

Rappels d'électronique

Note de cours

T.Dumartin

1 RAPPELS D'ELECTRICITE **4**

1.1	CIRCUIT ELECTRIQUE	4
1.2	COURANT ET TENSION	4
1.2.1	COURANT	4
1.2.2	TENSION	4
1.2.3	PUISSANCE	5
1.3	DIPOLE ELECTRIQUE	5
1.3.1	LE GENERATEUR DE TENSION	5
1.3.2	LE GENERATEUR DE COURANT	5
1.3.3	LA RESISTANCE	5
1.3.4	LA BOBINE	6
1.3.5	LE CONDENSATEUR	7
1.4	LOIS GENERALES	8
1.4.1	LOI DES NŒUDS	8
1.4.2	LOI DES MAILLES	8
1.4.3	THEOREME DE SUPERPOSITION	9
1.4.4	THEOREME DE THEVENIN	9
1.4.5	THEOREME DE NORTON	9

2 REGIME SINUSOÏDAL **10**

2.1	CARACTERISATION DES SIGNAUX	10
2.1.1	SIGNAL PERIODIQUE	10
2.1.2	VALEUR MOYENNE ET VALEUR EFFICACE	10
2.1.3	SIGNAL SINUSOÏDAL	11
2.2	REPRESENTATION D'UN SIGNAL SINUSOÏDAL	11
2.3	IMPEDANCE COMPLEXE	11
2.3.1	IMPEDANCE DE LA RESISTANCE	12
2.3.2	IMPEDANCE DE L'INDUCTANCE	12
2.3.3	IMPEDANCE DU CONDENSATEUR	12
2.4	NOTION DE FONCTION DE TRANSFERT	12
2.5	REPRESENTATION DE BODE	13

3 LA DIODE **15**

3.1	PRINCIPE	15
3.2	CARACTERISTIQUES	15
3.3	DIODES PARTICULIERES	16
3.3.1	DIODE SCHOTTKY	16
3.3.2	DIODE ZENER	17

4 LE TRANSISTOR BIPOLAIRE **18**

4.1	PRINCIPE	18
------------	-----------------	-----------

4.2	REGIME DE FONCTIONNEMENT	18
4.3	CARACTERISTIQUES	19
4.4	MODELE AUX PETITS SIGNAUX	20

5 LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP **22**

5.1	PRINCIPE	22
5.2	REGIME DE FONCTIONNEMENT	23
5.3	CARACTERISTIQUES	24
5.4	MODELE AUX PETITS SIGNAUX	26

6 L'AMPLIFICATEUR LINEAIRE INTEGRE **28**

6.1	PRESENTATION	28
6.2	REGIME DE FONCTIONNEMENT	28
6.3	CARACTERISTIQUES	29

Annexe 1 : Diagramme asymptotique de Bode

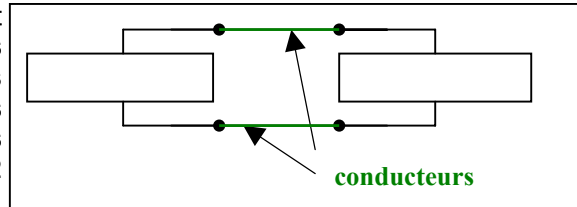
1 Rappels d'électricité

Chapitre

1

1.1 Circuit électrique

Les circuits (ou réseaux) électriques sont constitués par l'interconnexion de composants électriques. Un circuit électrique est au moins constitué d'un générateur et d'un récepteur reliés entre eux par des conducteurs. Dans le cas le plus simple, les composants utilisés ont seulement 2 bornes de connections : on les appelle des **dipôles**.



1.2 Courant et tension

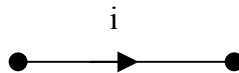
1.2.1 Courant

Le courant circulant dans un circuit électrique est représentatif de la quantité d'électricité circulant dans ce circuit. Il dépend donc du nombre de charges électriques se déplaçant. Cette quantité est appelée **intensité** électrique et est définie comme le **débit** de charges électriques dans le conducteur. On la note **I** et elle s'exprime en **Ampère** (A).

$$i = \frac{dq}{dt}$$

avec dq : la quantité d'électricité¹ (C)
 dt : le temps (s)

On représente un courant électrique par une flèche sur un conducteur :

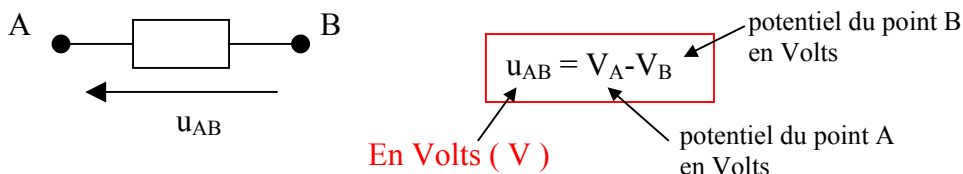


Remarque : on mesure l'intensité avec un ampèremètre branché en série

1.2.2 Tension

Au repos, les charges électriques d'un conducteur sont en mouvement continu sous l'effet de l'agitation thermique. Cependant, ce mouvement ne se traduit pas par un déplacement global susceptible de générer un courant électrique. Pour mettre en mouvement ces charges dans une direction donnée, il est nécessaire d'appliquer un *champ électrique* aux bornes du conducteur. En appliquant une **différence de potentiel** sur un conducteur, on crée un champ électrique qui met les électrons en mouvement. La valeur de la différence de potentiel est appelée la **tension**. On la note **U** et elle s'exprime en **Volt**² (V).

On représente une différence de potentiel par une flèche à côté d'un composant :



Remarque : on mesure la tension avec un voltmètre branché en dérivation entre les bornes A et B.

¹ $q = n \times e$ avec n : nombre d'électrons
 e : charge élémentaire d'un électron $1,6 \cdot 10^{-19}$ C

² Le Volt est défini de telle manière qu'une charge d'un Coulomb accélérée sous une tension de 1V acquiert une énergie de 1J ($1V=1J/C$)

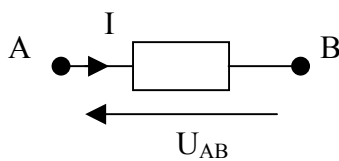
1.2.3 Puissance

La puissance est l'énergie absorbée ou fournie, par unité de temps, par un circuit électrique ou une portion de circuit. Elle est donc représentative de la consommation d'un circuit. Elle s'exprime en fonction de u et de i et son unité est le **Watt** (W) :

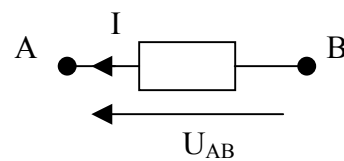
$$p = u \times i$$

1.3 Dipôle électrique

On appelle dipôle électrique tout système composé seulement de deux bornes. Le comportement d'un dipôle est caractérisé par la relation entre la tension à ses bornes et le courant le traversant. Il existe deux possibilités pour le choix des sens conventionnels de la tension et du courant électrique :



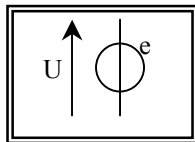
Convention récepteur : Le courant et la tension sont fléchés en sens opposé. Le dipôle reçoit de la puissance si $p > 0$.



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

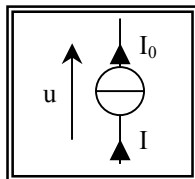
Les dipôles élémentaires les plus classiques sont :

1.3.1 Le générateur de tension



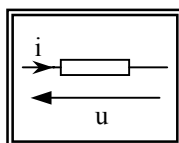
Le générateur de tension impose la valeur de la tension à ses bornes quel que soit le courant qui le traverse.

1.3.2 Le générateur de courant



Le générateur de courant impose la valeur du courant qui le traverse quelle que soit la tension à ses bornes.

1.3.3 La résistance



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

▪ Lois d'Ohm :

La relation liant la tension et le courant aux bornes d'une résistance s'appelle la loi d'Ohm :

$$u = R i$$

u : tension aux bornes de la résistance en Volt.
 i : courant traversant la résistance en Ampère.
 R : valeur de la résistance en Ohm.

- **Puissance :**

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

P : puissance dissipée s'exprimant en Watt.

u : tension aux bornes de la résistance en Volt

i : courant traversant la résistance en Ampère

- **Association :**

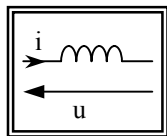
En série : $R_{eq} = R_1 + R_2 + \dots + R_n$

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

- **Caractéristiques :**

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

1.3.4 La bobine



On définit le coefficient d'induction magnétique de la bobine par le rapport entre le flux d'induction magnétique à travers le circuit et le courant qui lui donne naissance ; on le note **L** :

$$L = \frac{\varphi(t)}{i(t)}$$

Or la différence de potentiel u apparaissant grâce à l'effet auto-inductif aux bornes de la bobine est égale à :

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

La relation entre le courant traversant une bobine et la tension à ses bornes est donc :

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

où **L** est appelée l'*inductance* de la bobine et s'exprime en **Henri** (H).

- **Energie :**

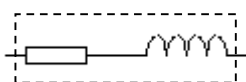
Le phénomène physique correspond au stockage d'énergie sous forme magnétique. Ce stockage est momentané et l'énergie est restituée au circuit en courant. Ainsi, la variation de courant aux bornes d'une inductance ne pourra pas subir de discontinuité.

$$w = \frac{1}{2} L \cdot i^2$$

- **Association :**

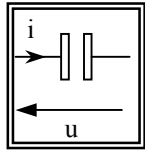
Idem résistance.

- **Caractéristiques :**



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

1.3.5 Le condensateur



Un condensateur est constitué de deux plaques conductrices (étain, cuivre, aluminium...) appelées **armatures**, placées en regard l'une de l'autre, et séparées par un isolant d'épaisseur variable appelé **diélectrique**. Les diélectriques les plus utilisés sont l'air, le mica, le papier, le mylar, le plastique, le verre, etc...

Il se caractérise par sa capacité C qui est la constante de proportionnalité entre la charge (ou quantité d'électricité) qu'il acquiert et la tension u appliquée à ses bornes.

▪ Capacité :

On définit la capacité C par le rapport de charges accumulées sur les armatures sur la différence de potentiel entre les armatures :

$$C = \frac{q}{u}$$

La relation entre le courant traversant un condensateur et la tension à ses bornes est donc :

$$i = C \frac{du}{dt}$$

▪ Energie :

Le phénomène physique correspond au stockage d'énergie sous forme électrostatique. Le stockage est momentané et cette énergie est restituée au circuit sous forme de tension. Ainsi, la variation de tension aux bornes d'un condensateur ne pourra pas subir de discontinuité.

$$w = \frac{1}{2} C \cdot u^2$$

▪ Association :

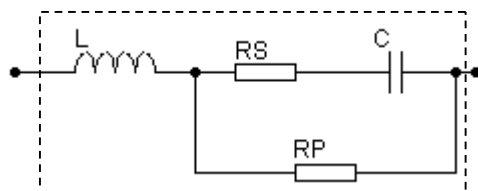
En série :
$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \dots + \frac{1}{Cn}$$

En parallèle :
$$C_{eq} = C1 + C2 + \dots + Cn$$

▪ Caractéristiques :

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

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



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

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

C : Capacité du condensateur.

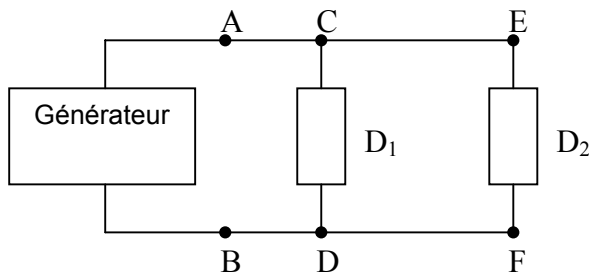
L_s : bobine équivalente des liaisons – surtout gênante en haute fréquence.

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

1.4 Lois générales

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

Vocabulaire :



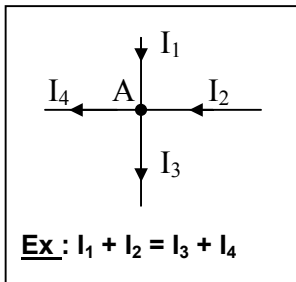
Un **nœud** est un point du circuit relié à deux dipôles ou plus (C et D).

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

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

1.4.1 Loi des nœuds

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



- La somme des intensités des courants arrivant à un nœud est égale à la somme des intensités des courants sortant de ce nœud

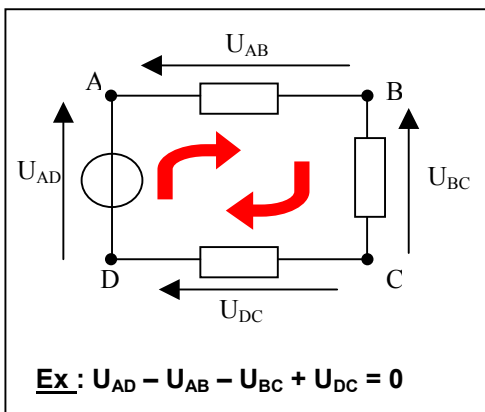
Ou

- la somme algébrique des courants arrivant à un nœud est constamment nulle.

1.4.2 Loi des mailles

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

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



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

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

3 – On décrit la maille dans le sens choisi

- On affecte le signe + aux tensions dont la flèche indique le même sens
- On affecte le signe - aux tensions dont la flèche indique le sens inverse

4 – La somme algébrique des tensions est nulle.

1.4.3 Théorème de superposition

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

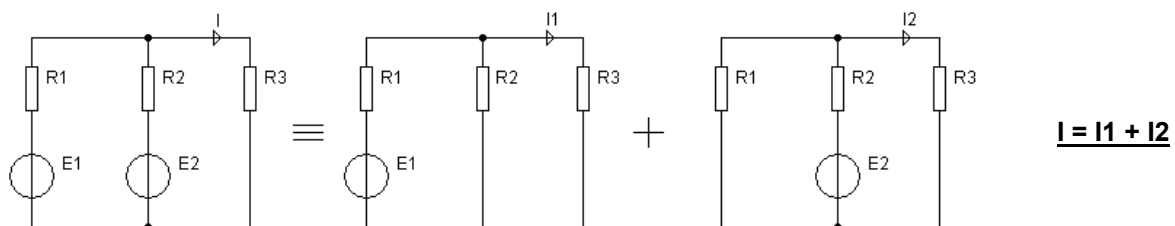
- la réponse globale d'un montage soumis à plusieurs sources indépendantes est la somme des réponses partielles correspondant à chaque source.

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

Remarques :

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

Ex :

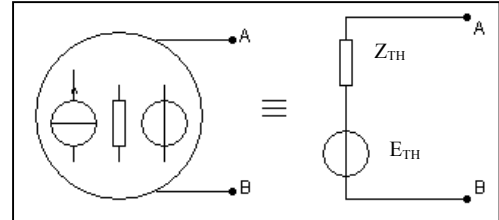


1.4.4 Théorème de Thévenin

Tout réseau linéaire pris entre deux bornes peut se mettre sous la forme d'un générateur de tension E_{th} en série avec une impédance Z_{th} .

E_{th} représente la tension à vide du réseau linéaire (lorsque la portion de réseau débite dans un circuit ouvert)

Z_{th} est l'impédance entre les deux bornes du réseau lorsque toutes les sources indépendantes sont éteintes.

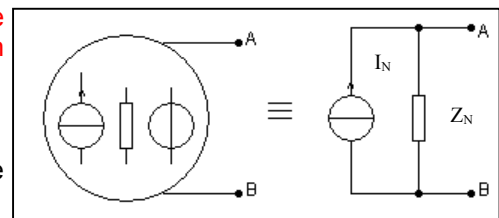


1.4.5 Théorème de Norton

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

I_N représente le courant de court-circuit du réseau linéaire

Z_N est l'impédance entre les deux bornes du réseau lorsque toutes les sources indépendantes sont éteintes.

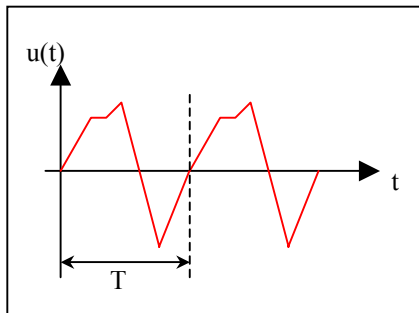


2 Régime sinusoïdal

2.1 Caractérisation des signaux

Les signaux électriques dépendent du temps. La valeur du signal à l'instant t est appelée valeur instantanée ; elle est notée en lettres minuscules. Si la valeur instantanée est constante, le signal est dit continu ; il est noté en lettres majuscules.

2.1.1 Signal périodique



Un signal est dit périodique quand il représente une allure qui se répète dans le temps. Dans ce cas là, on peut trouver la plus petite valeur T appelée **période** telle que :

$$s(t) = s(t + n \cdot T) \quad \text{avec } n \text{ entier naturel}$$

La période s'exprime en *seconde* (s).

On définit aussi la **fréquence** f qui représente le nombre de répétitions du signal par seconde :

$$f = \frac{1}{T}$$

La fréquence s'exprime en *hertz* (Hz)

2.1.2 Valeur moyenne et valeur efficace

On définit une valeur moyenne et une valeur efficace pour tout signal périodique.

- Sur sa période T , la valeur moyenne d'un signal $s(t)$ est défini par :

$$\langle s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$$

Remarque : on la note aussi parfois S_0 , \bar{S} ou S_{moy} . Elle représente l'aire du signal $s(t)$. Une valeur moyenne se mesure en mode DC

- Sur sa période T , la valeur efficace d'un signal $s(t)$ est défini par :

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

Remarque : dans une résistance, la valeur efficace d'un signal périodique représente la valeur continue qui produirait une puissance dissipée équivalente à celle produite par la valeur périodique. La valeur efficace est égale à la racine carré de la valeur moyenne du signal périodique au carré. Une valeur efficace se mesure en mode AC et est toujours positive !!

- Pour quantifier la valeur efficace par rapport à la valeur moyenne, on définit le facteur de forme F :

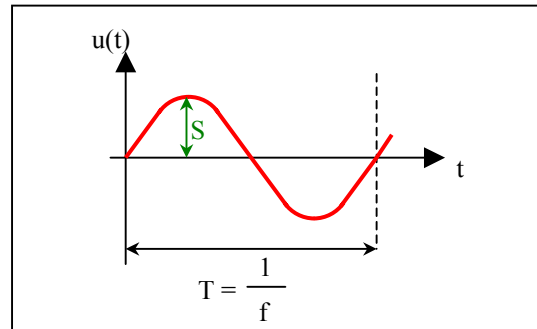
$$F = \frac{S_{\text{eff}}}{\langle S \rangle}$$

2.1.3 Signal sinusoïdal

Une représentation classique d'un signal sinusoïdal se fait sous la forme suivante :

$$s(t) = S \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$$

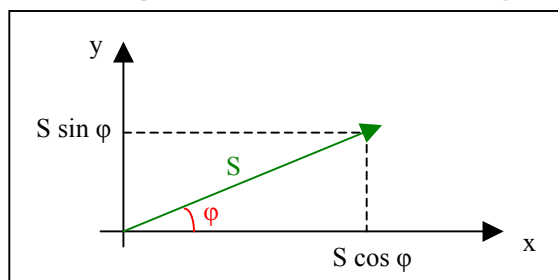
avec || S : amplitude du signal
 ω : pulsation du signal en rad.s^{-1} ($\omega = 2\pi \cdot f$)
 $\omega \cdot t + \varphi$: phase instantanée
 φ : phase initiale (pour $t=0$)



Un signal sinusoïdal est donc défini par sa valeur maximale, sa pulsation et sa phase à l'origine.

Remarque : la valeur efficace d'un signal sinusoïdal est égale à $\frac{S}{\sqrt{2}}$ d'où $S = S_{\text{eff}} \sqrt{2}$

2.2 Représentation d'un signal sinusoïdal



Un signal $s(t) = S \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$ peut se représenter sous la forme d'un vecteur. Si tous les signaux sont de même pulsation, on fixe l'angle ωt à 0 (instant initial). Ainsi, la norme du vecteur représentera l'amplitude du signal et son inclinaison le déphasage à l'origine.

Cette description graphique est appelée **représentation de Fresnel**. Elle bénéficie des propriétés attachées aux vecteurs. Cependant elle

nécessite des constructions graphiques plutôt fastidieuses.

Le défaut des diagrammes de Fresnel est levé par une représentation utilisant les nombres complexes. On identifie le plan précédent au plan complexe puis on exprime le nombre complexe \underline{S} :

$$\underline{S} = S [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)] = [S; \omega t + \varphi]$$

Ainsi :

le module de \underline{S} représente l'amplitude de $s(t)$

la phase de \underline{S} représente le déphasage de $s(t)$

Remarque : $s(t)$ est la partie imaginaire du nombre complexe $\underline{S} = S \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$.

2.3 Impédance Complexe

Pour un dipôle D, parcouru par le courant $i(t)$ et aux bornes duquel on mesure la tension $u(t)$, l'*impédance complexe* est définie comme étant le rapport de la représentation complexe de $u(t)$ par celle de $i(t)$:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}$$

2.3.1 Impédance de la résistance

Aux bornes d'une résistance, $u = R i$.
Donc

$$\underline{Z}_R = R$$

2.3.2 Impédance de l'inductance

Aux bornes d'une inductance, $u = L \frac{di}{dt}$.

Si $\underline{I} = I \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$, alors $\underline{U} = L \cdot j\omega \cdot \underline{I}$

Donc

$$\underline{Z}_L = jL\omega$$

2.3.3 Impédance du condensateur

Aux bornes d'un condensateur, $i = C \frac{du}{dt}$.

Si $\underline{U} = U \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$, alors $\underline{I} = C \cdot j\omega \cdot \underline{U}$

Donc

$$\underline{Z}_C = \frac{1}{jC\omega}$$

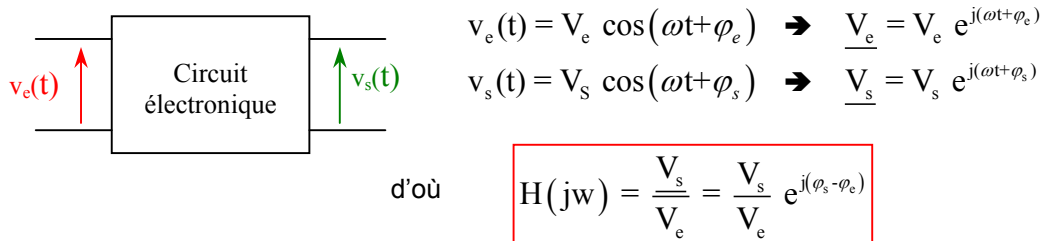
Remarques :

- L'impédance dépend de la fréquence
- Une impédance qui a une partie imaginaire négative est de type *capacitif*
- Une impédance qui a une partie imaginaire positive est de type *inductif*.
- La partie réelle d'une impédance est de type *résistif* et est toujours positive.
- Le condensateur déphase le courant par rapport à la tension de $-90^\circ \Rightarrow i(t)$ est en avance sur $u(t)$.
- La bobine déphase le courant par rapport à la tension de $+90^\circ \Rightarrow i(t)$ est en retard sur $u(t)$.

2.4 Notion de fonction de transfert

L'impédance de certains éléments de base de l'électrocinétique est variable avec la pulsation de la source d'alimentation. Cette propriété est utilisée dans les fonctions électroniques où interviennent des signaux à fréquence variable. Les circuits électroniques sont alors décrits par leur fonction de transfert. Elle traduit le rapport entre la grandeur de sortie et celle d'entrée et son étude permet de décrire les propriétés du circuit associé. En régime sinusoïdal, c'est une fonction complexe de la variable *fréquence*. C'est donc la vision fréquentielle des signaux qui sera étudiée, se substituant à la vision temporelle. Les amplitudes et phases relatives des signaux en fonction de la fréquence constitueront le centre des études.

On représente un circuit électronique sous la forme d'une "boîte noire" et on considère l'entrée et la sortie sous leur représentation complexe.



On définit alors les deux fonctions de la pulsation ω :

- le **gain** du circuit qui est le module de la fonction de transfert :

$$H(\omega) = |\underline{H}(j\omega)|$$

- la **phase** du circuit qui est l'argument de la fonction de transfert :

$$\varphi = \arg[\underline{H}(j\omega)] = \varphi_e - \varphi_s$$

2.5 Représentation de Bode

L'analyse purement algébrique de l'évolution du gain et de la phase de la fonction de transfert d'un circuit devient souvent très vite complexe et fastidieuse. Aussi, on préfère utiliser une représentation graphique : **les diagrammes de Bode**. On définit :

- La courbe de gain : $G_{dB} = 20 \log(|\underline{H}(j\omega)|) = 20 \log H(\omega)$ qui s'exprime en *décibel (dB)*
- La courbe de phase : $\varphi = \arg[\underline{H}(j\omega)] = \varphi_e - \varphi_s$

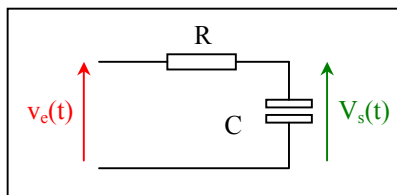
Remarques :

L'axe des fréquences est en échelle *logarithmique* (graduée par décade), ce qui permet une représentation sur une plus large plage de valeurs (compression d'échelle).

Les diagrammes de Bode peuvent se représenter sous forme de courbe réelles ou de diagrammes asymptotiques :

- courbes réelles** : c'est la représentation graphique des fonctions G_{dB} et φ en fonction de f ou de ω .
- diagramme asymptotique** : c'est la représentation graphique simplifiée des fonctions à l'aide de leurs équivalents aux bornes du domaine de définition ($\omega \rightarrow 0$, $\omega \rightarrow \infty$ et $\omega \rightarrow \omega_c$).

Exemple : Etude d'un circuit RC



La fonction de transfert s'écrit :

$$\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = \frac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_R + \underline{Z}_C} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

si on pose $\omega_c = 1/RC$, la fonction de transfert devient : $\underline{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$

$$\text{D'où : } \left\| \begin{aligned} |\underline{H}(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \\ \varphi &= -\text{Arctan}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \end{aligned} \right.$$

Etude du module :

$$G_{dB} = 20 \log |H(j\omega)| = -10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right]$$

- aux basses fréquences, $\omega \rightarrow 0$ donc $G_{dB} \rightarrow 0$
- aux hautes fréquences, $\omega \rightarrow +\infty$ donc $G_{dB} \rightarrow 20 \log \omega_c - 20 \log \omega$
- pour $\omega = \omega_c$, $G_{dB} = -10 \log 2 = -3dB$
- calcul de la pente aux hautes fréquences :
 - sur $[\omega_c, 2\omega_c]$, $G_{dB} = [20 \log \omega_c - 20 \log \omega_c] - [20 \log \omega_c - 20 \log 2\omega_c] = -20 \log 2 = -6dB$
 - sur $[\omega_c, 10\omega_c]$, $G_{dB} = [20 \log \omega_c - 20 \log \omega_c] - [20 \log \omega_c - 20 \log 10\omega_c] = -20 \log 10 = -20dB$

La représentation asymptotique de Bode est donc composée de 2 asymptotes :

- ✓ 1 asymptote parallèle à l'axe des fréquences pour $\omega < \omega_c$ ($G_{dB} = 0dB$)
- ✓ 1 asymptote oblique de pente $-6dB/octave$ ou $-20dB/décade$ pour $\omega > \omega_c$
- ✓ le point d'intersection entre les 2 asymptotes est le point où $\omega = \omega_c$, c'est la **pulsation de coupure**

Etude de l'argument :

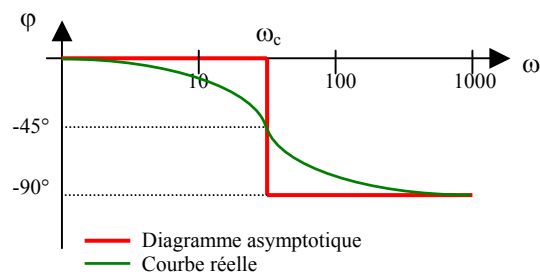
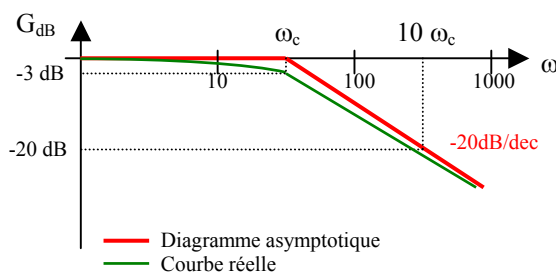
$$\varphi = -\text{Arctan} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

- aux basses fréquences, $\omega \rightarrow 0$ donc $\varphi \rightarrow 0^\circ$
- aux hautes fréquences, $\omega \rightarrow +\infty$ donc $\varphi \rightarrow -90^\circ$
- pour $\omega = \omega_c$, $G_{dB} = -\text{Arctan} 1 = -45^\circ$

La représentation asymptotique de Bode est donc composée de 2 asymptotes :

- ✓ 1 asymptote parallèle à l'axe des fréquences pour $\omega < \omega_c$ ($\varphi = 0^\circ$)
- ✓ 1 asymptote parallèle à l'axe des fréquences pour $\omega > \omega_c$ ($\varphi = -90^\circ$)
- ✓ le point d'intersection entre les 2 asymptotes est le point où $\omega = \omega_c$ ($\varphi = -45^\circ$)

Courbes de Bode :



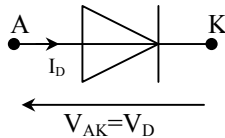
Remarques :

La pente à $\pm 20dB/décade$ (ou $\pm 6dB/décade$) est typique d'un système du 1^{er} ordre en ω .

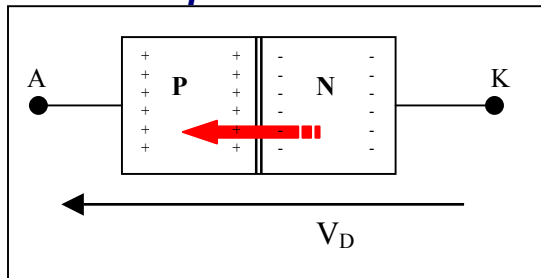
Le déphasage de $\pm 90^\circ$ est typique d'un système du 1^{er} ordre en ω .

Un système d'ordre n apportera des pentes et des déphasages n fois plus grand.

3 La diode



3.1 Principe



La diode est un composant semi-conducteur, c'est à dire qu'elle ne conduira le courant que sous certaines conditions. Elle est composée de deux jonctions de dopage opposé :

- une jonction dopé **N** où les électrons sont majoritaires : c'est la cathode.
- une jonction dopé **P** où les trous sont majoritaires : c'est l'anode.

Pour que les électrons de la zone N se déplacent vers la zone P et rendent ainsi la diode conductrice, il faut

leur donner une énergie minimum en appliquant une différence de potentiel positive suffisante entre les bornes A et K.

Remarque :

Une jonction PN ne peut être conductrice que dans un seul sens. Une différence de potentiel positive appliquée entre K et A ne fera déplacer que très peu d'électrons et le courant créé sera considéré comme négligeable (quelques nano-ampères).

3.2 Caractéristiques

La diode possède donc 2 régimes de fonctionnement :

- si elle laisse passer le courant, on dit qu'elle est passante
- si elle ne laisse pas passer le courant, on dit qu'elle est bloquée.

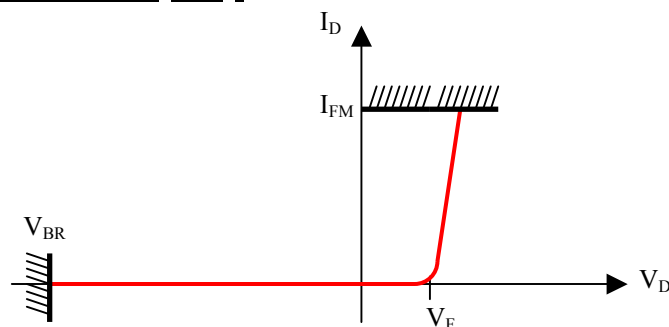
Ces régimes vont dépendre de la tension V_{AK} aux bornes de la diode et du courant I_D la traversant. La différence de potentiel suffisante pour rendre la diode passante est appelée tension de seuil (V_f ou V_s).

▪ Fonctionnement

Si $V_{AK} < V_f$ alors la diode est bloquée

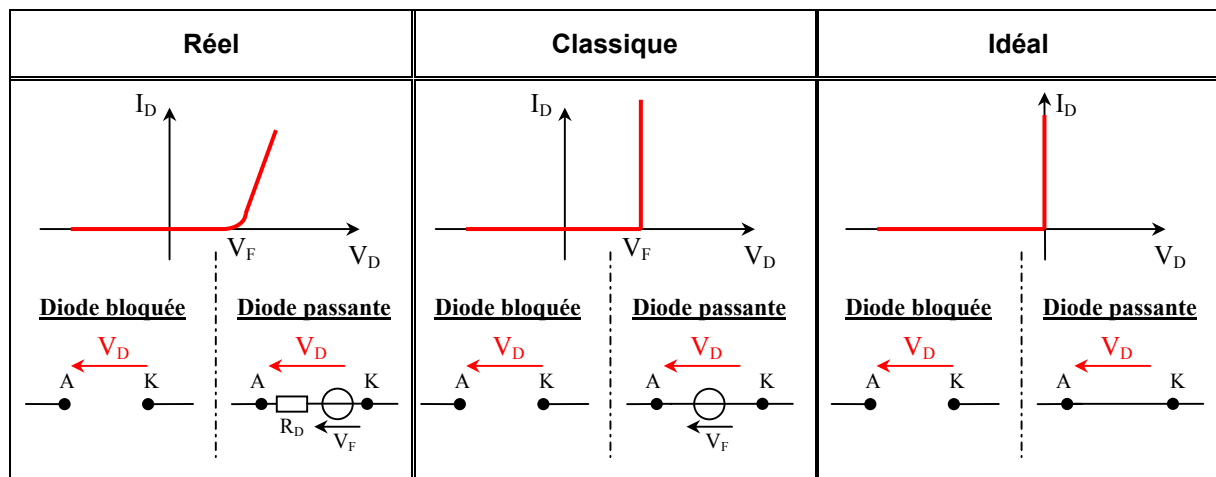
Si $V_{AK} > V_f$ et $I_D > 0$ alors la diode est passante.

▪ Caractéristique $I_D = f(V_D)$



Remarque : la tension de seuil dépend du matériau semi-conducteur utilisé (typiquement, V_F vaut 0,7V pour des diodes en silicium).

▪ Modèle



▪ Caractéristiques techniques

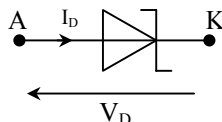
- V_F : Tension de seuil.
 I_F : Courant direct maximum supporté par la diode en continu.
 I_{FM} : Valeur crête limite du courant direct.
 V_R : Tension continue inverse maximum supporté par la diode.
 V_{RM} : Tension crête inverse maximum supporté par la diode.
 V_{BR} : Tension de claquage inverse.
 R_D : Résistance interne de la diode.
 t_{rr} : Temps de recouvrement inverse. (une diode ne peut pas passer instantanément de l'état passant à l'état bloqué)
 t_{dt} : Temps de recouvrement direct. (une diode ne peut pas passer instantanément de l'état bloqué à l'état passant)

▪ Applications

- conversion d'énergie (redresseur, hacheur, onduleur, etc...)
- démodulation
- commutation
- optoélectronique

3.3 Diodes particulières

3.3.1 Diode Schottky



La diode Schottky présente deux avantages par rapport aux diodes classiques :

- elle a une tension de seuil plus faible ($V_F \approx 0,3V$).
- son temps de recouvrement inverse est très très faible.

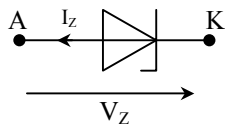
▪ Applications

Elle est utilisée dans des applications où le temps de commutation de la diode est critique (utilisation haute fréquence).

▪ Critères de choix

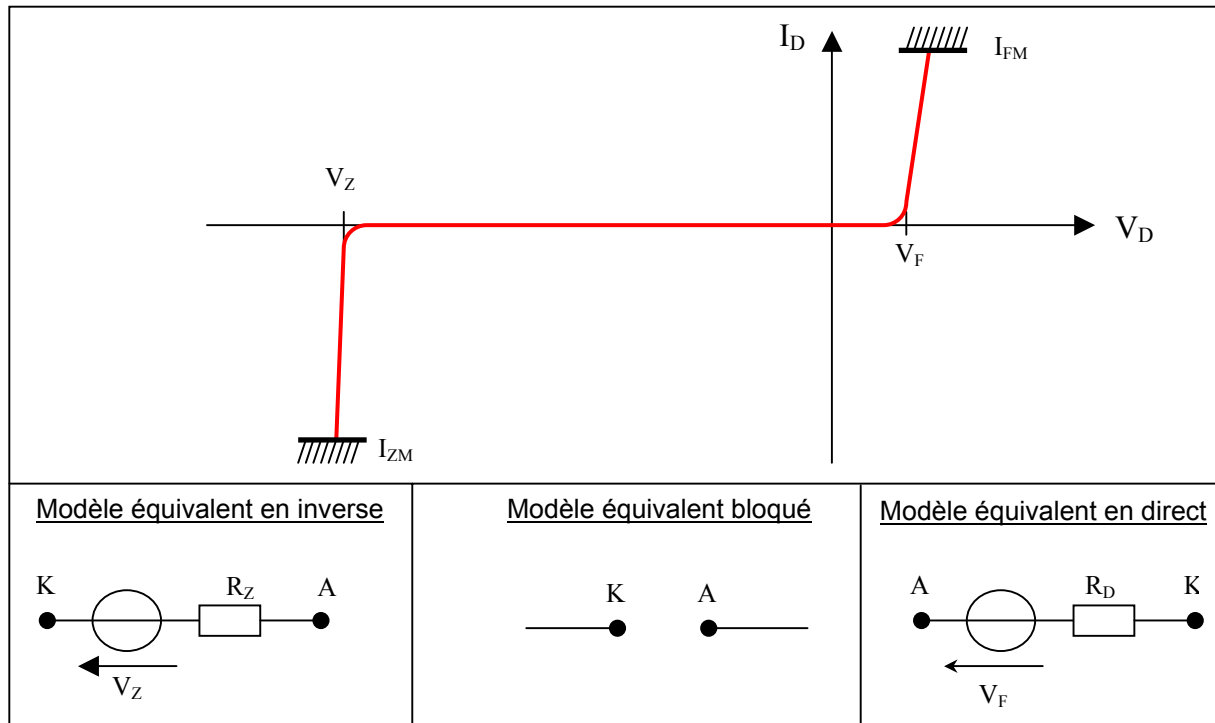
- fréquence limite d'utilisation

3.3.2 Diode Zéner



Dans le sens direct, cette diode présente les mêmes caractéristiques qu'une diode classique. Elle n'a d'intérêt qu'en inverse où elle ne présente pas de zone de claquage. Au contraire, le courant reste nul seulement jusqu'à ce que la tension atteigne la tension zéner de la diode (V_Z). A ce moment là, la tension de la diode $V_d = V_Z$ quelque soit le courant dans la diode.

▪ Caractéristique et modèle



▪ Applications

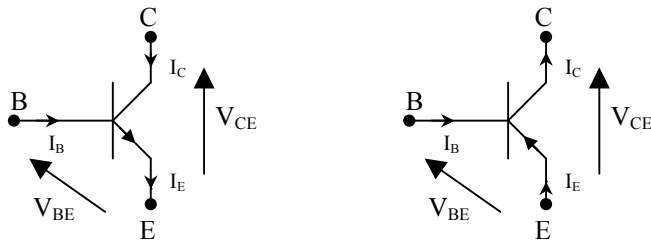
Les diodes Zéner sont appréciées pour leur tension zéner très stable. Ainsi, on les retrouve souvent associées aux fonctions :

- référence de tension
- écrêtage de tension
- alimentation continue de faible puissance

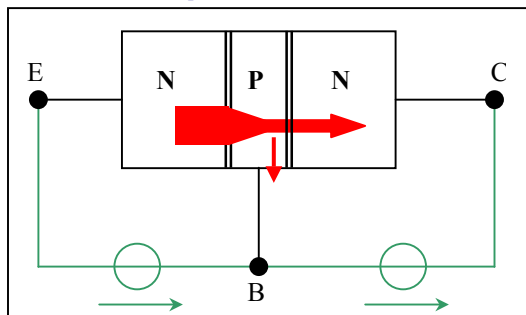
▪ Critères de choix

- la tension à stabiliser (V_Z)
- le courant maximal devant traverser la diode (I_Z)
- la puissance dissipée par la diode (P_Z)

4 Le transistor bipolaire



4.1 Principe



Le transistor est constitué par la succession de trois couches de semi-conducteur de type N-P-N (ou P-N-P). Des connexions métalliques sont respectivement fixées sur la partie centrale appelée **Base** et sur les deux extrémités appelées **Collecteur** et **Emetteur**.

La couche centrale est très mince par rapport aux autres. Sa largeur doit être très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs injectés dans cette zone.

En fonctionnement normal la jonction base-émetteur est polarisée dans le sens passant ($V_{BE} \approx 0,7V$) et la jonction base collecteur dans le sens

bloquant ($V_C > V_B$). Pour un dopage d'émetteur très supérieur à celui de la base, le courant Emetteur-Base est essentiellement constitué par les porteurs négatifs passant de E vers B. La largeur de la base étant inférieure à la longueur de diffusion de ces électrons dans le matériau de base, la plus grande partie d'entre eux parvient dans la région de charge d'espace de la jonction BC, polarisée en inverse, où ils sont capturés et atteignent le collecteur.

➡ C'est l'effet transistor qui se traduit par la relation simple $I_C = \alpha I_E$

$\alpha < 1$ est le gain en courant en base commune.

En introduisant $I_E = I_C + I_B$ on obtient la formule fondamentale du transistor :

$$I_C = \beta I_B \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

β est le gain en courant du transistor.

4.2 Régime de fonctionnement

En fonction du courant I_B injecté sur sa base, le régime de fonctionnement du transistor sera différent. Pour étudier le régime de fonctionnement d'un transistor, il faut dissocier chaque jonction. Cela conduit à l'étude de deux circuits :

- le montage sur la jonction BE : le circuit de commande
- le montage sur la jonction CE : le circuit commandé

Le circuit de commande définit si le transistor est passant ou bloqué suivant la polarisation de la jonction BE (direct ou inverse). De plus, le circuit commandé va limiter la valeur des courants I_C et I_E . Ils ne pourront donc pas dépasser une certaine valeur malgré l'effet transistor. Ainsi, si I_B devient trop important, I_C ne pourra pas dépasser la valeur maximum fixée par le montage commandé et la jonction BC deviendra passante : le transistor sera saturé et il n'existera plus une relation linéaire entre I_B et I_C . Puisque les deux jonctions BC et BE sont passantes, la différence de potentiel entre les jonctions C et E sera très faible.

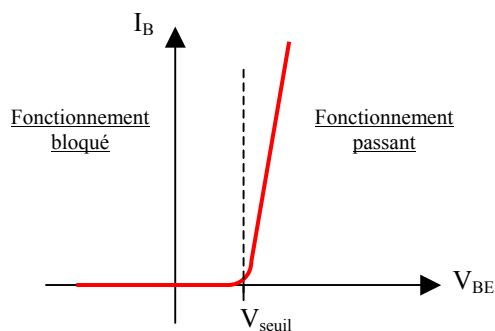
On voit donc apparaître trois régimes de fonctionnement :

- **transistor bloqué** : $I_B = 0 \rightarrow I_C = 0$
- **transistor passant** : $I_B > 0$ et $I_C = \beta I_B \rightarrow V_{CE} \neq 0$
- **transistor saturé** : $I_B > 0$ et $I_C = I_{Csat} \rightarrow V_{CE} = V_{Cesat} \approx 0.2V$

Remarque : le transistor bipolaire se comporte donc comme une source de courant commandé par un courant.

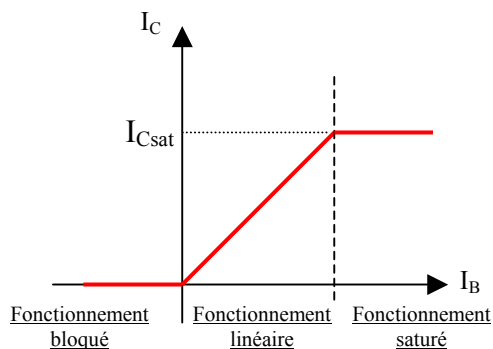
4.3 Caractéristiques

- **Caractéristique $I_B = f(V_{BE})$**



On retrouve la caractéristique d'une diode puisque la jonction BE est une jonction PN.

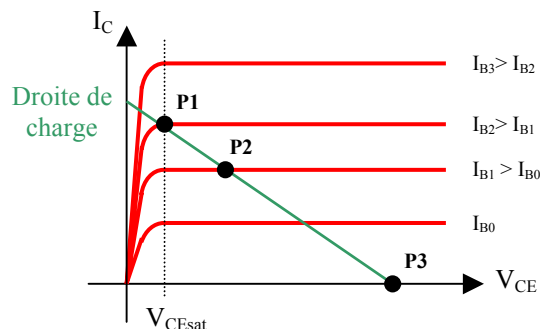
- **Caractéristique $I_C = f(I_B)$**



On retrouve :

- $I_C = 0$ en fonctionnement bloqué
- $I_C = \beta I_B$ en fonctionnement linéaire
- $I_C = I_{Csat}$ en fonctionnement saturé

- **Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$**





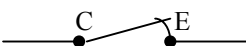
Chaque courbe correspond à une valeur différente de I_B .

La droite de charge est obtenue en écrivant la loi des mailles côté jonction CE. C'est la droite d'équation $I_C = f(V_{CE})$.

Ainsi, en connaissant la valeur de I_B , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge.

Si $I_B = I_{B2}$ alors le transistor est saturé et le point de fonctionnement se trouve en P1. Si $I_B = I_{B1}$, le transistor fonctionne en régime linéaire et le point de fonctionnement se trouve en P2. Enfin, si $I_B = 0$, le transistor est bloqué et le point de fonctionnement se trouve en P3.

▪ **Modèle**

Régime du transistor	Valeur particulière	Modèle équivalent
Bloqué	$I_B = 0 - I_C = 0$	
Linéaire	$I_B > 0 - I_C = \beta I_B - V_{CE} \neq 0$	
Saturé	$I_B > 0 - I_C = I_{Csat} - V_{CE} = V_{Cesat}$	

▪ **Caractéristiques techniques**

V_{CEsat} : Tension entre collecteur et émetteur lorsque le transistor est saturé.

V_{CEmax} : Tension maximale admissible entre collecteur et émetteur

V_{BE} : Tension entre base et émetteur lorsque le transistor est passant.

I_{Cmax} : Courant maximum pouvant circuler entre collecteur émetteur.

I_{Bmax} : Courant maximum pouvant circuler dans la base (à ne pas dépasser surtout lorsqu'on souhaite saturer le transistor).

β : gain en courant du transistor (aussi appelé H_{FE}).

t_{on}/t_{off} : Temps de commutation (passage bloqué-saturé et saturé-bloqué)

P_D : Puissance maximale dissipée par le transistor (permet de dimensionner le dissipateur thermique si besoin est).

4.4 Modèle aux petits signaux

La modélisation précédente repose sur le principe que la tension base émetteur reste constante. Elle est donc inadapté aux calculs dans le cas où les signaux appliqués au transistor sont variables et de faible amplitude autour du point de repos (ex: amplificateur). Pour un fonctionnement en régime variable, il faut donc utiliser le modèle aux petits signaux qui prend en compte la caractéristique exacte de la jonction :

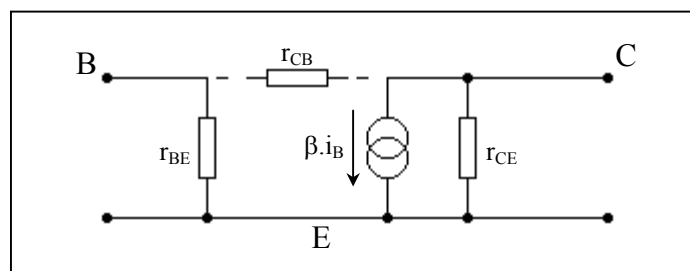
$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{U_T}}$$

Le transistor est alors considérée comme un quadripôle linéaire que l'on définit par sa matrice H.

$$\begin{pmatrix} v_{BE} \\ i_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_B \\ v_{CE} \end{pmatrix} \quad \text{avec}$$

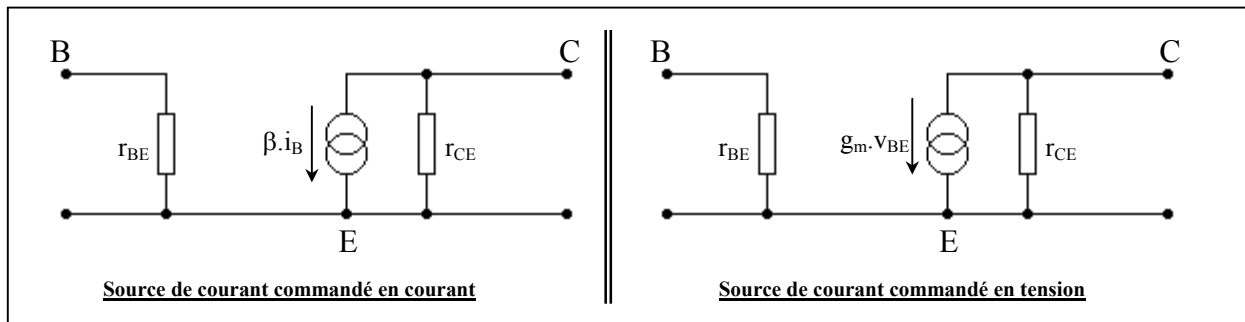
$$\begin{aligned} h_{11} &= r_{BE} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{\beta}{g_m} \\ h_{12} &= \frac{r_{BE}}{r_{CB}} \rightarrow 0 \text{ car } r_{CB} \rightarrow \infty \\ h_{21} &= \beta \\ h_{22} &= \frac{1}{r_{CE}} \rightarrow 0 \end{aligned}$$

On obtient donc le modèle aux petits signaux suivant :



Remarque :

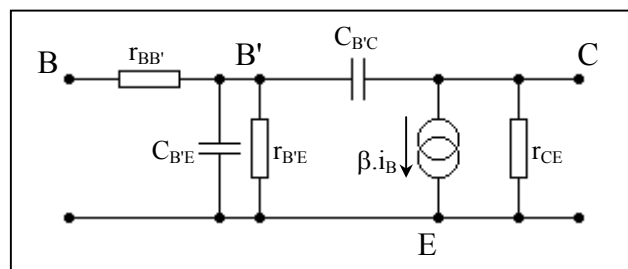
La résistance entre base et collecteur est très souvent négligé ainsi que celle entre collecteur et émetteur. De plus, on accepte pour la source de courant commandé un modèle commandé en tension ou en courant. Les modèles couramment utilisés sont donc les suivants :



▪ **Modèle de Giacoletto**

En haute fréquence, il faut tenir compte des temps de stockage des charges. Pour les simuler, on introduit les capacités internes $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$. En fait, lorsque la fréquence augmente, on fait la distinction pour la jonction BE entre le comportement de la jonction à proprement dite et celui des semi-conducteurs qui conduisent le courant jusqu'à la jonction. Pour cela, on introduit un point B' entre base et émetteur qui n'existe pas physiquement. On voit alors apparaître :

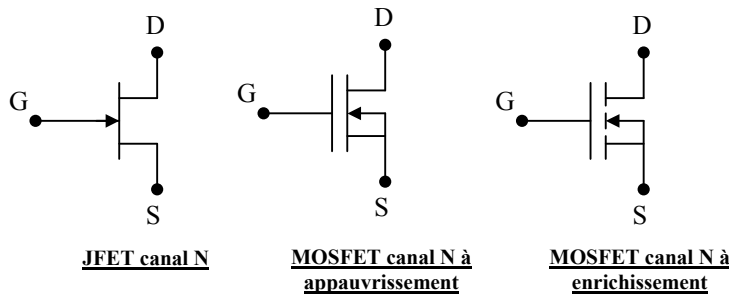
- une résistance $r_{BB'}$ qui est la résistance du semi-conducteur
- une résistance $r_{B'E}$ qui correspond à la résistance de la jonction BE (r_{BE})
- une capacité $C_{B'E}$ qui correspond à la capacité de la jonction BE
- une capacité $C_{B'C}$ qui correspond à la capacité de la jonction BC



Remarque :

La présence des capacités fait apparaître des fréquences de coupures qui correspondent aux limites d'utilisation en fréquence du transistor considéré.

5 Le Transistor à effet de champ

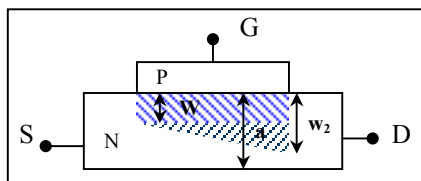


Les transistors à effet de champ ont un principe de fonctionnement totalement différent des transistors bipolaires. Il possède trois électrodes qui se nomment la **grille** (G), le **drain** (D) et la **source** (S). Il existe plusieurs sortes de transistors à effet de champ :

- canal N ou P
- à grille isolée ou non (JFET ou MOSFET)
- à enrichissement ou à appauvrissement

5.1 Principe

▪ JFET



Le transistor JFET est un transistor à effet de champ dont la grille n'est pas isolée. Le JFET canal N est constitué d'une mince plaquette de silicium dopé N qui va former le *canal* conducteur principal. Cette plaquette est recouverte partiellement d'une couche de silicium dopé P de manière à former une jonction PN latérale par rapport au canal. Pour faire

circuler le courant dans le canal, deux électrodes sont présentes à ses extrémités : le **drain** et la **source**. L'électrode connectée à la couche de silicium P s'appelle la **grille**. Elle est toujours polarisée négativement par rapport à la source de façon à ce que la jonction soit bloquée.

La jonction étant polarisée en inverse, une zone de charge d'espace isolante (vide de porteurs) d'épaisseur W se forme dans la couche N. Ainsi pour passer de S à D un courant ne peut circuler que dans un canal d'épaisseur $a-W$. La résistance du canal N entre S et D va donc varier en fonction de W (W varie proportionnellement à la racine carrée de la tension de polarisation de la jonction).

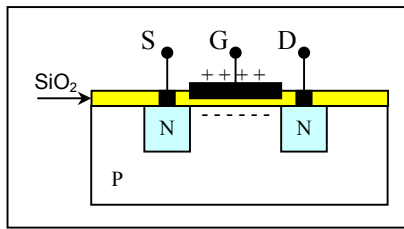
➡ Le dipôle SD se comporte donc comme une résistance variable en fonction de la tension grille-source. Plus la résistance sera faible et plus le courant circulant entre S et D pourra être important.

Remarque :

Pour une valeur V_T de V_{GS} , W devient égal à a , le canal a donc une épaisseur nulle ce qui revient à obtenir une résistance infinie, le courant ne peut donc plus circuler entre D et S. V_T est la **tension de pincement** du JFET.

En fait, pour faire circuler un courant entre D et S, il faut appliquer une différence de potentiel entre ces deux points. Cette tension va modifier le profil de la zone isolante qui sera plus large du côté du potentiel le plus élevé (D). Ainsi, si on augmente la tension V_{DS} , à V_{GS} donnée, l'épaisseur isolante w_2 va augmenter. Ainsi, lorsque $|V_{GS}| + V_{DS} = V_T$, le courant tendra vers une valeur constante. En effet, une augmentation de V_{DS} devrait entraîner un accroissement du courant dans le canal (loi d'ohm) mais cette augmentation va accroître la tension V_{DG} , ce qui aura pour effet d'agrandir la zone de déplétion du côté de D et d'entraîner une augmentation de la résistance entre D et S. On retrouve le phénomène de pincement.

▪ **MOSFET canal N à enrichissement**



Le transistor MOSFET est un transistor à effet de champ dont la grille est isolée par l'intermédiaire d'une très fine couche d'oxyde de silicium (MOS = Metal Oxyde Semiconductor). Il est constitué d'un support (substrat) faiblement dopé P où l'on insère deux zones N fortement dopées. Ces deux zones seront la source et le drain du MOSFET.

Si $V_{GS}=0$, aucun courant de drain ne passera, car le circuit source-drain est composé de deux jonctions en série, l'une PN et

l'autre NP : il y en aura toujours une en inverse.

Lorsqu'on applique une tension V_{GS} positive, l'électrode de grille, l'isolant et le substrat P forment un condensateur. Les électrons sont alors attirés vers la grille. Pour une tension V_{GS} suffisamment élevée (tension de seuil V_T), la concentration en électrons dans le substrat est supérieure à la concentration en trous au voisinage de la grille ; on a alors une couche N dite couche d'inversion entre les zones N de la source et du drain. Les deux jonctions disparaissent, on n'a plus qu'un canal N, et le courant peut passer entre drain et source si on applique une différence de potentiel entre D et S.

Ce mode de fonctionnement est appelé à enrichissement, car une tension V_{GS} positive enrichit le canal en porteurs minoritaires, permettant le passage du courant.

▪ **MOSFET canal N à appauvrissement**

Le MOSFET à appauvrissement a la même structure que le MOS à enrichissement sauf qu'il existe toujours un canal faiblement dopé N entre la source et le drain.

Pour V_{GS} nulle, ce transistor fonctionne comme un JFET. Un courant pourra donc circuler entre D et S.

Si V_{GS} est inférieure ou égale à 0, le condensateur formé par la grille, l'isolant et le canal attire des trous dans le canal initial qui neutralisent les électrons de cette zone N. On obtient le phénomène de pincement. Ce mode de fonctionnement est appelé à appauvrissement.

Au contraire, pour V_{GS} supérieure à 0, on retrouve le fonctionnement du MOS à enrichissement, et le courant entre D et S va croître.

Remarque :

Lorsque V_{DS} augmente, un phénomène de pincement se produit qui obstrue le canal : le courant de drain devient constant, de la même manière que pour le JFET.

5.2 Régime de fonctionnement

La commande de ces transistors s'effectue donc par la tension de grille. Par opposition au transistor bipolaire, le transistor à effet de champ se comporte donc comme une source de courant commandée par une tension. L'avantage est donc que le circuit de commande ne consommera pas de courant (R_E très importante).

De même que pour le transistor bipolaire, on retrouve le circuit de commande (jonction GS) et le circuit commandé (jonction DS). Les régimes de fonctionnement vont donc dépendre des caractéristiques de ces deux circuits.

Le circuit commandé présente deux zones de fonctionnement :

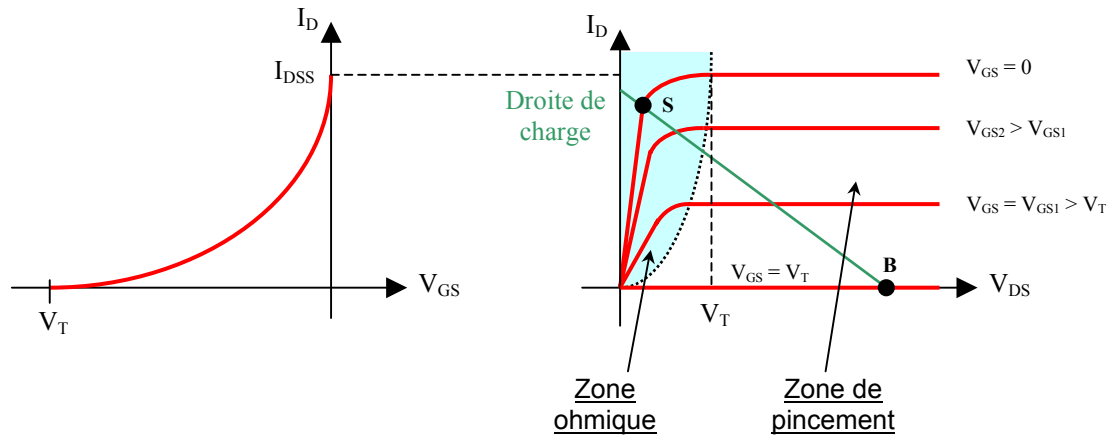
- une zone où la jonction DS se comporte comme une résistance variable
- une zone de pincement où la valeur de I_D ne dépend que de V_{GS} . La jonction entre D et S se comporte comme une source de courant commandée en tension. Dans ce cas là, $I_D = g_m \cdot V_{GS}$ et g_m représente la transconductance du transistor

Ainsi, suivant la valeur de la tension de commande V_{GS} et des caractéristiques du circuit commandé, le transistor pourra fonctionner dans les régimes suivants :

- **résistance variable**
- **transistor passant**
- **transistor bloqué**
- **transistor saturé**

5.3 Caractéristiques

▪ JFET canal N



Lorsque $V_{DS} < V_T - |V_{GS}|$, la jonction DS se comporte comme une résistance R_{DS} et le transistor fonctionne dans sa zone ohmique.

$$R_{DS} \approx \frac{V_T}{-2 \cdot I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right)}$$

Lorsque $V_{DS} > V_T - |V_{GS}|$, la jonction DS se comporte comme une source de courant commandée par la tension V_{GS} et le transistor fonctionne dans sa zone de pincement.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right)^2$$

L'équation de la droite de charge est trouvée par la loi des mailles sur le circuit commandé (jonction DS). C'est la droite d'équation $I_D = f(V_{DS})$. Ainsi, en connaissant la valeur de V_{GS} , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge.

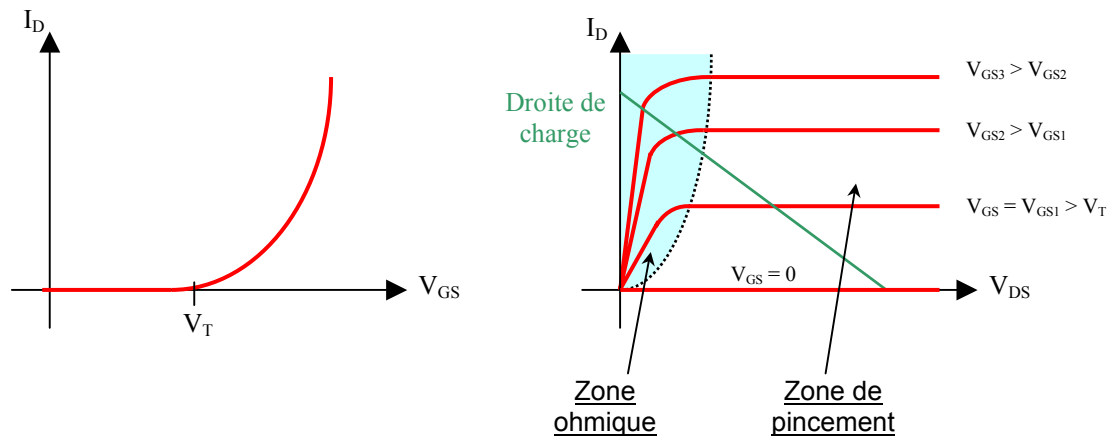
Pour bloquer le transistor, il faut qu'aucun courant ne circule dans la jonction DS. Il faut donc que $V_{GS} = V_T$ (point B).

Pour saturer le transistor, il faut que le courant I_D ne puisse plus augmenter même si V_{DS} l'y incite. En pratique, on fixe $V_{GS} = 0$ et ainsi I_D ne peut dépasser I_{DSS} (point S).

Remarque :

Pour les transistors JFET canal P, la polarisation change de signe (I_D et $V_{DS} < 0$) et la tension de commande V_{GS} est positive.

▪ MOSFET canal N à enrichissement



La caractéristique de sortie est similaire à celle d'un JFET. On retrouve les zones de pincement et ohmique qui permettent les même applications qu'un JFET. La tension V_T est la tension de seuil.

Dans la zone de pincement :

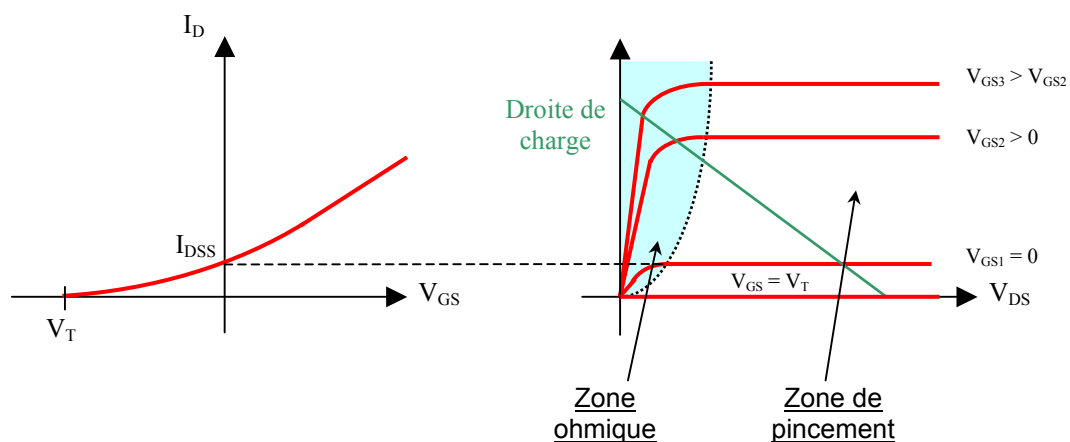
$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

L'équation de la droite de charge est trouvée par la loi des mailles sur le circuit commandé (jonction DS). C'est la droite d'équation $I_D = f(V_{DS})$. Ainsi, en connaissant la valeur de V_{GS} , on peut trouver le point de fonctionnement à l'intersection de la courbe correspondante et de la droite de charge.

Pour bloquer le transistor, il faut qu'aucun courant ne circule dans la jonction DS. Il faut donc que $V_{GS} \leq V_T$.

Pour saturer le transistor, il faut que le courant I_D ne puisse plus augmenter même si V_{DS} l'y incite. Le régime de saturation est atteint pour $V_{GS} \geq V_T + \frac{I_D}{g_m}$.

▪ MOSFET canal N à appauvrissement



On retrouve les même formes de caractéristiques. A noter que pour $V_{GS} = 0$, le transistor conduira un courant de valeur I_{DSS} .

Dans la zone de pincement :


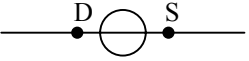
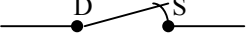
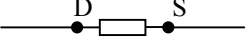
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T} \right)^2$$

Les conditions de saturation et de blocage sont semblables à celle du MOS à enrichissement.

Remarque :

Pour les transistors JFET canal P, la polarisation change de signe (I_D et $V_{DS} < 0$) et la tension de commande V_{GS} doit être inférieure à V_T .

▪ Modèle

Régime du transistor	Modèle équivalent
Bloqué	
Pincement	
Saturé	
Résistif	

$I_D = g_m \cdot V_{GS}$

▪ Caractéristiques techniques

V_T : Tension de pincement du transistor (parfois notée V_{GSth}).

R_{DSon} : Résistance minimale entre Drain et Source lorsque le transistor est saturé

I_{DSS} : Courant entre Drain et Source lorsque $V_{GS}=0$.

V_{DSon} : Tension entre Drain et Source lorsque le transistor est saturé.

g_m : Transconductance du transistor en siemens (S).

β : gain en courant du transistor (aussi appelé H_{FE}).

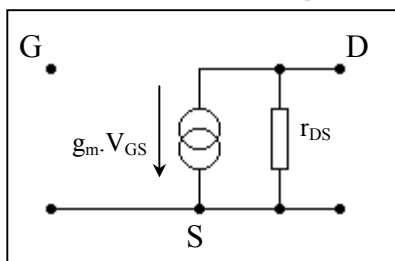
t_{on}/t_{off} : Temps de commutation (passage bloqué-saturé et saturé-bloqué)

P_D : Puissance maximale dissipée par le transistor (permet de dimensionner le dissipateur thermique si besoin est).

V_{GSBR} : Tension maximale entre Grille et Source.

C_{ISS} : Capacité d'entrée en source commune ($C_{ISS} = C_{GD} + C_{GS}$)

5.4 Modèle aux petits signaux



Lorsque le transistor est utilisé en amplificateur, il est polarisé dans sa zone de pincement. Il faut donc établir, comme dans le cas du transistor bipolaire, un modèle adapté aux calculs dans le cas où les signaux appliqués au transistor sont variables et de faible amplitude autour du point de repos.

Comme le courant de grille est toujours extrêmement faible, la résistance équivalente entre grille et source est considérée comme infinie. Dans la zone de pincement, le courant entre D et S dépend uniquement de la valeur de V_{GS} . Et suivant les valeurs de

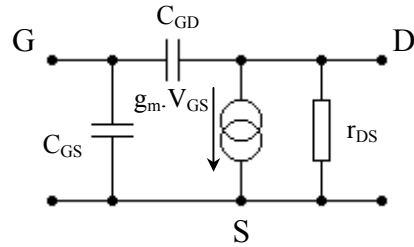
V_{DS} et V_{GS} , le canal entre D et S présentera une résistivité plus ou moins importante. On obtient donc le modèle équivalent très simple ci-dessous.

Remarque :

Dans la plupart des cas, on considérera r_{DS} très importante et on la négligera.

- **Modèle hautes fréquences**

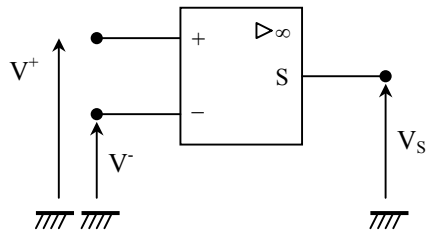
Aux fréquences plus élevées, il faut tenir compte de la capacité répartie entre le canal et la grille. Pour simplifier on peut modéliser cette capacité répartie en une capacité grille source et une capacité grille drain. A cause de l'épaisseur W plus grande coté drain, C_{GS} est toujours supérieur à C_{GD} .



6 L'amplificateur linéaire intégré

Chapitre

6



6.1 Présentation

L'amplificateur linéaire intégré (ou amplificateur opérationnel) est un composant constitué principalement de transistors (bipolaires ou à effet de champ). Il comprend deux entrées, une inverseuse (-) et une non inverseuse (+) et une sortie (S). Son étage d'entrée est réalisé à partir d'un amplificateur différentiel. La tension de sortie varie donc de la manière suivante en fonction de la tension d'entrée :

$$V_S = A_d (V^+ - V^-) + A_c \left(\frac{V^+ + V^-}{2} \right)$$

Avec A_d : gain différentiel
 A_c : gain de mode commun

La plupart des ALI sont dimensionnés de telle sorte que le gain de mode commun soit négligeable par rapport au mode différentiel (voir *Taux de Réjection de Mode Commun*). Ainsi, la variation de la tension de sortie est essentiellement définie par :

$$V_S = A_d (V^+ - V^-)$$

La valeur maximale de la tension de sortie est limitée par la tension d'alimentation qui s'applique par l'intermédiaire de deux entrées d'alimentations (V_{dd} et V_{ss}).

Remarque :

En fait la tension de sortie ne pourra jamais dépasser la valeur de la tension de saturation de l'ALI ($V_{sat} = V_{alim} - V_{déchet}$).

6.2 Régime de fonctionnement

L'amplificateur linéaire intégré possède deux régimes de fonctionnement :

- un régime linéaire où V_S dépend des éléments extérieurs de l'ALI
- un régime non linéaire où $V_S = \pm V_{sat}$

▪ Régime linéaire

Ce type de fonctionnement est obtenu en effectuant une contre-réaction de la sortie sur l'entrée inverseuse. La contre-réaction impose $V^+ = V^-$. la tension de sortie ne peut dépasser $\pm V_{sat}$.

▪ Régime non linéaire

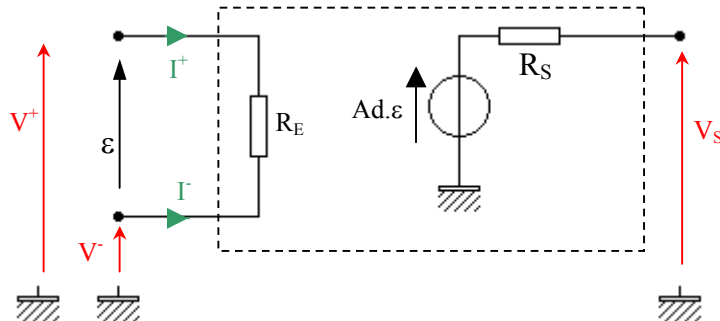
Dans tous les autres cas, l'ALI fonctionne en régime non linéaire comme un comparateur. C'est à dire que :

- $V_S = +V_{sat}$ si $V^+ > V^-$
- $V_S = -V_{sat}$ si $V^+ < V^-$

6.3 Caractéristiques

▪ Modèle

L'ALI peut se représenter par le modèle électrique très simple ci-dessus.



R_E : résistance d'entrée de l'ALI. Elle est très importante (*qq M Ω*)

R_S : résistance de sortie de l'ALI. Elle est très faible (*qq Ω*)

A_d : gain différentiel de l'ALI. Il est très important (*qq 100 000*)

I^+, I^- : courant d'entrée de l'ALI. Ils sont très faibles et correspondent aux courants de base ou de drain de l'étage différentiel d'entrée. (*qq pA pour FET, qq nA pour bipolaire*).

ε : tension différentiel d'entrée ($V^+ - V^-$)

Suivant le degré d'approximation nécessaire, on tiendra compte de toutes les imperfections et on travaillera sur le modèle réel sinon on raisonnera sur le modèle idéal simplifié.

▪ Modèle idéal

- ✓ L'amplification est considérée infinie : $A_d \rightarrow \infty$
- ✓ La résistance d'entrée est considérée infinie : $R_E \rightarrow \infty$
- ✓ Du coup, les courants d'entrée sont nuls : $I^+ = I^- = 0$
- ✓ La résistance de sortie est nulle : $R_S = 0$
- ✓ La bande passante de l'ALI est infinie : $\Delta f \rightarrow \infty$
- ✓ La tension de décalage (offset) est nulle pour $V^+ = V^-$
- ✓ Les tensions de déchets sont nuls : $V_{sat} = V_{alim}$

▪ Modèle réel

- ✓ L'amplification et la bande passante sont considérées finies et leur produit est constant :
 $A_d \times \Delta f = \text{cste}$
- ✓ La résistance d'entrée est finie : $R_E \approx 1 \text{ à } 2 \text{ M}\Omega$
- ✓ Les courants d'entrée ne sont plus nuls et sont définis par la valeur du courant de polarisation :

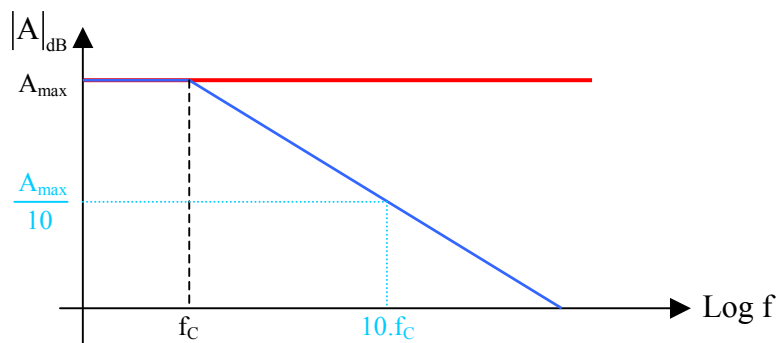
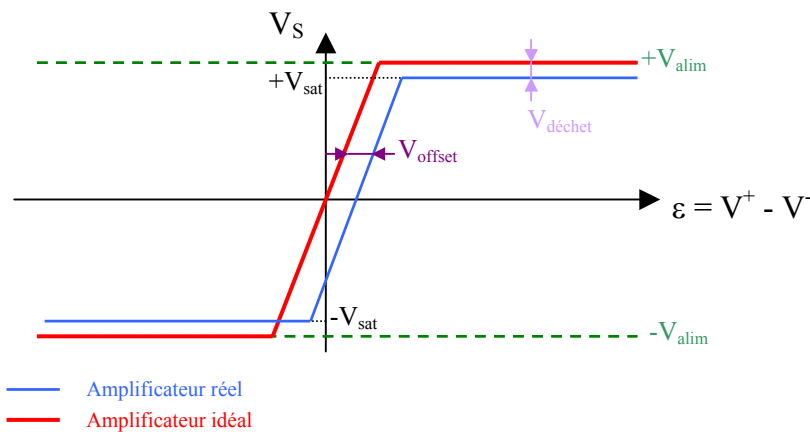
$$I_{\text{Bias}} = \frac{I^+ + I^-}{2}$$

- ✓ La résistance de sortie est finie : $R_S < 250 \Omega$
- ✓ Lorsque $V^+ = V^- = 0$, la tension de sortie est égale à la tension de décalage : $V_S = V_{\text{offset}}$
- ✓ Les tensions de déchets sont prises en comptes : $V_{sat} = V_{alim} - V_{\text{déchet}}$ ($V_{\text{déchet}} = \text{qq V}$)

Remarque :

La plupart des ALI présentent maintenant des entrées de compensation de la tension d'offset afin d'éliminer les erreurs dans des applications demandant une grande précision. Certains possèdent même un circuit interne d'auto-compensation.

▪ Fonction de transfert



▪ Caractéristiques techniques

Tension de décalage d'entrée : c'est la tension d'offset due à l'étage différentiel d'entrée. Elle décale la valeur de la tension de sortie. Elle est compensable sur la plupart des ALI.

Courant de décalage d'entrée : c'est le courant de polarisation des transistors de l'étage différentiel d'entrée. Les constructeurs précisent la valeur de I_{Bias} .

Résistance d'entrée : Elle dépend de la technologie des transistors utilisés pour réaliser l'étage différentiel d'entrée. Elle sera beaucoup plus importante si des transistors à effet de champ sont utilisés.

Résistance de sortie :

Courant de sortie maximum : C'est le courant maximum que peut débiter l'ALI, il limite la charge que peut alimenter le montage à base d'ALI.

Tension d'alimentation : les constructeurs définissent une plage à ne pas dépasser. Elle définie la dynamique de la tension de sortie.

Tension de déchet : Définie la valeur maximale disponible en sortie de l'ALI. ($V_{\text{max}} = V_{\text{alim}} - V_{\text{déchet}}$)

Vitesse de montée : (Slew Rate) Cette vitesse limite les variations rapide de la tension de sortie (temps de montée et temps de descente). Elle est fournie en V/s ou V/ μs .

Bande passante : Définie la gamme de fréquence où l'ALI fonctionne correctement. Les constructeurs définissent le produit Gain Bande.

Taux de réjection de mode commun : (TRMC) Définie la capacité de l'ALI à rejeter le mode commun en entrée ($\frac{V^+ + V^-}{2}$) et à n'amplifier que le mode différentiel ($V^+ - V^-$). Les constructeurs le

donne en dB. ($\text{TRMC} = 20 \log \frac{A_d}{A_c}$).

Annexe 1 : Diagramme asymptotique de Bode

