

Cours d'Electronique Analogique

ENSPS - 1^{ière} année. Année universitaire : 2003/2004

Thomas Heiser

Laboratoire PHASE-CNRS

(Physique et Applications des Semiconducteurs)

Campus Cronenbourg

tel: 03 88 10 62 33

mail: heiser@phase.c-strasbourg.fr

<http://www-phase.c-strasbourg.fr/~heiser/EA2004/>

Contenu du cours

1. Quelques rappels utiles
2. Les Diodes
3. Applications des diodes
4. Le Transistor bipolaire
5. Les Transistors à effet de champ
6. Rétroaction et amplificateur opérationnel

Bibliographie

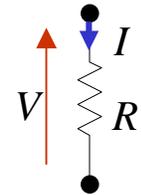
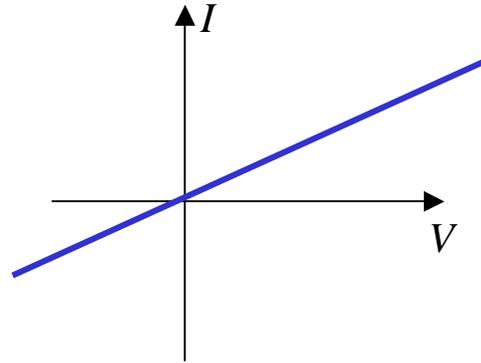
- ☛ *Traité de l'électronique analogique et numérique (Vol.1)*, Paul Horowitz & Winfield Hill, Elektor, 1996
- ☛ *Principes d'électronique*, Alberto P. Malvino, McGraw-Hill, 1991
- ☛ *Electronique: composants et systèmes d'application*, Thomas L. Floyd, Dunod, 2000
- ☛ *Microélectronique*, Jacob Millman, Arvin Grabel, Ediscience International, 1994

1. Les bases

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

- Résistance électrique = composant *linéaire* :

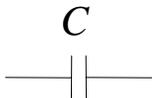
$$V = R I \quad \text{loi d'Ohm}$$



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

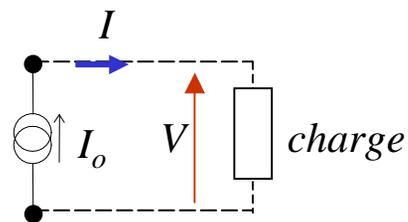
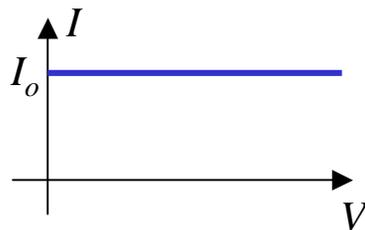


$Z(\omega) = jL\omega$

1.2 Source de tension, source de courant :

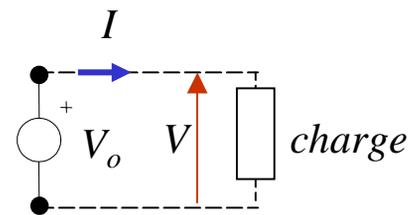
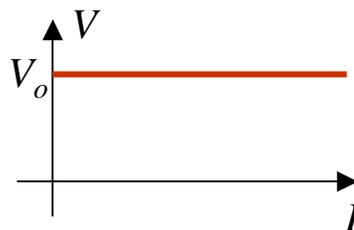
1.2.1 Sources idéales :

source de courant
idéale :



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

source de
tension idéale :

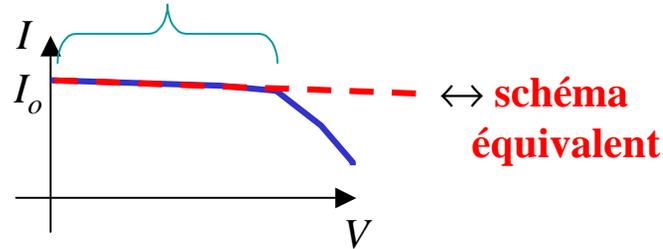


→ la tension aux bornes de la source est *indépendante* de la charge

1.2.2 Sources réelles :

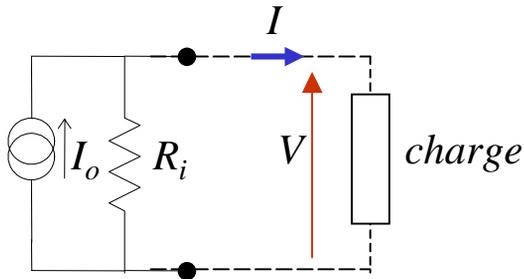
domaine de fonctionnement linéaire
ou “*domaine de linéarité*”

source de *courant*
réelle :



→ Le domaine de linéarité définit la “plage de fonctionnement” du composant en tant que source de courant

Schéma équivalent: **hyp :** $V \in$ domaine de linéarité



$$\rightarrow I = I_0 - \frac{V}{R_i}$$

$$\Rightarrow I \cong \text{cst} = I_0$$

tant que $I \gg$ courant dans la résistance interne $\left(\frac{V}{R_i} \right)$

R_i = “résistance interne”

($G_i = 1/R_i$ = conductance interne)

source de “courant” $\leftrightarrow R_i \gg V/I = Z_e$ = “impédance d’entrée” de la charge.

source de tension
réelle :

domaine de linéarité

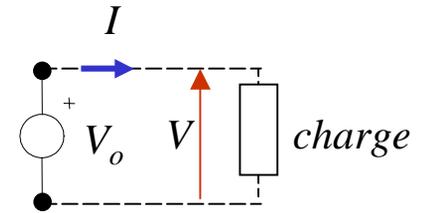
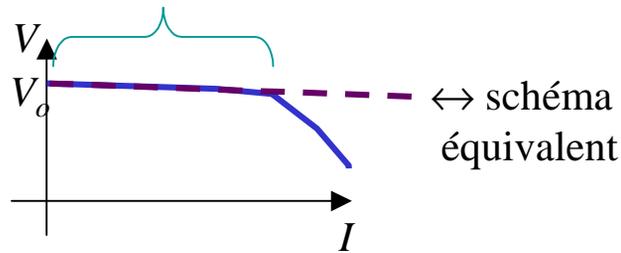
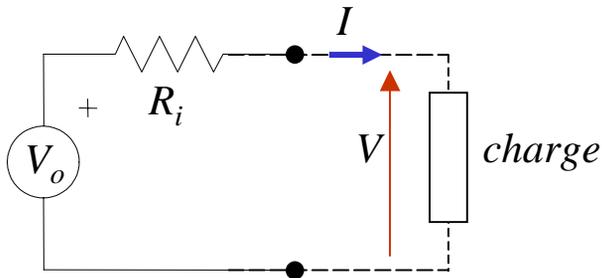


Schéma équivalent:

hyp : $V \in$ domaine de linéarité



$$\rightarrow V = V_o - R_i I$$

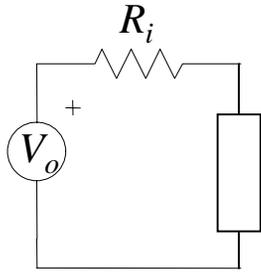
$$\Rightarrow V \cong \text{cst} = V_o$$

tant que la chute de potentiel aux bornes de R_i est faible
devant V ($R_i I \ll V$)

$$\text{source de "tension"} \leftrightarrow R_i \ll Z_e$$

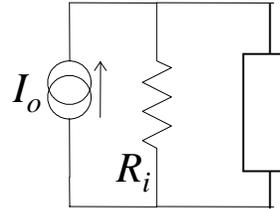
Transformation de schéma :

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

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

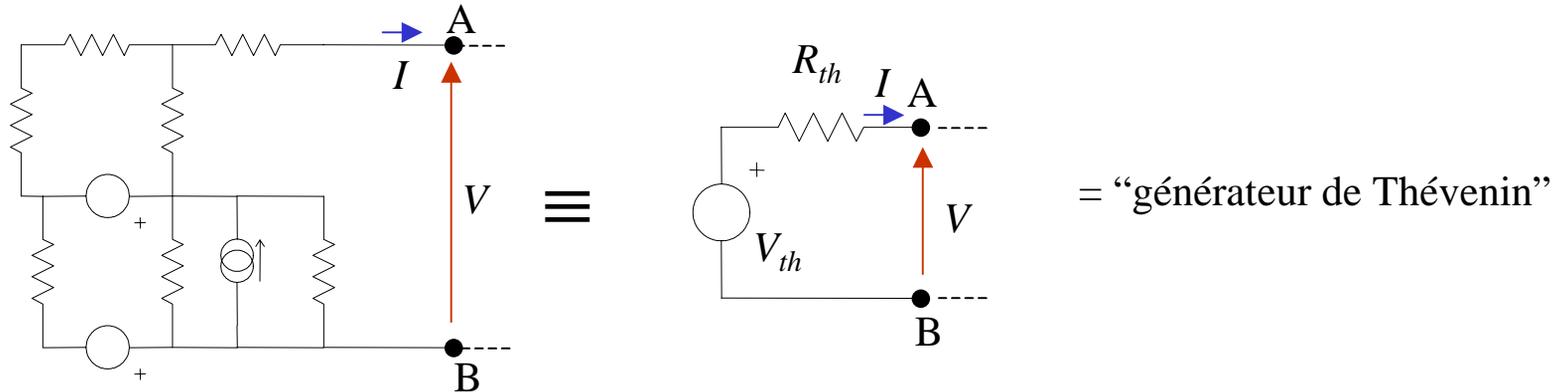
➡ selon la valeur de Z_e/R_i on parle de source de tension ($Z_e \gg R_i$) ou source de courant ($Z_e \ll R_i$)

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.

1.3 Théorème de Thévenin :

☞ Tout circuit à deux bornes (ou dipôle) **linéaire**, constitué de *résistances, de sources de tension et de sources de courant* est **équivalent** à une résistance unique R_{Th} en série avec une source de tension idéale V_{th} .



Calcul de V_{th} :

$$V_{th} = V(\text{circuit ouvert})$$

Calcul de R_{th} :

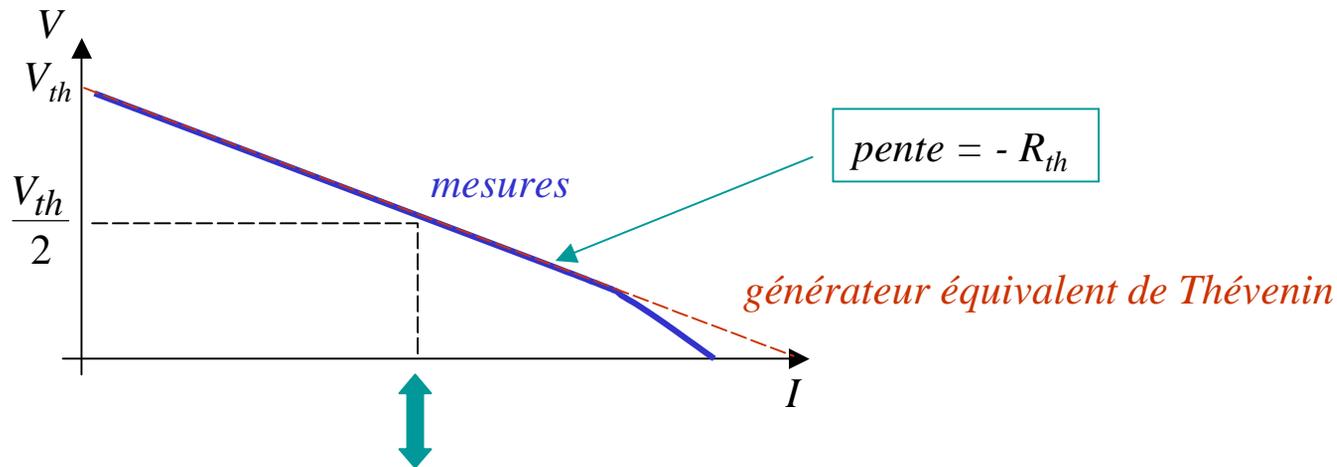
$$R_{th} = \frac{V_{th}}{I(\text{court - circuit})} = \frac{V(\text{circuit ouvert})}{I(\text{court - circuit})}$$

ou $R_{th} = R_{AB}$ en **absence** des tensions et courants fournies par les sources **non-liées**.

[remplacement des sources de tension non-liées par un fil ($V_o=0$), et des sources de courant non-liées par un circuit ouvert ($I_o=0$)]

Mesure de R_{th} :

- Au multimètre : **exceptionnel**... puisqu'il faut remplacer toutes sources non-liées par des courts-circuits ou des circuits ouverts tout en s'assurant que le **domaine de linéarité** s'étend jusqu'à $V=0V$.
- A partir de la mesure de $V(I)$:



$$\left. \frac{V}{I} \right|_{V=\frac{V_{th}}{2}} = R_{charge} = R_{th} \quad \leftrightarrow \text{méthode de "division moitié"}$$

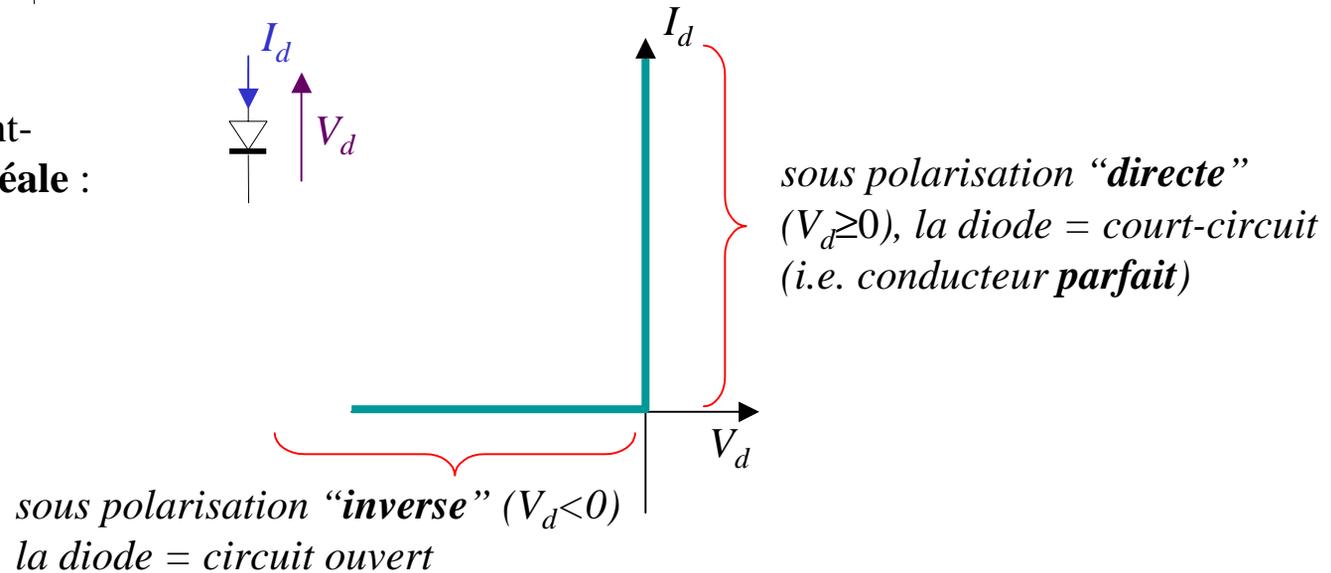
- ☞ En régime harmonique le théorème de Thévenin se généralise aux impédances complexes.
- ☞ “Générateur de Norton” = source de courant équivalente au générateur de Thévenin
- ☞ R_{th} = “**impédance de sortie**” du montage.

2. Les Diodes



2.1 Définition

- Caractéristique courant-tension d'une **diode idéale** :



☞ Ce type de composant est utile pour réaliser des **fonctions électroniques** telles que le redressement d'une tension, la mise en forme des signaux (écrêtage, ...).

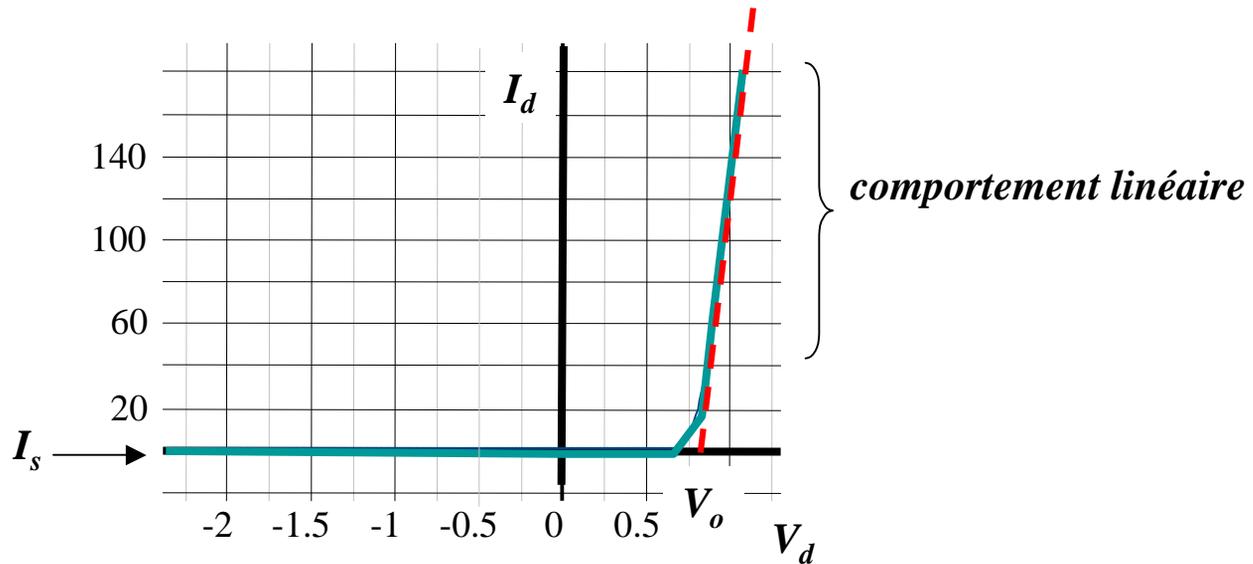
☞ La diode (même idéale) est un composant **non-linéaire**

☞ **Aujourd'hui** la **majorité** des diodes sont faites à partir de matériaux **semiconducteurs** (jonction PN ou diode Schottky, cf cours Capteurs 1A et Option: Physique des dispositifs électrique 2A)

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**”

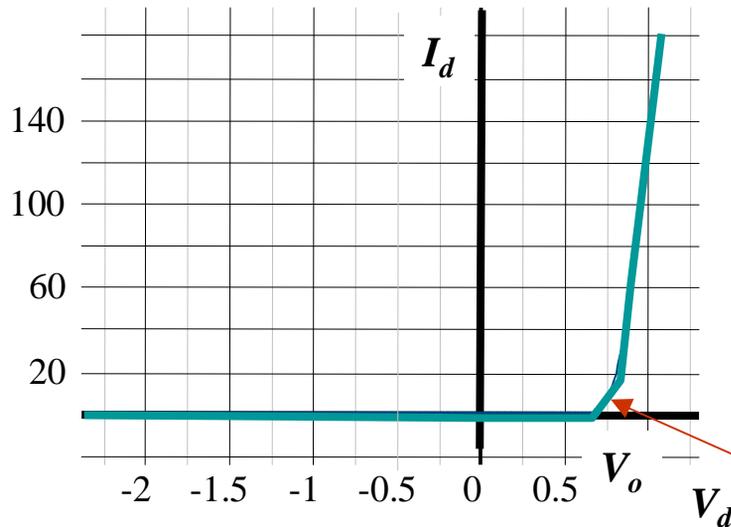
↳ dans ce **domaine** son comportement est approximativement **linéaire**

↳ 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**” $\sim V_o$)



■ **Zone « du coude »** : $V_d \in [0, \sim V_0]$: augmentation **exponentielle** du courant

$$I_d \cong I_s \left[\exp\left(\frac{\eta V_d}{V_T}\right) - 1 \right]$$

avec $1 \leq \eta \leq 2$ (facteur “d’idéalité”)

$$V_T = k \cdot T / e$$

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K = constante de Boltzmann

$e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb, T la température en °**Kelvin**

$I_s =$ courant inverse

➡ le comportement est fortement **non-linéaire**

➡ forte **variation** avec la **température**

☞ $V_T(300K) = 26$ mV

Limites de fonctionnement :

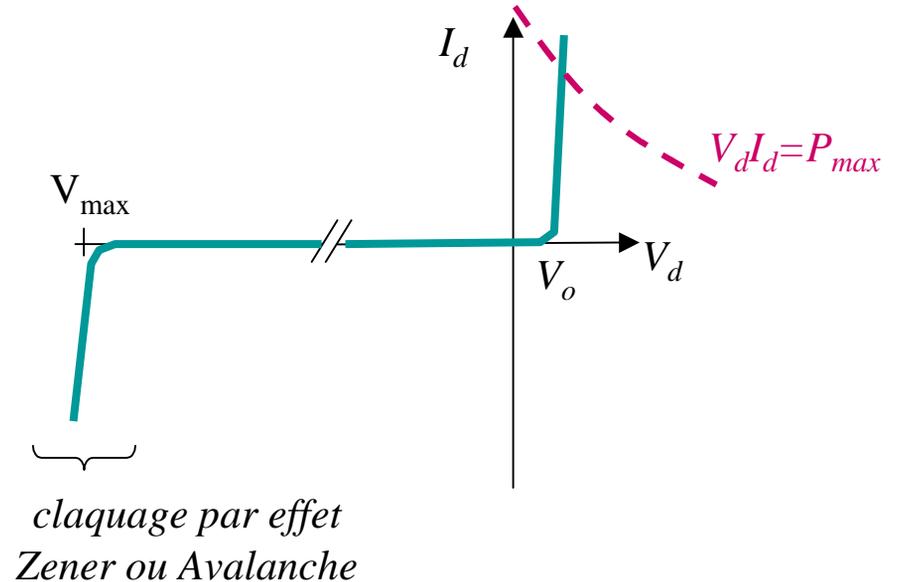
■ Zone de claquage inverse

Ordre de grandeur :

V_{max} = quelques dizaines de Volts

⚡ peut conduire à la destruction pour une diode non conçue pour fonctionner dans cette zone.

⚡ V_{max} = « P.I. V » (Peak Inverse Voltage) ou « P.R.V » (Peak Reverse Voltage)



■ Limitation en puissance

Il faut que $V_d I_d = P_{max}$

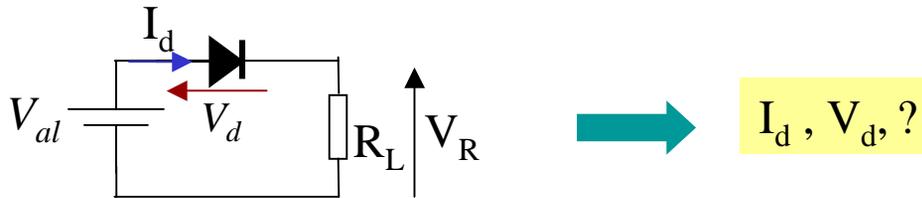
■ **Influence de T :** diode **bloquée** : $I_d = I_S$ **double** tous les 10°C (diode en Si)

diode **passante** : V_d (à I_d constant) diminue de $\sim 2\text{mV}/^\circ\text{C}$

2.3 Diode dans un circuit et droite de charge

2.3.1 Point de fonctionnement

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

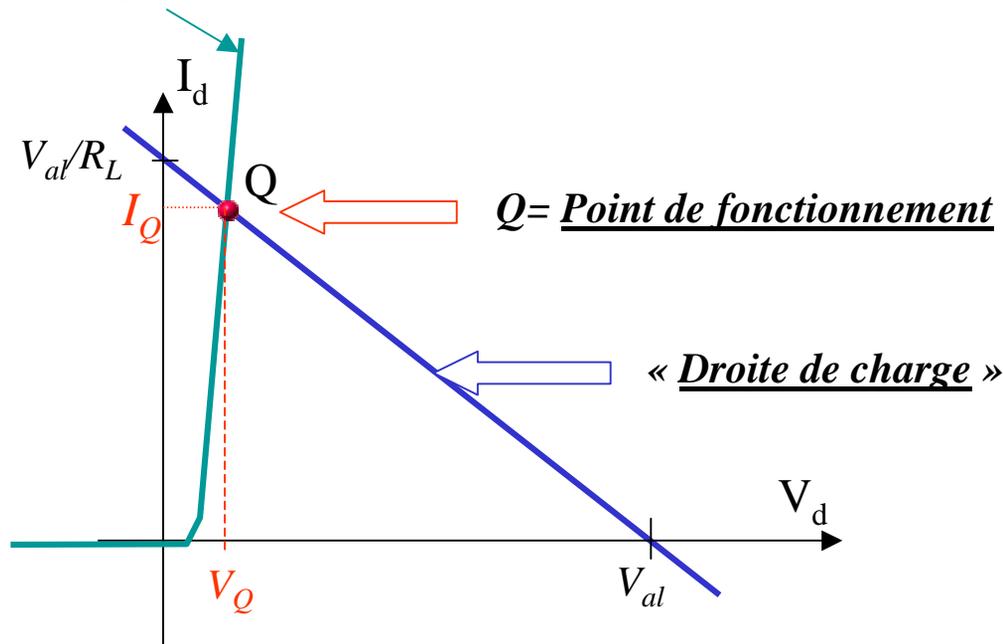


- ⇒ I_d et V_d respectent les **Lois de Kirchhoff**
- ⇒ I_d et V_d sont sur la **caractéristique $I(V)$** du composant
- ⇒ Au **point de fonctionnement** de la diode, (I_d, V_d) remplissent ces **deux** conditions

2.3.2 Droite de charge

■ Loi de Kirchoff : $\dots \rightarrow I_d = \frac{V_{al} - V_d}{R_L}$ = **Droite de charge** de la diode dans le circuit

Caractéristique $I(V)$



⇒ Connaissant $I_d(V_d)$ on peut **déterminer graphiquement** le point de fonctionnement

☞ *procédure valable quelque soit la caractéristique $I(V)$ du composant !*

⇒ On peut “**calculer**” le point de fonctionnement en décrivant la diode par un **modèle simplifié**.

2.4 Modèles Statiques à segments linéaires ↔ hyp: I_d, V_d constants

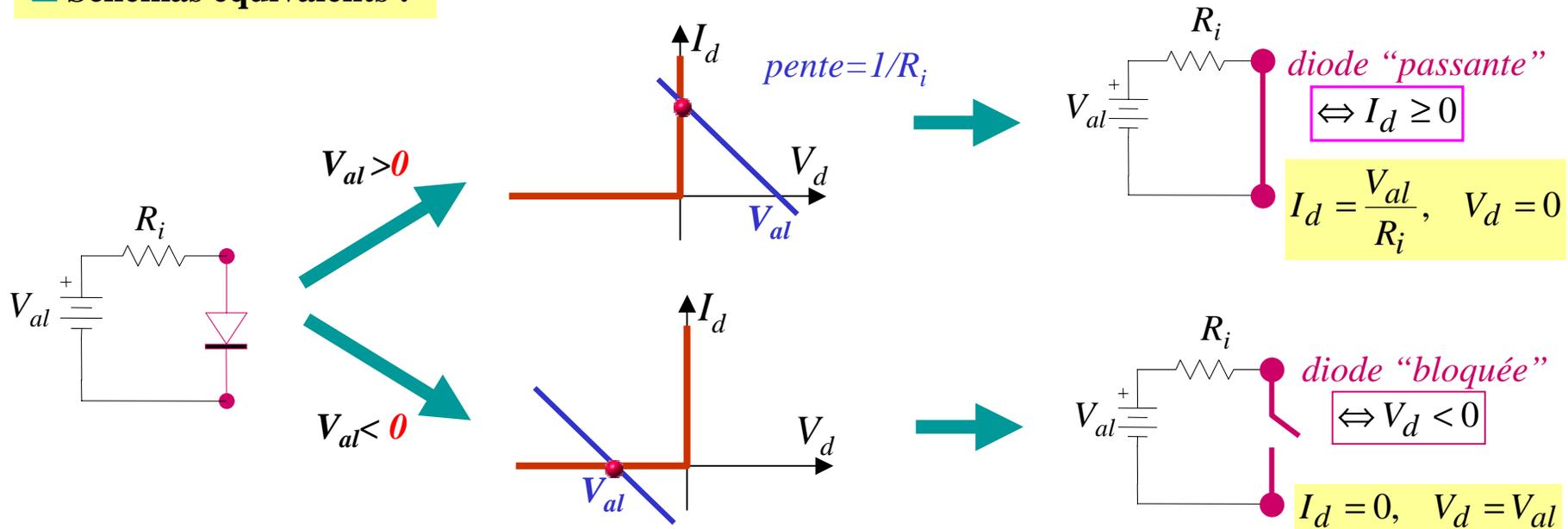
2.4.1. “Première” approximation: Diode « idéale »

↔ On néglige l'écart entre les caractéristiques réelle et idéale

- pas de tension seuil
- conducteur parfait sous polarisation directe
- $V_d < 0$: circuit ouvert

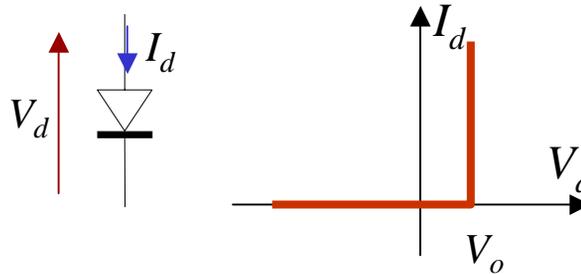


■ Schémas équivalents :



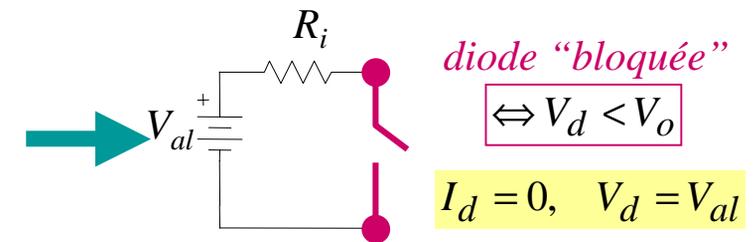
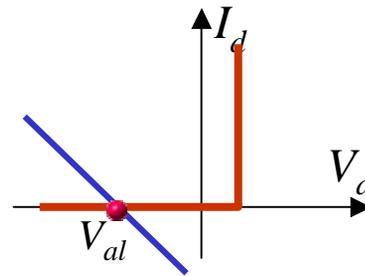
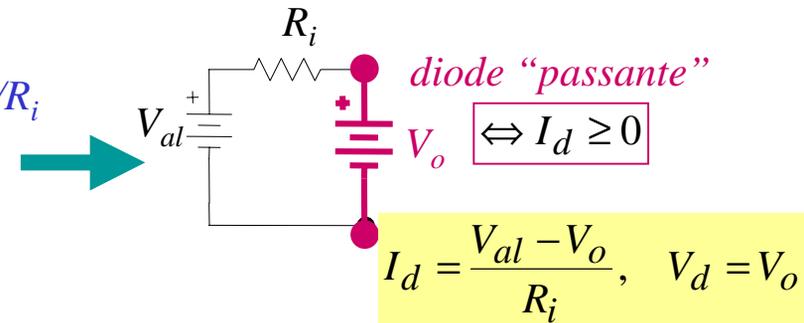
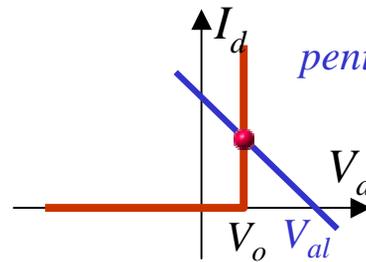
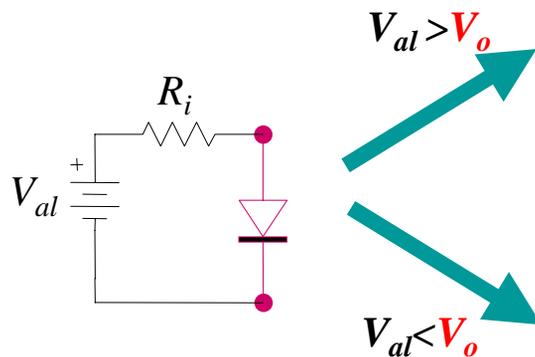
2.4.2 Seconde approximation

- tension seuil V_o non nulle
- caractéristique directe verticale (pas de “résistance série”)
- $V_d < 0$: circuit ouvert



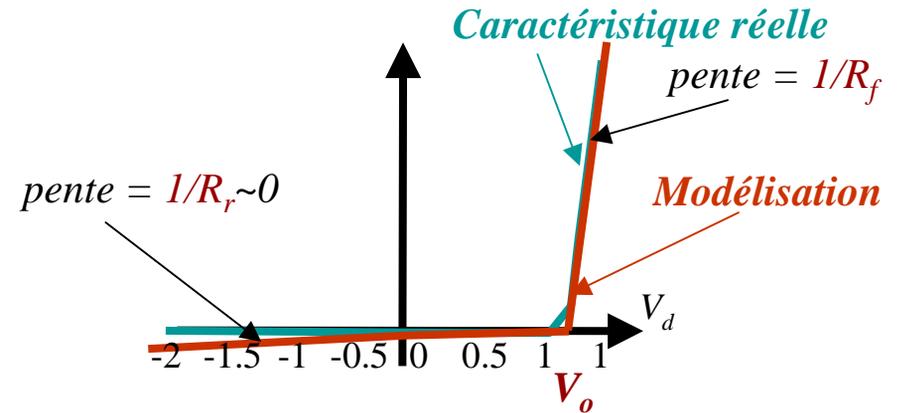
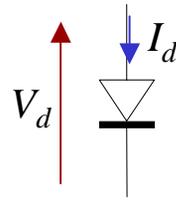
➔ Pour une diode en Si: $V_o \approx 0,6-0,7 \text{ V}$

Schémas équivalents



2.4.3 3^{ème} Approximation

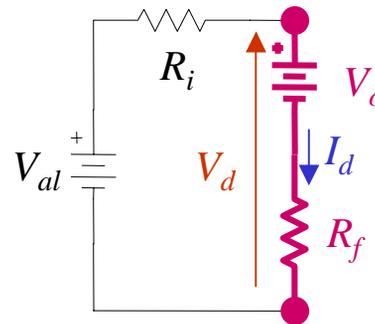
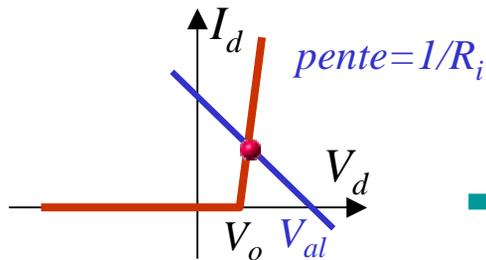
- tension seuil V_o non nulle
- résistance directe R_f non nulle
- $V_d < 0$: résistance R_r finie



➔ Pour une diode en silicium,
 $V_o = 0,6-0,7V$, $R_f \sim$
 $q.q. 10\Omega$, $R_r \gg M\Omega$,

■ Schémas équivalents

$V_{al} > V_o$:



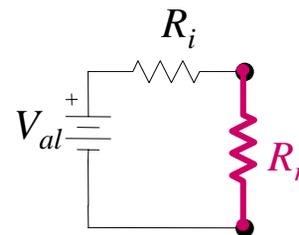
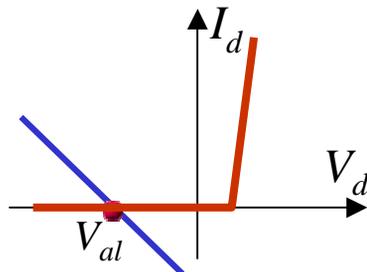
schémas équivalents :

diode passante

$$\Leftrightarrow I_d \geq 0 \text{ et } V_d \geq V_o$$

$$\rightarrow V_d = V_o + R_f I_d$$

$V_{al} < V_o$:



diode bloquée

$$\Leftrightarrow V_d < V_o$$

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).

2.4.4 Calcul du point de fonctionnement via l'utilisation des **schémas équivalents** :

Problème: le **schéma dépend de l'état** (passante ou bloquée) de la diode.

Démarche (pour débutant...):

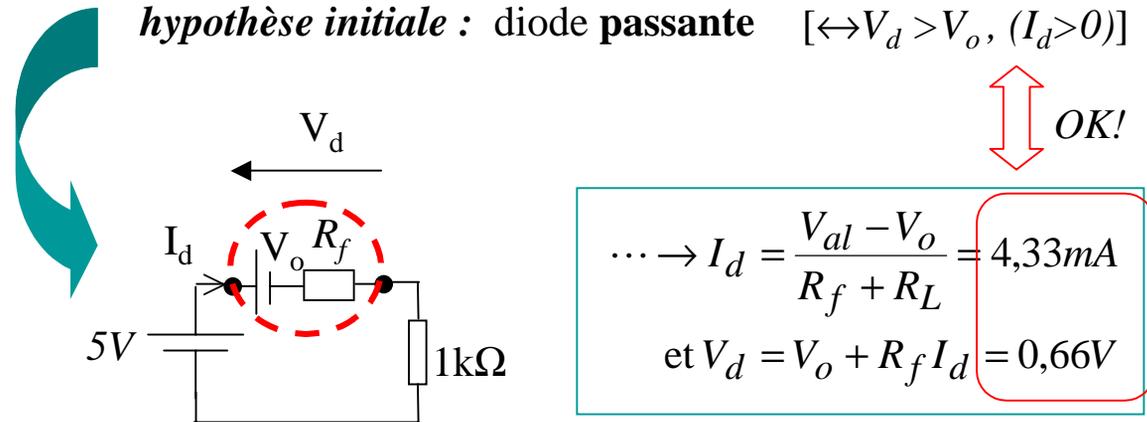
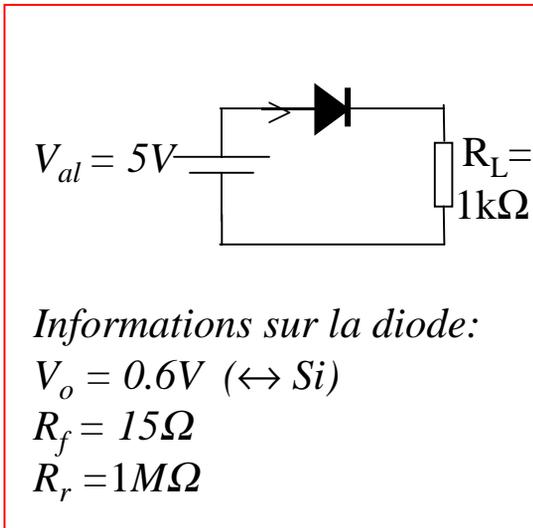
- a) **choisir** un **schéma** (ou état) en vous aidant de la droite de charge
- b) **trouver** le **point de fonctionnement Q** de la diode
- c) **vérifier** la **cohérence** du résultat avec l'**hypothèse** de départ

S'il y a **contradiction**, il y a eu erreur sur l'état supposé de la diode.
Recommencer le calcul avec l'**autre schéma**.

Démarche pour étudiants confirmés...

Un coup d'œil attentif suffit pour trouver l'état (passant/bloqué) de la diode !
Le calcul de Q se fait tout de suite avec le bon schéma équivalent...

Exemple : Calcul de Q du circuit suivant, en utilisant la **3^{ième}** approximation pour la diode.



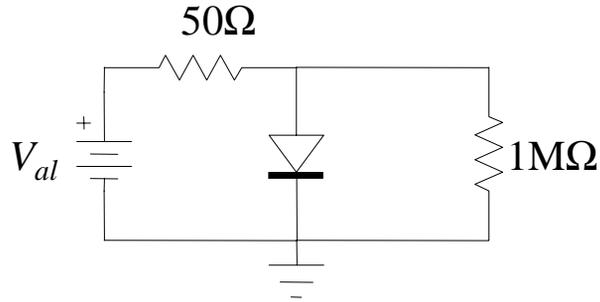
En partant de l'hypothèse d'une diode bloquée: $\rightarrow V_d \approx 5V > V_o \dots$

En utilisant la **2^{ième}** approximation: ($R_f = 0, R_r = \infty$) $\dots \rightarrow I_d = 4,4mA$ et $V_d = 0,6V$

➡ La 2^{ième} approx. est souvent suffisante pour une étude **rapide** du fonctionnement d'un circuit

Autres exemples :

1)



Caractéristiques des diodes :

$R_f = 30\Omega$, $V_o = 0.6V$, $I_s = 0$ et R_R infinie

Calcul de I_d et V_d

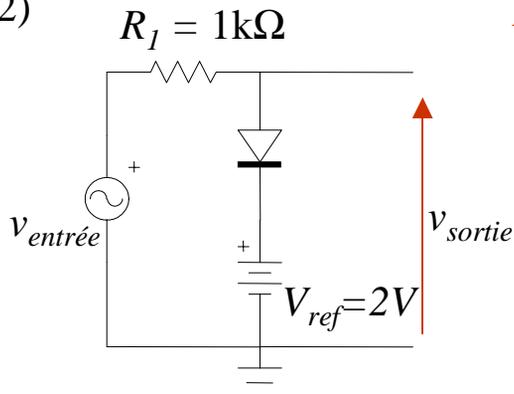
pour :

a) $V_{al} = -5V$

b) $V_{al} = 5V$

Conseil: simplifier le circuit d'abord avant de vous lancer dans des calculs

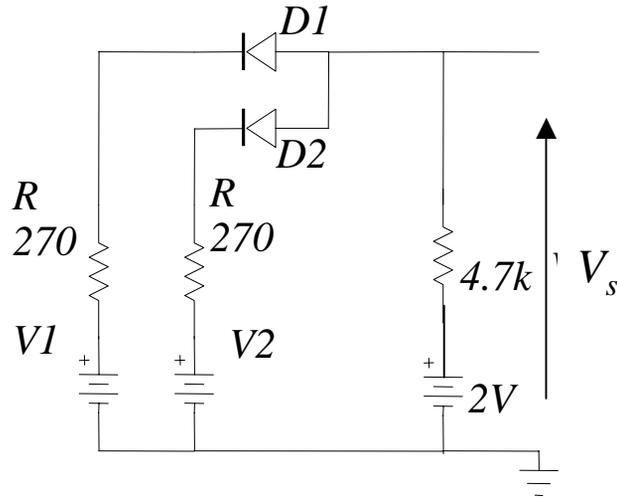
2)



Etude du signal de sortie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée :

- à fréquence nulle : $v_{entrée} = V_e$ (constant)
- avec $v_{entrée}$ signal basse fréquence tel que le modèle statique reste valable (période du signal < temps de réponse de la diode ↔ pas d'effet "capacitif" ou)

3)



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

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

a) $V_1 = V_2 = 5V$

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

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

2.5 Comportement dynamique d'une diode

2.5.1 *Prélude* : Analyse statique / dynamique d'un circuit

L'Analyse statique

... se limite au calcul des **valeurs moyennes** des grandeurs électriques
(ou **composantes continues**, ou encore composantes statiques)

☞ = Analyse complète du circuit si seules des sources statiques sont présentes

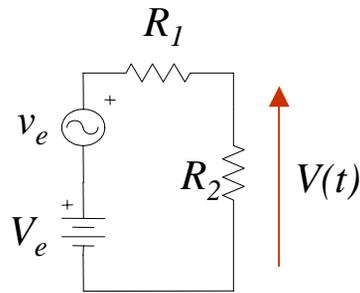
L'Analyse dynamique

... ne concerne que les **composantes variables** des tensions et courants (ou “**signaux**” électriques, ou encore composantes alternatives (AC))

☞ n'a d'intérêt que s'il y a des sources variables!

Notation : lettres **majuscules** pour les composantes **continues**
lettres **minuscules** pour les composantes **variables**

Illustration : Etude la tension aux bornes d'un composant inséré dans un circuit.



hypothèses: $v_e = \text{signal sinusoidale}$
 $V_e = \text{source statique}$

➡ *Analyse statique* : $\overline{V(t)} = "V" = ?$

➡ *Analyse dynamique* : $v(t) = V(t) - \overline{V} = ?$

Calcul complet

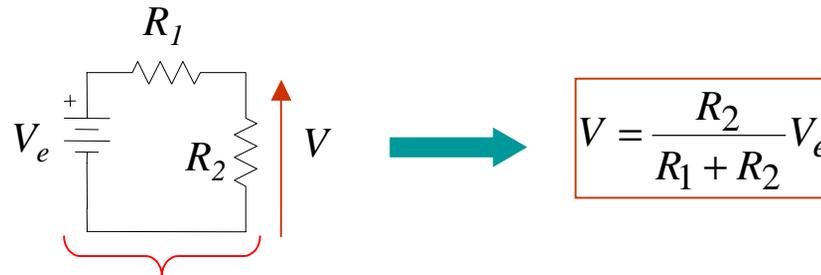
$$\longrightarrow V(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} [V_e + v_e(t)] = \underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e}_V + \underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_e(t)}_{v(t)}$$

Par le principe de superposition :

☞ Comme tous les composants sont **linéaires**, le principe de superposition s'applique

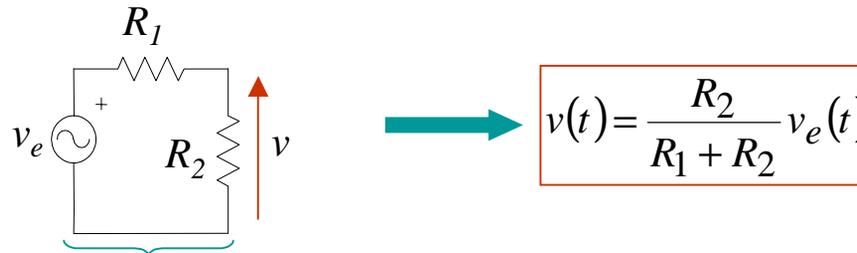
☞ la source statique V_e est à l'origine de V , et v_e est à l'origine de v

Analyse statique : $v_e = 0$



“schéma *statique*” du circuit

Analyse dynamique : $V_e = 0$



“schéma *dynamique*”

☞ Une source de tension statique correspond à un “**court-circuit dynamique**”

Autres exemples:

1)

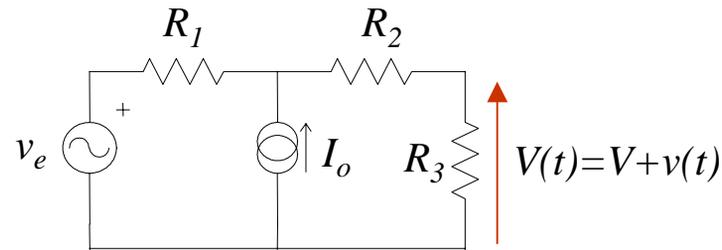


Schéma statique

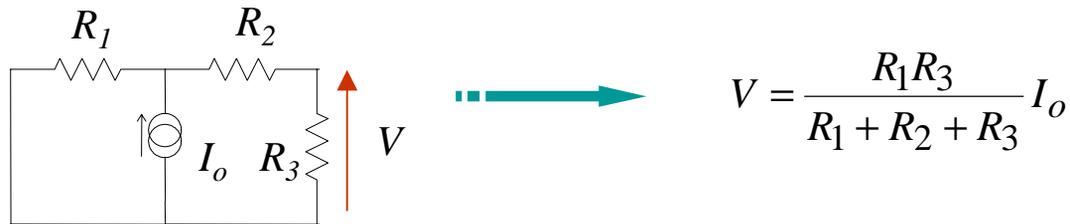
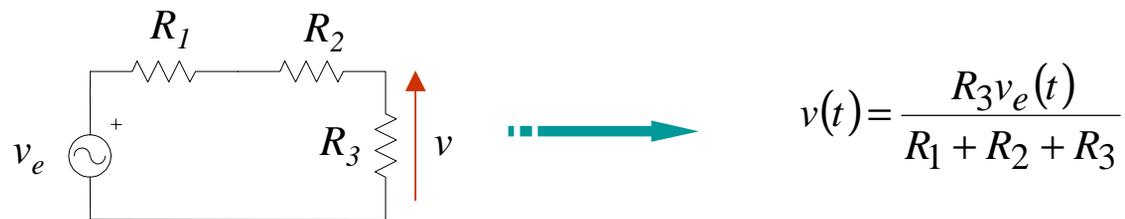
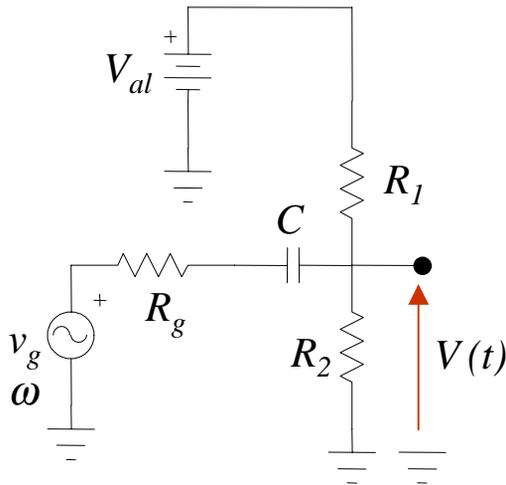


Schéma dynamique



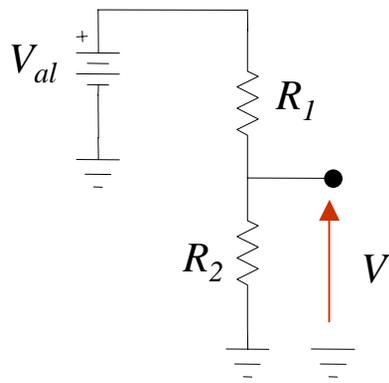
☞ Une source de courant statique est équivalent **en régime dynamique** à un **circuit ouvert**.
 [puisque $i(t)=0!$]

2)



☞ C = composant *linéaire* caractérisé par une impédance qui dépend de la fréquence du signal

Schéma statique : à fréquence nulle C = circuit ouvert



$$\rightarrow V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{al}$$

Schéma dynamique :

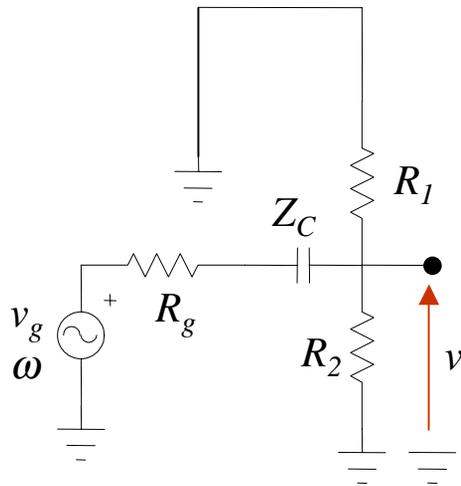


schéma équivalent dynamique

$$Z_c = \frac{1}{iC\omega}$$

$$\rightarrow v = \frac{R_2 // R_1}{R_2 // R_1 + Z_g} \quad \text{avec } Z_g = R_g + \frac{1}{iC\omega}$$

pour ω suffisamment élevée :

$$Z_g \approx R_g \quad \text{et}$$

$$v = \frac{R_2 // R_1}{R_2 // R_1 + R_g} v_g$$

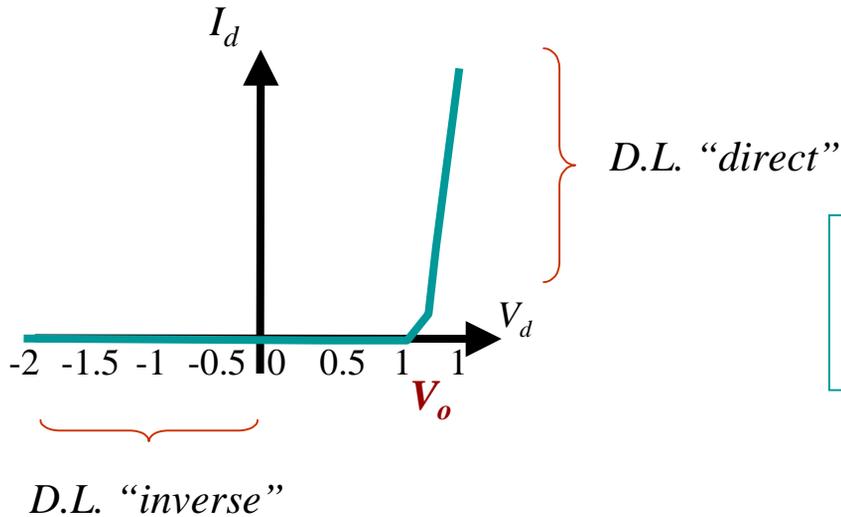
👉 A “haute” fréquence (à préciser suivant le cas), le condensateur peut être remplacé par un court-circuit.

☞ Le **principe de superposition** n'est plus **valable** en présence de composants **non-linéaires** !

Extrapolations possibles:

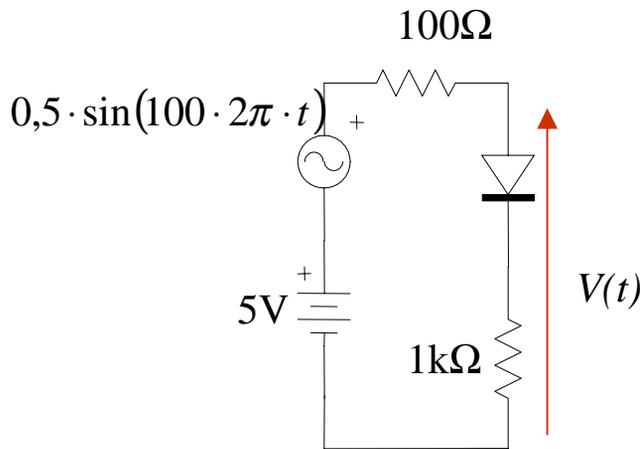
- le **point de fonctionnement** reste dans un des **domaines de linéarité** du composant non-linéaire
- l'**amplitude du signal** est suffisamment **faible** pour que le comportement du composant reste **approximativement linéaire**.

2.5.2 Fonctionnement d'une diode dans un de ses domaines de linéarité (D.L.) :



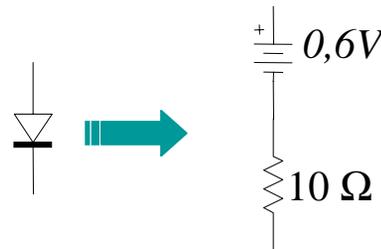
Tant que le pt. de fonctionnement **reste** dans le **D.L.** la diode peut être décrite par le **modèle linéaire approprié**

Exemple :



☞ le point de fonctionnement reste dans le *D.L. direct*

☞ la diode peut être remplacée par le modèle linéaire suivant :



diode: Si, $R_f = 10\Omega$, $V_o = 0,6V$

Schéma statique :

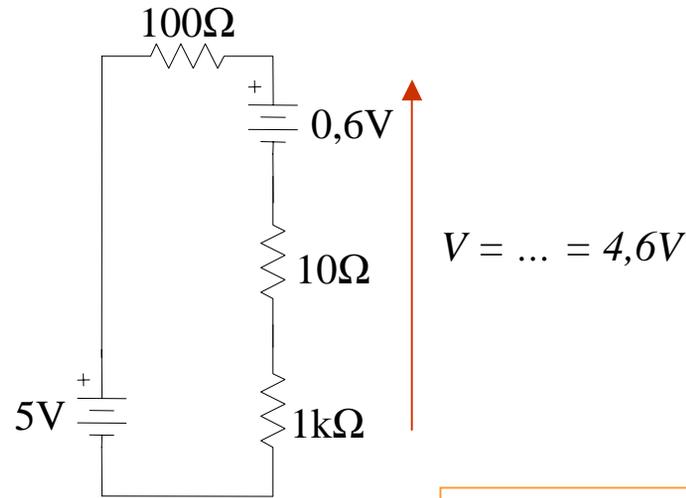
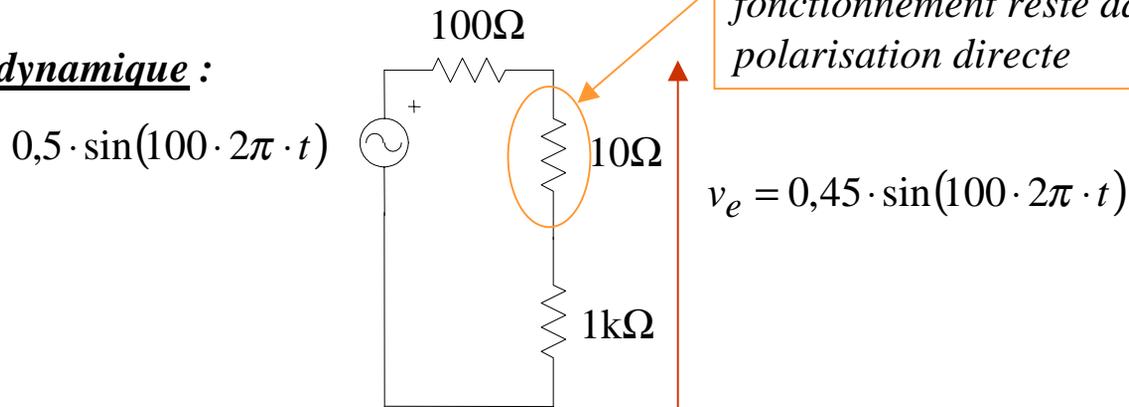


Schéma dynamique :



représente la diode seulement si le pt de fonctionnement reste dans le D.L. sous polarisation directe

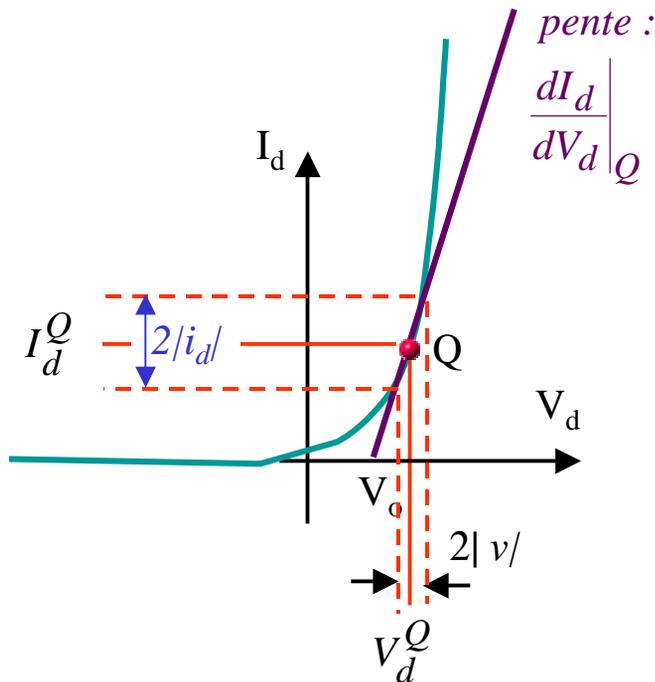
ATTENTION, l'utilisation des modèles à segments linéaires n'est plus valable si le point de fonctionnement passe dans la zone du coude

2.5.3 Modèle faibles signaux (basses fréquences)

hypothèse: variation suffisamment lente (basse fréquence) pour que la caractéristique “statique” reste valable.

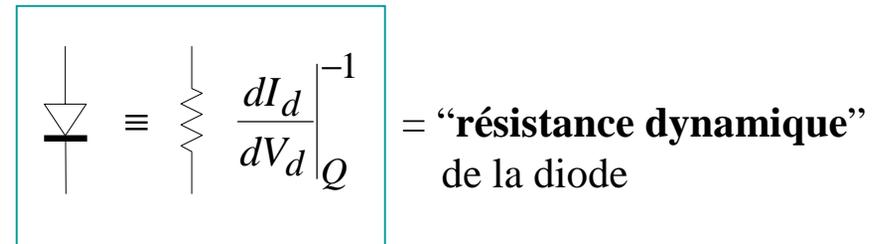
■ Variations de **faible amplitude** autour du point de fonctionnement statique Q :

➔ la caractéristique $I_d(V_d)$ peut être **approximée par la tangente en Q**



$$\Rightarrow i_d \cong \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_Q \cdot v_d$$

➔ schéma équivalent **dynamique** correspondant au point Q :



➔ Ce schéma ne peut être utilisé **QUE** pour une analyse **dynamique** du circuit !

■ **Notation :**

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

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

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

➡ Pour $V_d < 0$, $r_f \approx R_r$

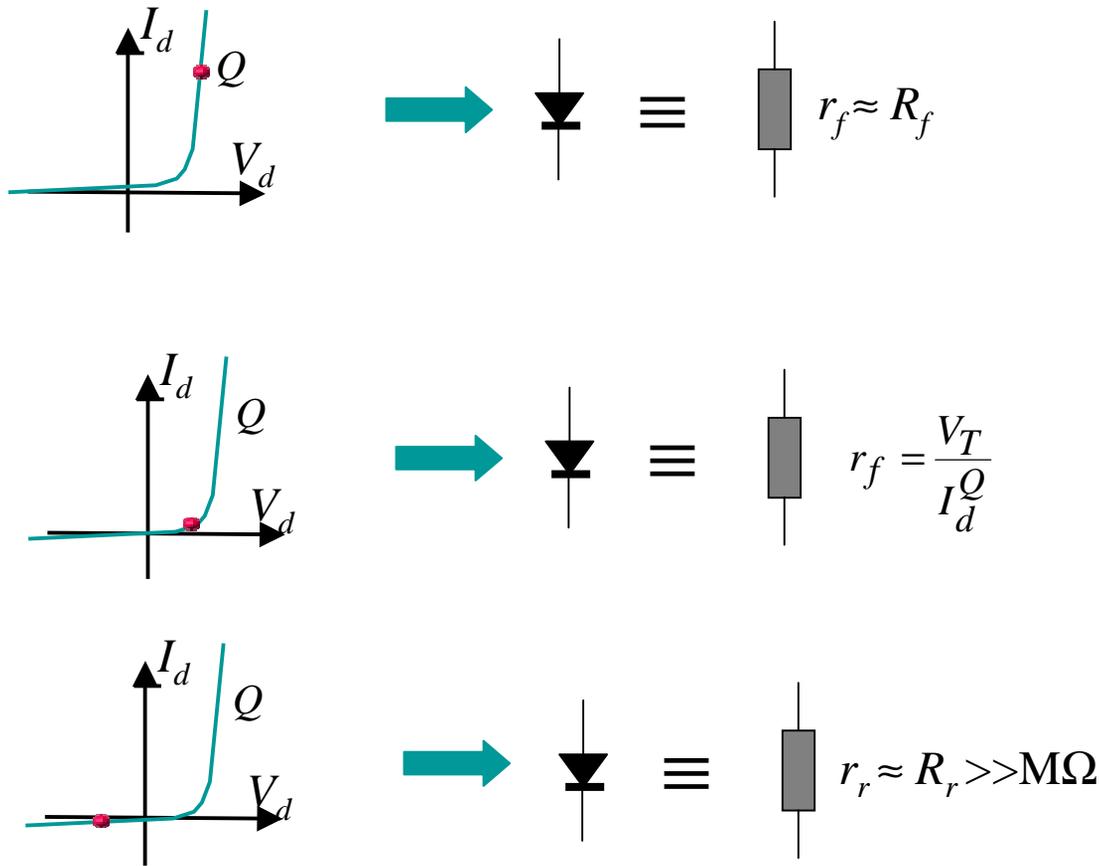
➡ Pour $V_d \in [0, \sim V_o]$, $r_f = \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_{V_d}^{-1} \cong \left[\frac{d}{dV_d} \left(I_s e^{\frac{\eta V_d}{V_T}} - I_s \right) \right]^{-1} = \eta \frac{V_T}{I_d}$

➡ 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

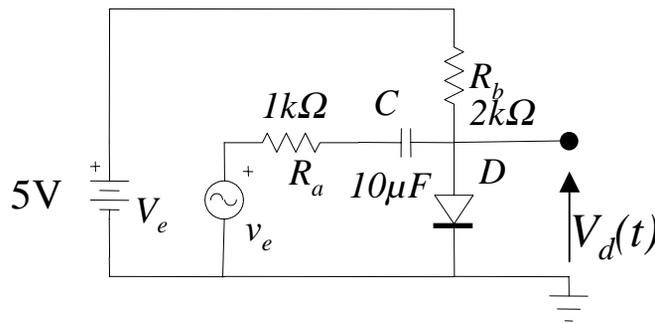
➡ r_f ne devient jamais *inférieur* à R_f (voir courbe expérimentale, [p11](#))

■ Résumé des schémas équivalents faibles signaux, basse fréquence :



☞ *hyp* : la fréquence est suffisamment faible pour que i_d et v_d soient en phase
 → **impédance réelle** (résistance dynamique)

Exemple :



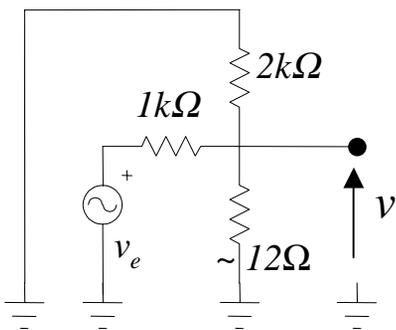
diode: Si, $R_f = 10\Omega$, $V_o = 0,6V$,
Température : 300K

$$v_e = 0,1 \cdot \sin(10^3 \cdot 2\pi \cdot t)$$

● **Analyse statique :** $\longrightarrow I_d \approx \frac{5 - 0,6}{2000} = 2,2mA, \quad V_d \approx 0,62V$

● **Analyse dynamique :** $r_f \approx \frac{26}{2,2} = 12\Omega, \quad Z_c = 16\Omega \ll R_a$

Schéma dynamique :



$$\rightarrow v \approx 1,2 \cdot 10^{-3} \sin(10^3 \cdot 2\pi \cdot t)$$

➡ Amplitude des ondulations résiduelles : 1,2 mV

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

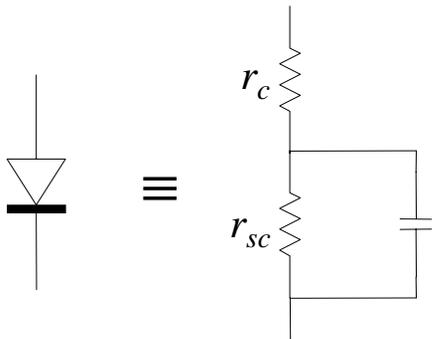
■ Le temps de réponse de la diode dépend :

- ⇔ du **sens de variation** (passant → bloqué, bloqué → passant) (⇔ signaux de grande amplitude)
- ⇔ du **point de fonctionnement** statique (pour des petites variations)

Variation de V_d de faible amplitude, sous polarisation directe ($V_d^0 > 0$)

- ☞ une **petite variation** de V_d induit une **grande variation** I_d , c'est -à-dire des charges qui traversent la diode
- ☞ A haute fréquence, des charges restent “stockées” dans la diode (elle n'arrive pas à suivre les variations de V_d)
- ☞ ~ Comportement d'un condensateur, dont la valeur augmente avec I_d
(cf *physique des composants*)

Modèle faible signaux haute fréquence ($V_d > 0$) :



$$C_d \propto \frac{I_d^0}{T}$$

= “capacité de diffusion”

☞ *Ordre de grandeur : $C_d \sim 40 \text{ nF}$ à 1 mA , 300 K .*

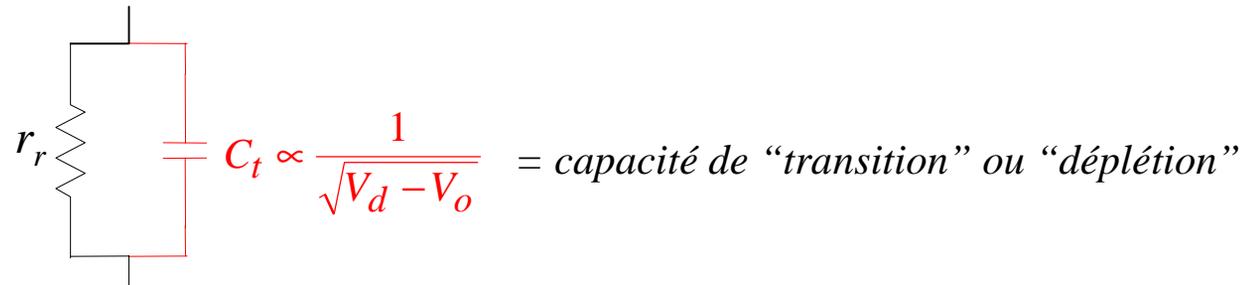
☞ à basse fréquence : $r_c + r_s = r_f$

☞ la séparation en deux résistances tient mieux compte des phénomènes physiques en jeu.

■ Variation de V_d de faible amplitude, sous polarisation inverse ($V_d^0 < 0$) :

- ☞ une variation de V_d entraîne une variation du champ électrique au sein de la diode, qui à son tour déplace les charges électriques.
- ☞ à haute fréquence, ce déplacement donne lieu à un courant mesurable, bien supérieure à I_s .
- ☞ Ce comportement peut encore être modélisé par une capacité électrique :

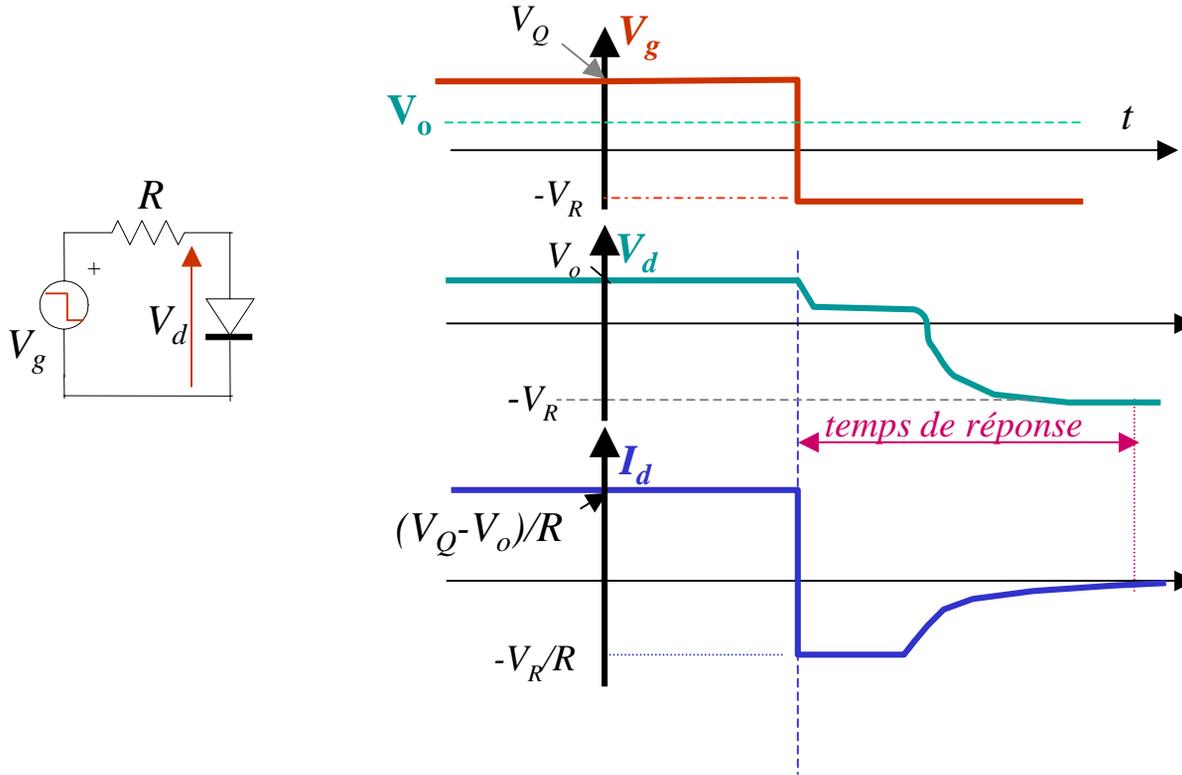
Modèle faible signaux haute fréquence ($V_d < 0$) :



☞ Ordre de grandeur : ~pF

■ Diode en « commutation » : Temps de recouvrement direct et inverse

Le **temps de réponse fini** de la diode s'observe aussi en « **mode impulsionnel** », lorsque la diode bascule d'un état passant vers un état bloqué et vice-versa.

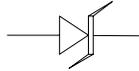


⇒ le temps de réponse dépend du courant avant commutation.

⇒ ordre de grandeur : ps → ns

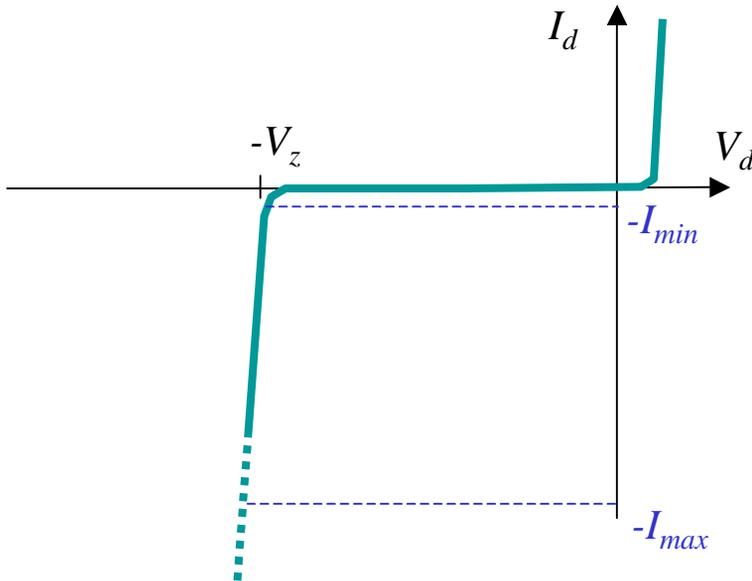
2.6 Quelques diodes spéciales

2.6.1 Diode Zener



☞ Diode conçue pour **fonctionner** dans la **zone de claquage inverse**, caractérisée par une tension seuil négative ou « **tension Zener** » (V_Z)

■ Caractéristiques



V_Z : tension Zener (par définition: $V_Z > 0$)

I_{min} : courant minimal (en valeur absolue) au delà duquel commence le domaine linéaire “Zener”

I_{max} : courant max. supporté par la diode
(puissance max: $P_{max} \sim V_Z I_{max}$)

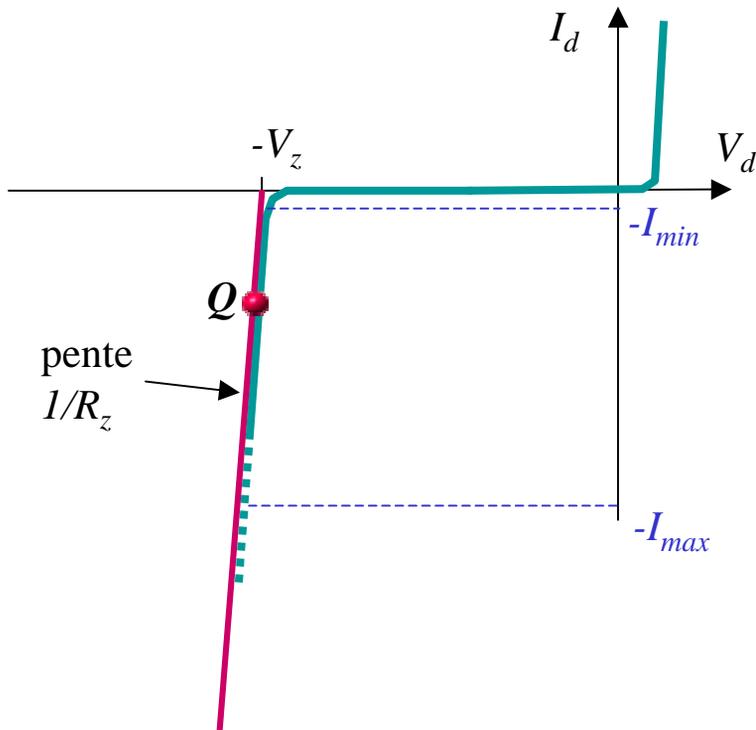
$$R_Z : \text{“résistance Zener”} = \left. \frac{dI_d}{dV_d} \right|_{V_d < V_Z}$$

Ordre de grandeur : $V_Z \sim 1-100 \text{ V}$, $I_{min} \sim 0,01-0,1 \text{ mA}$, $P_{max} \leftrightarrow$ régime de fonctionnement

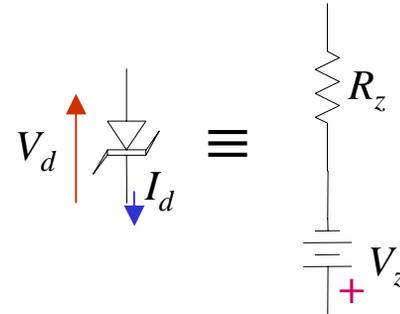
ex: 1N759

■ schémas équivalents

hyp : $Q \in$ domaine Zener



⇒ *Modèle statique :*



⇒ *Modèle dynamique, basses fréquences, faibles signaux :*

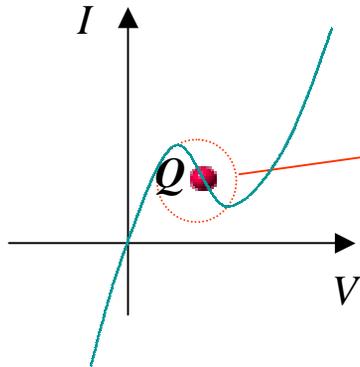
$$r_z = \left[\frac{dI_d}{dV_d} \Big|_Q \right]^{-1} \cong R_z \quad \text{pour } |I_d| > I_{min}$$

2.6.2 Diode tunnel



⇒ Exploite l'effet tunnel à travers la jonction PN (cf. Mécanique quantique)

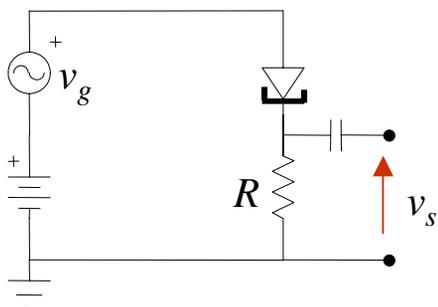
■ Caractéristique $I(V)$:



⇒ r_f *négative*, utile pour les circuits résonnants

Illustration : Le pont diviseur comme amplificateur

V_{pol} fixe Q dans la partie décroissante de $I(V)$



$$\frac{v_s}{v_g} = \frac{R}{R + r_f} > 1$$

⇒ Cet type d'amplificateur est peu utilisé parce qu'on peut faire mieux...

2.6.3 Diode électroluminescente (ou LED)

■ **Principe** : La **circulation du courant** provoque la luminescence

⇨ Fonctionnement sous **polarisation directe** ($V > V_o$)

⇨ L'intensité lumineuse \propto courant électrique I_d

⇨ Ne marche pas avec le Si (cf. cours Capteurs)

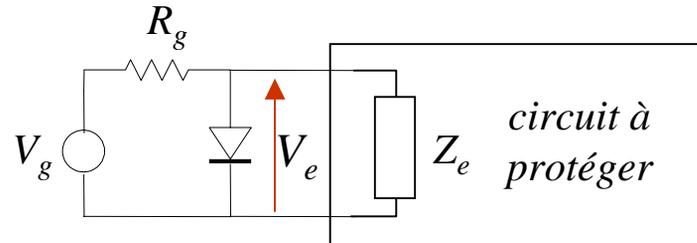
↳ $V_o \neq 0.7V$! (AsGa: $\sim 1.3V$)

3.1 Limiteur de crête (clipping)

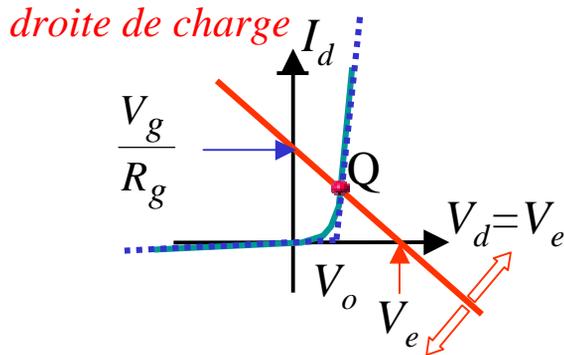
■ **Fonction :** Protéger les circuits sensibles (circuits intégrés, amplificateur à grand gain...) contre une tension d'entrée trop élevée ou d'une polarité donnée.

Exemple : clipping parallèle

(diode // charge)



Fonctionnement :



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

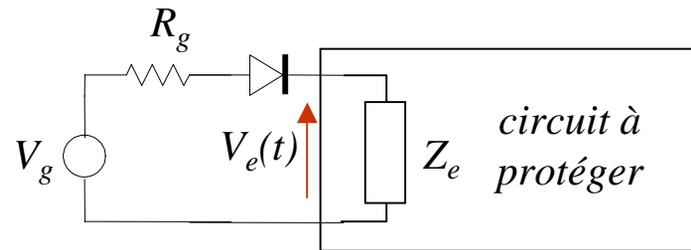
⇨ quand $V_g(t) < V_o$: $V_e \cong \frac{Z_e}{Z_e + R_g} V_g$

⇨ Protection contre les tensions supérieures à ~1V

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

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

Clipping série :



Fonctionnement : ➔ Tant que $V_g < V_o$, la diode est bloquée et le circuit protégé...

➔ Pour $V_g > V_o$: $V_e \cong (V_g - 0,6) \frac{Z_e}{Z_e + R_g} \approx V_g - 0,6 \cong V_g$

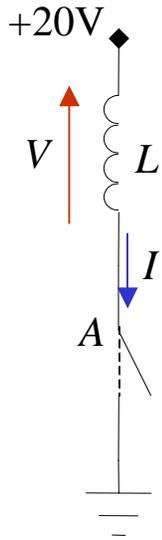
➔ *Le circuit est protégé contre toute tension inférieure à V_o (en particulier les tensions négatives)*

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

$$I_{d_{\max}} \approx \frac{V_g - 0,6}{R_g + Z_e} \approx \frac{V_g}{R_g + Z_e}$$

☞ Comment peut-on modifier le circuit pour protéger la charge contre des tensions positives? ⁴⁶

Protection contre une surtension inductive



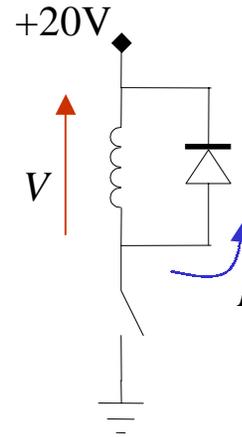
■ ouverture de l'interrupteur :

⇒ $V = L \frac{dI}{dt} \rightarrow -\infty$

⇒ $V_A \rightarrow +\infty$

⇒ risque de décharge électrique à travers l'interrupteur ouvert

⇒ *L'interrupteur pourrait être un transistor...*



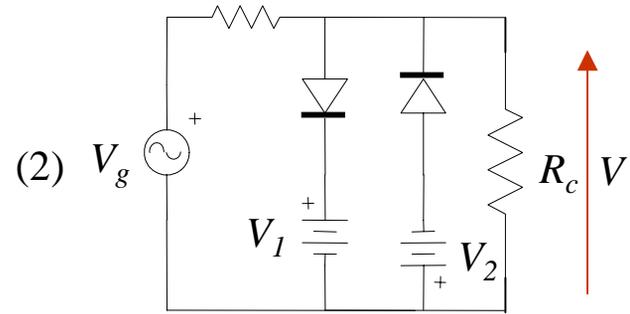
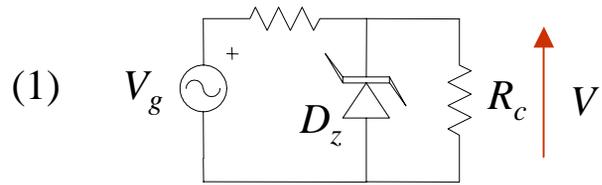
■ Protection par diode :

⇒ $V_{max < 0} \sim -0.7V$

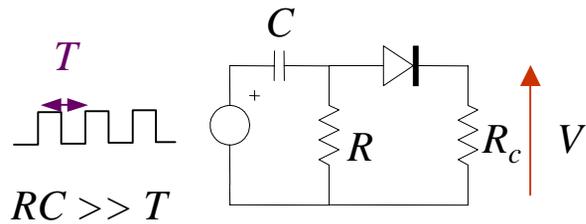
⇒ $V_A \leq \sim 20,7V$

⇒ la conduction de la diode engendre un courant transitoire et diminue la tension inductive.

Exercices : Quelle est la forme de $V(t)$ pour chacun des circuits suivants ?



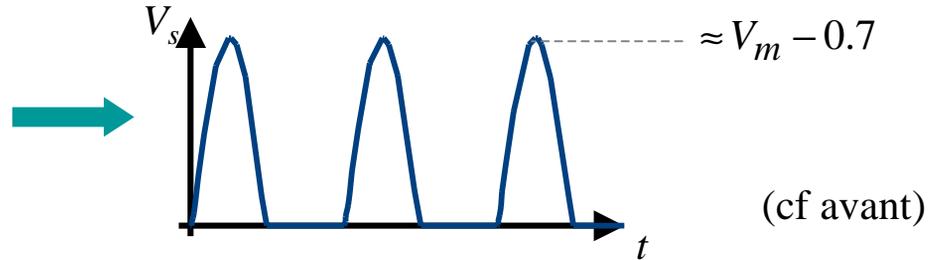
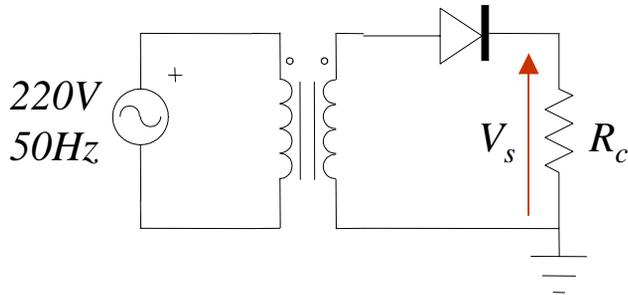
(3) *Détecteur de fronts de montée*



3.2 Redressement

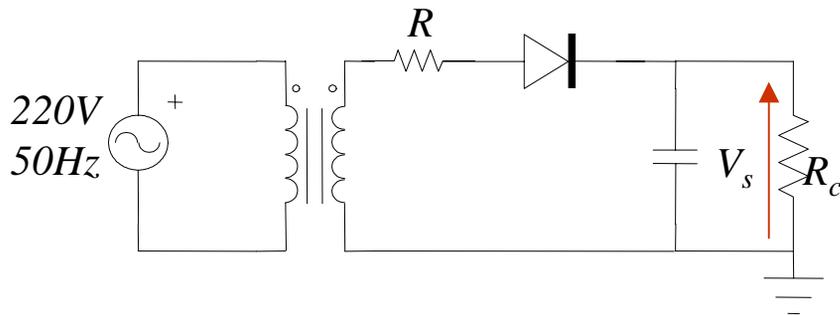
- **Objectif:** Transformer un signal alternatif en tension continue stable
(ex: pour l'alimentation d'un appareil en tension continue à partir du secteur)

Redressement simple alternance

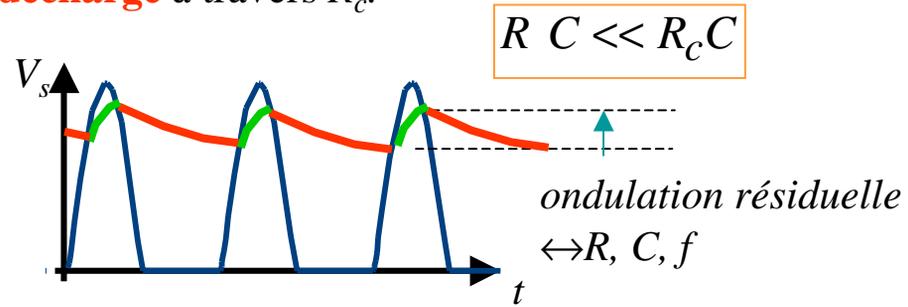


R_i = résistance de sortie du transformateur
 V_m = amplitude du signal du secondaire

avec filtrage passe-bas :

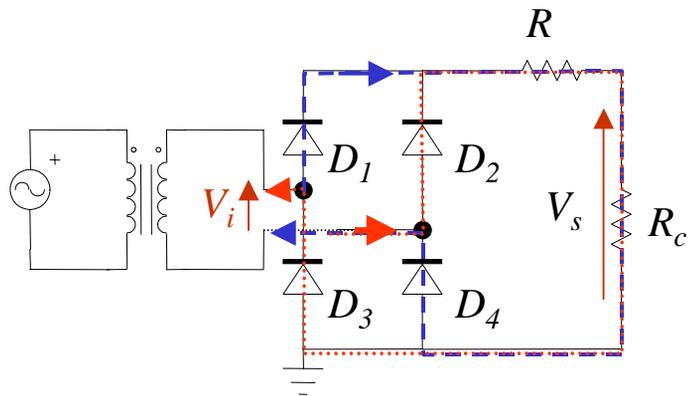


- ⇒ Le condensateur se **charge** à travers $R (+R_f)$ et se **décharge** à travers R_c :



⇒ mauvais rendement : la moitié du signal d'entrée n'est pas exploitée

Redressement double alternance (pont de Graetz)



■ Fonctionnement

⇨ quand $V_i > \sim 1.4V$:

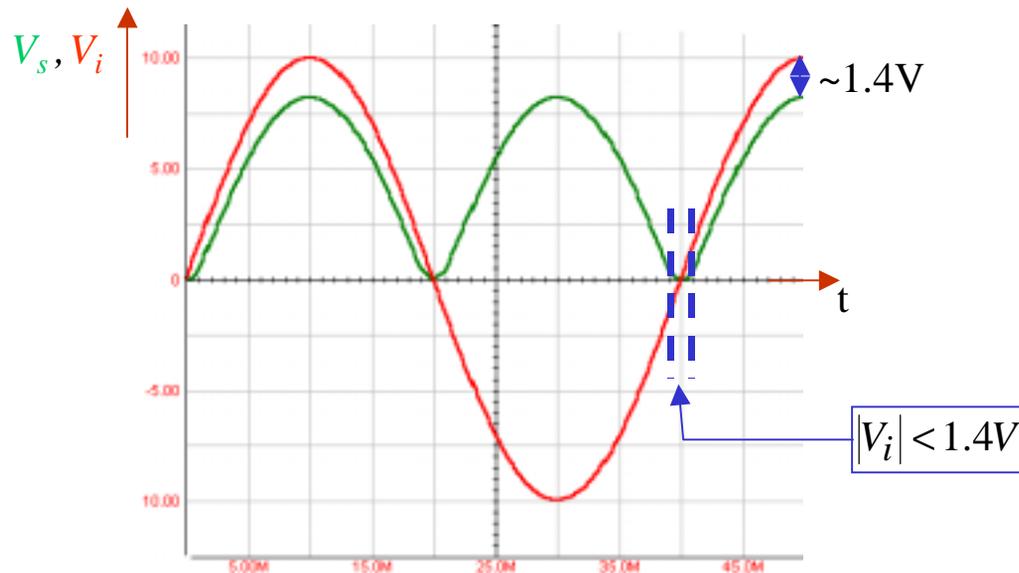
D_1 et D_4 = **passants**, D_2 et D_3 = **bloquées**

Parcours du courant : 

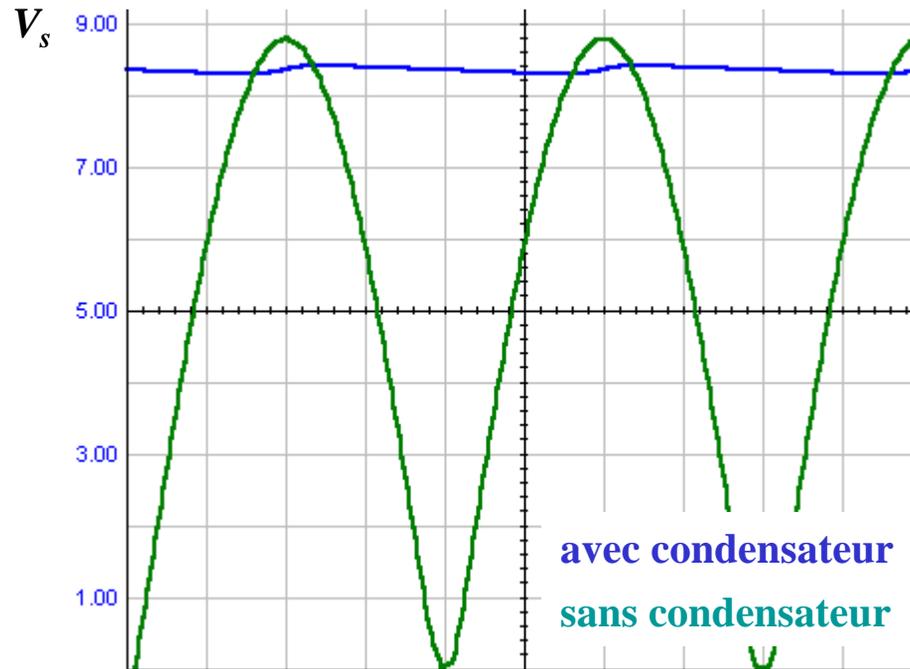
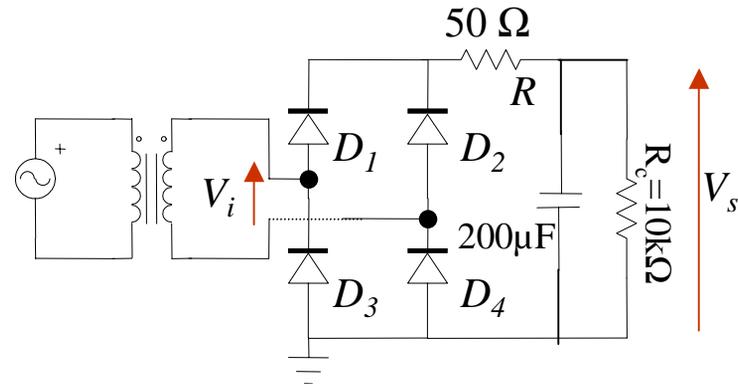
⇨ quand $V_i < \sim -1.4V$:

D_1 et D_4 = **bloquées**, D_2 et D_3 = **passantes**

Parcours du courant : 



avec filtrage :



⇒ Ondulation résiduelle réduite

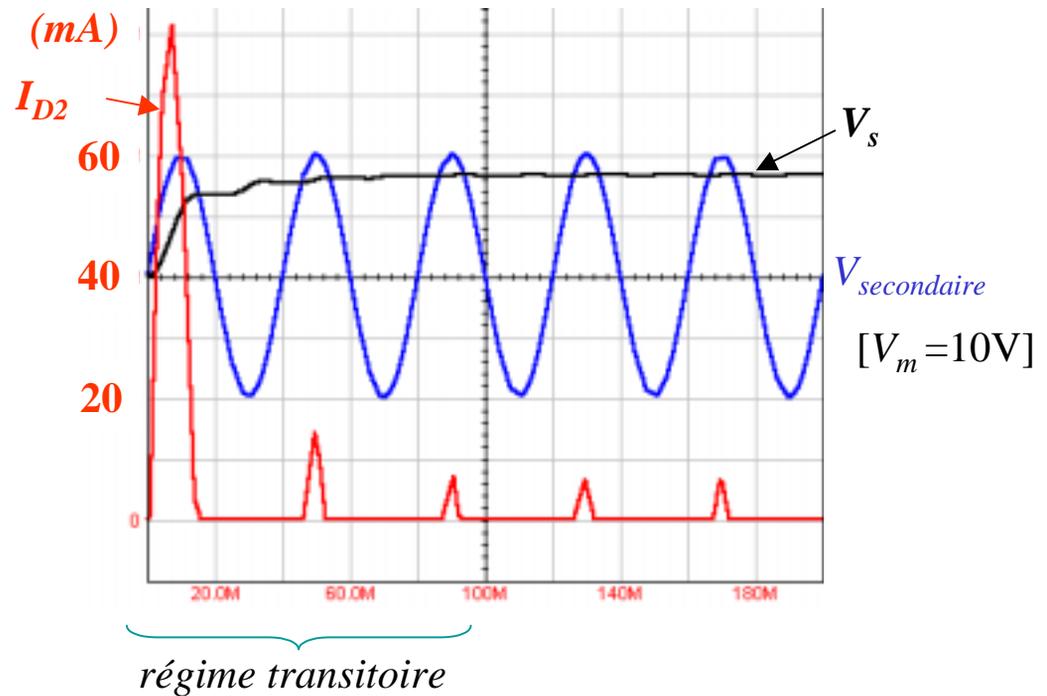
Courant transitoire de mise sous tension :

☞ C est initialement déchargé $\leftrightarrow V_C \approx 0$

☞ I_d peut devenir trop élevé

$$I_{d_{\max}} \rightarrow \frac{V_i - 1,4}{R}$$

☞ $I_{d_{\max}}$ dépend de R et C

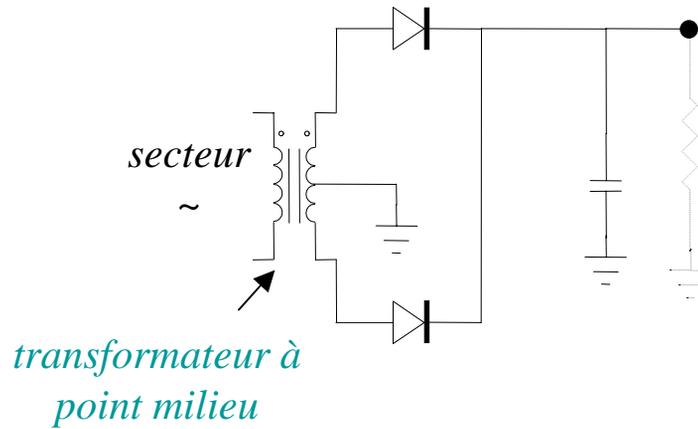


☞ Diodes de puissance

⚡ Les 4 diodes du pont de Graetz existe sous forme d'un composant unique (ou discret)

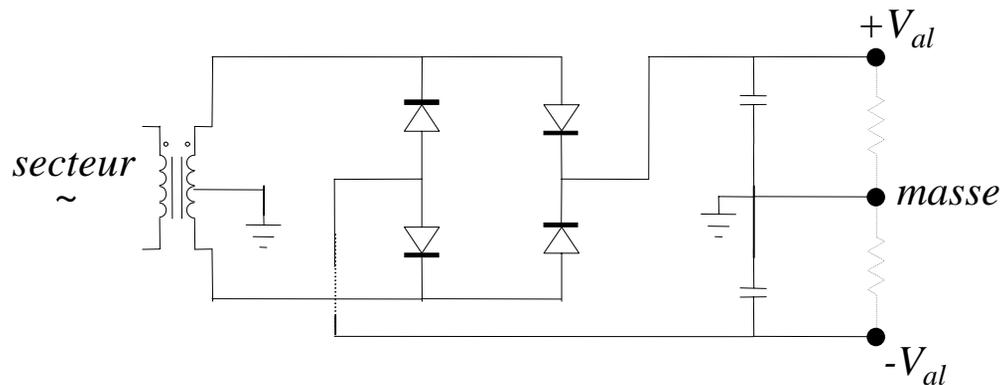
Autres configurations possibles :

■ Utilisation d'un transformateur à point milieu :



☞ mauvais rendement, puisqu'à chaque instant seule la moitié du bobinage secondaire est utilisé

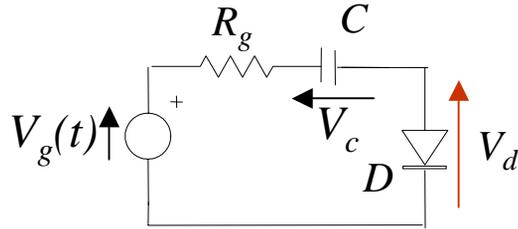
■ Alimentation symétrique :



3.3 Restitution d'une composante continue (clamping)

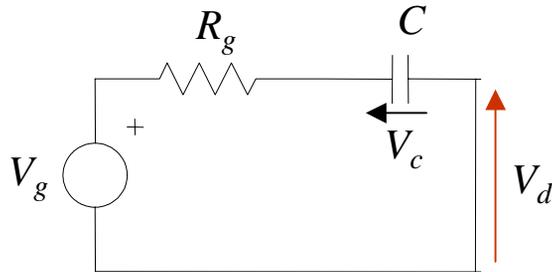
- **Fonction** : Décaler le signal vers les tensions positives (ou négatives)
 ↔ reconstitution d'une composante continue (valeur moyenne) non nulle

Exemple :



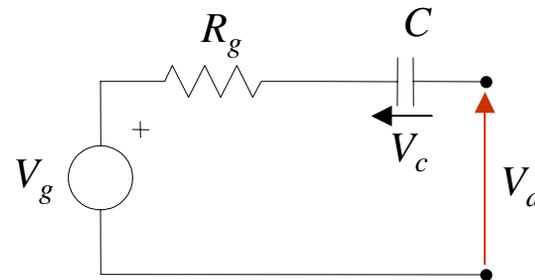
Fonctionnement : On supposera la diode idéale (1^{ière} approx.)

- Lorsque $V_g - V_c > 0$, la diode est passante



- ➔ C se charge et V_c tend vers V_g
- ➔ $V_d = 0$

- Lorsque $V_g - V_c < 0$, la diode est bloquée



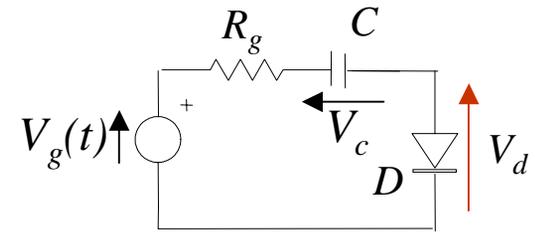
- ➔ $V_c = \text{constant}$ (C ne peut se décharger!)
- ➔ $V_d = V_g + V_c$
 ➔ ~ composante continue

☞ Quelle est l'effet de la tension seuil V_0 de la diode (non prise en compte ci-dessus) ?

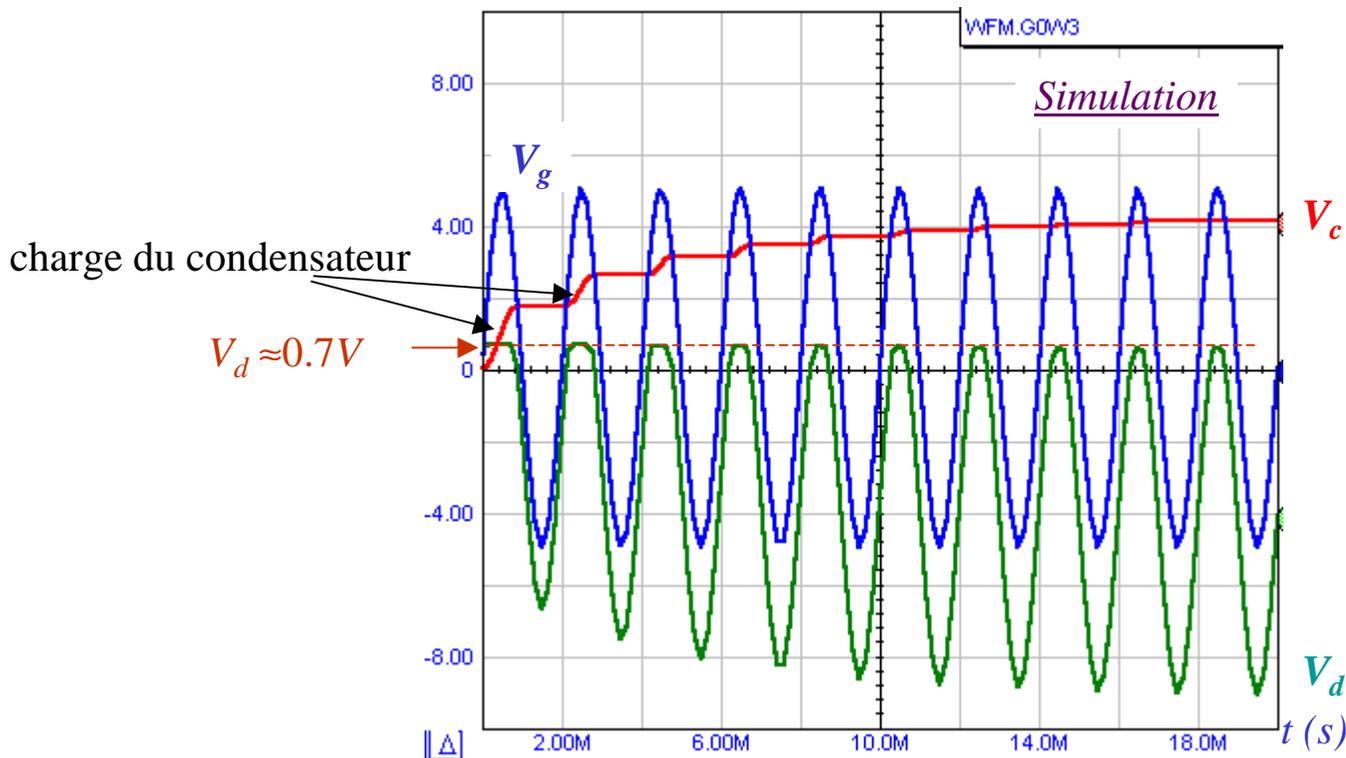
● **Cas particulier :**

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

$$V_c = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ (C déchargé)}$$



➔ **Phase transitoire** au cours de laquelle le condensateur se charge



$C = 1\mu F$
 $R_g = 1k\Omega$
 $f = 100\text{hz}$
 $V_m = 5V$

⇨ **Charge de C** avec une constante de **temps de $R_g C$** à chaque fois que la **diode est passante**

⇨ **Décharge de C** avec une constante de temps **$R_r C$**

⇨ le circuit remplit ses fonctions, si pour $f \gg 1/R_r C$ ($\approx 10^5 \text{hz}$ dans l'exemple) :

↳ en régime permanent: $V_d \approx V_g - \underbrace{V_m}$

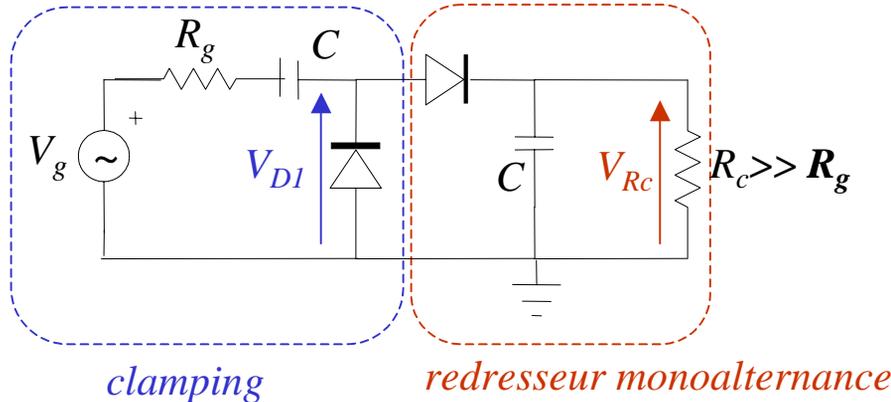
composante continue

Exercice : Modifier le circuit pour obtenir une composante continue **positive**.

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.

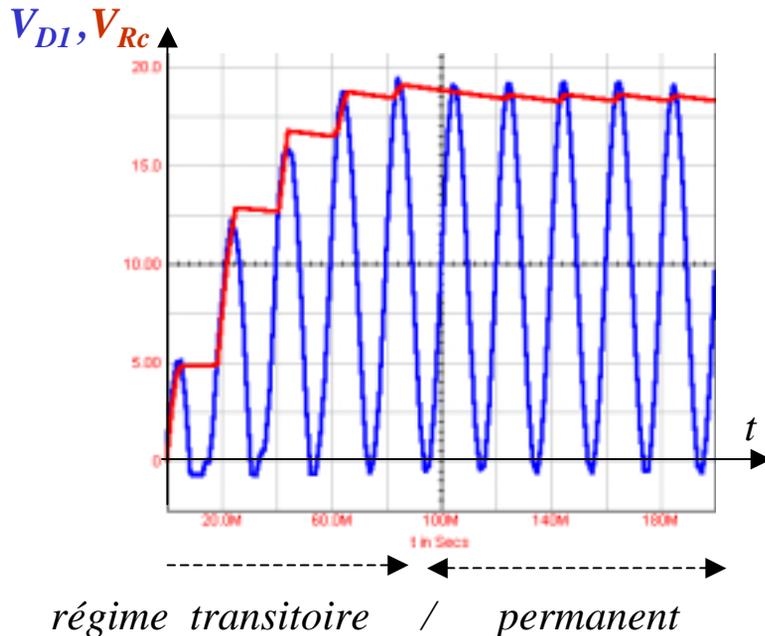
Exemple : doubleur de tension



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

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

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

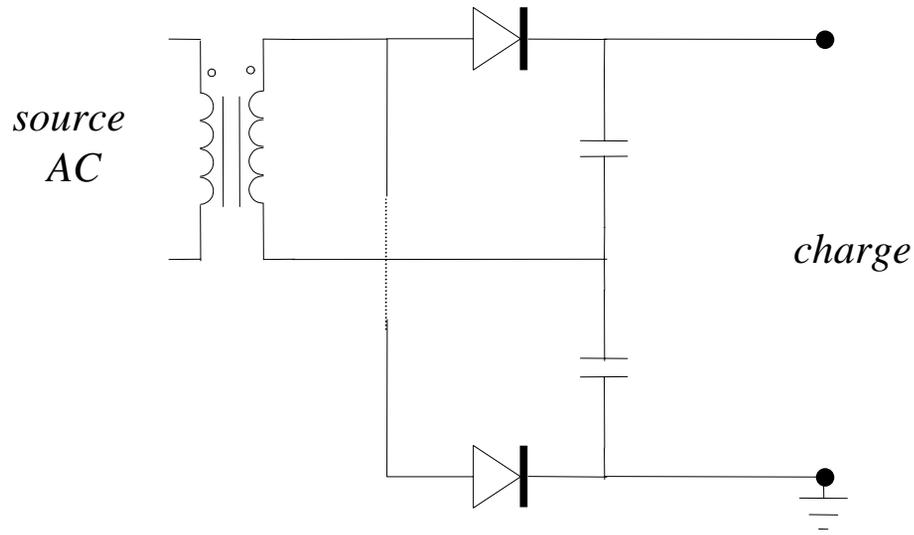


☞ En régime établi, le **courant d'entrée** du redresseur est **faible** (\sim impédance d'entrée élevée)

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

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

Autre exemples : *Doubleur de tension*



⇒ ≡ assemblage de deux redresseurs *monoalternance* en parallèle.

⇒ l'impédance d'entrée de la charge doit être $\gg R_f + R_{transformateur} + R_{protection}$

☞ source “**flottante**” ↔ nécessité du transformateur

4. Transistor bipolaire

4.1 Introduction

■ le Transistor = l'élément "clef" de l'électronique

il peut :

⇒ **amplifier un signal**

➤ amplificateur de tension, de courant, de puissance,...

⇒ être utilisé comme une **source de courant**

⇒ agir comme un **interrupteur commandé** (= **mémoire binaire**)

➤ essentiel pour l'**électronique numérique**

⇒ ...

il existe :

⇒ soit comme **composant discret**

⇒ soit sous forme de **circuit intégré**, i.e. faisant partie d'un circuit plus complexe, allant de quelques unités (ex: AO) à quelques millions de transistors par circuit (microprocesseurs)

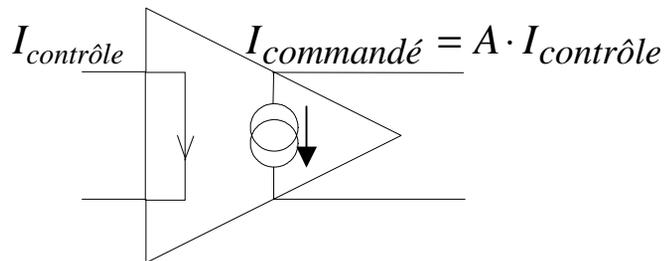
■ on distingue le transistor **bipolaire** du transistor **à effet de champ**

⇒ différents mécanismes physiques

■ Ils agissent, en 1^{ère} approx., comme une **source de courant commandée**

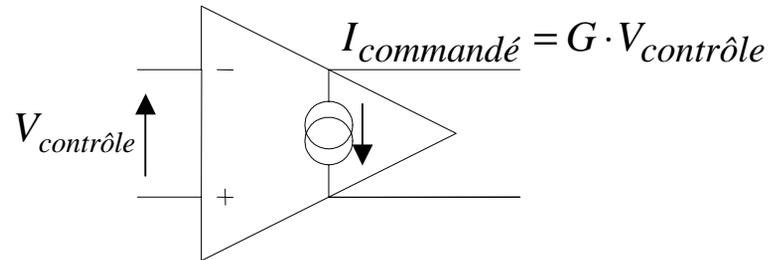
⇒ transistor bipolaire : commandé **par un courant**

⇒ transistor à effet de champ: commandé par **une tension**



*source de courant
commandée par un
courant*

$A = \text{“gain” en courant}$



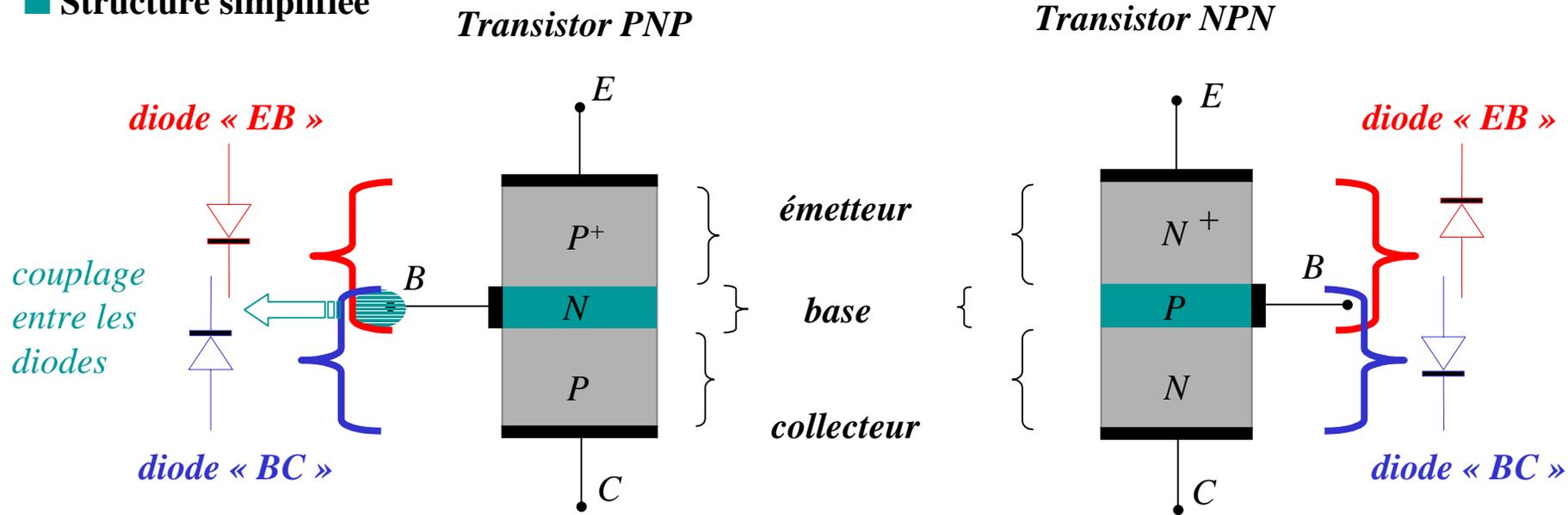
*source de courant
commandée par une
tension*

$G = \text{transconductance.}$

👉 **Idéalement** : l'étage d'entrée ne dépend **pas** de l'étage de sortie.

4.2 Structure et fonctionnement d'un transistor bipolaire

■ Structure simplifiée



☞ **Un transistor bipolaire** est constitué de trois zones semiconductrices différentes, l'**émetteur**, la **base** et le **collecteur**, qui se distinguent par la nature du **dopage**.

☞ Les deux « **jonctions PN** » (ou diodes!) émetteur/base et base/collecteur se **partagent** la région centrale : la « **base** ». Le **couplage** entre les jonctions est à l'origine de l'« **effet transistor** »: le courant dans l'une des diodes (généralement dans la jonction base/émetteur) détermine le courant dans la seconde. (cf après)

☞ **Symétrie NPN/PNP**: Les transistors **PNP** et **NPN** ont un **comportement analogue** à condition d'**inverser les polarités** des tensions.

■ Effet transistor

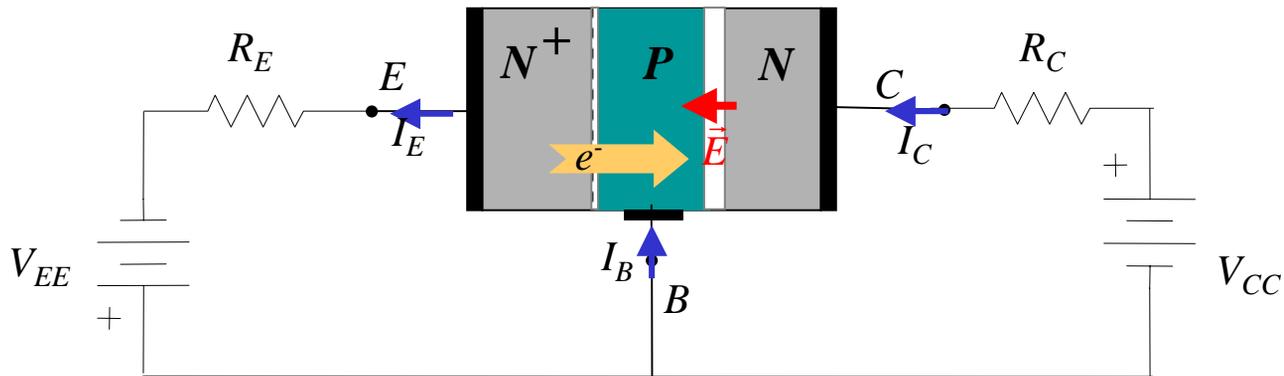
☞ *Conditions de polarisation :*

Jonction EB : **directe**

Jonction BC: **inverse**

= **MODE ACTIF** du transistor

Exemple: Transistor NPN



☞ si $V_{EE} > \sim 0.7V$, le courant circule entre l'émetteur et la base ➔ $V_{BE} \sim 0.7V, I_E \gg 0$

☞ La jonction EB est **dyssymétrique** (dopage plus élevé côté E)

➔ **courant** porté essentiellement par les **électrons** (peu de trous circulent de B vers E)

☞ $V_{CC} > 0$, un **champ électrique intense** existe à l'interface Base/Collecteur

☞ La **majorité** des électrons injectés par l'émetteur dans la base sont **collectés** par le champ

➔ $I_C \sim I_E$ et $I_B = I_E - I_C \ll I_E$

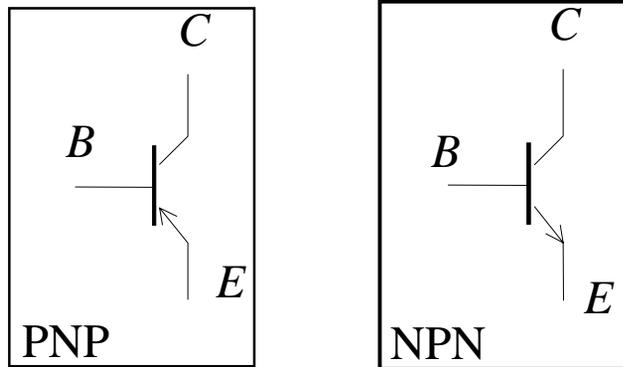
☞ Le courant I_C est **contrôlé** par I_E , et **non** vice versa...

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

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

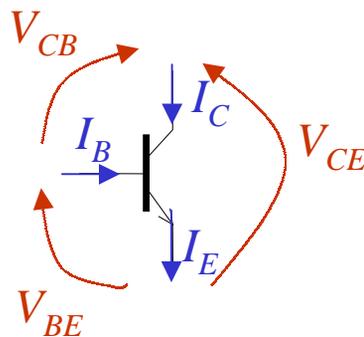
⇒ I_B non nul = fraction de I_E **ne participant pas** à la commande de I_C .

■ Symboles

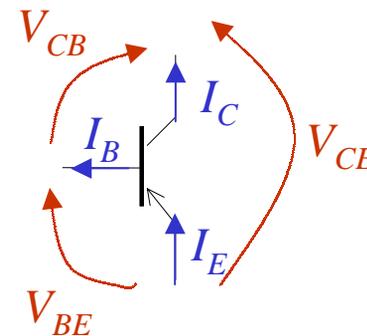


⇒ la flèche indique le **sens du courant** dans l'état actif

■ Conventions :



NPN



PNP

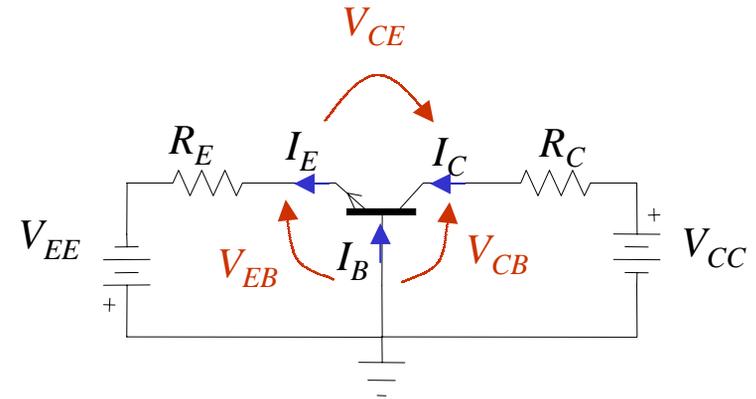
⇒ $I_E = I_B + I_C$

4.3 Caractéristiques du transistor NPN

■ Choix des paramètres :

☞ Les différentes grandeurs électriques (I_E , I_B , V_{BE} , V_{CE} , ...) sont **liées**:

☞ *différentes représentations équivalentes des caractéristiques électriques existent*



● Configuration “**Base Commune**”

(base = électrode commune)

☞ Caractéristiques : $I_E(V_{EB}, V_{CB})$, $I_C(V_{CB}, I_E)$ ou $I_E(V_{BE}, V_{BC})$, $I_C(V_{BC}, I_E)$

● Configuration “**Émetteur Commun**”

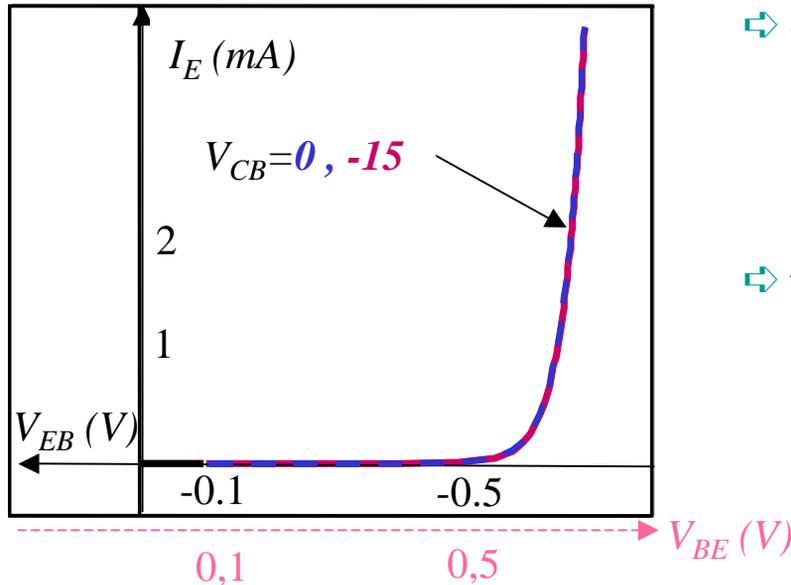
(émetteur = électrode commune)

☞ Caractéristiques : $I_B(V_{BE}, V_{CE})$, $I_C(V_{CE}, I_B)$

☞ La représentation des caractéristiques en configuration “collecteur commun” est plus rare.

■ Caractéristiques en configuration BC : CAS DU TRANSISTOR NPN

$I_E(V_{EB}, V_{CB})$: « caractéristique d'entrée »
hypothèse: diode BC bloquée (mode usuel)



⇨ ~ caractéristique d'une **jonction PN**

$$I_E \cong I_s \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

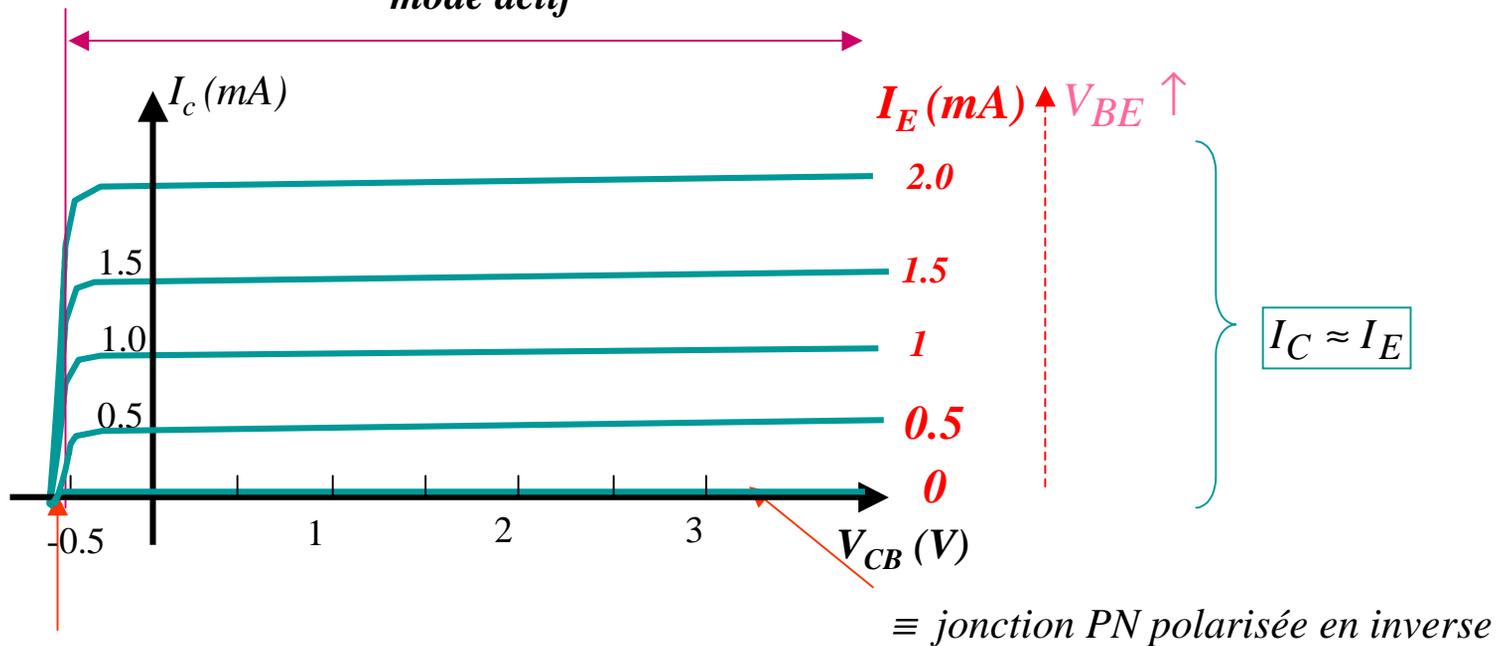
⇨ très peu d'influence de I_C (resp. V_{CB})

Jonction EB bloqué
 $I_E \sim 0, V_{BE} < 0.5 \text{ V}$

Jonction EB passante
 $I_E > 0, V_{BE} \approx 0.6-0.7 \text{ V}$

mode actif

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



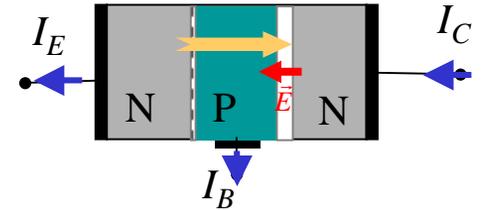
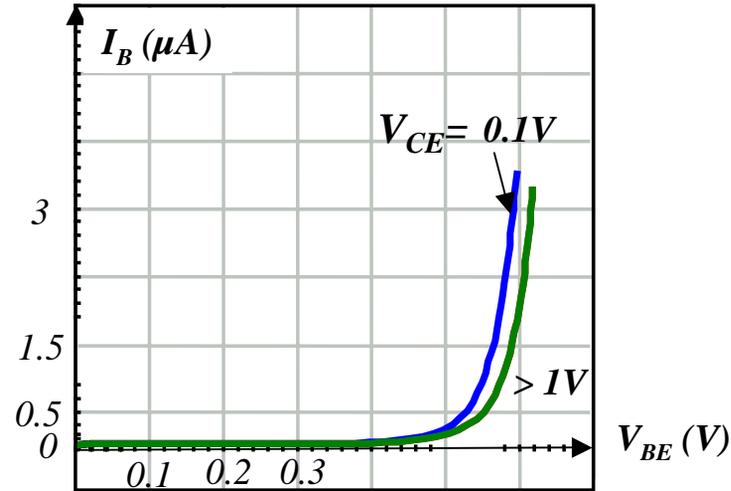
tension seuil de la jonction BC

- ⇨ pour $V_{CB} > \sim -0.5$ V, 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 ~ 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”

■ Caractéristiques en configuration EC :

$I_B(V_{BE}, V_{CE})$: « caractéristique d'entrée »
hypothèse: diode BC bloquée (mode usuel)



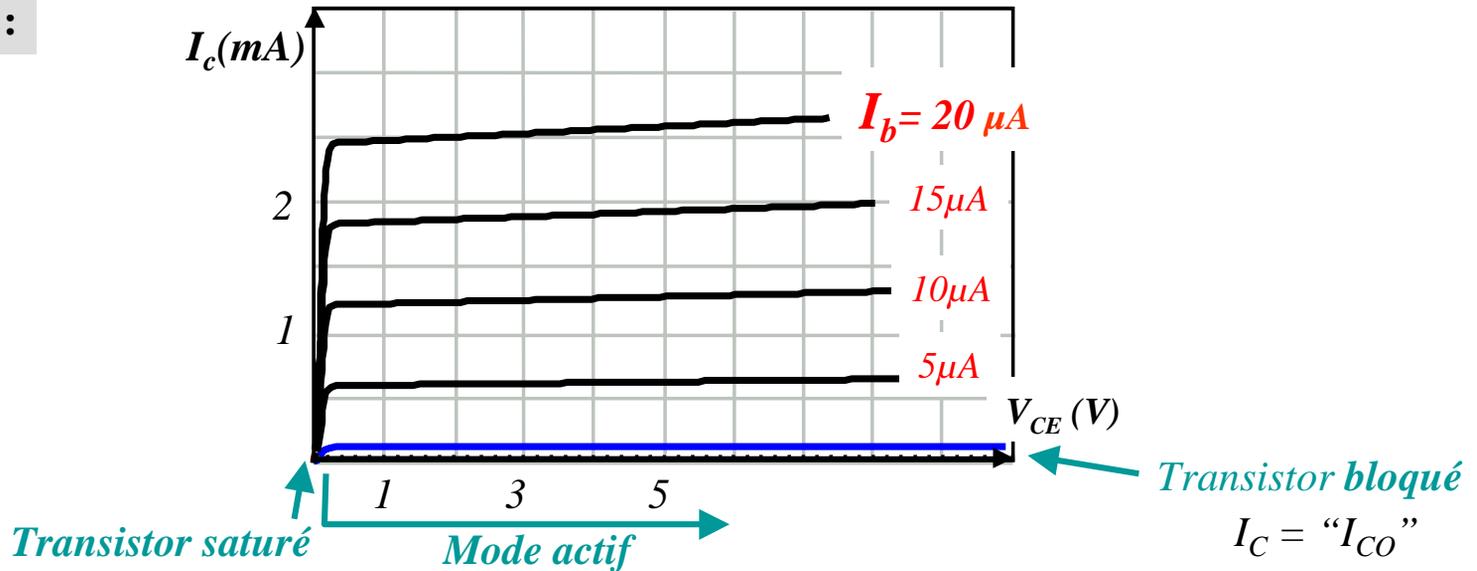
⇒ $V_{BE} > 0.6V$, jonction PN passante

⇐ $I_B \ll I_E \leftrightarrow$ **charges non collectées** par le champ électrique de la jonction BC

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_E$$

⇒ Influence non-négligeable de V_{CE} sur $\alpha_F \leftrightarrow$ “Effet Early”

$I_C(V_{CE}, I_B) :$



⇒ **Mode actif** : BE passant, BC bloquée → $V_{BE} \approx 0.7V$ et $V_{CB} > \sim -0.5 V$

➤ $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} > -0.5 + 0.7 \sim 0.2 V$

$$I_C = \alpha_F I_E = \alpha_F (I_C + I_B) \Rightarrow I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B = "h_{FE}" I_B$$

h_{FE} = "gain en courant continue en EC" = " β_F "

ordre de grandeur : $h_{FE} \sim 50 - 250$

↔ Grande **dispersion de fabrication** sur h_{FE} .

⇒ **Effet Early** : α_F tend vers 1 lorsque V_{CE} augmente → h_{FE} *augmente avec* V_{CE}

⇒ **Mode saturé** : Diode BC passante -> $I_C \sim$ indépendant de I_B

➤ h_{FE} **diminue** lorsque $V_{CE} \rightarrow 0$

■ Modes actif / bloqué / saturé

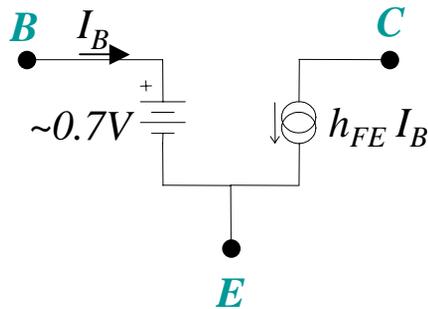
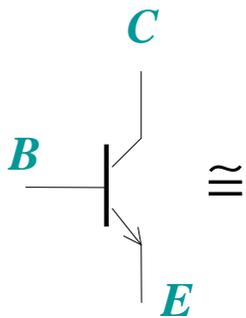
Transistor NPN

Configuration EC :

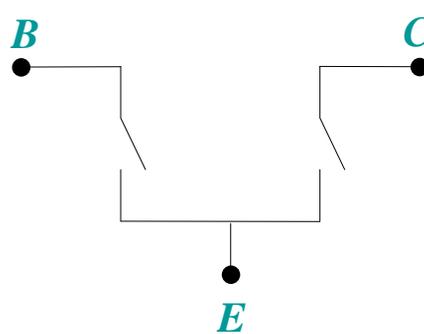
Mode actif : $V_{BE} \approx 0.7V$ $\sim 0.3V < V_{CE} < V_{CC}$ $I_C \approx h_{FE} I_B$

Mode bloqué : $I_B \cong 0$ $V_{CE} \cong V_{CC}$ $I_C \approx 0$

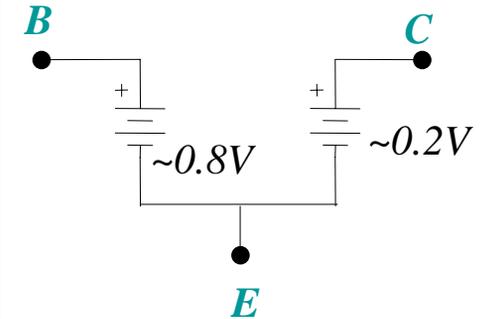
Mode saturé : $V_{BE} \approx 0.8V$ $V_{CE} \approx 0.2V$ $I_C \neq h_{FE} I_B$



Mode actif



Mode bloqué



Mode saturé

☞ V_{CC} = source de tension externe alimentant la maille contenant C et E (cf plus loin)
 V_{CC} ne peut pas dépasser cette valeur!

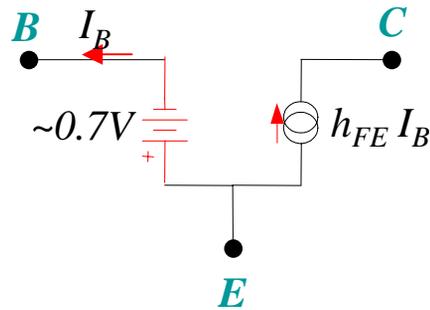
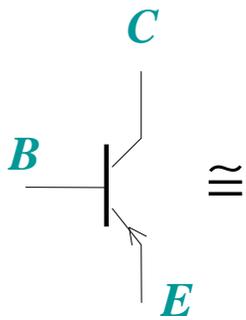
Transistor PNP

Configuration EC :

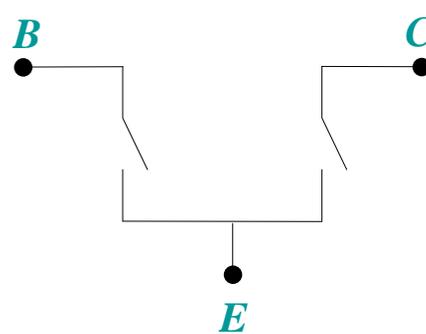
Mode actif : $V_{BE} \approx -0.7V$ $\sim -0.3V < V_{CE} < V_{CC}$ (< 0) $I_C \approx h_{FE} I_B$

Mode bloqué : $I_B \cong 0$ $V_{CE} \cong V_{CC}$ $I_C \approx 0$

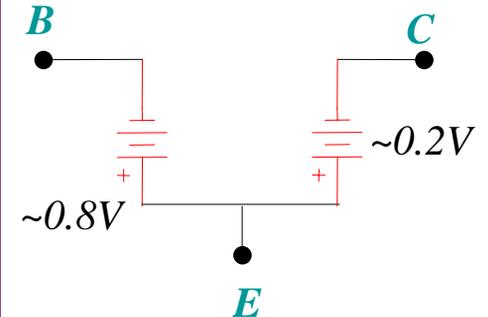
Mode saturé : $V_{BE} \approx -0.8V$ $V_{CE} \approx -0.2V$ $I_C \neq h_{FE} I_B$



Mode actif



Mode bloqué



Mode saturé

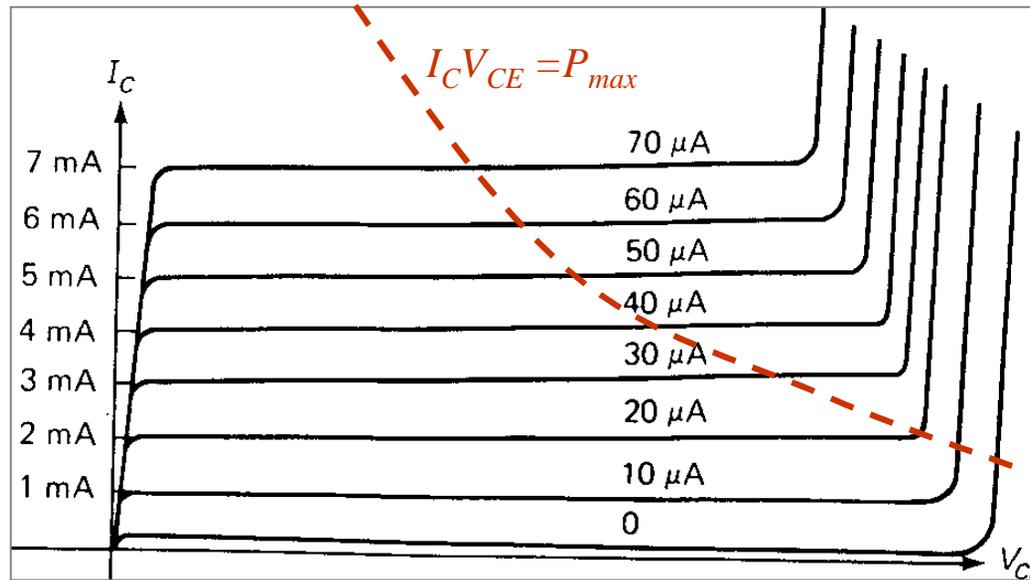
■ Valeurs limites des transistors

⇒ 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



[fiches techniques :](#)

■ Influence de la température

☞ La caractéristique d'une jonction PN dépend de la température

⇨ les courants inverses (mode bloqué) augmentent avec T

⇨ V_{BE} , à $I_{B,E}$ constant, diminue avec T

⇨ *ou réciproquement* : pour V_{BE} maintenue fixe, I_E (et donc I_C) **augmente avec T**

⇨ **Risque d'emballement thermique** : $T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow \text{Puissance dissipée} \uparrow \Rightarrow T \uparrow \dots$

➡ Nécessité d'une **contre-réaction** dans les amplificateurs à transistors bipolaires :

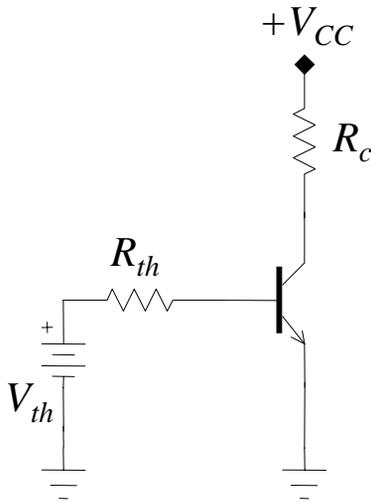
$$T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow V_{BE} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$$

4.4 Modes de fonctionnement du transistor dans un circuit \leftrightarrow Point de fonctionnement

■ Droites de charges :

Le point de fonctionnement est déterminé par les **caractéristiques** du transistor **et** par les **lois de Kirchhoff** appliquées au circuit.

Exemple : ● Comment déterminer I_B , I_C , V_{BE} , V_{CE} ?

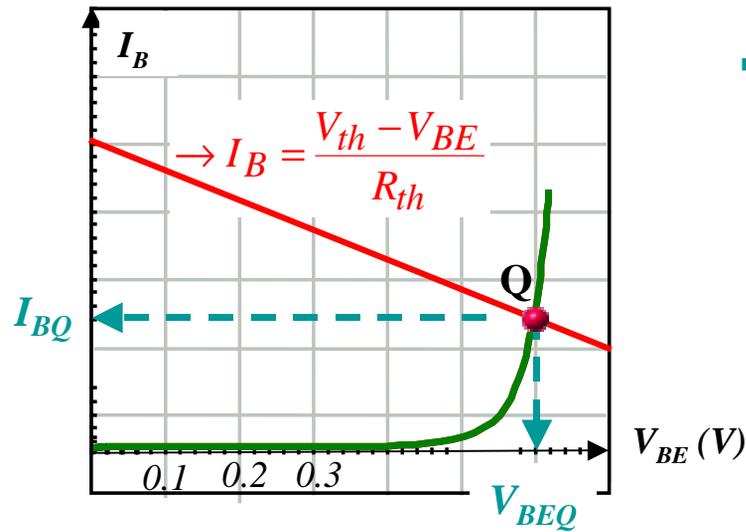


Droites de charges :

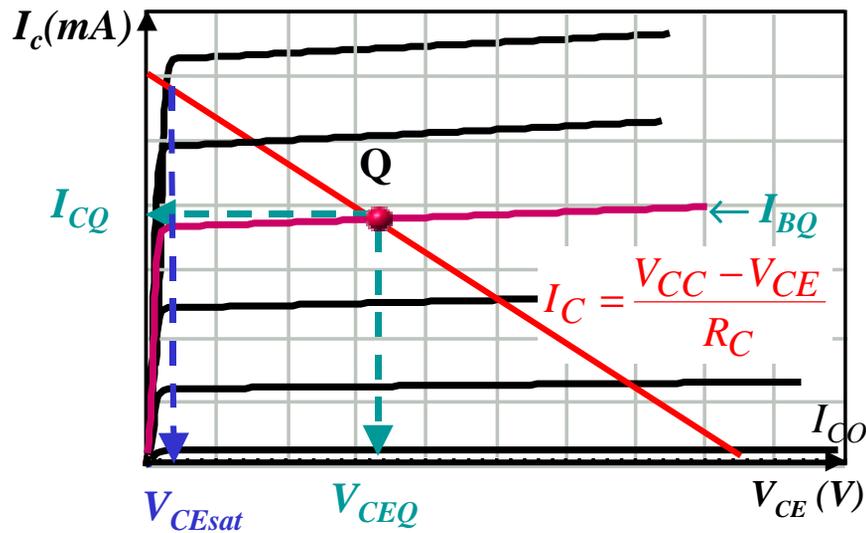
$$V_{th} = R_{th}I_B + V_{BE} \quad \rightarrow I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th}}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \quad \rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

■ Point de fonctionnement



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

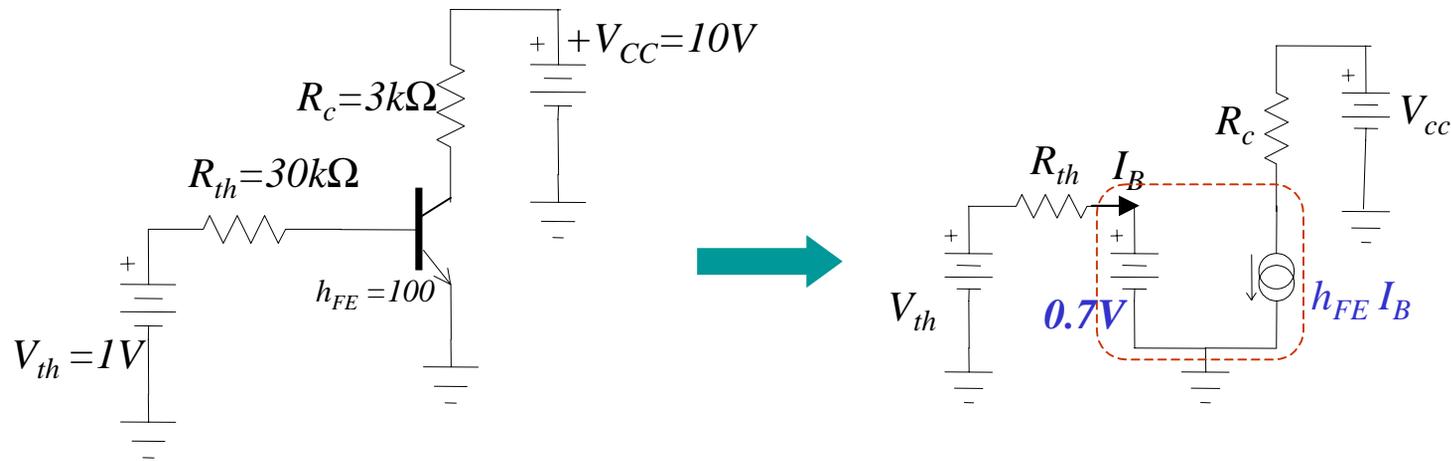


⇒ $V_{CEsat} \leq V_{CEQ} \leq V_{CC}$

$$I_{CO} \leq I_c \leq \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_C}$$

⇒ **Q fixe le mode de fonctionnement du transistor**

Exemple : Calcul du point de fonctionnement



$$\rightarrow I_{BQ} = 10\mu A$$

$$\rightarrow I_{CQ} = 1mA$$

$$\rightarrow V_{CEQ} = 7V$$

☞ On a bien : $\sim 0,3 < V_{CEQ} < V_{CC}$

Résultat **cohérent** avec le **mode actif** du transistor.

● Remplacement de R_{th} par $3k\Omega$:

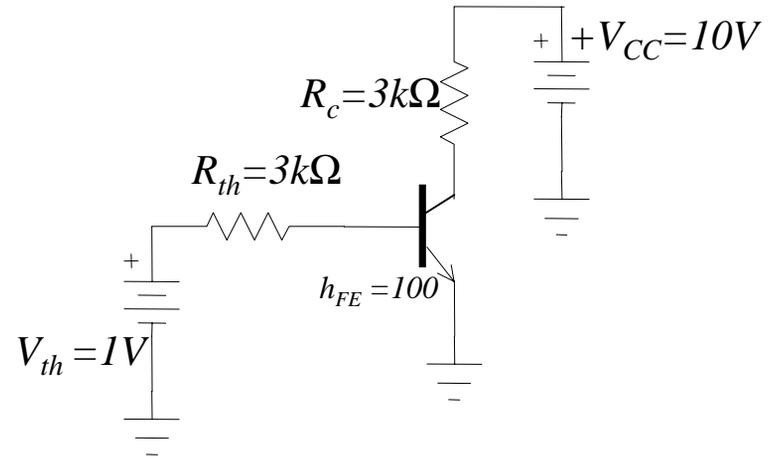
$$\dots \rightarrow I_{BQ} = 100\mu A$$

$$\dots \rightarrow I_{CQ} = 10mA$$

$$\dots \rightarrow V_{CEQ} = -20V !!$$

👉 **Résultat incompatible** avec le mode actif

⇒ le modèle donne des valeurs erronées

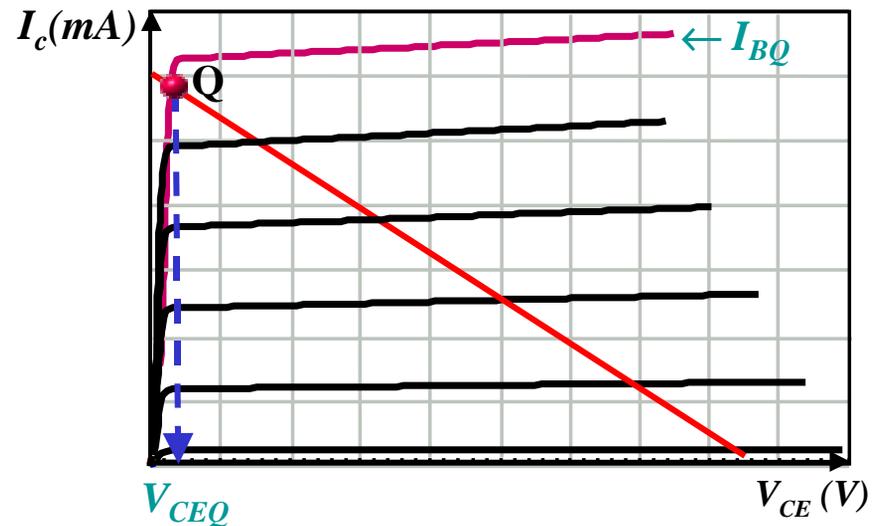


Cause :

En ayant augmenté I_{BQ} , (réduction de R_{th})
 Q a atteint la limite de la zone
 correspondant au mode actif

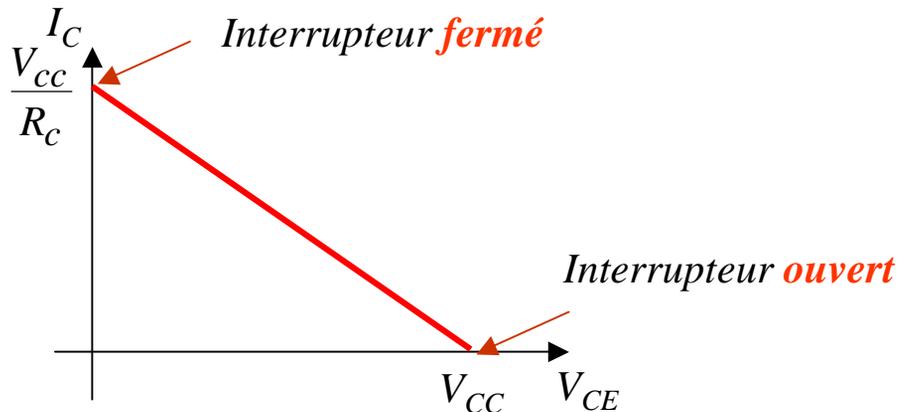
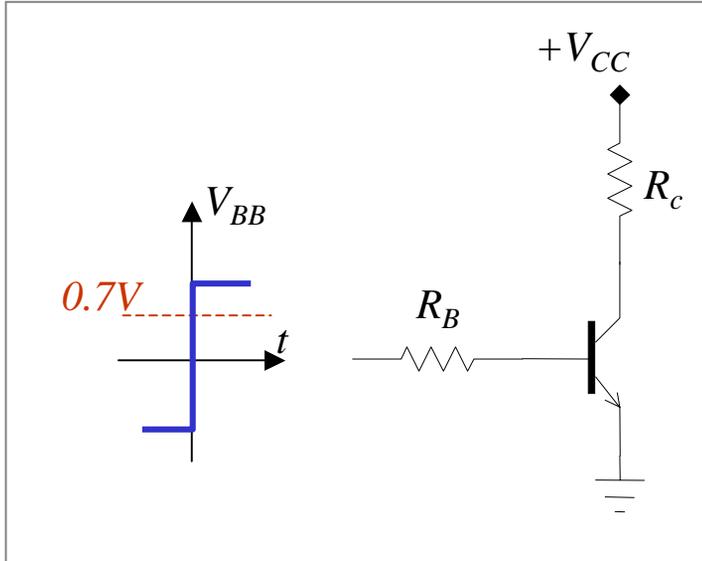
$$\rightarrow V_{CEQ} \sim 0.3V$$

$$\text{et } I_{CQ} = 3.2mA$$



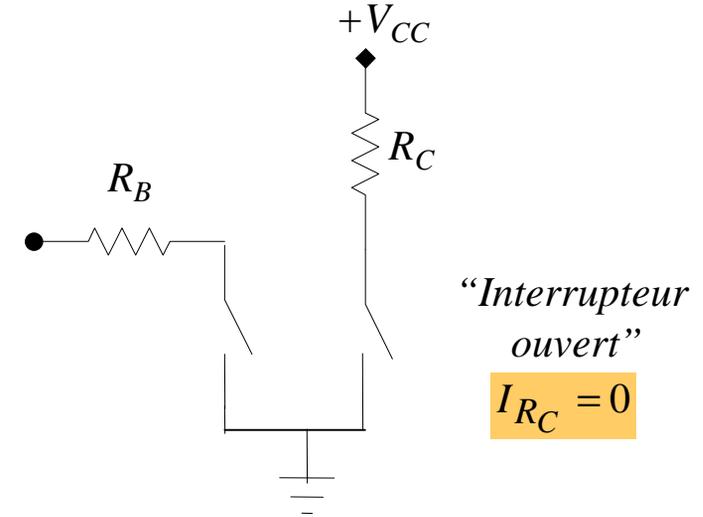
■ Quelques circuits élémentaires :

Transistor interrupteur:

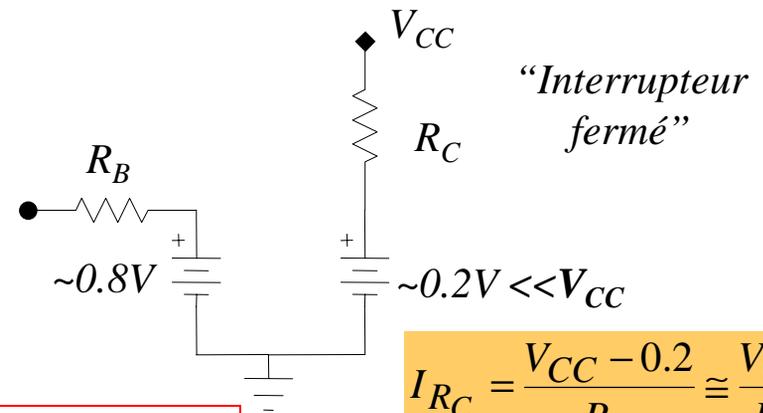


$$I_{B_{\min}} \text{ (interrupteur fermé)} \cong \frac{V_{CC}}{R_C h_{FE}} \cong \frac{V_{BE_{\min}} - 0.7}{R_B}$$

$t < 0$: $V_{BE} < 0.7V \rightarrow$ Mode bloqué

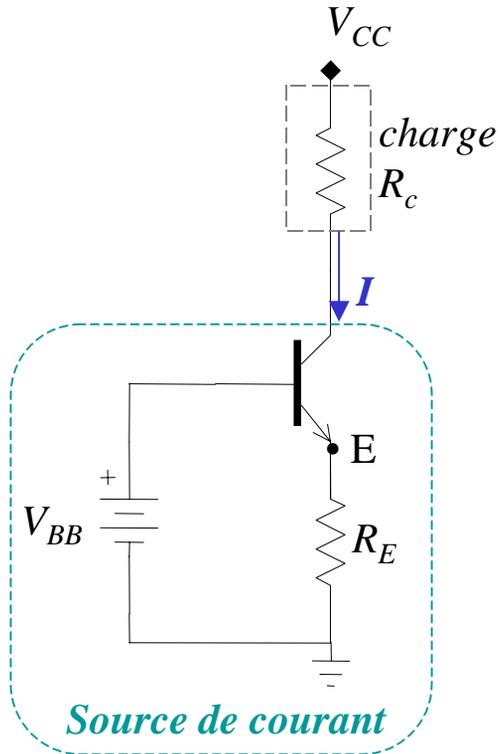


$t > 0$: $V_{BE} > \sim 0.8V$, tel que $R_C I_C \sim V_{CC}$
 $\rightarrow V_{CE} \sim \text{qq. } 100mV$



$$I_{R_C} = \frac{V_{CC} - 0.2}{R_C} \cong \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Transistor source de courant :



$$\rightarrow I \approx \frac{V_{BB} - 0.7V}{R_E}$$

“quelque soit” R_c ...

tant que le transistor est en **mode actif**

Domaine de fonctionnement : ($V_{BB} > 0.7V$)

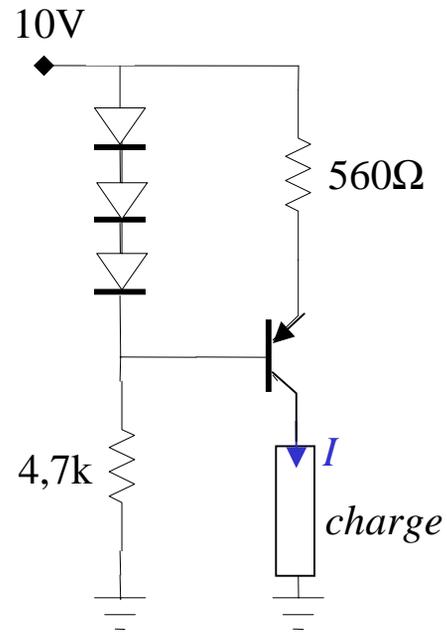
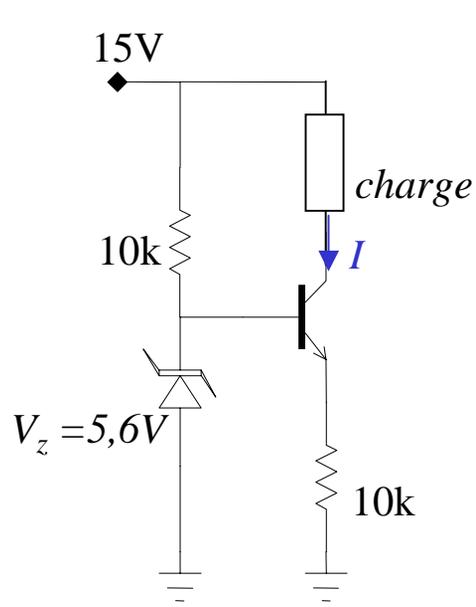
$$\approx 0 < V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C < V_{CC}$$

- $R_{C_{\max}} \cong \frac{V_{CC}}{I} - R_E$

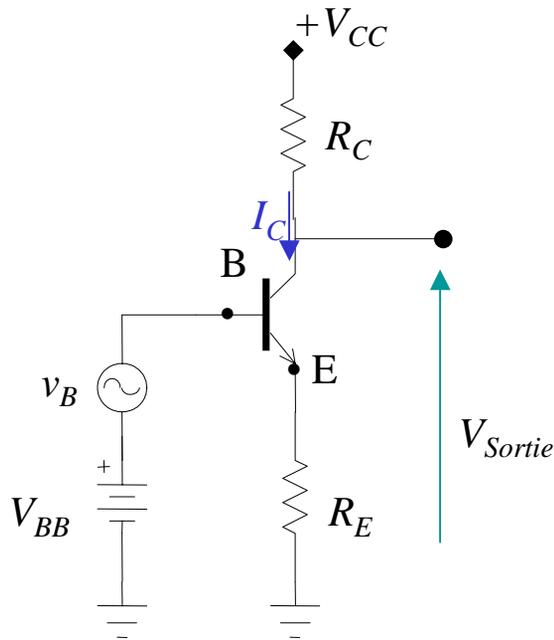
pour R_c supérieure à $R_{c_{\max}}$ → *transistor saturé*

- 👉 $R_{C_{\min}} = 0$

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^{ière} 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

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

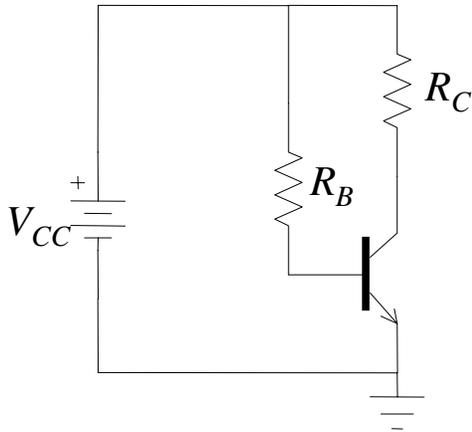
👉 $A_v = “\infty”$ pour $R_E = 0$?? voir plus loin pour la réponse...

👉 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).

■ Circuit de polarisation de base (à courant I_B constant)



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

$$Q: I_C = h_{FE} I_B \quad \text{et} \quad V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

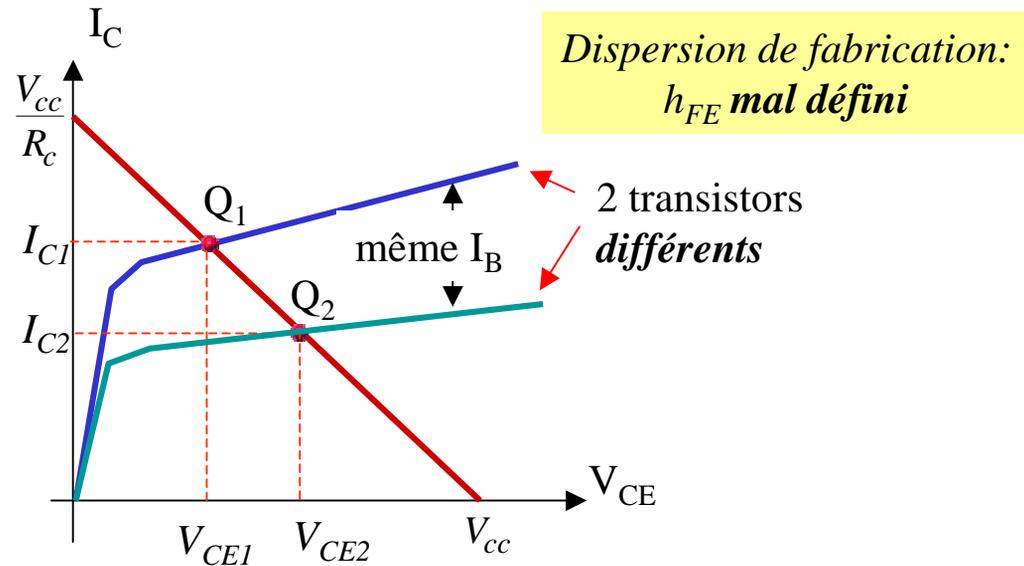
Conséquence : $\Delta h_{FE} \Rightarrow \Delta I_C \Rightarrow \Delta V_{CE}$

→ Le point de repos **dépend fortement de h_{FE} = inconvénient majeur**

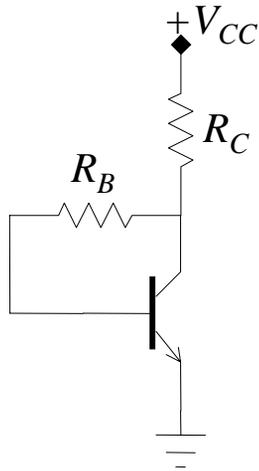
→ Circuit de polarisation **peu utilisé**.

Exemple : Transistor en mode saturé $\leftrightarrow R_B$ tel que $I_B > I_{B_{sat}} \approx \frac{V_{CC}}{R_C h_{FE}}$

en prenant pour h_{FE} la **valeur minimale** garantie par le constructeur.



■ Polarisation par réaction de collecteur



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

Le point de fonctionnement reste sensible à h_{FE}

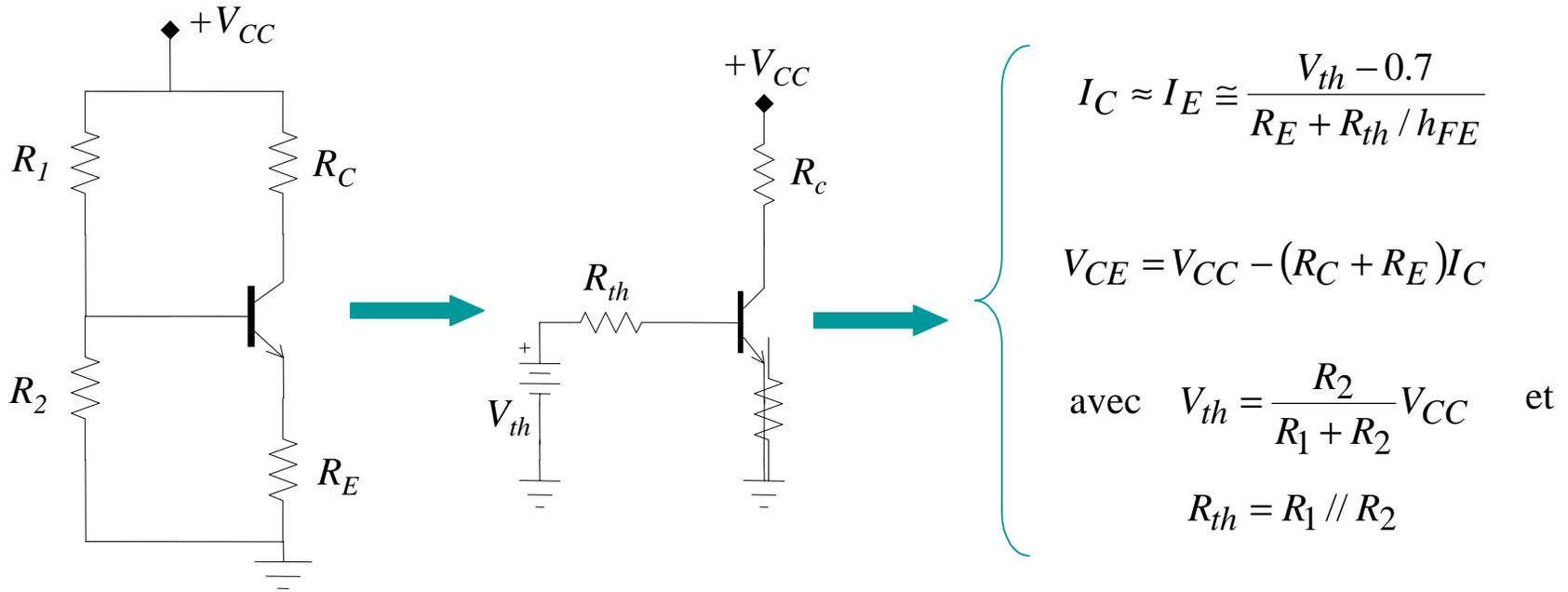
Propriété intéressante du montage :

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

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**.

■ Polarisation par diviseur de tension - « polarisation à courant (émetteur) constant »

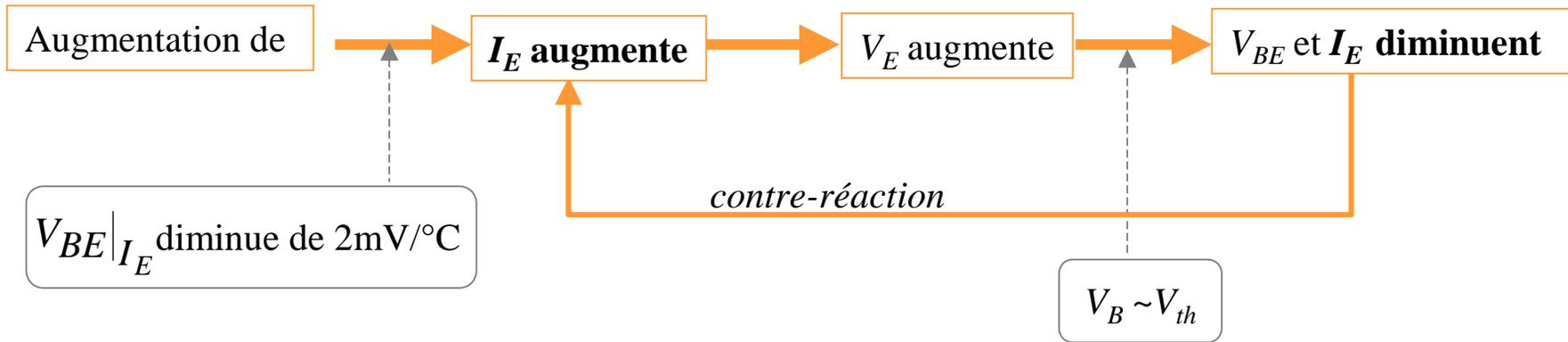
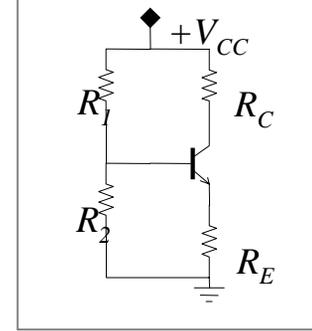


⇒ Peu sensible à h_{FE} : si $\frac{R_{th}}{h_{FE}} \ll R_E \rightarrow I_C \approx \frac{V_{th} - 0.7}{R_E}$

⇒ Bonne stabilité thermique

Une façon de comprendre la stabilité du montage :

R_E introduit une **contre-réaction**



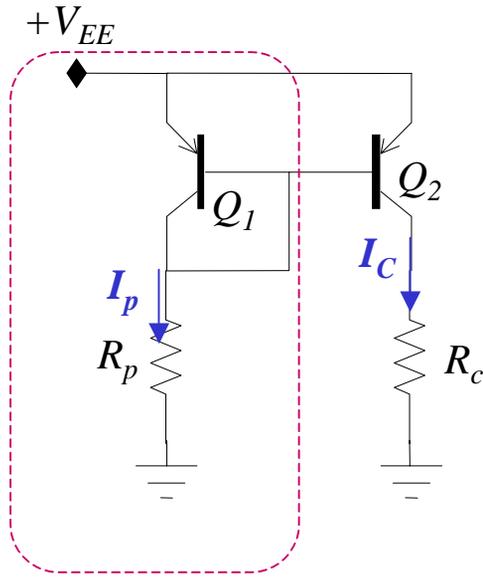
Règles « d'or » pour la conception du montage :

- $R_{th}/R_E \leq 0.1 h_{FE}^{\min}$ 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)

■ Polarisation par un miroir de courant



fixe le courant I_p

- Q_1, Q_2 = transistors **appariés** (circuit intégré)

- Q_1 : $V_{BC} = 0 \rightarrow \sim$ diode $\rightarrow I_p \cong \frac{V_{EE} - 0.7}{R_p}$

- En **mode actif**, les courants de bases sont négligeables (1ère approx.)

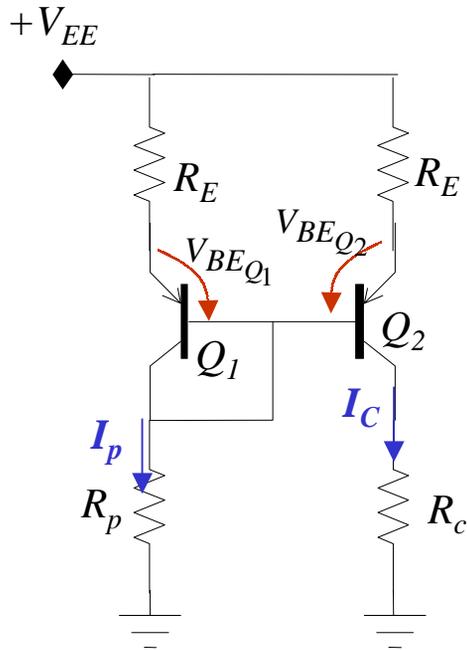
- Q_2 : $V_{EB_{Q1}} = V_{EB_{Q2}} \rightarrow I_C \cong I_p$

- ☞ Q_2 agit comme un “**miroir de courant**”.

☺ Point de fonctionnement ne dépend pas explicitement de h_{FE}

Imperfection : Effet **Early** $\rightarrow I_C|_{V_{BE}}$ augmente avec $V_{CE} \leftrightarrow R_c$ (jusqu'à ~25% !)

Amélioration possible



avec $R_E \ll R_C$

- R_E introduit une **contre-réaction** :

$$\text{comme } V_{BEQ2} = V_{BEQ1} - R_E(I_C - I_p)$$

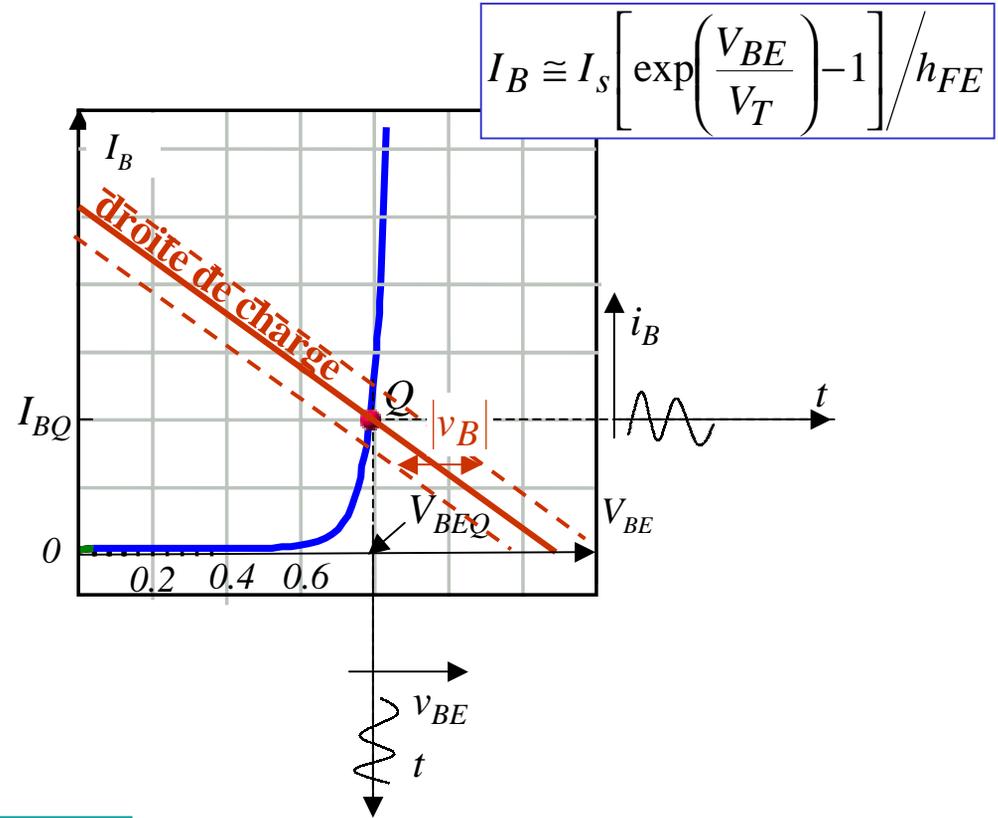
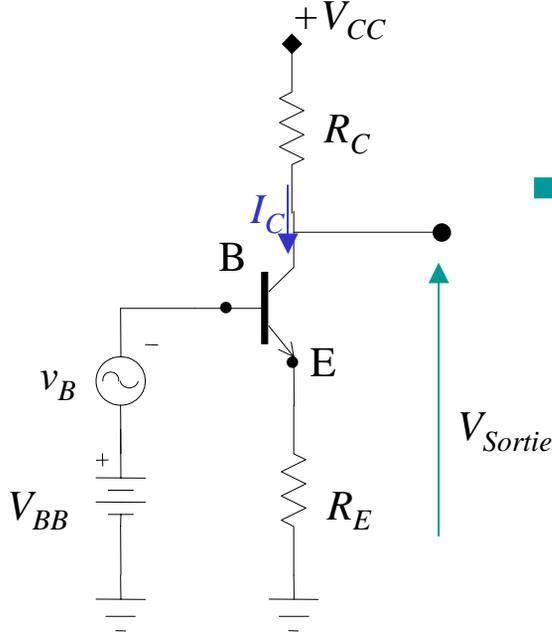
Si I_C augmente (variation de V_{CE}), V_{BEQ2} diminue

et s'**oppose** à l'augmentation **initiale**.

4.7 Modèle dynamique

- Variation de **faibles amplitudes** autour d'un point de fonctionnement statique
- Comportement approximativement **linéaire**
- ⇒ Modèles équivalents

■ Caractéristique d'entrée :



$$I_B \cong I_s \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] / h_{FE}$$

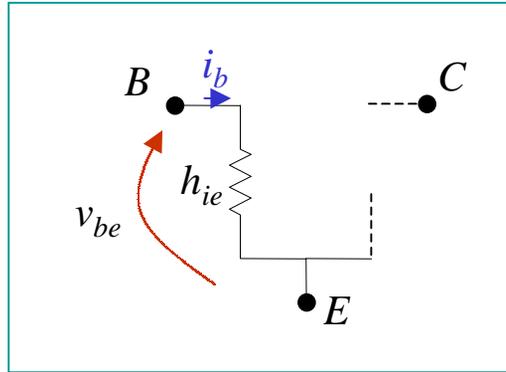
Pour v_B petit:

$$i_b \cong \left. \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} \right|_Q \cdot v_{be} \cong \frac{I_E}{h_{FE} \cdot V_T} v_{be} = \frac{v_{be}}{h_{ie}}$$

h_{ie} = "résistance d'entrée dynamique" du transistor en EC

Notation :

$$"h_{ie}" = \frac{h_{FE} V_T}{I_E} = \text{“résistance d’entrée dynamique” du transistor en EC}$$



↖ $h_{ie} \leftrightarrow$ « i » pour *input*, « e » pour *EC*, *h* pour paramètre hybride (cf quadripôle linéaire)

☞ Ne pas confondre h_{ie} avec l'impédance d'entrée du **circuit complet**. (voir plus loin).

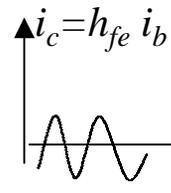
☞ A température ambiante (300K) on a :

$$h_{ie} \cong \frac{26 \cdot h_{FE}}{I_E (mA)} \quad (\Omega)$$

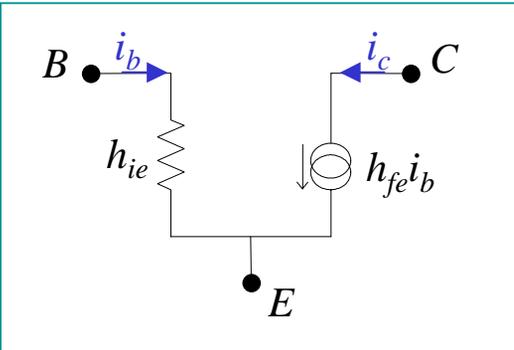
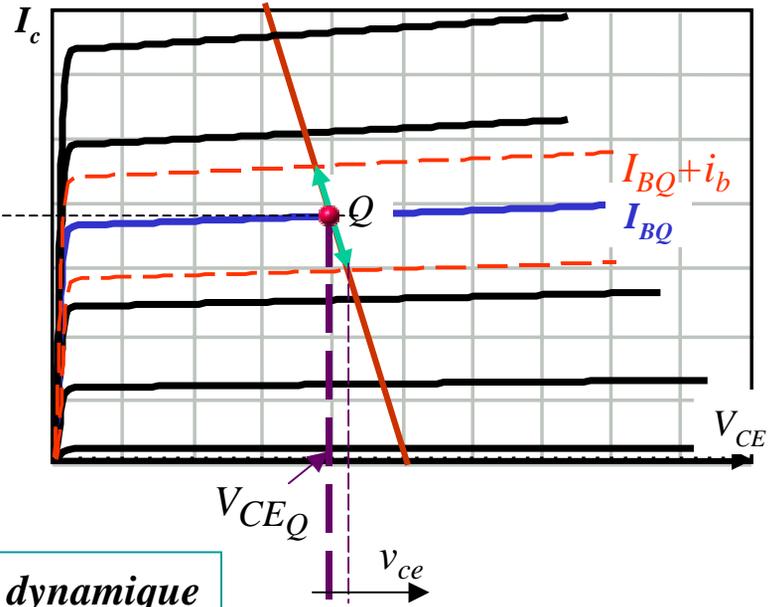
■ **Caractéristique de sortie en mode actif :**

En première approximation :

$$i_c \cong h_{fe} i_b$$

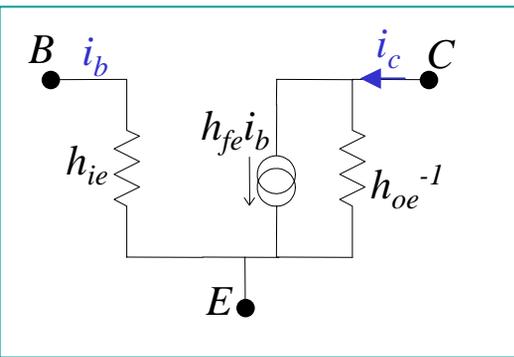


droite de charge



h_{fe} = gain en courant dynamique
 $\approx h_{FE}$ en Q (*)

En tenant compte de l'effet Early: $i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$ où $h_{oe} = \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_{CE}} \right|_Q$



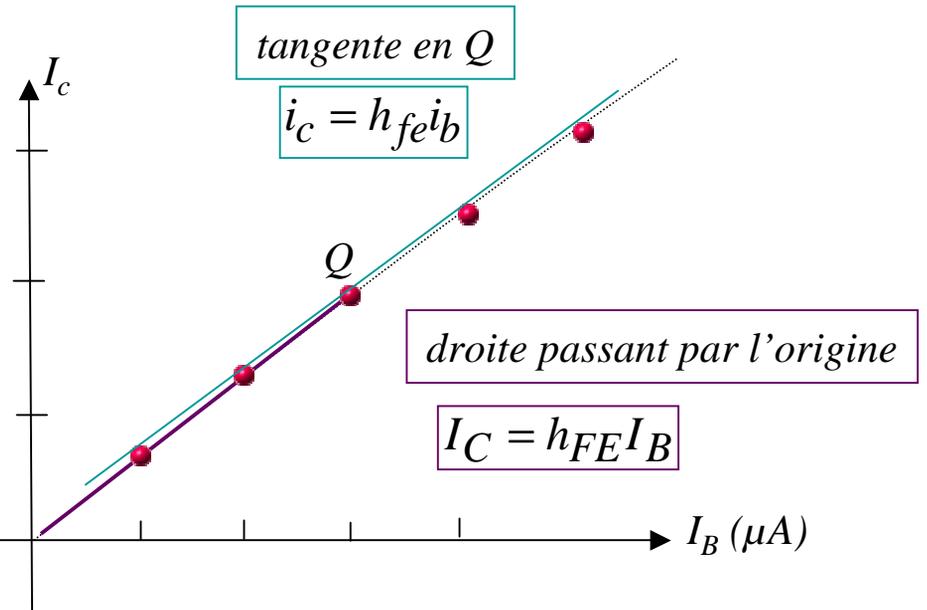
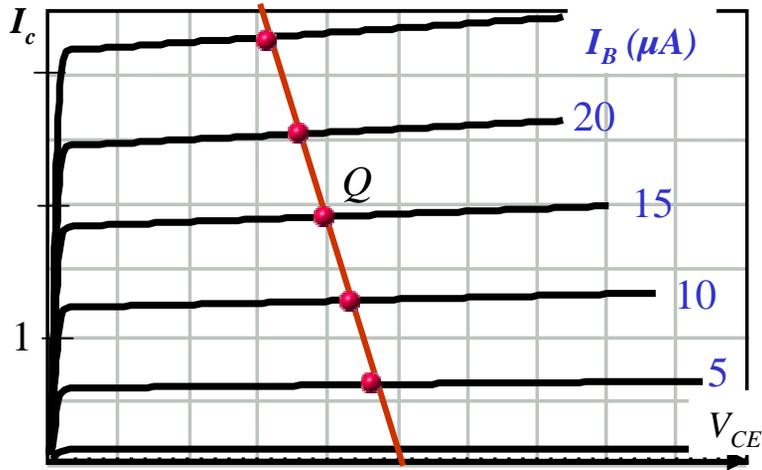
h_{oe}^{-1} = impédance de sortie du transistor en EC

Ordre de grandeur : 100kΩ - 1MΩ

➡ *Le modèle dynamique ne dépend pas du type (NPN ou PNP) du transistor*

Note sur h_{FE} et h_{fe} :

droite de charge



on a généralement :

$$h_{fe} \cong h_{FE}$$

sauf à proximité du domaine saturé

■ Analyse statique / analyse dynamique

Exemple: Amplificateur de tension

A.N.:

$$V_{cc} = 15V$$

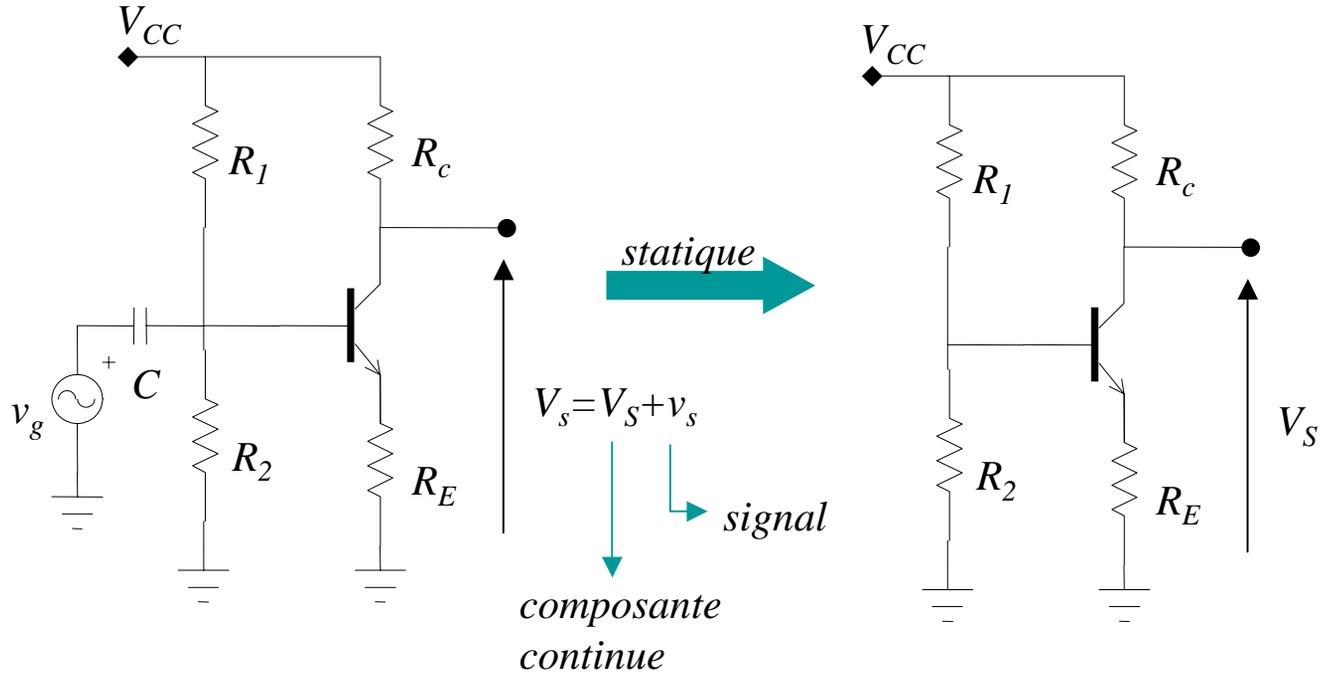
$$R_1 = 47k$$

$$R_2 = 27k$$

$$R_c = 2.4k$$

$$R_E = 2.2k$$

$$h_{FE} = 100$$



Analyse statique : on ne considère que la composante continue des courants et tensions

→ C = circuit ouvert (aucun courant moyen circule à travers C).

⇔ Point de fonctionnement statique Q (cf avant)

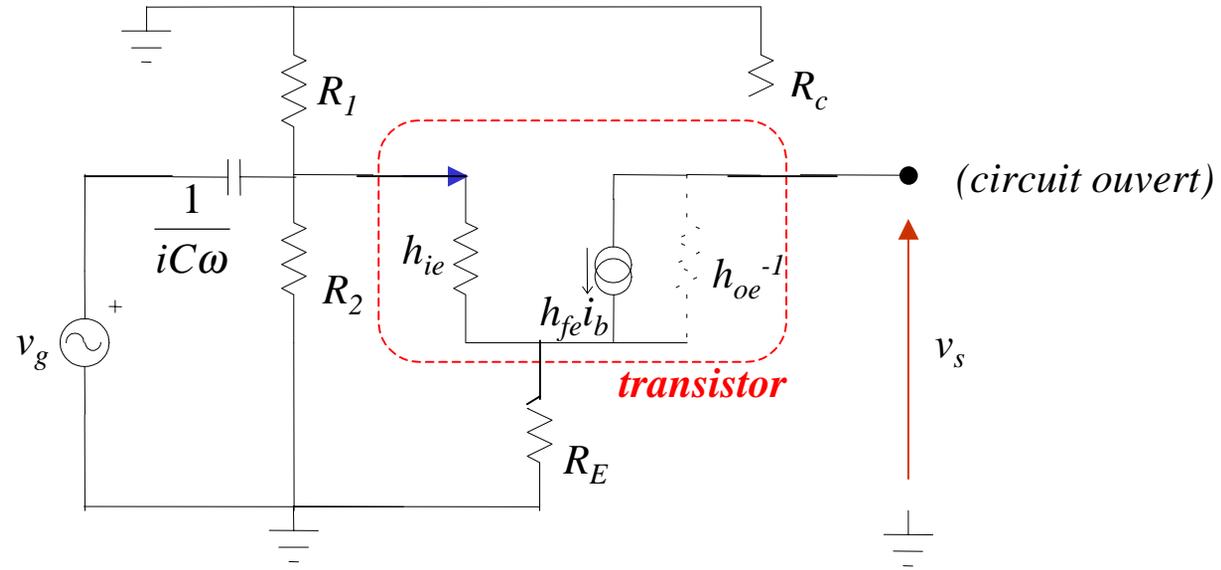
$$I_{E_Q} \cong \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE} \right) \frac{1}{R_E} \quad \text{mode actif} \quad \cong \quad I_{C_Q} = 2.2mA \quad \text{A.N.}$$

$$\rightarrow V_S = V_{CC} - R_c I_{C_Q} = 10V \quad \text{A.N.}$$

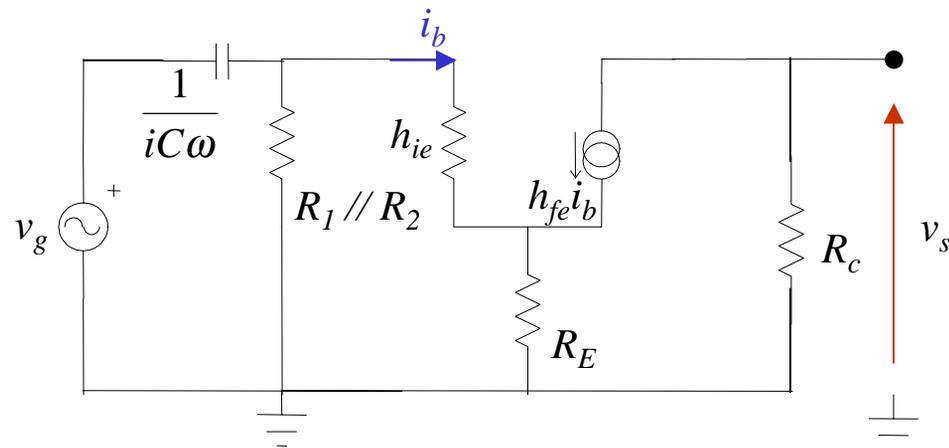
Analyse dynamique :

Hypothèses : transistor en mode actif → schéma équivalent du transistor

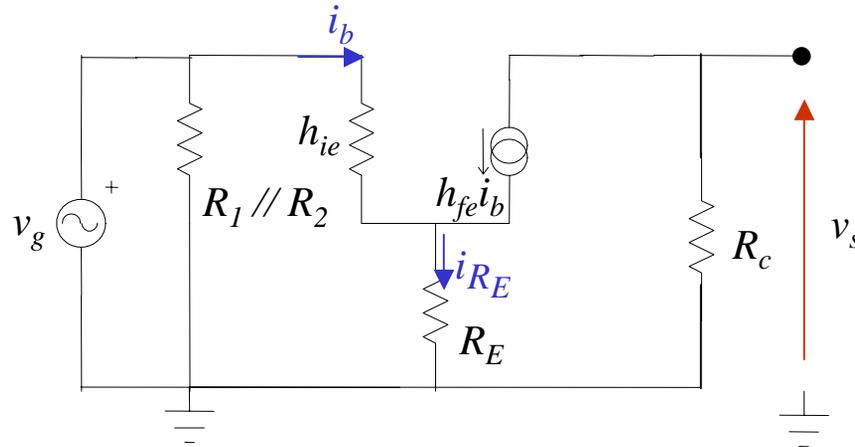
Schéma dynamique du circuit :



en négligeant $h_{oe}...$



☞ Pour C suffisamment élevée on peut négliger son impédance devant les résistances :



Calcul de la fonction de transfert v_s/v_g :

$$v_g = h_{ie}i_b + R_E i_{R_E} = (h_{ie} + h_{fe}R_E) i_b$$

$$v_s = -R_C \cdot h_{fe} \cdot i_b$$

$$\frac{v_s}{v_g} = -\frac{R_C \cdot h_{fe}}{h_{ie} + R_E \cdot h_{fe}} = -\frac{R_C}{R_E + \frac{h_{ie}}{h_{fe}}}$$

☞ Pour $R_E \gg h_{ie}/h_{fe}$ on retrouve le résultat de la page 94.

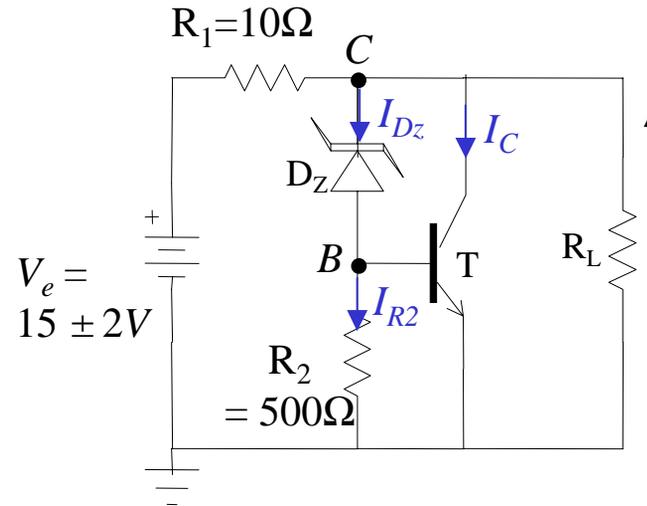
Autre exemple :

Régulateur de tension

Transistor de puissance

$$h_{FE} = h_{fe} = 50$$

$$h_{oe}^{-1} \sim \infty$$



$D_Z =$ diode Zener avec $|V_Z| = 9,4V$

$$I_{min} = 1 \text{ mA}$$

charge: $R_L = 25\Omega$

$$V_s = V_S + v_s$$

composante continue

ondulation résiduelle

En statique : $V_e = 15V$

$$V_D \approx V_Z \text{ et } V_{BE} \approx 0.6V \rightarrow V_S \approx 10 \text{ V}$$

$$\rightarrow I_{R_1} = \frac{V_e - V_S}{R_1} = 0.5A$$

$$I_{R_2} = \frac{0.6}{500} = 1,2mA$$

$$I_{R_L} = \frac{10}{R_L} = 0.4A$$

$$I_C = I_{R_1} - I_{D_Z} - I_{R_L} = 0.1 - I_{D_Z}$$

et

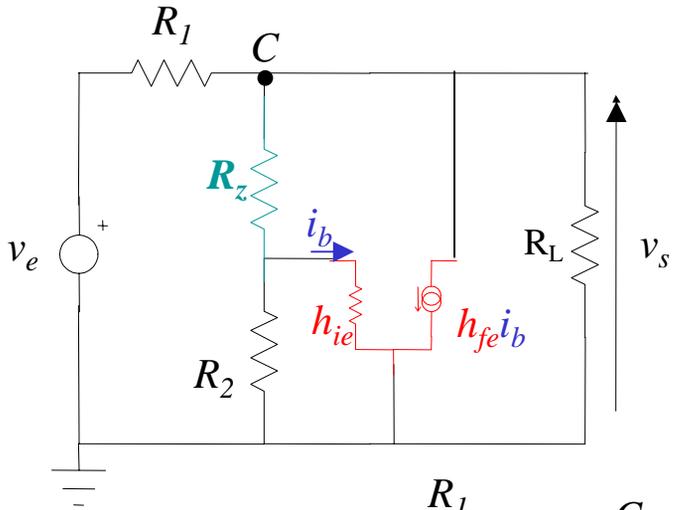
$$I_{D_Z} = I_{R_2} + I_B = 0.0012 + \frac{I_C}{h_{fe}}$$

$$\Rightarrow I_{D_Z} \approx 3mA, I_C \approx 97mA \text{ et } I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \approx 2mA$$

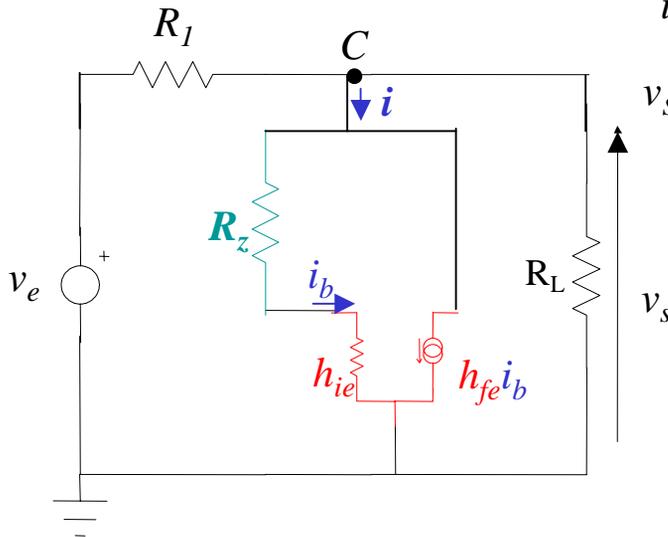
Efficacité de régulation \leftrightarrow **ondulation résiduelle** : V_e varie de $\pm 2V$, quelle est la variation résultante de V_s ?

Etude dynamique du montage :

$$I_C \cong 100mA \rightarrow h_{ie} \cong \frac{h_{fe} \cdot 25mV}{I_E(mA)} \cong 13\Omega$$

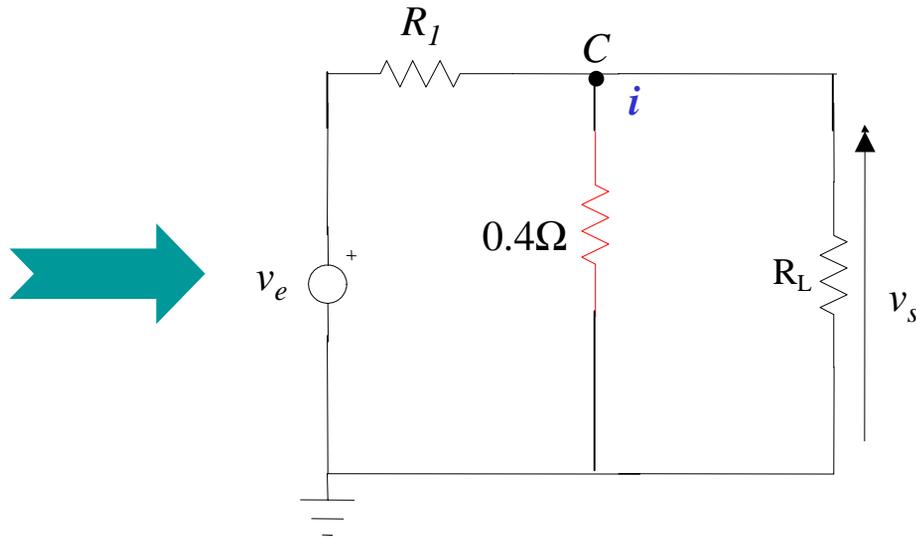


$h_{ie} \ll R_2$



$$\begin{aligned} i &= (h_{fe} + 1) \cdot i_b \\ v_s &= (R_z + h_{ie}) \cdot i_b \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} i &= (h_{fe} + 1) \cdot i_b \\ v_s &= (R_z + h_{ie}) \cdot i_b \end{aligned} \right\} \frac{v_s}{i} = \frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \cong \frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe}} \approx 0.4\Omega$$



$$\rightarrow \frac{v_s}{v_e} \approx \frac{\frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe}}}{\frac{R_z + h_{ie}}{h_{fe}} + R_1} = \frac{R_z + h_{ie}}{R_z + h_{ie} + h_{fe}R_1} = 0,03 \ll 1$$

☞ *Le même montage sans transistor aurait donné une ondulation résiduelle de*

$$\frac{v_s}{v_e} \approx \frac{(R_z + R_2) // R_L}{(R_z + R_2) // R_L + R_1} \approx 0.7$$

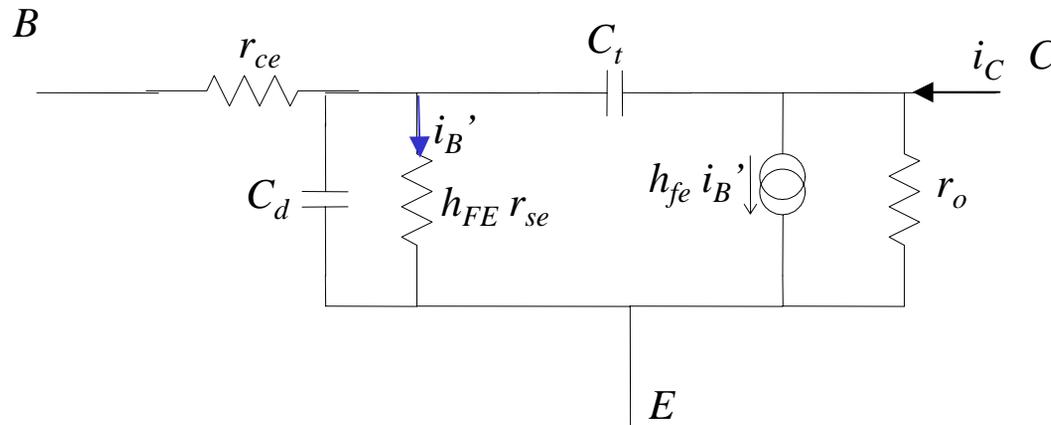
■ Modèle dynamique hautes fréquences

➡ Aux fréquences élevées on ne peut **pas négliger** les **capacités internes** des **jonctions EB et BC**.

➡ En **mode actif** :

- la jonction **EB** introduit une **capacité de diffusion** C_d
- la jonction **BC** introduit une **capacité de transition** C_t .

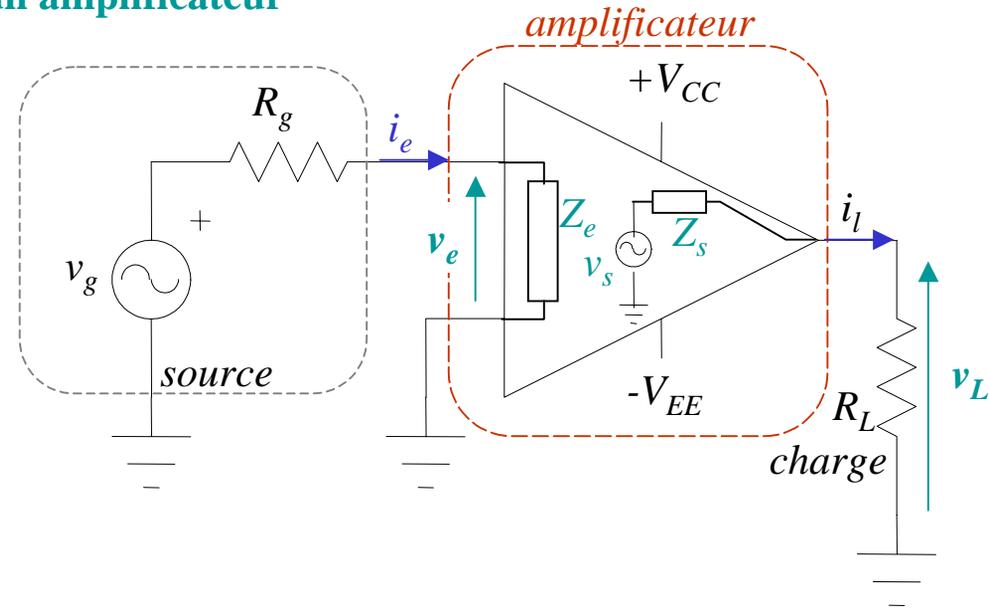
Schéma équivalent dynamique hautes fréquences



➡ Ces capacités influencent le fonctionnement du transistor aux fréquences élevées et sont responsables d'une **bande passante limitée** des amplificateurs à transistor bipolaire (cf plus loin).

4.8 Amplificateurs à transistors bipolaires

4.8.1 Caractéristiques d'un amplificateur



- **Fonction:** amplifier la **puissance** du “signal”
 - ➔ tout amplificateur est **alimentée** par une source d'énergie **externe** (ici: V_{CC} **et (ou)** V_{EE})
- L'**entrée** de l'amplificateur est caractérisée par son **impédance d'entrée** $Z_e = \frac{v_e}{i_e}$
- La **sortie** agit comme une **source de tension** v_s caractérisée par son **impédance de sortie** Z_s
 - ➔ $Z_s =$ **résistance de Thévenin** équivalent au circuit vu par R_L

● **Gain en tension :**

Comme $Z_s \neq 0$ le gain en tension **dépend** de la charge

Définitions

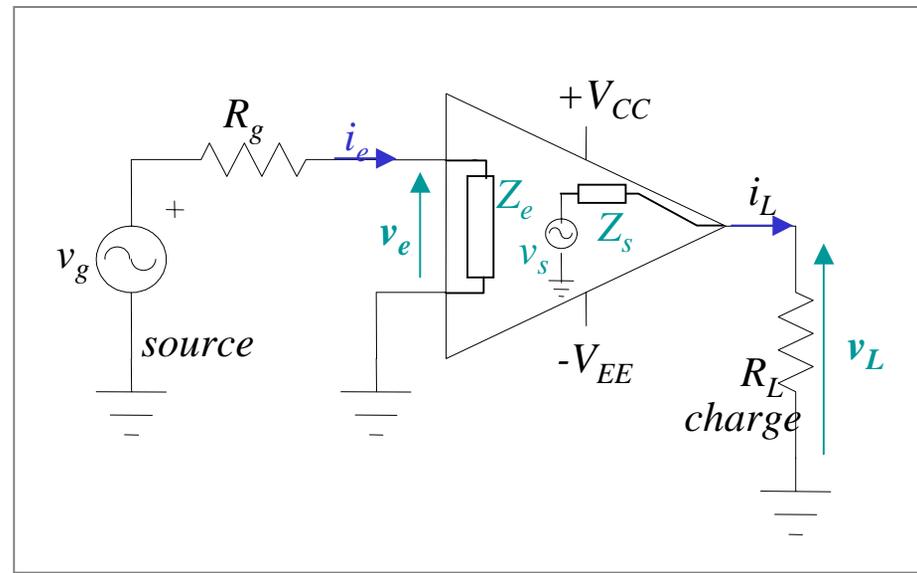
Gain "en circuit ouvert" :
$$A_v = \left. \frac{v_L}{v_e} \right|_{R_L = \infty} = \frac{v_s}{v_e}$$

Gain "sur charge" :
$$A_{vL} = \frac{v_L}{v_e} = \frac{R_L}{R_L + Z_s} A_v$$

Gain "composite":
$$A_{vc} = \frac{v_L}{v_g} = \frac{Z_e}{R_i + Z_e} A_{vL}$$
 → Comme $Z_e \neq \infty$, A_{vc} diffère de A_{vL}
 (tient compte de la résistance de sortie de la source)

● **Gain en courant :**
$$A_i = \frac{i_L}{i_e} = \frac{A_{vL} Z_e}{R_L}$$

● **Gain en puissance :**
$$A_p = \frac{v_L i_L}{v_g i_e} = A_{vc} \cdot A_i$$



☞ *L'amplificateur "idéal" :*

- Gains indépendants de l'**amplitude** et de la **fréquence** (forme) du signal d'entrée
- Impédance d'**entrée élevée** → peu de perturbation sur la **source**
- Impédance de **sortie faible** → peu d'influence de la charge

☞ *La réalité...*

- **Domaine de linéarité : distorsion** du signal pour des amplitudes trop élevées
 - ↔ *Nonlinéarité des caractéristiques électriques des composants*
 - ↔ *la tension de sortie ne peut dépasser les tensions d'alimentation*
- **Bande passante limitée** : le gain est fonction de la fréquence du signal
 - ↔ capacités internes des composants
 - ↔ condensateurs de liaison
 - ↔ Impédances d'entrée (sortie) dépendent de la fréquence

4.8.2 Amplificateur à émetteur commun (EC)

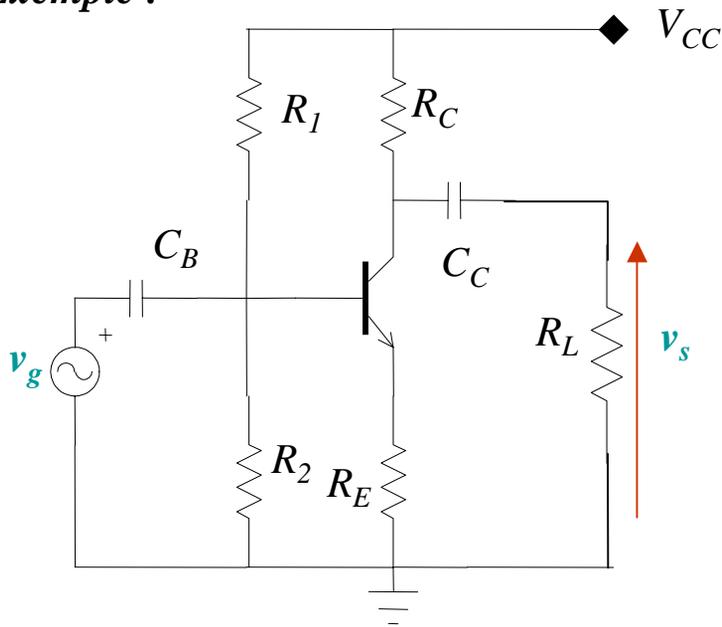
■ *Particularités des amplificateurs EC :*

- Le transistor **en mode actif**
- Le signal **d'entrée** est appliqué (“injecté”) à la **base** du transistor
- La **sortie** est “prise” sur le **collecteur**
- La borne de **l'émetteur** est **commune** à l'entrée et à la sortie ⇔ ”Emetteur commun”

■ Les **différences** d'un amplificateur EC à l'autre sont :

- Le circuit de **polarisation**
- Les modes de **couplages** avec la source du signal et la charge.
- La présence éventuelle de **condensateurs** de “découplage” (cf plus loin).

Exemple :



⇨ Polarisation par diviseur de tension

⇨ Couplage “capacitif” avec la source, v_g , et la charge R_L .

hypothèses :

◆ Point de repos du transistor: **mode actif**
(⇔ choix des résistances)

◆ A la **fréquence** du signal les impédances **condensateurs “de liaison”** sont négligeables :

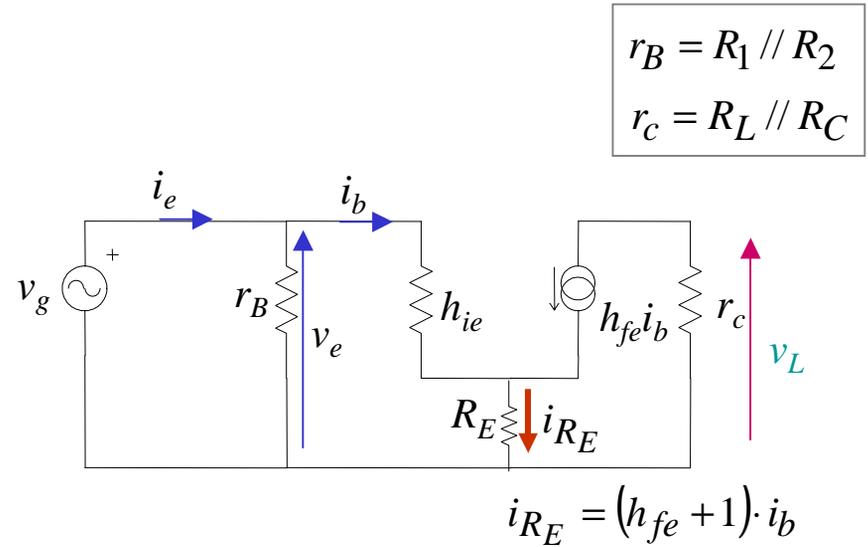
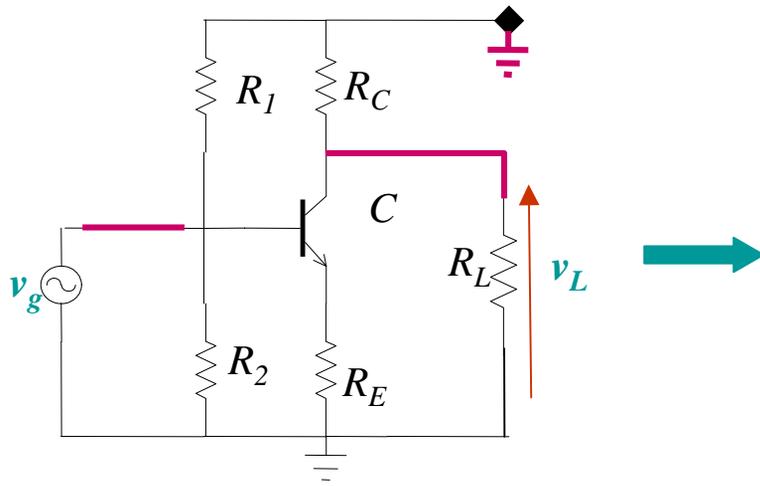
$$\Leftrightarrow \frac{1}{C_B \omega} \ll R_1 // R_2; \quad \frac{1}{C_C \omega} \ll R_L$$

☞ C_B est **nécessaire** pour que le point de fonctionnement **statique** ($v_g=0$) ne soit pas modifié par la présence du générateur de signaux.

☞ C_c évite que la charge “voit” la composante continue de V_C , et qu’elle influence le point de repos du transistor.

- **Analyse statique** : Les **condensateurs** agissent comme des **circuits ouverts**
 ➔ circuit de polarisation à pont diviseur

■ **Analyse dynamique** :



- **Gain en tension** (sur charge):

$$A_{vL} = \frac{v_L}{v_e} = - \frac{r_c \cdot h_{fe}}{h_{ie} + R_E \cdot h_{fe}}$$

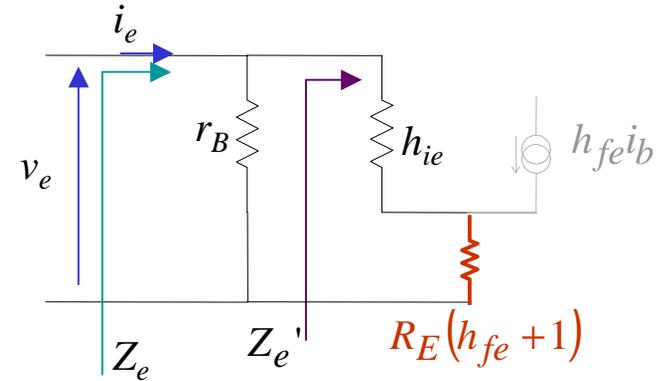
- ➔ **Gain en circuit ouvert** :
Remplacer r_c par R_c

● **Impédance d'entrée :**

☞ Z_e dépend de l'endroit d'où vous "regardez" l'entrée de l'amplificateur.

⇒ Impédance d'entrée **vue de la source :**

$$Z_e = \frac{v_e}{i_e} = r_B // [h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E] \cong r_B // [h_{fe}R_E]$$



→ schéma équivalent "vu de la source" :

$$V_{R_E} = R_E (h_{fe} + 1) \cdot i_b$$

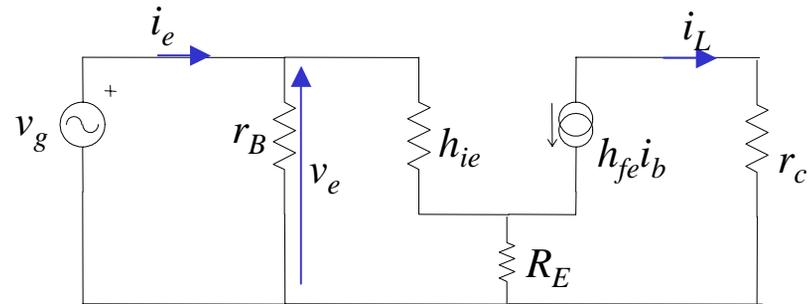
⇒ Impédance d'entrée **vue après les résistances de polarisation :**

$$Z_e' = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E \cong h_{fe}R_E$$

($h_{ie} \sim qq. 100$ à $qq. 1k$ Ohms)

● **Gain en courant :**

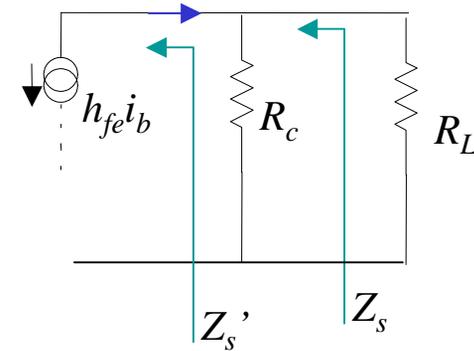
$$A_i = \frac{i_L}{i_e} = - \frac{h_{fe}}{1 + \frac{h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E}{r_B}}$$



● Impédance de sortie :

☞ Z_s dépend de l'endroit d'où vous "regardez" la sortie.

☞ Impédance de sortie vue de la charge (R_L): $Z_s = R_C$



☞ Z_s de l'ordre de quelques $k\Omega$ \leftrightarrow loin d'une source de tension idéale

$\leftrightarrow A_{vL}$ **diminue** lorsque $R_L < \sim R_C$

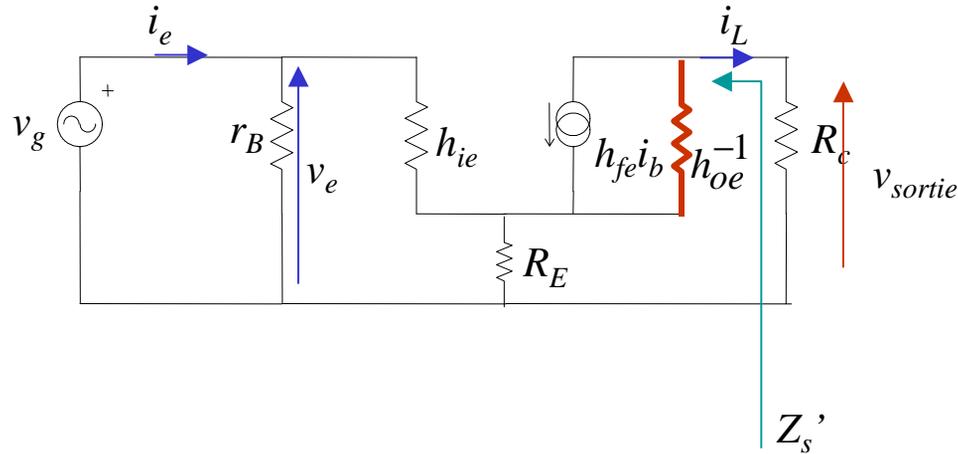
☞ Parfois R_C constitue aussi la charge de l'amplificateur (tout en permettant la polarisation du transistor)

☞ Impédance de sortie vue de R_C : $Z_s' = \infty$

☞ ne tient pas compte de l'effet Early (h_{oe})

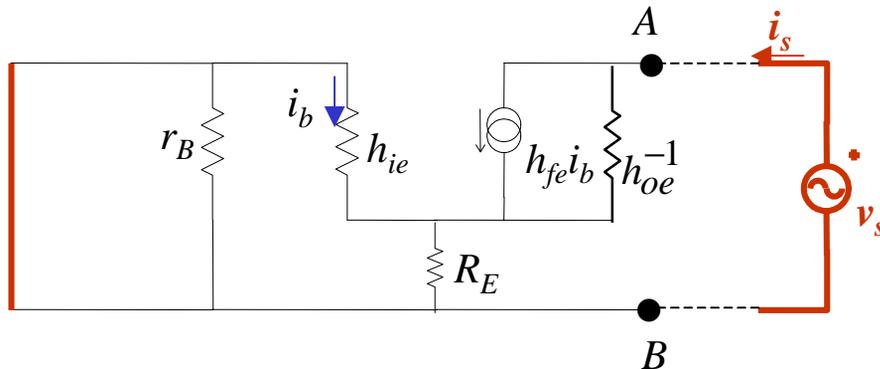
☞ approximativement vraie tant que le transistor est en **mode actif**

Avec l'effet Early :



Méthode de calcul possible (en fait la plus simple ici) :

$$Z_s' = R_{Th}^{AB} = \text{résistance entre A et B, avec } v_g \text{ court-circuité} \\ = v_s / i_s !$$



$$(1): v_s = h_{oe}^{-1} [i_s - h_{fe} i_b] + R_E (i_s + i_b)$$

$$(2): 0 = h_{ie} i_b + R_E (i_s + i_b)$$



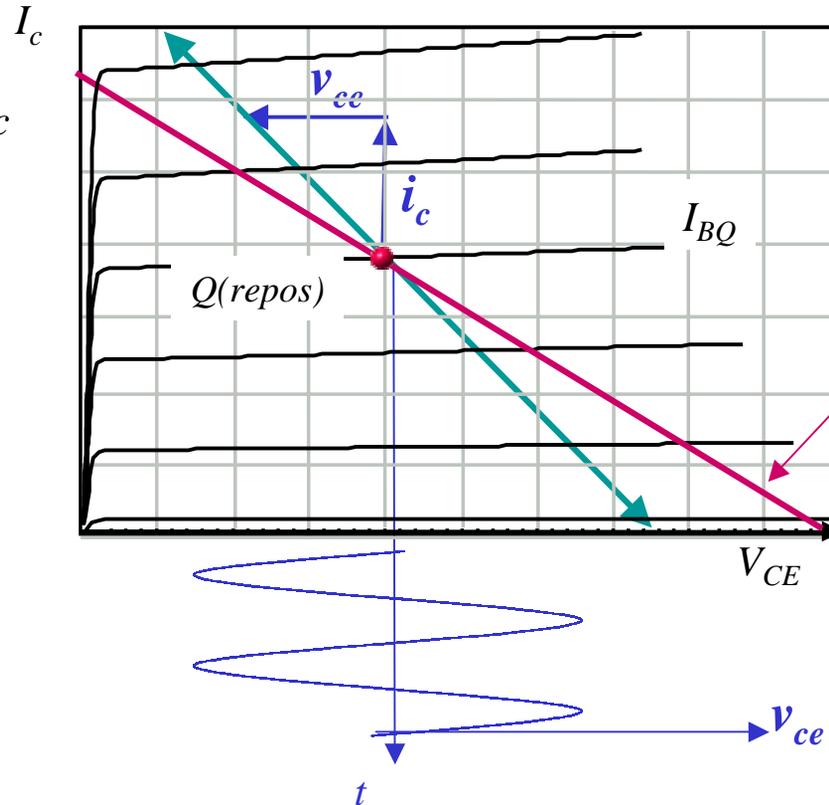
$$Z_s = \frac{v_s}{i_s} = h_{oe}^{-1} \left[1 + \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + R_E} \right] + \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E}$$

● Droite de charge dynamique et dynamique de sortie :

droite de charge dynamique: pente $1/(r_c+R_E)$, passe par Q_{repos}

$$v_{ce} = v_L - R_E i_c = -(r_c + R_E) i_c$$

$$\rightarrow i_c = -\frac{v_{ce}}{r_c + R_E}$$



droite de charge statique

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}$$

☞ le point de fonctionnement reste sur une droite de charge dite **dynamique**

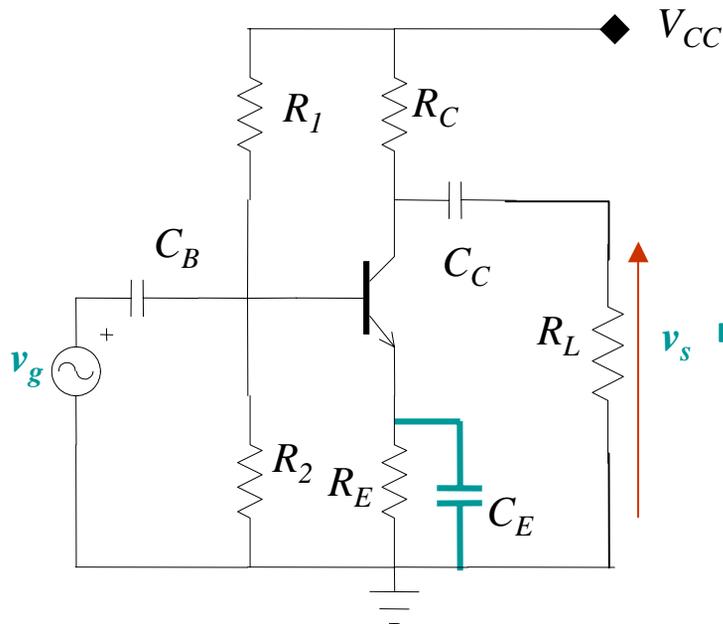
■ Amplificateur EC avec émetteur à la masse :

☞ R_E est **nécessaire** pour la stabilité du point de fonctionnement statique.

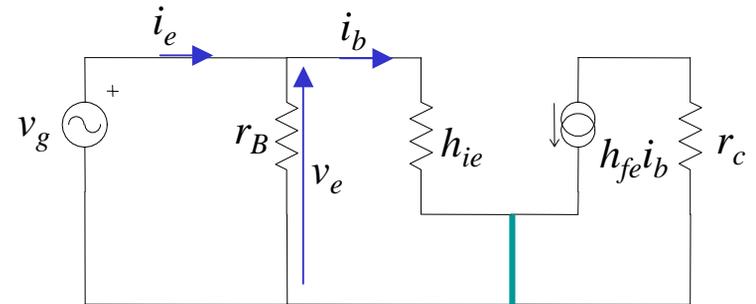
☞ R_E diminue considérablement le gain...

“**Remède**” : découpler (“shunter”) R_E par un condensateur en parallèle

☞ seul le schéma **dynamique** est modifié.



pour C_E ou f suffisamment* élevé :



$$* : |R_E // C_E| \ll \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

● **Gain en tension** (sur charge):

$$A_{vL} = -\frac{r_c \cdot h_{fe}}{h_{ie}} = -\frac{r_c}{r_f} \gg \text{gain avec } R_E$$

☞ le gain dépend fortement de r_f
 (résistance interne de la jonction BE)
 (la contre-réaction n'agit plus en dynamique...)

or $r_f \cong \frac{kT}{I_C}$

$$\rightarrow A_{vL} \cong -\frac{r_c I_C}{kT}$$

☞ Le gain **dépend** de $I_C \rightarrow$ **distorsion** du signal aux amplitudes élevées

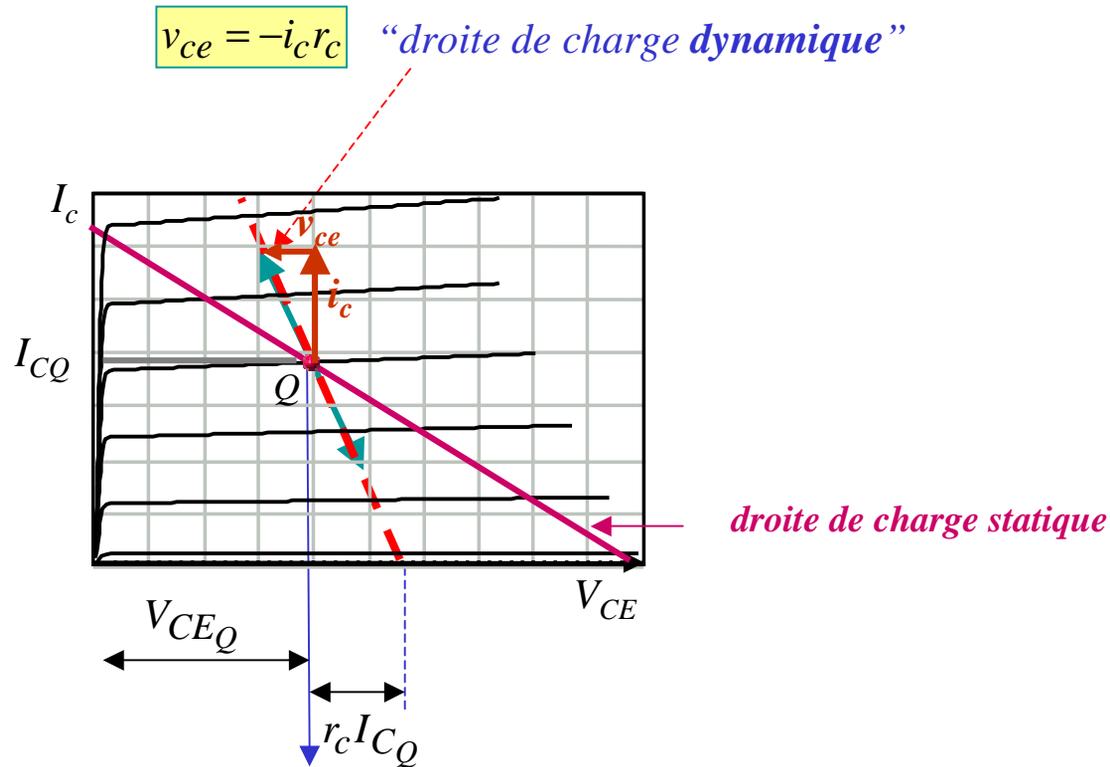
● **Impédance d'entrée de la base :**

$$Z_e = \frac{v_e}{i_b} = h_{ie}$$

significativement réduit...

● **Impédance de sortie :** $Z_s = h_{oe}^{-1} // R_c$ (vue de la charge R_L)

● Droite de charge dynamique et dynamique de sortie :



⇒ Il y a **déformation** du signal dès que : $v_s > \min(V_{CEQ}, r_c I_{CQ})$

⇒ Le point de repos optimal correspond à $V_{CEQ} = r_c I_{CQ}$

■ L'amplificateur EC en résumé :

● *Emetteur à la masse :*

Gain en circuit ouvert : $A_v = -\frac{R_C}{h_{ie}} h_{fe} = -\frac{R_C}{r_f} \gg 1$ en valeur absolue

Impédance de sortie : $Z_s \cong R_C$ (de q.q. $k\Omega$)

Impédance d'entrée de la
base du transistor: $Z_e \cong h_{ie}$ (de q.q. $k\Omega$)

● *Avec résistance d'émetteur (amplificateur « stabilisé »):*

Gain en circuit ouvert : $A_v \cong -\frac{R_C}{r_f + R_E} \approx \frac{R_C}{R_E}$

Impédance de sortie : $Z_s \cong R_C$

Impédance d'entrée de la base: $Z_e = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E$ (élevée, $h_{fe} \sim 100-200$)

☞ L'inconvénient du faible gain peut être contourné en mettant plusieurs étages amplificateur EC en cascade (cf. plus loin).

4.8.3 Amplificateur à collecteur commun (CC) ou encore montage « émetteur suiveur »

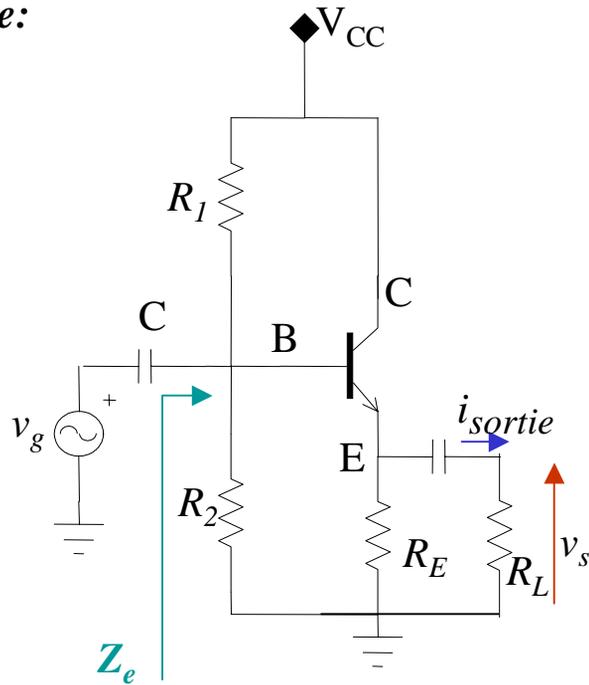
■ *Particularités des amplificateurs CC :*

- Le transistor **en mode actif**
- Le signal **d'entrée** est appliqué (“injecté”) à la **base** du transistor
- La **sortie** est “prise” sur l'émetteur
- La borne du **collecteur** est **commune** à l'entrée et à la sortie ⇨ ”Collecteur commun”

■ Les **différences** d'un amplificateur CC à l'autre sont :

- Le circuit de **polarisation**
- Les modes de **couplages** avec la source du signal et la charge.
- La présence éventuelle de **condensateurs** de “découplage”.

Exemple:



⇒ Polarisation par diviseur de tension

⇒ Couplage “capacitif” avec la source, v_g , et la charge R_L .

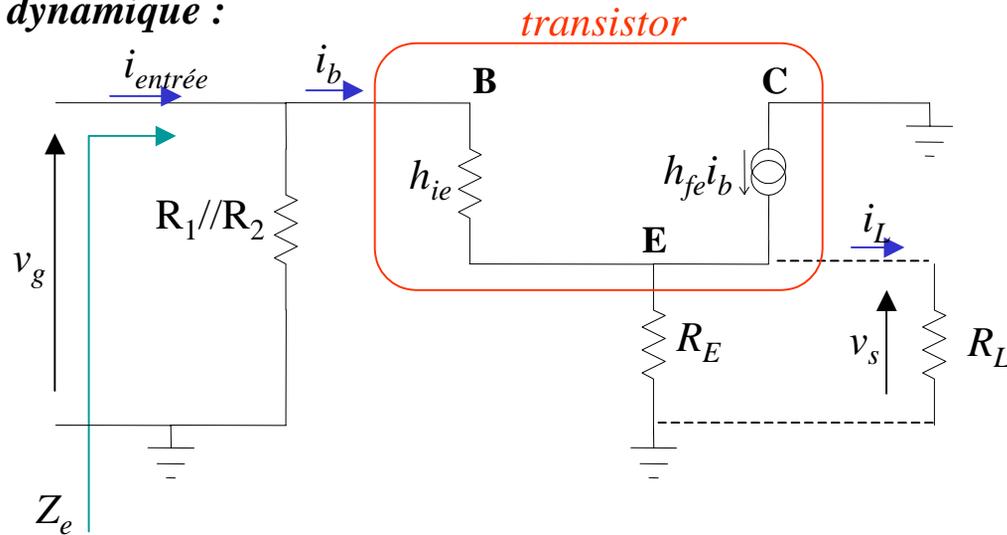
hypothèse: **Mode actif**

Analyse simplifiée (« 1^{ère} approximation ») :

$$\text{Mode actif} \leftrightarrow V_{BE} \cong 0.7V \quad \rightarrow V_E = V_B - 0.7V \quad \rightarrow v_s = v_E \cong v_B = v_g$$

$$\rightarrow A_v = \frac{v_s}{v_g} \approx 1 \quad \text{L'émetteur "suit" la base.}$$

■ **Analyse dynamique :**



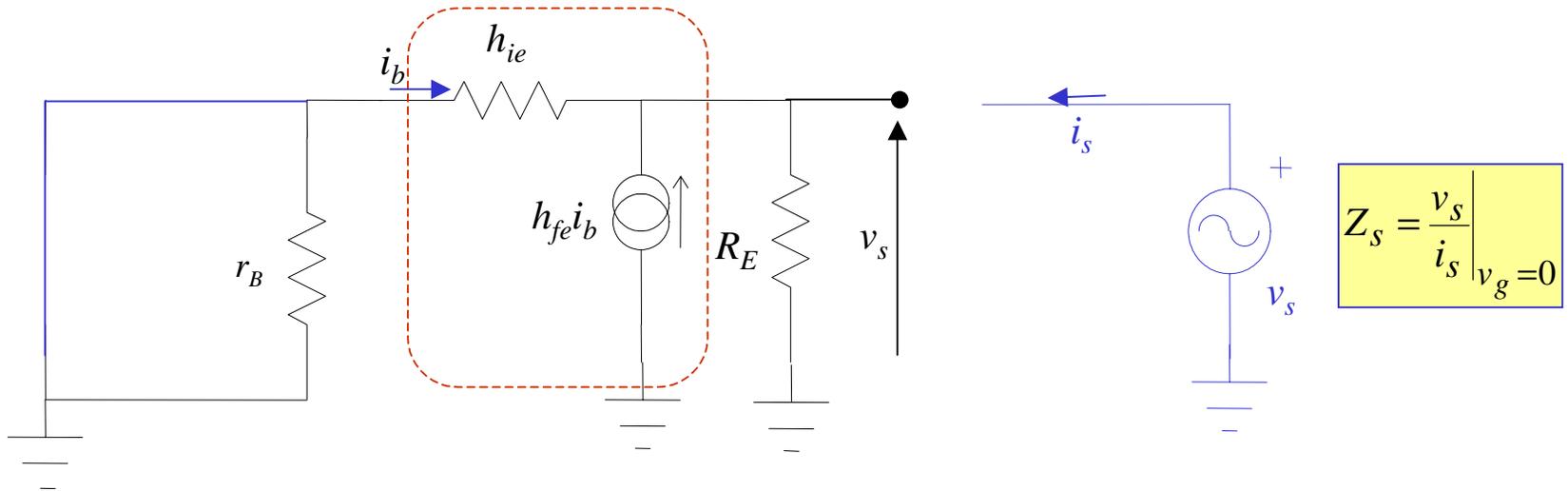
● **Gain en tension en circuit ouvert :**
$$A_v = \frac{R_E}{R_E + \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}} \cong \frac{R_E}{R_E + r_f} \cong 1 \quad \left(R_E \gg r_f = \frac{kT}{I_E} \right)$$

● **Gain en tension sur charge :**
$$A_{vL} = \frac{r_E}{r_E + r_f} \cong 1 \text{ avec } r_E = R_E // R_L$$

● **Impédance d'entrée :**
$$Z_e = r_B // [h_{ie} + (h_{fe} + 1)r_E] \gg 1$$

● **Gain en courant :**
$$A_i = \frac{i_L}{i_{entrée}} = \frac{v_s / R_L}{v_g / Z_e} = A_{vL} \frac{Z_e}{R_L} \approx \frac{Z_e}{R_L} \gg 1$$

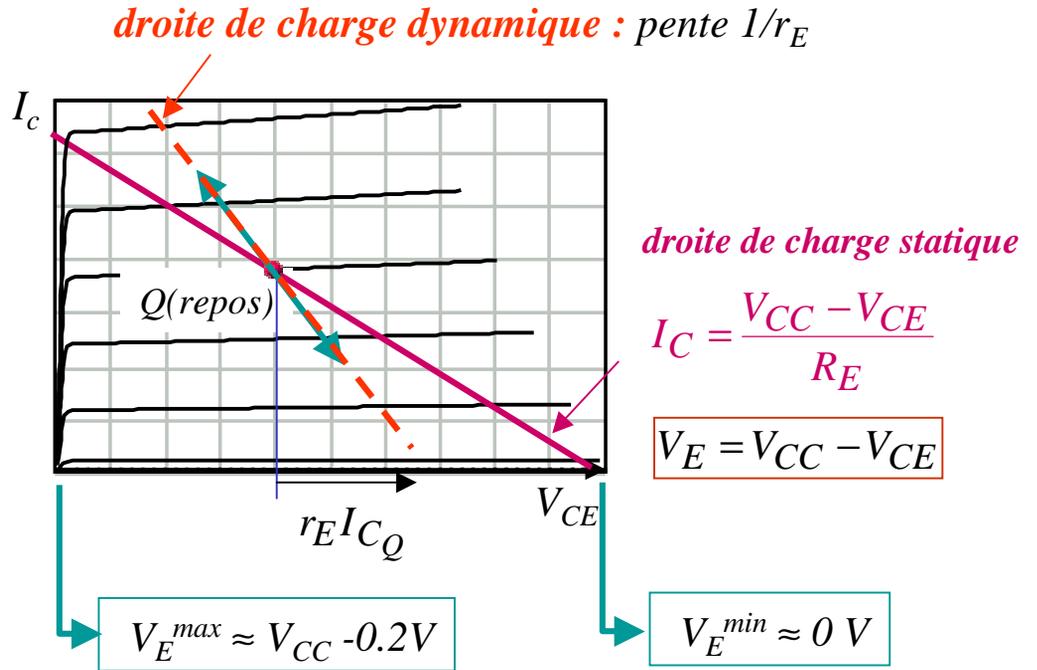
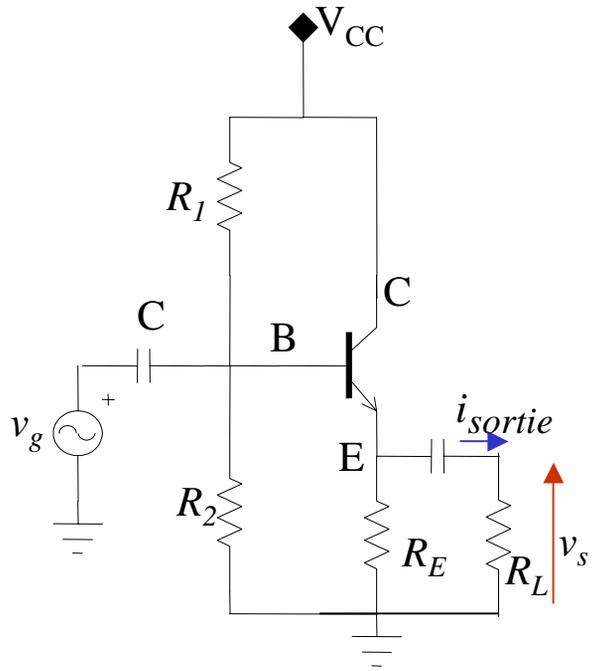
● Impédance de sortie



$$\left. \begin{aligned} v_s &= R_E \cdot [i_s - (h_{fe} + 1)i_b] \\ v_s &= -h_{ie} \cdot i_b \end{aligned} \right\} \rightarrow v_s = R_E \cdot \left[i_s + (h_{fe} + 1) \frac{v_s}{h_{ie}} \right]$$

$$Z_s = \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E (h_{fe} + 1)} = \frac{R_E \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}}{\frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} + R_E} = R_E // \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = r_f$$

● Dynamique de sortie



⇨ Point de repos optimal : $V_{CEQ} \approx r_E I_{CQ}$

☞ *Le point optimal dépend de la charge.*

L'amplificateur CC en résumé :

$$A_v \cong 1$$

$$Z_e = R_1 // R_2 // (h_{ie} + h_{fe}r_E) \cong h_{fe}R_E \quad \text{peut être de l'ordre de quelques } 100\text{k}\Omega$$

$$Z_s = R_E // \frac{R_g + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{R_g + h_{ie}}{h_{fe}} \quad \text{inférieure à quelques dizaines d'Ohms}$$

$$A_{vL} = A_v \frac{R_L}{R_L + Z_s} \approx A_v \quad A_i = \frac{i_L}{i_e} = A_{vL} \frac{Z_e}{R_L} \gg 1 \approx h_{fe} \text{ si } R_E \text{ constitue la charge} \\ (i_L = i_c \text{ et } i_e \approx i_b)$$

Intérêts du montage :

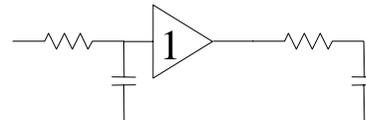
● **Faible** impédance de **sortie**

● Impédance d'**entrée élevée**

Applications :

« *Etage - tampon* » \Leftrightarrow Isolement d'une source à haute impédance de sortie d'une charge à basse impédance.

exemple :

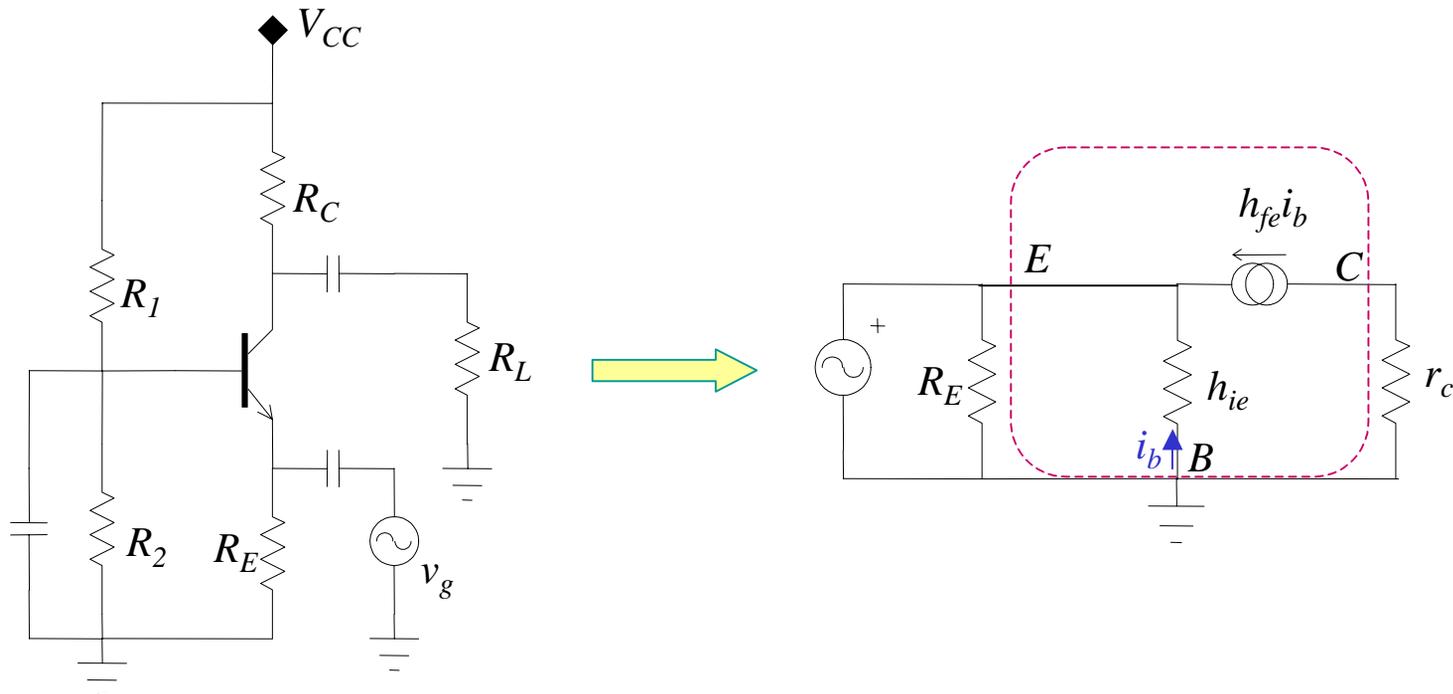


Amplificateur de puissance (cf plus loin)

4.8.4 Amplificateur à base commune (BC)

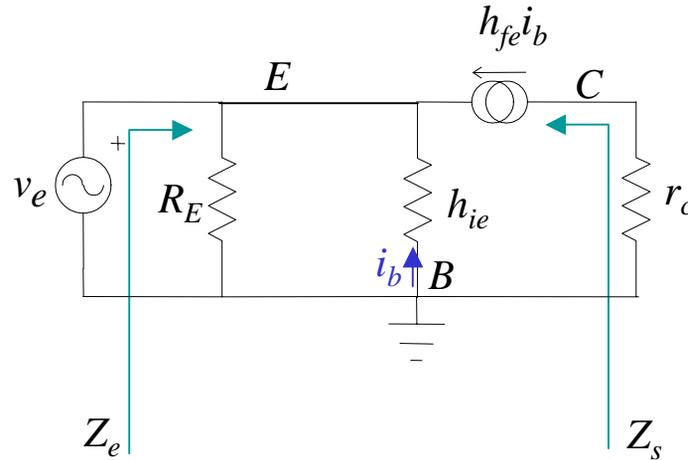
■ Particularités des amplificateurs BC :

- Le transistor **en mode actif**
- Le signal **d'entrée** est appliqué (“injecté”) à l'émetteur du transistor
- La **sortie** est “prise” sur le collecteur
- La borne de la **base** est **commune** à l'entrée et à la sortie ⇨ ”Base commune”



■ **Propriétés :**

● **Gain en tension :** $A_{vL} = \frac{h_{fe}r_c}{h_{ie}}$

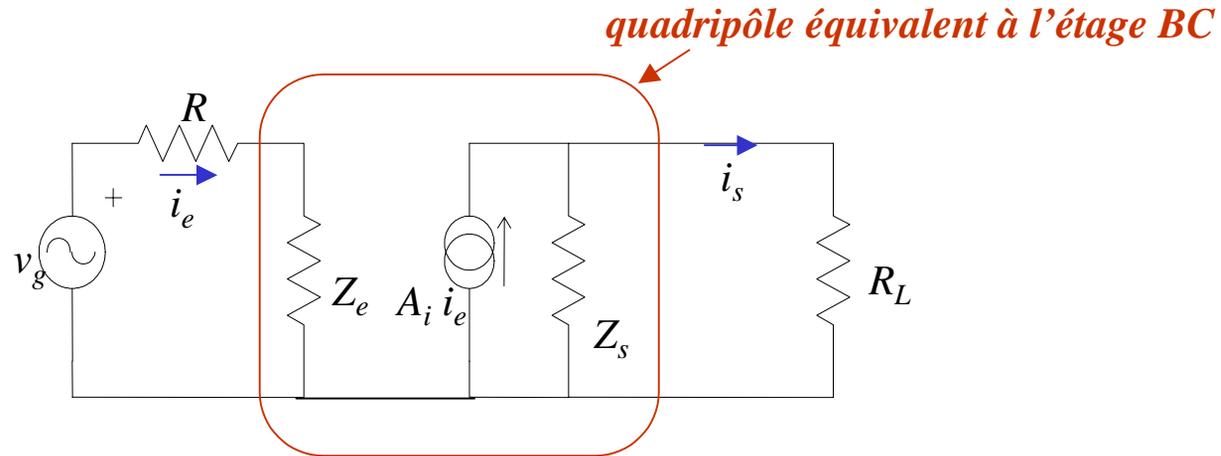


● **Gain en courant :** $A_i = \frac{h_{fe}}{\frac{h_{ie}}{R_E} + h_{fe} + 1} \approx 1$

● **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**

Exemple d'application : convertisseur courant - tension



$$i_e = \frac{v_g}{R + Z_e} \approx \frac{v_g}{R} \quad \Rightarrow v_s = R_L \cdot i_s \approx R_L \cdot A_i \cdot i_e \quad \text{tant que } R_L \ll Z_s$$

\sim indépendant de Z_e

tension de sortie \propto courant d'entrée

- ☞ Lorsque $v_g = 0$, ($i_e = 0$), la sortie est “vue par la charge” comme une résistance très grande (h_{oe}^{-1}) (cf. charge active)

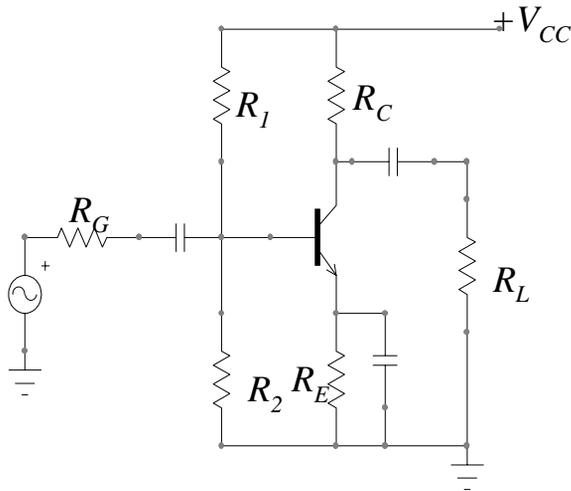
4.8.5 Influence de la fréquence du signal

☞ On se limitera au montage EC pour illustrer l'influence de la fréquence du signal sur les performances d'un amplificateur à transistor bipolaire.

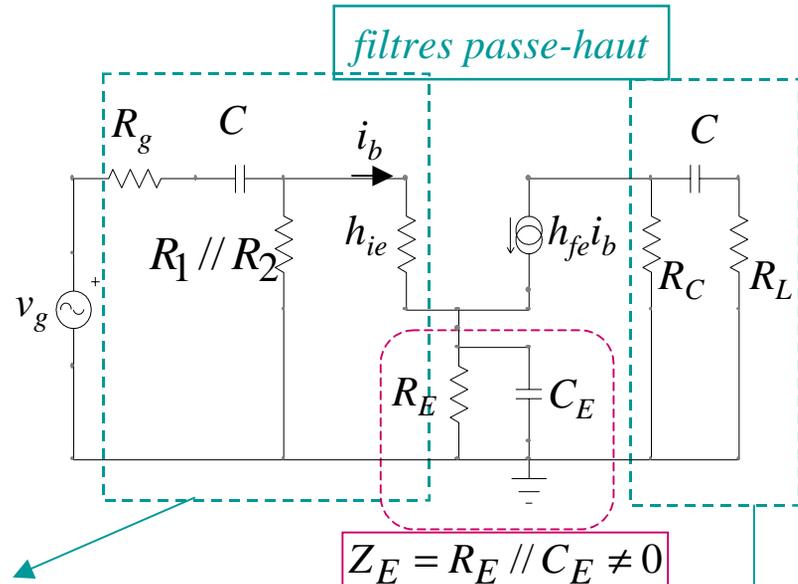
📌 Limitation à basse fréquence ↔ **condensateurs** de liaison et de découplage

📌 Limitation à haute fréquence ↔ **capacités** internes au transistor

Basse fréquence C et $C_e \neq$ court circuit



dynamique



$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi r C}, \text{ avec } r = R_1 // R_2 // Z_e + R_g$$

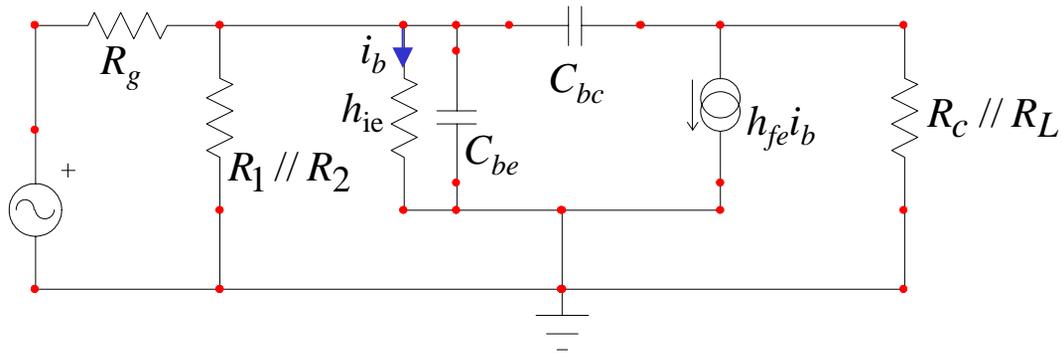
Z_e = impédance
d'entrée de l'étage

Fréquence de coupure inférieure du
montage = $\max\{f_{ci}, f_{co}\}$

Z_E diminue le gain
(voir ampli stabilisé)

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi (R_L + R_C) C}$$

Hautes fréquences



qualitativement: aux fréquences élevées, C_{be} court-circuite la jonction base-émetteur $\rightarrow i_b$ diminue
 C_{bc} crée une contre-réaction.

On montre que : Comportement en filtre passe-bas, avec

$$f_{ch} \cong \frac{1}{2\pi \left[C_{be} + C_{bc} \left(1 + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L \right) \right] \left[h_{ie} // R_g // R_{1/2} \right]}$$

4.8.6 Couplage entre étages

■ Objectif

Coupler plusieurs “étages” pour améliorer les propriétés du circuit...

Exemple : Amplificateur avec

- **gain** en tension **élevé**
- faible **distorsion**
- bonne **stabilité** (thermique, dispersion)
- impédance d'**entrée élevée**
- impédance de **sortie faible**

Solution possible :

- stabilité et faible distorsion \leftrightarrow **EC stabilisé** (R_E)

- gain élevé \leftrightarrow plusieurs étages en cascades

- Z_e élevée \leftrightarrow étage C.C en entrée

- Z_s faible \leftrightarrow étage C.C en sortie

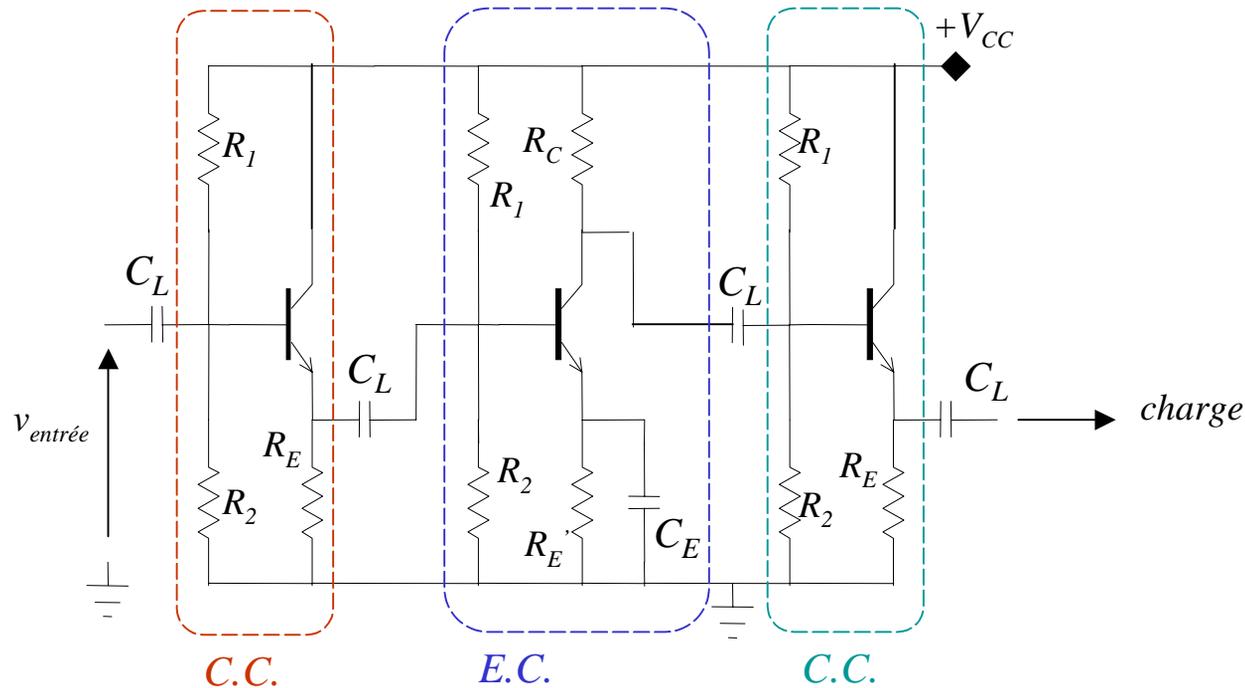
Difficultés du couplage :

- ◆ Polarisation de chaque étage
- ◆ Gain sur charge : chaque étage “charge” l’étage précédent
- ◆ Réponse en fréquence de l’ensemble (cf. couplage capacitif)

Couplage capacitif

Utilisation de **condensateurs de liaison, C_L**

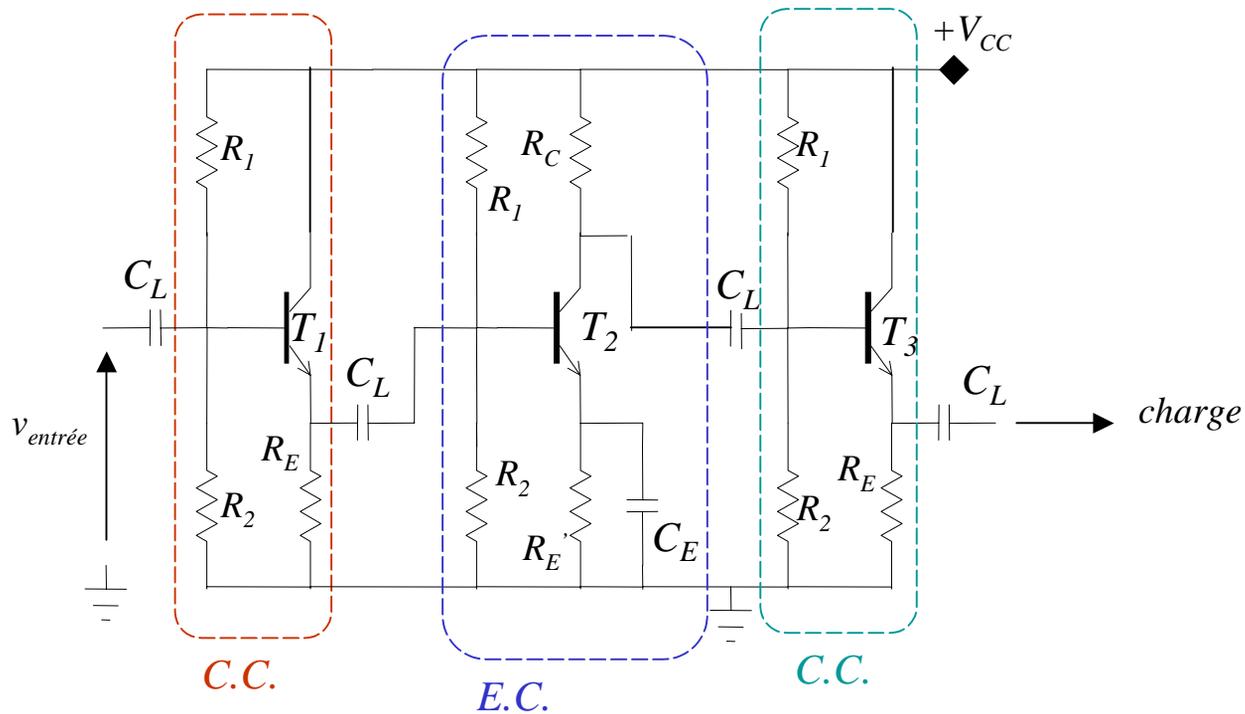
Exemple: amplificateur à trois étages CC - EC - CC



⇒ 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^{ième} étage (= charge de l'étage E.C.) détermine le gain sur charge du 2^{ième} étage, etc.



$$A_{v_L}^{\text{montage}} = A_{v_L}^{1^{\text{ier}} \text{ét.}} \times A_{v_L}^{2^{\text{ier}} \text{ét.}} \times A_{v_L}^{3^{\text{ier}} \text{ét.}}$$

comme $Z_e^{E.C} \gg Z_s^{CC}$ et $Z_e^{C.C} \gg Z_s^{EC} \rightarrow A_{v_L}^{\neq \text{étages}} \cong A_v$

$$A_v^{CC} \approx 1 \rightarrow A_{v_L}^{\text{montage}} \approx A_v^{E.C} = -\frac{R_C h_{fe}^{T_2}}{h_{ie}^{T_2}}$$

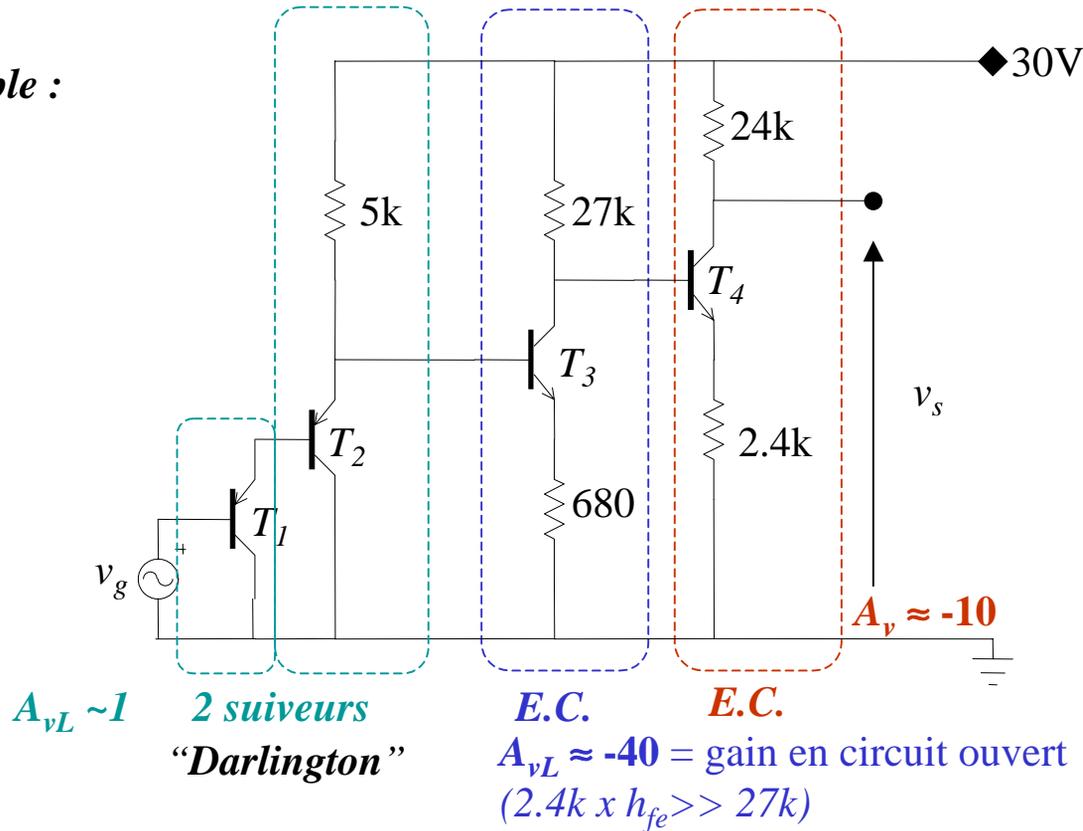
Inconvénient: les condensateurs imposent une **fréquence de coupure basse** au montage (cf. plus loin)

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 :**

☞ V_{CC} polarise en directe les deux jonctions EB de T_1 et T_2 (transistors PNP)

☞ En statique, $v_g = 0$

→ $V_{CE}^{T_1} = -0.7V$

→ T_1 en mode actif

→ $V_{CE}^{T_2} = -1.4V$

→ T_2 en mode actif

→ $V_E^{T_3} \approx 0.7V \Rightarrow I_C^{T_3} \approx I_E^{T_3} \approx 1mA$

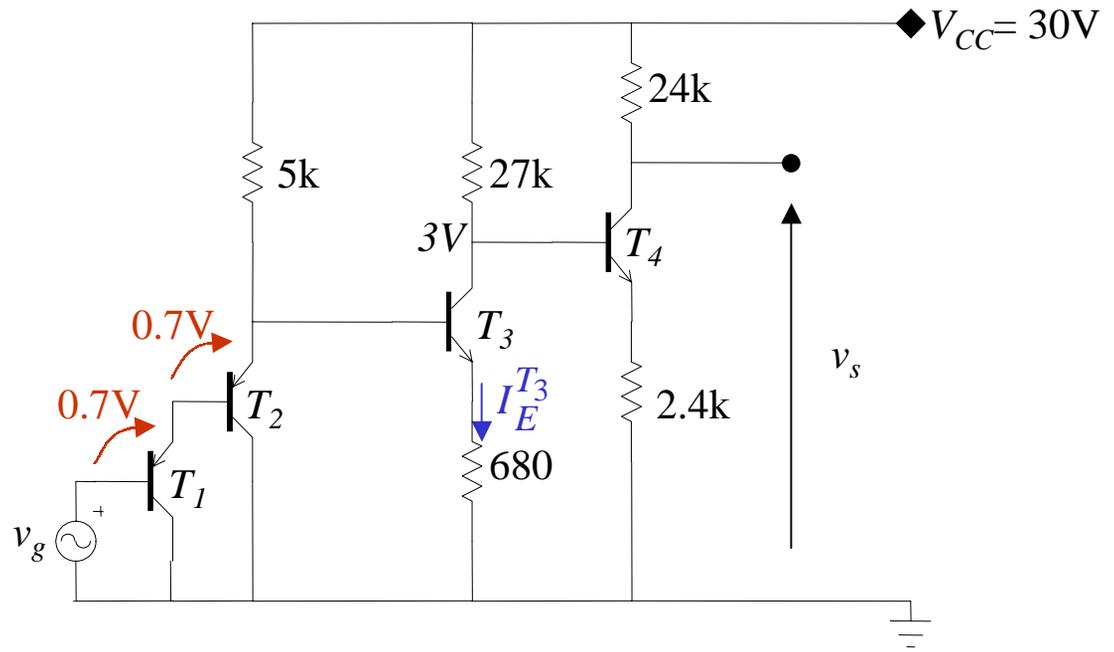
→ $V_{CE}^{T_3} \approx 2.3V \rightarrow T_3$ en mode actif

→ $V_E^{T_4} \approx 2.3V \Rightarrow I_C^{T_4} \approx I_E^{T_4} \approx 1mA$

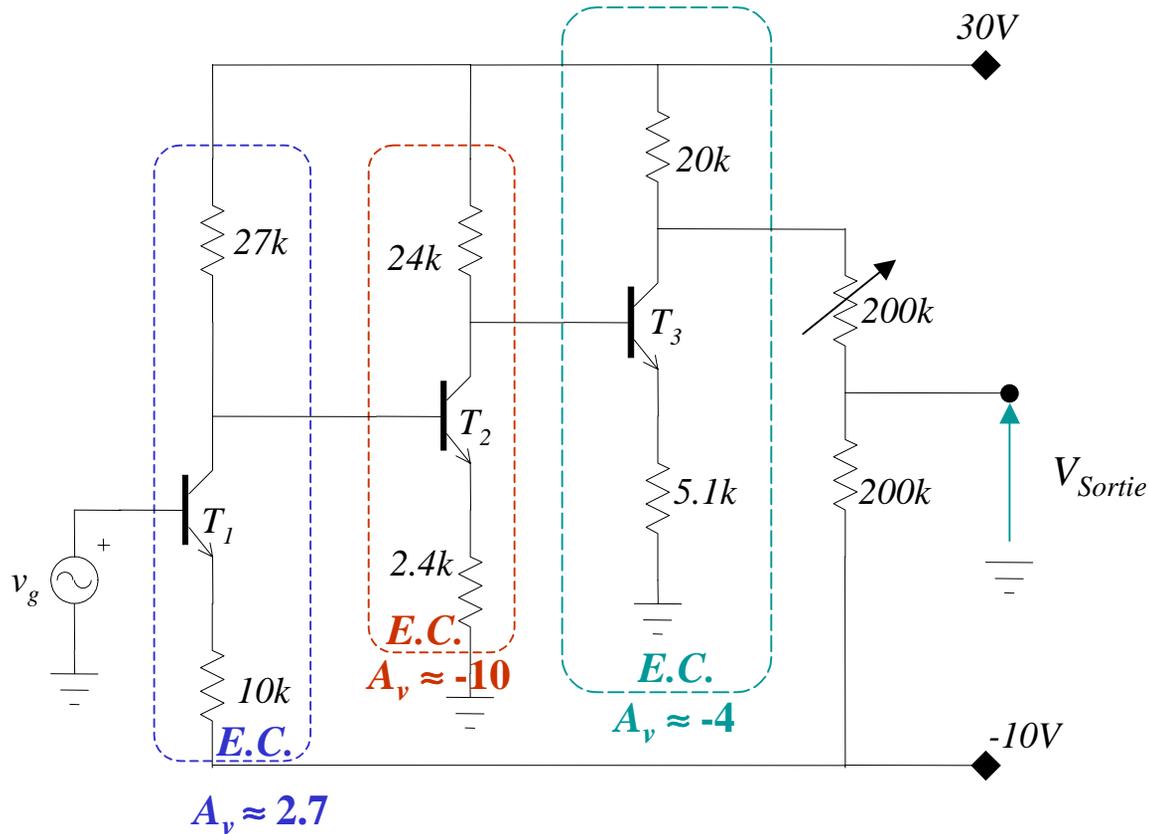
→ $V_{CE}^{T_4} \approx 3.6V \rightarrow T_4$ en mode actif

⇒ $V_C^{T_4} \approx 6V$

$I_{E2} \cong 5.7mA$ et $I_{E1} = \frac{I_{E2}}{h_{FE} T_2}$



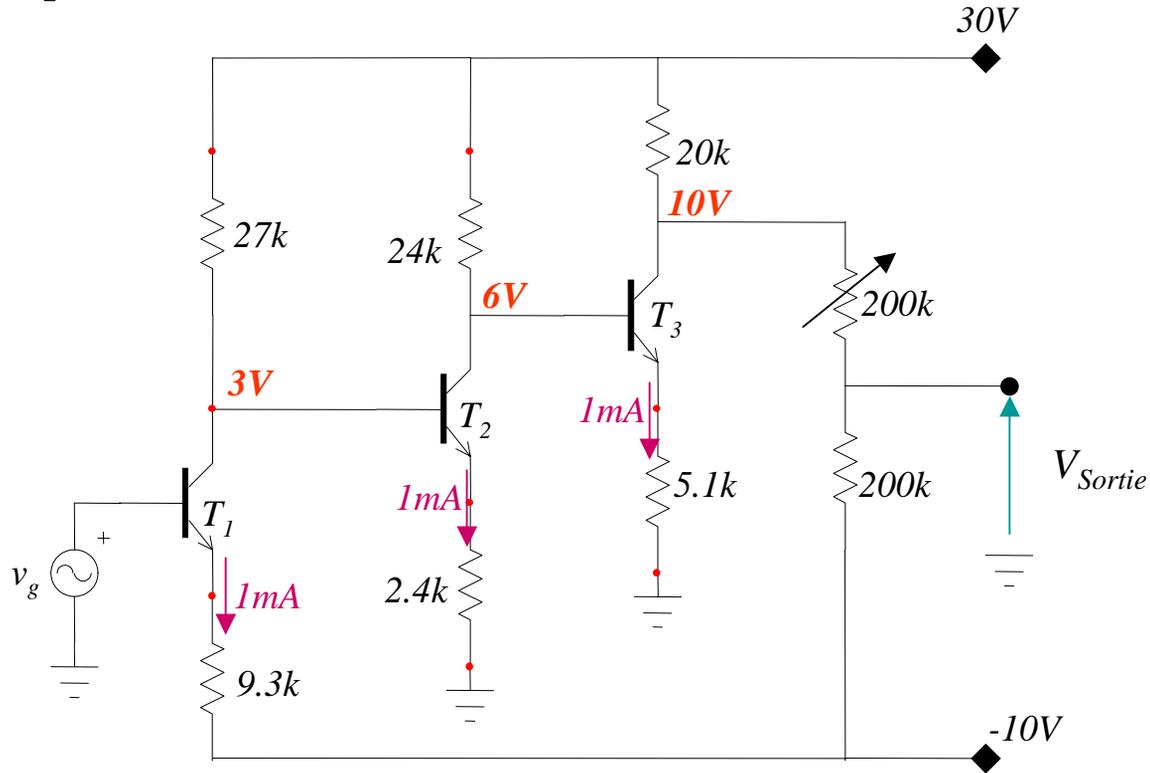
Autre exemple : amplificateur à « alimentation fractionnée » (tension positive et négative)



✎ Les **impédances d'entrée** des transistors T_2 et T_3 , et celle du pont diviseur étant très **élevées** devant les résistances de sortie de chaque étage, le gain total est approximativement égal au produit des gains individuels :

$$A_v = A_{v_{\text{étage}\#1}} \cdot A_{v_{\text{étage}\#2}} \cdot A_{v_{\text{étage}\#3}} \cdot \text{Pont diviseur} \cong -\frac{27}{10} \frac{24}{2.4} \frac{20}{5.1} \cdot \frac{1}{2} = -60$$

● Analyse statique :



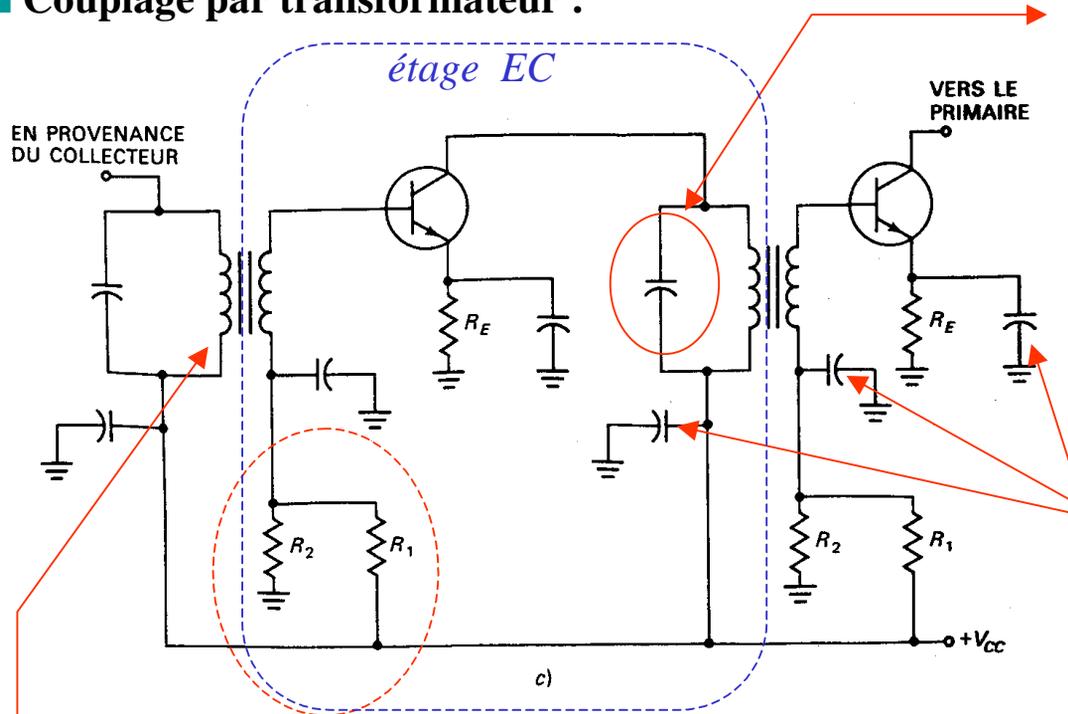
Statique :

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

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

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

■ Couplage par transformateur :



condensateur d'accord:
le circuit résonnant, LC, limite la transmission aux fréquences proches de la fréquence de résonance

$$\left(A_v = -\frac{Z_c}{r_f} \right)$$

condensateur de découplage
(masse en alternatif) (EC)

polarisation par diviseur de tension

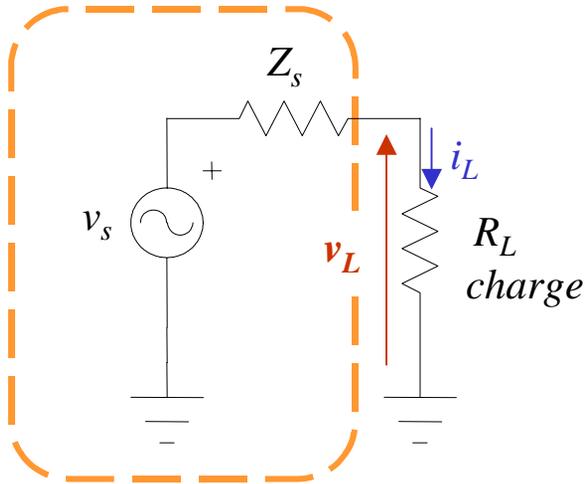
transmission du signal d'un étage à l'autre par le transformateur

Application majeure: essentiellement en radiofréquences (>500kHz)

exemple: syntonisation d'une station radiophonique ou d'un canal de télévision

4.8.7 Amplificateurs de puissance

■ Impédance de sortie et amplificateur de puissance



Puissance moyenne fournie par l'amplificateur :

$$P = \overline{v_L(t) \cdot i_L(t)} = \frac{v_L^2}{2R_L} = \frac{\left(\frac{R_L}{R_L + Z_s} v_s\right)^2}{2R_L} = \frac{R_L \cdot v_s^2}{2(R_L + Z_s)^2}$$

$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2}$, $v_L = \text{amplitude du signal}$

*étage de sortie
d'un amplificateur*

Puissance maximale:

$$\Leftrightarrow \frac{dP}{dR_L} = 0$$

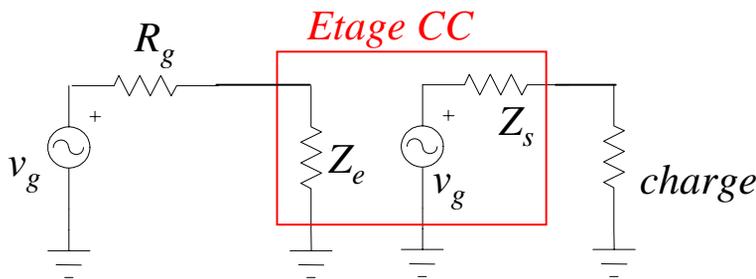
$$\dots \rightarrow R_L = Z_s$$

("adaptation" d'impédance)

$$\rightarrow P_{\max} = \frac{v_s^2}{8 \cdot Z_s}$$

👉 Pour v_s constant, P_{\max} augmente quand Z_s diminue

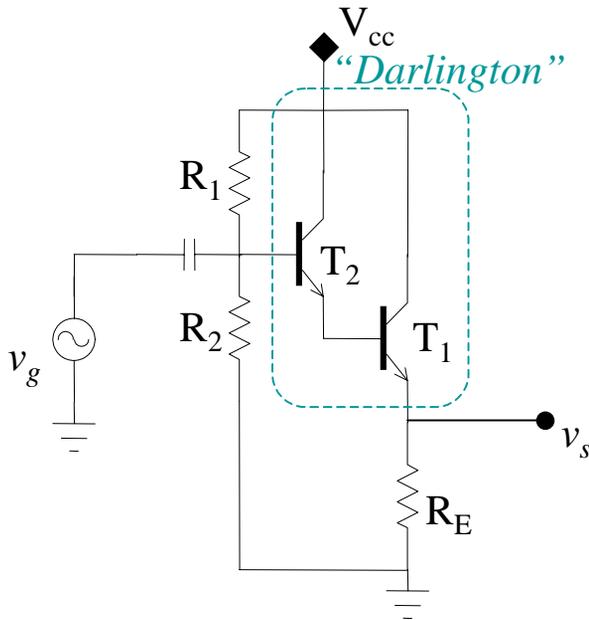
A.N. $v_s = 1V$: $Z_s = 10k\Omega \rightarrow P_{\max} = 0.012mW$ / $Z_s = 10\Omega \rightarrow P_{\max} = 12mW$



*gain en puissance en conditions
d'adaptation d'impédance avec et
sans étage amplificateur = Z_s/R_g*

■ Amplificateur de Darlington

⇨ Amplificateur comprenant deux étages **émetteur-suiveur** montés en cascade



● Gain en tension :

⇨ L'impédance d'entrée de T_1 est très élevée et ne "charge" pas beaucoup T_2

$$\rightarrow A_v \cong 1$$

● Impédance d'entrée du Darlington :

⇨ L'impédance d'entrée élevée de T_1 constitue la résistance d'émetteur (R_E) de T_2

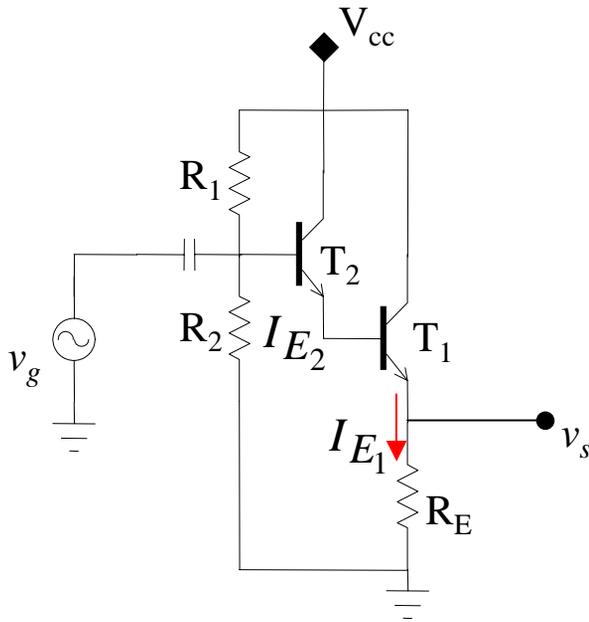
$$\rightarrow Z_e \approx h_{fe2} \cdot Z_e^{T1} \approx h_{fe2} \cdot h_{fe1} \cdot R_E \gg 1$$

$$T_1: h_{fe1} \quad T_2: h_{fe2}$$

● Gain en courant :

$$A_i = \frac{i_{T1}}{i_b^{T2}} = \frac{i_{T1}}{i_b^{T1}} \frac{i_b^{T1}}{i_b^{T2}} = \frac{i_{T1}}{i_b^{T1}} \frac{i_E^{T2}}{i_b^{T2}} = h_{fe1} \cdot h_{fe2}$$

● Impédance de sortie du Darlington :



$$\rightarrow Z_s \approx \frac{Z_s^{T_2} + h_{ie}^{T_1}}{h_{fe_1}} \approx \frac{\frac{h_{ie}^{T_2}}{h_{fe_2}} + h_{ie}^{T_1}}{h_{fe_1}} \approx 2 \frac{h_{ie}^{T_2}}{h_{fe_1} h_{fe_2}}$$

puisque $h_{ie}^{T_1} = \frac{kT \cdot h_{fe_1}}{e \cdot I_{E_1}} = \frac{kT}{e \cdot I_{E_2}} = \frac{h_{ie}^{T_2}}{h_{fe_2}}$

$$I_{E_2} = I_{B_1} = \frac{I_{E_1}}{h_{FE_1}}$$

Etage CC unique : $Z_s = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$



$P_{\max}(\text{étage CC avec Darlington}) \gg P_{\max}(\text{simple étage CC})$

⇒ *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)

■ Amplificateur Push-Pull

● Amplificateur classe A / classe B

☞ Dans les montages amplificateur vus précédemment, les transistors sont à **chaque instant en mode actif**

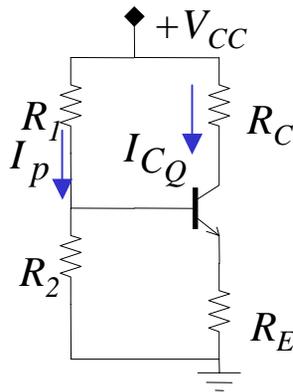
➤ Amplificateur de “**classe A**”

Avantages:

- faible distorsion (en cas d’amplificateur stabilisé)
- simplicité

Inconvénients :

- Amplitude de sortie limitée (typ: $0.2 < V_{CE} < V_{cc} \Leftrightarrow v_{CEmax} \sim V_{cc}/2$)
- **Importante consommation en absence du signal** : courants de polarisation non nuls



$$P_{\text{alimentation}} \cong V_{cc} \cdot (I_{CQ} + I_p)$$

$$\text{ex: } V_{cc} = 15\text{V}, I_C = 1\text{mA}, I_p = 0.1\text{mA} \Rightarrow P \sim 15\text{mW}$$

en **absence** de signal...

Amplificateur classe B: transistor bloqué en absence de signal d’entrée. (ex: Push-Pull)

Avantages:

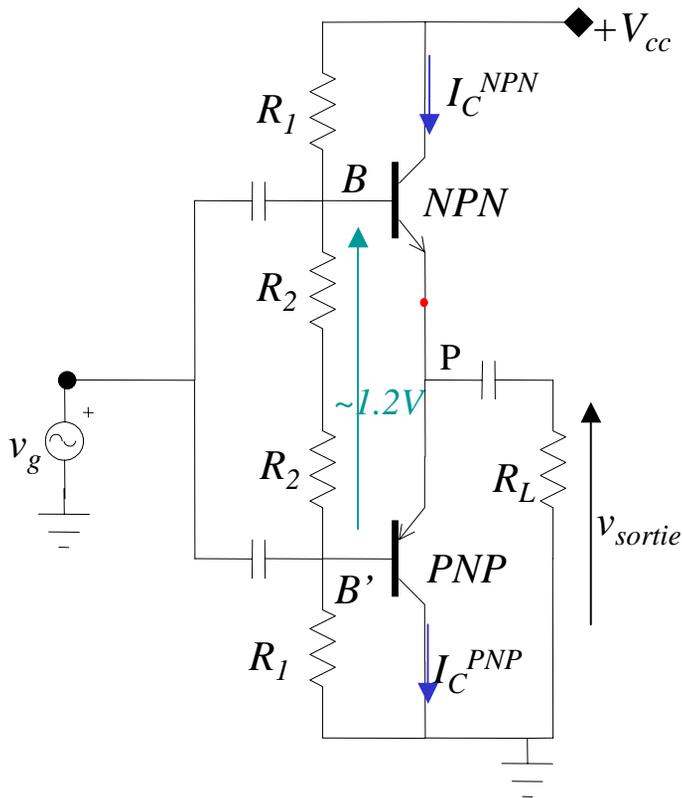
- faible consommation, dynamique de sortie élevée

Inconvénients :

- Distorsion du signal

● Push Pull

Exemple :



Principe de fonctionnement

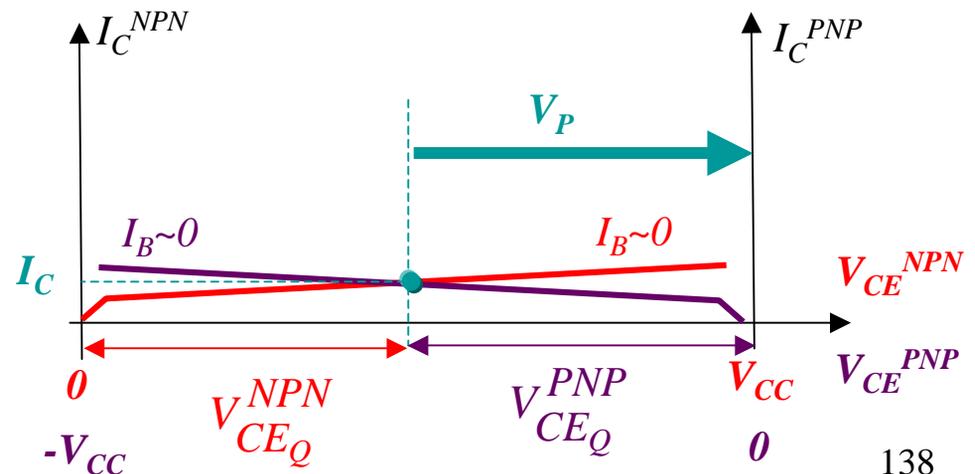
● Transistors **bloqués** au point de repos (amplificateur « **classe B** »).

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

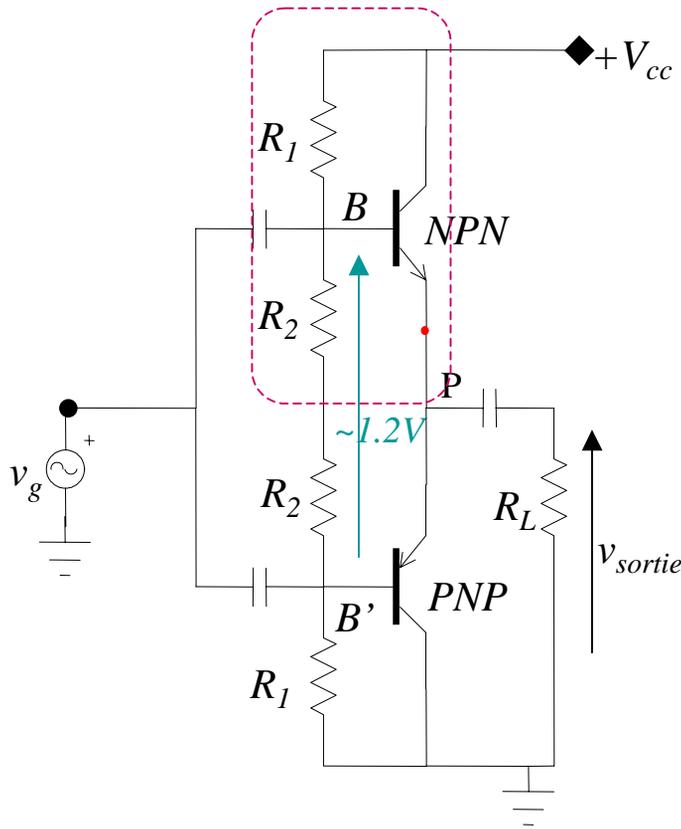
$$V_{BE}^{NPN} < \sim 0.6 \text{ et } V_{EB}^{PNP} < \sim 0.6V$$

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

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

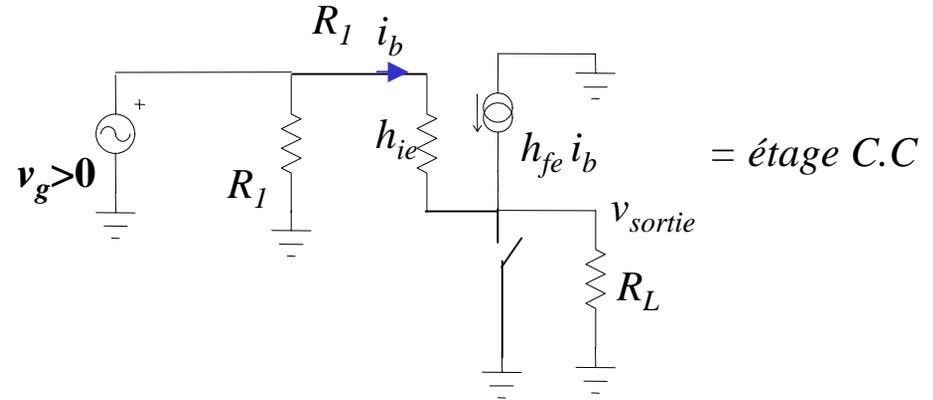


émetteur suiveur



● En présence d'un signal d'entrée chaque transistor est *alternativement* actif ou bloqué (\Leftrightarrow « Push-Pull »)

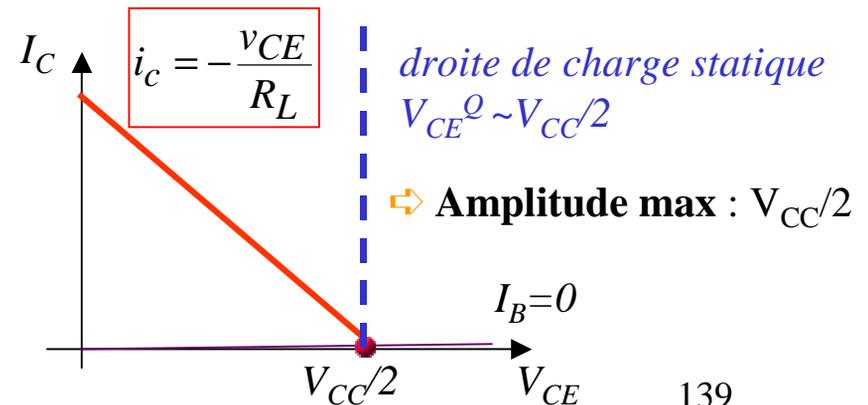
⇒ Si $v_g > 0 \rightarrow$ NPN actif, PNP bloqué



$$A_v \cong 1, \quad Z_s = \frac{h_{ie}}{h_{fe}}, \quad Z_e = R_1 \parallel (h_{ie} + h_{fe}R_L)$$

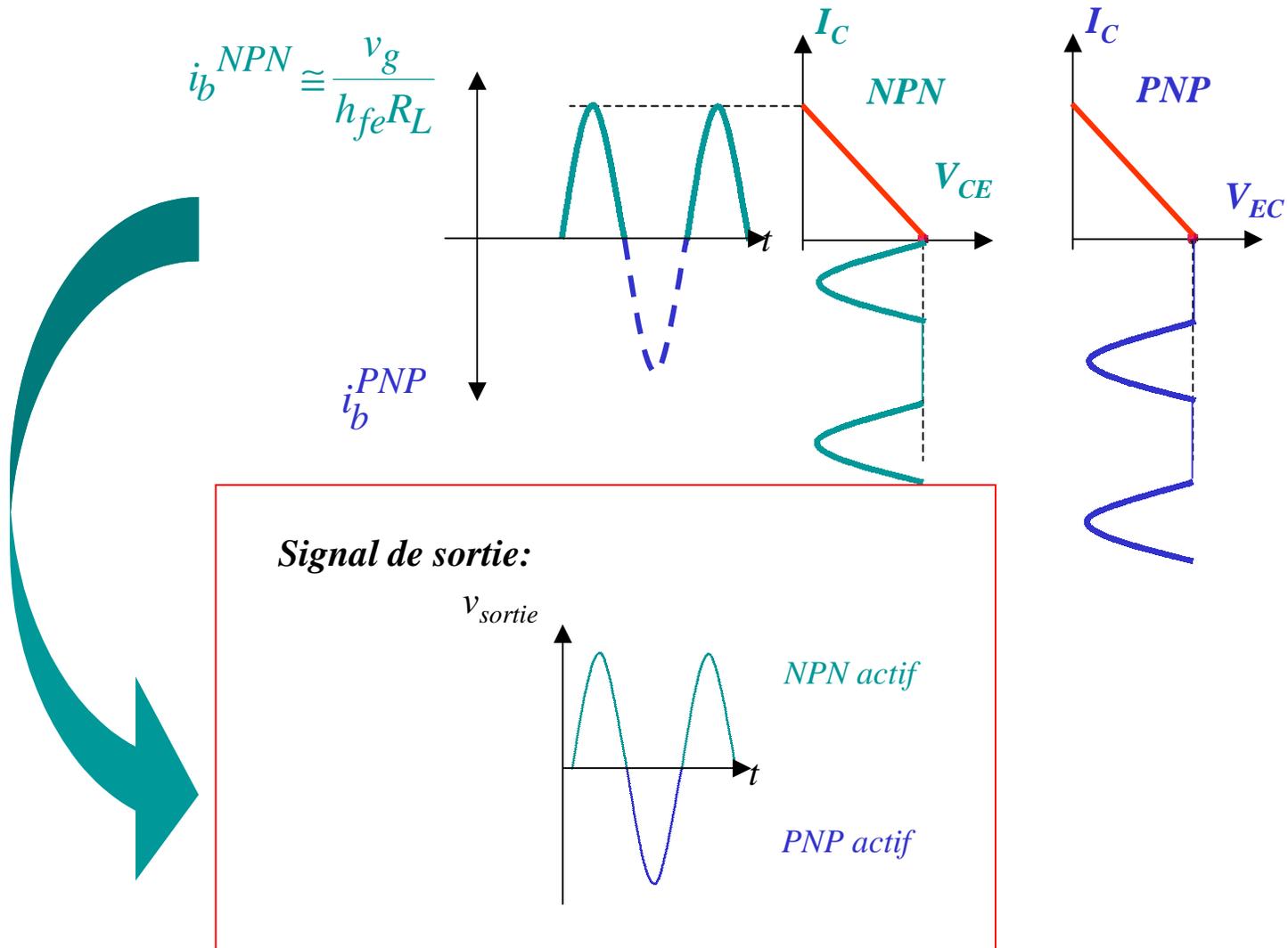
☞ Il n'y a pas de courant **dynamique** dans les deux résistances R_2 , puisque V_{BB} est constante.

Droite de charge dynamique



⇒ si $v_g < 0 \rightarrow$ NPN bloqué, PNP actif ...

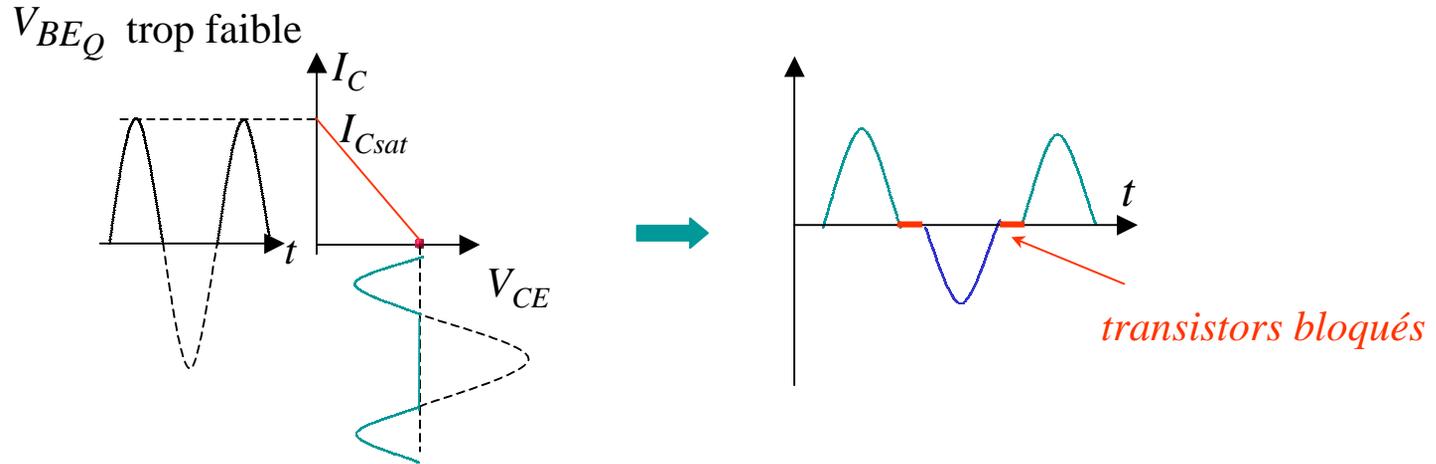
Formation du signal de sortie



➡ Plus grand domaine de fonctionnement

Difficultés de cet exemple

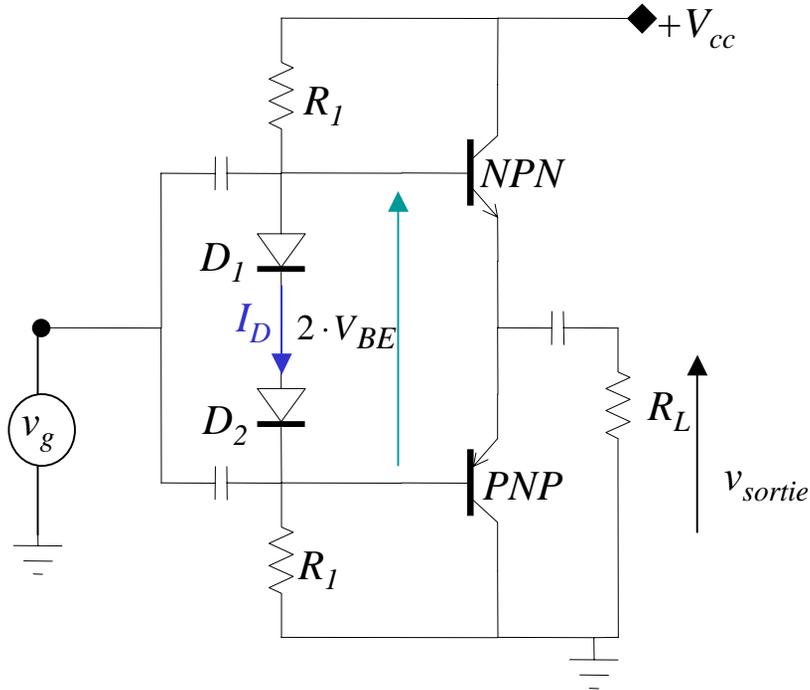
- positionnement du point de repos



➔ *Distorsion de croisement* : Si V_{BE} trop faible au repos, les deux transistors seront bloqués pendant une fraction du cycle.

- Risque d'emballement thermique (pas de contre-réaction)

Polarisation par diodes



Point de repos

choix de R_1 : $I_D \sim 0$

comme $V_D = V_{be} \rightarrow I_E \sim I_D \sim 0$

➔ Idéalement D_1, D_2 = diodes de caractéristiques appariés aux transistors

Stabilité thermique

$I_D(V_D)$ et $I_E(V_{BE})$ même dépendance en température

$$T \uparrow \Rightarrow I_D \uparrow \Rightarrow V_D \downarrow \Rightarrow V_{R_1} \downarrow \Rightarrow I_D \downarrow.$$

contre-réaction

➔ $I_D \cong I_E \cong \text{constant}$

Remarques:

● L 'amplificateur Push-Pull existe aussi avec des paires de Darlington

➤ Z_s plus faible \rightarrow puissance maximale supérieure

4.8.8 Amplificateur différentiel

- ⇒ Deux signaux d'entrée, V_+ , V_-
- ⇒ Sortie = collecteur d'un transistor

hypothèse : T_1 et T_2 *appariés* (circuit intégré)

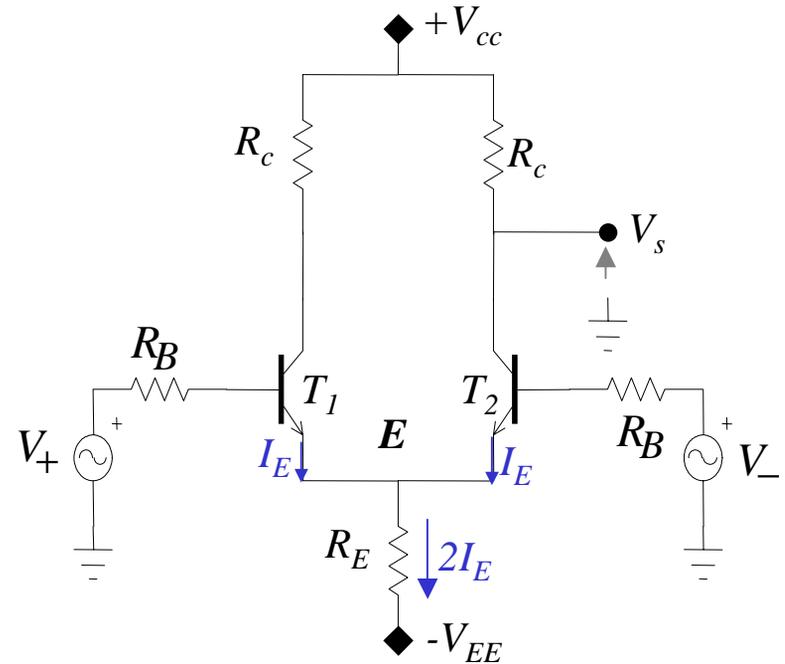
■ Régime statique : ($V_- = V_+ = 0$)

- ⇒ Par symétrie : $I_{E1} = I_{E2} = I_E$

- ⇒ Pour $R_B \ll h_{fe}R_E$: $V_{R_B} = R_B I_B \ll 2R_E I_E \rightarrow V_{EE} \approx 0.7 + 2R_E I_E$

$$I_E \cong \frac{V_{EE} - 0.7}{2R_E}$$

- ⇒ Tension continue en sortie : $V_s = V_{CC} - R_c I_E$



■ Régime dynamique:

● Mode différentiel:

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

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

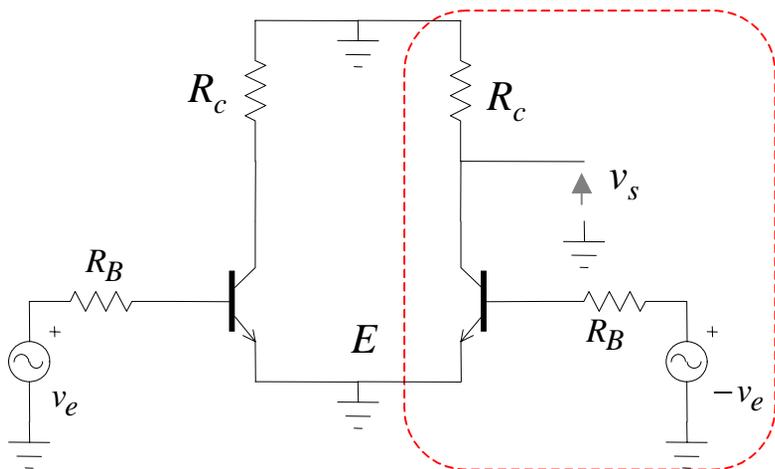
avec I_E la composante continue du courant émetteur.

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

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

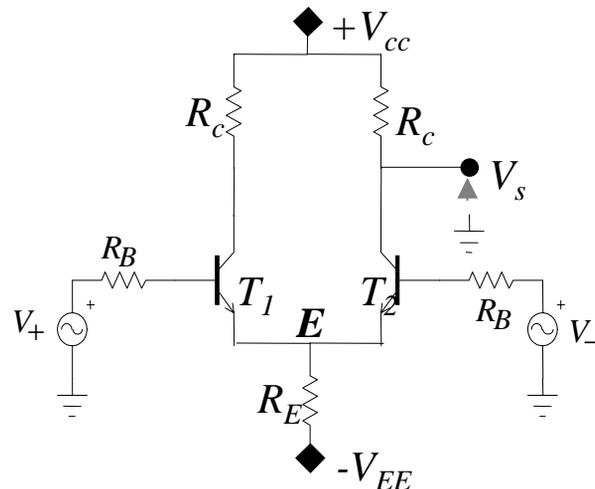
⇒ Le courant dans R_E n'a pas changé, et la tension en E *reste constante*.

⇒ 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*

● **Mode commun:**

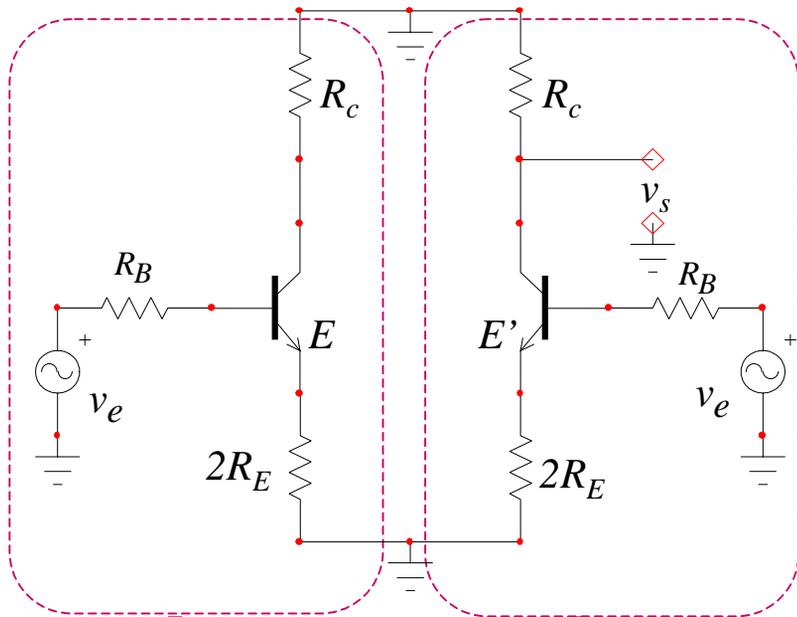
hyp: $V_+ = V_- = v_e \rightarrow I_{E1} = I_E + i_e$

et $I_{E2} = I_E + i_e$

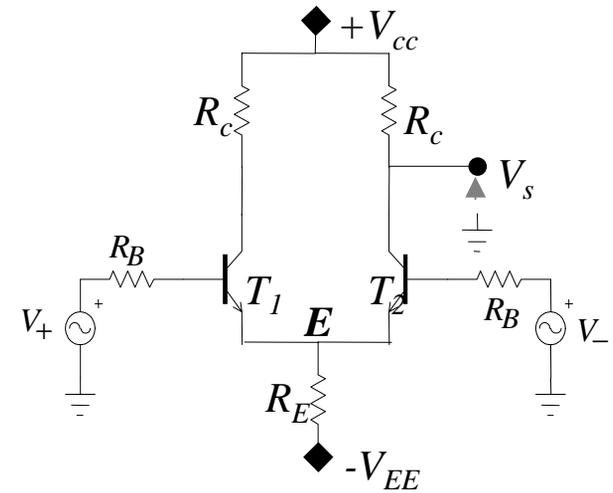
$\Rightarrow I_{R_E} = I_{E1} + I_{E2} = 2(I_E + i_e)$

$\Rightarrow V_E = 2R_E \cdot (I_E + i_e) = 2R_E I_E + 2R_E i_e$

⇨ La tension en E équivaut à celle d'un étage *unique* ayant une résistance d'émetteur **double**. D'où le schéma équivalent :



2 étages EC stabilisés **indépendants**



$$v_s \cong -\frac{R_c}{2R_E} v_e$$

d'où le «gain en mode commun» :

$$A_c = -\frac{R_c}{2R_E} \ll 1 \text{ pour } R_E \gg R_C$$

● **Signaux d'entrée quelconques :**

On peut toujours écrire :

$$V_+ = \frac{V_+ + V_-}{2} + \frac{V_+ - V_-}{2} = V_{mc} + V_{md}$$

$$V_- = \frac{V_+ + V_-}{2} - \frac{V_+ - V_-}{2} = V_{mc} - V_{md}$$

avec

$$V_{mc} = \frac{V_+ + V_-}{2} \text{ et } V_{md} = \frac{V_+ - V_-}{2}$$

D'où, par le principe de **superposition** :

$$v_s = A_d v_{md} + A_c v_{mc} = A_d \left(v_{md} - \frac{v_{mc}}{CMRR} \right)$$

où $CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|} = \frac{2h_{fe}R_E}{h_{ie}}$ = « **taux de réjection en mode commun** »
(*common mode rejection ratio*)

✚ **Intérêts de l'amplificateur différentiel :** Entrées en **couplage direct** (seule v_{md} est amplifiée)

⇒ Ampli. différentielle = **étage d'entrée** des Amplificateur opérationnel.

↔ Impédance d'entrée et CMRR très élevés

● Polarisation par miroir de courant

Il faut $CMRR = \frac{2h_{fe}R_E}{h_{ie}} \gg 1$

Choisir R_E très élevée pose plusieurs problèmes:

- ⇒ nécessite une **augmentation** de l'**alimentation** pour maintenir I_C (donc le gain) constant
- ⇒ **incompatible** avec la technologie des **circuits intégrés**.
- ⇒ il suffit que R_E soit élevée en régime dynamique !
- ⇒ Solution = source de courant ($\leftrightarrow R, D, T_3$)

hyp: D et T_3 = **appariés**

$$\rightarrow I_{EE} \cong I_{E3} \cong \frac{V_{CC} + V_{EE} - 0.7}{R}$$

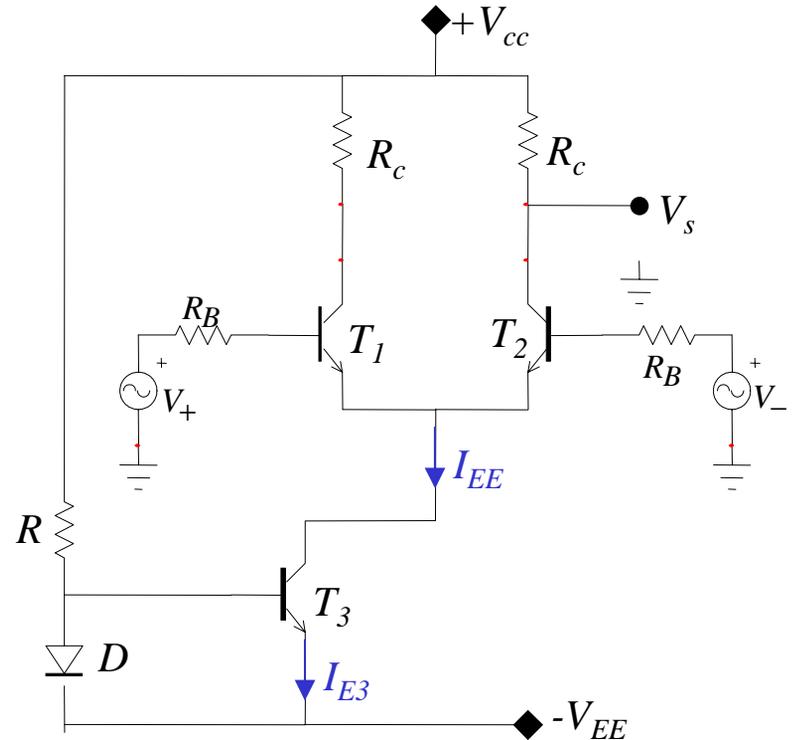
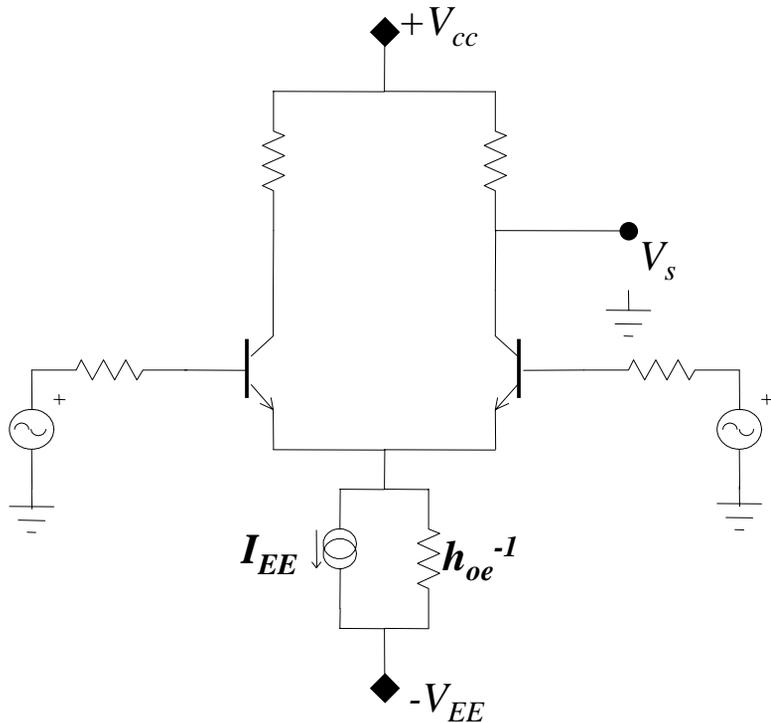
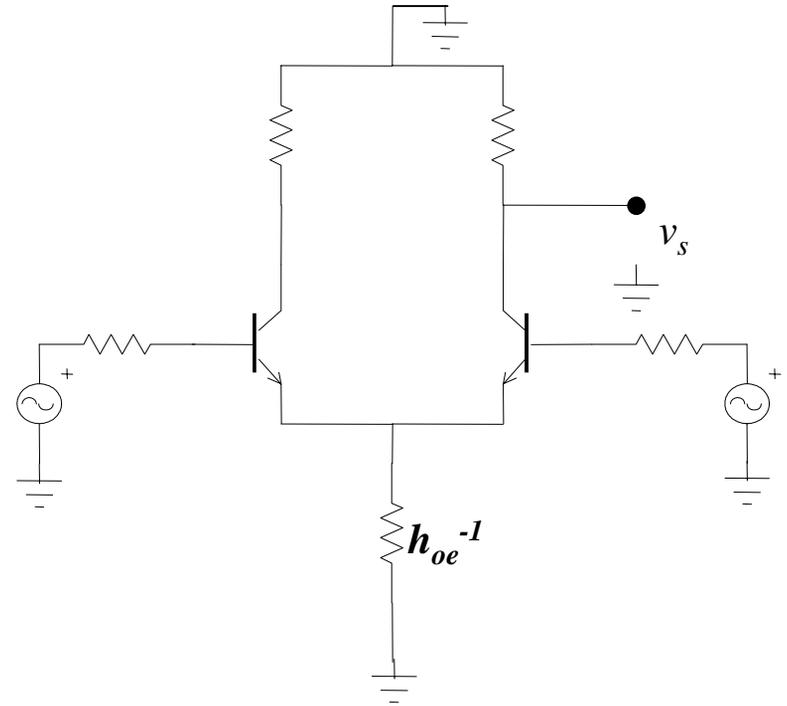


Schéma équivalent:



en dynamique



⇒ h_{oe}^{-1} (effet Early de T_3) est de l'ordre de quelques 100k Ω .

⇒ **En dynamique**, h_{oe}^{-1} joue le même rôle que R_E et augmente considérablement CMRR.

5. Transistors à effet de champ ou FET (field effect transistor)

5.1 Introduction

■ Principe de base

FET = Source de courant commandée en tension

● Le courant (I_D) circule entre la **source S** et **drain D** via le “**canal**”:

- canal **N** : $I_D > 0$ de D vers S avec $V_{DS} > 0$
- canal **P** : $I_D > 0$ de S vers D avec $V_{SD} > 0$

● $I_G \approx 0$

● La **conductivité électrique** du **canal** semiconducteur est **modulée** par une **effet du champ électrique** induit par la tension V_{GS} entre la **grille G** et la **source S**.

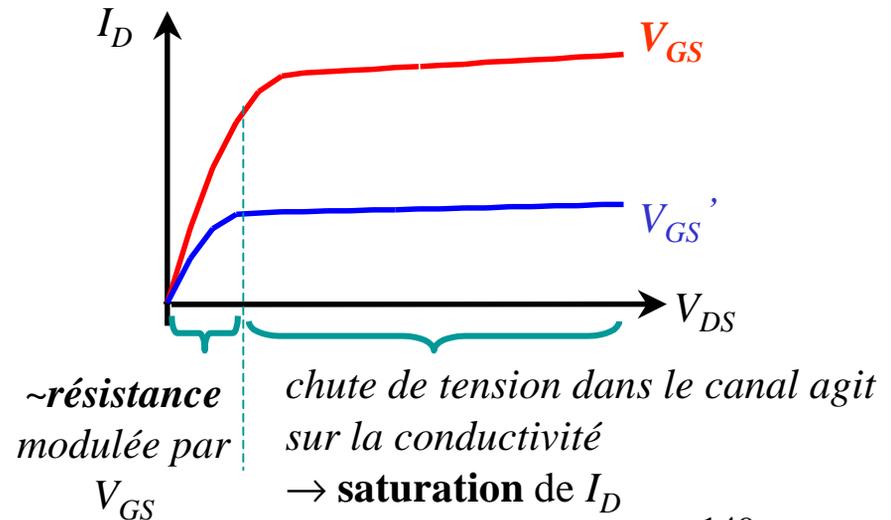
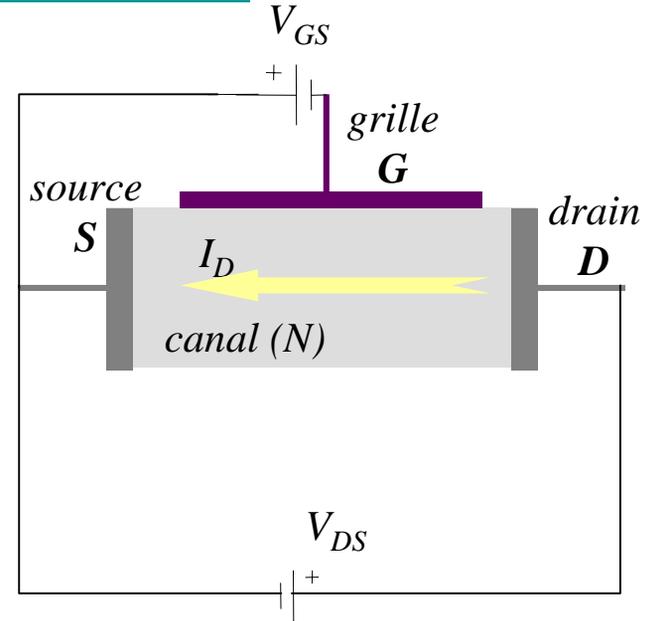
● Le phénomène physique est non linéaire

⇒ Aux faibles valeurs de V_{DS} : caractéristique $I_D(V_{DS})$ quasi-linéaire, de pente modulée par V_{GS}

☞ ~résistance variable

⇒ Aux valeurs de V_{DS} plus élevées : régime de **saturation**

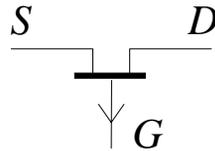
☞ ~source de courant commandée par V_{GS}
(= mode actif)



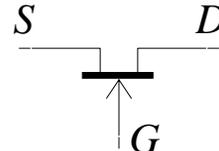
■ Différents types de FET

- **JFET** : FET à jonction : La grille et le canal forme une jonction PN

Symboles :



JFET à canal P



JFET à canal N

JFET à canal P :

Mode de fonctionnement habituel : $V_{GS} > 0$

=> la jonction Grille/Source est polarisée en inverse

=> **la zone conductrice du canal rétrécit** (apparition d'une « zone déplétée de porteurs »)

=> I_D **diminue** lorsque V_{GS} **augmente**

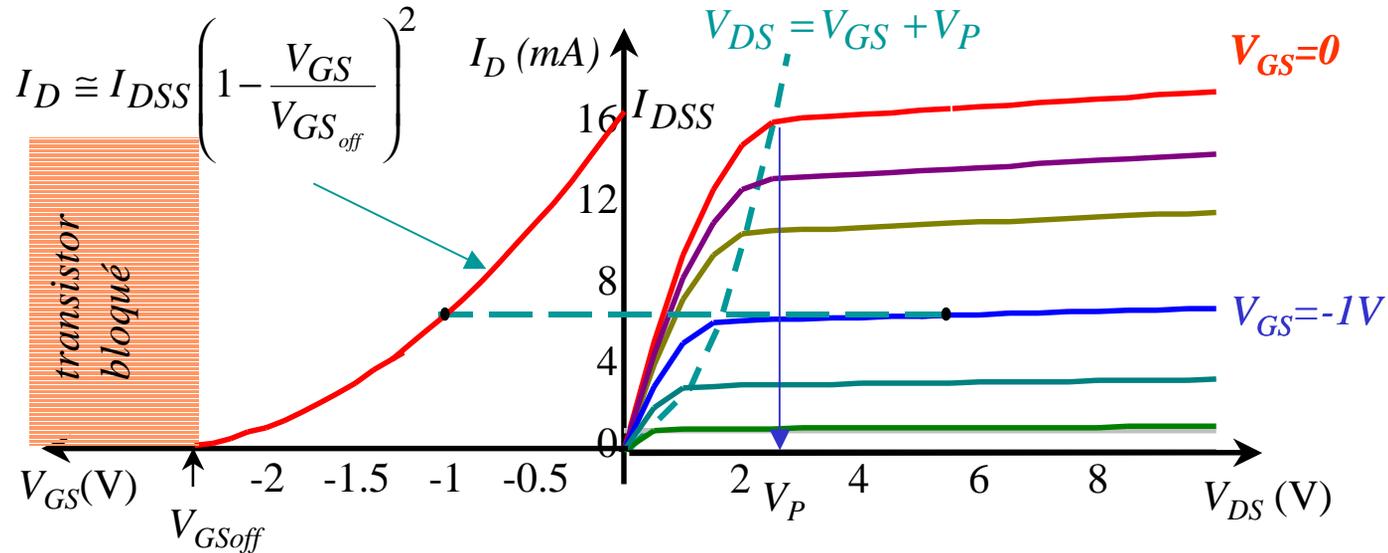
➔ Le **courant de grille** est **très faible** : courant inverse d'une diode ($\sim nA$)

JFET à canal N :

Mode de fonctionnement habituel : $V_{GS} < 0$

=> I_D **diminue** lorsque V_{GS} **augmente en valeur absolue**

Caractéristique d'un JFET (N): [$V_{GS} < 0, V_{DS} > 0$]



Pour $V_{GS} \leq V_{GSoff}$: $I_D = 0 \Leftrightarrow$ le canal est totalement déplété.

Pour $V_{GSoff} < V_{GS} < 0$: $I_D =$ saturation lorsque $V_{DS} = V_P + V_{GS}$ où $V_P =$ tension de **pincement du canal**

avec $V_P \approx -V_{GSoff}$

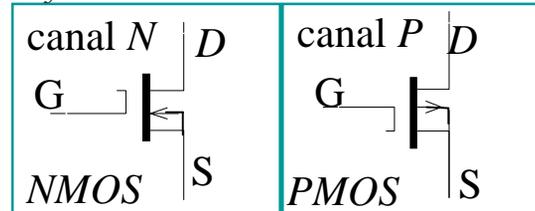
Dans la zone de saturation on a:

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

➡ **JFET(P)**: $V_{DS}, V_P < 0, \quad V_{GS}, V_{GSoff} > 0$. Transistor bloqué $\leftrightarrow V_{GS} > V_{GSoff}$

● **MOSFET (Métal Oxyde Semiconducteur – FET) à appauvrissement (ou à “déplétion”)**

Symboles :



La grille est séparée du canal par un isolant (l'oxyde de Si) $\Leftrightarrow I_G=0$

Elle forme un **condensateur** avec le canal.

Le **canal est conducteur** lorsque $V_{GS} = 0$

MOSFET (N): le semiconducteur est de « type N » \Leftrightarrow les électrons sont mobiles

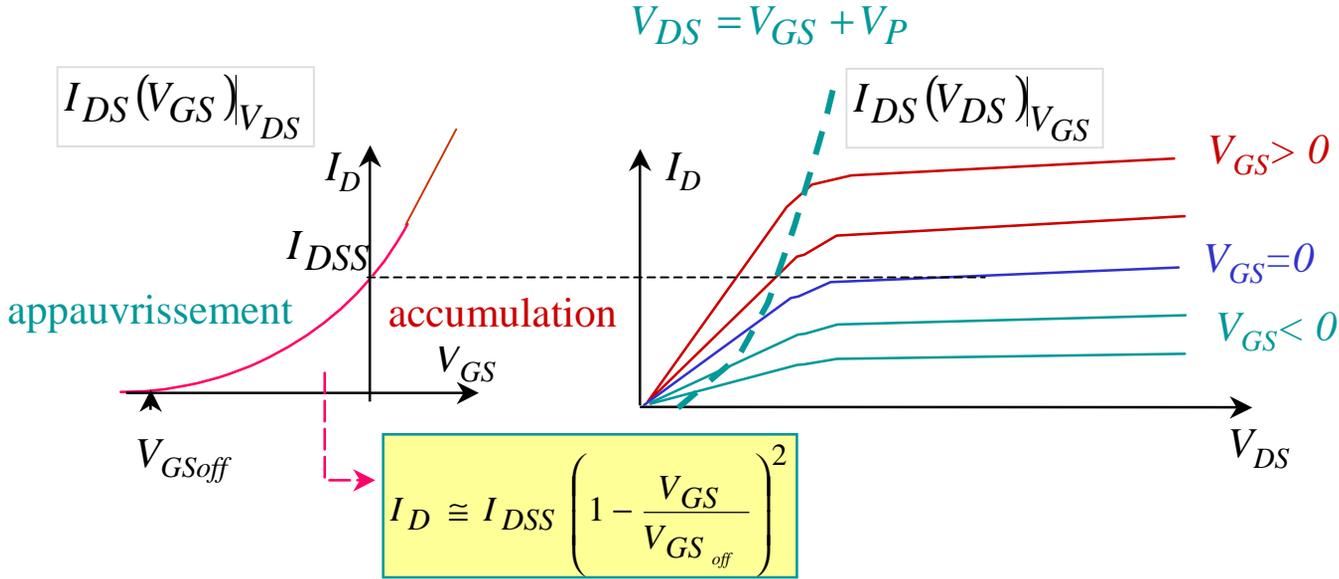
$\Rightarrow V_{GS} < 0 \Leftrightarrow$ charge **positive** dans le canal \Leftrightarrow **appauvrissement de porteurs libres**

\Rightarrow conductivité du canal diminue $\Leftrightarrow I_D$ (à $V_{DS}>0$, constant) **diminue**

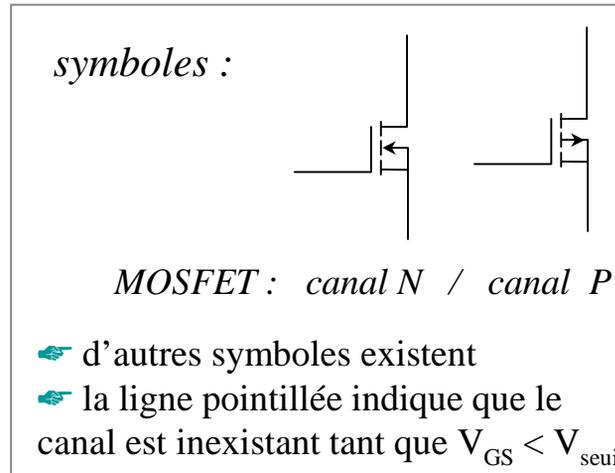
$\Rightarrow V_{GS} > 0 \Leftrightarrow$ charge **négative** dans le canal \Leftrightarrow **accumulation d'électrons libres**

\Rightarrow conductivité du canal augmente $\Leftrightarrow I_D$ (à $V_{DS}>0$, constant) **augmente**

Caractéristique d'un MOSFET (N) :



● **MOSFET à “enrichissement” :**



- ◆ *Idem MOSFET à appauvrissement sauf que pour $V_{GS}=0$ le canal n'est pas conducteur*
⇔ « MOS normalement bloqué »

MOSFET (N):

$V_{GS} > V_S$ (*tension seuil*) \Rightarrow apparition d'électrons sous la grille.

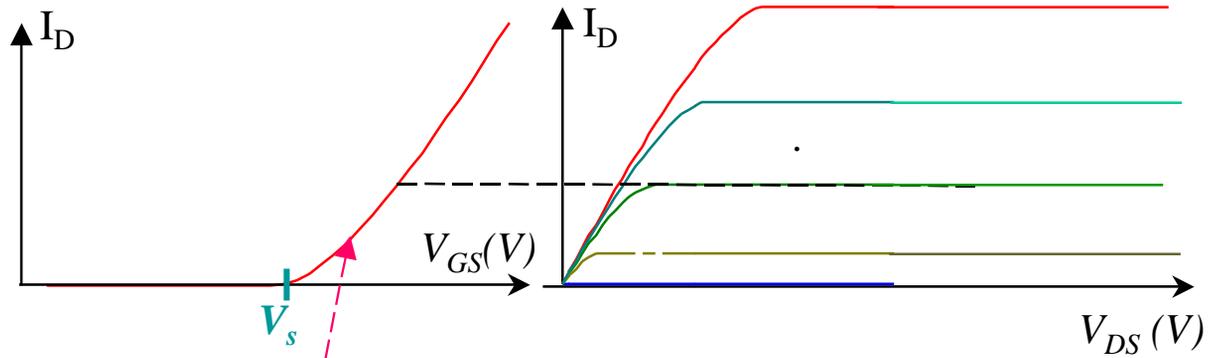
Cet « enrichissement » local en électrons **forme** le canal.

MOSFET (P):

$V_{GS} < V_S$ (*tension seuil*) \Rightarrow apparition de trous sous la grille.

Cet « enrichissement » local en trous **forme** le canal.

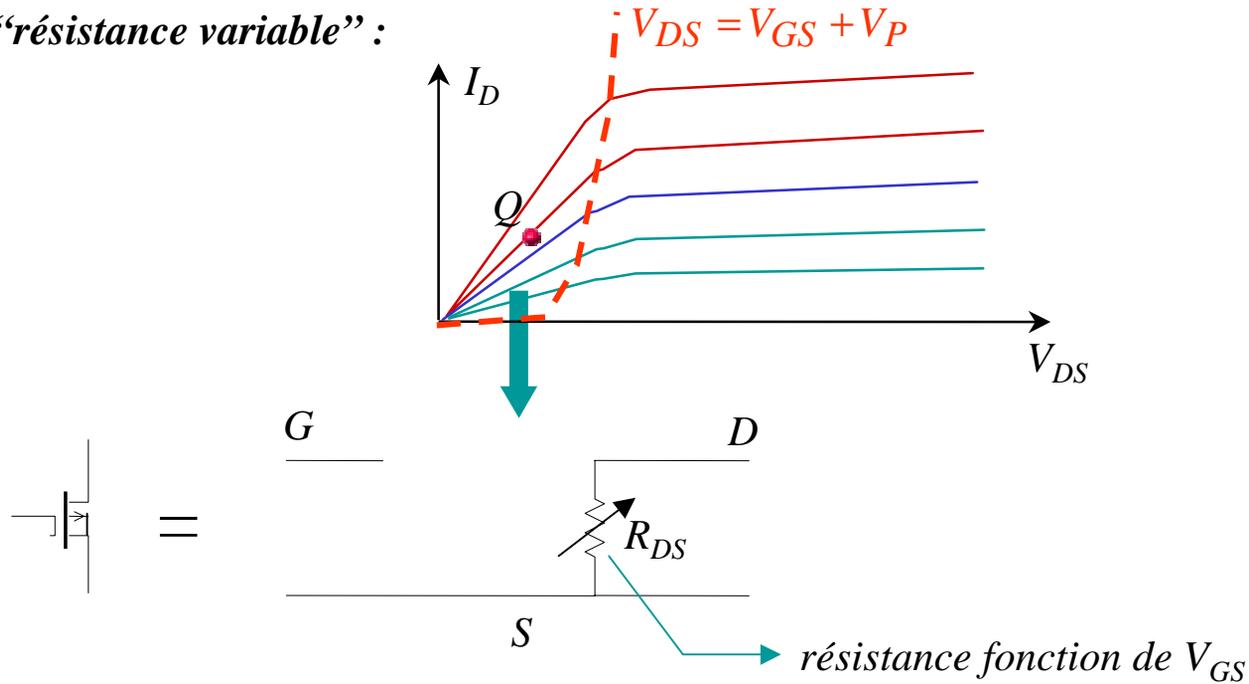
Caractéristique d'un MOSFET (N) à enrichissement :



$$I_D|_{V_{DS}} = \alpha(V_{GS} - V_s)^2$$

5.2 Modes de fonctionnement et schémas équivalents

■ Mode “résistance variable” :



Pour $V_{GS} > V_P$, et $V_{DS} < V_{GS} + V_P$: $R_{DS} \cong \frac{1}{k \cdot \left[(V_{GS} + V_P) - \frac{V_{DS}}{2} \right]}$ avec $k = \text{constante}$
dépendant du composant

✎ Condition: V_{DS} suffisamment faible ($< V_{GS} + V_P$), souvent inférieure à 0.5V.

✎ Dans ces conditions, Source et Drain peuvent être inversés.

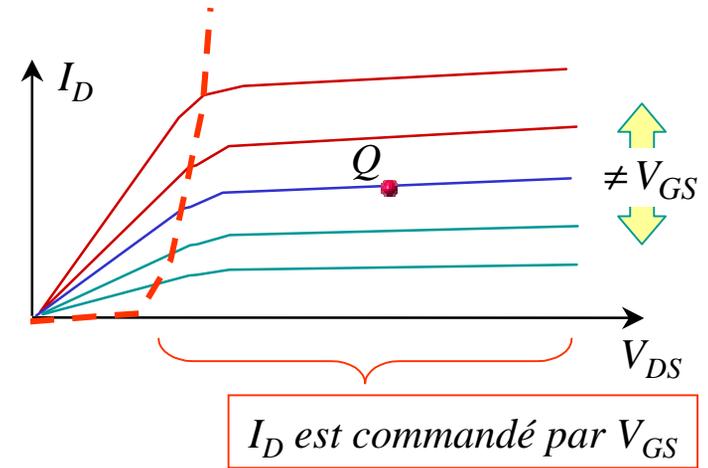
JFET: “ $R_{DS(on)}$ ” = R_{DS} pour $V_{GS} \approx 0$ **MOSFET enrichissement:** “ $R_{DS(on)}$ ” = R_{DS} pour V_{GS} élevée ($\sim 10V$)

ordre de grandeur: $R_{DS_{on}} = 0.05\Omega - 10k\Omega$ $R_{DS_{off}} = R_{DS}(V_{GS} < V_{GS_{off}} \text{ (canal N)}) > M\Omega$

■ **Mode “source de courant commandée” ou mode “actif” :**

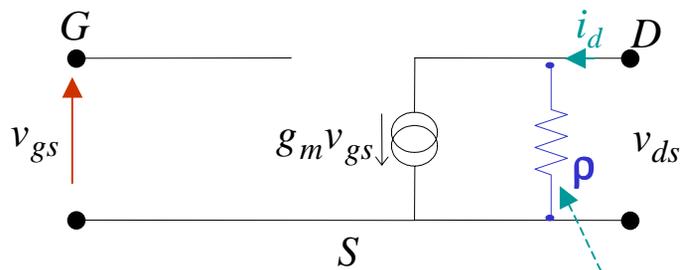
Pour $V_{DS} > V_{GS} + V_P$, I_D est commandée par V_{GS}

$$I_D \cong I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS_{off}}} \right)^2$$

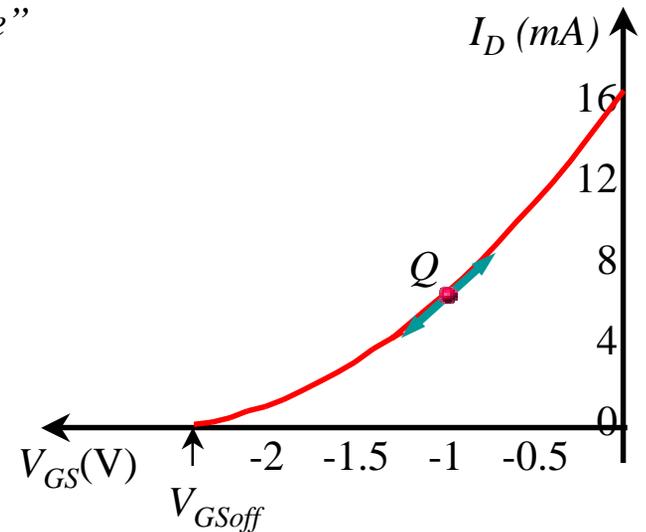


➡ $i_d = g_m v_{gs}$ avec $g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$ = “transconductance”

⇒ schéma linéaire équivalent:



➡ tient compte de l'augmentation de v_{ds} avec i_d (équivalent de l'effet Early)



➡ caractéristique $I_D(V_{GS})$ **non-linéaire** : $g_m(V_{DS})$

JFET et MOSFET à déplétion

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS_{off}}} \right), \text{ avec } g_{mo} = \frac{2I_{DSS}}{|V_{GS_{off}}|} = \text{pente pour } V_{GS}=0$$

👉 g_m varie **linéairement** avec V_{GS} .

MOSFET à enrichissement

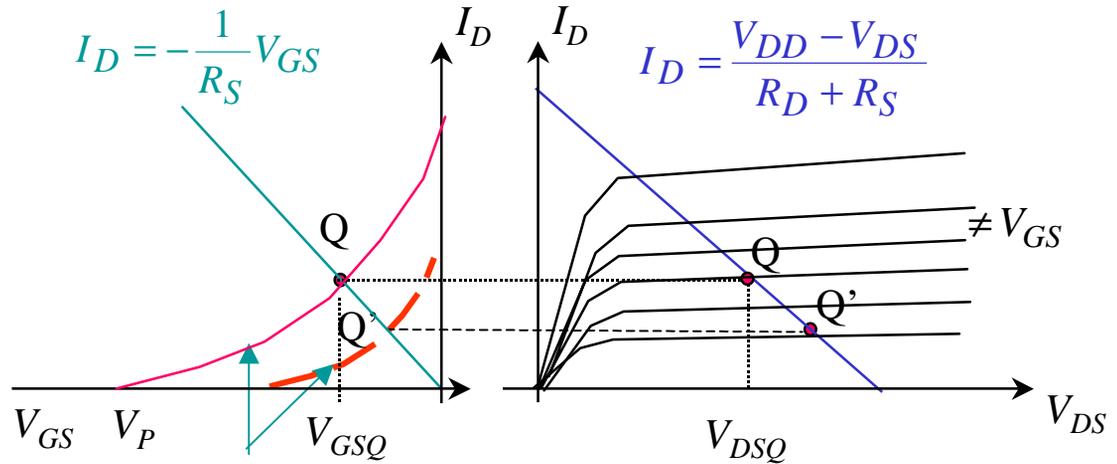
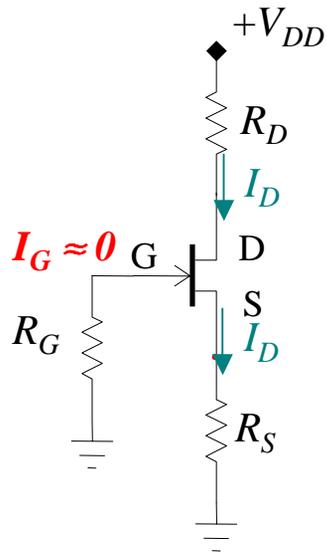
$$g_m = g_{mo} (V_{GS} - V_s), \text{ avec } g_{mo} = 2\alpha$$

Ordre de grandeur : $g_m = 1 - 10 \text{ mA/V}$ (mS ou $mmho$) ($g_m^{-1} = 0.1 - 1k\Omega$)

5.3 Quelques circuits de polarisation

⇒ *Objectif* : fixer le point de fonctionnement au repos

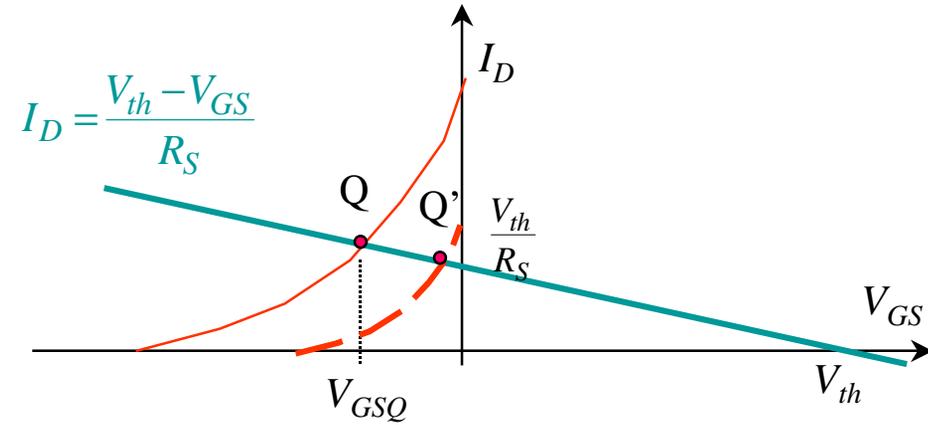
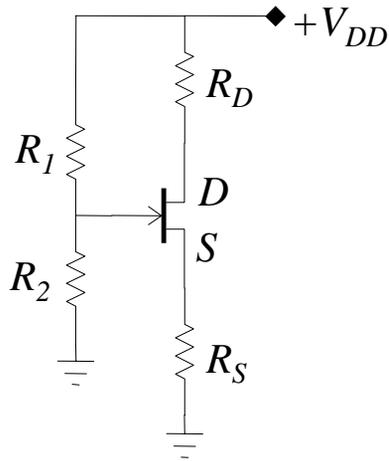
■ Polarisation automatique par résistance de source:



Dipersion de fabrication

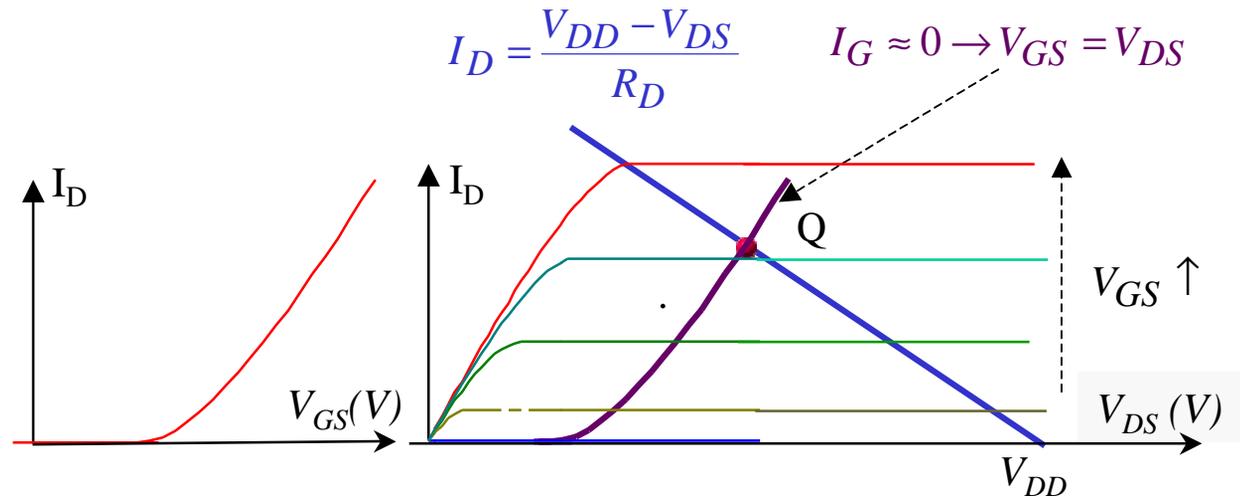
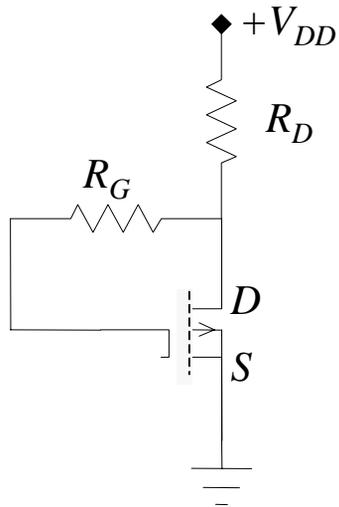
$$\left. \begin{aligned} I_D &\cong I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS_{off}}} \right)^2 \\ I_D &= -\frac{V_{GS}}{R_S} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_D, V_{GS}, V_{DS}.$$

■ Polarisation par pont diviseur



👉 meilleure stabilité du point de repos (du point de vu I_D)

■ Polarisation par réaction de drain (MOSFET à enrichissement)

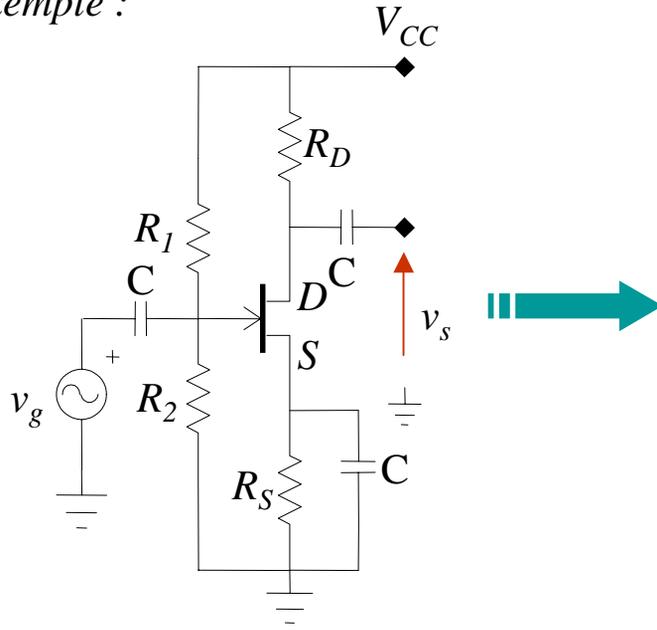


$$I_G \approx 0 \rightarrow V_{GS} = V_{DS}$$

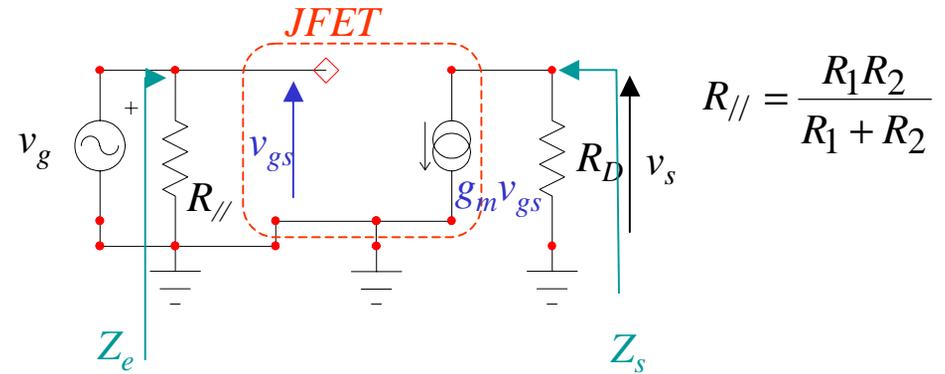
5.4 Montages amplificateurs

■ Amplificateur source commune

Exemple :



● hypothèse: Mode actif, C très élevées



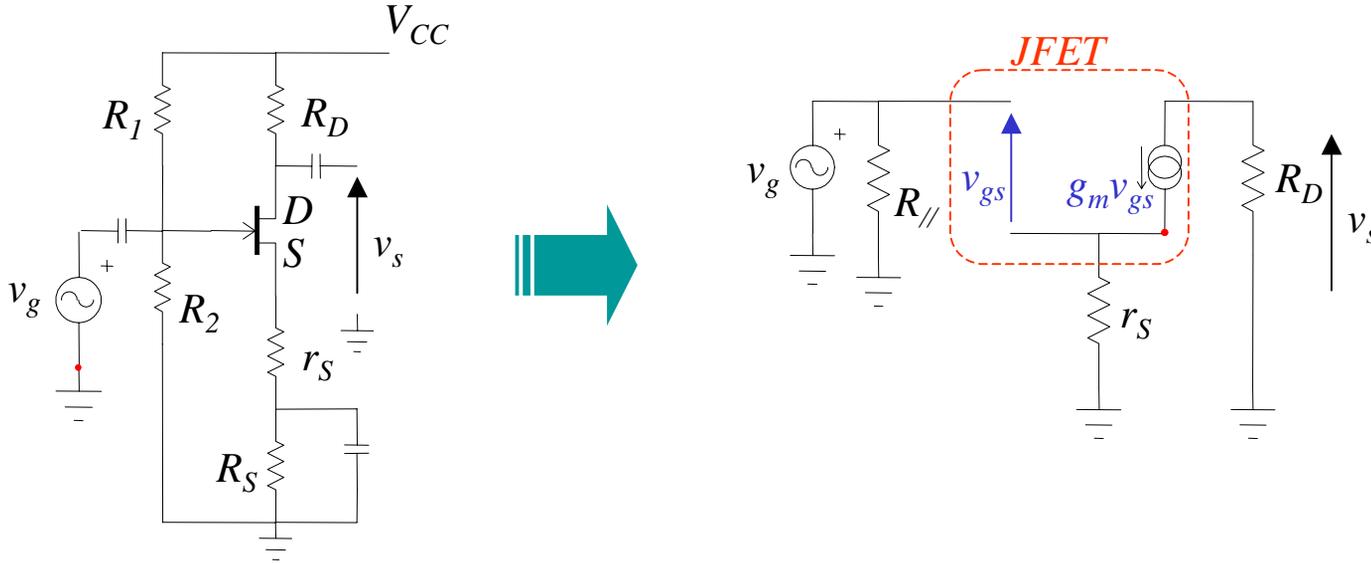
⇒ Gain en tension (circuit ouvert) : $A_v = -g_m R_D$

⇒ Impédance d'entrée : $Z_e = R_{//}$

⇒ Impédance de sortie : $Z_s = R_D$

☞ $g_m =$ fonction de V_{GS} → distorsion “quadratique”

Stabilisation par une résistance de source :



Gain en tension : $v_g = v_{gs} + r_s g_m v_{gs}$ et $v_s = -g_m v_{gs} R_D$

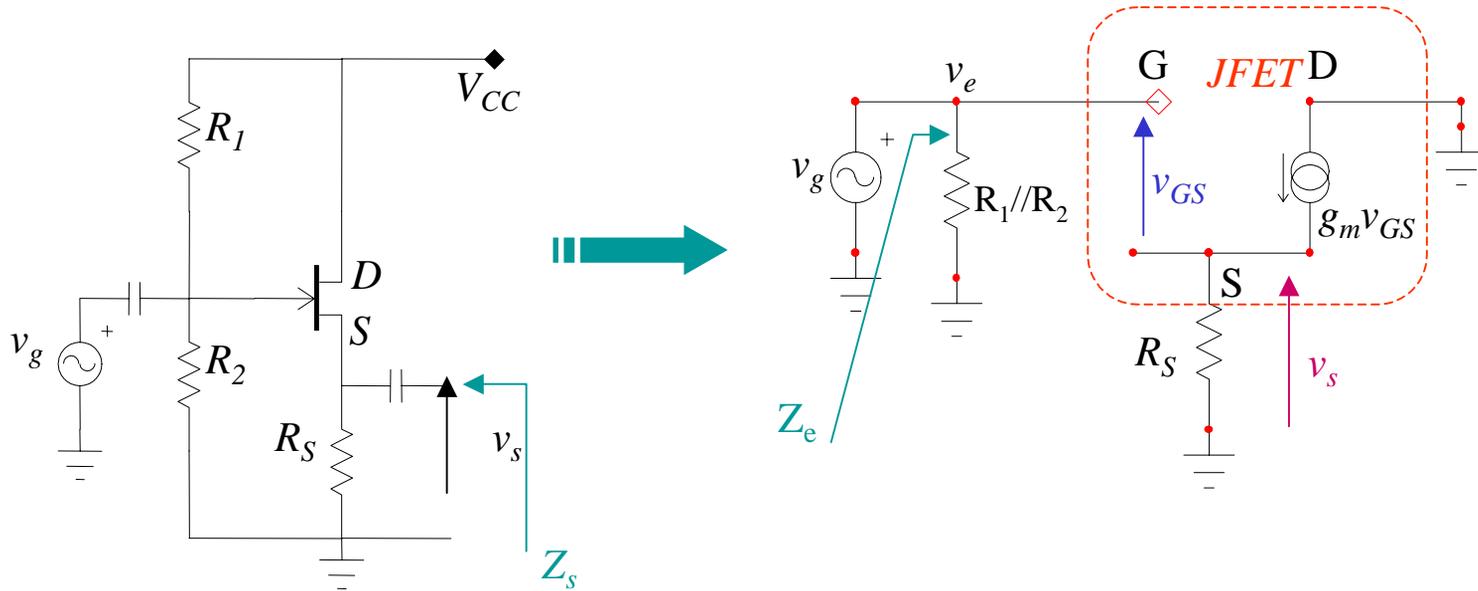
$$\text{d'où : } A_v = \frac{v_s}{v_g} = -\frac{g_m R_D}{1 + r_s g_m} = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + r_s}$$

👉 L'influence de g_m sur le gain est réduite si $r_s \gg 1/g_m$. Le gain en tension est plus faible.

👉 r_s introduit une **contre-réaction**: $v_{gs} = v_g + r_s v_s$

(v_s et v_g en **opposition de phase**, $A_v < 0$)

■ Amplificateur drain commun



⇒ Gain en tension (circuit ouvert) :
$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{R_S}{g_m^{-1} + R_S} \approx 1$$

⇒ Impédance d'entrée :
$$Z_e = R_1 // R_2$$

⇒ Impédance de sortie :
$$Z_s = \frac{v_{s.c.o.}}{i_{s.c.c}} = \frac{R_S}{g_m R_S + 1} = \frac{R_S g_m^{-1}}{R_S + g_m^{-1}} = R_S // g_m^{-1}$$

Remarques:

- Tout FET se comporte comme une **source de courant commandée en tension**, avec une transconductance qui varie linéairement avec la tension grille - source.

Les différents FET se distinguent par

- leur impédance d'entrée (plus élevée pour un MOSFET que pour un JFET)

- leur point de repos :

le JFET ne peut fonctionner qu'en déplétion ($V_{GS} > 0$ pour canal N),

le MOSFET à déplétion peut aussi fonctionner en régime d'accumulation (V_{GS} positive ou négative, quelque soit le type du canal)

le MOSFET à enrichissement ne fonctionne que régime d'inversion ($V_{GS} > V_s$)

- En comparaison avec le transistor bipolaire, les FET ont un domaine de linéarité réduite (caractéristique quadratique) et un gain en tension plus faible.

Par contre **l'impédance d'entrée est beaucoup plus grande.**

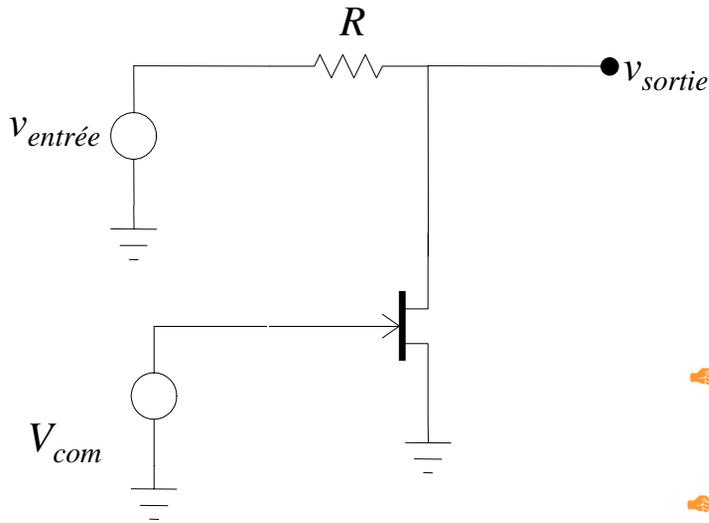
D'où leur utilisation fréquente en tant que interrupteur.

Pour des raisons de taille, les MOSFET sont particulièrement bien adaptés aux circuits intégrés.

5.5 FET comme résistances variables : quelques exemples avec un JFET(N)

✎ Pour $V_{GS} > V_{GSoff}$ et $V_{DS} < V_{GS} + V_P$:
$$R_{DS} \cong \frac{1}{k \cdot \left[(V_{GS} + V_P) - \frac{V_{DS}}{2} \right]}$$

ex:



$$\rightarrow v_{sortie} = \frac{R_{DS}}{R_{DS} + R} v_{entrée}$$

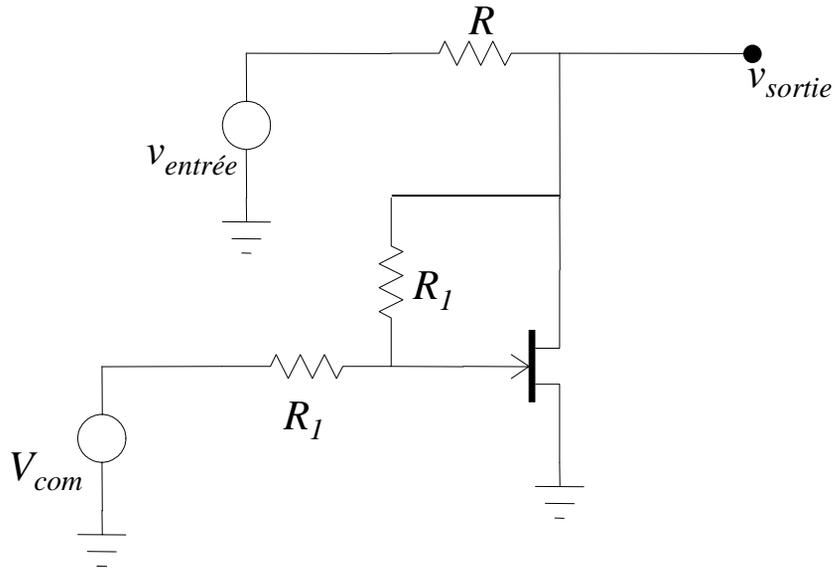
= atténuateur variable, **commandé** par V_{com}

✎ En choisissant $R \gg R_{DS_{on}}$, v_{sortie} varie entre ~ 0 et $v_{entrée}$

✎ *Imperfection:*

R_{DS} dépend de $V_{DS} \rightarrow$ réponse non-linéaire

Amélioration possible:



$$R_{DS} \cong \frac{1}{k \cdot \left[(V_{GS} + V_P) - \frac{V_{DS}}{2} \right]}$$

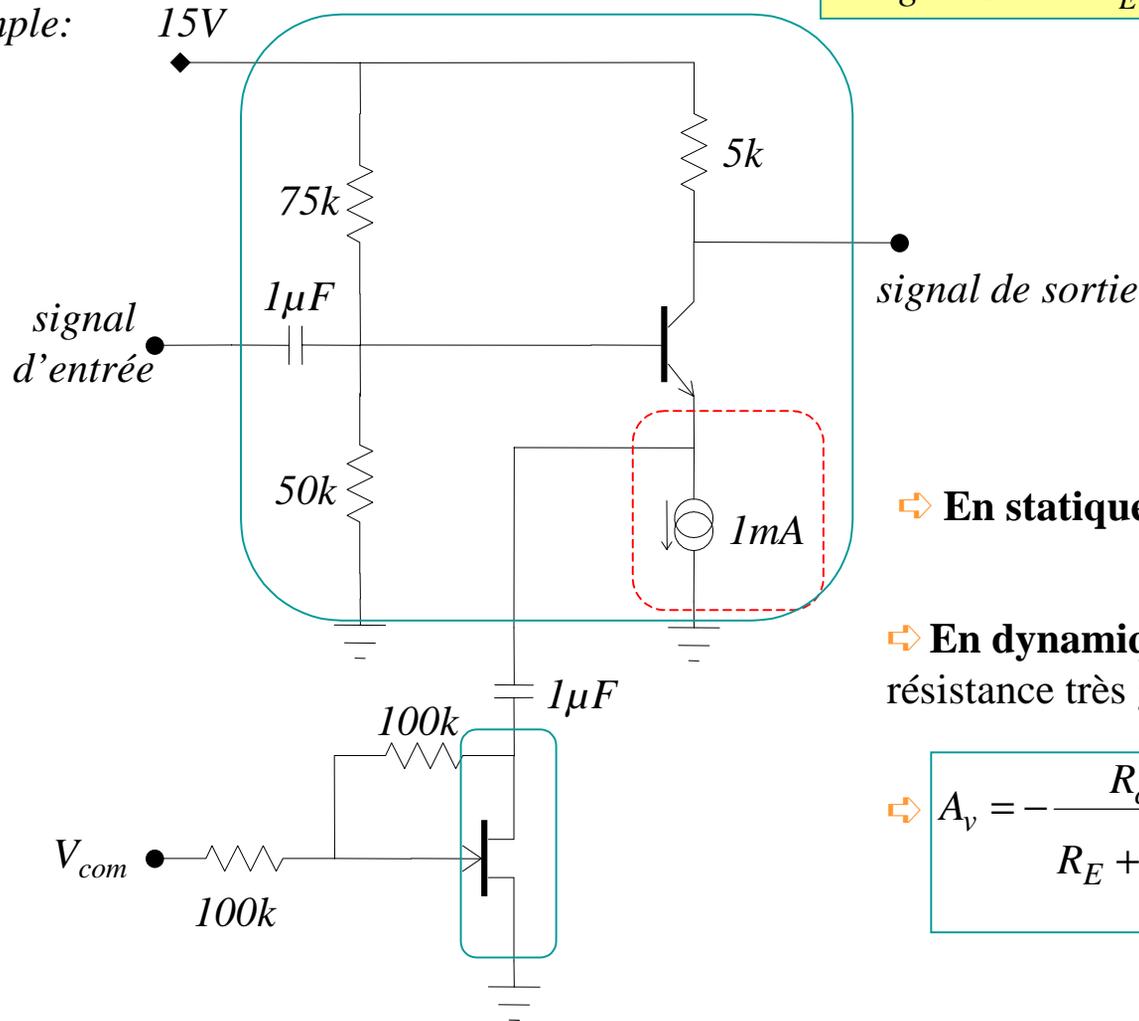
$$\rightarrow V_{GS} = \frac{V_{DS}}{2} + \frac{V_{com}}{2} \quad (I_G \approx 0)$$

$$\rightarrow R_{DS} \approx \frac{1}{k(V_{com} + V_P)}$$

⇒ *Linéarité presque parfaite*

Application: Commande électronique de gain

exemple:



Etage EC avec $r_E = R_{DS}$ ($//200k$)

⇒ En statique, la source de courant fixe I_C

⇒ En dynamique, elle correspond à une résistance très grande, en parallèle à R_{DS}

$$A_v = - \frac{R_c}{R_E + \frac{h_{ie}}{h_{fe}}} = - \frac{5k}{R_{DS}(V_{com}) + \frac{h_{ie}}{h_{fe}}}$$

6. Contre-réaction et amplificateur opérationnel

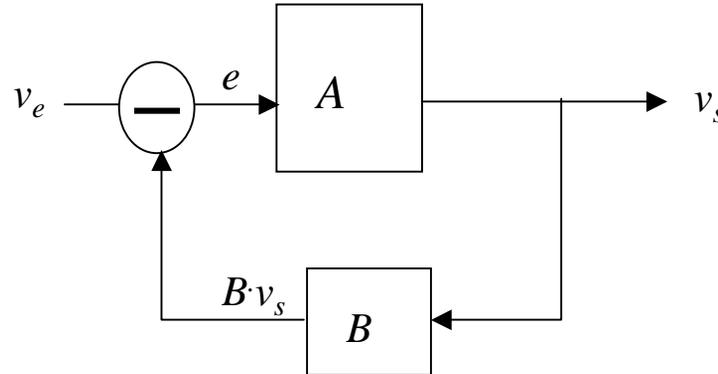
■ Circuit bouclé et rétroaction

▶ 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

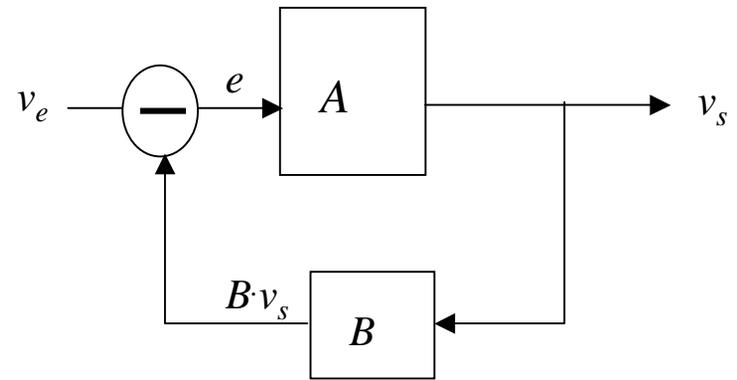
👉 Montage transistor avec rétroaction positive: transistor en saturé/bloqué

► **Rétroaction négative ou « contre-réaction » :**

L'action de la sortie sur l'entrée atténue la variation du signal de sortie

ex: $A > 0, B > 0$ (sans déphasage)

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



⇒ la sortie **converge vers** :

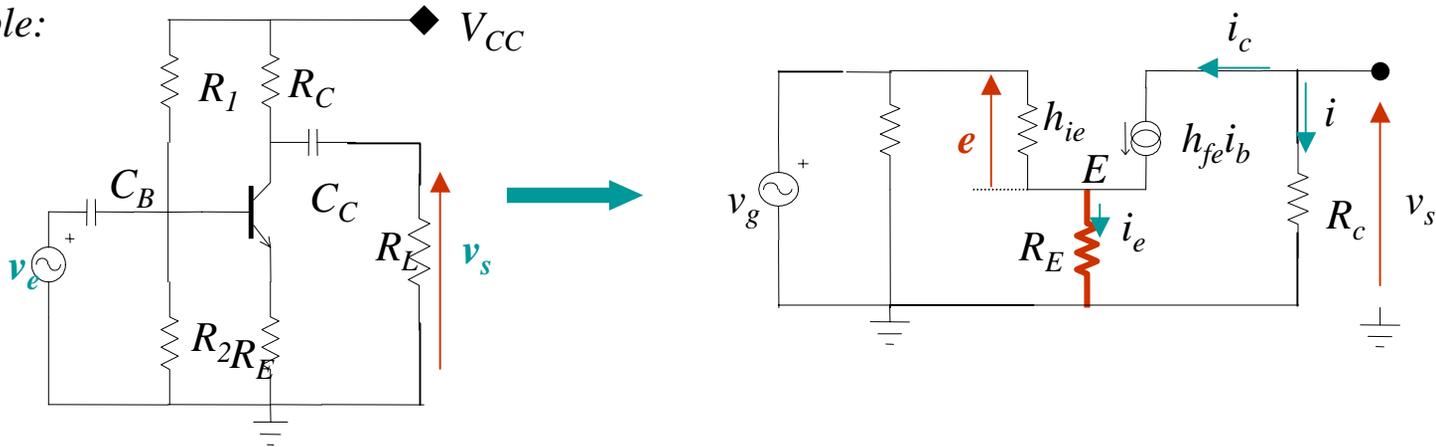
$$v_s = \frac{A}{1 + AB} v_e = G \cdot v_e$$

- $G =$ gain en boucle fermée :
- $G < A$

• Si $AB \gg 1$, $G \approx \frac{1}{B}$ ⇒ la variation ou toute incertitude sur A n'affecte **pas** G .
⇒ **Amélioration de la linéarité**

☞ $B =$ “taux de réinjection”

Exemple:



$$[v_s \uparrow \Leftrightarrow i \uparrow] \rightarrow i_c = i_e \downarrow \rightarrow v_E = R_E i_e \downarrow \rightarrow e \uparrow \rightarrow i_b \uparrow \rightarrow i_c \uparrow \rightarrow v_s \downarrow$$

$R_E \Leftrightarrow$ contre-réaction

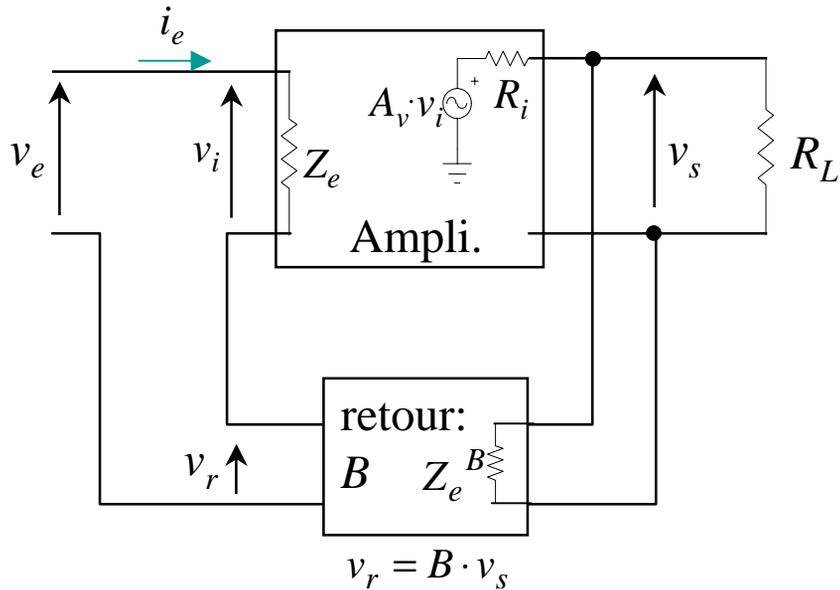
$$v_E = R_E i_e \cong R_E \left(-\frac{v_s}{R_c} \right) = -\frac{R_E}{R_c} v_s = B \cdot v_s$$

$$e = v_g - B \cdot v_s$$

$$\Rightarrow A_v \cong -\frac{R_c}{R_E} = \frac{1}{B}$$

indépendant de h_{ie} et h_{fe} !

■ 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 :

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

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

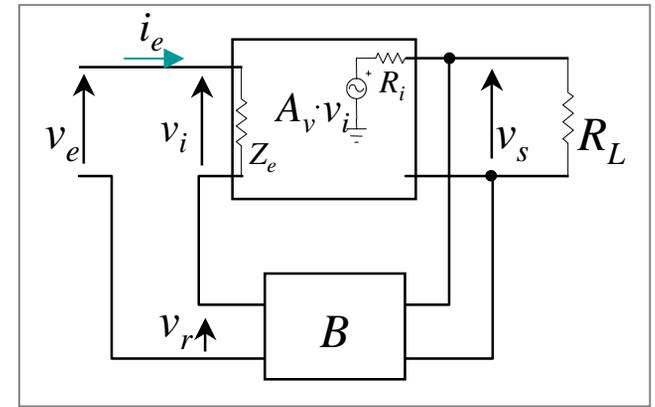
“Explication qualitative”:

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

► **Impédance d'entrée**

$$Z_e^{B.F.} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{v_i + B \cdot v_s}{i_e} = \frac{v_i(1 + AB)}{i_e} = Z_e(1 + A \cdot B) \gg Z_e$$

☞ B.F. = "boucle fermée"



☞ **L'impédance d'entrée est augmentée par la rétroaction :**

Qualitativement : la contre-réaction maintient v_i proche de 0 $\Leftrightarrow i_e \approx 0 \Leftrightarrow Z_e^{B.F.} \approx +\infty$

► **Impédance de sortie**

Qualitativement : \Leftrightarrow En présence de l'impédance de sortie $Z_s^{B.F.}$, une **diminution** de R_L fera **chuter** la tension v_s .

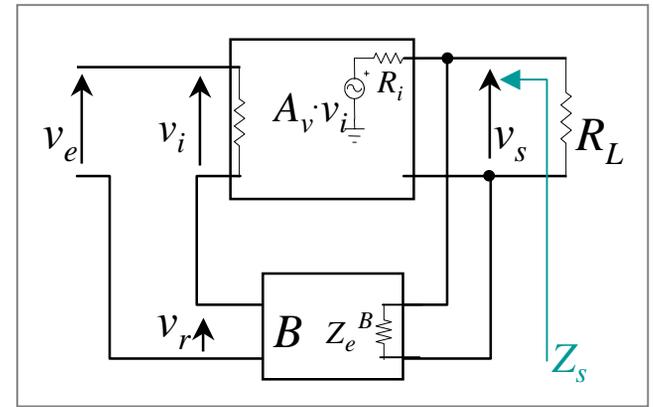
\Leftrightarrow la diminution de v_s induit, via la contre-réaction, une augmentation de v_i , laquelle s'oppose à la diminution de v_s ...

➡ l'impédance de sortie est réduite (0 si $A \rightarrow \infty$)

☞ **L'impédance de sortie est diminuée par la rétroaction**

Calcul de $Z_s^{B.F.}$:

Lorsque $R_L = Z_s^{B.F.}$ on a $v_s(R_L) = \frac{v_s(R_L = +\infty)}{2}$



$$v_s(R_L) = \frac{A(R_L)}{1 + A(R_L) \cdot B} v_e \quad \text{avec} \quad A(R_L) = \frac{R_L}{R_L + r_i} A_v \quad \text{et} \quad r_i = R_i // Z_E^B \approx R_i \text{ si } Z_E^B \gg R_i$$

$$\rightarrow v_s = \frac{A_v}{\frac{r_i}{R_L} + (1 + A_v B)} v_e$$

$$\Rightarrow v_s = \frac{v_s(R_L = \infty)}{2} \leftrightarrow R_L = \frac{r_i}{1 + A_v B} = Z_s^{B.F.} \ll R_i$$

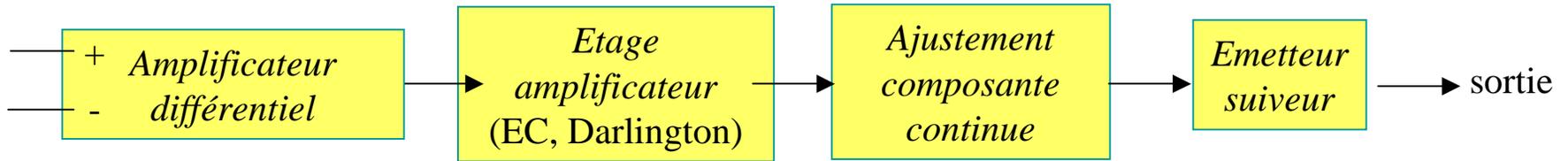
Conclusion

☞ Si $A \rightarrow \infty$: **Gain stable, linéarité parfaite, Z_e infinie, Z_s nulle !!**

☞ utilisation d'un **amplificateur opérationnel** ($A \sim 10^4 - 10^6$, R_i très faible, Z_e très élevée)

■ Amplificateur opérationnel

Architecture d'un amplificateur opérationnel:



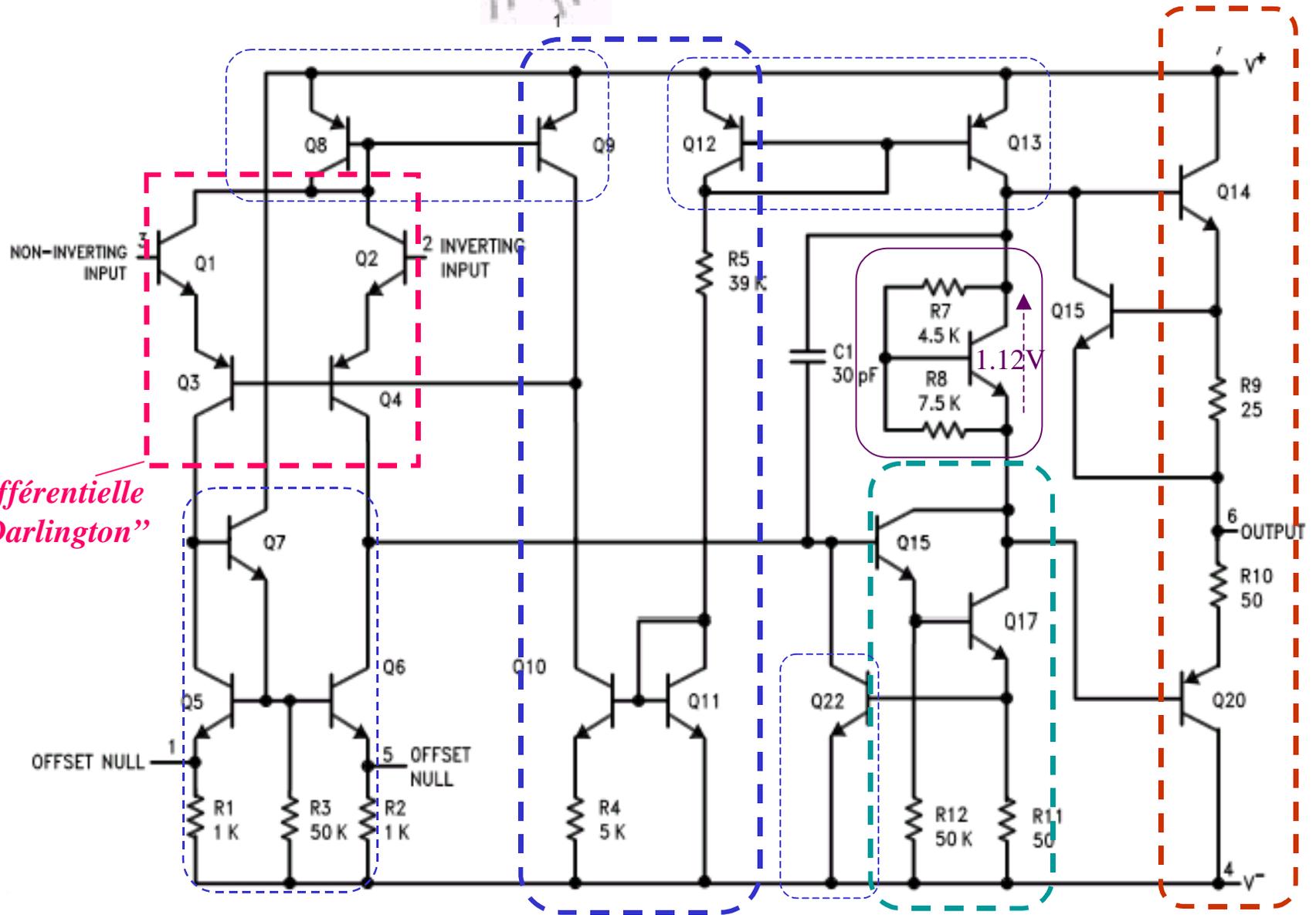
Amplificateur différentiel ↔ { amplification de $v_+ - v_-$ (gain élevé en « *mode différentiel* »)
atténuation de $\frac{v_+ + v_-}{2}$ (gain $\ll 1$ en « *mode commun* »)
 Z_e élevée ↔ Darlington, MOSFET,...

Etage amplificateur ↔ { augmente le gain total ($A_v \gg 1$)
ex: montage émetteur commun avec transistor composite
(Darlington, $h_{fe} \gg 1$) et R_C élevée ↔ charge active

Ajustement DC ↔ pas de composante continue en sortie

Emetteur suiveur ↔ impédance de sortie faible
Configuration *Push-Pull* : domaine de linéarité

● *Le schéma simplifié (!) du LM741 :*



Paire différentielle avec "Darlington"

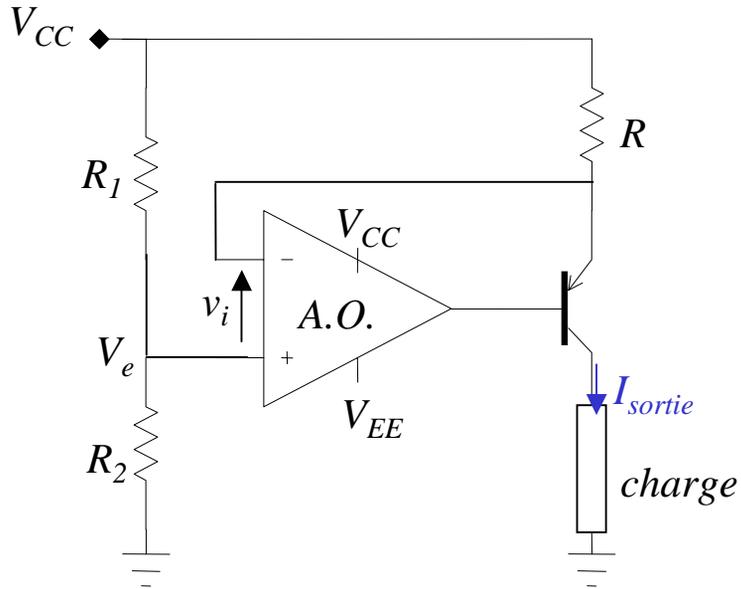
sources (mirrors) de courant

EC Darlington

Push-Pull

● Exemples de circuits avec rétroaction négative :

Sources de courant



⇒ Par contre-réaction : $v_i \approx 0$

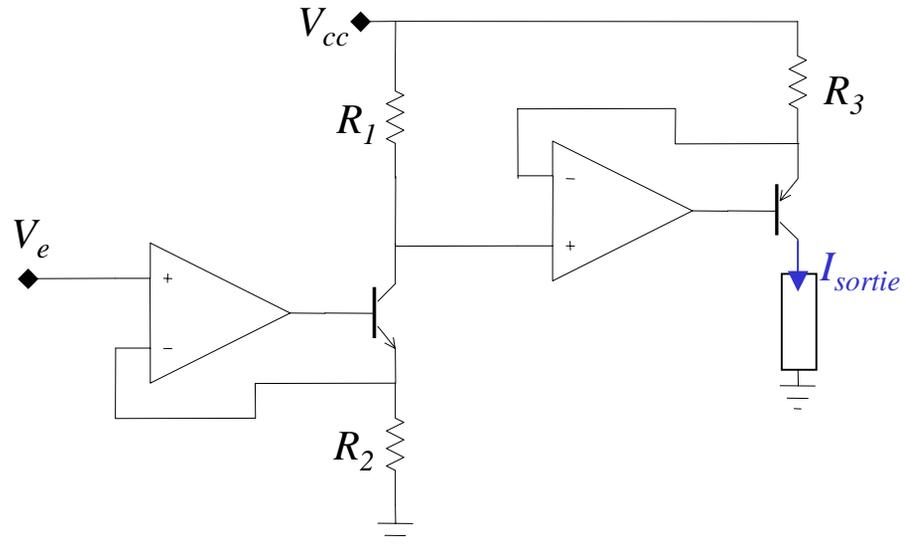
⇒ $I_{sortie} \cong \frac{V_{cc} - V_e}{R}$ (hyp: h_{FE} élevé, AO parfait)

⇒ $I_{sortie} \approx$ indépendant de la charge, (à l'effet Early près)

⇒ tension de commande = $V_{cc} - V_e$

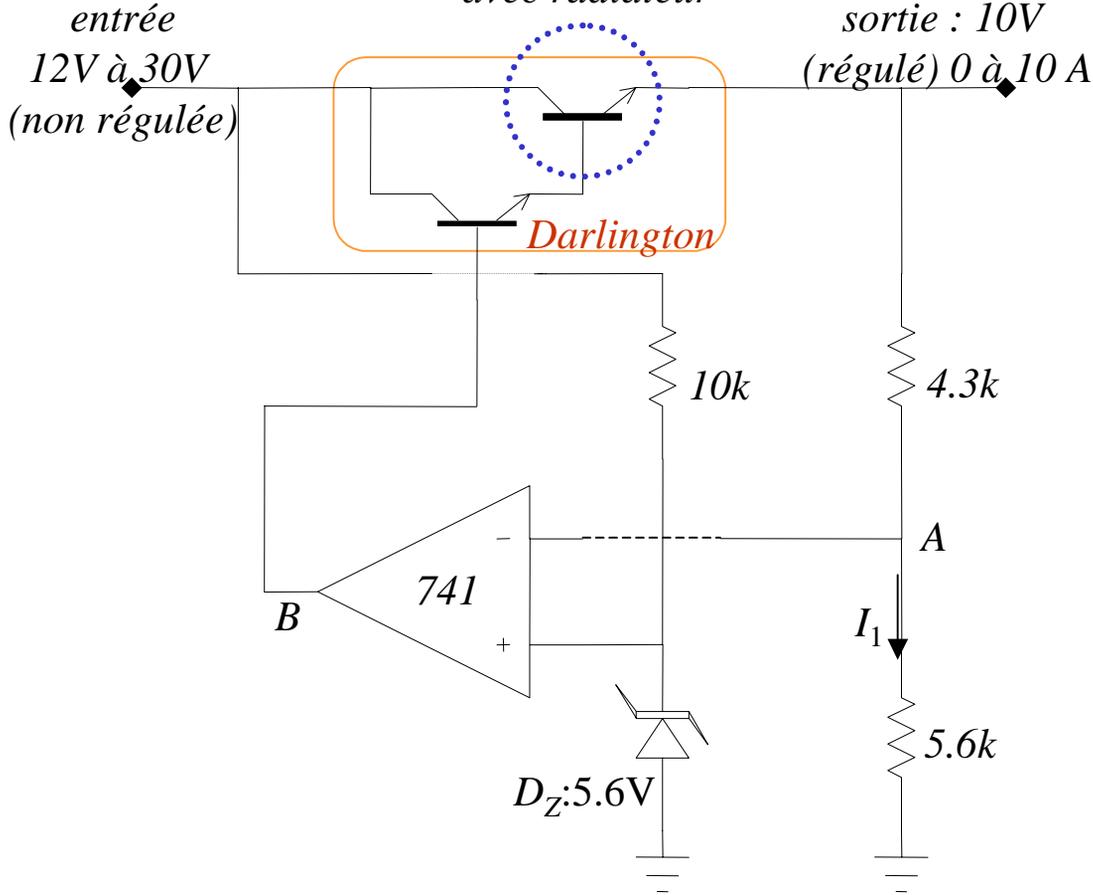
Version avec tension de commande référencée par rapport à la masse :

$$\dots \rightarrow I_{sortie} = \frac{R_1}{R_2 R_3} V_e$$



Régulateur

transistor
de puissance (ex: 2N3055),
avec radiateur



Contre réaction :

$$\rightarrow V_+ = V_- \rightarrow V_A = 5.6V$$

$$\rightarrow I_1 = 1mA \rightarrow V_{\text{sortie}} = 10V$$

↪ Si V_A **diminuait** $\rightarrow V_+ > V_-$

↪ V_B **augmenterait**

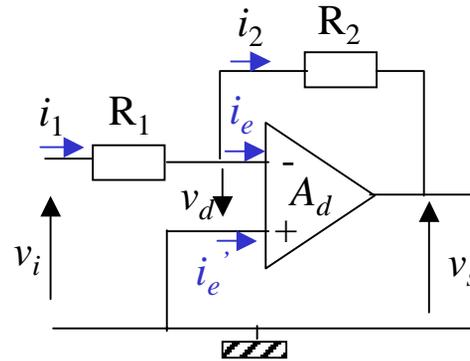
↪ $V_s = V_B - 1.4$ **augmenterait**

↪ V_A **augmenterait**

$$I_{\text{sortie}}^{\text{max}} < \frac{10}{Z_s^{\text{Darlington}}}$$

■ **ANNEXE: Rappel de quelques montages de base avec A.O.**

Amplificateur inverseur



$$\text{A.O. idéal} \rightarrow i_e, i_e' = 0 \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{(-v_d) - v_s}{R_2} = i_1 = \frac{v_i - (-v_d)}{R_1}, \quad \text{avec} \quad v_s = A_d v_d$$

$$\rightarrow v_s = -v_i \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{A_d}} \xrightarrow{A_d \rightarrow \infty} -v_i \frac{R_2}{R_1}$$

d'où le gain en tension du montage :

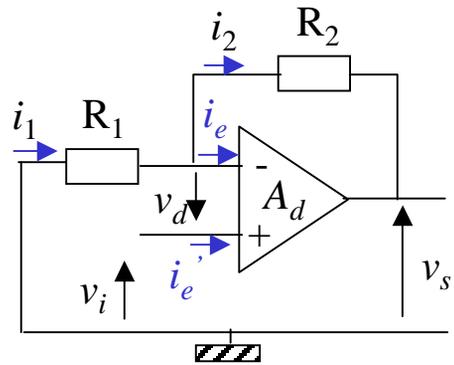
$$A_v = \frac{v_s}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad = \text{indépendant de } A_d \text{ !!, ne dépend que des éléments passifs.}$$

(à condition que $A_d \gg 1 + R_2/R_1$)

☞ $v_d = v_s / A_d \ll v_i$ ex : $v_s = 10\text{V}$, $A_d = 10^5 \rightarrow v_d = 100\mu\text{V} \sim$ **court-circuit** entre les deux entrées

⇔ L'entrée inverseur constitue une « masse virtuelle » ↔ $v_- = 0$ avec $i_- = 0$!

Amplificateur non-inverseur

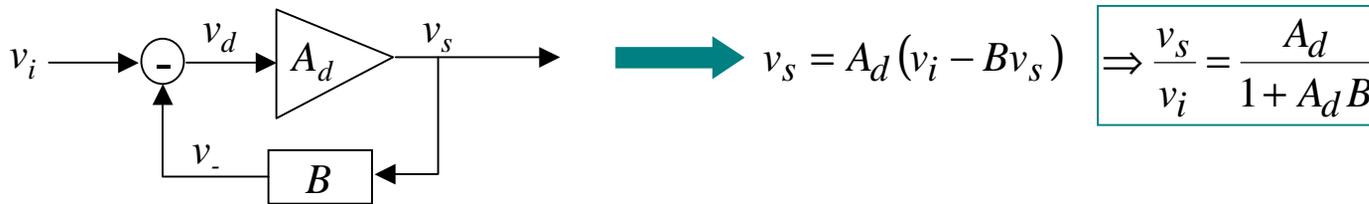


A.O. idéal $\rightarrow i_e, i_e' = 0$ et A_d infini $\rightarrow v_d = 0 \rightarrow i_1 = i_2 = \frac{v_i - v_s}{R_2} = \frac{-v_i}{R_1} \rightarrow \frac{v_s}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Interprétation: **Contre-réaction en tension**

si $v_d \uparrow$, $v_s = A_d v_d \uparrow\uparrow$ ($A_d \gg 1$) $\Rightarrow v_- \uparrow \Rightarrow v_d = -v_- \downarrow$
 par contre, si $v_d \downarrow$, $v_s = A_d v_d \downarrow\downarrow$ ($A_d \gg 1$) $\Rightarrow v_- \downarrow \Rightarrow v_d = -v_- \uparrow$ } v_d se stabilise rapidement à 0

Symbolisme d'automatisme:



avec $B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

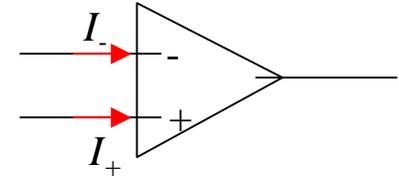
Pour $A_d \gg B^{-1}$, $\frac{v_s}{v_i} = \frac{1}{B} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

● **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;

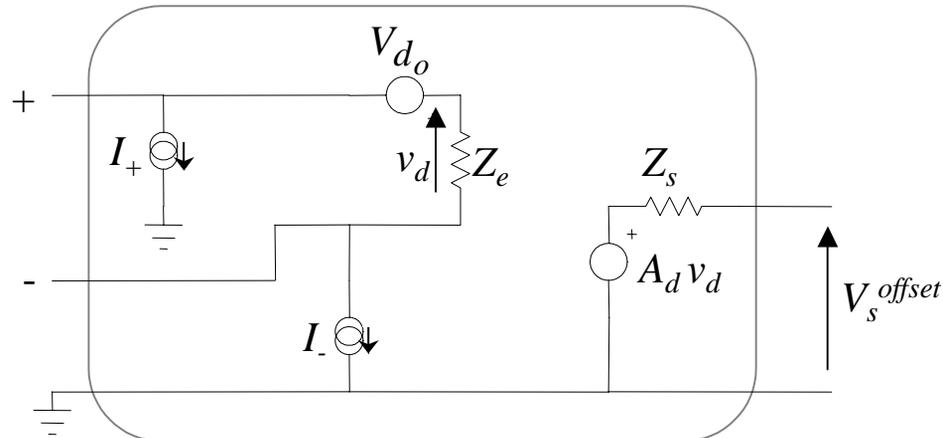


$V_+ \neq V_-$ en raison de la dispersion, même faible, des transistors d'entrée de l'amplificateur différentiel.

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

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

Schéma équivalent :



Méthode de compensation :

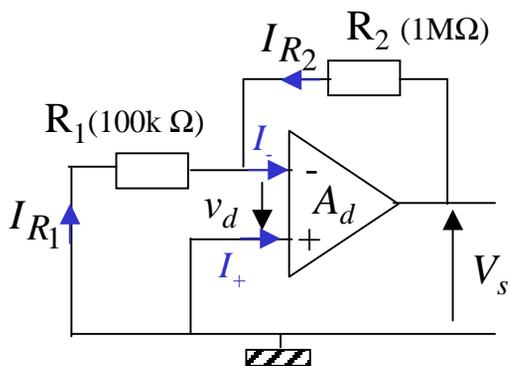
☞ Pour maintenir V_s^{offset} faible on cherche à ce que les *résistances vues* des deux entrées soient *identiques*.

Exemple : amplificateur inverseur ou non-inverseur :

(schémas identiques en absence de signaux d'entrée)

Hypothèse : $V_{do} = 0mV$, $I_- = I_+ = 100nA$

Circuit sans compensation :



$$I_{R_1} + I_{R_2} = I_-$$

En première approximation:

pour A_d suffisamment élevé, $v_d \approx 0$ (masse virtuelle)

$$V_{R_1} = 0 \Rightarrow I_{R_1} = 0$$

d'où $I_{R_2} \approx I_-$

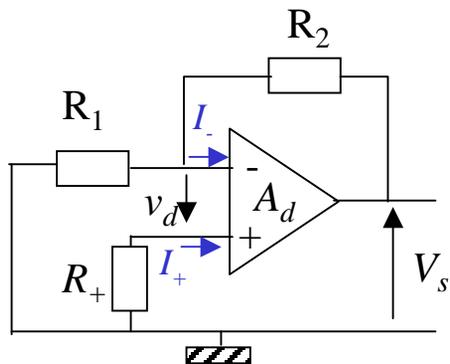
$$\text{et } V_s^{offset} = R_2 I_- = 0.1V$$

$$\left(V_- = -\frac{V_s}{A_d} \sim 0 \right)$$

☞ V_s^{offset} est d'autant plus élevée que R_2 est grande.

Circuit avec compensation :

Méthode de compensation : insertion d'une résistance appropriée entre la masse et l'entrée non-inverseur



lorsque $V_s = 0$, $V_- = -I_- \cdot (R_1 // R_2) = -I_- \cdot R_{//}$

En prenant $R_+ = R_{//}$ on aura : $V_+ = -I_+ R_{//}$

En conséquence si $I_- \approx I_+$, on garde $v_d = V_+ - V_- = 0$ et $V_s = 0$.

⚡ lorsque $I_+ \neq I_-$, il faudrait choisir $I_+ R_+ = I_- R_{//}$

☞ Si $V_{do} \neq 0$ et $I_+ - I_- = I_{offset}$, on aurait : $V_s^{offset} = -I_{offset} R_2 + V_{do} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

:-((_____ :-))