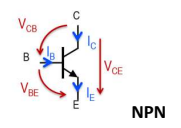
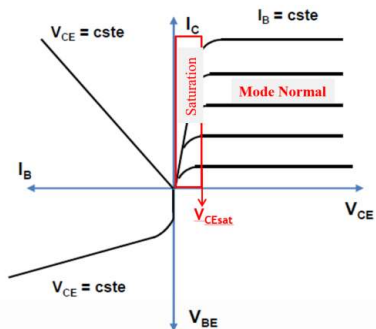
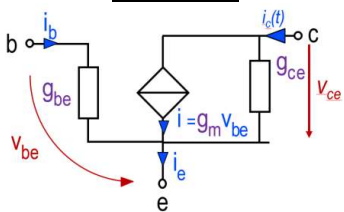
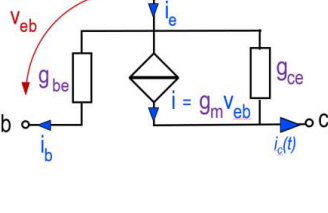


Transistor Bipolaire en régime statique (DC)

| | | |
|---|--|--|
|  <p>NPN</p> <p>Lois de Kirchhoff: $\rightarrow I_E = I_C + I_B$ $\rightarrow V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$</p> <p>Lois de la physique $I_B \cong I_{sb} e^{\frac{V_{BE}}{U_T}}$ <i>Courant inverse de saturation</i></p> | <p>Réseau des caractéristiques</p>  <p>Modes de fonctionnement</p> | <p><u>Blocage</u> $V_{BE} < U_j$ $I_E = I_C = I_B = 0$</p> <p><u>Conduction</u> $V_{BE} \approx U_j$</p> <p>Normal $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ $V_{CE(sat)} \approx 0 \text{ V}$</p> <p>Saturé $V_{CE} < V_{CE(sat)}$ $V_{CE(sat)} \approx 0 \text{ V}$</p> <p>$I_C = \beta I_B$ et $I_E = I_B(1+\beta) \approx I_C$ β: gain en courant β très grand (100-300) sauf pour le transistors de puissance (20-30)</p> <p>$I_C \neq \beta I_B$ avec $I_B > I_C/\beta$</p> |
|---|--|--|

Transistor Bipolaire en régime dynamique (ac)

| | | |
|--|---|--|
| <p>NPN</p> <p>Paramètres ac</p> $g_m = \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right _{(V_{BE0}, I_{C0})} = \frac{I_{C0}}{U_T}$ $g_{be} = \left. \frac{dI_B}{dV_{BE}} \right _{(V_{BE0}, I_{B0})} = \frac{I_{C0}}{\beta U_T}$ $g_{ce} = \left. \frac{dI_C}{dV_{CE}} \right _{(V_{CE0}, I_{C0})} \approx \frac{I_{C0}}{V_A}$ <p>V_A tension Early (50-100V)</p> $r_o = \frac{1}{g_{ce}}$ | <p>Modèle ac NPN</p>  <p>Modèle ac PNP</p>  | <p><u>Impédances aux accès</u></p> <p>Moyenne $r_{ib} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{1}{g_{be}} + \beta R_E$</p> <p>Très grande (souvent considérée ∞) $\frac{1}{g_{ce}} \leq R \leq \frac{\beta}{g_{ce}}$</p> <p>Faible $r_{ie} = \frac{v_e}{-i_e} = \frac{1}{g_m} + \frac{R_B}{\beta}$</p> <p>Transistor Darlington</p> <p>Très grande $r_{ib} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{1}{g_{beD}} + \beta_D R_E$ $r_{ib} = \frac{2}{g_{be1}} + \beta^2 R_E$</p> <p>Très grande (souvent considérée ∞) $\frac{1}{g_{ce2}} \leq R \leq \frac{\beta_D}{g_{ce2}}$</p> <p>Faible $r_{ie} = \frac{v_e}{-i_e} = \frac{1}{g_{mD}} + \frac{R_B}{\beta_D}$ $r_{ie} = \frac{2}{g_{m2}} + \frac{R_B}{\beta^2}$</p> <p> $\beta_D \approx \beta^2 ; I_C = \beta_D I_B$ $g_{mD} = \frac{g_{m2}}{2}$ $g_{beD} = \frac{g_{be1}}{2} = \frac{g_{mD}}{\beta_D}$ $g_{ceD} = g_{ce2}$ $V_{CE(sat,D)} \approx U_j$ </p> |
|--|---|--|

Printemps 2024

Réponse fréquentielle des amplificateurs en Bipolaire :

| | | |
|--|---|--|
| <p>Pôle dominant en BF:</p> <p>Méthodologie : On calcule ω_{pi} associée à chaque capa de couplage ou de découplage en court-circuitant toutes les autres. Le pôle dominant en BF est celui qui a la valeur la plus grande.</p> | <p>Pôle dominant en HF:</p> <p>Méthodologie : On calcule ω_{pi} des capa parasites associées à chaque nœud du transistor en considérant l'effet Miller, en remplaçant les capa parasites restantes par un circuit-ouvert et en court-circuitant les capa de couplage/découplage. Le pôle HF dominant est celui qui a la valeur la plus petite.</p> | <p>Capacités parasites du transistor</p> <p>C_{bc} : Capacité base collecteur</p> <p>C_{be} : Capacité base émetteur</p> <p>Théorème de Miller :</p> <p>$C(1+A_1) \approx A_1 C$</p> <p>$C(1+A_2) \approx C$</p> |
|--|---|--|

Transistor MOSFET en régime statique (DC)

| | | |
|---|--|--|
| <p>nMOS</p> <p>pMOS</p> <p>Dimensions :</p> <p>L : longueur du canal [μm]; W : largeur du canal [μm]</p> | <p>Caractéristiques</p> <p>$V_{DS} < V_{DSAT}$: Linéaire</p> <p>$V_{DS} > V_{DSAT}$: Saturation</p> <p>$V_{GS} > V_{TH}$: Conduction</p> <p>$V_{GS} < V_{TH}$: Blocage</p> <p>I_D [mA]</p> <p>V_{DS} [V]</p> <p>V_T : tensions seuil</p> | <p>Modes de fonctionnement</p> <p>Blocage : $V_{GS} < V_T$ $I_D \approx 0$</p> <p>Linéaire : $V_{DS} < V_{DSAT}$ Relation linéaire entre I_D et $V_G \rightarrow MOST \equiv$ à une résistance R_{on}</p> <p>Saturation : $V_{DS} \geq V_{DSAT}$ Relation quadratique entre I_D et $V_G \rightarrow$ (zone d'amplification)</p> <p>$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{\beta}{2} (V_{ov})^2$</p> <p>$\beta = k_p \frac{W}{L} = \mu C_{ox} \frac{W}{L}$: facteur du courant [A/V²]</p> <p>$k_p = \mu C_{ox}$ [A/V²]</p> <p>μ : mobilité des électrons [cm²/V.s]</p> <p>C_{ox} : capa de grille [F/μm^2]</p> |
|---|--|--|

Transistor MOSFET en régime dynamique (ac)

| | | |
|--|--|--|
| <p>nMOS</p> <p>Paramètres ac</p> $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \Big _{I_{D0}}$ $= \beta \cdot V_{ov} = 2I_{D0}/V_{ov} = \sqrt{2\beta I_{D0}}$ $g_{ds} = r_o^{-1} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{Dsat} \approx \frac{I_{Dsat}}{L \cdot U_a}$ <p>$g_m \gg g_{ds}$</p> | <p>Modèle ac nMOS</p> <p>Représentation simplifiée</p> <p>nMOS</p> <p>pMOS</p> | <p>Impédances aux accès</p> <p>$r_{is} = \frac{v_s}{-i_s} = \frac{1}{g_m} (1 + R_D g_{ds})$ Faible Impédance</p> <p>$r_{id} = \frac{v_d}{i_d} = \frac{1}{g_{ds}} (1 + R_S g_m)$ Haute Impédance</p> <p>$\frac{1}{g_m} / r_o \approx \frac{1}{g_m}$</p> |
|--|--|--|

Transistor MOSFT source de courant

| |
|--|
| <p>$I_{out} = \frac{k_p (W/L)_2 (V_{ov})^2}{2} = \frac{(W/L)_2}{2} = N$</p> <p>$V_{o,min} = V_{D2,sat} = V_{GS} - V_T$</p> <p>$R_o = r_o = \frac{1}{g_{DS2}}$</p> <p>Avec modulation du canal</p> <p>$I_{out} = N(I_{ref} + g_{DS1}(V_{DS2} - V_{DS1}))$</p> <p>$= N I_{ref} + g_{DS2}(V_{DS2} - V_{GS1})$</p> |
|--|

Exemple d'amplificateur

| |
|--|
| <p>Source com. ($R_S = 0$)</p> <p>$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -g_m R_D$</p> <p>Source com. dégénérée</p> <p>$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -\frac{g_m R_D}{(1 + g_m R_S)}$</p> |
|--|