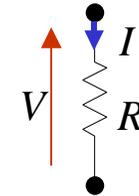
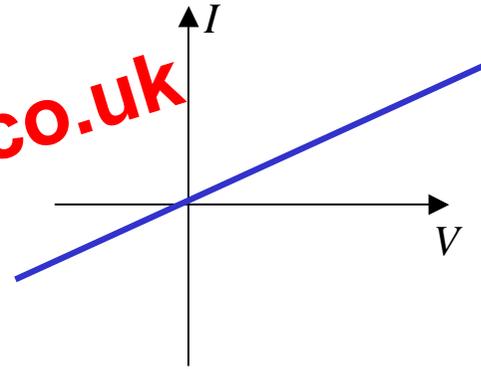


1. Les bases

1.1 Composants linéaires et loi d'Ohm ... :

- Résistance électrique = composant linéaire :

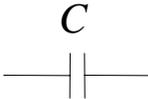
$$V = R \cdot I \quad \text{loi d'Ohm}$$



⚡ Le "modèle linéaire" ne décrit le comportement réel du composant que dans un "domaine de fonctionnement (linéaire)" fini.

- Généralisation aux circuits en "régime harmonique" (variation sinusoïdale des tensions et courants) :

$$V(\omega) = Z(\omega) \cdot I(\omega)$$

composant linéaire : 

"impédance" : $Z(\omega) = \frac{1}{jC\omega}$

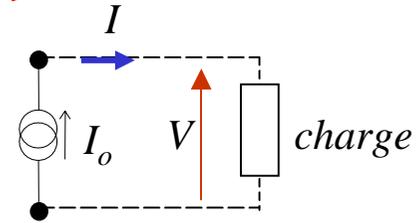
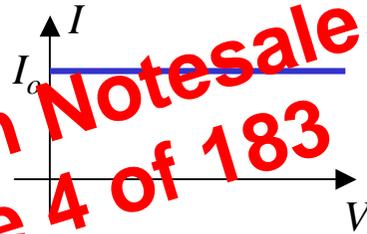


$Z(\omega) = jL\omega$

1.2 Source de tension, source de courant :

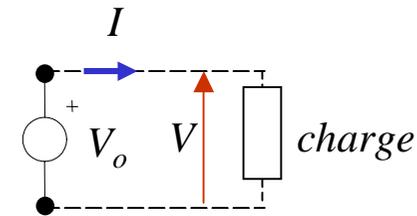
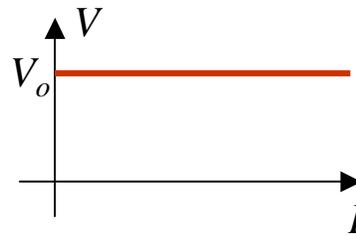
1.2.1 Sources idéales :

source de courant
idéale :



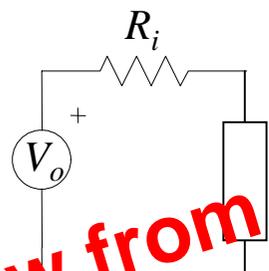
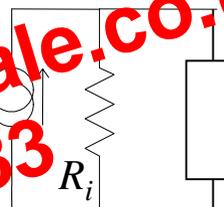
→ le *courant* fourni par la source est *indépendant* de la charge

source de
tension idéale :



→ la tension aux bornes de la source est *indépendante* de la charge

Transformation de schéma :

en fait...  "vu" de la charge  avec

$$I_o = \frac{V_o}{R_i} = \text{“courant de court-circuit”}$$

(charge remplacée par un court-circuit)

[V_o = tension en “circuit ouvert” du dipôle]

puisque
$$I = I_o - \frac{V}{R_i} = \frac{V_o}{R_i} - \frac{V}{R_i} \rightarrow V = V_o - R_i I$$

► selon la valeur de Z_e/R_i on parle de source de tension ($Z_e \gg R_i$) ou source de courant ($Z_e \ll R_i$)

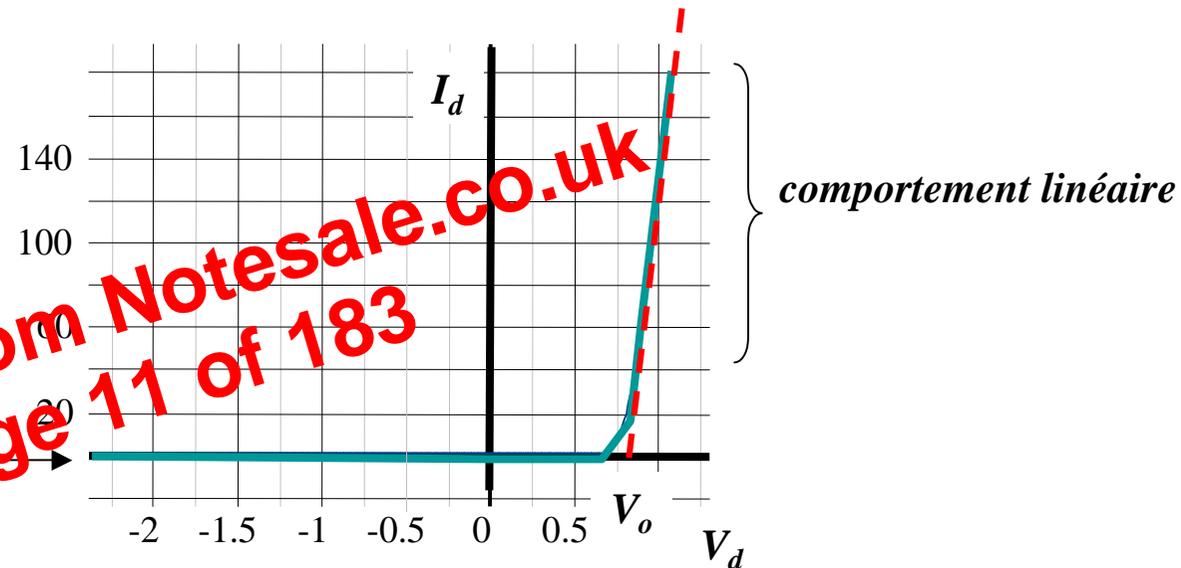
Sources liées

Lorsque la **tension** (ou le courant) délivrée par une source **dépend** de la tension aux bornes d'un des **composants du circuit** ou du courant le parcourant, la source est dite “liée”. Vous verrez des exemples de sources liées dans le cas des transistors.

2.2 Caractéristiques d'une diode réelle à base de Silicium

hyp: régime statique

(tension et courant indépendants du temps)



- Pour $V_d < 0$, la diode se comporte comme un **bon isolant** : $I_s \sim 1 \text{ pA} - 1 \mu\text{A}$,
 - ➔ la diode est dite “**bloquée**”
 - ➔ dans ce **domaine** son comportement est approximativement **linéaire**
 - ➔ le courant “**inverse**”, I_s , augmente avec la température
- Pour $V_d \gg \sim 0.7$, le courant augmente **rapidement** avec une **variation** à peu près **linéaire**
 - ➔ la diode est dite “**passante**”
 - ➔ mais I_d **n'est pas proportionnel** à V_d (il existe une “**tension seuil**” $\sim V_o$)

Remarques :

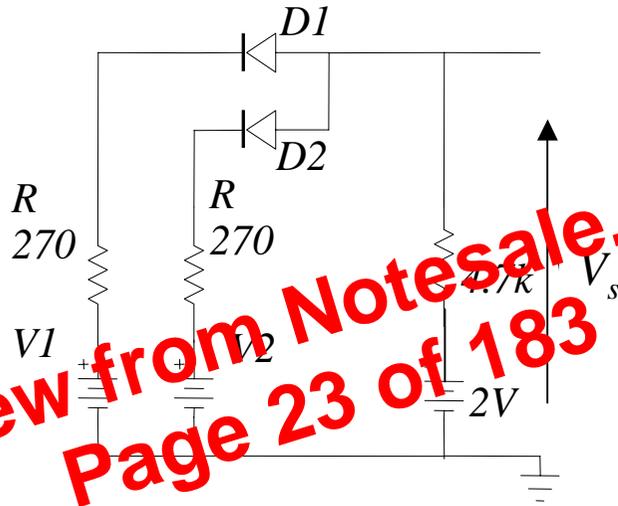
- $R_f \neq \frac{V_d}{I_d}$

- Le choix du modèle dépend de la précision requise.

- Les effets **secondaires** (influence de la température, non-linéarité de la caractéristique inverse, ...) sont pris en compte par des modèles plus évolués (modèles utilisés dans les simulateurs de circuit de type SPICE).

Preview from Notesale.co.uk
Page 19 of 183

3)



Caractéristiques des diodes :
 $R_f = 30\Omega$, $V_o = 0.6V$, $I_s = 0$ et R_R infinie

Preview from Notesale.co.uk
Page 23 of 183

● Déterminer V_s , V_{D1} et V_{D2} pour :

a) $V_1 = V_2 = 5V$

b) $V_1 = 5V$ $V_2 = 0V$

c) $V_1 = 0V$ $V_2 = 0V$

■ Notation :

$$r_f = \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_{V_d > 0}^{-1} = \text{résistance dynamique pour } V_d^Q > 0$$

$$r_f = \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_{V_d < 0}^{-1} = \text{résistance dynamique pour } V_d^Q < 0$$

Preview from Notesale.co.uk
Page 34 of 183

➔ Pour $V_d \gg V_o$, $r_f \approx R_f$

➔ Pour $V_d < 0$, $r_f \approx R_r$

➔ Pour $V_d \in [0, \sim V_o]$, $r_f = \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_{V_d}^{-1} \cong \left[\frac{d}{dV_d} \left(I_s e^{\frac{\eta V_d}{V_T}} - I_s \right) \right]^{-1} = \eta \frac{V_T}{I_d}$

➔ à température ambiante : $r_f \approx \frac{25}{I_d(\text{mA})} \Omega$ ($\eta = 1$)

➔ proche de V_o la caractéristique $I(V)$ s'écarte de la loi exponentielle

➔ r_f ne devient jamais inférieure à R_f (voir courbe expérimentale, [p11](#))

2.5.4 Réponse fréquentielle des diodes

■ Limitation à haute fréquence :

Pour des **raisons physiques**, le courant I_d ne peut suivre les variations instantanées de V_d au delà d'une certaine fréquence.

→ apparition d'un déphasage entre I_d et V_d

→ le **modèle dynamique basse fréquence** n'est plus valable

■ Le temps de réponse de la diode dépend :

⇨ du **sens de variation** (passant → bloqué, bloqué → passant) (⇔ signaux de grande amplitude)

⇨ du **point de fonctionnement** statique (pour des petites variations)

3. Applications des Diodes

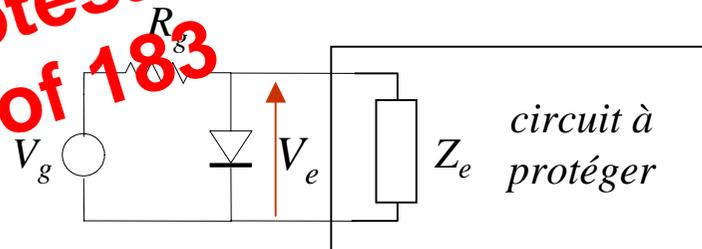
Un aperçu qui sera complété en TD et TP.

3.1 Limiteur de crête (clipping)

■ **Fonction** : Protéger les circuits sensibles (circuits intégrés, amplificateur à grand gain...) contre une tension d'entrée trop élevée ou d'une polarité donnée.

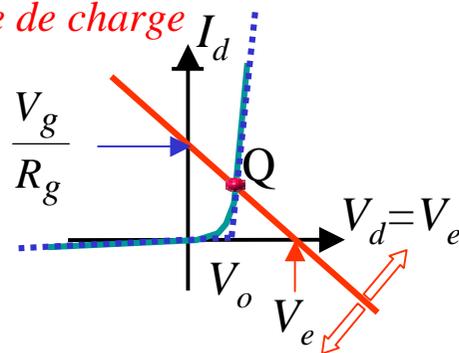
Exemple : clipping parallèle

(diode // charge)



Fonctionnement :

droite de charge



⇨ quand $V_g(t) > V_o = 0.7V$: $V_e \cong V_o$

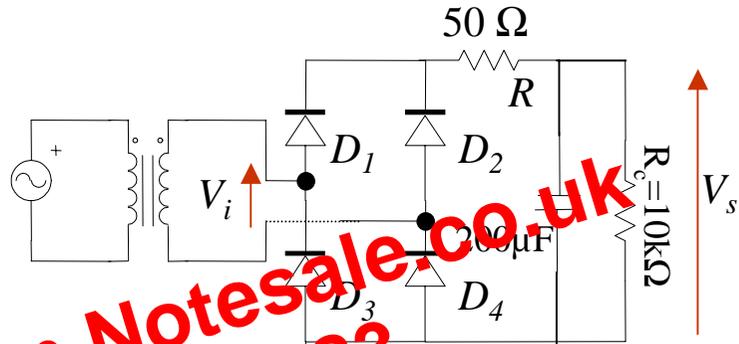
⇨ quand $V_g(t) < V_o$: $V_e \cong \frac{Z_e}{Z_e + R_g} V_g$

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

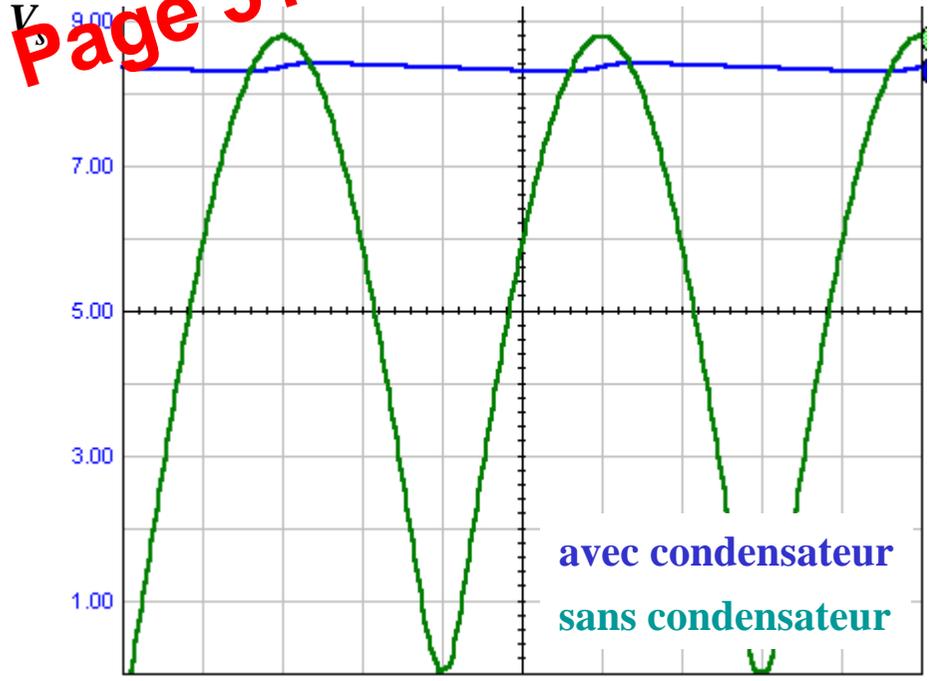
Limite d'utilisation : Puissance maximale tolérée par la diode :

$$\Rightarrow P_{\max} \approx V_o \cdot I_{d_{\max}} \cong V_o \cdot \frac{V_g - 0,6}{R_g} \quad (\text{si } Z_e \gg q.q. \Omega)$$

avec filtrage :



Preview from Notesale.co.uk
Page 51 of 183

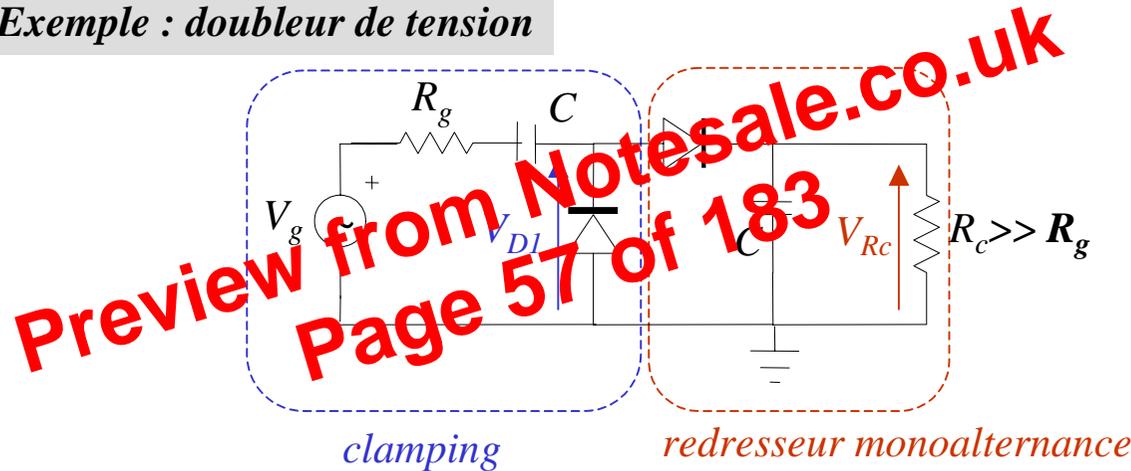


⇒ Ondulation résiduelle réduite

3.4 Multiplieur de tension

■ **Fonction** : Produire une **tension de sortie continue** à partir d'un **signal d'entrée variable**. La tension continue est généralement un multiple de l'amplitude du signal d'entrée.

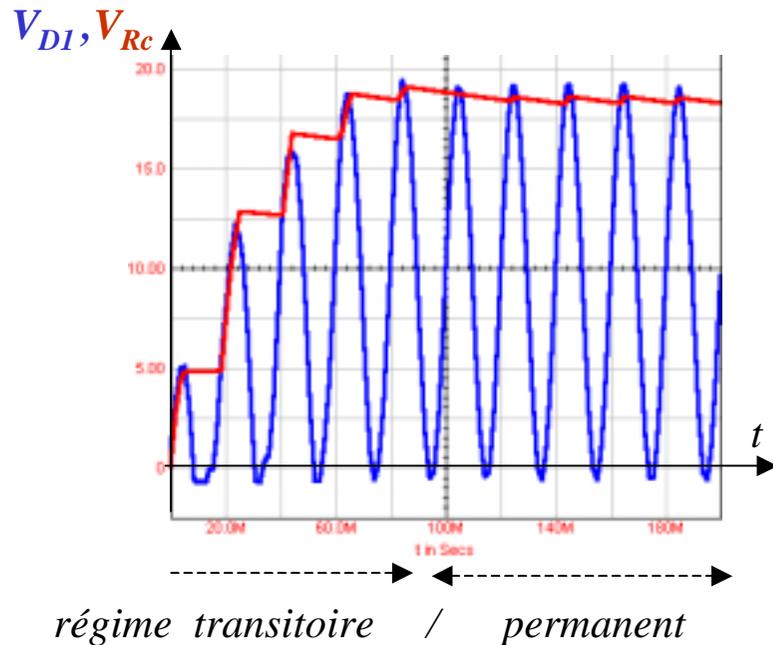
Exemple : doubleur de tension



$$V_g = V_m \sin(2\pi f \cdot t) \text{ pour } t > 0$$

$$V_m = 10\text{V}, f = 50\text{Hz}, C = 10\mu\text{F}$$

$$R_c = 100\text{k}\Omega.$$



☞ En régime établi, le **courant d'entrée** du redresseur est **faible** (~ impédance d'entrée élevée)

$$\rightarrow V_{R_c} \cong 2 \cdot V_m - 1,4 \approx 2 \cdot V_m$$

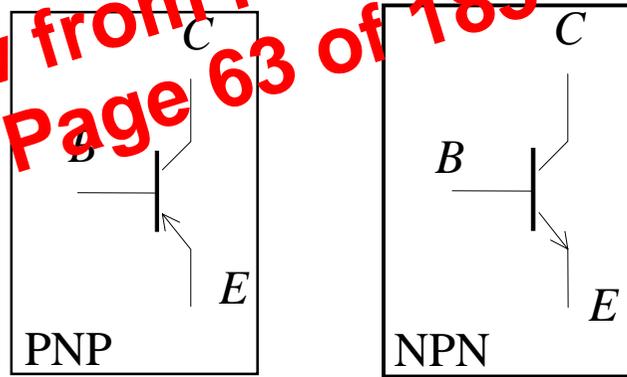
☞ Il ne s'agit **pas d'une bonne source** de tension, puisque le courant de sortie (dans R_c) doit rester faible (~ résistance interne élevée)

■ Premières *différences* entre le transistor bipolaire et la source commandée *idéale*...

⇒ Contraintes de **polarisation** : $V_{BE} > \sim 0.7V$, $V_{CB} > -0.5V$

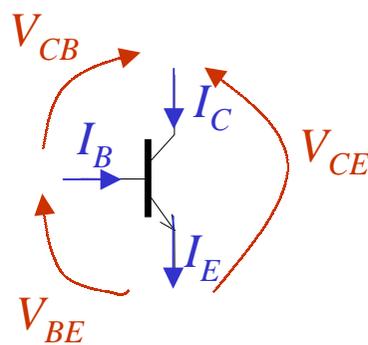
⇒ I_B non nul = fraction de I_E ne participant pas à la commande de I_C .

■ Symboles

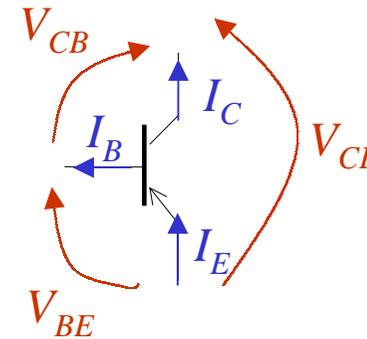


⇒ la flèche indique le **sens du courant** dans l'état actif

■ Conventions :



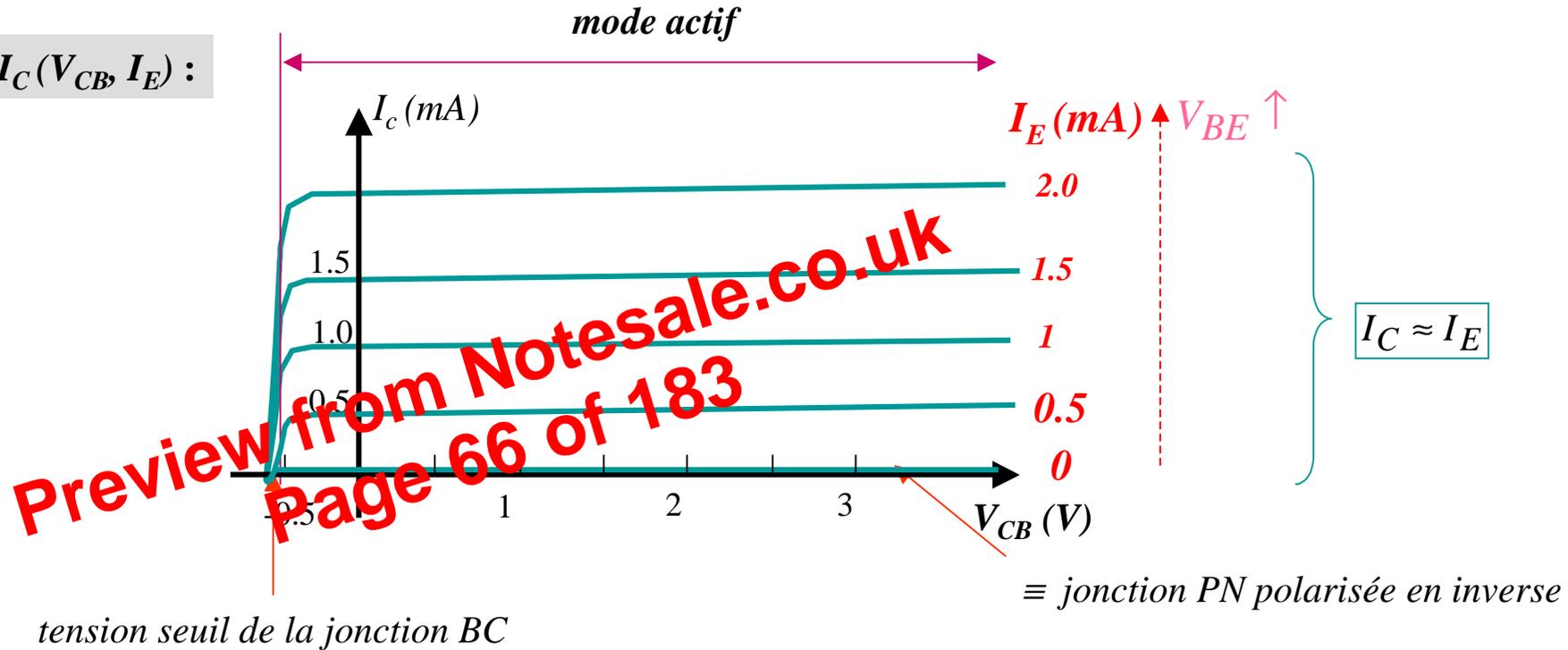
NPN



PNP

⇒ $I_E = I_B + I_C$

$I_C(V_{CB}, I_E) :$



- ⇒ pour $V_{CB} > \sim -0.5V$, on a $I_C = \alpha_F I_E$, avec α_F proche de 1.
 - En **mode actif**, $I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha_F)$
- ⇒ pour $I_E = 0$, on a $I_C =$ **courant de saturation inverse** de la jonction $BC \sim 0$
 - Transistor en “**mode bloqué**”
- ⇒ pour $V_{CB} \approx -0.7$, la jonction BC est **passante**, I_C n’est **plus contrôlée** par I_E
 - Transistor en “**mode saturé**”

Ordre de grandeur : $\alpha_F \sim 0.95 - 0.99$ $\alpha_F =$ “gain en courant continue en BC”

■ Valeurs limites des transistors

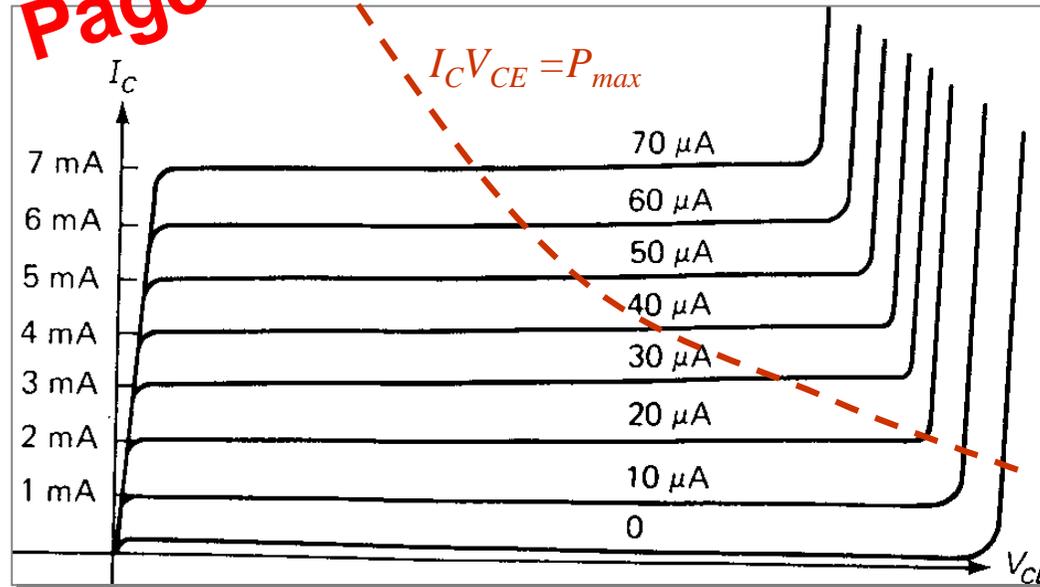
⇒ Tensions inverses de claquage des jonctions PN (EB, BC)

⇒ Puissance maximale dissipée : $P_{max} = V_{CE} I_C$

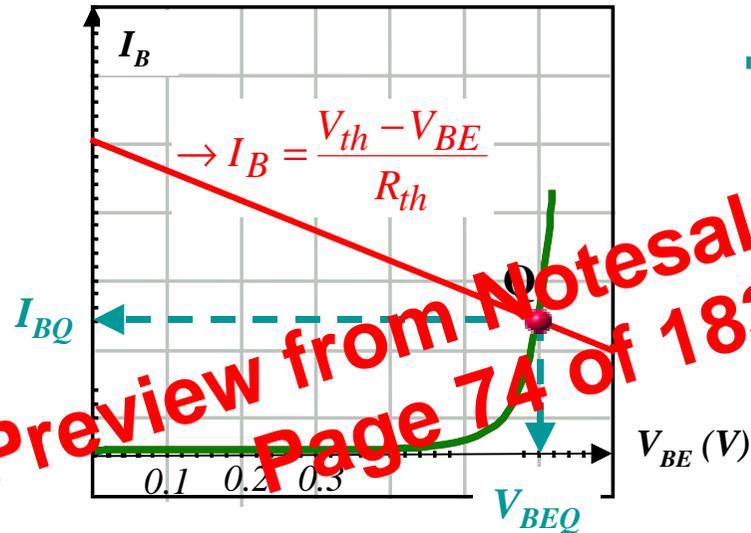
⇒ Courants de saturations inverses :

➤ I_C , I_B et $I_E \neq 0$ en mode bloqué

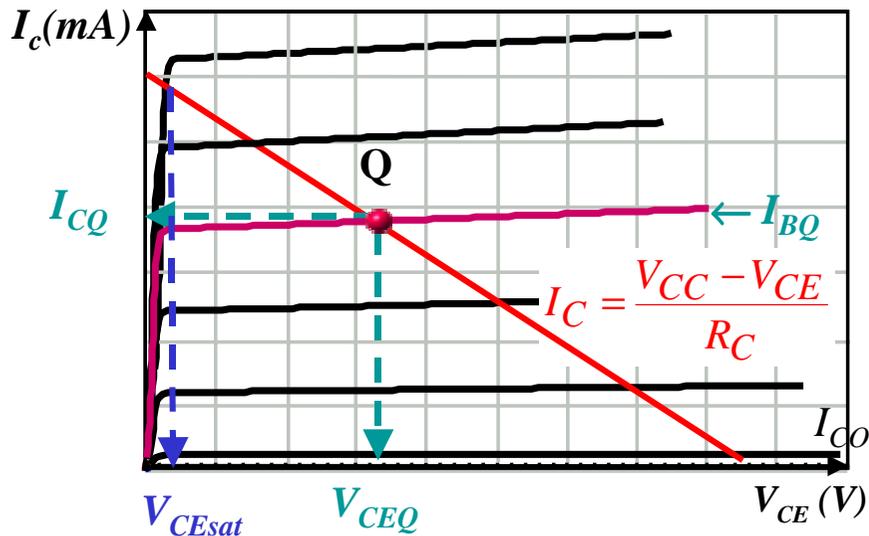
Preview from Notesale.co.uk
Page 71 of 183



■ Point de fonctionnement



$\Rightarrow V_{BEQ} \approx 0.6-0.7V$, dès que $V_{th} > 0.7V$
 (diode passante
 transistor actif ou saturé)

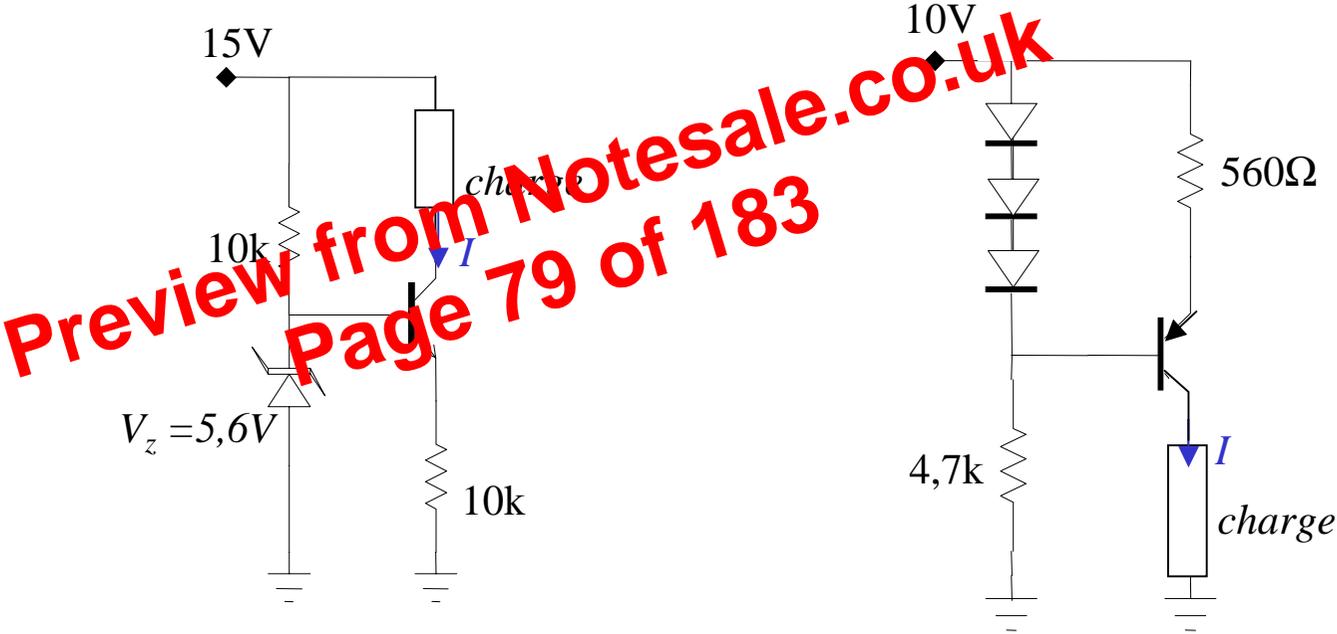


$\Rightarrow V_{CE_{sat}} \leq V_{CEQ} \leq V_{CC}$

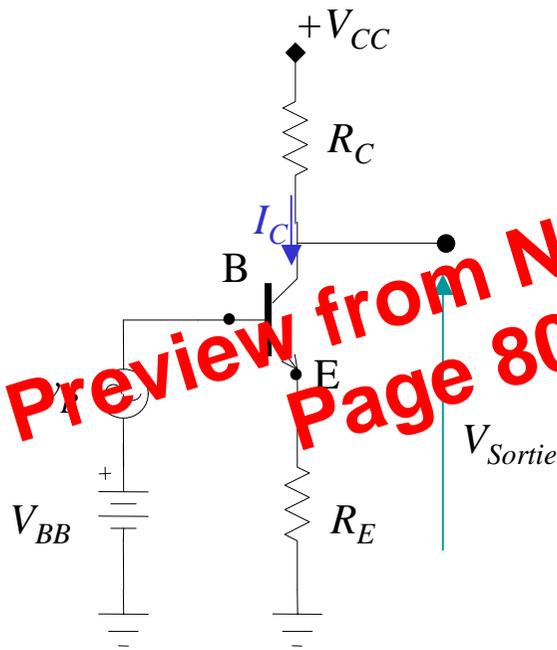
$$I_{C0} \leq I_c \leq \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$$

\Rightarrow **Q fixe le mode de fonctionnement du transistor**

Exercices : Calculer le courant dans la charge, la plage de tension



Transistor, amplificateur de tension :



hypothèses :

- Point de fonctionnement “au repos” : Transistor en **mode actif** lorsque $v_B = 0$ (amplificateur “classe A”)

- **Amplitude** du signal v_B suffisamment **faible** pour que le transistor soit à chaque instant actif

- Modèle **1^{ère} approximation** pour le transistor

$$\rightarrow I_E \approx \frac{V_B - 0.7}{R_E} \approx I_C = I_C + i_c \quad (I_B \ll I_C)$$

En négligeant la *variation de V_{BE}* : $\rightarrow i_c \approx \frac{v_B}{R_E}$

Enfin : $V_{Sortie} = V_{CC} - R_C I_C = V_S + v_s$ avec : $V_S = V_{CC} - R I_C$

et

$$v_s = -R_C i_c = -\frac{R_C}{R_E} v_b$$

Le “signal” v_B est amplifié par le facteur

$$A_v = -\frac{R_C}{R_E}$$

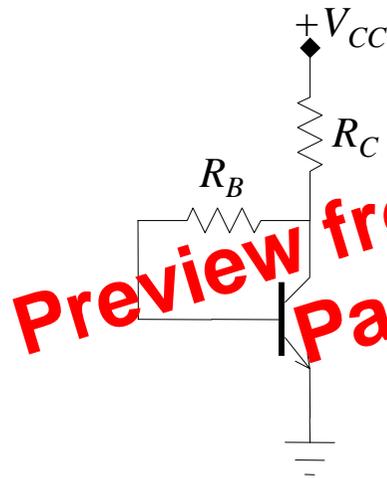
👉 $A_v = “\infty”$ pour $R_E = 0$?? voir plus loin pour la réponse...

👉 Comment fixer le point de fonctionnement au repos de manière optimale?

4.6 Circuits de polarisation du transistor

- Le circuit de polarisation fixe le **point de repos** (ou point de fonctionnement statique) du transistor
- Le choix du point de repos dépend de l'**application** du circuit.
- Il doit être à l'intérieur du domaine de **fonctionnement** du transistor ($I_{C(B)} < I_{max}$, $V_{CE(BE)} < V_{max} \dots$)
- Les principales caractéristiques d'un circuit de polarisation sont :
 - sensibilité par rapport à la dispersion de fabrication du transistor (incertitude sur h_{FE}, \dots)
 - stabilité thermique.
(coefficient de température des différents paramètres du transistor : V_{BE} , h_{FE}, \dots).

■ Polarisation par réaction de collecteur



$$\rightarrow I_C \approx \frac{V_{CC} - 0.7}{R_C + R_B / h_{FE}}$$

Le point de fonctionnement reste sensible à h_{FE}

Propriété intéressante du montage :

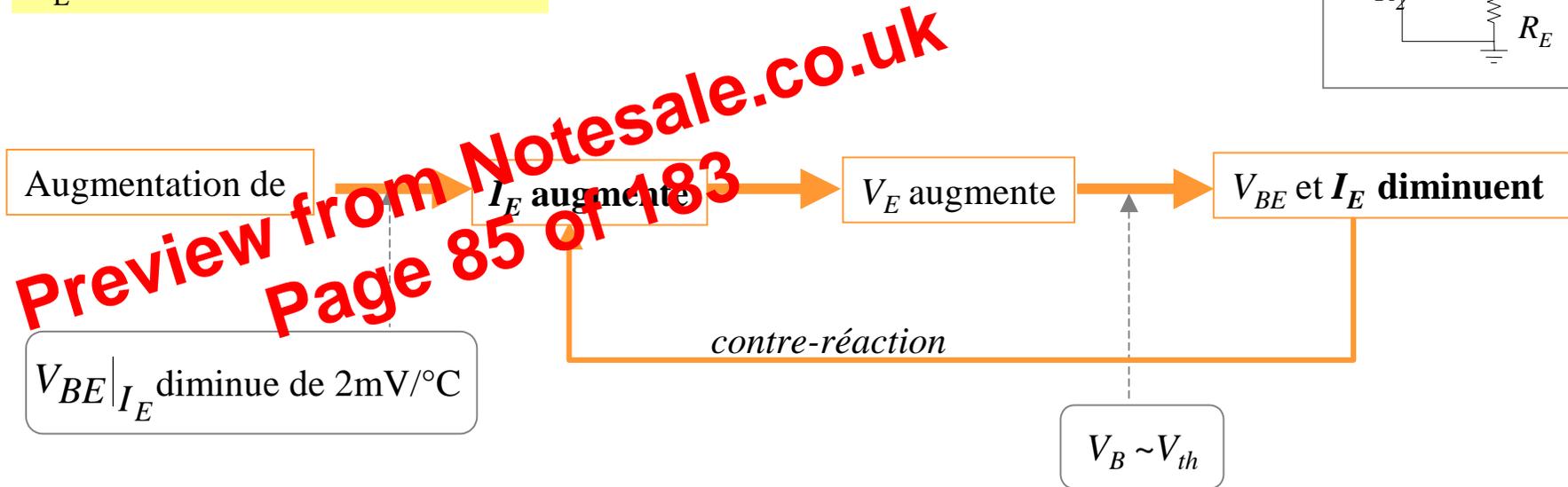
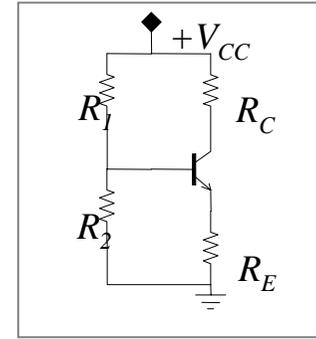
Le transistor ne peut rentrer en saturation puisque V_{CE} ne peut être inférieur à 0.7V

$$\text{Cas particulier : } R_B=0 \rightarrow I_C \approx \frac{V_{CC} - 0.7}{R_C} \quad V_{CE} = 0.7V$$

⇒ Le transistor se comporte comme un **diode**.

Une façon de comprendre la stabilité du montage :

R_E introduit une contre-réaction



Règles « d'or » pour la conception du montage :

- $R_{th}/R_E \leq 0.1 h_{FE}^{\min}$ ou encore $R_2 < 0.1 h_{FE}^{\min} R_E \leftrightarrow I_{R2} \approx 10 I_b$
- $V_E \sim V_{CC}/3$

☹ Diminuer R_{th} **augmente** le courant de polarisation I_{R1}

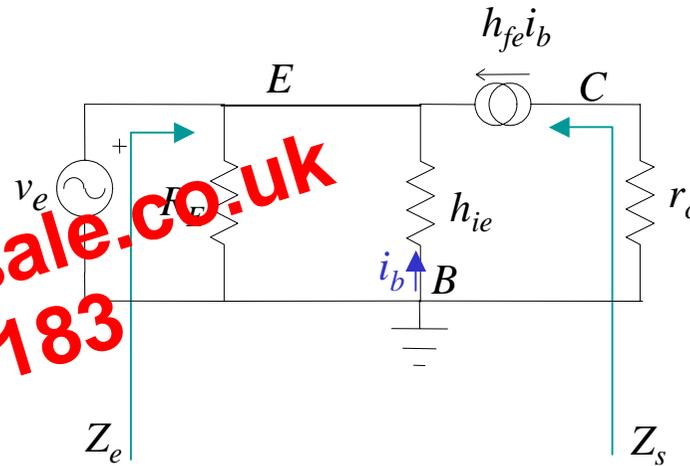
☞ Idem, si l'augmentation de I_E résulte d'un **échange** de transistors (dispersion de fabrication)

■ **Propriétés :**

● **Gain en tension :**

$$A_{vL} = \frac{h_{fe} r_c}{R_E}$$

Preview from Notesale.co.uk
Page 121 of 183



● **Gain en courant :**

$$A_i = \frac{h_{fe}}{\frac{h_{ie}}{R_E} + h_{fe} + 1} \approx 1$$

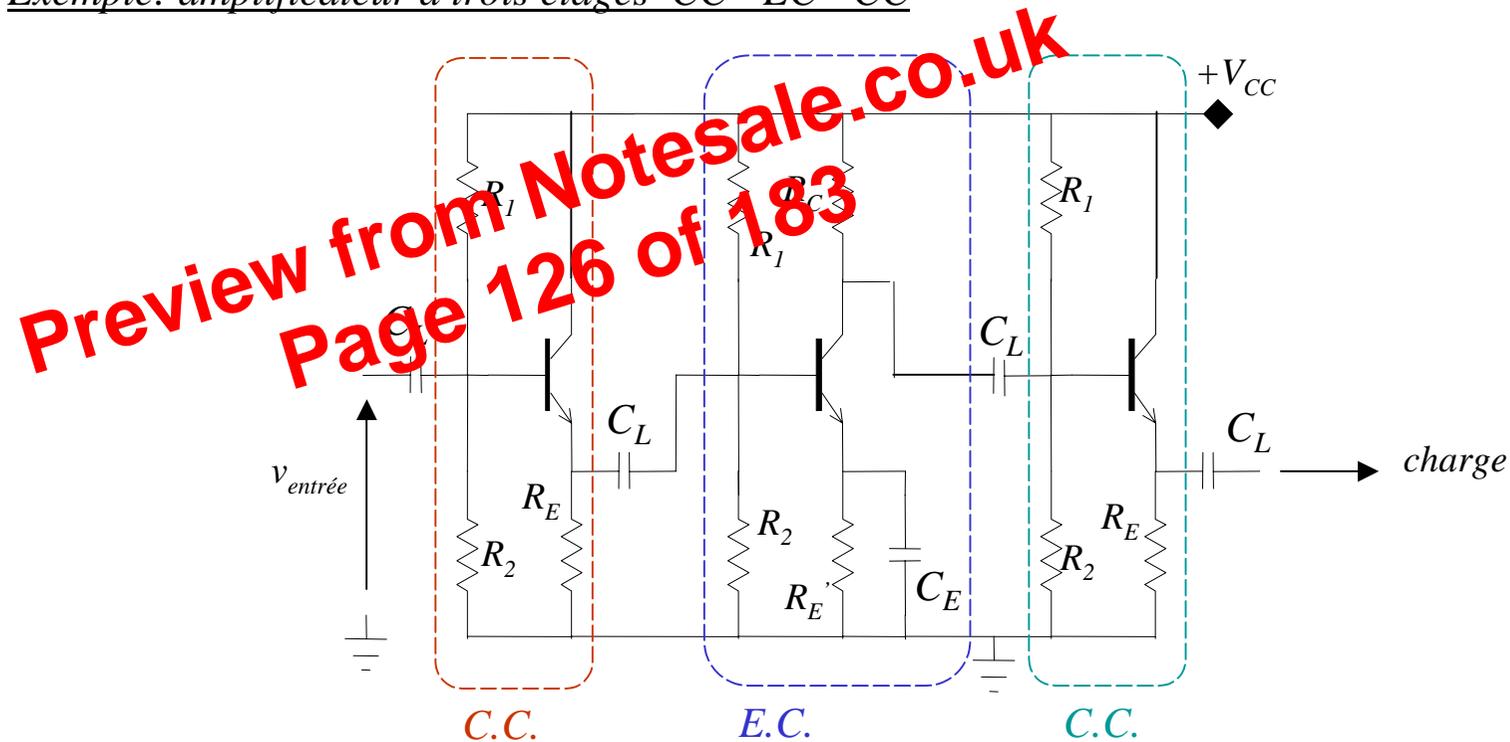
● **Impédance d'entrée :** $Z_e = R_E // \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx r_f = \frac{kT}{I_{CQ}}$ quelques Ω .

● **Impédance de sortie :** $Z_s = \infty$ ($h_{oe} = 0$) sinon $Z_s = h_{oe}^{-1}$ comportement en *source de courant*

■ Couplage capacitif

☞ Utilisation de **condensateurs de liaison**, C_L

Exemple: amplificateur à trois étages CC - EC - CC



☞ Les points de fonctionnement des 3 étages sont **indépendants** (en statique $C_L =$ circuit ouvert) (dans l'hypothèse où la résistance interne de V_{cc} *négligeable*...)

☞ Les paramètres dynamiques (gains, impédances) ne sont **pas indépendants**

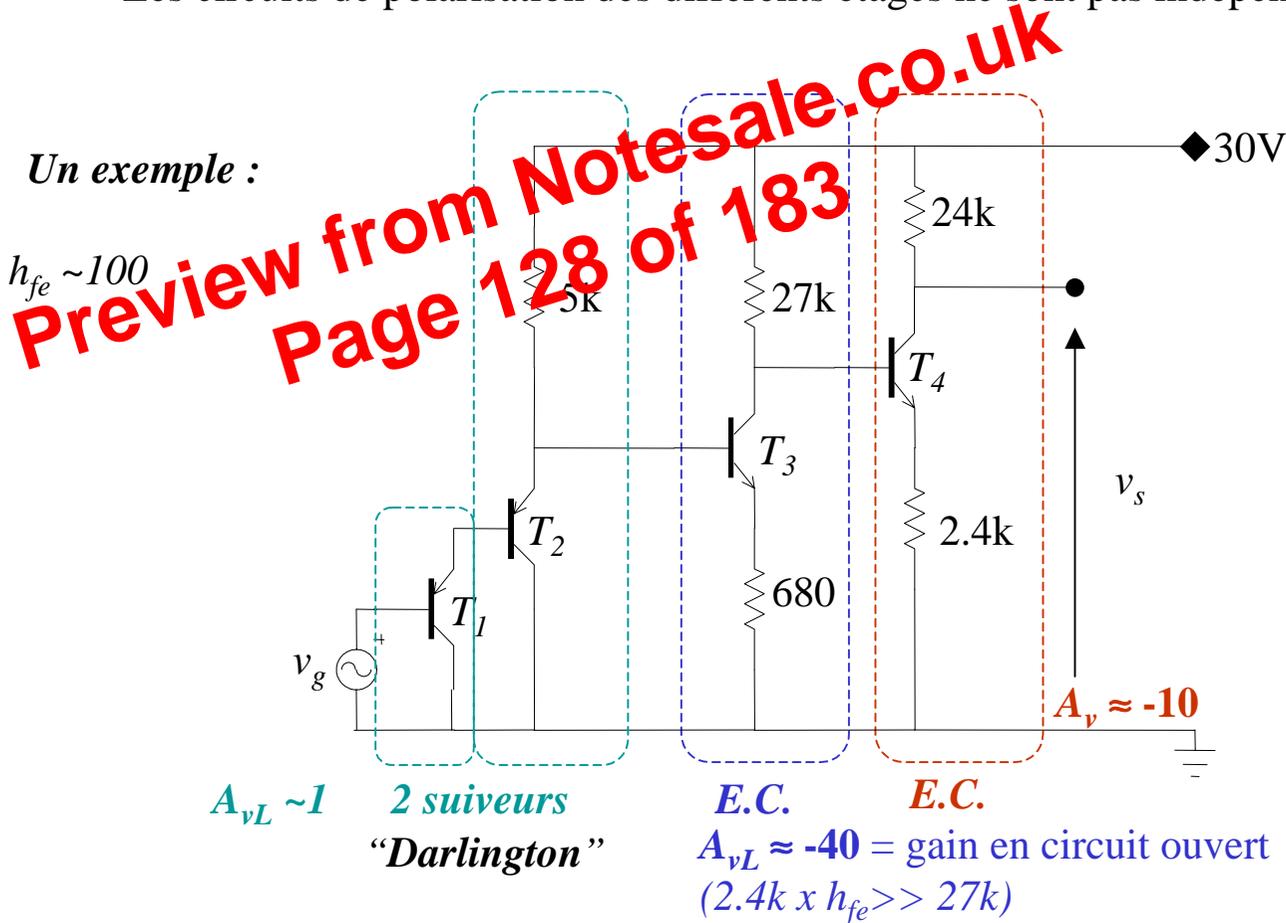
☞ *ex:* l'impédance d'entrée du 3^{ème} étage (= charge de l'étage E.C.) détermine le gain sur charge du 2^{ème} étage, etc.

Couplage direct

- ⇒ Pas de fréquence de coupure basse
- ⇒ Les circuits de polarisation des différents étages ne sont pas indépendants.

Un exemple :

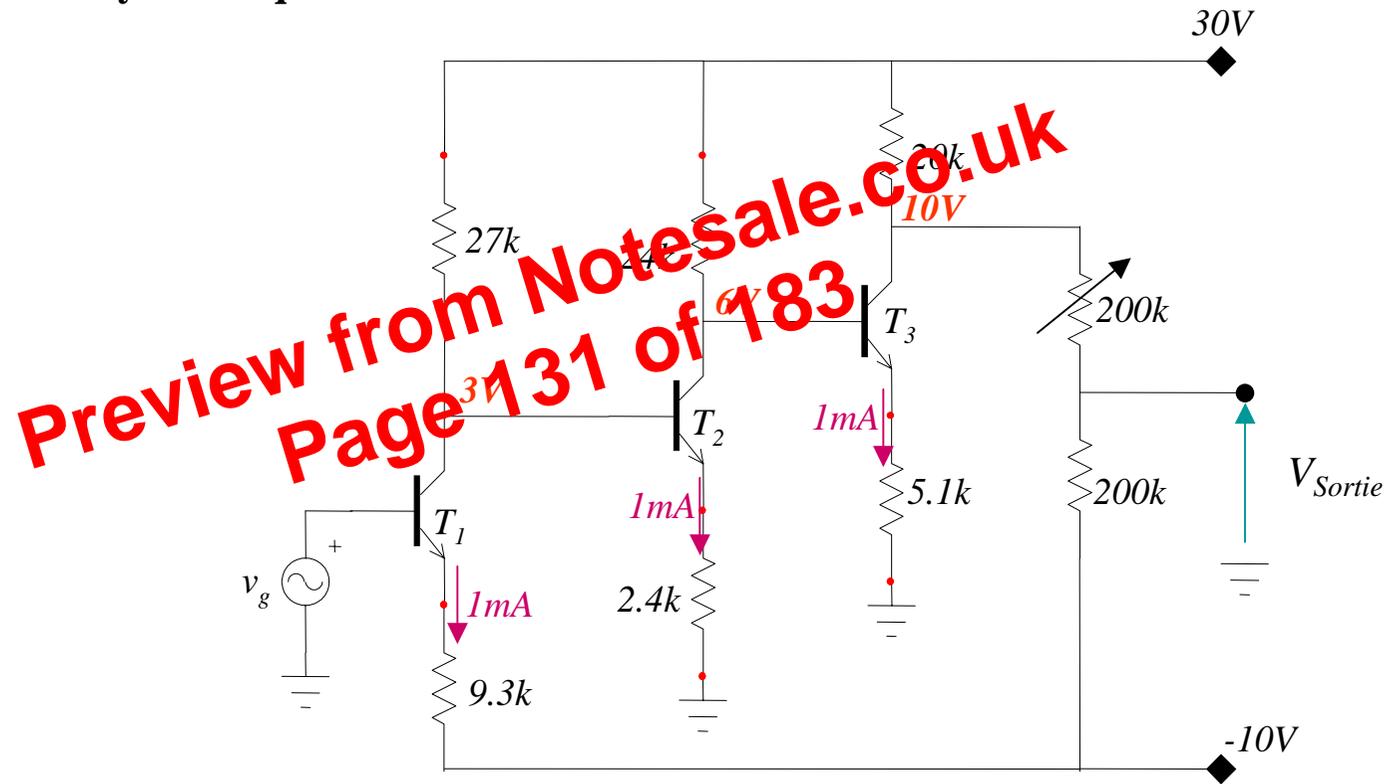
$h_{fe} \sim 100$



⇒ Amplificateur de tension **stabilisé** : $A_v = A_{vL}^{EC\#1} \times A_{vL}^{EC\#2} \approx A_v^{EC\#1} \times A_v^{EC\#2}$

⇒ Z_e élevée : $Z_e \approx h_{fe}^{T_1} Z_e^{T_2} \approx h_{fe}^{T_1} \left[h_{fe}^{T_2} \cdot 5000 \right] = 50M\Omega$ ⇒ $Z_s \approx 24 k\Omega$

● Analyse statique :



Statique :

$$T_1: I_E = \frac{10 - 0.7}{9.3} = 1\text{mA}, \quad V_C = 3\text{V} \quad T_2: I_E = \frac{3 - 0.7}{2.4} \approx 1\text{mA}, \quad V_C = 6\text{V}$$

$$T_3: I_E = \frac{5.3}{5.1} \approx 1\text{mA}, \quad V_C = 10\text{V} \quad \longrightarrow \quad \boxed{V_s = 0\text{V}}$$

⇒ *Darlington* = “supertransistor” bipolaire....

⇒ Existe sous forme de composant discret à trois bornes nommé *transistor Darlington*. Il se comporte comme un seul transistor à gain en courant extrêmement élevé.
(ex: 2N2785: $h_{fe}=2000-20000$)

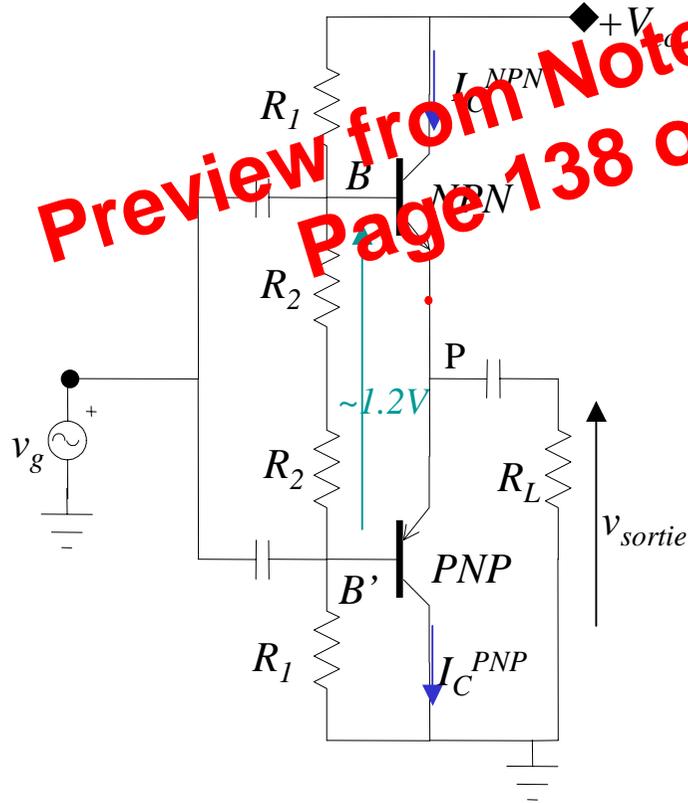
⇒ Existe aussi avec des transistors PNP.

⇒ Utilisé fréquemment pour les applications d'isolement entre étages (Z_e très élevée, Z_s très faible)

⇒ Utilisé fréquemment comme étage de sortie des amplificateurs de puissance (Z_s très faible)

● **Push Pull**

Exemple :



Principe de fonctionnement

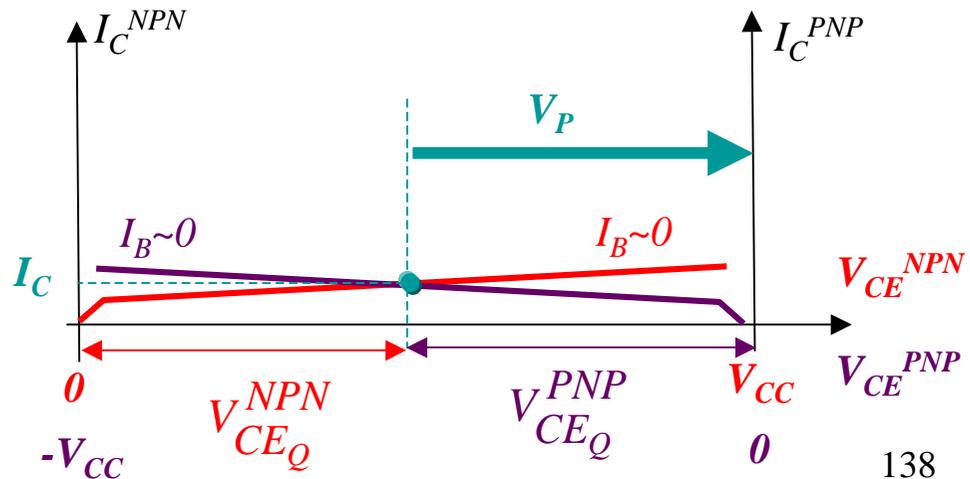
● Transistors **bloqués** au point de repos (amplificateur « classe B »).

R_1 et R_2 sont telles que (lorsque $v_g=0$) on a

$$V_{BE}^{NPN} < \sim 0.6 \text{ et } V_{EB}^{PNP} < \sim 0.6V$$

↔ Transistors bloqués (de justesse): $I_B \sim 0 \Rightarrow I_C \sim 0$

$$\left. \begin{aligned} V_{CE}^{NPN} + V_{EC}^{PNP} &= V_{CC} \\ I_C^{NPN} &\cong I_C^{PNP} \end{aligned} \right\} V_{CE_Q}^{NPN} \approx \frac{V_{CC}}{2} \approx V_{EC_Q}^{PNP}$$



■ Régime dynamique:

● Mode différentiel:

hyp: $V_+ = -V_- = v_e$

$\rightarrow I_{E1} = I_E + i_{e1}$ et $I_{E2} = I_E - i_{e2}$

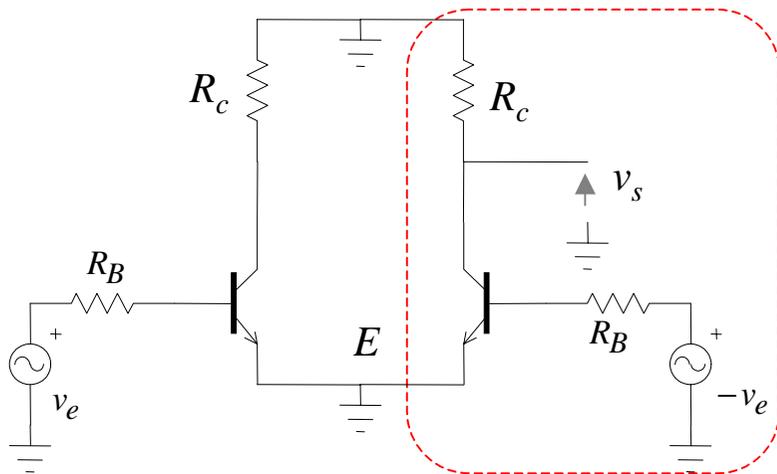
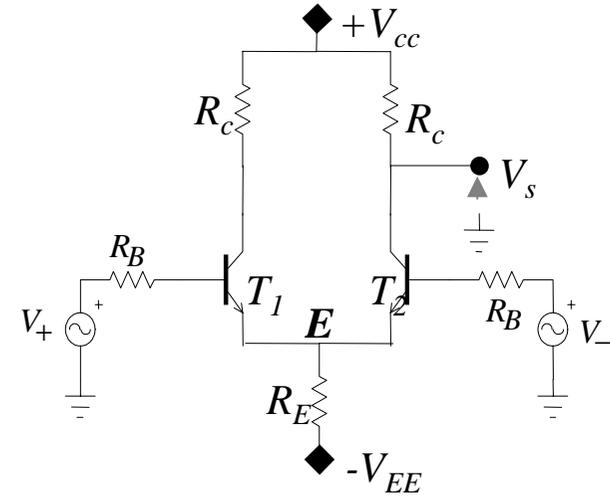
avec I_E la composante continue du courant émetteur.

Pour de signaux d'entrée de faible amplitude $i_{e1} \cong i_{e2}$

Par conséquent $I_{R_E} = I_{E1} + I_{E2} = 2I_E$

Le courant dans R_E n'a pas changé, et la tension en E reste constante.

⇒ E constitue une *masse dynamique* !



étage EC

$$v_s = -\frac{R_c h_{fe}}{h_{ie}} (-v_e) = \frac{R_c h_{fe}}{h_{ie}} v_e$$

d'où le « gain en mode différentiel » :

$$A_d = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_c h_{fe}}{h_{ie}} \gg 1$$

⇒ V_+ = entrée *non-inverseuse*

⇒ V_- = entrée *inverseuse*

6. Contre-réaction et amplificateur opérationnel

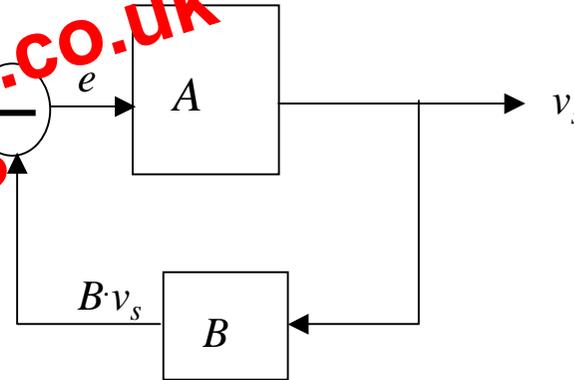
■ Circuit bouclé et rétroaction

▶ Circuit bouclé :

La sortie agit sur l'entrée

$$v_s = A \cdot e = A(v_e - B \cdot v_s)$$

$$\rightarrow v_s = \frac{A}{1+AB} v_e$$



▶ **Rétroaction positive** : l'action de la sortie sur l'entrée renforce la variation du signal de sortie

ex: $A > 0, B < 0$
(sans déphasage)

$$v_s \uparrow \rightarrow Bv_s \downarrow \rightarrow e \uparrow \rightarrow v_s \uparrow \dots$$

⇔ la sortie **diverge** ⇔ les composants **sortent du domaine linéaire**

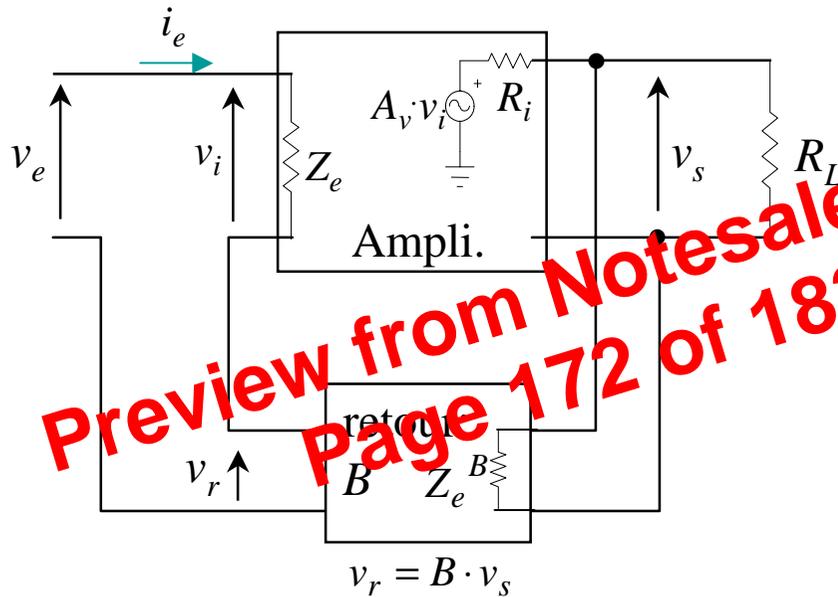
↳ par exemple : transistor saturé

~~$$v_s = \frac{A}{1+AB} v_e$$~~

comportement non-linéaire ⇔ A, B modifiés

☞ Montage transistor avec rétroaction positive: transistor en saturé/bloqué

■ Montage “Série - parallèle” (contre réaction en tension):



⇒ Entrée en série avec le circuit de rétroaction

⇒ Sortie en parallèle avec B

► Gain en “boucle fermée”:

$$\dots \rightarrow G = \frac{v_s}{v_e} = \frac{A}{1 + AB}$$

► **A = Gain en “boucle ouverte” :**
 = v_s/v_i avec boucle de réaction ouverte, et même charge $R_L // Z_e^B$

$$A = \frac{r_L}{r_L + R_i} A_v \approx A_v \text{ si } R_i \ll r_L = R_L // Z_e^B$$

► **Court-circuit virtuel :**

$$v_i = \frac{v_s}{A} = \frac{v_e}{1 + AB} \ll v_e \text{ pour } AB \gg 1$$

$$v_i \rightarrow 0 \text{ pour } A \rightarrow +\infty \text{ avec } i_e = \frac{v_i}{Z_e} \approx 0 = \text{court-circuit “virtuel”, puisque } i \sim 0$$

“Explication qualitative”:

si v_i “tentait” d’augmenter, l’augmentation importante de v_s (A fois plus élevée...) s’opposera, via B , à cette variation.

● **Influence des imperfections de l'A.O: courants et tension d'offset**

A.O. idéal : $V_s = 0$ lorsque $V_d = 0$, $I_- = I_+ = 0$

Imperfections de l'A.O. réel :

I_-, I_+ = courants de polarisation (courant de base) des transistors
 $I_- \neq I_+ \neq 0 \rightarrow V_s \neq 0$ même en absence de signaux d'entrée;

$V_+ \neq V_-$ en raison de la dispersion, même faible, des transistors d'entrée de l'amplificateur différentiel.

En absence de signaux à l'entrée : $V_+ - V_- = V_{d0}$

(V_{d0} = différence des tensions V_{BE} des 2 transistors)

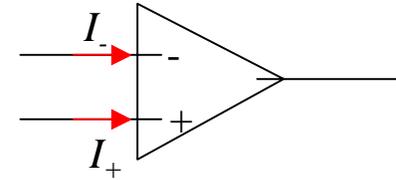


Schéma équivalent :

