



ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE

Support de Cours

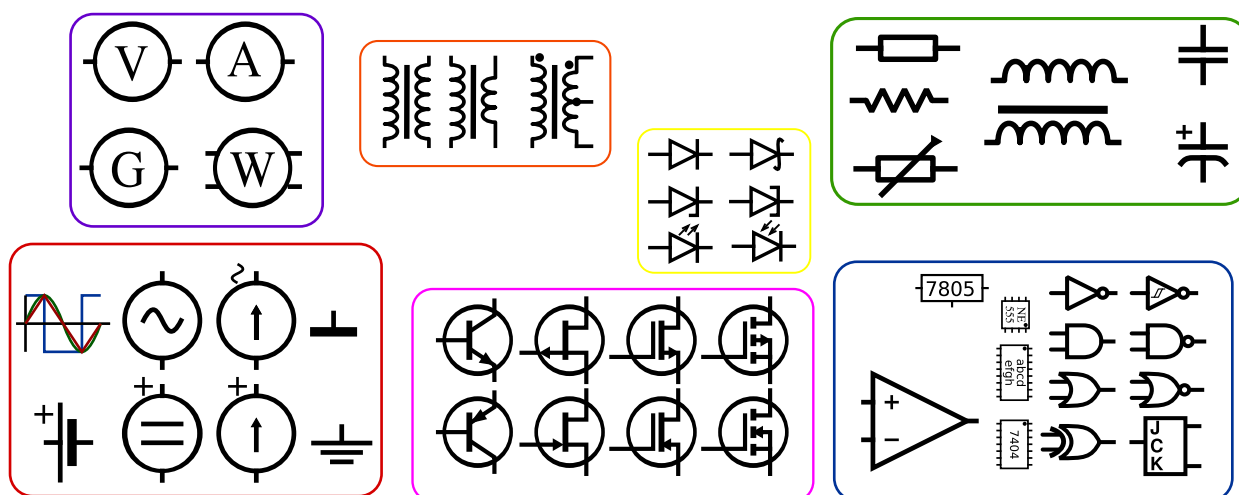


Table des matières

I	Les diodes	1
I.1	Introduction	1
I.2	La jonction PN	2
I.3	Diode dans un circuit	5
I.4	Quelques diodes spéciales	8
I.5	Application des diodes	9
II	Le transistor bipolaire	15
II.1	Introduction	15
II.2	Étude de la Polarisation	21
II.3	Étude en régime Dynamique	23
II.4	Amplificateurs à transistors bipolaires	25
III	L'Amplificateur Opérationnel	29
III.1	Introduction	29
III.2	Les applications de l'AOP	30
III.3	AOP réel	32
A	Exemples de fiche technique	35
A.1	Fiche technique d'une diode classique	36
A.2	Fiche technique d'un BJT	37
A.3	Fiche technique d'un AOP	38
B	Références Bibliographiques	39

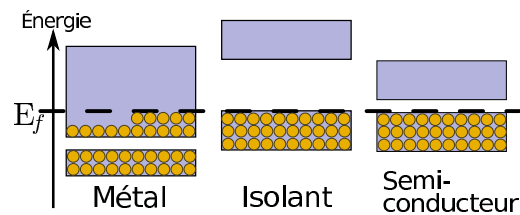
I.1 Introduction

I.1.1 Notions sur les semi-conducteurs

On sait qu'un **courant électrique** est la *grandeur algébrique* correspondant à la circulation de *porteurs de charges mobiles* (p.c.m.) électriques dans un conducteur. En particulier, un milieu est dit *conducteur* s'il existe des p.c.m. (électrons, ions, etc.) susceptibles de se déplacer dans tout le milieu. Dans le cas contraire, le milieu est dit *isolant*.

Un **semi-conducteur** est un matériau qui a les caractéristiques électriques d'un *isolant*, mais pour lequel la probabilité que les p.c.m. puissent contribuer au courant électrique est suffisamment importante.

→ La conductivité électrique d'un semi-conducteur est intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants.



Les semi-conducteurs sont des matériaux importants en électronique. En effet 99% des composants électroniques sont faits à partir de matériaux semi-conducteurs.

Dans les semi-conducteurs on distingue classiquement deux types de p.c.m. : les électrons libres (charge $q = -e$) et les trous (charge $q = +e$).



Rappel : charge élémentaire $e = 1.602\,17 \cdot 10^{-19}\, \text{C}$

Un semi-conducteur est dit **intrinsèque** lorsqu'il est pur : il ne comporte aucune impureté et son comportement électrique ne dépend que de la structure du matériau. Ce comportement correspond à un *semi-conducteur parfait*. Dans un semi-conducteur intrinsèque, les p.c.m. ne sont créés que par des défauts cristallins et par excitation thermique.

La technique du *dopage* augmente la densité des p.c.m. à l'intérieur du matériau semi-conducteur. Si elle augmente la densité d'électrons, il s'agit d'un *dopage de type N*. Si elle augmente celle des trous, il s'agit d'un *dopage de type P*. Les matériaux ainsi dopés sont appelés semi-conducteurs **extrinsèques**.

Différents procédés de micro-électronique permettent la réalisation des différents type de semi-conducteur. Cela permet ainsi de concevoir la grande majorité des composants de l'électronique : les diodes, transistors, AOP, micro-processeurs, etc. Dans un composant électronique on trouve plusieurs semi-conducteurs ; les propriétés électroniques des semi-conducteurs sont alors déterminées par :

- la distribution spatiale des deux types de p.c.m. ;
- leur participation à la conduction électrique ;
- la distribution des charges fixes (dopants).



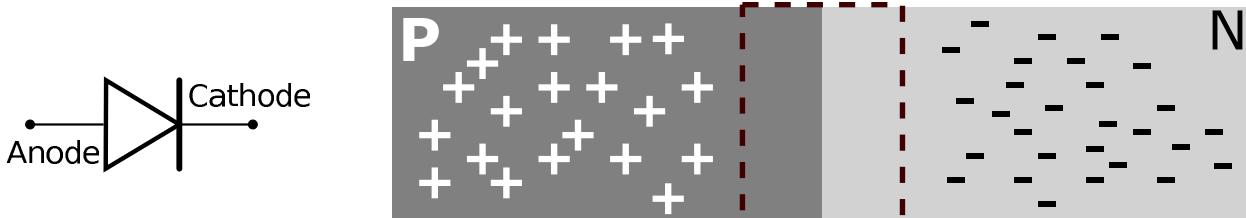
Les défauts majeurs des matériaux semi-conducteurs résident dans la variabilité de leur propriétés (dispersion de fabrication), et de leurs grande sensibilité à la température.

I.1.2 Définitions

Définition 1 (La diode). La diode est un **dipôle passif non linéaire** et *polarisé*, idéalement, il ne laisse circuler le courant électrique que dans un sens.

Les diodes sont le plus “*simple*” des composants semi-conducteurs

↔ Simplement constituées d’une “*jonction PN*” (eg., silicium, germanium...)



La diode à deux principaux états de fonctionnement suivant son sens par rapport à un courant électrique :

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

↔ La diode “*idéale*” est un dipôle unidirectionnel (i.e., \sim interrupteur).

La diode trouve ainsi ses applications pour le redressement de tension, écrêtage (*clipping*), etc.

I.2 La jonction PN

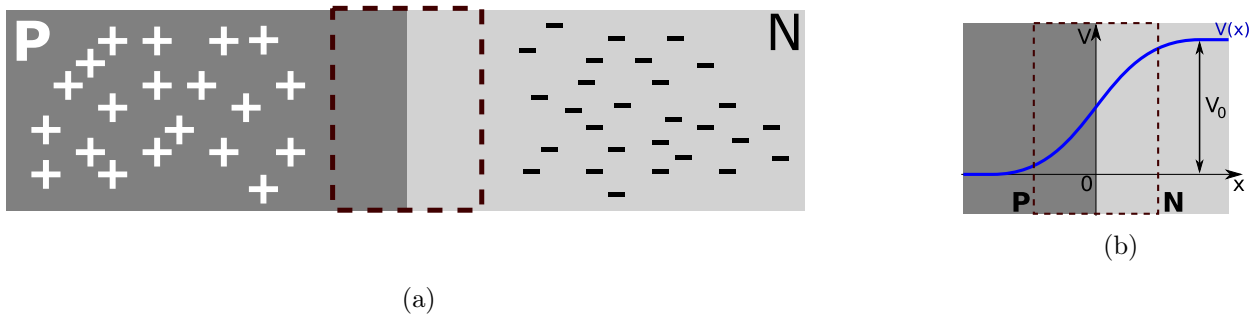


Fig. 1 – Diode \equiv jonction PN

Une diode est constituée de deux zones respectivement dopées **P** (atomes accepteurs ou trous) et **N** (atomes donneurs ou électrons). Au moment de la création de la jonction, un processus de diffusion se déclenche : les trous de la région **P** diffusent vers la région **N** laissant des charges négatives fixes (atomes ionisés), et les électrons de la région **N** diffusent vers la région **P** laissant des charges positives fixes.

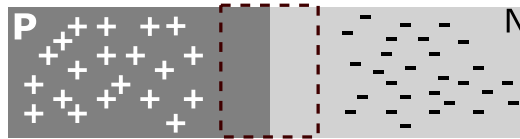
Il apparaît alors au niveau de la jonction une zone, appelée *zone de charge d'espace* ou *zone de transition*, dépeuplée de porteurs mobiles et contenant uniquement des charges fixes positives du côté **N** et négatives du côté **P**.

Ces charges créent un champ électrique \vec{E}_{int} qui s'oppose à la diffusion des p.c.m. de manière à établir un équilibre électrique entre les deux zones **P** et **N**. Dans ce contexte, il y a création d'une **barrière de potentiel**. Une différence de potentiel, dont dérive le champ électrique, apparaît aux bornes de la zone de charge d'espace. Elle est appelée *tension seuil* ou *tension de diffusion* de la jonction, notée ici V_0 (cf. Fig. 1(b)) — aussi notée V_s .

I.2.1 Polarisation

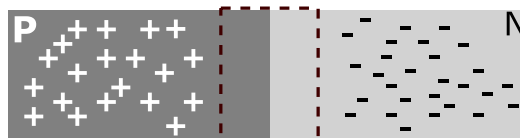
Le comportement d'une diode diffère selon la d.d.p. V_d que l'on applique à ses bornes.

Polarisation inverse



Les tensions V_d et V_0 s'ajoutent, ce qui accroît la largeur de la zone de charge d'espace et l'intensité du champ électrique \vec{E}_{int} . Le champ interdit alors la diffusion d'électrons de N vers P, et de trous de P vers N. La diode *bloque* la circulation des porteurs de charges majoritaires, et donc du courant. Cependant, il existe un courant inverse résiduel $I_r \ll 0$ **très faible**, liée à la circulation des porteurs de charges minoritaires de N vers P.

Polarisation directe



Les tensions V_d et V_0 se retranchent, la barrière de potentiel passe de V_0 à $(V_0 - V_d)$. La largeur de la zone de charge d'espace diminue ainsi que l'intensité du champ électrique \vec{E}_{int} . Le champ est alors incapable de s'opposer à la diffusion d'électrons de N vers P et de trous de P vers N. Un courant I_d circule positivement de P vers N.



La tension V_d ne doit pas (trop) dépasser V_0 sous peine de destruction du composant.

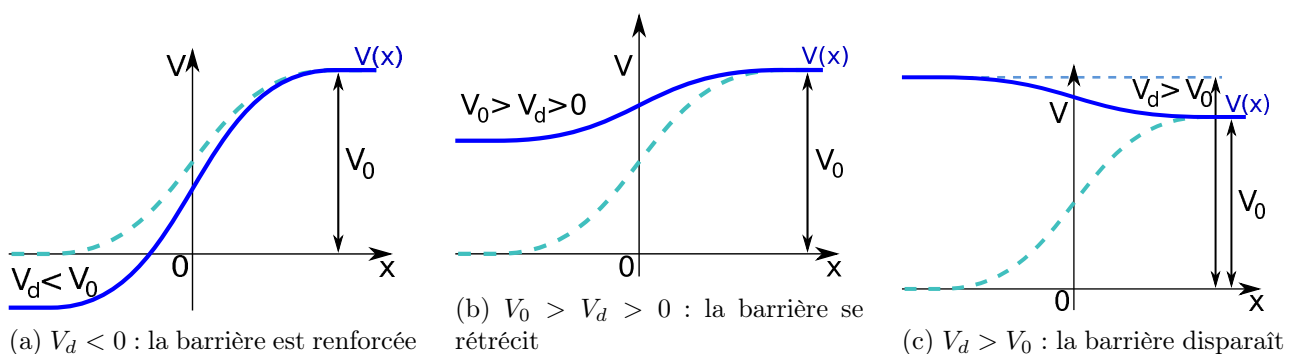


Fig. 2

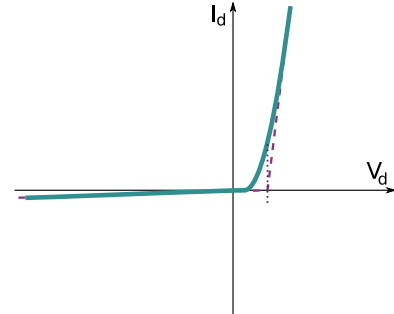
I.2.2 Caractéristiques électriques

La caractéristique courant/tension d'une jonction PN obéit selon la loi exponentielle suivante :

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

avec :

- I_r le courant inverse très faible (e.g. $I_r < 1 \mu\text{A}$)
En outre (I_r augmente avec la température) ;
- $V_T = \frac{kT}{q}$ la tension thermodynamique (ou thermique),
où :
 - $q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ est la charge de l'électron ;
 - $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ la constante de Boltzmann ;
 - T la température en Kelvin (K) ;
 - η facteur de qualité du semi-conducteur, e.g. compris entre 1 et 2 ;

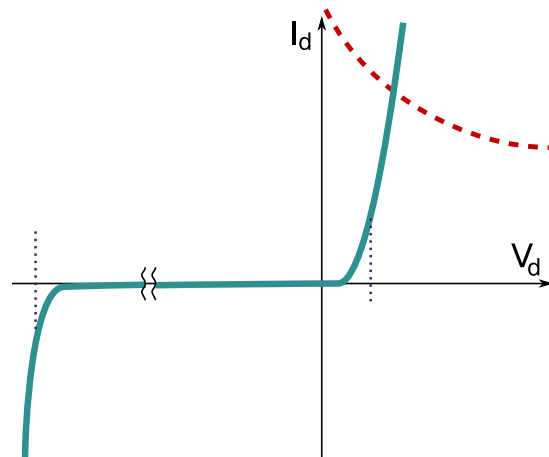


On distingue sur la caractéristique de la diode trois zones :

1. **Conduction** : $V_d > V_0$, la diode se comporte comme un conducteur
→ Comportement quasi-linéaire (\sim source de tension) \Rightarrow **diode passante**
2. **Blocage** : $V_d < 0$, la diode se comporte comme un isolant
→ Comportement quasi-linéaire (\sim interrupteur ouvert) \Rightarrow **diode bloquée**
3. "Zone du coude" : $0 < V_d \leq V_0$

Limites et imperfections

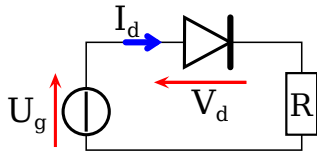
- Zone de claquage inverse
(par **effet Zener** ou **Avalanche**)
- ⚠ *Risque de destruction pour une diode non conçue pour fonctionner dans cette zone*
- Limitation de puissance :
 $V_d I_d = P_d \leq P_{d\max}$
(P_d : puissance de dissipation)
- Influence de la température T
 - diode bloquée : $I_d = I_r$ double tous les 7 à 10°C
 - diode passante : V_d (à I_d constant) diminue de $\approx 2\text{mV}/^\circ\text{C}$



Le comportement d'une diode est fortement sensible à la variation de température.

I.3 Diode dans un circuit

Comment déterminer V_d la tension aux bornes d'une diode insérée dans un circuit et le courant I_d qui la traverse ?



Grâce à l'analyse du réseau électrique il vient : $U_g = RI_d + V_d$.
Mais que valent I_d et V_d ?

⚠ Pb : diode=dipôle non linéaire \Rightarrow difficile de résoudre *simplement*.

Toutefois...

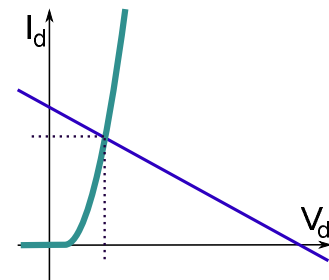
- I_d et V_d respectent les lois de Kirchhoff ;
 - I_d et V_d sont sur la caractéristique $I_d(V_d)$ du composant ;
- \hookrightarrow Au **point de fonctionnement** $(I_d, V_d)|_Q$ remplissent ces deux conditions.

Droite de Charge

Loi de Kirchhoff : $I_d = \frac{U_g - V_d}{R}$

\hookrightarrow C'est la **droite de charge** de la diode insérée dans le circuit.

Il s'agit ainsi de rechercher le point de fonctionnement $(I_d, V_d)|_Q$.



I.3.1 Points de fonctionnement

Il existe différentes méthodes pour retrouver le point de fonctionnement $(I_d, V_d)|_Q$:

- Méthode “*calculatoire*” : calcul du point d'intersection des deux courbes.
 - \hookrightarrow parfois inutilement long...
- Méthode “*graphique*” : connaissant la caractéristique $I_d(V_d)$ on peut déterminer *graphiquement* le point de fonctionnement en établissant la droite de charge de la diode dans le circuit
 - \hookrightarrow Nécessite de connaître la caractéristique $I_d(V_d)$ de la diode...
- Utilisation des schémas équivalents : on peut “*déterminer le point de fonctionnement*” en utilisant un **modèle simplifié** de la diode
 - seul le modèle approprié (diode passante ou bloquée) donnera des résultats cohérents ;
 - on peut arbitrairement choisir l'une des deux possibilités et vérifier la cohérence des résultats.

I.3.2 Modélisation

Définition 1 (Modèle). Un modèle est une **représentation simplifiée** d'une chose complexe. Les modèles sont utilisés pour faciliter l'analyse des phénomènes, des processus, des systèmes et des éléments.

La modélisation d'un composant consiste à remplacer la caractéristique électrique réelle $V = f(I)$ par une approximation (eg., **linéaire**).

On distingue deux types de modélisations :

1. Modèle statique : calcul des valeurs moyennes (ou composantes continues)
 - \hookrightarrow Courant et tension **constants** (i.e., régime continu) ou à variation lente (pas d'effet transitoire)
 - \hookrightarrow Modèles grands signaux (basses fréquences).

2. Modèle dynamique : on ne s'intéresse qu'aux **composantes variables**

- ↪ Courant et tension en **régime variable** (eg., régime harmonique)
- ↪ Modèles petits signaux (basses et hautes fréquences).



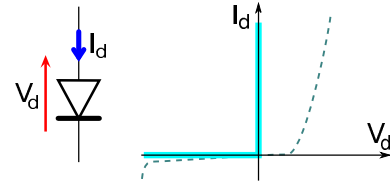
Chaque simplification se fait au détriment de la précision.

- ↪ Selon la complexité du circuit et la précision des analyses souhaitées, des modèles plus ou moins complexes sont employés.

Modélisation statique

La diode idéale

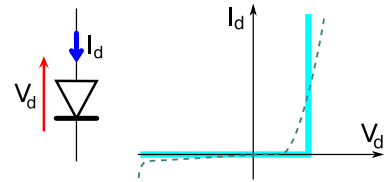
On considère dans ce modèle : la tension seuil V_0 **nulle**,
et le courant inverse I_r **nul**.



- En direct $V_d = 0$ pour $\forall I_d \geq 0$: la diode est considérée comme un **court-circuit**.
- En inverse $I_d = 0$ pour $\forall V_d \leq 0$: la diode est considérée comme un **circuit ouvert**.

La seconde approximation : diode avec seuil

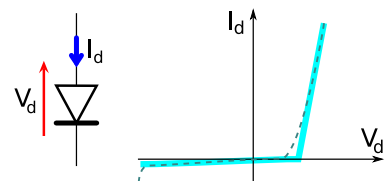
On considère dans ce modèle : la tension seuil V_0 **non nulle**,
et le courant inverse I_r **nul**.



- En direct $V_d = V_0$ pour $\forall I_d \geq 0$: la diode est considérée comme une **source de tension idéale**.
- En inverse $I_d = 0$ pour $\forall V_d \leq 0$: la diode est considérée comme un **circuit ouvert**.

La troisième approximation

On considère dans ce modèle : la tension seuil V_0 **non nulle**,
et le courant inverse I_r **faible**.



- En direct $V_d = V_0 + r_D I_d$ pour $\forall I_d \geq 0$, avec r_D la résistance directe ou statique de la diode.
- En inverse $I_d = V_d/R_r$ pour $\forall V_d \leq 0$, avec R_r la résistance inverse de la diode.

Remarque I.1. La 2nde approximation est souvent suffisante pour décrire le fonctionnement **statique** d'un circuit comprenant des diodes.

Remarque I.2. Pour des diodes en Si : $V_0 = [0.6; 0.8]\text{V}$, $r_D \approx \text{qq. } 10\Omega$ et $R_r \geq 1\text{M}\Omega$.

Remarque I.3. Il faut distinguer la résistance statique r_D du modèle linéaire de la "résistance en continu" de la diode :

$$R_{\text{diode}} = \left. \frac{V_d}{I_d} \right|_Q \quad \text{alors que} \quad r_D = \left. \frac{dV_d}{dI_d} \right|_{I_d = \text{qq. mA}}$$

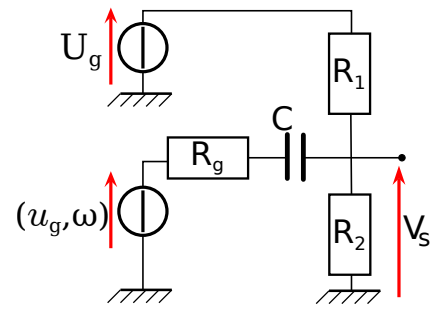
Exemple I.3.1 (Comportement dynamique). Soit le schéma ci-contre, où U_g est une source continue, et $u_g(t)$ est une source variable (eg., alternative sinusoïdale). Que vaut $V_s(t)$?

□ V_s = composante continue \Rightarrow analyse statique

- Analyse du schéma statique

□ $v_s(t)$ = composante variable \Rightarrow analyse **dynamique**

- Analyse du schéma dynamique



Rappels :

□ Analyse statique

- Capacité $C \Leftrightarrow$ **circuit ouvert**
- Inductance $L \Leftrightarrow$ **court-circuit**

□ Analyse dynamique

- Source de tension continue \Leftrightarrow **court-circuit**
- Source de courant continue \Leftrightarrow **circuit ouvert**



Modélisation dynamique

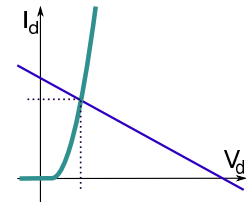
Modèle dynamique **faible signaux** de la diode.

\hookrightarrow Variation suffisamment lente pour que $I_d(V_d)$ soit toujours en accord avec la caractéristique “statique” de la diode $\Rightarrow I_d$ et V_d varient en phase.

Si on a des variations de faible amplitude autour du point de fonctionnement statique, la caractéristique $I_d(V_d)$ peut être approximée par la tangente :

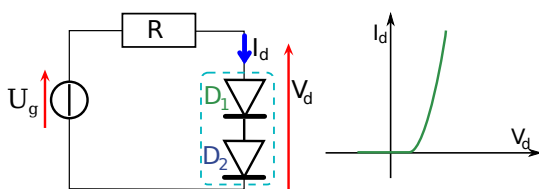
$$i_d = \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_Q v_d \quad (\text{I.2})$$

\hookrightarrow La diode en dynamique agit donc comme une *résistance dynamique*.



I.3.3 Association de diodes

Diodes en série



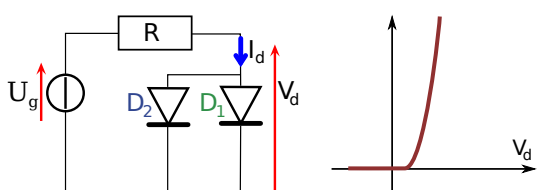
Si la diode est passante :

\hookrightarrow La tension seuil est doublée.

En polarisation inverse les diodes sont bloquées.

⚠ Risque de claquage si $|V_{D1 \text{ ou } 2}| > \text{P.I.V.}$

Diodes en parallèle



Si la diode est passante :

⚠ Dispersion de fabrication : $I_{D1} \neq I_{D2}$.

En polarisation inverse les diodes sont bloquées.

I.4 Quelques diodes spéciales

I.4.1 La Diode Zener

Définition 1 (Diode Zener). Diode conçue pour présenter une “*tension Zener*”, V_Z , et qui peut fonctionner dans la section **verticale inverse** de la caractéristique $I_d(V_d)$ sans détruire le composant (i.e., $I_{\max} < I < I_{FSM}$ toléré).

↪ V_Z : tension à laquelle apparaît l’effet Zener (ou phénomène d’avalanche).

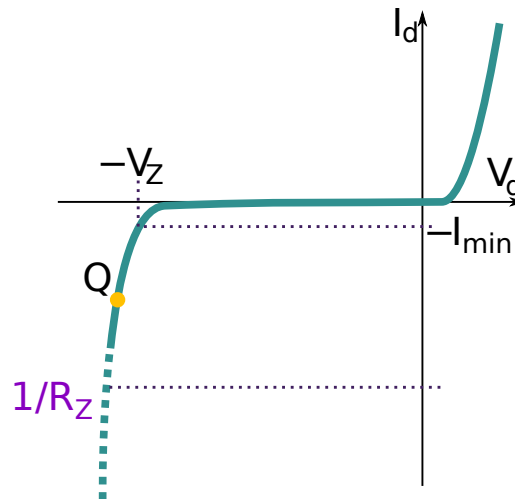
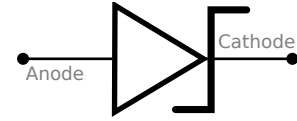


Fig. 3 – Courbe caractéristique $I_d(V_d)$ d’une diode Zener.

La diode de Zener correspond à une diode classique à laquelle on ajoute le fonctionnement en zone “*Zener*”.

↪ Dans la zone **directe** et **bloquée** : même comportement qu’une diode classique.

Il s’agit simplement d’ajouter un troisième état au modèle de la diode : l’état “*passant inverse*”.

I.4.2 Diode à effet Tunnel

Définition 2 (Diode à effet Tunnel). Diode qui exploite “*l’effet tunnel*” de la jonction (eg., nécessite un dopage élevé).

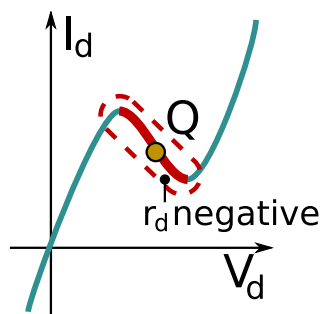
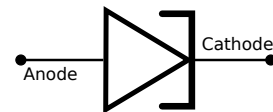


Fig. 4 – Courbe caractéristique $I_d(V_d)$ d’une diode à effet tunnel.

↪ La diode à effet tunnel fait apparaître sur sa courbe caractéristique un domaine où apparaît une résistance dynamique r_d négative. Cette résistance négative est très utile pour les circuits résonnants.

I.4.3 Diverses Diodes

- Diode Électroluminescente (ou LED : *Light-Emitting Diode*)

Principe : La circulation du courant provoque la luminescence du composant.

- Fonctionnement sous polarisation directe ($V_d > V_0$)
- L'intensité lumineuse \propto courant électrique I_d



Ne fonctionne pas avec le Si ! $V_0 \neq 0.7V$!, eg. AsGa (rouge) : $V_0 \approx 1.7V$; GaN (bleu) : $V_0 \approx 3V$

- Autres diodes :

- Diode Schottky : diode qui a un seuil de tension V_0 très bas et un temps de réponse très court.
- Diode Varicap : diode à capacité variable. Elle est exploitée pour sa capacité de transition en polarisation inverse C_t , qui varie avec V_d .
- Photodiode : sous polarisation inverse, la photodiode délivre un courant \propto à l'intensité de la lumière incidente.

I.5 Application des diodes

Les diodes trouvent leurs utilités dans de nombreux domaines d'application, comme par exemple :

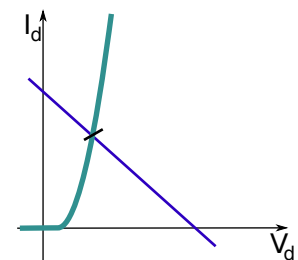
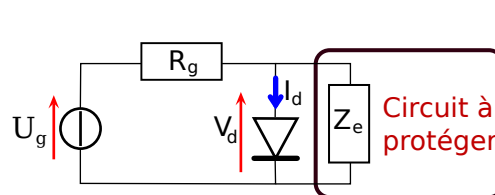
- protection contre les erreurs de branchement et les inversions accidentelles de polarité ;
- protection contre les surtensions ;
- redressement ;
- doubleur, tripleur, multiplicateur de tension ;
- circuits logiques simples ;
- obtention d'une faible chute de tension ;
- thermométrie par diodes ;
- etc. . .

I.5.1 Limiteur de crête

Les diodes sont souvent employées pour protéger les circuits sensibles contre une tension d'entrée trop élevée ou d'une polarité donnée. On parle de circuit limiteur de tension ou d'écrêteur (*clipping*).

Clipping parallèle

Droite de charge :

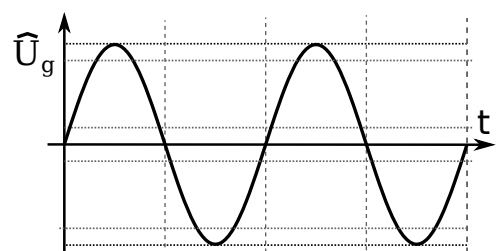


Fonctionnement (régime continue) :

- Quand $U_i > V_0$
- Quand $U_i < V_0$

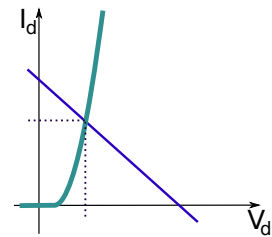
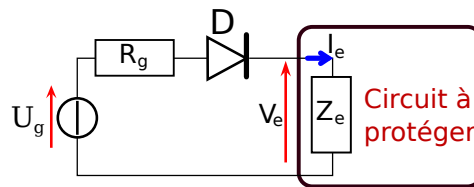
\hookrightarrow Protection contre les tensions supérieures à $\sim 1V$

Réponse à un signal sinusoïdal : $u_g(t) = \hat{U}_g \sin(\omega t)$



Clipping série

Droite de charge :

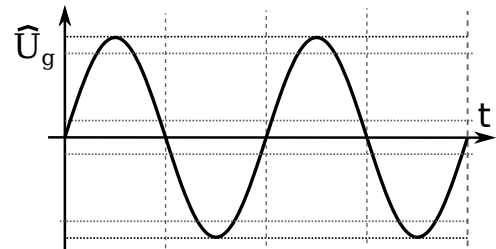


Fonctionnement (régime continu) :

- ☐ Quand $U_i > V_0$
- ☐ Quand $U_i < V_0$

↪ I_e ne peut être négatif

Réponse à un signal sinusoïdal : $u_g(t) = \hat{U}_g \sin(\omega t)$



I.5.2 Restitution de composante continue

Les diodes permettent de décaler un signal vers les tensions positives ou négatives. Dans ce cadre, on parle de circuit de restitution de composante continue (*clamping*).

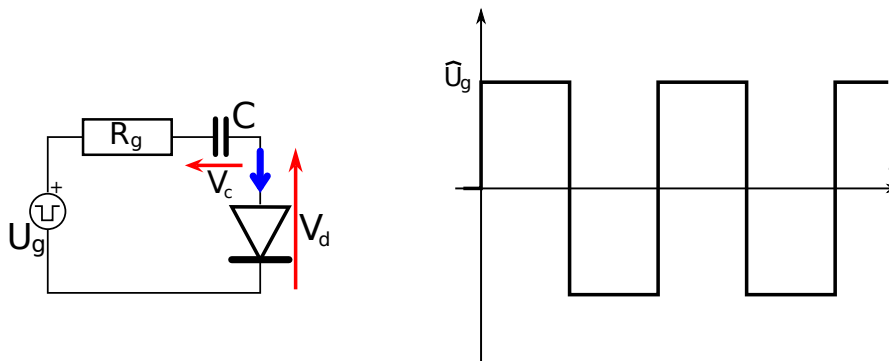


Fig. 5 – Clamping

Soit le circuit ci-dessus, où la source $u_g(t)$ génère un signal carré périodique. En considérant le condensateur C initialement déchargé, le fonctionnement est le suivant :

- ☐ Quand $U_g > V_0$
- ☐ Quand $U_g - V_C < V_0$: la diode se bloque

I.5.3 Redressement

L'objectif est de transformer un signal alternatif en une tension continue **stable**.

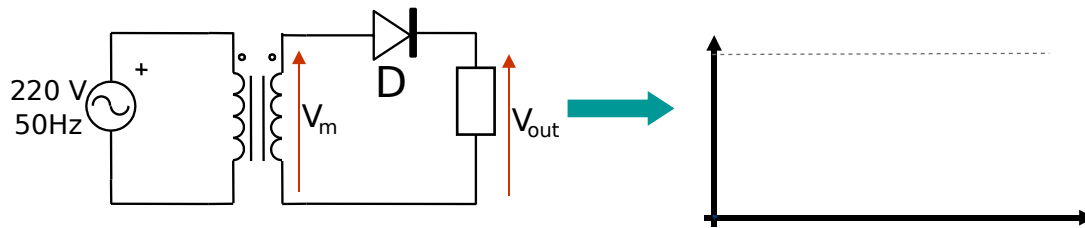
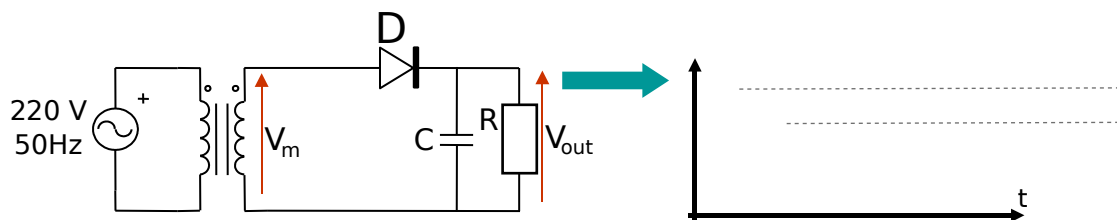


Fig. 6 – Redressement simple alternance : *Clipping* série



↪ Le condensateur se charge à travers r_D et se décharge à travers R_L :

Fig. 7 – Redressement + Filtrage

⚠ Mauvais rendement : la moitié du signal d'entrée n'est pas exploitée

Redressement double alternance : pont de Graetz

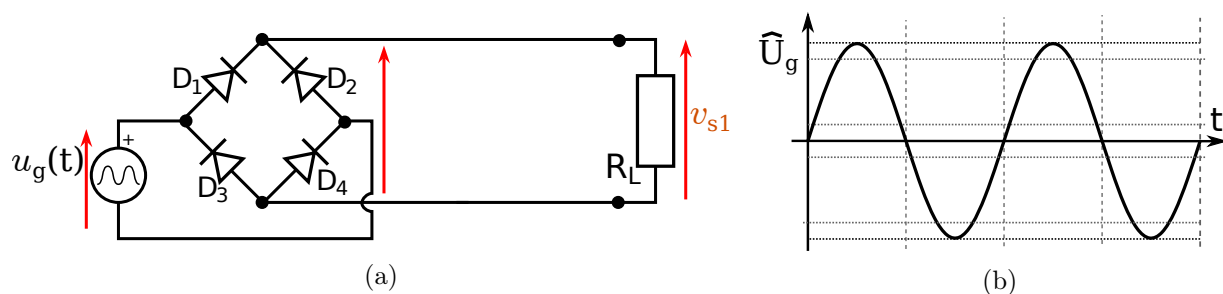


Fig. 8 – Le pont de Graetz

Fonctionnement

- Quand $U_i > 2V_0$:
- Quand $U_i < -2V_0$:

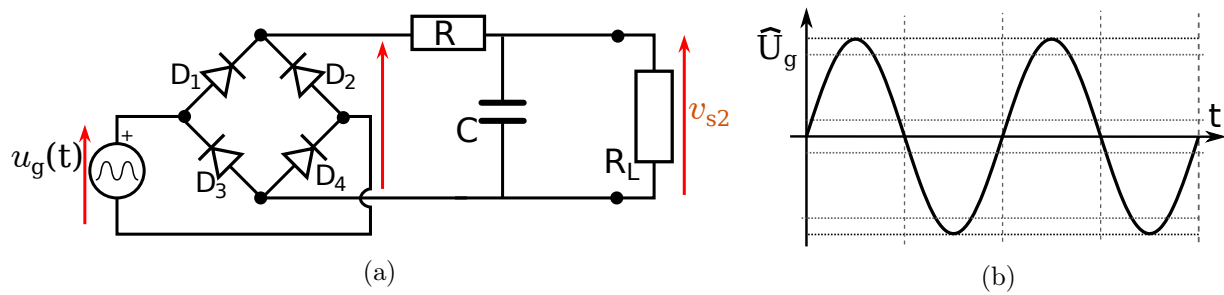


Fig. 9 – Le pont de Graetz+Filtrage

Stabilisation

L'objectif est de stabiliser la tension de sortie de manière à obtenir un signal continu (sans ondulation). Pour cela, une solution consiste à utiliser des diodes Zener.

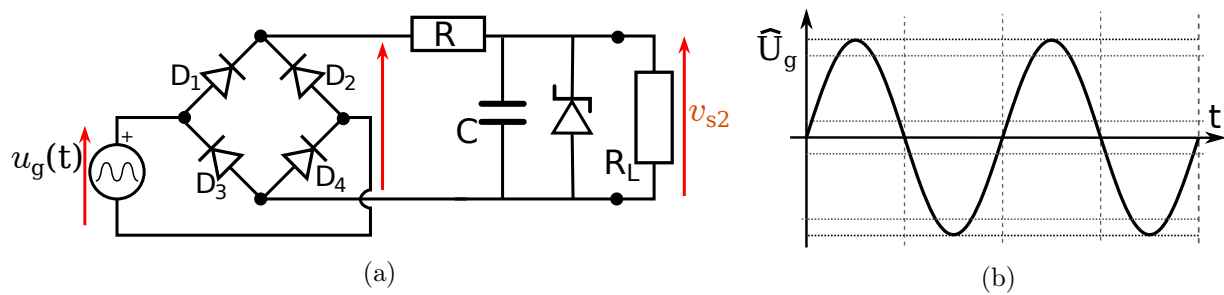


Fig. 10 – Stabilisation de la tension de sortie.

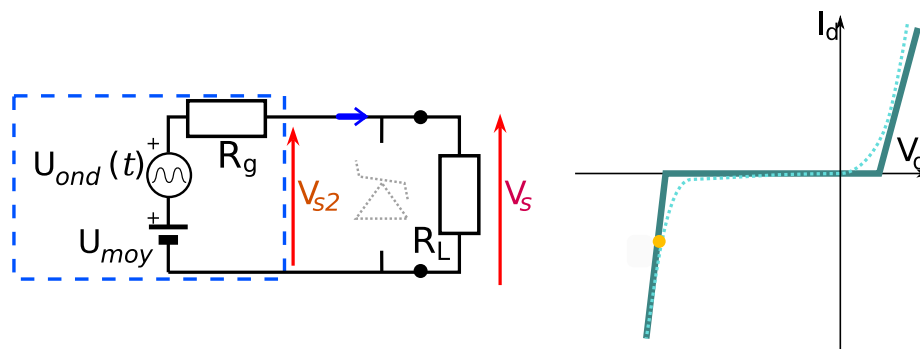


Fig. 11 – Schéma dynamique.

- Quand $|I_Z| < I_{\min}$
- Quand $|I_Z| > I_{\min}$

Les transistors

Le transistor est un élément 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* à trois bornes, utilisé :

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

Les transistors sont des semi-conducteurs avec trois bornes. Ils existent sous différentes formes :

- ☐ comme composant discret ;
- ☐ sous forme de circuit intégré (CI),
- ☐ 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 transistors :

1. les **transistors bipolaires à jonction** (BJT) ;
2. les **transistors à effet de champ** (FET),
ces derniers se déclinent en différentes technologies (JFET, MOSFET, etc.).

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

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

II.1 Introduction

II.1.1 Principe de fonctionnement

Si on met deux jonctions PN en tête-bêche qui se partagent la région centrale, on obtient le “*transistor bipolaire à jonction*” (ou BJT : *Bipolar Junction Transistor*), ou encore transistor bijonction. Il s’agit d’un composant à matériaux semi-conducteurs présentant trois zones N, P et N, ou P, N et P. Il existe ainsi deux types de transistors bipolaire : le PNP ou le NPN.

Rappelons que le transistor bipolaire est un composant “*actif non-linéaire*” à trois bornes.

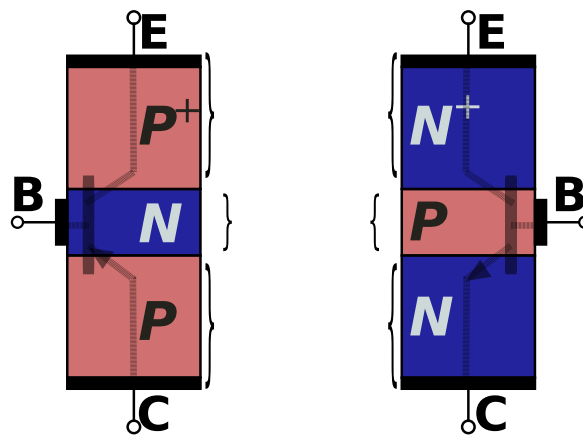


Fig. 1 – Structure simplifiée du BJT.

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 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 (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 !

L'effet transistor

L'**effet transistor** se manifeste dans le régime de mode actif normal du transistor obtenu en polarisant la jonction base-émetteur (BE) en direct et la jonction base-collecteur (BC) en inverse.

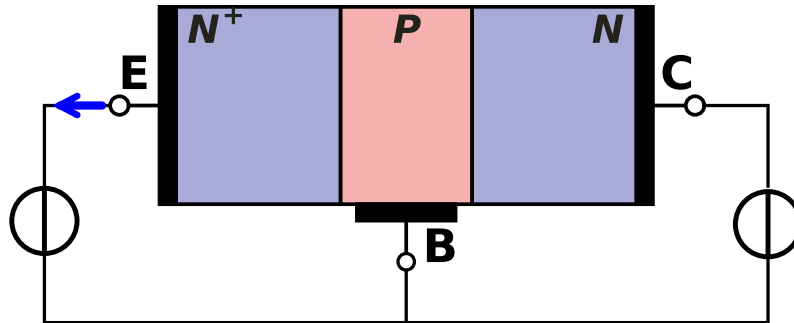


Fig. 2 – Principe de l'effet transistor pour un NPN.

Les processus prédominants sont :

1. la jonction BE, polarisée en direct, injecte des électrons de l'émetteur vers la base. D'après les résultats du chap.I, la densité des p.c.m. injectés varie comme $I_E \propto \exp \frac{V_{BE}}{\eta V_T}$, avec $V_T = \frac{kT}{q}$ la tension thermodynamique.
2. les électrons injectés diffusent dans la base, où ils sont minoritaires. Quelques-uns de ces électrons subissent des recombinaisons avec les trous, majoritaires dans la base.
3. les électrons qui ont traversé la base sans avoir subi de recombinaison parviennent à la jonction BC, polarisée en inverse. Le champ électrique qui y règne les entraîne vers le collecteur.

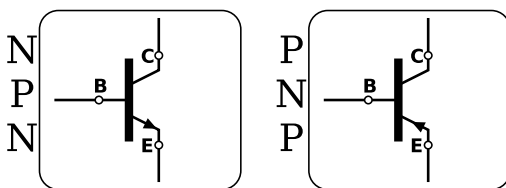
En définitive, un transistor bipolaire se présente comme deux jonctions fortement couplées, l'une "*émettrice*" de porteurs et l'autre "*collectrice*".

La jonction BE est équivalente à une source de tension, la chute de potentiel étant due à la tension de seuil de la diode BE polarisée en direct (de l'ordre de grandeur de 0.6 à 0.8 V). En première approximation, on peut donc remplacer la caractéristique de cette jonction par un modèle de diode avec seuil. La jonction BC est équivalente à une source de courant commandée par le courant de base et donc indirectement par la tension V_{BE} .

Remarque II.2. 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 et des tensions.



Les lois de Kirchhoff sont respectées, soit :

- ☐ $I_E = I_B + I_C$
- ☐ $V_{CE} = V_{BC} + V_{BE}$

Fig. 3 – Symboles & Conventions

Les modes de fonctionnement

Un transistor bipolaire fait donc apparaître deux jonctions : une jonction base-émetteur (BE) et une jonction base-collecteur (BC). Si on assimile ces jonctions à deux diodes, chaque jonction ayant deux états possibles selon le signe de la d.d.p. de la jonction, on en déduit qu'il peut y avoir quatre grands comportements :

Jonction BE	Jonction BC	Régime Transistor
Bloquée	Bloquée	Bloqué On a des circuits ouverts entre les trois bornes.
Bloquée	Passante	Inverse Ce régime est inutilisé, et il peut parfois entraîner la destruction du composant.
Passante	Bloquée	Normal , ou linéaire ou actif C'est le régime le plus utilisé : il permet une amplification des signaux via l'exploitation de la source de courant équivalente au transistor.
Passante	Passante	Saturé On peut assimiler le transistor à un court circuit entre les trois bornes.

TABLE II.1 – Différents modes de fonctionnement des transistors NPN.

II.1.2 Caractéristiques Statiques

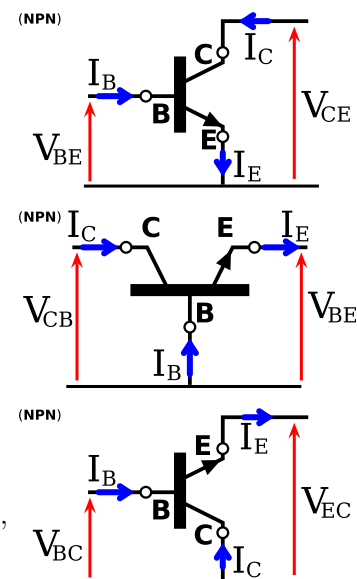
La caractéristique électrique des transistors dépend de la configuration du transistor, c'est-à-dire de la manière dont on perçoit l'entrée et la sortie du transistor.

D'après les conventions du transistor (cf. figure 3), un BJT dispose d'un ensemble de 6 grandeurs électriques ($I_E, I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}, V_{BC}$), qui sont liées entre elles. Il existe ainsi différentes manières de représenter les caractéristiques électriques d'un transistor :

- Configuration “*Émetteur Commun*” (EC)
Caractéristiques : $I_B(V_{BE}, V_{CE})$ et $I_C(V_{CE}, I_B)$
Cette représentation est la plus employée.

- Configuration “*Base Commune*” (BC)
Caractéristiques : $I_E(V_{BE}, V_{BC})$ et $I_C(V_{BC}, I_E)$

- Configuration “*Collecteur Commun*” (CC)
La représentation des caractéristiques en “*Collecteur Commun*” est rarement employée.



La configuration Émetteur Commun

En mode linéaire, la jonction BE est polarisée en direct et est alimentée par un courant I_B faible.

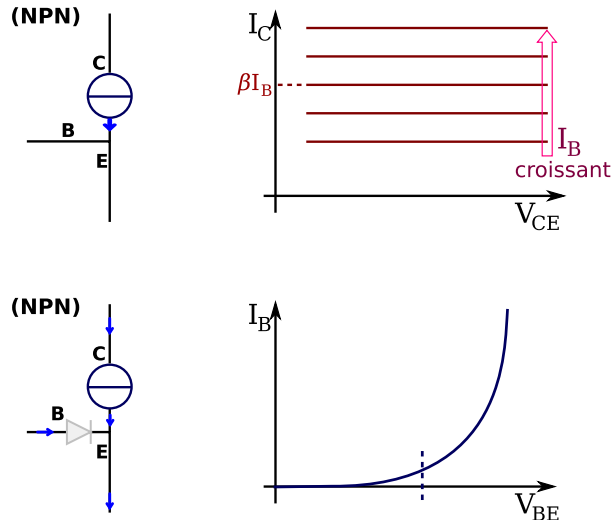
La valeur du courant I_B va alors moduler le courant I_C circulant entre l'émetteur et le collecteur, qui se modélise par une source de courant commandée par le courant I_B , soit :

$$I_C = \beta I_B \quad (\text{II.1})$$

avec β (ou h_{FE}) le gain en courant continue.

En outre, la jonction BE se comporte comme une diode réelle. On retrouve la caractéristique électrique de la diode, soit :

$$I_B = I_{r/BE} \left(\exp \frac{V_{BE}}{\eta V_T} - 1 \right) \quad (\text{II.2})$$



L'effet transistor (ie, commande de I_C par I_B) n'apparaît que si la jonction BE est passante et la jonction BC bloquée.

Si $V_{BE} < V_0$, alors $I_B = 0$, la jonction BE se bloque et aucun courant ne circule dans le transistor ($I_C = 0$).

→ Le transistor est alors en mode **bloqué**.

Quand $V_{CE} < V_{CEsat}$, la jonction BC devient passante et l'effet transistor *disparaît* : le gain en courant β diminue. Les deux jonctions (BE et BC) sont passantes, et le transistor est alors court-circuité.

→ Le transistor est en mode **saturé**.

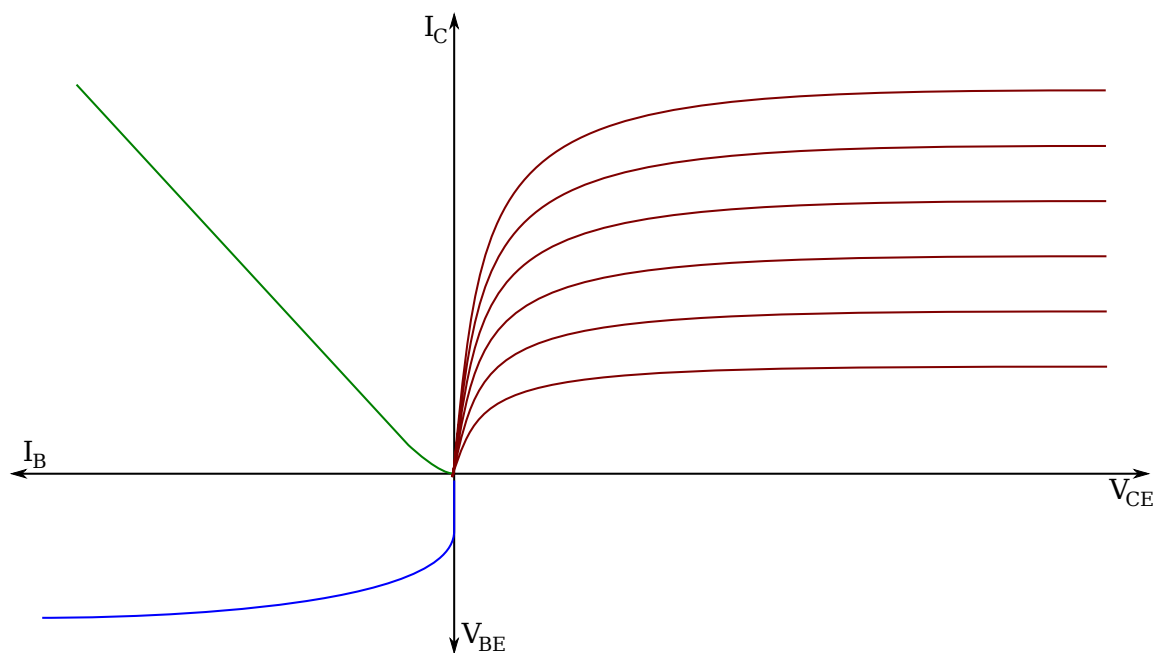
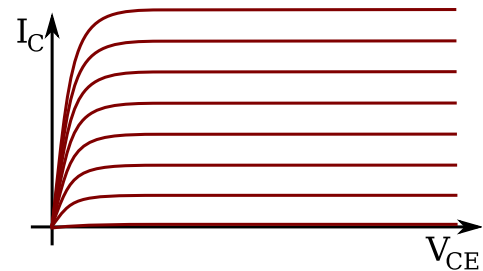
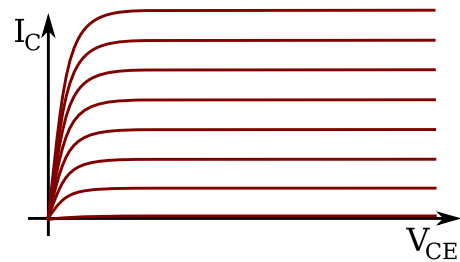


Fig. 4 – Réseaux des caractéristiques électriques en configuration EC d'un NPN.

Imperfection des transistors bipolaires

□ Valeurs limites des transistors

- Il y a un risque de claquage si les tensions inverses des jonctions BE et BC sont trop importantes ;
- Puissance maximale dissipée :
 $V_{CE} I_C = P_d < P_{d\max}$



□ Influence de la température

- À $I_B = \text{Cste}$, la tension V_{BE} diminue avec la température : $\left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_B = \text{Cste}} \approx -2 \text{ mV/K}$;
- Respectivement, si $V_{BE} = \text{Cste}$, I_E augmente avec la température ;
- De même, le gain en courant β varie *fortement* avec la température.

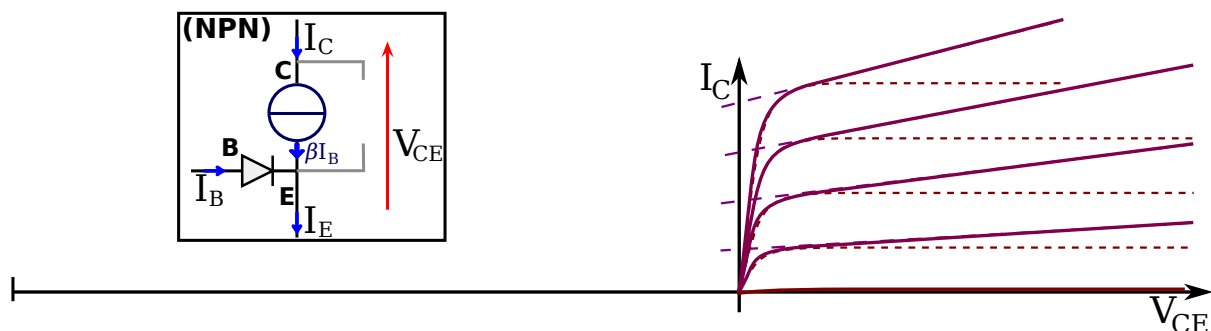
⚠ Il existe un *risque d'emballement thermique* : $T^\circ\text{C} \nearrow \Rightarrow \beta \nearrow \Rightarrow I_C \nearrow \Rightarrow P_d \nearrow \Rightarrow T^\circ\text{C} \nearrow \dots$

- L'emploi de matériaux semi-conducteurs implique une dispersion de fabrication sur les caractéristiques des transistors.

↪ Grande incertitude sur les paramètres intrinsèques des transistors (eg. le gain β est mal connu).

□ L'effet Early

Le réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE}, I_B)$ fait apparaître des sources de courant idéales. Il existe en réalité une légère pente, et donc une grande résistance associée. Ce comportement source de courant réelle est lié à "l'effet Early".



L'effet Early traduit en fait les modulations de la zone neutre de la base, modulations dues à la polarisation des deux jonctions. Ces polarisations modulent en effet la largeur de la zone de charge, et donc la largeur de la base. Le courant I_C augmente alors avec V_{CE} , soit :

$$I_C = I_{r/BE} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \exp \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right) \quad (\text{II.3})$$

où V_A est la tension de Early.

II.1.3 Point de fonctionnement

Les caractéristiques d'un transistor sont plus complexes que celles de la diode : il possède deux degrés de liberté, puisqu'il s'agit d'un composant actif non-linéaire à 3 bornes.

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 de chaque 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 électriques du transistor et par les lois de Kirchhoff appliquées au le circuit dans lequel le transistor est intégré (i.e. imposée par le circuit externe au transistor).

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

- l'équation $I_B = f_a(V_{BE})$ que l'on eut tracer sur la même courbe que la caractéristique d'entrée, et correspondant à la **droite d'attaque**.
- l'équation $I_C = f_c(V_{CE})$ que l'on eut tracer sur la même courbe que la caractéristique de sortie, et correspondant à la **droite de charge**.



Le point de fonctionnement d'un transistor bipolaire est constitué de 6 *grandeurs électriques* : $(I_E, I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}, V_{BC})_Q$ correspondant aux intersections des droites d'attaque et de charge avec la caractéristique du transistor

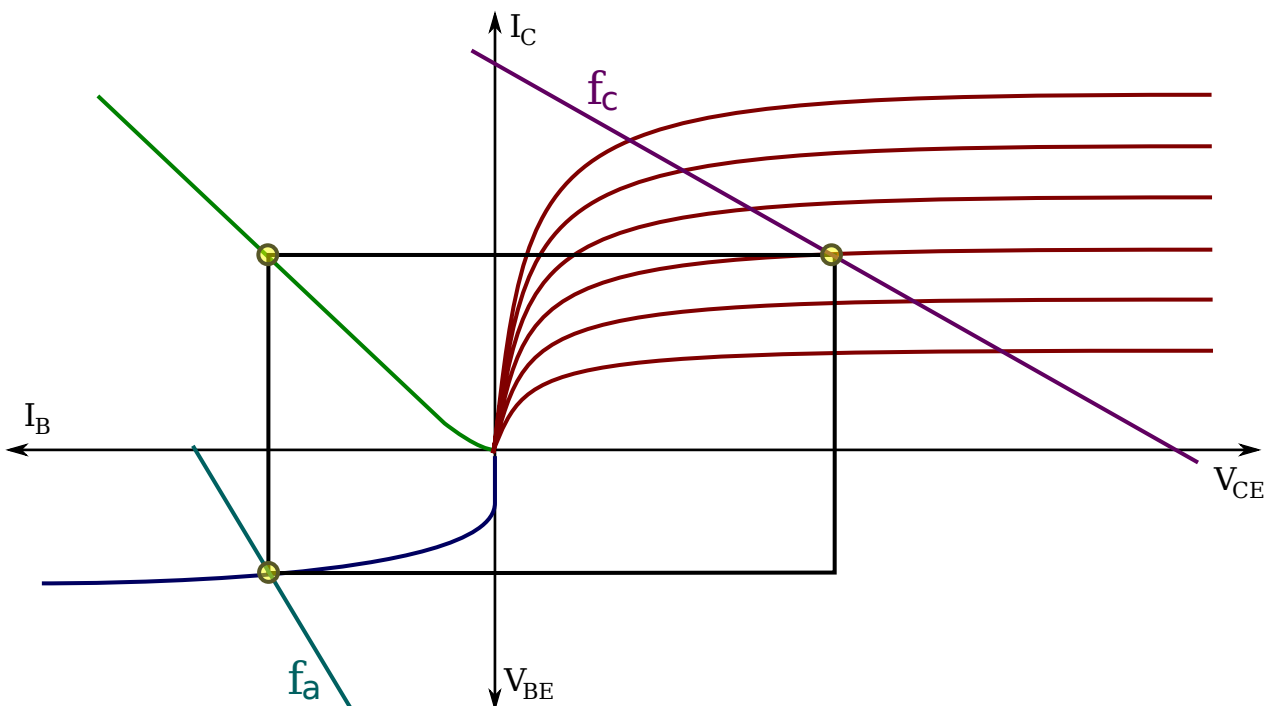


Fig. 5 – Recherche du point de fonctionnement par la méthode graphique.

II.2 Étude de la Polarisation

La polarisation d'un transistor consiste à choisir et dimensionner les éléments du circuit qui vont alimenter le transistor en régime statique (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 : linéaire, bloqué ou saturé.



Lors de l'étude de la polarisation on s'intéresse donc au point de fonctionnement du BJT.

Un transistor possède deux degrés de liberté. Afin de fixer un point de repos, il faudra donc que le montage impose deux caractéristiques courant-tension : une à l'entrée (caractéristique d'attaque) et une à la sortie (caractéristique de charge).

↪ Pour satisfaire ces critères, il existe de très nombreux circuits de polarisation des BJTs.

La stabilité du point de repos d'un transistor vis-à-vis des variations des paramètres externes et internes est un paramètre important. En effet, la température influence la tension V_{BE} et le gain β . Ce dernier est également influencé par la valeur de I_C et peut varier substantiellement entre des transistors satisfaisant la même fiche technique, i.e. dispersion de fabrication (voir aussi document annexe A.2). Ce n'est donc pas une bonne idée de concevoir un circuit dont le fonctionnement repose sur une connaissance précise des valeurs de V_{BE} ou de β , car son fonctionnement serait très sensible aux conditions de température et du choix du composant. Le circuit pourrait également changer radicalement de comportement si, à la suite du remplacement d'un transistor défectueux, le nouveau composant pouvait fonctionner en dehors du mode fonctionnement désiré. Les principales caractéristiques d'un circuit de polarisation sont donc liées à :

- ☐ à la sensibilité par rapport à la dispersion de fabrication du transistor ;
- ☐ à la stabilité thermique, i.e. risque d'emballement thermique.

Les choix et réglages de la polarisation se font généralement selon :

- | | |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <input type="checkbox"/> La tension (ou puissance) de l'alimentation ; <input type="checkbox"/> Amplitude maximale à la sortie ; <input type="checkbox"/> Impédance d'entrée et de sortie ;
(i.e., impédance d'entrée et de sortie) ; <input type="checkbox"/> Amplification de tension (ou puissance) maximale ; | <ul style="list-style-type: none"> <input type="checkbox"/> Étage à faible bruit (oui/non ?) ; <input type="checkbox"/> Facteur de distorsion
(eg., distorsions non linéaires) ; <input type="checkbox"/> Gamme de fréquence, etc. |
|--|---|



L'étude la polarisation est une *analyse statique* ! (i.e. on se place en régime continu)

↪ Il faut donc appliquer les hypothèses correspondantes.

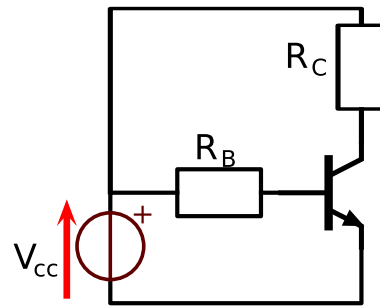
En effet, rappelons qu'il existe deux types d'analyses d'un circuit :

- ☐ Analyse statique :
 - On ne s'intéresse qu'aux (composantes continues) $\omega \rightarrow 0$
 - Courant et tension **constantes** (i.e., régime continu) ou à variation lente (pas d'effet transitoire)
- ☐ Analyse dynamique :
 - On ne s'intéresse qu'aux **composantes variables**
 - Courant et tension en **régime variable** (eg. régime harmonique) $\omega \neq 0$

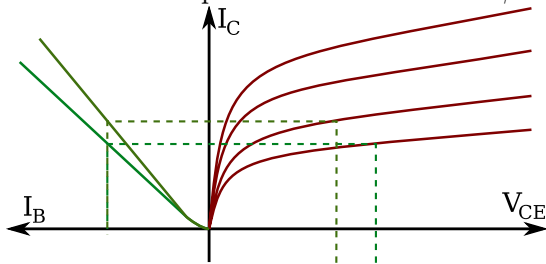
II.2.1 Circuits de polarisation

Montage simple : polarisation par résistance de base

- ☐ Droite d'attaque :
- ☐ Droite de charge :
- ☐ Quand BJT en mode linéaire : $V_{BE} \approx 0.7V$ et $I_C = \beta I_B$



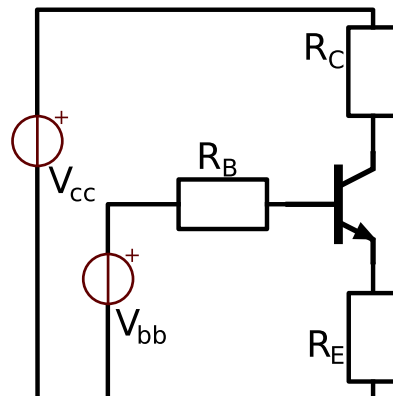
⚠ Problème de dispersion de fabrication : β mal défini.



- ☐ Conséquence : $\Delta\beta \Rightarrow \Delta I_C \Rightarrow \Delta V_{CE}$
- ☐ Le point de repos Q dépend fortement de β
- ☐ Circuit de polarisation peu utilisé

Polarisation par contre-réaction à l'émetteur

- ☐ Droite d'attaque :
- ☐ Droite de charge :
- ☐ Quand BJT en mode linéaire : $V_{BE} \approx 0.7V$ et $I_C = \beta I_B$



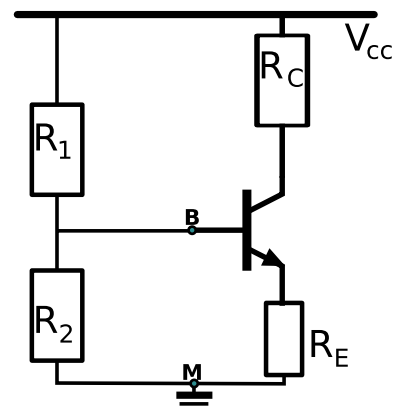
Propriétés du montage :

- ☐ I_C peu sensible à V_{BE} si $V_{bb} \gg V_{BE}$
- ☐ I_C peu sensible à h_{FE} si $R_E \gg R_B/h_{FE}$

$$\Rightarrow I_C \approx \frac{V_{bb}}{R_E}$$

Polarisation par diviseur de tension

- ☐ Droite d'attaque :
- ☐ Droite de charge :
- ☐ Quand BJT en mode linéaire : $V_{BE} \approx 0.7V$ et $I_C = \beta I_B$



Propriétés du montage :

- I_C peu sensible à V_{BE} si $V_{Th} \gg V_{BE}$
- I_C peu sensible à h_{FE} si $R_E \gg R_{Th}/h_{FE}$

$$\Rightarrow I_C \approx \frac{V_{Th}}{R_E}$$

Le circuit de polarisation par diviseur de tension, aussi appelé circuit universel de polarisation, est le montage le plus utilisé (eg., simple à paramétrer).

Le principe de la contre-réaction

La stabilité de la polarisation provient d'un mécanisme de **contre-réaction** (ou réaction négative). Le principe de la contre-réaction est de réinjecter à l'entrée du transistor une partie du signal de sortie inversé (réaction négative), qui en s'additionnant au signal d'entrée (ou de consigne), diminue l'amplitude du signal réel sur l'entrée du transistor.

Ainsi, lors d'une contre-réaction à l'émetteur, la séquence suivante d'événements se déroule :
si $I_C \nearrow \Rightarrow I_E \nearrow \Rightarrow I_B \searrow \Rightarrow I_C \searrow \dots$

↪ Il y a autorégulation entre l'entrée et la sortie du BJT.

Les avantages de la contre-réaction :

- Plus grande stabilité du point de fonctionnement Q ;
- Risque d'emballement thermique limité (eg., bonne stabilité thermique) ;
- Réduction de la sensibilité vis-à-vis des paramètres internes du transistor.

Remarque II.3 (Causes de l'augmentation de I_C). Le courant I_C peut augmenter du fait de la température, ou de la dispersion des paramètres du BJT.

II.3 Étude en régime Dynamique

On rappelle que grâce au principe de superposition, nous savons qu'il est possible de décomposer l'étude d'un circuit en une analyse statique (régime continu) et une analyse dynamique (régime variable), soit :

$$v_A(t) = V_A + v_a(t) \quad \text{ou} \quad i_A(t) = I_A + i_a(t)$$



Les transistors sont des composants **actifs non-linéaires** !

Toutefois, on peut faire l'approximation que chaque mode de fonctionnement pris séparément est linéaire dans une certaine gamme de variation.

II.3.1 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 $|i_a| \ll I_A$.

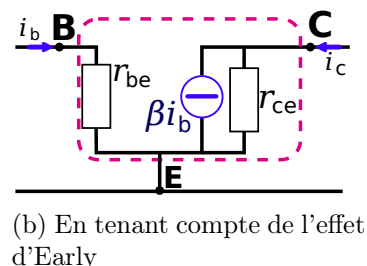
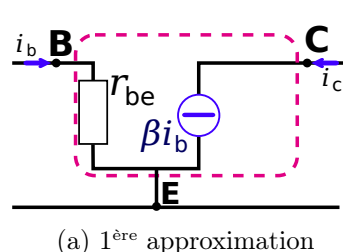
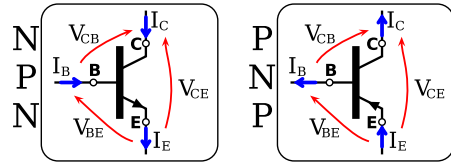


Fig. 6 – Modèles dynamiques petits signaux



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} ou h_{11} : impédance d'entrée du transistor en EC :

$$h_{11} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial i_b} \right|_Q \approx \frac{V_T}{I_B^Q} \quad (\text{II.4})$$

□ h_{oe} ou h_{22} : admittance de sortie du transistor en EC

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_{ce}} \right|_Q \approx \frac{I_C^Q}{V_A} \quad (\text{II.5})$$

□ h_{fe} ou h_{21} : gain en courant dynamique

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_Q = \frac{I_C^Q}{I_B^Q} \quad (\text{II.6})$$

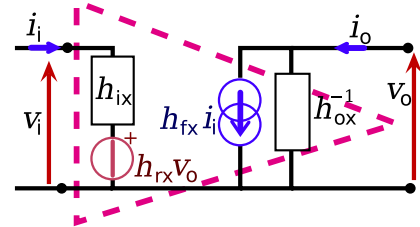
□ h_{re} ou h_{12} : coefficient de réaction de la sortie sur l'entrée

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{be}}{\partial v_{ce}} \right|_Q \quad (\text{II.7})$$

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



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



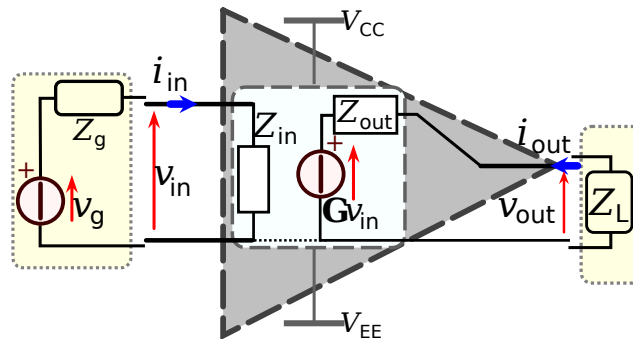


Fig. 8 – Schéma équivalent d'un amplificateur.

II.4 Amplificateurs à transistors bipolaires

II.4.1 Notions d'Amplifications

Un amplificateur a pour fonction d'augmenter un courant et/ou une tension, donc la puissance du signal.



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

↪ L'amplificateur ne crée pas d'énergie : $P_a > P_{in} + P_u$.

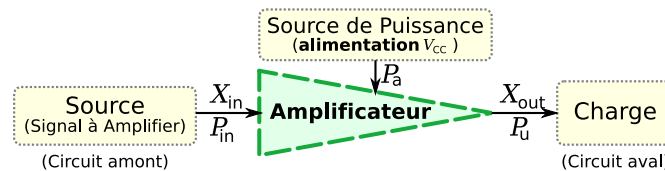


Fig. 7 – Principe de l'amplification.

Le signal X peut être une tension $v(t)$ ou un courant $i(t)$. On distingue alors :

- 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.

L'entrée de l'amplificateur est caractérisée par son **impédance d'entrée** : c'est l'impédance qui mise aux bornes du générateur (v_g, Z_g) donne la même intensité i_{in} et la même tension v_{in} : $Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$.

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. On s'intéresse généralement au gain en tension, et on distingue principalement :

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

On peut aussi s'intéresser au gain en courant : $A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$, ou au gain en puissance : $A_p = \frac{v_{out}i_{out}}{v_{in}i_{in}}$.



On rappelle que les gains sont généralement exprimés en décibel (dB), défini par :

- $A_v^{dB} = 20 \log_{10} |A_v|$, et $A_i^{dB} = 20 \log_{10} |A_i|$
- ⚠ $A_p^{dB} = 10 \log_{10} |A_p|$

II.4.2 Transistor et effet amplificateur

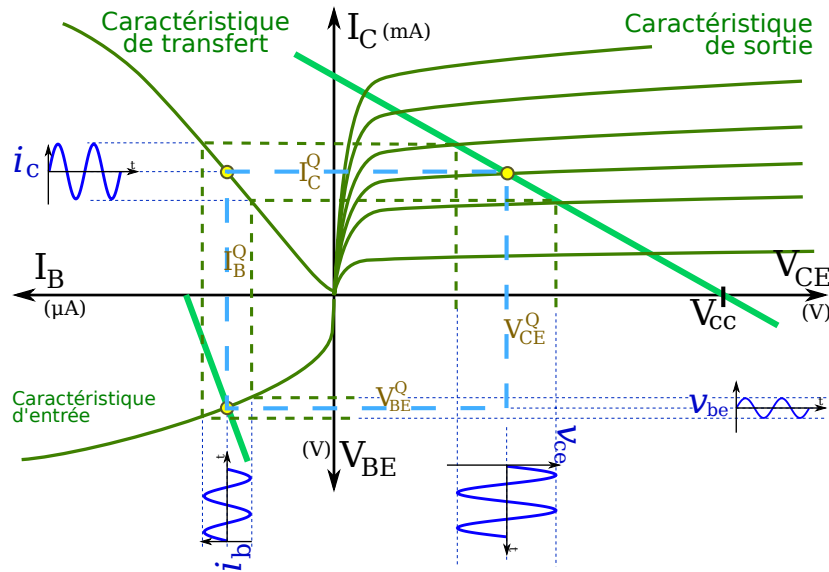


Fig. 9 – Amplification d'un signal à travers un transistor.

La figure 9 illustre avec les caractéristiques du transistor l'«*effet amplificateur*».

Soit une tension v_e appliquée à l'entrée v_{be} d'un BJT. En propageant ce signal à travers le réseau de caractéristiques du BJT, le signal à la sortie $v_s = v_{ce}$ est amplifié.

Cependant l'amplitude de la tension d'entrée v_e doit être faible sous peine de voir apparaître une distorsion de la tension de sortie v_s . En effet, si on augmente l'amplitude de v_{be} , la non-linéarité de la caractéristique d'entrée va produire une tension de sortie non sinusoïdale.

En résumé, pour être en régime linéaire, on doit se contenter d'appliquer des petites variations sinusoïdales à l'entrée du montage. Dans tous les cas, la tension de sortie v_s ne peut pas dépasser les deux limites qui correspondent au blocage et à la saturation du transistor.



Le transistor ne peut amplifier que s'il se trouve dans son **mode linéaire**.

Il existe principalement trois types de montages amplificateurs à BJT :

1. Amplificateur à émetteur commun (EC)

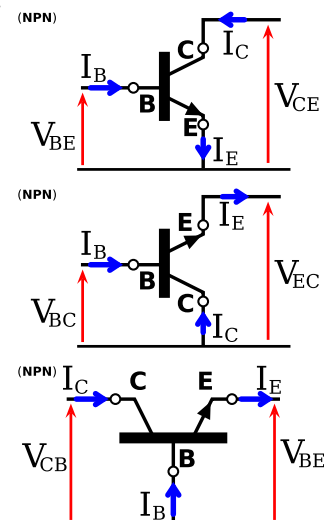
- ☐ Le signal d'entrée est appliqué à la **base** du transistor
- ☐ La sortie est «*prise*» sur le **collecteur**

2. Amplificateur à collecteur commun (CC)

- ☐ Le signal d'entrée est appliqué à la **base** du transistor
- ☐ La sortie est «*prise*» sur l'**émetteur**

3. Amplificateur à base commune (BC)

- ☐ Le signal d'entrée est appliqué à l'**émetteur**
- ☐ La sortie est «*prise*» sur le **collecteur**



Les différences entre les montages résident dans :

- ☐ le circuit de polarisation ;
- ☐ les modes de couplage avec la source du signal et la charge ;
- ☐ la présence éventuelle de condensateurs (capacités de découplage) ;
- ☐ les caractéristiques de l'amplification : gains (eg. en tension, en courant, en puissance), impédance d'entrée Z_{in} , impédance de sortie Z_{out} , etc.

II.4.3 Amplificateur à émetteur commun (EC)

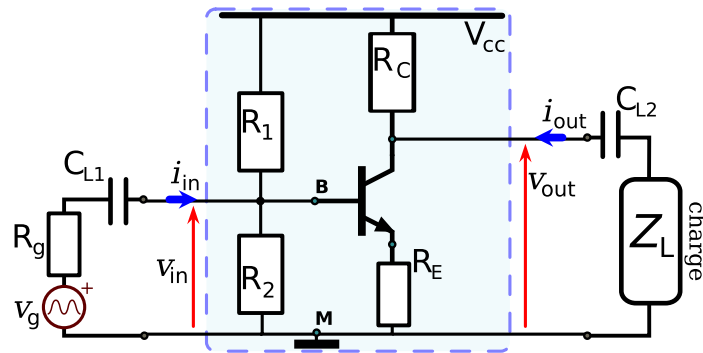


Fig. 10 – Amplificateur à émetteur commun (EC)

Le circuit de polarisation considéré est celui ayant une contre-réaction à l'émetteur et exploitant un pont diviseur de tension.

Les capacités ont pour rôle de “découpler” la source et la charge :

- C_{L1} est nécessaire pour que le point de fonctionnement statique ne soit pas modifié par la présence de la source.
- C_{L2} est nécessaire pour que la charge Z_L n'influe pas sur le point de repos, et évite que celle-ci “voit” la composante continue de l'étage d'amplification.
- À la fréquence de travail (i.e. dans la bande passante) les impédances des capacités de liaison sont négligeables

Analyse statique

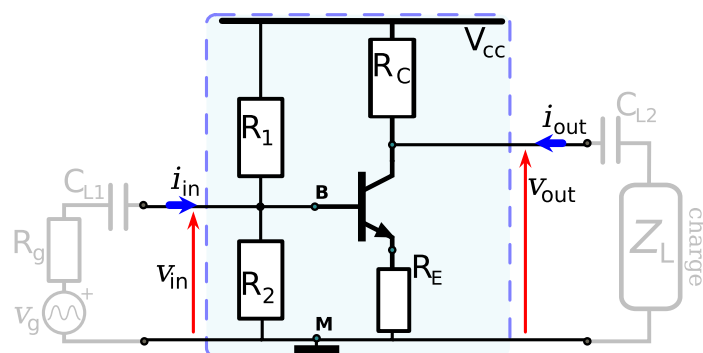


Fig. 11 – Amplificateur à émetteur commun (EC) en statique.

On rappelle qu'en statique les condensateurs agissent comme des circuits ouverts. On retrouve alors le circuit de polarisation à pont diviseur (cf. paragraphe II.2.1).

Analyse dynamique

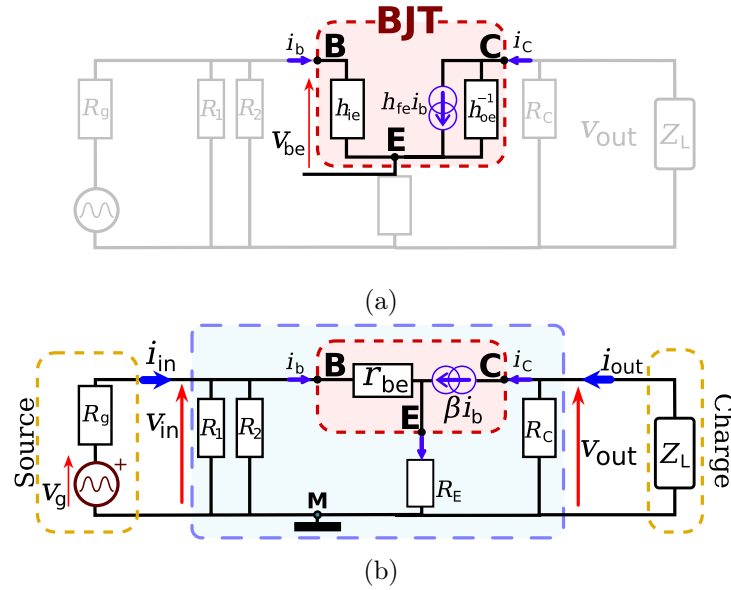


Fig. 12 – Amplificateur à émetteur commun (EC) en dynamique.

L'analyse dynamique s'effectue en établissant le schéma équivalent dynamique du montage. Puis il s'agit de déterminer les caractéristiques de l'étage amplificateur EC :

- Gain en tension : $A_{v0} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{Z_L=\infty}$ ou $A_{vL} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{Z_L}$
- Impédance d'entrée : Z_{in}
- Impédance de sortie : Z_{out}
- ⚠ L'impédance $Z_{out} \neq \frac{v_{out}}{i_{out}}$

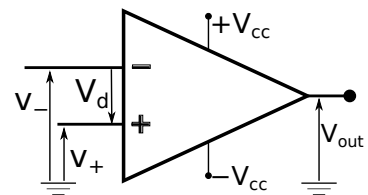
III.1 Introduction

III.1.1 Présentation

Définition III.1.1 (Amplificateurs Opérationnels). Un amplificateur opérationnel (aussi ampli op, AO, **AOP**...) est un amplificateur différentiel de grande qualité : c'est un amplificateur électronique qui amplifie une différence de potentiel électrique présente entre ses deux entrées. La sortie correspond globalement à :

$$V_{out} = A_d(V_+ - V_-) \quad (III.1)$$

avec V_- et V_+ respectivement les entrées inverseuse et non-inverseuse ; et A_d le gain en tension de l'AOP.

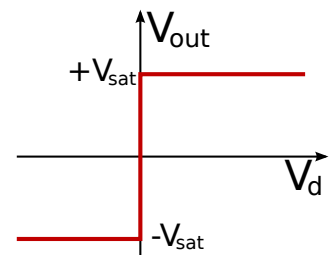


Amplificateur Opérationnel Parfait

Un Amplificateur OPérationnel **idéal** est caractérisé par :

- Gain différentiel (en tension) $A_d \rightarrow \infty$,
- Impédance d'entrée $Z_{in} \rightarrow \infty$,
- Impédance de sortie $Z_{out} = 0$
- Symétrie parfaite entre les entrées «+» et «-»
- Courants d'entrées I_+ et I_- nulle
- Variation instantanée de V_{out}

↪ Caractéristiques souhaitées **quelque soit la fréquence utilisée**.



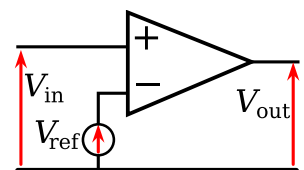
III.1.2 AOP et contre-réaction

Fonctionnement sans réaction

Dans le cas idéal le gain infini A_d implique que la moindre tension à l'entrée de l'AOP entraîne la **saturation**. Le fonctionnement n'est donc jamais linéaire, on obtient généralement un comparateur.

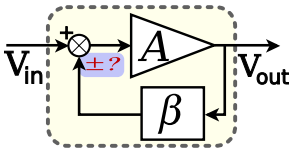
Exemple III.1.2. Si la tension d'entrée V_{in} est appliquée sur l'entrée non inverseuse, il faut appliquer une tension dite de référence V_{ref} sur l'entrée inverseuse.

- si $V_{in} > V_{ref}$ alors $V_d > 0 \Rightarrow$
- si $V_{in} < V_{ref}$ alors $V_d < 0 \Rightarrow$



↪ Pour fonctionner en régime linéaire, il est nécessaire qu'il y ait une réaction de la sortie sur une des entrées.

Principe de la réaction



- $V_{out} = \frac{A}{1 \pm \beta A} V_{in} = A' V_{in}$
- Si $\beta A > 0 \rightarrow$ réaction (positive)
- Si $\beta A < 0 \rightarrow$ contre-réaction

Les caractéristiques de la réaction :

- Réduit le gain de l'amplificateur, et stabilise le gain global : $A' \approx 1/\beta$
- $Z_{in}^r = Z_{in}(1 + \beta A)$, $Z_{out}^r = \frac{Z_{out}}{1 + \beta A}$
- Diminution de la distorsion
- Augmentation de la bande passante
- Ne modifie pas le rapport signal/bruit, etc.

III.2 Les applications de l'AOP

III.2.1 Les applications linéaires

<p>Suiveur</p>	<p>Convertisseur</p>
<p>Amplificateur Inverseur</p>	<p>Amplificateur non-inverseur</p>
<p>Amplificateur différentielle</p>	<p>Amplificateur sommateur</p>

TABLE III.1 – Exemples de circuit linéaire à base d'AOP.

Exercice III.1. Retrouver les fonctions de transferts $H = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ des montages du tableau III.1, lorsque l'AOP est considéré idéal.



L'emploi d'un AOP en régime linéaire nécessite une **contre-réaction**.

Si et seulement si l'AOP idéal est en régime linéaire on a : $V_d = 0 \Leftrightarrow V_+ = V_-$

III.2.2 Les applications non-linéaires

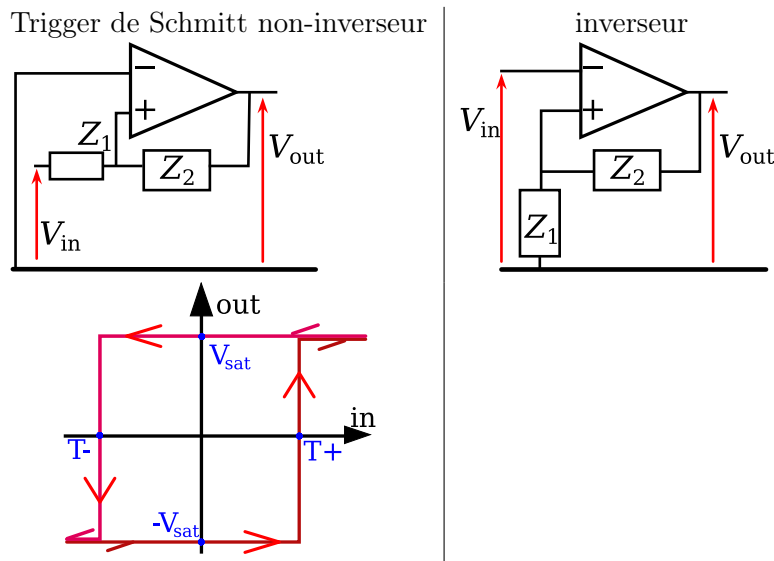


TABLE III.2 – Exemple de circuit non-linéaire à base d'AOP.

Si on introduit une réaction positive, l'AOP fonctionne alors en régime non-linéaire. La réaction sur l'entrée non-inverseuse permet d'effectuer une réaction positive : toute augmentation de la tension de sortie va augmenter la tension différentielle d'entrée de l'AOP. La sortie ne peut prendre que deux valeurs : V_{sat+} ou V_{sat-} , qui sont les tensions de saturation positive et négative de l'amplificateur. Dans ce cas, on dit également que l'AOP fonctionne en “*mode comparateur*”.

III.3 L'Amplificateur Opérationnel Réel

Bien que le modèle parfait de l'AOP permette de comprendre la plupart des montages à base d'AOP, il s'agit d'une approximation du fonctionnement des AOP. Les **AOP réels** possèdent un certain nombre de limitations par rapport à ce modèle.

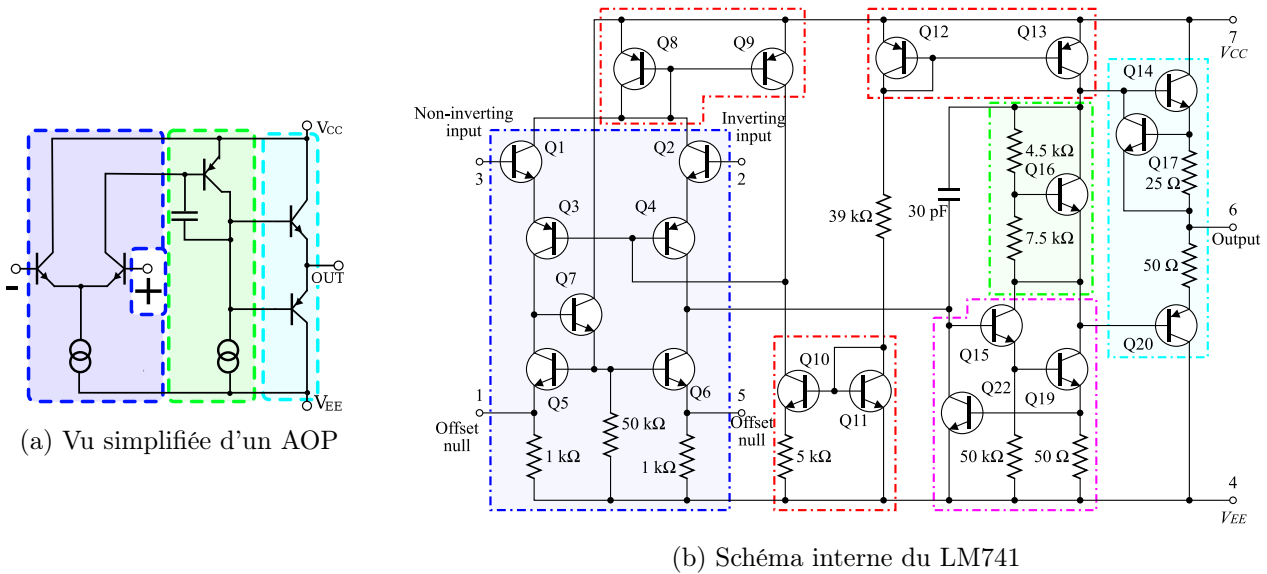


Fig. 1 – L'AOP tel qu'il est en réalité.

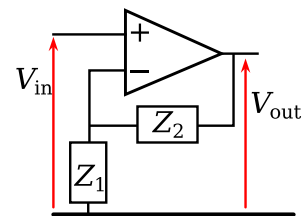
Pour étudier un circuit contenant des AOP on les considère dans un premier temps comme étant **parfaits**. Puis on introduit successivement les “*différentes imperfections*”.

L'AOP réel présente les imperfections suivantes :

- sur les caractéristiques d'entrée :
 - ↪ présence d'un offset en entrée, biais sur les courants, impédance non infinie en entrée etc.
- sur les caractéristiques de sortie
 - ↪ influence du mode commun sur la tension de sortie, etc.
- les caractéristiques de transfert
 - ↪ variation du gain en fonction de la fréquence, etc. . .

Exemple III.3.1 (Imperfection du gain A_d). Soit le montage amplificateur non-inverseur ci-contre.

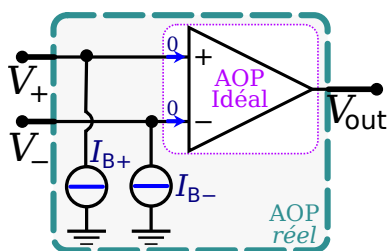
- Si AOP idéal : $V_{out} = \frac{1}{k} V_{in}$
- Si gain A_d fini :
- Erreur relative : $\varepsilon = \frac{1}{A_d k}$ (exprimé en %)



III.3.1 Les imperfections statiques de l'AOP

Imperfections sur les courants et tensions d'entrée

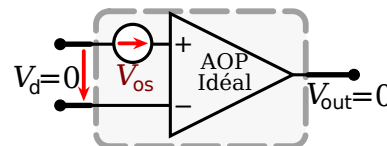
Les courants d'entrée I_{b+} et I_{b-} de l'AOP réel ne sont pas nuls et de plus ils ne sont pas identiques ($I_{b+} \neq I_{b-}$). On distingue classiquement deux types d'imperfections sur les courants d'entrées I_{b+} et I_{b-} :



- Courant de polarisation : $I_{pol} = \left| \frac{I_{b+} + I_{b-}}{2} \right|_{V_{out}=0}$
 \hookrightarrow Remède : les entrées «+» et «-» doivent avoir les mêmes impédances
- Courant de décalage : $I_{os} = |I_{b+} - I_{b-}|_{V_{out}=0}$
 \hookrightarrow Remède : compensation (int. ou ext.); éviter les gains et impédances trop grandes

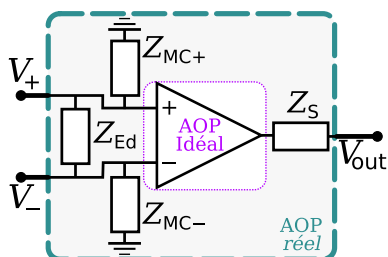
Du fait des imperfections des AOP, la tension de sortie V_{out} n'est généralement pas nulle lorsque les deux tensions entrées sont au même potentiel (ie. quand $V_+ = V_-$). Il existe alors une tension continue dite de décalage V_{OS} .

Cette tension V_{OS} représente la différence de tension qu'il faudrait appliquer entre les deux entrées de l'AOP quand on a $V_+ = V_-$, afin d'avoir une tension de sortie nulle.



\hookrightarrow Remède : compensation (int. ou ext.); éviter les gains trop importants

Imperfections sur les impédances d'entrée et de sortie



Les imperfections sur les impédances d'un AOP se décomposent en 3 types :

- Impédance d'entrée différentielle Z_{Ed}
- Impédance de mode commun Z_{MC}
 \hookrightarrow Remède : en tenir compte...
- Impédance de sortie Z_S
 \hookrightarrow Remède : éviter les courants de sortie trop importants...
- Ces imperfections sont souvent assimilées à des résistances, mais il existe aussi des capacités en parallèle.

Imperfections sur le gain fini

Le gain différentiel A_d d'un AOP réel est fini et varie en fonction de la fréquence. En statique on s'intéresse au gain continu A_{d0} .

D'autre part, il faut tenir compte du taux de rejection de mode commun (TRMC) = A_d/A_c .

La sortie de l'AOP s'exprime alors : $V_{out} = A_d V_d + \frac{1}{2} A_c V_c$

III.3.2 Les imperfections dynamiques

En pratique un AOP ne peut délivrer en sortie qu'une puissance limitée qui dépendra de la quantité de courant consommée par la charge.

De plus la bande passante de l'AOP n'est pas infinie. En particulier, pour un AOP réel la variation en fréquence du gain différentiel $A_d(j\omega)$ peut être assimilée à celle d'un *filtre passe-bas du premier ordre*. Ainsi, en première approximation, le gain différentiel s'écrit :

$$A_d(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_d} = \frac{A_{d0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_c}} \quad (\text{III.2})$$

où A_{d0} est le gain différentiel statique et f_c est la fréquence de coupure (eg. à -3dB).

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

Produit gain-bande passante

On définit le **produit gain-bande passante** :

$$G_{BW} = A \times B \quad (\text{III.3})$$

où B (en Hz) est la **largueur de bande passante** (aussi appelée bande passante). En particulier, on considère que pour un AOP le produit gain-bande passante de la variation en fréquence du gain différentiel $A_d(j\omega)$ est constant si $f \gg f_c$:

$$G_{BW} = |A_d(j\omega)| \cdot \omega \simeq A_{d0} \cdot \omega_c = \text{Cste.} \quad (\text{III.4})$$

↪ Cette particularité permet de définir rapidement la bande passante (où la fréquence de coupure) d'un montage linéaire dont on connaît l'amplification ou réciproquement.

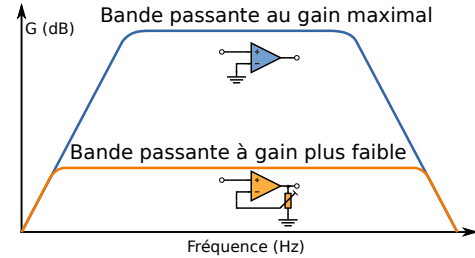


Fig. 2 – Produit gain-bande passante.

Vitesse de balayage

Une grandeur à prendre également en compte est la vitesse de balayage (ou temps de montée, *Slew Rate*), notée SR, qui caractérise la rapidité de la réponse en sortie à une variation brutale de la tension d'entrée. Lorsque la vitesse de variation du signal de sortie d'un amplificateur est supérieure à sa vitesse de balayage, sa tension de sortie est une droite de pente SR :

$$SR = \sigma = \max \left(\frac{dV_{\text{out}}}{dt} \right) \quad (\text{III.5})$$

↪ Limitation de la bande passante : $\omega V^m < SR$

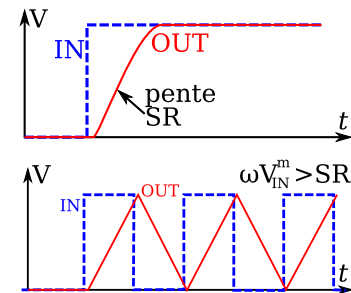


Fig. 3 – Vitesse de balayage.

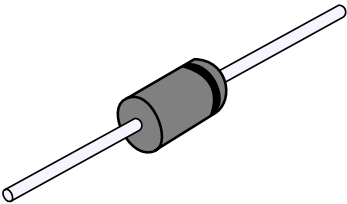
EXEMPLES DE FICHE TECHNIQUE

A.1 Fiche technique d'une diode classique

1N4001 - 1N4007

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41
COLOR BAND DENOTES CATHODE

General Purpose Rectifiers (Glass Passivated)

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V _{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
I _{F(AV)}	Average Rectified Forward Current, .375 " lead length @ T _A = 75°C	1.0							A
I _{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms Single Half-Sine-Wave	30							A
T _{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +175							°C
T _J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Value	Units
P _D	Power Dissipation	3.0	W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Device							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V _F	Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
I _{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle T _A = 75°C	30							μA
I _R	Reverse Current @ rated V _R T _A = 25°C T _A = 100°C	5.0 500							μA μA
C _T	Total Capacitance V _R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	15							pF

A.2 Fiche technique d'un BJT

Product specification

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

CHARACTERISTICS

 $T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222	$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ °C}$	–	10	μA
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222A	$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ °C}$	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 3\text{ V}$	–	10	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 0.1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	35	–	
		$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	50	–	
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; \text{note 1}$	50	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$	100	300	
h_{FE}	DC current gain 2N2222A	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; T_{amb} = -55\text{ °C}$	35	–	
h_{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$	30 40	– –	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	400	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1.6	V
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	300	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1.3	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	2.6	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	0.6	1.2	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	2	V
C_c	collector capacitance	$I_E = i_e = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	8	pF
C_e	emitter capacitance 2N2222A	$I_C = i_c = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$	–	25	pF
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250 300	– –	MHz MHz
F	noise figure 2N2222A	$I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega;$ $f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	–	4	dB

A.3 Fiche technique d'un AOP

Electrical Characteristics, LM741⁽¹⁾

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
Input offset voltage		$R_S \leq 50\ \Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	3	mV
			$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			4	mV
Average input offset voltage drift						15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input offset voltage adjustment range		$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\ \text{V}$		± 10			mV
Input offset current		$T_A = 25^\circ\text{C}$			3	30	nA
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				70	
Average input offset current drift						0.5	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input bias current		$T_A = 25^\circ\text{C}$			30	80	nA
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				0.21	μA
Input resistance		$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\ \text{V}$		1	6		$\text{M}\Omega$
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$, $V_S = \pm 20\ \text{V}$		0.5			
Large signal voltage gain		$V_S = \pm 20\ \text{V}$, $V_O = \pm 15\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	50			V/mV
			$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$	32			
		$V_S = \pm 5\ \text{V}$, $V_O = \pm 2\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$, $T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		10			
Output voltage swing		$V_S = \pm 20\ \text{V}$	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	± 16			V
			$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	± 15			
Output short circuit current		$T_A = 25^\circ\text{C}$		10	25	35	mA
		$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		10		40	
Common-mode rejection ratio		$R_S \leq 50\ \Omega$, $V_{\text{CM}} = \pm 12\ \text{V}$, $T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		80	95		dB
Supply voltage rejection ratio		$V_S = \pm 20\ \text{V}$ to $V_S = \pm 5\ \text{V}$, $R_S \leq 50\ \Omega$, $T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$		86	96		dB
Transient response	Rise time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, unity gain			0.25	0.8	μs
	Overshoot				6%	20%	
Gain-bandwidth product ⁽²⁾		$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.437	1.5		MHz
Slew rate		$T_A = 25^\circ\text{C}$, unity gain		0.3	0.7		$\text{V}/\mu\text{s}$
Power consumption		$V_S = \pm 20\ \text{V}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	150	mW
			$T_A = T_{\text{AMIN}}$			165	
			$T_A = T_{\text{AMAX}}$			135	

(1) Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15 \text{ V}$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

(2) Calculated value from: $\text{BW (MHz)} = 0.35/\text{Rise Time } (\mu\text{s})$.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Jimmie J. Cathey *Electronic Devices and Circuits*. McGraw-Hill Education, 2nd edition, 2002.
- [2] Paul Horowitz, Winfield Hill *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 2nd edition, 2006.
- [3] Auvray, J. *Électronique des signaux analogiques*. Dunod, 1993.
- [4] Floyd, T. L. *Électronique : composants et systèmes d'application*. Dunod, 2000.
- [5] Horowitz, P. *Traité de l'électronique analogique et numérique*. Publitronic : Publit Elektor, 1996.
- [6] Malvino, A. P. *Principes d'électronique*. Dunod, 2002 (6^{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.
- [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.).