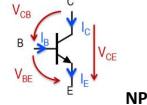
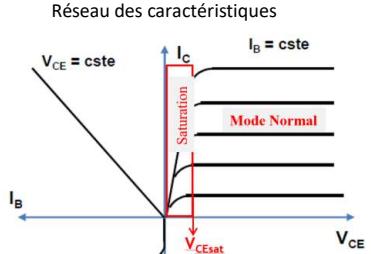


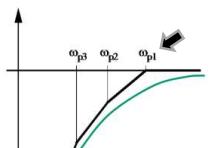
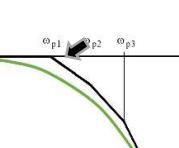
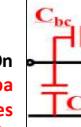
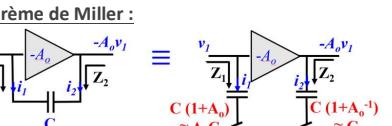
Transistor Bipolaire en régime statique (DC)

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

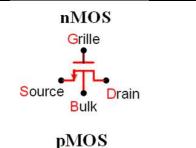
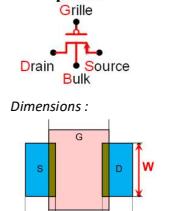
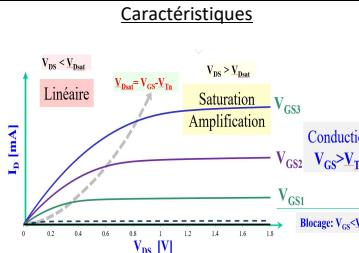
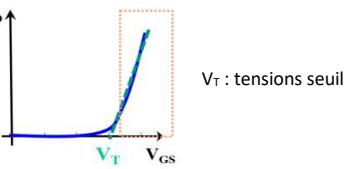
Transistor Bipolaire en régime dynamique (ac)

NPN	Paramètres ac	Modèle ac NPN		Modèle ac PNP	Modèle ac PNP	Impédances aux accès	
		i_b	i_c			r_{ib}	r_{ie}
	$g_m = \frac{dI_c}{dV_{BE}} \Big _{(V_{BE0}, I_{C0})} = \frac{I_{C0}}{U_T}$					$r_{ib} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{1}{g_{be}} + \beta R_E$	$\text{Très grande (souvent considérée } \infty)$
	$g_{be} = \frac{dI_B}{dV_{BE}} \Big _{(V_{BE0}, I_{B0})} = \frac{I_{B0}}{\beta U_T}$					$\frac{1}{g_{ce}} \leq R \leq \frac{\beta}{g_{ce}}$	
	$g_{ce} = \frac{dI_C}{dV_{CE}} \Big _{(V_{CE0}, I_{C0})} \approx \frac{I_{C0}}{V_A}$					$r_{ie} = \frac{v_e}{-i_e} = \frac{1}{g_m} + R_B + \beta R_E$	Faible
	V _A tension Early (50-100V)						
	$r_o = \frac{1}{g_{ce}}$						
Transistor Darlington		Très grande		Très grande		$\frac{1}{g_{ce2}} \leq R \leq \frac{\beta_D}{g_{ce2}}$	
		$r_{ib} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{1}{g_{be1}} + \beta_D R_E$	$r_{ib} = \frac{2}{g_{be1}} + \beta^2 R_E$	$r_{ib} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{1}{g_{be1}} + \beta_D R_E$	$r_{ib} = \frac{2}{g_{be1}} + \beta^2 R_E$	$\beta_D \approx \beta^2; I_C = \beta_D I_B$	
						$g_{mD} = \frac{g_{m2}}{2}$	
						$g_{be1} = \frac{g_{m2}}{2} \beta_D$	
						$g_{ce2} = g_{ce1}$	
						$V_{CEsatD} \approx U_j$	

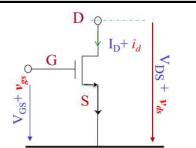
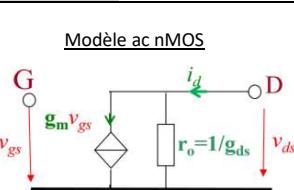
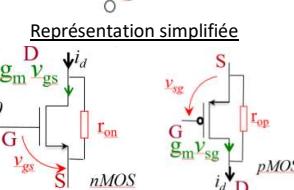
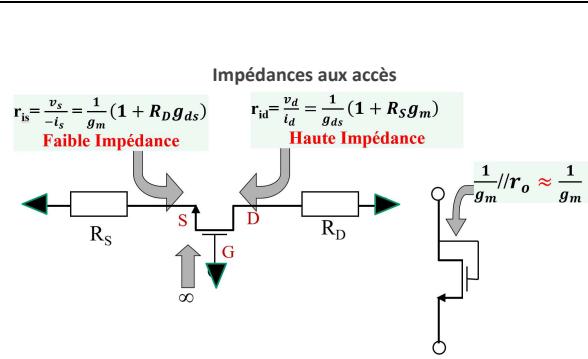
Réponse fréquentielle des amplificateurs en Bipolaire :

Pôle dominant en BF:	Pôle dominant en HF:	Capacités parasites du transistor
 <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>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>C_{bc} : Capacité base collecteur C_{be} : Capacité base émetteur</p> <p>Théorème de Miller :</p>  $C \frac{(1+A_o)}{\approx A_o C} \approx C$

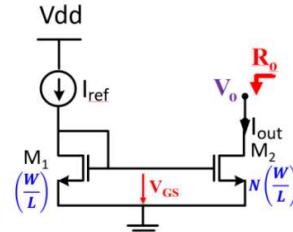
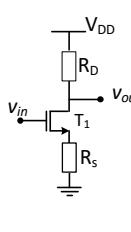
Transistor MOSFET en régime statique (DC)

 <p>Dimensions :</p> 	<p>Caractéristiques</p>  	<p>Modus de fonctionnement</p>	Blockage : $V_{GS} < V_T$	$I_D = 0$
			Linéaire : $V_{DS} < V_{Dsat}$	Relation linéaire entre I_D et V_G \rightarrow MOST \equiv à une résistance R_{on}

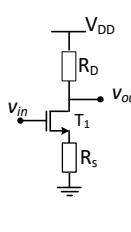
Transistor MOSFET en régime dynamique (ac)

 <p>nMOS</p> <p>Paramètres ac</p> $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \Big _{I_{D0}} = \beta \cdot V_{ov} = \frac{2I_{D0}}{V_{ov}} = \sqrt{2\beta I_{D0}}$ $g_{ds} = r_o^{-1} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{Dsat} \approx \frac{I_{Dsat}}{L \cdot U_a}$ $g_m \gg g_{ds}$	<p>Modèle ac nMOS</p>  <p>Représentation simplifiée</p> 	<p>Impédances aux accès</p> $r_{is} = \frac{v_s}{-i_s} = \frac{1}{g_m} (1 + R_D g_{ds})$ <p>Faible Impédance</p> $r_{id} = \frac{v_d}{i_d} = \frac{1}{g_{ds}} (1 + R_S g_m)$ <p>Haute Impédance</p> 	Blockage : $V_{GS} < V_T$	$I_D = 0$
--	--	---	--	-----------

Transistor MOSFET source de courant

 <p>I_{ref}</p> <p>R_o</p> <p>V_{GS}</p>	$I_{out} = \frac{k_p}{2} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} (V_{ov})^2 = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} = N$ $V_{o,min} = V_{D2,sat} = V_{GS} - V_T$ $R_o = r_o = \frac{1}{g_{ds2}}$ <p>Avec modulation du canal</p> $I_{out} = N(I_{ref} + g_{ds1}(V_{DS2} - V_{DS1})) = N I_{ref} + g_{DS2}(V_{DS2} - V_{GS1})$		Source com. ($R_s = 0$)
			$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -g_m R_D$

Exemple d'amplificateur

	Source com. ($R_s = 0$)
	$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -g_m R_D$

$$\text{Source com. dégénérée}$$

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -\frac{g_m R_D}{(1 + g_m R_s)}$$