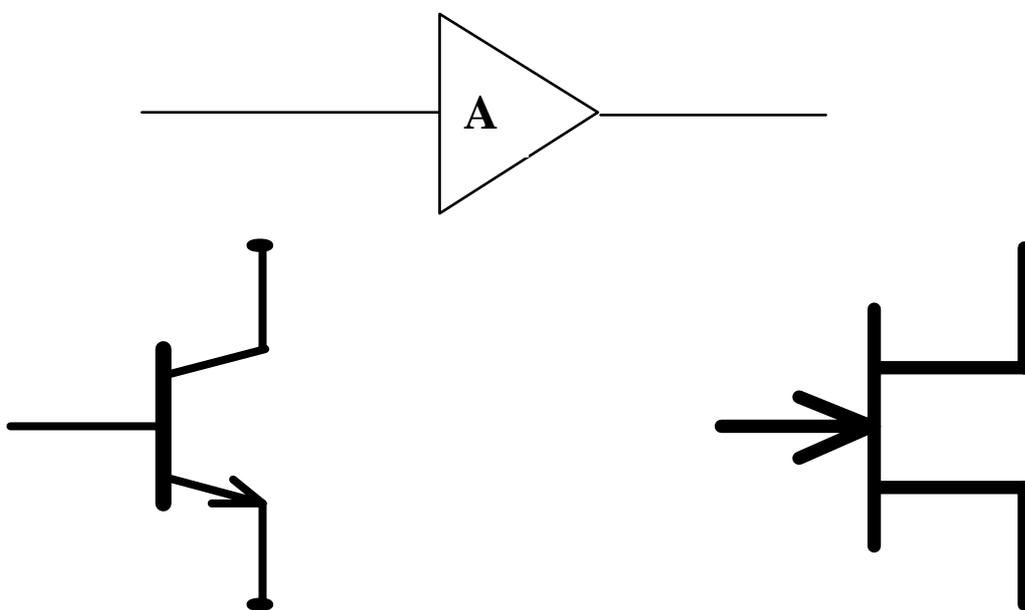


Guillaume LAMY  
Fabrice DECROP  
1G1 TD1

## LES MONTAGES D'AMPLIFICATION: ANALYSE ET SYNTHESE



## Introduction

A ce point d'avancement sur les cours d'électronique analogique dispensés par l'ENSEA, il m'a semblé important de faire le point sur les méthodes, les résultats, et détails importants sur les montages à base de transistors bipolaires.

En effet, les points de vue analyse et synthèse sont envisageables, et des points généraux sur ces montages s'avèrent être nécessaires pour mener à bien ces raisonnements.

Cet exposé peut parfaitement s'adresser à ceux qui se trouvent devant un schéma inextricable, ou à ceux désireux de concevoir un amplificateur d'un gain en tension donné.

Attention, néanmoins, les amplificateurs étudiés ont une polarisation en classe A!

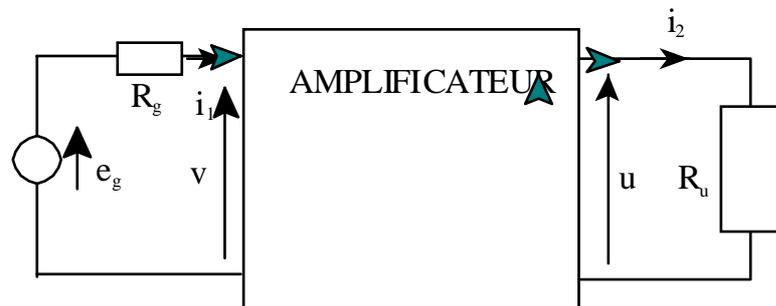
L'exposé se découpe de la façon suivante: on étudiera la théorie la plus générale sur les montages à amplification (nécessité d'une polarisation, son calcul, la conception des montages de bases, les méthodes d'études, les méthodes de calcul de leur caractéristiques), puis on passera en revue l'ensemble des montages d'un point de vue théorique. Une troisième section est prévue pour comparer ces différents montages et décrire leur caractéristiques, tant du point de vue statique que du point de vue dynamique. Une adaptation aux TEC suit l'étude des transistors bipolaires. La cinquième section sera un ensemble d'application directe et moins directes des montages à amplificateurs à transistors bipolaires.

On s'efforcera de se référer à des ouvrages, à des exemples vus à l'ENSEA (en particulier la troisième section!). On ne quittera pas l'optique concret de cet exposé, volontairement pour garder à l'esprit la volonté d'expliquer au lecteur comment analyser et synthétiser un montage à transistor bipolaire!

# 1/ LES MONTAGES AMPLIFICATEURS

## 1.1/La Fonction Amplification

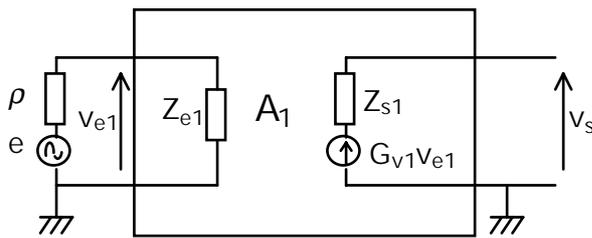
La fonction amplification est l'une des plus essentielles en électronique analogique. Le signal appliqué à l'entrée se fait par une source, se trouve augmentée en sortie alimentant une charge. La source peut être, par exemple, une antenne, un capteur ou un circuit électronique qui fournit un signal analogique. La charge est souvent représentée par une résistance. Elle peut être, par exemple, un haut-parleur, un système de déviation du faisceau d'électrons d'un oscilloscope ou un circuit électronique. L'amplification est nécessaire quand la puissance du générateur d'entrée n'est pas suffisante pour inciter la charge. Elle peut être réalisée en amplifiant la tension d'entrée  $v$  ou le courant d'entrée  $i$  ou les deux (!). Toutefois, si la puissance fournie à la charge n'est pas supérieure à la puissance mesurée à l'entrée de l'amplificateur, ce n'est pas un amplificateur, mais un transformateur, par exemple.



L'amplification est une fonction linéaire. A tout instant, sous réserve de certaines conditions (du reste très restrictives), on a :

$$s(t) = A \times e(t).$$

En augmentant l'amplitude du signal, il faut conserver sa forme. Si la forme du signal de sortie d'un amplificateur est différente de la forme du signal d'entrée, il y a une distorsion de l'information portée par le signal. La distorsion est due à la non linéarité des caractéristiques des éléments constitutifs. Pour la réduire à un niveau raisonnable, il faut utiliser les sections linéaires des caractéristiques des éléments. L'amplificateur est donc un circuit (presque) linéaire qui fonctionne en régime petit signaux. C'est un quadripôle linéaire qui, par analogie avec le transistor peut-être substitué par un schéma équivalent:



Les paramètres dynamique de l'analyse du montage sont définis comme suit:

Résistance d'entrée:

$$R_e = \frac{v_e}{i_1}$$

L'amplification (le gain) en tension:

$$A_v = \frac{v_s}{v_e}$$

L'amplification à vide:

$$A_0 = \left( \frac{v_s}{v_e} \right)_{i_2=0}$$

La résistance de sortie est la résistance de sortie vue par la charge  $R_u$  quand tous les générateurs indépendants sont éliminés:

$$R_s = \left( \frac{v_s}{i_2} \right)_{e_G=0}$$

En effet, le schéma équivalent proposé, peut s'interpréter comme le théorème de Thévenin. Il s'ensuit que, pour un montage amplificateur donné, on peut calculer "facilement" la résistance d'entrée. De même que le gain à vide, et la résistance de sortie en éteignant les sources non commandées!

A priori, toute fonction d'amplification peut se mettre sous cette forme! Et c'est ainsi qu'il doit être analysé! En effet, ce schéma équivalent est on ne peut plus simple, et possède de nombreux avantages au niveau des calculs, comme nous le verrons dans la 2<sup>ème</sup> partie.

Un montage à amplificateurs opérationnels peut parfaitement se modéliser sous cette forme, de même que les montages à transistors bipolaires.

A l'aide de ce schéma équivalent, on a toutes les informations sur le comportement du circuit. (En réalité, il manque la bande passante,...) Tout dépend de l'utilisation que l'on veut en faire, par exemple un gain en tension égal à 1, impose une très grande résistance d'entrée; de même que si l'on cherche un transfert optimal de puissance, il faudra prendre la résistance de sortie égale à celle de la charge. A partir de ces données, imposées par le cahier des charges,

on peut déterminer les éléments constitutifs de l'étage à transistor, à partir du schéma équivalent.

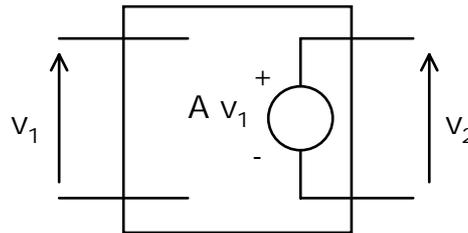
L'étude de la fonction amplification s'arrêtera à l'étude montages à transistors. Dans la section suivante, nous allons opérer à quelques rappels qui peuvent être ignorés si le lecteur a bien en tête le principe de fonctionnement d'un transistor

## 1.2/Les différents types d'étages amplificateur

### Amplificateur de tension:

grandeur d'entrée : tension.  
grandeur de sortie : tension.

$$A = \frac{V_2}{V_1}$$

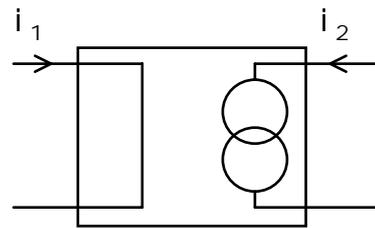


Matrice impédance :  $[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$  défini par les relations :  $\begin{cases} u_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_e \\ u_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_e \end{cases}$ .

### Amplificateur de courant :

grandeur d'entrée : courant.  
grandeur de sortie : courant.

$$A = \frac{i_2}{i_1}$$

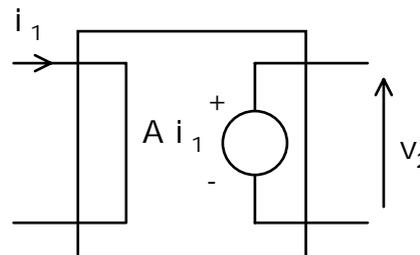


Matrice admittance :  $[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$  défini par les relations :  $\begin{cases} i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_e \\ i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_e \end{cases}$ .

### Transimpédance :

grandeur d'entrée : courant.  
grandeur de sortie : tension.

$$A = \frac{V_2}{i_1}$$

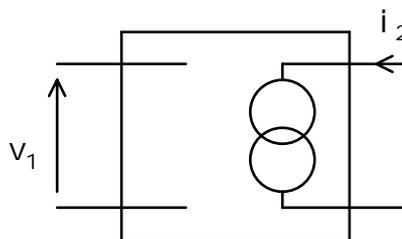


Matrice G :  $[g] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$  défini par les relations :  $\begin{cases} i_1 = g_{11}u_1 + g_{12}i_e \\ u_2 = g_{21}u_1 + g_{22}i_e \end{cases}$ .

**Transadmittance :**

grandeur d'entrée : tension.  
grandeur de sortie : courant.

$$A = \frac{i_2}{v_1}$$



Matrice hybride :  $[h] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$  défini par les relations :  $\begin{cases} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{cases}$ .

**1.3/Les transistors**

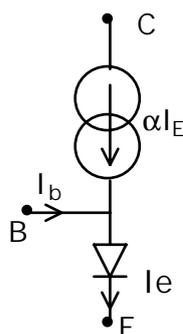
Comme tout composant électronique, sa fonction n'est lisible qu'à partir de son graphe de fonctionnement ou alors, éventuellement, son équation.

Nous allons adopter une vision quadripôle du transistor et en étudier deux types : le transistor bipolaire et le transistor à effet de champ.

**1.3.1/Le transistor bipolaire**

1. Imposer  $v_{BE}$  permet d'imposer le courant de base  $I_B$  par la loi exponentielle d'une jonction PN.
2. A l'aide de la relation  $I_C = \beta \times I_B$ , on impose le courant dans le collecteur.
3. Plus trivialement, le réseau de courbe  $I_C = f(V_{CE})$ , pour un  $v_{BE}$  donné, donne  $v_{CE}$ .

On a les relations suivantes :



$$I_E = I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{\eta V_T}\right) - 1 \right]$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

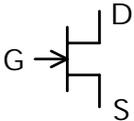
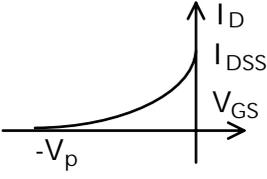
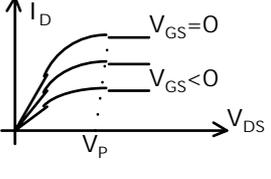
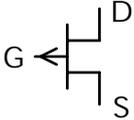
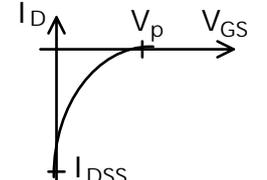
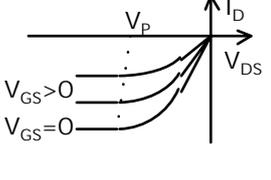
Remarque:

$$I_B = (\alpha + 1) I_E \Rightarrow I_B = (\alpha + 1) I_{ES} \exp\left[\left(\frac{V_{BE}}{\eta V_T}\right) - 1\right]$$

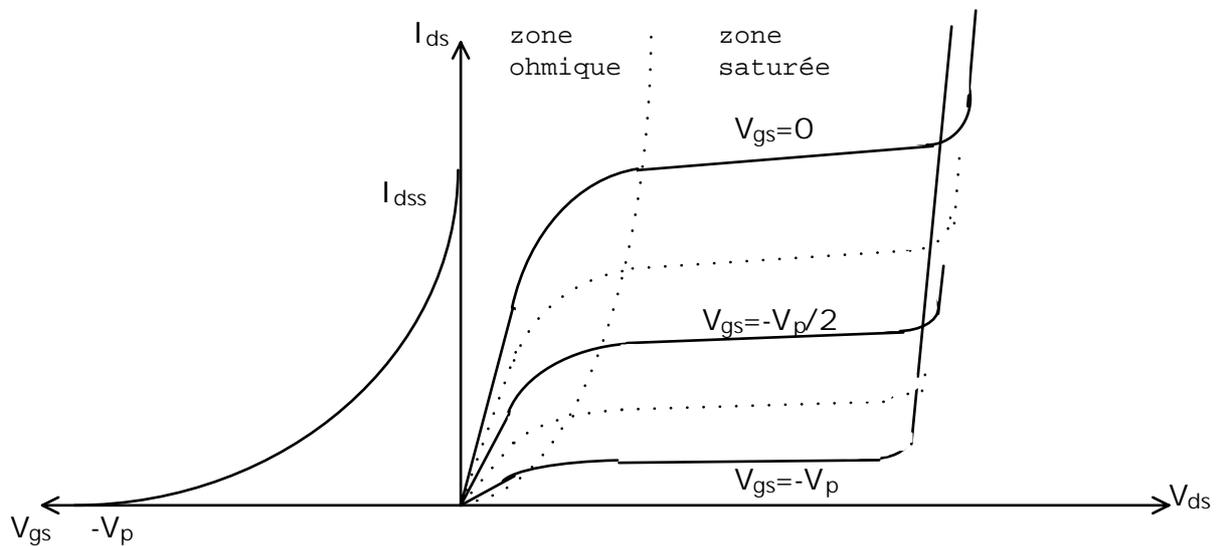
$V_{BE}$	$V_{CB}$	Fonctionnement
<0	>0	2 jonctions bloquées
>0	>0	Effet transistor (à inverser pour un PNP)
<0	<0	Effet transistor inverse
>0	<0	2 jonctions passantes, transistor saturé

Lorsque le transistor est polarisé et que son point de fonctionnement est sur la droite de déchet (proche de  $V_{CE} = 0$ ) le transistor est dit " saturé ". Lorsque  $I_C = 0$ , il est " bloqué ".

### 1.3.2/Le transistor à effet de champ

SYMBOLE TYPE	POLARITES EN AMPLIFICATEUR	$I_D = f(V_{GS})$	$I_D = f(V_{DS})$
JFET N 	$V_{DS} > 0$ $I_D > 0$ $-V_P \leq V_{GS} \leq 0$		
JFET N 	$V_{DS} < 0$ $I_D < 0$ $V_P \geq V_{GS} \geq 0$		

Pour un canal N, le réseau de courbe est :



1. On impose  $v_{gs}$
2.  $I_{ds}$  est alors donnée par la relation ci-dessous
3. Plus trivialement, on obtient  $v_{ds}$ .

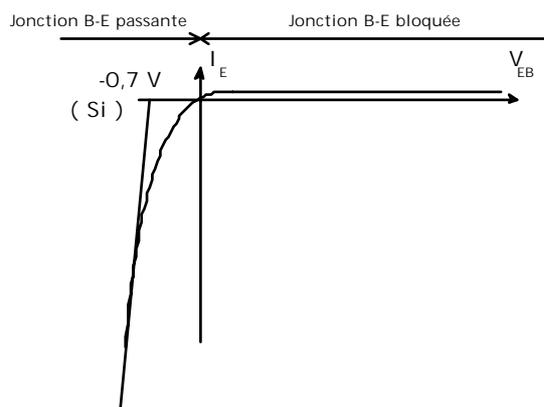
$$I_{ds} = I_{dss} \left( 1 + \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \quad \text{et } I_g = 0.$$

Dans la zone ohmique, le TEC se comporte comme une résistance variable, dont la valeur est commandée par  $V_{ds}$ . Cette résistance se trouve entre le drain et la source du transistor.

## 1.4/Nécessité d'un Polarisation

### 1.4.1/Position du problème

La polarisation est nécessaire pour pouvoir faire fonctionner de tels montage. En effet, les caractéristiques d'un transistor ne sont en réalité pas du tout linéaire:

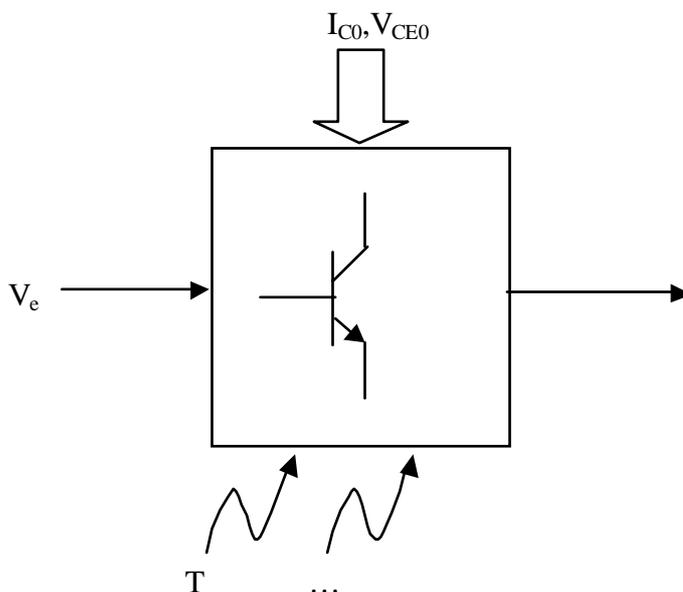


Ceci est la caractéristique  $I_b = f(V_{be})$  bien connue d'une jonction base-émetteur. Elle n'a rien de linéaire! Si le signal à amplifier attaquait directement l'étage, il saturerait systématiquement le transistor. On préfère donc se placer sur un point de repos, considérer des petites variations, permettant ainsi d'appliquer aux modèles des jonctions le régime petit signal.

En se plaçant autour d'un point de repos, le transistor devient "rigoureusement" linéaire. C'est la polarisation qui assurera ce point de fonctionnement.

La polarisation consiste à imposer ce point de repos autour duquel les variations de la grandeur d'entrée vont s'inclure en tant que petit signal. La polarisation est un apport externe qui ne doit en aucun cas jouer sur l'effet d'amplification. Elle n'a pour but que d'assurer la linéarité, et permettre d'appliquer la relation :

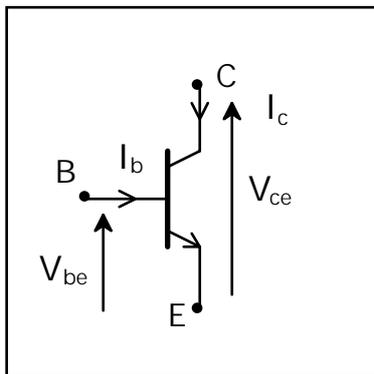
$$A_v = \frac{u}{v}$$



Sur cette dernière représentation, on a fait apparaître la polarisation ( $I_{C0}, V_{CE0}$ ), permettant, à priori, de s'affranchir des problèmes de non linéarité. En fait, il n'en n'est rien, d'autres paramètres (température,...) peuvent intervenir sur le montage, et faire dériver les grandeurs mises en jeux (instabilité). Le montage est rendu, en toute rigueur, non linéaire. Suivant le type de polarisation choisie, on pourra s'approcher, avec des fortunes diverses, d'une bonne linéarisation.

## 1.4.2/Calcul de la polarisation

Le calcul de polarisation consiste à choisir le couple  $I_{C0}, V_{CE0}$ . L'indice "0" signifie la grandeur en terme de polarisation.



A la lecture du principe de fonctionnement d'un transistor, on peut admettre que  $v_{BE0}=0,6V$  et est constant. On pourrait alors en déduire directement le courant de base à l'aide de la loi exponentielle, mais il est très rare de connaître tous ses paramètres. Deux situations peuvent se présenter : on recherche la position du point de polarisation, connaissant les composants externes (résistances), ou l'inverse. Dans tous les cas de figure, on cherche à exprimer  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$  en fonction des paramètres externes. En admettant **qu'imposer 0,6V entre la base et l'émetteur permet d'imposer le bon courant de base**  $I_{B0}=I_{C0}/\beta$ , les lois d'électrocinétique permet de trouver ces relations.

Méthode :

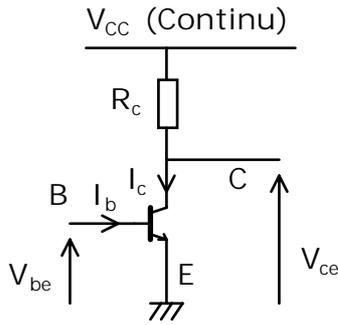
1. On suppose que  $v_{BE0}=0,6V$
2. Lois des mailles sur la jonction BE  $\Rightarrow I_{B0}=f(v_{BE0}, R_B)$
3.  $I_{C0}=\beta \times I_{B0}$
4. Lois des mailles sur la jonction CE.

Remarque : Il est à noter qu'imposer uniquement  $v_{BE}=0,6V$  n'est pas la condition unique à un fonctionnement normal du transistor. Il faut également s'assurer que  $v_{CE}>0$  à tout instant.  $V_{BE0}=0,6V$  permet, avant tout, d'imposer le bon courant de base, et d'éviter le fonctionnement en blocage du transistor.

## 1.5/Calcul des paramètres d'amplification

### 1.5.1/Notion de petit signal

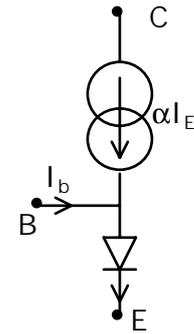
A titre d'illustration, observons le cas du montage émetteur commun :



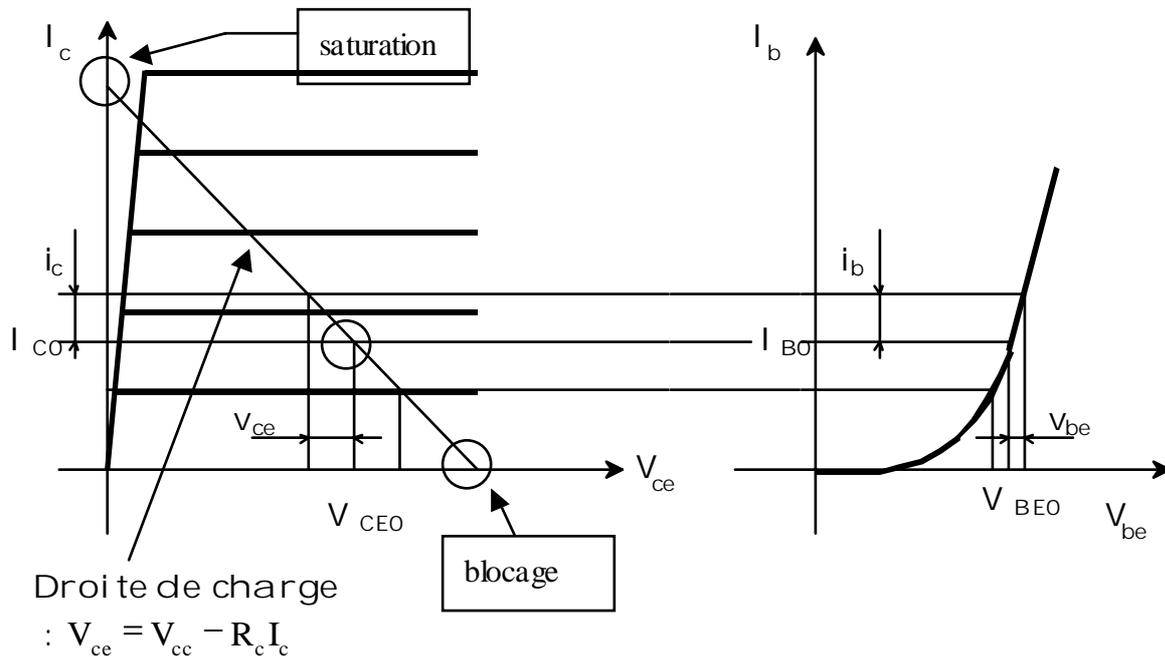
Si la sortie est ouverte, alors :

$$V_{ce} = V_{cc} - R_c I_c$$

ë Ebers-Moll ë



Dans le réseau de caractéristiques, on peut tracer la relation précédente :



La droite de charge définie ici est l'ensemble des points de fonctionnement instantanés du composant.

Pour l'ensemble des quatre grandeurs caractérisant le fonctionnement du composant ( $I_c$ ,  $V_{ce}$ ,  $I_b$ ,  $V_{be}$ ), celle-ci sera la superposition d'une valeur statique (continue) et d'une "petite variation" ou incrément, qui constitue le signal utile.

Exemple :

$$V_{ce} = V_{CE0} + v_{ce} ; v_{ce} \text{ apparaît comme } \Delta V_{ce}$$

↑
↑
↑

instantané
polarisation (continu)
incrément ou variation

Les 4 grandeurs  $V_{be}$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ,  $V_{ce}$  sont toutes reliées entre elles à tout instants par les jeux de courbe d'un transistor bipolaire, et en particulier par la relation fondamentale d'un transistor bipolaire:

$$I_c = \beta I_b$$

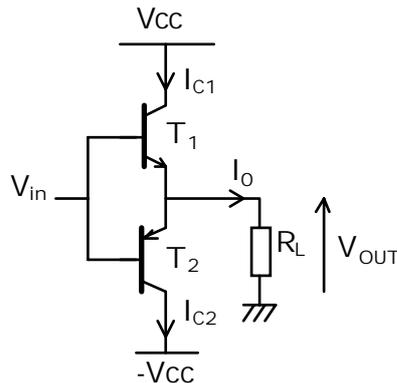
Remarque : Suivant l'utilisation que l'on veut en faire, on peut être amené à choisir un point de polarisation particulièrement proche du point de blocage. Suivant cette position, on parle de classe d'amplification. Ici, on se place en classe A.

Classe A : Le point de fonctionnement statique est placé entre le point de blocage et saturation.

Le point de fonctionnement dynamique est placé entre le point de blocage et saturation

Classe AB : Classe intermédiaire entre la classe A et la classe B

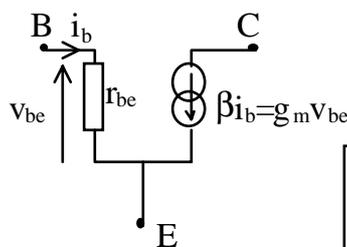
Classe B : Place le point de fonctionnement au point de saturation du transistor. Un tel montage suppose alors de placer en aval un dispositif de remise en forme du signal.



Classe C : Place le point à un  $I_{C0} < 0$ .

## 1.5.2/Schéma petit signal

Il s'agit, à présent, de pouvoir déterminer les relations liant les grandeurs « petits-sinaux ». Le schéma équivalent petit signal dépend directement de la polarisation, si bien que ses éléments constitutifs sont fonction de  $I_{C0}$  et/ou  $V_{CE0}$ .



$$\frac{\beta_d}{g_m} = r_{be}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40 \times I_C$$

Le schéma petit-signal est un outil, reflétant la réalité imposée par une polarisation. Il vise à donner les relations entre les grandeurs  $v_{ce}, i_c, v_{be}, i_b$  qui sont, en fait, les vraies grandeurs utiles dans la fonction d'amplification

A l'aide des lois fondamentales de l'électrocinétique, on peut calculer les relations entre les grandeurs « petit-signal ».

Remarque :

Ce modèle ne tient compte ni

- de l'effet Early.
- des résistances ohmiques d'accès à B, E, C.
- des capacités parasites

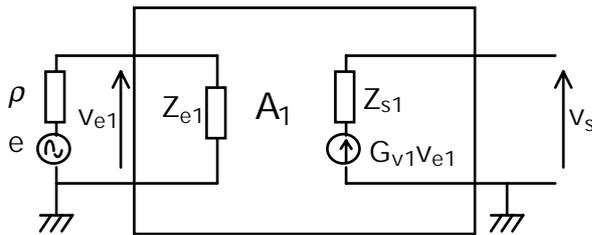
Remarque : paramètres hybride h :

$$[h] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \text{ où les relations tensions courant d'un quadripôle sont : } \begin{cases} u = h_{11} i + h_{12} u_2 \\ i = h_{21} i + h_{22} u_2 \end{cases}$$

Donc :  $h_{11} = r_{be}$  ;  $h_{21} = \beta$  ;  $h_{12} = h_{22} = 0$ .  $h_{21}$ ,  $\beta$  sont également notée  $h_{FE}$ .

### 1.5.3/Schéma équivalent de Thévenin

A ce point ci du résumé, on est capable de déterminer l'ensemble des éléments du schéma équivalent de Thévenin d'un amplificateur à transistor !



Dans ce schéma équivalent, il n'apparaît en aucun cas la présence de la polarisation. C'est un artifice technologique visant à linéariser, d'une part, mais également, et surtout, à appliquer le modèle ci-dessus.

D'une part, on sait calculer la polarisation, dont il faudra éliminer au maximum les effets sur le gain de l'étage amplificateur (condensateur de liaison). La grandeur d'entrée est appliquée au montage, et est considéré comme petit-signal. Elle n'apparaît donc que dans le schéma petit-signal. Elle produit à travers lui une grandeur de sortie. C'est cette grandeur qui est prise comme sortie de l'étage amplificateur.

Dans le schéma équivalent de Thévenin, les relations sont :

$$R_e = \frac{v}{i_1} \quad A_0 = \left( \frac{u}{v} \right)_{i_2=0} \quad R_s = \left( \frac{u}{i_2} \right)_{e_G=0}$$

Ces relations se calculent directement sur le schéma équivalent petit signal !

Méthode :

1. Sur un montage d'amplification donnée, repérer les éléments de polarisation
2. Calculer  $I_{C0}$ ,  $V_{CE0}$  (calcul de la polarisation)
3. Passer au schéma équivalent petit signal
4. Calculer (dans la bande passante)  $R_e$ ,  $A_0$ ,  $R_s$
5. Compléter le schéma de Thévenin

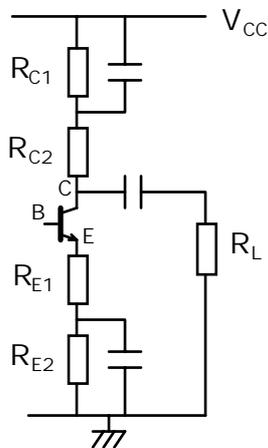
Ce schéma équivalent de Thévenin est un outil très puissant, facilitant largement les calculs ultérieurs. Son passage n'est pas vivement conseillé, il est obligé !

### 1.6/Maximum de dynamique

A présent, il s'agit de chiffrer les performances d'un montage amplificateur donné. Il y a principalement 2 caractéristiques à déterminer : la dynamique maximale de sortie, et la bande passante.

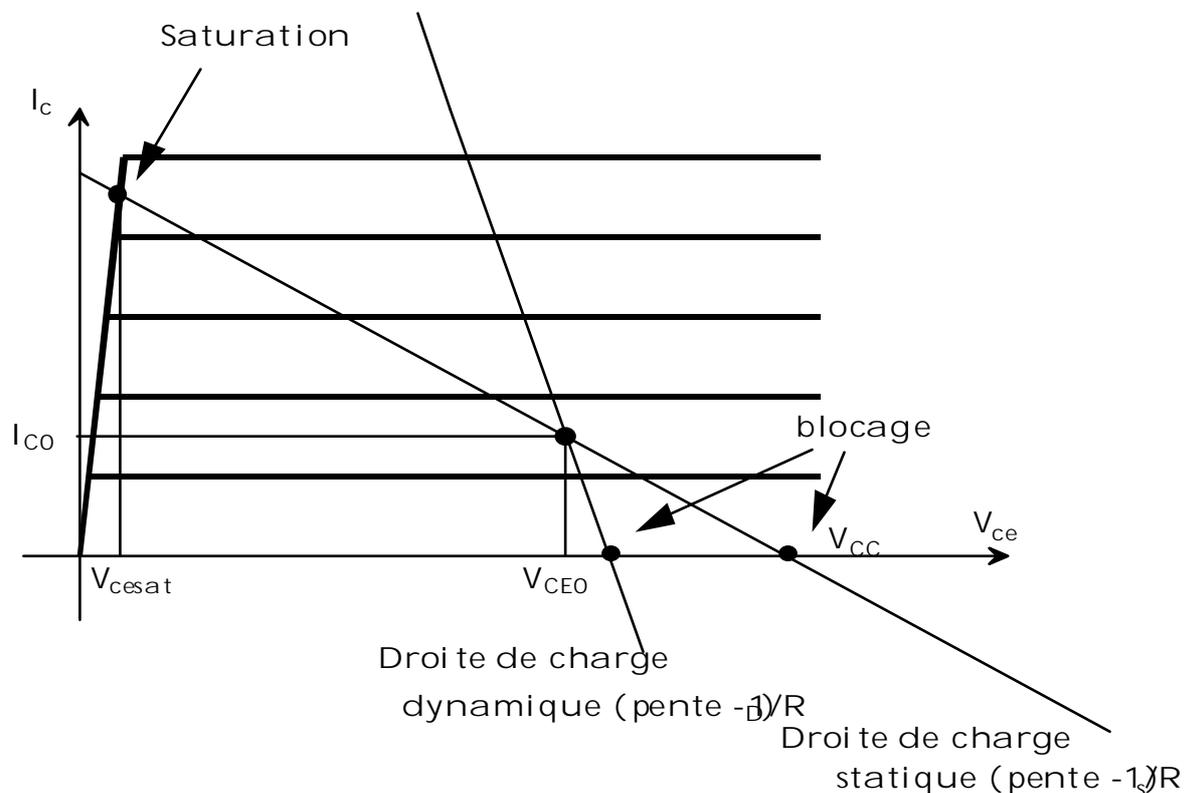
### 1.6.1/Position du problème

Soit le montage amplificateur suivant (on ne représente pas le circuit de polarisation)



Pour la plus grande généralité du problème, on supposera les résistances d'émetteur et de collecteur partiellement découplées. On supposera que la sortie de l'étage est prise sur le collecteur (mais pourrait être prise sur l'émetteur sans aucun changement) Le transistor est polarisé à un courant de repos  $I_{C0}$ , ce qui correspond à une tension collecteur-émetteur  $V_{CE0} = V_{CC} - (R_{C1} + R_{C2} + R_{E1} + R_{E2}) I_{C0}$

En appelant  $R_S = R_{C1} + R_{C2} + R_{E1} + R_{E2}$  la résistance statique  $R_S$  du circuit collecteur-émetteur, dans le réseau de caractéristiques  $(I_c, V_{ce})$ , le point de fonctionnement se trouve sur la droite  $V_{ce} = V_{CC} - R_S I_c$  appelée droite de charge statique.



Le problème posé ici est : à quelle(s) condition(s) doivent satisfaire  $V_{CE0}$  et  $I_{C0}$  pour, si l'on applique au montage un signal alternatif, pouvoir obtenir une excursion maximale sur un signal alternatif, pouvoir obtenir une excursion maximale sur  $V_{ce}$  sans écrêtage ? (on obtiendra ainsi un signal maximum en sortie).

Dès que l'on travaille en alternatif à fréquence suffisante pour que les condensateurs puissent être assimilés à des courts-circuits, le point de fonctionnement **instantané** va se déplacer autour de  $I_{C0}$ ,  $V_{CE0}$  ;

en effet, on va avoir  $\frac{\Delta V_{ce}}{\Delta I_c} = - \left( \frac{v_{ce}}{i_c} \right)_{\text{(petit signal)}} = R_{E1} + R_{C2} // R_L$

En appelant résistance dynamique  $R_D = R_{E1} + R_{C2} // R_L$  la somme des résistances non découplées, cela impose que le point de fonctionnement **instantané** se déplace sur la droite passant par  $I_{C0}, V_{CE0}$  et de pente  $\left( - \frac{1}{R_D} \right)$ .

Cette droite a pour équation :

$$(V_{ce} - V_{CE0}) = -R_D(I_c - I_{C0})$$

ou encore :  $V_{ce} = V_{CE0} + R_D I_{C0} - R_D I_c$

C'est l'équation de la droite dynamique de charge, correspondant à **l'ensemble des points de fonctionnement instantanés**. Il y a donc, dans cette droite, l'aspect petit signal, ET l'aspect polarisation. On part de l'équation petit signal :  $v_{ce} = R_D i_c$ , puis des relations :

$V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce}$ ,  $I_C = I_{C0} + i_c$  ; où l'on cherche à exprimer l'ensemble des points de fonctionnements instantanés, c'est à dire  $I_C = f(V_{CE})$ .

En faisant l'approximation que la saturation a lieu pour  $V_{ce} = V_{cesat} = 0$  (ce qui revient à dire que la droite de déchet est confondue avec l'axe  $V_{ce} = 0$ ), la dynamique maximale est obtenue si le point de repos est au milieu de la droite de charge **dynamique** ; l'écrêtage apparaîtra ainsi de manière symétrique.

Le milieu de la droite de charge dynamique a pour abscisse  $V = \frac{V_{CE0} + R_D I_{C0}}{2}$  et l'on doit

avoir  $V_{CE0} = \frac{V_{CE0} + R_D I_{C0}}{2}$

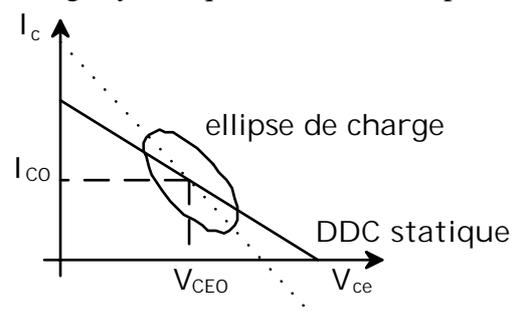
Soit  $V_{CE0} = R_D I_{C0}$ . Comme par ailleurs,  $(V_{CE0}, I_{C0})$  appartient à la droite de charge statique, on a  $V_{CE0} = V_{CC} - R_C I_{C0}$

donc  $V_{CC} - R_C I_{C0} = R_D I_{C0}$

ou :  $I_{C0} = \frac{V_{CC}}{R_S + R_D}$

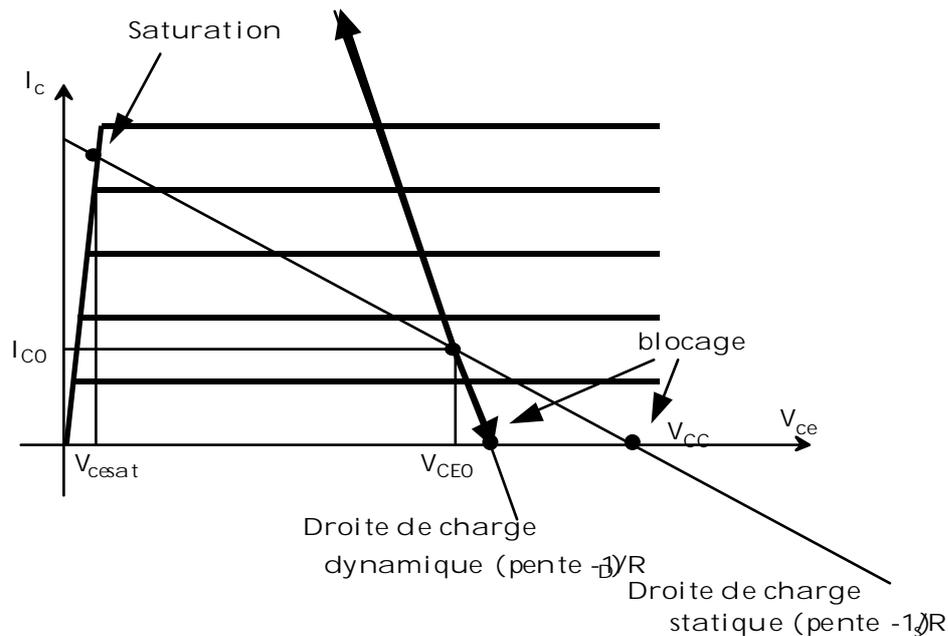
Ce résultat, général, s'énonce ainsi : la polarisation qui donne une dynamique maximum pour des signaux symétriques est telle que  $I_{C0} = \frac{V_{CC}}{R_S + R_D}$ .

**Remarque** : lorsque, pour une raison ou une autre, il existe en alternatif un déphasage entre  $I_c$  et  $V_{ce}$  (élément réactif pris en compte dans le circuit collecteur-émetteur), la droite de charge dynamique devient une ellipse de charge autour de  $V_{CE0}, I_{C0}$ .



## 1.6.2/Calcul du maximum de dynamique

Dés que l'on a la position du point de fonctionnement statique, on a directement le maximum de dynamique admissible sur  $V_{CE}$ . Il suffit alors de repasser au schéma pour avoir le maximum de dynamique sur  $V_s$ .



Pour avoir la dynamique maximale sur  $V_{CE}$ , il suffit de calculer  $[V_{CE(\text{inter } I_c=0)}] - V_{CE0}$  en grandeur instantanées !

### Methode 1 :

1. Calculer  $v_{CE}=f(i_c)$
2.  $V_{CE}=V_{CE0}+v_{CE}$  et  $I_c=I_{C0}+i_c$  dans la relation précédente
3. Il y a 2 points critiques : le blocage et la saturation. L'excursion par rapport à la saturation est simple à obtenir :  
On considère  $V_{CESat}=0$ , et l'excursion « à gauche » vaut  $V_{CE0}$ .  
L'excursion « à droite » s'obtient pour  $I_c=0$ , dont pour  $i_c=-I_{C0}$ . On obtient la valeur de  $V_{CE}$  (quand  $I_c=0$ ). L'excursion à droite est cette grandeur ôtée de  $V_{CE0}$ .

### Methode 2 :

On peut avoir ces expressions directement sur le schéma de l'étage :

1.  $I_c=0 \Rightarrow V_{CE}=\dots \Rightarrow \Delta^+ = V_{CE} - V_{CE0}$
2.  $V_{CE}=V_{CESat}=0V \Rightarrow \Delta^- = V_{CE0} - V_{CESat} = V_{CE0}$
3.  $\Delta = \text{Max}(\Delta^+, \Delta^-)$

Pour revenir à  $V_s$ , il faut commencer par se placer en dynamique. A l'aide du schéma petit signal, on remonte à  $\Delta V_s$  à l'aide d'une équation entre  $v_s$  et  $v_{CE}$ . Cette première méthode utilise directement la méthode 1 de calcul de maximum de dynamique sur  $V_{CE}$ .

On a, sur l'exemple précédent,  $v_s = \frac{R_C \parallel R_L}{R_D} v_{CE}$ . Il suffit alors d'adapter les notations pour

avoir la dynamique maximale réelle :  $\Delta v_{s_{\max}} = \frac{R_C \parallel R_L}{R_D} \Delta v_{CE_{\max}}$ .

On peut également exploiter la méthode 2 de calcul du maximum de dynamique sur  $V_S$ . Il suffit de s'appuyer sur le schéma de l'étage et de calculer directement les valeurs de butée de  $V_S$ :

4.  $I_c = 0 \Rightarrow V_S = \dots = V_{S_{\max}} \Rightarrow \Delta^+ = V_{S_{\max}} - V_{S0}$
5.  $V_{CE} = V_{CE_{\text{sat}}} = 0V \Rightarrow V_S = \dots = V_{S_{\min}} \Rightarrow \Delta^- = V_{S0} - V_{S_{\min}}$
6.  $\Delta = \text{Max}(\Delta^+, \Delta^-)$

## 1.7/Bande passante

### 1.7.1/Position du problème

Il s'agit ni plus ni moins que d'établir le diagramme de Bode du montage. Dans tous les montages amplificateurs, des capacités de liaisons, de découplages, sont nécessaires. Jusqu'ici, on a admis s'être placé dans la bande passante, c'est à dire coupe-circuit en continu, et court-circuit en alternatif. Il est cependant bien connu que l'effet des capacités dépend de la fréquence !

### 1.7.2/Calcul de la bande passante

En BF, l'utilisation du schéma équivalent de Thévenin est ici lumineuse et simplifie les calculs et le raisonnement de façon insoupçonnable ! Mais on peut toujours, par souci suicidaire, utiliser, comme en HF, le schéma équivalent petit signal, et se rendre compte, alors, de répéter des calculs très analogues à ceux établis jusqu'ici.

Il faut donc calculer la fonction de transfert, avec les méthodes habituelles, à partir du schéma

équivalent de Thévenin,  $\frac{V_s}{V_e}$ . On trace le gain en dB, et la phase en degré ou radian.

Il y a deux étapes dans le calcul de la bande passante :

#### 1. En basse fréquence

On s'aide du schéma équivalent de Thévenin dans lequel on se place à des fréquences telles que :

- Les capacités du schéma de Giaccolletto sont très faibles et n'ont pas à être prises compte (circuit ouvert)
- Seuls les condensateurs du schéma équivalent de Thévenin interviennent.

#### 2. En haute fréquence

On s'aide du schéma de Giaccolletto petit-signal du transistor dans lequel on se place à des fréquences telles que :

- Les capacités du schéma équivalent de Thévenin sont des courts-circuits.
- Seuls les condensateurs du schéma de Giaccolletto interviennent.

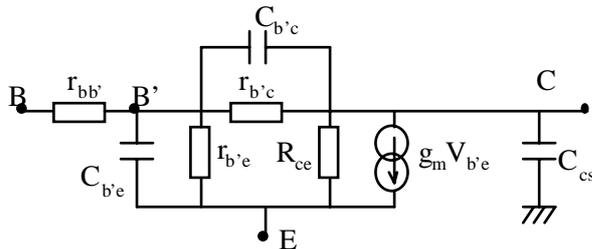
Ceci se justifie par le fait que les capacités mises en jeu par le schéma de Giaccolletto sont très nettement inférieures à celles du schéma équivalent de Thévenin.

Rappel : schéma équivalent de Giaccolletto

Il existe trois capacités dont il convient de tenir compte :

- $C_{b'c} \approx \text{qq } 0,1\text{pF}$
  - $C_{b'e} \approx \text{qq } 10\text{pF}$
  - $C_{\text{de structure}} C_{cs} \approx \text{qq } 0,1\text{pF}$
- ↑  
substrat

Compte tenu des ordres de grandeurs le modèle utilisé sera :



et porte le nom de modèle de GIACOLETTO petit signal.

Mais bien souvent (BF) on se contentera du modèle simplifié ( $r_{b'e}$ ,  $g_m$ ) éventuellement enrichi de  $r_{ce}$ . De plus,  $r_{b'c}$  peut prendre des valeurs très grande, et on peut considérer son influence parfaitement négligeable, si bien qu'elle est très souvent supprimée !

Il doit forcément exister un intervalle de pulsation pour laquelle on retrouve un gain exactement identique à celui calculer auparavant. Il correspond à l'intervalle de fréquence pour lequel on a considéré que les condensateurs étaient des courts-circuits.

## 1.8/Systèmes asservis

### 1.8.1/Position du problème

On sait que les transistors sont très sensibles aux effets de la température et présentent une grande dispersion de leurs caractéristiques au sein d'une même série.

Le choix d'une polarisation adaptée au montage d'amplification est particulièrement importante, car c'est elle qui assurera la linéarité du montage et sa stabilité. Si elle est mal configurée, le montage pourra se trouver alors en saturation (transistor saturé), ou en blocage (transistor bloqué).

Il faut donc trouver un circuit de polarisation capable de maintenir un point de repos dans la zone de fonctionnement normal indépendamment des variations de la température ambiante ou de la puissance dissipée au niveau du collecteur, et assurant de ce fait une protection efficace contre l'emballement thermique qui est un effet cumulatif :  $T \uparrow \Rightarrow I_c \uparrow \Rightarrow P \uparrow \Rightarrow T \uparrow$ , jusqu'à destruction du dispositif.

Il n'y a pas de règle générale pour fixer les conditions de polarisation définies généralement par les valeurs de courant continu  $I_c$  et de la tension continue  $V_{CE}$  pour le montage émetteur commun.

En fonction de l'application envisagée, on pourra se placer en un point :

- De gain maximum

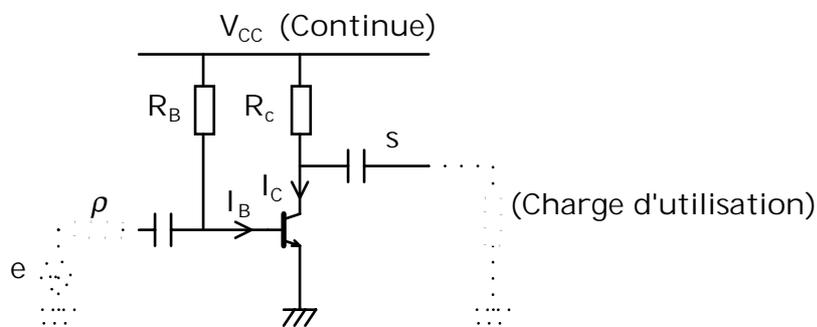
- De dynamique maximale pour une charge donnée
- De facteur de bruit minimum

Pour l'étude de la polarisation et pour des conditions de travail plus difficiles mais bien définies, il faudra faire une analyse rigoureuse des circuits de polarisation en tenant compte éventuellement des variations réelles des paramètres thermiquement les plus sensibles, tels que :

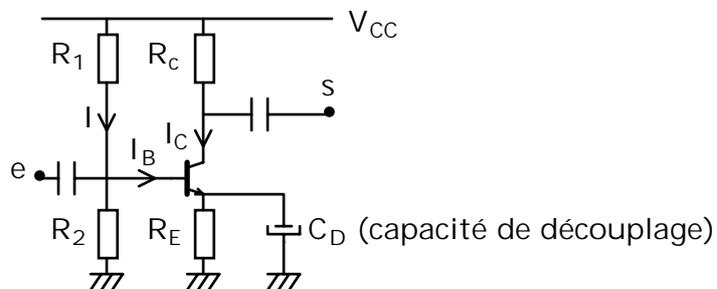
- Le courant  $I_{c0}, I_{B0}$
- La tension  $V_{CE0}$
- Le gain en courant  $h_{21}$

## 1.8.2/Schémas de polarisation

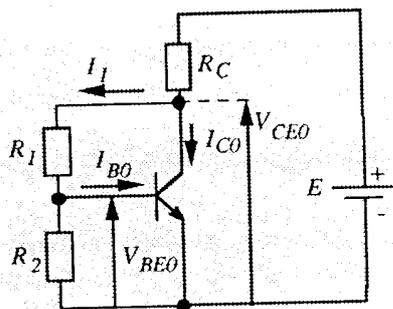
### 1. Polarisation par courant de base imposé



### 2. Polarisation par pont de base



On peut également trouver de façon plus exotique un montage de polarisation par résistance entre collecteur et base.



Le principe général, comme indiqué plus haut, est d'être capable d'imposer la tension  $V_{BE0} \Rightarrow I_{B0} \Rightarrow I_{C0} \Rightarrow V_{CE0}$ .

### 1.8.3/Calcul de la polarisation

Plusieurs points de vue sont envisageables, pour lesquels un minimum de données est supposé connu.

1.  $I_{C0}, V_{CE0}$ , et la tension d'alimentation sont données, en déduire les valeurs des résistances de polarisation.  
Il est à noter que l'on supposera toujours que  $V_{BE0}=0,6V$  (0,7V).  
On pourrait alors, à priori, en déduire directement la valeur de  $I_{B0}$  à l'aide de la relation tension-courant d'une jonction, à ce détail près, que les caractéristiques intrinsèques du transistor sont inconnues (sauf  $\beta$ )
2. L'étude inverse : à partir des valeurs des résistances, en déduire les valeurs de  $I_{C0}, V_{CE0}$
3. On cherche la polarisation pour avoir le maximum de dynamique. La polarisation qui donne une dynamique maximum pour des signaux symétriques est telle que

$$I_{C0} = \frac{V_{CC}}{R_S + R_D} . \text{ Cette équation est par contre insuffisante...d'autres données}$$

imposées doivent être prises en compte, pouvant dépendre de la situation.

Pour calculer  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$  (but final, ou pour en déduire les valeurs des résistances), la loi d'ohm, loi des nœuds et loi des mailles reste l'unique méthode intéressante.

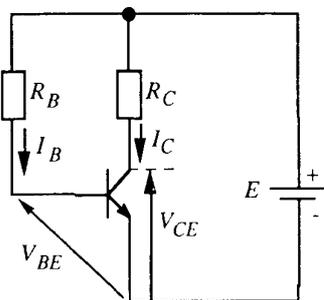
On pourra, du reste, et ce à bon escient, dans le cas d'un montage à pont de base, utiliser le théorème de Thévenin appliquée sur les 2 résistances de base.

## 2/Etude exhaustive des montages amplificateurs à transistor bipolaire

L'objet de cette section est d'établir rigoureusement l'ensembles relations valables en statique, et en dynamique pour tous les types de polarisation, et tous les types de montages rencontrés.

### 2.1/Polarisation

#### 2.1.1/Montage à résistance de base (ou courant de base imposé)



$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_B} \quad V_{CE} = E - R_C I_C$$

#### Solution

a) Pour le montage à résistance de base (fig. 3.15a)

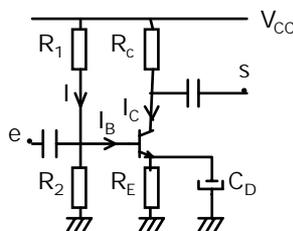
Les équations 3.13 et 3.15 permettent de calculer directement les résistances :

$$R_B = \bar{\beta} \frac{E - V_{BEQ}}{I_{CQ}} = 200 \frac{12 - 0,6}{10} = 228 \text{ k}\Omega.$$

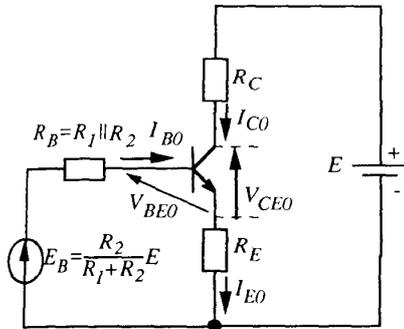
$$R_C = \frac{E - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{12 - 5}{10} = 0,7 \text{ k}\Omega.$$

La résistance  $R_C$  est bien supérieure à  $470 \Omega$ . Si ce n'était pas le cas, il fallait choisir un autre point de fonctionnement.

#### 2.1.2/Polarisation à résistance d'émetteur (ou par pont de base)



L'idée générale consiste à appliquer le théorème de Thévenin sur le point de base du transistor.



Les équations des mailles sont :

$$E_B = I_{B0}R_B + V_{BE0} + I_{E0}R_E, \quad (3.16)$$

$$V_{CE0} = E - I_{C0}R_C - I_{E0}R_E. \quad (3.17)$$

Mais  $I_{B0} \approx \frac{I_{C0}}{\beta}$ ,  $I_{E0} = I_{C0} + I_{C0}\beta = I_{C0}\beta$  et

$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \xi E$ , où  $\xi$  est un coefficient auxiliaire :

$$\xi = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.18)$$

Il vient :

$$I_{C0} \approx \bar{\beta} \frac{\xi E - V_{BE0}}{R_B + \bar{\beta} R_E}, \quad (3.19)$$

$$V_{CE0} \approx E - (R_C + R_E)I_{C0}, \quad (3.20)$$

avec :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.21)$$

Le courant  $I_{C0}$  dépend d'autant moins de  $\bar{\beta}$  et de ses variations que la résistance équivalente  $R_B$  est petite par rapport à  $\bar{\beta} R_E$ . Il en est de même pour la tension  $V_{CE0}$  qui dépend du courant  $I_{C0}$ . Pour stabiliser le point de fonctionnement, on prend :

$$R_B \ll \bar{\beta} R_E. \quad (3.22)$$

**Remarque.** Il faut souligner que les circuits de polarisation du transistor sont les mêmes pour les trois montages fondamentaux - EC, BC et CC.

b) Pour le montage à résistance d'émetteur (fig. 3.15b)

Les formules à utiliser sont 3.18 à 3.22.

On choisit la valeur minimale de  $R_C$  imposée par la condition dynamique :

$$R_C = 470 \Omega.$$

On calcule de (3.20) :

$$R_E = \frac{E - V_{CE0}}{I_{C0}} - R_C = \frac{12 - 5}{10} - 0,47 = 0,23 \text{ k}\Omega.$$

On choisit  $R_B$  10 fois moins grande que  $\bar{\beta}R_E$  (condition de stabilité du point de repos 3.22) :

$$R_B = 0,1 \bar{\beta} R_E = 0,1 \times 200 \times 0,23 = 4,6 \text{ k}\Omega.$$

On trouve de (3.19) :

$$\xi = \frac{\frac{I_{C0}}{\bar{\beta}} (R_B + \bar{\beta} R_E) + V_{BE0}}{E} = \frac{\frac{10}{200} (4,6 + 200 \times 0,23) + 0,6}{12} = 0,26.$$

Et de (3.18) et (3.21) :

$$R_1 = \frac{R_B}{\xi} = \frac{4,6}{0,26} = 17,7 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = \frac{R_B}{1 - \xi} = \frac{4,6}{1 - 0,26} = 6,2 \text{ k}\Omega.$$

Ce qui suit est l'étude de montages de polarisation plus ésotériques, mais qui peuvent s'avérer intéressant de connaître...

### 2.1.3./Montage de polarisation à résistance base-collecteur

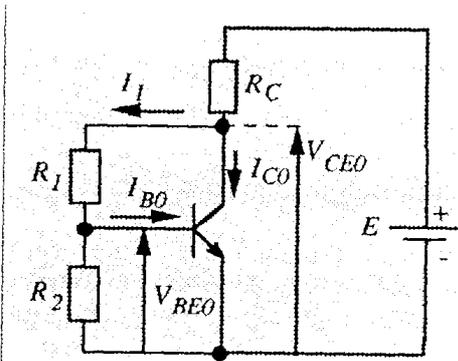


Fig. 3.17 Montage de polarisation à résistance base-collecteur

#### Solution

Les équations du circuit sont :

$$V_{CE0} = E - (I_{C0} + I_1)R_C,$$

$$V_{BE0} = (I_1 - I_{B0})R_2,$$

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta},$$

$$V_{CE0} - V_{BE0} = I_1 R_1.$$

En excluant  $I_1$  et  $I_{B0}$  de ce système, on obtient :

$$I_{C0} = \bar{\beta} \frac{E - \eta V_{BE0}}{R_1 + \bar{\beta} R_C}, \quad (3.23)$$

$$V_{CE0} = \frac{E R_1 - I_{C0} R_C R_1 + V_{BE0} R_C}{R_1 + R_C}, \quad (3.24)$$

où  $\eta$  est un coefficient auxiliaire :

$$\eta = \frac{R_1 + R_2 + R_C}{R_2}. \quad (3.25)$$

Pour stabiliser  $I_{C0}$  et  $V_{CE0}$  il faut choisir :

$$R_1 \ll \bar{\beta} R_C. \quad (3.26)$$

c) Pour le montage à résistance base-collecteur (fig. 3.17)

Les relations à utiliser sont 3.23 à 3.26.

On choisit  $R_I$  10 fois moins grande que  $\bar{\beta}R_C$  (condition de stabilité 3.26) :

$$\frac{R_I}{R_C} = 0,1\bar{\beta} = 0,1 \times 200 = 20.$$

En divisant le numérateur et le dénominateur de (3.24) par  $R_C$ , on obtient :

---

$$R_C = \frac{E \frac{R_I}{R_C} + V_{BE0} - V_{CE0}(\frac{R_I}{R_C} + 1)}{I_{C0} \frac{R_I}{R_C}} = \frac{12 \times 20 + 0,6 - 5(20 + 1)}{10 \times 20} = 0,678 \text{ k}\Omega.$$

Alors :

$$R_I = 0,1\bar{\beta}R_C = 0,1 \times 200 \times 0,678 = 13,56 \text{ k}\Omega.$$

On calcule de (3.23) :

$$\eta = \frac{E - \frac{I_{C0}}{\bar{\beta}}(R_I + \bar{\beta}R_C)}{V_{BE0}} = \frac{12 - \frac{10}{200}(13,56 + 200 \times 0,678)}{0,6} = 7,57.$$

On trouve de (3.25) :

$$R_2 = \frac{R_I + R_C}{\eta - 1} = \frac{13,56 + 0,678}{7,57 - 1} = 2,16 \text{ k}\Omega.$$

**Remarque.** Quand il s'agit d'un montage à résistances discrètes, on prend les valeurs normalisées les plus proches des valeurs des résistances calculées. Pour le montage à résistance base-collecteur par exemple on prend  $R_C = 680 \Omega$ ,  $R_I = 13 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ . Ceci provoque un léger changement des valeurs de  $I_{C0}$  et de  $V_{CE0}$ .

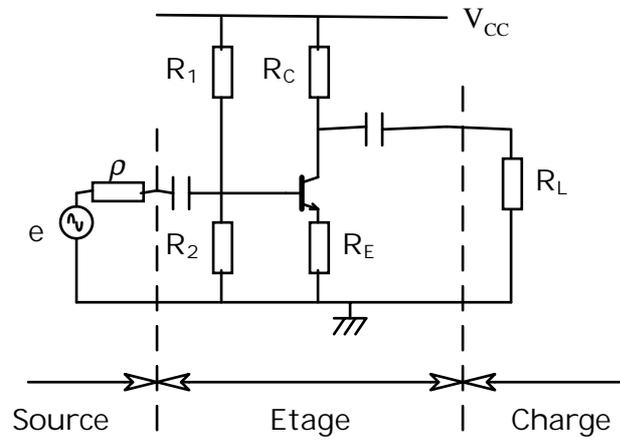
Quand il s'agit d'un circuit intégré, on prend comme valeurs nominales les résistances calculées.

Pour des raisons de simplicité, nous supposons ici et partout qu'il s'agit d'un circuit intégré.

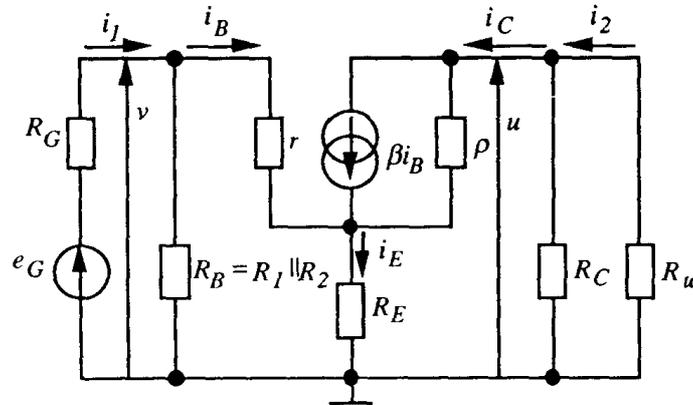
---

## 2.2/Etude dynamique

### 2.2.1/Etage EC non découplé : montage à charge répartie



Le schéma équivalent dynamique de l'étage EC non découplé (fig. 4.6) est tracé ci-dessous. Les condensateurs sont considérés comme des courts-circuits pour les signaux. Il en est de même pour la source d'alimentation  $E$ . En effet, le potentiel  $E$  est constant et sa composante variable (le signal) est nulle, ce qui signifie que le point  $E$  est lié à la masse par rapport aux signaux.



Les équations des mailles et des nœuds de ce schéma équivalent sont :

$$(i_C - \beta i_B)\rho + i_E R_E = -i_C(R_C \parallel R_u), \quad (4.5)$$

$$i_E = i_C + i_B, \quad (4.6)$$

$$v = i_B r + i_E R_E, \quad (4.7)$$

$$i_I = i_B + \frac{v}{R_B}$$

$$u = -i_C(R_C \parallel R_u). \quad (4.8)$$

En remplaçant  $i_E$  de (4.6) dans (4.5), on trouve :

$$i_C = b i_B, \quad (4.9)$$

où :

$$b = \frac{\beta \rho - R_E}{\rho + R_E + R_C \parallel R_u} \quad (4.10)$$

En remplaçant  $i_C$  de (4.9) dans (4.6) et ensuite  $i_E$  de (4.6) dans (4.7), on obtient :

$$v = [r + (1 + b)R_E]i_B. \quad (4.11)$$

En substituant  $v$  de (4.11) dans (4.8), on écrit :

$$i_I = \left[1 + \frac{r + (1 + b)R_E}{R_B}\right]i_B.$$

La résistance d'entrée de l'étage est alors :

$$R_e = \frac{v}{i_I} = \frac{[r + (1 + b)R_E]R_B}{r + (1 + b)R_E + R_B} = R_B \parallel [r + (1 + b)R_E]. \quad (4.12)$$

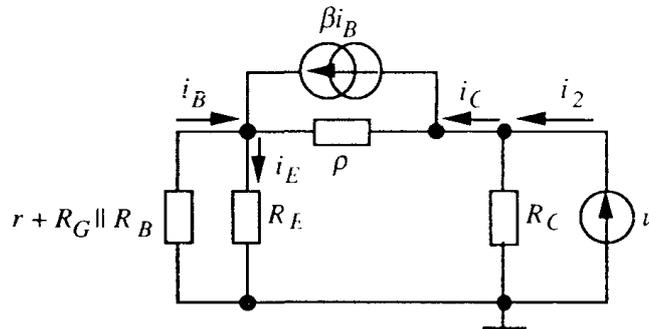
En posant  $i_C$  de (4.9) dans (4.8), on exprime  $u$  en fonction de  $i_B$  :

$$u = -b(R_C \parallel R_u)i_B. \quad (4.13)$$

Le gain en tension de l'étage vient de (4.13) et (4.11) :

$$A_v = \frac{u}{v} = -b \frac{R_C \parallel R_u}{r + (1+b)R_E}. \quad (4.14)$$

Le schéma équivalent de l'étage pour la détermination de la résistance de sortie peut être obtenu du schéma équivalent précédent en posant  $e_G = 0$  et  $R_u \rightarrow \infty$  et en considérant  $u$  comme une source de tension :



Ici :

$$-i_B(r + R_G \parallel R_B) = i_E R_E = (i_C + i_B)R_E,$$

d'où :

$$i_B = -i_C \frac{R_E}{R_E + r + R_G \parallel R_B}. \quad (4.15)$$

D'autre part :

$$u = (i_C - \beta i_B)\rho + i_E R_E = (i_C - \beta i_B)\rho + (i_C + i_B)R_E. \quad (4.16)$$

Le remplacement de  $i_B$  de (4.15) dans (4.16) donne :

$$u = \left[ \rho + R_E + \frac{R_E(\rho\beta - R_E)}{R_E + r + R_G \parallel R_B} \right] i_C.$$

La résistance de sortie de l'étage est donc :

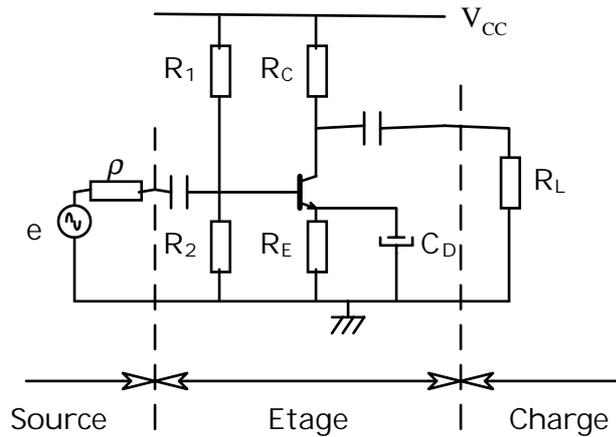
$$R_s = \left. \frac{u}{i_2} \right|_{e_G = 0} = R_C \parallel \frac{u}{i_C} = R_C \parallel r_s, \quad (4.17)$$

où :

$$r_s = \rho + R_E + \frac{R_E(\rho\beta - R_E)}{R_E + r + R_G \parallel R_B}. \quad (4.18)$$

Les autres paramètres dynamiques sont donnés par les relations 4.1 à 4.4.

### 2.2.2/ Etage EC à résistance d'émetteur ( $R_E$ découplé)



En considérant le condensateur de découplage  $C_D$  de cet étage (fig. 4.5) comme un court-circuit pour les signaux, on voit que l'on peut obtenir les expressions pour ses paramètres dynamiques en mettant  $R_E = 0$  dans les équations 4.10, 4.12, 4.14, 4.18 et 4.17 relatives à l'étage EC non découplé :

$$b = \frac{\beta \rho}{\rho + R_C \parallel R_u}, \quad (4.19)$$

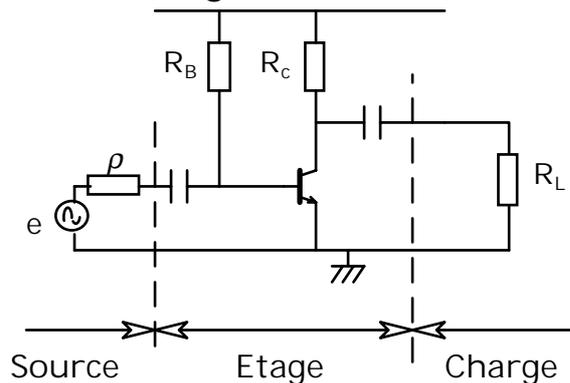
$$R_e = R_B \parallel r, \quad (4.20)$$

$$A_v = -\frac{b}{r} (R_C \parallel R_u) = -\frac{\beta}{r} \cdot \frac{\rho (R_C \parallel R_u)}{\rho + R_C \parallel R_u} = -s(\rho \parallel R_C \parallel R_u), \quad (4.21)$$

$$r_s = \rho, \quad (4.22)$$

$$R_s = R_C \parallel \rho. \quad (4.23)$$

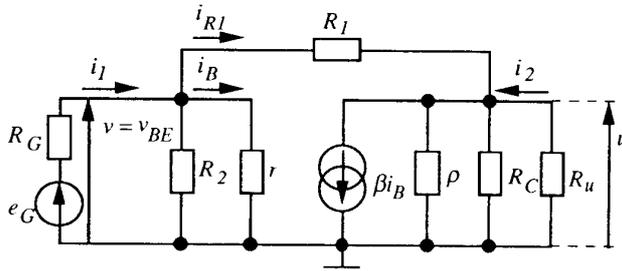
### 2.2.3/ Etage EC à résistance de base



Pour ce montage  $R_E = 0$  et  $R_B$  est constitué par une seule résistance. C'est donc aussi un cas particulier de l'étage EC non découplé, pour lequel les formules 4.19 à 4.23 sont valables.

### 2.2.4/ Etage EC à résistance base-collecteur

Le schéma équivalent dynamique de cet étage (fig. 4.7) est le suivant :



On considère comme d'habitude les condensateurs et la source d'alimentation  $E$  comme des courts-circuits pour les signaux.

Exprimons les variables qui nous intéressent par  $i_B$  :

$$v = i_B r,$$

$$i_{R1} R1 = v - u = i_B r - u, \tag{4.24}$$

$$u = (i_{R1} - \beta i_B)(\rho \parallel R_C \parallel R_u). \tag{4.25}$$

Après avoir remplacé  $u$  de (4.25) dans (4.24), on obtient :

$$i_{R1} = \frac{r + \beta(\rho \parallel R_C \parallel R_u)}{R1 + \rho \parallel R_C \parallel R_u} i_B,$$

$$u = i_B \left[ \frac{r + \beta(\rho \parallel R_C \parallel R_u)}{R1 + \rho \parallel R_C \parallel R_u} - \beta \right] (\rho \parallel R_C \parallel R_u).$$

La résistance d'entrée de l'étage :

$$R_e = R2 \parallel r \parallel \frac{v}{i_B} = R2 \parallel r \parallel R',$$

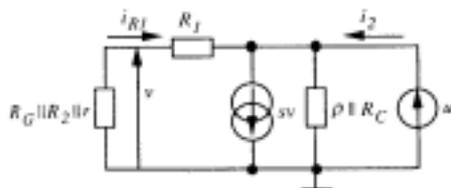
où :

$$R' = \frac{R1 + \rho \parallel R_C \parallel R_u}{1 + \frac{\beta}{r}(\rho \parallel R_C \parallel R_u)} = \frac{R1 + \rho \parallel R_C \parallel R_u}{1 + s(\rho \parallel R_C \parallel R_u)}.$$

Le gain en tension de l'étage :

$$A_v = \frac{u}{v} = \left[ \frac{1 + \frac{\beta}{r}(\rho \parallel R_C \parallel R_u)}{R1 + \rho \parallel R_C \parallel R_u} - \frac{\beta}{r}(\rho \parallel R_C \parallel R_u) \right] = \left( \frac{1}{R1} - s(\rho \parallel R_C \parallel R_u) \right).$$

Le schéma équivalent pour la détermination de la résistance de sortie est obtenu du schéma équivalent précédent en substituant  $e_G = 0$ ,  $R_G \rightarrow \infty$  et  $\beta i_B = s v_{BE} = s v$  et en considérant  $u$  comme une source de tension :



On exprime les variables intéressantes par  $v$  :

$$i_{R1} = - \frac{v}{R_G \parallel R2 \parallel r},$$

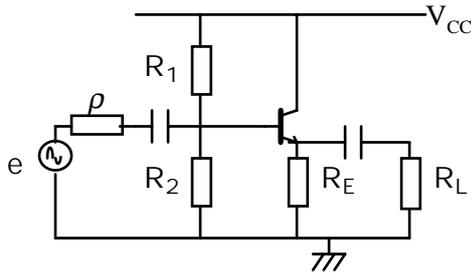
$$u = v - i_{R1} R1 = v \left( 1 + \frac{R1}{R_G \parallel R2 \parallel r} \right),$$

$$R_s = \frac{u}{i_2} \Big|_{e_G = 0} = \rho \parallel R_C \parallel \frac{u}{s v - i_{R1}} = \rho \parallel R_C \parallel \frac{1 + \frac{R1}{R_G \parallel R2 \parallel r}}{s + \frac{1}{R_G \parallel R2 \parallel r}} = \rho \parallel R_C \parallel R''.$$

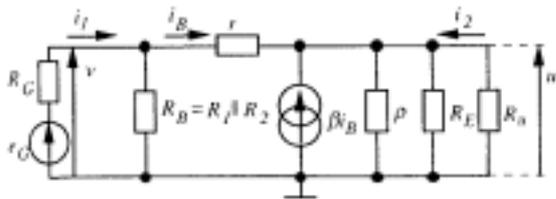
avec :

$$R'' = \frac{R1 + R_G \parallel R2 \parallel r}{1 + s(R_G \parallel R2 \parallel r)}.$$

### 2.2.5/Etage CC



Le schéma équivalent dynamique de l'étage (fig. 4.8) est dressé en remplaçant les condensateurs et la source d'alimentation E par des courts-circuits :



On exprime u et v par  $i_B$  :

$$u = i_B(\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_L)$$

$$v = i_B r + u =$$

$$i_B[r + (\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_L)]$$

La résistance d'entrée de l'étage :

$$R_e = \frac{v}{i_I} = R_B \parallel \frac{v}{i_B} = R_B \parallel r_e \tag{4.26}$$

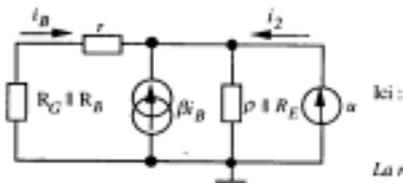
où :

$$r_e = r + (\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_L) \tag{4.27}$$

Le gain en tension de l'étage :

$$A_v = \frac{u}{v} = \frac{(\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_L)}{r + (\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_L)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{(\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_L)}} = \frac{r_e - r}{r_e} = 1 - \frac{r}{r_e} \tag{4.28}$$

Le schéma équivalent pour la détermination de la résistance de sortie est obtenu du schéma équivalent précédent en mettant  $e_G = 0$ ,  $R_L \rightarrow \infty$  et en supposant u comme une source de tension :

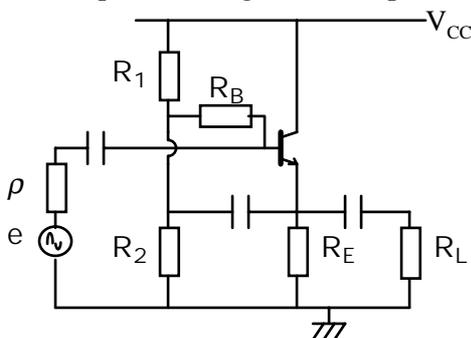


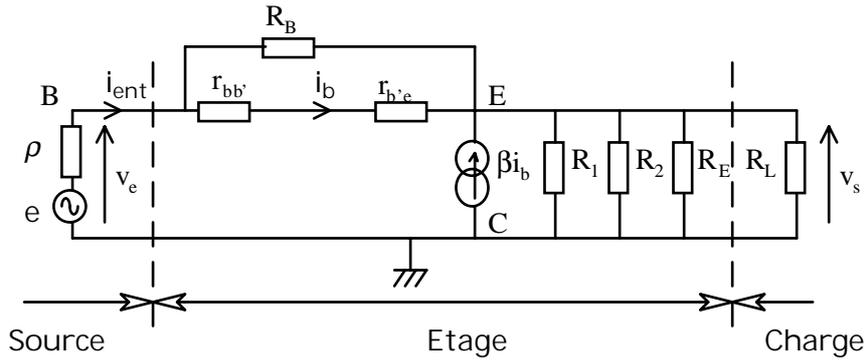
$$u = -i_B(r + R_G \parallel R_B)$$

La résistance de sortie de l'étage est alors :

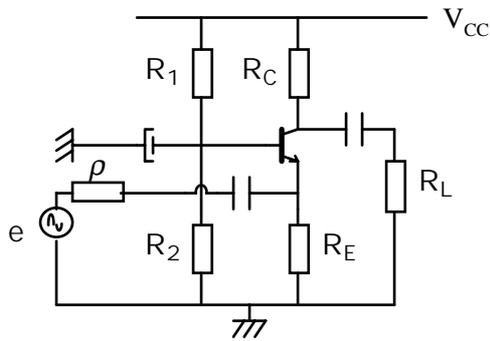
$$R_s = \frac{u}{i_2} \Big|_{e_G = 0} = \rho \parallel R_E \parallel \frac{u}{-i_B - \beta i_B} = \rho \parallel R_E \parallel \frac{r + R_G \parallel R_B}{\beta + 1} \tag{4.29}$$

Remarque : montage Bootstrap

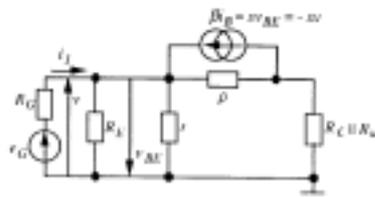




### 2.2.6/Etage BC



Le schéma équivalent dynamique de ce montage (fig. 4.9) est tracé sous les conditions habituelles (condensateurs et source d'alimentation E court-circuités) :



L'équation du nœud de sortie est :

$$\frac{v}{R_C \parallel R_L} = s v + \frac{v - v}{\rho}$$

d'où il vient :

$$a = v \frac{(1 + s\rho)(R_C \parallel R_L)}{\rho + R_C \parallel R_L}$$

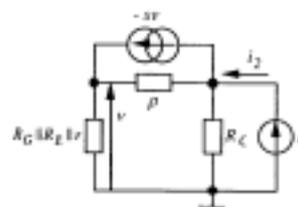
Le gain en tension de l'étage :

$$A_v = \frac{v}{v_e} = \frac{(1 + s\rho)(R_C \parallel R_L)}{\rho + R_C \parallel R_L} \quad (4.30)$$

La résistance d'entrée de l'étage :

$$R_e = \frac{v}{i_f} = R_E \parallel r \parallel \frac{v}{\frac{v}{\rho}} = R_E \parallel r \parallel \frac{\rho + R_C \parallel R_L}{1 + s\rho} \quad (4.31)$$

En substituant  $v_G = 0$ ,  $R_e \rightarrow \infty$  et  $v$  par une source de tension dans le schéma équivalent précédent, on obtient le schéma équivalent pour déterminer la résistance de sortie :



L'équation du nœud d'entrée est :

$$\frac{v}{R_G \parallel R_E \parallel r} = s v + \frac{v - v}{\rho}$$

d'où :

$$a = v \frac{\rho + (1 + s\rho)(R_G \parallel R_E \parallel r)}{R_G \parallel R_E \parallel r}$$

La résistance de sortie de l'étage est alors :

$$R_2 = \frac{v}{i_2} \Big|_{v_G = 0} = R_C \parallel \frac{v}{\frac{v}{R_G \parallel R_E \parallel r}} = R_C \parallel R_1 \quad (4.32)$$

où :

$$R_1 = \rho + (1 + s\rho)(R_G \parallel R_E \parallel r) \quad (4.33)$$

## 2.2.7/ Tableau récapitulatif

Etage	$R_e$	$A_v$	$R_s$
EC à résistance de base (fig.4.4)	$R_B \parallel r$	$-s(\rho \parallel R_C \parallel R_u)$	$R_C \parallel \rho$
	$\approx r$	$\approx -s(R_C \parallel R_u)$	$\approx R_C$
EC à résistance d'émetteur (fig.4.5)	$R_B \parallel r$	$-s(\rho \parallel R_C \parallel R_u)$	$R_C \parallel \rho$
	$\approx r$	$\approx -s(R_C \parallel R_u)$	$\approx R_C$
EC non découplé (fig.4.6)	$R_B \parallel [r + (1 + b)R_E]$	$-b \frac{R_C \parallel R_u}{r + (1 + b)R_E}$	$R_C \parallel r_s$
	$b = \frac{\beta \rho - R_E}{\rho + R_E + R_C \parallel R_u}$		$r_s = \rho + R_E + \frac{R_E(\rho\beta - R_E)}{R_E + r + R_G \parallel R_B}$
	$\approx R_B \parallel \beta R_E \approx R_B$	$\approx -\frac{R_C \parallel R_u}{R_E}$	$\approx R_C$
EC à résistance base-collecteur (fig.4.7)	$R_2 \parallel r \parallel R'$	$(\frac{1}{R'} - s)(\rho \parallel R_C \parallel R_u)$	$\rho \parallel R_C \parallel \frac{R_I + R_G \parallel R_2 \parallel r}{1 + s(R_G \parallel R_2 \parallel r)}$
	$R' = \frac{R_I + \rho \parallel R_C \parallel R_u}{1 + s(\rho \parallel R_C \parallel R_u)}$		
	$\approx \frac{R_I}{s(R_C \parallel R_u)}$	$\approx -s(R_C \parallel R_u)$	$\approx \mathcal{N}(R_C; 1 + sR_C \mathcal{N}(R_G \parallel R_2 \parallel r; R_I))$
CC (fig.4.8)	$R_B \parallel r_e$	$1 - \frac{r}{r_e}$	$\rho \parallel R_E \parallel \frac{r + R_G \parallel R_B}{\beta + 1}$
	$r_e = r + (\beta + 1)(\rho \parallel R_E \parallel R_u)$		
	$\approx R_B \parallel \beta(R_E \parallel R_u) \approx \frac{R_B}{\beta}$	$\approx \frac{1}{1 + \frac{1}{s(R_E \parallel R_u)}} \approx \frac{1}{1}$	$\approx r + R_G \parallel R_B$
BC (fig.4.9)	$R_E \parallel r \parallel \mathcal{N}(\rho + R_C \parallel R_u; 1 + s\rho)$	$\frac{(1 + s\rho)(R_C \parallel R_u)}{\rho + R_C \parallel R_u}$	$R_C \parallel r_s$ $r_s = \rho + (1 + s\rho)(R_G \parallel R_E \parallel r)$
	$\approx R_E \parallel \frac{1}{s} \approx \frac{1}{s}$	$\approx s(R_C \parallel R_u)$	$\approx R_C$

### 3/Etude comparative

Après cette lourde épreuve, quoique indispensable, il nous faut résumer l'ensemble des caractéristiques, l'ensemble des commentaires, et l'ensemble des valeurs typiques pour les différents montage.

#### 3.1/Polarisation

Il est déjà à noter l'avantage certain de la polarisation par pont de base, du point de vue de la polarisation.

$R_E$  assure une stabilité plus grande du point de polarisation par rapport au montage par courant de base imposé.

Mais, ceci dépend de l'utilisation que l'on veut en faire ! (cf mini projet d'électronique analogique).

#### 3.1.1/Insensibilité du point de fonctionnement causée par les dispersions de $\beta$

##### 1. Montage à résistance de base

Le montage à résistances de base est très sensible aux dispersions de  $\beta$ . Il est utilisé pour sa simplicité là où l'amplitude du signal est faible.

##### 2. Montage à résistance d'émetteur

Le montage à résistance d'émetteur permet d'obtenir une stabilisation assez élevée du point de fonctionnement en choisissant le rapport entre  $R_B$  et  $R_E$ .

##### 3. Montage à résistance base-collecteur

La stabilité du point de fonctionnement du montage à résistance base-collecteur est très bonne et comparable à la stabilité du montage à résistance d'émetteur.

#### 3.1.2/Insensibilité du point de fonctionnement causée par les variations de la température

##### 1. Montage à résistance de base

Le point de fonctionnement de ce montage est très sensible aux variations de la température.

##### 2. Montage à résistance d'émetteur

La stabilité du point de fonctionnement est relativement bonne. Elle peut-être améliorée, si nécessaire, en choisissant  $R_B$  encore plus petite.

##### 3. Montage à résistance base-collecteur

La stabilité du point de fonctionnement est moins bonne que celle du montage à résistance d'émetteur. Elle peut être améliorée si l'on choisit le rapport  $R_L/R_C$  encore plus petit.

### 3.2/Dynamique

Voici un tableau récapitulatif, des ordres de grandeurs des gains, impédance d'entrée et de sortie.

	EC	BC	CC
$A_v$	<b>-100</b>	<b>100</b>	<b>1</b>
$A_i$	100	-1	100
$A_p$	$10^4$	$10^2$	$10^2$
$Z_e(\Omega)$	$10^3$	<b>10</b>	$10^3$
$Z_s(\Omega)$	$10^3$	$10^3$	<b>10</b>

Les valeurs consignées dans ce tableau ne sont que des ordres de grandeur.

Par exemple, 100 dans le cas de l'émetteur commun doit-être interprété comme centaine suivant la polarisation et la charge.

Un tableau récapitulatif des relations donnant le gain, les impédances d'entrées et de sortie se trouve en 2.2.7.

1. Etage EC à résistance de base
  - Le gain en tension est négatif, ce qui signifie que les phases de la tension de sortie et de la tension d'entrée sont inverses
  - Il y a amplification en tension et une en courant qui sont comparables. Le gain en puissance est grand.
  - Le gain en tension à vide  $A_{v0}$  est supérieur au gain  $A_v$  de l'étage chargé.
2. Etage EC à résistance d'émetteur
  - Les formules sont les mêmes que pour le montage à résistance de base, mais les résultats numériques sont différents. La différence provient avant tout du fait que la résistance  $R_c$  est plus petite à cause de la présence de la résistance  $R_E$ . Il en résulte que les gains sont moins grands. C'est le prix à payer pour la stabilisation du point de fonctionnement
  - Le gain  $A_v$  est négatif, ce qui signifie que la phase de la tension de sortie est inverse à la tension d'entrée.
  - Les gains en tension et en courant sont comparables. Le gain en puissance est très grand.
  - Le gain en tension à vide  $A_{v0}$  est supérieur au gain  $A_v$  de l'étage chargé.
3. Etage EC non découplé
  - La résistance d'entrée de cet étage est sensiblement plus grande que les résistances d'entrée des montages précédents. Ceci est dû à la présence de la résistance non découplé dans l'émetteur  $R_E$ .
  - Les gains sont faibles. Ceci est dû encore une fois à la présence de  $R_E$ .
  - Le gain en tension est négatif. Les phases de la tension de sortie et la tension d'entrée sont donc opposées.
  - Le gain en tension à vide  $A_{v0}$  est supérieur au gain  $A_v$ .
  - La résistance de sortie qui apparaît en parallèle à  $R_c$  et à la charge est beaucoup plus grande que la résistance de sortie du transistor (effet Early), grâce à la présence de  $R_E$ . Par conséquent, il suffit de brancher une résistance

non découplée assez grande dans son émetteur pour que le transistor se rapproche d'une source de courant idéale.

- Le gain de cet étage est stable. Dans les circuits intégrés les tolérances des rapports entre les résistances sont faibles (1 à 3%) à cause de la corrélation des paramètres identiques des éléments intégrés. Ce montage est particulièrement convenable pour les circuits intégrés, d'autant plus qu'un condensateur de découplage  $C_E$  serait impossible à être intégré. **L'inconvénient principal réside dans les faibles valeurs de gains. Ses atouts : sa stabilité, la résistance d'entrée relativement élevée et l'absence d'un gros condensateur  $C_E$ , dont la capacité dépasse souvent quelques centaines de micro-farads.**

#### 4. Etage EC à résistance base-collecteur

- La résistance d'entrée de l'étage est faible à cause de la liaison collecteur-base à travers la résistance  $R_1$ . Par conséquent, le gain en courant  $A_i$  et gain en puissance  $A_p$  sont réduits aussi. Mais la résistance  $R_1$  assure la stabilisation du point de fonctionnement du transistor. La résistance de sortie est réduite aussi grâce à la présence de  $R_1$ .
- Le gain en tension est négatif, donc les phases des tensions d'entrée et de sortie sont opposées.
- Le gain à vide est comme toujours supérieur au gain en charge.

#### 5. Etage CC

- La résistance d'entrée de l'étage CC est très élevée et la résistance de sortie très petite
- Le gain en tension est positif et presque égal à l'unité. En effet, il n'y a pas de gain en tension. La tension d'entrée apparaît en sortie avec la même phase et pratiquement la même amplitude. La tension de sortie « suit » la tension d'entrée. C'est pour cette raison, que l'étage CC est appelé aussi émetteur-suiveur.
- Il y a un gain en courant et un gain en puissance. L'étage CC est donc un amplificateur de courant et bien sûr de puissance, mais pas de tension.
- Le signe moins du gain en courant signifie que le vrai sens de courant de sortie est sortant.
- Le montage CC peut-être utilisé comme tampon (ou buffer) entre un montage à résistance de sortie élevée et un montage (ou une charge) à résistance d'entrée relativement petite. Sans tampon, seules une petite partie du signal de sortie du montage précédent (pont diviseur de tension) serait tombée sur la charge.

On dit souvent que le montage CC adapte les résistances. Il est très utile comme étage de sortie d'un amplificateur, où la puissance du signal est grande et la résistance de charge petite. Mais il est utilisé aussi comme étage d'entrée et partout où une résistance élevée est nécessaire. C'est le cas plus particulièrement des amplificateurs pour certains capteurs à résistance élevée, des amplificateurs opérationnels, etc.

#### 6. Etage BC

- La résistance d'entrée du montage BC est très basse. C'est son principal inconvénient.
- Le gain en tension est assez élevé et positif, ce qui veut dire qu'il n'y a pas de déphasage entre les tensions d'entrée et sortie.

- La résistance de sortie qui apparaît en parallèle à  $R_C$  et à la charge est normalement beaucoup plus grande que la résistance de sortie de l'effet d'Early.
- Le gain en courant est inférieur à 1. L'étage BC est donc un amplificateur de tension et, bien-sûr, de puissance, mais pas de courant. Le signe moins signifie que le vrai sens du courant de sortie est opposé à celui choisi.
- Le gain à vide est, comme toujours, supérieur au gain en charge.
- En basse fréquence, le montage BC est rarement utilisé à cause de sa petite résistance d'entrée et de son gain en puissance relativement modeste. Ses avantages surgissent en HF !

## 4/Montages Amplificateurs à transistors à effet de champs

### 4.1/Généralités

Les méthodes sont rigoureusement identiques. La seule différence réside dans les relations fondamentales du transistor à effet de champ.

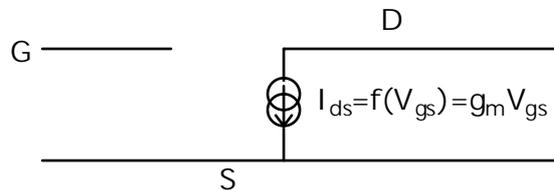
$$I_{ds} = I_{dss} \left( 1 + \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \quad (1)$$

$$I_g = 0 \quad (2)$$

La relation (2) n'est plus une approximation comme dans le cas d'un transistor bipolaire, mais une relation vraie dans l'absolu ! A partir de cette relation et des lois habituelles de l'électrocinétique on en déduit une relation entre  $V_{GS0}$  et le courant drain-source. Avec l'équation (1), on en déduit les 2 paramètres essentiels :  $V_{GS0}, I_{DS0}$ . Une loi des mailles peut également permettre de calculer  $V_{DS0}$ .

Compte tenu de la relation parabolique existant entre  $I_{DS}$  et  $V_{GS}$ , on peut être amenée à devoir résoudre une équation du 2<sup>nd</sup> degré. Il existera alors toujours une solution triviale.

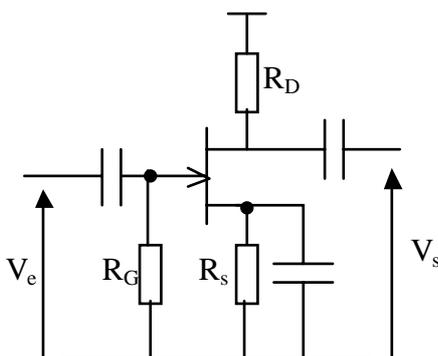
Les paramètres dynamiques d'un étage amplificateur à transistor à effet de champ s'établissent à l'aide du schéma petit signal :



Pour un montage donné, on appelle pente du montage la grandeur:  $g = \left( \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right)_{v_{GS} = V_{GS0}}$ .

$$\text{On a : } g = 2I_{DSS} \frac{1}{V_p} \left( 1 + \frac{V_{GS0}}{V_p} \right) = \frac{2I_{DSS}}{V_p} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = \frac{2\sqrt{I_{DS} I_{DSS}}}{V_p}$$

### 4.2/Etude d'un exemple

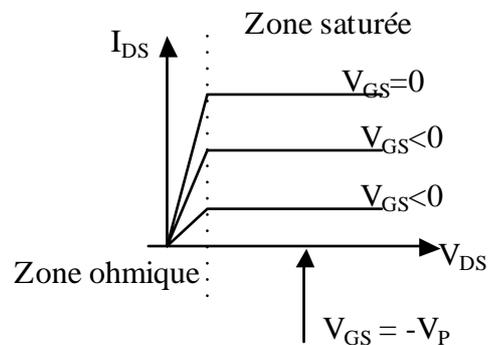
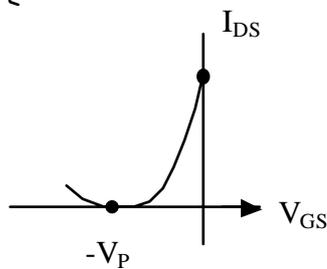


Polarisation : ( $I_{DS0}$ ,  $V_{DS0}$ ) ?

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DD} = R_D \cdot I_{DS0} + V_{DS0} + R_S \cdot I_{DS0} \quad (1) \\ I_{DS0} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{V_{GS0}}{V_P} \right)^2 \quad (2) \\ V_{GS0} + R_S \cdot I_{DS0} = 0 \quad (3) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (3) \rightarrow V_{GS0} = -R_S \cdot I_{DS0} \\ (2) \rightarrow I_{DS0}/I_{DSS} = (1 - R_S \cdot I_{DS0}/V_P)^2 \\ (1) \rightarrow V_{DS0} = V_{DD} - (R_D + R_S) \cdot I_{DS0} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (2) \rightarrow (R_S/V_P)^2 \cdot I_{DS0}^2 - (1/I_{DSS} + 2 \cdot R_S/V_P) \cdot I_{DS0} = 0 \\ (3) \rightarrow V_{GS0} = -R_S \cdot I_{DS0} \\ (1) \rightarrow V_{DS0} = V_{DD} - (R_D + R_S) \cdot I_{DS0} \end{array} \right.$$



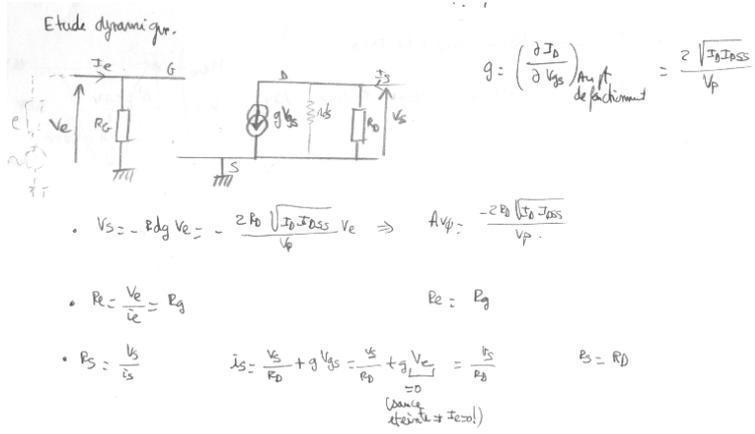
$$-V_P \leq V_{GS(n-1)} < V_{GS(n)} \leq 0$$

A-N :

$$\begin{array}{ll} I_{DSS} = 8 \text{ mA} \Rightarrow & I_{DS0} = \{274,16 \cdot 10^{-3}, 5,8 \cdot 10^{-3}\} \\ V_p = 4 \text{ V} & V_{GS0} = \{-27 \text{ V}, -0,58 \text{ V}\} \\ R_D = 1,5 \text{ k}\Omega & \\ R_S = 100 \Omega & \\ V_{DD} = 16 \text{ V} & \end{array}$$

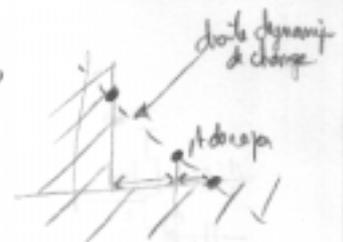
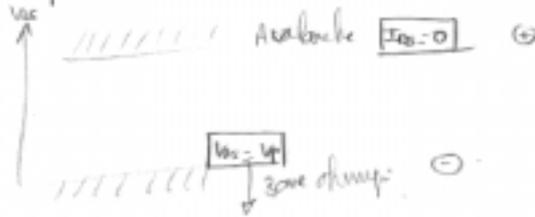
On obtient deux valeurs pour  $V_{GS0}$  : une des deux est inférieure à  $-V_P$ , elle est donc absurde.

Etude dynamique :

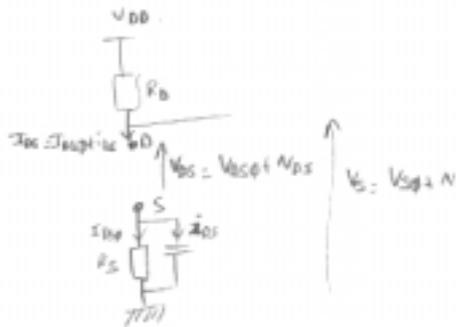


Maximum de dynamique

Butée:



Adaptation de la méthode 2 des transistors bipolaires



$$\Delta^+ : V_{sc} = V_{sc0}$$

$$\Delta^+ = V_{sc0} - V_{sc0} = V_{sc0} - (V_{sc0} + R_B I_{os0}) = 2,7V$$

$$\Delta^- : V_{sc} = V_p + R_B I_{os0}$$

$$\Delta^- = V_{sc0} - V_{sc0} = 2,7V$$

$$\Delta = \text{Max}(\Delta^+, \Delta^-) = \text{Max}(2,7V, 2,7V)$$

$$\Delta = 2,7V$$

Adaptation de la méthode 1 des transistors bipolaires

⊖ butée gauche.  $\Delta^- = V_{sc0} - V_p = 2,7V$

⊕ butée droite (Ios=0)  $V_{sc} = f(I_{os})$   
 $\rightarrow N I_{os} = -R_B I_{os}$

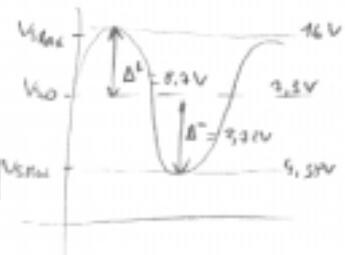
ou  $V_{sc} = V_{sc0} + I_{os}$   
 $I_{os} = I_{os0} + I_{os}$

•  $V_{sc} - V_{sc0} = -R_B (I_{os0} - I_{os})$

•  $I_{os} = 0 \Rightarrow V_{sc} = V_{sc0} + R_B I_{os0}$

$\Rightarrow \Delta^+ = (V_{sc0} + R_B I_{os0}) - (V_{sc0}) = R_B I_{os0} = 2,7V$

$\Rightarrow$  Or  $V_{sc} = V_{sc0} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Delta^- = 2,72V \\ \Delta^+ = 2,7 \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta = 2,72V$



• Bande passante



$$V_2 = \frac{R_C}{R_C + R_{S1} + \frac{1}{j\omega C_1}} A_{Vp1} = \frac{j\omega R_C C_1}{1 + j\omega(R_C + R_{S1})C_1} A_{Vp1} V_1$$

$$V_1 = \frac{R_B}{R_B + R + \frac{1}{j\omega C_2}} e = \frac{j\omega R_B C_2}{1 + j\omega(R + R_B)C_2} e$$

$$\Rightarrow \frac{V_S}{V_e} = A_{Vp} \frac{j\omega R_C C_1}{1 + j\omega(R_C + R_{S1})C_1} \times \frac{j\omega R_B C_2}{1 + j\omega(R + R_B)C_2}$$

$$A_{Vp} = \frac{-2\beta_0 \sqrt{I_{B1} I_{B2}}}{V_P}$$

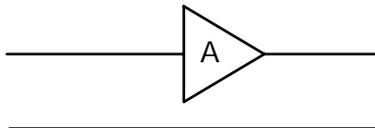
$$= - \frac{A_{Vp} R_C R_B C_1 C_2 \omega^2}{(1 + j\omega(R_C + R_{S1})C_1)(1 + j\omega(R + R_B)C_2)}$$

## 5/Autres montages amplificateurs

### 5.1/Contre-réaction

#### 5.1.1/Introduction

Considérons un amplificateur A :



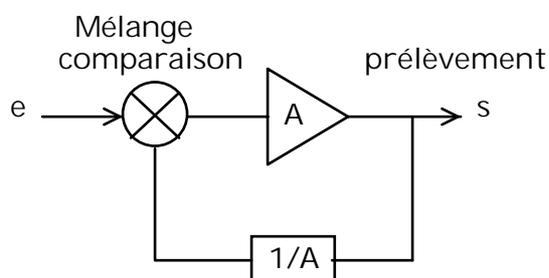
On a vu que l'on pouvait évaluer son gain, son impédance d'entrée et de sortie à partir du schéma de Giacometto linéaire. Mais le schéma est caduc dès que l'amplitude des signaux en jeu devient de l'ordre de grandeur des tensions et courants de polarisation.

**Ex :**  $\frac{v_s}{v_e} = G_v$  ne convient plus et doit être remplacé par quelque chose du genre :

$$\frac{v_s}{v_e} = G_v + \alpha_1 v_e + \alpha_2 v_e^2 + \dots$$

Si on applique à l'entrée un signal  $v_e = u_0 \cos \omega t$ , on recueillera en sortie des termes continus, en  $\cos \omega t$ ,  $\cos^2 \omega t$ ,  $\cos^3 \omega t$  ... Ces deux derniers correspondant à l'opposition de signaux de pulsations  $2\omega$ ,  $3\omega$ , ... ( $\Rightarrow$  Distorsion harmonique). Si l'on applique à l'entrée la superposition de 2 signaux  $v_e = u_1 \cos \omega_1 t + u_2 \cos \omega_2 t$ , à la sortie, le terme  $\alpha_2 v_e^2$  produira des signaux de pulsation  $3\omega_1$ ,  $2\omega_1 - \omega_2$ ,  $\omega_1 - 2\omega_2$ ,  $\omega_2^3$ , ... Les termes en  $2\omega_1 - \omega_2$  et  $\omega_1 - 2\omega_2$  tombent dans la bande utile de  $\omega_1$  et  $\omega_2$  et sont donc particulièrement gênants (on parle de distorsion d'intermodulation).

Le but de la contre réaction est d'insensibiliser les caractéristiques d'un amplificateur (ou plus généralement de tout système linéaire) par rapport aux perturbations : variations du gain avec la fréquence, avec la taille des signaux, avec la température, ...



Une partie du signal est prélevée, subit une transformation opposée à celle de l'amplificateur (une atténuation ?) et est comparée au signal d'entrée. Le but de cette partie est de mettre en évidence la façon dont les performances de l'amplificateur sont modifiées par une boucle de contre-réaction.

### 5.1.2/Méthodes d'études

Il s'agit d'identifier le type de contre-réaction (prélèvement et mélange).

- Mélange

Il faut identifier la maille d'entrée et le nœud d'entrée du circuit.

#### Maille d'entrée.

**Ex:** contient G, K d'un tube

B, E d'un transistor bipolaire

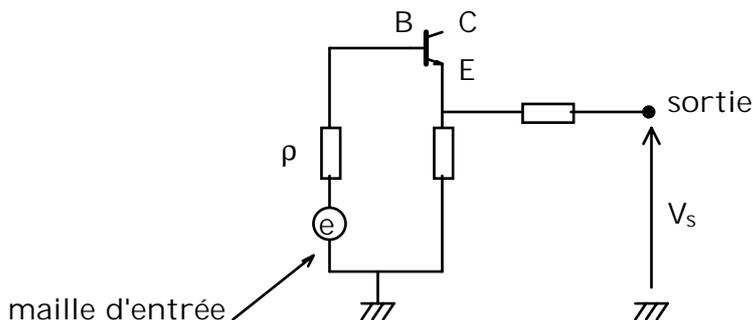
G, S d'un FET

$E^+$ ,  $E^-$  d'un amplificateur opérationnel

**Le nœud d'entrée** souvent grille d'un FET ou d'un tube, base de transistor bipolaire, entrée  $E^+$  ou  $E^-$  d'un amplificateur opérationnel (en principe, voie de commande d'un composant actif.)

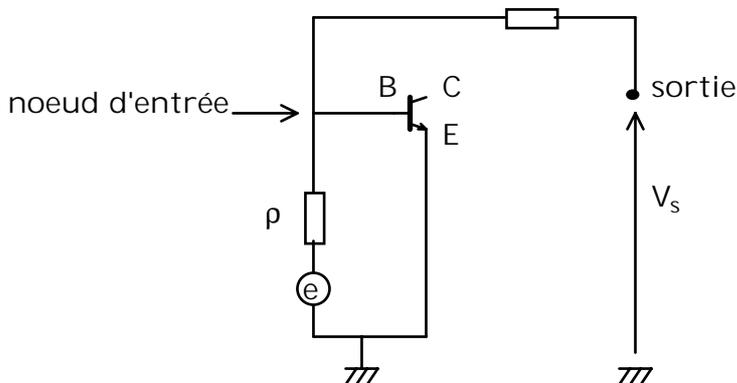
- Le mélange est "SERIE" si un signal provenant de la sortie est ramené de façon quelconque en série dans la maille d'entrée.

**Ex:**



- Le mélange est "SHUNT" si un signal provenant de la sortie est ramené en parallèle sur le nœud d'entrée.

**Ex:**



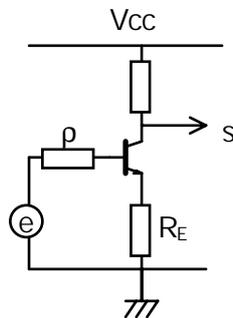
- Prélèvement

On annule la tension de sortie  $v_s$ , si on ramène encore quelque chose en entrée → prélèvement de courant, sinon prélèvement de tension.

Test dual : on laisse la sortie en circuit ouvert, si on ramène encore quelque chose à l'entrée → prélèvement de tension, sinon prélèvement de courant.

- Exemples:

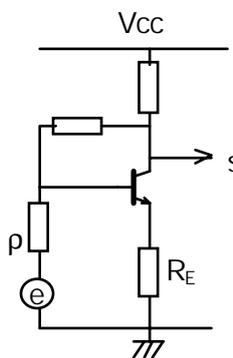
1)



→prélèvement de courant.

→mélange série.

2)



→prélèvement de courant.

→mélange shunt.

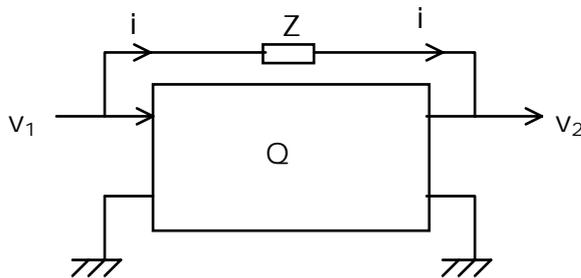
- Théorème de Miller

A partir de l'étude précédente, et du tableau qui suit, on peut déterminer les nouvelles valeurs que prennent les impédances d'entrée et de sortie, et le gain du montage.

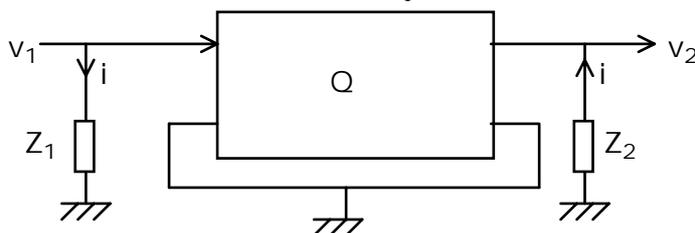
On peut également chercher à les déterminer à l'aide du Théorème de Miller, permettant l'application d'une méthode systématique mais calculatoire.

Elle a néanmoins le désavantage d'imposer des hypothèses très lourdes, pouvant annuler son utilité.

Soit Q un quadripôle linéaire, avec une impédance Z branchée comme sur la figure :



Si, en présence de Z, on a :  $\frac{V_2}{V_1} = K$ , alors le montage précédent est équivalent à :



$$\text{où: } Z_1 = \frac{Z}{1-K} \text{ et } Z_2 = \frac{KZ}{K-1}$$

### 5.1.3/Effets sur les paramètres des montages

L'intérêt principal d'introduire une boucle de retour permet de modifier les grandeurs caractéristiques d'un amplificateur. Elles sont résumées dans le tableau qui suit :

Amplificateur	Type de contre-réaction	Amplificateur sans contre-réaction	$Z_{ef}, Z_{sf}$	Remarques
DE TENSION	TENSION SERIE		$Z_{ef} = Z_e (1 + \beta A)$ $Z_{sf} = \frac{Z_s}{1 + \beta A}$	$A = \frac{V_2}{V_1}, \beta = \frac{V_f}{V_2}$ $A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}$
DE COURANT	COURANT SHUNT		$Z_{ef} = \frac{Z_e}{1 + \beta A}$ $Z_{sf} = Z_s (1 + \beta A)$	$A = \frac{I_2}{I_1}, \beta = \frac{I_f}{I_2}$ $A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}$
TRANS IMPEDANCE	TENSION SHUNT		$Z_{ef} = \frac{Z_e}{1 + \beta A}$ $Z_{sf} = \frac{Z_s}{1 + \beta A}$	$A = \frac{V_2}{I_1}, \beta = \frac{I_f}{V_2}$ $A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}$
TRANS ADMITTANCE	COURANT SERIE		$Z_{ef} = Z_e (1 + \beta A)$ $Z_{sf} = Z_s (1 + \beta A)$	$A = \frac{I_2}{V_1}, \beta = \frac{V_f}{I_2}$ $A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}$

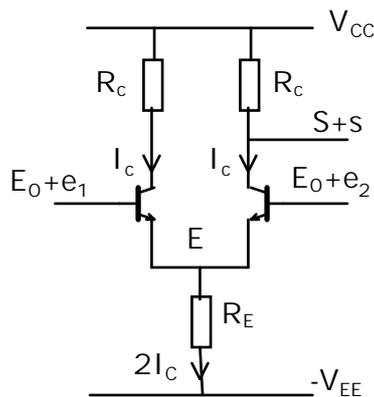
Dans la troisième colonne, on peut visualiser directement le schéma bloc global de la contre réaction en groupant les blocs modélisant la fonction de transfert du retour.

### 5.2/Amplificateurs différentiels.

Ces amplificateurs sont avant tout utilisés dans le cadre d'une intégration monolithique. Si bien que les sources de courants à base de transistors bipolaires sont largement utilisées dans ces montages, en particulier pour obtenir une grande impédance de sortie.

- Lorsque l'on doit amplifier des signaux très lents excluant l'utilisation de capacité de liaison, les étages (lampes EC, BC, CC) ne conviennent plus, sauf à les polariser par deux sources continues et à décaler le niveau continu de sortie.
- Lorsqu'un capteur restant en bipolaire doit être raccordé à un amplificateur sans qu'aucun de ses fils ne soit référencé à une tension de l'amplificateur (capteur flottant / amplificateur).
- Lorsque l'on doit élaborer la différence entre deux signaux (par exemple pour détecter une variation de l'un par rapport à une référence).
- En entrée d'un ampli-op, on a recours à un amplificateur différentiel.

La structure de base de la structure différentielle est :



$E_0$  et  $S$  : niveaux DC.  
 $e_1$ ,  $e_2$  et  $s$  : variations.

- Polarisation

$$V_E = E_0 - V_{BE} \text{ d'où } 2I_C = E_0 - V_{BE} + \frac{V_{EE}}{R_E} \text{ et } S = V_{CC} - R_C I_C$$

Bien souvent on fixe  $E_0=0$  de manière à ne pas avoir à polariser les bases et ainsi se passer de capacité de liaison.

- Principe

Ce qui est sûr, c'est que  $s = k_1 e_1 + k_2 e_2$  (à cause de la superposition), on peut aussi le mettre

$$\text{sous la forme : } s = A_d (e_1 - e_2) + A_c \left( \frac{e_1 + e_2}{2} \right)$$

$A_d$  est appelé gain différentiel.

$A_c$  est appelé gain en mode commun.

Pour obtenir  $A_d$ , il suffit de poser  $e_1 = -e_2$  (on parle alors de fonctionnement en mode impair), pour  $A_c$  on prendra  $e_1 = e_2$  (mode pair).

- Fonctionnement en mode différentiel ( $e_1 = -e_2$ )

Appelons  $V_e$  la valeur instantanée de la tension en E :  $V_e = \underbrace{V_E}_{\text{polarisation}} + \underbrace{v_e}_{\text{variation}}$ , on appellera  $s_d$

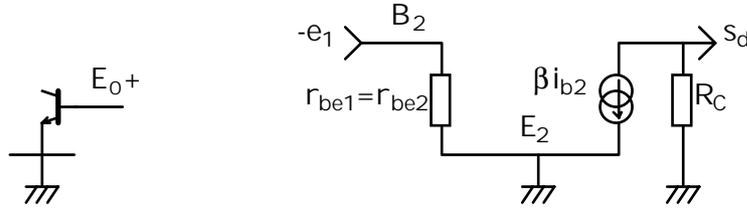
la sortie correspondante.

On a :  $V_E = E_0 - V_{BE}$  si les transistors fonctionnent " normalement "

$$\text{on a : } \left. \begin{aligned} V_e &= (E_0 + e_1) - V_{BE1} = V_E + v_e \\ \text{et } V_e &= (E_0 - e_1) - \underbrace{V_{BE2}}_{=V_{BE1}} = V_E + v_e \end{aligned} \right\}$$

donc :  $V_E = E_0 - V_{BE1}$  et  $v_e = e_1 = -e_1 = 0$ .

L'émetteur est à un potentiel constant le schéma équivalent correspond à celui d'un EC "vrai" :



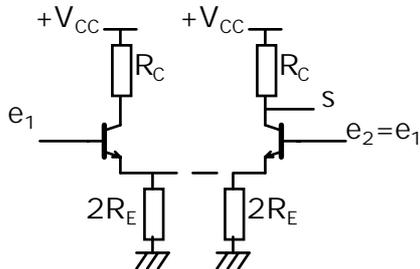
$$s_d = -R_C \beta i_{b2} = \frac{-R_C \beta \times (-e_1)}{r_{be1}} = \frac{R_C \beta e_1}{r_{be1}} = R_C g_{m1}$$

Le gain différentiel s'écrit :

$$A_d = \frac{s_d}{e_1 - e_2} = \frac{s_d}{2e_1} = \frac{R_C g_{m1}}{2}$$

- Fonctionnement en mode commun ( $e_1 = e_2$ ).

Le montage est symétrique et peut être vu comme la mise en parallèle de :



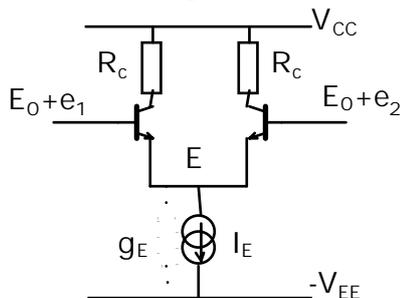
on a alors :

$$s \# -\frac{R_C}{2R_E} e_1$$

$$A_C \# -\frac{R_C}{2R_E}$$

En appelant Taux de Rejection de Mode Commun la quantité  $CMRR = 20 \log_{10} \left| \frac{A_d}{A_C} \right|$ , le

mode commun, qui est un effet indésirable en général, sera d'influence minimale si  $CMRR \rightarrow +\infty$ , c'est à dire si  $R_E \rightarrow +\infty$ , mais remplacer  $R_E$  par un circuit ouvert n'est pas souhaitable, car on ne pourrait plus polariser l'amplificateur, l'idée est donc de remplacer  $R_E$  par une **source de courant** dont l'impédance de sortie est naturellement très élevée.



Avec  $g_E \rightarrow +\infty$

# 6/Justification des méthodes employées

## 6.1/La diode

### 6.1.1/Constitution

66 *Généralités*

**LA JONCTION PN**

**1.4.1. PRÉSENTATION**

Une jonction représente la transition entre deux corps semi-conducteurs ou conducteurs de nature différente. Elle est caractérisée par le phénomène de diffusion des porteurs de charge. Dans le domaine de l'électronique, on rencontre :

- les jonctions PN, mais en contact de semi-conducteurs dopés en impuretés de type P et de type N avec une concentration voisine,
- les jonctions P<sup>+</sup>N ou N<sup>+</sup>P où une zone est beaucoup plus dopée que l'autre,
- les jonctions P<sup>+</sup>P ou N<sup>+</sup>N représentant des transitions de densité de dopage,
- les jonctions métal-semi-conducteur dopé utilisées dans certains composants comme les diodes Schottky.

**Remarques**

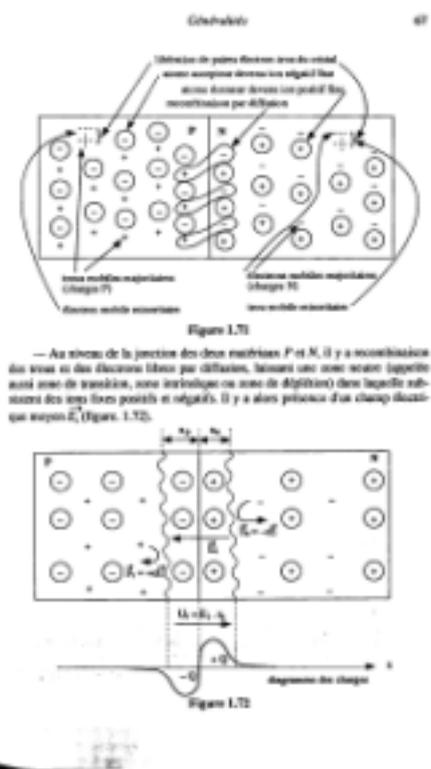
- En pratique, une jonction symétrique PN est difficile à réaliser, à cause :
- \* de la difficulté de réaliser des impuretés de dopage adjacentes simultanément silicium,
- \* des possibilités de dopage (dopage N sur du P ou réciproquement),
- \* des aléas de fabrication (ou intention le secret des fabricants).

— Comme la conductibilité est liée à la mobilité des charges, on a intérêt, pour les composants rapides de favoriser la conduction par diffusion d'abord la jonction N<sup>+</sup>P. Mais que devient le sens en pratique ?

**1.4.2. ÉTUDE QUALITATIVE DE LA JONCTION PN**

**1.4.2.1. Jonction sans polarité**

La jonction PN est une région de faible épaisseur d'un matériau dans laquelle la conductivité passe plus ou moins graduellement de la zone P (dont la concentration en porteurs mobiles est  $p = N_A$ ) vers la zone N (dont la concentration est  $n = N_D$ ), ce passage se fait sans de recombinaisons où  $n = p = n_i$ , le comportement de semi-conducteur intrinsèque. La figure 1.71 schématise qualitativement l'organisation de la zone de transition de deux matériaux semi-conducteurs dopés respectivement en P et en N. Deux remarques d'importance :



68 *Généralités*

- La largeur de cette zone varie, sans transition des charges fixes nettes, entre et millimètres (différentiel plus de réajustations que de réajustations à la température ambiante) — voir remarques du paragraphe 1.3.3.7) selon que :
- \* dans la zone P, les trous possèdent des vitesses moyennes élevées que les électrons sont minoritaires,
- \* dans la zone N, c'est l'inverse : les électrons sont majoritaires alors que les trous possèdent des vitesses moyennes élevées.

La présence de champ électrique  $E$ , traduit :

- un réajustement de diffusion à cause des forces de répulsion ( $\vec{F} = q \vec{E}$ ) où  $q$  représente la charge des électrons et des trous libres,
- une différence de potentiel de jonction  $U_j = \phi_{N0} - \phi_{P0}$ , où  $\phi_{N0}$  représente le champ électrique moyen et  $\phi_0$  la largeur de la zone de transition. Cette largeur est d'autant plus faible que le dopage est important. (Présence d'une force de plus en plus nombreuse opposée à l'attraction des charges mobiles.)

**Remarques**

- La distribution des charges fixes de la zone de transition, « requiesc » sur la figure 1.72 dépend de la répartition de dopage, ce qui permet de définir des jonctions dopées ou progressives (dopage par diffusion, par implantation ionique, par épitaxie, par alliage, etc.).
- La différence de potentiel appelée aussi barrière de potentiel  $U_j$ , est une valeur de 0,7 V pour le silicium et autour de 0,3 V pour le germanium.

**1.4.2.2. Courant de diffusion et courant de saturation**

La figure 1.73 présente une jonction « intrinsèque » sur elle-même. Deux courants circulent au sein du matériau semi-conducteur (et non dans le fil de connexion métallique) :

Figure 1.73 illustre les courants de diffusion et de saturation dans une jonction intrinsèque. Le schéma montre une jonction PN avec des courants de diffusion  $I_D$  et de saturation  $I_S$  indiqués.

*Généralités* 69

- le courant de diffusion  $I_D$  dû à quelques charges mobiles majoritaires qui, par agitation thermique, traversent la jonction malgré l'effet de répulsion de champ électrique  $E_j$ ,
- le courant de conduction résulte après soustraction de saturation  $I_S$  des charges minoritaires présentes dans la jonction, et qui sont majoritaires attirées par le champ électrique  $E_j$ , indépendamment de la valeur de celui-ci.

La relation  $I_D = I_S$  est obtenue par l'établissement de la loi de conservation de l'énergie  $U_j$ , permettant et adéquate. C'est pourquoi il est impossible d'obtenir une source de  $U_j$  dans la nature ou de la fabriquer et non électromotrice.

La figure 1.74 schématise le diagramme d'énergie des semi-conducteurs dopés P et N et le diagramme d'énergie de la jonction au repos.

Figure 1.74 illustre le diagramme d'énergie des semi-conducteurs dopés P et N et de la jonction au repos. Le schéma montre les bandes de valence et de conduction pour les zones P et N, ainsi que le diagramme d'énergie de la jonction au repos.

\* Zones P et N indépendantes. Les diagrammes d'énergie des zones P et N sont tracés par rapport à l'énergie de référence dans le vide. On appelle  $E_{\text{eff}}$  l'efficacité thermique. Elle correspond à l'énergie nécessaire pour créer des électrons de la partie inférieure de la bande de conduction dans un semi-conducteur. Pour le silicium :  $E_{\text{eff}} = 4,25 \text{ eV}$  quel que soit le dopage. Ainsi le niveau de Fermi du semi-conducteur de type P ( $F_{P0}$ ) est plus bas que le niveau de Fermi du semi-conducteur de type N ( $F_{N0}$ ).

\* Zones P et N en contact — jonction au repos. La diffusion des électrons de la zone N vers la zone P et des trous de la zone P vers la zone N correspond à une modification des niveaux de Fermi qui a pour conséquence, l'équilibre des niveaux de Fermi des zones d'énergie de la zone P moment alors que les niveaux d'énergie de la zone N descendent. Le décalage des bandes de valence ou de conduction correspond à l'énergie  $q U_j$ , où  $U_j$  représente le potentiel de diffusion.

30 Généralités

1.4.2.3. Jonction polarisée en direct (figure 1.17)

Figure 1.15

Lorsqu'une jonction est polarisée en direct par une tension  $U$ , le champ électrique extérieur attire les électrons de la zone  $N$  vers la zone  $P$  et les trous positifs de la zone  $P$  vers la zone  $N$ . Il résulte une diminution de la zone de transition et une augmentation du courant de diffusion  $I_D$  à cause de recroisement élargi pour valent le sens du champ  $E$ , alors que  $I_D$  reste constant :

$$I_D = I_{D0} \quad \text{et} \quad I = I_D = I_{D0}$$

Le diagramme d'énergie de la jonction polarisée en direct est représenté sur la figure 1.16. Il y a abaissement du diagramme d'énergie de la zone  $P$  d'une valeur  $qU$ .

Figure 1.16

Généralités 31

En fait, le processus réel de conduction effective de la jonction est simple : les électrons provenant de la source (base -) s'ajoutent à ceux de la zone  $N$ . Une partie de ceux-ci traverse la barrière de potentiel (barrière abaissée), continue et se recombinent dans une jonction de la jonction, les autres se déplacent de zone en zone pour revenir vers la source (base +). En parallèle, les trous positifs sont des composants associés au déplacement de la zone  $P$  vers la zone  $N$  et il y a recombinaison finale avec les électrons libres restés dans cette zone (circuit pas fermé la barrière de potentiel). Il existe donc deux types de courants dans la jonction :

- le courant de diffusion  $I_D = I_{Dn} + I_{Dp}$
- le courant de recombinaison  $I_R$  qui toujours devant le courant de diffusion pour des tensions de source inférieures à 0,4 V pour le silicium. Les expressions de ces courants sont indiquées au paragraphe 1.4.3.

1.4.2.4. Jonction polarisée en inverse (figure 1.17)

Figure 1.17

Le champ électrique extérieur repousse les électrons de la zone  $N$  et les trous positifs de la zone  $P$ . La barrière de potentiel s'élargit et le courant de diffusion  $I_D$  devient nul. Théoriquement, le seul courant devant est le courant de saturation  $I_S$  correspondant au déplacement des charges minoritaires des zones  $N$  et  $P$  attirées par le champ électrique. En pratique, il faut aussi considérer le courant de fuite (sans électrons non attirés directement dans la zone de transition et le courant de fuite de surface). Le diagramme d'énergie de la jonction polarisée en inverse est représenté sur la figure 1.18. Il y a élévation du diagramme d'énergie de la zone  $P$  d'une valeur  $-qU$ .

72 Généralités

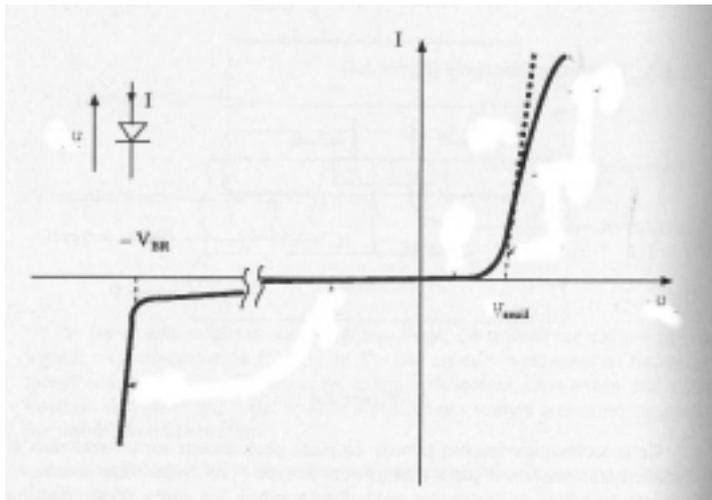
polarisation inverse

Figure 1.78

## 6.1.2/ Etude du fonctionnement

### 6.1.2.1- Généralités

Comme de nombreux éléments électroniques, son étude peut se déduire de son graphe de fonctionnement. Il permet de lier les variations de tensions et de courant et s'assurer de la bonne fonction que l'on veut réaliser !



Cette fonction est bijective. Ce qui signifie, qu'à une tension  $u$  correspond un unique courant  $i$ .

Il se calcule à l'aide de la relation :  $I = I_s \left[ \exp\left(\frac{u}{V_T}\right) - 1 \right]$  avec

$$V_T = \frac{kT}{q} = 25\text{mV} \text{ pour } T = 25^\circ\text{C} \text{ et } q = e$$

Plaçons nous sur plusieurs valeurs de  $u$  pour observer son comportement :

Tout d'abord, si  $u \leq u_{INV}$ , on observe un courant  $i$  négatif pouvant être particulièrement. Cette zone est destructive pour le composant !

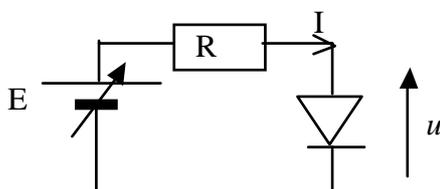
Pour  $u_{INV} \leq u \leq 0$ , le courant est quasiment nul. Ceci signifie, que pour une tension négative, aucun courant, ou très peu, traverse la diode, quel qu'en soit le sens.

Pour  $0 \leq u \leq u_{seuil}$ , un courant positif semble s'imposer à travers la diode, plus grand que le précédent, sans excéder la centaine de  $\mu\text{A}$ .

Enfin, la seule zone où le courant est largement positif :  $u \geq u_{seuil}$ . On dit que la diode est passante. Dans tous les autres cas, la diode est bloquée.

### 6.1.2.2- Etude mathématique

Passons à l'étude du montage suivant :



On cherche à exprimer  $u=f(E)$

$$\begin{cases} E=u+RI \\ I=I_s \left[ \exp\left(\frac{u}{V_T}\right) - 1 \right] \end{cases}$$

$\Rightarrow \dots ??? !!!$

### 6.1.2.3-Etude électronique

Les objectifs étant les mêmes, seul le raisonnement doit différer dans sa forme mais donner un résultat identique.

Cherchons  $u=f(E)$ .

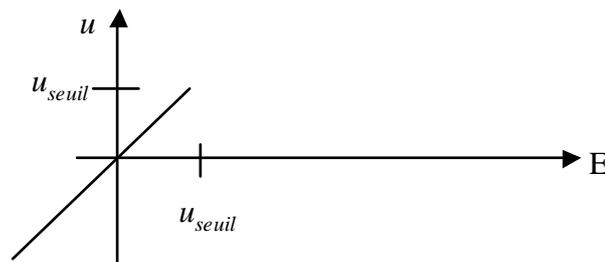
D'après l'explication du fonctionnement ci-dessus, seules 2 configurations sont possibles: diode passante et diode bloquée.

Commençons par la supposer bloquée :  $u \leq u_{seuil}$  et  $I \approx 0$

$$E = u + RI = u < u_{seuil}$$

Ce qui signifie que la diode ne peut-être bloquée qu'à condition d'avoir  $E < u_{seuil}$ .

La représentation graphique de  $u=E$ , à priori surprenant, n'est valable que pour  $I=0$ . Mais il faut avouer chute de tension causée par quelques  $\mu A$ , comme annoncée précédemment, ne peut pas jouer un rôle si important. La droite obtenue ci-dessous ne serait plus si droite, et on obtiendrait un morceau d'exponentielle que seul un œil averti pourrait déceler !

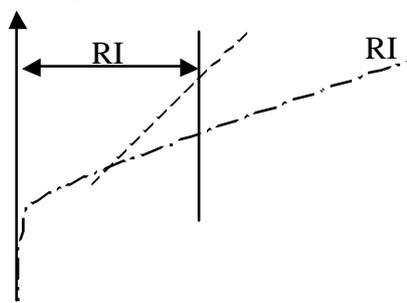


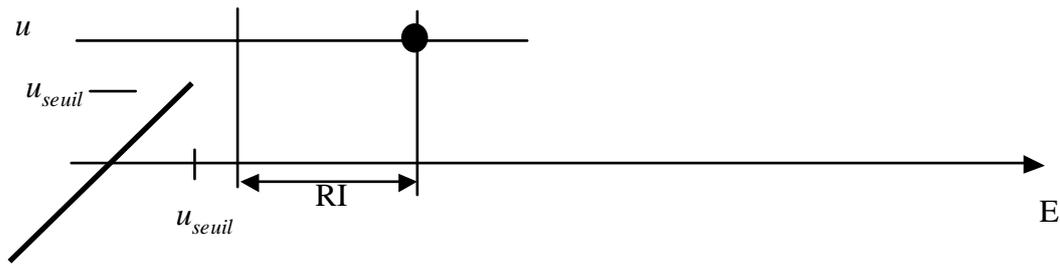
Supposons la diode passante :  $u \geq u_{seuil}$  et  $I > 0$

$$E = \underbrace{RI}_{>0} + \underbrace{u}_{>u_{seuil}} > u_{seuil}$$

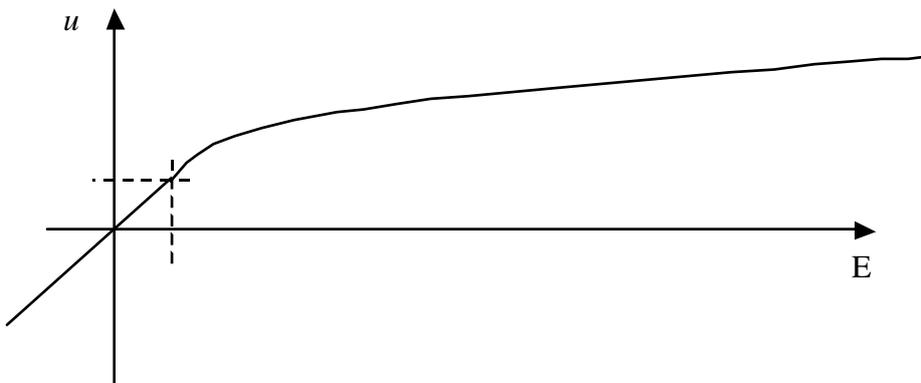
Ceci signifie que pour avoir la diode passante, il faut au moins déjà avoir  $E > u_{seuil}$ .

Pour connaître la valeur exacte de  $I$  lorsque la diode est passante, il n'y a que la relation exponentielle pour le faire.





En résumé, on obtient :



Si  $E < u_{seuil}$ , la diode est bloquée, le courant est (quasi) nul, donc  $u = E$ .

Si  $E \geq u_{seuil}$ , la diode est passante, et l'effet exponentiel du courant intervient sur la courbe de réponse.

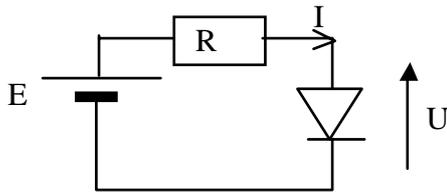
#### 6.1.2.4-Limitations en courant et tension et dimensionnement des composants externes

Il est évident que la diode possède des limites intrinsèques : elle ne peut pas faire passer un courant infini, et une tension négative trop importante peut la détruire.

Si l'étude précédente était susceptible d'être utilisée dans un cas concret, ces considérations sont très importantes. D'une part, le dimensionnement en tension doit être prise en compte pour éviter l'effet de claquage provoqué par une tension négative trop grande, souvent de l'ordre de 50V.

Mais le paramètre le plus important reste le courant maximal que la diode peut laisser passer. Que la source de tension soit variable ou constante, suivant sa valeur maximale, la résistance doit assurer, d'une part une chute de tension proche de  $u_{seuil} \approx 0,6V$  (à  $0,7V$ ), et le courant traversant la diode qui, quoiqu'il arrive, ne doit pas dépasser  $I_{MAX}$ .

Simplifions l'étude précédente, en supposant la source de tension constante. Pour une source de tension variable, le raisonnement est identique en prenant la valeur maximale instantanée de la source :



$$E = U + RI \Rightarrow R = \frac{E - U}{I}$$

U et I représente le point de fonctionnement choisi sur le graphe  $u=f(I)$ . De manière générale on prend  $U=0,6V$  ( $0,7V$ ). On peut admettre que U sera très proche de cette valeur quelque soit I au vue du graphe de fonctionnement. I sera choisi selon l'utilisation que l'on veut en faire. Par exemple, pour allumer une LED, le constructeur propose un courant que l'utilisateur doit respecter. Il indique également le courant maximal à ne pas dépasser. Le dimensionnement calculé par ce courant est dangereux, car on serait trop proche de la destruction ! On peut largement admettre que ces 2 valeurs proposées pour  $U=0,6V$  et I sont valables et vérifient la loi exponentielle d'une diode.

Des cas plus spécifiques peuvent inciter à utiliser la loi exponentielle pour un dimensionnement plus précis du courant traversant le diode et la tension à ses bornes.

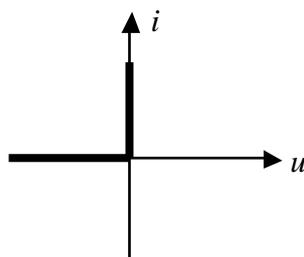
### 6.1.3/Méthode d'étude

L'objet de cette section est avant tout de dégager une méthode générale d'étude des diodes. L'évaluation numérique n'est pas à proprement parler notre propos, mais c'est de tirer d'un circuit électronique comportant des diodes sa fonction et son utilité. Une deuxième phase visant le dimensionnement des composants entourant les diodes peut-être ensuite envisagé, à condition d'avoir le courant passant dans la diode pour un tension d'alimentation donnée ( $U=0,6V$ , I donné par le constructeur !), ou, à la rigueur, la « moulinette » exponentielle.

Dans tous les montages à diodes, ce qui pose avant tout une difficulté, c'est l'évaluation du courant. L'étude mathématique a montré, une fois de plus, la lourdeur de l'outil, quant à l'étude électronique peut montrer des faiblesses de rigueur. Pour s'affranchir de ces 2 problèmes, on est amené à faire des « approximations ». Elle n'ont pour but que de simplifier une étude préliminaire, et de dégager le fonctionnement général du circuit électronique à l'étude. Il n'en reste pas moins que pour un dimensionnement plus précis, cette approximation peut s'avérer 9 fois sur 10 exacte !

Il y a deux approximations envisageables !

#### 6.1.3.1-Première approximation et première approche



La diode ne connaît que 2 états : la diode est bloquée ou passante.

Méthode :

1. On suppose que la diode est passante :  $\{u=0V ; i>0\} \Rightarrow \{ \dots \dots \dots \}$   
Le raisonnement consiste à évaluer les possibilités d'avoir une diode passante dans le circuit à étudier. On commence donc par la supposer effectivement passante, et à en déduire des conditions sur les sources de tensions ou de courant. Apparaissent ensuite les effets sur les composants en aval des diodes.
2. Si besoin est, on suppose que la diode est bloquée  $\{i=0A ; u<0\}$ . D'une part, on doit retrouver des conditions contraires au raisonnement établis pour une diode passante. Apparaissent ensuite, là aussi, les effets sur les composants en aval du circuit étudié.

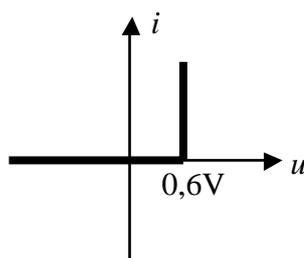
Remarque :

A la lecture de cette approximation, on pourrait en déduire que le courant peut prendre n'importe quelle valeur. Mais attention, ceci est totalement faux. Ce graphe ne reflète en rien le véritable fonctionnement de la diode ! Il n'est utile que pour étude mathématique largement simplifiée dans le but de dégager les effets des diodes présentes dans le circuit, et en déduire sa fonction.

L'évaluation du courant ne peut se faire que de 2 manières : connaissance de la loi exponentielle et de tous ses paramètres ou confiance au constructeur indiquant le courant traversant la diode pour  $u=0,6V$ .

### 6.1.3.4-Deuxième approximation

Elle largement moins utilisée que la précédente, mais est plus fine en terme numérique.



1. On suppose que la diode est passante :  $\{u=0,6V ; i>0\} \Rightarrow \{ \dots \dots \dots \}$
2. On suppose que la diode est bloquée :  $\{I=0A ; u<0,6V\}$

---

**INTRODUCTION** **2**


---

**1/ LES MONTAGES AMPLIFICATEURS** **3**


---

<b>1.1/LA FONCTION AMPLIFICATION</b>	<b>3</b>
<b>1.2/LES DIFFERENTS TYPES D'ETAGES AMPLIFICATEUR</b>	<b>5</b>
<b>1.3/LES TRANSISTORS</b>	<b>6</b>
1.3.1/LE TRANSISTOR BIPOLAIRE	6
1.3.2/LE TRANSISTOR À EFFET DE CHAMP	7
<b>1.4/NECESSITE D'UN POLARISATION</b>	<b>8</b>
1.4.1/POSITION DU PROBLÈME	8
1.4.2/CALCUL DE LA POLARISATION	9
<b>1.5/CALCUL DES PARAMETRES D'AMPLIFICATION</b>	<b>9</b>
1.5.1/NOTION DE PETIT SIGNAL	9
1.5.2/SCHÉMA PETIT SIGNAL	11
1.5.3/SCHÉMA ÉQUIVALENT DE THÉVENIN	12
<b>1.6/MAXIMUM DE DYNAMIQUE</b>	<b>12</b>
1.6.1/POSITION DU PROBLÈME	13
1.6.2/CALCUL DU MAXIMUM DE DYNAMIQUE	15
<b>1.7/BANDE PASSANTE</b>	<b>16</b>
1.7.1/POSITION DU PROBLÈME	16
1.7.2/CALCUL DE LA BANDE PASSANTE	16
<b>1.8/SYSTEMES ASSERVIS</b>	<b>17</b>
1.8.1/POSITION DU PROBLÈME	17
1.8.2/SCHÉMAS DE POLARISATION	18
1.8.3/CALCUL DE LA POLARISATION	19

**2/ETUDE EXHAUSTIVE DES MONTAGES AMPLIFICATEURS A TRANSISTOR BIPOLAIRE** **20**


---

<b>2.1/POLARISATION</b>	<b>20</b>
2.1.1/MONTAGE À RÉSISTANCE DE BASE (OU COURANT DE BASE IMPOSÉ)	20
2.1.2/POLARISATION À RÉSISTANCE D'ÉMETTEUR (OU PAR PONT DE BASE)	20
2.1.3./MONTAGE DE POLARISATION À RÉSISTANCE BASE-COLLECTEUR	23
<b>2.2/ETUDE DYNAMIQUE</b>	<b>25</b>
2.2.1/ETAGE EC NON DÉCOUPLÉ : MONTAGE À CHARGE RÉPARTIE	25
2.2.2/ETAGE EC À RÉSISTANCE D'ÉMETTEUR ( $R_E$ DÉCOUPLÉ)	28
2.2.3/ETAGE EC À RÉSISTANCE DE BASE	28
2.2.4/ETAGE EC À RÉSISTANCE BASE-COLLECTEUR	29
2.2.5/ETAGE CC	30
2.2.6/ETAGE BC	31
2.2.7/TABLEAU RÉCAPITULATIF	32

**3/ETUDE COMPARATIVE** **33**


---

	56
<b>3.1/POLARISATION</b>	<b>33</b>
3.1.1/INSENSIBILITÉ DU POINT DE FONCTIONNEMENT CAUSÉE PAR LES DISPERSIONS DE $\beta$	33
3.1.2/INSENSIBILITÉ DU POINT DE FONCTIONNEMENT CAUSÉE PAR LES VARIATIONS DE LA TEMPÉRATURE	33
<b>3.2/DYNAMIQUE</b>	<b>34</b>
<b><u>4/MONTAGES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS A EFFET DE CHAMPS</u></b>	<b><u>37</u></b>
<b>4.1/GENERALITES</b>	<b>37</b>
<b>4.2/ÉTUDE D'UNEXEMPLE</b>	<b>37</b>
<b><u>5/AUTRES MONTAGES AMPLIFICATEURS</u></b>	<b><u>42</u></b>
<b>5.1/CONTRE-REACTION</b>	<b>42</b>
5.1.1/INTRODUCTION	42
5.1.2/MÉTHODES D'ÉTUDES	43
5.1.3/EFFETS SUR LES PARAMÈTRES DES MONTAGES	45
<b>5.2/AMPLIFICATEURS DIFFERENTIELS.</b>	<b>45</b>
<b><u>6/JUSTIFICATION DES METHODES EMPLOYEES</u></b>	<b><u>48</u></b>
<b>6.1/LA DIODE</b>	<b>48</b>
6.1.1/CONSTITUTION	48
6.1.2/ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT	50
6.1.3/MÉTHODE D'ÉTUDE	53