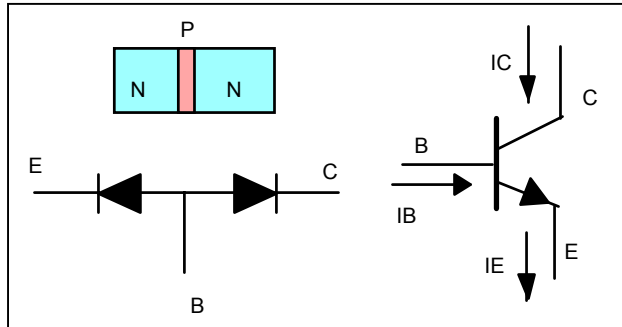


LES COMPOSANTS ACTIFS

LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

Il est constitué de 3 couches de semi-conducteur respectivement N P et N (ou PNP) .La couche centrale, la base ,est mince, sa largeur doit être très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs injectés dans cette zone. Testé avec un ohmètre un transistor se comporte comme deux diodes tête bêche. Avec un tel appareil il est ainsi possible de déterminer si un transistor est en bon état et de repérer son 'sexe' PNP ou NPN et la position de sa base.



En fonctionnement normal la jonction base émetteur est polarisée dans le sens passant ($V_{BE} \approx 0,7V$) et la jonction base collecteur dans le sens bloquant ($V_C > V_B$) Pour un dopage d'émetteur très supérieur à celui de la base, le courant Emetteur-Base est essentiellement constitué par les porteurs négatifs passant de E vers B .La largeur de la base étant inférieure à la longueur de diffusion de ces électrons dans le matériau de base, la plus grande partie d'entre eux parvient dans la région de charge d'espace de la jonction BC , polarisée en

inverse, ou ils sont capturés et atteignent le collecteur.

C'est l'effet transistor qui se traduit par la relation simple $I_C = \alpha I_E$. α inférieur à 1 est le gain en courant en base commune.

En introduisant $I_E = I_C + I_B$ on obtient la formule fondamentale du transistor :

$$I_C = \beta I_B \text{ avec } \beta = \alpha / (1 - \alpha)$$

β est le gain en courant du transistor.

Le fonctionnement du transistor est décrit à l'ordre zéro (utilisé pour calculer sa polarisation) :

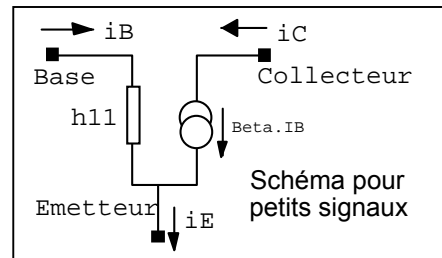
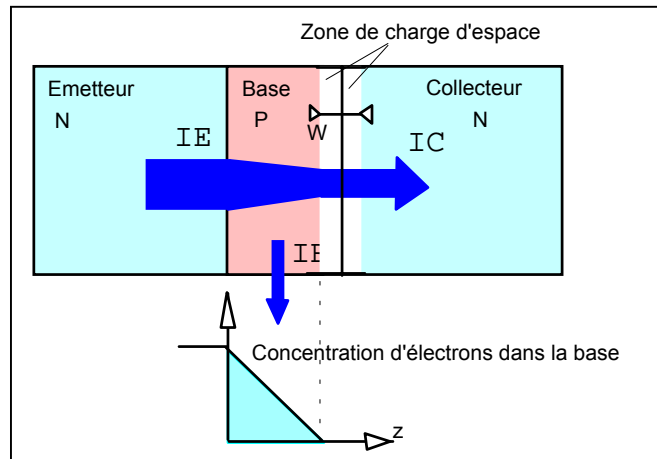
$$\begin{cases} I_C = \beta I_B \\ V_{BE} \approx 0,7V \end{cases}$$

Ce modèle simple considère que la tension base émetteur est constante, il est donc inadapté au calcul d'un montage amplificateur dans lequel la tension d'entrée modifie précisément cette tension. , pour un fonctionnement en régime variable il faut introduire la caractéristique exacte de la jonction :

$$I_B = I_0 \exp(V_{BE} / \psi)$$

Pour de petites variations de I et V autour d'un point de polarisation on est donc conduit au schéma du premier ordre classique reproduit ci contre.

Ces schémas ne donnent cependant qu'une approximation grossière du fonctionnement du transistor, aussi bien en courant continu que pour les petits signaux..



Modélisation

Modèle continu : Ebers et Moll

Pour faire travailler un transistor bipolaire autour de $V_{CE}=0$ il faut tenir compte des deux diodes EB et BC ..

Dans le sens direct (collecteur du coté + pour un NPN) le comportement en continu du transistor est représenté convenablement par le schéma [A] ci dessous.

Le comportement inverse s'obtient en inversant le schéma, la jonction de commande étant la diode BC. Figure [B].

Le modèle d'Ebers et Moll est obtenu en associant les deux schémas précédents.

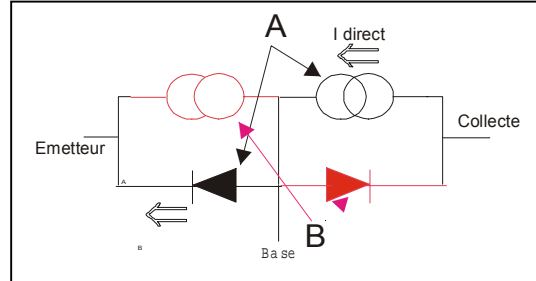
Le transistor est alors décrit par les deux équations :

$$I_E = -I_{E0} \left(\exp \frac{V_{BE}}{\psi} - 1 \right) + \alpha_I I_{C0} \left(\exp \frac{V_{CB}}{\psi} - 1 \right)$$

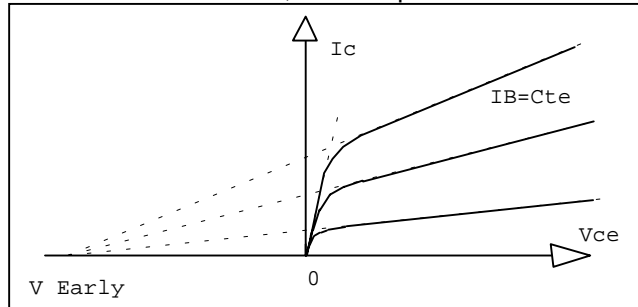
$$I_C = \alpha_D I_{E0} \left(\exp \frac{V_{BE}}{\psi} - 1 \right) - I_{C0} \left(\exp \frac{V_{CB}}{\psi} - 1 \right)$$

On constate en particulier que pour $V_{CB}=0$ le comportement est décrit par la seule équation:

$$I_E = -I_{E0} \exp(V_{BE}/\psi)$$



Mais ce modèle n'explique pas l'augmentation du β avec la tension de collecteur, pour l'expliquer il faut faire appel à l'effet Early. Les porteurs injectés dans base sont capturés par le champ interne existant dans la zone de charge d'espace de la jonction collecteur. Les équations de diffusion des porteurs montrent que la concentration des porteurs varie linéairement entre l'émetteur et le bord de cette zone, c'est ce qui a été représenté sur une figure précédente. Si la tension de collecteur augmente il en est de même de l'épaisseur W de la zone, tout se passe comme si la largeur de la base était réduite, ce qui se traduit par une augmentation du β . Le calcul montre que toutes les caractéristiques d'un transistor convergent vers un point sur la partie négative de l'axe des tensions, c'est la tension d'Early. Figure ci contre. Pour un transistor réel cette convergence n'est qu'approximative.



Le modèle de Gummel et POUND utilisé par SPICE est une modification du modèle d'Ebers et Moll qui inclus l'effet Early.

Modèle pour petits signaux

Le transistor considéré comme un quadripôle est le plus souvent décrit par sa matrice h :

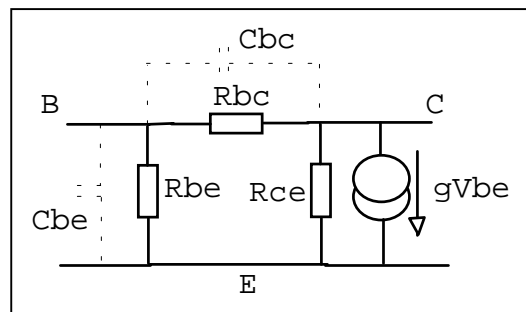
$$\begin{cases} v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{cases}$$

avec $v_1 = \Delta V_{BE}$ $v_2 = \Delta V_{CE}$ $i_1 = \Delta I_B$ $i_2 = \Delta I_C$

On peut lui associer le schéma équivalent

en π représenté ci contre, ou:

$$R_{BE} \cong h_{11} \quad R_{CE} \cong 1/h_{22} \quad R_{BE}/R_{CB} \cong h_{12} \text{ et } g \cong \beta/h_{11}$$



Modèle d'ordre 1

Lorsque la charge extérieure

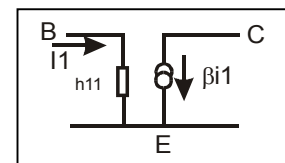
placée entre collecteur et émetteur est petite devant le $1/h_{22}$ et pour des fréquences faibles les termes h_{12} et h_{22} peuvent être négligés, (il faut les garder ou les négliger tous les deux) Il ne reste alors que les équations du modèle simplifié, ordre 1

$$v_1 = h_{11}i_1$$

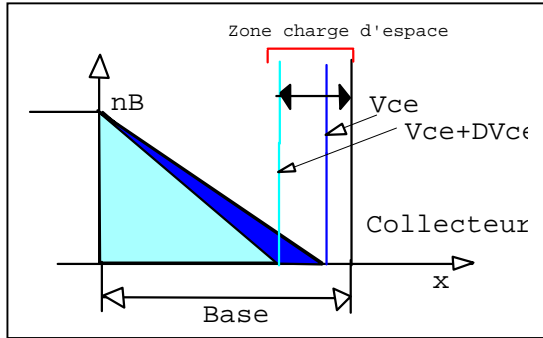
$$i_2 = \beta i_1$$

correspondant au schéma simplifié ci contre :

Ce schéma simplifié donne toujours une valeur trop grande du gain d'un étage, l'erreur étant d'autant plus grande que le résultat est proche de la valeur du β



Modèle HF , schéma de Giacoletto



Pour tenir compte du comportement du transistor lorsque la fréquence augmente on introduit les capacités internes C_{be} et C_{bc} . Ce ne sont pas seulement les capacités normales des jonctions polarisées mais des capacités de diffusion.

Considérons d'abord C_{BE} ; nous avons vu plus haut que la concentration des porteurs minoritaires dans la base (des électrons pour un transistor NPN) décroissait linéairement de l'émetteur à la zone de charge d'espace de la jonction de collecteur. Ces porteurs en transit ont une charge totale qui est proportionnelle à la surface

colorée en bleu pâle dans la figure ci contre , donc proportionnelle au courant émetteur I_E .

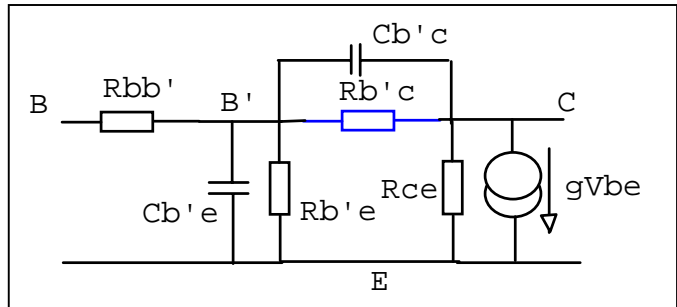
$$Q = k I_E$$

Si ce courant varie de ΔI_E Q varie de $\Delta Q = k \Delta I_E$ mais $\Delta I_E = \Delta V_{BE} / h_{11}$

Donc $\Delta Q = k / h_{11} \cdot \Delta V_{BE}$ qui est de la forme $\Delta Q = C_{BE} \Delta V_{BE}$ ou C_{BE} est la capacité de diffusion.

La nature de C_{BC} fait intervenir l'effet Early. Si la tension collecteur base varie, il en est de même de la largeur effective de la base, la répartition des porteurs en transit est donc modifiée , la charge varie d'une quantité proportionnelle au triangle coloré en bleu foncé. Cette variation est sensiblement proportionnelle à ΔV_{CB} , le coefficient de proportionnalité est la capacité de diffusion annoncée.

Même en faisant intervenir ces condensateurs internes , le modèle n'est pas satisfaisant car on constate que l'impédance d'entrée ne tend pas vers zéro lorsque la fréquence augmente (ce qui serait le cas à cause de C_{BE} qui court-circuite l'entrée) Il faut faire intervenir la résistance du matériau de base qui se comporte comme une résistance en série avec l'entrée. Le modèle obtenu est le schéma de Giacoletto , il est représenté ci contre .



Pour un transistor de faible puissance h_{12} est de l'ordre de 10^{-3} , $R_{b'c}$ est donc 1000 fois plus grand que $R_{b'e}$ c'est à dire de l'ordre du $M\Omega$ et son action est négligeable devant celle de $C_{b'c}$ on le néglige le plus souvent.

Fréquences de coupure :

Le gain en courant apparent du quadripôle est le quotient $\Delta I_c / \Delta I_b$ pour $\Delta V_{ce} = 0$.

En négligeant $C_{b'c}$ devant $C_{b'e}$ si un courant i_1 est injecté dans la base, la tension sur la base

interne est :

$$v_{b'e} = \frac{r_{b'e}}{1 + j r_{b'e} C_{b'e} \omega} i_1$$

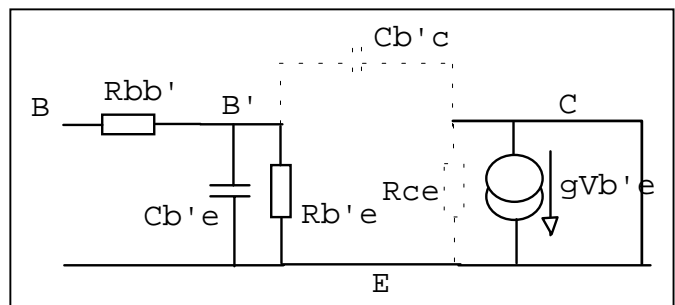
Le courant de sortie étant $i_2 = g v_{b'e}$

On en déduit le gain en courant β de la forme :

$$\beta = \beta_0 \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}$$

avec $\beta_0 = g r_{b'e}$

et $\omega_\beta = \frac{1}{r_{b'e} C_{b'e}}$



c'est la pulsation de coupure du gain en courant, pour les transistors courants elle est de l'ordre de quelques MHz au plus. On donne plus souvent dans les documentations commerciales la pulsation ω_1 au delà de laquelle le gain en courant tombe en dessous de 1. En écrivant que le module de β est égal à 1 il est facile de montrer que $\omega_1 = \beta \omega_0$

Amplificateur à charge résistive, effet Miller

Nous considérerons que la résistance de charge R_L est faible devant r_{CE} et l'impédance du condensateur $C_{b'c}$. Alors la tension de sortie s'écrit :

$$v_2 = -g_{v_{b'e}} R_L$$

Si i est le courant d'entrée on peut écrire au nœud B' : (avec $g=1/R$)

$$i - v_{b'e}(g_{b'e} + jC_{b'e}\omega) + (v_2 - v_{b'e})jC_{b'c}\omega = 0$$

on en déduit l'impédance d'entrée sur la base :

$$Z_E = r_{bb'} + \frac{1}{g_{b'e} + j\omega[C_{b'e} + gR_L C_{b'c}]}$$

Ce qui correspond au schéma ci contre:

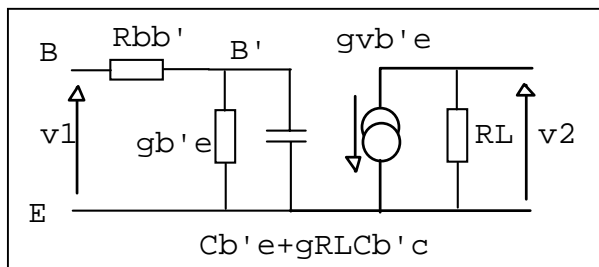
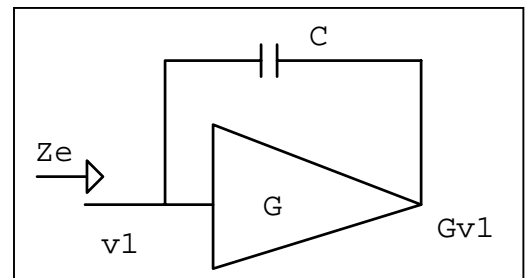
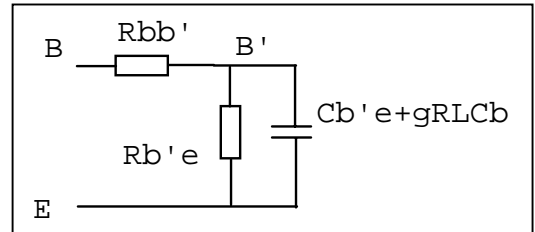
La capacité apparente d'entrée n'est pas seulement due à $C_{b'e}$ mais surtout à $C_{b'c}$ multipliée par le gain de l'étage. C'est l'**effet Miller**.

De façon générale soit un amplificateur de gain G shunté par un condensateur C , le courant circulant dans C vaut :

$$(v_1 - v_2)jC\omega = jC\omega(1 - G)v_1$$

C'est à dire que l'impédance d'entrée est celle d'un condensateur $C(1-G)$ qui si G est grand et négatif s'écrit $|G|C$. Le condensateur est multiplié par le gain.

Avec les approximations faites le schéma de l'amplificateur est représenté ci dessous.



Le calcul montre alors que le gain global peut se mettre sous la forme :

$$G = G_0 \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}}$$

avec :

$$G_0 = \frac{-Rg}{1 + g_{b'e}r_{bb'}}$$

et la fréquence de coupure du gain en tension :

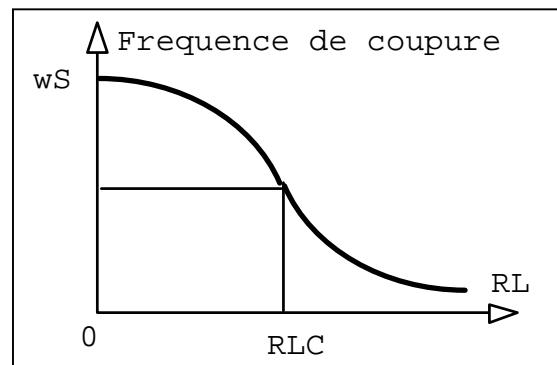
$$\omega_s = \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{C_{b'e}r_{bb'}r_{b'e}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_{LC}}}$$

$$R_{LC} = \frac{1}{g} \cdot \frac{C_{b'e}}{C_{b'c}}$$

Cette fréquence de coupure est très inférieure à la fréquence de transition présentée plus haut, quelques dizaines de MHz au plus, elle ne tend pas vers l'infini si la charge R_L tend vers zéro et chute rapidement si cette charge augmente au delà de R_{LC} , qui vaut en général quelques centaines d'ohms seulement.

Avec un 2N2925 on a par exemple :

$C_{b'e}=80\text{pF}$ $C_{b'c}=10\text{pF}$ $r_{bb'}=100\Omega$ $r_{b'e}=2\text{k}\Omega$ $g=30 \cdot 10^{-3}$ $\beta_0=200$ $f_\beta=1\text{Mhz}$ $f_t=200\text{Mhz}$ mais $f_s=21\text{Mhz}$ et $RLC=270\Omega$



Les trois montages

Il est d'usage de distinguer trois montages de base suivant l'électrode qui est commune à l'entrée et la sortie .

Le montage émetteur commun

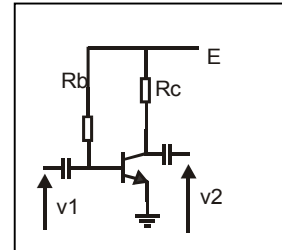
C'est le plus naturel et aussi le plus employé . Nous rappellerons rapidement ses propriétés en utilisant le modèle d'ordre 1, le modèle d'ordre 0 ($V_{BE}=0,7V$ et $I_c = \beta I_b$) est utilisé pour le calcul du point de polarisation

Impédance d'entrée h_{11} en parallèle sur la résistance de polarisation R_B

Impédance de sortie R_c

Gain en tension $-\beta R_c/h_{11}$

Le paramètre h_{11} étant inversement proportionnel au courant base , $h_{11}=\psi/I_B$ et $\psi=kT/q=26mV$ pour $300^\circ K$



Le montage collecteur commun

Très utilisé lui aussi pour ses qualités d'adaptateur d'impédance .

En première approximation le gain vaut 1 $V_2=V_1-0,7V$ relation entre les tensions continues sur la base et l'émetteur.

Le schéma équivalent permet d'écrire :

$$v_1 = h_{11}i_1 + R_E(\beta + 1)i_1$$

$$v_2 = R_E(\beta + 1)i_1$$

d'où l'impédance d'entrée $Z_E = h_{11} + (\beta + 1)R_E$

qui pour des valeurs pas trop faible de R_E est de l'ordre de βR_E , résultat important à retenir .

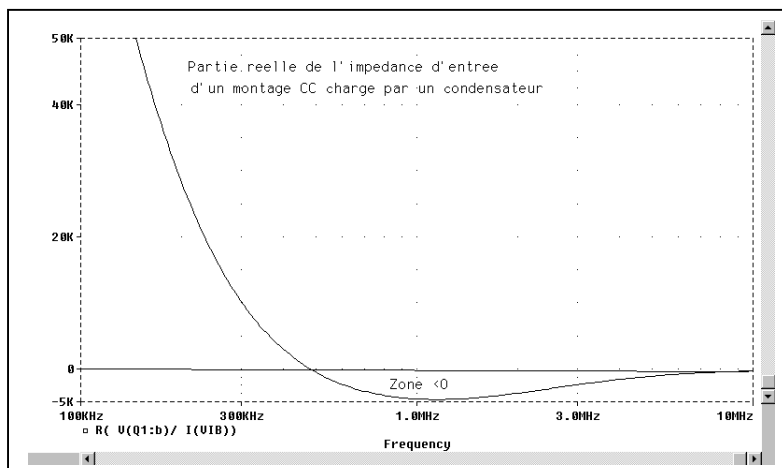
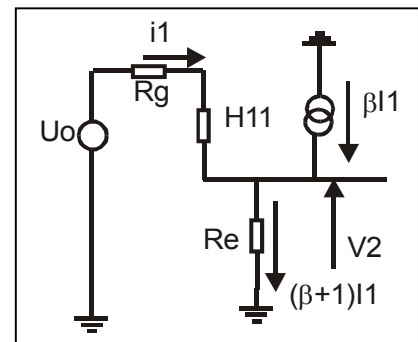
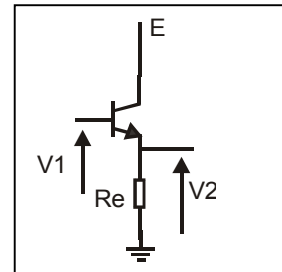
Le courant de sortie circulant dans la charge est $i_2=(\beta+1)i_1$ mais si on fait intervenir la source d'attaque de résistance interne R_G :

$$v_2=U_0-(R_G+h_{11}).I_1$$

$$c'est \ à \ dire : v_2 = v_1 - \frac{h_{11} + R_G}{\beta + 1} i_2$$

expression qui montre que l'impédance de sortie sur l'émetteur est

$\frac{h_{11} + R_G}{\beta + 1}$, si l'impédance de source est élevée et β grand devant 1



,cette expression se simplifie en $Z_S=R_G/\beta$ autre résultat fondamental .

Remarque importante :

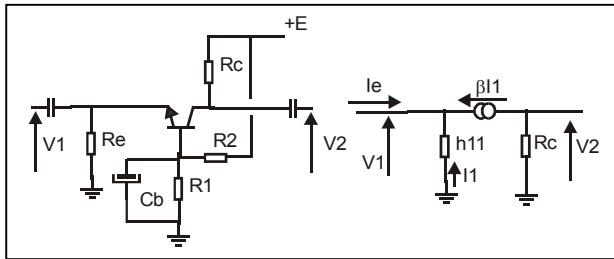
Le montage collecteur commun est très souvent utilisé comme adaptateur d'impédances, on constate cependant parfois des instabilités (oscillations) qui sont surprenantes puisque son gain est inférieur à l'unité. Le schéma de Giacoletto permet de comprendre l'origine des ces problèmes, en effet si la charge

d'émetteur est capacitive l'impédance d'entrée d'un montage CC peut avoir une partie réelle négative.

La courbe précédente est obtenue avec un 2N2222 dont l'émetteur est chargé par une résistance de 1kΩ en parallèle avec un condensateur de 1nF. La partie réelle de l'impédance atteint -5kΩ au voisinage de 1Mhz. La mise en place d'une résistance dans le circuit de collecteur modifie la courbe mais ne touche pas notablement au résultat. Une telle impédance négative peut être l'origine d'oscillations qu'il est très difficile d'éliminer, une résistance en série avec la base peut être nécessaire.

Le montage base commune

Dans ce dernier cas c'est la base qui est le point commun entre l'entrée et la sortie, c'est à dire la masse pour les petites variations. Le signal d'entrée est alors appliqué à l'émetteur.



Sur le schéma équivalent au nœud émetteur

$$i_E + i_1 + \beta i_1 = 0$$

$$\text{mais } v_1 = -h_{11} i_1$$

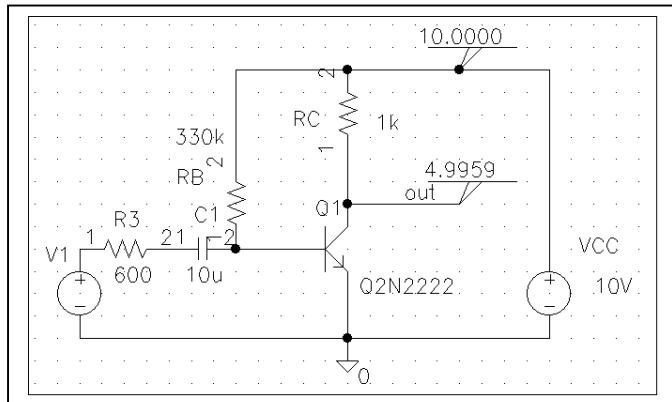
$$\text{soit } v_1 = \frac{h_{11}}{\beta + 1} i_1$$

l'impédance d'entrée au niveau émetteur est très basse de l'ordre de h_{11}/β , c'est la caractéristique essentielle du montage, par contre le gain est au signe près le même que pour le montage EC.

Le montage BC est surtout utilisé en haute fréquences car les impédances des sources sont naturellement basses (50Ω) et de plus la base à la masse isole l'entrée de la sortie, la capacité émetteur collecteur est faible ce qui réduit l'effet Miller.

Application : Montage cascode

La figure ci contre représente un amplificateur utilisant un 2N2222 et attaqué par une source d'impédance interne 600Ω. Son gain maximal est de l'ordre de 100 et sa bande passante. à -3dB d'environ 1Mhz.



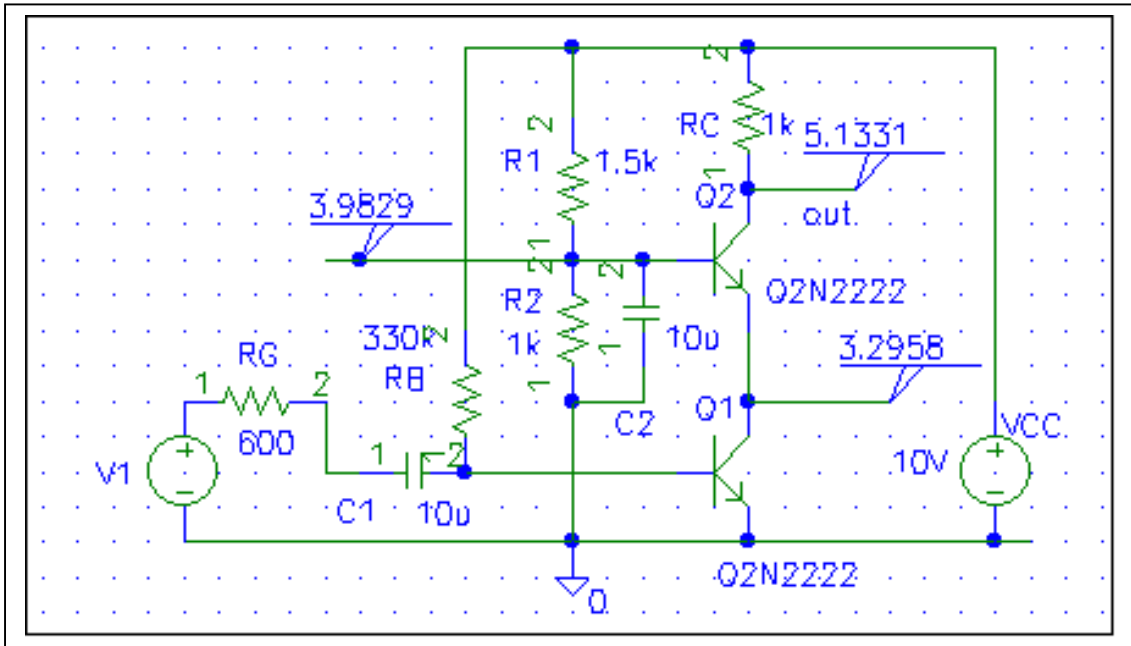
Le montage cascode consiste à placer en série un transistor monté en émetteur commun et un autre en base commune. L'impédance d'entrée du base commune constitue la charge de collecteur de l'émetteur commun.

Si les deux transistors sont identiques, travaillant avec le même I_c ils ont le même h_{11} .

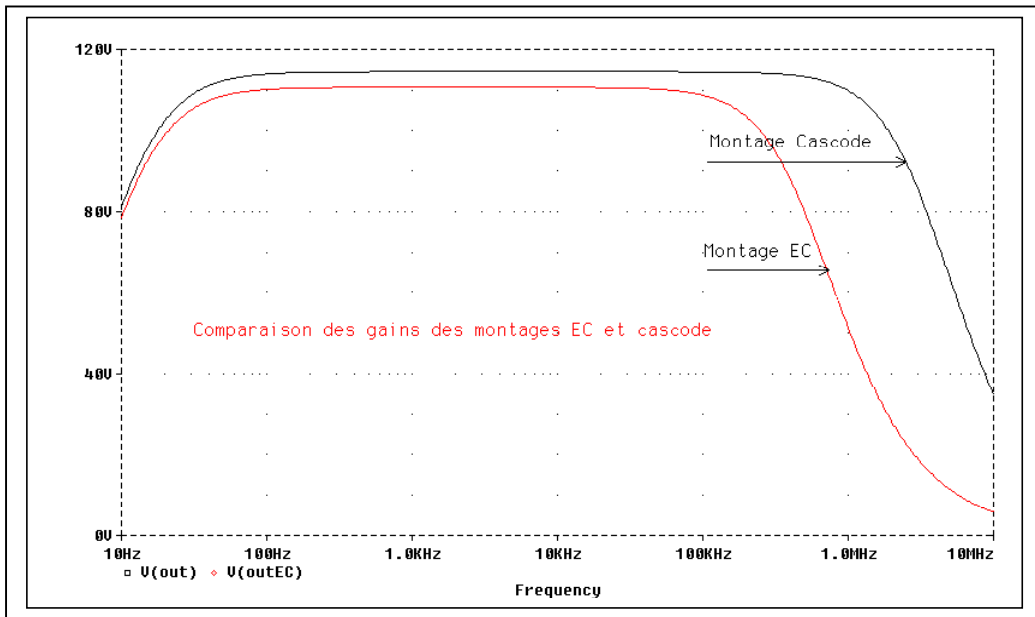
Or l'impédance d'entrée d'un montage BC est h_{11}/β et le gain d'un montage EC $-\beta R_c/h_{11}$, c'est au signe près le même en BC.

Avec $R_c = h_{11}/\beta$ le montage EC aura un gain de -1 seulement, donc un effet Miller faible [$(1-G)=2$] mais le montage BC redonne au montage total le gain d'un EC seul. L'ensemble a donc le même gain que le montage EC mais une impédance d'entrée bien moins capacitive ce qui accroît énormément la bande passante.

Dans le montage ci dessous R_B détermine le courant dans Q1 donc aussi dans Q2 alors que le pont $R_1 R_2$ définit le potentiel du collecteur de Q1. Le condensateur C2 découple la base de Q2 de façon que ce transistor fonctionne en base commune.



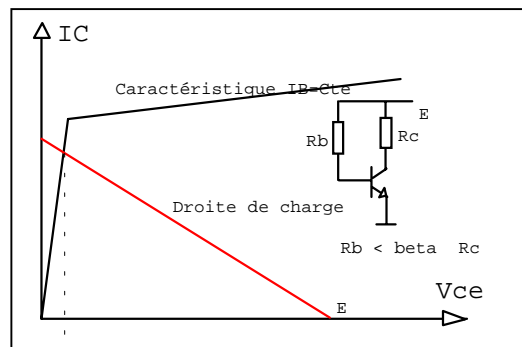
Les courbes de gain ci dessous montrent les performances remarquables du montage cascode, pour un gain voisin de celui du montage EC la fréquence de coupure est multipliée par 10 .



Le transistor en saturation

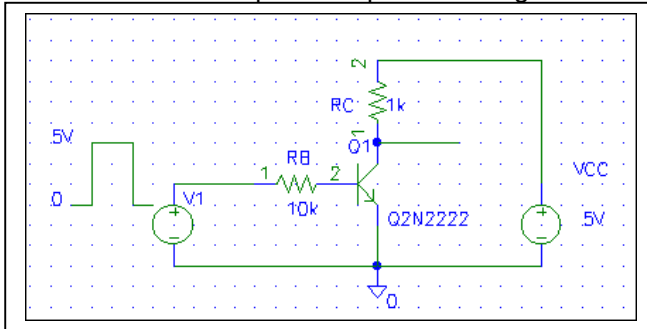
Un transistor fonctionne en saturation lorsque son courant collecteur est limité par les éléments extérieurs à une valeur inférieure à βI_b . Le point de fonctionnement se trouve alors sur la partie ohmique des caractéristiques et la tension V_{CE} est faible, voisine de zéro pour un courant faible. (Pour des courants plus importants cette tension est $r_c I_c$ ou r_c est la résistance de saturation du transistor, pente de la caractéristique issue de l'origine.)

Dans ces conditions la puissance dissipée dans le transistor est faible, sinon nulle, le composant se comporte comme un interrupteur fermé.



En dehors des applications en commutation pure , il faut éviter de saturer un transistor car son retour à l'état bloqué est considérablement allongé. En effet le courant base étant plus grand que nécessaire, une charge importante est stockée dans la base et son évacuation prend du temps.

Considérons par exemple le montage suivant ; un signal carré 0 5V est appliqué à l'entrée et compte tenu des valeurs de R_B et R_C sature largement le transistor.



son état de repos qu'au bout de 700nS .

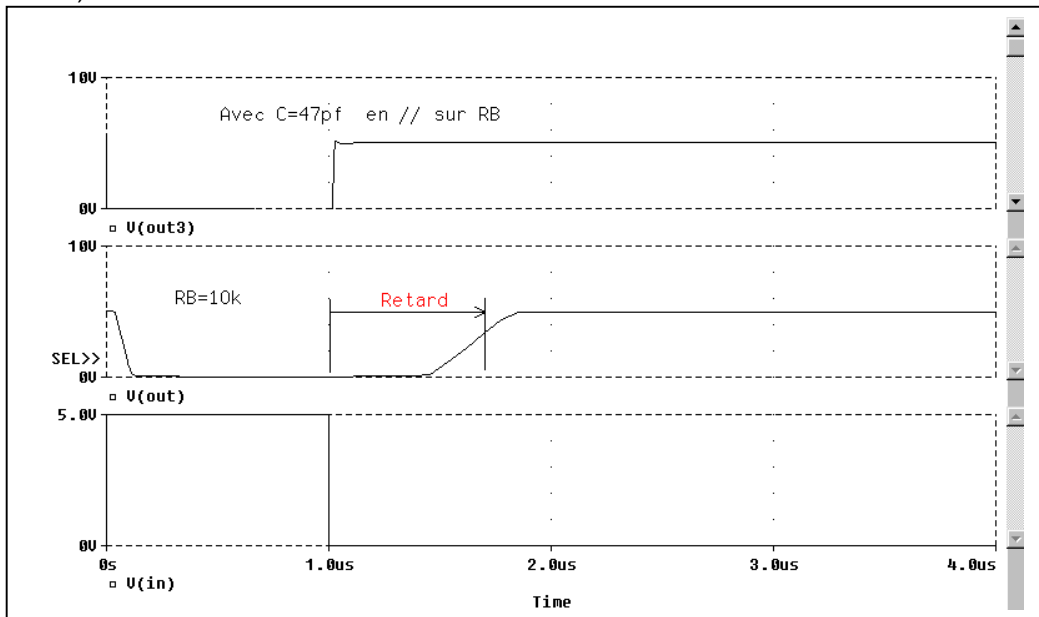
Le signal de sortie est reproduit ci dessous , courbe 1 .

On constate:

Que le signal de sortie descend après un retard d'environ 100nS mais surtout , après la disparition du signal d'entrée ne commence à remonter qu'après un retard de près de 400nS et ne retrouve

Le temps de descente est amélioré si l'on diminue la résistance d'attaque R_B , mais la saturation est encore plus forte ce qui accroît encore le retard à la remontée.

La solution est de placer en parallèle sur R_B un petit condensateur , dont la valeur est voisine de la capacité d'entrée du transistor, l'amélioration est spectaculaire comme le montrent les courbes ci dessous (Le signal d'entrée est la trace inférieure , celle du milieu représente la tension de sortie sans capacité accélératrice, celle du haut avec 47 pF , dans ce dernier cas le fonctionnement est quasiment parfait .)



Les transistors de puissance

Il existe des transistors de puissance capable de gérer des courants de plusieurs dizaines d'ampères et pour certains des tensions jusqu'à 1000V. Le calcul des circuits utilisant ces transistors est délicat car leurs paramètres h_{12} et h_{22} sont faibles et mal connus ce qui enlève à l'approximation habituelle (β et h_{11} seulement) toute précision. Le gain en courant de ces éléments est en général faible, 50 au plus pour un courant de 1A , quelques unités seulement pour 10A et au delà .De plus ces transistors ont le plus souvent une fréquence de coupure faible, le célèbre 2N3055 a du mal à travailler au delà de la bande audio (20kHz).

Un problème permanent est le refroidissement de ces composants dont la jonction ne doit jamais dépasser une température de 185°C sous peine de destruction. Ce refroidissement est assuré garce à des radiateurs, plaques de métal fixées sur le boîtier du composant et qui évacuent la chaleur par rayonnement ou conduction.

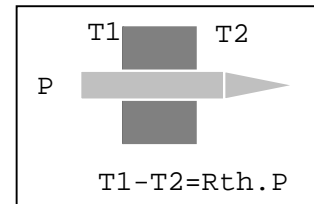
Calcul des radiateurs :

Entre les deux faces d'une paroi traversée par un flux thermique P (puissance en watts) il existe une différence de température :

$$\Delta T = R_{TH} \cdot P$$

R_{TH} est la résistance thermique de la paroi.

Dans un transistor la puissance thermique $P = V_{CE} \cdot I_C$ est créée au niveau de la jonction de collecteur. Cette puissance doit d'abord passer du matériau au boîtier , puis du boîtier au radiateur et enfin du radiateur à l'air ambiant. Ces trois interfaces sont parcourues par la même puissance.



Or on peut écrire :

$$T_{\text{jonction}} - T_{\text{ambiante}} = (T_{\text{jonction}} - T_{\text{boîtier}}) + (T_{\text{boîtier}} - T_{\text{radiateur}}) + (T_{\text{radiateur}} - T_{\text{ambiante}})$$

C'est à dire en introduisant les résistances thermiques :

$$T_{\text{jonction}} - T_{\text{ambiante}} = \Delta T = (R_{jb} + R_{br} + R_{ra})P$$

Où les R_{ij} sont les résistances thermiques des interfaces jonction boîtier, boîtier radiateur et radiateur ambiante .

La puissance maximale indiquée dans les caractéristiques commerciales est toujours la puissance maximale admissible à 25°C boîtier.

Considérons par exemple un 2N3055 donné pour 80W max. Cela veut dire que si le boîtier est maintenu à 25° la jonction atteint la limite 185°C pour une puissance dissipée de 80W. La résistance jonction boîtier est donc :

$$R_{jb} = (185 - 25) / 80 = 2^\circ\text{C/W}$$

Plaçons ce transistor sur un radiateur dont la résistance thermique est de 2°C/W :

$R_{ra} = 2^\circ\text{C/W}$, si l'on considère que le contact entre le boîtier et le radiateur est thermiquement parfaite c'est à dire que $R_{br} = 0$ alors la puissance dissipable pour une température ambiante de 50°C est $P = (185 - 50) / (2 + 2) = 33,75$ Watts seulement.

Ce mode de calcul est valable pour tous les composants de puissance .Mais les transistors de puissance sont l'objet d'un phénomène très gênant , le **second claquage**.

Le plus souvent un composant est caractérisé par la puissance maximale qu'il peut dissiper c'est à dire le produit VI de la tension et du courant à ses bornes. Sur le réseau de caractéristique le point de fonctionnement statique doit se trouver en dessous de l'hyperbole de dissipation d'équation $VI = P_{\text{max}}$.Pour les transistors de puissance cela n'est malheureusement vrai que pour une tension inférieure à 50V .Au delà la dissipation admise est fortement réduite. Par exemple un transistor capable de supporter 500V et une puissance de 100W pourra être polarisé à un courant moyen de 10A si $V_{ce} = 10V$,mais sera détruit pour 1A sous 100V .A cette tension de 100V la valeur maximale du courant est peut être de 200mA seulement et 10mA pour 500V (au lieu de 200mA.)Ce second claquage est un phénomène thermique local très rapide. Sous 100V et 0,9A le transistor est détruit en quelques dizaines de microsecondes bien que la puissance qu'il dissipe ne soit que de 90W Aux tensions basses au contraire , l'ensemble du matériau constituant le transistor intervient et la constante de temps thermique peut dépasser la seconde. En conséquence si un fusible est placé en série avec le transistor, en dessous de 50V le fusible protège le transistor alors qu'au delà de 100V c'est le transistor qui est détruit avant le fusible.

