

# Comportamiento Transitorio y Respuesta en Frecuencia de Amplificadores

# CONTENIDOS

- Comportamiento transitorio del BJT
- Comportamiento transitorio del MOS
- Conceptos de respuesta en frecuencia

# Comportamiento Transitorio y Respuesta en Frecuencia de Amplificadores (Parte 1)

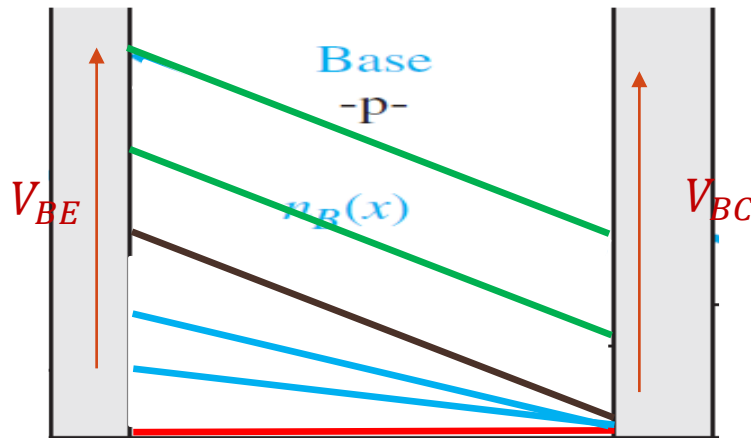
## Comportamiento transitorio del BJT

# OBJETIVOS

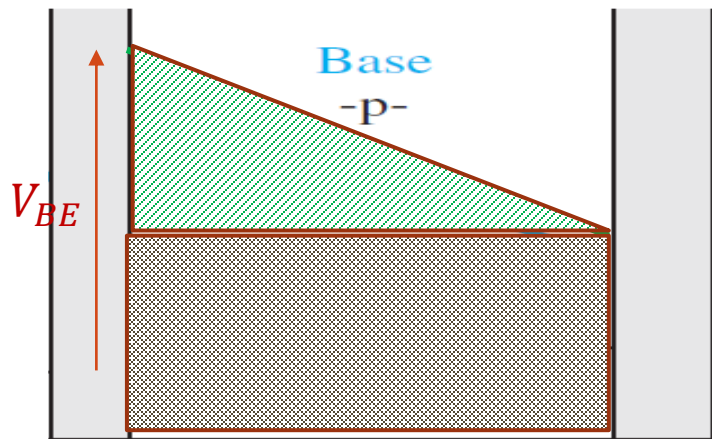
Los objetivos son:

- Analizar la respuesta temporal de la conmutación del BJT.
- Interpretar las diferentes capacidades parásitas del transistor BJT.
- Obtener un modelo de alta frecuencia y pequeña señal del BJT.

# DISTRIBUCIÓN DE PORTADORES MINORITARIOS EN BASE

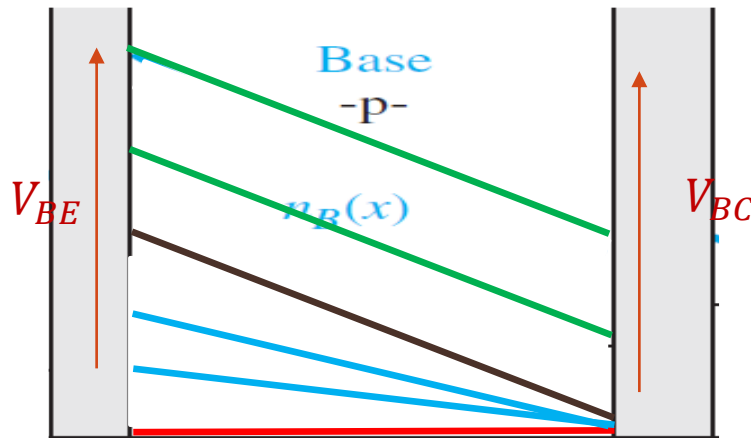


- Corte: BE y BC en inversa,  $I_C \cong 0$
- Activa: BE en directa y BC en inversa,  $0 < I_C = \beta I_B < I_{Csat}$
- Límite de la saturación:  $I_C = \beta I_B = I_{Csat}$
- Saturación: BE y BC en directa,  $0 < I_C = I_{Csat} < \beta I_B$



Existe una tensión BE y una correspondiente corriente de base que permite llegar a la corriente de saturación del transistor. Cualquier exceso de corriente de base implica un aumento en la tensión BC y una acumulación de carga minoritaria en la base sin que redunde en mayor corriente de colector.

# DISTRIBUCIÓN DE PORTADORES MINORITARIOS EN BASE



Corte: BE y BC en inversa,  
 $I_C \cong 0$



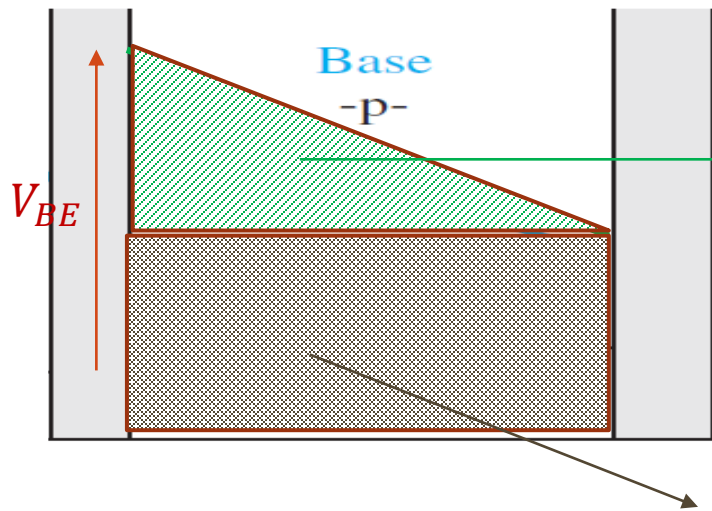
Activa: BE en directa y BC en inversa,  
 $0 < I_C = \beta I_B < I_{Csat}$



Límite de la saturación:  
 $I_C = \beta I_B = I_{Csat}$



Saturación: BE y BC en directa,  
 $0 < I_C = I_{Csat} < \beta I_B$



Acumulación de portadores  
necesaria para establecer el  
gradiente de concentración que se  
corresponde con  $I_{Csat}$

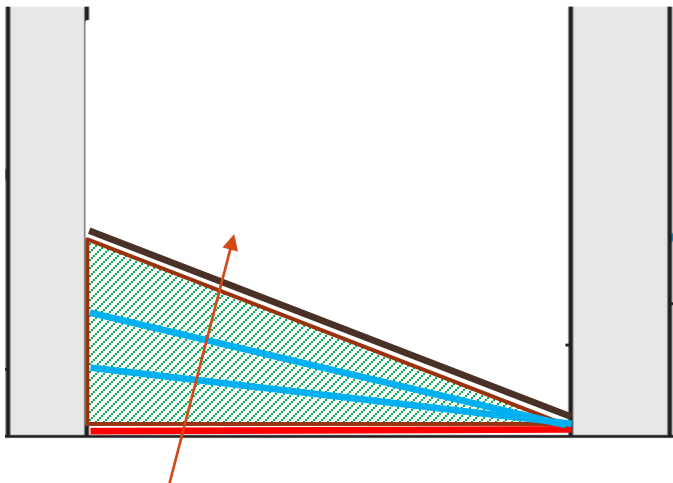
Acumulación de portadores que no contribuye al  
gradiente de concentración, no contribuye a  $I_{Csat}$ ,  
provoca saturación excesiva del BJT

# CONMUTACIÓN DEL BJT

## Encendido del BJT:

paso de  $I_C = 0$  a  $I_C = I_{Csat}$

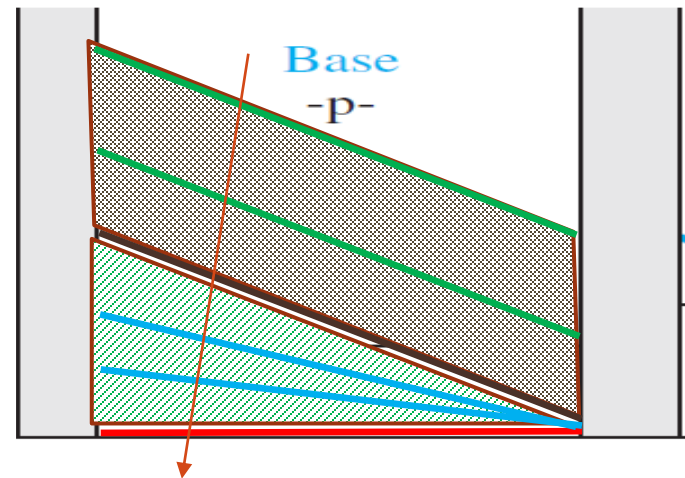
Tiempo que lleva en polarizar BE en directa y alcanzar el límite de la saturación, es decir en acumular la carga del triángulo verde. Cualquier acumulación de carga extra no afecta al encendido



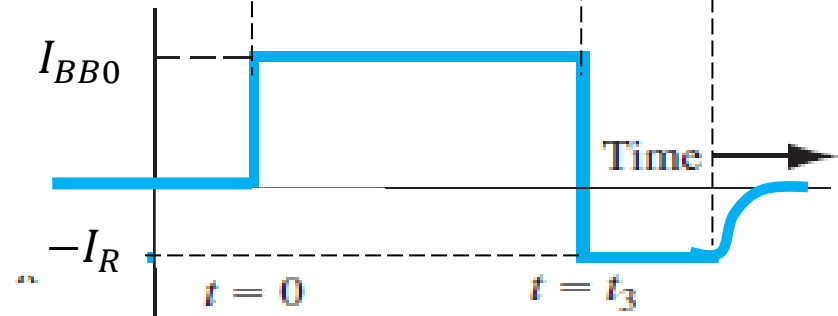
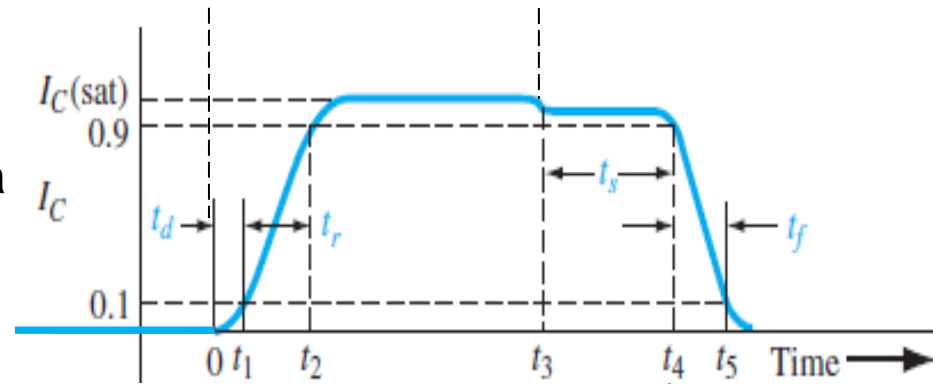
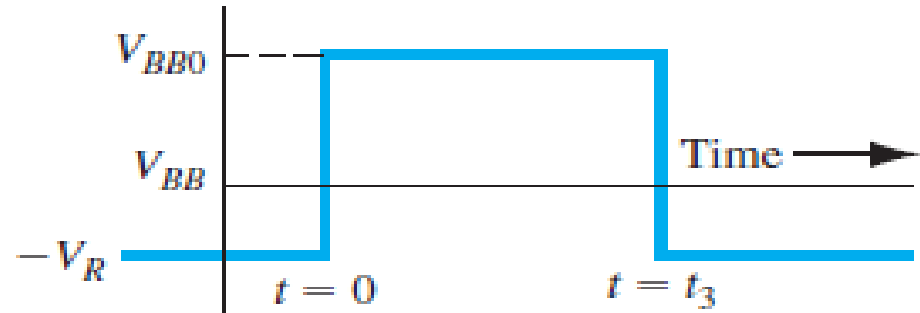
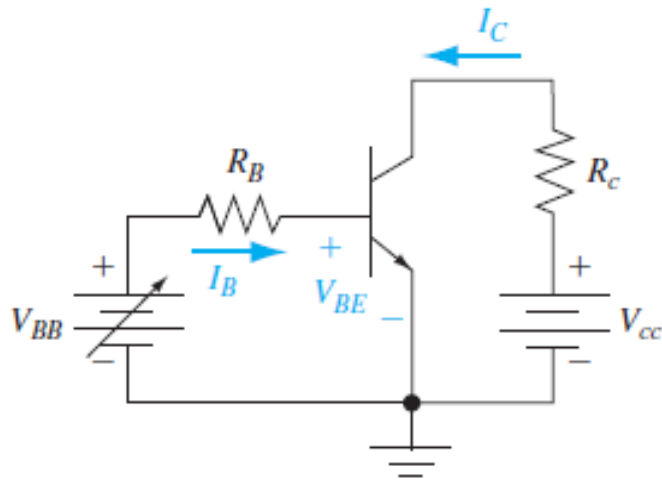
## Apagado del BJT:

paso de  $I_C = I_{Csat}$  a  $I_C = 0$

Tiempo que lleva en eliminar toda la carga acumulada en la base y polarizar en inversa la juntura BE. Suele ser  $\gg$  que el tiempo de encendido por culpa de la saturación excesiva.



# CONMUTACIÓN DEL BJT



$$t_s \gg t_d, t_r, t_f \sim 1 - 10ns$$

$t_d$ : tiempo de carga de la región de carga espacial BE para pasar de inversa a directa

$t_r$ : tiempo para acumular portadores en la base hasta llevar al transistor al borde de la saturación y conformar el gradiente de portadores correspondiente con  $I_{Csat}$

$t_s$  (**predominante**): tiempo de descarga de los portadores almacenados en exceso en la base por saturación excesiva del transistor.

$t_f$ : tiempo de descarga de las regiones de carga espacial de BC y BE para pasar a inversa.

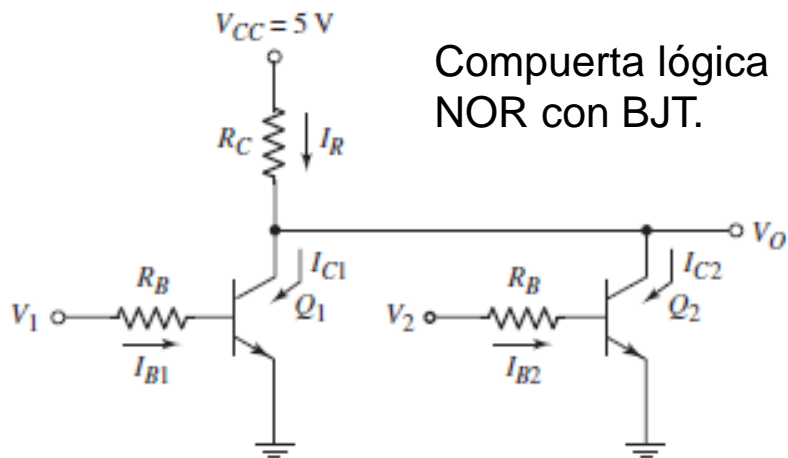


## CONMUTACIÓN DEL BJT

Lo anterior nos lleva a la conclusión que no es conveniente saturar en exceso al transistor para lograr conmutaciones rápidas.

Sin embargo, la saturación fuerte nos permite inmunidad frente al ruido y baja disipación de potencia.

Además, hay circuitos que no nos permiten saturación suave



$$I_{Csat} \cong \frac{V_{CC}}{R_C} \text{ (un solo BJT saturado)}$$

$$I_{Csat} \cong \frac{V_{CC}}{2R_C} \text{ (ambos BJTs saturados)}$$

Para asegurar saturación necesito:

$$i_B \geq I_{Bsat} \cong \frac{V_{CC}}{\beta R_C}$$

Pero cuando las dos entradas están en  $V_{CC}$  (1), tenemos sobresaturación de ambos transistores.

En electrónica digital, la tecnología BJT en corte-saturación ha quedado obsoleta. La tecnología más rápida es la ECL (emitter coupling logic) que no lleva a la saturación

# COMPORTAMIENTO DINÁMICO EN REGIÓN ACTIVA DEL BJT

El comportamiento dinámico de pequeña señal del transistor tiene relación directa con lo que hemos estudiado de juntura pn, estando BE en directa y BC en inversa.

Capacidad de difusión de la juntura  
BE en directa

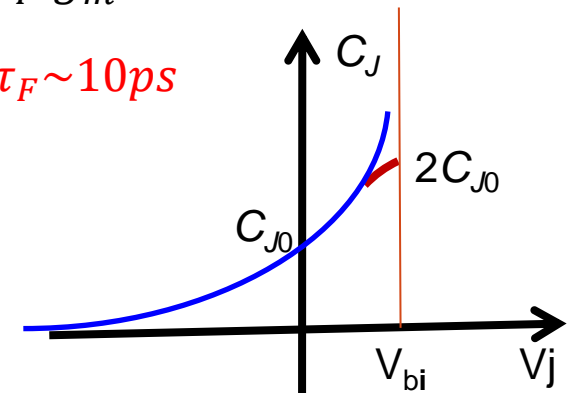
$$C_{de} = \tau_F \frac{I_C}{V_T} = \tau_F g_m$$

$$\tau_F \sim 10 \text{ ps}$$

Capacidad de barrera de la juntura  
BE en directa

$$C_{je} \approx 2C_{je0}$$

$C_{de}$ ,  $C_{je}$  están en paralelo  $C_\pi = C_{de} + C_{je}$ , predomina  $C_{de}$



Capacidad de barrera de la juntura  
BC en inversa

$$C_\mu = C_{\mu 0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{bic}}\right)^m}$$

$$C_{je0} \sim 10 \text{ fF}$$

$$C_{\mu 0} \sim 10 \text{ fF}$$

$$C_{cs0} \sim 20 \text{ fF}$$

$$V_{bic} \sim 0,5 \text{ V}$$

$$V_{bis} \sim 0,5 \text{ V}$$

$$m \sim 1/2$$

Capacidad de barrera de juntura  
C-sustrato en inversa

$$C_{cs} = C_{cs0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{CSS}}{V_{bis}}\right)^m}$$

# COMPORTAMIENTO DINÁMICO EN REGIÓN ACTIVA DEL BJT

Capacidad de difusión BE

proporcional a  $I_C$ :  $C_{de} = \tau_F \frac{I_C}{V_T} = \tau_F g_m$

Capacidad de barrera BE:  $C_{je} \approx 2C_{je0}$

$$C_{\pi} = C_{de} + C_{je}$$

Capacidad de barrera BC decrece con  $V_{cb}$  ( $V_{ce}$ ):

$$C_{\mu} = C_{\mu 0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{bic}}\right)^m}$$

## SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS 2N3904

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 20 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	300		MHz
$C_{obo}$	Output Capacitance	$V_{CB} = 5.0 \text{ V}, I_E = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		4.0	pF
$C_{ibo}$	Input Capacitance	$V_{EB} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		8.0	pF

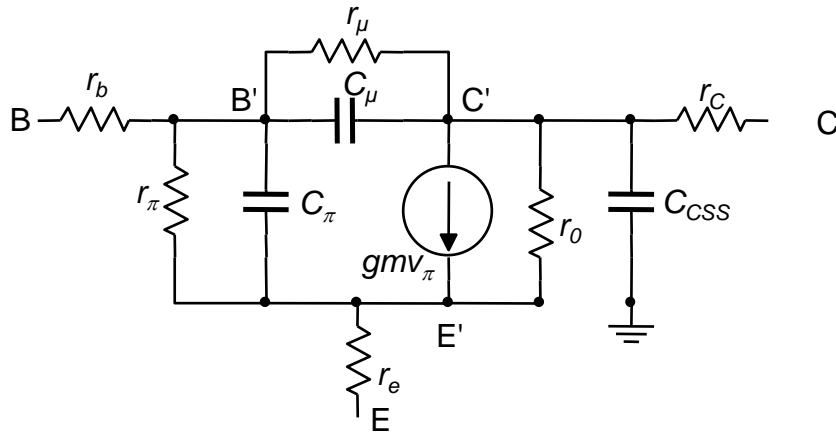
## BC546- BC549

Gain-Bandwidth Product at $V_{CE} = 5 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$	$f_T$	-	300	-	MHz
Collector-Base Capacitance at $V_{CB} = 10 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	$C_{CBO}$	-	3.5	6	pF
Emitter-Base Capacitance at $V_{EB} = 0.5 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	$C_{EBO}$	-	9	-	pF

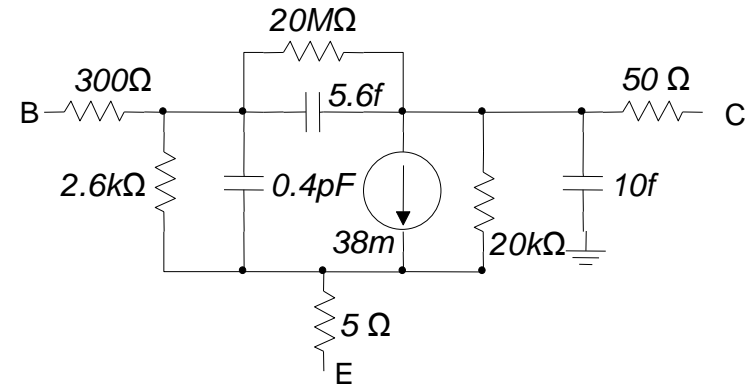


# MODELO HÍBRIDO PI DE ALTA FRECUENCIA DEL BJT

En alta frecuencia las capacidades  $C_\pi$  y  $C_\mu$  reducen la impedancia de entrada del transistor, reduciendo  $v_\pi$ . Como consecuencia, la ganancia de corriente  $\beta$  cae a alta frecuencia.



Valores para un BJT de alta frecuencia  
Polarizado con  $I_c = 1\text{mA}$

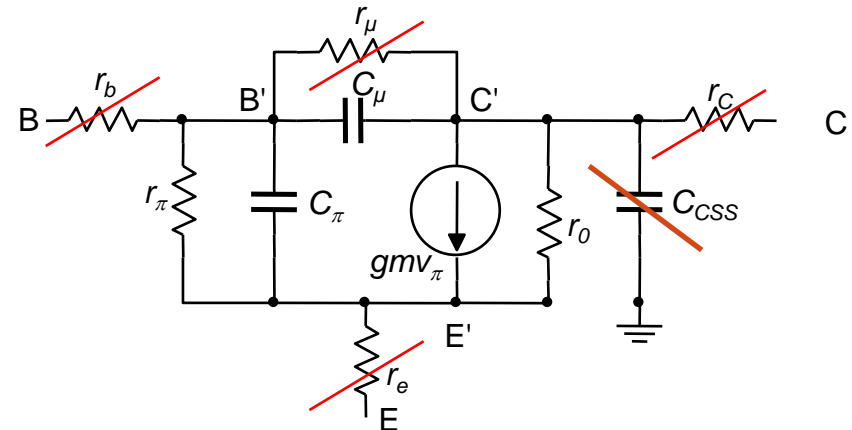


En config EC,  $C_{css}$  despreciable salvo  $R_c > r_o$

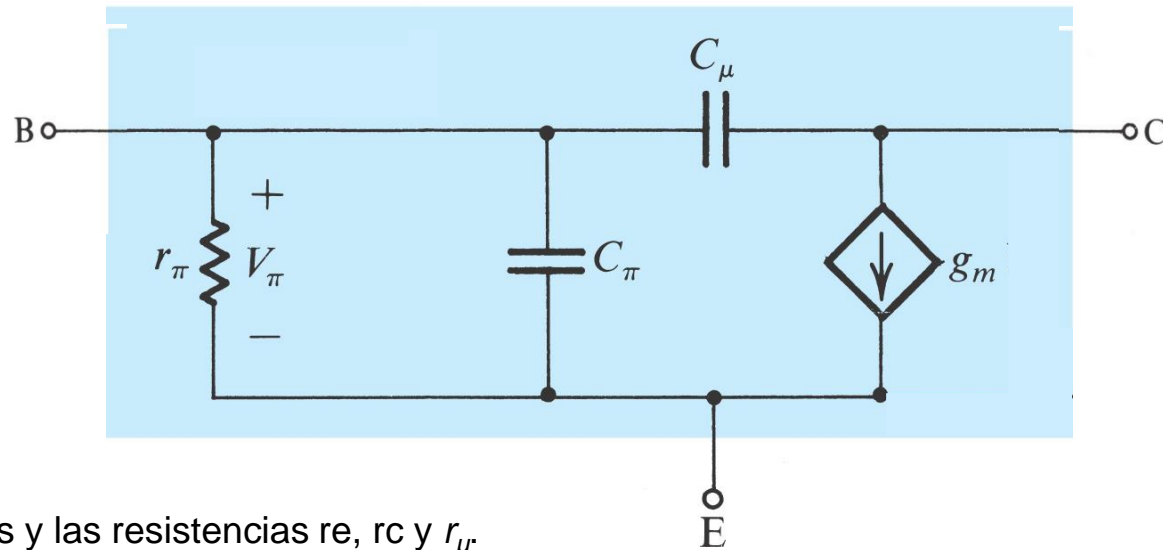
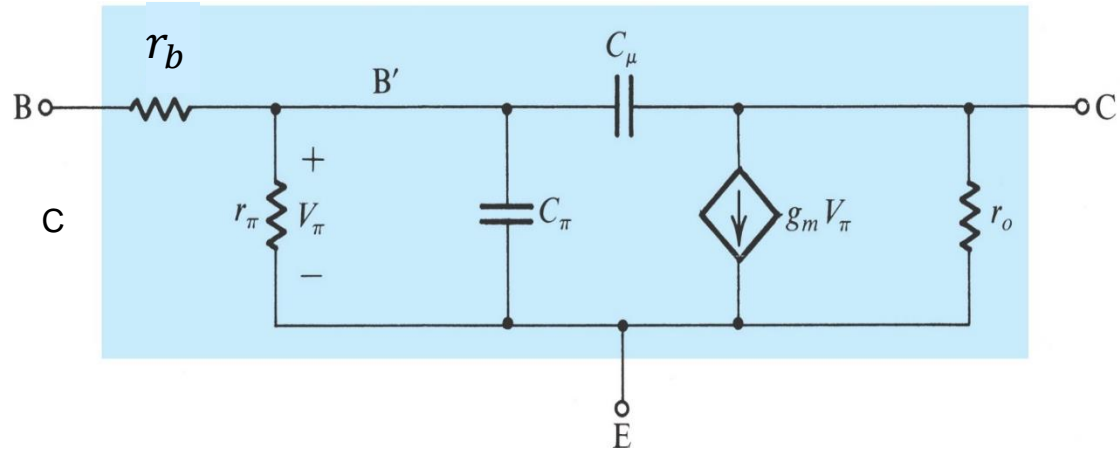
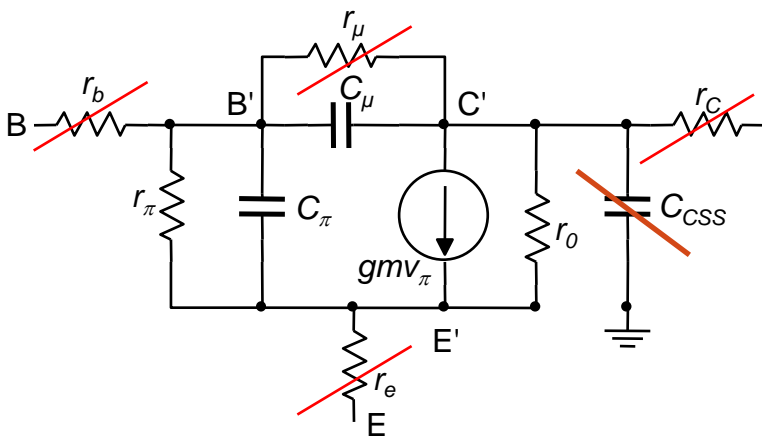
En config CC,  $C_{css}$  en corto

En config BC,  $C_{css} \parallel C_\mu$

En general se desprecia la capacidad  $C_{css}$  y las resistencias  $r_e$ ,  $r_c$  y  $r_\mu$ .  
También suelen despreciarse  $r_b$  (si  $r_b \gg R_s$ ) y  $r_o$  (si  $r_o \gg R_c$ )



# MODELO HÍBRIDO PI DE ALTA FRECUENCIA DEL BJT



En general se desprecia la capacidad  $C_{CS}$  y las resistencias  $r_e$ ,  $r_c$  y  $r_\mu$ .  
También suelen despreciarse  $r_b$  (si  $r_b \gg R_s$ ) y  $r_o$  (si  $r_o \gg R_c$ )

# Comportamiento Transitorio y Respuesta en Frecuencia de Amplificadores (Parte 2)

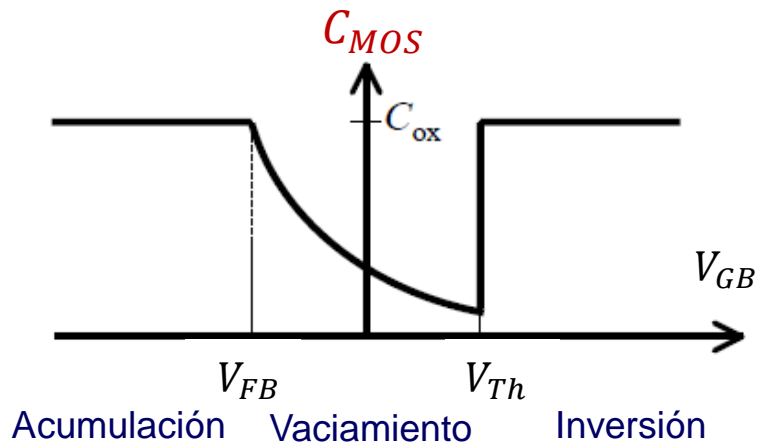
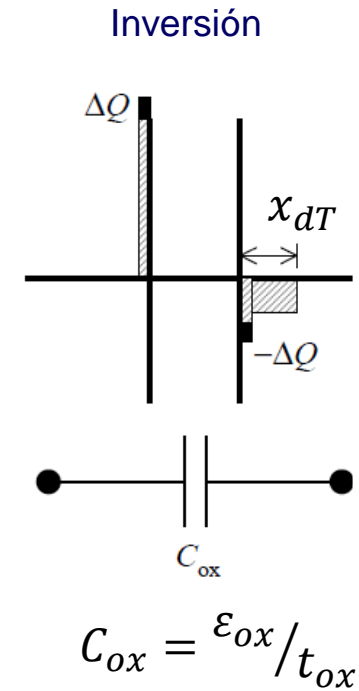
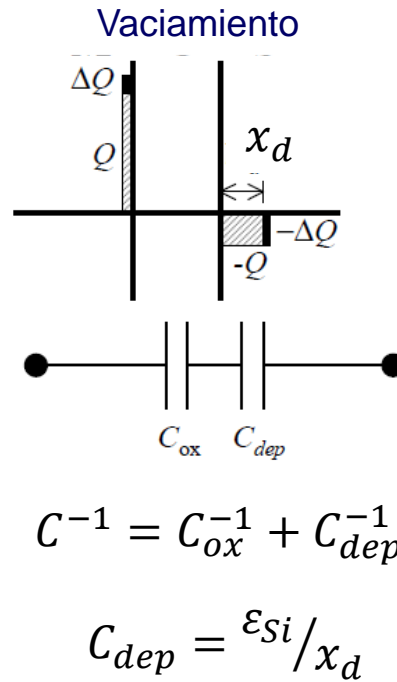
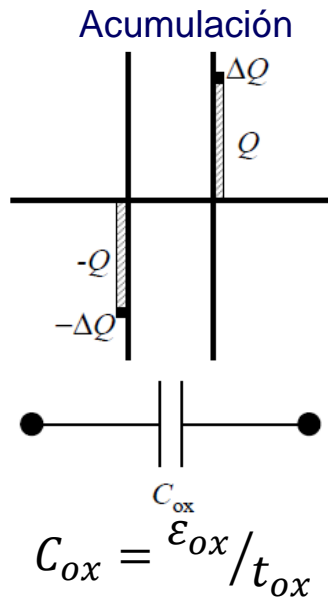
## Comportamiento transitorio del MOSFET

# OBJETIVOS

Los objetivos son:

- Interpretar las diferentes capacidades del transistor MOS.
- Analizar la respuesta temporal de un inversor CMOS.
- Obtener un modelo de alta frecuencia y pequeña señal del MOS.

# CAPACIDAD MOS

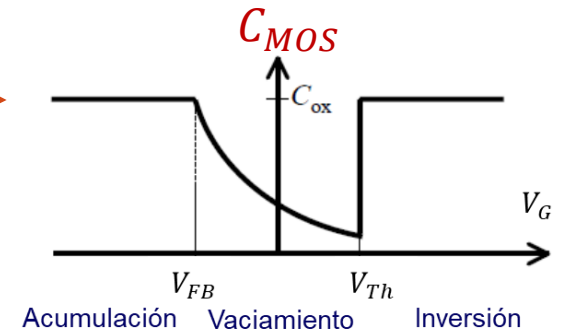
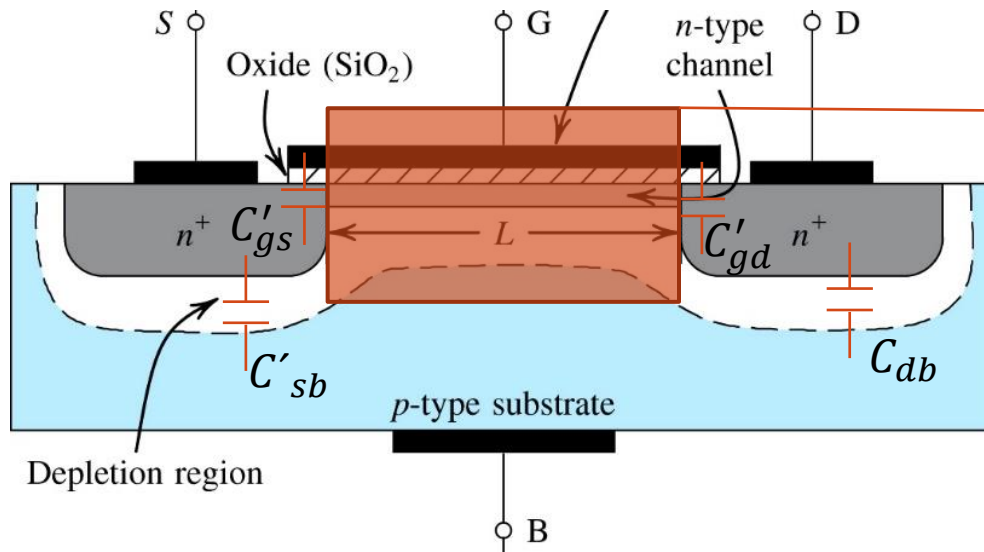


$$C = \frac{dQ}{dV_{GB}}$$



# CAPACIDADES DEL TRANSISTOR MOSFET

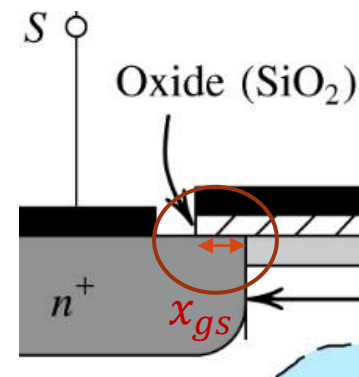
La respuesta transitoria del MOSFET está condicionada por la **capacidad MOS** que varía fuertemente con el modo de operación del MOS y por otras **capacidades parásitas**.



$C_{sb}$  ,  $C_{db}$ : capacidades de las regiones de carga espacial de las junturas pn (inversa):

$$C'_{sb} = C_{sb0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{SB}}{V_{bi}}\right)^{1/2}} \quad C_{db} = C_{db0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{DB}}{V_{bi}}\right)^{1/2}}$$

$C'_{gs}$  ,  $C'_{gd}$ : capacidades de solapamiento de puerta



$$C'_{gs} = W x_{gs} C_{ox}$$

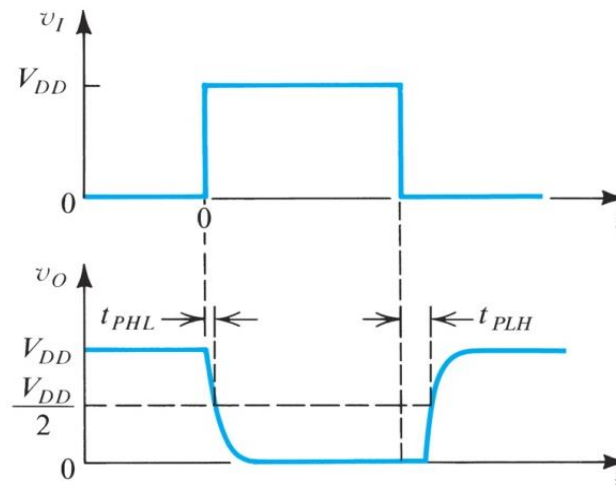
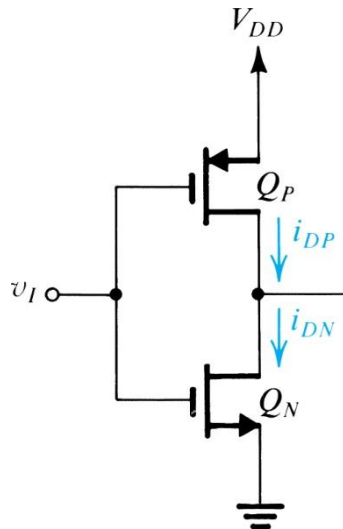
$$C'_{gd} = W x_{gd} C_{ox}$$

# CONMUTACIÓN DEL MOSFET

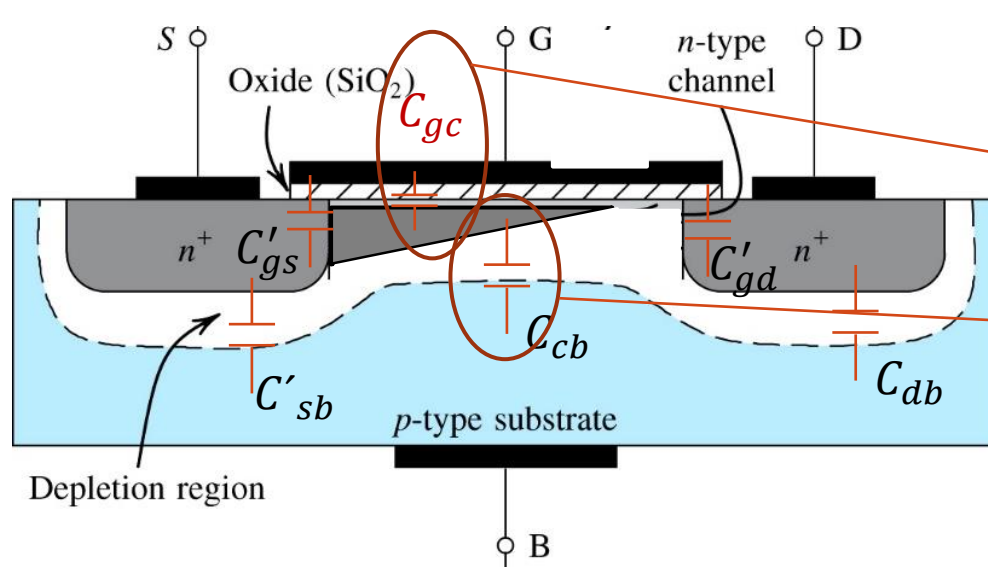
Las capacidades del MOSFET afectan las transiciones ON-OFF.

Los conmutadores lógicos CMOS son extremadamente rápidos y se usan mayoritariamente en toda la electrónica digital.

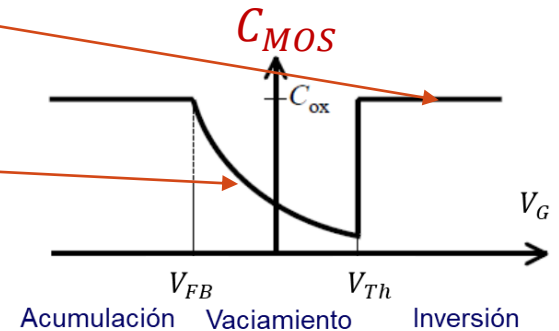
La gran ventaja frente a los BJT es que es más rápido en la conmutación de encendido a apagado en la que el BJT es más lento por culpa de la acumulación excesiva de portadores en base.



# COMPORTAMIENTO DINÁMICO EN AMPLIFICACIÓN DEL MOSFET



Saturación ( $v_{DS} > v_{DSSat}$ )



Capacidad puerta – canal - sustrato

$$C_{gc} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad \text{2/3 debido a que inversión no es uniforme}$$

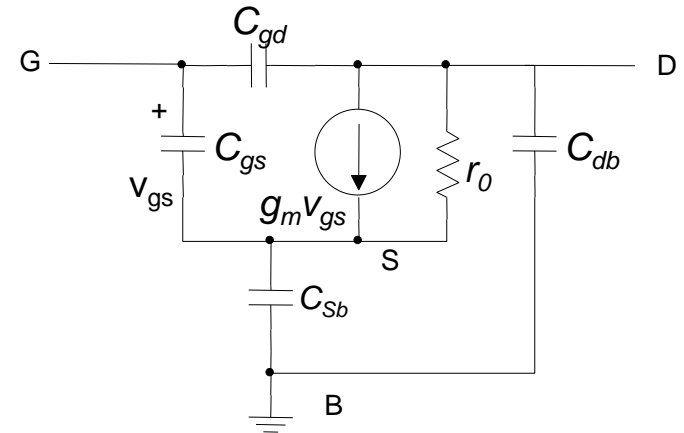
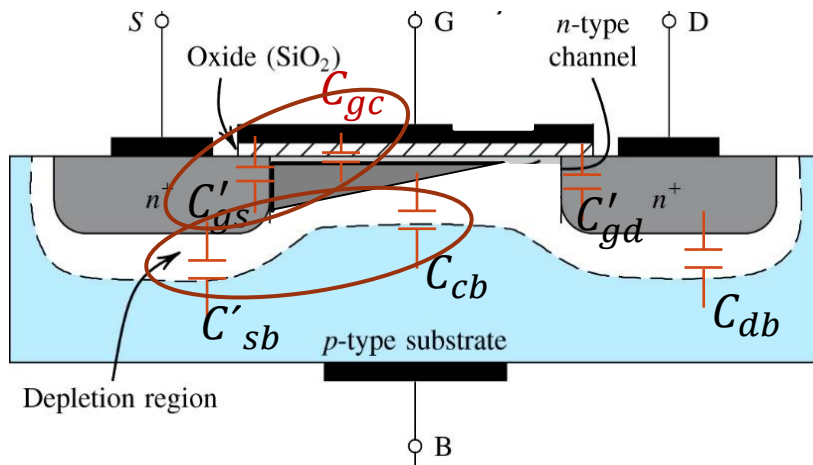
$$C_{cb} = WLC_{dep}(V_{sb}) \quad \text{Capacidad de vaciamiento}$$

El canal (c) queda unido a S:

$$C_{gs} = C'_{gs} + C_{gc}$$

$$C_{sb} = C'_{sb} + C_{cb}$$

# COMPORTAMIENTO DINÁMICO EN AMPLIFICACIÓN DEL MOSFET



$$C_{gs} = C_{gc} + C'_{gs}$$

$$C_{gc} = \frac{2}{3} W L C_{ox}$$

$$C'_{gs} = W x_{gs} C_{ox}$$

$$C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$$

$$C_{gd} = C'_{gd} = W x_{gd} C_{ox}$$

$$C_{sb} = C'_{sb} + C_{cb}$$

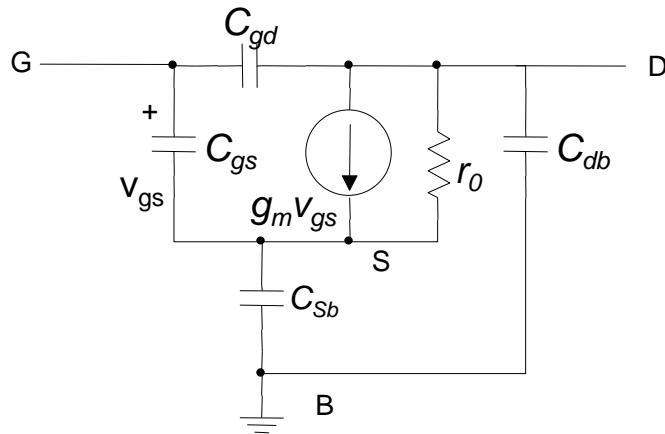
$$C'_{sb} = C_{sb0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{SB}}{V_{bi}}\right)^{1/2}}$$

$$C_{cb} = W L C_{dep}$$

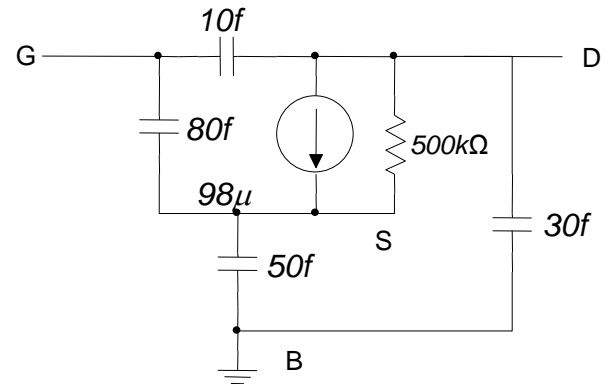
$$C_{dep} = \epsilon_{Si} / x_d(V_{SB})$$

$$C_{db} = C_{db0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{DB}}{V_{bi}}\right)^{1/2}}$$

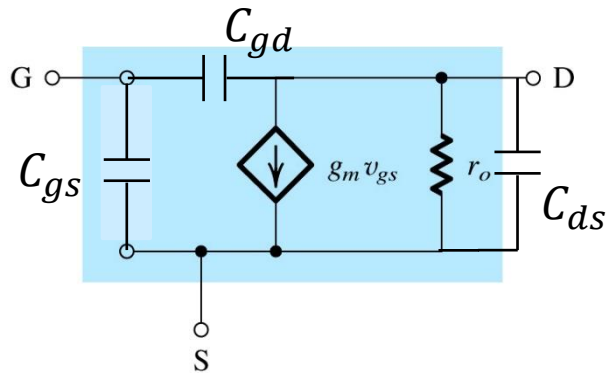
# MODELO HÍBRIDO PI DE ALTA FRECUENCIA DEL MOSFET



Valores para un MOS polarizado con  $I_d = 0.1 \text{ mA}$



Caso habitual sustrato a potencial de fuente:



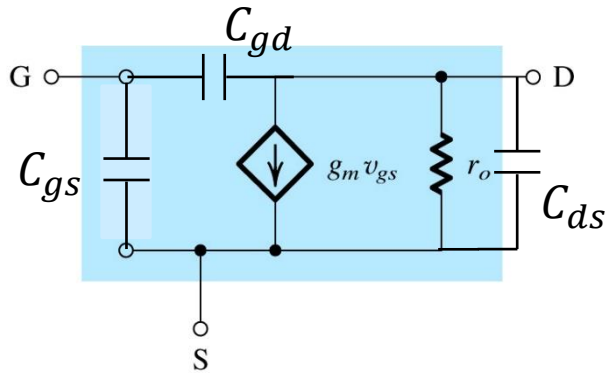
$$C_{gs} = C'_{gs} + C_{gc} = \left(\frac{2}{3}L + x_{gs}\right)WC_{ox}$$

$$C_{gd} = C'_{gd} = x_{gd}WC_{ox}$$

$$C_{ds} = C_{db0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{V_{bi}}\right)^{1/2}}$$

# MODELO HÍBRIDO PI DE ALTA FRECUENCIA DEL MOSFET

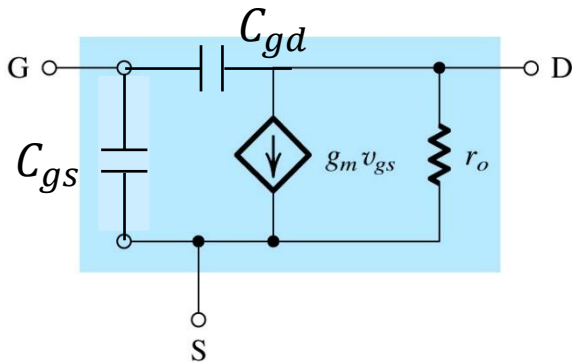
Caso habitual sustrato a potencial de fuente:



$$C_{gs} = C'_{gs} + C_{gc} = (2/3 L + x_{gs}) W C_{ox}$$

$$C_{gd} = C'_{gd} = x_{gd} W C_{ox}$$

$$C_{ds} = C_{db0} \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{V_{bi}}\right)^{1/2}}$$



Habitualmente  $C_{ds}$  queda enmascarada en la capacidad de carga (que puede ser otro MOS) o tiene un efecto despreciable frente a  $C_{gd}$  por lo que suele despreciarse

Modelo similar al del BJT pero sin  $r_{\pi}$

# Comportamiento Transitorio y Respuesta en Frecuencia de Amplificadores (Parte 3)

## Conceptos de Respuesta en Frecuencia

# OBJETIVOS

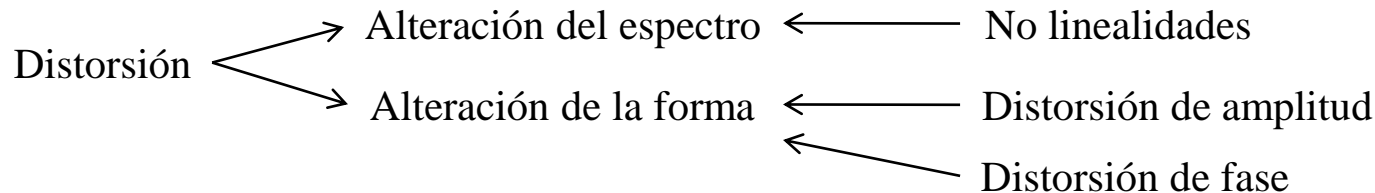
Los objetivos son:

- Interpretar el concepto de respuesta en frecuencia y comprender su efecto sobre los amplificadores.
- Clasificar y caracterizar a los amplificadores por su respuesta en frecuencia.
- Relacionar la respuesta en frecuencia con la respuesta temporal.



# DISTORSIÓN DE AMPLIFICADORES

Objetivo: amplificar señales sin perder información



Linealidad: conservación del espectro:  $v_{in_k} \rightarrow v_{out_k} \Rightarrow \sum v_{in_k} \rightarrow \sum v_{out_k}$

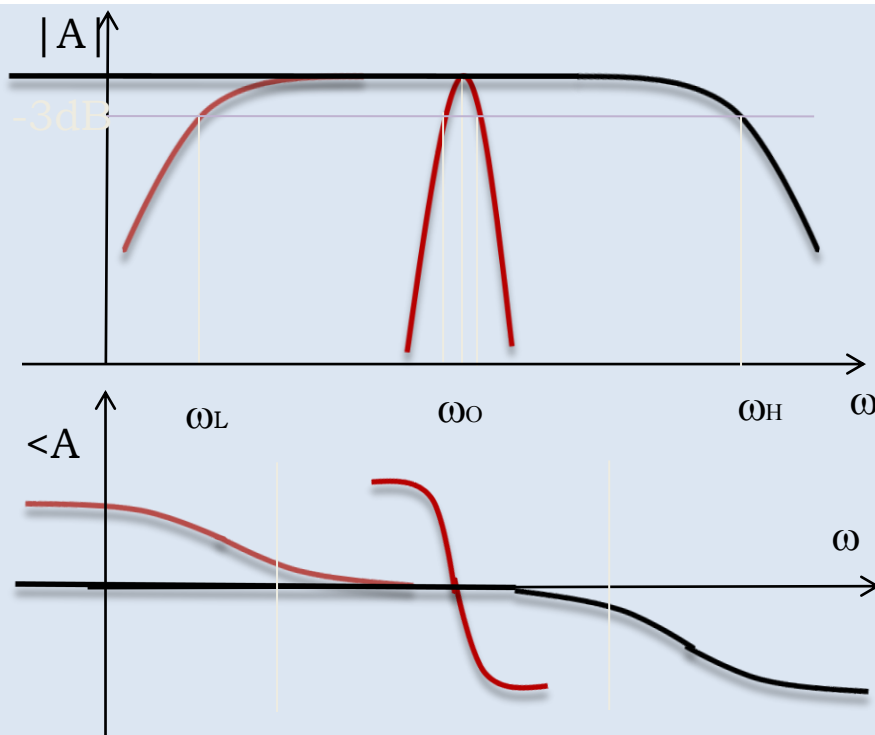
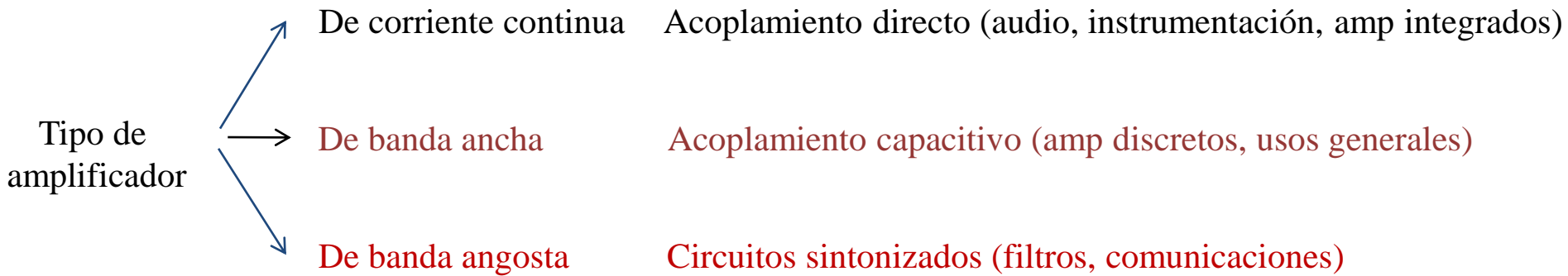
Fidelidad: conservación de la forma:  $v_{out}(t) = \pm a \cdot v_{in}(t - \tau)$

$$V_{out}(j\omega) = A(j\omega) \cdot V_{in}(j\omega) \quad \begin{cases} |A(j\omega)| = a \\ \angle A(j\omega) = \{0, \pi, \omega\tau\} \end{cases}, \forall \omega$$

Audio: oído insensible a distorsión de fase (pequeña)

Video: ojo sensible a distorsión de amplitud y fase

# CLASIFICACIÓN DE AMPLIFICADORES SEGÚN SU RESPUESTA EN FRECUENCIA



$\omega_H$ : frecuencia de corte (superior)

$\omega_L$ : frecuencia de corte inferior

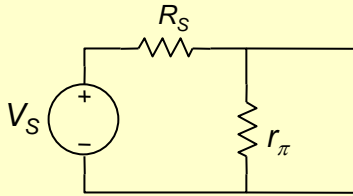
$\omega_0$ : frecuencia central  $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_L}$

BW: banda de paso  $BW = \omega_H - \omega_L$

La banda de paso sin distorsión de fase se reduce 1 década (de cada lado)!

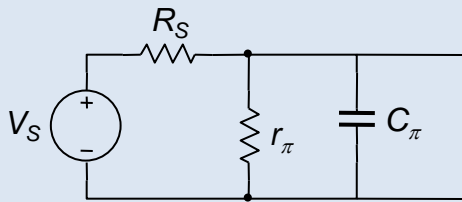
$$|A(\omega_{H,L})| = \frac{|A(\omega_0)|}{\sqrt{2}} \quad (= -3\text{dB})$$

## RESPUESTA EN BAJA Y ALTA FRECUENCIA



$$A_o \triangleq \frac{v_\pi}{v_S} = \frac{r_\pi}{R_S + r_\pi}$$

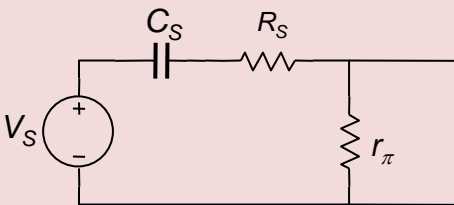
Ganancia sin capacidades externas



Ganancia con capacidad parásita  $C_\pi$

$$A_H(s) \triangleq \frac{v_\pi}{v_S} = \frac{Z_\pi}{R_S + Z_\pi} = A_o \frac{1}{1 + s/p_H}, \quad p_H = \frac{1}{C_\pi(r_\pi || R_S)}$$

R equivalente vista desde  $C_\pi$

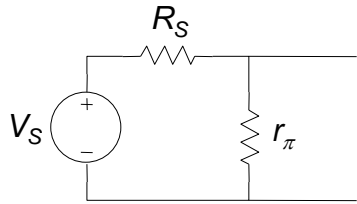


Ganancia con capacidad de acoplamiento  $C_S$

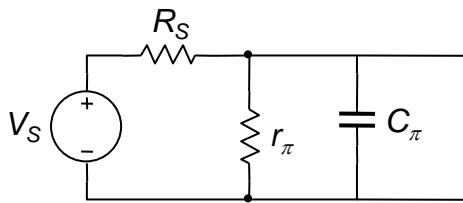
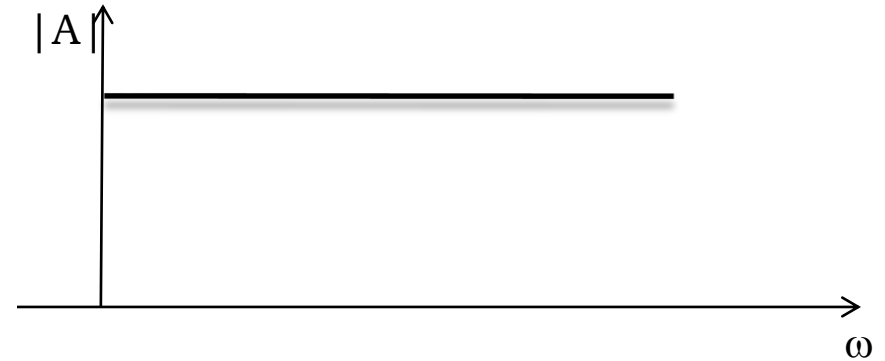
$$A_L(s) \triangleq \frac{v_\pi}{v_S} = \frac{r_\pi}{r_\pi + Z_S} = A_o \frac{s}{s + p_L}, \quad p_L = \frac{1}{C_S(r_\pi + R_S)}$$

R equivalente vista desde  $C_S$

## RESPUESTA EN BAJA Y ALTA FRECUENCIA

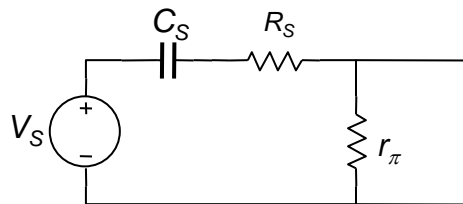
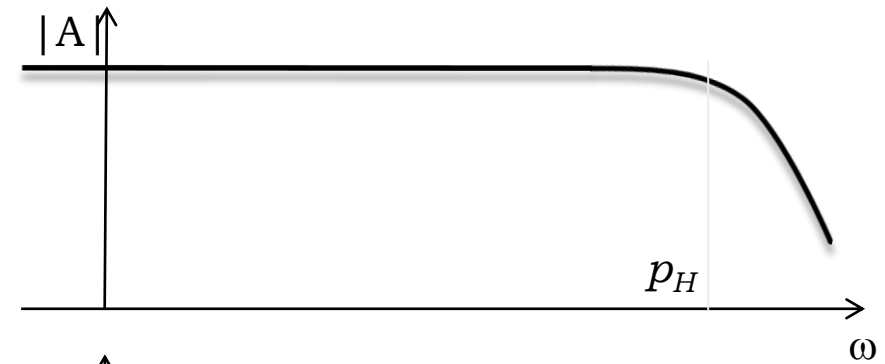


$$A_o \triangleq \frac{v_{\pi}}{v_s} = \frac{r_{\pi}}{R_S + r_{\pi}}$$



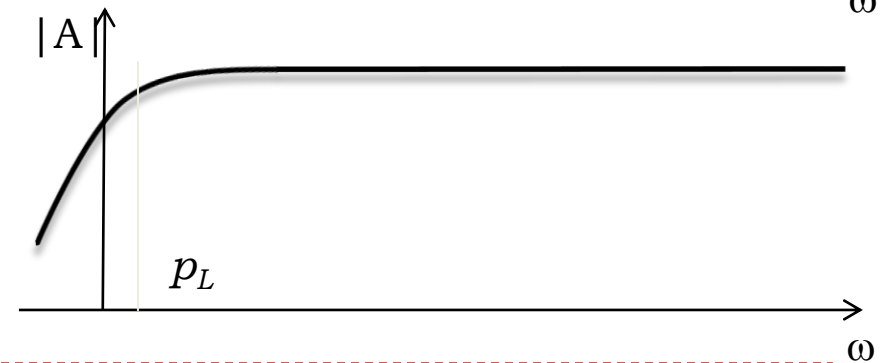
$$A_H(s) = A_o \frac{1}{1 + s/p_H},$$

$$p_H = \frac{1}{C_{\pi}(r_{\pi} || R_S)}$$



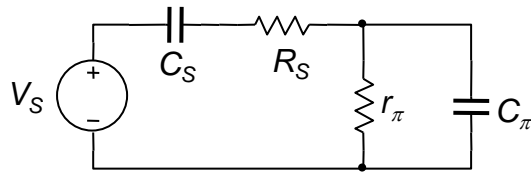
$$A_L(s) = A_o \frac{s}{s + p_L},$$

$$p_L = \frac{1}{C_S(r_{\pi} + R_S)}$$



## RESPUESTA DE AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA

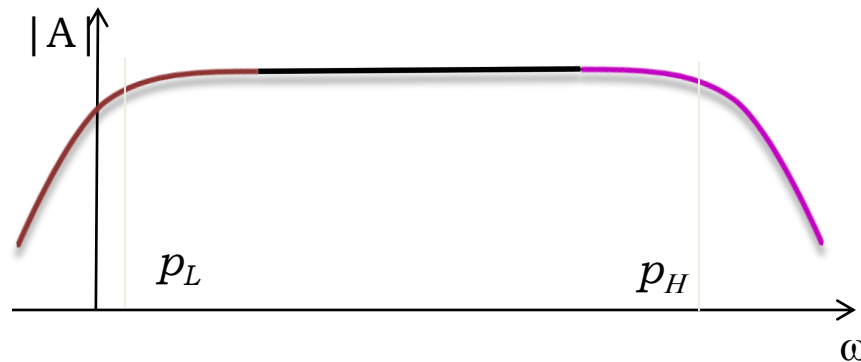
Ganancia con capacidades parásita y de acoplamiento



$$A(s) \triangleq \frac{v_\pi}{v_S} = \frac{Z_\pi}{Z_\pi + Z_S}$$

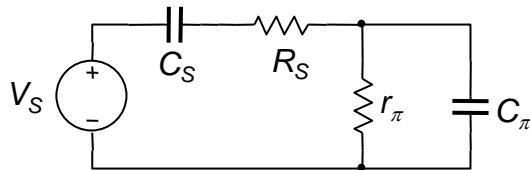
Banda ancha

$$A(s) \approx A_o \frac{s}{s + p_L} \frac{1}{1 + s/p_H}, \quad \text{si } p_L \ll p_H$$



En amplificadores de banda ancha, las respuestas de baja y alta frecuencia se estudian x separado

## RESPUESTA DE AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA



$$A(s) \approx A_o \frac{s}{s + p_L} \frac{1}{1 + s/p_H}, \quad \text{si } p_L \ll p_H$$

Amplificadores más complejos tendrán:

$$A(s) = A_o \cdot \frac{\frac{ml}{\pi} (s + z_{Li})}{\frac{nl}{\pi} (s + p_{Li})} \cdot \frac{\frac{mh}{\pi} (1 + s/z_{Hi})}{\frac{nh}{\pi} (1 + s/p_{Hi})}$$

Respuesta de baja frecuencia  
 $\rightarrow 1$  cuando  $s \rightarrow \infty$

Respuesta de alta frecuencia  
 $\rightarrow 1$  cuando  $s \rightarrow 0$

$A_o$ : ganancia a frecuencia central  
 $s = -p_{Li}$ : polos de baja frecuencia  
 $s = -z_{Li}$ : ceros de baja frecuencia  
 $s = -p_{Hi}$ : polos de alta frecuencia  
 $s = -z_{Hi}$ : ceros de alta frecuencia

$$ml = nl$$

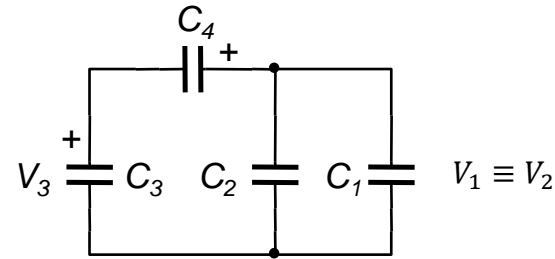
$$nh > mh$$

$nh - mh$ : la cantidad de ceros en infinito

## CANTIDAD DE POLOS DE UN AMPLIFICADOR

En un amplificador, el número de polos es igual al número de capacitores independientes, entendiéndose por tales a aquellos capacitores a los que se les puede imponer una tensión independientemente de las tensiones de los otros capacitores. (A dos capacitores en paralelo no se les puede imponer tensiones diferentes).

Por ejemplo en el siguiente circuito podemos imponer una tensión  $V_1$  a  $C_1$ , pero  $C_2$  tendrá la misma. Simultáneamente podemos imponer una tensión  $V_3$  a  $C_3$ , pero  $V_4$  no será independiente, sino que  $V_4 = V_1 - V_3$



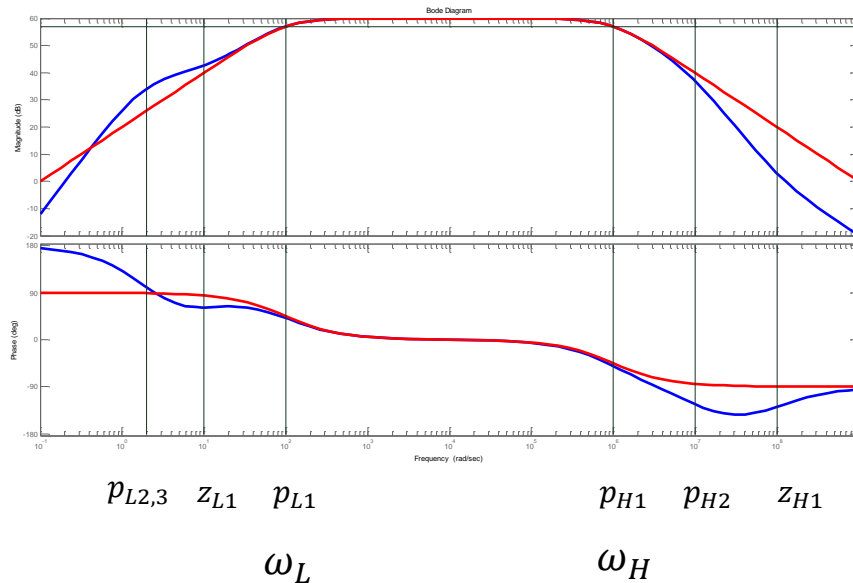
$$V_1 = V_3 + V_4 \quad \rightarrow \quad V_4 = V_1 - V_3$$

por lo tanto en este circuito, sólo hay dos capacitores independientes.

# APROXIMACIÓN DE POLOS DOMINANTES

$$A(s) = A_o \cdot \frac{\pi^{ml} (s + z_{Li})}{\pi^{nl} (s + p_{Li})} \cdot \frac{\pi^{mh} (1 + s/z_{Hi})}{\pi^{nh} (1 + s/p_{Hi})}$$

$$\approx A_o \cdot \frac{s}{s + p_{L1}} \cdot \frac{1}{1 + s/p_{H1}} = A_{PD}(s)$$



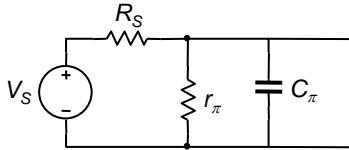
$$\omega_H \simeq \min\{p_{Hi}\} = p_{H1}$$

$$\omega_L \simeq \max\{p_{Li}\} = p_{L1}$$

Nos concentraremos en la respuesta de alta frecuencia que es lo más importante en amplificadores integrados

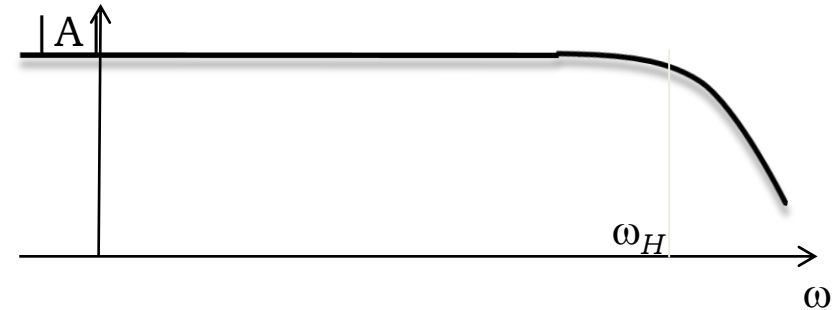


# RESPUESTA EN FRECUENCIA Vs. RESPUESTA TEMPORAL



$$A_H(s) = A_o \frac{1}{1 + s/\omega_H},$$

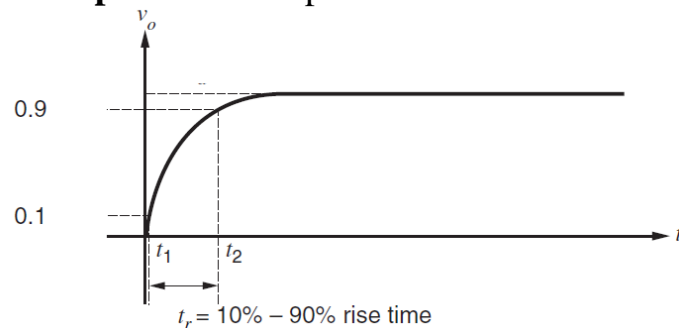
$$\omega_H = \frac{1}{C_\pi(r_\pi || R_S)}$$



Si aplicamos un escalón de tensión de amplitud 1:  $v_o(s) = \frac{1}{s} A_o \frac{1}{1 + s/\omega_H}$   $v_o(t) = A_o(1 - e^{-\omega_H t})$

**Tiempo de subida** : el tiempo necesario para que la salida vaya del 10% al 90% del valor final.

**Tiempo de subida** para un sistema de un solo polo:



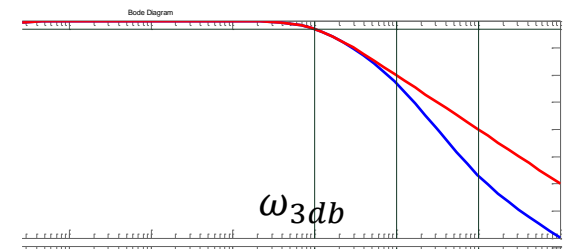
$$0,9 = 1 - e^{-\omega_H t_2}$$

$$0,1 = 1 - e^{-\omega_H t_1}$$

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_H} \ln 9 = \frac{2,2}{\omega_H} = \frac{0,35}{f_H}$$

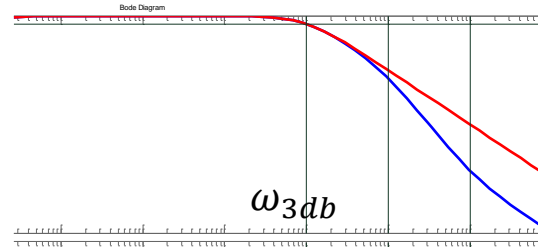
**Tiempo de subida** para un sistema de mayor orden:

$$t_r \cong \frac{2,2}{\omega_{3db}} = \frac{0,35}{f_{3db}}$$



## RESPUESTA EN FRECUENCIA Vs. RESPUESTA TEMPORAL

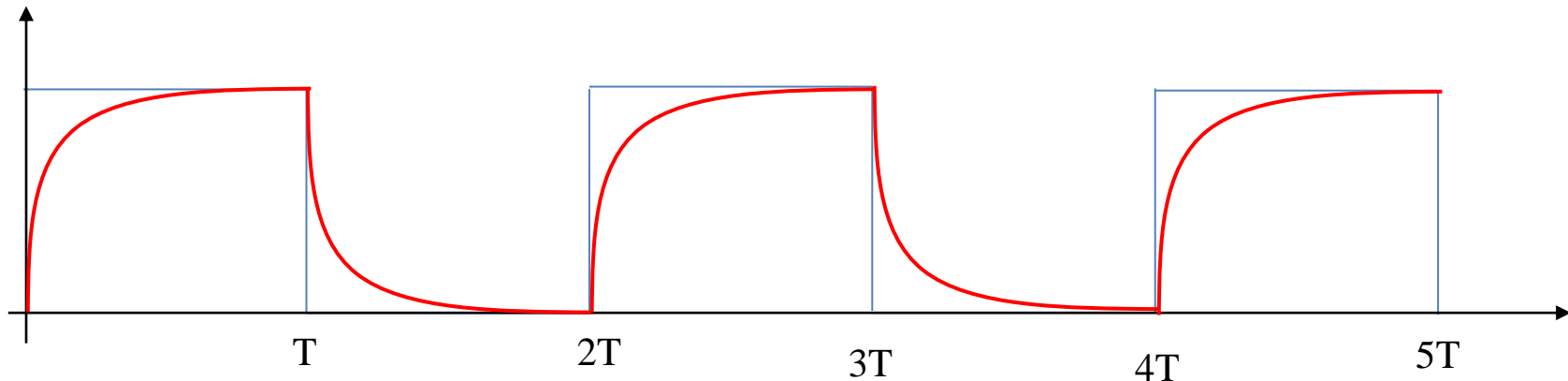
$$A_H(s) \cong \frac{1}{1 + s/\omega_{3db}},$$



$$t_r \cong \frac{2,2}{\omega_{3db}} = \frac{0,35}{f_{3db}}$$

Si aplicamos un tren de pulsos de duración  $T$  :

$$v_0(t) = (1 - e^{-\omega_{3db}t})$$

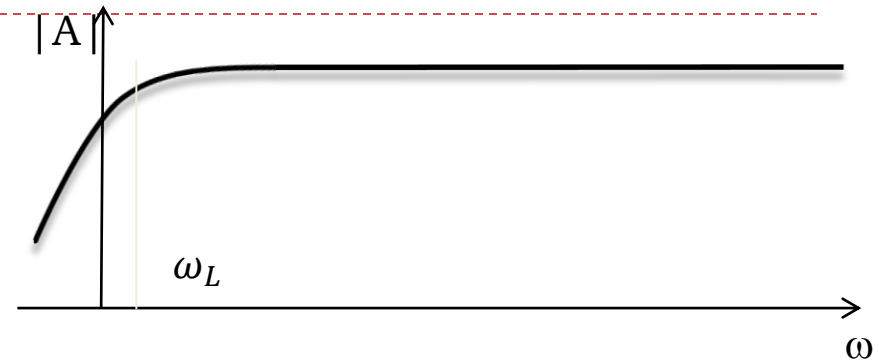
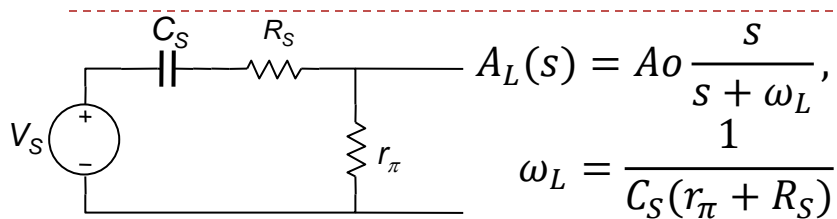


Si  $T \gg 1/\omega_{3db}$  : el pulso se replicará a la salida con muy poca deformación

Si  $T = 1/\omega_{3db}$  : durante aprox 65% de  $T$ , la salida estará próxima a 1.

Si  $T \ll 1/\omega_{3db}$  : la salida estará muy por debajo del valor final durante todo el pulso.

## RESPUESTA EN FRECUENCIA Vs. RESPUESTA TEMPORAL



Si aplicamos un escalón de tensión de amplitud 1:

$$v_0(s) = \frac{1}{s} A_o \frac{s}{1 + s/\omega_L}$$

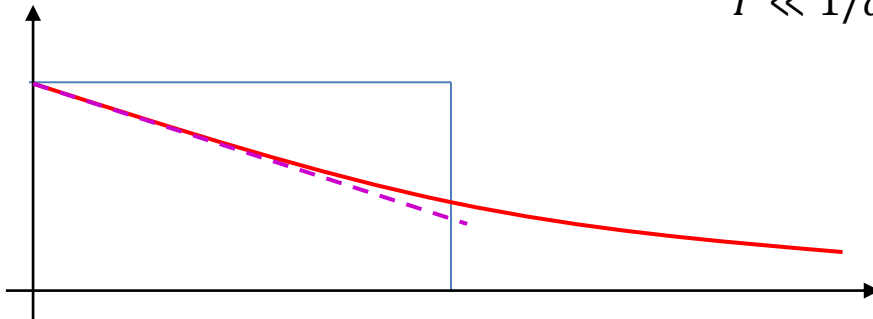
$$v_0(t) = A_o e^{-\omega_L t} \cong A_o(1 - \omega_L t) \text{ si } \omega_L t \ll 1$$

**Inclinación:** porcentaje de caída al final del pulso de salida.

$$T \ll 1/\omega_L$$

$$v_0(T) \cong v_0(0) (1 - \omega_L T)$$

$$p(\%) = 100 \times \frac{v_0(0) - v_0(T)}{v_0(0)} \cong 100 \times \omega_L T$$



**Los amplificadores de banda ancha tienen tiempo de subida e inclinación apreciables en dos escalas de tiempo totalmente distintas.**