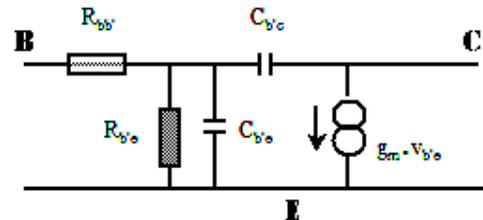


## 9 / COMPORTEMENT EN FREQUENCE

### MODELE DU TRANSISTOR BIPOLAIRE EN HF

Le modèle du transistor Bipolaire vu jusqu'à maintenant présentait une bande passante infinie : il n'en est rien, bien entendu : deux à trois éléments doivent être pris en compte (au premier ordre) lorsqu'on monte en fréquence.



- La capacité  $C_{b'e}$  est une capacité dite de diffusion, de la jonction BE polarisée en direct. (lorsqu'un diode est polarisée en direct, des électrons sont injectés dans la zone N des trous dans la zone P et forment une accumulation de charges de part et d'autre de la jonction : ces charges se comportent comme une capacité).
- La capacité  $C_{b'c}$  est une capacité dite de transition, de la jonction BC polarisée en inverse. (lorsqu'un diode est polarisée en inverse, une zone désertée de porteurs apparaît de part et d'autre de la jonction : cette zone se comporte comme un diélectrique et forme une capacité).
- La résistance d'accès à la Base  $r_{bb'}$  : le contact de base étant pris en surface, il apparaît une résistance entre le contact de la base et la base active dite "intrinsèque". Cette résistance intervient dans certaines conditions sur la bande passante mais aussi est source de bruit dans le transistor, la géométrie du transistor a donc des conséquences sur sa bande passante et sur le bruit généré.

Comment les paramètres dépendent-ils de la technologie ou de la polarisation ?

Le fabricant donne :

- $\beta$  le gain du transistor (très forte incertitude : par exemple,  $50 < \beta < 300$ )

- $F_T$  : appelée fréquence de transition

$$F_T = \frac{g_m}{2\pi.(c_{b'e} + c_{b'c})}$$

Tout se passe comme si le gain  $\beta$  du transistor était limité en fréquence avec une fréquence de coupure  $f_\beta$  avec  $f_\beta = \frac{f_T}{\beta}$  ;

$F_T$  est la fréquence pour laquelle le gain coupe l'axe 0dB donc pour  $|\beta| = 1$ .

$F_T$  varie de 100 MHz pour un transistor discret ordinaire, à  $F_T \approx 60$  GHz dans les technologies les plus évoluées de circuits intégrés (HBT - SiGe ...).

- $c_{b'c}$  : la capacité de transition (dépend un peu de la tension Collecteur Base :  $c_{b'c} \approx 4$  pF pour  $F_T \approx 100$  MHz).

La polarisation donne :

$$g_m \approx 40 \cdot I_{C0} \quad \rightarrow \quad r_{b'e} = \frac{\beta}{g_m}$$

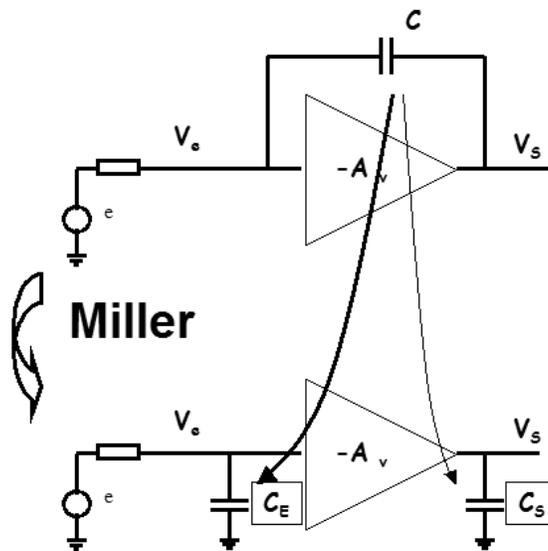
on en déduit :

$$c_{b'e} \approx \frac{6,3 I_{C0}}{F_T} - c_{b'c}$$

## L' EFFET MILLER

Le calcul de la fréquence de coupure du montage émetteur commun donne des formules complexes du fait de la capacité  $c_{b'c}$  qui relie la sortie à l'entrée. L'effet Miller met en évidence que cette capacité vue de l'entrée, était comme multipliée par le gain en tension de l'étage.

Les deux schémas ci-dessous sont équivalents, car présentent les mêmes impédances d'entrée et de sortie (...):

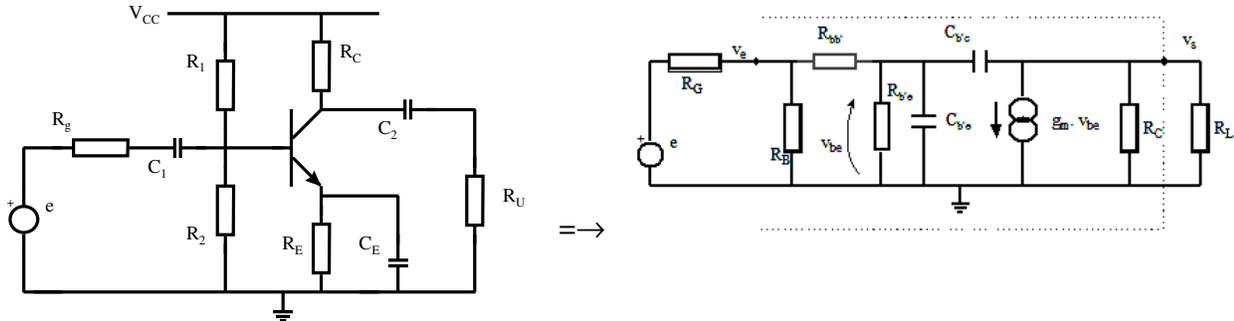


avec  $C_E = (1 + A_V) \cdot C \quad \rightarrow \quad C_E \approx A_V \cdot C$

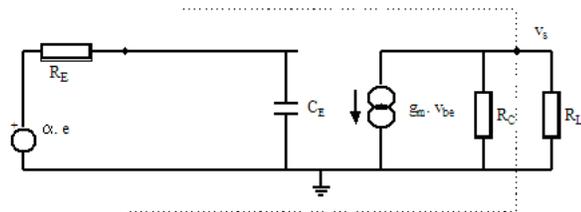
$$C_S = \left(1 + \frac{1}{A_V}\right) \cdot C \quad \rightarrow \quad C_S \approx C$$

La fréquence de coupure à l'entrée devient simplement :  $\omega_1 = \frac{1}{C_E \cdot R_G}$

## MONTAGE EMETTEUR COMMUN



L' Effet Miller permet de simplifier le schéma :



$$\text{avec } C_E \approx C_{b'e} + g_m \cdot R_U \cdot C_{b'c}$$

$$\text{et d'autre part } R_E = ((R_G // R_B) + r_{bb'}) // r_{b'e} \quad (\text{par transformations Théveni-Norton})$$

La fréquence de coupure haute du montage apparaît immédiatement :  $f_H \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_E \cdot C_E}$

$$f_H \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_G + r_{bb'}) \cdot (C_{b'e} + A_v \cdot C_{c'c})}$$

Application Numérique :

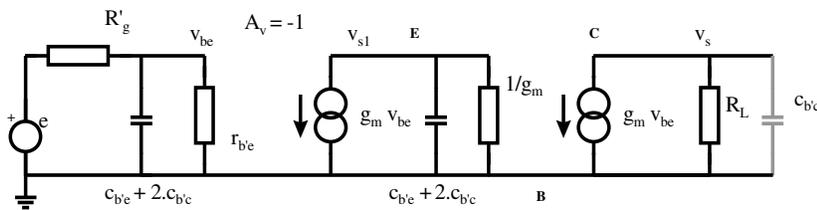
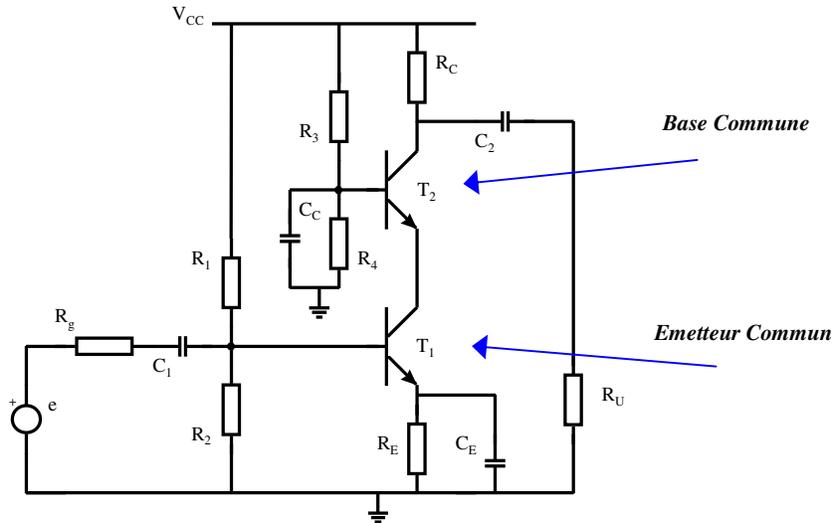
Prenons  $R_G = 500 \Omega$ ,  $r_{bb'} = 100 \Omega$ ,  $A_v = 100$

avec un transistor discret BC337 :  $C_{b'e} = 27 \text{ pF}$  et  $C_{b'c} = 5 \text{ pF}$

$$\rightarrow F_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (600 \Omega // 2,5 \text{ k}\Omega) \cdot (27 \text{ pF} + 500 \text{ pF})} \approx 625 \text{ kHz}$$

## MONTAGE CASCODE

Comparaison de la bande passante d'un Montage Emetteur commun et d'un Cascode :



on voit ici l'intérêt d'utiliser le modèle de Giacometti pour l'émetteur commun et celui d'Ebers Moll pour le montage Base commune) : le gain en tension s'exprime simplement

Dans le montage Cascode, la capacité ramenée en entrée est plus faible donnant une bande passante plus étendue.

$$F_H = \frac{1}{2\pi \cdot (R_G + r_{bb'}) \cdot (C_{b'e} + 2 \cdot C_{b'c})}$$

Application Numérique :

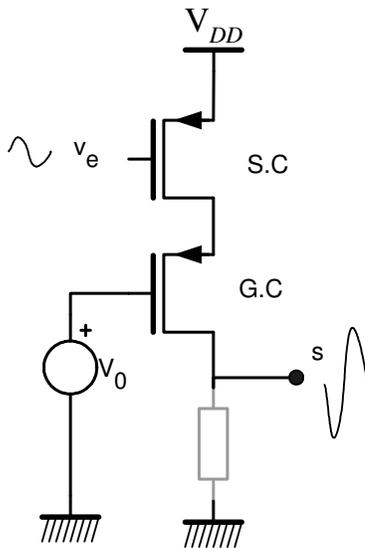
pour le même gain en tension et transistors de même type BC337,

$$\rightarrow F_H = \frac{1}{2\pi \cdot (600\Omega // 2,5k\Omega) \cdot (27\text{ pF} + 10\text{ pF})} \approx 8,9\text{ MHz}$$

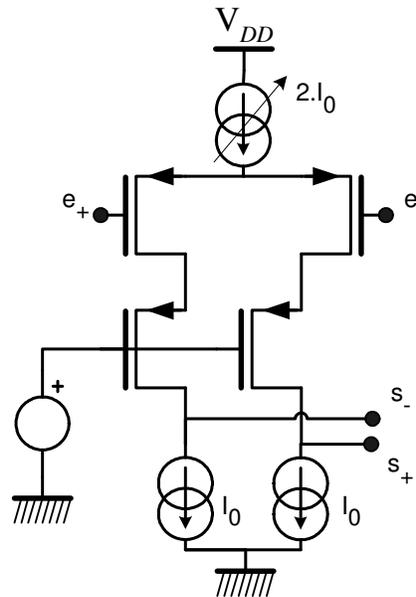
## CASCODE CMOS

Le comportement du Cascode en CMOS est plus complexe qu'en Bipolaire : ce montage est largement utilisé pour offrir un gain en tension élevé. On le verra en général sous la forme différentielle, avec des PMOS en entrée :

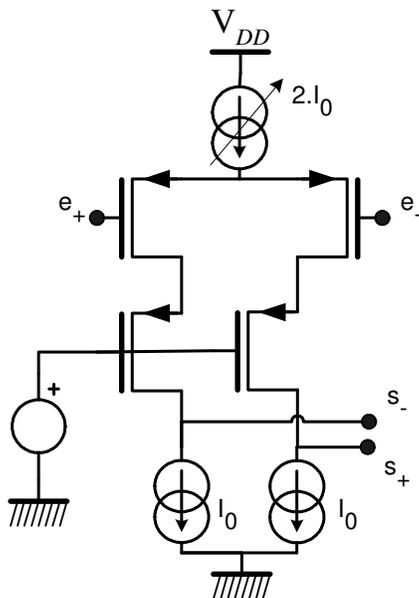
*Cascode*



*Différentiel Cascode*



en CMOS on n'utilise pas de résistance : les charges sont des sources de courant (courant  $I_0$  en statique et impédance élevée en dynamique).

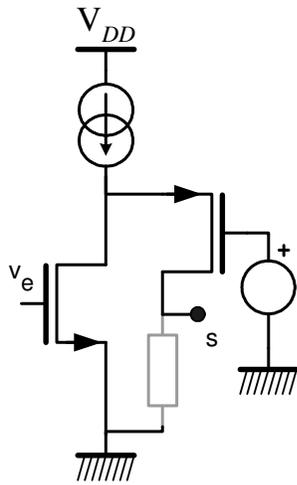


*On remarque que la source de courant qui alimente le différentiel d'entrée doit être ajustée à  $2.I_0$  pour retrouver l'égalité des courants (maîtrise de la tension de mode commun en sortie), cette opération est réalisée à l'aide d'un circuit supplémentaire.*

## CASCODE REPLIÉ

Le repliement consiste à adresser le courant du transistor d'entrée vers une source de courant et un Grille commune de type opposé : ce montage permet d'augmenter la dynamique du signal en sortie, mais au prix d'une consommation deux fois plus élevée.

*Cascode replié*



(vu en TD)

*Cascode replié différentiel :*

