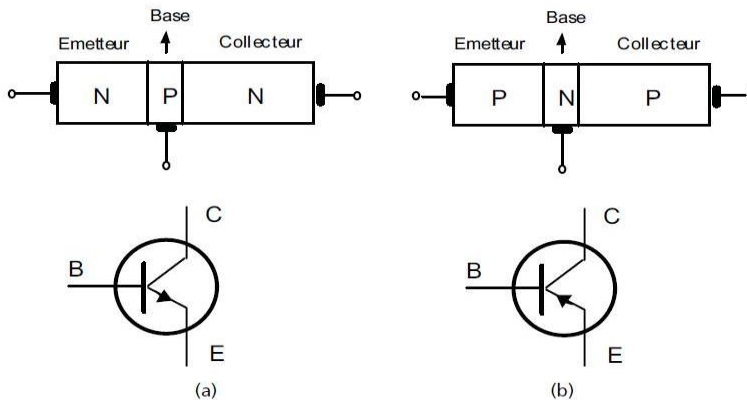


## 1. Transistors bipolaires :

Un transistor bipolaire est constitué d'un monocristal de semi-conducteur (principalement le silicium) dopé pour obtenir deux jonctions, disposées en série et de sens opposé. Il existe donc deux types fondamentaux de transistors bipolaires, dits complémentaires:

\*les transistors NPN dans lesquels une mince couche de type P est comprise entre deux zones de type N : figure1 a).

\*les transistors PNP dans lesquels une mince couche de type N est comprise entre deux zones de type N : figure1 (b).



**Figure1** Représentations schématiques et symboles des transistors bipolaires.

\*La couche intermédiaire est appelée base. Cette couche est très mince et est légèrement dopée. Les porteurs majoritaires sont donc en quantité assez faible.

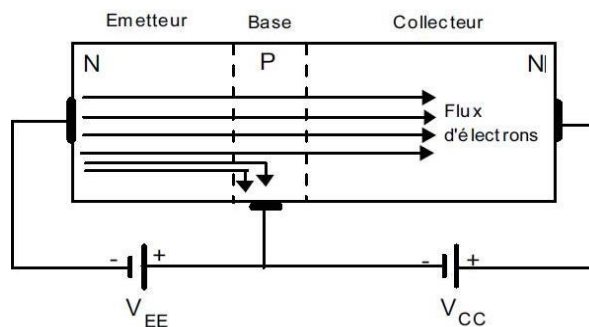
\*L'une des deux autres zones est appelée émetteur. Il s'agit de la zone la plus dopée du transistor. Son rôle consiste à injecter des porteurs (électrons dans le cas d'un transistor NPN) dans la base.

\*La dernière zone qui est de même type que l'émetteur est appelée collecteur. Son dopage est plus faible que celui de l'émetteur et sa géométrie est différente. Le rôle principal du collecteur est de recueillir les porteurs.

\*Le transistor est donc un composant à trois bornes (*tripôle*) reliées respectivement à l'émetteur, à la base et au collecteur. Sa représentation schématique, ainsi que les symboles normalisés sont donnés à la figure 1 pour les deux types.

## 2. L'effet transistor

Parmi les différentes façons de polariser un transistor de type NPN, une seulement présente un intérêt primordial. Si nous polarisons la jonction émetteur-base en direct et la jonction collecteur-base en inverse, nous obtenons la configuration suivante (figure2).



**Figure2** Polarisation directe et principe de l'effet transistor.

En premier lieu, supposons que seule la jonction BC soit polarisée et qu'elle le soit en inverse.

Polarisons maintenant la jonction base-émetteur en direct. Les électrons qui sont majoritaires dans la région de l'émetteur (type N) diffusent en grande quantité à travers la jonction émetteur-base, polarisée en direct, créant ainsi un courant émetteur  $I_E$ . Les électrons de l'émetteur traversent en majorité la base et arrivent jusqu'au collecteur. Ainsi l'émetteur « injecte » ou « émet » des porteurs majoritaires et le collecteur les collecte.

### 3.Mode de fonctionnement :

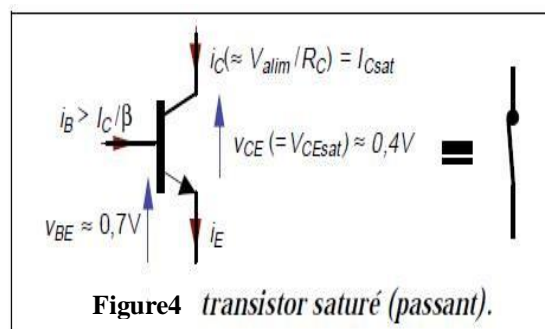
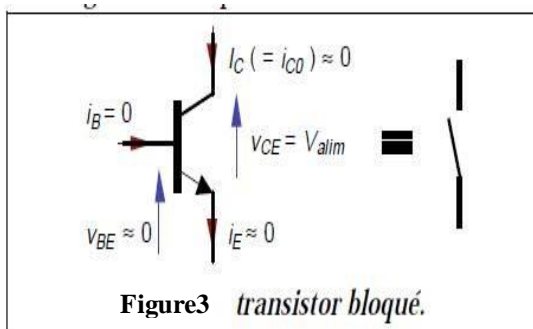
#### a-Fonctionnement linéaire :

Les courants  $i_C$  et  $i_B$  sont proportionnels :  $i_C = \beta i_B$ .  $\beta$  est le **coefficient d'amplification du transistor**. La tension  $v_{BE}$  est pratiquement constante et vaut environ 0,7 V pour un transistor au silicium.

Une loi des noeuds donne la relation  $i_E = (\beta + 1)i_B$ .

#### b-Fonctionnement non linéaire :

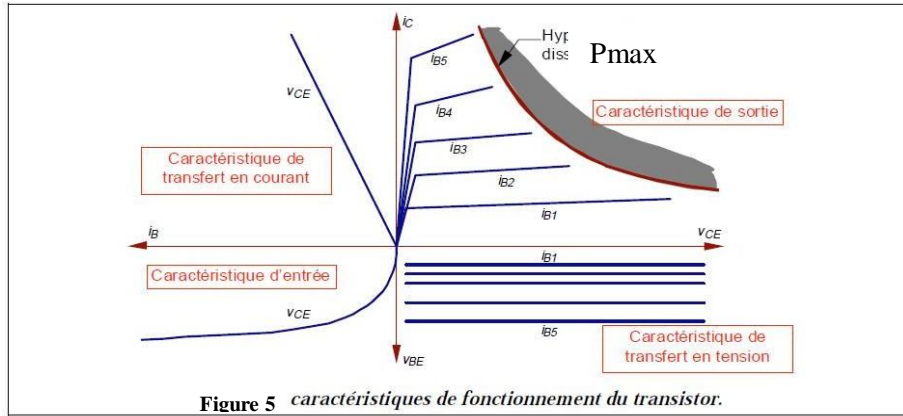
Le courant  $i_B$  est soit nul, donc  $i_C$  l'est aussi ; on dit alors que le transistor est **bloqué** (état logique 0) et équivalent à un interrupteur ouvert. Si  $i_B$  est tel que  $i_C$  prend une valeur maximale notée  $i_{Csat}$ , on se trouve alors dans l'état **saturé** (état logique 1) où le transistor est équivalent à un interrupteur fermé. Les Figure suivantes 3 et 4 indiquent les éléments essentiels de ce fonctionnement.



### 4-Réseau de caractéristiques statiques :

Grâce à un tel schéma, dans le cas du transistor NPN, on relève les caractéristiques de la Figure 5.

- entrée [ $i_B = f(v_{BE})$  paramétrée par  $v_{CE}$ ], caractéristique d'une diode en direct. La tension  $v_{BE}$  est donc une tension de seuil (0,7V).
- sortie [ $i_C = f(v_{CE})$  paramétrée par  $i_B$ ], pour différentes valeurs de  $i_B$ ,  $i_C$  et  $v_{CE}$  sont liés proportionnellement dans la limite de la puissance maximale du composant.
- transfert en courant [ $i_C = f(i_B)$  paramétrée par  $v_{CE}$ ] traduit le fait que les courants  $i_B$  et  $i_C$  sont proportionnels.
- transfert en tension [ $v_{CE} = f(v_{BE})$  paramétrée par  $i_B$ ]. indique que  $v_{CE}$  évolue peu pour  $v_{BE}$  maintenue constante.

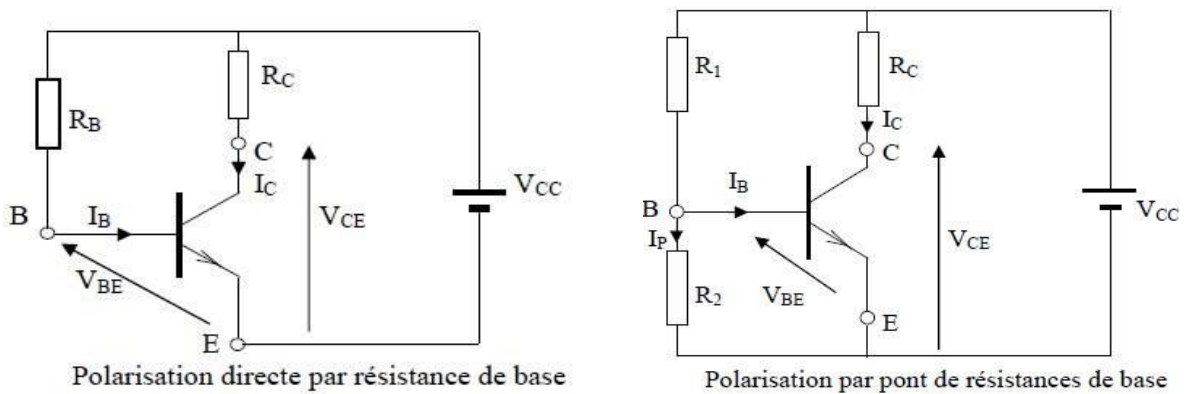


**5-polarisations :**

La polarisation consiste à définir le point de fonctionnement statique (point de repos) du transistor caractérisé par les valeurs  $V_{BE0}$ ,  $I_{B0}$ ,  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$ .

Il existe différents procédés de polarisation :

- Polarisation directe par résistance de base.
- Polarisation par pont de résistances de base.



**6-Droites de charge :**

**a.Droite d'attaque statique**

L'examen du circuit d'entrée permet d'écrire l'équation de maille :

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$$

C'est l'équation d'une droite que l'on appellera la *droite d'attaque*. Cette droite est représentée sur la caractéristique de base du transistor. Les valeurs de  $V_{BE}$  et de  $I_B$  devant vérifier à la fois l'équation de fonctionnement du transistor et celle du réseau d'entrée, elles seront déterminées par l'intersection entre la droite d'attaque statique et la caractéristique de base du transistor comme le montre la figure 7.

Il est évident que si le point P est tel que  $V_{BE0} < 0,7V$ , alors le transistor sera bloqué et  $I_{BE0} = 0$ .

**b.Droite de charge statique**

L'équation de maille du circuit de sortie nous donne :  $V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$ . La droite représentative de cette équation est appelée *droite de charge statique*. L'intersection de cette droite avec la caractéristique de collecteur du transistor donne les valeurs de  $V_{CE}$  et de  $I_C$  comme le montre la figure 8. La caractéristique de collecteur choisie correspondra au courant de base  $I_{B0}$  déterminé par la droite d'attaque statique.

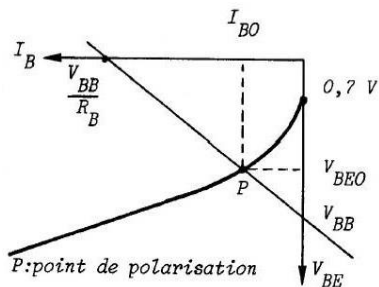


Figure 7 Droite d'attaque statique.

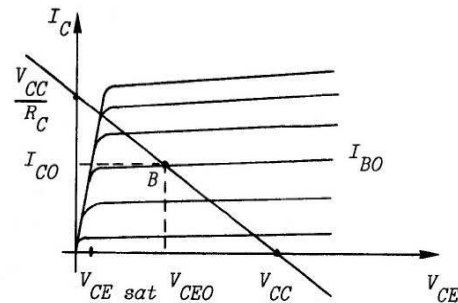


Figure 8 Droite de charge statique.

**c. Calcul des coordonnées du point de repos p:**

Dans ce cas on peut utiliser le montage ci-dessous

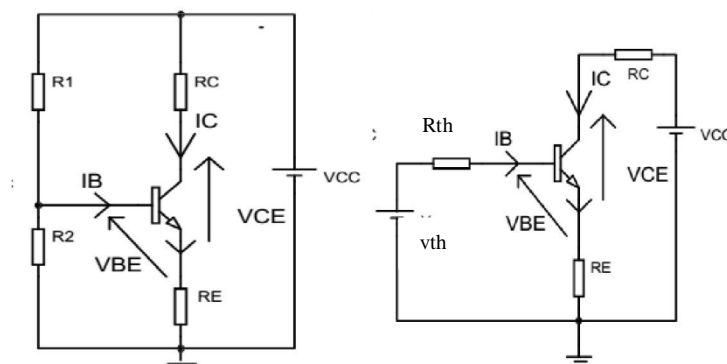


Figure 9. Polarisation par un pont diviseur

Pour calculer les coordonnées  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$  du point p, on admet l'approximation :  $V_{BE} \approx V_{BE0}$ .

Le diviseur de tension peut nous donner

$$V_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

On court-circuite le générateur  $V_{CC}$  ; alors la résistance de Thevenin vue du coté de  $R_2$  sera :

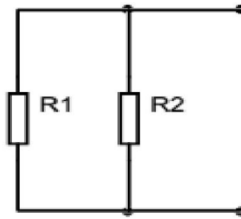


Figure10. Résistance de Thevenin

Alors la résistance de Thevenin sera :

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Le schéma équivalent du pont diviseur est similaire à celle du montage de polarisation par une résistance de base avec une résistance à l'émetteur.

Montage suivant :

$$E_{Th} - R_{Th} I_B - V_{BE} - R_E I_E ; \text{ avec: } I_E = (\beta + 1) I_B \text{ et } V_{BE} \approx V_{BE0}$$

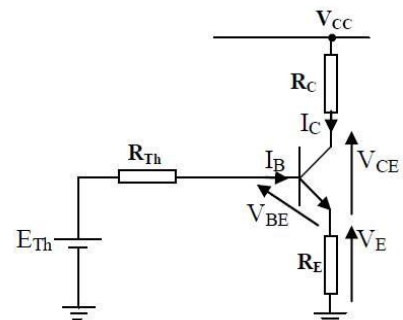
$$\Rightarrow I_{B0} = \frac{E_{Th} - V_{BE0}}{R_{Th} + (\beta + 1) R_E}$$

$$\Rightarrow I_{C0} = \beta I_{B0} = \beta \frac{E_{Th} - V_{BE0}}{R_{Th} + (\beta + 1) R_E}$$

$$V_{CC} - R_C I_{C0} - V_{CE0} - R_E I_{E0} = 0$$

$$\text{avec: } I_{E0} = I_{B0} + I_{C0} = \left(\frac{1}{\beta} + 1\right) I_{C0}$$

$$\Rightarrow V_{CE0} = V_{CC} - \left(R_C + \left(\frac{1}{\beta} + 1\right) R_E\right) I_{C0}$$



### 7. Amplificateur à transistor monté en Emetteur commun :

Le montage émetteur commun :

émetteur à la masse, entrée est la base, sortie est le collecteur.

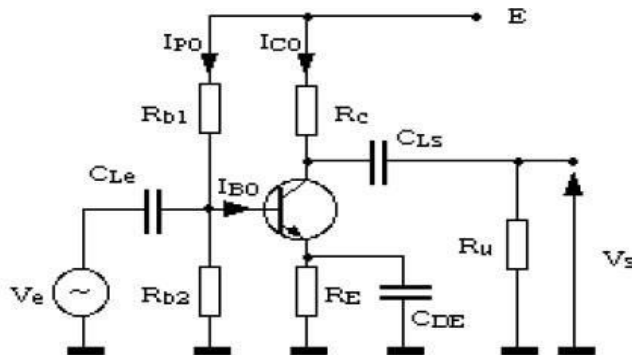
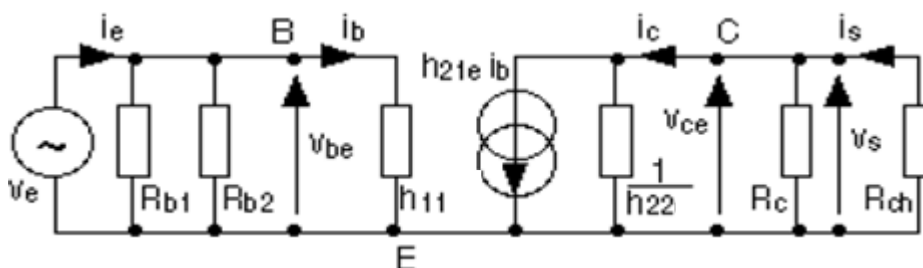


Figure11 Polarisation par pont de base.

Schéma du montage :

Schéma équivalent du montage en régime dynamique petits signaux :



On remplace le transistor par son schéma équivalent et on suppose court-circuitée la source de tension continue E, on obtient ainsi :

Figure 12 Schéma équivalent en alternatif.

**\*Gain en tension.**

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

- le gain à vide, c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage.
- le gain en charge, avec la charge connectée.

On va d'abord procéder à quelques simplifications dans le schéma :

- $R_p = R_{b1} // R_{b2}$ .
- On va négliger  $h_{22}$ .
- on supprime la charge  $R_u$  (hypothèse de calcul).

Avec  $h_{21}$  c'est  $\beta$

avec ces hypothèses, le schéma devient :

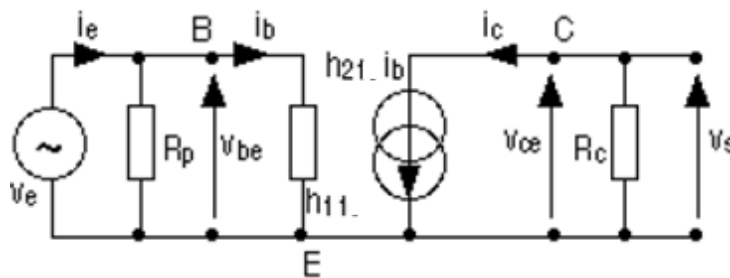


Figure 13 Schéma équivalent simplifié

On a les équations suivantes :

$$V_e = h_{11} i_b \quad (1)$$

$$V_s = -R_c i_c \quad (2)$$

$$i_c = h_{21} i_b \quad (3)$$

$$(1) \text{ et } (2) \Rightarrow V_s = -h_{21} R_c i_b \quad (4)$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta R_c}{h_{11}} \text{ avec } \beta = h_{21} \quad (5)$$

❖ **Impédance d'entrée :**

Par définition, l'impédance d'entrée est égale à :  $Z_e = \frac{V_e}{i_e} \quad (6)$

Ici, le schéma est simple, le générateur d'entrée débite sur deux résistances en parallèle. On a donc :

$$Z_e = R_p // h_{11} \quad (7)$$

❖ **Impédance de sortie :**

La grandeur représentative est l'impédance de sortie :  $Z_s = \left. \frac{V_s}{i_s} \right|_{V_e=0} \quad (8)$

$$Z_s = R_c \quad (9)$$

**8. Amplificateur à transistor monté en collecteur commun :**

Le montage collecteur commun : collecteur à la masse, entrée est la base, sortie est l'émetteur.

**Schéma du montage :**

Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur. C'est le collecteur qui est le point commun entre l'entrée et la sortie. On notera que c'est faux pour la polarisation, car le collecteur est relié au +E et l'entrée se fait entre base et masse, et la sortie entre émetteur et masse. En fait, le collecteur est bien commun en alternatif, car le générateur de polarisation +E est un court circuit pour ce régime, et donc, le collecteur va se retrouver à la masse alternative : ce sera donc bien la patte commune entrée

sortie.



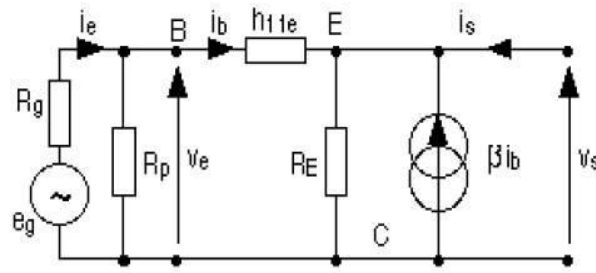


Figure 14 schéma équivalent collecteur commun.

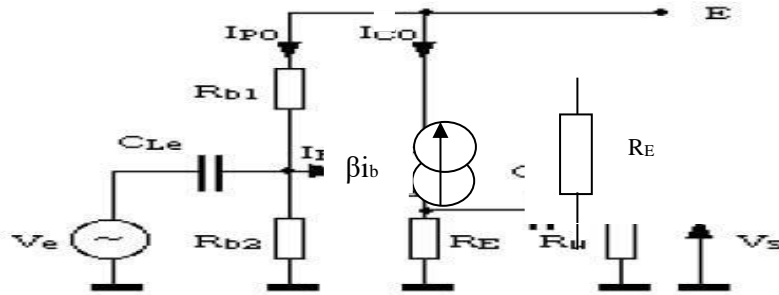


Figure 15 Montage collecteur commun.

**Schéma équivalent du montage en régime dynamique petits signaux :**

**\*Gain en tension :**

Si on applique la loi des nœuds au niveau de l'émetteur (figure 15), on voit que le courant circulant dans \$R\_E\$ est égal à \$(\beta+1) i\_b\$ et va de l'émetteur vers le collecteur. On peut alors poser les équations suivantes :

$$V_e = h_{11}i_b + (\beta + 1)R_Ei_b \tag{10}$$

$$V_s = (\beta + 1)R_Ei_b \tag{11}$$

On déduit le à partir des équations (10) et (11) :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta + 1)R_E}{h_{11} + (\beta + 1)R_E} \tag{12}$$

**\*Impédance d'entrée.**

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} \tag{13}$$

$$Z_e = R_p // Z_c \tag{14}$$

$$Z_c = V_e / i_b = (h_{11} \cdot i_b + R_E(\beta + 1) \cdot i_b) / i_b = h_{11} + R_E(\beta + 1) \tag{15}$$

$$\text{Donc : } Z_e = R_p // [h_{11} + R_E(\beta + 1)] \tag{16}$$

\*Impédance de sortie.

$$Z_s = \left. \frac{V_s}{i_s} \right|_{V_e=0} \tag{17}$$

$$Z_s = R_E // Z_s^- \quad \text{avec } Z_s^- = V_s / i_s^- \text{ et } i_s^- = -(\beta + 1) \cdot i_b \tag{18}$$

$$Z_s^- = V_s / -(\beta + 1) \cdot i_b \tag{19}$$

$$V_s = -h_{11} \cdot i_b - (R_g // R_p) \cdot i_b \tag{20}$$

$$V_s = -i_b (h_{11} + (R_g // R_p))$$

$$Z_s^- = [-i_b (h_{11} + (R_g // R_p))] / [-(\beta + 1) \cdot i_b]$$

$$Z_s^- = (h_{11} + (R_g // R_p)) / (\beta + 1)$$

$$Z_s = R_E // [(h_{11} + (R_g // R_p)) / (\beta + 1)] \tag{21}$$

### 9. Amplificateur à transistor monté en base commune :

Schéma du montage :

Le montage base commune : la base à la masse, entrée est l'émetteur, sortie est le collecteur.

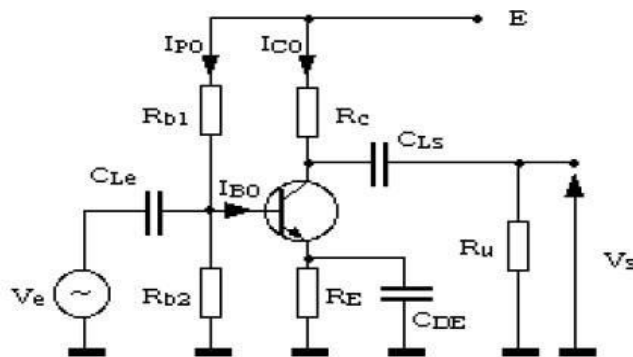


Figure11 Polarisation par pont de base.

Le montage commence à nous être familier : en effet, mis à part l'emplacement du générateur d'attaque et le condensateur de découplage qui est ici situé sur la base, le montage est le même que celui de l'émetteur commun.

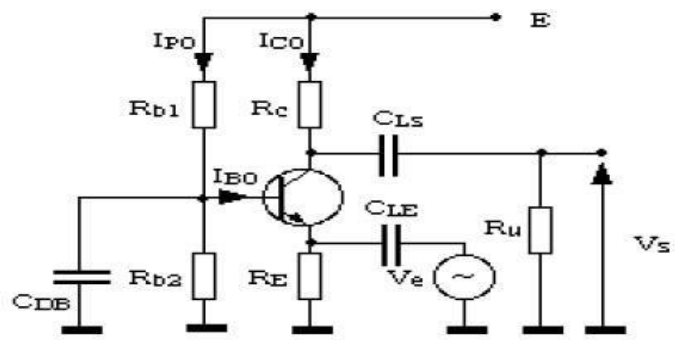


Figure 16 Montage base commune.

Le schéma équivalent est le suivant :

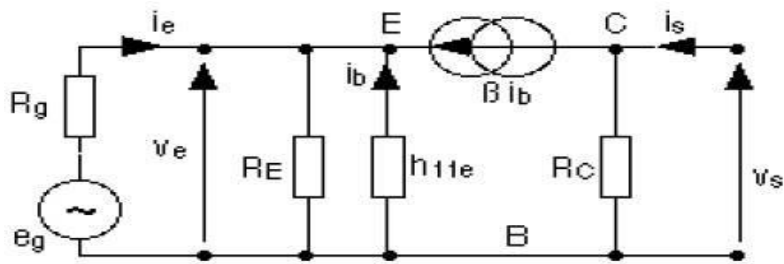


Figure 17 Schéma équivalent base commune.

❖ **Gain en tension.**

Du schéma Figure17, on tire les équations suivantes :

$$V_s = -R_c \beta i_b \quad (22)$$

$$V_e = -h_{11} i_b \quad (23)$$

D'où l'expression du gain en tension à vide :

D'où l'expression du gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\beta R_c}{h_{11}} \quad (24)$$

❖ **Impédance d'entrée.**  $Z_e = V_e / i_e$

Du circuit d'entrée, on tire l'équation suivante :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} - (\beta + 1) i_b \quad (25)$$

Si on tire  $i_b$  de l'équation (23) et qu'on le remplace par sa valeur dans (25), on obtient :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} + (\beta + 1) \frac{V_e}{h_{11}} \quad (26)$$

$$I_e = V_e (1/R_E + (\beta + 1)/h_{11})$$

$$\frac{I_e}{V_e} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{\frac{h_{11}}{\beta + 1}}$$

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

On en tire l'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_E // \frac{h_{11}}{\beta + 1} \quad (27)$$

❖ **Impédance de sortie.**

Pour éviter de longs calculs inutiles, on ne tiendra pas compte de la résistance du générateur d'attaque  $R_g$ .

C'est l'équation du générateur de Thévenin de sortie : on en déduit que

$$Z_s = R_c \quad (28)$$

### 10- Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF

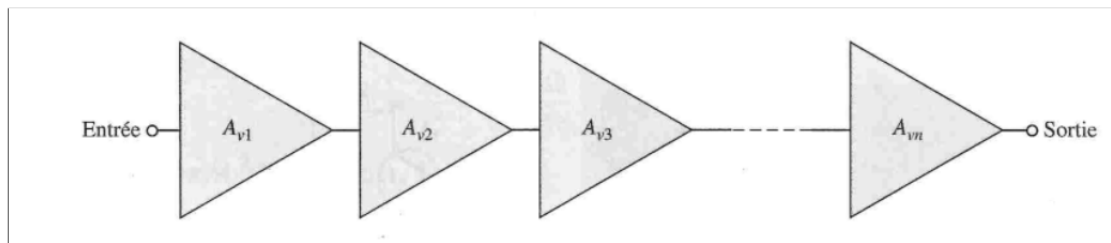
Plusieurs amplificateurs peuvent être connectés dans un arrangement en cascade, la sortie d'un amplificateur actionnant l'entrée du suivant. Chaque amplificateur de cet arrangement en cascade est alors désigné par le terme 'étage'. Le but d'un arrangement en cascade est d'augmenter le gain total.

#### Gain en tension d'un amplificateur à plusieurs étages

Le gain en tension total,  $A'_v$ , pour un arrangement d'amplificateurs en cascade, est le produit des gains en tension de chacun, tel qu'illustré à la figure suivante

$$A'_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot A_{v3} \dots A_{vn}$$

Où n : le nombre d'étages,



: Amplificateurs en cascade, chaque symbole triangulaire représente un Amplificateurs

#### Gain en tension exprimé en décibels

Le gain en tension d'un amplificateur est souvent exprimé en décibels (dB) selon la formule :

$$A_{v(dB)} = 20 \log A_v$$

Cette formule est surtout utilisée pour les systèmes à plusieurs étages :

$$A'_{v(dB)} = A'_{v1(dB)} + A'_{v2(dB)} + \dots + A'_{vn(dB)}$$

Le principal problème rencontré lors de l'association d'étages amplificateurs est celui de

l'adaptation de leurs impédances. Ainsi dans le cas d'une amplification en tension, il faut que l'impédance d'entrée de l'étage soit beaucoup plus grande que l'impédance de sortie de l'étage précédent. Pour une amplification de puissance, il faut que l'impédance de sortie de l'étage soit voisine de celle de la charge. La liaison entre les étages successifs pose également des difficultés.

### – Amplificateurs à liaison directe

Relier directement la sortie d'un étage à l'entrée du suivant est *a priori* la méthode la plus simple pour effectuer la liaison. En fait, ce mode de liaison pose de nombreux problèmes.

Examinons le schéma a. Le potentiel continu du point A est voisin de  $\frac{1}{2}V_{CC}$ . Par contre, celui de B est plus grand. La réunion de A et B provoque un court-circuit de l'espace émetteur collecteur du premier transistor qui cesse alors de fonctionner correctement.

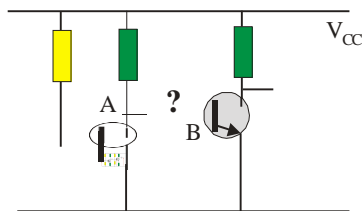


Figure a

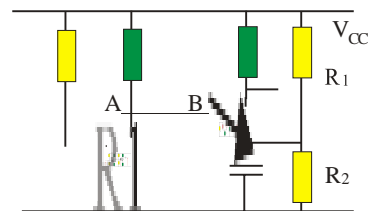


Figure b

Le schéma b donne une méthode pour faire fonctionner le montage :

Un pont de résistance permet de polariser l'émetteur du second transistor à un potentiel égal à celui du collecteur du premier. A et B peuvent alors être reliés sans problème.

Le principal avantage des montages à liaison directe est qu'ils offrent la possibilité d'amplifier les tensions continues. Mais ils sont de ce fait très sensibles à la dérive thermique des transistors : la dérive des premiers étages est amplifiée par les étages suivants au même titre que le signal.

### – Liaison par condensateur entre deux étages

Selon le mode de polarisation retenu, différents montages sont possibles. Comme exemple, étudions rapidement le schéma de la figure (a) qui associe deux étages à émetteur commun non découplé. Pour les fréquences intermédiaires, le schéma équivalent du montage (b) est très simple :

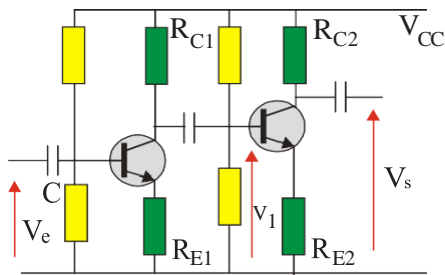


Figure a

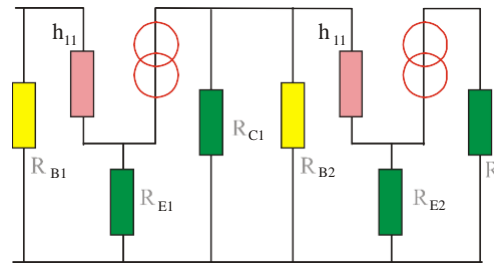


Figure b

Le pont de base des deux étages est choisi pour obtenir un point de fonctionnement au mi- lieu de la droite de charge. On suppose que les deux transistors sont identiques et que  $R_{B1} = R_1 // R_2$ . Comme la charge d'un étage dépend de l'impédance d'entrée de l'étage suivant, il est conseillé de commencer l'étude par le dernier étage et de remonter vers le générateur d'entrée. L'impédance de sortie du 2<sup>e</sup> étage est  $R_{C2}$ . Son impédance d'entrée est égale à :

$$(R_{B2} // (h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_{E2}) \approx (R_{B2} // h_{21} \cdot R_{E2}).$$

Son gain en tension est égal à :  $A_{V2} = \frac{-h_{21} R_{C2}}{h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot R_{E2}} \approx -\frac{R_{C2}}{R_{E2}}$ .

L'impédance de sortie du premier étage est donc  $R_{S1} = (R_{C1} // R_{B2} // h_{21} \cdot R_{E2})$ . Son gain est  $A_{V1} \approx -R_{S1}/R_{E1}$  et son impédance d'entrée est :  $(R_{B1} // h_{21} \cdot R_{E1})$ .

*L'ensemble est donc équivalent à un amplificateur de gain  $A_V = A_{V1} \cdot A_{V2}$ .*

## – Liaison par transformateur

La liaison par transformateur a été très employée dans les amplificateurs à tubes et au début de l'utilisation des transistors car elle permet une adaptation aisée des impédances. Les problèmes de bande passante, d'encombrement et de coût des transformateurs font que ce mode de liaison est devenu obsolète.

Nous avons montré que l'impédance vue à l'entrée d'un transformateur chargé par une résistance  $Z_U$  est égale à  $Z_E = (j \cdot L_1 \cdot \omega // Z_U \cdot L_1/L_2)$ . Si  $n$  désigne le rapport entre les nombres des spires du primaire et du secondaire du transformateur, on a :  $n^2 = L_1/L_2$ . Pour des fréquences assez grandes, on peut considérer que l'impédance d'entrée du transformateur est  $Z_E = n^2 \cdot Z_U$ . Comme exemple, envisageons l'étage final d'un amplificateur à transformateur en classe A. Supposons que l'impédance

de la charge est  $Z_U = 5 \Omega$  et que la tension d'alimentation  $V_{CC}$  est 20 V. Si la charge est introduite directement dans le collecteur du transistor, le courant de repos de celui-ci sera voisin de  $\frac{1}{2}V_{CC}/Z_U$  soit 2 A.

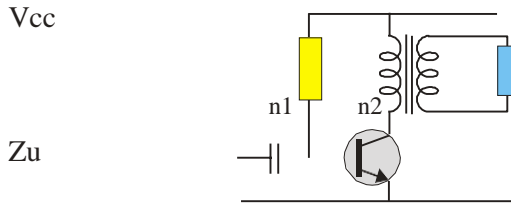


Fig 4-a

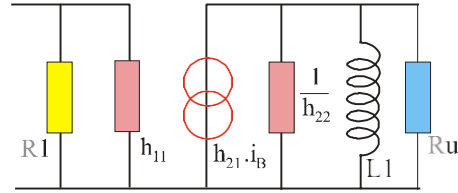


Fig 4-b

Si  $L_1\omega$  est grand devant  $n^2.Z_U$ , on peut considérer que le transistor débite dans une impédance  $n^2.Z_U$ . On désire utiliser un transistor de faible puissance avec un courant de repos égal à 10 mA, l'impédance vue par le transistor doit être 1000  $\Omega$ . Le rapport de transformation doit donc valoir  $n^2 = 1000/5 = 200$  ( $n \approx 14$ ).

### Montage Darlington

#### Principe

Ce montage est constitué par l'association de deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  de même type (deux *PNP* ou deux *NPN*).  $T_2$  est un transistor de puissance donc de gain en courant petit et dont l'impédance d'entrée  $h'_{11}$  pour le courant nominal est faible ;  $T_1$  est un transistor d'usage général de gain normal. La base du transistor  $T_2$  est reliée à l'émetteur de  $T_1$  et les deux collecteurs sont reliés.

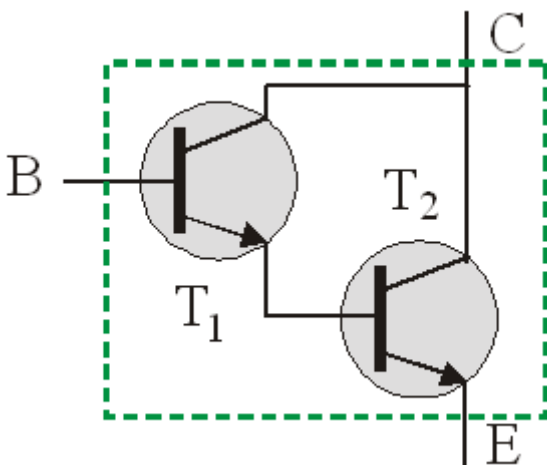


Figure 35

L'ensemble est un dispositif à trois électrodes équivalent à un transistor unique dont on va déterminer les paramètres.

#### Schéma équivalent



- Gain en courant du transistor équivalent

Pour le transistor  $T_1$  :  $i_C = h_{21} \cdot i_B \Rightarrow i_E = (h_{21} + 1) \cdot i_B$

Pour le transistor  $T_2$  :  $i'_B = i_E = (h_{21} + 1) \cdot i_B$

$i'_C = h'_{21} \cdot i'_B = h'_{21} \cdot (h_{21} + 1) \cdot i_B$

$i'_C \approx h'_{21} \cdot h_{21} \cdot i_B$

### Fondamental

Le gain du transistor équivalent est égal au produit des gains des deux transistors.

- Impédance d'entrée

$V_{BE} = h_{11} \cdot i_B + h'_{11} \cdot i'_B = \{h_{11} + h'_{11}(h_{21} + 1)\} \cdot i_B$

Comme  $h_{21} \gg 1$  on obtient :  $Z_{Emt} = V_{BE}/i_B \approx h_{11} + h_{21} \cdot h'_{11}$

$h_{11} = h_{21} \cdot kT/e \cdot I_C$ ;  $h'_{11} = h'_{21} \cdot kT/e \cdot I'_C$ ;  $I'_C = h'_{21} \cdot I'_B \approx h'_{21} \cdot I_C$

$h'_{11} = h'_{21} \cdot kT/e \cdot h'_{21} \cdot I_C = h_{11}/h_{21} \Rightarrow Z_{Emt} \approx 2 \cdot h_{11}$

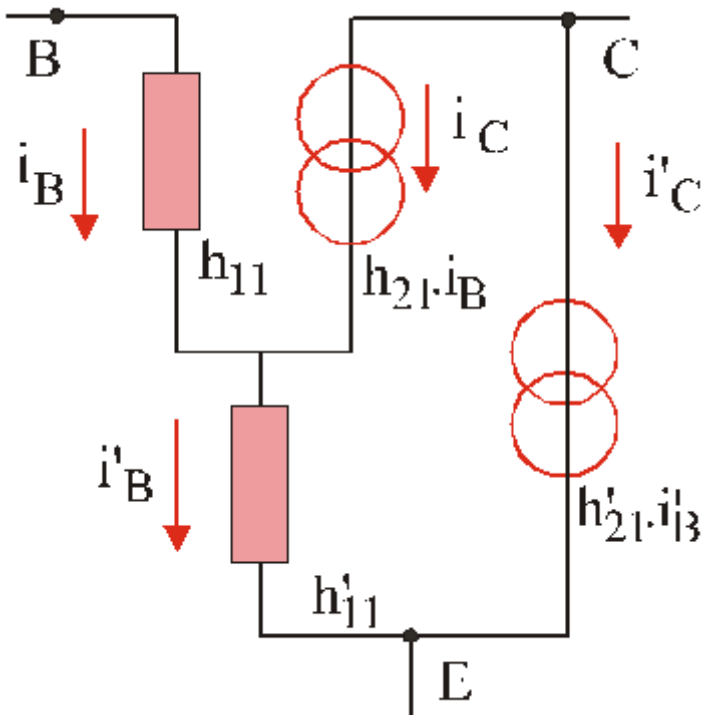


Figure 36

L'impédance d'entrée du transistor équivalent est sensiblement égale au double de celle du transistor  $T_1$ . Elle est beaucoup plus grande que celle d'un transistor de puissance.

### Avantages

Le montage Darlington permet d'obtenir un transistor équivalent ayant un grand gain, une impédance d'entrée normale et capable de dissiper la même puissance que le transistor  $T_2$ .

### Inconvénients

La tension d'entrée correspond à deux seuils de diodes. Le courant inverse du transistor

équivalent est beaucoup plus grand que celui des transistors utilisés puisque  $I''_{CE0} = \beta' \cdot I_{CE0} + I'_{CE0}$ .

Les constructeurs fournissent des « Darlington » intégrés dans un boîtier unique lors de la fabrication et dont le gain en courant est typiquement de l'ordre de 2000.

## Le transistor en commutation

### Principe

On considère un transistor branché en émetteur commun avec une polarisation par résistance de base  $R_B$ . Un inverseur (figure 64) permet de relier la résistance  $R_B$  soit au générateur  $E$  soit à la masse.

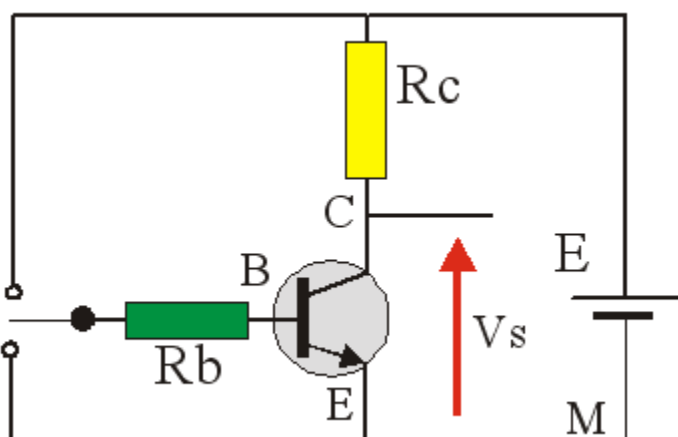


Figure 64

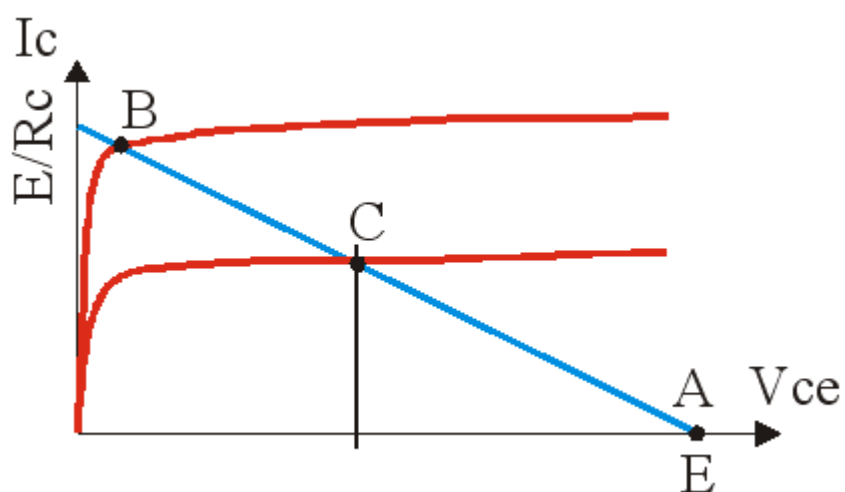


Figure 65

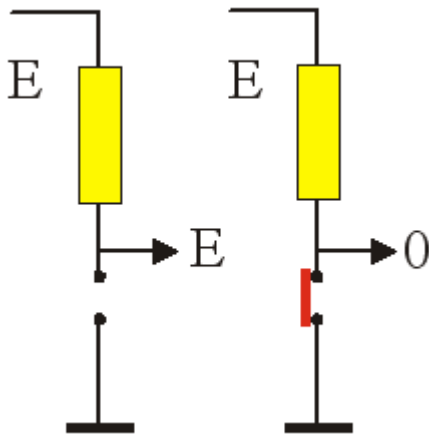


Figure 66

Les équations des droites d'attaque et de charge (figure 65) sont :

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

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

- En régime amplificateur, on place le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge (point *C*). La relation  $I_C \approx \beta \cdot I_B$  permet de déduire le courant collecteur de la valeur du courant base et  $0 < V_S < E$ .
- Si le courant base est nul, le courant collecteur est nul ( $I_C \approx \beta \cdot I_B$ ) et  $V_S = E$  (point *A*). **Le transistor est bloqué.**
  - La base contient alors un excès de porteurs minoritaires.
- Si le courant base est très intense, le courant collecteur est élevé mais il ne peut dépasser la valeur  $I_{CMax} = E / R_C$  : quand on fait croître  $I_B$  au-delà de la valeur  $I_{BMax} = E / \beta \cdot R_C$ , la tension  $V_{CE}$  devient très faible (point *B*). Elle est comprise entre  $20mV$  et  $200mV$  selon l'intensité du courant base.
  - La base est alors saturée en porteurs majoritaires et la relation  $I_C \approx \beta \cdot I_B$  n'est plus valide. La jonction base collecteur est alors polarisée en direct ( $V_{BC} = V_{BE} + V_{EC}$  est voisin de  $0,6V - 0,2V = 0,4V$ ). On dit que le **transistor est saturé.**

Cette condition est satisfaite quand la valeur de la résistance de base  $R_B$  est inférieure à  $\beta \cdot R_C$ .

Pour un transistor saturé, on a :

$$R_B < \beta \cdot R_C \quad V_S \approx 0 \quad I_C \approx E / R_C$$

### Remarque

Un transistor fonctionne en *régime de commutation* quand son courant base est soit très faible (*transistor bloqué*) soit très intense (*transistor saturé*). Vis-à-vis du générateur et de la résistance de collecteur, le transistor saturé se comporte comme un interrupteur fermé et le transistor

bloqué comme un interrupteur ouvert (voir la figure 65). Dans ce type de fonctionnement, la puissance  $P = V_{CE} \cdot I_C$  dissipée dans le transistor est toujours faible.

### Complément

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

Inverseur logique

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

Nous allons étudier plusieurs fonctions de base de l'électronique réalisées avec des transistors fonctionnant en régime de commutation. Ces montages qui ont deux étages couplés par réaction positive possèdent deux états. Selon la nature du couplage, on distingue :

- Le bistable ou bascule : les deux états sont stables.
- Le multivibrateur astable : les deux états sont instables.
- Le monostable : seul un état est stable.

Aujourd'hui, ces fonctions sont réalisées par des circuits intégrés spécifiques et l'objectif de cette étude sera surtout didactique. Nous commencerons par rappeler le fonctionnement du circuit dérivateur.