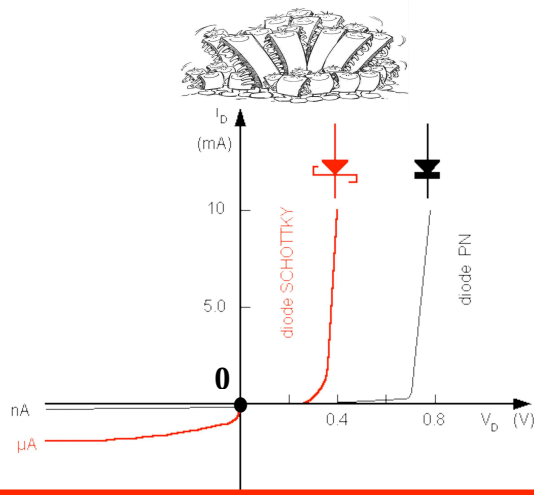
III.3.4. Diode à faible capacité:

La jonction PN polarisée en inverse se comporte comme une capacité. Cette capacité parasite de la diode perturbe son fonctionnement en haute fréquence. Pour réduire la capacité on diminue la surface de la jonction (diode à pointe d'or ou à micro-jonction). La capacité ainsi obtenue est une fraction de picofarad.

III.3.5. Diode Schottky:

Une **diode Schottky** est une diode qui a un seuil de tension V_S très bas et un temps de réponse très court.

La diode Schottky est réalisée à partir d'une jonction métal-semiconducteur. Elle doit sa popularité à son faible seuil de tension directe et à sa rapidité de commutation. Ces particularités la destinent en priorité à la détection des signaux radiofréquence. La figure x établit la comparaison entre la courbe caractéristique d'une diode Schottky et celui d'une jonction PN classique.



Comparaison des caractéristiques d'une diode Schottky et d'une jonction PN

On constate les différences suivantes :

- La tension de seuil d'une diode Schottky (0.3V) est plus faible que celui d'une jonction PN (0.6V).
- Le courant inverse de la jonction PN est plus faible que celui de la diode Schottky.

III.3.6. LED (Light Emitting Diode) – diode électroluminescente:



On appelle électroluminescence l'émission d'un rayonnement lumineux due à une excitation électronique dans un matériau. Dans le cas d'une diode électroluminescente (LED), il s'agit de l'émission spontanée de lumière provoquée par l'injection des électrons à travers une jonction PN particulière polarisée en direct. Les semi-conducteurs utilisés pour réaliser la conversion de l'énergie électrique en énergie lumineuse sont

souvent des composés à base de gallium. La tension de seuil d'une LED est supérieure à celle d'une diode classique (environ 1,6 V pour de l'arséniure de gallium). Elle est en relation directe avec l'énergie (donc la fréquence) du photon émis.

Dès son développement dans les années 1970 la LED a révolutionné le monde de l'affichage lumineux. Ce succès est dû à une très bonne fiabilité, une faible consommation électrique et une grande facilité d'emploi.

Les nombreuses applications des LED concernent principalement :

- les voyants, témoins et indicateurs lumineux ;
- les afficheurs et les panneaux de signalisation ;
- les télécommandes infrarouges ;
- les émetteurs optiques pour transmission par fibre optique ;
- les optocoupleurs qui assurent une transmission avec isolation galvanique ;
- l'éclairage ;
- les fourches et capteurs optiques, les détecteurs de passage ...

a) Caractéristiques électriques principales d'une LED:

La LED a un comportement électrique sensiblement identique à celui d'une jonction PN. Son seuil de conduction V_s est cependant plus élevé et dépend de la longueur d'onde lumineuse dominante (1,2 à 2V).

Les autres caractéristiques électriques importantes sont :

- le courant direct moyen qu'elle peut supporter en permanence. Il est compris entre 10 et 50 mA pour une LED à usage général ;
- le courant direct crête qu'elle peut supporter en régime impulsif ;
- la tension inverse maximale V_{Rmax} admissible sans dommage. Vis à vis de la tension inverse, la LED est plus fragile qu'une jonction PN et la limite courante de V_{Rmax} est de -5 volts.

b) Caractéristiques optiques:

En pratique, les trois caractéristiques optiques que l'on doit prendre en compte pour choisir une LED sont :
La couleur liée à la longueur d'onde dominante du spectre d'émission lumineuse. On trouve des LED à usage général dans les teintes bleue, verte, jaune, orange, rouge et proche infra rouge. On construit actuellement des LED à émission ultraviolette ($\lambda = nm$) et à spectre blanc.



IV) Transistors bipolaires et circuits à transistors.

IV.1. Introduction:

Malgré la suprématie actuelle des transistors MOS dans les circuits intégrés à très large échelle d'intégration (Very Large Scale Integration, VLSI : 10'000 à plus de 100'000 transistors par circuit), le transistor bipolaire reste très utilisé dans les circuits à composants discrets ou les circuits intégrés qui exigent :

- ❖ des courants de sortie élevés (étage de sortie) ;
- ❖ une grande vitesse de commutation (circuits logiques ultrarapides) ;
- ❖ un gain de tension élevé ;
- ❖ un faible bruit (préamplificateurs) ;
- ❖ la réalisation de fonctions linéaires à hautes performances.

Le transistor bipolaire à jonction (ou BJT, pour "Bipolar Junction Transistor") est un composant électronique actif, c'est-à-dire un composant qui est capable de transformer un signal électrique et d'amplifier sa puissance. La puissance électrique injectée est délivrée par les sources d'alimentation.

Le transistor bipolaire porte son nom en raison de son fonctionnement lié aux deux types de porteurs libres, les électrons et les trous. C'est un dispositif à semi-conducteur présentant trois couches alternées N, P et N pour un transistor NPN ou P, N et P pour un transistor PNP.

La couche médiane est la base. Les deux couches externes sont l'émetteur et le collecteur.

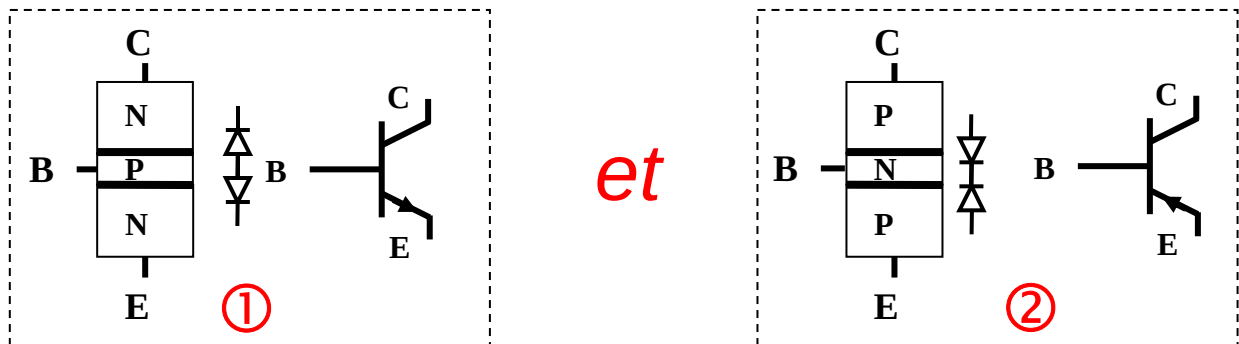


Fig 4. 1 Représentation d'un BJT

L'intégration d'un transistor sur un cristal de silicium correspond ainsi à la juxtaposition d'une jonction np (base-émetteur) et une jonction pn (base-collecteur). Grâce à la polarisation positive de la jonction BE, on rend conductrice cette dernière et les électrons se déplacent de l'émetteur vers la base. Cependant, comme le champ électrique créé par la tension positive du collecteur est très élevé, presque tous les électrons émis sont collectés par ce dernier. Le courant de base est alors 100 à 500 fois plus faible que les courants de collecteur et d'émetteur. La jonction base-émetteur travaille donc comme une jonction conductrice alors que la jonction collecteur-base est polarisée en sens inverse. Le courant de collecteur correspond alors au courant de saturation inverse de la jonction.

Le transistor **NPN** est constitué par :

- Une couche N, fortement dopée constituant l'émetteur.
- Une couche P, très mince et faiblement dopée constituant la base.
- Une couche N, faiblement dopée constituant le collecteur.

Le transistor **PNP** est constitué par :

- Une couche P, fortement dopée constituant l'émetteur.
- Une couche N, très mince et faiblement dopée constituant la base.
- Une couche P, faiblement dopée constituant le collecteur.

IV.2. Fonctionnement d'un BJT – Effet transistor:

En l'absence de polarisation, les porteurs majoritaires diffusent de part et d'autre des deux jonctions PN, provoquant la création de deux zones dépeuplées (de déplétion) où règnent deux champs E_i qui s'opposent à la diffusion et engendrent une situation d'équilibre.

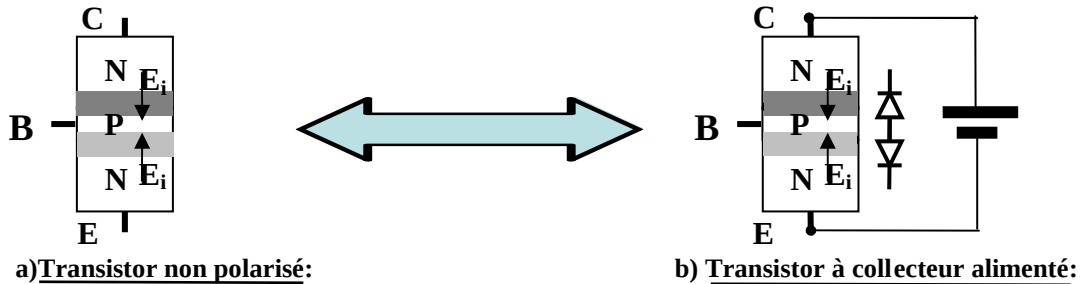


Fig 4. 1 Transistor avec et sans polarisation

Si on applique une tension entre le collecteur et l'émetteur de telle sorte que la jonction C-B soit polarisée en inverse, sa zone dépeuplée devient plus large, aucun courant ne circule entre le collecteur et l'émetteur.

Maintenant, en appliquant une deuxième source entre la base et l'émetteur, la jonction B-E se trouve polarisée en direct, la zone de déplétion qui l'entourait disparaît et un courant direct circule entre la base et l'émetteur, on l'appelle le courant de base I_B .

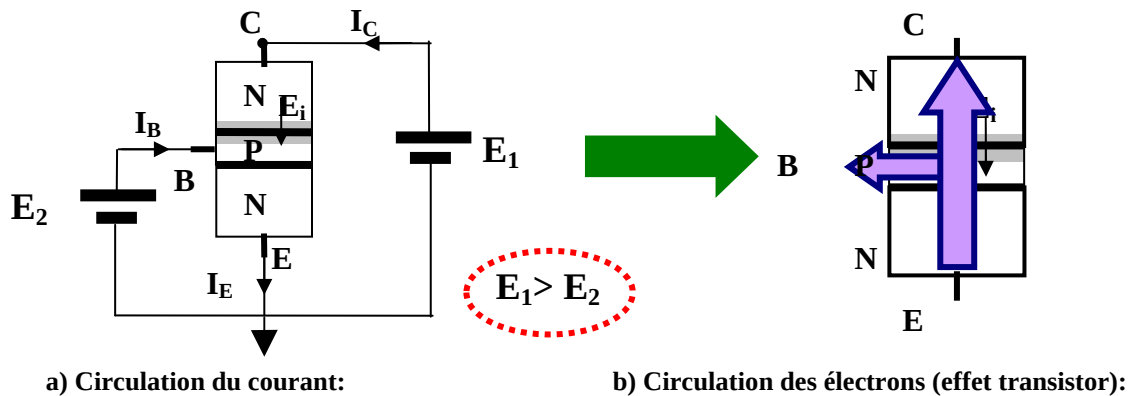


Fig 4. 2 Transistor NPN polarisé (Emetteur commun)

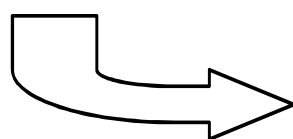
L'**émetteur fortement dopé N** injecte un grand nombre d'électrons dans la base (diffusion des porteurs majoritaires), ces électrons ne vont pas tous être récupérés par le circuit extérieur, car, comme la base est **très mince**, un grand nombre d'entre eux vont se trouver au voisinage de la jonction B-C.

Pour la jonction B-C, les électrons du côté de la base constituent les porteurs minoritaires dont le passage côté collecteur est fortement encouragé par le champ important qui règne autour de cette jonction. Il en résulte la circulation d'un courant important entre le collecteur et l'émetteur à travers la base, ce phénomène est appelé: **Effet transistor !**



Relation importante :

Le courant de l'émetteur est noté I_E , celui de la base est noté I_B et celui du collecteur est noté I_C . Ces trois courants obéissent aux relations suivantes :



$$\begin{aligned} I_E &= I_B + I_C \\ I_C &= \alpha I_E \\ I_C &= \beta I_B \end{aligned}$$

Le rapport α (hfb dans les ouvrages anglophones) entre I_C et I_E est compris entre 0.95 et 0.999. On considère souvent $I_C = I_E$. Par contre le rapport β (hfe dans les ouvrages anglophones) entre I_C et I_B est très important



(souvent entre 10 à 500, voire 1000, selon le modèle de transistor), il est appelé "Bêta" le gain en courant du transistor, ce gain n'a pas d'unité.

Conclusion :

Le transistor est un composant électronique géré par la relation $I_C = \beta I_B$. Celle-ci se traduit par : Une faible variation du courant de base (I_B) entraîne une variation importante du courant de collecteur (I_C). D'où son utilisation massive en amplification.

Des relations précédentes du transistor on peut écrire :

$$\boxed{\frac{I_C}{\alpha} = \frac{I_C}{\beta} + I_C} \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\beta} + 1} \quad \rightarrow \quad \boxed{\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}}$$

Exemple : Quelle est l'intensité du courant émetteur dans un circuit de transistor où les courants de base et de collecteur sont, respectivement, égaux à $10^4 \mu A$ et 0.4 A ? Quelles sont alors les valeurs des coefficients α et β .



Remarque importante :

En réalité, le fonctionnement du transistor est légèrement plus complexe, il faut tenir compte des courants inverses des jonctions. Si la base n'est pas polarisée, le courant entre le collecteur et l'émetteur n'est pas tout à fait nul, mais il a une faible valeur, on le note I_{CEO} (ou I_{CO}). De la même façon si on laisse l'émetteur ouvert et l'on polarise la jonction C-B en inverse, elle est traversée par un courant inverse qui sera noté I_{CBO} .

La relation :

$$I_C = \beta I_B$$

Devient :

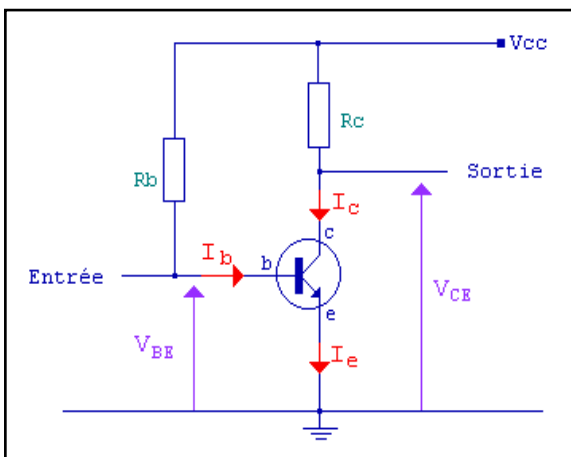
$$I_C = \beta I_B + I_{CEO},$$

Avec,

$$I_{CEO} = \beta I_{CBO}.$$

IV.3. Caractéristiques du transistor BJT:

Les caractéristiques de transfert du transistor sont définies à partir du montage à émetteur commun (NPN).



La polarisation en entrée définit la droite d'attaque :

$$I_B = \frac{E_1 - V_{BE}}{R_b}$$

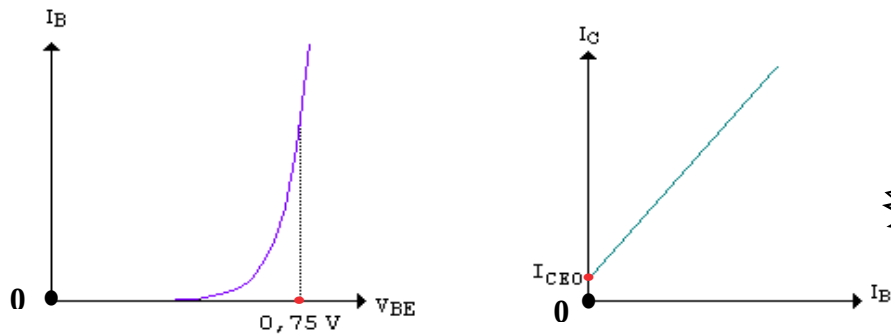
La polarisation en sortie définit la droite de charge :

$$I_C = \frac{E_2 - V_{CE}}{R_c}$$

Dans ce montage, la base est polarisée par la résistance désignée R_b . Le potentiel de la base est d'environ 0.7 V, car l'émetteur est à la masse et la jonction base-émetteur équivaut à une diode passante.

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

L'entrée est caractérisée par les deux grandeurs I_B et V_{BE} , et la sortie par les grandeurs I_C et V_{CE} , soit : quatre variables.



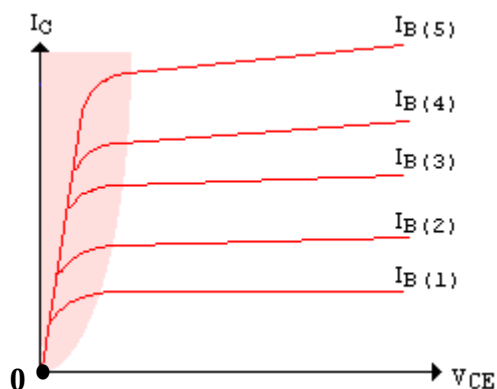
Caractéristiques d'entrée (à gauche) et de transfert (à droite) du transistor.

La **caractéristique d'entrée** du transistor correspond à la relation $I_B = f(V_{BE})$, V_{CE} étant constante. Cette caractéristique, on le constate, ressemble beaucoup, et pour cause, à celle d'une diode : en effet, la jonction base-émetteur du transistor équivaut à une jonction de diode.

La **caractéristique de transfert** est définie par la relation $I_C = f(I_B)$, V_{CE} étant constante.

La caractéristique de transfert est une droite; on se souvient, nous l'avons vu plus haut, que le courant de collecteur I_C est proportionnel au courant de base I_B , le facteur β étant appelé **gain en courant**. On peut donc dire que le transistor se comporte comme un générateur de courant commandé (ou "pilote") par un courant.

On notera que l'origine de la droite ne passe pas par 0, mais par une valeur notée I_{CEO} , qui correspond au courant de fuite (*leakage current*, en anglais), courant circulant dans le collecteur. Cette valeur étant généralement très faible, on pourra le plus souvent la négliger.



La **caractéristique de sortie** du transistor (figure ci-dessus) correspond à la relation $I_C = f(V_{CE})$, I_B étant constant. Dans la pratique, on trace plusieurs caractéristiques pour différentes valeurs de I_B (ou V_{BE}). La zone "grisée" correspond à la zone de **saturation**: quand la tension V_{CE} diminue pour devenir très faible, la jonction collecteur-base cesse d'être polarisée en inverse, et l'effet transistor décroît alors très rapidement. L'autre partie du graphe montre que le courant de collecteur I_C dépend très peu de la tension V_{CE} : nous avons là la caractéristique d'un générateur de courant.

Les trois caractéristiques que nous venons de voir (entrée, transfert, sortie), sont généralement regroupées sur un graphique comme celui de la figure ci-dessus. Ce graphique facilite le calcul de la valeur des résistances de base R_b et de collecteur R_c , nécessaires à la polarisation du transistor.

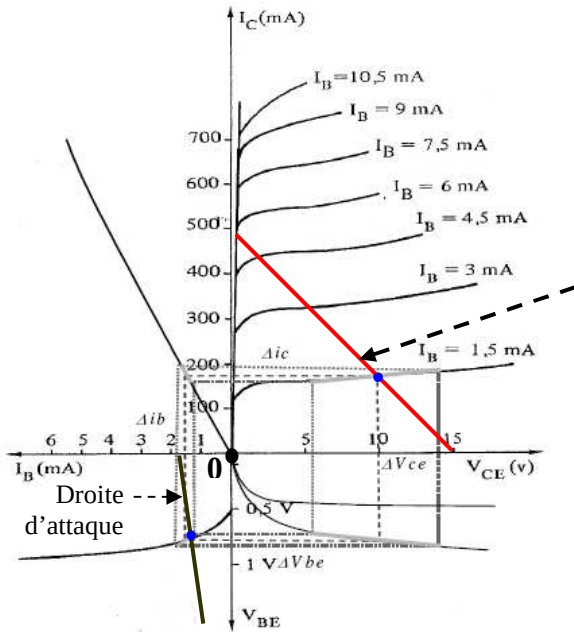
Il faut savoir que le transistor a deux modes de fonctionnement :



Linéaire : on a la relation de proportionnalité du courant I_C en fonction de I_B :

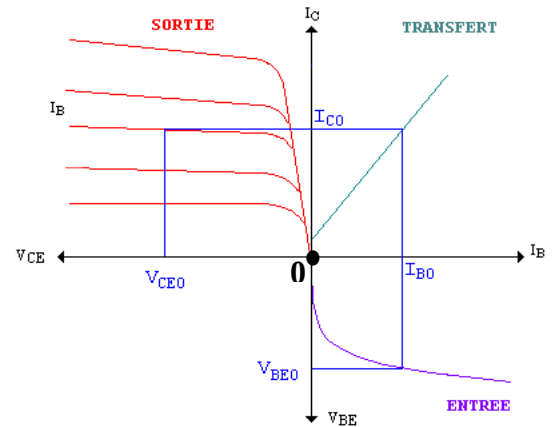
Non linéaire : où lorsque l'on augmente le courant I_B le courant I_C n'évolue plus. On dit que le transistor est saturé.

Lorsque le courant I_B devient nul le courant I_C l'est aussi. On dit alors que le transistor est bloqué.



Droite de charge

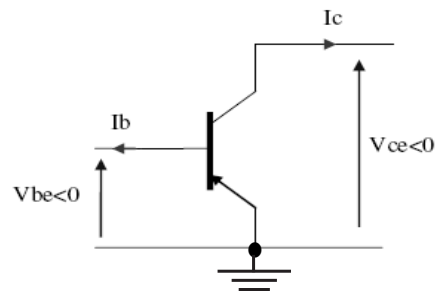
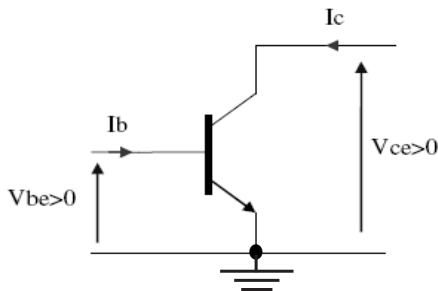
ou



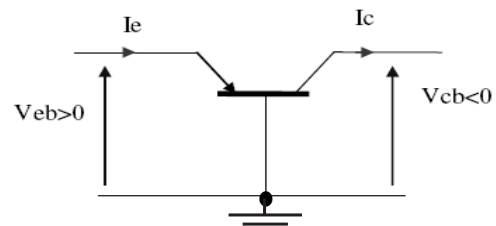
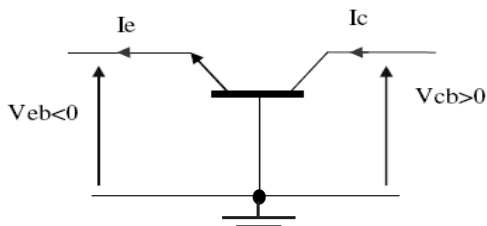
IV.4. Montage universel du transistor:

Un transistor possède, on l'a vu, trois connexions, ou "pattes". On procède toujours (ou presque) de manière à ce qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, d'où trois montages possibles:

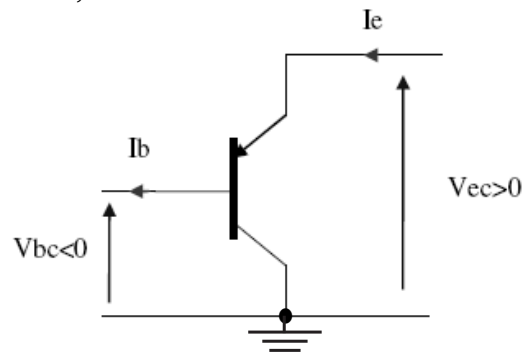
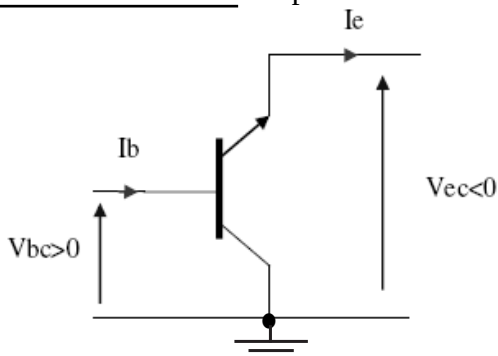
➤ **En émetteur commun** : la patte commune est l'émetteur, l'entrée est la base et la sortie le collecteur



➤ **En base commune** : la patte commune est la base, l'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur



➤ **En collecteur commun** : la patte commune est le collecteur, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur



Le montage "Emetteur Commun" est sans aucun doute le montage le plus fondamental ; Il réalise la fonction "Amplification" essentielle en électronique.



Le montage en collecteur **commun** présente une faible amplification, mais une impédance de sortie faible ce qui permet d'utiliser ce montage avec les faibles charge (impédance faible).

IV.4.1. Polarisation du transistor:

Polariser le transistor c'est le faire conduire à l'aide d'une alimentation continue et un circuit de polarisation pour le mettre dans un état donné par (I_B , I_C , V_{CE})

Le fonctionnement normal du transistor est conditionné par la polarisation directe de la jonction B-E, ce qui engendre un courant I_B dans la base et un courant $I_C = \beta I_B$ dans le collecteur. L'état du transistor est caractérisé par le point de fonctionnement correspondant au couple (V_{CE} , I_C).

IV.4.2. Polarisation par une résistance de base:

A partir de la maille d'entrée on détermine l'expression du courant de base I_B :

On sait que : $I_E = I_C + I_B$ et $I_C = \beta I_B$

Donc :
$$I_B = \frac{E_1 - 0.7}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$
 et comme β est généralement supérieur à 50, on peut écrire :

$$I_B = \frac{E_1 - 0.7}{R_B + \beta \cdot R_E}$$

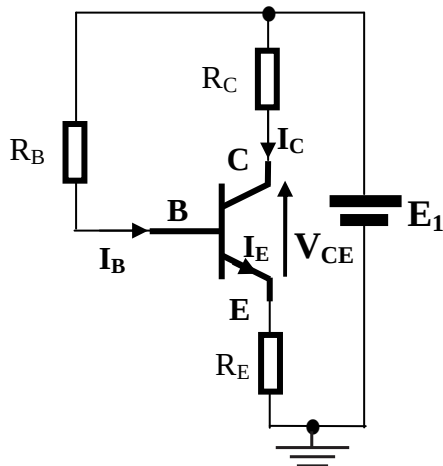


Fig 4. 3 Polarisation par résistance de base.

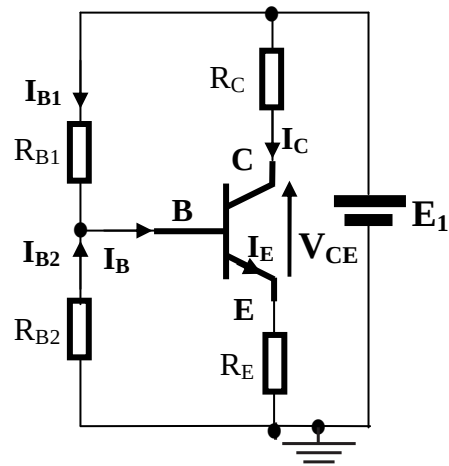


Fig 4. 4 Transistor polarisé par un pont.

La maille de sortie nous permet d'obtenir la tension V_{CE} :

Et comme: $I_C \approx I_E$ (I_B très faible), nous obtenons alors :

$$V_{CE} = E_1 - R_C I_C - R_E I_E$$

$$V_{CE} = E_1 - I_C(R_C + R_E)$$

Application numérique: —————> Retrouvez le point de fonctionnement pour:

$$E_1 = 12V, \beta = 50, R_B = 1M\Omega, R_E = 2k\Omega \text{ et } R_C = 5k\Omega.$$

IV.4.3. Polarisation par pont:

La base est polarisée par un "pont" constitué de deux résistances: —————> R_{B1} et R_{B2}

Au point **B**, nous pouvons écrire :

$$I_B = I_{B2} + I_{B1}$$



$$I_B = -\frac{V_B}{R_{B2}} + \frac{E_1 - V_B}{R_{B2}} \quad \Rightarrow \quad V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} E_1 - \frac{R_{B2} \cdot R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} I_B$$

Et nous avons :

$$V_E = R_E (I_B + I_C) = R_E I_B (1 + \beta)$$

D'autre par nous avons :

$$V_{BE} = V_B - V_E = 0.7$$

Donc :

$$\frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} E_1 - \frac{R_{B2} \cdot R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} I_B - R_E I_B (1 + \beta) = 0.7$$

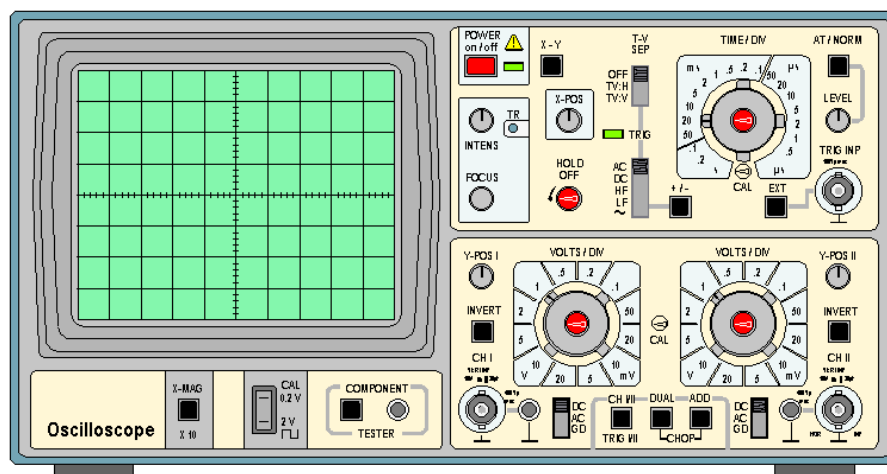
$$I_B = \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} E_1 - 0.7}{\frac{R_{B2} \cdot R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} + R_E (1 + \beta)}$$

Ici, le courant I_C du collecteur est donné par :

$$I_C = \beta I_B$$

Comme précédemment la tension V_{CE} est donnée par :

$$V_{CE} = E_1 - I_C (R_C + R_E)$$





IV.5. Transistor bipolaire en commutation:

On considère un transistor branché en émetteur commun avec une polarisation par résistance de base R_B . Un inverseur permet de relier la résistance R_B soit au générateur E soit à la masse.

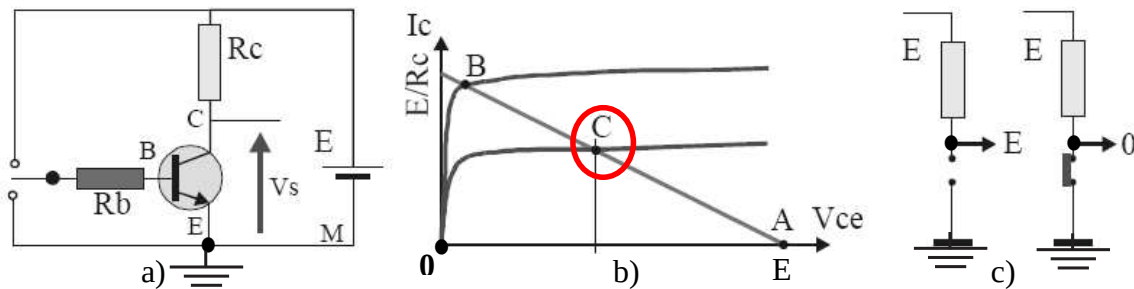


Figure 4.5

Les équations des droites d'attaque et de charge (figure 4.5-b) sont :

$$V_{BE} = E - R_B \cdot I_B (\approx 0,6 \text{ V}) \implies I_B = (E - V_{BE})/R_B \approx E/R \quad \text{et} \quad V_{CE} = E - R_C \cdot I_C$$

On peut en déduire la position du point de fonctionnement du montage en fonction de l'intensité du courant base. La tension de sortie est: $V_{CE} = V_s$

- En régime amplificateur, on place le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge (point C). La relation $I_C \approx \beta I_B$ permet de déduire le courant collecteur de la valeur du courant base et $0 < V_s < E$.
- Si le courant base est nul, le courant collecteur est nul ($I_C \approx \beta I_B$) et $V_s = E$ (point A). *Le transistor est bloqué.*
 - La base contient alors un excès de porteurs minoritaires.
- Si le courant base est très intense, le courant collecteur est élevé mais il ne peut dépasser la valeur $I_{C\text{Max}} = E/R_C$: quand on fait croître I_B au-delà de la valeur $I_{B\text{Max}} = E/\beta \cdot R_C$, la tension V_{CE} devient très faible (point B). Elle est comprise entre 20 mV et 200 mV selon l'intensité du courant base.

– La base est alors saturée en porteurs majoritaires et la relation $I_C \approx \beta \cdot I_B$ n'est plus valide.

La jonction base collecteur est alors polarisée en direct ($V_{BC} = V_{BE} + V_{EC}$ est voisin de $0,6 \text{ V} - 0,2 \text{ V} = 0,4 \text{ V}$). On dit que le transistor est saturé.

Cette condition est satisfaite quand la valeur de la résistance de base R_B est inférieure à $\beta \cdot R_C$. Pour un transistor saturé, on a :

$$R_B < \beta \cdot R_C$$

$$V_s \approx 0$$

$$I_C \approx E/R_C$$

Un transistor fonctionne en régime de commutation quand son courant base est soit très faible (transistor bloqué) soit très intense (transistor saturé). Vis-à-vis du générateur et de la résistance de collecteur, le transistor saturé se comporte comme un interrupteur fermé et le transistor bloqué comme un interrupteur ouvert (voir la figure 4.5-c). Dans ce type de fonctionnement, la puissance $P = V_{CE} \cdot I_C$ dissipée dans le transistor est toujours faible.

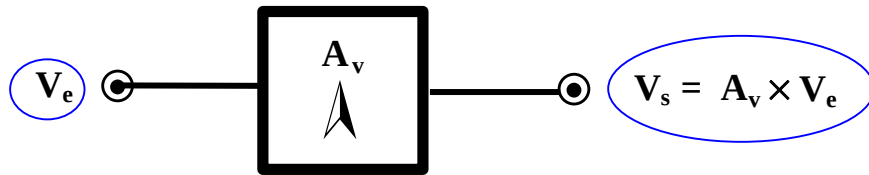
La durée de la commutation entre les deux états dépend du temps nécessaire à l'écoulement des porteurs en excès dans la base. Les transistors utilisés en commutation sont conçus pour que cette durée soit la plus faible possible.

INVERSEUR LOGIQUE : Si l'entrée du montage (résistance R_B) est reliée à E , la tension de sortie V_s est nulle. Si l'entrée est reliée à la masse, $V_s = E$. Si l'on convient de désigner par « 0 » une tension nulle et par « 1 » une tension égale à E , on constate que le montage étudié constitue un inverseur logique.



V. Amplificateur à base de transistor.

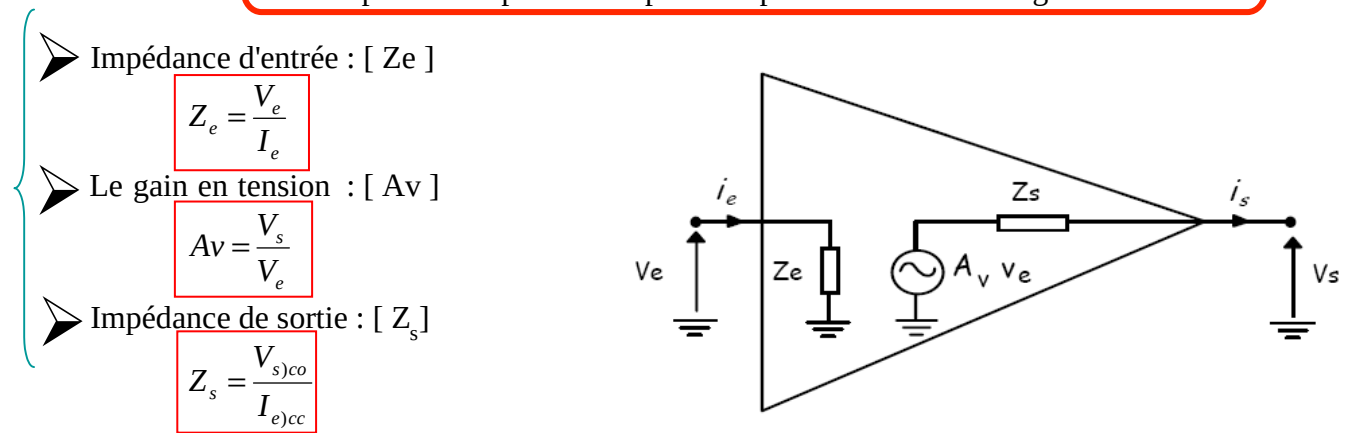
Un amplificateur est un montage qui fournit à sa sortie une tension égale à la tension d'entrée multipliée par une constante supérieure à l'unité. Cette constante s'appelle le gain en tension de l'amplificateur, on la note souvent A_v .



V.1. Grandeurs caractéristiques d'un amplificateur:

Un amplificateur est un quadripôle, avec deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie. Une des bornes sera généralement commune à l'entrée et à la sortie.

Un amplificateur peut être représenté par le schéma de la figure ci dessous.



Vu de l'entrée, l'ampli se comporte comme une résistance qu'on appelle résistance ou impédance d'entrée.

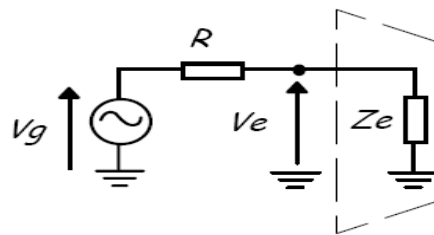
Vu de la sortie, il se comporte comme un générateur de tension interne $v_i = A_v V_e$ et de résistance de sortie R_s ou Z_s .

Pour mesurer Z_e , on peut utiliser deux méthodes :

- On branche un générateur à l'entrée, on mesure v_e et i_e et on en déduit $Z_e = V_e / I_e$
- On branche un générateur à travers une résistance connue R , on mesure V_g et V_e et on en déduit Z_e à l'aide de l'expression du diviseur de potentiel :

$$V_e = \frac{Z_e}{Z_e + R} V_g$$

$$Z_e = \frac{V_e}{V_g - V_e} R$$



Pour mesurer $[A_v]$, on branche un générateur à l'entrée, on mesure (v_e) et la tension à vide (v_s). Le gain en tension est: ➡ $A_v = V_s / V_e$

Pour mesurer l'impédance de sortie Z_s , on procède en deux temps :

- On mesure la tension de sortie à vide $V_{s)co}$ ce qui permet de déterminer la tension interne V_i car, à vide le courant de sortie I_s est nul, donc: ➡ $V_i = V_{s)co}$
- Maintenant que v_i est connue, on court-circuite la sortie et on mesure le courant de sortie $I_{s)cc}$. La loi d'ohm: $V_i = Z_s I_{s)cc}$ donne: ➡ $Z_s = V_i / I_{s)cc}$



V.2. Transistor à jonction bipolaire en amplification.

Jusqu'à présent, nous n'avons abordé que le fonctionnement en continu (statique) du transistor. Les points de fonctionnement obtenus dans ce régime sont appelés points de repos. En utilisera l'indice 'o' pour désigner les tensions et courants correspondant à ces différents points.

Nous allons voir dans ce qui va suivre le régime de fonctionnement dynamique du transistor. C.à.d, que nous étudierons ce qui se passe si (à partir d'un instant t_0) on fait varier légèrement le courant I_B autour de sa position de repos: ' I_{B0} '

Si I_B augmente alors: $I_C = \beta I_B$ $\Rightarrow$ augmente aussi (β fois plus vite).

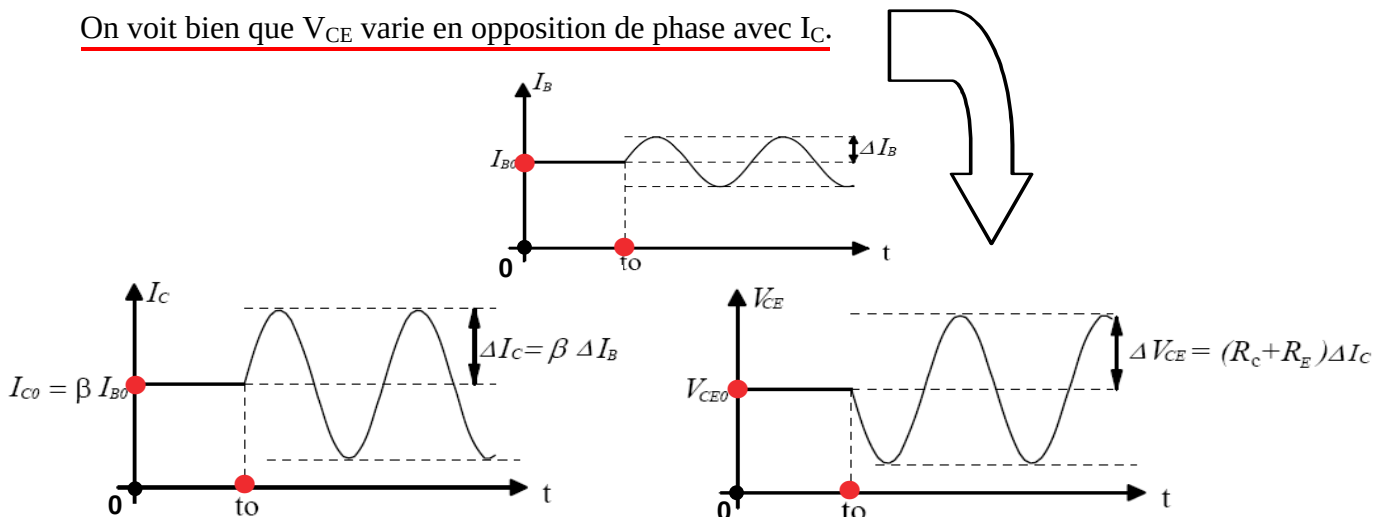
De même si I_B diminue alors: $I_C = \beta I_B$ $\Rightarrow$ diminue aussi (β fois plus vite).

Et encore, si I_B varie sinusoïdalement autour de I_{B0} avec une amplitude ΔI_B , alors I_C varie sinusoïdalement autour de I_{C0} et avec une amplitude de: $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$ en effet :

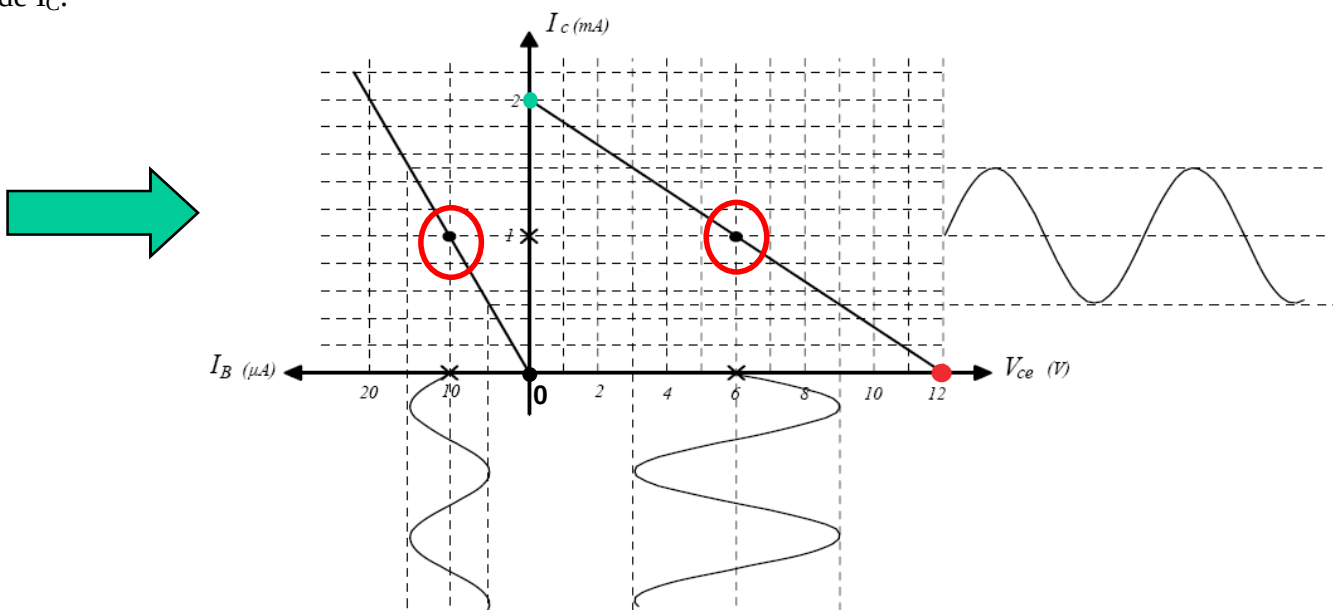
$$I_B = I_{B0} + \Delta I_B \sin(\omega t) = I_{B0} + i_b \text{ alors } I_C = \beta I_B = \beta I_{B0} + \beta \Delta I_B \sin(\omega t) = I_{C0} + \Delta I_C \sin(\omega t) = I_C + i_c$$

Nous avons vu que la tension de sortie est donné dans le cas du montage émetteur commun, par l'expression suivante: $\Rightarrow V_{CE} = E_1 - I_C(R_C + R_E)$

On voit bien que V_{CE} varie en opposition de phase avec I_C .



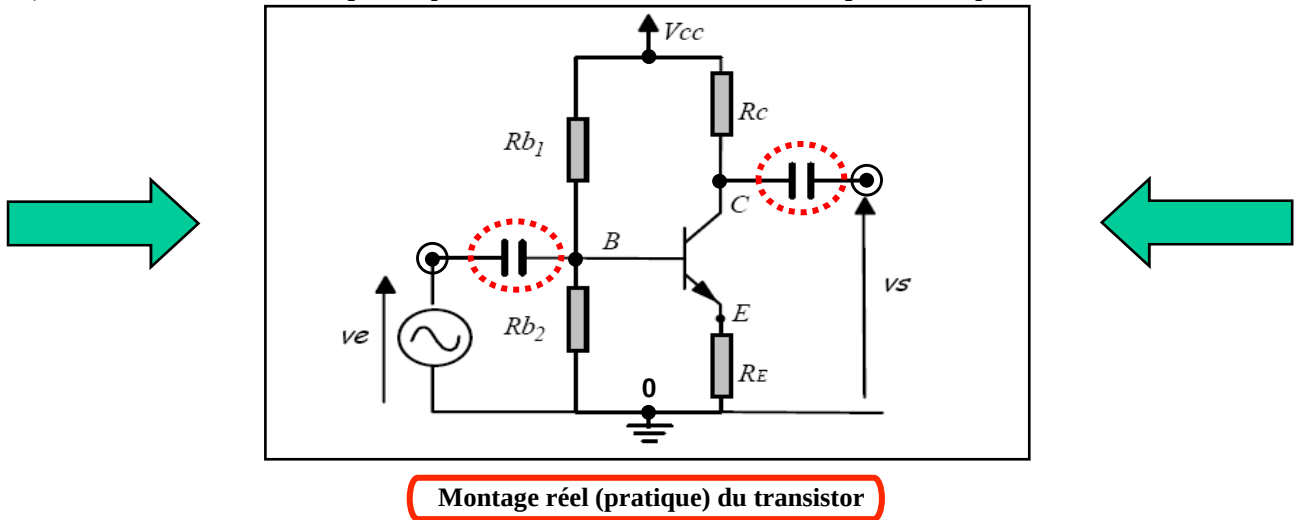
Sur la figure ci-dessous, la droite de transfert ($I = \beta I_B$) détermine les variations de I_C à partir des variations de I_B , et la droite de charge permet de déterminer graphiquement les variations de V_{CE} à partir des variations de I_C .



Transistor en régime dynamique.



Pour injecter la tension alternative V_e sans que cela n'altère la polarisation du transistor en modifiant le point de fonctionnement statique, on utilise des capacité de liaison qui seront considérées comme des courts-circuits parfaits pour les signaux alternatifs et comme des circuits ouverts pour les courants et les tensions continus. La tension sur la base du transistor est la somme de la tension continue V_B et de la tension d'entrée (variable) V_e . La variation de V_B provoque la variation du courant I_B , et par conséquent celle de I_C , V_{CE} et V_s .

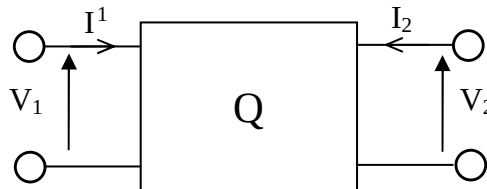


Pour calculer la relation entre la variations de $V_B (=V_e)$ et la variation de $V_C (=V_s)$, on utilise un modèle du transistor plus adapté (modèle des quadripôles) pour le calcul des signaux variables.

V.3. Modèle dynamique du Transistor à jonction bipolaire.

V.3.1. Rappel sur les quadripôles:

Un quadripôle est une boîte noire à quatre bornes dans laquelle des courants électriques peuvent circuler ; cette boîte comporte deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie



La **condition** pour que cette boîte noire soit un quadripôle est: Que le **courant entrant par une des bornes d'entrée** (resp. de sortie) **soit égal au courant sortant par l'autre borne d'entrée** (resp. de sortie).

Quatre paramètres électriques caractérisent alors ce quadripôle : tension et courant d'entrée v_1 et i_1 , et tension et courant de sortie v_2 et i_2 .

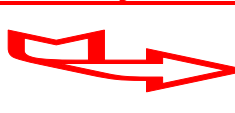
Par convention, on donne le sens positif aux courants qui pénètrent dans le quadripôle.

PARAMÈTRES DE LA REPRESENTATION HYBRIDES DES QUADRIPOLES...

Vu qu'on a quatre variables dont deux indépendantes, il y a plusieurs possibilités pour écrire les équations liant ces variables. Nous choisirons ici les équations faisant intervenir les paramètres hybrides, ce qui est le formalisme le plus simple pour décrire le fonctionnement des transistors.

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

On peut mettre ce système sous la forme matricielle suivante !



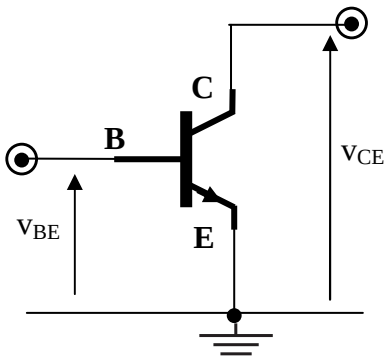
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$



La matrice de transfert est appelée matrice hybride du quadripôle.

La signification des paramètres est la suivante :

- h_{11} est l'impédance d'entrée du quadripôle avec la sortie en court-circuit.
- h_{12} est un coefficient (sans dimension) quantifiant la réaction de la sortie sur l'entrée.
- h_{21} est le gain en courant avec sortie en court-circuit.
- h_{22} est l'admittance de sortie avec entrée à vide.

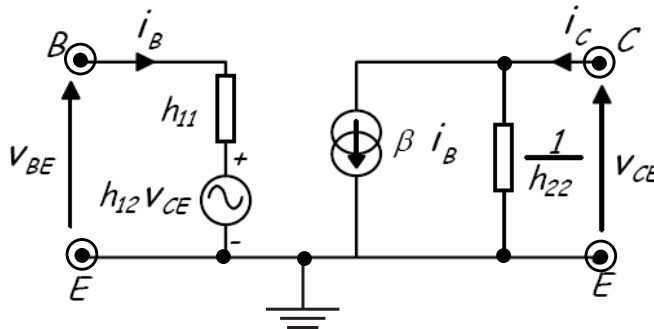


$$\begin{aligned} v_{BE} &= h_{11} i_B + h_{12} v_{CE} \\ i_C &= h_{21} i_B + h_{22} v_{CE} \end{aligned}$$

Schéma dynamique équivalent au transistor.

Le schéma dynamique équivalent au transistor donné par la figure ci-dessous sont déduits les équations suivantes.

Avec :



➤ h_{11} est l'impédance d'entrée du transistor :

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=Cte}$$

Sa valeur dépend du transistor (β) et du point de fonctionnement statique (I_E) :

$$h_{11} = \frac{26\beta}{I_E |_{mA}}$$

➤ h_{21} est le gain du transistor (amplification en courant) :

$$h_{21} = \beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=Cte}$$

➤ h_{12} est un terme de réaction interne, il donne la variation de V_{BE} en fonction de celle de V_{CE} :

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=Cte}$$

Sa valeur est très faible, il sera le plus souvent négligé.

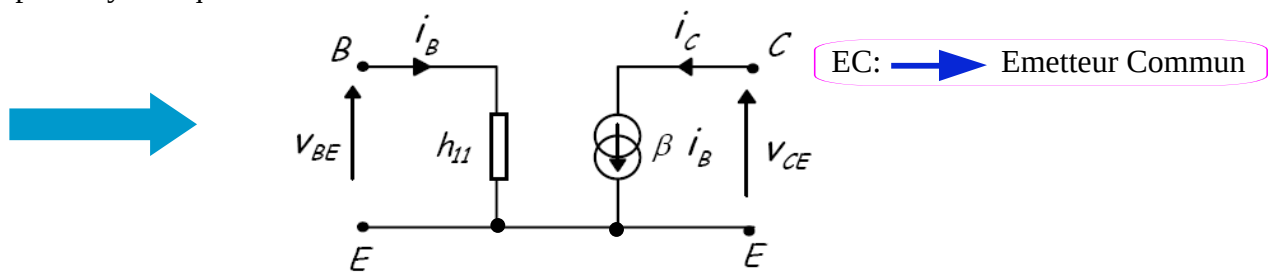
➤ h_{22} est l'impédance de sortie du transistor, c'est la pente de la caractéristique de sortie à $I_B=Cte$:

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=Cte}$$

La caractéristique est le plus souvent horizontale, h_{22} est très faible et donc sera le plus souvent négligé.

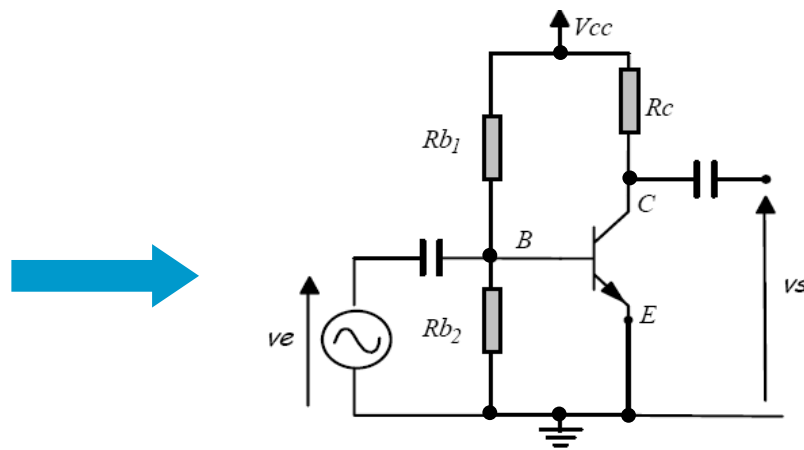


On négligeant h_{12} et h_{22} du fait de leur faible valeur, alors nous obtenons le schéma simplifié dynamique du transistor !



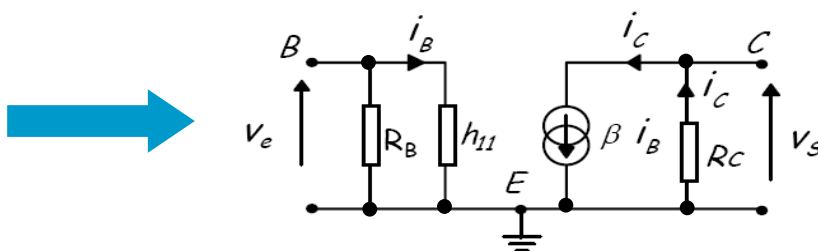
Le schéma électrique équivalent dynamique du transistor est donné ici pour un montage en EC.

Montage amplificateur en Emetteur Commun:



C'est le montage illustré sur la figure ci-dessus. Son nom vient du fait que l'émetteur est relié à la masse (commun). C'est le montage amplificateur le plus utilisé. Le schéma équivalent global est obtenu comme suit:

- Le transistor est remplacé par son schéma équivalent en dynamique simplifié.
- Les condensateurs de liaisons sont remplacés par des courts-circuits (en dynamique)
- L'alimentation V_{CC} est remplacée par la masse, car ce montage est celui des variations et les variations de V_{CC} sont nulles car c'est une tension constante.



$$R_B = R_{b1} // R_{b2}$$

a) Détermination du gain en tension (A_v) :

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

$$V_e = h_{11} i_B$$

$$V_s = -R_C i_C = -R_C \beta i_B$$

D'où !

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

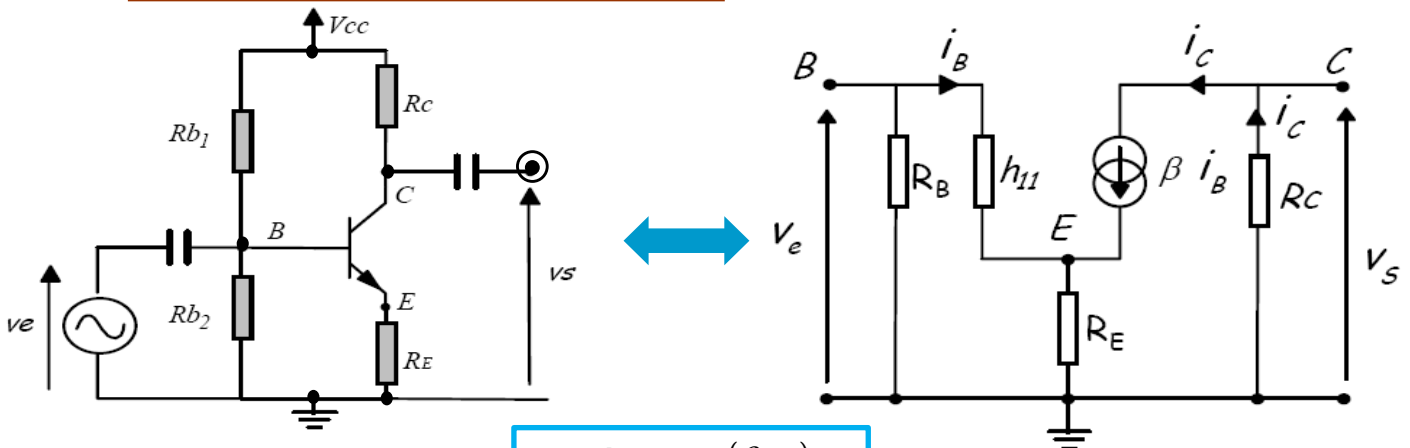
Le signe (-) indique l'opposition de phase entre les tensions d'entrée et de sortie.



Le montage ci-dessus présente un inconvénient majeur, qui se présente par le phénomène d'emballement thermique (échauffement excessif du transistor). Sous l'effet du courant I_C le transistor s'échauffe légèrement en raison de la puissance dissipée par effet Joule. Cette augmentation de température augmente le nombre de porteurs par le mécanisme de création de paires électrons-trou. La conséquence directe de l'augmentation du nombre de porteur est l'augmentation du courant I_B qui engendre une augmentation du courant I_C qui à son tour va engendrer une augmentation supplémentaire de la température du transistor et provoquer ce qu'on appelle un emballement thermique.

Pour remédier à ce problème, on ajoute une résistance sur l'émetteur du transistor. Cette résistance joue un rôle de stabilisation de la température car, si I_C augmente, alors la tension $V_E = R_E I_E$ augmente donc la tension V_B diminue provoquant la diminution de I_B et donc de I_C .

Le montage réel de l'amplificateur devient :

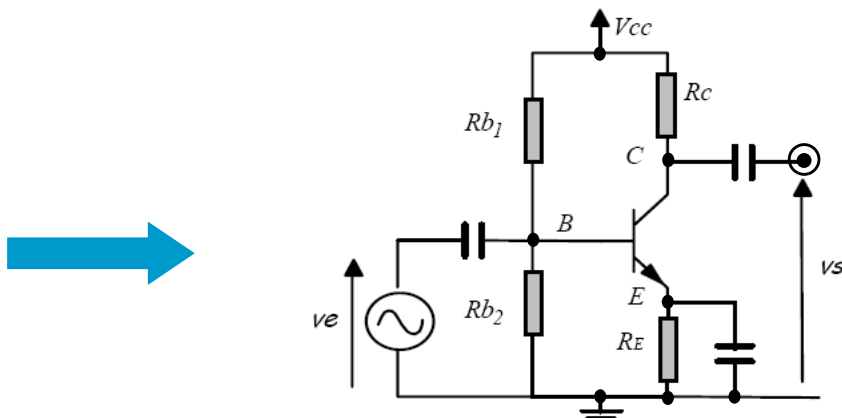


$$\begin{aligned} V_e &= h_{11} i_B + R_E (\beta + 1) \cdot i_B \\ V_s &= -R_C \beta \cdot i_B \\ A_v &= -\frac{R_C \beta}{h_{11} + R_E (\beta + 1)} \end{aligned}$$

Généralement $h_{11} \ll (\beta + 1)R_E$ ce qui simplifie le gain en tension :

$$A_v = -\frac{R_C}{R_E}$$

La résistance R_E permet de stabiliser le transistor thermiquement en régime statique, mais joue un rôle néfaste par rapport au gain A_v . De ce fait pour l'isoler en régime dynamique, on place un condensateur en parallèle avec celle-ci, comme dans la figure ci-dessous.



Le gain en tension A_v redevient comme dans le schéma de départ:

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

b) Détermination de l'impédance d'entrée (Z_e)

$$Z_e = h_{11} // R_B = \frac{h_{11} \cdot R_B}{h_{11} + R_B}$$

c) Détermination de l'impédance de sortie (Z_s)

$$Z_s = \frac{V_{sCO}}{i_{sCC}} = \frac{-R_C \beta \cdot i_B}{-\beta \cdot i_B} = R_C$$

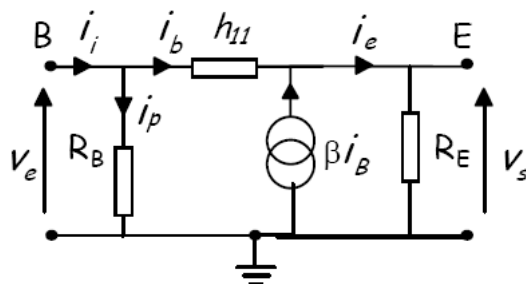
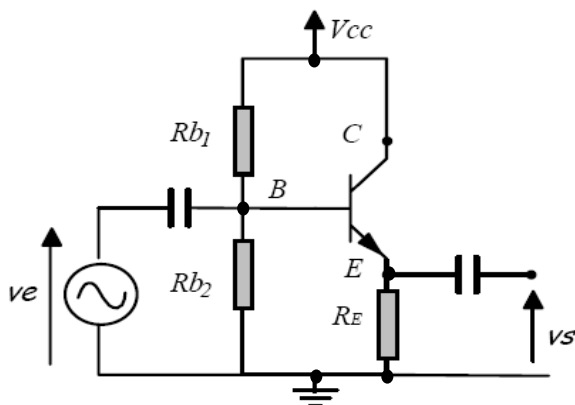


En résumé, les caractéristiques du montage amplificateur à émetteur commun sont :

- Le gain en courant important
➤ Le gain en tension important
➤ Le gain en puissance également élevé
➤ Les phases des courants et des tensions sont de 180°
➤ Impédance d'entrée moyenne
➤ Impédance de sortie moyenne

V.3.3. Montage amplificateur en Collecteur Commun:

En fonctionnement dynamique, V_{CC} ne varie pas et le potentiel au point C est donc nul.



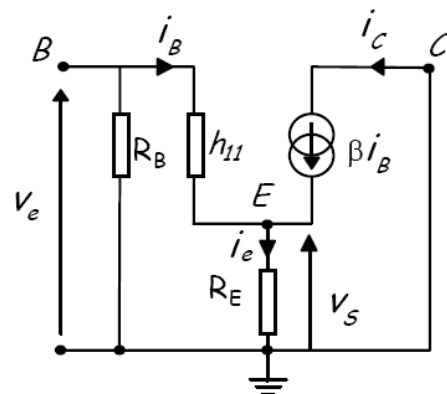
Le signal de sortie V_{CE} est pris sur l'émetteur.

Le schéma électrique équivalent est donné par la figure à droite.

a) Détermination du gain en tension (A_v) :

Le schéma électrique équivalent peut être aussi représenté sur la figure ci-dessous :

$$\begin{aligned} V_e &= h_{11} i_B + R_E (\beta + 1) \cdot i_B \\ V_s &= R_E (\beta + 1) \cdot i_B \\ A_v &= \frac{R_E (\beta + 1)}{h_{11} + R_E (\beta + 1)} \end{aligned}$$



Et comme $h_{11} \ll R_E (\beta + 1)$ Alors : $A_v \approx 1$

Le gain en tension du montage émetteur commun est proche de l'unité, c'est pour cela qu'il est souvent appelé montage émetteur suiveur (tension de sortie (emetteur) suit l'entrée (base)).

b) Détermination de l'impédance d'entrée (Z_e):

On a !

$$\begin{aligned} Z_e &= \frac{V_e}{i_i} = \frac{V_e}{i_b + i_p} \\ V_e &= h_{11} i_B + R_E (\beta + 1) \cdot i_B \end{aligned}$$

et

$$V_e = R_B \cdot i_p$$



$$i_p = \frac{[h_{11} + R_E(\beta + 1)]}{R_B} \cdot i_B$$

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



$$i_p + i_B = \left[1 + \frac{h_{11} + R_E(\beta + 1)}{R_B} \right] \cdot i_B$$

c) Détermination de l'impédance de sortie (Zs):

$$Z_s = \frac{V_s)_{co}}{i_s)_{cc}}$$

En circuit ouvert on a :

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

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

En court-circuit on a, comme indiqué sur le schéma ci-dessous :

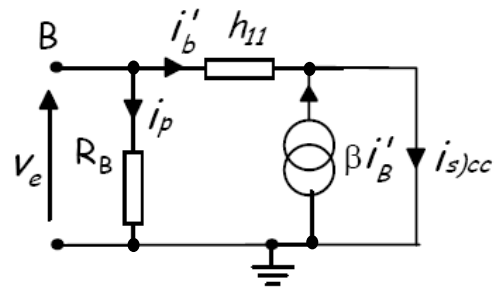
$$i_s)_{cc} = i_E = (\beta + 1)i'_B$$

$$V_e = h_{11}i'_B$$

$$i_s)_{cc} = \frac{1 + \beta}{h_{11}} V_e$$



$$Z_s = \frac{h_{11} R_E}{h_{11} + R_E(\beta + 1)} \cong \frac{h_{11}}{\beta}$$



Si on considère la résistance interne R_g du générateur de tension V_e , l'impédance de sortie sera égale à :

$$Z_s \cong \frac{R_g + h_{11}}{\beta}$$

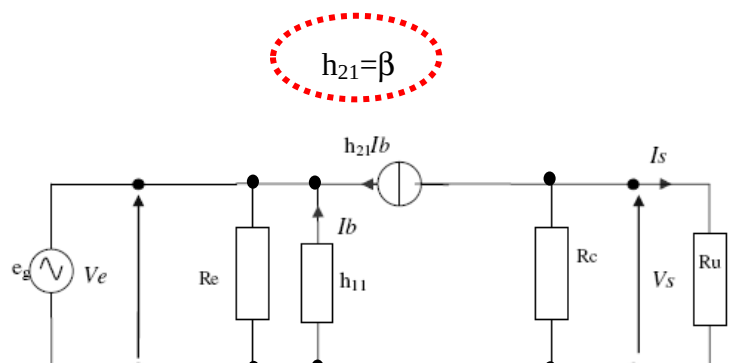
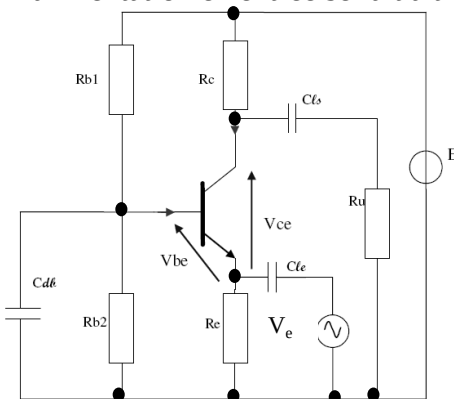
Le gain étant proche de l'unité, l'impédance d'entrée élevée et celle de sortie faible ce montage est utilisé comme adaptateur d'impédance.

En résumé, les caractéristiques du montage amplificateur à collecteur commun sont :

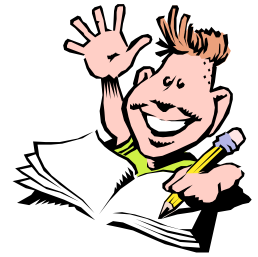
- 
- Le gain en courant fort
 - Le gain en tension très proche de l'unité
 - le gain en puissance égale au gain en courant
 - pas de déphasage pour les courants et des tensions entre les entrées et sorties
 - Forte impédance d'entrée
 - Faible impédance de sortie.

V.3.4. Montage amplificateur BC.

L'alimentation en entrée se fait à travers la résistance R_E . Toujours on récupère V_{CE} en sortie.



$$h_{21} = \beta$$



Amplificateur en tension :

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

Impédance d'entrée :

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

$$i_i = i_e - i_b - h_{12} i_b = i_e - (1 + \beta) \cdot i_b = \frac{V_e}{R_e} + (1 + \beta) \frac{V_e}{h_{11}}$$

$$Z_e = \frac{1}{\frac{1}{R_e} + \frac{(1 + \beta)}{h_{11}}} = \frac{R_e h_{11}}{h_{11} + R_e (1 + \beta)} \cong \frac{h_{11}}{\beta}$$

Impédance de sortie :

$$Z_s = \frac{V_s)_{co}}{i_s)_{cc}}$$

On a :

$$V_s)_{co} = \frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}} V_e$$

et

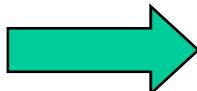
$$\frac{V_e}{h_{11}} = i_b$$

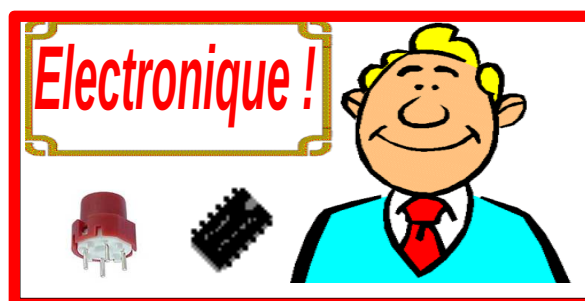
$$\text{En cc : } i_s)_{cc} = h_{12} i_b = \beta i_b$$

Donc :

$$Z_s = R_C$$

En résumé, les caractéristiques d'un amplificateur en base commune sont:

- 
- Le gain en courant inférieur à 1,
 - Le gain en tension très élevé,
 - le gain en puissance égale au gain en tension,
 - pas de déphasage pour les courants et des tensions entre les entrées et sorties,
 - faible impédance d'entrée
 - forte impédance de sortie.





V.4. Limitations des transistors bipolaires.

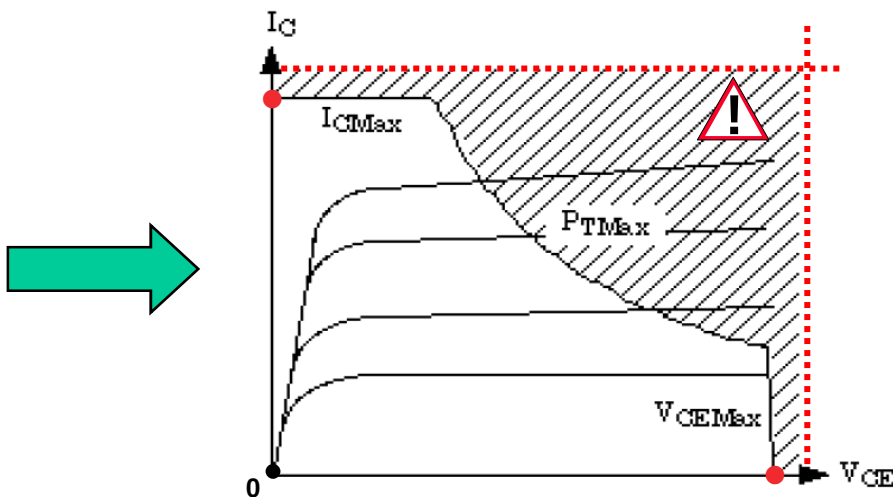
Le transistor pourra fonctionner sans problème dans un domaine d'utilisation bien déterminé. Ce domaine sera donc limité par les trois paramètres suivants :

- le courant collecteur maxi I_{CMax} . Le dépassement n'est pas immédiatement destructif, mais le gain en courant (β) va chuter fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette zone.
- la tension de claquage V_{CEMax} : au delà de cette tension, le courant de collecteur croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.
- la puissance maxi que peut supporter le transistor, et qui va être représentée par une hyperbole sur le graphique, car on a la relation suivante:

$$P_{TMax} = V_{CE} \times I_C$$

Donc !

$$I_C = \frac{P_{TMax}}{V_{CE}}$$



Toute la zone hachurée sur la caractéristique de sortie du transistor est: " INTERDITE ".

Donc, en conclusion !

Ce qu'il faut **retenir d'essentiel** dans le transistor, c'est que c'est un amplificateur de courant et un générateur de (fort) courant (en sortie) piloté par un (faible) courant (en entrée).

Paramètres essentiels des transistors :

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

- Le V_{CEMax} que peut supporter le transistor.
- Le courant de collecteur maxi I_{CMax} .
- La puissance maxi que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le radiateur !).
- Le gain en courant (β).
- Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation $V_{CEsatmax}$ sera un critère de choix essentiel.

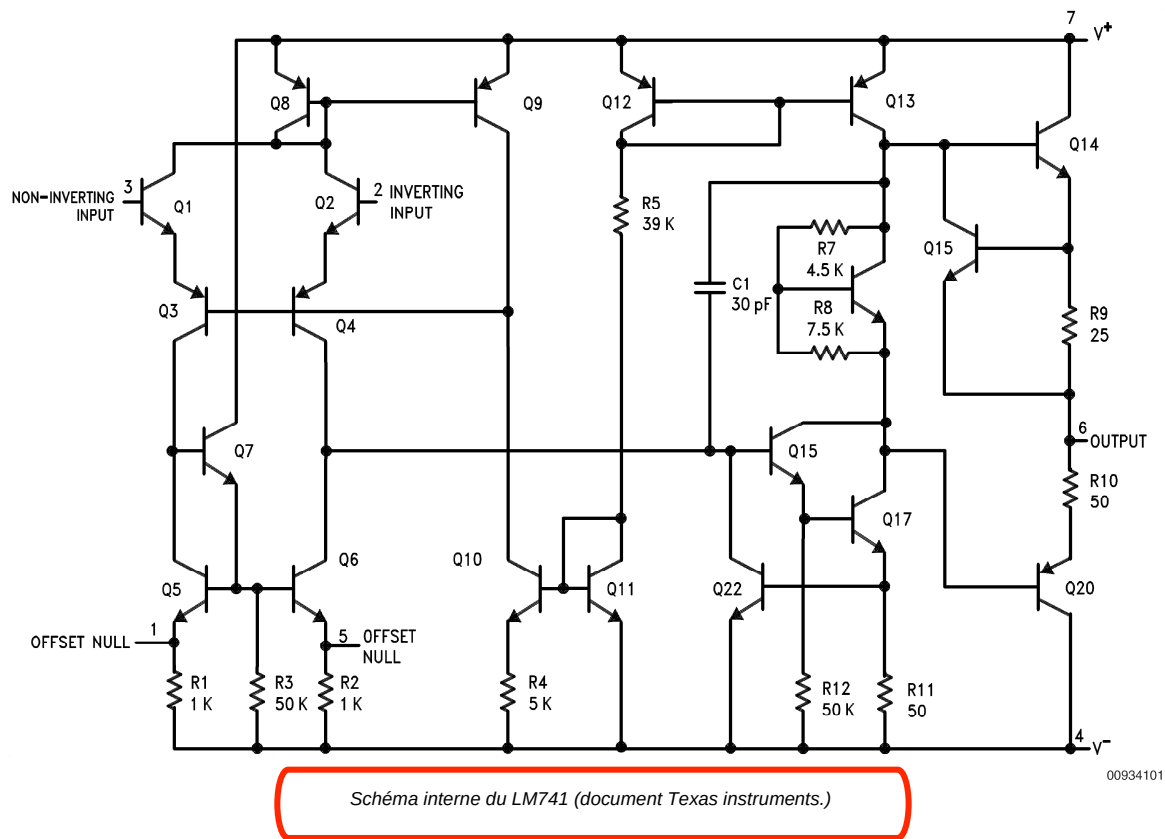
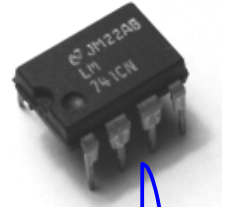


VI. L'amplificateur opérationnel, dit Ampli OP.

C'est un composant électronique analogique. Il constitue une brique de base dans un circuit électronique. Il peut réaliser diverses opérations sur un signal électrique: amplification, comparaisons, soustractions, additions, déphasages (décalages dans le temps), filtrages, etc... Les différentes fonctions à réaliser par ce composant sont définies par les résistances, condensateurs, diodes, etc... Auxquels il est branché ainsi que de la topologie du circuit externe.

Ce composant se présente sous forme d'un boîtier plastique ou métallique muni de bornes de raccordement.

C'est un circuit intégré, c'est à dire qu'il est formé d'une multitude de composants électroniques élémentaires (résistances, transistors, condensateurs, diodes, etc...) formant un circuit complexe et intégrés dans un boîtier. Ce circuit est connecté à l'extérieur par des bornes de raccordement : 3 bornes fonctionnelles et 2 bornes d'alimentation, par exemple de +15 et -15V.



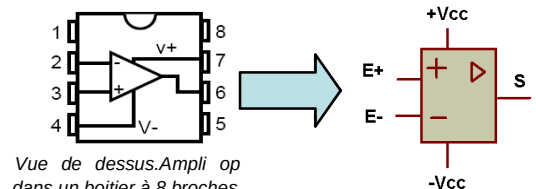
VI.1. Grandeurs caractéristiques d'un amplificateur opérationnel.

Pratiquement tous les amplificateurs opérationnels ont la même structure interne : ce sont des circuits monolithiques dont une « puce » de silicium constitue le substrat commun. Ils comportent en entrée un amplificateur différentiel suivi d'un étage adaptateur d'impédance; l'amplificateur de sortie, de type push-pull, fonctionne en classe B. Toutes les liaisons sont directes.

Ce sont des amplificateurs différentiels qui sont caractérisés par :



Un gain en tension très important : $\mu_D = \mu \approx 10^5 \text{ à } 10^7$.



Vue de dessus. Ampli op dans un boîtier à 8 broches



Une impédance d'entrée très grande : $R_E \approx 10^5 \text{ à } 10^{12} \Omega$.

Une impédance d'entrée de mode commun très grande : $R_{EMC} \approx 10^5 \text{ à } 10^{12} \Omega$.

Une impédance de sortie faible : $R_S \approx 10 \text{ à } 500 \Omega$.

La rejection du mode commun (μ_D/μ_{MC}) est très grande.

La réponse en fréquence va du continu jusqu'à des fréquences assez élevées : le produit gain-bande passante peut dépasser 100 MHz.

Ils possèdent deux entrées notées + (l'entrée non inverseuse) et - (l'entrée inverseuse) mais ont une seule sortie.

Ils utilisent, sauf exception, deux alimentations + U et - U, symétriques par rapport à la masse. Ces alimentations seront omises sur les schémas ceux-ci pour ne pas compliquer la lecture.

Exemple de Caractéristiques d'amplificateurs d'usage courant : μA 741 et TL 081

Ce sont des circuits à moyenne intégration. Le circuit équivalent du μA 741 contient 24 transistors, 11 résistances et un condensateur.

	μA 741C	TL 081C
Gain en tension (boucle ouverte)	200000	200000
Courant d'entrée	80 nA	30 pA
Résistance d'entrée	$2 \cdot 10^6 \Omega$	$10^{12} \Omega$
Fréquence avec gain =1	1 MHz	3 MHz
Vitesse de réponse (Slew rate)	0,5 V/ μs	13 V/ μs
Etage d'entrée	bipolaire	TEC à jonction

VI.2. Modélisation d'un amplificateur opérationnel.

On peut utiliser le schéma équivalent de la figure 1 qui met en évidence l'amplificateur différentiel d'entrée et ses résistances.

La tension de sortie d'un amplificateur différentiel est donnée par :

$$V_S = \mu_D (v^+ - v^-) + 0,5 \cdot \mu_{MC} (v^+ + v^-)$$

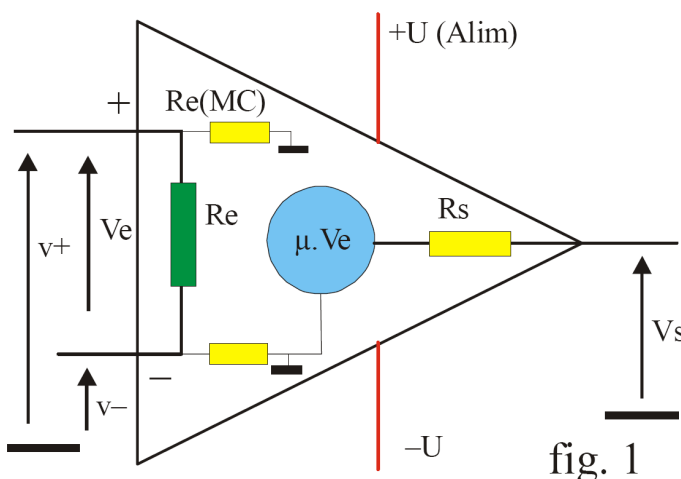


fig. 1

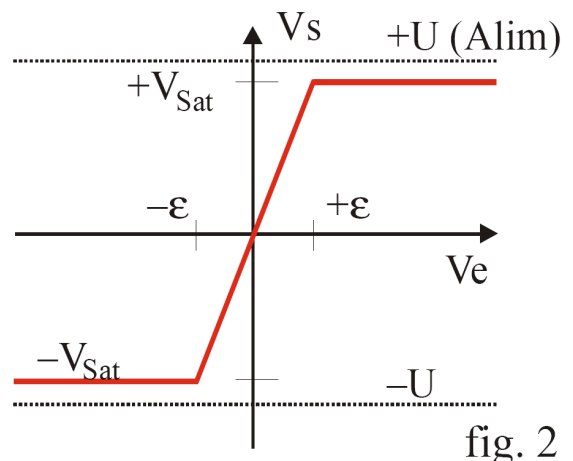


fig. 2

Ces amplificateurs sont conçus pour avoir un gain de mode commun μ_{MC} aussi faible que possible afin de ne pas amplifier les signaux présents sur les deux entrées à la fois (mode commun) et qui correspondent en général à un bruit parasite.

Saturation des amplificateurs opérationnels:



La tension de sortie peut varier entre les valeurs extrêmes $+V_{\text{Sat}}$ et $-V_{\text{Sat}}$ (tensions de saturation) qui sont légèrement inférieures aux tensions d'alimentation. Le gain étant très grand, la saturation de la sortie est obtenue pour des tensions d'entrée très faibles. Avec, $V_{\text{Sat}} = 12 \text{ V}$ et $\mu = 10^5$, $\varepsilon = v^+ - v^- = 0,12 \text{ mV}$

Remarque : Dans les montages amplificateurs, l'amplificateur opérationnel ne sera jamais utilisé en boucle ouverte afin de ne pas atteindre la saturation.

VI.3. Modèles de fonctionnement des amplificateurs opérationnels.

VI.3.1. Modèle de fonctionnement IDEAL:

Un amplificateur est considéré comme idéal si l'on peut admettre que son gain est infini, que ses impédances d'entrée sont infinies et que sa résistance de sortie est nulle. ($\mu = \infty$, $Z_E = \infty$, $Z_{\text{EMC}} = \infty$, $Z_S = 0$)

CONSEQUENCES:

- La tension de sortie étant finie, la tension d'entrée ε doit être nulle.
- Les impédances d'entrée étant infinies, les courants d'entrée sont nuls.

$$\begin{aligned} V^+ - V^- &= \varepsilon = 0 \\ I^+ &= I^- = 0 \end{aligned}$$

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

$$V_S = + V_{\text{Sat}} \text{ si } \varepsilon > 0$$

et

$$V_S = - V_{\text{Sat}} \text{ si } \varepsilon < 0$$

Remarque :

Un amplificateur opérationnel idéal utilisé avec une réaction négative fonctionne en régime amplificateur. Ses deux entrées sont alors au même potentiel. Si on l'utilise avec une réaction positive, il fonctionne en régime de saturation. Les potentiels des entrées peuvent être différents.

VI.3.2. Fonctionnement réel:

- Le gain de l'amplificateur opérationnel est fini et fonction de la fréquence du signal. Le gain du système ne dépend pas uniquement de la boucle de réaction.
- L'amplificateur contient des générateurs de tension et de courant parasites qui modifient la tension de sortie.
- La bande passante est limitée et dépend du gain du système bouclé.
- L'amplificateur ne peut délivrer en sortie qu'une puissance limitée.

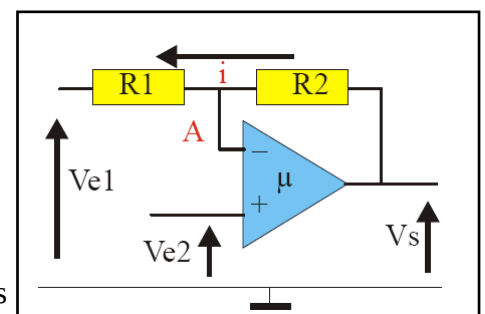
Du fait de ces imperfections, le fonctionnement d'un amplificateur réel diffère de celui d'un amplificateur idéal dans un certain nombre de domaines.

a) Problèmes liés à la valeur finie du gain:

Prenons l'exemple du montage avec contre-réaction en courant.
La sortie est bouclée sur l'entrée inverseuse par une résistance R_2 :

$$V_S = \mu (V^+ - V^-) = \mu (V_{E2} - V_A)$$

Le courant d'entrée en A dans l'amplificateur opérationnel étant très faible ($< 1 \mu\text{A}$) est négligeable devant celui qui circule dans R_1 et R_2 .





$$V_A - V_{E1} = R_1 \cdot i = R_1 \cdot (V_S - V_{E1}) / (R_1 + R_2)$$

On pose : $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$

$$V_A - V_{E1} = \beta \cdot (V_S - V_{E1})$$

Or : $V_S = \mu (V_{E2} - V_A)$

$$V_S = \mu \cdot V_{E2} - \mu \beta \cdot V_S - \mu \cdot (1 - \beta) \cdot V_{E1}$$

$$V_A = \beta \cdot V_S + (1 - \beta) \cdot V_{E1}$$

L'expression du gain est donnée alors par :

$$V_S = \frac{\mu}{1 + \mu \beta} ((V_{E2} - V_{E1} (1 - \beta)))$$

Si on suppose que :

$$\mu = \infty \Rightarrow V_S = \{V_{E2} - V_{E1} \cdot (1 - \beta)\} / \beta$$

On introduit ainsi une erreur relative :

$$\text{Erreur} = (V'_S - V_S) / V_S = 1 / (\mu \beta)$$

Exemple :

On prend : $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

Dans le modèle idéal, on a : $A_v = V_S / V_{E1} = -10$, $\beta = 1/11$

Si $\mu = 1000$, on commet une erreur = 1.1%

b) Problèmes liés aux tensions d'offset:

A cause des imperfections des amplificateurs opérationnels, la tension de sortie n'est pas nulle quand les deux entrées sont au même potentiel. Si ce phénomène présente un inconvénient, on peut le corriger en introduisant un déséquilibre de l'amplificateur, ajustable de l'extérieur, afin d'obtenir une tension nulle en sortie lorsque les deux entrées sont placées au même potentiel.

c) Problèmes d'offset liés aux courants d'entrée:

En fait les courants d'entrée I_{B1} et I_{B2} ne sont pas nuls et de plus ils ne sont pas identiques pour les deux entrées. Considérons le circuit de la figure 5 ; si l'amplificateur opérationnel est idéal, sa tension de sortie est nulle.

Soit V_S la tension de sortie de l'amplificateur réel.

$$V^+ = -R_3 \cdot I_{B2} ; I_1 = I_0 + I_{B1}, \text{ donc :}$$

$$(V_S - V^-) / R_2 = V^- / R_1 + I_{B1}$$

$$V_S \cdot R_1 - V^- \cdot R_1 - V^- \cdot R_2 = I_{B1} \cdot R_1 \cdot R_2$$

$$V_S = I_{B1} \cdot R_2 + V^- \cdot (R_1 + R_2) / R_1$$

Mais pour l'amplificateur on a : $V^+ = V^-$

$$V_S = I_{B1} \cdot R_2 - \{(R_1 + R_2) / R_1\} \cdot R_3 \cdot I_{B2}$$

On peut minimiser la valeur de la tension de sortie parasite V_S en faisant : $R_3 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$.

$R_3 = (R_1 // R_2)$. C'est également l'impédance vue par l'entrée - de l'amplificateur.

Important:

Pour minimiser l'influence des courants d'offset, il faut placer des impédances identiques sur chaque entrée.

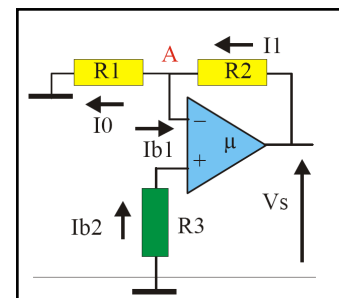
d) Réponse en fréquence:

On peut, en première approximation, considérer que les amplificateurs opérationnels réels se comportent comme des systèmes du premier ordre ayant une fréquence de coupure inférieure voisine de 10 Hz et dont le produit GB gain-bande passante en système bouclé est constant.

En première approximation, le gain s'écrit :

$$\mu = \frac{A}{1 + j \cdot f / f_c}$$

A est le gain en continu et f_c la fréquence de coupure. Au-delà de f_c , le





gain diminue de 20 dB par décade. Il est égal à 1 pour une fréquence f_T dont la valeur correspond au produit GB. Pour certains amplificateurs opérationnels le comportement en fréquence peut être amélioré en ajoutant des composants externes. Une grandeur à prendre également en compte est le temps de montée (Slew rate en anglais) qui caractérise la rapidité de la réponse en sortie à une variation brutale de la tension d'entrée. Il s'exprime en V/ μ s.

Le modèle de l'amplificateur idéal est satisfaisant tant que la valeur du gain en boucle ouverte reste très supérieur à celui de la boucle de rétroaction, c'est-à-dire aux basses fréquences. Quand cette condition n'est plus réalisée, il faut reprendre l'étude du circuit en utilisant la valeur du gain donnée par la relation précédente.

Nous allons examiner diverses possibilités d'utilisation des amplificateurs opérationnels *en utilisant le modèle idéal*. Pour déterminer la fonction de transfert, on peut utiliser la relation générale (1) mais le calcul direct est souvent plus rapide.

VI.4. Utilisation de l'entrée non inverseuse.

VI.4.1. Multiplicateur:

Le signal à amplifier est appliqué sur l'entrée +. Pour diminuer l'influence des courants d'entrée, on ajoute sur cette entrée une résistance $R_0 = R_1 // R_2$. Avec un amplificateur idéal, il est inutile de la prendre en compte puisque le courant qui la traverse est nul. On a donc : $V^+ = V_E$.

Comme la réaction est négative, on peut écrire que : $V^+ = V^- = V_A$.

Le courant d'entrée étant négligeable, l'application du théorème de Millman au point A donne :

$$V_A = \frac{V_S / R_2 + 0 / R_1}{1 / R_2 + 1 / R_1} = V_E$$

On en déduit que :

$$V_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_E$$

Le gain est positif et toujours supérieur à 1.

Avec un amplificateur opérationnel idéal l'impédance d'entrée du montage est infinie.

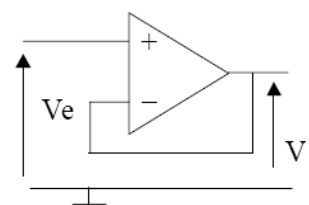
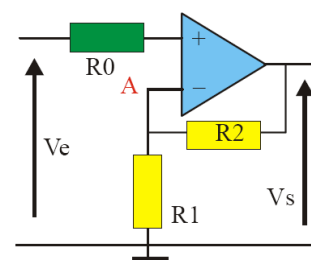
- Si la tension d'entrée V_E est trop grande, il y aura saturation de la sortie : la relation précédente n'est valable que si $V_S < V_{Sat}$.
- La fréquence du signal d'entrée doit être inférieure à une fréquence limite qui est fonction du gain. Par exemple avec un amplificateur de produit gain-bande passante égal à 20 MHz, et un rapport R_2/R_1 égal à 100, la fréquence de coupure sera voisine de 200 kHz.

VI.4.2. Circuit suiveur:

La sortie est reliée à l'entrée inverseuse. Comme $\varepsilon = V^+ - V^- = 0$, $V_E = V^+ = V^-$

$$V_S = V_E : \text{le gain est unitaire.}$$

En première analyse ce montage ne présente aucun intérêt mais on constate que son impédance d'entrée Z_E est très grande et son impédance de sortie Z_S très faible. La sortie ne prélevant aucune puissance sur le circuit d'entrée ne perturbe pas celui-ci. Ce montage constitue un *adaptateur d'impédance* de gain unité.

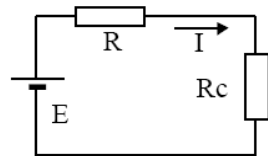


EXERCICES D'APPLICATIONS.

Exercice N°1 : Générateur de tension

E est un générateur de tension idéal ($E = 12 \text{ V}$) en série avec une résistance interne $R = 0,01 \Omega$. Calculer le courant dans la résistance de charge R_C si :

- $R_C = 10 \Omega$
- $R_C = 0$ (court-circuit). Dans ce cas, que se passe-t-il si le générateur est un accumulateur au plomb ?

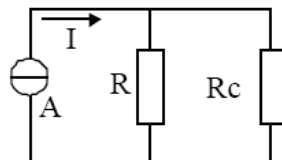


Exercice N°2 : Générateur de courant

A est un générateur de courant idéal ($I = 5 \text{ mA}$) et R sa résistance interne $R = 250 \text{ k}\Omega$.

Calculer le courant dans la résistance de charge R_C si : $R_C = 10 \Omega$, $10 \text{ k}\Omega$, $1 \text{ M}\Omega$.

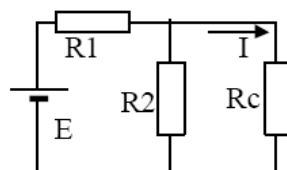
Conclure.



Exercice N°3 : Diviseur de tension

E est un générateur de tension idéal ($E = 12 \text{ V}$), $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

Calculer le courant dans la résistance de charge R_C et la tension entre ses bornes si : $R_C = 0 \Omega$, 500Ω , $1 \text{ k}\Omega$, $2 \text{ k}\Omega$, $100 \text{ k}\Omega$. Conclusions.



Exercice N°4 : Droite de charge

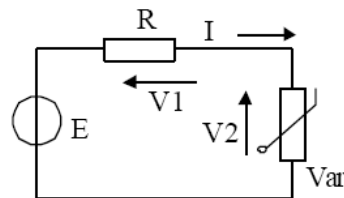
On considère le circuit composé d'une « varistance Var » alimentée par un générateur de f.e.m. $E = 40 \text{ V}$ en série avec une résistance $R = 100 \Omega$. Soit V_2 la tension aux bornes de la varistance. La caractéristique de celle-ci peut être représentée par une équation de la forme :

$I = K \cdot V^n$. On a mesuré :

$I = 100 \text{ mA}$ pour $V_2 = 33 \text{ V}$ et $I' = 300 \text{ mA}$ pour $V_2' = 45 \text{ V}$.

– Déterminer les valeurs des constantes K et n (attention aux unités !).

– Tracer la caractéristique de la varistance et déterminer graphiquement le point de fonctionnement du montage. Indiquer les valeurs de V_1 et V_2 .

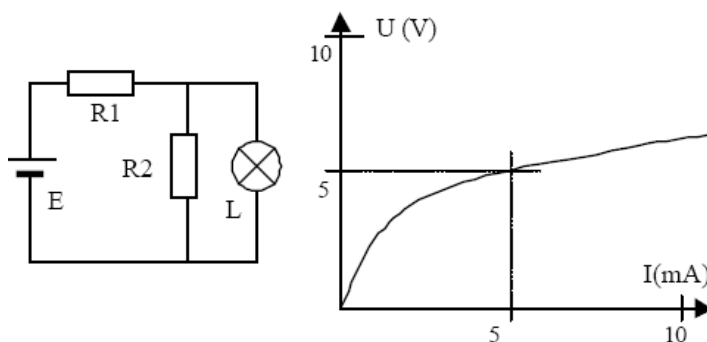


Exercice N°5 : Droite de charge

Une lampe à incandescence L a la caractéristique ci-contre.

Elle est alimentée par le circuit dont les éléments valent : $E = 20 \text{ V}$; $R_1 = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$.

Déterminer le courant qui circule dans la lampe et la tension entre ses bornes.

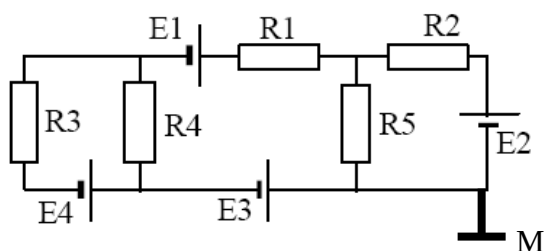


Exercice N°6 : Droite de charge

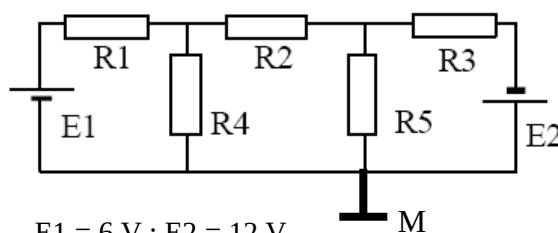
Résoudre les exercices 3 et 5 en utilisant un générateur de Thévenin et Northon équivalent

Exercice N°7 : Lois des mailles et le théorème de Millman

Calculer l'intensité dans chacune des branches de ce circuit en utilisant la loi des mailles, puis le théorème de Millman.



$E_1 = 8 \text{ V}$; $E_2 = 12 \text{ V}$.
 $E_3 = 6 \text{ V}$; $E_4 = 2 \text{ V}$.
 $R_1 = R_2 = 5 \Omega$.
 $R_3 = R_4 = R_5 = 10 \Omega$.



$E_1 = 6 \text{ V}$; $E_2 = 12 \text{ V}$.
 $R_1 = R_5 = 20 \Omega$.
 $R_3 = R_4 = 40 \Omega$.
 $R_2 = 10 \Omega$

(Notions de bases sur les circuits)



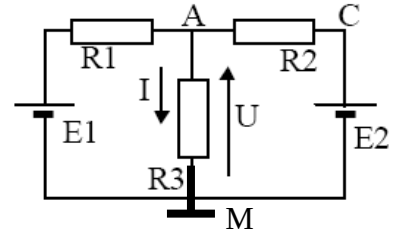
EXERCICES D'APPLICATIONS.

Exercice N°8 : Comparaison

Calculer U et I en utilisant :

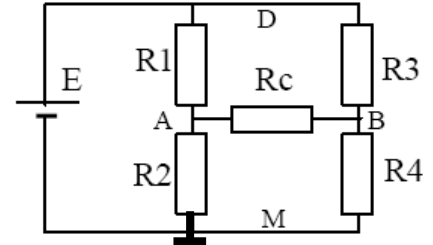
- la loi des mailles,
- le principe de superposition,
- le théorème de Millman.

$E_1 = 10 \text{ V}$; $E_2 = 40 \text{ V}$. $R_1 = 5 \Omega$; $R_2 = R_3 = 10 \Omega$.



Exercice N°9 : Répétition

Reprendre l'exercice 8 en utilisant les générateurs de Thévenin et de Norton équivalents.



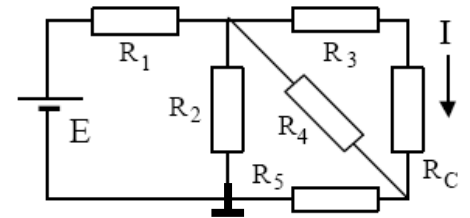
Exercice N°10 : Pont de résistances

On considère un pont de Wheatstone dont la résistance du bras détecteur est R_C .

Calculer le courant qui circule dans la résistance R_C . On donne :

$E = 6 \text{ V}$; $R_1 = R_2 = 3 \text{ k}\Omega$.

$R_3 = 2 \text{ k}\Omega$. $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$.



Exercice N°11 : Théorème de Kennelly

Calculer le courant qui circule dans la résistance R_C .

On pourra utiliser la transformation étoile-triangle ou mieux le théorème de Thévenin ou encore le théorème de Millman.

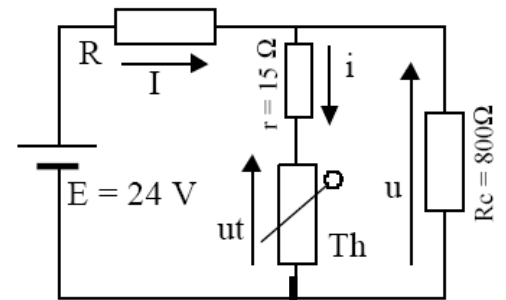
Exercice N°12 :

La tension aux bornes d'une thermistance en fonction du courant est la suivante :

$u_t \text{ (V)}$	0	4	6,5	8,2	8,6	9	8,7	8
$i \text{ (mA)}$	0	5	10	20	25	35	65	100

On considère le circuit ci-contre.

- Tracer $u = f(i)$.
- Exprimer $u = g(E, i, R, R_C)$
- Calculer R pour avoir un courant i égal à 60 mA.
- Déterminer la variation de u quand la tension E varie de $\pm 15 \%$.



Exercice N°13 : Convertisseur digital-analogique

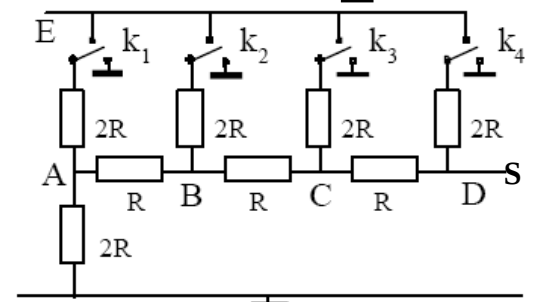
Les tensions appliquées sont $E.k_i$ avec :

$k_i = 0$ si l'inverseur est relié à la masse.

$k_i = 1$ si l'inverseur est relié à E.

En utilisant le théorème de Millman en A, B, C et D, montrer que :

$$V_s = \frac{k_1 E}{16} + \frac{k_2 E}{8} + \frac{k_3 E}{4} + \frac{k_4 E}{2}$$

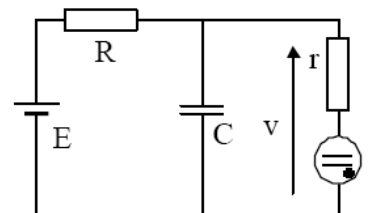


Exercice N°14 : Relaxateur à néon

On considère le circuit ci-contre. Le fonctionnement de la lampe à néon peut être schématisé de la manière suivante : si la tension aux bornes de la lampe est inférieure à V_{AL} , elle est éteinte et présente une résistance r_E très grande. Quand le tube est allumé, le gaz ionisé présente une résistance r_A .

Quand la tension aux bornes du tube devient inférieure à V_{EX} , il s'éteint. Déterminer la variation de la tension aux bornes du condensateur en fonction du temps.

AN : $E = 90 \text{ V}$; $R = 1 \text{ M}\Omega$; $C = 10 \mu\text{F}$; $V_{AL} = 65 \text{ V}$; $V_{EX} = 55 \text{ V}$; $r_A = 10^5 \Omega$

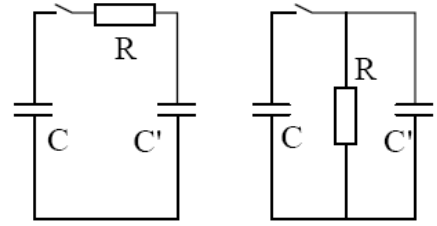


(Notions de bases sur les circuits)

Exercice N°15 : Décharge d'un condensateur

Le condensateur C est initialement chargé avec une charge Q_0 .

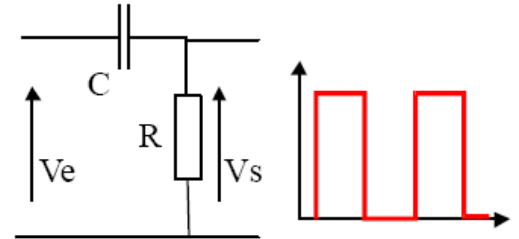
Calculer pour les deux circuits, en fermant l'interrupteur, l'expression de la charge et du courant pour les deux condensateurs.



Exercice N°16 : Circuit intégrateur

On suppose que l'impédance de charge du circuit est très grande. La tension d'entrée est rectangulaire.

Déterminer l'allure de la tension de sortie.



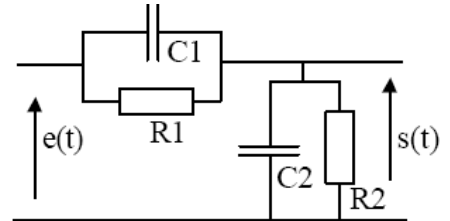
Exercice N°17 : Atténuateur compensé

Écrire $s(t) = f(e(t))$ puis faire le changement de variable,

$x(t) = s(t) - e(t).R_2/(R_1 + R_2)$.

Résoudre l'équation différentielle ainsi obtenue quand $R_1C_1 = R_2C_2$.

Montrer que C_2 n'apparaît pas dans l'expression du régime permanent.



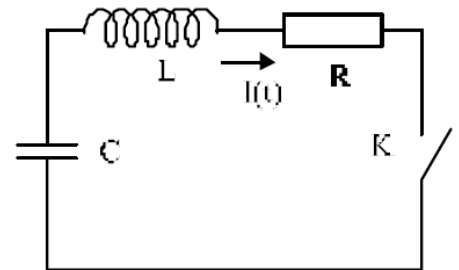
Exercice N°18 : Circuit RLC série

On considère un circuit RLC série dont le condensateur porte la charge initiale Q_0 . A l'instant

$t = 0$, on ferme l'interrupteur K .

1) On donne $R = 100 \Omega$. La résistance critique vaut 200Ω et la pulsation propre du circuit est égale à $\omega_0 = 2000 \text{ Rd/s}$. En déduire les valeurs de L et de C .

2) Déterminer $Q(t)$ et $I(t)$.



(Notions de bases sur les circuits)

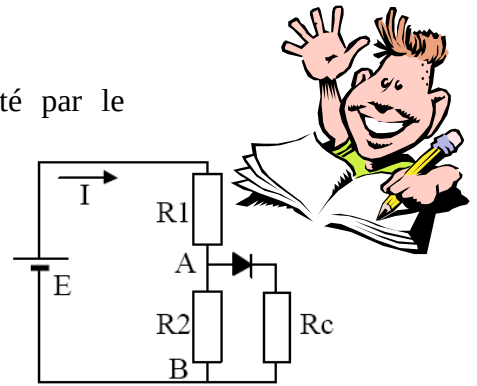
EXERCICES D'APPLICATIONS.

Exercice N°1 :

En utilisant les divers modèles de la diode, calculer le courant débité par le générateur.

$E = 12 \text{ V}$; $R_1 = 6 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$; $R_C = 1 \text{ k}\Omega$;

Pour le modèle "avec seuil et résistance" prendre $R_D = 100\Omega$.



Exercice N°2 :

La diode du circuit ci-dessus est en court-circuit. Déterminer V_{AB}

Même question si la diode est coupée.

Exercice N°3 :

Pour réaliser une alimentation continue de 15V, qui débite dans une résistance $R = 680\Omega$, on utilise un redresseur en pont avec un condensateur de filtrage C en parallèle sur R. On veut que la tension d'ondulation soit inférieure à 1 V.

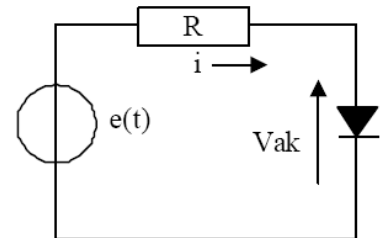
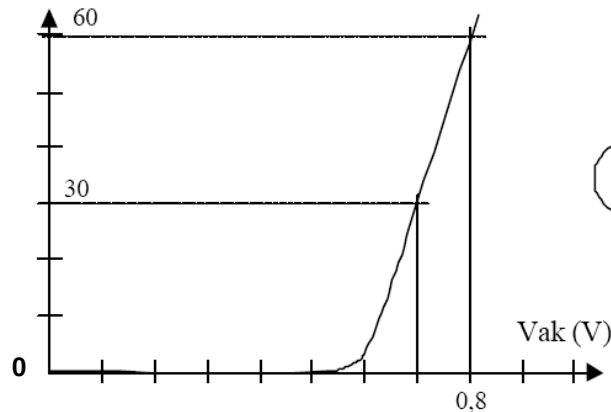
Déterminer la tension (efficace) du secondaire du transformateur et la valeur de C.

Exercice N°4 :

Représenter graphiquement l'évolution de la tension V_{AK} et du courant i en fonction du temps dans les deux cas suivants :

a) $e(t) = 1,2 + 0,2 \cdot \sin \omega t$ $R = 10 \Omega$

b) $e(t) = 1,6 + 2 \cdot \sin \omega t$ $R = 100 \Omega$

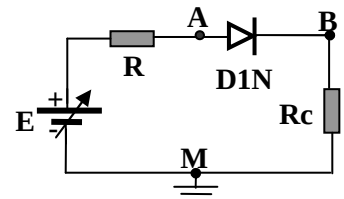


Exercice N°5 :

Soit le circuit électronique de la figure ci-contre.

On utilise une diode de redressement en Silicium modélisée par une tension de seuil égale à 0.7V en série avec une résistance nulle, en polarisation directe. Et par une résistance infinie en polarisation inverse (ou bloquée).

On donne : $R=1\text{k}\Omega$, $R_C=300\Omega$



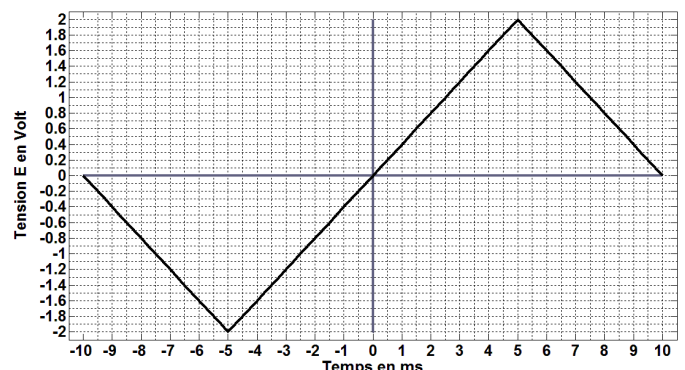
1. Pour les valeurs de $E \leq 0$. Si E prend les valeurs successives : -2V; -0.5V; 0V

- Quel est l'état de la diode D1N ? : Diode polarisée directe ou inverse. Diode passante ou bloquée.
- Calculer le courant dans le circuit.
- Donner alors les valeurs des potentiels V_A et V_B .

2. Pour $E > 0$. Si E prend les valeurs successives : 0.5V; 2V

- Quel est l'état de la diode D1N ? : Diode polarisée directe ou inverse. Diode passante ou bloquée.
- Calculer le courant dans le circuit.
- Donner alors les valeurs des potentiels V_A et V_B .

3. En variant E tel que montré sur le graphe de la figure ci-contre, montrer comment varient les tensions aux bornes de la résistance R_C et de la diode.

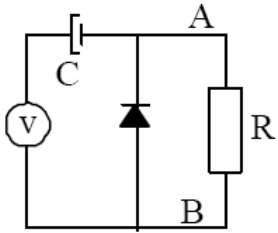


(Diodes et circuits à diodes)



EXERCICES D'APPLICATIONS.

Exercice N°6 : Translateur de niveau



La tension d'entrée est $v = U \cdot \sin \omega t$

On pose $T = 2\pi/\omega$ et on suppose que $RC \gg T$.

Comment varie la tension aux bornes de la résistance R si la diode est idéale.

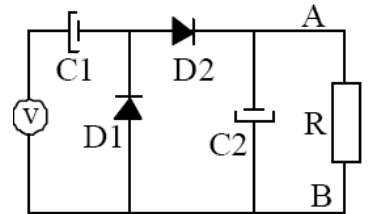


Exercice N°7 : Doubleur de tension

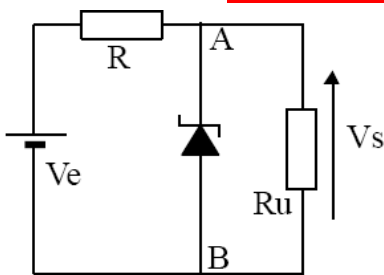
La tension d'entrée est $v = U \cdot \sin \omega t$

Expliquer le fonctionnement du circuit quand la condition $RC_2 \gg T$ est satisfaite.

Montrer que la tension aux bornes de R tend alors vers la valeur $2U$.



Exercice N°8 : Diode Zener



1) Calculer I_z maximum.

2) Quel est le générateur de Thévenin (E_{th} , R_{th}) équivalent entre A et B.

3) Déterminer le point de fonctionnement.

4) Calculer R et R_U sachant que :

– $V_E = 40 \text{ V}$ si $I_z = I_{z \text{ max}}/2$ et que :

– $V_E = 35 \text{ V}$ si $E_{th} = 1,2 V_Z$.

5) Calculer alors I_z si $V_E = 45 \text{ V}$.

6) On considère que $R_z = 25 \Omega$. Calculer alors $\delta V_s/V_s$

7) On fait varier R_U . Quel est le domaine de variation de cette résistance dans lequel la régulation est assurée ?

Données numériques :

$V_E = 40 \text{ V} \pm 12,5 \%$

$V_Z = 24 \text{ V}$ $P_{z \text{ max}} = 1,3 \text{ W}$

R_z sera négligée sauf dans la question n° 6.

Exercice N°9 : Diode Zener

On reprend le schéma de l'exercice 8 avec $V_E = 18 \text{ V}$, $R = 100 \Omega$.

La diode est caractérisée par :

$U_z = 7 \text{ V}$ si $I_z = 100 \text{ mA}$ et par $U_z = 6,2 \text{ V}$ si $I_z = 20 \text{ mA}$.

Sa caractéristique est linéaire pour $5 \text{ mA} < I_z < 100 \text{ mA}$.

- Déterminer l'équation de la caractéristique inverse.

- Calculer la résistance dynamique et les valeurs de la résistance statique pour $I_z = 30 \text{ mA}$, 60 mA et 100 mA .

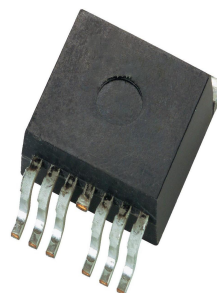
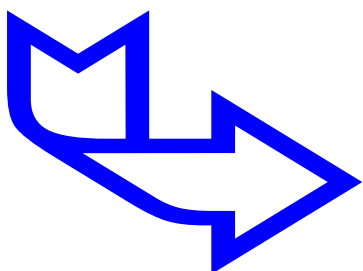
- Calculer U_z pour $R_U = 100 \Omega$

- Entre quelles limites peut varier R_U pour que la Zener travaille dans la partie linéaire de sa caractéristique ?

Exercice N°10 : Diode Zener

On reprend le schéma de l'exercice 8 avec $V_E = 40 \text{ V}$, $V_Z = 10 \text{ V}$, $R_z = 10 \Omega$, $R = 1,5 \text{ k}\Omega$ et $R_U = 200 \Omega$.

Calculer l'ondulation de la tension de sortie si celle de la tension d'entrée est de 4 V crête à crête.



(Diodes et circuits à diodes)

EXERCICES D'APPLICATIONS.

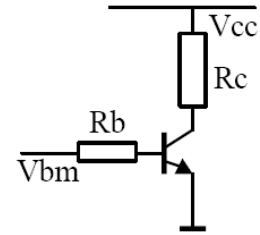
Exercice N°1 : Transistor saturé

a) On donne : $V_{CC} = 20 \text{ V}$; $V_{BM} = 10 \text{ V}$; $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_B = 47 \text{ k}\Omega$.

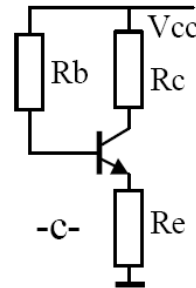
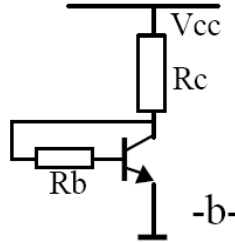
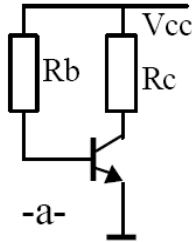
Calculer le courant base et la tension V_{CE} du transistor.

b) On donne : $V_{CC} = 5 \text{ V}$; $V_{BM} = 5 \text{ V}$; $R_C = 470 \Omega$ et $R_B = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Calculer le courant base, le courant collecteur et la tension V_{CE} du transistor.



Exercice N°2 : Polarisation du Transistor



On donne : $V_{CC} = E = 15 \text{ V}$; $V_{BM} = 10 \text{ V}$;

$R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $R_E = 100 \Omega$ et $R_B = 200 \text{ k}\Omega$.

Calculer le courant collecteur pour chaque circuit pour un gain $\beta = 100$ puis pour un gain $\beta = 300$.

Quel montage est le moins sensible aux variations de β ?

Exercice N°3 : Polarisation du Transistor par pont de base

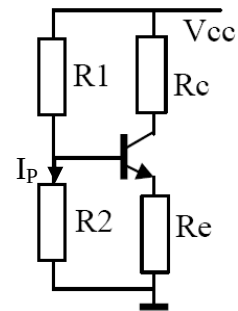
On donne :

$V_{CC} = 12 \text{ V}$; $\beta = 60$; $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$; $R_C = 4,7 \text{ k}\Omega$.

On veut que $I_P \geq 10.I_B$; $V_{EM} = 0,2V_{CC}$ et $V_{CE} = 0,4V_{CC}$.

Calculer R_E , R_1 et R_2 pour obtenir ces valeurs.

Déterminer pour ces conditions quel sera le point de fonctionnement du montage.

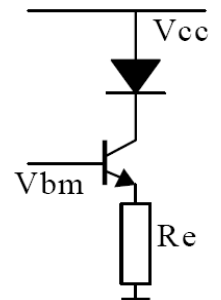


Exercice N°4 : Générateur de courant

Calculer le courant qui circule dans la diode.

On donne : $V_{CC} = E = 5 \text{ V}$; $V_{BM} = 2 \text{ V}$; $R_E = 100 \Omega$.

Les caractéristiques du transistor utilisées ont-elles une influence sur le fonctionnement du montage ?



Exercice N°5 : Générateur de courant

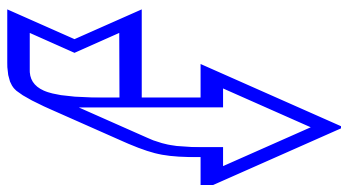
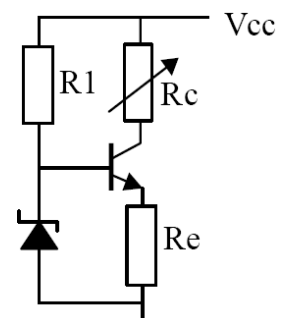
On donne : $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$; $V_Z = 6,6 \text{ V}$; $R_E = 2 \text{ k}\Omega$;

$V_{CC} = 15 \text{ V}$.

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.

Dans quel domaine peut-on faire varier la résistance de charge R_C sans que le courant I_C varie ?



(Transistors bipolaires et circuits à BJT)

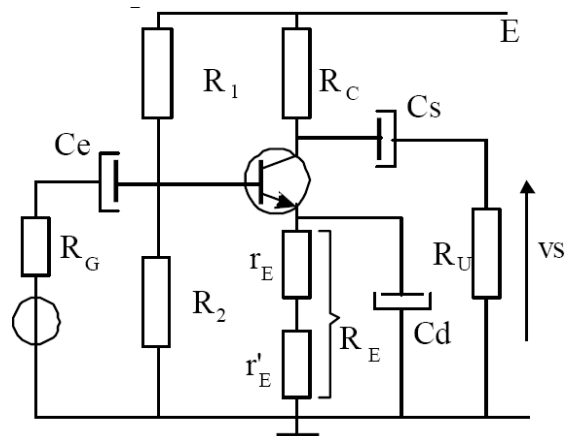
EXERCICES D'APPLICATIONS.

Exercice N°1 : Amplificateur émetteur commun

On donne : $E = 15 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$
 $R_C = 6,2 \text{ k}\Omega$; $R_E = 1500 \Omega$;
 $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.

Calculer le gain en tension du montage si $R_U = \infty$ (pas de charge).

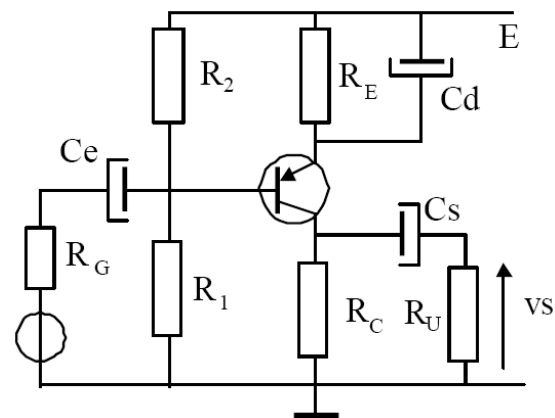
Même question si $R_U = 10 \text{ k}\Omega$



Exercice N°2 : Amplificateur émetteur commun

On donne : $E = 15 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$
 $R_C = 6,2 \text{ k}\Omega$; $R_E = 1500 \Omega$;
 $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.
 Calculer le gain en tension si $R_U = \infty$.
 Même question si $R_U = 10 \text{ k}\Omega$.

On donne $\beta = 150$. Calculer les impédances d'entrée et de sortie de l'étage.



Exercice N°3 : Amplificateur émetteur commun

On utilise le schéma et les données de l'exercice 1 ; la résistance R_E est cette fois décomposée en deux résistances $r_E = 500 \Omega$ et $r'_E = 1000 \Omega$. On considère que $\beta = 150$.

Calculer les impédances d'entrée et de sortie de l'étage et le gain de l'étage si :

- il n'y a aucun découplage sur l'émetteur.
- la résistance r'_E est découplée mais pas r_E .

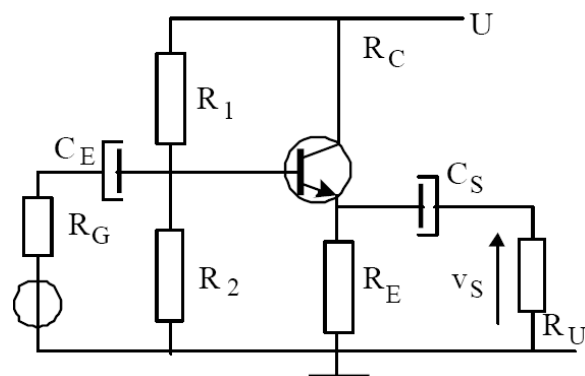
Quel est l'intérêt de ce découplage partiel de l'émetteur ?

Exercice N°4 : Amplificateur collecteur commun

Calculer la tension de sortie v_s et l'impédance de sortie.

On donne :

$U = 15 \text{ V}$;
 $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$;
 $R_E = 10 \text{ k}\Omega$; $R_U = 2,7 \text{ k}\Omega$.
 Générateur :
 $v_G = 50 \text{ mV}$ et $R_G = 10 \text{ k}\Omega$.



(Amplificateurs à BJT)

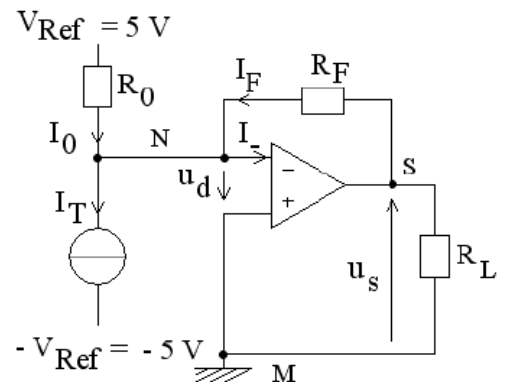
EXERCICES D'APPLICATIONS.

Exercice 1 Thermomètre électronique

- les **amplificateurs opérationnels employés sont idéaux**. Cela signifie en particulier que les courants entrant par les entrées + et - sont d'intensités nulles.
- **leur fonctionnement est linéaire**. La tension différentielle d'entrée u_d est supposée égale à 0 (différence de potentiel entre les entrées + et -)

Le générateur de courant est un capteur de température AD590 conçu par Analog Device qui est très pratique : le courant parcourant ce dipôle est égal à $298.2 \mu A$ à une température de $25^\circ C$ (soit $298.2 K$) et augmente linéairement de $1 \mu A$ par degré.

- Exprimer la tension de sortie u_s en fonction des paramètres du montage.
- Déterminer R_0 pour que $u_s = 0 V$ lorsque la température est égale à $0^\circ C$.
- Déterminer R_F pour que $u_s = 5 V$ lorsque la température est égale à $100^\circ C$.
- Evaluer l'intérêt global de ce montage.



Exercice 2 Echelle d'affichage

- les **amplificateurs opérationnels employés sont idéaux**. Cela signifie en particulier que les courants entrant par les entrées + et - sont d'intensités nulles.
- **ATTENTION : leur fonctionnement n'est pas linéaire**. La tension différentielle d'entrée u_d n'est plus supposée égale à 0 (différence de potentiel entre les entrées + et -) : on raisonne à partir de la tension de sortie qui se fixe à $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$ selon le signe de u_d

Les LED ont une tension de seuil $V_F = 1.2 V$ ainsi qu'une intensité directe maximale de $10 mA$.

Dans tout l'exercice les ampli-Op spéciaux sont alimentés en $+V_{cc} = +5V$, 0 et $-V_{cc} = -5V$.

Fonctionnant en mode comparateur à un seuil, la tension de sortie u_s ne peut prendre que deux valeurs :

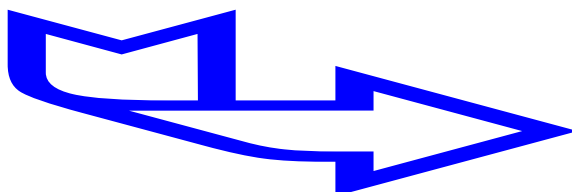
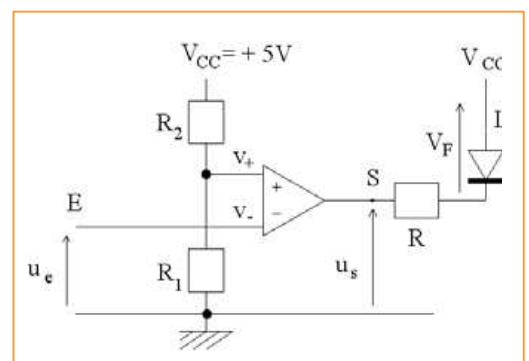
Si $V_+ > V_-$, alors $u_s = +V_{sat} = +5V$

Si $V_+ < V_-$, alors $u_s = -V_{sat} = -5V$

Montage 1

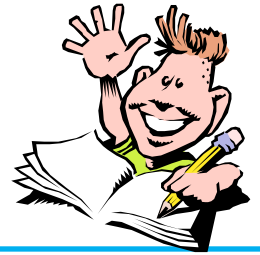
On a $R_1 = 20 k\Omega$ et $R_2 = 30 k\Omega$

- A quelle condition sur la tension d'entrée, la LED brille-t-elle ? (préciser la valeur de u_s correspondante)
- En déduire la plage de valeur de la tension u_e pour que la LED brille
- Déterminer la résistance R minimale nécessaire, notée R_{min} , nécessaire en série avec la LED pour que celle-ci soit parcourue par un courant $I_F = 10 mA$



(AMPLIFICATEURS "OP")

EXERCICES D'APPLICATIONS.



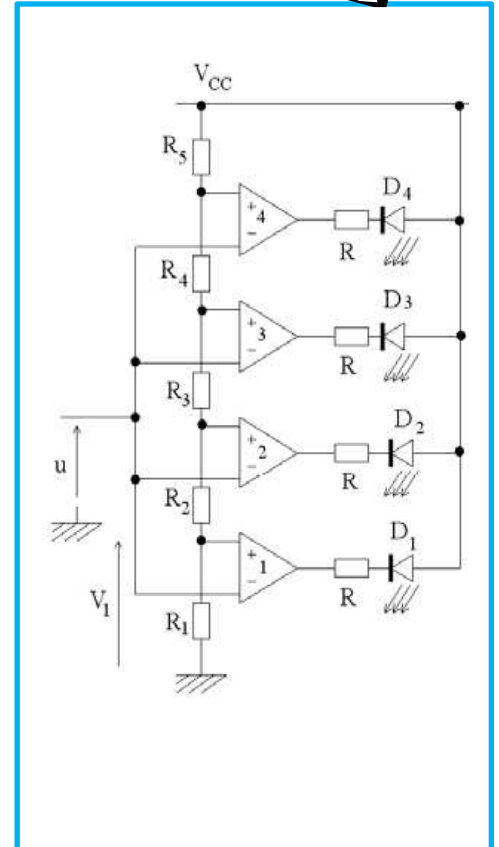
Montage 2

Le montage 2 met en œuvre un montage similaire au montage élémentaire. Les ampli-Op se comportent comme le **comparateur** du montage 1. Ils portent le même numéro que la LED en sortie.

On a $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 10\text{ k}\Omega$ $V_{cc} = 5\text{ V}$

- Déterminer les potentiels V_n sur les entrées + de chaque ampli-Op ($n = 1, 2, 3, 4$)
- La tension d'entrée u vaut 3.5 V , indiquer et justifier l'état de chaque Led (allumée ou éteinte)
- Compléter le tableau en précisant les bornes d'encadrement de la tension d'entrée ainsi que l'état des autres LED : allumée (A) ou éteinte (E)

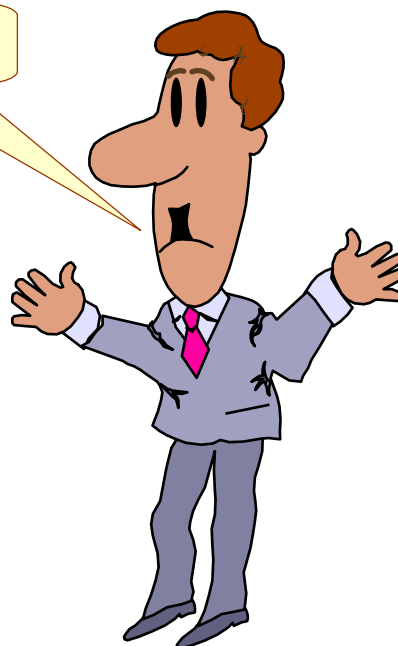
Tension d'entrée	D1	D2	D3	D4
$0\text{ V} < u <$	E	E	E	E
$< u <$				
$< u <$				
$< u <$				
$< u < 5\text{ V}$	A	A	A	A



Et c'est déjà fini !



MINISTÈRE
DE L'ÉDUCATION NATIONALE,
DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE



La fin de ce poly !



Notes personnelles...





ELECTRONIQUE / ROBOTIQUE.



Notes personnelles...

