



ELECTRONIQUE / ROBOTIQUE.



Cours d'électronique



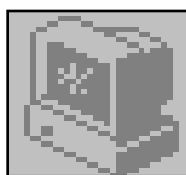
l'Electronique ! **Explications techniques.**



ELECTRONIQUE ROBOTIQUE

***Cours, Etude et Calculs.
Révision en Electro...***

Tome n°2



Laboratoire personnel d'Electronique / Robotique.

Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur



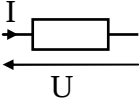
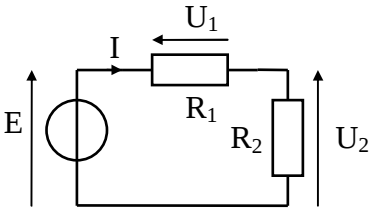
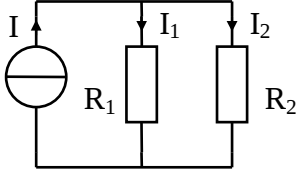
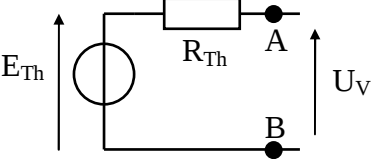
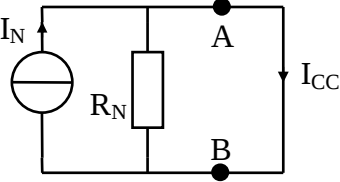
Richard KOWAL !

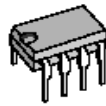


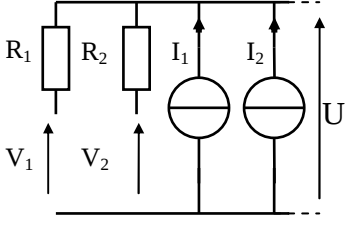
LE FORMULAIRE.

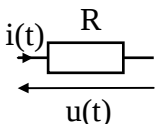
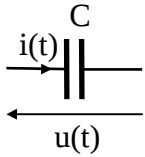
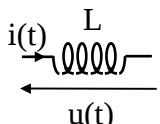
Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur.

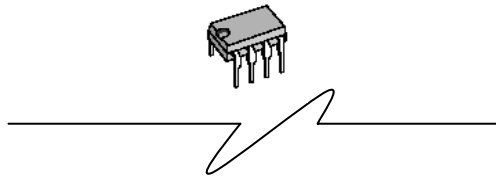


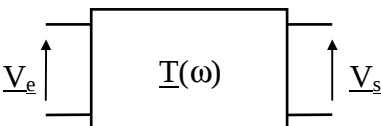
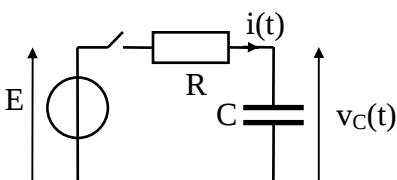
	La LOI D'OHM :	$U = R.I$; $I = U/R$; $R = U/I$ U : tension en volts (V) I : courant en ampères (A) R : résistance en ohms (Ω) (ou U en V, I en mA et R en (KΩ))
Montage série 	La LOI DES MAILLES : Résistance équivalente "vue" par: [E] Formule du pont diviseur en tension.	$E - U_1 - U_2 = 0$ ou $E = U_1 + U_2$ $R_{eq} = R_1 + R_2$ $U_1 = \frac{E.R_1}{R_1 + R_2}$ et $U_2 = \frac{E.R_2}{R_1 + R_2}$
Montage parallèle 	La LOI DES NŒUDS : Résistance équivalente "vue" par: [I] Formule du pont diviseur en courant	$I = I_1 + I_2$ $R_{eq} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2}$ ou $\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$ $I_1 = \frac{I.R_2}{R_1 + R_2}$ et $I_2 = \frac{I.R_1}{R_1 + R_2}$
Générateur de Thévenin 	Calcul de E_{TH} Calcul de R_{Th}	C'est la tension à vide en sortie du dipôle (U_V) C'est la résistance du dipôle quand on annule toutes les sources d'énergie indépendantes. (on court-circuite les générateurs de tension et on enlève les générateurs de courant)
Générateur de Norton 	Calcul de I_N Calcul de R_N	C'est le courant de court-circuit en sortie du dipôle (I_{CC}) identique à celui de R_{Th}
	Relation entre les 2 générateurs	$E_{TH} = R_N . I_N$ ou $I_N = E_{TH} / R_{Th}$



	Le Théorème de Millman !	$U = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{V_i}{R_i} + \sum_{i=1}^m I_i}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$
En régime sinusoïdal, les lois générales sont les mêmes qu'en régime continu à condition de remplacer toutes les grandeurs électriques réelles par des nombres complexes.		

	La Résistance :	Le Condensateur :	La Bobine :
Symbole			
Relation tension / courant	$u(t) = R.i(t)$	$i(t) = C.du/dt$	$u(t) = L.di/dt$
Unités	R : résistance en Ohm Symbole : Ω	C : capacité en Farad Symbole : F	L : inductance en Henry Symbole : H
Homogénéité (très utile pour vérifier des calculs littéraux)	R s'exprime en : Ω	C s'exprime en : s/Ω	L s'exprime en : $\Omega.s$
Continuité		$u_{(0+\epsilon)} = u_{(0-\epsilon)}$ (continuité de la tension)	$i_{(0+\epsilon)} = i_{(0-\epsilon)}$ (continuité du courant)
Dérivée en $0 + \epsilon$		$\left(\frac{du}{dt}\right)_{0+\epsilon} = \frac{i_{(0+\epsilon)}}{C}$	$\left(\frac{di}{dt}\right)_{0+\epsilon} = \frac{u_{(0+\epsilon)}}{L}$
En régime continu	$U = R.I$	$i = 0$ (circuit ouvert)	$u = 0$ (court-circuit)
En sinusoïdal	$\underline{U} = \underline{Z}_R . \underline{I}$ avec $\underline{Z}_R = R$	$\underline{U} = \underline{Z}_C . \underline{I}$ avec $\underline{Z}_C = 1/jC\omega$	$\underline{U} = \underline{Z}_L . \underline{I}$ avec $\underline{Z}_L = jL\omega$
module	$\rightarrow U_{Max} = R.I_{Max}$	$\rightarrow U_{Max} = I_{Max}/(C\omega)$	$\rightarrow U_{Max} = L\omega.I_{Max}$
déphasage	$\rightarrow u(t)$ et $i(t)$ en phase	$\rightarrow u(t)$ en retard de 90° par rapport à $i(t)$	$\rightarrow u(t)$ en avance de 90° par rapport à $i(t)$
Limites en fréquence	$ \underline{Z}_R = R$ quelle que soit la fréquence	$f \rightarrow 0 \rightarrow \underline{Z}_C \rightarrow \infty$ (circuit ouvert) $f \rightarrow \infty \rightarrow \underline{Z}_C \rightarrow 0$ (court-circuit)	$f \rightarrow 0 \rightarrow \underline{Z}_L \rightarrow 0$ (court-circuit) $f \rightarrow \infty \rightarrow \underline{Z}_L \rightarrow \infty$ (circuit ouvert)



valeur moyenne et valeur efficace	Valeur moyenne Valeur efficace $v_T(t) = V_0 + v(t)$ ($v(t)$: valeur moyenne nulle, valeur efficace : V_{eff}) $v(t) = V_M \cdot \sin \omega t$	$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$ $V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$ $V_{eff, Totale} = \sqrt{V_0^2 + V_{eff}^2}$ $V_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$
	La Fonction de Transfert : Amplification Gain (en décibels : dB) Déphasage de v_s / v_e Gain maximum Fréquence de coupure à -3dB : f_c telle que : Pente de l'asymptote (n : ordre du filtre) Variation totale de ϕ	$\underline{T}(\omega) = \underline{V_s} / \underline{V_e}$ $A(\omega) = \underline{V_s} / \underline{V_e} = \underline{T}(\omega)$ $G(\omega) = 20 \text{ Log}_{10}(A(\omega))$ $\phi = \text{Arg } \underline{T}(\omega)$ $G_{MAX} = 20 \text{ Log } (A_{MAX})$ $G_C = G_{MAX} - 3 \text{ dB} ; A_C = A_{MAX} / \sqrt{2}$ $\pm 20.n \text{ dB/décade}$ $n.90^\circ$
Régime transitoire du 1^{er} ordre 	Charge du condensateur (initialement déchargé) $\tau = RC$ (constante de temps du circuit RC) Le condensateur est chargé à 99 % en un temps $= 5\tau$ Décharge du condensateur (initialement chargé à E) <u>Cas général</u> V_0 : tension initiale ($t = 0^+$) V_∞ : tension finale ($t \rightarrow \infty$)	$v_C(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) ; i(t) = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$ $v_C(t) = E e^{-\frac{t}{\tau}} ; i(t) = -\frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$ $v_C(t) = V_\infty + (V_0 - V_\infty) e^{-\frac{t}{\tau}}$ $t = \tau \cdot \ln \left(\frac{V_0 - V_\infty}{v_C(t) - V_\infty} \right)$



LE SOMMAIRE.

Partie 1 : Circuits linéaires:

- I. Dipôles linéaires et sources élémentaires
- II. Boîtes à outils : théorème et lois de l'électronique linéaire
- III. Modélisation
- IV. Analyse fréquentielle
- V. Régime transitoire et transformée de Laplace
- VI. Puissances
- VII. Les Quadripôles

Partie 2 : Exemple de composant non linéaire: la diode à jonction.

- I. Caractéristiques électriques d'une diode à jonction
- II. Schémas équivalents
- III. Exemples d'utilisation
- IV. D'autres types de diodes
- V. De la jonction PN à la diode

Partie 3 : Exemple de composant à semi conducteur: le transistor.

- I. Le transistor bipolaire
- II. Le transistor MOS
- III. Amplificateurs à transistors : montages fondamentaux

Partie 4 : L'Amplificateur opérationnels:

- I. Principales caractéristiques de l'AOP
- II. Notion de boucle
- III. Compléments importants sur l'AOP : quelques imperfections qui peuvent limiter l'utilisation en pratique





ELECTRONIQUE / ROBOTIQUE.



l'Electronique !

Notes personnelles...



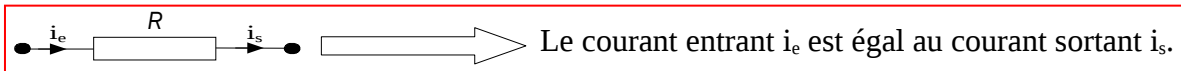


les circuits linéaires:

I. Dipôles linéaires et sources élémentaires.

I.1. Définitions:

Dipôle : Un dipôle est un élément d'un circuit électrique accessible par deux bornes.



Dipôle linéaire : Un dipôle est dit linéaire si la relation qui lie la tension à ses bornes au courant qui traverse le dipôle est linéaire. On parle de caractéristique linéaire du dipôle.

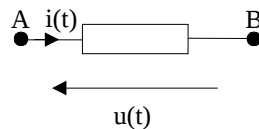
Dipôle passif : Un dipôle passif peut absorber de l'énergie et la dissiper en chaleur. Il peut éventuellement la stocker. Les trois dipôles passifs qui traditionnellement constituent la base de l'électronique analogique sont : les résistances, les inductances et les condensateurs ou capacités.

Dipôle actif : Un dipôle actif peut fournir à ses bornes une énergie supérieure à celle qu'il a absorbée depuis que le circuit a été mis en marche. C'est le cas en particulier des sources de tension ou de courant.

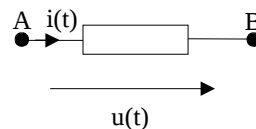
I.2. Conventions:

Soit $i(t)$ l'intensité algébrique du courant traversant le dipôle, comptée positivement allant de A vers B, la tension $u(t)$ aux bornes du dipôle sera $u(t) = V_A - V_B$ dans la convention récepteur ou $u(t) = V_B - V_A$ dans la convention générateur.

On préfère appliquer la convention générateur aux sources de tension ou de courant et la convention récepteur aux éléments de circuit de type charge, comme une résistance par exemple.



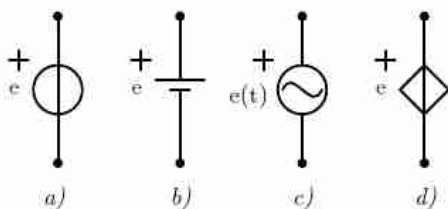
Convention récepteur



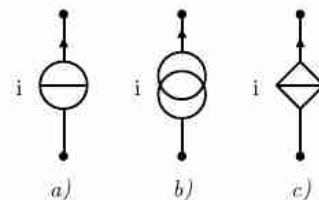
Convention générateur

I.3. Sources de tension et de courant.

Les Symboles:



Différents symboles utilisés pour indiquer des sources de tension. Le symbole a) indique une source qui peut être continue ou variable. b) est toujours continue, c) toujours variable, d) est une source de tension commandée.



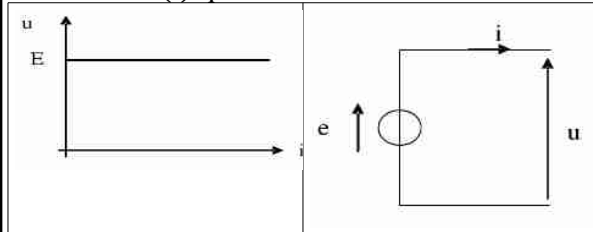
Différents symboles utilisés pour indiquer des sources de courant. Le symbole c) indique une source commandée.



Les Sources idéales.

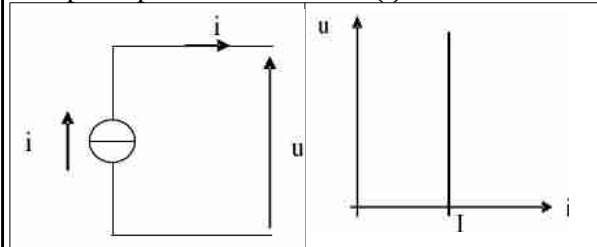


Source idéale de tension : C'est un dipôle qui délivre une tension $u(t)$ qui ne dépend pas du courant $i(t)$ qui le traverse.



Caractéristique d'une source idéale de tension continue.

Source idéale de courant : C'est un dipôle qui délivre un courant d'intensité $i(t)$ qui ne dépend pas de la tension $u(t)$ à ses bornes.

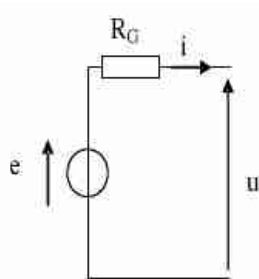


Caractéristique d'une source idéale de courant continue.

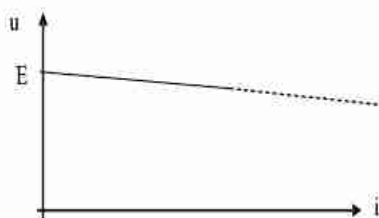
Sources réelles...

Les sources idéales sont irréalisables car les modèles précédents suppose qu'une source de tension idéale devrait débiter un courant d'intensité infinie en court-circuit et qu'une source de courant idéale devrait avoir une tension infinie à ses bornes en circuit ouvert.

Source réelle de tension : Un schéma simple dont le comportement électrique est très proche de celui d'une source de tension réelle est le suivant :



R_G , $\rightarrow$ appelée résistance interne, caractérise les pertes par effet Joule de la source réelle. Dans le cas d'une source réelle continue, la caractéristique $u(i)$ devient :



On a l'équation:

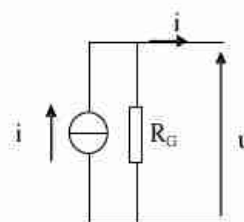
$$u = E - R_G i$$

Le courant de court-circuit n'est plus infini mais vaut:

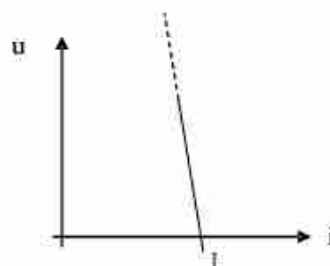
$$I_{CC} = E/R_G$$

Une source de tension réelle se rapproche d'autant plus d'un générateur idéal de tension que sa résistance interne est faible.

Source réelle de courant : Un schéma simple dont le comportement électrique est très proche de celui d'une source de courant réelle est le suivant :



R_G , $\rightarrow$ appelée résistance interne, caractérise les pertes par effet Joule de la source réelle. Dans le cas d'une source réelle continue, la caractéristique $u(i)$ devient :



On a l'équation:

$$i = I - u/R_G$$

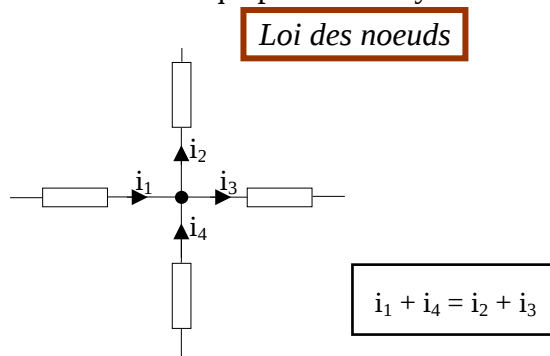
La tension à vide de la source n'est plus infinie mais vaut: $U_0 = R_G I$. Une source de courant réelle se rapproche d'autant plus d'un générateur idéal de courant que sa résistance interne est élevée.

II. Boîte à outils : Théorèmes et lois de l'électronique linéaire.

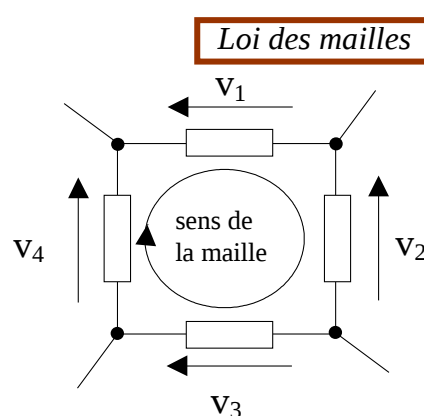
II.1. Lois de Kirchhoff:

Dans un circuit linéaire, l'application des lois de Kirchhoff associées aux caractéristiques des composants utilisés, permet d'écrire un système d'équations dont la résolution donne accès à toutes les grandeurs (courants et tensions) du circuit.

Beaucoup de théorèmes utilisés en électronique dérivent plus ou moins directement des deux lois de Kirchhoff qui peuvent se symboliser sous les formes suivantes :



La somme algébrique des courants arrivant sur un noeud est nulle : il n'y a pas de « création » de courant au niveau d'un noeud.

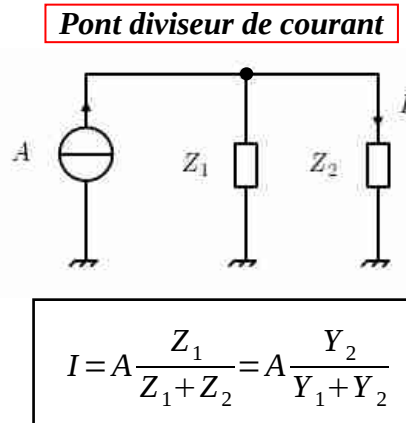
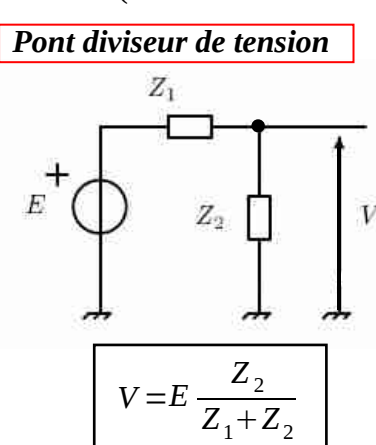


La somme algébrique des tensions mesurées le long d'une maille (orientée arbitrairement) est nulle.

II.2. Ponts diviseurs:

Les théorèmes, règles et techniques qui suivent découlent des lois de Kirchhoff. Bien que d'utilisation moins générale, ils permettent de raccourcir de beaucoup les calculs lorsque l'on peut les appliquer.

Lorsque l'on connaît la tension aux bornes de l'association série de deux impédances, ou le courant dans l'association parallèle de deux impédances, on peut utiliser les formules relatives au pont diviseur (de tension ou de courant).



avec $Y_1 = 1/Z_1$ et $Y_2 = 1/Z_2$ les admittances.

II.3. Théorème de Millman.

C'est une autre écriture de la loi des nœuds.

Prenons l'exemple ci-contre :

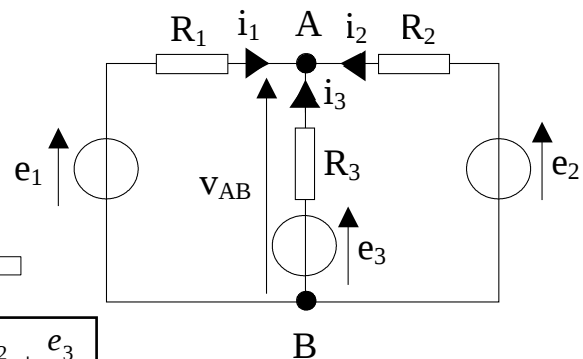
Le nœud B est pris comme référence des potentiels ($V_B = 0$).

La loi des nœuds au nœud A s'écrit :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

Ce qui conduit à :

$$\frac{e_1 - v_A}{R_1} + \frac{e_2 - v_A}{R_2} + \frac{e_3 - v_A}{R_3} = 0$$



$$v_{AB} = v_A = \frac{\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Ce résultat peut être généralisé à un réseau à n branches (E_n, R_n) associées en parallèle :

$$v_{AB} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{e_i}{R_i}}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}}$$

II.4. Théorème de superposition.

Lorsque plusieurs sources indépendantes de tension et/ou de courant, alimentent simultanément un circuit linéaire (c'est à dire régi par des équations linéaires), le courant (ou la tension) créé dans une branche par ces sources est égal à la somme des courants (ou des tensions) créés dans cette même branche par chacune des sources agissant séparément.

Il est possible d'étudier séparément les effets de chacune des sources indépendantes sur le circuit.

Quand on calcule le courant dans une branche (ou la tension à ses bornes) dû à une des sources toutes les autres doivent être « éteintes » ou « passivées », c'est à dire remplacées par leur impédance interne. Le dipôle équivalent à une source de courant idéale éteinte est donc une résistance infinie (circuit ouvert ou interrupteur ouvert) et le dipôle équivalent à une source de tension idéale éteinte une résistance nulle (court-circuit ou interrupteur fermé).

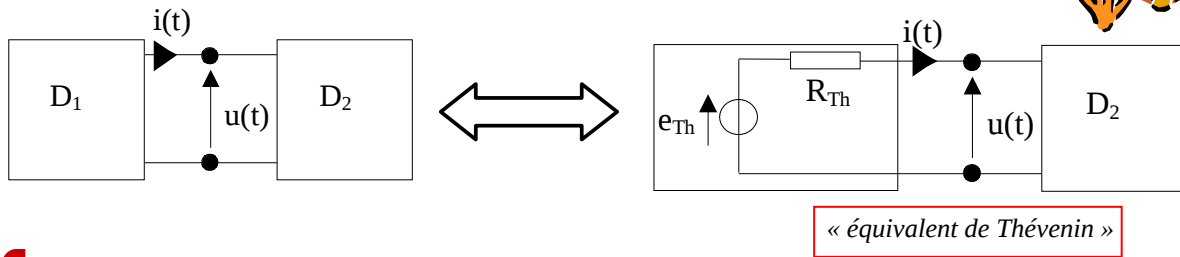
III. Modélisation.

III.1. Représentation de Thévenin et de Norton:

Les théorèmes d'équivalence de Thévenin et Norton sont utilisés afin de simplifier l'étude de circuits électriques. Ils permettent de trouver un modèle équivalent à l'ensemble d'un circuit, à condition que ce dernier soit constitué exclusivement par des éléments linéaires et des générateurs (voir la figure 9). Ce circuit doit être sous la forme d'un dipôle, c'est à dire un réseau connecté à l'extérieur seulement par deux bornes.



III.1.1. Théorème de Thévenin:



La relation entre le courant $i(t)$ traversant D_1 et la tension $u(t)$ à ses bornes est une relation qui peut s'écrire, avec la convention générateur pour D_1 , sous la forme :

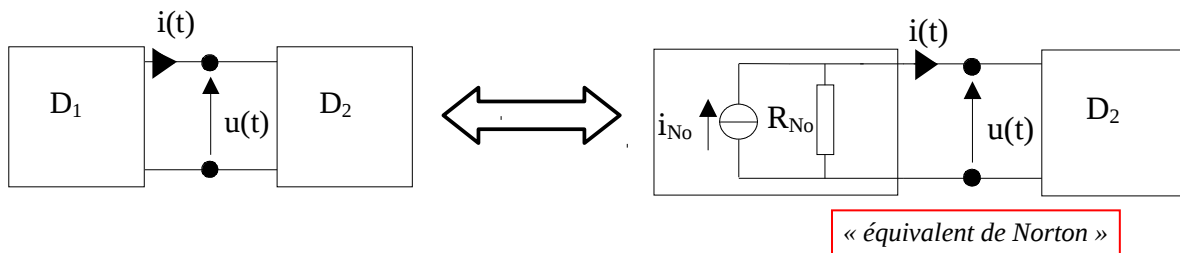
$$u(t) = e_{Th}(t) - R_{Th}i(t)$$

Le dipôle D_1 est donc modélisable vis à vis du dipôle D_2 par une source de tension appelée source de Thévenin constituée d'une source de tension idéale e_{Th} en série avec une résistance interne R_{Th} .

- e_{Th} est égale à la tension $u(t)$ en circuit ouvert (D_2 déconnecté).

- R_{Th} est la résistance équivalente du dipôle D_1 lorsque toutes les sources indépendantes ont été éteintes.

III.1.2. Théorème de Norton:



La relation entre le courant $i(t)$ traversant D_1 et la tension $u(t)$ à ses bornes est une relation qui peut s'écrire, avec la convention générateur pour D_1 , sous la forme :

$$i(t) = i_{No}(t) - \frac{u(t)}{R_{No}}$$

Le dipôle D_1 est donc modélisable vis à vis du dipôle D_2 par une source de courant appelée source de Norton constituée d'une source de courant idéale i_{No} en parallèle avec une résistance interne R_{No} .

- i_{No} est égal au courant de court-circuit (D_2 remplacé par un fil).

- R_{No} est la résistance équivalente du dipôle D_1 lorsque toutes les sources indépendantes ont été éteintes.

III.1.3. Équivalence Norton - Thévenin:

Les deux modèles (si tous les deux existent) sont totalement équivalents. Le passage de l'un à l'autre se fait grâce aux équivalences suivantes :

$$\begin{aligned} e_{Th} &= R_{No} i_{No} \\ R_{Th} &= R_{No} \end{aligned}$$

III.2. Modélisation d'un étage : exemple d'un étage amplificateur de tension:



Lors de l'étude d'un montage complexe, on va chercher à identifier des blocs ou étages qui réalisent des fonctions simples. La fonction globale du circuit sera obtenue par association des différents étages élémentaires. Cette association est souvent une simple mise en cascade.

Dans le cas général, les étages cascades ne peuvent être étudiés de manière indépendante, ils ont un effet les uns sur les autres.

Une manière assez simple de représenter l'interaction d'un étage avec le montage dans lequel il s'insère est de le modéliser sous la forme d'un quadripôle et de faire intervenir les notions de gain en tension ou/et en courant et d'impédances d'entrée et de sortie.

Définition :

Un quadripôle est un circuit possédant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie, en relation avec l'extérieur uniquement par l'intermédiaire de ces bornes. Le courant entrant par une borne d'entrée est égal à celui qui sort par l'autre borne d'entrée et il en est de même pour la sortie.



Représentation schématique d'un étage sous forme d'un quadripôle

Impédance d'entrée.

L'impédance d'entrée modélise l'effet de charge que l'étage amplificateur représente, en condition de fonctionnement, par rapport aux circuits qui le précèdent dans le montage cascade. C'est l'impédance de l'étage considéré vue de l'entrée $Z_e = \left(\frac{U_e}{I_e} \right)$ Elle dépend a priori de la charge Z_{ch} de cet étage.



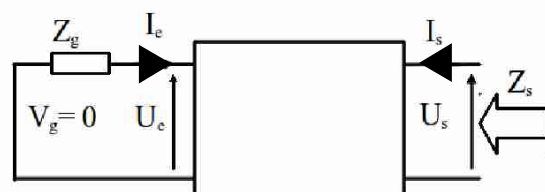
Remarque : Si on associe des étages amplificateurs ou filtres de tension, afin que l'étage considéré perturbe le moins possible les étages précédents, il doit avoir une impédance d'entrée la plus grande possible ($Z_e \rightarrow \infty$ pour un étage d'amplification idéal)

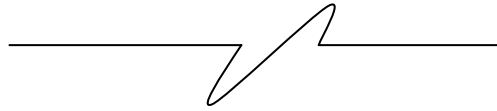
Impédance de sortie.

L'impédance de sortie modélise la capacité de l'étage considéré à piloter des charges. Ces charges sont constituées des étages qui suivent l'étage considéré. L'impédance de sortie correspond à l'impédance série du générateur de Thévenin équivalent à l'étage

$$Z_s = \left(\frac{U_s}{I_s} \right)_{V_g=0}$$

Elle symbolise la chute de tension en sortie de l'étage, lorsque celui-ci est chargé ($I_s \neq 0$).





Remarque : Si on associe des étages amplificateurs ou filtres de tension, afin que l'étage considéré perturbe le moins possible les étages suivants, il doit avoir une impédance de sortie la plus faible possible. $\Rightarrow (Z_s \rightarrow 0 \text{ pour un étage d'amplification idéal})$

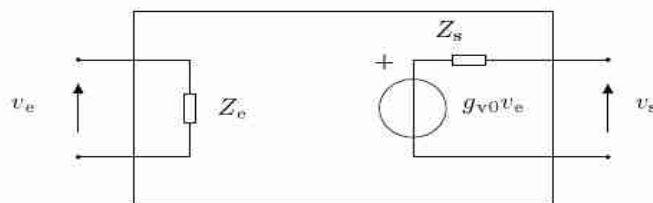
Gain en tension à vide:

Dans le cas d'un étage amplificateur de tension, on introduit le gain en tension à vide. Ce paramètre intrinsèque à l'étage modélise l'effet d'amplification en tension de l'étage considéré. C'est le rapport entre la tension mesurée à l'entrée du circuit et celle en sortie, lorsque celui-ci est branché en entrée à une source de tension idéale, et laissé à vide en sortie (circuit ouvert).

$$\Rightarrow G_{v0} = \left(\frac{U_s}{U_e} \right)_{Z_{ch} = \infty} \leftarrow$$

Modélisation complète d'un étage amplificateur de tension:

A partir des définitions précédentes, on peut donc modéliser un étage amplificateur de tension sous la forme simplifiée suivante :



Modèle d'amplificateur

III.3. Association de quadripôles en cascade:

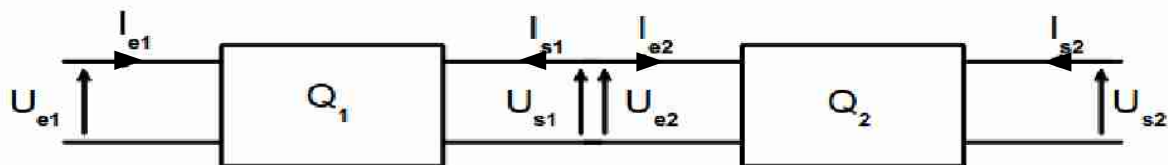


Illustration de la mise en cascade de deux quadripôles

On illustrera le cas de l'association de quadripôles en cascade en considérant un montage modélisable, comme sur la figure ci dessus, par deux quadripôles en cascade. Ce montage est laissé en circuit ouvert en sortie ($Z_{ch} \rightarrow \infty$).

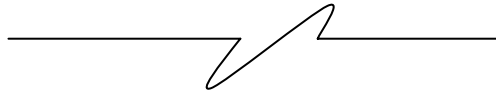
Si on remplace chacun des quadripôles par son modèle faisant intervenir G_v , Z_e et Z_s , on obtient aisément, en appliquant deux fois le théorème du pont diviseur :

$$G_{vtotal} = \left(\frac{U_{s2}}{U_{e1}} \right)_{Z_{ch} = \infty} = \left(\frac{G_{v2} U_{e2}}{U_{e1}} \right) = \frac{G_{v2} \left[\frac{Z_{e2}}{Z_{s1} + Z_{e2}} G_{v1} U_{e1} \right]}{U_{e1}} = G_{v1} G_{v2} \frac{Z_{e2}}{Z_{s1} + Z_{e2}}$$

Le gain total d'un montage dépend de l'ensemble des caractéristiques de chacun des blocs.

Dans le cas général: $\Rightarrow$

$$G_{vtotal} \neq G_{v1} \times G_{v2}$$



IV. Analyse fréquentielle.

IV.1. Propriétés importantes:



Toutes ces propriétés s'appliquent aux circuits linéaires.

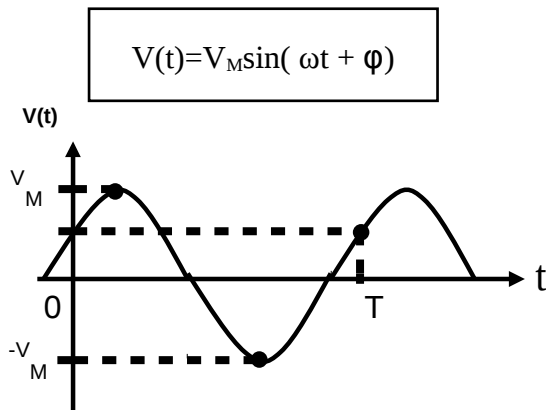
Grâce au principe de superposition et à l'analyse de Fourier, on sait que :

- si l'on a une excitation sinusoïdale à une pulsation ω donnée : tous les courants et tensions mesurables sur ce circuit seront des fonctions sinusoïdales à la même pulsation ω .
- la réponse d'un circuit linéaire à une entrée quelconque pourra être écrite comme la somme (éventuellement infinie) de réponses à des sinusoïdes.

IV.2. Le régime permanent sinusoïdal:

C'est le régime permanent d'un circuit excité par une entrée sinusoïdale.

Généralités : $i(t)$ et $u(t)$ sont tous sinusoïdaux de même pulsation ω .



On peut caractériser chaque signal par 3 grandeurs :

- sa pulsation ou sa fréquence:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$

- sa valeur moyenne:

$$V_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int v(t) dt = 0$$

- son amplitude : V_M

on peut également définir la valeur efficace :

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int v^2(t) dt} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$$

Intérêt du régime permanent sinusoïdal :

Régime permanent sinus

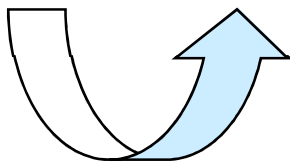
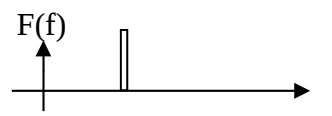
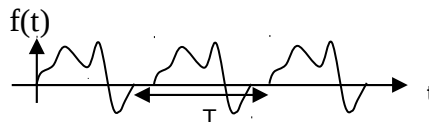
Régime permanent périodique

Régime permanent quelconque

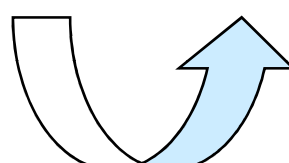
$$f_e(t) = F_0 \cos(\omega_e t)$$

$$f_e(t) \text{ quelconque périodique}$$

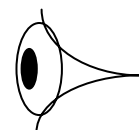
$$f_e(t) \text{ quelconque}$$



Série de Fourier !



Transformée de Fourier !



IV.3. La notation complexe.

Définitions:

↪ - **Grandeur complexe**: soit un dipôle D, $i(t)$ le courant qui le traverse et $v(t)$ la tension à ses bornes.
En régime permanent sinusoïdal.

$$i(t) = I_m \cos(\omega t) \quad \text{et} \quad v(t) = V_m \cos(\omega t + \varphi)$$

On va considérer $i(t)$ et $v(t)$ comme les parties réelles de variables complexes

$$\underline{i} = I_m [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] = I_m e^{j\omega t} \quad \text{et} \quad \underline{v} = V_m [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)] = I_m e^{j(\omega t + \varphi)}$$

➤ Propriété importante :

$$d/dt \rightarrow \cdot e^{j\omega t}$$

La notation complexe transforme une équation différentielle en un produit.

↪ - **Impédance complexe**:

A partir des variables complexes associées à la tension et au courant, on peut définir l'impédance complexe associée à chaque dipôle passif.

$$Z = \frac{v}{i} = \frac{V_m}{I_m} e^{j\varphi} = \frac{V_m}{I_m} (\cos \varphi + j \sin \varphi) = R + jX$$

avec

$$|Z| = \frac{V_m}{I_m} \quad \text{module de } Z$$

et

$$R = \operatorname{Re}(Z) = \frac{V_m}{I_m} \cos \varphi \quad \text{résistance de } Z$$

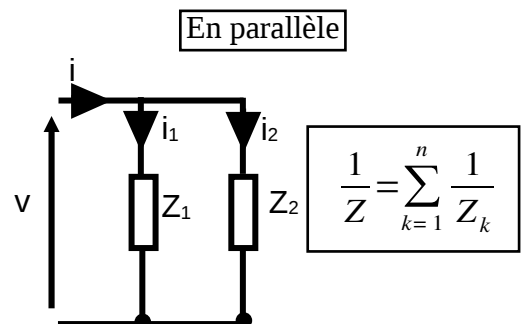
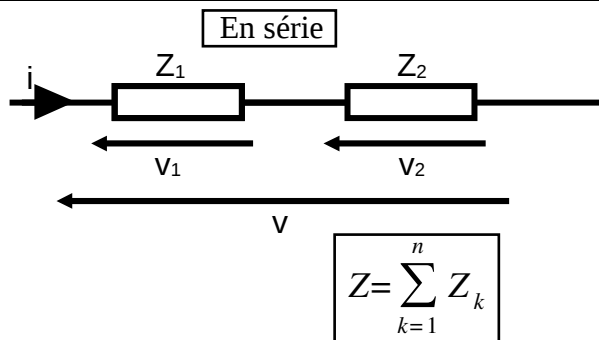
φ phase (ou l'argument) de Z

$$X = \operatorname{Im}(Z) = \frac{V_m}{I_m} \sin \varphi \quad \text{réactance de } Z$$

➤ Quelques exemples classiques :

Résistance R	Inductance L	Capacité C
$v = Ri$	$v = L \frac{di}{dt}$	$i = C \frac{dv}{dt}$
$Z = R$	$Z = jL\omega$	$Z = \frac{1}{jC\omega}$
$ Z = R$	$ Z = L\omega$	$ Z = \frac{1}{C\omega}$
$\varphi = 0$	$\varphi = +\pi/2$	$\varphi = -\pi/2$

Association d'impédance:



IV.4. Fonction de transfert d'un circuit.

Dans le cas d'un montage modélisable par un quadripôle linéaire, excité par une tension sinusoïdale de pulsation ω , on définit la tension de transfert comme::

$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$$

avec V_s et V_e respectivement les tensions de sortie et d'entrée du quadripôle.

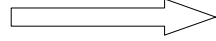
Notation : les fonctions de transfert sont souvent notées T ou G ou H.

IV.5. Un outil pour l'analyse fréquentielle : le diagramme de Bode.

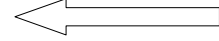
Le diagramme de Bode est un outil graphique introduit pour faciliter l'étude des circuits à partir de leur fonction de transfert.

Il s'agit d'une double représentation graphique de la fonction de transfert...

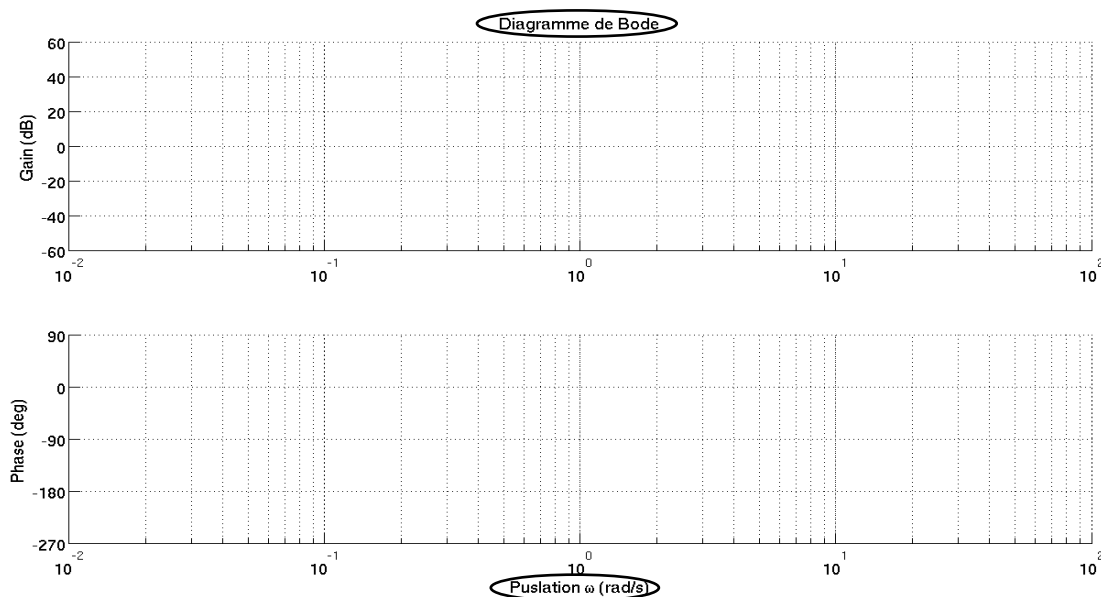
➤ Amplitude en dB : $H_{dB} = 20 \log_{10} (|H|)$, tracé en fonction de $\log_{10} (\omega)$



$$gain = G_{dB} = 20 \log |T| = 20 \log \frac{V_{sM}}{V_{eM}}$$



➤ Phase en Radian : $\varphi = \arg(H)$, tracé en fonction de $\log_{10} (\omega)$



Propriétés du diagramme de Bode.

$$T = T_1 \times T_2 \times \dots \times T_n$$

➡ $20 \log |T| = 20 \log |T_1| + 20 \log |T_2| + \dots + 20 \log |T_n|$

➡ $\arg(T) = \arg(T_1) + \arg(T_2) + \dots + \arg(T_n)$



Définition: ' Ordre d'un circuit '.

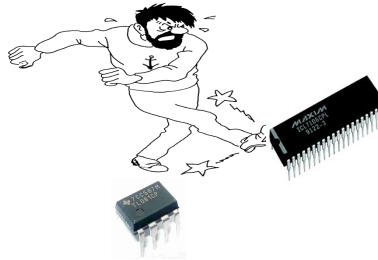


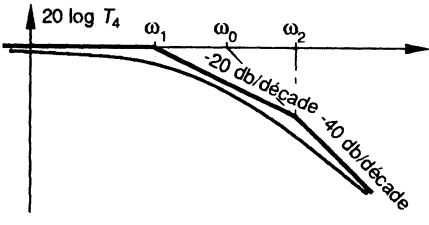
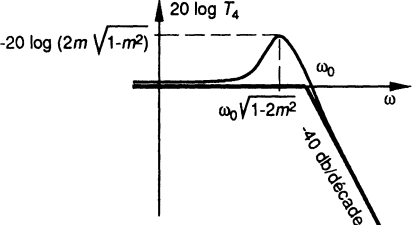
Le degré du dénominateur de la fonction de transfert $\leftrightarrow$ nombre d'éléments L ou C
nombre d'éléments L ou C « indépendants ».

L'ordre d'un circuit détermine l'allure de sa réponse libre à une excitation. Les circuits de même ordre, forme donc une famille ayant des caractéristiques communes.

Il sera toujours possible de décomposer la fonction de transfert d'un circuit en élément d'ordre $n < 3$. Les tableaux suivants présentent les formes canoniques ainsi que les diagrammes de Bode associés aux fonctions de transfert de système d'ordre 0, 1 et 2.

	Ordre 0	Ordre 1	
$T(j\omega)$	G_0	$T_1(j\omega) = 1 + j \frac{\omega}{\omega_0}$	$T_2(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$
Caractéristique	Gain : G_0	Pulsation (fréquence) de coupure : $\omega_0 \rightarrow (f_0 = \omega_0 / (2\pi))$	
Type	Gain pur	Passe haut	Passe bas
Exemples de circuits			
Diagrammes de Bode			
Diagrammes de Bode			



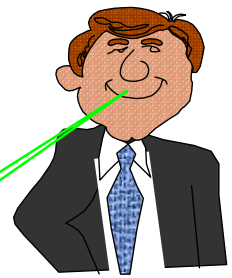
	Ordre 2 !	
$T(j\omega)$	$T_4(j\omega) = \frac{1}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$	
Éléments caractéristiques:	Pulsation (fréquence) propre : ω_0 ($f_0 = \omega_0/(2\pi)$) Facteur d'amortissement : m Facteur de qualité : $Q = 1/(2m)$	
Type de circuit:	Le filtre " Passe-bas "	
Le calcul !	$T_4 = \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_2}\right)}$ $\omega_1 = \omega_0 \left(m - \sqrt{m^2 - 1}\right)$ $\omega_2 = \omega_0 \left(m + \sqrt{m^2 - 1}\right)$	$m < 1$ Bosse de résonance si $m < \frac{\sqrt{2}}{2} \quad 0,7$
Diagrammes de Bode: du Gain !		



 Notes personnelles...

l'Electronique !

du courage...



Document de travail



V. Régime transitoire et transformée de Laplace.

V.1. Régime transitoire d'un circuit linéaire:

Dans la plupart des cas pratiques, l'étude d'un circuit électronique est réalisée en régime établi. Cependant, ce régime établi prend place après un temps plus ou moins long appelé régime transitoire. Certaines situations requièrent l'étude du régime transitoire, ce qui est l'objet du présent chapitre.

Note : le régime établi est également appelé 'régime permanent' par certains auteurs. Attention cependant : cela ne signifie pas forcément que les grandeurs électriques ne varient pas dans le temps : on peut avoir un régime permanent sinusoïdal par exemple.

V.1.1 Exemple de régime transitoire:

Pour étudier le régime transitoire, prenons l'exemple du circuit RC présenté dans la figure 1. L'évolution de la tension aux bornes du condensateur lorsque l'on ferme l'interrupteur est présentée sur la figure 2 dans le cas d'une excitation continue ou sinusoïdale.

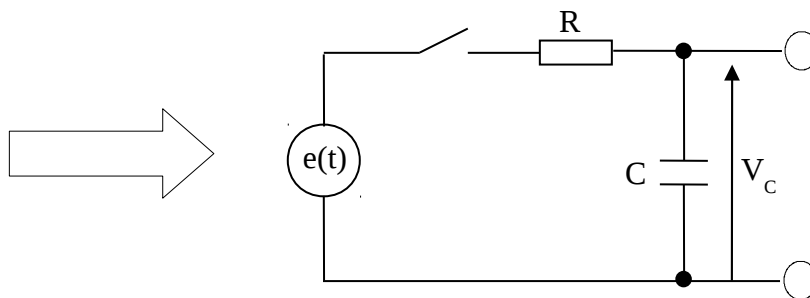


Figure 1 : le Circuit RC

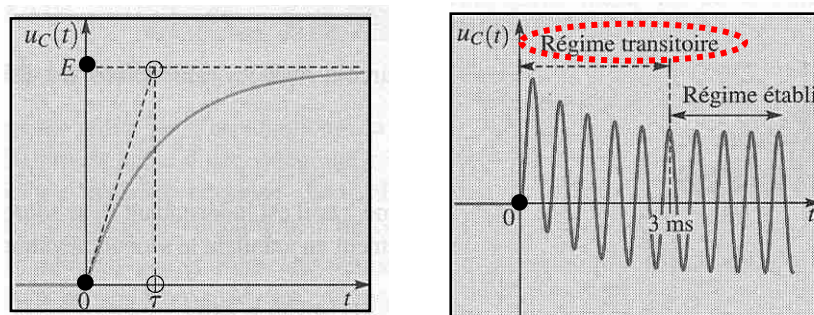


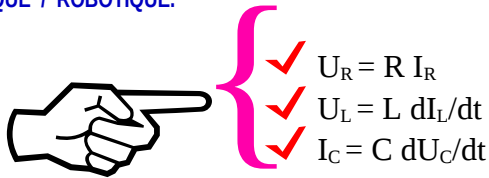
Fig.2 : Réponse du circuit RC avec a) excitation continue et b) excitation sinusoïdale

On constate dans les deux cas que le signal met un certain temps avant de se stabiliser. Etudions plus précisément le régime transitoire dans le cas de circuits linéaires.

V.1.2 Circuits linéaires et équations différentielles:

Un circuit est dit linéaire s'il est constitué uniquement de dipôles linéaires. Un dipôle linéaire admet une relation linéaire entre le courant qui le traverse et la tension à ses bornes. Des exemples de dipôles linéaires sont la résistance, l'inductance et la capacité. Pour ces trois dipôles, les relations courant - tension s'écrivent respectivement :





Pour un circuit linéaire, l'application des lois de Kirchhoff conduit à une relation entre une tension quelconque dans le circuit $s(t)$ en fonction d'une tension d'excitation $e(t)$ du type :

$$a^k \frac{d^k s(t)}{dt^k} + a^{k-1} \frac{d^{k-1} s(t)}{dt^{k-1}} + \dots + a_0 s(t) = b^l \frac{d^l e(t)}{dt^l} + b^{l-1} \frac{d^{l-1} e(t)}{dt^{l-1}} + \dots + b_0 e(t) \quad (\text{eq. 1})$$

Les solutions de cette équation peuvent se mettre sous la forme : $s(t) = s_g(t) + s_p(t)$

- ➡ $s_g(t)$ est la solution de l'équation sans second membre. Elle correspond au régime libre (pas de source d'excitation en entrée) et tend habituellement vers zéro car elle est amortie par les éléments résistifs du circuit.
- ➡ $s_p(t)$ est une solution particulière et correspond au régime établi dans le cas où le régime libre tend vers zéro.

Pour des circuits complexes conduisant à une relation avec des dérivées d'ordre élevé, cette façon de calculer le régime transitoire peut être pour le moins fastidieuse. Un outil mathématique très pratique pour résoudre ce type de problème est la transformée de Laplace.

V.2 Transformée de Laplace et mise en oeuvre.

La transformée de Laplace (TL) correspond à l'opération mathématique suivante :

$$S(p) = \text{TL}\{s(t)\} = \int_0^{\infty} s(t) \exp^{-pt} dt$$

$p = \alpha + j\omega$ est une variable complexe. Notons que pour $\alpha = 0$, on retrouve la définition de la transformée de Fourier avec: $p = j\omega$

V.2.1. Propriétés:

La transformée de Laplace est linéaire : si $s_1(t)$ et $s_2(t)$ admettent $S_1(p)$ et $S_2(p)$ pour TL, avec λ_1 et λ_2 deux nombres complexes, on a :

$$\text{TL}\{ \lambda_1 s_1 + \lambda_2 s_2 \} = \lambda_1 S_1 + \lambda_2 S_2$$

$$\text{Théorème du retard (translation dans le temps) : } \text{TL}\{ s(t-\tau) \} = \exp^{-p\tau} S(p)$$

$$\text{Similitude : si } a \text{ est un entier positif on a : } \text{TL}\{ s(t/a) \} = a.S(ap)$$

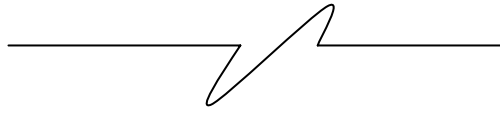
$$\text{Dérivation : } \text{TL}\{ ds/dt \} = p.S(p) - s(0)$$

$$\text{Intégration : si } Is(t) \text{ est une primitive de } s(t), \text{ on a : } \text{TL}\{ Is(t) \} = S(p)/p + Is(0)/p$$

$$\text{Convolution : } \text{TL}\{ s_1(t)*s_2(t) \} = S_1(p) \cdot S_2(p) \quad (* \text{ représente le produit de convolution})$$

Se référer au tableau en annexe 1 pour une liste des transformées de Laplace des fonctions usuelles.





V.2.2. Application au calcul de circuits.

En appliquant une transformée de Laplace à l'équation 1, on trouve une relation linéaire entre la transformée de Laplace du signal de sortie $S(p)$ et celle du signal d'entrée $E(p)$:

$$S(p) = E(p) \frac{b_l p^l + b_{l-1} p^{l-1} + \dots + b_0}{a_k p^k + a_{k-1} p^{k-1} + \dots + a_0}$$

Cette fraction est ensuite simplifiée en une somme d'éléments dont on connaît la transformée de Laplace inverse de façon à retrouver $s(t)$ en fonction de $e(t)$. Durant le cours, l'exemple de la figure 3 est développé. Outre le fait de fournir un exemple intéressant, ce circuit modélise l'entrée d'un oscilloscope sur lequel a été branchée une sonde de tension.

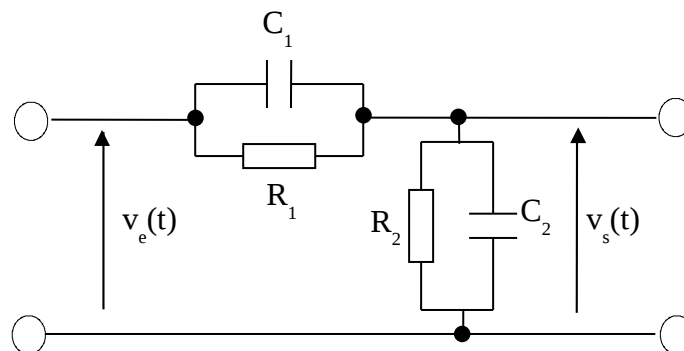


Figure 3 : Circuit RCRC (sonde + oscilloscope)

Si l'on cherche à calculer la réponse indicielle : $v_e(t) = E_0$ pour $t > 0$, on a $V_e(p) = E_0/p$. Le calcul, du rapport de tension $v_s(t)/v_e(t)$ dont on effectue la TL permet d'obtenir :

$$V_s(p) = \frac{E_0}{p} \frac{C_1 p + \frac{1}{R_1}}{(C_1 + C_2)p + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = E_0 \left[\frac{\tau_1}{\tau} \frac{1}{p + \frac{A}{\tau}} + \frac{1}{A} \left(\frac{1}{p} - \frac{\tau}{\tau.p + A} \right) \right]$$

$$\text{Avec } \tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_2, \tau = \tau_1 + \tau_2 \text{ et } A = 1 + R_1/R_2$$

On en déduit par transformée de Laplace inverse :

$$v_s(t) = E_0 \left[\frac{\tau_1}{\tau} \exp^{-At} + \frac{1}{A} \left(1 - \exp^{-\frac{At}{\tau}} \right) \right]$$

V.2.3 Impédances symboliques:

En utilisant la transformée de Laplace, il est possible de définir une impédance symbolique pour chaque dipôle linéaire. Celle-ci est définie en prenant la transformée de Laplace de la relation courant – tension spécifique au dipôle. L'impédance symbolique est alors de rapport de la TL de la tension sur la TL du courant. Ainsi, on trouve pour les trois dipôles classiques :



$$\begin{cases} \checkmark Z_R(p) = R \\ \checkmark Z_L(p) = 1/Cp \\ \checkmark Z_C(p) = Lp \end{cases}$$

Ces impédances symboliques peuvent être utilisées pour calculer directement la fonction de transfert d'un circuit. Vous pouvez mettre ceci en application sur le circuit de la figure 3 pour retrouver directement la fonction de transfert $V_s(p)/V_e(p)$ dans le domaine de Laplace.

V.3. La Transformée de Laplace-

La relation générale qui permet de passer d'une fonction du temps $f(t)$ définie pour toutes valeurs de $t > 0$ à u

fonction de Laplace notée $F(p)$ est: $\longrightarrow$

$$F_{(p)} = \int_{0+}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt \quad \mathcal{L}[f(t)] = F(p)$$

Propriétés:

Linéarité : $\mathcal{L}[\alpha f(t) + \beta g(t)] = \alpha \mathcal{L}[f(t)] + \beta \mathcal{L}[g(t)] = \alpha F(p) + \beta G(p)$

Dérivation : $\mathcal{L}\left[\frac{df(t)}{dt}\right] = pF_{(p)} - f_{(0+)} \quad \mathcal{L}\left[\frac{d^2 f(t)}{dt^2}\right] = p^2 F_{(p)} - pf'_{(0+)} - f'_{(0+)}$

$$\mathcal{L}\left[\frac{d^3 f(t)}{dt^3}\right] = p^3 F_{(p)} - p^2 f_{(0+)} - pf'_{(0+)} - f'_{(0+)}$$

Intégration : $\mathcal{L}\left[\int_0^t f(t) dt\right] = \frac{1}{p} F_{(p)}$

Translation : $\mathcal{L}[f(t - \tau)] = e^{-p\tau} F_{(p)}$ avec $\tau > 0$ (fonction retard)

Homothétie : $\mathcal{L}\left[f\left(\frac{t}{a}\right)\right] = aF_{(ap)}$ avec $a > 0$ (car la fonction est causale)

Multiplication par t : $\mathcal{L}[t \times f(t)] = -F'_{(p)} = -\frac{dF_{(p)}}{dp}$

Produit de convolution : $\mathcal{L}[h(t) * e(t)] = \mathcal{L}\left[\int_0^t h(\tau) \cdot e(t - \tau) d\tau\right] = H_{(p)} \times E_{(p)}$

Fonction périodique :

Soit $g(t)$ une fonction nulle en dehors de l'intervalle $[0..T]$ et $G(p)$ sa transformée de Laplace.

Soit $f(t)$ une fonction causale, périodique de période T et se confondant sur $[0..T]$ avec $g(t)$

La transformée de Laplace de $f(t)$ est donnée par : $\longrightarrow$

$$F_{(p)} = \frac{G_{(p)}}{1 - e^{-Tp}}$$

Fonction $g(t)$	Transformée de Laplace $G(p)$
$g(t - \tau)$	$\exp(-p\tau) G(p)$
$\frac{dg(t)}{dt}$	$pG(p) - g(0)$
at	$\frac{a}{p^2}$
$\exp(-at)$	$\frac{1}{p + a}$
$\cos(\omega_0 t)$	$\frac{p}{p^2 + \omega_0^2}$
$\sin(\omega_0 t)$	$\frac{\omega_0}{p^2 + \omega_0^2}$
$\exp(-at) \cos(\omega_0 t)$	$\frac{p + a}{(p + a)^2 + \omega_0^2}$
$\exp(-at) \sin(\omega_0 t)$	$\frac{\omega_0}{(p + a)^2 + \omega_0^2}$
$\cos(\omega_0 t + \phi)$	$\frac{p \cos \phi - \omega_0 \sin \phi}{p^2 + \omega_0^2}$
$\sin(\omega_0 t + \phi)$	$\frac{p \sin \phi + \omega_0 \cos \phi}{p^2 + \omega_0^2}$
$\cosh(bt)$	$\frac{p}{p^2 - b^2}$
$\sinh(bt)$	$\frac{b}{p^2 - b^2}$
$\exp(-at) \cosh(bt)$	$\frac{p + a}{(p + a)^2 - b^2}$
$\exp(-at) \sinh(bt)$	$\frac{b}{(p + a)^2 - b^2}$
$t \exp(-at)$	$\frac{1}{(p + a)^2}$
$\Upsilon(t)$	$\frac{1}{p}$
$\delta(t)$	1

VI. Puissances.

VI.1 Puissance instantanée:



De manière générale, la puissance reçue ou fournie par un dipôle s'écrit à un instant 't' donné:

$$\Rightarrow P(t) = u(t).i(t)$$

En régime continu, cette relation s'écrit: $\Rightarrow P = UI$

Une application directe est la puissance dissipée par une résistance, en prenant les conventions récepteurs pour la résistance: $P_R = RI^2$. Cette puissance est dissipée par effet Joule c'est-à-dire sous forme de chaleur. Pour cette raison, une résistance donnée peut dissiper une puissance maximale indiquée par le constructeur. Les résistances standard utilisées en TP peuvent par exemple dissiper ¼ de watt. Le fusible fonctionne également sur ce principe: s'il doit dissiper une puissance trop grande, l'élément résistif qui le compose fond et ouvre le circuit.

En régime sinusoïdal à la pulsation ω , on obtient:

$$\Rightarrow P(t) = u(t)i(t) = U_0 \cos(\omega t + \varphi_u) \cdot I_0 \cos(\omega t + \varphi_i) \leftarrow$$

Les phases φ_u et φ_i de la tension et du courant ne sont en effet pas nécessairement identiques. Ceci signifie que ces deux grandeurs évoluent à la même fréquence mais peuvent être déphasées dans le temps: la tension n'est pas maximale au moment où l'intensité l'est.

VI.2. La Puissance moyenne:

En régime variable périodique, une grandeur intéressante est la puissance moyenne. On peut la mesurer en intégrant la Puissance instantanée $P(t)$ sur un temps T_d très supérieur à la période du signal mesuré, soit:

$$P_{\text{moy}} = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} P(t) dt \leftarrow$$

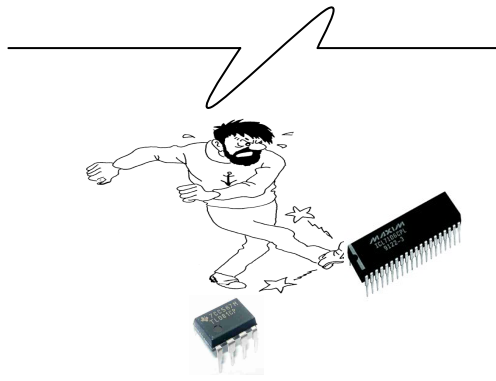
En régime sinusoïdal, on obtient: $P_{\text{moy}} = \frac{1}{2} U_0 I_0 \cos(\varphi)$, avec $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ le déphasage entre la tension et le courant. On peut également écrire la puissance moyenne en régime sinusoïdal comme:

$$\Rightarrow P_{\text{moy}} = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos(\varphi) \leftarrow$$

Où U_{eff} et I_{eff} correspondent à la tension et l'intensité efficace. Par définition, la valeur efficace d'un courant ou d'une tension variable est la valeur équivalente en régime stationnaire pour dissiper la même puissance dans un résistor. Or, un résistor a la propriété de ne pas déphaser le courant par rapport à la tension.

De ce fait, en régime sinusoïdal, on a aux bornes d'une résistance, en convention récepteur:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_R = U_0 \cos(\omega t + \varphi) \\ i_R = I_0 \cos(\omega t + \varphi) \\ u_R = R i_R \end{array} \right.$$



De ce fait, la puissance instantanée dissipée par le résistor vaut :

$$P(t) = U_0 I_0 \cos^2(\omega t + \varphi)$$

La puissance moyenne dissipée dans le résistor vaut donc :

$$P_{\text{moy}} = U_0 I_0 / 2 = U_0^2 / (2R)$$

Or, en régime stationnaire, la puissance dissipée par une résistance vaut :

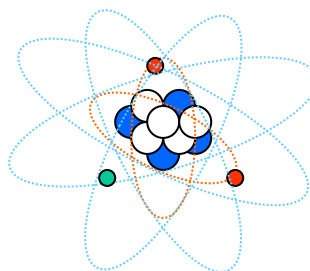
$$P = U^2 / R$$

En conclusion, en régime sinusoïdal on a :

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_0}{\sqrt{2}} \text{ et } I_{\text{eff}} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$$

De manière plus générale, pour un signal périodique $s(t)$ quelconque de période T , on peut définir la valeur efficace comme :

$$S_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt$$



VII Les Quadripôles.

VII. 1. Définitions:



- Un quadripôle est un circuit possédant deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie, en relation avec l'extérieur uniquement par l'intermédiaire de ces bornes. Le courant entrant par une borne d'entrée est égal à celui qui sort par l'autre borne d'entrée et il en est de même pour la sortie.
Conséquence : les sources liées d'un quadripôle actif sont liées à des grandeurs internes du quadripôle et non à des grandeurs externes.
- Un quadripôle est dit **linéaire** si son schéma équivalent ne comporte que des éléments linéaires (générateurs de tension ou de courant, résistances, condensateurs, bobines).
- Si le schéma équivalent du quadripôle ne comporte pas de générateur, le quadripôle est dit passif.



Figure 1: Représentation d'un quadripôle

Par convention, les tensions et les courants seront orientés positivement conformément à ce qui est indiqué sur la figure 1.

Important : il faut préciser la convention choisie car certaines relations caractéristiques en dépendent.

Intérêt : Modélisation de circuits électroniques sous forme d'association de quadripôles et utilisation du calcul matriciel (quadripôles linéaires).

Remarque : On modélise les transistors, qui sont des tripôles, comme des quadripôles avec une borne commune à l'entrée et à la sortie (figure 2).

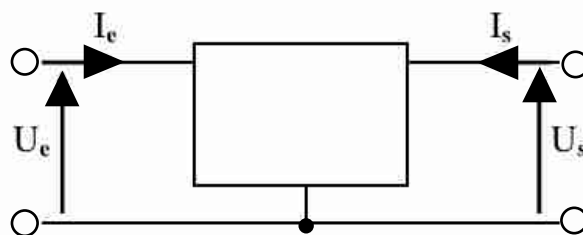
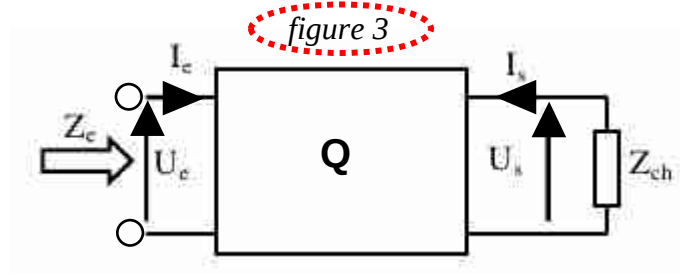
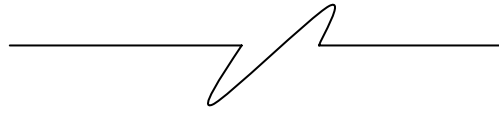


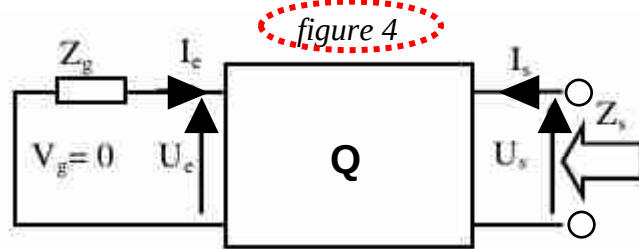
Figure 2: Tripôle représenté comme un quadripôle

VII. 2. Grandeurs caractéristiques:

- **Impédance d'entrée** : $Z_e = \frac{U_e}{I_e}$, vue à l'entrée du quadripôle quand il est fermé sur une charge d'impédance Z_{ch} (figure 3).



➤ **Impédance de sortie :** $Z_s = \left(\frac{U_s}{I_s} \right)_{V_g=0}$, impédance du générateur de Thévenin équivalent au quadripôle attaqué par un générateur d'impédance Z_g (figure 4).



➤ **Gain en tension :** $A_V = \frac{U_s}{U_e}$

➤ **Gain en courant :** $A_I = \frac{I_s}{I_e}$

VII.3. Paramètres matriciels (Quadripôles linéaires)

VII.3.1. Paramètres impédance:

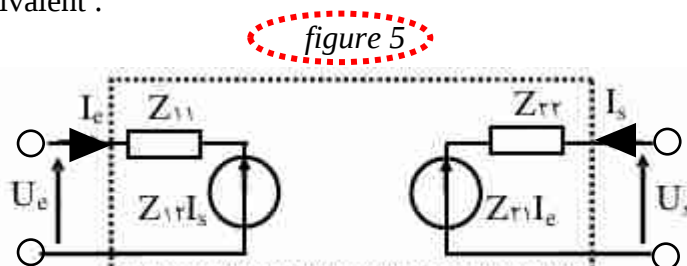
➤ Matrice impédance $[Z]$:

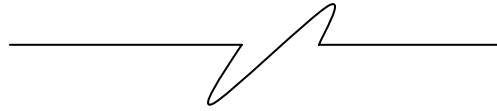
$$\begin{bmatrix} U_e \\ U_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix}$$

➤ Quadripôle réciproque : $Z_{12} = Z_{21}$
(dans presque la totalité des cas que vous rencontrerez passif → réciproque)

Quadripôle symétrique : $Z_{11} = Z_{22}$

➤ Schéma équivalent :





VII.3.2. Paramètres admittance:

➤ Matrice admittance $[Y]$:

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_e \\ U_s \end{bmatrix}$$

- ⚠ Attention : $Y_{ij} \neq \frac{1}{Z_{ij}}$
- Quadripôle passif : $[Y] = [Z]^{-1}$ avec $Y_{12} = Y_{21}$
- Quadripôle symétrique : $Y_{11} = Y_{22}$

➤ Schéma équivalent :

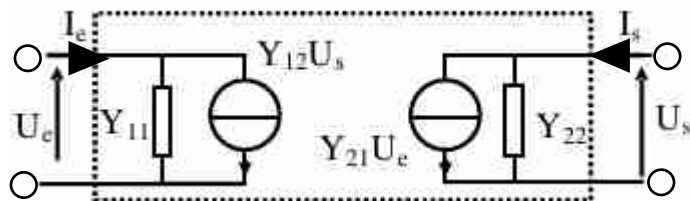


figure 6

VII.3.3. Paramètres hybrides:

➤ Matrice hybride $[H]$:

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} U_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ U_s \end{bmatrix}$$

➤ Schéma équivalent :

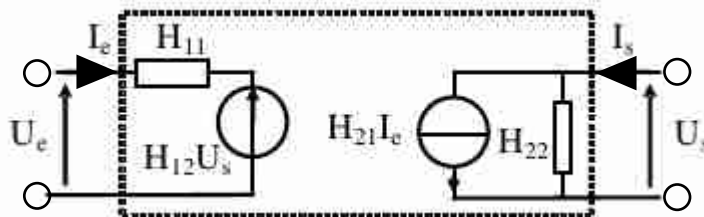


figure 7

VII.3.4. Paramètres de transfert:

➤ Matrice de transfert $[T]$:

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} U_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s \\ -I_s \end{bmatrix}$$

VII.4. Associations de quadripôles



➤ En série : $[Z] = [Z_1] + [Z_2]$

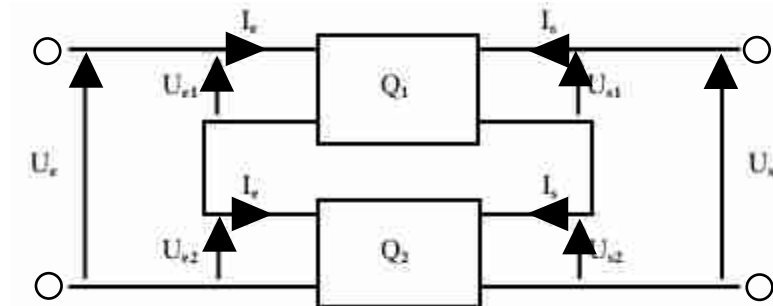


figure 8 : Mise en série de quadripôles

➤ En parallèle : $[Y] = [Y_1] + [Y_2]$

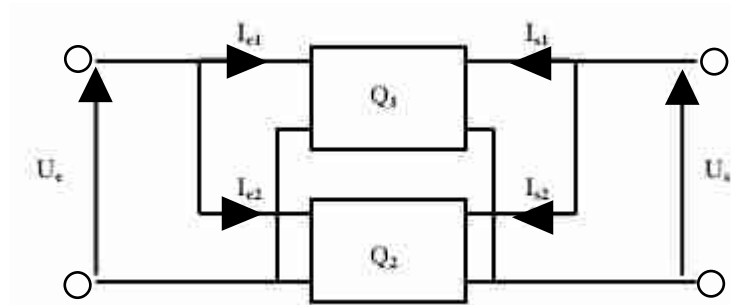


figure 9 : Mise en parallèle de quadripôles

➤ En cascade : $[T] = [T_1] \times [T_2]$

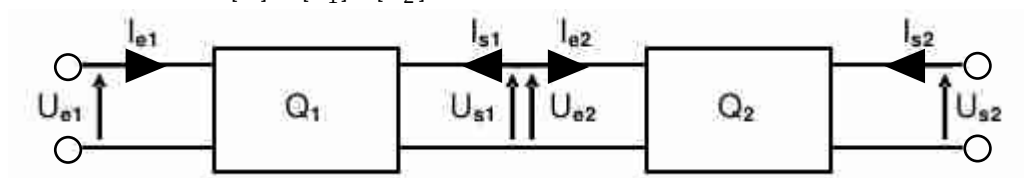
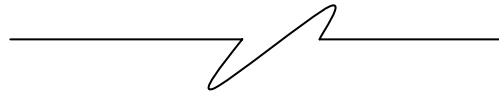


figure 10 : Mise en cascade de quadripôles





ELECTRONIQUE / ROBOTIQUE.



Notes personnelles...



l'Electronique !

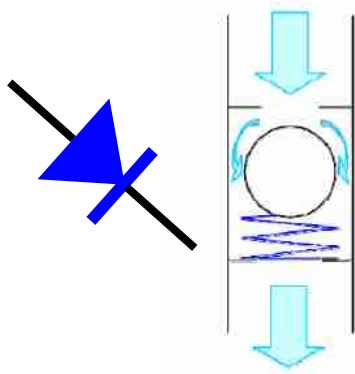




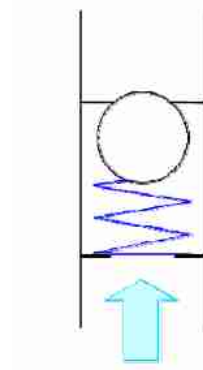
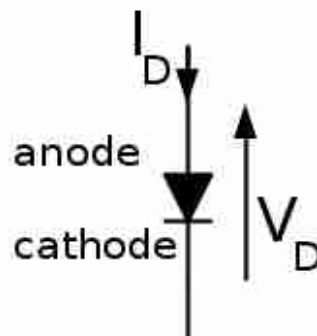
Un exemple de composant non linéaire

Introduction: Les diodes à jonction !

La diode est un composant électronique de base. C'est un dipôle non linéaire passif. Son fonctionnement macroscopique est celui d'un interrupteur commandé par une tension (V_D) qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens. Une analogie hydraulique simple est celle du clapet anti-retour.



Le clapet s'ouvre sous la pression du fluide, le fluide passe



Le clapet se ferme sous la pression du fluide, le fluide ne passe pas.

Cette propriété lui ouvre un champ d'applications assez vaste en électronique. Les plus courantes sont :  [Dans le domaine de l'énergie et de la radio].

Le redressement de la tension alternative du secteur à l'aide de diodes de Redressement.

La régulation et de stabilisation de tension continue à l'aide de diodes Zener.

Dans le domaine du signal des postes de radio

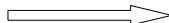
Le traitement de signaux radio dans les émetteurs / récepteurs.



Historique:

La fonction diode a été découverte par John Ambrose Fleming en 1904. Aujourd'hui les diodes sont majoritairement faites en Silicium, matériau semi-conducteur. La fonction diode a existé bien avant l'arrivée du silicium : on utilisait alors des diodes à vide (les



lampes ou tubes) dont le fonctionnement était basé sur l'effet thermo-électronique. Le silicium a apporté une amélioration de la fiabilité du composant, une réduction de son encombrement, une plus grande simplicité d'utilisation et une réduction de prix. Les diodes actuelles sont des diodes semi-conductrices basées sur une jonction PN. La jonction PN est un élément fondamental de l'électronique. En modifiant certains paramètres dont:  (concentration en impureté, géométrie de la jonction, etc.) on obtient des composants diversifiés utilisables dans de nombreux domaines dont un classement succinct est le suivant :

.....
Diodes de redressement et de l'électronique de puissance.

-  ➤ Diodes de redressement classique,
- Diodes à avalanche contrôlée,
- Diodes rapides de commutation et de récupération,
- Diodes haute tension, etc.

Diodes de signal dans le domaine général.

-  ➤ Diodes rapides 1
- Diodes à faible courant de fuite, etc.

Diodes utilisées en avalanche inverse.

-  ➤ Diodes stabilisatrices de tension (diodes « Zener »),
- Diodes de référence,
- Diodes de protection, etc.

Diodes de l'électronique rapide.

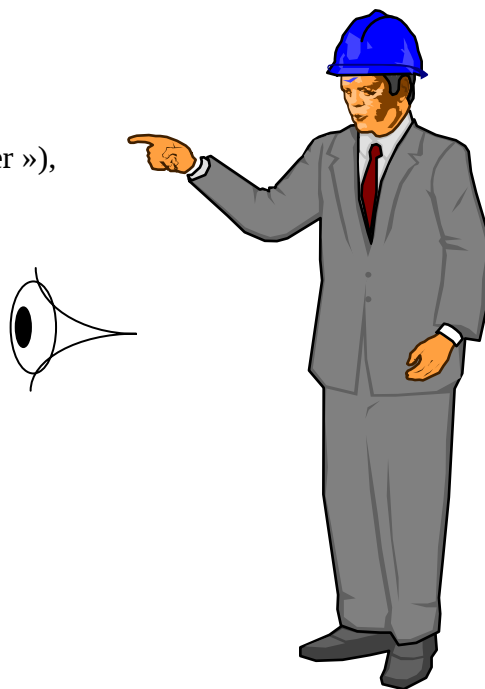
-  ➤ Diodes tunnel et backward,
- Diodes Schottky,
- Diodes varicap,
- Diodes PIN,
- Diodes gunn,
- Diodes Impatt, etc.

Diodes de l'optoélectronique.

-  ➤ Diodes électroluminescentes LED, ou DEL
- Diodes laser,
- Photodiodes,
- Photopiles,
- Cellules photovoltaïques, etc.

Autres dispositifs en Electronique.

-  ➤ Thermistance,
- Varistances,
- Cellules photorésistantes,
- Cellules de Hall, etc.
- Etc,

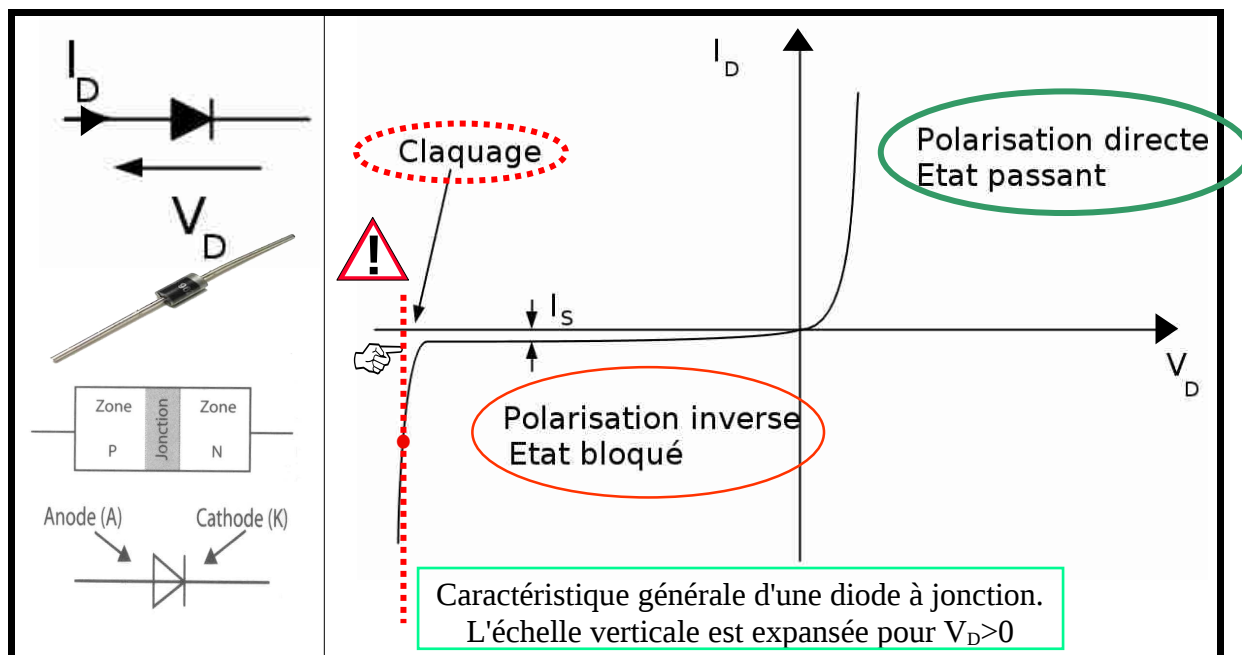


Dans les pages qui suivent, nous nous intéresserons principalement aux diodes de redressement et aux diodes Zener. Un cours complet sur les diodes qui détaille en particulier le principe de fonctionnement des diodes à jonction semi-conductrices est proposé dans mon polycopié de cours « ***Électronique 2bis*** » *Eclairage par cellules photovoltaïques.*

I. Caractéristiques électriques d'une diode à jonction.

I.1. Caractéristique électrique générale d'une diode à jonction:

La diode à jonction PN est un composant non linéaire, passif. Son symbole est dissymétrique, il modélise le changement de comportement de la diode suivant le sens de passage du courant. Le fonctionnement de ce composant peut être décrit graphiquement par sa caractéristique globale courant / tension.



En décrivant cette caractéristique, on voit que ce composant est caractérisé par :

- un courant négligeable pour une tension $V_D < 0$, on parle d'état bloqué. La diode est dite polarisée en inverse
- un courant qui croît rapidement avec la tension pour une tension $V_D > 0$. On parle d'état passant, la diode est dite polarisée en direct.

On définit une tension de seuil V_T à partir de laquelle le courant croît fortement (il correspond physiquement à la barrière de potentiel existant aux bornes de la jonction au repos). Cette tension de seuil dépend du semi-conducteur intrinsèque de base utilisé. Elle est d'environ 0,7V pour le silicium à une température proche de 25°.

I.2. Limite d'utilisation en inverse:

Quand la tension appliquée dépasse la valeur spécifiée par le fabricant, le courant en valeur absolue croît très rapidement (valeur négative). S'il n'est pas limité par des éléments externes, il peut y avoir destruction rapide de la diode. Cette manifestation est due à deux phénomènes qui peuvent apparaître pour des valeurs comparables de tension :

Phénomène d'avalanche : quand le champ électrique au niveau de la jonction devient trop intense, les électrons accélérés peuvent ioniser les atomes par chocs, ce qui libère d'autres électrons qui sont à leur tour accélérés. Il y a divergence du phénomène, et le courant devient très important en un temps extrêmement court.



➔ phénomène Zener : les électrons sont arrachés aux atomes directement par le champ électrique dans la zone de transition et créent un courant qui devient vite intense quand la tension V_D atteint une valeur V_Z dite tension Zener ($V_Z < 0$).

I.3. Effet de la température:

Pour $V_D > 0$, la diode a un coefficient de température négatif égal à -2mV/K . Cette dérive en température est suffisamment stable pour qu'on puisse utiliser des diodes comme thermomètres ! Pour $V_D < 0$, le courant de fuite I_S varie très rapidement avec la température. Il est plus important pour le germanium que pour le silicium, et croît plus vite, ce qui devient rapidement gênant. Dans le silicium, ce courant double tous les 6°C .

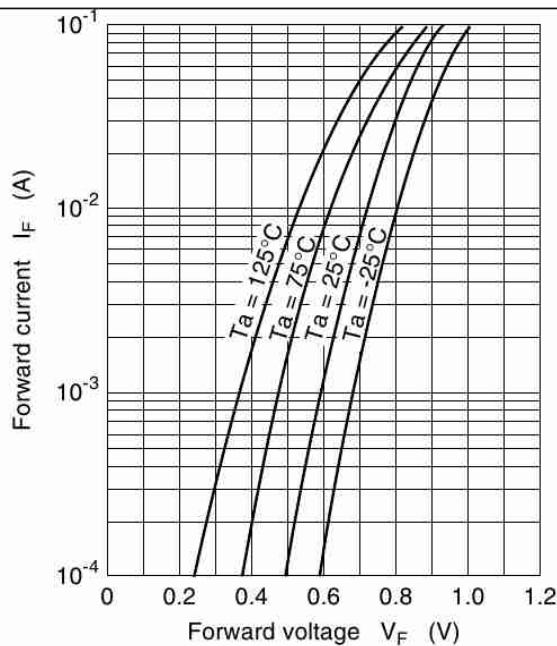


Fig.1 Forward current vs. Forward voltage

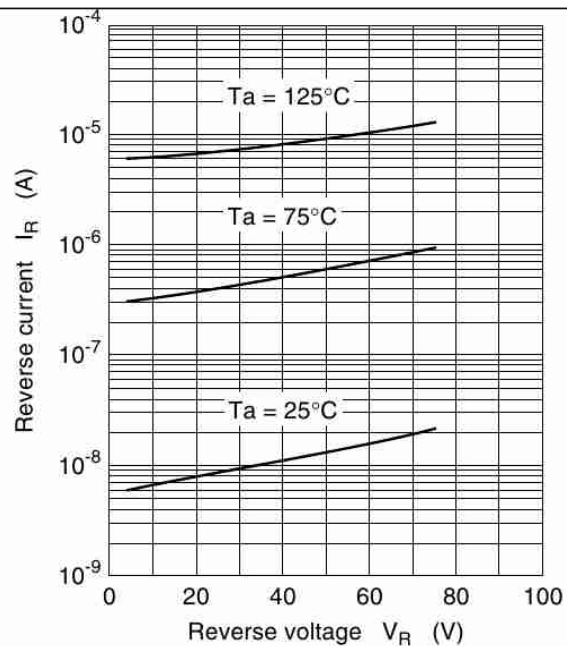


Fig.2 Reverse current vs. Reverse voltage

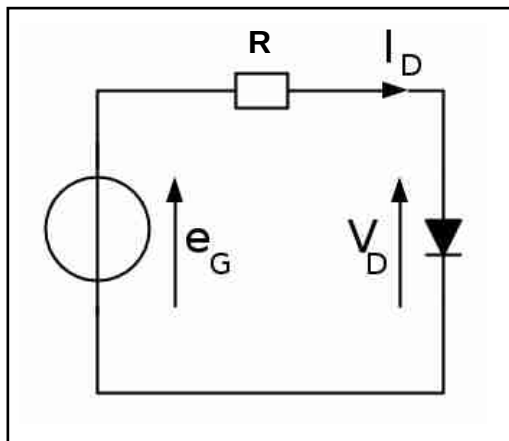
Courbes caractéristiques $I_D(V_D)$ d'une diode 1N4148 tirée d'une fiche technique Hitachi ($V_F = V_D$, $I_F = I_D$, $V_R = -V_D$, $I_R = -I_D$)

II. Schémas équivalents:

II.1. Modèles et schémas équivalents.

La connaissance de la caractéristique non linéaire du composant, fondamentale pour décrire le comportement des diodes, ne permet malheureusement pas de résoudre analytiquement un circuit, même simple comme celui proposé ci dessous, constitué simplement d'un générateur, une résistance et une diode. Les équations décrivant ce circuit sont en effet non linéaires et ne peuvent pas être résolues simplement.





$$U_G = R I_D + U_D$$

$$U_D = f(I_D)$$

avec f fonction non linéaire.



Seule la donnée de modèles, si possible linéaires, approchant aussi bien que possible la caractéristique de la diode permet de calculer le courant circulant dans le circuit.

La modélisation d'un composant consiste ainsi à remplacer la caractéristique électrique réelle

$I = f'(U)$ par des segments de droites. Chaque segment de droite correspond à un domaine de fonctionnement du composant. Dans chaque domaine de fonctionnement le composant peut être remplacé par un (ou des) composants électriques linéaires.

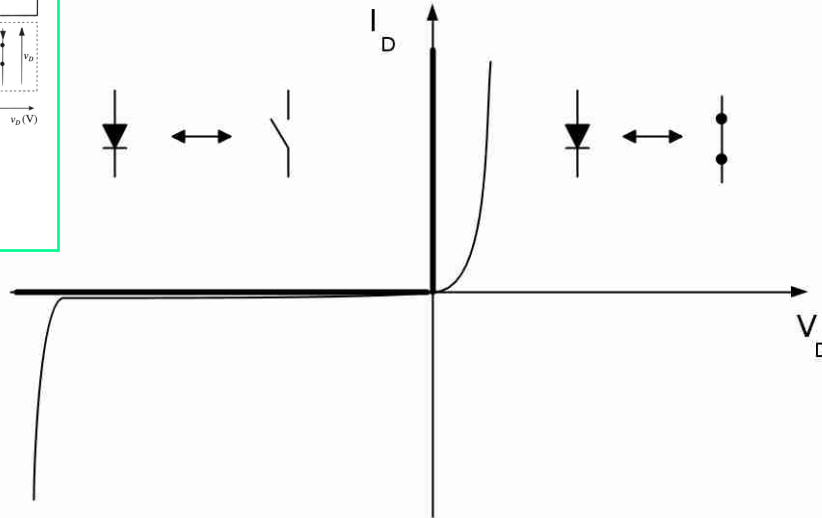
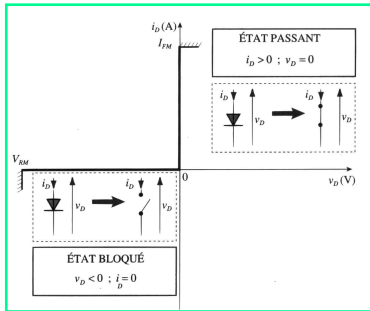
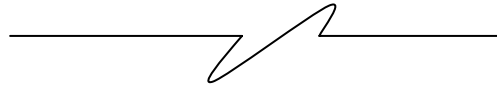
Il peut exister plusieurs modèles pour un même composant : plus le modèle est simple, plus les calculs seront aisés. En revanche, plus le modèle est complexe, plus la représentation mathématique obtenue pourra être proche de la caractéristique réelle du composant. Le choix d'un modèle plutôt qu'un autre ne peut se faire que sur la base de l'expérience et d'une bonne compréhension des caractéristiques et du domaine d'application.

Un conseil pour l'étude des circuits à diodes et qui pourra s'étendre à d'autres composants : commencer toujours par considérer le modèle idéal, le plus simple possible, pour comprendre le montage.

II.2. Modèle n°1 : La diode « idéale »

Il s'agit du modèle le plus simple que l'on puisse considérer pour une diode. Il est linéaire par morceaux. On considère la diode comme un interrupteur fermé en polarisation directe (équivalent à un fil) et un interrupteur ouvert en polarisation inverse (équivalent à un circuit ouvert). Ce modèle est très utilisé pour expliquer le principe de fonctionnement des montages ainsi que dans le domaine du redressement ou de la commutation. Il est pertinent quand les signaux considérés sont d'amplitude relativement importante ($|U| > 10V$), dans ce cas la tension de seuil est négligeable. La caractéristique d'une diode idéale est la suivante :

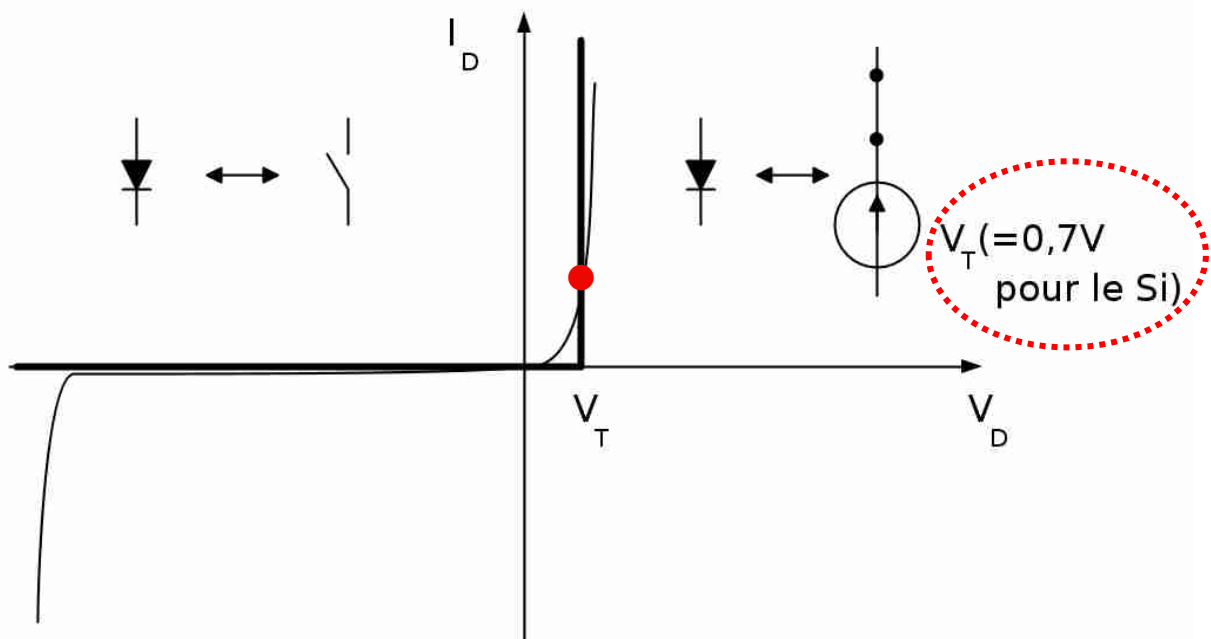




Caractéristique idéale

II.3. Modèle n°2: diode idéale avec seuil.

En réalité, le courant ne commence à croître dans une diode qu'une fois dépassée une certaine tension, appelée tension de seuil. Pour modéliser cette réalité, on pourra considérer la diode comme un interrupteur fermé, seulement au dessus d'un certain seuil, caractéristique de la diode. Ce seuil est proche de 0,7 V pour les diodes au silicium. Les diodes au germanium, qui sont rares, ont un seuil de 0,3 V. Les diodes électroluminescentes ont des seuils variables, avec la longueur d'onde émise, entre 1,3 et 3,8 V. Ce modèle est également linéaire par morceaux.



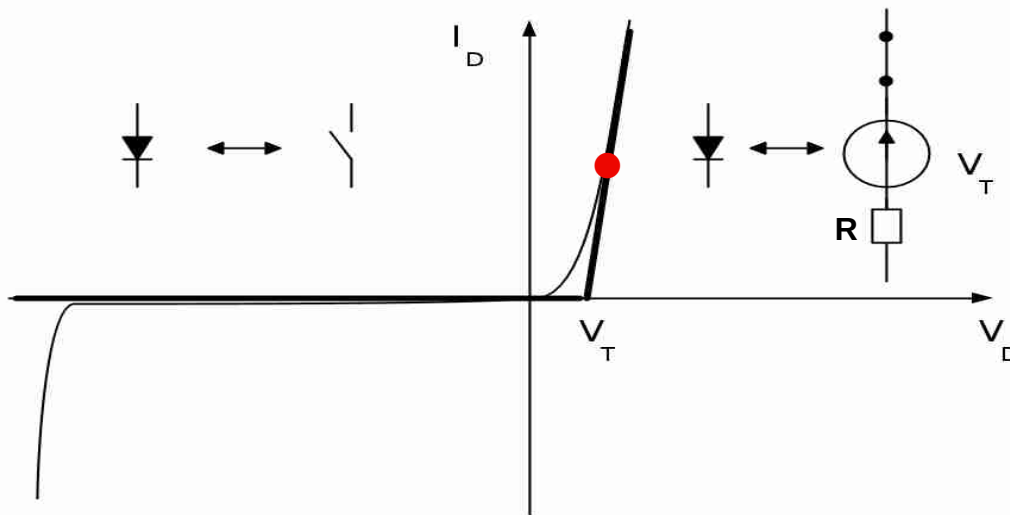
Caractéristique idéale avec seuil



Du point de vue de l'analogie hydraulique de la diode, la tension de seuil correspond à la « contre pression » exercée par le ressort qui maintient le clapet sur son siège.

Ce modèle est utile quand la tension de seuil n'est pas négligeable devant l'amplitude des signaux autour de la diode.

II.4. Modèle n°3: diode avec seuil et R en série.



Caractéristique avec seuil et résistance série

La linéarisation de la caractéristique électrique est plus fine, les morceaux de droite épousent mieux la courbe. La diode réelle est ici modélisée par une diode idéale avec une résistance de faible valeur ($R_d < 30\Omega$) en série. Cette résistance modélise le fait qu'en polarisation directe, la diode n'est pas un court circuit parfait.

Ce modèle est utilisé dans le domaine du redressement, lorsqu'on travaille avec de faibles tensions de source et des forts courants.

II.5. Un exemple de modèle plus complexe: le modèle exponentiel de Shockley

A partir de la physique des semi-conducteurs, en modélisant le cas d'une jonction PN abrupte et idéale, on peut écrire une équation non linéaire qui relie courant et tension.

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{qV_D}{k_B T \eta}} - 1 \right)$$



I_s est le courant inverse (auss appelé courant de fuite)

q est la charge de l'électron = $1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$;

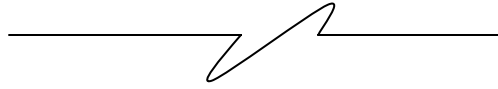
k_B est la constante de Boltzman = $1,38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$;

T est la température absolue (en kelvin).

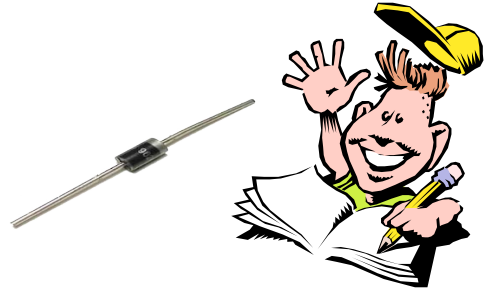
η est le facteur d'idéalité de la diode. Il est compris entre 1 (diode idéale) et 2.

Cette équation représente assez bien l'allure du courant en polarisation directe et inverse (à l'exception de la zone de « claquage »).

La courbe expérimentale s'éloigne toutefois de la théorie lorsque le courant anode cathode devient important car le modèle ne tient pas compte d'autres phénomènes dont les chutes de tension ohmiques dans le semi-conducteur (modélisables par la résistance série).



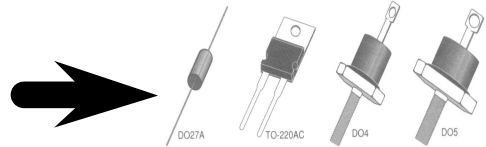
III. Exemples d'utilisation.



III.1. Paramètres caractéristiques des diodes:

Il existe divers types de diodes correspondant à des technologies différentes. Chaque technologie présente le meilleur compromis pour une utilisation donnée. En fonction de l'application considérée, on s'intéressera donc à certains paramètres des diodes plutôt qu'à d'autres. Certains paramètres ne sont pas spécifiés pour tous les types de diodes. Certains cependant sont incontournables.

Voici une liste non exhaustive de composants...



- V_F : tension de coude de la diode spécifiée à un courant direct donné (aussi appelée tension de seuil)
- I_F : courant direct permanent admissible par la diode à la température maximale de fonctionnement.
- I_{FSM} : courant temporaire de surcharge (régime impulsionnel). En général, pour un courant de surcharge donné, le constructeur spécifie l'amplitude des impulsions, leur durée, le rapport cyclique, et dans certains cas, le nombre maximal d'impulsions qu'on peut appliquer.
- V_R : tension inverse maximale admissible par la diode (avant l'avalanche).
- I_R : courant inverse de la diode. Il est spécifié à une tension inverse donnée, et pour plusieurs températures (généralement 25°C et T_{max}).



Copie du data book constructeur...



1N4148

DIODE DE SIGNAL...

Absolute Maximum Ratings

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Value	Unit
▶ Peak reverse voltage	V_{rr}	100	V
▶ Reverse voltage	V_r	75	V
▶ Peak forward current	I_{FM}	450	mA
▶ Non-Repetitive peak forward surge current	I_{FSM}^*	1	A
▶ Average forward current	I_o	150	mA
▶ Power dissipation	P_d	500	mW
Junction temperature	T_j	200	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

Note: Within 1s forward surge current.

Electrical Characteristics

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test Condition
▶ Forward voltage	V_f	—	—	1.0	V	$I_f = 10 \text{ mA}$
▶ Reverse current	I_R	—	—	25	nA	$V_R = 20 \text{ V}$
▶ Capacitance	C	—	—	4.0	pF	$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$
Reverse recovery time	t_{rr}^*	—	—	4.0	ns	$I_f = 10 \text{ mA}, V_R = 6 \text{ V}, I_{rr} = 1 \text{ mA}, R_L = 100 \Omega$

Note: Reverse recovery time test circuit

III.2. Le Redressement.

Il y a deux types principaux de diodes de redressement : la diode standard pour le redressement secteur classique (ex : 1N4004), et la diode rapide pour les alimentations à découpage (ex : 1N5821).

Les diodes de redressement standard sont les moins sophistiquées, et ne font l'objet d'aucun traitement particulier, les conditions d'utilisations étant peu contraignantes.

Quelques valeurs typiques:

$$50 < V_R < 1000 \text{ V}$$

$$1 \text{ A} < I_F < 100 \text{ A}$$



Quand les diodes doivent laisser passer de plusieurs dizaines à plusieurs centaines d'ampères, on parle de diodes de puissance.

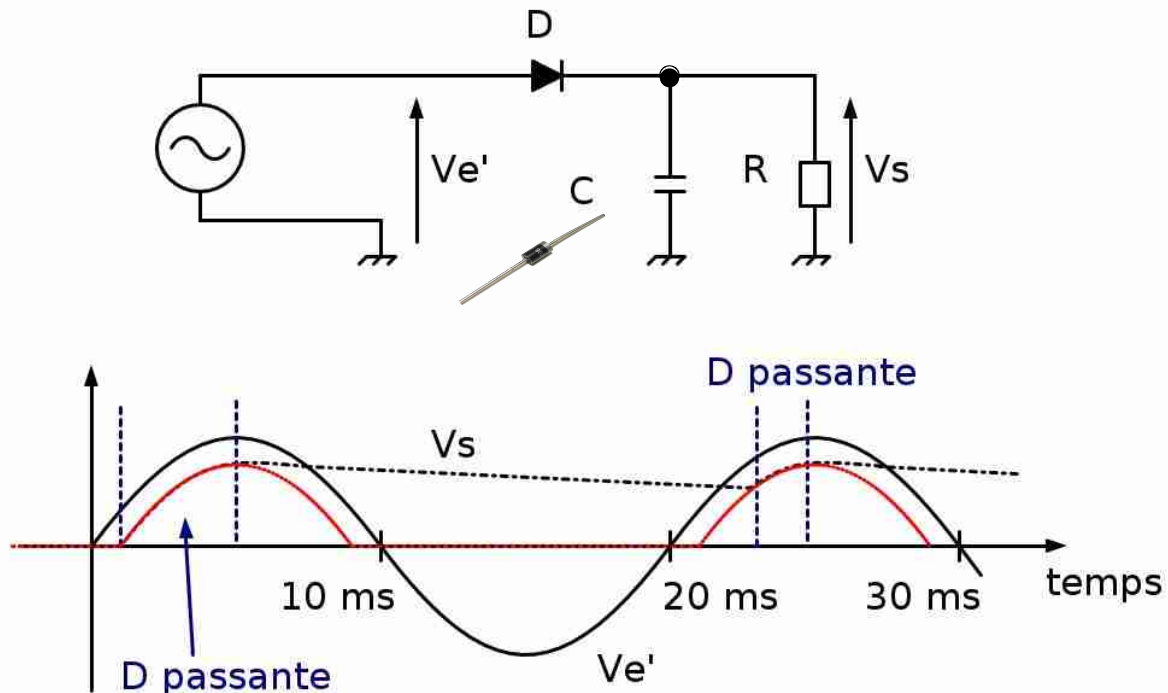
Avant le système de redressement, on place presque toujours un transformateur qui sert à abaisser la tension secteur (les montages électroniques fonctionnent en général sous des tensions de polarisation allant de quelques volts à quelques dizaines de volts), et qui sert aussi à isoler les montages du secteur.



III.2.1 Redressement simple alternance (mono alternance).

C'est le redressement le plus simple qui soit : quand la tension aux bornes de la diode dépasse la tension de seuil, celle-ci conduit, laissant passer le courant direct dans la charge. La tension aux bornes de la charge V_{ch} est alors égale à la tension aux bornes du transformateur moins la tension aux bornes de la diode : $V_{ch} = V_{e2} - V_D$

Quand la tension aux bornes de la diode devient inférieure à la tension de seuil, la diode est bloquée ; il ne subsiste que le courant de fuite qui est négligeable.



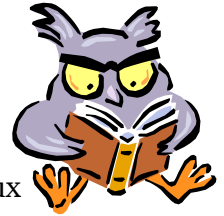
III.2.2. Redressement double alternance.

Le montage précédent présente l'inconvénient de ne laisser passer que la moitié du courant que peut délivrer le transformateur. Pour remédier à cela, il existe deux solutions : utiliser un transformateur à point milieu ou utiliser un pont de Graëtz.

Redressement double alternance avec transformateur à point milieu (double enroulement)

On utilise un transformateur avec deux enroulements secondaires que l'on connecte de manière à ce qu'ils délivrent des tensions en opposition de phase. Dans ce cas, tout se passe comme si on avait deux montages identiques à celui d'un redressement simple alternance qui fonctionnent l'un pour l'alternance positive, l'autre pour l'alternance négative. On vérifie bien que le courant dans la charge est toujours orienté dans le même sens.

Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter en plus de la tension aux bornes de son secondaire de transformateur, la tension aux bornes de la résistance. Au total, elle devra supporter une



tension V_R double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

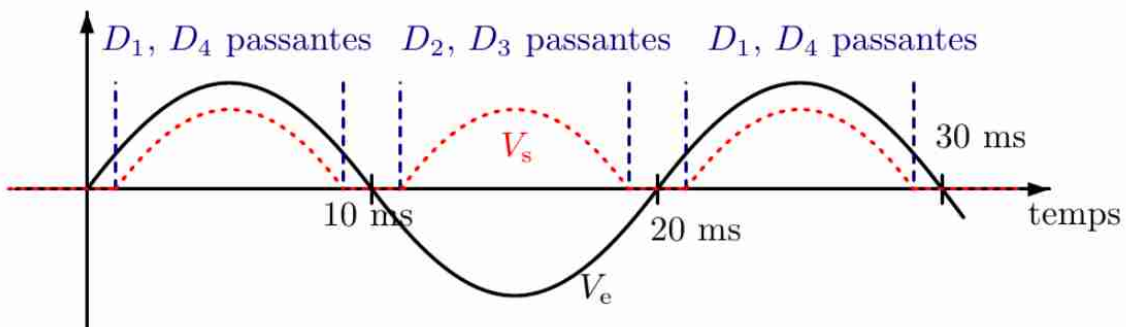
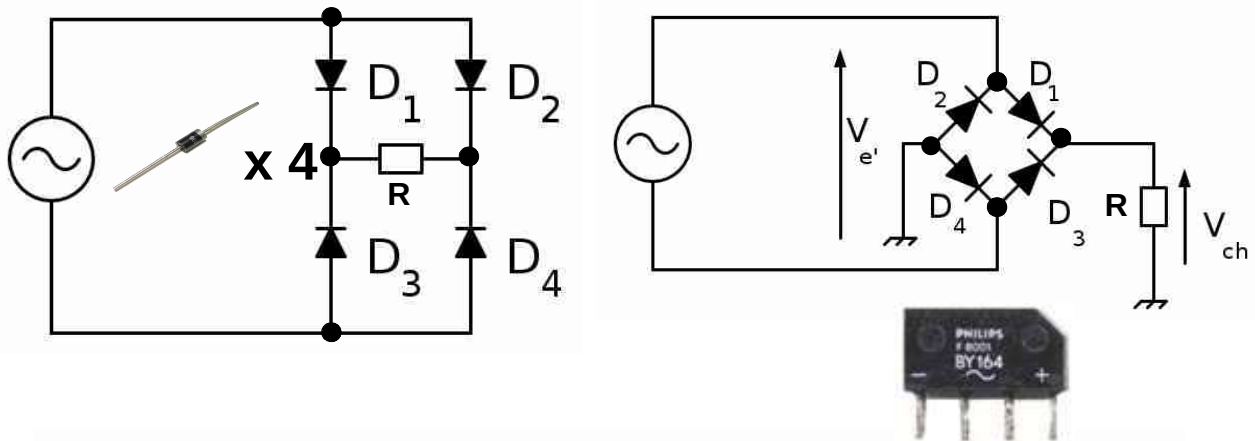


Redressement double alternance avec pont de Graëtz

Il existe une autre manière de faire du redressement double alternance, ne nécessitant pas de transformateur à double enroulement : on utilise 4 diodes montées en pont, dit « pont de Graëtz ». Des ponts tous faits sont disponibles dans le commerce, permettant de réduire le nombre de composants du montage.

Lorsque la tension aux bornes du transformateur est positive, D1 et D4 conduisent, et quand elle est

négative, D2 et D3 conduisent. Chaque diode n'a à supporter qu'une fois la tension crête du secondaire du transformateur (contre deux fois pour le montage précédent), mais en revanche, on a deux tensions directes de diode en série. La puissance totale dissipée dans les diodes est double par rapport à la solution précédente.





Quelle solution choisir ?

Quand on en aura la possibilité, on préférera la solution à transformateur à point milieu, pour plusieurs raisons :

- le transformateur n'est pas plus cher que celui à secondaire simple.
- avec un transformateur à un seul secondaire, on ne peut pas faire d'alimentation double symétrique en redressement double alternance. Ce type de transformateur est moins universel.
- le fait que les diodes aient à tenir une tension double n'est pas un problème dans la plupart des cas, car les tensions redressées sont très souvent bien inférieures aux tensions VR minimum des diodes disponibles dans le commerce.
- dans le montage en pont, la charge est flottante par rapport au transformateur, ce qui peut être gênant dans certains cas.

III.2.3. Redressement et filtrage.

Les montages présentés précédemment redressent les tensions sinusoïdales. Ils délivrent donc des tensions positives mais très fortement ondulées. Afin de bénéficier d'une tension positive continue (ou au moins très fortement lissée), on complètera le montage de redressement avec un filtre (condensateur en parallèle de la charge)

Redressement simple alternance avec filtrage:

On considère le cas d'une charge absolument quelconque. Cette charge peut par exemple modéliser un montage électronique complet et complexe dont la consommation en courant peu varier. La figure suivante présente la tension au secondaire du transformateur, la tension redressée, sans condensateur de filtrage, ainsi que la tension filtrée pour une valeur arbitraire de condensateur et une charge résistive.

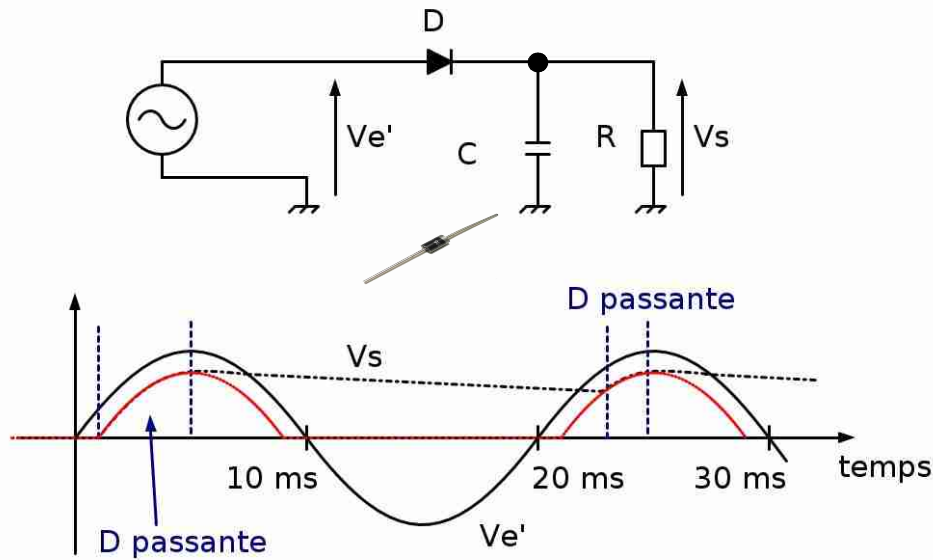
Description du fonctionnement de ce montage : quand la tension aux bornes du transformateur est supérieure à la somme : tension aux bornes du condensateur + tension directe de la diode, la diode conduit. Pendant cette phase de fonctionnement, le condensateur se charge.

Quand la tension du transformateur devient inférieure à celle du condensateur plus la tension de coude de la diode, la diode se bloque. Le montage est alors constitué de deux boucles isolées : l'ensemble condensateur-charge d'une part, le transformateur d'autre part. Pendant cette phase de fonctionnement, le condensateur se décharge en restituant l'énergie accumulée dans la phase précédente.

Dimensionnement du condensateur:

Pour dimensionner le condensateur, on tient compte des caractéristiques de l'alimentation continue que l'on souhaite obtenir. La charge d'un tel montage étant en général un circuit complexe (par exemple un régulateur de tension et une charge résistive ou non), on définit en général un courant max consommé par la charge qui pourra servir aux calculs de dimensionnement du condensateur.

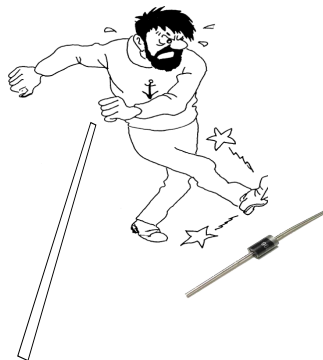




Par ailleurs, on cherchera à optimiser un paramètre qui caractérise le caractère continu de la tension : le taux d'ondulation ou mieux, la chute de tension maximale autorisée sur le condensateur pour que le montage connecté en aval fonctionne correctement.

Redressement double alternance avec filtrage:

Si on analyse le fonctionnement du redresseur double alternance à transformateur à point milieu, on s'aperçoit que chaque secondaire débite du courant seulement pendant une alternance. L'autre alternance serait susceptible de fournir un courant négatif. Partant de cette constatation, on peut imaginer facilement une alimentation double symétrique, avec 4 diodes disposée en pont : deux diodes vont conduire les alternances positives des secondaires du transformateur, et les deux autres les alternances négatives. Le point milieu du transformateur est alors le potentiel commun des deux alimentations. On peut bien évidemment mettre un condensateur aux bornes de chacune des charges pour filtrer les tensions redressées obtenues. Ces alimentations sont incontournables dans les montages symétriques où il est nécessaire d'amplifier des tensions continues, et notamment dans les montages à amplificateurs opérationnels





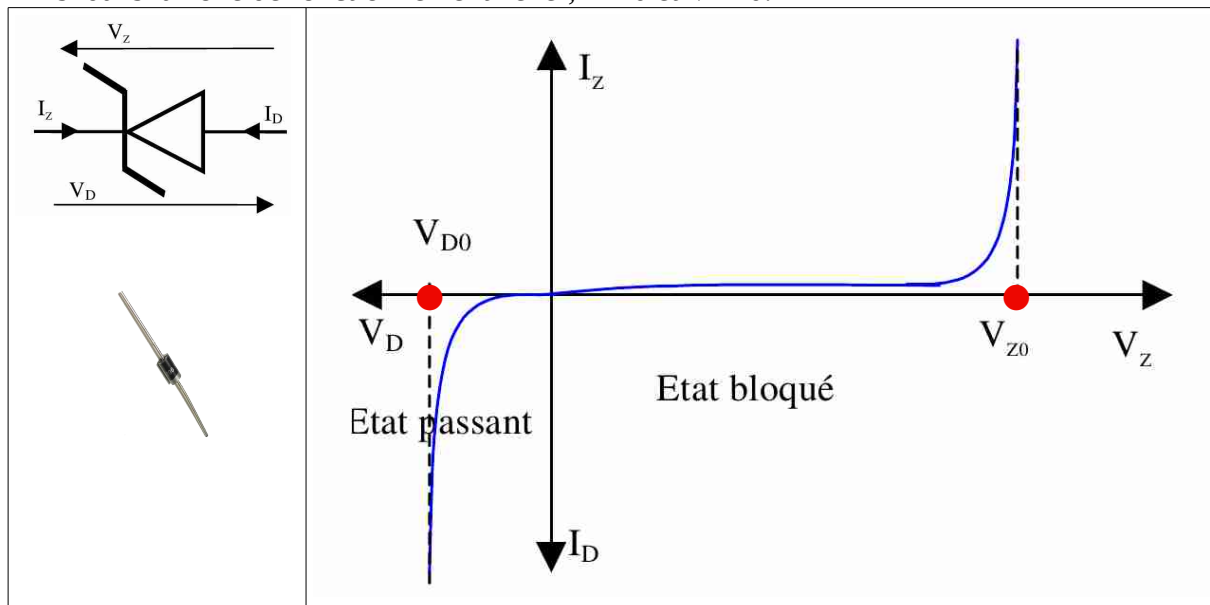
IV. D'autres types de diode...

IV.1. Diodes Zéner:

Comme vu précédemment, si la tension appliquée en polarisation inverse est suffisante, la diode peut alors être traversée par un courant important. Certaines diodes, dites diodes zéner, sont faites spécialement pour être utilisées dans la zone inverse de leur caractéristique. Ce sont des diodes à fort dopage.

IV.1.1 Convention:

On a l'habitude pour une diode zéner d'inverser les conventions prises pour la diode classique. On note V_Z , la tension aux bornes et I_Z , le courant qui la traverse. On a $V_Z = -V_D$ et $I_Z = -I_D$. Ainsi dans la zone de fonctionnement zéner, $I_Z > 0$ et $V_Z > 0$.

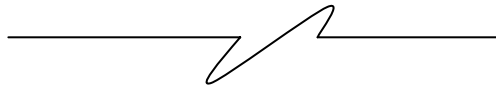


IV.1.2. Caractéristiques.

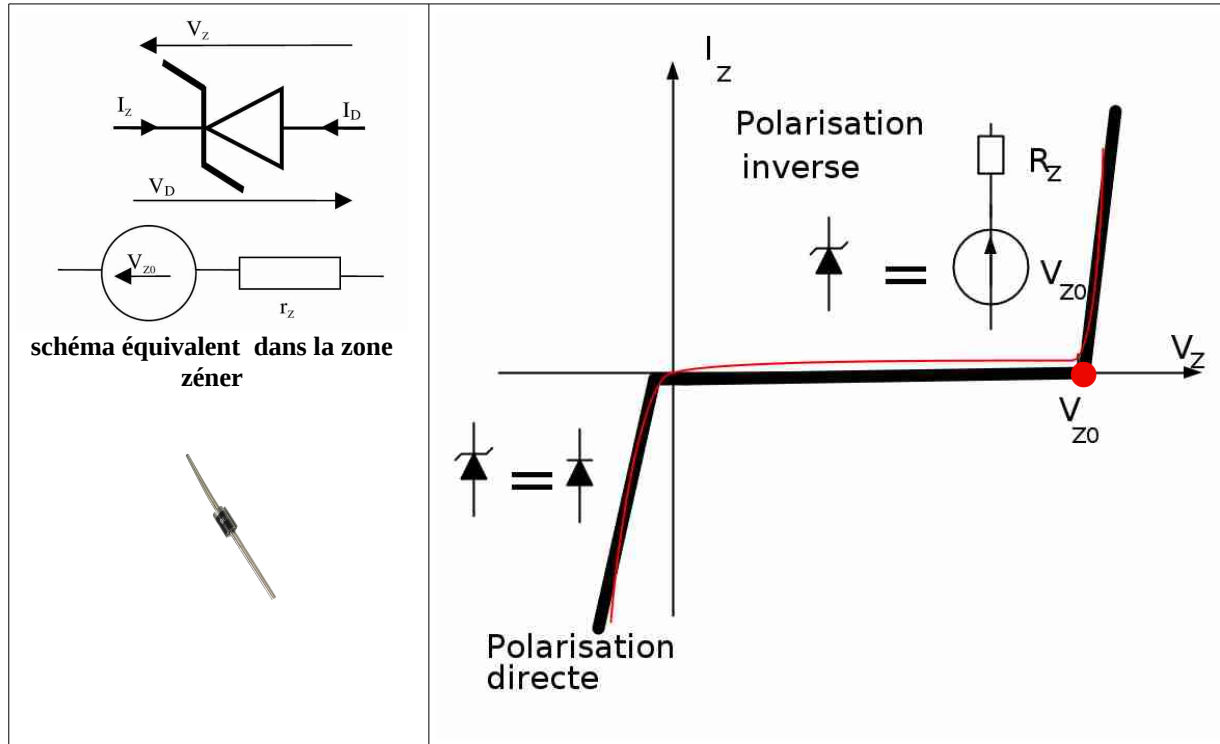
En direct, une diode Zener se comporte comme une diode normale. En inverse, on fait en sorte que par construction l'effet Zener et/ou d'avalanche se produise à une tension bien déterminée, et ne soit pas destructif. La caractéristique inverse présente alors l'allure d'un générateur de tension à très faible résistance interne (quasiment idéal donc) : tension quasi constante et égale à V_{Z0} . Cette tension est caractéristique de la diode choisie et est imposée par les propriétés physiques de la diode (dopage, dimensions, etc). Si le courant qui traverse la diode reste inférieur au courant maximum indiqué par le constructeur, la diode ne sera pas endommagée.

Remarque: *Effet zener ou avalanche ?*

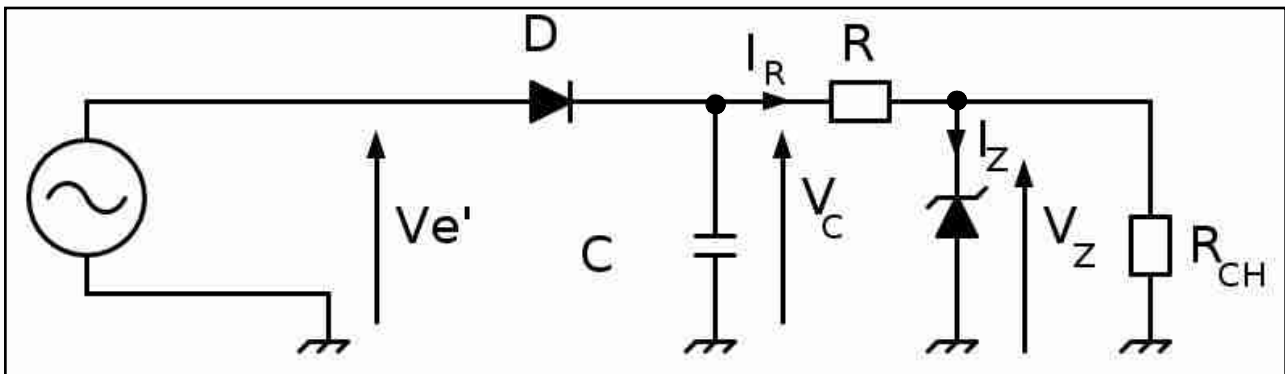
En dessous de $V_{Z0} \sim 5V$, c'est l'effet Zener qui prédomine. Au dessus, c'est l'effet d'avalanche. L'effet Zener est affecté d'un coefficient de température négatif (V_{Z0} diminue quand la température augmente), et l'effet d'avalanche d'un coefficient positif. Les diodes ayant une tension V_{Z0} d'environ 5V ont un coefficient de température nul, car les deux phénomènes se produisent de manière équilibrée, et leurs effets se compensent. L'effet d'avalanche est plus franc que l'effet Zener, ce qui fait que le coude de tension inverse est plus arrondi pour les diodes Zener de faible tension. Les diodes optimales en termes d'arrondi de coude et de résistance dynamique ont des tensions Zener voisines de 6 à 7V.

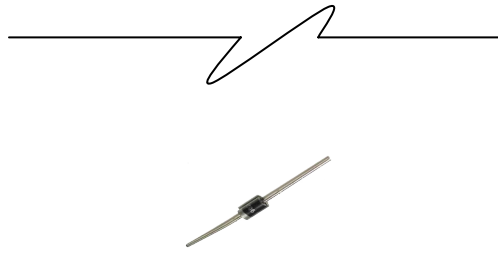


IV.1.3 Schémas équivalents.



Pour simplifier l'étude de circuits contenant des diodes zéner, on cherche à les modéliser, **dans chaque domaine d'utilisation**, par des circuits équivalents simples, contenant si possible uniquement des composants linéaires. Le choix du modèle dépend bien entendu de l'application et du domaine d'utilisation (point de polarisation). Si on utilise la diode dans sa zone zéner, loin du coude, le schéma équivalent contenant une source de tension idéale de tension V_{z0} en série avec une résistance r_z modélise bien le comportement du composant. r_z est la résistance dynamique de la diode zéner autour du point de fonctionnement choisi (pente de la caractéristique dans la zone zéner).





Étant donné leurs caractéristiques proches de celle d'un générateur de tension, ces diodes sont très souvent utilisées pour réguler une tension quasi-continue mais ayant une ondulation non négligeable. C'est le cas par exemple d'une tension alternative qui a été redressée.

Attention : on ne peut pas brancher directement une diode zéner à la sortie d'un bloc de redressement et filtrage, les deux ayant une caractéristique de générateur de tension à faible résistance interne. Pour absorber l'ondulation, on doit intercaler une résistance R.

Conditions de fonctionnement en régulation :

condition 1 : pour que ce montage fonctionne, il est impératif que la diode fonctionne dans sa zone zéner : $I_Z > 0$. Cela équivaut à un courant $I_R > 0$, d'où la première condition de fonctionnement d'un tel montage obtenue en considérant la diode zéner comme idéale ($R_Z = 0$) : $V_C > V_{Z0}$

$$\text{condition 2 : } |I_Z| < I_{ZMAX}$$

Coefficients de stabilisation:

Pour caractériser un tel montage on peut faire intervenir un coefficient de stabilisation qui caractérise la capacité du montage à « lisser » une tension présentant une ondulation résiduelle.

On notera : $V_C = V_{C0} + \Delta V_C$ avec $V_{C0} = \langle V_C \rangle$, la valeur moyenne de la tension et ΔV_C l'ondulation résiduelle de V_C .

De la même manière, $V_Z = V_{Z0} + \Delta V_Z$

Le but d'un bloc de régulation est d'obtenir $\Delta V_Z = \Delta V_{ch} \ll \Delta V_C$.

On définit alors le *coefficient de stabilisation « amont »*. Il caractérise la sensibilité du montage aux variations de la tension d'entrée, à charge constante. Il est égal à

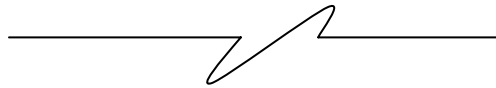
$$\left. \frac{\Delta V_Z}{\Delta V_C} \right|_{R_{ch} = \text{cste}}$$

Un calcul complet tenant compte de la résistance dynamique de la diode donne :

$$\left. \frac{\Delta V_Z}{\Delta V_C} \right|_{R_{ch} = \text{cste}} = \frac{R_{ch} // R_Z}{R_{ch} // R_Z + R} \simeq \frac{R_Z}{R_Z + R}$$

Donc plus R_{ch} est grande, pour une diode donnée, plus la stabilisation est bonne. De la même manière plus R_Z est petite, pour une charge donnée, plus la stabilisation est bonne.

Ce régulateur permet une assez bonne régulation de tension, cependant il est très limité en courant. Le courant maximum délivré par l'alimentation continue ainsi créée est égal à I_{ZMAX} . Une amélioration importante de ce bloc régulateur est obtenue en introduisant un transistor dit ballast qui permettra d'augmenter le courant en sortie de l'alimentation d'un facteur plus de 100. Ce montage sera détaillé dans le TP alimentation et revu dans le cours sur les transistors bipolaires.

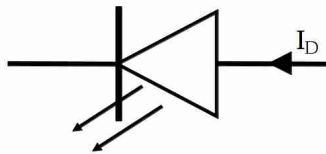


IV.2. Diodes électroluminescentes – Photodiodes :

IV.2.1 Diodes électroluminescentes:

Description :

Les diodes électroluminescentes (DEL ou LED en anglais) sont des diodes spécifiques. Elles ont la propriété, quand elles sont polarisées en direct, d'émettre de la lumière. La longueur d'onde de la lumière émise est déterminée par les caractéristiques du matériau employé. Il en existe de diverses couleurs (jaune, orangé, rose, rouge, vert, infrarouges). On les utilise avec un courant direct d'environ 10 à 20 mA. Plus le courant sera élevé, plus la puissance lumineuse émise sera importante. La tension de coude de ces composants est plus élevée que celle des diodes ordinaires, et elle dépend du matériau utilisé (de son énergie de Gap). Cette tension est comprise entre 1,2 et 3,8 V environ.



Symbole d'une diode électroluminescente:

Principe de fonctionnement : Lorsqu'un électron se recombine avec un trou, celui-ci perd alors une partie de son énergie. Cette part correspond à la différence d'énergie entre l'énergie de l'électron lorsque celui-ci était en bande de conduction et l'énergie de ce même électron une fois qu'il est en bande de valence. Cette énergie perdue peut être restituée au milieu extérieur sous plusieurs formes, notamment par effet thermique (phonon) ou par émission d'un rayonnement (photon). Dans le cas où un photon est émis, la longueur d'onde de celui-ci est directement liée à son énergie qui elle-même est liée à celle perdue par l'électron. La longueur d'onde correspond à l'écart d'énergie entre les bandes de conduction et de valence (énergie de Gap du matériau). Elle est caractéristique du matériau. Ce phénomène a lieu très rarement dans le silicium, mais est au contraire très fréquent dans des semi-conducteurs tels que l'arséniure de gallium (GaAs) ou certains alliages (par exemple $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$).

Utilisation : L'utilisation de plus en plus importante des DEL est due à leur robustesse, à leur faible consommation par comparaison à l'éclairage par incandescence ainsi qu'à la maîtrise des longueurs d'ondes émises.

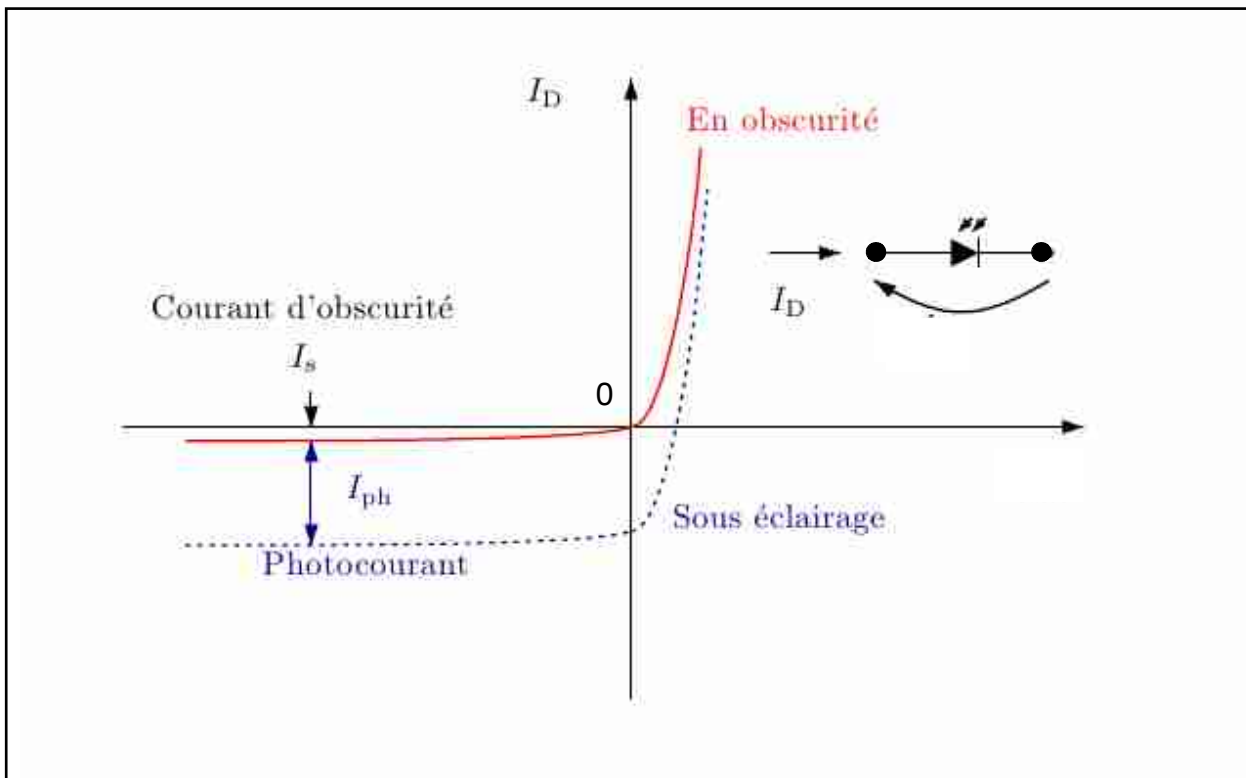
On les rencontre partout où on a besoin de témoins lumineux, et de plus en plus, associées en matrices pour remplacer des grosses lampes (feux tricolores de circulation par exemple), ou pour faire des panneaux d'affichage électroniques (heure, température, publicités diverses). Les diodes électroluminescentes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV / HIFI. On les utilise alors avec de forts courants pulsés. Aujourd'hui on sait réaliser des diodes qui émettent une couleur assez proche du blanc. Elles possèdent un excellent rendement et leur durée de vie est considérablement plus élevée que celle des ampoules à incandescence. Pour l'instant cependant, la lumière « froide » (un peu bleutée) qu'elles émettent n'en fait pas de redoutables concurrents des ampoules à incandescence.





IV.2.2 Photodiodes...

Description : Comme vu précédemment, imposer un courant, dans une DEL, permet de générer de la lumière (un flux de photons). Il est possible de faire l'inverse. En permettant à la lumière d'atteindre la jonction, il est possible de créer des porteurs de charges et donc un courant si on polarise la jonction (si on applique une tension), d'autant plus grand que l'éclairage est fort. En polarisation directe le courant photogénéré est en général négligeable face au courant direct de la diode. En polarisation inverse cependant, ce courant est détectable et utilisable. La photodiode se comporte alors comme un générateur de courant. C'est le principe des cellules photovoltaïques. Il est illustré dans la figure ci-dessous.



Le courant sera proportionnel au nombre de porteurs créés, lui même proportionnel au nombre de photons absorbés au niveau de la jonction.

Les applications sont diverses et vont de la mesure de puissance lumineuse à la détection de présence en passant par la détection de couleurs, la mesure de position, la transmission de signaux sur fibre optique (telecom) ... L'avantage des techniques de mesures optiques et de pouvoir réaliser des relevés à distance, donc sans contact, ce qui permet de réduire l'impact de la mesure sur le phénomène physique et de faire des mesures non destructive.



VI. De la jonction PN à la diode : explication physique sur la diode à semiconducteurs

VI.1. Notions sur les semiconducteurs:

VI.1.1. Introduction:

Cette section, essentiellement descriptive, a pour objet de donner des modèles simples de semiconducteurs intrinsèques et extrinsèques de type N ou de type P. La connaissance de ces modèles permet, par la suite, de rendre compte du comportement des dispositifs à semiconducteurs tels que diode, transistor bipolaire, transistors à effet de champ, etc.

VI.1.2. Semiconducteur intrinsèque:

Un cristal de semiconducteur intrinsèque est un solide dont les noyaux atomiques sont disposés aux noeuds d'un réseau géométrique régulier. La cohésion de cet édifice est assurée par les liens de valence qui résultent de la mise en commun de deux électrons appartenant chacun à deux atomes voisins de la maille cristalline. Les atomes de semiconducteur sont tétravalents et le cristal peut être représenté par le réseau de la figure 5.1:

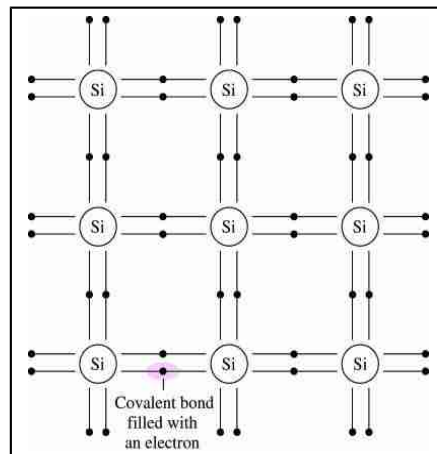


Figure 5.1: Semiconducteur intrinsèque.

L'électron qui possède une énergie suffisante peut quitter la liaison de valence pour devenir un *électron libre*. Il laisse derrière lui un *trou* qui peut être assimilé à une charge libre positive; en effet, l'électron quittant la liaison de valence à laquelle il appartenait démasque une charge positive du noyau correspondant. Le trou peut être occupé par un autre électron de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui: tout se passe comme si le trou s'était déplacé, ce qui lui vaut la qualification de charge libre. La création d'une paire électron libre - trou est appelée *génération* alors qu'on donne le nom de *recombinaison* au mécanisme inverse.

La température est une mesure de l'énergie cinétique moyenne des électrons dans le solide. On comprend dès lors que la concentration des électrons libres et des trous dépend très fortement de la température.



Exemples:

Le silicium a un nombre volumique d'atomes de 5×10^{22} par cm^3 . A 300K (27° C), le nombre volumique des électrons libres et des trous est de $1,5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $3,3 \times 10^{12}$ atomes.

Le nombre volumique des atomes dans le germanium est de $4,4 \times 10^{22}$ par cm^3 . A 300K, le nombre volumique des électrons libres et des trous est $2,5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$, soit une paire électron libre - trou pour $1,8 \times 10^9$ atomes.

VI.1.3 Semiconducteur extrinsèque : dopage.

Un semiconducteur dans lequel on aurait substitué à quelques atomes tétravalents des atomes pentavalents est dit extrinsèque de type n (Fig. 5.2).

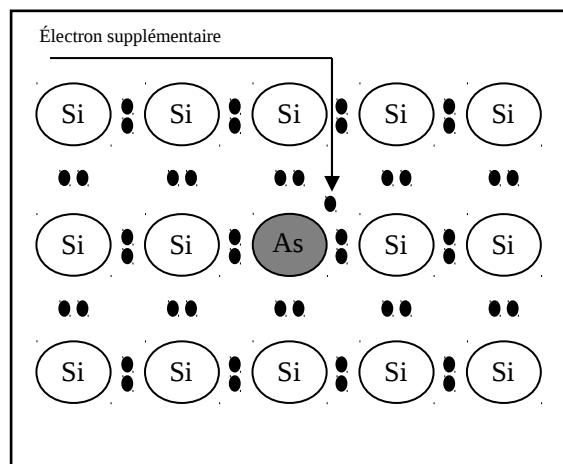


Figure 5.2: Semiconducteur de type N

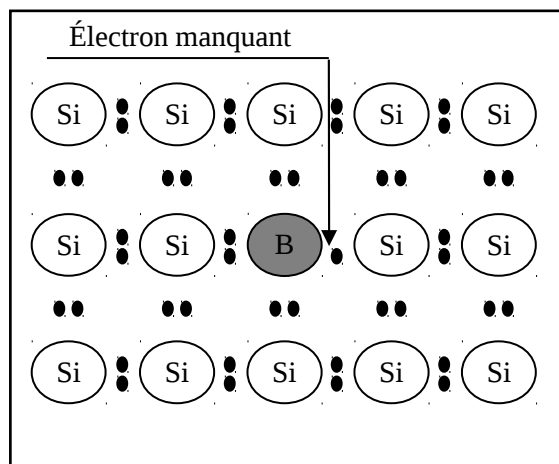


Figure 5.3: Semiconducteur de type P

Quatre électrons de la couche périphérique de l'atome pentavalent prennent part aux liens de valence alors que le cinquième, sans attache, est libre de se mouvoir dans le cristal. Dans le cas d'un semiconducteur extrinsèque de type N, les impuretés sont appelées *donneurs* car chacune d'entre elles donne un électron libre.

Si l'on introduit des atomes trivalents dans le réseau cristallin du semiconducteur, les trois électrons de la couche périphérique de l'impureté prennent part aux liens de valence, laissant une place libre. Ce trou peut être occupé par un électron d'un autre lien de valence qui laisse, à son tour, un trou derrière lui. L'atome trivalent est alors ionisé et sa charge négative est neutralisée par le trou (Fig. 5.3). Le semiconducteur est alors extrinsèque de type P. Les impuretés, dans un semiconducteur extrinsèque de type P, sont appelées *accepteurs* au vu de leur propriété d'accepter un électron situé dans un lien de valence.





VI. 2 Jonction PN:

VI.2.1 Introduction:

Le dopage non uniforme d'un semiconducteur, qui met en présence une région de type N et une région de type P, donne naissance à une jonction PN (Figure 5.4). Dans cette section, on étudie, qualitativement, les phénomènes qui ont pour siège la jonction PN. On donne également la relation exponentielle qui lie courant et tension dans une telle jonction.

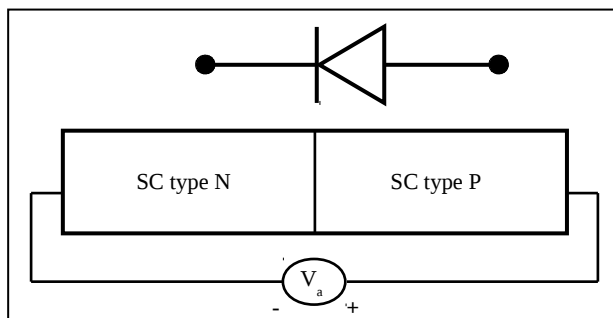


Figure 5.4 : Jonction PN et symbole d'une diode.

VI.2.2. Description

Soit le semiconducteur à dopage non uniforme de la figure (5.5) qui présente une région P à nombre volumique d'atomes accepteurs constant suivie immédiatement d'une région N à nombre volumique de donneurs constant également. La diffusion des trous vers la région N et des électrons libres vers la région P provoque un déséquilibre électrique si bien que, dans la zone proche de la jonction, la neutralité électrique n'est plus satisfaite. On trouve, dans la région P, des atomes accepteurs et des électrons, soit une charge locale négative, et dans la région N, des atomes donneurs et des trous, soit une charge locale positive. Il s'est donc créé un dipôle aux abords de la jonction et, conjointement, un champ électrique. Une fois l'équilibre atteint, ce champ électrique est tel qu'il s'oppose à tout déplacement global de charges libres. La région dans laquelle la neutralité n'est pas satisfaite est appelée *zone de déplétion* ou *zone de charge d'espace* alors que les autres régions sont dites *régions neutres*.

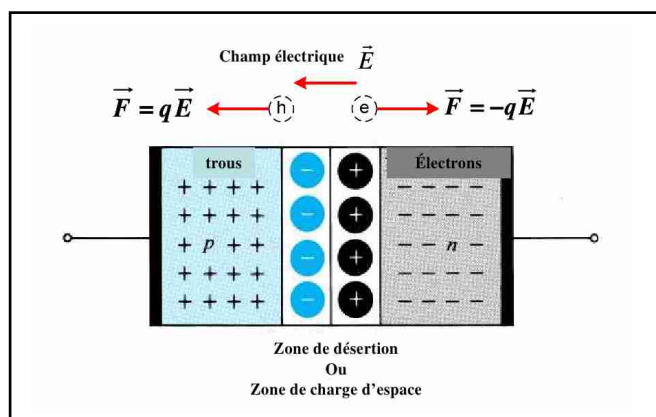


Figure 5.5: Jonction PN abrupte.



Il existe, entre la région P et la région N, une barrière de potentiel énergétique pour les charges mobiles. L'existence de cette barrière se traduit par une différence de potentiel électrique V_0 liée au champ de rétention de la diffusion :

$$V_0 = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \text{ avec } V_T = \frac{kT}{q}$$

Exemple:

Pour une jonction PN au silicium avec un dopage $N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ dans la région P et un dopage $N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ dans la région N, la hauteur de la barrière de potentiel à 300 K (27°C) à l'équilibre vaut 872 mV.

VI.2.3. Caractéristique électrique de la jonction PN:

L'application d'une tension qui diminue la hauteur de la barrière de potentiel par rapport à l'équilibre est appelée *polarisation directe* ($v_d = V_P - V_N > 0$) par opposition à la *polarisation inverse* ($v_d = V_P - V_N < 0$) qui augmente la hauteur de la barrière de potentiel par rapport à l'équilibre.

Une polarisation directe permet le passage d'un courant électrique dans la jonction alors qu'une polarisation inverse l'empêche. Cette propriété est traduite par les relations:

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1)$$

Le courant I_S est appelé **courant inverse de saturation**; c'est la valeur asymptotique du courant I_D en polarisation inverse.

On appelle **tension thermodynamique** la tension $V_T = (kT/q)$, où k est la constante de Boltzmann $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, T la température absolue et q la charge élémentaire.

$$q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C. A } 25^\circ\text{C, } V_T \approx 25\text{mV.}$$

Le facteur n est appelé *coefficient d'émission*. Il est compris entre 1 et 2 dans le cas de diodes au Si. Le courant inverse de saturation des jonctions au Silicium est de l'ordre de grandeur de 10^{-12} à 10^{-15} A de telle sorte qu'on peut généralement le considérer comme nul en polarisation inverse.

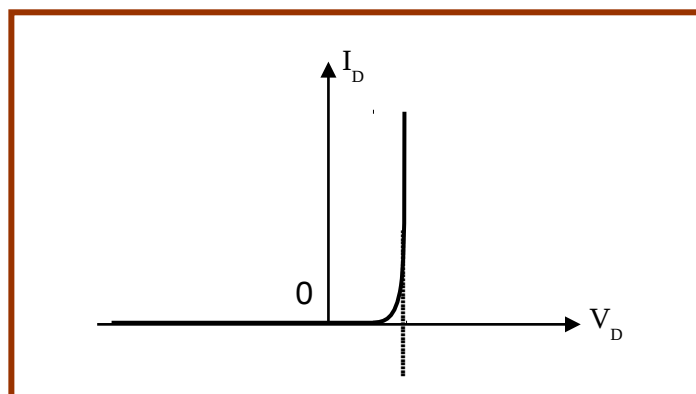


Figure 5.6.: caractéristique de la jonction.



VI.2.4. Modélisation:

La modélisation d'un composant consiste à remplacer la caractéristique électrique réelle $I_D=f(V_D)$ par des segments de droites. En général, il y a 3 modèles pour représenter une diode. Le premier modèle (diode idéale) consiste à négliger la tension de seuil et la résistance interne de la diode. La caractéristique est alors celle de la figure (5.7.a). Dans le deuxième modèle, on peut toujours continuer à négliger la résistance interne mais on tient compte du seuil de la diode. La caractéristique devient celle de la figure (5.7.b). Le troisième modèle tient compte de la résistance de la diode. Ceci peut être utile si on utilise la diode en petits signaux alternatifs et qu'on a besoin de sa résistance dynamique (5.7.c).

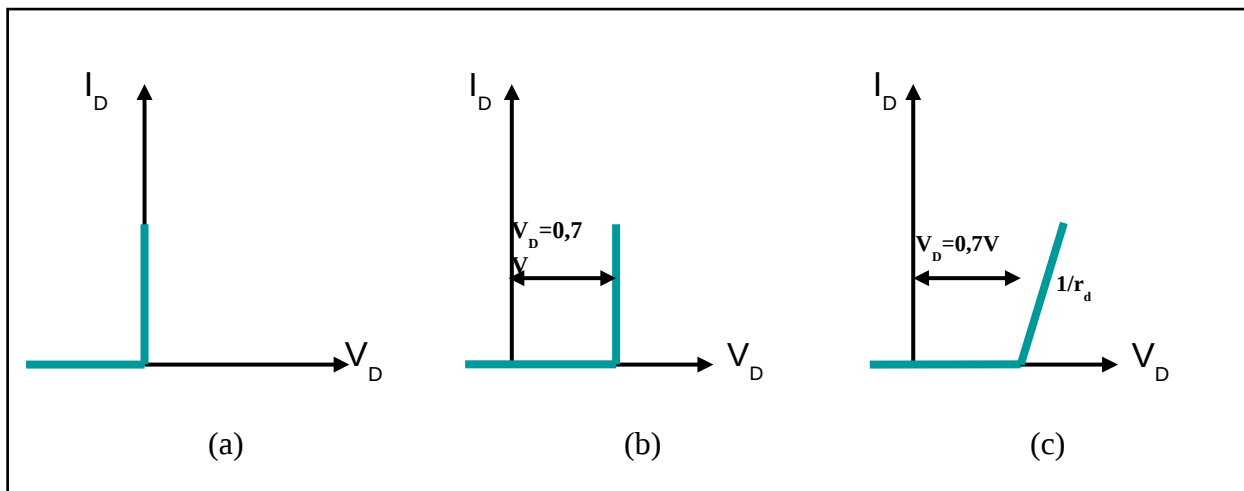
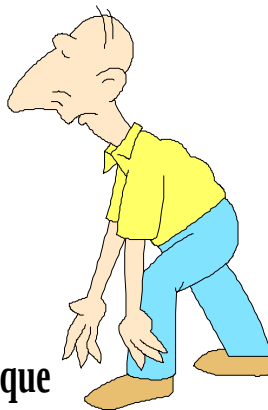


Figure 5.7.: Différents modèles de la diode.

Cours d'électronique



Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur



Partie 3



Un autre exemple de composant semi conducteur:

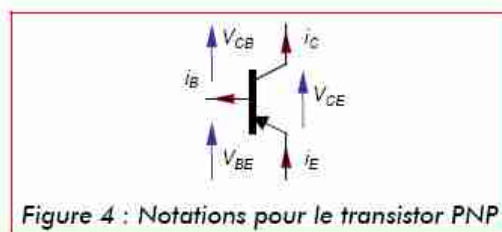
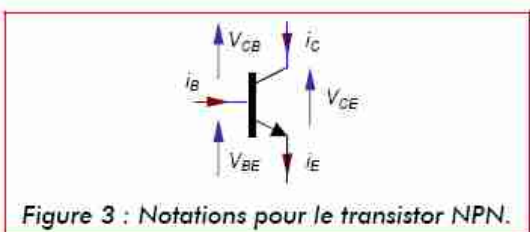
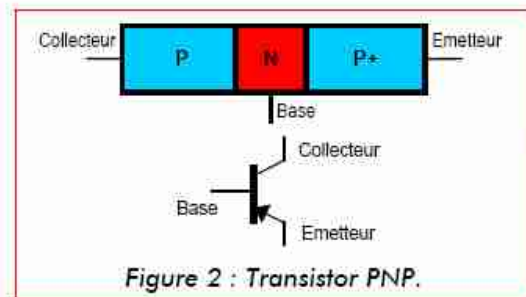
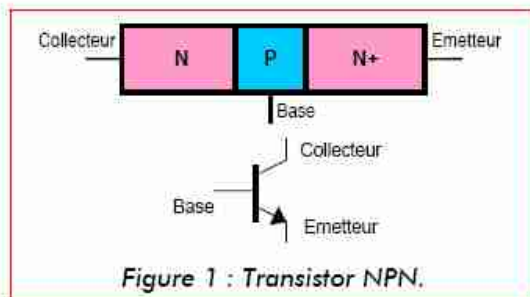
C est: le transistor

I. Le transistor Bipolaire:

John Bardeen, William Shockley, Walter Brattain, chercheurs américains de la compagnie Bell Telephone, ont reçu le prix Nobel de physique en 1956 pour l'invention du transistor bipolaire. Ils ont découvert l'effet transistor en 1947 et déposé le brevet en 1948.

Le transistor bipolaire a été LE composant de l'électronique pendant une trentaine d'années avant d'être supplanté par le transistor MOS (cf chapitre VII). Même si son utilisation se réduit d'année en année, il est encore utilisé dans des applications en radiofréquences (circuits intégrés en technologie BiCMOS) et comme composant discret, essentiellement pour l'amplification de signaux analogiques.

Le transistor bipolaire (*Bipolar Junction Transistor*) est un dispositif à semiconducteur composé de deux jonctions PN; aussi son étude nécessite-t-elle la connaissance préalable du chapitre traitant de la jonction. Il est constitué de trois zones à dopages alternés. On obtient ainsi deux possibilités : transistor NPN ou PNP. Les structures, notations et symboles sont donnés ci-dessous.



Un bon moyen pour se souvenir des symboles : la flèche rappelle le symbole de la diode base-émetteur. Les deux jonctions qui apparaissent dans le transistor sont désignées par le nom des deux régions entre lesquelles elles assurent la transition; on trouve par conséquent la jonction base-émetteur (BE) également dénommée *jonction de commande* et la jonction base-collecteur (BC).

I.1 Modes de fonctionnement du transistor bipolaire



I.1.1 Introduction:

Les différents régimes de fonctionnement du transistor dépendent uniquement des valeurs des tensions aux bornes des jonctions BE et BC. Si l'on considère l'état passant et l'état bloqué de chaque jonction, on dénombre quatre cas (Fig. 6.5).

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

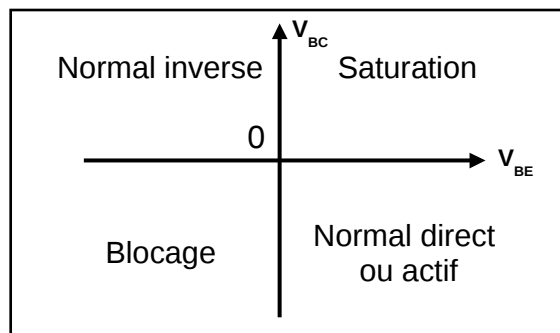


Figure 6.5: Modes de fonctionnement.

I.1.2 Mode actif (description dans le cas d'un transistor NPN):

Pour avoir un effet d'amplification, il faut se mettre en mode « actif » dans lequel la jonction BE est polarisée en direct et la jonction CB est polarisée en inverse. La jonction BE voit l'émetteur injecter massivement dans la base (par diffusion) des électrons dans le cas du transistor NPN. Sous l'effet du champ électrique intense de la jonction BC, ces électrons sont propulsés dans le collecteur. Il en résulte un courant dans le collecteur plus important que celui dans la base : on assiste à une amplification en courant.

Jonction BE en direct : $V_{BE} \geq 0,7V$

Jonction CB en inverse : $V_{CE} \geq 0,3 V$

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$$

$$I_C = \alpha I_E = \beta I_B$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha)$$

β est appelé gain en courant en mode actif.



Dans le cas d'une polarisation inverse de la jonction BE, ni les électrons de l'émetteur, ni les trous de la base ne peuvent franchir la barrière de potentiel existant entre base et émetteur. Aucun courant ne circule dans le transistor.

I.2. Polarisation et caractéristiques statiques:

Pour chacun des transistors, les 2 jonctions sont polarisées par des sources de tension comme l'indique les figures ci-dessous (montages à émetteur commun).

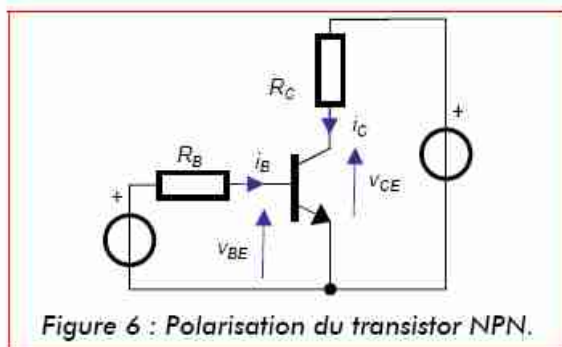


Figure 6 : Polarisation du transistor NPN.

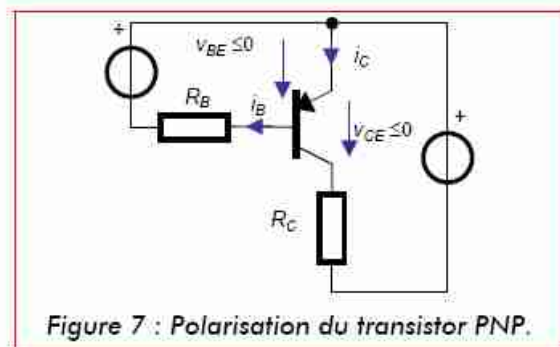


Figure 7 : Polarisation du transistor PNP.

Avec le montage adapté, on relève les caractéristiques suivantes pour un transistor NPN.

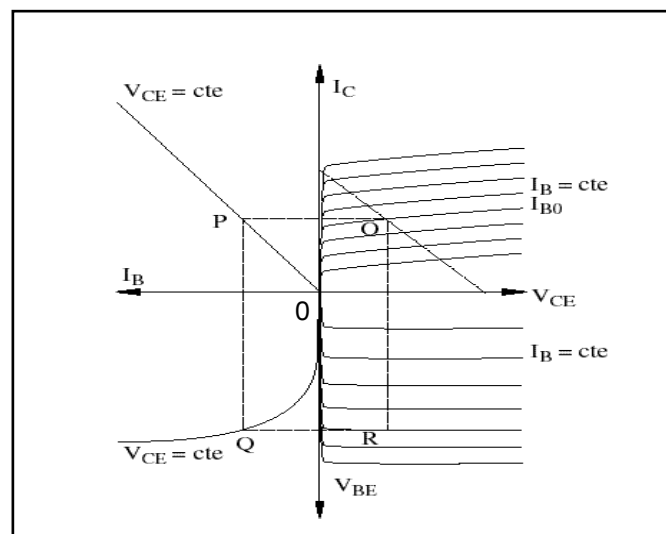


Figure 6.8: caractéristique de transfert et caractéristique de sortie.

On peut distinguer les deux applications essentielles du transistor : les courants I_C et I_B sont proportionnels, c'est le domaine du fonctionnement linéaire ($I_C = \beta I_B$). L'autre cas apparaît lorsque l'on augmente I_B . La relation de linéarité disparaît pour faire place à la saturation du courant du collecteur I_C . C'est le domaine du fonctionnement saturé (commutation ; Off-On).



La modulation de la longueur de la base par les tensions V_{BE} et V_{BC} a une influence sur le courant de collecteur et est connu sous le nom d'effet Early.



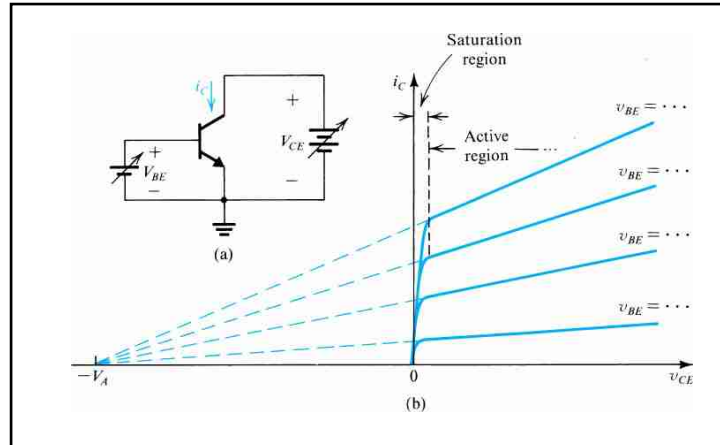


Figure 6.9: Effet Early

Cet effet explique les pentes du réseau de caractéristiques dans la zone active. Celles-ci se coupent en $-V_A$ (V_A : tension de Early). La prise en compte de cette pente (pas systématique car elle est en pratique faible) se fera dans le modèle « petits signaux » décrit plus loin par le paramètre $\rho = h_{22} \cong I_C/V_A$ (résistance entre collecteur et émetteur valant $1/\rho$).

I.3. Le transistor en régime dynamique:

Dans la plupart des applications en électronique analogique, le transistor travaille en fonctionnement normal direct et en régime d'accroissements autour d'un point de repos. Le but de la présente section est de donner un modèle linéaire simplifié du transistor pour résoudre les problèmes de petits accroissements.

I.3.1 Définition:

Le *point de repos*, ou point de polarisation, est défini par l'ensemble des grandeurs électriques caractérisant le transistor en l'absence des signaux à amplifier. Il s'agit donc de grandeurs continues (régime statique) pour lesquelles on utilisera des notations en majuscules affectées de l'indice 0: I_{C0} V_{BE0} , etc.

Les *accroissements* sont les variations de ces grandeurs électriques par rapport au point de repos ΔI_C , ΔV_{BE} , etc. pour lesquelles on utilisera des notations en minuscules.

Exemple : $\Delta I_C = i_c$

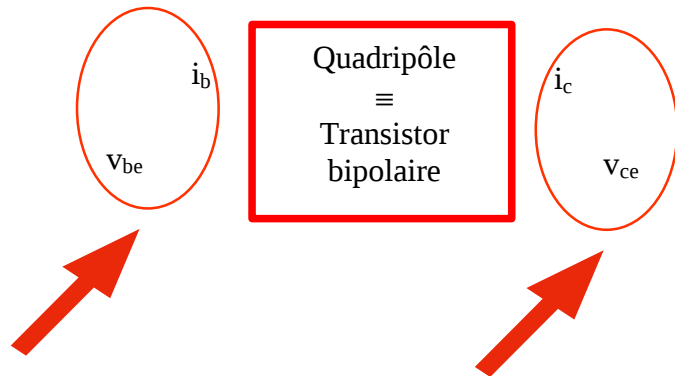
Le travail en régime d'accroissements, ou régime dynamique, permet de linéariser les caractéristiques du transistor autour du point de repos : les accroissements sont assez « petits » pour que les caractéristiques puissent être assimilées à leur tangente au point de repos. On obtient ainsi des relations linéaires entre les accroissements à partir desquelles on établit un modèle simplifié du transistor (valable autour d'un point de repos). Le schéma équivalent du transistor ainsi obtenu est communément appelé schéma équivalent « petits signaux ».



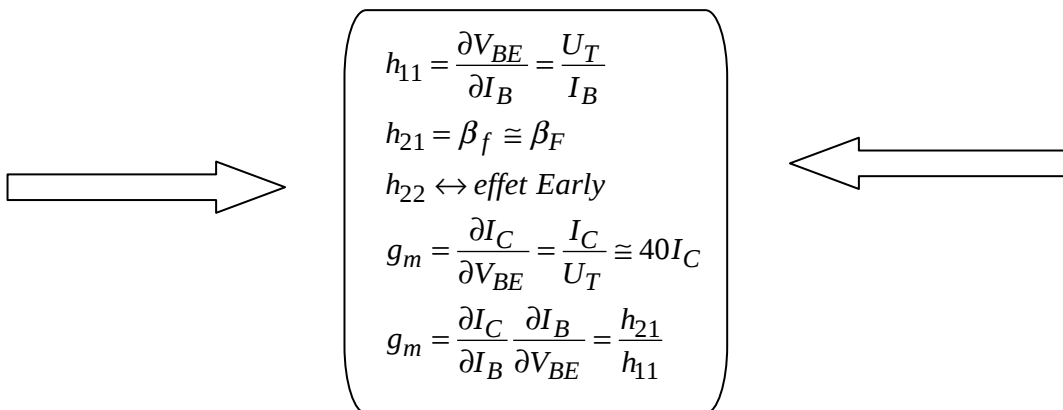
I.3.2 Modèle dynamique basse fréquence:

Le montage incluant le transistor peut être représenté par son quadripôle équivalent régi par les relations :

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



Les paramètres h_{ij} sont les paramètres hybrides du transistor : h_{11} est l'impédance d'entrée, h_{12} est la réaction de sortie sur l'entrée (souvent négligeable), h_{21} est le gain en courant ($\approx \beta$) et h_{22} est l'admittance de sortie. La matrice hybride du transistor le caractérise totalement en basse fréquence.


$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{U_T}{I_B} \\ h_{21} &= \beta_f \approx \beta_F \\ h_{22} &\leftrightarrow \text{effet Early} \\ g_m &= \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{I_C}{U_T} \approx 40 I_C \\ g_m &= \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \end{aligned}$$

avec β_F : gain en courant statique, β_f gain en courant dynamique et g_m transconductance.

La modélisation, qui rend compte de ces différents points, conduit au schéma équivalent du transistor en basse fréquence représenté à la figure n° 6.10.



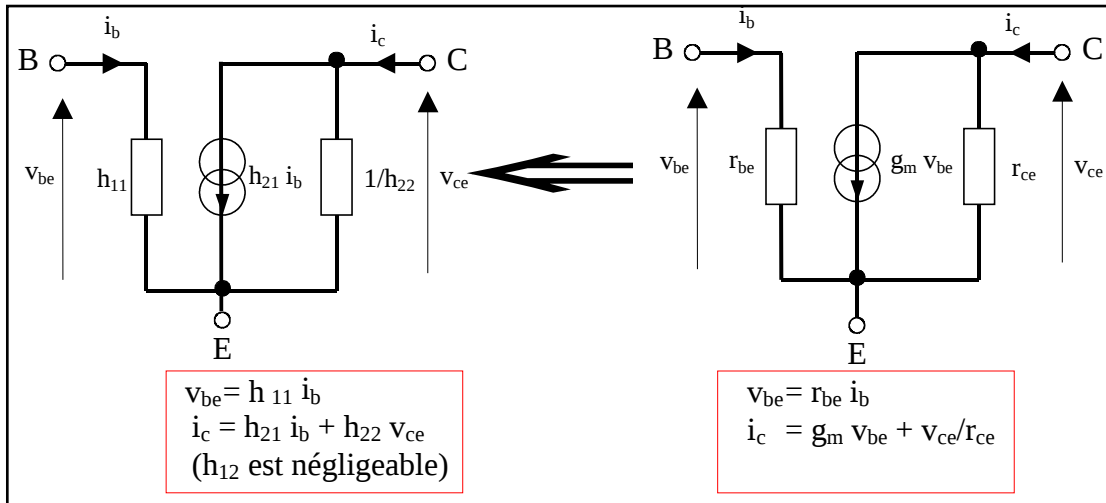


Figure 6.10: modèles petits signaux

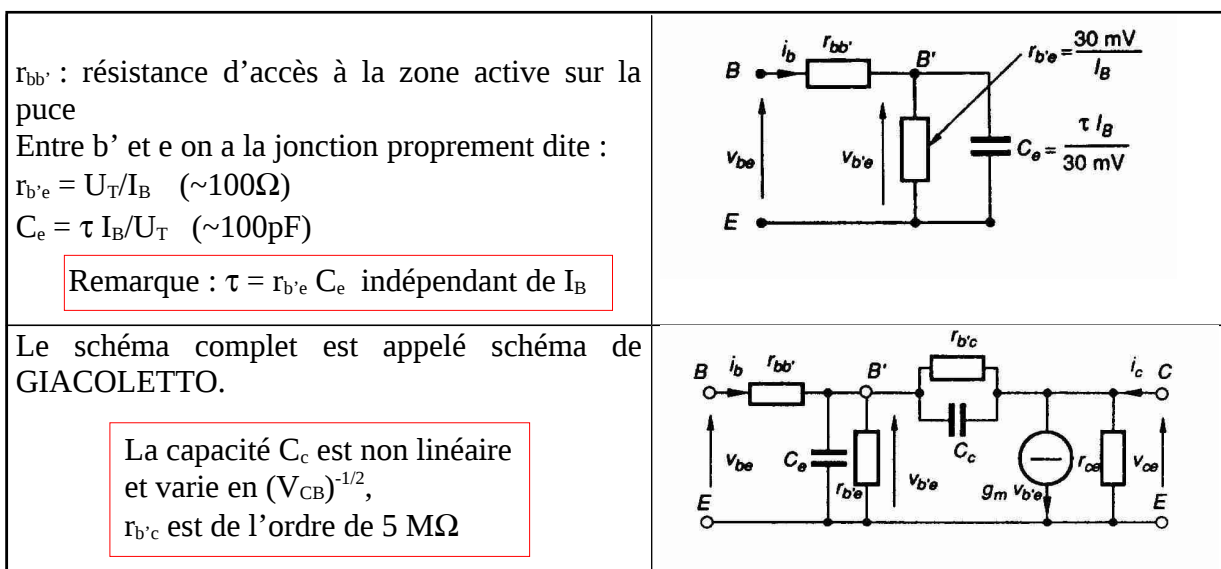
Pour tous les montages linéaires à transistors, on applique une méthode d'étude identique qui consiste à dissocier régime statique et régime dynamique :

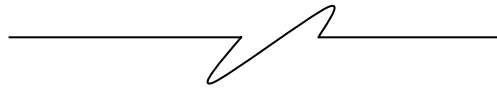
Étudier le point de repos (polarisation)
Établir le schéma équivalent « petits signaux » du montage pour étudier son fonctionnement en dynamique autour du point de repos. On en déduit le comportement du montage : amplification en tension, en courant, impédances d'entrée et de sortie, etc.

Le fonctionnement « réel » du montage est obtenu en appliquant le théorème de superposition (statique + dynamique). Par exemple : $V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce}$.

I.3.3 Modèle dynamique haute fréquence:

En haute fréquence le modèle « petits signaux » du transistor devient :





La Fréquence de transition.

Cette fréquence particulière f_T est la fréquence pour laquelle le gain en courant est unitaire lorsque la sortie est en court-circuit ($v_{ce}=0$; voir schéma ci-dessous).

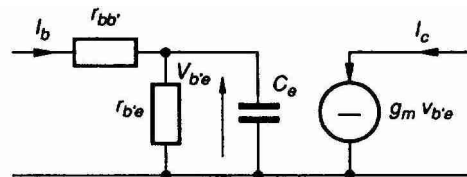
Comme :

$$r_{b'e} \ll r_{b'c}$$

$$C_c \ll C_e$$

il vient :
$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{h_{21}}{1 + j\tau\omega}$$

comme $h_{21} \gg 1$ on a :
$$f_T = \frac{h_{21}}{2\pi\tau}$$



Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur



II. Le transistor MOS:

II.1 Généralités.



En 1930, Julius Edgard. Lilienfeld, physicien allemand émigré aux Etats-Unis, dépose un brevet dans lequel il décrit un élément qui ressemble au transistor MOS (Métal Oxyde Semiconducteur) actuel. Cependant, ce n'est que vers 1960 que, la technologie ayant suffisamment évolué, de tels transistors peuvent être réalisés avec succès. En particulier, les problèmes d'interface oxyde-semiconducteur ont pu être résolus grâce à l'affinement de la technologie dans le domaine bipolaire, affinement requis pour obtenir des transistors de meilleure qualité. Aujourd'hui le transistor MOS constitue, par sa simplicité de fabrication et ses petites dimensions, l'élément fondamental des circuits intégrés numériques.

Le transistor MOS est un transistor à effet de champ, d'où l'acronyme MOSFET pour *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*.

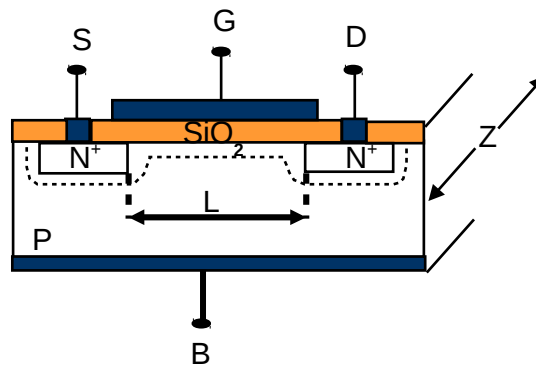


Figure 7.1: Structure d'un transistors MOS à canal N

Le transistor MOS est un transistor à effet de champ constitué d'un substrat semiconducteur (B) recouvert d'une couche d'oxyde sur laquelle est déposée l'électrode de grille (G). Par le biais d'une différence de potentiel appliquée entre grille et substrat, on crée, dans le semiconducteur, un champ électrique qui a pour effet de repousser les porteurs majoritaires loin de l'interface oxyde-semiconducteur et d'y laisser diffuser des minoritaires venus de deux îlots de type complémentaire au substrat, la source (S) et le drain (D). Ceux-ci forment une couche pelliculaire de charges mobiles appelée canal. Ces charges sont susceptibles de transiter entre le drain et la source situés aux extrémités du canal (Fig. 7.1).

La longueur du canal est la distance L , comptée selon l'axe y , entre la jonction substrat-source et la jonction substrat-drain. La largeur du canal, Z , correspond à la largeur, selon l'axe z , des îlots semiconducteurs formant la source et le drain (Fig. 7.1).

Sur la figure 7.2, on a représenté les symboles couramment utilisés pour les transistors MOS.



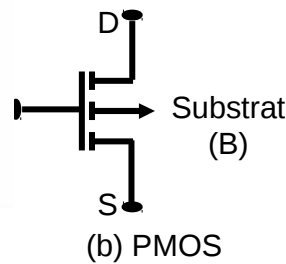
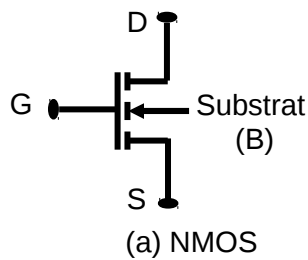


Figure 7.2: Symboles MOSFET (a) canal N (b) canal P

II.2. Fonctionnement statique du transistor (canal N).

II.2.1 Caractéristiques statiques:

Pour créer le canal N, le potentiel de la grille du NMOS est positif ($V_{GS} > 0$). Pour le canal P, c'est le contraire ($V_{GS} < 0$). Les deux fonctionnements étant symétriques, seul le canal N est décrit.

Le courant I_D reste nul tant que la tension V_{GS} reste inférieure à une tension de seuil V_T . Au-delà, le courant I_D croît proportionnellement à V_{DS} . Le transistor se comporte comme une résistance R_{DS} commandée par V_{GS} . A partir d'une tension de drain dite de « pincement » ou de « saturation », $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$, le courant n'augmente plus. Ce fonctionnement est traduit par la caractéristique de la figure (7.3).

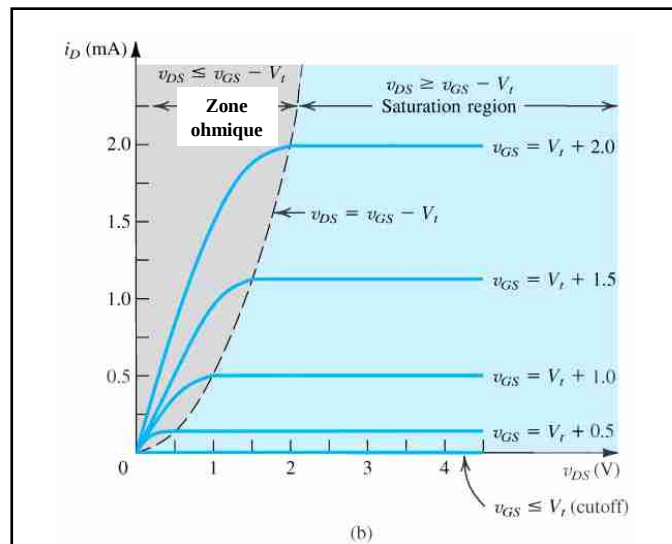


Figure 7.3: Caractéristique de sortie du MOS

On a donc, deux modes de fonctionnement :

- Le courant I_D est proportionnel à la tension V_{DS} , c'est le domaine du fonctionnement linéaire ($V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$) : (rq : ce n'est pas la zone intéressante pour les montages amplificateurs). Ce courant est donné par l'équation :

Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur





$$I_D = K_p \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad \text{avec} \quad K_p = \frac{Z}{L} \mu C_{OX}$$



Le courant I_D reste constant. C'est un phénomène de saturation ($V_{DS} \geq V_{GS} - V_T = V_{DSsat}$).
Le courant de drain est donné par la relation :

$$I_D = \frac{K_p}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

Remarque : pour rendre compte des faibles pentes du réseau de caractéristiques dans cette zone (phénomène de modulation de longueur de canal qui est le pendant de l'effet Early pour le transistor bipolaire), on introduit le paramètre λ :

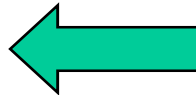
$$I_D = \frac{K_p}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

où $\lambda = 1 / V_A$ est le paramètre de modulation de longueur de canal qui se traduit sur le modèle petits signaux par la résistance $r_{DS} \equiv V_A / I_D$ (voir schéma équivalent ci-dessous).

II.2.2 Modèle dynamique petit signal basse fréquence:

On suppose, pour la suite de notre étude, qu'en régime dynamique le transistor MOS travaille autour d'un point de repos P_q qui le met en saturation directe et que le potentiel de source est constant. Les accroissements du courant de drain sont commandés par les accroissements des potentiels de grille et de drain selon la relation :

$$i_D = g_m v_{GS} + \frac{v_{DS}}{r_{DS}}$$



avec $g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{cste}} = K_p (V_{GS} - V_T) = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_T}$, appelée transconductance
et $r_{DS} \equiv \frac{V_A}{I_D}$

Sur la figure (7.4), on a représenté le schéma équivalent basse fréquence du transistor MOS.

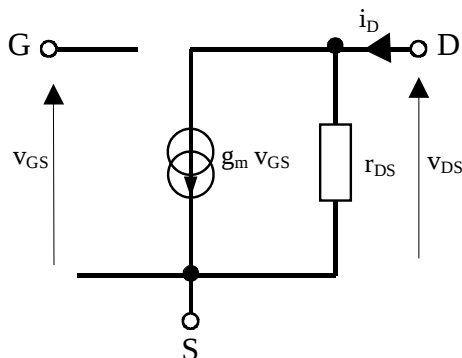


Figure 7.4: Schéma équivalent du MOS basse fréquence.

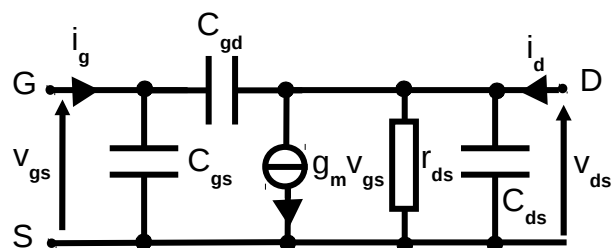


Figure 7.5: Schéma équivalent du MOS haute fréquence.

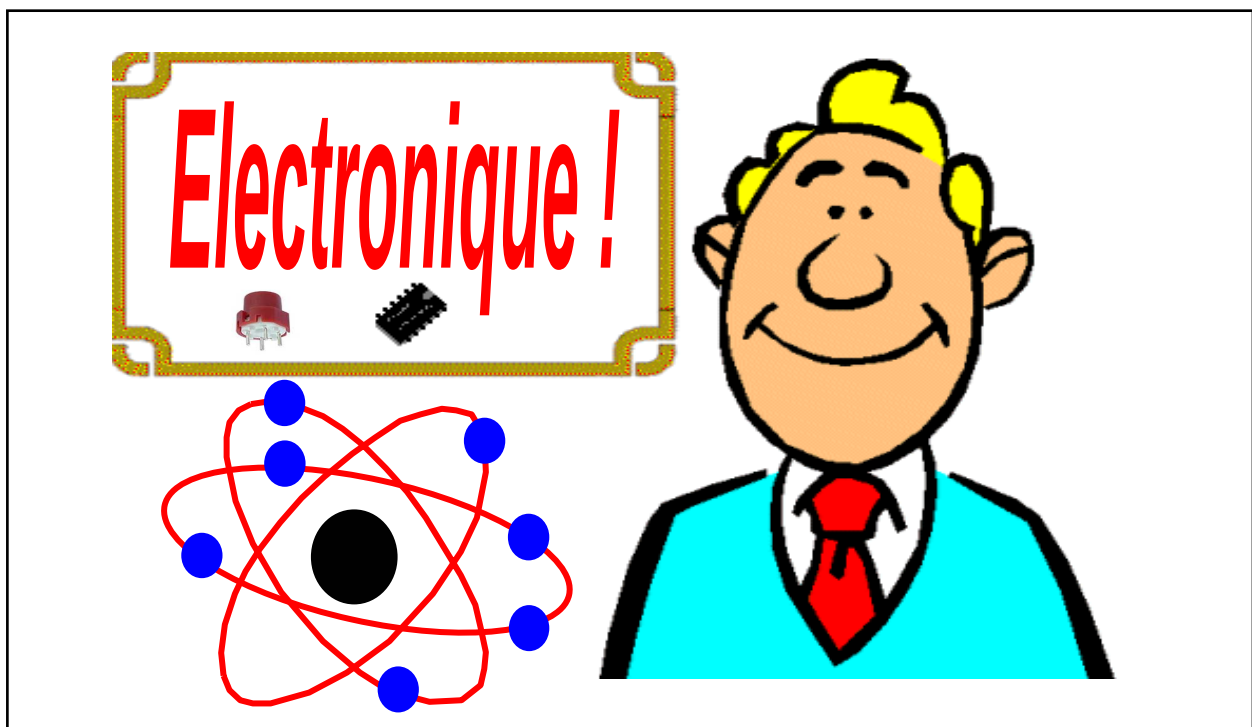


II.2.3 Modèle dynamique haute fréquence...

Pour les hautes fréquences, les capacités C_{DG} et surtout C_{GS} deviennent significatives. De ce fait, et par la structure même du composant, on conçoit que la grille est liée capacitivement à la source et au drain (Figure 7.5).

La fréquence de transition f_T (définie comme pour le transistor bipolaire, i.e. pour un gain en courant unitaire lorsque $v_{DS}=0$) est donnée par :

$$f_T \approx \frac{g_m}{2 \pi (C_{GS} + C_{GD})}$$



III. Amplificateurs à transistors : montages fondamentaux.



III.1 Principe de l'amplification classe A:

But : réaliser des structures amplificatrices modélisables sous la forme d'un quadripôle dont les paramètres caractéristiques sont :

1.

$$\text{à vide } A_v = \left[\frac{V_s}{V_e} \right]_{I_s=0}$$

Gain en tension

2.

$$A_i = \left[\frac{I_s}{I_e} \right]_{V_s=0}$$

Gain en courant

3.

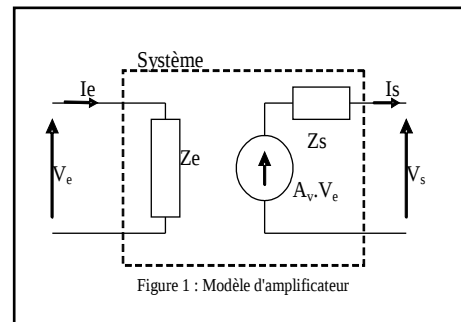
$$\text{d'entrée } Z_e : Z_e = \left[\frac{V_e}{I_e} \right]$$

Impédance

4.

Impédance de sortie Z_s :

$$Z_s = \left[\frac{V_s}{I_s} \right]_{V_e=0}$$

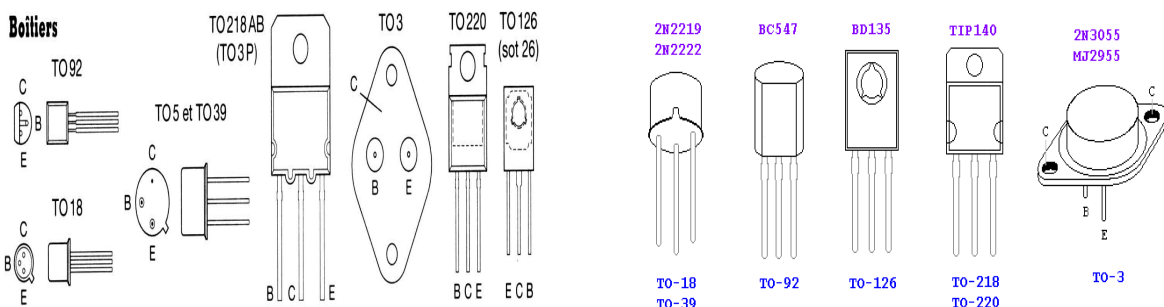


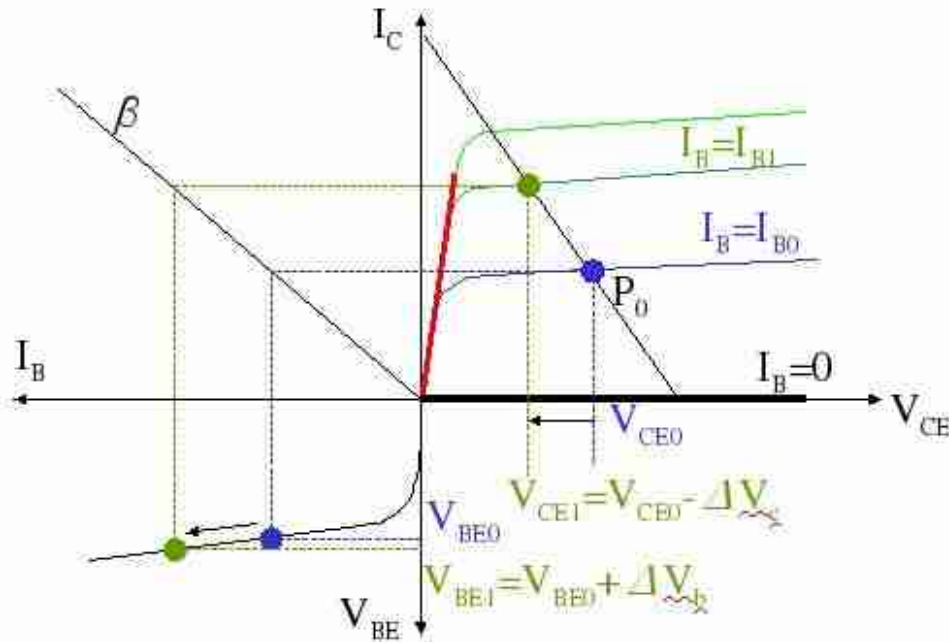
Les paramètres de l'amplificateur vont dépendre du transistor choisi et du montage (émetteur commun, etc.).

Idée : on va utiliser un transistor comme élément amplificateur. Pour cela on l'utilisera dans une zone où ses caractéristiques sont linéarisables.

Dans ce cas la sortie sera une image amplifiée de l'entrée.

Boîtiers





III.2 Exemple : Amplificateur à transistor NPN monté en émetteur commun.

III.2.1 Présentation du montage:

Pour ce premier montage amplificateur étudié, l'entrée se fait par la base du transistor (tension d'entrée entre base et masse) et la sortie par le collecteur (tension de sortie entre collecteur et masse).

Dans le cas général, l'émetteur est relié à la masse par une impédance. On pourra considérer trois cas suivant que cette impédance est un fil (§ 2.1), une résistance d'émetteur R_e ou une résistance R_e en parallèle avec une capacité (§ 2.4).

"Copie du site de: P. Roux"

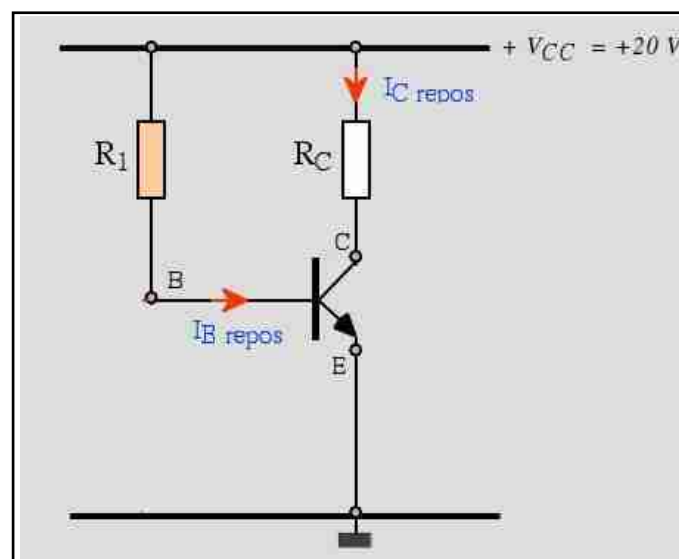


Figure 2: Montage émetteur commun : exemple de polarisation



La figure ci-contre présente un exemple de polarisation en tension d'un transistor NPN. On va alors imposer l'entrée à amplifier entre base et masse par un générateur sinusoïdal de résistance interne R_g tel que $e_g = E_{gm} \sin(\omega t)$.

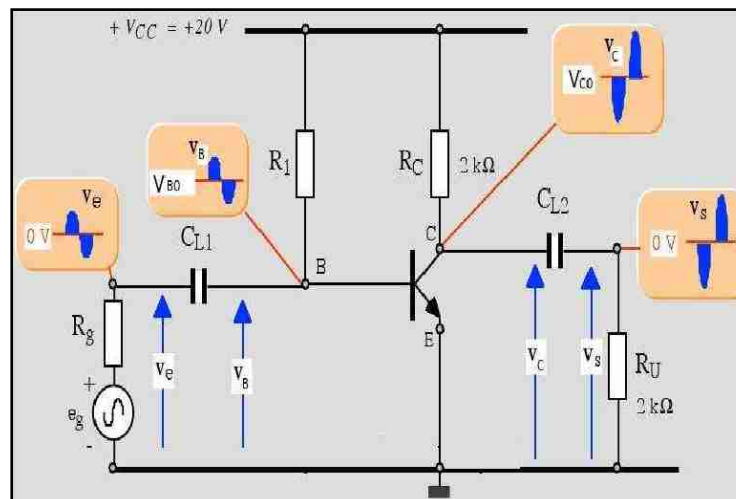
La sortie du montage est en général connectée à une charge modélisée ici par une résistance R_U (qui peut symboliser l'impédance d'entrée de l'étage suivant).

Problème de la polarisation et capacités de liaison...

Pour connecter le générateur en entrée, on est confronté à un problème : la tension e_g est une sinusoïde à moyenne nulle (ou quelconque) alors que si l'on veut maintenir la polarisation choisie pour l'étage amplificateur, le potentiel de base doit varier autour de V_{B0} . Le même problème se pose en sortie.

Figure 3: Amplificateur émetteur commun

"Copie du site de: P. Roux"



Il est donc nécessaire, pour résoudre ce problème de découpler les différentes parties du montage, vis à vis de la polarisation et de les relier en dynamique. Pour cela on utilise des capacités de liaison C_{L1} et C_{L2} . Elles doivent se comporter :

- comme des circuits ouverts vis à vis de la polarisation
- comme des fils à la fréquence d'utilisation du circuit (dans toute la gamme de fréquence d'utilisation du circuit, ie dans la bande passante du montage).

On pourra ainsi toujours séparer l'étude d'un montage amplificateur en deux étapes:

- I une étude statique : étude de la polarisation ($\omega=0$), détermination du point de repos, calcul de la valeur moyenne des différents potentiels...
- II une étude dynamique (étude « petits signaux ») : étude du circuit à des fréquences comprises dans sa BP, détermination de la partie variable des différents potentiels.

Le théorème de superposition nous permet d'effectuer successivement ces deux études. La réponse globale du circuit est la somme de la polarisation et de la réponse dynamique.



Notations : $V_{CE}(t) = V_{CE0} + v_{ce}(t)$
avec $dV_{CE0}/dt = 0$ et $v_{ce}(t) = V_{CE} \sin(\omega t)$ si l'entrée est sinusoïdale.

III.2.2 Étude de l'amplification : analyse graphique et limitations.

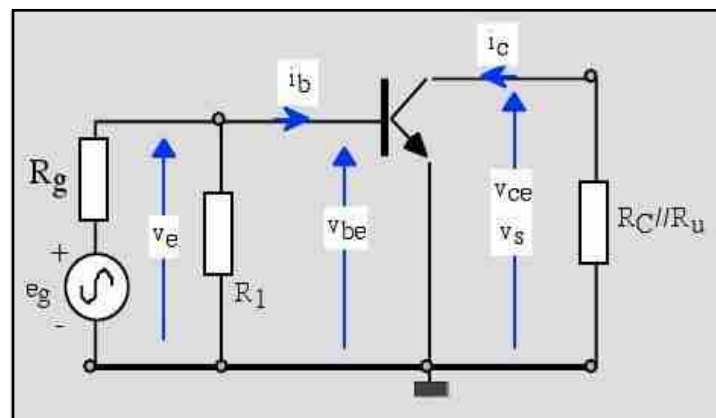
On s'intéresse ici à l'étude en régime dynamique. On ne considérera que la partie sinusoïdale des différents potentiels.

Les différentes sources de tensions CONTINUES peuvent alors être considérées comme des courts circuits, les sources de courant CONTINUES comme des circuits ouverts et les condensateurs comme des impédances négligeables par rapport aux autres impédances du circuit (court circuit).

Le schéma équivalent du montage précédent EN DYNAMIQUE est alors le suivant :

Figure 4: schéma équivalent dynamique

"Copie du site de: P. Roux"



Par analogie avec la droite de charge statique définie pour la polarisation, on va définir une droite de charge dynamique permettant de relier la variation de v_{ce} à celle de i_c . Son coefficient directeur est $1/(R_C//R_u)$. Elle passe par le point de polarisation (si $e_g=0$, $V_{CE}=V_{CE0}$).

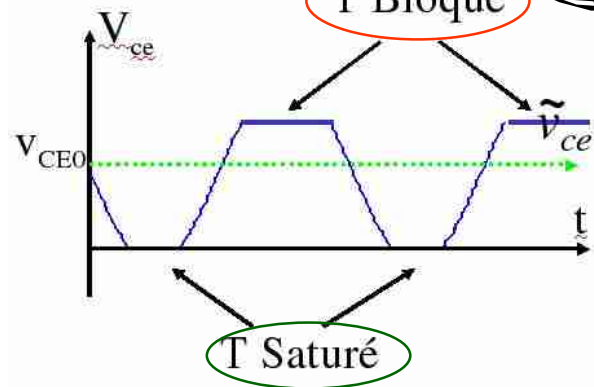
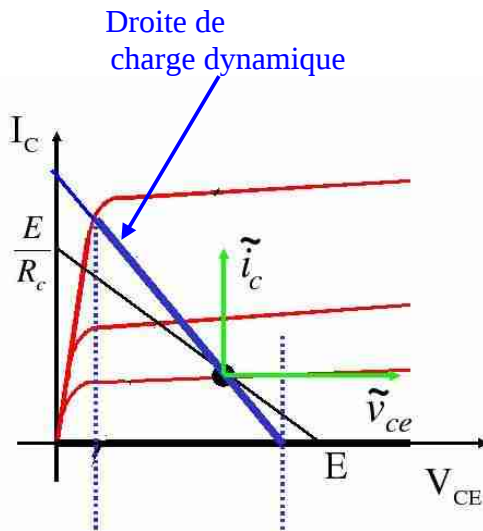
Remarque : elle est donc différente de la droite de charge statique.

En superposant cette droite de charge dynamique aux caractéristiques du transistor, on peut décrire le fonctionnement complet du montage amplificateur.





Saturation et limitation de l'amplification linéaire:



Les limites de fonctionnement de ce mode amplificateur linéaire sont liées aux limites de la zone de linéarité du T. Elles conduisent à un écrêtage du signal.

III.2.3. Performances dynamiques.

Il existe donc un régime de fonctionnement tel que si l'on applique une tension d'entrée sinusoïdale, la tension de sortie du montage soit également sinusoïdale. Ce régime correspond aux faibles amplitudes de tension d'entrée (petites variations autour du point de repos) et aux fréquences moyennes (dans la BP du montage).

Le montage émetteur commun se comporte alors comme un AMPLIFICATEUR DE TENSION.

Il peut être modélisé par un quadripôle (figure 1) et les paramètres permettant de le caractériser sont : gain en tension, gain en courant, impédance d'entrée, impédance de sortie.

Tous ces paramètres sont des paramètres dynamiques (définis par rapport aux signaux variables, dans la BP).

Étudier le comportement dynamique du montage consiste à déterminer ces paramètres. Comme on s'intéresse à la réponse du montage à une entrée de faible amplitude et de fréquence moyenne, le transistor peut être modélisé par son schéma équivalent dynamique établi précédemment. Le schéma équivalent du montage global, pour les petites variations (en dynamique) est alors le suivant :



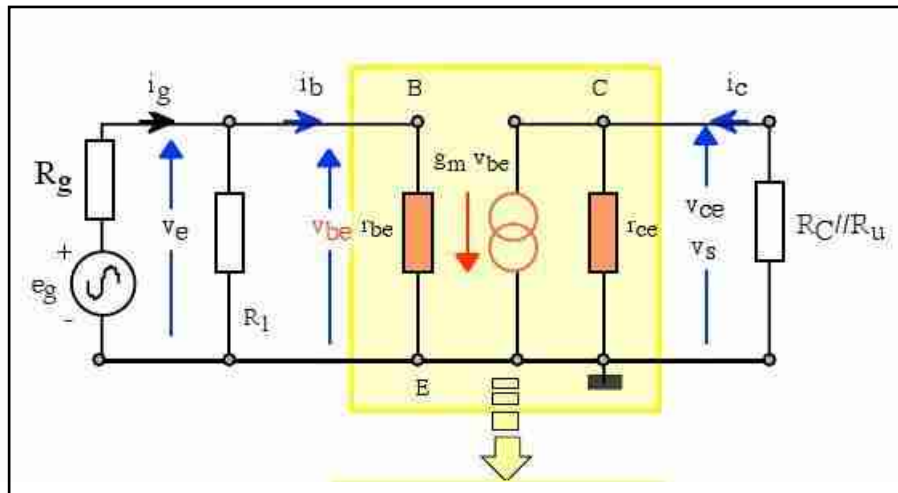


Figure 5: Schéma équivalent petits signaux en linéaire

Des calculs classiques permettent alors de déterminer les performances du montage qui sont résumées dans le tableau ci dessous.

Gain en tension	À vide : A_{v0}	$A_v = -g_m \cdot (R_{ce} // R_c)$
	En charge : A_v	$A_v = -g_m \cdot (R_{ce} // R_c // R_u)$
Résistance d'entrée	R_e	$R_e = \frac{v_e}{i_g} = R_1 // r_{be}$
Résistance de sortie	R_s	$R_s = \left. \frac{v_s}{i_c} \right _{e_g=0} = R_{ce} // R_C$

III.2.4 Effet d'une résistance d'émetteur.

Nécessité de stabiliser le point de repos:

Revenons au choix du point de polarisation du montage. Il existe différents montages permettant de fixer le point de polarisation d'un montage à émetteur commun. Le plus simple est celui représenté figure 6.

Considérons la branche collecteur. $I_C = \beta I_B + I_{CB0} + V_{CE}/r_{ce} \approx \beta I_B$

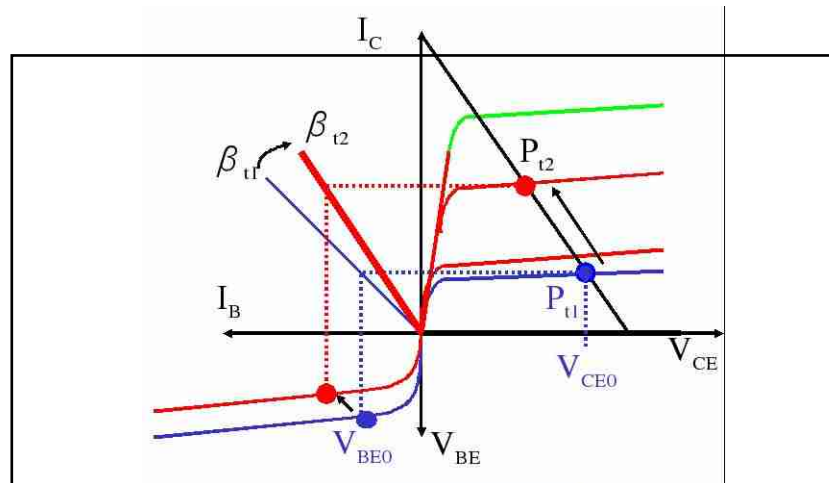
Lorsque la température varie (par exemple augmente) :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{CB0} \text{ augmente} \\ V_{BE} \text{ diminue} \\ \beta \text{ augmente : c'est le facteur prépondérant.} \end{array} \right.$$

Or si β augmente : $I_C \approx \beta I_B \approx \beta E/R_B$ augmente. $\Rightarrow$ modification du point de repos.



En plus : problème d'interchangeabilité des composants (grande dispersion des valeurs de β).



Afin de garantir une dynamique la plus grande possible et de pouvoir compter sur la répétabilité des résultats (au cours du temps et suite à un changement de composants) il est nécessaire de stabiliser le point de repos et de s'affranchir de la dépendance en β .

Solution: Contre réaction par résistance d'émetteur.

Effet d'une résistance d'émetteur sur la polarisation :

L'ajout d'une résistance RE entre l'émetteur et la masse, permet d'assurer une contre réaction et de stabiliser le point de polarisation.

Conséquences sur les performances dynamiques :

En dynamique : en tenant compte de RE, on trouve un gain en tension du montage très inférieur au précédent : facteur $1/\beta$ (voir démonstration en TD). Pour éviter cette modification des performances dynamiques du montage, on ajoute une capacité de découplage CD qui se comporte comme un circuit ouvert pour la polarisation mais dont l'impédance devient négligeable dans la bande passante.

La figure ci dessous présente un montage amplificateur à émetteur commun complet : avec une polarisation par résistance d'émetteur découplée.

"Copie du site de: P. Roux"

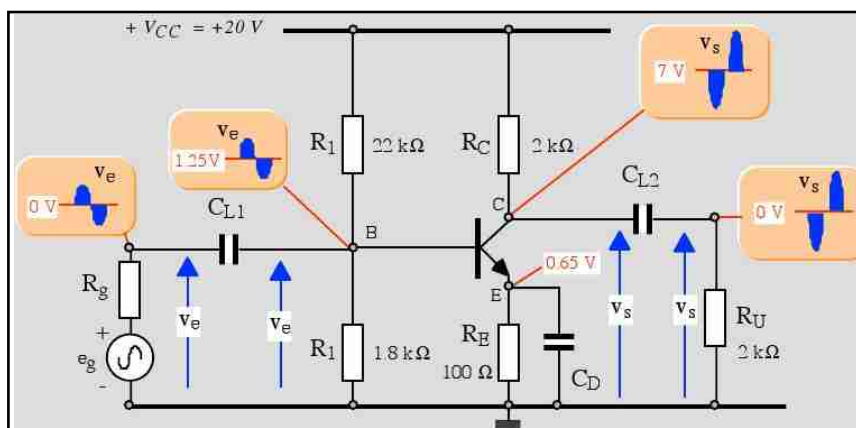


Figure 6 : Montage émetteur commun avec résistance d'émetteur



III.2.5 Réponse en fréquence du montage émetteur commun.

L'étude précédente permet de déterminer le gain de l'amplificateur dans la bande passante (le domaine de fréquence où le modèle du transistor est celui simplifié donné en figure 5 et où les différents condensateurs de liaison et de découplage ont une impédance négligeable). Cependant si l'on fait varier la fréquence du générateur dans un large domaine de fréquences, le module du gain ne sera pas constant. Son allure sera alors celle donnée sur le graphe suivant.

"Copie du site de: P. Roux"

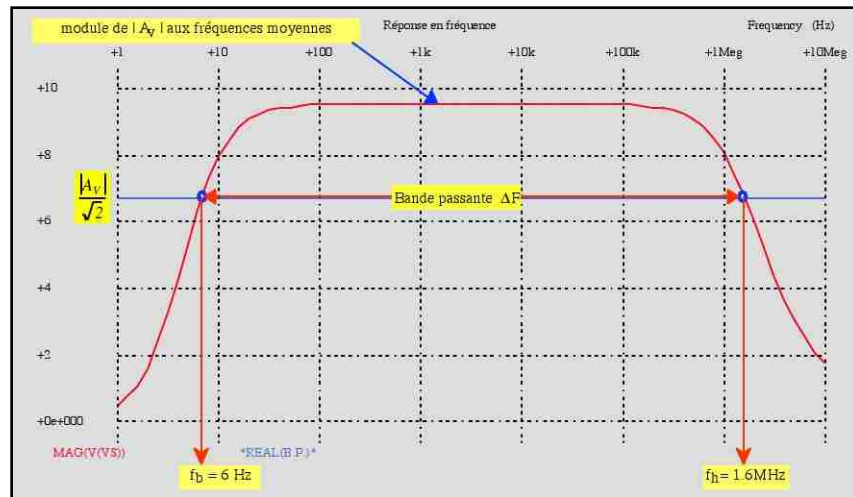


Figure 7: Allure du diagramme de Bode d'un amplificateur à émetteur commun

On y distingue trois zones :

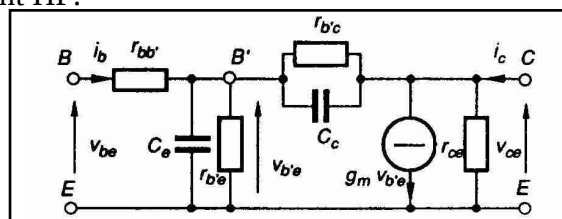
1. la bande passante (domaine des fréquences moyennes où le module du gain est constant).
2. les très basses fréquences où le gain chute. C'est le domaine où l'impédance des condensateurs de liaison et de découplage n'est plus négligeable.
3. Les hautes fréquences où le gain chute également. A hautes fréquences, on doit tenir compte des capacités parasites du transistor.

a. A très basses fréquences

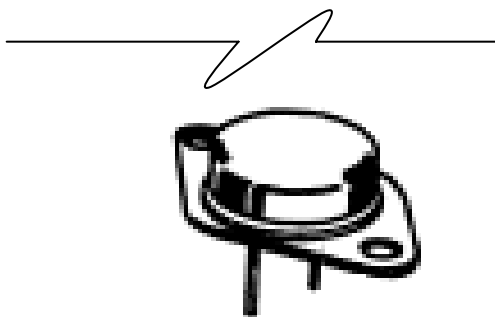
Les capacités C_{I1} , C_{I2} , C_D ont des impédances non négligeables et introduisent des fréquences de coupure basses.

b. A hautes fréquences

On doit tenir compte des capacités parasites du transistor et remplacer son schéma équivalent par un schéma équivalent HF.

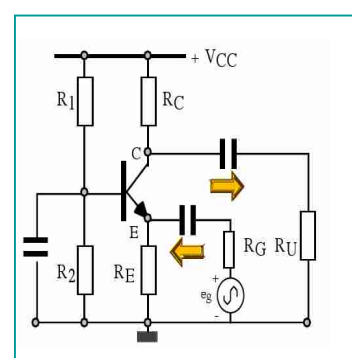
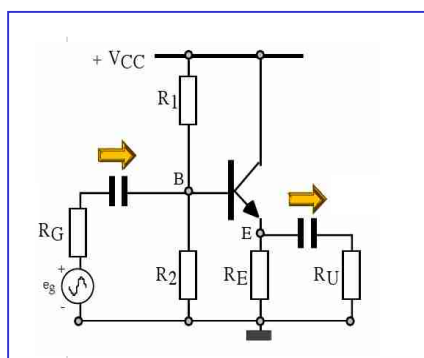
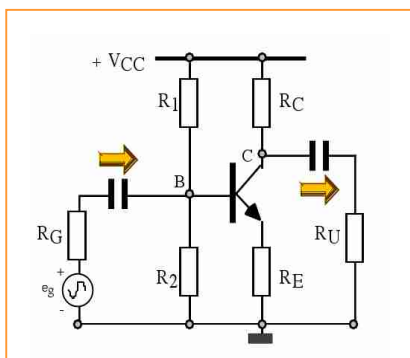


La capacité C_c est non linéaire et varie en $(V_{CB})^{-1/2}$



Afin de caractériser le fonctionnement du montage à HF, on définit une fréquence particulière : la fréquence de transition f_T .
Cette fréquence particulière f_T est la fréquence pour laquelle le gain en courant est unitaire lorsque la sortie est en court-circuit ($v_{ce}=0$; voir schéma ci-dessous).

III.3 Comparaison avec les autres montages amplificateurs classiques à transistors...



	Montage émetteur commun	Montage collecteur commun	Montage base commune
Av	Elevé (~ -100) $-\frac{I_E}{U_T} (R'_C // R_U)$	Faible	Elevé (~ 100) $\frac{I_C}{U_T} (R_C // R_U)$
Ai	Elevé (~ 100) $\frac{Z}{R_U} A_v$	Elevé (~ 100) $\frac{Z}{R_U} A_v$	Faible (< 1) $\frac{R_C}{R_U + R_C}$
Ze	Faible ($\sim 1k\Omega$) $\approx h_{11}$	Très élevée ($\sim qq 100k\Omega$) $\approx [h_{21} (R_E // R_U)] // R_B$	Très faible ($\sim qq 10\Omega$) $\approx U_T / I_C$
Zs	Elevée ($\sim qq k\Omega$) $\approx R_C$	Très faible ($\sim qq 10\Omega$) $\approx U_T / I_C$	Elevée ($\sim qq k\Omega$) $\approx R_C$

$$R_B = R_1 // R_2 \text{ et } R'_C = R_C / (1 + h_{22} R_C)$$



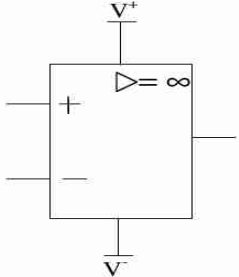
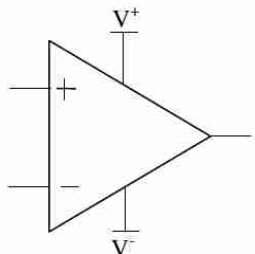
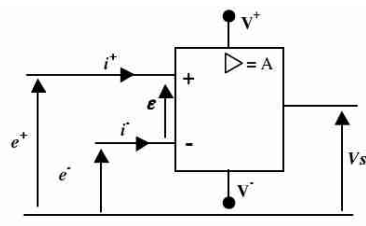
Partie 4: Amplificateur opérationnel:



I. Principales caractéristiques de l'AOP.

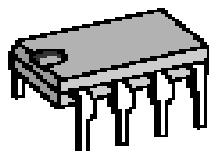
I.1. Fiche d'identité:

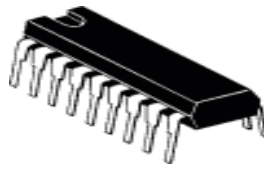
L'amplificateur opérationnel (ou AOP) est un composant intégrant différentes fonctions constituées d'étages à transistors. Il est doté d'une alimentation (symétrique ou non) (V^+ et V^-), d'une entrée différentielle (e^+ et e^-) et d'une sortie (V_s). Il permet d'amplifier la différence de potentiel ($\varepsilon = e^+ - e^-$) entre les deux potentiels d'entrée. Les caractéristiques de l'AOP permettent de réaliser « simplement » de nombreux montages électroniques.

Représentation symbolique 	 Norme UE	 Norme US
Grandeurs Caractéristiques	V^+, V^- : alimentations e^+, e^- : tensions d'entrée i^+, i^- : courant d'entrée $V_s = A(e^+ - e^-) = A\varepsilon$: tension de sortie A: Gain différentiel, ∞ dans le cas d'un amplificateur idéal	

Remarques :

AOP signifie Amplificateur Opérationnel Parfait (on dit également amplificateur opérationnel idéal). Se référer au polycopié de cours pour plus de détails.
Ne pas confondre V^+ et V^- qui sont les tensions d'alimentation du circuit intégré avec e^+ et e^- qui sont les tensions d'entrée de l'AOP.



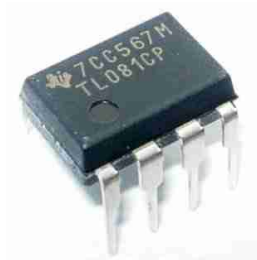


I.2. Modélisation de l'AO : modèle du générateur de tension.

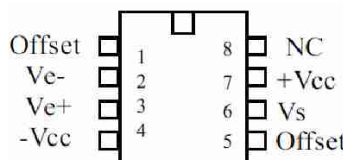
On peut modéliser un AO en introduisant ses impédances d'entrée et de sortie

AOP ou (AO idéal)		$R_{in}=R_e$ =Impédance d'entrée de l'AO = ∞, d'où $I_{e+}=I_{e-}=0$ $R_{out}=R_s$ =Impédance de sortie de l'AO = 0 $V_s=A \cdot \varepsilon$ A = gain en boucle ouverte = ∞.
AO réel		- courants de polarisation i_+ et i_- non nuls - impédance d'entrée finie - tension de décalage non nulle et correspondant à la tension à appliquer pour que $V_s=0$, (alors $e^+ \neq e^-$) - gain de boucle A fini ($V_s = A \cdot \varepsilon$) et une impédance de sortie non nulle.

I.3. Exemple de valeurs pour un AOP réel : le TL081/82CP



1. Réglage de l'offset
2. Entrée inverseuse
3. Entrée non inverseuse
4. Alimentation (-)
5. Réglage de l'offset
6. Sortie
7. Alimentation (+)
8. Non connecté

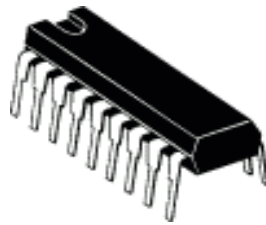


Exemple : Circuit intégré TL081CP

Les caractéristiques réelles d'un AO (TL081CP) données par les constructeurs sont les suivantes :

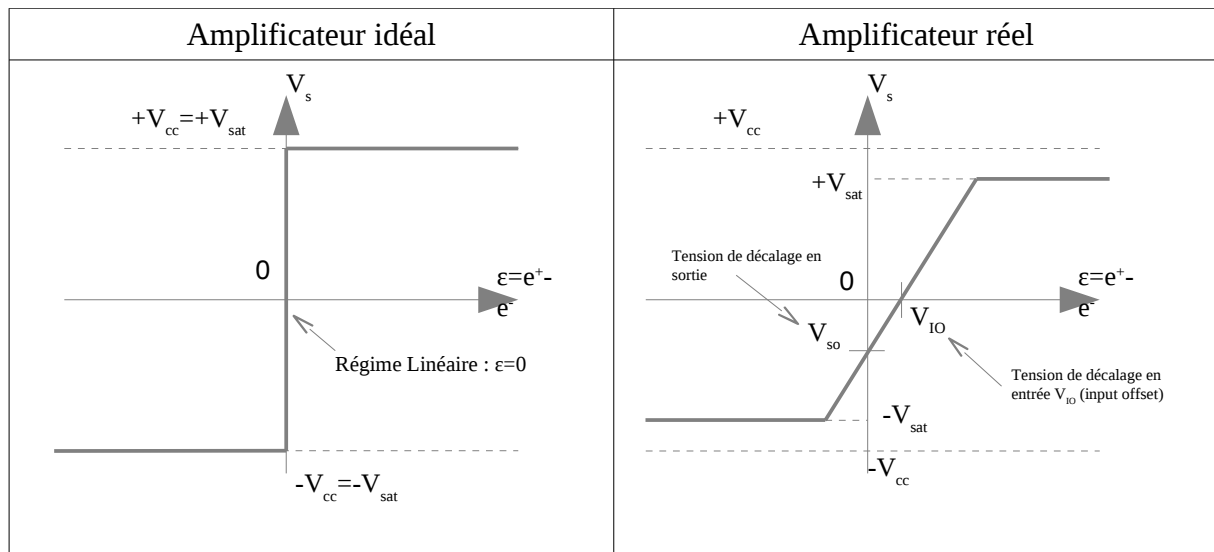
	Min	Typique	Max
R_e (Ohm)	-	10^{12}	-
R_s (Ohm)	10	-	200
A0	$5 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$	
i_+, i_- (pA)		30	400

II. Notion de boucle...

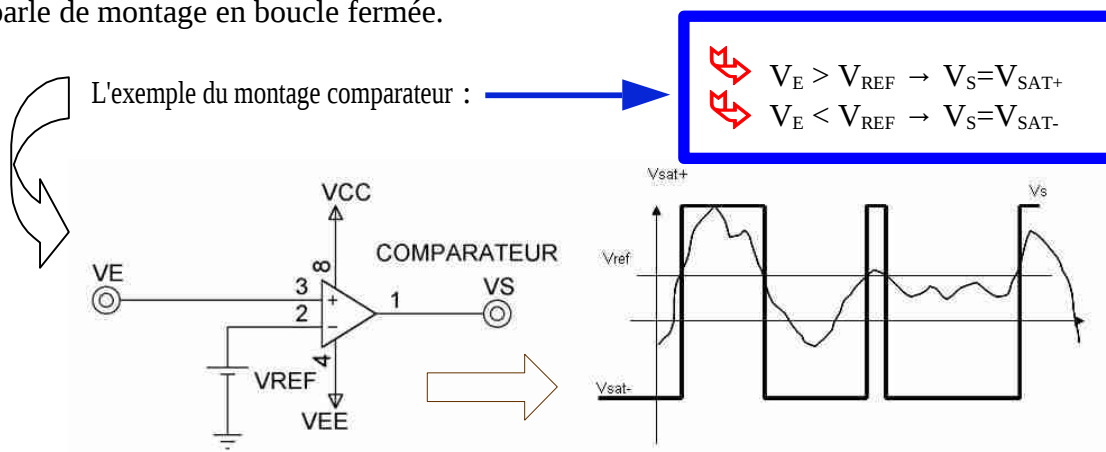


II.1. Fonctionnement en boucle ouverte (BO)...

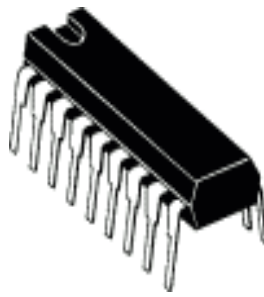
La fonction de transfert de l'Amplificateur Opérationnel est la fonction que relie la tension de sortie (V_s) à la tension différentielle d'entrée epsilon (ϵ).



Un amplificateur opérationnel en boucle ouverte est très sensible et en devient souvent incontrôlable (voir tableau ci-dessous). On l'utilisera toujours (ou presque - exception principale : le montage comparateur) avec une contre-réaction entre l'entrée et la sortie. On parle de montage en boucle fermée.



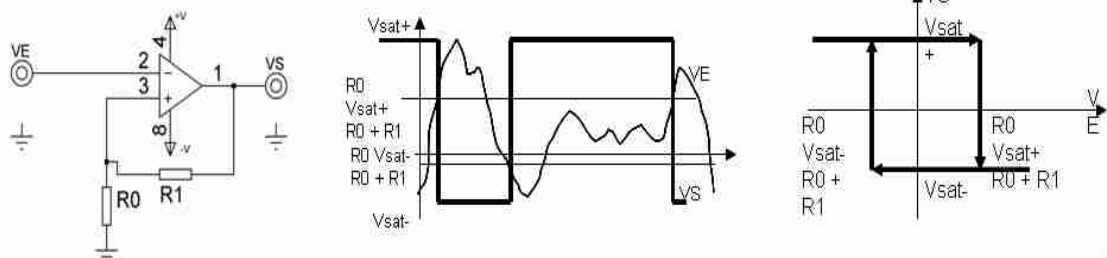
II.2. Fonctionnement en boucle fermée (BF):



Il existe deux types de Contre-réaction : positive (retour de la sortie sur la borne e+), négative (retour de la sortie sur la borne e-).

Contre-réaction positive.

L'augmentation de la sortie entraîne une augmentation de l'entrée, le montage fonctionne forcément en non linéaire, car la sortie du comparateur augmente rapidement vers un état saturé.

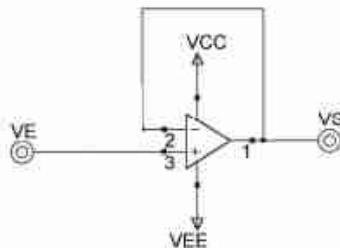


Un exemple : le comparateur à hystérésis

Contre-réaction négative.

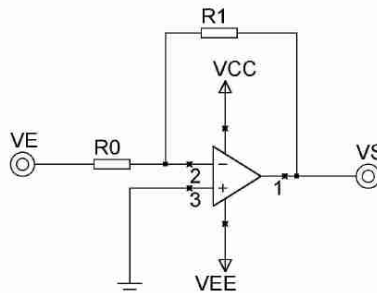
Dans le cas d'une réaction négative, une augmentation de la sortie va entraîner une diminution de l'entrée qui va tendre vers zéro et la sortie vers une valeur finie : on dit que l'amplificateur fonctionne en régime linéaire. Dans ce cas, $e_+ = e_-$ ($\epsilon=0$), c'est la propriété de base pour tous les calculs.

Amplificateur
suiveur

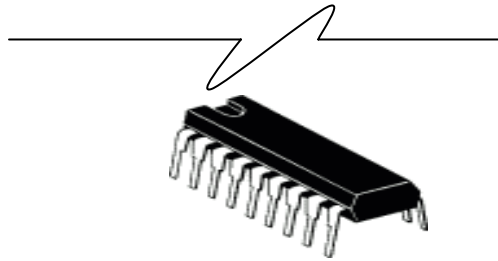


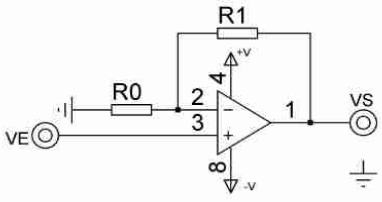
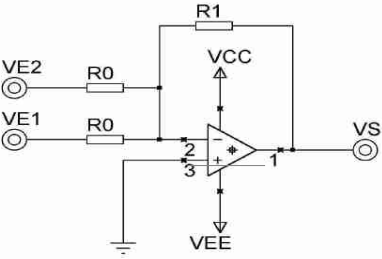
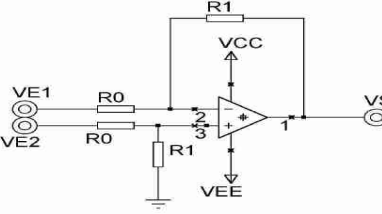
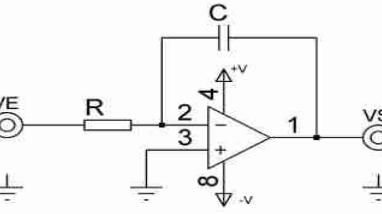
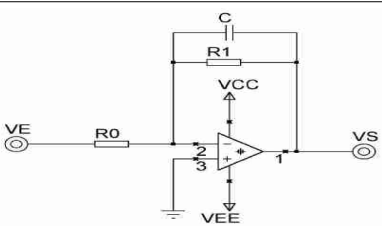
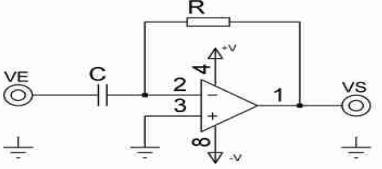
$$V_s = V_E$$

Amplificateur
inverseur



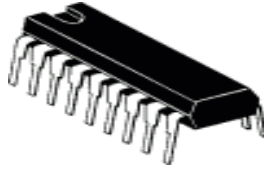
$$V_s = -V_E \times \frac{R_1}{R_0}$$



Amplificateur non inverseur		$V_s = V_E \times \left(1 + \frac{R_1}{R_0}\right)$
Sommeur inverseur		$V_s = -(V_{E1} + V_{E2}) \times \frac{R_1}{R_0}$
Soustracteur		$V_s = -(V_{E1} - V_{E2}) \times \frac{R_1}{R_0}$
Intégrateur inverseur		$V_s = \frac{-1}{jRC \times 2\pi f} V_E$
Filtre passe-bas		$V_s = -\frac{R_1}{R_0} \times \frac{1}{1 + jRC \times 2\pi f} V_E$
Dérivateur inverseur		$V_s = -jRC \times 2\pi f V_E$

III. Compléments importants sur l'AOP : quelques imperfections qui peuvent limiter l'utilisation en pratique.

Deux imperfections peuvent venir limiter la fréquence maximale d'utilisation : le Slew Rate et le produit Gain-bande.



III.1. Slew Rate.

C'est la pente maximum en $V/\mu s$ que la tension de sortie peut prendre. Le slew rate est dû à la saturation de l'étage d'entrée de l'amplificateur. Il limite donc la réponse à un créneau de tension.

Exemple de valeurs:

- UA741 : $0,5 V/\mu s$
- TL081 : $13 V/\mu s$
- OP07 : $0,8 V/\mu s$

III.2. Notion de Produit Gain-bande.

C'est une limitation du gain pour une fréquence donnée. En clair, plus la fréquence augmente et plus le gain est limité. Ceci est illustrée par la figure ci-dessous. Vous trouverez également des valeurs typiques dans les documents techniques (datasheet en anglais) des amplificateurs opérationnels. Cette donnée s'exprime en général comme la fréquence maximale pour laquelle on obtient un gain de 1 en amplitude (donc 0 dB), en anglais Unity Gain Bandwidth.

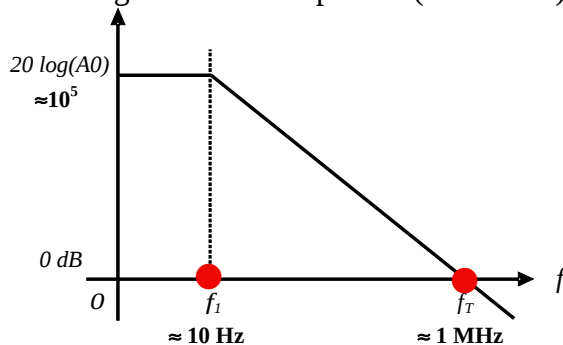


Figure 10

$$\frac{V_s}{\varepsilon}(p) \approx \frac{A_0}{1 + \frac{p}{\omega_1}}$$

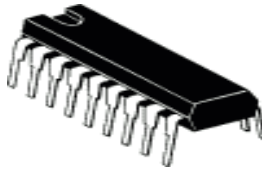
Le produit Gain-Bande passante vaut : $f_T = A_0 f_1 \approx 1 \text{ MHz}$

III.3. Alimentation non-symétrique.

III.3.1 En théorie:

Jusqu'ici le plus souvent, vous avez étudié des montages à amplificateurs opérationnels « simples » alimentés par 2 tensions symétriques (ie V_{cc}^+ et V_{cc}^- , avec des valeurs classique $\pm 15V$, $\pm 5V$, ...). Dans ce cas là, le point de polarisation du montage, point milieu des alimentations est également la masse du circuit, la référence de potentiel, à 0V. Mais la plupart des AOP sont prévus pour fonctionner aussi bien avec une alimentation symétrique qu'une alimentation asymétrique. Et en pratique, dans la plupart des cas, on alimente les montages à l'aide d'une pile ou d'une batterie, donc de manière asymétrique. Les seules contraintes à respecter pour alimenter un amplificateur opérationnel sont :

$$V_{cc}^+ > V_{cc}^- \quad , \quad V_{cc}^+ > \text{absolute max rate Supply voltage} \quad , \quad |V_{cc}^-| < \text{absolute max rate Supply voltage}$$

**Absolute Maximum Ratings**

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _J (MAX)	115°C
Differential Input Voltage	±30V

Input Voltage Range (Note 2)

Output Short Circuit Duration

Storage Temperature Range

Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)

ESD rating to be determined.

±15V

Continuous

-65°C to +150°C

260°C

120°C/W

Copie n°1 de la documentation technique du : TL081

Dans tous les cas, le point de polarisation du montage est fixé à

$$\frac{V_{cc}^+ + V_{cc}^-}{2}$$

Cela signifie

que pour une entrée nulle (epsilon = 0) la tension de sortie sera constante égale à

$$\frac{V_{cc}^+ + V_{cc}^-}{2}$$

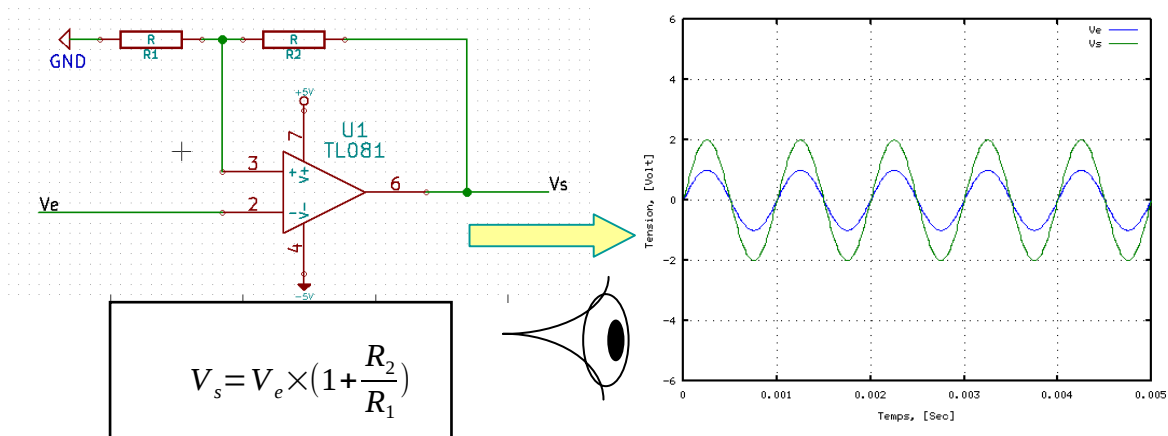
Par conséquent, pour pouvoir travailler avec des signaux d'entrée symétriques (sinusoïdaux par exemple), il faudra prendre certaines précautions. Les mots clés de ce problème sont : point de polarisation, création d'une masse fictive, utilisation de capacité de liaison. Ces notions sont essentielles en électronique. Elles seront reprises en cours par la suite. L'étude pratique qui suit va vous permettre de comprendre l'effet de l'alimentation sur un montage à amplificateur opérationnel.

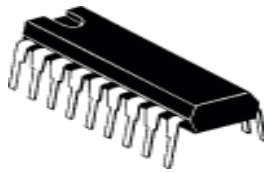
III.3.2 En pratique:

Supposons un montage à amplificateur non-inverseur avec un gain de 2, dont on va changer le type d'alimentation (symétrique puis non-symétrique).

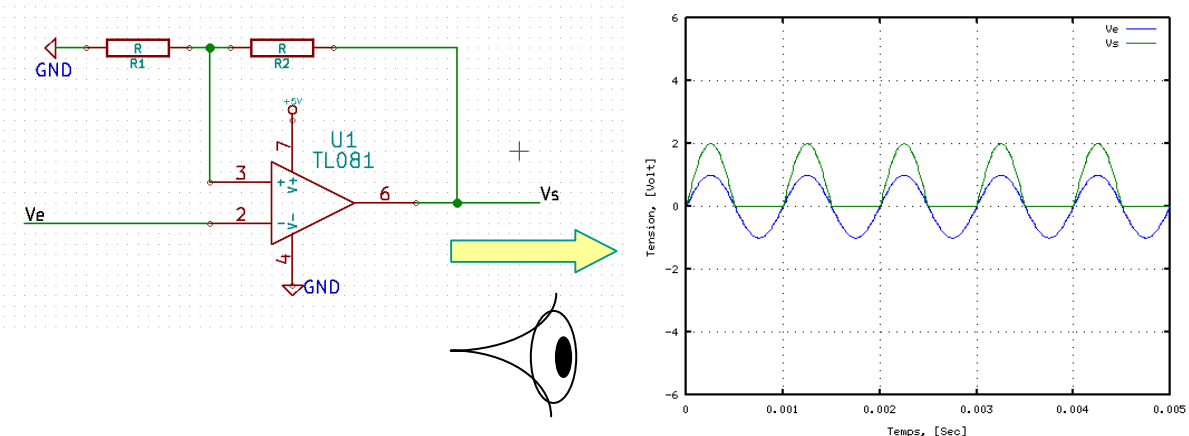
Cas n°1 : Le montage est alimenté par une source symétrique.

± 5V. Le signal d'entrée est un signal sinusoïdal, centré en 0, amplitude 1V. C'est le cas « classique ». En sortie, le signal d'entrée a bien été multiplié par deux.





Cas n°2 : Alimentation non-symétrique, le reste est inchangé.



Le montage est maintenant alimenté entre 0 et 5V. $V_{cc}^+ = 5V$ et $V_{cc}^- = 0V$.

Tous les signaux qui ne sont pas dans la plage d'alimentation seront écrêtés par le montage. Comme pour tout composant électronique, l'amplificateur opérationnel n'a son fonctionnement « standard » que dans ses plages d'alimentation, au delà, il sature.

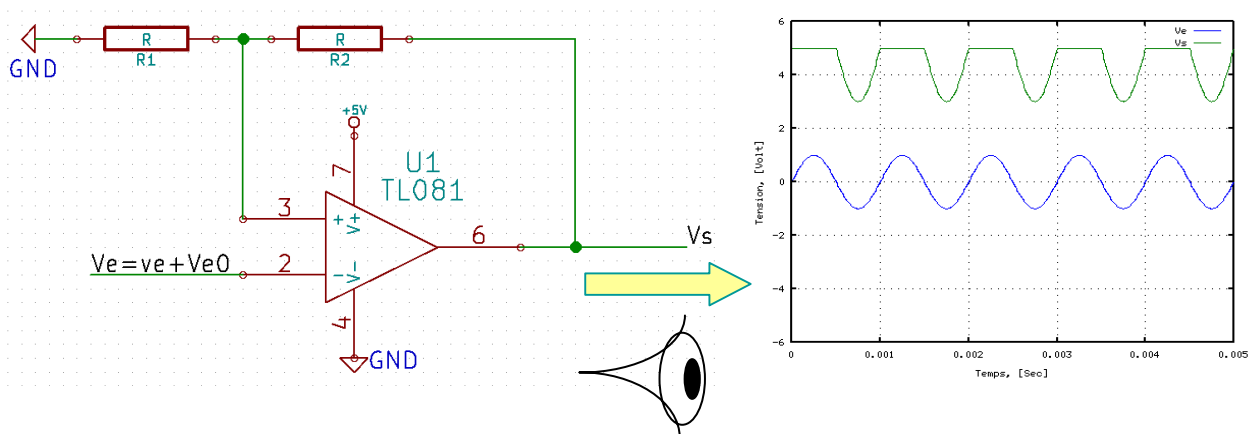
La caractéristique complète du montage est XXXXXX

Donc ici, lorsque le signal d'entrée est inférieur à 0V, l'amplificateur opérationnel sature en négatif : la tension de sortie est égale à $V_{sat}^- \approx V_{sat}^- = 0V$.

Cas n°3 : Alimentation non-symétrique + modification du point de polarisation du signal d'entrée

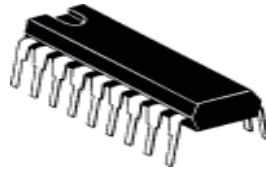
Pour résoudre ce problème, la première idée peut être de décaler l'entrée autour du nouveau point de polarisation à

$$\frac{V_{cc}^+ + V_{cc}^-}{2} = \frac{V_{cc}^+}{2} = 2,5V$$



Cela revient à ajouter une composante continue à l'entrée sinusoïdale. La tension d'entrée est alors la superposition d'un signal continu, de polarisation, et d'un signal variable, partie dynamique que l'on souhaite amplifier. $V_e = V_{e0} + v_e$

La sortie attendue est alors $V_s = 2V_e = 2V_{e0} + 2v_e$. Avec les valeurs numériques choisies dans l'exemple, on obtiendrait une tension sinusoïdale centrée autour de 4V et de 2V d'amplitude.

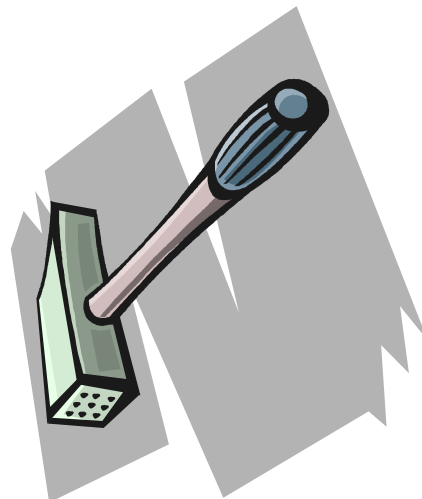
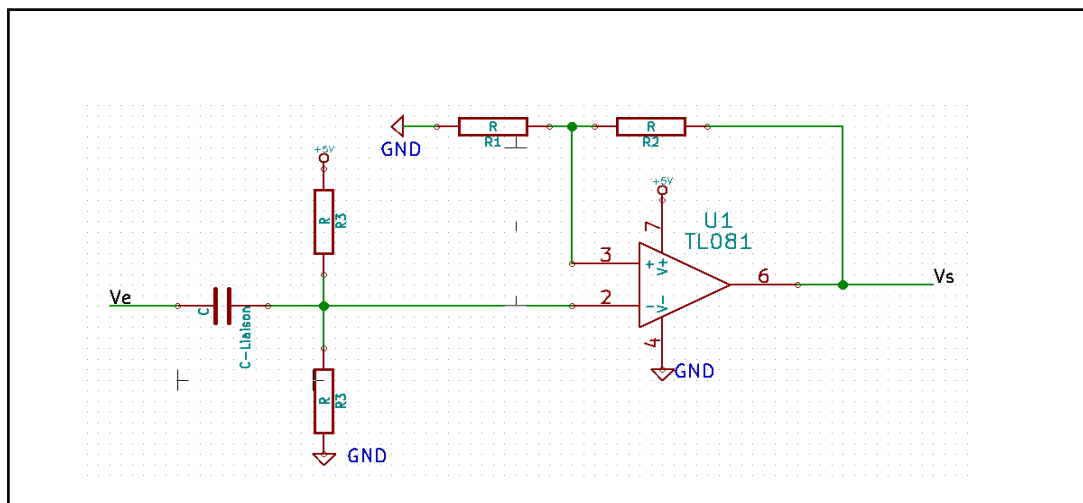


Cette tension théorique est par moment supérieure à la tension d'alimentation V_{cc}^+ . L'amplificateur opérationnel sature à nouveau et écrête la sortie par valeurs positives cette fois.

Comment ajouter une composante continue, en pratique?

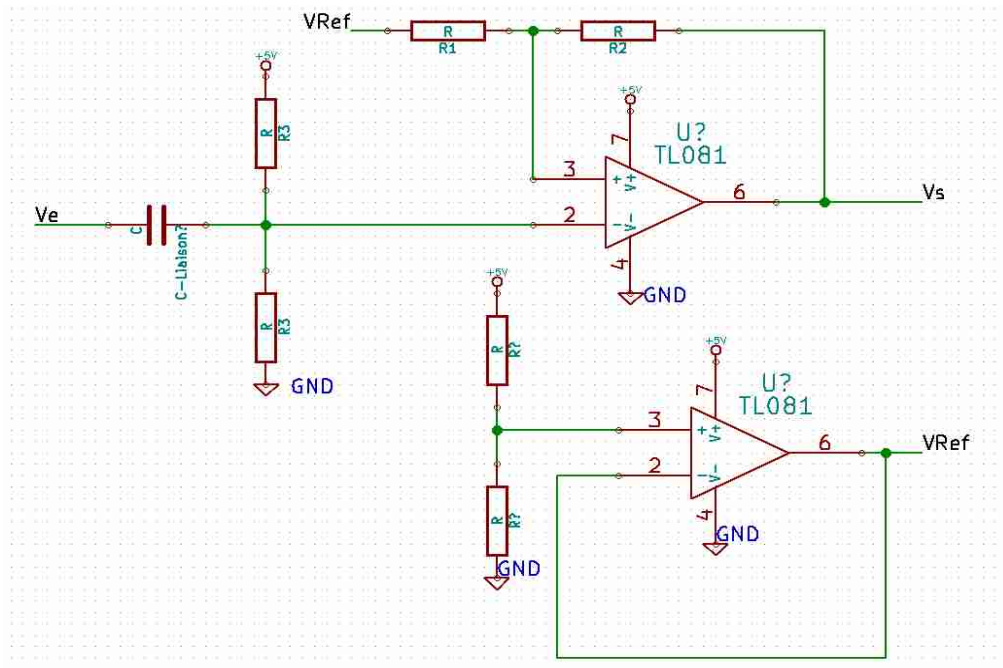
Réfléchissez aux différentes solutions que vous seriez tenter de proposer. La plupart ne fonctionne pas. Une solution technique correcte passe par l'ajout d'une capacité de liaison et d'un pont diviseur de tension. Le pont crée une tension continue V_{e0} . La capacité joue le rôle d'un interrupteur ouvert, pour les signaux continus, et d'un interrupteur fermé pour les signaux variables, si la valeur est bien choisie. En appliquant le théorème de superposition, on retrouve $\Rightarrow$

$$V_e = V_{e0} + v_e$$





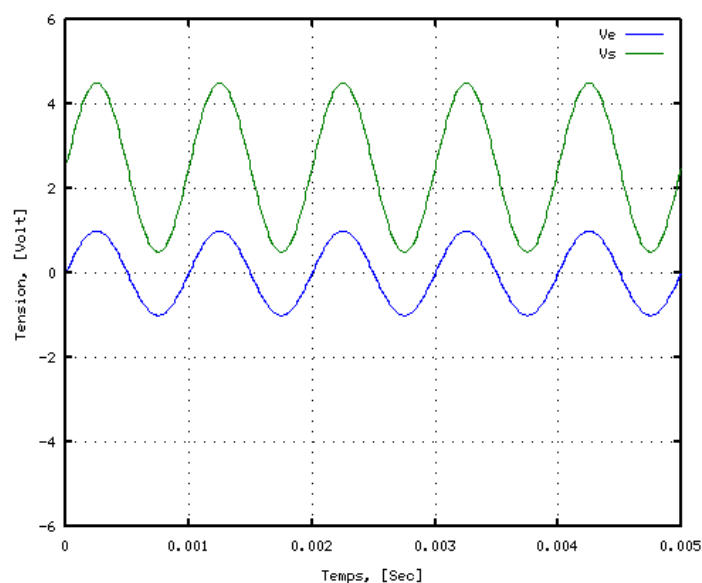
Cas n°4 : Alimentation non-symétrique + Création d'une masse « fictive », nouvelle tension de référence pour l'amplification.



Le montage est toujours alimenté entre 0 à 5V. Pour résoudre le problème précédant, on va remplacer la référence de potentiel du montage, jusqu'ici à 0V, par une nouvelle référence à 2,5V. Tous les signaux seront centrés autour de 2,5V.

D'un point de vue pratique, le pont diviseur R3/R3 donne cette référence, en entrée. Il faut également remplacer le Gnd de référence relié à R1, par la nouvelle masse fictive.

En sortie, on obtient bien un signal sinusoïdal dont l'amplitude a été multipliée par 2.



Les calculs nous permettent de retrouver ce résultat, voir au dos ...



$$V_+ = V_-$$

Puis d'une part $V_+ = \tilde{V}_e + V_{ref}$ et d'autre part:

$$V_- = \frac{\frac{V_s}{R_2} + \frac{V_{ref}}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

$$\text{Ainsi on obtient: } \tilde{V}_e + V_{ref} = \frac{\frac{V_s}{R_2} + \frac{V_{ref}}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

$$\text{donc: } \tilde{V}_e \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + V_{ref} \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_s}{R_2} + \frac{V_{ref}}{R_1}$$

$$\rightarrow \tilde{V}_e \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + V_{ref} \times \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{V_s}{R_2} + \frac{V_{ref}}{R_1}$$

III.4. Tension de décalage : (Offset Voltage)

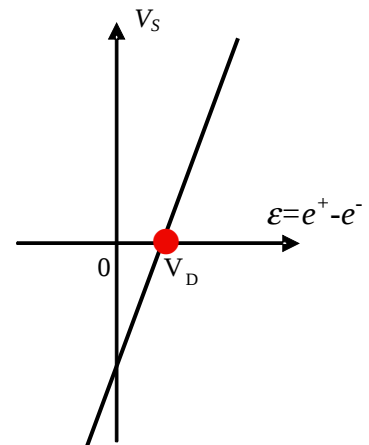
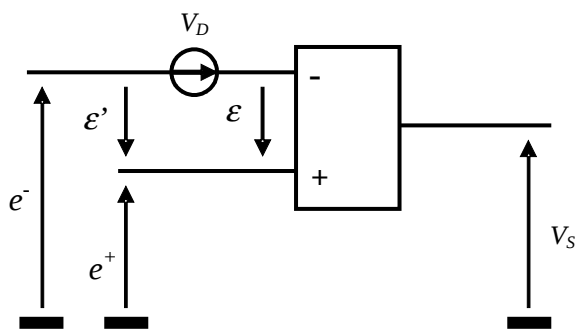


Figure 3

Origine principale : dispersion des V_{BE} sur l'amplificateur différentiel d'entrée

Remarques:

- On ne connaît pas le signe de V_D
- En linéaire (AO contre réactionné) : $\varepsilon \approx 0 \Rightarrow \varepsilon' \approx V_D$

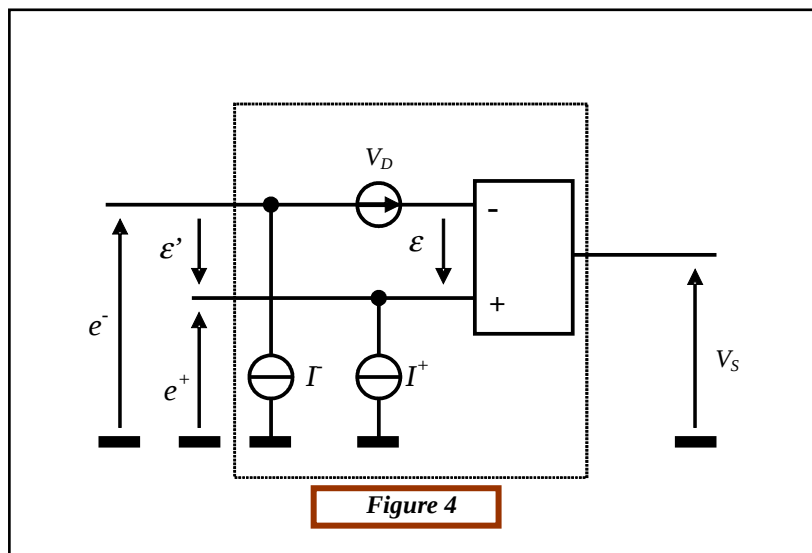
Exemples de valeurs :

- qq mV pour des 741 ou TL081
- autour de 30 μV pour l' OP07 (ajustage au laser)
- dérive thermique : $\frac{\Delta V_D}{\Delta \theta} \approx \text{qq } \mu V / ^\circ C$





III.5 Courants de polarisation: (Bias Current)



Ce sont les courants circulant dans les bases des transistors d'entrées (étage différentiel).

I^+ et I^- sont positifs si PNP en entrée, et négatifs si NPN (négligeables dans le cas de JFET).



En pratique : $I^+ \cong I^- \cong I_p$

Remarques importantes :

Ces courants sont continus et ne peuvent pas être interrompus.

Dans les montages « linéaires » on équilibre le montage en faisant en sorte que les deux entrées voient la même résistance par rapport à la masse.

III.6 Courant de décalage (Offset Current)

Les fabricants précisent aussi la valeur de $I_D = I^+ - I^-$

I_D produit le même effet que V_D ; en effet :

$$R I^+ - R I^- = R I_D = V'_D$$

Ce qui conduit à une tension de décalage équivalente à $V_{D\text{totale}} = V_D + R I_D$



Remarque : $V'_D \ll V_D$ pour des résistances choisies autour de qq 10kΩ





III.7. Compensation de l'erreur de décalage V'_D → (Balancing Circuit)

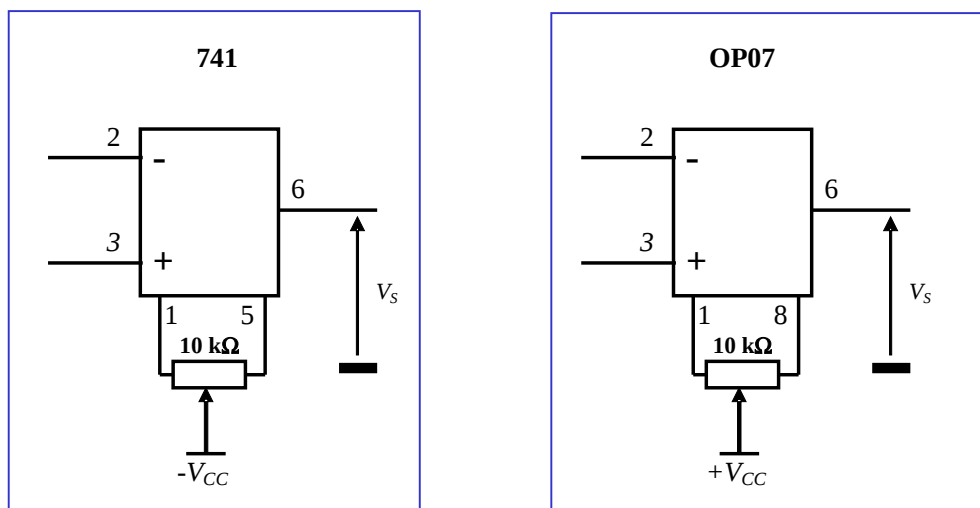


Figure 5

Certains circuits permettent ce réglage à l'aide d'un potentiomètre

Sinon compensation externe possible

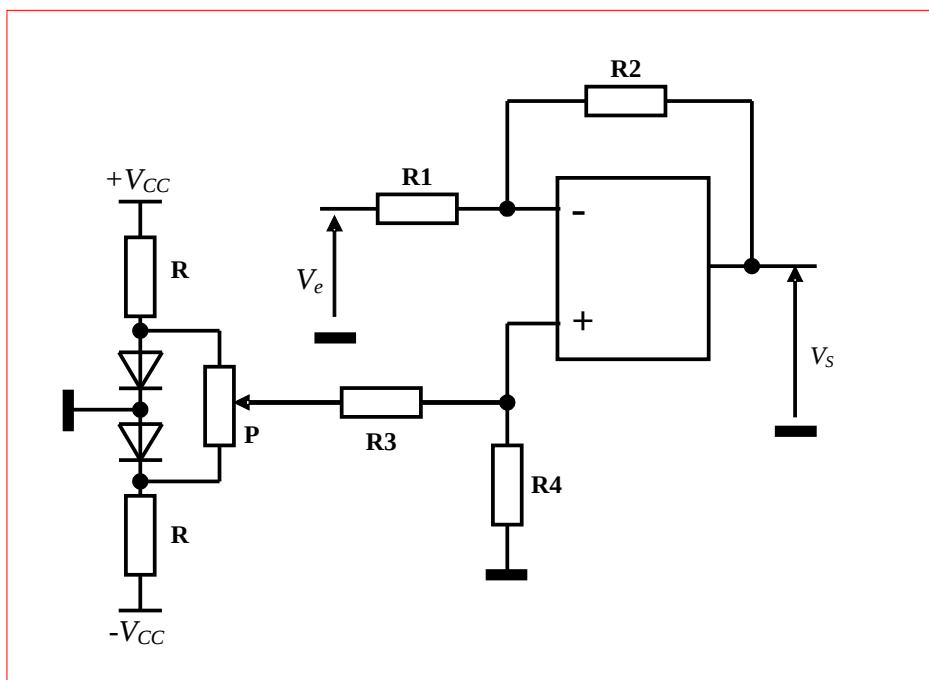


Figure 6

Ce document est la propriété intellectuelle de son auteur





l'Electronique !



Bibliographie:

K. GIECK, Formulaire technique, Heilbronn, 1970

A. P. Malvino, 'Principes d'électronique', Dunod, 2002

F. Manneville et J. Esquieu, 'Electronique, Théorie du signal et du composant', Dunod, 1997

J.M. Poitevin, Électronique tome n°1. 'Composants discrets et méthodes de calcul', Dunod, 1995

Tran Tien Lang, 'Electronique analogique des circuits intégrés', Elsevier-Masson, 1996

J. . Pérez, C. Lagoute, J. Y. Fourniols et S. Bouhours, 'l'Électronique', Dunod, 2006

R. DAMAYE et C. GAGNE, 'Les alimentations électroniques', EDITIONS RADIO, 1986

A. Sedra, K. Smith, 'Microelectronic circuits', Oxford University Press, 2004

J.M. Escané, 'Circuits linéaires, Quadripôles', Revue des Techniques de l'ingénieur

La revue d'Electronique 'elektor' section DECOUVRIR LES TECHNIQUES

La revue d'Electronique 'Electronique Pratique' [Qui aujourd'hui a interrompu toutes publications]

La revue d'Electronique 'Electronique Applications'

Mes cours d'Ingénierie du C.N.A.M

Les sites Web visités...

<http://lsiwww.epfl.ch/LSI2001/teaching/physiciens/>

http://www.univ-lemans.fr/enseignements/physique/02/cours_elec/index.html

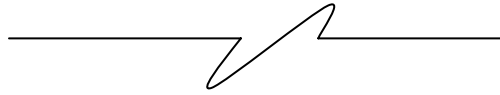
<http://rouxphi3.perso.cegetel.net/> (remerciements à P. Roux qui m' a autorisé à utiliser des informations et des figures de son site)



.....



ELECTRONIQUE / ROBOTIQUE.



Notes personnelles...



l'Electronique !

