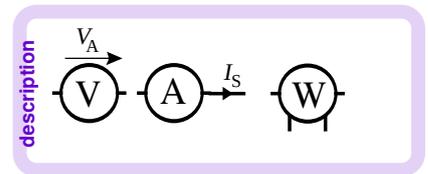
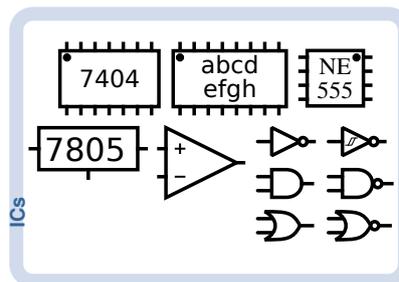
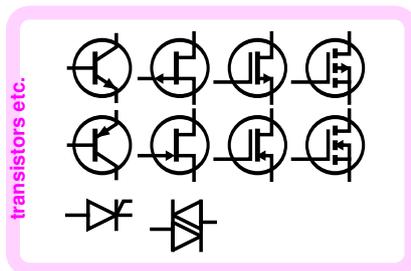
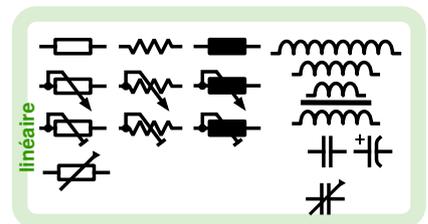
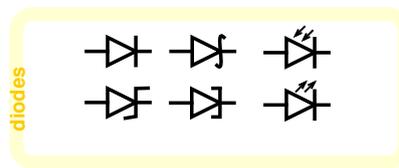
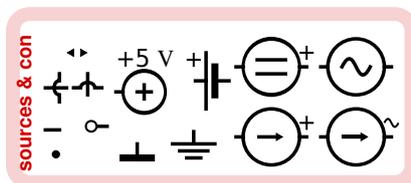


3^{ÈME} ANNÉE MAÎTRISE DES RISQUES INDUSTRIELLES

Support de Cours de COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

David FOLIO

<david.folio@insa-cvl.fr>



L'objet de ce support de cours n'est pas de fournir le cours complet **composants électroniques** Il s'agit plutôt d'un guide pour vous aider à suivre et comprendre le cours. Il vous appartient de le compléter et de l'enrichir des différents éléments abordés en cours et en TD.

Table des matières

I Technologies des composants discrets	1
I.1 Quelques définitions élémentaires	1
I.2 Les résistances électriques	3
I.3 Les condensateurs	6
I.4 Les inductances	8
I.5 Les diodes	10
II Les Transistors	17
II.1 Les transistors bipolaires (rappels)	18
II.2 Les transistors à effet de champs	25
III Technologies de composants numériques	37
III.1 Les circuits intégrés logiques	37
III.2 La technologie TTL	38
III.3 La technologie MOS	40
III.4 Principe de fonctionnement	41
IV Composants d'électroniques de puissances	43
IV.1 Les thyristors et triacs	43
A Références Bibliographiques	47

I.1 Quelques définitions élémentaires

I.1.1 Analyse fréquentielle

La plupart des signaux manipulés en électronique analogique sont de nature variable : variation en fonction du temps. Ainsi, on considère alors les différents circuits électroniques comme étant principalement en *régime dynamique*.

En effet, classiquement, on peut distinguer deux types d'analyse :

1. Étude statique : analyse des composantes continues ou en valeur moyenne ;
2. Étude en régime dynamique : où on s'intéresse aux variations, eg. en fonction du temps.

Pour l'analyse dynamique des circuits l'étude des grandeurs variables dans leurs expression temporelles est souvent assez peu pratique. Différents "outils" de l'électronique analogique permettent d'étudier, analyser, manipuler des grandeurs variables, dont notamment :

- Notations temporelle : $v(t) = f(i(t))$ (souvent peu pratique) ;
- Notations complexe : $\underline{v} = \underline{z} \cdot \underline{i}$;
- Notations fréquentielle : $v(j\omega) = Z(j\omega)i(j\omega)$ ou $v(p) = Z(p)i(p)$;

I.1.2 Le régime harmonique

Dans le cadre des régimes variables, on s'intéresse aux signaux électriques périodiques, et plus particulièrement aux grandeurs sinusoïdales. Un signal *sinusoïdal* se définit par :

$$x(t) = X_0 + \hat{X} \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{I.1})$$

et il est caractérisé par :

- Pulsation ω , liée à la fréquence : $f = \frac{\omega}{2\pi}$ et à la période : $T = \frac{2\pi}{\omega}$
- Phase à l'origine : φ
- Amplitude : $X^m = X_{\max} = \hat{X}$
- Valeur moyenne : $X_{\text{moy}} = \langle x \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot dt$
- Valeur efficace (Eng.: *Root Mean Square - RMS*) : $X_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) \cdot dt = \langle x^2 \rangle$

Représentation d'une grandeur sinusoïdale

La forme temporelle des grandeurs alternatives sinusoïdales Eq. (I.1) est souvent peu pratique à manipuler. Il existe d'autres représentation plus "simple" pour les manipuler.

La représentation de Fresnel

La représentation de Fresnel permet, à l'aide d'une construction géométrique simple, de soustraire, de dériver et d'intégrer plusieurs fonctions alternatives sinusoïdales de même pulsation ω .

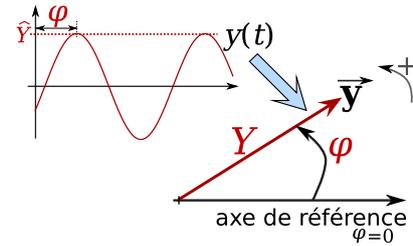
À toute grandeur alternatives sinusoïdale fonction du temps :

$$y(t) = Y\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{I.2})$$

on associe le **vecteur de Fresnel** :

$$\vec{y} = \{Y; \varphi\}$$

dans le plan de Fresnel tournant à la pulsation ω .



La représentation complexe

À tous signaux alternatifs sinusoïdaux on peut associés l'**amplitude complexe** :

$$\underline{Y} = Y e^{j\varphi} = Y (\cos \varphi + j \sin \varphi) = a + jb$$

Cette notation contient uniquement les renseignements sur la phase et le module de $y(t)$.

En effet : $y(t) = Y\sqrt{2}e^{j(\omega t + \varphi)}$.

On peut alors travailler également dans le plan complexe correspondant.

I.1.3 Notion de sensibilité

Définition I.1.1 (Sensibilités). Soit f une fonction (eg., gain, facteur de qualité, position d'un pôle, d'un zéro, etc.) d'un ensemble de paramètres x_1, x_2, \dots, x_k (eg., valeurs des résistances, capacités, gains, fréquence, etc.); on la note donc $f(x_1, x_2, \dots, x_k)$.

On définit :

- la dérive relative (ou incertitudes, tolérances, etc) d'un paramètre x_i : $\frac{\partial x_i}{x_i}$
- la dérive relative de la fonction f : $\frac{\partial f}{f}$
- le taux de **sensibilité** $S_{x_i}^f$ de f par rapport aux paramètres x_i autour du point de fonctionnement x_i^0 par : $S_{x_i}^f = \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_i}{f} \right|_{x_i^0}$

↔ La **sensibilité** permet d'étudier l'*influence* d'une dérive ou incertitude de la valeur d'un paramètre x_i sur une fonction f .

- Les imperfections (ou incertitudes) les plus importantes :
 - ◊ valeurs des composants (eg., R, C) différentes des valeurs nominales ;
 - ◊ gain fini et qui dépend de la fréquence de l'amplificateur ;
 - ◊ dépendance à la température et au vieillissement ;
 - ◊ influence des capacités parasites, variation des impédances d'entrée ou de sortie des montages électronique ;

Exercice I.1 (Analyse de sensibilité). Soit un montage amplificateur à base de BJT en configuration, dont le gain en tension est défini par : $A_v = -g_m(R_C // R_L)$.

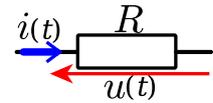
- ◊ Pour $g_m = 100 \text{ S} \pm 20\%$, calculer $S_{g_m}^{A_v}$?
- ◊ Pour $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, calculer $S_{R_C}^{A_v}$?
- ◊ Pour $R_L = 500 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, calculer $S_{R_L}^{A_v}$?

I.2 Les résistances électriques

I.2.1 Principe et propriétés

Une résistance R est un dipôle (composant à deux bornes) linéaire passif tel que la tension $u(t)$ à ses bornes est proportionnelle au courant $i(t)$ qui le traverse (loi d'Ohm) :

$$u(t) = Ri(t) \quad (\text{I.3})$$



La résistance dépend à la fois des dimensions du conducteur et de sa nature.

Ex.: La résistance d'un fil de longueur l et de section S :

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

ρ est la résistivité du conducteur.

On définit également souvent la conductance $G \equiv \frac{1}{R}$.

Effet Joule

Un phénomène important dans une résistance est l'effet Joule.

Un conducteur parcouru par un courant consomme une énergie électrique et la transforme en chaleur. La puissance correspondante (qui correspond à un débit d'énergie) s'exprime par l'une des trois formules, équivalentes grâce à la loi d'Ohm :

$$P_d = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$$

La puissance dissipée par effet Joule dans un composant est un problème important en électronique. Tout d'abord, il s'agit d'une puissance perdue pour le circuit électrique et qui doit donc lui être fournie (en général par une source de tension continue), et ensuite, il se pose souvent un problème d'évacuation de la chaleur créée car les petites dimensions des montages rendent difficiles les échanges thermiques. Ces questions se posent essentiellement pour les montages qui traitent des courants assez élevés comme les amplificateurs de puissance ou les alimentations.

Comportement réel

Une résistance n'est jamais pure : elle est légèrement capacitive, ou légèrement inductive, ou les deux à la fois. La fréquence, la résistance voire l'inductance devront être choisies pour que l'impédance de la résistance réelle soit proche de la valeur R souhaitée.

I.2.2 Caractéristiques technologiques

Les principales caractéristiques des résistances :

- ◇ Valeurs ohmiques les plus utilisées entre \sim qqs. 10Ω à qqs. $1 \text{ M}\Omega$
 - ↔ Il existe néanmoins des valeurs en dehors de cette plage
 - de l'ordre du $\text{m}\Omega$; Ex.: résistances de mesure de courant.
 - supérieur au $\text{M}\Omega$; Ex.: montages haute tension ou à haute impédance.
- ◇ La tolérance et précision, exprimée en % ;
- ◇ Valeurs normalisées : les séries Exx ;
- ◇ Dissipation de puissance ;
- ◇ Coefficient de température, α :

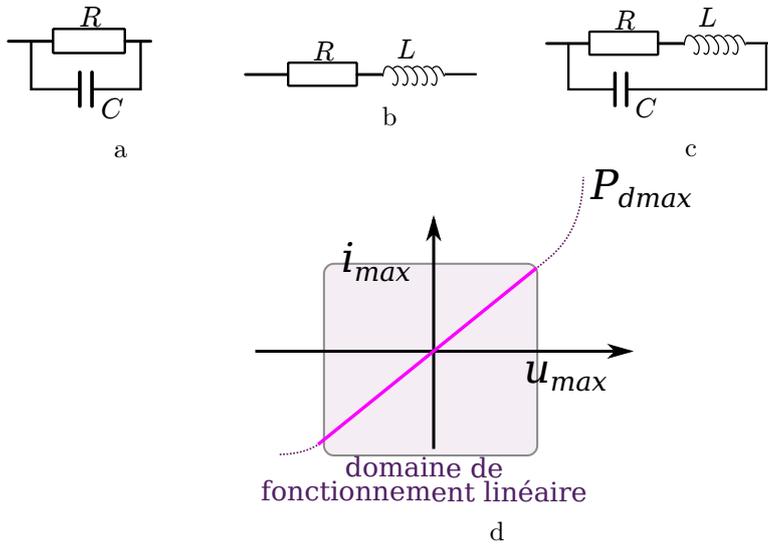


Fig. I.1 – Comportement réel des résistances.

- α décrit les variations d'une propriété physique (ici la résistance R) en fonction de la température T : $\frac{\partial R}{R} = \alpha \partial T$
- Si α peut raisonnablement être considéré comme constant dans l'intervalle $[T_0; T]$, il vient : $R(T) = R(T_0) (1 + \alpha \Delta T)$
- Unité : ppm/°C ou ppm/K

Technologies

Les différentes technologies de base des résistances sont les suivantes :

- ◇ Résistances bobinées : enroulement d'un fil conducteur autour d'un noyau
 - ↔ Fils résistants utilisés : alliages de nickel, chrome, fer, aluminium, le manganine.
 - ⚠ Leur inductance propre en interdit l'usage en hautes fréquences.
 - Il existe des résistances bobinées de forte puissance ~ 5 W à qqs. 1 kW
- ◇ Résistance à couche de carbone : couche de carbone déposée.
 - ↔ Relativement robustes mécaniquement, économiques et disponible en série E12, E24 et E48.
- ◇ Résistances à couche métallique : évaporation sous vide d'un métal qui se dépose sur un support en céramique.
 - ↔ Elles produisent beaucoup moins de bruit que les résistances au carbone. Bonne stabilité en température et dans le temps. Ce sont les plus répandues aujourd'hui.
- ◇ Résistances CMS
- ◇ Les potentiomètres...

Tolérance et séries normalisées

La valeur des résistances à couche standard est habituellement indiquée sur le composant sous forme d'anneaux de couleurs. Le code en est défini par la norme¹ CEI 60757, et est présenté sur la figure I.2. Le nombre indiqué sur le composant est la valeur nominale de la résistance. Du fait des tolérances (en %) de fabrication, la résistance réelle est un peu différente. Les constructeurs donnent une fourchette dans laquelle peut se trouver cette valeur. L'intervalle est défini par un pourcentage de la résistance

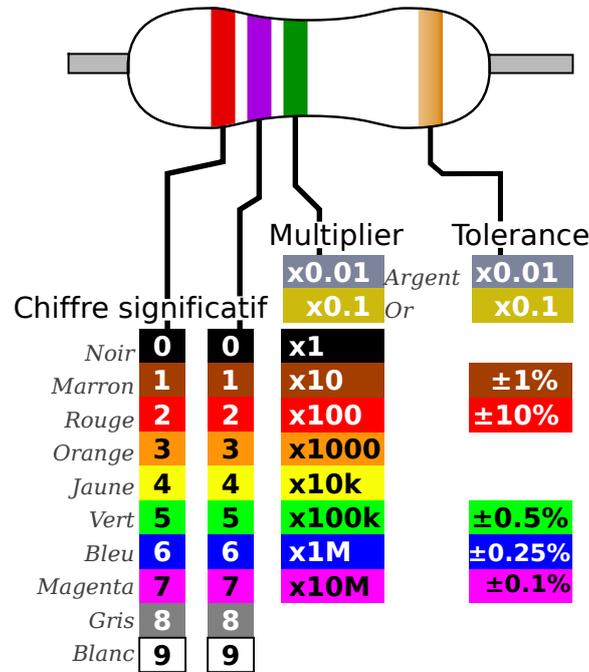


Fig. I.2 – Code de désignation de couleurs (CEI 60757)

nominale qui indique l'écart maximal, en plus ou en moins, qu'il peut y avoir entre la valeur réelle et la valeur nominale.

Les résistances CMS sont quant à elles marquées d'un code numérique de trois ou quatre caractères :

- Marquage à trois caractères : les deux premiers sont les chiffres de la valeur, le troisième est le chiffre du multiplicateur en puissance de dix ;
Ex.: 'R01' → 0.01 Ω, '1R5' → 1.5 Ω, '151' → 150 Ω, '152' → 15 kΩ, '156' → 15 MΩ
- Marquage à quatre caractères : les trois premiers sont les chiffres de la valeur, le quatrième est le chiffre du multiplicateur en puissance de dix ;
Ex.: '0R01' → 0.01 Ω, '1R50' → 1.5 Ω, '15R0' → 150 Ω, '1501' → 15 kΩ, '1505' → 15 MΩ

Afin de standardiser les valeurs possibles des résistances, il existe des séries de “valeurs normales” pour résistances. Ces valeurs normalisées sont définies par la norme CEI 60063 (série E3 à E192). En fonction de la précision (en %), pour chaque décade on choisit une valeur parmi une série de N valeurs données par :

$$R = 10^{n/N}, \quad n \text{ (entier)} \in [1; N]$$

Ex.: Dans la série E6, les valeurs effectivement retenus sont : $R = \{1.5 \quad 2.2 \quad 3.3 \quad 4.7 \quad 6.8 \quad 10\}$, donnant alors une précision de ±20%.

E6 (20%)	10	15	22	33	47	68																		
E12 (10%)	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82												
E24 (5%)	10	11	12	13	15	16	18	20	22	24	27	30	33	36	39	43	47	51	56	62	68	75	82	91

Fig. I.3 – Valeurs normalisées (CEI 60063).

On passe d'une série à la suivante, en doublant le nombre des résistances dans un intervalle déterminé.

1. Commission électrotechnique internationale (CEI)

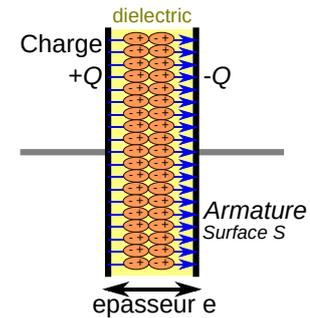
I.3 Les condensateurs

I.3.1 Principe et propriétés

Un condensateur est un dipôle linéaire passif constitué de deux armatures séparées par un diélectrique. Sous l'action d'une tension $u(t)$ des charges vont s'accumuler les unes en face des autres.

Le condensateur est caractérisé par le coefficient de proportionnalité entre la quantité de charge emmagasinée et la tension :

$$i(t) = C \frac{du}{dt} \quad (\text{I.6})$$



La capacité C dépend à la fois de la géométrie des armatures et de la nature du diélectrique.

Ex.: La capacité d'un condensateur plan de section S dont le diélectrique possède une épaisseur e :

$$C = \varepsilon \frac{S}{e}$$

$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ est la permittivité du diélectrique.

Énergie emmagasinée

Au point de vue énergétique, le comportement du condensateur est bien différent de celui de la résistance. Alors que cette dernière dissipe l'énergie électrique en la transformant en chaleur, le condensateur emmagasine l'énergie électrique quand il se charge et la restitue lorsqu'il se décharge. Il n'y a que très peu de pertes d'énergie électrique. Le condensateur chargé forme donc une réserve d'énergie. Cette énergie s'exprime en fonction de sa capacité C et de la quantité de charge stocké Q selon :

$$E = \frac{1}{2} uQ = \frac{1}{2} C u^2 \quad (\text{I.7})$$

La puissance électrique $P \equiv \frac{dE}{dt}$ reçue par le condensateur est alors :

$$P = uC \frac{du}{dt} = u(t)i(t) \quad (\text{I.8})$$

Comportement réel

Un condensateur ne présente jamais une capacité pure. En particulier, il y a toujours des pertes dans le diélectrique. Ces pertes sont modélisées en première approximation par une résistance R placé soit en série, soit en parallèle de la capacité C .

I.3.2 Caractéristiques technologiques



- Les caractéristiques essentielles d'un condensateur dépendent de sa technologie.
- Le choix d'un type de condensateur se fait en fonction de son utilisation.
- Quelque soit le type de condensateur (eg polarisé ou non), les principes de base, données entre autre par (I.6), restent toujours valide !

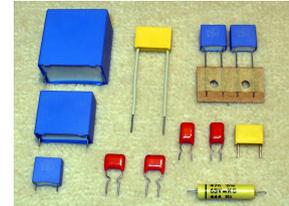
Caractéristiques principales des condensateurs :

- ◇ La valeur de la capacité ;
- ◇ La tension d'utilisation/nominale ;
- ◇ La tolérance (en %) ;

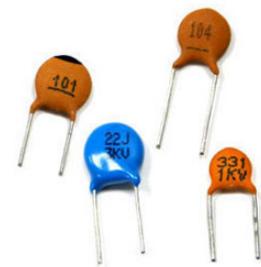
- ◇ Coefficient de température, α (cf. §I.2.2) ;
- ◇ Pour les condensateurs polarisés : leur polarité ;
- ◇ Type de diélectrique, les pertes, etc.

Différentes catégories :

- ◇ Condensateurs enroulés ou a film plastique :
 - Réalisés par bobinage d'un film diélectrique (e.g., polyester, propylène, polystyrène) entre deux films métalliques ;
 - Valeurs usuelles de ~ 1 nF à qqs. $100 \mu\text{F}$;
 - Tension de service très dépendantes du type de diélectrique ;
 - Tolérances usuelles de $\sim 2\%$ à 20%
 - Non polarisés ;



- ◇ Condensateurs céramiques :
 - Disque céramique métallisé ou multicouche ;
 - Valeurs usuelles de ~ 0.5 pF à qqs. $1 \mu\text{F}$;
 - Tension de service de 50V à 200V ;
 - Tolérances usuelles de $\sim 1\%$ à 10%
 - Non polarisés ;



- ◇ Condensateurs électrolytiques :
 - Possèdent une anode métallique recouverte d'une couche oxydée utilisée comme diélectrique, et l'autre électrode est une "gelée conductrice"
 - **Ce sont des condensateurs polarisés.**
 - Valeurs usuelles de $\sim 1 \mu\text{F}$ à qqs. 1F ;
 - Tension de service de 50V à 500V ;
 - Tolérances usuelles de $\sim \pm 20\%$



- ◇ Condensateurs CMS
 - Les condensateurs non polarisés ont les mêmes boîtiers que les résistances.
 - Pour les polarisés, le côté '+' est indiqué par une ligne blanche ou un 'M' blanc.

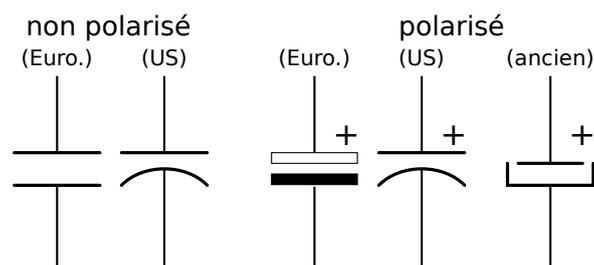
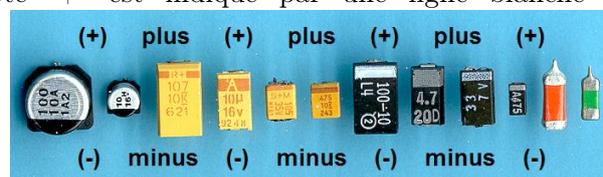


Fig. I.4 – Les différents symboles des condensateurs.

Tolérance et séries normalisées

Contrairement aux résistances, où le codage de la valeur reste relativement simple et bien respecté, les codages de la valeur d'un condensateur sont nombreux.

Dans quelques cas, lorsqu'un code couleur est affiché sur un condensateur, comme pour les résistances, le code couleur suit la norme CEI 60757 (cf. Fig.I.2). Cependant, l'unité de base du multiplicateur peut être soit le pF (pour les faibles valeurs), ou soit le μF (pour les grandes valeurs).

Pour les condensateurs électrolytiques ou tantales, la valeur est souvent marquée en clair, ainsi que la tension d'utilisation. Pour les condensateurs non polarisés il est plus délicat de déterminer la valeur lorsque l'unité n'est pas présente. Cependant, la valeur indiquée est rarement en-dessous de 1 pF, et rarement au-dessus de 1 μF . D'autre part, la taille d'un condensateur peut souvent aider.

La tolérance des condensateurs est indiquée par une lettre entre B et Z (c. Table I.1).

Lettre	B	C	D	F	G	H	J	K	M
Tolérance	0.1%	0.25%	0.5%	1%	2 %	2.5%	5%	10%	20%
Lettre	R		S		T		Z		
Tolérance	+30/-20%		+50/-20%		+65/-20%		+80/-20%		

TABLE I.1 – La tolérance des condensateurs ($C \geq 10 \text{ pF}$).

De la même façon que pour les résistances, les capacités des condensateurs disponibles appartiennent aux séries normalisées CEI 60063 (voir aussi la Fig. I.3). Toutefois, le problème est un peu moins simple pour les condensateurs. Du fait des technologies différentes employées, on ne dispose pas d'éléments de précision identique dans toute la gamme des valeurs possibles. Pour les capacités les plus courantes entre 1 nF et 1 μF , on trouve souvent des progressions E12, avec des précisions de 10% ou 5%. Pour les valeurs plus faibles (1 pF à 1 nF) et plus élevées (1 μF à 47 mF environ), on se contente en général de séries E6 ou même E3 car les précisions sont médiocres $\sim \pm 20\%$.

I.4 Les inductances

I.4.1 Principe et propriétés

Une bobine est formée d'un fil enroulé soit dans l'air, soit sur un noyau magnétique. Un conducteur parcouru par un courant $i(t)$ crée un champ magnétique, de flux Φ , tel que :

$$\Phi = Li(t)$$

Le coefficient L est l'inductance de la bobine.

La loi de Lenz-Faraday relie le flux Φ à la f.é.m. u :

$$u(t) = L \frac{d\Phi}{dt}$$

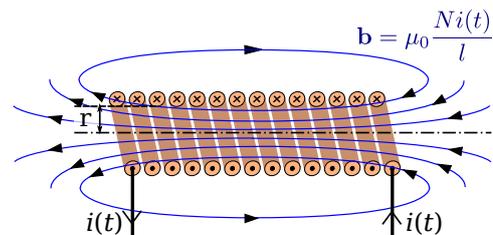
La caractéristique électrique d'une bobine est alors donnée par :

$$u(t) = L \frac{di}{dt} \quad (\text{I.9})$$

L'inductance L d'une bobine dépend de la géométrie, du nombre de spires N , du circuit magnétique
Ex.: L'inductance d'un solénoïde dans l'air à 1 couche de N spires, de section $S = \pi r^2$, et de longueur $l \gg r$:

$$L = \mu_0 \frac{SN^2}{l}$$

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ est la perméabilité du vide.



Une des caractéristiques utiles d'un bobinage réalisé avec un noyau magnétique quelconque est la valeur

$$\frac{L}{N^2} = \mu_0 \mu_r \frac{S_m}{l_m}$$

- ◇ μ_r : la perméabilité relative du circuit magnétique ;
- ◇ S_m, l_m la surface et la longueur moyenne.

Énergie emmagasinée

Une bobine emmagasine de l'énergie sous forme électromagnétique lorsqu'elle est parcourue par un courant. L'énergie emmagasinée dans une bobine traversée par un courant i à l'instant t

$$E = \frac{1}{2} Li^2$$

La puissance fournie à l'inductance :

$$P = \frac{1}{2} L \frac{di^2(t)}{dt}$$

↔ Il est difficile de faire varier rapidement le courant qui circule dans une bobine et ceci d'autant plus que la valeur de son inductance L sera grande.

Comportement réel

Une bobine idéale n'aurait aucune perte d'énergie, mais en réalité, le conducteur employé pour l'enroulement a aussi une certaine résistance qui entraîne des pertes par effet Joule. Le fait que l'énergie stockée corresponde à une circulation de courant donne à la bobine un effet d'inertie pour le courant. En particulier, ce courant ne peut pas être discontinu.

L'utilisation d'un noyau magnétique permet de réduire le nombre de spires pour une inductance donnée, donc les pertes par effet Joule.

Il existe cependant également deux types de pertes dans les noyaux magnétiques :

1. Les pertes par hystérésis proportionnelles à la fréquence ;
2. Les pertes par courants de Foucault proportionnelles au carré de la fréquence

↔ Pour rendre compte de ces pertes, on introduit une résistance de perte R en série avec L , ou une résistance en parallèle R_p .

1.4.2 Caractéristiques technologiques



De part ces propriétés physiques, les bobines sont des composants pouvant être difficilement miniaturisés, et donc très peu employés dans les circuits électroniques embarqués et encore moins dans des circuits intégrés (CI).

Caractéristiques principales des inductances :

- ◇ La valeur de l'inductance ;
- ◇ La résistance des pertes ;
- ◇ Le courant admissible ;
- ◇ Coefficient de température, α (cf. §I.2.2) ;

Les symboles



Différentes catégories :

- ◊ Bobines à air
 - Faible inductance
 - Saturation magnétique limitée
 - eg. utilisée pour les hautes fréquences

 - ◊ Bobines à noyau de ferrite
 - Forte inductance
 - ↔ pour des inductances de 0.1 μH à 10 mH il existe des bobines “*miniatures*” ressemblant à des résistances.
 - Domaines de fréquences usuelles 1 kHz à 100 kHz
 - ↔ mais il est possible d'étendre à 1 GHz.
- ⚠ Proche de la saturation, la présence du noyau introduit des non-linéarités.



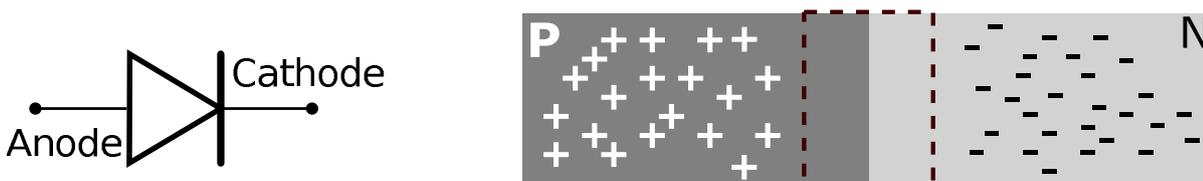
I.5 Les diodes

La diode est le composant à semi-conducteur le plus simple. Son usage est répandu aussi bien en électronique analogique qu'en électronique de puissance.

I.5.1 Principe et propriétés

Définition I.5.1 (La diode). La diode est un **dipôle passif non linéaire** et *polarisé* : il ne laisse circuler le courant électrique que dans un sens.

Les diodes sont simplement constituées d'une “*jonction PN*”.



La diode suivant son sens par rapport à un courant électrique se présente principalement sous deux aspects

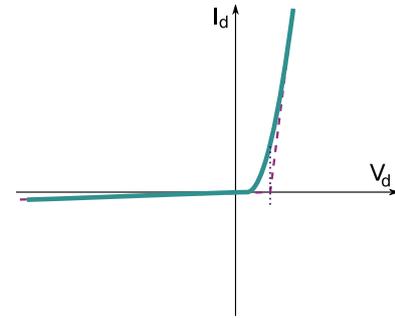
1. **Direct** (ou passant) : sens qui laisse passer le courant
2. **Inverse** : sens qui bloque le passage du courant

Caractéristiques électriques

Caractéristique courant/tension d'une jonction PN “*classique*” obéit selon la loi exponentielle suivante :

$$I_d = I_r \left(\exp \left(\frac{V_d}{V_T} \right) - 1 \right) \quad (\text{I.10})$$

- ◇ Courant de fuite : $I_r < 1 \mu\text{A}$
(I_r augmente avec la température)
- ◇ Tension thermodynamique (ou thermique) : $V_T = \frac{kT}{q}$
 - $q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ charge de l'électron
 - $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ constante de Boltzmann
 - T la température en Kelvin (K)



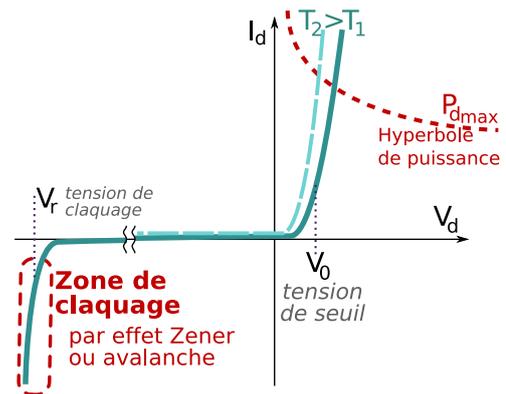
Comportement réel

Zone de claquage inverse par **effet Zener** ou **Avalanche**. Elle est définie par la tension inverse V_r , souvent dénotée "*P.I.V.*" (*Peak Inverse Voltage*) ou "*P.R.V.*" (*Peak Reverse Voltage*).

⚠ Risque de destruction pour une diode non conçue pour fonctionner dans cette zone !

Comme tout composants, les diodes peuvent dissiper qu'une certaine quantité de puissance :

$$V_d I_d = P_d \leq P_{d\max}$$



Tous les composants à base de matériaux semi-conducteurs sont très sensibles aux variations de température :

- diode bloquée : $I_d = I_r$ double tous les 7 à 10°C
- diode passante : V_d (à I_d constant) diminue d'environ 2 mV/°C

Enfin, la diode est un composant passif non-linéaire, à ce titre, il existe différents modèles linéarisant le comportement de la diode selon son état.

1.5.2 Caractéristiques technologiques

Caractéristiques principales des diodes :

- ◇ Courant admissible (I_{fxx}) ;
- ◇ La tension inverse maximale (V_{rxx}) ;
- ◇ Puissance de dissipation ;
- ◇ Rapidité : temps de recouvrement inverse, temps de commutation ;
- ◇ Capacité ;
- ◇ Le type de diode...

Les différents types de diodes

La diode classique

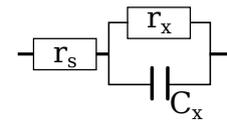
↔ Modèles équivalent en régime statique

Approximation	Régime considéré
Diode idéale (1 ^{ère} approximation)	Si $\forall I_d > 0$, alors $V_d = 0$
	Si $\forall V_d < 0$, alors $I_d = 0$
2 ^{nde} approximation	Si $\forall I_d > 0$, alors $V_d = V_0$
	Si $\forall V_d < V_0$, alors $I_d = 0$
3 ^{ème} approximation	Si $\forall I_d > 0$, alors $V_d = V_0 + r_d I_d$
	Si $\forall V_d < V_0$, alors $I_d = 0$

- ◊ V_0 : tension de seuil de la jonction PN.
 ↔ La valeur dépend du semiconducteur utilisé.
 Ex.: Si $\sim 0.7\text{ V}$; Ge $\sim 0.3\text{ V}$; AsGa $\sim 1.3\text{ V}$
- ◊ r_d est la résistance direct de la jonction PN.

↔ Modèles équivalent en régime dynamique

- Diode passade : $r_x \approx r_d$, et $C_x = C_d$ est la capacité de diffusion ;
- Diode bloquée : $r_x \approx R_r$, et $C_x = C_t$ est la capacité de transition ;
- La résistance série r_s représente les contacts ohmiques et des pertes dans le substrat.



◊ On peut distinguer 2 sortes de diode “classique” liées à leurs usages :

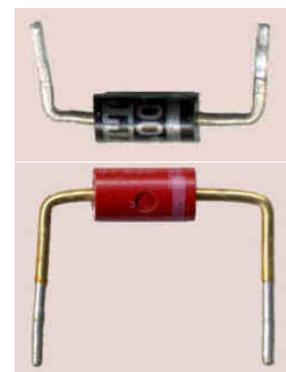
Les diodes de signals

- Faible intensité, I_f ;
- Faible tension inverse, V_r ;
- Souvent assez rapides ($t_{tr} < 10\text{ns}$)
- boîtier en verre ou CMS ;



Les diodes de redressement

- Forte intensité, I_f ;
- Faible tension inverse, V_r ;
- Les fortes puissances (eg. $I_f > 5\text{ A}$) ont souvent besoin d'un radiateur ;



La diode Schottky

↔ La jonction PN est remplacée par un contact métal-semi-conducteur.

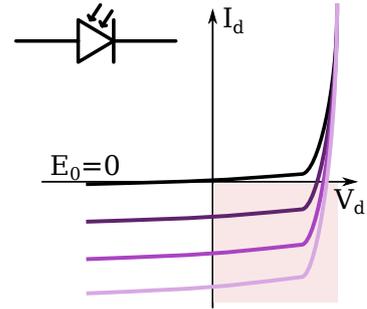
- ◊ Les caractéristiques obtenues sont voisines de celles d'une diode, avec tension de seuil beaucoup plus faible. De plus, il n'y a pratiquement pas de charges stockées, d'où leur réponse rapide.



La photodiode

- ◊ En l'absence de photon, la photodiode fonctionne comme une diode classique.
- ◊ L'absorption de photons d'énergie suffisante augmente le courant dû aux p.c.m., d'une quantité $I_l(W_l) = \sigma W_l$. L'expression du courant traversant la jonction est alors :

$$I_d = I_r \left(\exp \left(\frac{V_d}{V_T} \right) - 1 \right) - I_l(W_l) \tag{I.11}$$



- W_l puissance d'éclairage efficace, effectivement transformée en énergie électrique ;
- σ la sensibilité de la photodiode à une longueur d'onde, λ , déterminée.
- ◊ La diode polarisée dans le sens bloquant est utilisable en photodiode, avec : $I_d \approx -I_l(e) = -\sigma W_l$
- ◊ La diode polarisée dans le sens direct est utilisable en photopile (dipôle générateur).

La diode électroluminescente (light-emitting diode – LED)

↔ Principe inverse des photodiodes : par recombinaison d'un électron et d'un trou dans un semiconducteur un photon est émis.



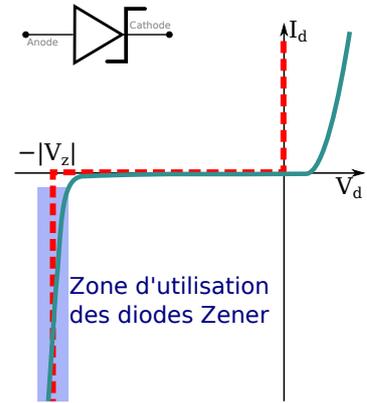
- ◊ Une LED est une jonction PN qui lorsqu'elle est polarisée en sens direct va émettre de la lumière.
- ◊ L'intensité lumineuse, I_v , est proportionnel au courant circulant dans la LED : $I_v = kI_d$

⚠ *Il n'y a pas de LED en Si!*

Matériaux	Rayonnement	V_0
AlGaAs	IR : >760 nm	~ 1.63 V
GaAsP	Rouge : 610-760 nm	~ 1.63-2.03 V
GaN	Vert : 500-570 nm	~ 2.18-2.48 V
ZnSe	Bleu : 450-500 nm	~ 2.48-2.76 V
AlGaN	UV : <400 nm	>3.1 V

La diode Zener

- ↔ Semblable aux diodes classiques, en rajoutant un nouvel état :
passant inverse,
 $\forall I_d < 0$, alors $V_d = -|V_z|$
- ↔ V_z : tension à laquelle apparaît l'effet Zener.



- ◇ Les diodes Zener sont employées :
- comme référence de tension,
Ex.: dans les alimentations stabilisées ;
 - pour réguler la tension dans un circuit.

La diode varicap

- ↔ Polarisée en inverse, elle fonctionne comme un condensateur dont la capacité est ajustable en fonction de la tension (négative) appliquée.



Une diode polarisée en inverse se comporte essentiellement comme une très grande résistance (pas de courant), mais également, en régime variable, comme un petit condensateur C_t . Cette capacité de transition varie en fonction de la tension inverse, mais restent faible (qqs. 100pF). Les diodes varicap sont spécialement prévues pour cet usage.

- ◇ En pratique, cette diode peut être considérée comme un condensateur variable :

$$C_T(V_d) = \frac{C_T(0)}{\sqrt{1 + \left| \frac{V_d}{V_0} \right|}} \quad (\text{I.12})$$

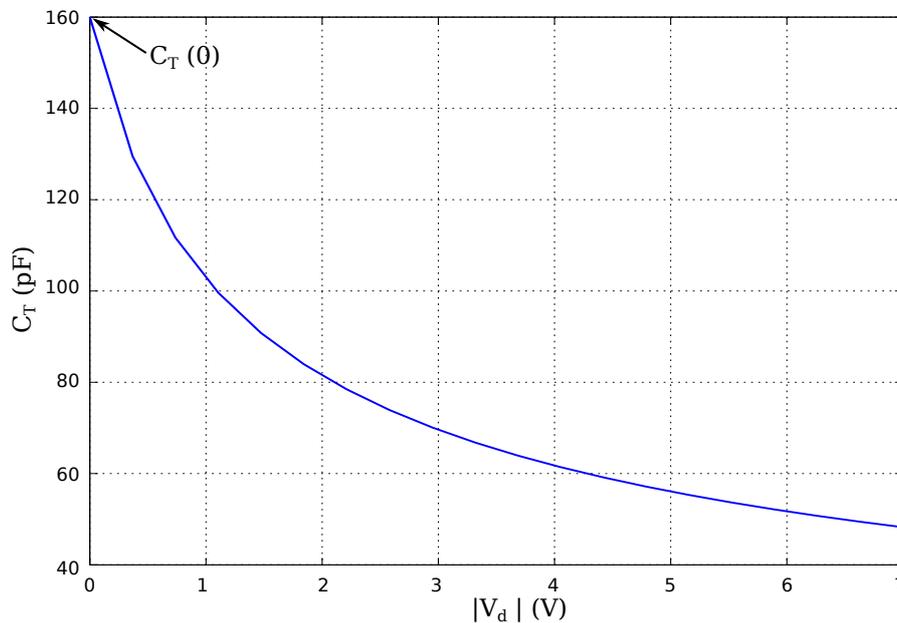


Fig. I.5 – Capacité d'une diode varicap en fonction de la tension inverse appliquée.

La diode à effet tunnel

- ↔ Dans la diode tunnel, le dopage des couches P et N est si important que la tension de claquage est égale à 0 V.



- ◇ Elle conduit en inverse, mais lors de son utilisation en direct, l'effet tunnel se produit : il apparaît une résistance différentielle négative r_{diff} .

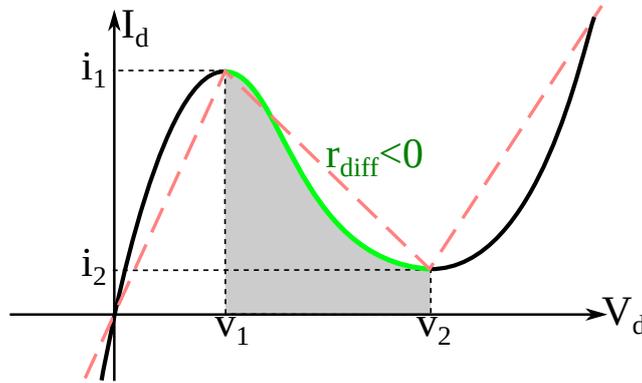
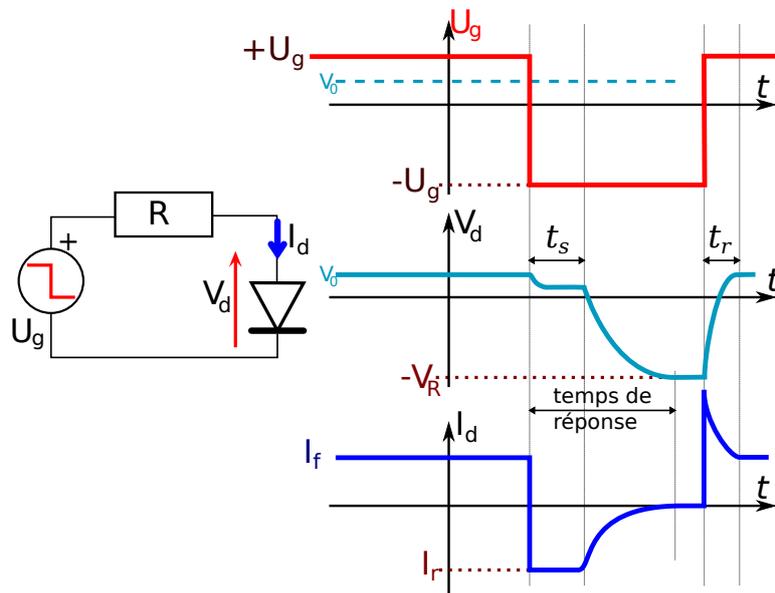


Fig. I.6 – Caractéristique électrique de la diode à effet tunnel.

Diodes en commutations

Le temps de réponse fini de la diode s’observe aussi en “mode impulsional”, lorsque la diode bascule d’un état passant vers un état bloqué et vice-versa.



- ◊ Le temps de réponse dépend du courant avant commutation.
- ◊ Ordre de grandeur : ps – ns

Diode bloquée

Lorsqu’une jonction est polarisée en inverse, un courant inverse très faible I_r circule à travers cette jonction. Ce courant est dû au déplacement des porteurs minoritaires et la zone de charge d’espace se comporte dans ce cas comme une zone de déplétion dépourvue de charges mobiles puisque le nombre volumique de ces derniers peut être considéré comme négligeable devant le nombre volumique des charges fixes. On peut donc assimiler cette zone de déplétion à un condensateur dont les armatures porteraient les charges positives et les charges négatives.

L’expression de la capacité de transition C_T sera donnée par la formule applicable dans le cas d’un condensateur plan dont les armatures de surfaces S sont séparées par une épaisseur e . Puisque la largeur e de la zone de charge d’espace varie en fonction de la tension appliquée à la jonction V_r , la capacité de transition varie également en fonction de cette tension selon la relation :

$$C_T = \frac{\epsilon S}{e_0} \frac{1}{\left(1 - \frac{V_r}{V_0}\right)^m}$$

$C_{T0} = \frac{\epsilon S}{e_0}$ est la capacité de transition à l’équilibre ($V_r = 0$) ; e_0 est la largeur de la zone de déplétion à l’équilibre ; et m est un paramètre compris entre 0.5 (cas d’une jonction abrupte) et 0.3 (cas d’une jonction progressive linéaire ou graduelle).

Diode polarisée en direct

Si on polarise la diode en direct en appliquant une tension $V_d = V_f$, un courant $I_d = I_f$ circule de la zone P vers la zone N. Ce courant est dû à la diffusion des p.c.m.. Or la migration ne s'effectue pas instantanément et on peut considérer que les p.c.m. qui sont devenues des minoritaires, forment une charge stockée Q_s qu'on peut estimer en connaissant leur durée de vie moyenne τ . L'accroissement de charge dans la jonction revient à introduire un effet capacitif dit de diffusion : C_D :

$$C_D = \tau I_f$$

Puisque C_D est souvent très supérieure à C_T , on peut légitimement supposer que la charge est stockée dans C_D ; elle peut être estimée :

$$Q_s = \tau I_f$$

Généralité

Le transistor est un composant clé de l'électronique. Le terme transistor provient de l'anglais *transfer resistor* (résistance de transfert).

En particulier, le transistor est un composant électronique actif *non-linéaire* utilisé :

- comme interrupteur dans les circuits logiques (essentiel pour l'électronique numérique) ;
- comme amplificateur de signal ;
- pour stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que de nombreuses autres utilisations.

Les transistors sont des semi-conducteurs avec trois bornes. Il existe sous différentes formes :

- soit comme composant discret ;
- soit sous forme de circuit intégré (CI),
- soit faisant partie d'un circuit plus complexe, allant de quelques unités (eg., AOP) à quelques millions de transistors par circuit (eg., microprocesseurs)

Ils servent à l'amplification ou à la commutation de signaux.

On distingue deux grandes familles de transistor

1. les **transistors bipolaire à jonction** (BJT) ;
2. les **transistors à effet de champs** (FET), répartis eux-mêmes dans plusieurs types (JFET, MOSFET, etc.).

Ils agissent (en 1^{ère} approx.) comme une source de courant commandé

- transistor bipolaire : commandé par un courant
- transistor à effet de champ : commandé par une tension

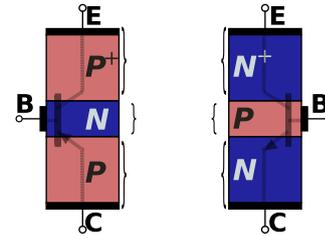
II.1 Les transistors bipolaires (rappels)

Transistor Bipolaire = Deux jonctions PN en tête-bêche qui se partagent la région centrale

↪ Composant *actif non-linéaire* à 3 bornes

Structure simplifiée

Le transistor bipolaire ou BJT. (*Bipolar Junction Transistor*), ou encore transistor bijonction, est un semi-conducteur présentant trois zones dopées N, P et N, ou P, N et P.



La zone du milieu, mince, constitue la **Base**. Les deux extrémités, aux géométries et aux dopages différents, constituent l'**Émetteur** et le **Collecteur**. Les trois zones ainsi dopées forment deux jonctions : la jonction base-émetteur (BE) dite jonction de commande, et la jonction base-collecteur (BC).

Le *caractère actif* du BJT découle de l'**effet transistor**, qui se manifeste dans le régime de mode actif normal pour lequel la jonction BE est polarisée en direct et la jonction BC est polarisée en inverse. Le courant inverse de la jonction BC (courant de collecteur) est alors contrôlé par l'état électrique de la jonction BE.

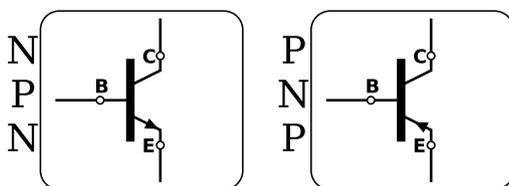
Dans la suite du cours on privilégiera les transistors NPN, qui sont les plus utilisés que les transistors PNP. Ceci est essentiellement dû au fait que le courant principal est un courant d'électrons. Ils seront donc "*plus rapides*", c'est-à-dire qu'ils posséderont des fréquences de travail plus élevées. Toutefois, on pourra transposer par *symétrie* les résultats obtenus pour un NPN aux PNP.

Remarque II.1. Le fonctionnement du transistor PNP en mode actif normal est similaire à celui d'un NPN, si ce n'est que les rôles des régions P et N, ainsi que les rôles des électrons et des trous, sont intervertis. Cela implique en particulier que les courants et les différences de potentiel aux bornes des jonctions changent de signe.

La principale différence significative entre les PNP et NPN réside dans l'inversion des courants.

Remarque II.2 (Bipolaire ?). Le terme bipolaire signifie que les courants du composant sont véhiculés par les deux types de p.c.m. : les électrons et les trous.

Il faut bien garder à l'esprit qu'un transistor bipolaire est bien plus que deux diodes montées tête-bêche : il y a la présence d'un courant allant directement de l'émetteur vers le collecteur : c'est le courant principal lié à l'effet transistor !



Les lois de Kirchhoff sont respectées, soit :

$$I_E = I_B + I_C$$

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

Fig. II.1 – Symboles & Conventions des transistors bipolaires.

II.1.1 Mode de fonctionnement

Tout comme pour les diodes, pour étudier convenablement un circuit électronique comprenant des BJT, il est nécessaire de déterminer dans quel mode de fonctionnement ils se trouvent. Il s'agit ainsi de déterminer les grandeurs électriques du transistor, soit l'ensemble des 6 grandeurs :

$(I_E, I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}, V_{BC})_Q$ au point de fonctionnement Q . Pour cela, on sait que le point de fonctionnement Q est déterminé par les caractéristiques électrique du transistor et par les lois de Kirchhoff appliquées au transistor intégré dans le circuit (ie. imposée par le circuit externe au transistor).

Ainsi les lois de Kirchhoff permettent d'établir en configuration EC :

- le point de fonctionnement sur la caractéristique d'entrée, et ainsi l'équation $I_B = f_a(V_{BE})$ correspondant à la **droite d'attaque**
- le point de fonctionnement sur la caractéristique de sortie, et ainsi l'équation $I_C = f_c(V_{CE})$ correspondant à la **droite de charge**



Le point de fonctionnement d'un transistor bipolaire est constitué de 6 grandeurs électriques : $(I_E, I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}, V_{BC})_Q$

La recherche du point de fonctionnement peut se faire selon différentes méthodes :

1. **Méthode analytique** : Elle s'effectue en déterminant les droites d'attaque et de charge du transistor intégré dans le circuit (ie. imposée par le circuit externe au transistor). Puis selon les connaissances de l'état du transistor ou d'hypothèse, on peut caractériser les valeurs typique de V_{BE} et de I_C .

$$\begin{array}{l|l} \diamond I_B = f_a(V_{BE}) & \text{(droite d'attaque)} \\ \diamond V_{BE} \approx 0.6 \text{ V} & \end{array} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \diamond I_C = \beta I_B \\ \diamond I_C = f_c(V_{CE}) \end{array} \quad \text{(droite de charge)}$$

↔ Il faut identifier le régime du BJT : normal, bloqué ou saturé pour déterminer les hypothèses adéquates. Sinon prendre des hypothèses, et vérifier la cohérence des résultats.

2. **Méthode graphique** : Il s'agit déterminer le point de fonctionnement du transistor à partir de son réseau de caractéristique (qui décrit son comportement intrinsèque) et connaissant les droites d'attaque et de charge du transistor intégré dans le circuit. Le point de fonctionnement est alors situé aux intersections de ces différentes courbes.

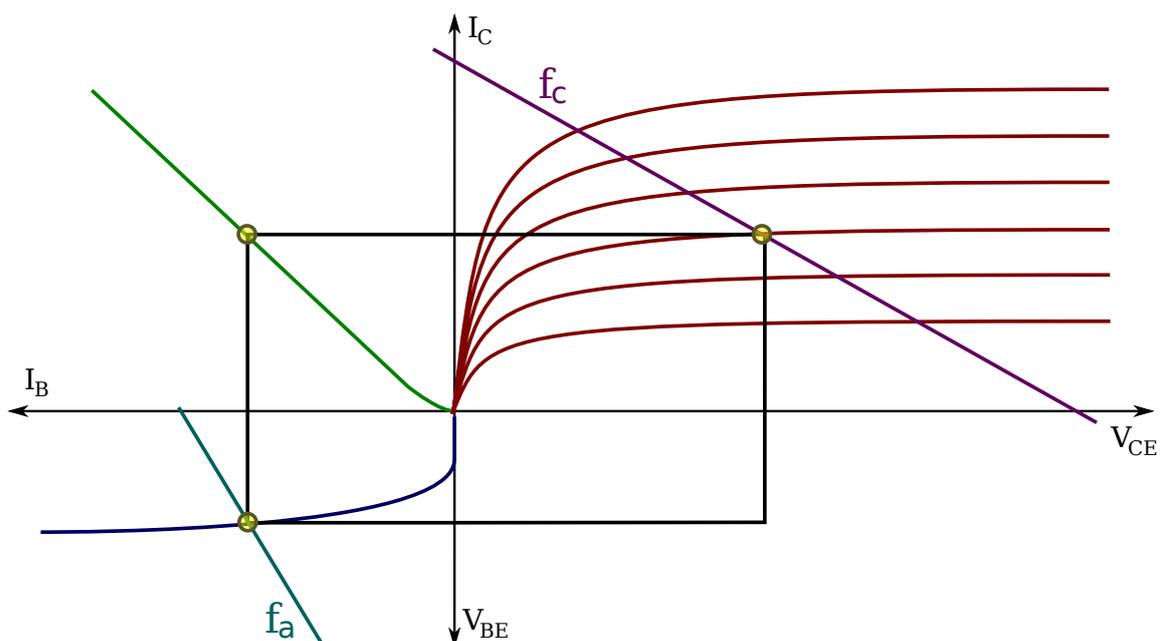


Fig. II.2 – Recherche du point de fonctionnement par la méthode graphique.

L'inconvénient de cette méthode, c'est qu'il faut disposer du réseau de caractéristique du transistor. Or les paramètres de ces caractéristiques varient sensiblement d'un transistor à un autre du fait de la dispersion de fabrications des transistors et de la température.

↪ Connaissant le point de fonctionnement on peut alors conclure sur le régime de fonctionnement du transistor.

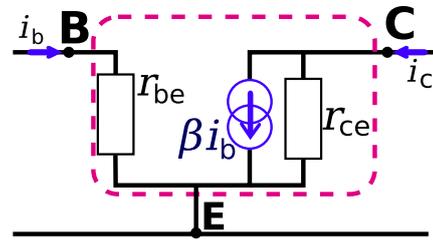
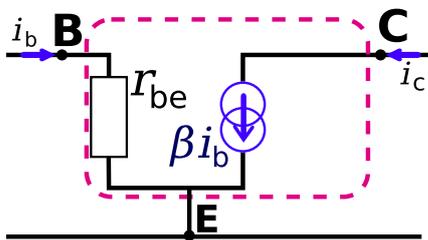
II.1.2 Modèles petits signaux

Lorsque le *signal d'entrée est de faible amplitude*, le comportement électrique du montage peut-être décrit par un schéma électrique linéaire équivalent, appelé **schéma équivalent petit-signal**. Ainsi un faible signal se caractérise par : $|v_a| \ll V_A$ et $|i_a| \ll I_A$

Modèle dynamique petit signal

◊ 1^{ère} approximation

◊ En tenant compte de l'effet d'Early



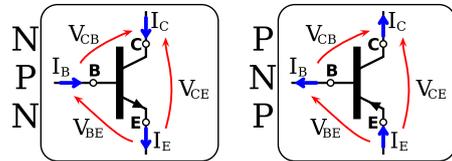
$$i_c \simeq \beta^Q i_b = h_{fe} i_b$$

$$i_c \simeq h_{fe} i_b + \frac{v_{ce}}{r_{ce}}$$

↪ g_m : transconductance



Le modèle dynamique ne dépend pas du type (NPN ou PNP) du transistor !
La seule différence réside dans le sens de circulation des courants !



Paramètres dynamiques du BJT

h_{ie} : impédance d'entrée du transistor en EC :

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial i_b} \right|_Q \approx \frac{V_T}{I_B^Q}$$

h_{oe} : admittance de sortie du transistor en EC

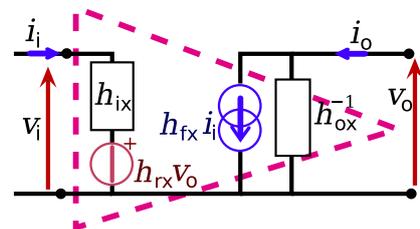
$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{ce}} \right|_Q \approx \frac{I_C^Q}{V_A}$$

h_{fe} : gain en courant dynamique

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_Q = \frac{I_C^Q}{I_B^Q}$$

h_{re} : coefficient de réaction de la sortie sur l'entrée

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial v_{ce}} \right|_Q$$



↪ Transconductance : $g_m \approx \frac{I_C^Q}{V_T} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$

Le transistor peut ainsi être vu comme un “quadripôle”, soit en configuration EC :

$$\begin{pmatrix} v_{be} \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{pmatrix}$$

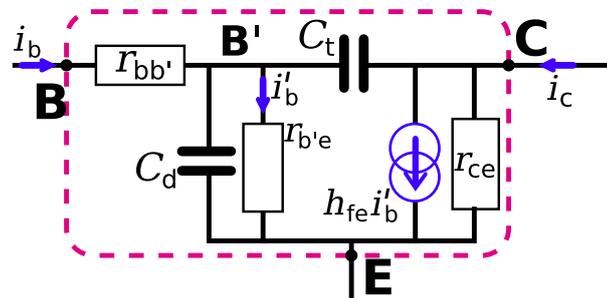


r_{be} , h_{fe} , r_{ce} forment l'ensemble des paramètres internes du transistor. Ils sont donc sujet à une grande disparité.

Modèles hautes fréquences

Modèles hautes fréquences

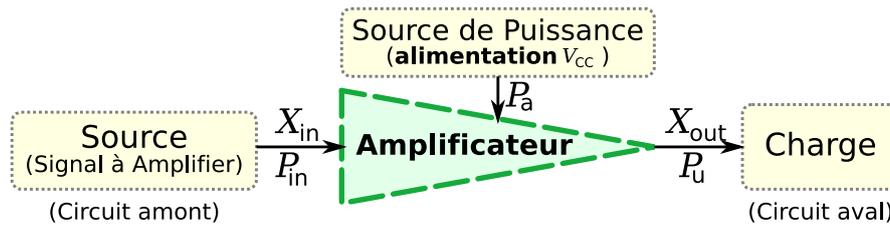
- ◇ Aux fréquences élevées on ne peut pas négliger les **capacités internes** des jonctions BE et BC.
- ◇ En mode actif :
 - la jonction BE introduit une capacité de **diffusion** C_d
 - la jonction BC introduit une capacité de **transition** C_t



↔ Ces capacités influencent le fonctionnement du transistor aux fréquences élevées et sont responsable d'une *bande passante limitée* des amplificateurs à transistor bipolaire.

II.1.3 Notions d'Amplifications (rappel)

L'amplificateur a pour fonction d'« amplifier » la puissance du **signal**, soit : $P_a > P_{in} + P_u$



- ◊ Le signal X peut être une tension $v(t)$ ou un courant $i(t)$.
 - amplification en tension : $v_{out}(t) = Gv_{in}(t)$
 - amplification en courant : $i_{out}(t) = Ki_{in}(t)$
- ↪ L'amplification concerne essentiellement les signaux alternatifs.

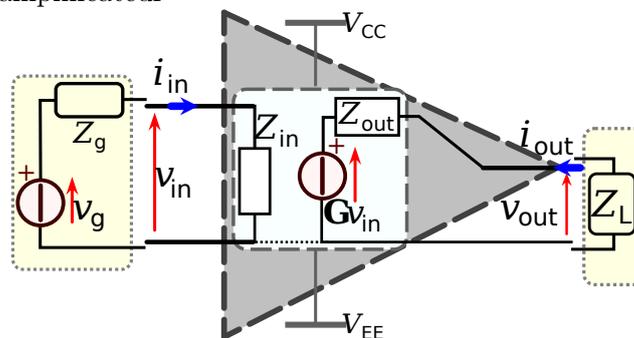


Tout amplificateur est *alimenté* par une source d'énergie (eg., V_{cc})

↪ L'amplificateur ne crée pas de puissance ou d'énergie. . .

Si l'on considère que l'alimentation d'un amplificateur est indépendante du signal d'entrée et de sortie de l'amplificateur, on peut représenter cet amplificateur par un quadripôle. Le formalisme des quadripôles permet d'obtenir une relation matricielle entre les courants et les tensions d'entrée et de sortie (cf. cours P2 "circuit analogique").

Schéma équivalent d'un amplificateur



- ◊ L'entrée de l'amplificateur est caractérisée par son **impédance d'entrée** $Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$
- ◊ La sortie agit comme une source de tension v_{out} (ou de courant i_{out}) caractérisée par son **impédance de sortie** Z_{out}
 - ↪ Z_{out} = impédance **équivalente** du modèle de Thévenin du dipôle vu de la charge Z_L

L'amplification est caractérisée par son gain, soit :

- ◊ Gain en tension
 - Gain en circuit ouvert : $G = A_{v0} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{Z_L = \infty}$
 - Gain sur charge : $A_{vL} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{Z_L}$
 - Gain composite : $A_{vC} = \frac{v_{out}}{v_g}$
- ◊ Gain en courant : $A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$

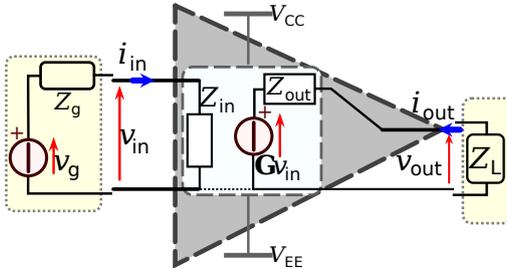
◇ Gain en puissance : $A_p = \frac{v_{out} i_{out}}{v_{in} i_{in}}$

◇ On rappelle que les gains sont généralement exprimé en décibel (dB), définit par :

$$A_v^{dB} = 20 \log_{10}(A_v), \text{ et } A_i^{dB} = 20 \log_{10}(A_i), \text{ tandis que } A_p^{dB} = 10 \log_{10}(A_p)$$

L'amplificateur "idéale"

◇ Gain *important*, indépendants de l'amplitude et de la fréquence (ie., forme) du signal d'entrée



◇ Impédance d'entrée : $Z_{in} \gg Z_g$

◇ Impédance de sortie : $Z_{out} \ll Z_L$

La réalité...

◇ *Domaine de linéarité* : distorsion du signal pour des amplitudes trop élevées

- Non linéarité des caractéristiques électriques des composants
- La tension de sortie ne peut dépasser les tensions d'alimentation

◇ *Bande passante limitée* : eg., le gain est fonction de la fréquence du signal

- Capacités internes des composants ou de liaison
- Impédances d'entrée et de sortie dépendent de la fréquence

Classifications des Amplificateurs

Classification par plage de fréquences

↔ Exemple : continue $f = 0\text{Hz}$, audio $B=[20;20\text{k}]\text{Hz}$, bande étroite, bande large, etc...

Classification par fonction

↔ Exemple : amplificateurs linéaires, amplificateurs **différentiels**, amplificateurs audio ou vidéo, etc...

Classification par type de montage

↔ eg., les étages amplificateurs à transistors (rappels) :

◇ Amplificateur EC ou SC

↔ Gain $|A_v| \gg 1$, Impédances Z_{in} pas très élevé et Z_{out} non négligeable

◇ Amplificateur CC ou DC

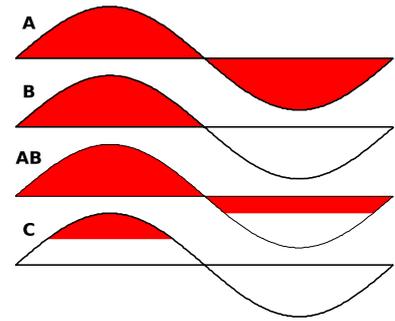
↔ Gain $A_v \approx 1$, Impédances Z_{in} élevé et Z_{out} faible

◇ Amplificateur BC ou GC

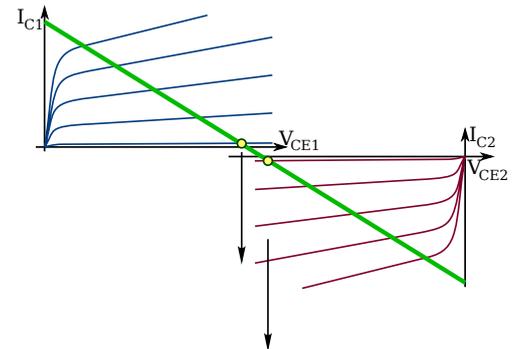
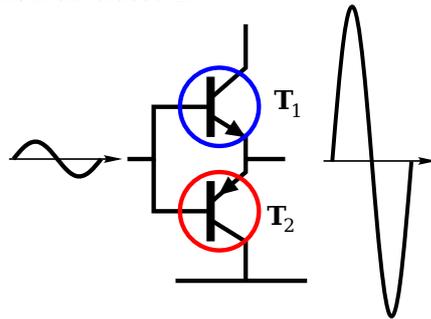
↔ Gain A_v pas très élevé, Impédances Z_{in} faible et Z_{out} non négligeable

Classification par classe :

- ◇ Classe A : la totalité du signal d'entrée est utilisée (100%)
- ◇ Classe B : la moitié du signal d'entrée est utilisée (50%)
 - ↳ La puissance est partagée entre 2 transistors : chacun amplifie une alternance
- ◇ Classe C : moins de la moitié du signal d'entrée est utilisée (< 50%)

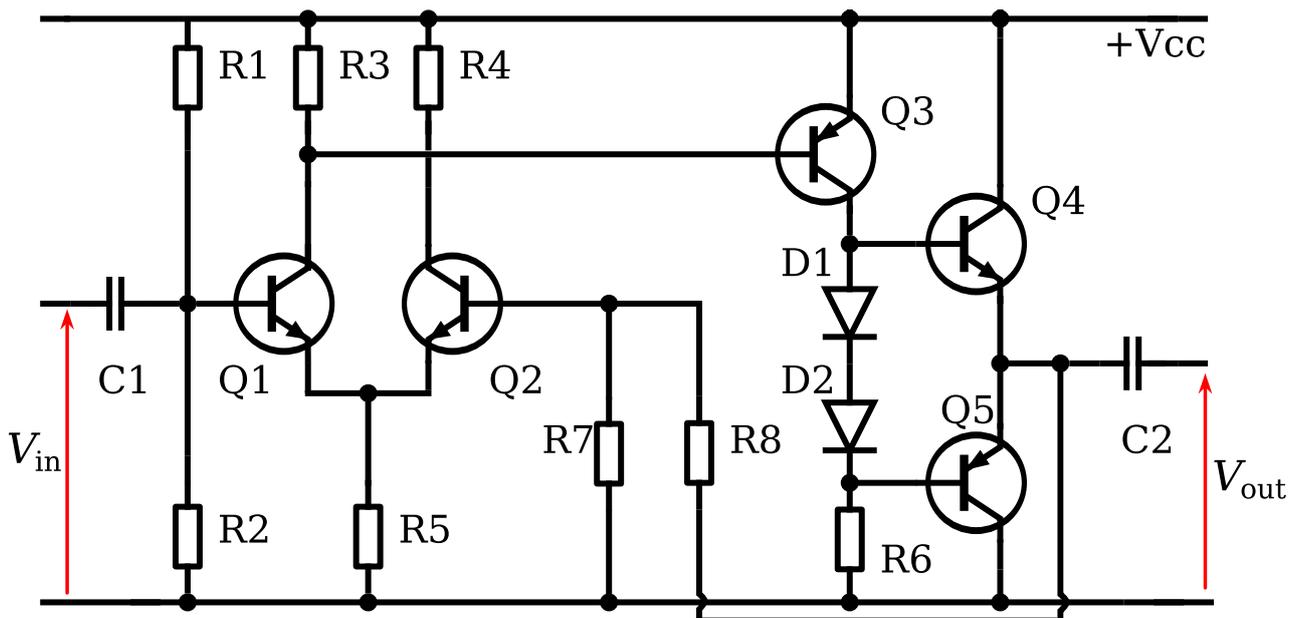


◇ Exemple d'amplification de classe B



↳ Étage **push-pull**

Exemple de montage amplificateur



II.2 Les transistors à effet de champs

Un Transistor à Effet de Champ (TEC) ou *Field Effect Transistor* (FET) est un composant semiconducteur de la famille des transistors. Il s'agit donc d'un composant actif non-linéaire à trois bornes, notées Source (S), Grille (G) et Drain (D).

Un FET est un transistor **unipolaire** : son fonctionnement est basé sur l'action d'un champ électrique sur un "canal" composé d'un seul type de porteurs de charges mobiles (p.c.m.). Ce canal est un semi-conducteur avec un excédent d'électrons (dopage de type N), ou de trous (dopage de type P). La présence d'un champ électrique peut autoriser la conduction électrique dans ce canal (transistor à enrichissement, ou *enhancement*) ou la réduire (transistor à appauvrissement, ou *depletion*).

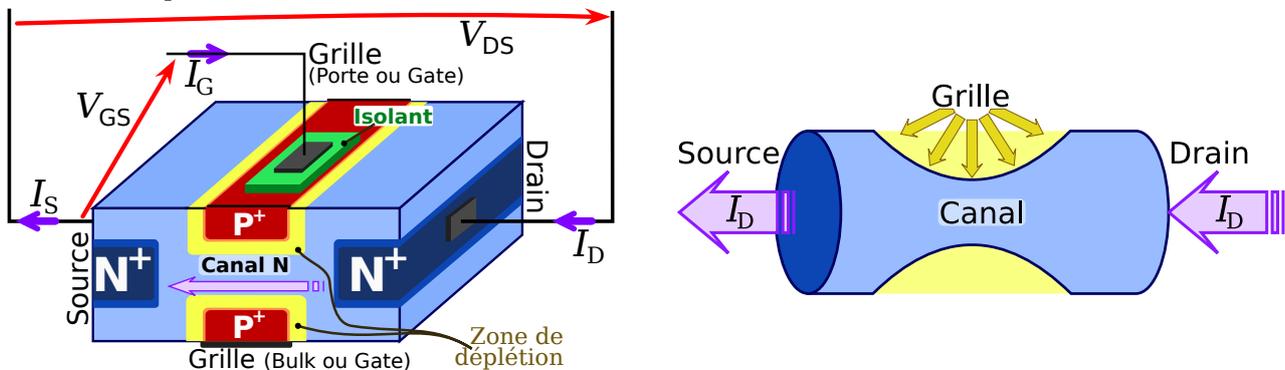
Il concurrence le transistor bipolaire dans de nombreux domaines d'applications, tels que l'électronique numérique.

Il en existe une grande variété, dont notamment :

- les JFET (*Jonction Field Effect Transistor*), dans lesquels la tension de grille contrôle l'extension de la région de déplétion d'une jonction PN ;
- les MESFET (*MEtal Semi-conductor FET*) : dans lesquels la jonction PN est remplacée par une jonction métal-semiconducteur ;
- les MOSFET (*MEtal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor*), dans lesquels la grille est séparée du semi-conducteur par un oxyde, jouant le rôle d'un isolant ;
- les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) : transistor bipolaire à grille isolée
- MODFET (*Modulation-Doped FET*), CNFET (*Carbon Nanotube FET*), ChemFET (*Chemical FET*), etc.

II.2.1 Principe de base

Caractéristiques de bases



- ◇ Le courant I_D circule du **Drain** vers la **Source** via le **canal N**
- ◇ La conductivité électrique du canal semi-conducteur est modulée par la différence de potentiel canal/grille
 - À V_{DS} constant, I_D est **commandé** par la tension V_{GS}
 - Effet du champs électrique : la chute de tension le long du canal (induite par I_D) modifie localement la d.d.p. canal/grille
- ◇ Le courant circulant dans la grille (I_G) est négligeable

II.2.2 Le JFET

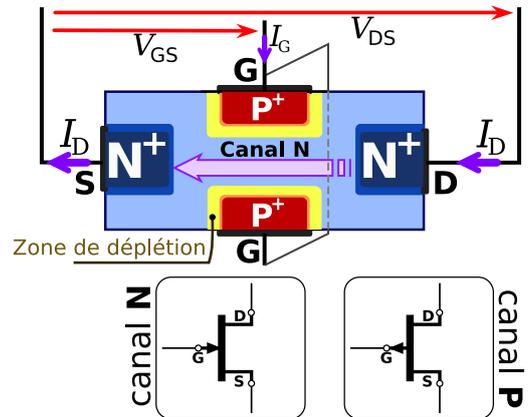
JFET (*Jonction Field Transistor*) : transistor à effet de champ dont la grille est **directement** en contact avec le canal.

↔ On distingue les JFET avec un canal de type N, et ceux avec un canal de type P.

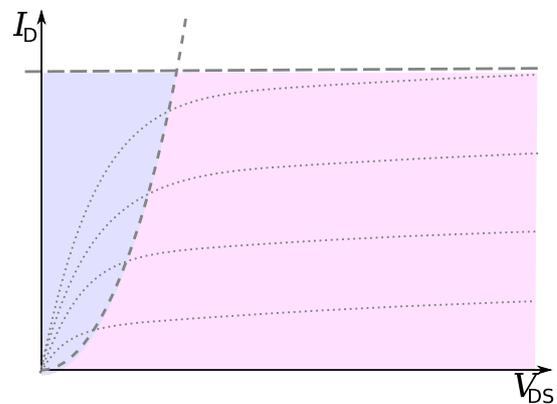
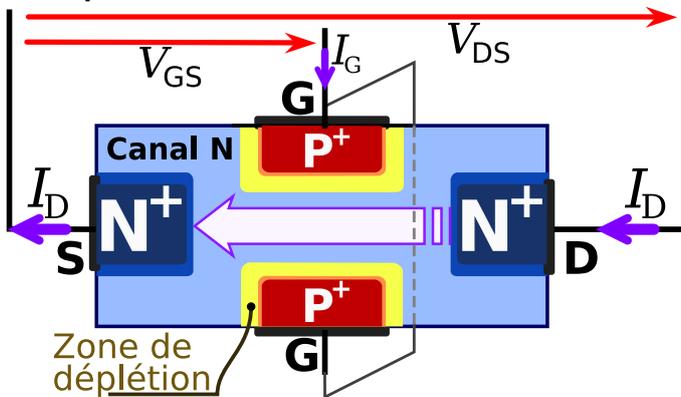
◇ Comme tout transistor, il s'agit d'un composant à trois bornes :

- une électrode qui injecte les p.c.m. dans la structure : la source (S) ;
- une électrode qui recueille les p.c.m. : le drain (D) ;
- une électrode où est appliquée la tension de commande : la grille (G)

◇ Symboles & Conventions :



Principe de fonctionnement



Jonction PN grille/canal : non-polarisée

$V_{DS} > 0$ (faible) $\Rightarrow I_D$ faible

◇ Les porteurs circulent de la source vers le drain, dans un canal d'épaisseur \approx constante

◇ I_D varie **linéairement** en fonction de V_{DS}

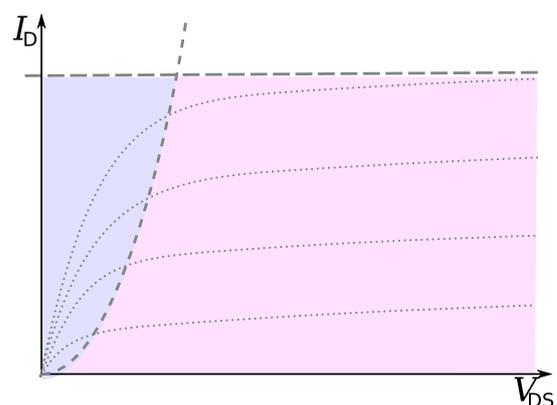
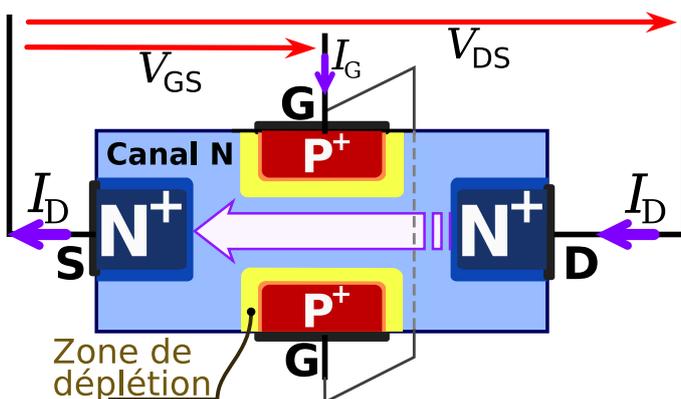
↔ Le JFET se comporte comme une **résistance**

Plus $V_{DS} > 0 \Leftrightarrow$ plus $V_D > V_S \Rightarrow$ plus $V_{GD} > V_{GS}$

◇ La d.d.p. du canal n'est pas uniforme

◇ Le canal *rétrécit* du côté du drain

◇ I_D ne varie plus linéairement en fonction de V_{DS}

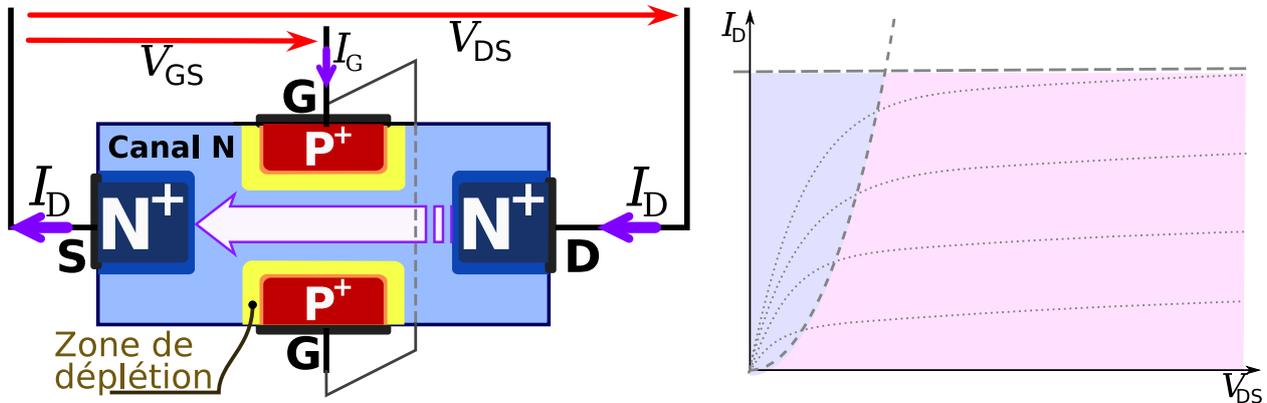


$V_{DS} = V_P$ (tension de pincement — *pinch-off*)

◊ Les zones de déplétions se rejoignent : “*pincement du canal*”

↔ Les électrons ont chacun une probabilité de franchir la zone qui varie suivant la longueur de pincement ⇒ ils forment le courant I_D .

$V_{DS} \geq V_P \Rightarrow I_D \approx I_D^{sat} \Rightarrow$ le JFET est saturée



Jonction PN grille/canal : polarisée en inverse

$0 < V_{DS} < V_P$

◊ Plus $V_{GS} < 0 \Rightarrow$ Plus la zone de déplétion augmente

◊ \Rightarrow Plus la résistance du canal augmente

↔ JFET \Leftrightarrow Résistance piloté par V_{GS}

$V_{DS} \geq V_P$

◊ Le courant I_D^{sat} diminue avec la polarisation de la jonction PN

↔ JFET \Leftrightarrow Source de courant commandée par V_{GS}

Si $V_{GS} < V_{GS}^{off}$ le canal ne conduit plus : $I_D = 0, \forall V_{DS}$

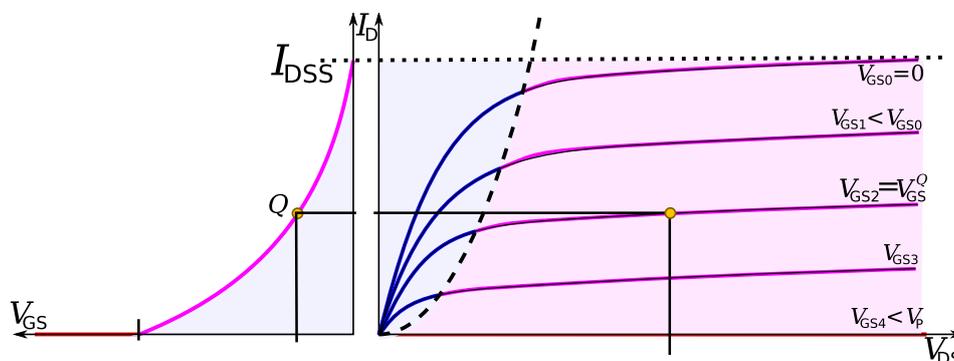
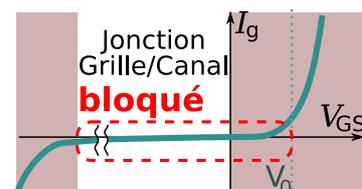
↔ Le JFET est bloquée

Réseaux des caractéristiques électriques

Caractéristique d'entrée : $I_G = 0$

$\forall V_{GS}, V_{DS}$

⚠ Les JFET doivent être absolument polarisée avec des tensions V_{GS} négative sous peine de destruction du composant .



Caractéristique de transfert $I_D = f(V_{GS})$,

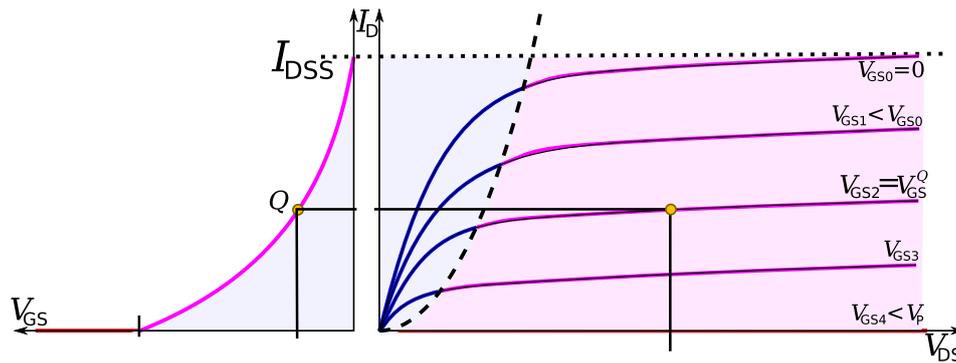
avec $V_{GS} \leq 0$ et $V_P < 0$

Caractéristique de sortie $I_D = f(V_{DS})_{V_{GS} \leq 0}$,

avec $V_{DS} \geq 0$

JFET à canal P

↔ La polarisation et les courants sont inversés : $V_{DS} \leq 0$, $V_{GS} \geq 0$ et $V_P > 0$



$V_{DS} < V_{DS}^{sat}$: JFET \simeq résistance

◊ Zone Ohmique : $R_{DS} = \frac{R_{DS0}}{1 - K|V_{GS}|}$, avec

R_{DS0} résistance pour $V_{GS} = 0$, et K facteur caractéristique du JFET ($K \approx \frac{1}{|V_P|}$).

◊ Zone du coude : $I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (2(V_{GS} - V_P) - V_{DS}) V_{DS}$

↔ I_{DSS} : courant maximal pouvant circuler dans le drain

$V_{DS} > V_{DS}^{sat}$: JFET \simeq source de courant

◊ Zone de saturation : $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \simeq I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

↔ λ : paramètre lié à la résistance interne de la source de courant

$|V_{GS}| > |V_P|$: JFET bloqué $\Rightarrow I_D = 0$

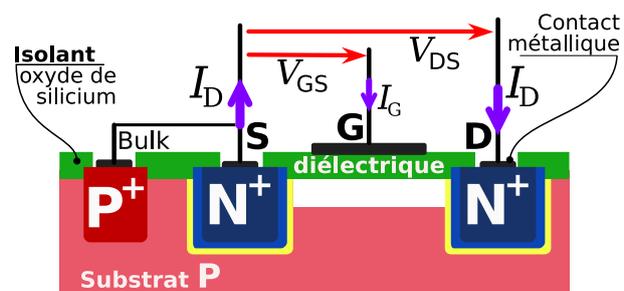
Le gain, ici correspondant à une transconductance, dépend du point de repos du FET :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_Q$$

II.2.3 Les MOSFET

Un transistor à effet de champ à grille isolée plus couramment nommé MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), est un type de transistor à effet de champ.

Comme tous les transistors, le MOSFET module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué sur son électrode centrale : la grille (G). La particularité des MOSFET réside dans le fait que la grille à structure métallique est électriquement isolée du substrat par un diélectrique (eg., du type SiO_2). L'ensemble grille, oxyde et canal forme alors un condensateur "MOS".



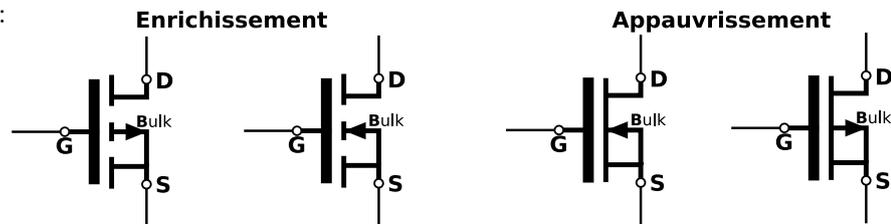
Il trouve ses applications dans les circuits intégrés numériques, en particulier avec la technologie CMOS, ainsi que dans l'électronique de puissance.

Les MOSFET se divisent en deux catégories :

- **D-MOSFET** : MOSFET à appauvrissement (*depletion mode*), ils se caractérisent par un canal conducteur en l'absence de polarisation de grille ($V_{GS} = 0$) ;
- **E-MOSFET** : MOSFET à enrichissement (*enhancement mode*), ils sont les plus utilisés du fait de leur non conduction en l'absence de polarisation, de leur forte capacité d'intégration ainsi que pour leur fabrication plus aisée.

↔ Chaque catégories de MOSFET est caractérisées par son type de canal (P ou N)

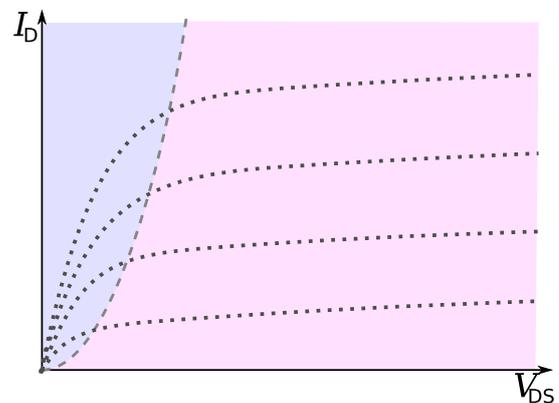
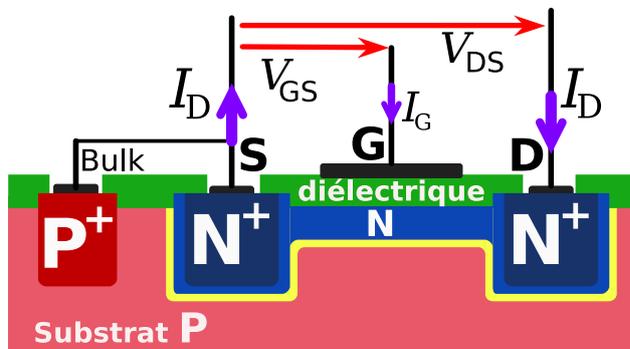
- Symboles & Conventions :



MOSFET à déplétions (D-MOSFET)

Sur un substrat (Bulk) de silicium (de type P , pour un canal N), sont aménagées deux diffusions distinctes de type N^+ formant le drain et la source du dispositif. Un canal (N) entre drain et source est créé par implantation ionique lors de la fabrication du composant. Ce canal est recouvert d'une mince couche d'oxyde de silicium (de l'ordre de 10 nm) qui est superposée d'une couche de métal ou de poly-silicium appelée grille.

Principe de fonctionnement



Lorsque la jonction PN entre la grille et le canal est non-polarisée :

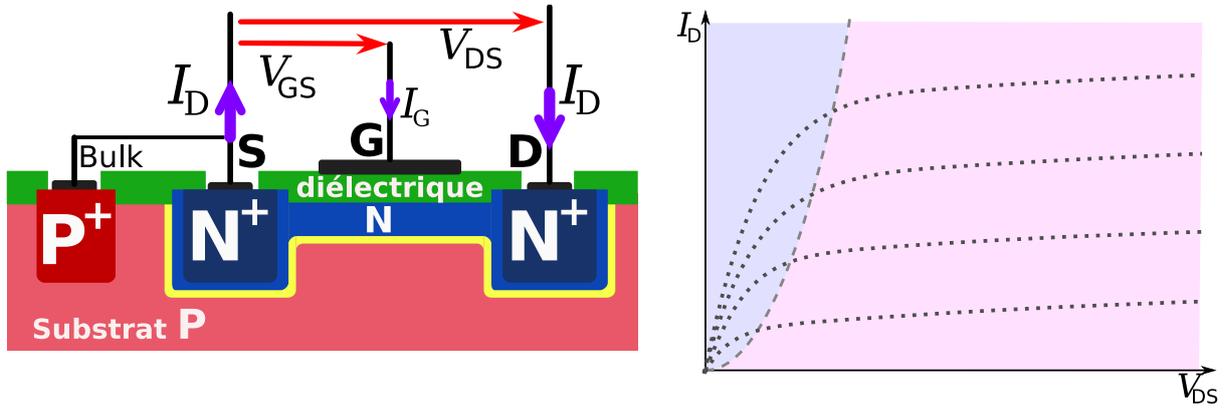
- ◇ $V_{DS} > 0$: le canal se vide des p.c.m.
- ◇ $V_{DS} \geq V_{DS}^{sat}$: les zones de dépletions se rejoignent : “*pincement du canal*”

Lorsque la jonction PN entre la grille et le canal est polarisée en inverse :

↔ V_{GS} commande le canal

Si $V_{GS} < V_P$ le canal ne conduit plus : $I_D = 0, \forall V_{DS}$

↔ Fonctionnement analogue au JFET



Lorsque $V_{GS} \leq 0$: zone de déplétion modulée par V_{GS}

Lorsque $V_{GS} > 0$:

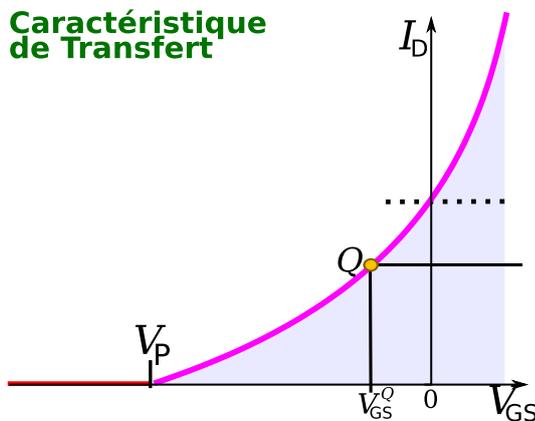
- ◊ Apparition d'une zone d'accumulation de porteurs de charge
- ◊ Accumulation modulée par V_{GS}

D-MOSFET peut opérer en deux modes :

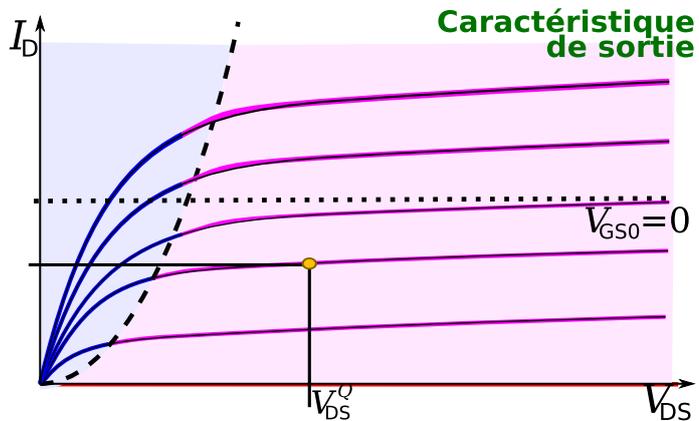
1. **déplétions** : $V_{GS} \leq 0$
2. **accumulation** : $V_{GS} > 0$

Réseaux des caractéristiques électriques

Caractéristique de Transfert



Caractéristique de sortie



$V_{GS} < V_P$: D-MOSFET est bloqué

$V_{DS} < V_{DS}^{sat}$: D-MOSFET a le comportement d'une résistance

\hookrightarrow (Zone du coude) $I_D = \alpha (2(V_{GS} - V_P) - V_{DS}) V_{DS}$

$V_{DS} > V_{DS}^{sat}$: D-MOSFET a le comportement d'une source de courant commandée

$\hookrightarrow I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 (1 + \lambda V_{DS})$

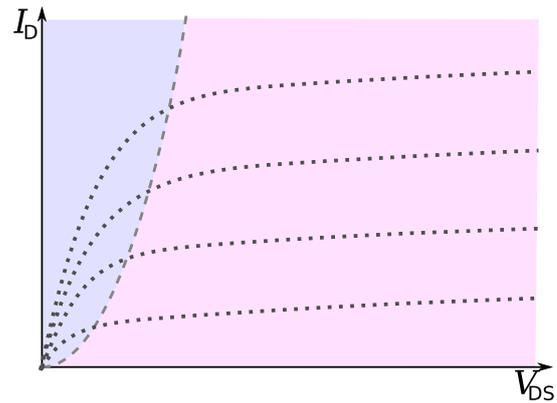
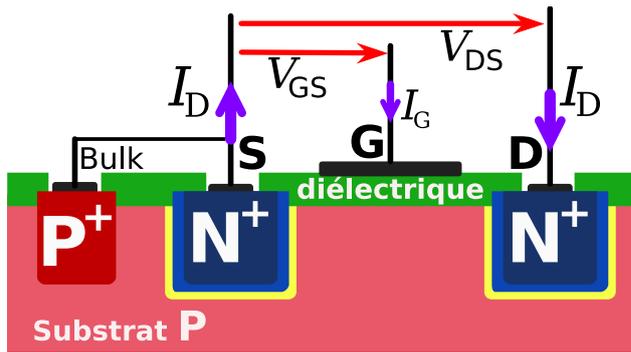
α : paramètre caractéristique du D-MOSFET

D-MOSFET à canal P :

\hookrightarrow La polarisation et les courants sont inversés : $V_{DS} \leq 0, V_{GS} \leq 0$ et $V_P < 0$

MOSFET à enrichissement (E-MOSFET)

Principe de fonctionnement



Lorsque la jonction PN entre la grille et le canal est non-polarisée :

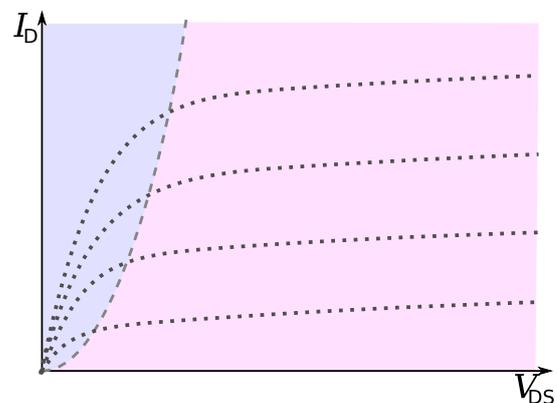
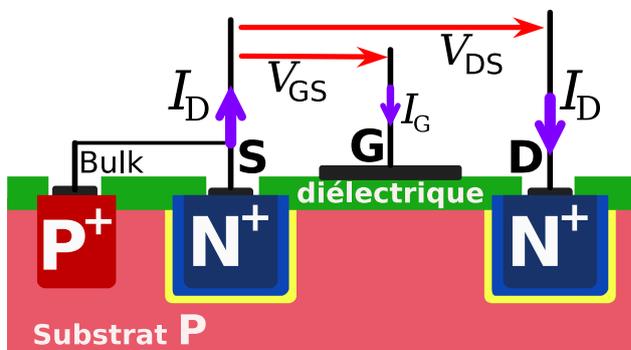
- ◇ Absence de canal \Leftrightarrow Absence de section conductrice
- \hookrightarrow MOSFET "normalement bloqué"

Lorsque la jonction PN entre la grille et le canal est polarisée en direct :

- ◇ Lorsque $V_{GS} > 0$: les trous sont repoussés vers le substrat
- \hookrightarrow Création d'une région de déplétion en dessous de la grille
- ◇ Des électrons du substrat ou des régions N^+ sont attirés sous la grille

Pour $V_{GS} > V_T > 0$: une couche N apparaît sous la grille

\hookrightarrow Cette couche enrichie en porteurs libres joue le rôle de **canal**



Lorsque $V_{DS} > 0$ est faible

- ◇ La densité des e^- dans le canal devient relativement uniforme
- ◇ MOSFET a le comportement d'une résistance commandé par V_{GS}

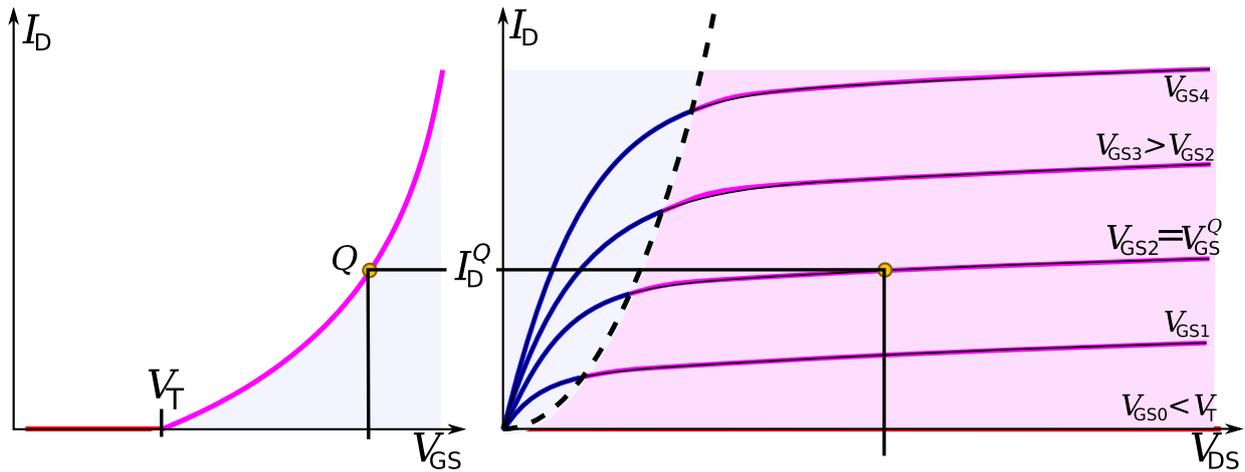
Lorsque $V_{DS} = V_{DS}^{sat}$

- ◇ La densité des e^- diminue du côté du Drain

Lorsque $V_{DS} > V_{DS}^{sat}$

- ◇ Le canal induit est pincé \Rightarrow Le courant I_D se sature
- ◇ MOSFET a le comportement d'une source de courant dépendante de V_{GS}

Réseaux des caractéristiques électriques



$V_{GS} < V_T$: E-MOSFET est bloqué

$V_{DS} < V_{DS}^{sat}$: E-MOSFET a le comportement d'une résistance

$$\hookrightarrow I_D = \alpha (2(V_{GS} - V_T) - V_{DS}) V_{DS}$$

$V_{DS} > V_{DS}^{sat}$: E-MOSFET a le comportement d'une source de courant

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

α : paramètre caractéristique du E-MOSFET

E-MOSFET à canal P :

\hookrightarrow La polarisation et les courants sont inversés : $V_{DS} \leq 0, V_{GS} \leq 0$ et $V_T < 0$

Bilan

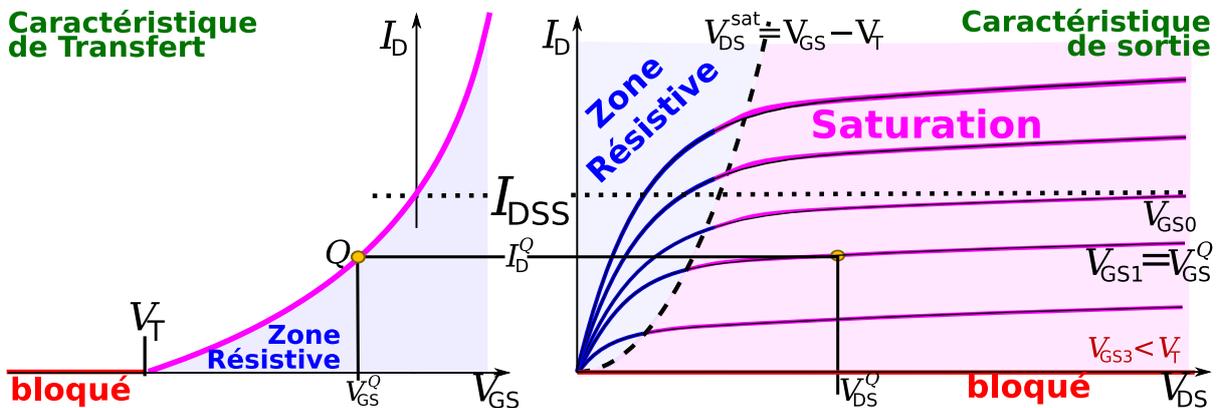


Fig. II.3 – Réseaux des caractéristiques électriques des FET

Caractéristiques courant-tension des FET

◊ JFET : $V_T \rightarrow V_P$ et $\alpha = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}$: $I_D \simeq I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

- Canal N : $V_P < 0$ | • Canal P : $V_P > 0$

◊ MOSFET : $I_D \approx \alpha (V_{GS} - V_T)^2$

- E-MOSFET à canal N : $V_T > 0$
- D-MOSFET à canal N : $V_T < 0$
- E-MOSFET à canal P : $V_T < 0$
- D-MOSFET à canal P : $V_T > 0$

↔ V_T et α varient avec la température et souffrent de dispersion de fabrication

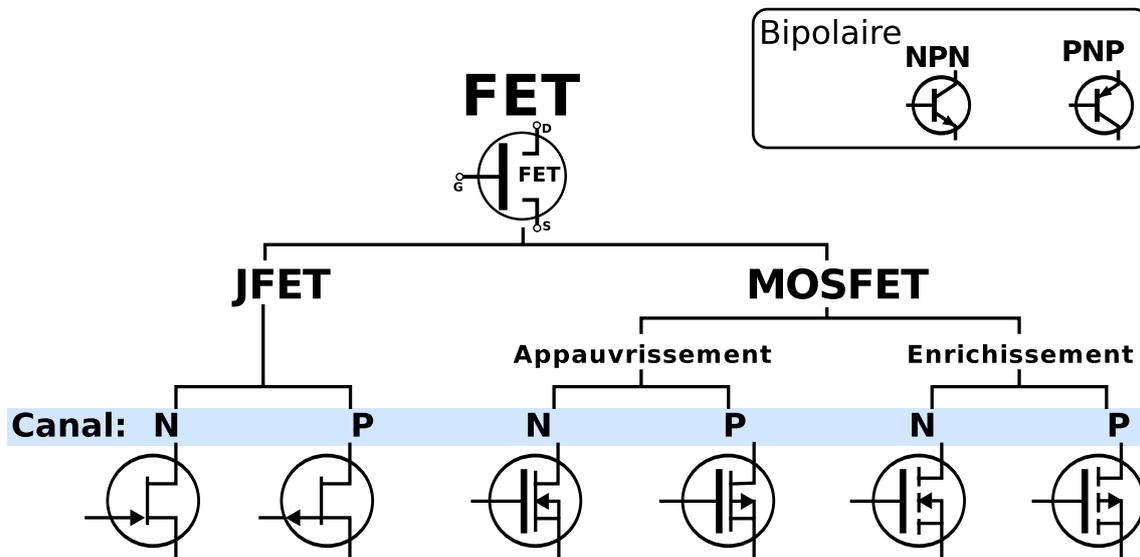


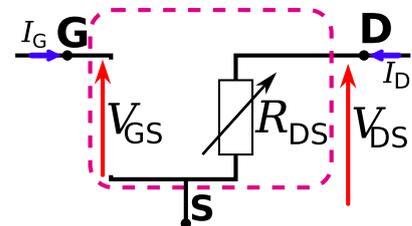
Fig. II.4 – Les différentes familles de transistors

II.2.4 Modèle et Polarisation

Schéma équivalent

Schéma équivalent statique

- ◊ Mode résistif
- $V_{DS} < V_{DS}^{sat}$
- $R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \simeq \frac{R_{DS0}}{1 - \frac{V_{GS}}{V_{Seuil}}}$
- R_{DS0} résistance pour $V_{GS} = 0$

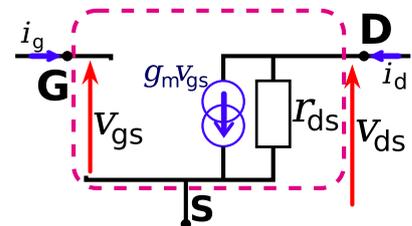


↔ Le courant de grille I_G est très faible ($I_G \leq$ courant inverse d'une diode ≈ 0)

Schéma équivalent dynamique

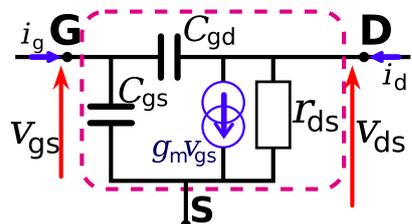
- ◊ Modèle basse fréquence

- Transconductance : $g_m = \left. \frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}} \right|_Q$
- $r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS}^Q}{\lambda I_D^Q}$



- ◊ Modèle haute fréquence

- C_{gs} et C_{gd} très faible
- Il faut tenir compte des capacités internes aux hautes fréquences
- ↔ Responsable de la fréquence de coupure haute



Circuits de polarisation

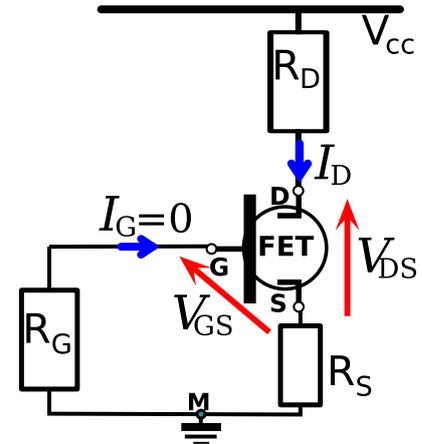
La polarisation d'un transistor consiste à choisir ou d'analyser les éléments du circuit encadrement (eg. les résistances, les sources de tension ou de courant, etc.) de telle façon que le transistor fonctionne à tout instant dans le mode de fonctionnement voulu : normal, bloqué, saturé.

Polarisation par résistance de source

- ◊ R_G met la grille à la masse
 $\Rightarrow V_G = 0$ et $I_G = 0$
 $\hookrightarrow |V_{GS}| > 0$, et R_S choisit tel que $|V_{GS}| > |V_T|$

- ◊ Droite d'attaque $I_D = f(V_{GS})$
- ◊ Droite de charge $I_D = f(V_{DS})$

\hookrightarrow Circuit de polarisation sensible à la dispersion de fabrication

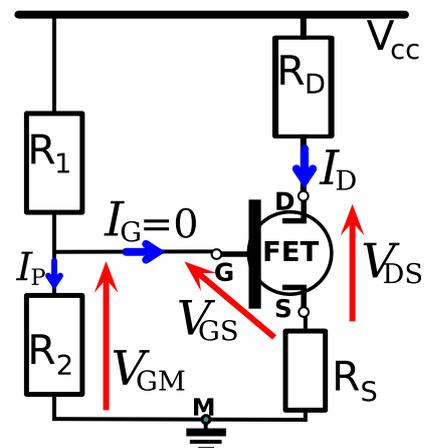


Polarisation par pont diviseur de tension

- ◊ Sans R_S
 - $V_G = V_{GM}$,
 - R_1 et R_2 choisit tel que $V_{GS} > V_T$
- ◊ Avec R_S
 - $V_G = V_{GM}$,
 - R_1 et R_2 choisit tel que $V_{GS} - R_S I_D > V_T$

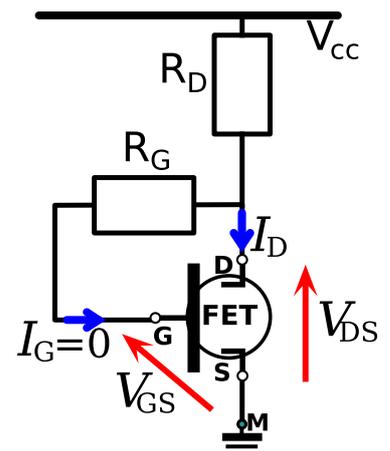
- ◊ Droite d'attaque $I_D = f(V_{GS})$
- ◊ Droite de charge $I_D = f(V_{DS})$

\hookrightarrow Avec R_S meilleure stabilité du point de repos (du point de vu de I_D)



Polarisation par réaction de drain

- ◊ R_G fournit un chemin de feedback
- ◊ $I_G = 0 \Rightarrow V_G = V_D \Rightarrow V_{GS} = V_{DS}$
- ◊ Droite d'attaque $I_D = f(V_{GS})$
- ◊ Droite de charge $I_D = f(V_{DS})$
 $\hookrightarrow I_D = f(V_{GS}) = f(V_{DS})$

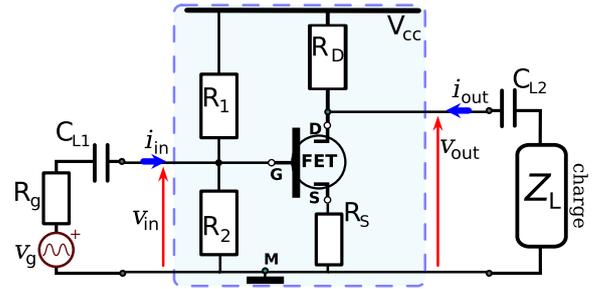


II.2.5 Application des FET

Montage amplificateur source commune (SC)

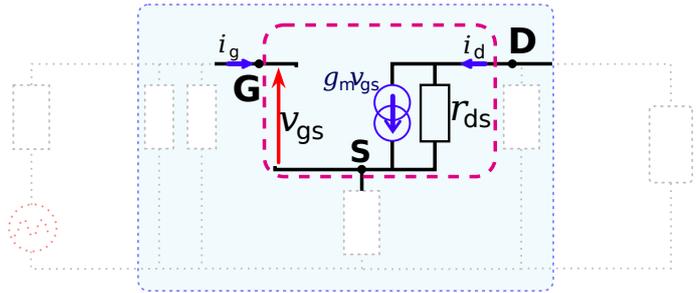
Polarisation : contre-réaction à la source + pont diviseur de tension

Hyp. : point de repos tel que le FET soit en mode actif



Analyse dynamique \mapsto schéma équivalent dynamique

- ◊ On néglige l'effet Early
- ◊ Gain en tension
- ◊ Impédance d'entrée
- ◊ Impédance de sortie

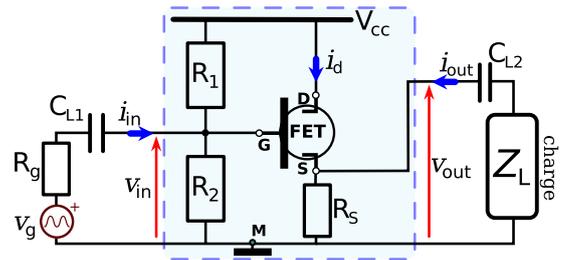


- ◊ Influence de g_m réduite si $R_S \gg 1/g_m$
- ◊ Mais si R_S est grand \mapsto le gain A_v diminue

Montage amplificateur drain commun (DC)

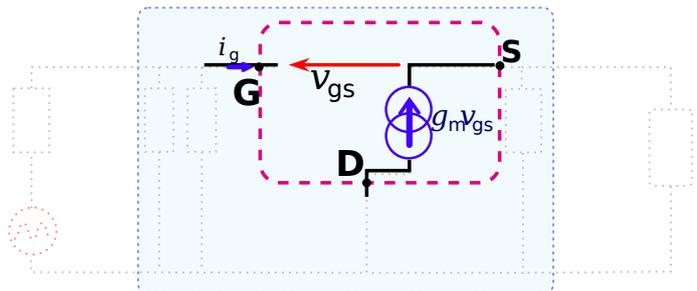
Polarisation : contre-réaction à la source + pont diviseur de tension

Hyp. : point de repos tel que le FET soit en mode actif



Analyse dynamique \mapsto schéma équivalent dynamique

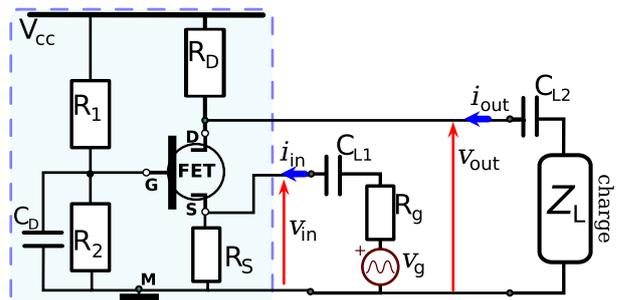
- ◊ On néglige l'effet Early
- ◊ Gain en tension $A_{v0} \approx 1$
- ◊ Impédance d'entrée $Z_{in} = R_1 // R_2$
- ◊ Impédance de sortie $Z_{out} = \frac{R_S}{g_m R_S + 1}$



Montage amplificateur grille commune (GC)

Polarisation : contre-réaction à la source + pont diviseur de tension

Hyp. : point de repos tel que le FET soit en mode actif



Analyse dynamique \rightarrow schéma équivalent dynamique

◊ On néglige l'effet Early

◊ Gain en tension

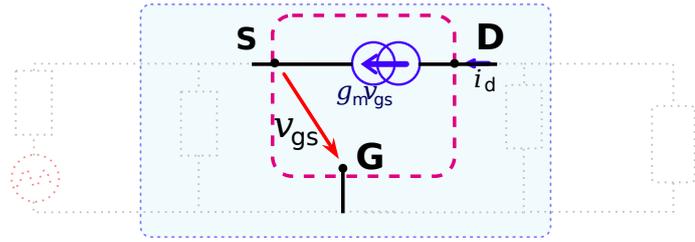
$$A_{v0} = g_m R_D$$

◊ Impédance d'entrée

$$Z_{in} = \frac{R_S}{g_m R_S + 1}$$

◊ Impédance de sortie

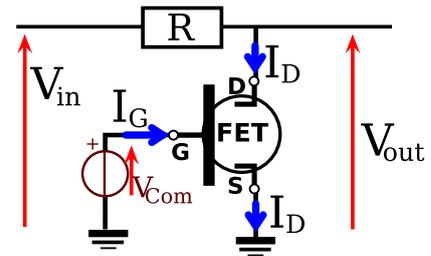
$$Z_{out} = R_D$$



FET comme résistance variable

\hookrightarrow Hyp. : $V_{DS} < V_{DS}^{sat} = V_{GS} - V_T$

- V_{com} permet de "contrôler" la résistance R_{DS}
- $V_{out} = \frac{R_{DS}(V_{com})}{R_{DS}(V_{com}) + R} V_{in}$
- En choisissant $R \gg R_{DS}$, V_{out} varie entre ~ 0 et V_{in} en fonction de V_{com}

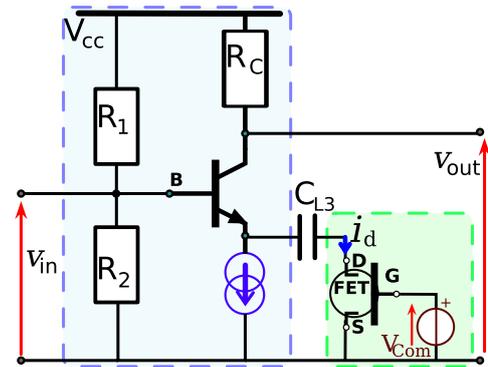


Exemple II.2.1 (Commande électronique de gain). Étage amplificateur (BJT) EC :

$$A_{v0} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$$

En statique la source de courant permet de fixer le courant I_C .

En dynamique la source de courant correspond à une résistance très grande.



III.1 Les circuits intégrés logiques

III.1.1 Généralités

L'électronique logique (ou numérique) a acquis une place de plus en plus importante grâce à ses nombreux avantages (cf. cours d'électroniques numériques). L'étude des montages utilisant des circuits logiques est tout à fait différente de celle des circuits analogiques. Chaque fonction logique (ET, OU, XOR, etc.) se réalise à partir de composants de l'électronique analogiques. La constitution interne d'un circuit intégré logique est identique à celle d'un circuit analogique : un grand nombre de transistors (BJT ou FET) et de résistances. Par contre, l'information traitée par ces deux types de circuits ne se présente pas sous la même forme. Pour les montages analogiques, l'information est portée par la valeur instantanée d'un signal, tension ou intensité. Les circuits logiques utilisent un signal binaire, c'est-à-dire constitué de seulement deux niveaux, auxquels on attribue une variable 0 ou 1. La valeur exacte du niveau de tension n'a aucune importance : l'état 0 ou 1 est attribué pour toute une fourchette de niveaux. Les différentes opérations que l'on effectue sur les variables binaires constituent l'algèbre de Boole.

Les circuits logiques sont regroupés en familles. Dans un montage analogique, il faut étudier dans chaque cas l'adaptation d'un circuit à un autre. Pour les circuits logiques d'une même famille, aucun problème ne se pose : on peut relier un certain nombre d'entrées de circuits (précisé par le constructeur) sur une sortie sans avoir à étudier le problème. La conception d'un système logique se révèle alors particulièrement simple car il suffit de réaliser la fonction souhaitée à l'aide d'un certain nombre de boîtiers sans se préoccuper des problèmes électriques. C'est en quelque sorte un jeu de construction dont les différents éléments sont prévus pour s'adapter les uns aux autres.

III.1.2 Les familles logiques

Il existe principalement deux grandes familles de technologies :

1. La famille TTL (*Transistor-Transistor-Logic*), basée sur des BJTs
 - ⊕ composants rapides
 - ⊕ consommation en courant important
2. La famille MOS, basée sur des MOSFET
 - ⊕ composants lents
 - ⊕ consommation en courant faible



Dans tous les cas, les transistors sont principalement utilisés en mode commutation, c'est-à-dire un comportement interrupteur ouvert/fermé.

Remarque III.1. Il existe d'autres familles de CI logiques, telles que :

- ◇ logique à éléments discrets (eg. diodes, transistors), utilisée lorsque l'implantation d'un circuit intégré n'est pas justifié,
- ◇ logique à émetteurs couplés (ECL), plus récente, très grande rapidité, mais très grosse consommation en courant

III.2 La technologie TTL

III.2.1 Introduction

Famille logique très ancienne (1964)

Elle se base principalement sur l'utilisation de BJT de type NPN.

Elle se décline en différentes séries :

- ◇ TTL : série standard (74XX)
- ◇ TTL-L (*low power*) : série à faible consommation (74LXX)
- ◇ TTL-S (*Shottky*) : série rapide utilisant des diodes Schottky (74SXX)
- ◇ TTL-LS (*low power Shottky*) : combinaison des technologies L et S, (74LSXX)
- ◇ TTL-AS (*advanced Shottky*) : version améliorée de la série S (74ASXX)
- ◇ TTL-ALS (*advanced low power Shottky*) : version améliorée de la série LS (74ALSXX)
- ◇ TTL-F (*FAST : Fairchild Advanced Schottky Technology*) (74FXX)

↪ Ces différentes séries fonctionnent avec une tension d'alimentation de $V_{cc} = 5\text{ V} \pm 5\%$

Remarque III.2. Les séries 74YYXX sont celles correspondantes à un usage dit "commerciale" classique (0 à 70 °C). Il existe également des séries 54YYXX dit à usage "militaire" (-55 à 125 °C).

III.2.2 Principe de fonctionnement

La famille TTL est une amélioration de la famille DTL. Le circuit à diode d'entrée est remplacé par un *transistor multi-émetteur*.

- ◇ Si $V_A = 0\text{ V}$ la jonction BE_A est passante ,
 ↪ T_1 est saturé $\leftrightarrow V_{CE1} = V_{CE_{sat}}$; T_2 bloqué : $U_s \approx V_{cc}$
- ◇ Si $V_A = V_{cc}$ la jonction BE_A est bloquée
 ↪ T_1 est bloqué ; T_2 saturé : $U_s \approx V_{CE_{sat}}$

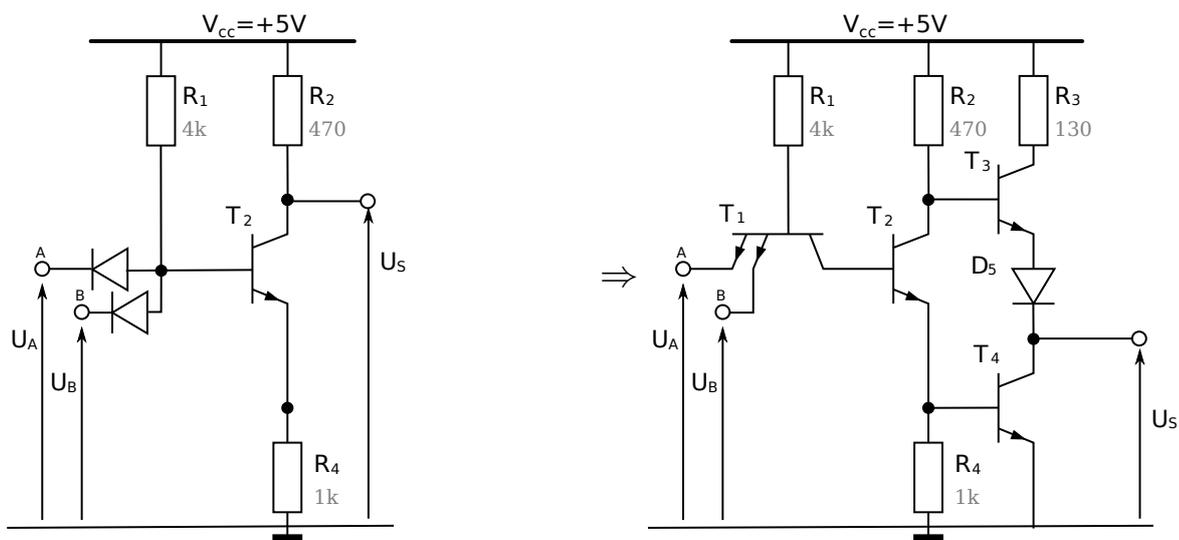
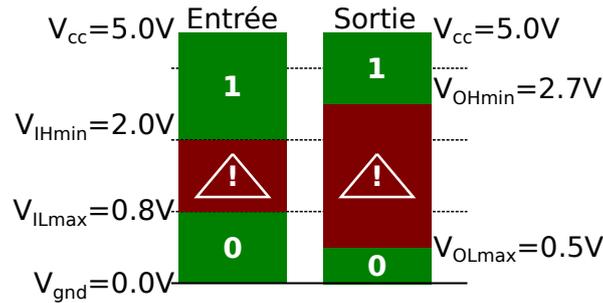


Fig. III.1 – Exemple de CI de la famille TTL

La tension d'alimentation nominal pour la famille TTL : $V_{cc} = 5\text{ V} \pm 5\%$

↔ Les niveaux logiques en entrée et en sortie :



⚠ En entrée de 0.8 V à 2 V, et en sortie de 0.5 V à 2.7 V : niveau logique indéterminé

Association de portes logiques :

↔ Il existe des courants en entrées et sorties :

- ◇ Si la sortie est au niveau bas : absorption du courant I_{OL} de la porte en amont ;

⚠ pour un fonctionnement normal, il ne faut pas dépasser : $I_{OL_{max}} = 16\text{ mA}$

- ◇ Si la sortie est au niveau haut : fourniture du courant I_{OH} à la porte en aval.

⚠ pour un fonctionnement normal, il ne faut pas dépasser : $I_{OH_{max}} = -400\text{ }\mu\text{A}$

↔ La logique TTL est dite à extraction de courant

- ◇ Au niveau bas, l'entrée débite un courant I_{IL} ($I_{IL_{max}} = -1.6\text{ mA}$)

- ◇ Au niveau haut, l'entrée débite un courant I_{IH} ($I_{IH_{max}} = 40\text{ }\mu\text{A}$)

- ◇ Pour diminuer la consommation il faut augmenter les résistances, mais au détriments de la vitesse

Connexion des sorties :

⚠ Avec un circuit de sortie en configuration totem pôle, on ne peut connecter des sorties entre elles. Une sortie est normalement reliée à des entrées (10 au max.)

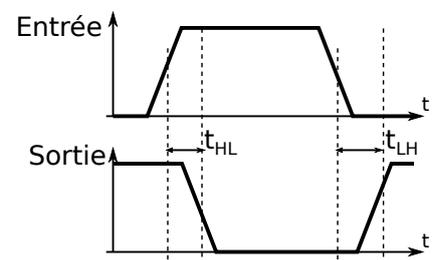
Entrées non utilisées :

Les entrées non utilisées doivent être forcées à un niveau logique défini (suivant le cas, niveau bas ou bien niveau haut).

- ◇ Porte NAND et AND : on relie les entrées non utilisées à V_{cc} via des résistances
- ◇ Porte NOR et OR : on relie les entrées non utilisées à la masse.

Durées de propagation

Une porte a besoin d'un certain temps (ça se mesure en nanosecondes) pour effectuer son travail.



- ◇ Les temps de propagation $t_{pd} = \frac{t_{HL} + t_{LH}}{2}$, dépend du type de séries

Série	t_{pd}	I_{IL}	I_{IH}
74XX	10 ns	-1.6 mA	40 μA
74SXX	3 ns	-2.0 mA	50 μA
74LSXX	9.5 ns	-0.4 mA	20 μA
74ASXX	1.5 ns	-2.4 mA	200 μA
74ALSXX	4 ns	-0.2 mA	20 μA

- ◇ Fréquence maximale d'utilisation $\sim 35\text{ MHz}$

III.3 La technologie MOS

III.3.1 Introduction

Famille logique très ancienne (1970)

Elle se base principalement sur l'utilisation de MOSFET .

Elle se décline en 2 sous-familles :

- ◊ la série 4XXX des CMOS classiques ;
- ◊ la série 74CXX même technologie que la série 4000, mais brochage et fonctions de la série 74 des TTL

On peut classer les CI MOS en différentes formes de logique :

- ◊ logique nMOS : constituée uniquement de E-MOSFET à canal N ;
- ◊ logique pMOS : constituée uniquement de E-MOSFET à canal P ;
- ◊ logique CMOS : constituée de E-MOSFET à canal N et P ;
- ◊ *Depletion-load nMOS* : on ajoute un D-MOSFET à canal N aux logiques NMOS et PMOS

Du fait de leurs différences physiques et de leur principe de fonctionnement la logique nMOS à une densité d'intégration deux fois supérieure à celle des logiques pMOS et ils sont plus rapides (les électrons se déplacent plus vite que les trous).

Caractéristiques des technologies MOS vs. TTL :

- ◊ Les portes logiques sont plus lentes
 - ↔ dû à la présence d'effet capacitif important conduisant à d'important cycle de charge/décharge.
- ◊ La densité d'intégration est supérieure à la logique TTL .
- ◊ La consommation est moins élevée que pour la logique TTL
 - Consommation moyenne pour les MOS de 0.1 mW, contre 20 mW pour les TTL de la série 74XX ou 1 mW pour les TTL de la série 74LXX
 - En fait, un circuit MOS ne consomme que durant les commutations
- ◊ La gamme des tensions d'alimentations est plus étendue :
 - L'alimentation est variable de 3 à 15V ;
 - Le seuil entre le 0 logique et le 1 logique se situe environ a : $V_{cc}/2$;
 - La marge de sensibilité au bruit est relativement élevée et augmente proportionnellement à la tension d'alimentation.
- ◊ Sortance élevée :
 - Impédance d'entrée des MOS très élevée
 - En pratique on ne pas dépasse pas 50.

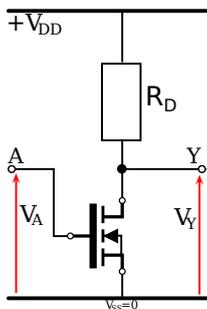


Fig. III.2 – Inverseur nMOS

III.4 Principe de fonctionnement

III.4.1 Inverseur nMOS

Un inverseur nMOS (Fig. III.2) est constitué d'un transistor nMOS et d'une résistance ("résistance de charge").

Principe

Lorsque l'entrée est à 0L, le transistor est bloqué ; la sortie est reliée à la tension d'alimentation (1L) par l'intermédiaire de la résistance de charge, et elle est isolée de la tension de référence (0L) par le transistor. Lorsque l'entrée est à 1L, le transistor est actif ; la sortie est reliée à la tension de référence (0L) par l'intermédiaire du transistor de signal, et à la tension d'alimentation (1L) par la résistance de charge.

Caractéristique statique

On désigne par $f(V_A, V_Y)$ la caractéristique statique du montage logique. Elle se détermine par les solutions de l'équation :

$$f(V_A, V_Y) = \frac{V_{DD} - V_Y}{R} \quad (\text{III.1})$$

Cette relation exprime la conservation du courant : le transistor et la résistance de charge sont parcourus par le même courant car la charge de l'inverseur infinie.

III.4.2 Inverseur CMOS

Un inverseur CMOS est constitué de deux transistors MOS complémentaires :

1. Un transistor NMOS (transistor "de signal"),
2. Un transistor PMOS (transistor "de charge").

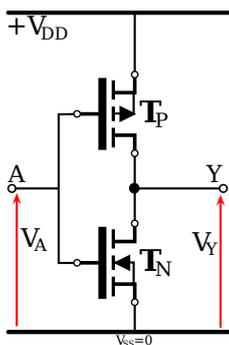


Fig. III.3 – Inverseur CMOS

Principe

Lorsque l'entrée est à 0L, le transistor de signal est bloqué et le transistor de charge est actif ; la sortie est reliée à la tension d'alimentation (1L) par l'intermédiaire du transistor de charge, et isolée de la tension de référence (0L) par le transistor de signal. Lorsque l'entrée est à 1L, le transistor de signal est actif et le transistor de charge est bloqué ; la sortie est reliée à la tension de référence (0L) par l'intermédiaire du transistor de signal, et isolée de la tension d'alimentation (1L) par le transistor de charge.



Dans les deux états (entrée à 1L et à 0L), un des deux transistors est bloqué, donc le circuit ne consomme aucune énergie.

Caractéristique statique

Soit $f_n(V_{gs}, V_{ds})$ la caractéristique du transistor de signal ; et $f_p(V_{gs}, V_{ds})$ la caractéristique du transistor de charge, la caractéristique statique du montage logique $V_Y = g(V_A)$ est déterminé par les solutions de l'équation :

$$f_n(V_{ds}, V_{gs}) = -f_p(V_A - V_{DD}, V_Y - V_{DD}) \quad (\text{III.3})$$

Cette relation exprime la conservation du courant : les deux transistors sont parcourus par le même courant, la charge de l'inverseur étant supposée infinie.

III.4.3 Circuits combinatoire CMOS

Structure générale :

Un circuit combinatoire CMOS est constitué d'un réseau de transistors nMOS et d'un réseau de transistors pMOS.

Principe

- ◇ Le réseau de transistors pMOS :
 - relier à V_{DD} les sorties qui doivent être à 1L ;
 - isoler de V_{DD} les sorties qui doivent être à 0L ;
- ◇ Le réseau de transistors nMOS :
 - relier à V_{SS} les sorties qui doivent être à 0L ;
 - isoler de V_{SS} les sorties qui doivent être à 1L ;

Réalisation :

- ◇ les fonctions "OU" sont réalisées avec des blocs de transistors en parallèle ;
- ◇ les fonctions "ET" sont réalisées avec des blocs de transistors en cascade ;

IV.1 Les thyristors et triacs

Le thyristor et le triac sont des composants qui permettent de commander des puissances relativement importantes avec peu de pertes car ils ne fonctionnent qu'en commutation. Ce sont plus spécifiquement des composants de l'*électronique de puissance*, mais on les trouve aussi en électronique de faible puissance pour quelques applications spécifiques.

IV.1.1 Principe et propriétés

Le Thyristor

Les premiers thyristors commerciaux sont sortis en 1956. Leur capacité à commander une grande quantité de puissance et de tension associée à une grande compacité leur a permis de trouver de nombreux champs d'applications dans l'électronique de puissance : ils servent ainsi dans les convertisseurs statiques tels que les gradateurs, les redresseurs pilotés, les onduleurs, pour la commande des moteurs électriques

Constitution

Le thyristor est formé d'un matériau semi-conducteur sur lequel on a créé trois jonctions : il y a ainsi deux zones N et deux zones P. Trois bornes sont accessibles : l'anode (A), la cathode (K) et la gâchette (G).

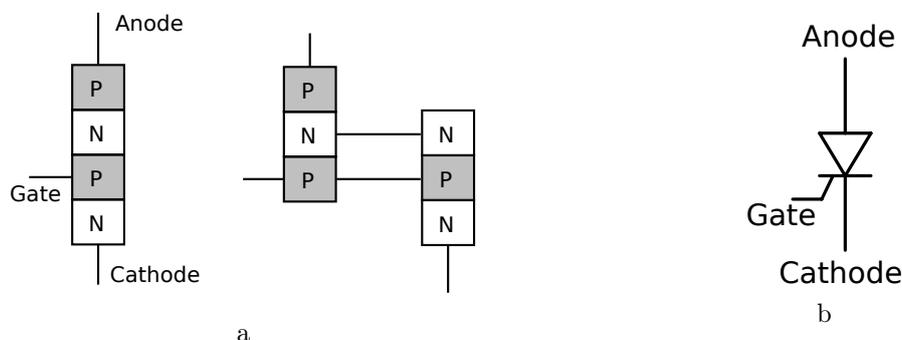


Fig. IV.1 – Le Thyristor : (a) constitution et (b) son symbole.

Principe

Le thyristor se comporte comme une diode dont on commande la mise en conduction. Le symbole du thyristor ressemble d'ailleurs beaucoup à celui d'une diode. On y retrouve l'anode (A) et la cathode (K), mais une troisième borne apparaît : la gâchette (G). C'est elle qui permet la commande du composant. Pour que le thyristor devienne passant, il faut non seulement le polariser en direct comme une diode, mais aussi lui appliquer un courant adéquat entrant dans la gâchette. Une fois le thyristor amorcé, il est inutile de maintenir la présence du courant de gâchette. C'est la raison pour laquelle, la plupart du temps, la commande se fait par une impulsion de courant. Cette dernière doit néanmoins respecter certaines conditions : minimum de hauteur, minimum de durée. Le blocage se fait comme celui d'une diode, il n'est pas commandé par la gâchette.

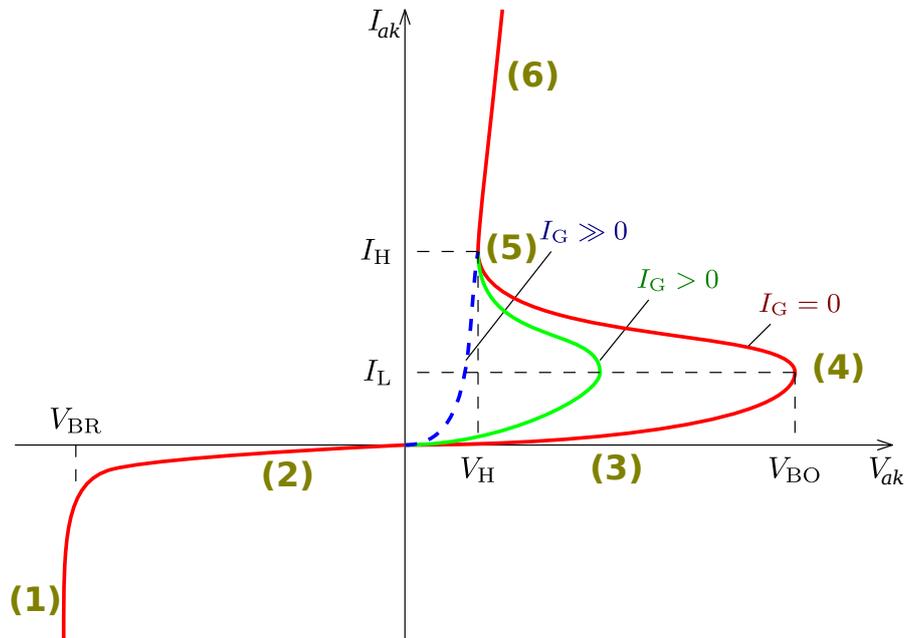


Fig. IV.2 – Caractéristique électrique d’un thyristor.

Le Triac

Le triac (*triode for alternating current*) est un composant électronique de puissance apparu en 1964. Le triac est équivalent à la mise en parallèle de deux thyristors montés tête-bêche (l’anode de l’un serait reliée à la cathode de l’autre, les gâchettes respectives étant commandées simultanément).

Principe

Un triac se comporte de manière approximative comme une association de deux thyristors montés en parallèle en sens contraire (tête-bêche), mais avec gâchette commune. C’est donc un composant bidirectionnel : le courant peut le traverser indifféremment dans un sens ou l’autre. Pour déclencher un triac, le sens du courant de gâchette n’est pas obligatoirement imposé : il y a quatre possibilités différentes, mais seules deux d’entre elles sont utilisées en pratique.

1. Quadrant 1 : A_2 est positif par rapport à A_1 , le triac est amorcé par une impulsion positive par rapport à A_1 .

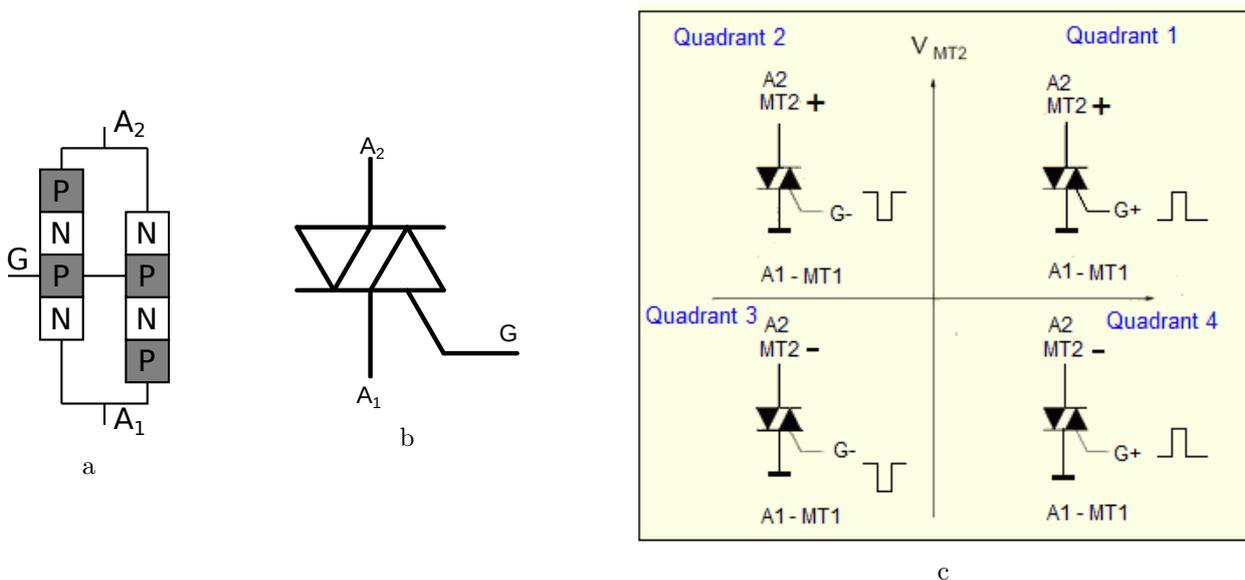


Fig. IV.3 – Le Triac : (a) constitution, (b) son symbole et (c) les 4 quadrants.

2. Quadrant 2 : A_2 est positif par rapport à A_1 , le triac est amorcé par une impulsion négative par rapport à A_1 .
3. Quadrant 3 : A_2 est négatif par rapport à A_1 , le triac est amorcé par une impulsion négative par rapport à A_1 .
4. Quadrant 4 : A_2 est négatif par rapport à A_1 , le triac est amorcé par une impulsion positive par rapport à A_1 .

Le quadrant 4 est, pour ainsi dire, jamais utilisé, car il présente la plus mauvaise sensibilité.

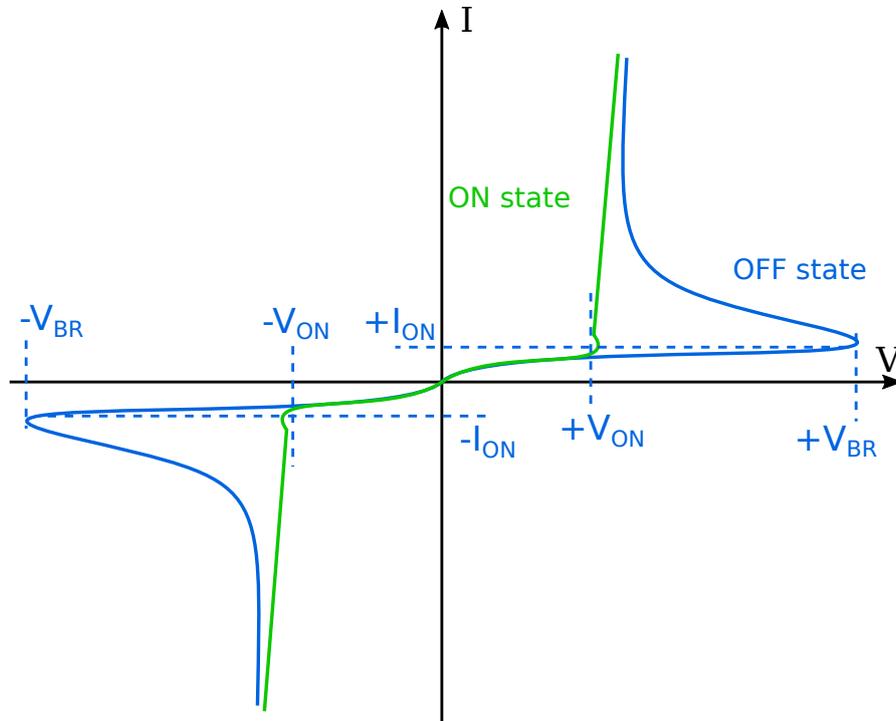


Fig. IV.4 – Caractéristique électrique d'un triac.

Pour en savoir plus en Électroniques

- [1] Auvray, J. Électronique des signaux analogiques. Dunod, 1993.
- [2] Dennis, W. H. Electronic Components and Systems. Elsevier.
- [3] Floyd, T. L. Électronique : composants et systèmes d'application. Dunod, 2000.
- [4] Horowitz, P. Traité de l'électronique analogique et numérique. Publitronic : Publit Elektor, 1996.
- [5] Malvino, A. P. Principes d'électronique. Dunod, 2002 (6^{ème} éd.).Elektor, 1996.
- [6] Mayé, P. Aide-mémoire Composants électroniques. Dunod, 2005 (3^{ème} éd.).
- [7] Millman, J. Microélectronique. Ediscience International, 1994.
- [8] R. Noel, J.M. Brébec, P. Denève, T. Desmarais, M. Ménétrier, B. Noël, and C. Orsini. *Électronique/Électrocinétique 1^{ère} année MPSI-PCSI-PTSI*. Hachette, 2003.
- [9] J.J. Rousseau. *Introduction à l'électronique : cours et exercices corrigés*. Universités électronique. Ellipses, 1999.

Pour aller un peu plus loin

- [10] J.P. Brodier, P. Horowitz, J.P. Charlier, W. Hill, and J.C. Sabatier. *Traité de l'électronique analogique et numérique : Techniques analogiques*. No 1, La Bibliothèque d'électronique d'Elektor. 2009.
- [11] M. GIRARD. *Amplificateurs opérationnels*. Number 1 in Electronique analogique. Ediscience international, 1995.
- [12] M. Marty, D. Dixneuf, D. G. Gilaber *Principes d'électrotechnique* Dunod, 2005.
- [13] Sybille, G. Électrotechnique. De Boeck Université, 2003 (3^{ème} éd.).