

05_modelos_pequena_senal

June 19, 2026

1 Tema 8 - Modelos de Pequeña Señal

Fundamentos de Electrónica - 2º GIERM

1.1 Objetivos de aprendizaje

- Comprender por qué se necesitan modelos de pequeña señal y cómo se obtienen por linealización
- Dominar la notación de señales (total, DC, AC) y su convención de mayúsculas/minúsculas
- Obtener y aplicar el modelo de pequeña señal del **diodo**
- Obtener y aplicar los modelos de pequeña señal del **BJT** (parámetros H y)
- Obtener y aplicar el modelo de pequeña señal del **MOSFET**
- Resolver circuitos mixtos DC+AC mediante superposición (separar problema DC y AC)

Configuración lista.

1.2 1. Introducción: ¿Por qué modelos de pequeña señal?

Los modelos de **gran señal** (exponencial del diodo, cuadrática del MOSFET) describen el comportamiento completo del dispositivo, pero presentan un problema fundamental: **son ecuaciones no lineales**.

Cuando un circuito tiene simultáneamente señales **DC** (polarización) y **AC** (señal útil), resolver las ecuaciones no lineales de forma analítica es extremadamente difícil o imposible.

La solución: si la señal AC es **pequeña** comparada con la DC, podemos **linealizar** el modelo alrededor del punto de operación. Esto convierte el dispositivo no lineal en un circuito de **resistencias y fuentes controladas**, que se resuelve con las herramientas lineales de siempre (KVL, KCL, superposición, Thévenin...).

Analogía: Es como aproximar una curva por su recta tangente. Si te mueves poco alrededor del punto de tangencia, la recta es una excelente aproximación.

1.3 2. Componentes de una señal: DC + AC

Cualquier señal en un circuito electrónico se puede descomponer en:

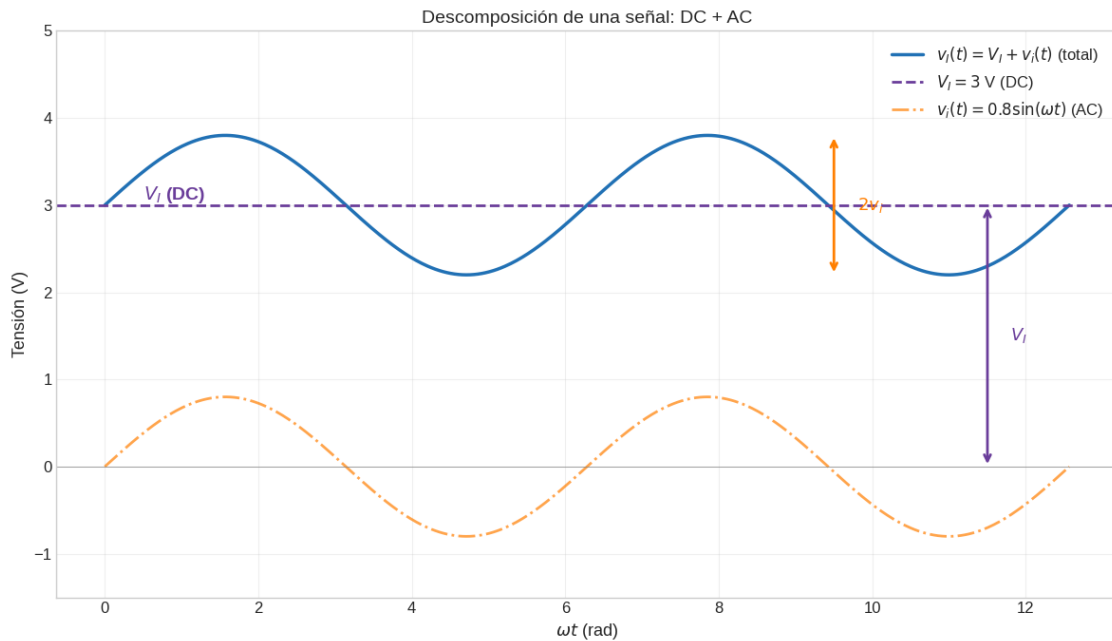
$$v_I(t) = V_I + v_i(t)$$

donde: - $v_I(t)$: valor instantáneo **total** de la señal - V_I : componente **DC** (punto de operación, constante) - $v_i(t)$: componente **AC** (pequeña señal, variable en el tiempo)

1.3.1 Convención de notación (MUY IMPORTANTE)

Notación	Significado	Ejemplo
v_I, i_I (variable minúscula, subíndice MAYÚSCULA)	Valor instantáneo total	$v_I(t) = 1 + 0.05 \sin(\omega t)$ V
V_I, I_I (variable MAYÚSCULA, subíndice MAYÚSCULA)	Valor DC (polarización)	$V_I = 1$ V
v_i, i_i (variable minúscula, subíndice minúscula)	Componente AC (pequeña señal)	$v_i(t) = 0.05 \sin(\omega t)$ V

Truco para el examen: Fíjate siempre en las mayúsculas/minúsculas. Un error de notación puede llevar a confundir la señal total con solo la componente AC.



1.4 3. Modelos incrementales

1.4.1 Del modelo de gran señal al modelo incremental

- **Modelo de gran señal:** da la relación $i = f(v)$ para **cualquier** punto de la curva característica.

- **Modelo incremental:** da la relación entre **cambios** $\Delta i = f(\Delta v)$ alrededor de un punto de operación Q .

La idea clave es que el modelo incremental **depende del punto de operación** Q . Un mismo dispositivo tiene distintos modelos incrementales según dónde esté polarizado.

Gráficamente: el modelo incremental es la **recta tangente** a la curva característica en el punto Q .

$$\Delta i \approx \left. \frac{di}{dv} \right|_Q \cdot \Delta v = g_Q \cdot \Delta v$$

donde g_Q es la **conductancia incremental** (pendiente de la tangente en Q).

1.5 4. Del modelo incremental al modelo de pequeña señal

El modelo de **pequeña señal** es el modelo incremental cuando la amplitud de la señal AC es **suficientemente pequeña** para que la curva se aproxime bien por su tangente.

¿Cuándo es “suficientemente pequeña”? Cuando: - La señal AC es mucho menor que los valores DC: $v_i \ll V_I$ - En la práctica: $v_i < \phi_T \approx 26$ mV para el diodo/BJT

Consecuencia fundamental: el modelo de pequeña señal es **LINEAL**. Esto permite usar: - **Superposición** (separar DC y AC) - **KVL y KCL** directamente - **Thévenin y Norton** - **Análisis de mallas y nodos**

Resumen: Gran señal (no lineal) $\rightarrow$ Incremental (tangente en Q) $\rightarrow$ Pequeña señal (lineal si la AC es pequeña)

1.6 5. Modelo de pequeña señal del DIODO

1.6.1 Modelo de gran señal

$$i_D = I_0 (e^{v_D/\phi_T} - 1)$$

1.6.2 Derivación del modelo de pequeña señal

La conductancia incremental se obtiene derivando:

$$g_d = \left. \frac{dI_D}{dv_D} \right|_Q = \frac{I_0}{\phi_T} \cdot e^{V_D/\phi_T} \approx \frac{I_D}{\phi_T}$$

La **resistencia de pequeña señal** del diodo es:

$$r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{\phi_T}{I_D}$$

donde $\phi_T \approx 26$ mV a temperatura ambiente.

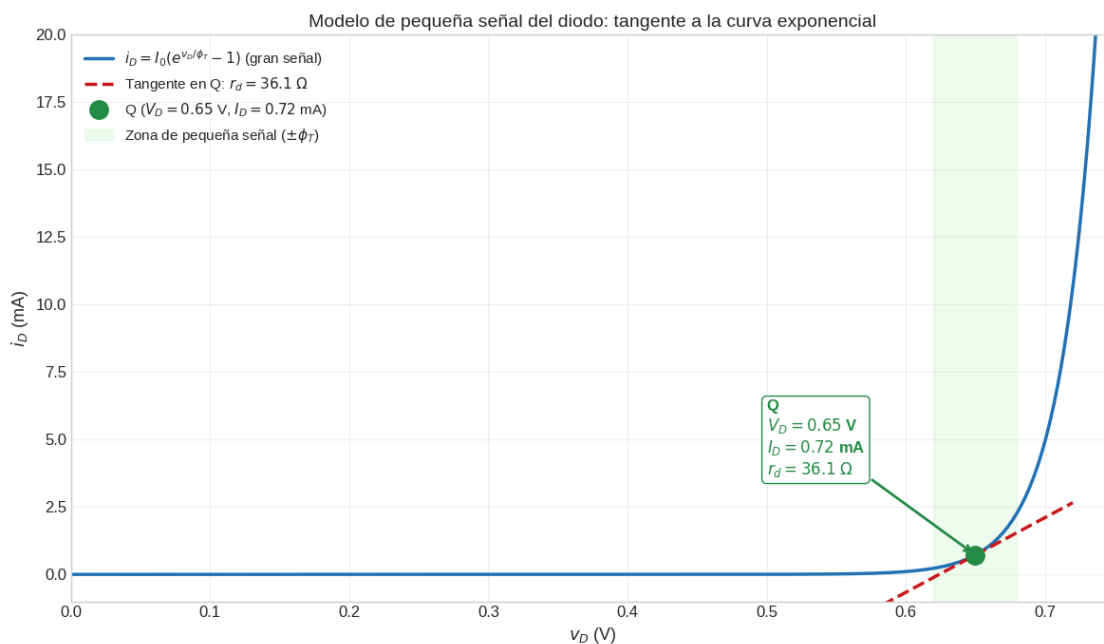
1.6.3 Modelo equivalente

El diodo en pequeña señal se comporta como una **simple resistencia** r_d :

$$i_d = g_d \cdot v_d = \frac{v_d}{r_d}$$

1.6.4 Modelo completo con capacitancias

Para altas frecuencias, se añaden dos capacitancias en paralelo con r_d : - C_{dif} : capacitancia de **difusión** (proporcional a I_D , dominante en directa) - C_{tran} : capacitancia de **transición** (depende de V_D , dominante en inversa)



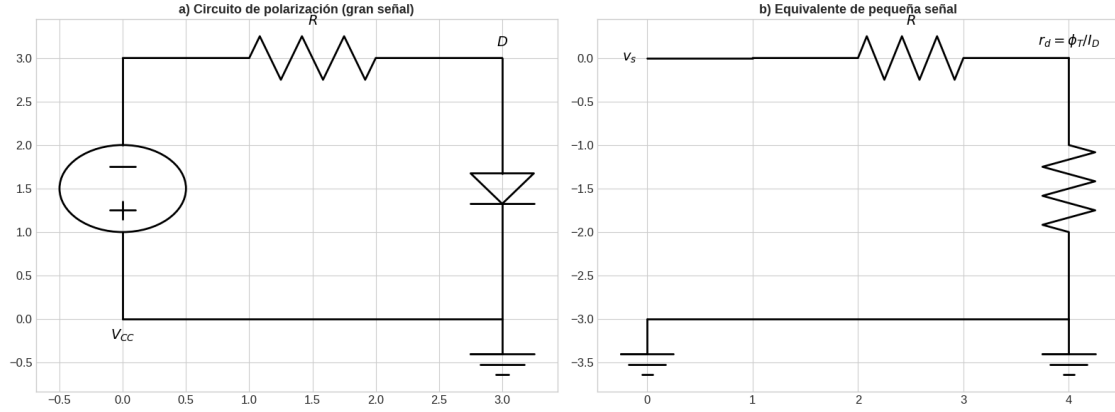
Ejercicio resuelto: Resistencia de pequeña señal del diodo Datos: $I_D = 1$ mA, $\phi_T = 26$ mV

Paso 1: Aplicar la fórmula de r_d :

$$r_d = \frac{\phi_T}{I_D} = \frac{26 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = 26 \Omega$$

Resultado: $r_d = 26 \Omega$

Regla rápida: A $I_D = 1$ mA, $r_d = 26 \Omega$. Si I_D se duplica, r_d se reduce a la mitad. Si $I_D = 0.1$ mA, $r_d = 260 \Omega$.



1.7 6. Modelo de pequeña señal del BJT

El BJT es un dispositivo con **dos puertos** (entrada: base-emisor, salida: colector-emisor) y **dos variables independientes** (i_B y v_{CE}). Por tanto, necesitamos **dos ecuaciones** para describirlo.

1.7.1 Gran señal

$$v_{BE} = v_{BE}(v_{CE}, i_B) \quad i_C = i_C(v_{CE}, i_B)$$

1.7.2 Pequeña señal (linealización)

Al linealizar funciones de dos variables, obtenemos un **plano tangente** (no una recta):

$$v_{be} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_Q \cdot i_b + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_Q \cdot v_{ce}$$

$$i_c = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_Q \cdot i_b + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_Q \cdot v_{ce}$$

1.7.3 6.1 Modelo de parámetros H (*Hybrid*)

Definiendo los **parámetros híbridos**:

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce}$$

Parámetro	Definición	Expresión	Valor típico
h_{ie}	$\left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right\ _Q$	$\beta \cdot \frac{\phi_T}{I_C}$	1 - 3 k Ω
h_{re}	$\left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right\ _Q$	$\frac{\phi_T}{V_A}$	$\sim 10^{-4}$ (se desprecia)
h_{fe}	$\left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right\ _Q$	β	100 - 300
h_{oe}	$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right\ _Q$	$\frac{I_C}{V_A}$	$\sim (80 \text{ k}\Omega)^{-1}$ (se desprecia)

Nota: V_A es la tensión de *Early*. Cuanto mayor es V_A , más ideal es el transistor ($h_{re} \rightarrow 0$, $h_{oe} \rightarrow 0$).

1.7.4 6.2 Modelo de parámetros

El modelo describe el BJT como un circuito con resistencias y una fuente de corriente controlada:

Elemento	Símbolo	Relación con H
Resistencia base-emisor	r_{be}	$r_{be} = h_{ie}$
Transconductancia	g_m	$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{I_C}{\phi_T}$
Resistencia colector-emisor	r_{ce}	$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{\phi_T}{I_C}$
Resistencia base-colector	r_{bc}	Se desprecia habitualmente

Ecuaciones del modelo :

$$\boxed{g_m = \frac{I_C}{\phi_T}} \quad \boxed{r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta \cdot \phi_T}{I_C}}$$

Relaciones entre modelos:

$$h_{ie} = r_{be} \quad h_{fe} = g_m \cdot r_{be} \quad h_{oe}^{-1} = r_{ce}$$

1.7.5 6.3 Modelos simplificados (despreciando h_{re} y h_{oe})

En la mayoría de ejercicios se desprecian h_{re} y h_{oe} porque son muy pequeños:

Modelo H simplificado:

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b \quad i_c = h_{fe} \cdot i_b = \beta \cdot i_b$$

Modelo simplificado:

$$i_c = g_m \cdot v_{be} \quad \text{con } r_{be} \text{ en la entrada}$$

¿Cuándo usar el modelo completo? Solo cuando el enunciado lo pida explícitamente o cuando se necesite calcular la resistencia de salida del circuito (donde r_{ce} importa).

Ejercicio resuelto: Parámetros de pequeña señal del BJT Datos: $\beta = 100$, $I_C = 2 \text{ mA}$, $V_A = 100 \text{ V}$, $\phi_T = 26 \text{ mV}$

Paso 1: Calcular la transconductancia g_m :

$$g_m = \frac{I_C}{\phi_T} = \frac{2 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 76.92 \text{ mA/V}$$

Paso 2: Calcular los parámetros H:

$$h_{ie} = \frac{\beta \cdot \phi_T}{I_C} = \frac{100 \times 26 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 1300 \Omega = 1.3 \text{ k}\Omega$$

$$h_{fe} = \beta = 100$$

$$h_{re} = \frac{\phi_T}{V_A} = \frac{26 \text{ mV}}{100 \text{ V}} = 2.6 \times 10^{-4} \approx 0$$

$$h_{oe} = \frac{I_C}{V_A} = \frac{2 \text{ mA}}{100 \text{ V}} = 20 \mu\text{S} \quad \left(\frac{1}{h_{oe}} = 50 \text{ k}\Omega \right)$$

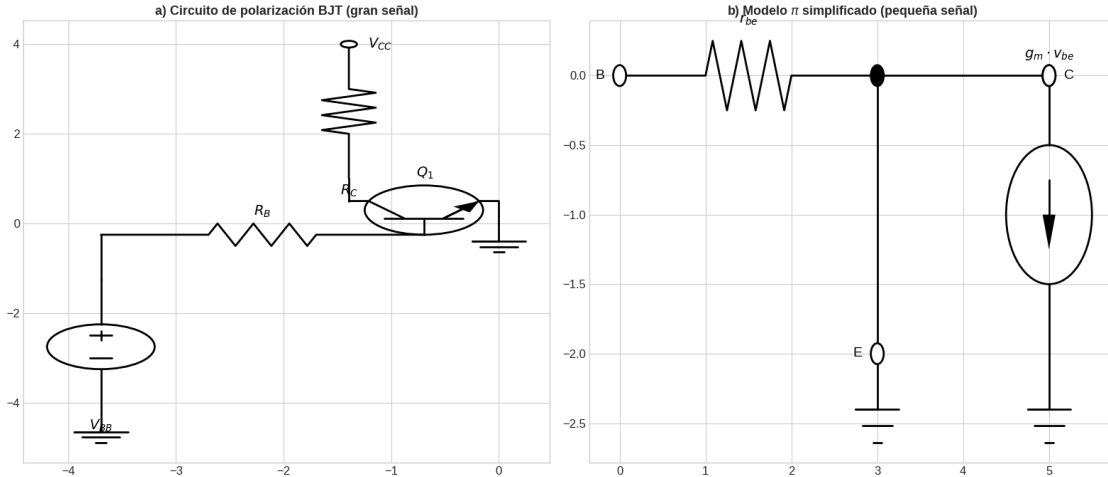
Paso 3: Calcular los parámetros :

$$r_{be} = h_{ie} = 1.3 \text{ k}\Omega$$

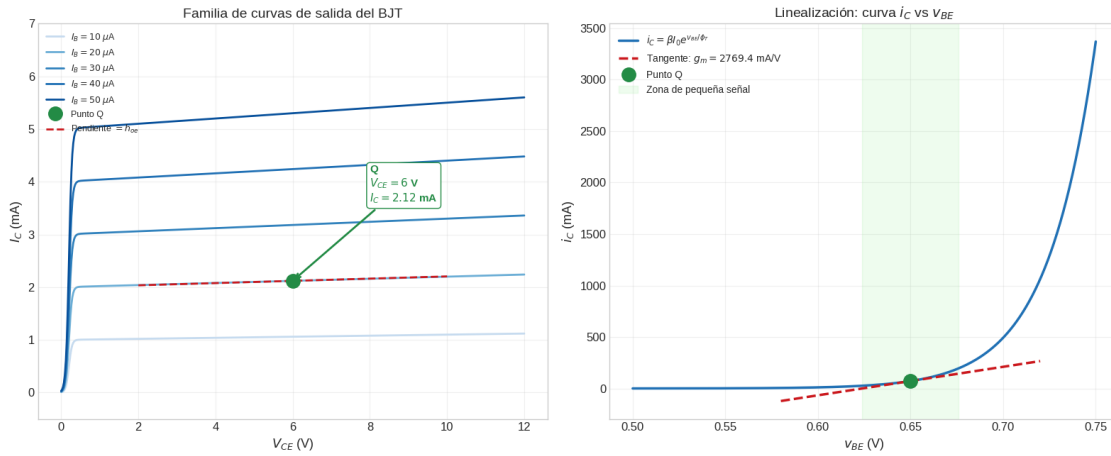
$$g_m = 76.92 \text{ mA/V}$$

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{2 \times 10^{-3}} = 50 \text{ k}\Omega$$

Verificación: $h_{fe} = g_m \cdot r_{be} = 76.92 \times 10^{-3} \times 1300 = 100 = \beta \checkmark$



Modelo de pequeña señal del BJT: linealización de las características



1.8 7. Modelo de pequeña señal del MOSFET

1.8.1 Modelo de gran señal (saturación)

$$i_D = \frac{K_n}{2} (v_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda \cdot v_{DS})$$

donde V_T puede depender de V_{SB} (efecto *body*).

1.8.2 Pequeña señal: TRES variables independientes

A diferencia del BJT, el MOSFET tiene **tres** variables independientes (v_{GS} , v_{DS} , v_{BS}), lo que da lugar a **tres términos** en la ecuación de pequeña señal:

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + g_{mb} \cdot v_{bs} + g_o \cdot v_{ds}$$

1.8.3 Parámetros de pequeña señal

Parámetro	Definición	Expresión	Significado
g_m	$\left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right _M$	$\frac{\sqrt{2K_n I_D}}{2I_D} = \frac{1}{V_{GS} - V_T}$	Transconductancia
g_o	$\left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right _M$	$\lambda \cdot I_D$	Conductancia de salida
g_{mb}	$\left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right _M$	$\frac{\gamma \cdot g_m}{2\sqrt{\phi_{H0} + V_{SB}}}$	Transconductancia del <i>body</i>
r_o	$1/g_o$	$\frac{1}{\lambda \cdot I_D}$	Resistencia de salida

1.8.4 Diferencias clave con el BJT

- **No hay corriente de puerta:** $i_g = 0$ (impedancia de entrada infinita)
- **No hay corriente de *body*:** $i_b = 0$
- La transconductancia g_m del MOSFET es generalmente **menor** que la del BJT para la misma corriente

1.8.5 Modelo simplificado ($V_{BS} = 0$)

Cuando el sustrato está conectado al surtidor ($V_{BS} = 0$):

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + g_o \cdot v_{ds}$$

Solo quedan la fuente controlada $g_m \cdot v_{gs}$ y la resistencia r_o en paralelo.

1.8.6 Modelo con capacitancias (altas frecuencias)

El modelo completo incluye: C_{gs} , C_{gd} , C_{gb} , C_{bs} , C_{bd} .

Ejercicio resuelto: Parámetros de pequeña señal del MOSFET Datos: $K_n = 4 \text{ mA/V}^2$, $I_D = 2 \text{ mA}$, $V_{GS} = 3 \text{ V}$, $V_T = 1 \text{ V}$, $\lambda = 0.02 \text{ V}^{-1}$

Paso 1: Verificar saturación:

$$V_{GS} - V_T = 3 - 1 = 2 \text{ V}$$

Necesitamos $V_{DS} > V_{GS} - V_T = 2 \text{ V}$ para saturación (se asume que sí).

Paso 2: Calcular g_m (dos formas equivalentes):

$$g_m = \sqrt{2K_n I_D} = \sqrt{2 \times 4 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^{-3}} = \sqrt{16 \times 10^{-6}} = 4 \text{ mA/V}$$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} = \frac{2 \times 2 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 2 \text{ mA/V}$$

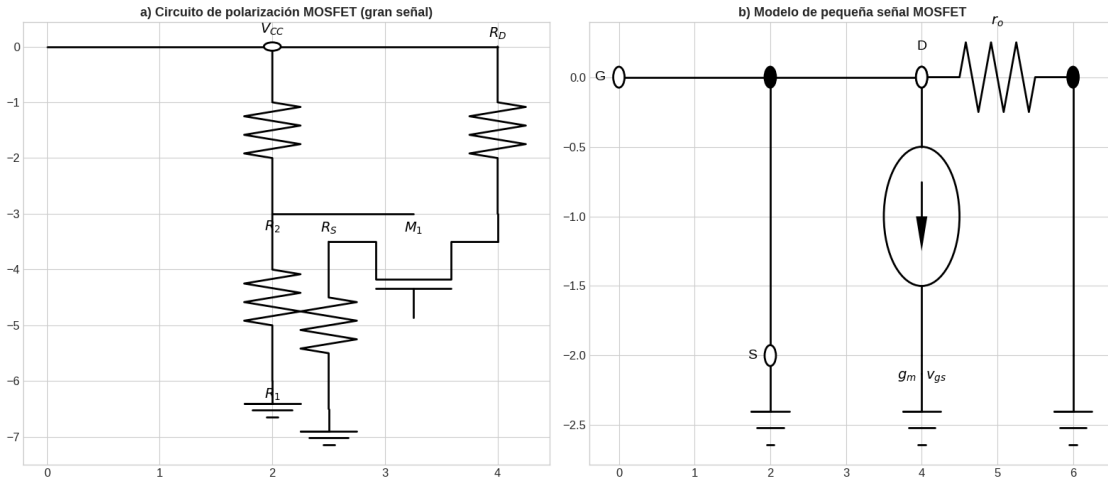
Nota: Ambas fórmulas dan el mismo resultado **solo** cuando $I_D = (K_n/2)(V_{GS} - V_T)^2$ se cumple exactamente. Aquí: $(K_n/2)(V_{GS} - V_T)^2 = (4/2)(2)^2 = 8 \text{ mA} \neq 2 \text{ mA}$, lo que indica que I_D está fijado por el circuito. En ese caso, usamos $g_m = \sqrt{2K_n I_D} = 4 \text{ mA/V}$.

Paso 3: Calcular g_o y r_o :

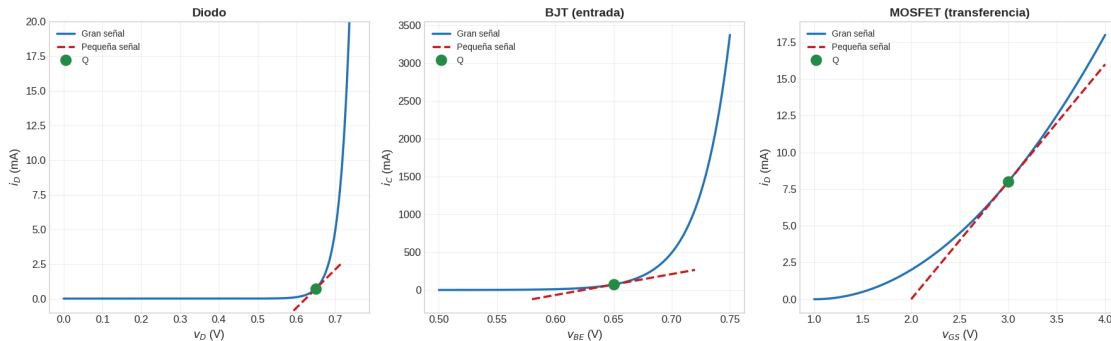
$$g_o = \lambda \cdot I_D = 0.02 \times 2 \text{ mA} = 40 \mu\text{S}$$

$$r_o = \frac{1}{g_o} = \frac{1}{0.02 \times 2 \times 10^{-3}} = 25 \text{ k}\Omega$$

Resumen: $g_m = 4 \text{ mA/V}$, $g_o = 40 \mu\text{S}$, $r_o = 25 \text{ k}\Omega$



Comparación: modelo de gran señal vs pequeña señal (tangente en Q)



1.9 8. Metodología general: superposición DC + AC

1.9.1 El problema completo

Un circuito real tiene fuentes DC (alimentación) y fuentes AC (señal). Resolver todo junto es difícil porque los dispositivos son no lineales.

Solución: descomponer en DOS problemas independientes:

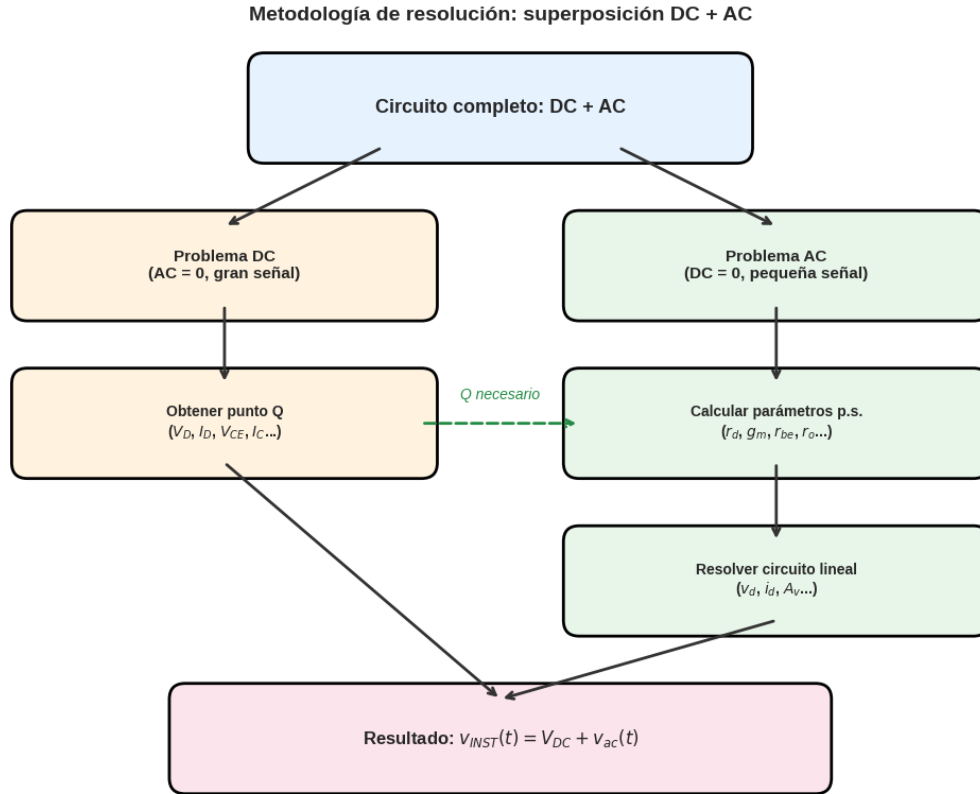
Paso	Problema	Fuentes	Modelo	Incógnitas
1	DC	AC = 0	Gran señal	V_D, I_D (punto Q)
2	AC	DC = 0	Pequeña señal	v_d, i_d
3	Combinar	—	—	$v_{INST} = V_{DC} + v_{ac}$

1.9.2 Reglas para el circuito AC (pequeña señal)

Al “apagar” las fuentes DC para el análisis AC:

Elemento	En el circuito AC se convierte en...	Justificación
Fuente de tensión DC	Cortocircuito (0 V)	No varía $\rightarrow v_{ac} = 0$
Fuente de corriente DC	Circuito abierto (0 A)	No varía $\rightarrow i_{ac} = 0$
Condensador	Cortocircuito	$Z_C = 1/(j\omega C) \approx 0$ a frecuencias de señal
Bobina	Circuito abierto	$Z_L = j\omega L \approx \infty$ a frecuencias de señal
Resistencia	Se mantiene	Elemento lineal

Error frecuente: Olvidar que V_{CC} se convierte en cortocircuito a masa en el circuito AC. Esto conecta el colector con masa a través de R_C .



1.10 9. Catálogo completo de ejercicios: todos los patrones

Esta sección clasifica todos los tipos de problemas que pueden aparecer en exámenes sobre modelos de pequeña señal.

#	Tipo	Dispositivo	Ecuación clave	Dificultad
1	Calcular r_d del diodo	Diodo	$r_d = \phi_T / I_D$	Baja
2	Calcular parámetros H del BJT	BJT	$h_{ie} = \beta \phi_T / I_C$	Media
3	Calcular parámetros del BJT	BJT	$g_m = I_C / \phi_T$	Media

#	Tipo	Dispositivo	Ecuación clave	Dificultad
4	Convertir entre modelos H y	BJT	$h_{fe} = g_m \cdot r_{be}$	Media
5	Calcular g_m y r_o del MOSFET	MOSFET	$g_m = \sqrt{2K_n I_D}$	Media
6	Dibujar circuito equivalente AC	Cualquiera	Reglas de sustitución	Media-Alta
7	Análisis completo DC + AC	Cualquiera	Superposición	Alta
8	Comparar modelo simplificado vs completo	BJT	h_{re}, h_{oe}	Media

1.10.1 9.1 Tipo 1: Calcular r_d del diodo desde el punto de operación

$$r_d = \frac{\phi_T}{I_D}$$

Cuándo se usa: siempre que se necesite el modelo de pequeña señal del diodo.

Cómo afecta I_D : - Si I_D **aumenta** $\rightarrow r_d$ disminuye $\rightarrow$ el diodo se comporta como una resistencia más pequeña - Si I_D **disminuye** $\rightarrow r_d$ aumenta $\rightarrow$ el diodo “opone más resistencia” a la señal AC

Ejercicio resuelto: Tipo 1 Datos: Diodo polarizado con $I_D = 0.5 \text{ mA}$, $\phi_T = 26 \text{ mV}$

Paso 1: Aplicar directamente la fórmula:

$$r_d = \frac{\phi_T}{I_D} = \frac{26 \text{ mV}}{0.5 \text{ mA}} = 52 \Omega$$

Resultado: $r_d = 52 \Omega$



1.10.2 9.2 Tipo 2: Calcular parámetros H del BJT desde el punto Q

$$\boxed{h_{ie} = \frac{\beta \cdot \phi_T}{I_C}} \quad \boxed{h_{fe} = \beta} \quad h_{re} = \frac{\phi_T}{V_A} \quad h_{oe} = \frac{I_C}{V_A}$$

Cuándo se usa: cuando el enunciado pide explícitamente los parámetros H.

Cómo afectan los parámetros: - Si I_C **aumenta** $\rightarrow h_{ie}$ disminuye (entrada de menor impedancia), h_{oe} aumenta (salida menos ideal) - Si β **aumenta** $\rightarrow h_{ie}$ aumenta, h_{fe} aumenta - Si V_A **aumenta** $\rightarrow h_{re} \rightarrow 0$, $h_{oe} \rightarrow 0$ (transistor más ideal)

Ejercicio resuelto: Tipo 2 Datos: $\beta = 200$, $I_C = 5 \text{ mA}$, $V_A = 80 \text{ V}$, $\phi_T = 26 \text{ mV}$

Paso 1: Calcular h_{ie} :

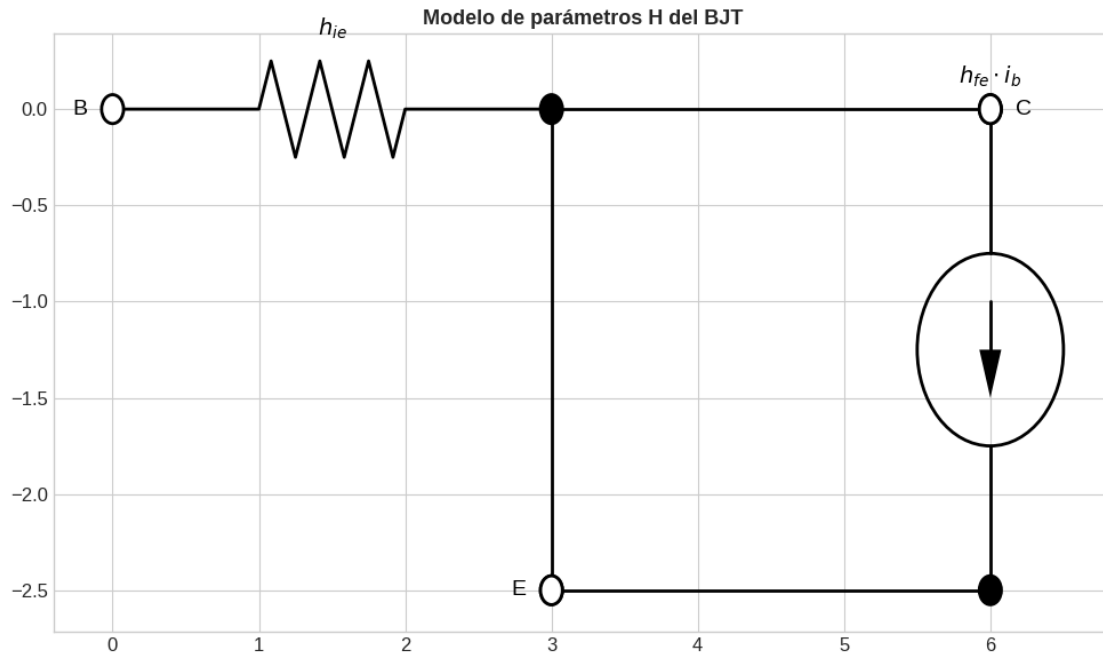
$$h_{ie} = \frac{200 \times 26 \text{ mV}}{5 \text{ mA}} = \frac{5200 \text{ mV}}{5 \text{ mA}} = 1040 \Omega \approx 1 \text{ k}\Omega$$

Paso 2: Los demás:

$$h_{fe} = \beta = 200$$

$$h_{re} = \frac{26 \times 10^{-3}}{80} = 3.25 \times 10^{-4} \approx 0$$

$$h_{oe} = \frac{5 \times 10^{-3}}{80} = 62.5 \mu S \quad (r_{ce} = 1/h_{oe} = 16 \text{ k}\Omega)$$



1.10.3 9.3 Tipo 3: Calcular parámetros del BJT desde el punto Q

$$g_m = \frac{I_C}{\phi_T} \quad r_{be} = \frac{\beta}{g_m} \quad r_{ce} = \frac{V_A}{I_C}$$

Cuándo se usa: cuando el enunciado pide los parámetros , o cuando se va a analizar el circuito AC.

Cómo afectan: - Si I_C **aumenta** $\rightarrow g_m$ aumenta (más ganancia), r_{be} disminuye, r_{ce} disminuye - g_m es **independiente de β**

Ejercicio resuelto: Tipo 3 Datos: $\beta = 150$, $I_C = 1 \text{ mA}$, $V_A = 120 \text{ V}$, $\phi_T = 26 \text{ mV}$

Paso 1: Transconductancia:

$$g_m = \frac{I_C}{\phi_T} = \frac{1 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 38.46 \text{ mA/V}$$

Paso 2: Resistencia de entrada:

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{150}{38.46 \times 10^{-3}} = 3900 \Omega = 3.9 \text{ k}\Omega$$

Paso 3: Resistencia de salida:

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_C} = \frac{120}{1 \times 10^{-3}} = 120 \text{ k}\Omega$$

1.10.4 9.4 Tipo 4: Convertir entre modelos H y

Las relaciones de conversión son:

De H a	De a H
$r_{be} = h_{ie}$	$h_{ie} = r_{be}$
$g_m = h_{fe}/h_{ie}$	$h_{fe} = g_m \cdot r_{be}$
$r_{ce} = 1/h_{oe}$	$h_{oe} = 1/r_{ce}$

Cuándo se usa: cuando te dan un modelo y te piden trabajar con el otro.

Ejercicio resuelto: Tipo 4 Datos: $h_{ie} = 2.6 \text{ k}\Omega$, $h_{fe} = 100$, $h_{oe} = 25 \mu\text{S}$

Paso 1: Conversión directa:

$$r_{be} = h_{ie} = 2.6 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{100}{2600} = 38.46 \text{ mA/V}$$

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{25 \times 10^{-6}} = 40 \text{ k}\Omega$$

Verificación: $g_m \cdot r_{be} = 38.46 \times 10^{-3} \times 2600 = 100 = h_{fe} \checkmark$

1.10.5 9.5 Tipo 5: Calcular parámetros de pequeña señal del MOSFET

$$\boxed{g_m = \sqrt{2K_n I_D} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T}} \quad \boxed{r_o = \frac{1}{\lambda \cdot I_D}}$$

Cuándo se usa: para cualquier circuito MOSFET en análisis AC.

Cómo afectan: - Si I_D **aumenta** $\rightarrow g_m$ aumenta (pero con raíz cuadrada, menos que el BJT), r_o disminuye - Si K_n **aumenta** $\rightarrow g_m$ aumenta (transistor más ancho o con mejor tecnología) - Si λ **disminuye** $\rightarrow r_o$ aumenta (canal más largo $\rightarrow$ salida más ideal)

Ejercicio resuelto: Tipo 5 Datos: $K_n = 2 \text{ mA/V}^2$, $I_D = 0.5 \text{ mA}$, $V_{GS} = 2 \text{ V}$, $V_T = 0.8 \text{ V}$, $\lambda = 0.05 \text{ V}^{-1}$

Paso 1: Verificar coherencia. Si $I_D = (K_n/2)(V_{GS} - V_T)^2 = (2/2)(1.2)^2 = 1.44 \text{ mA} \neq 0.5 \text{ mA}$, entonces I_D está fijado por el circuito.

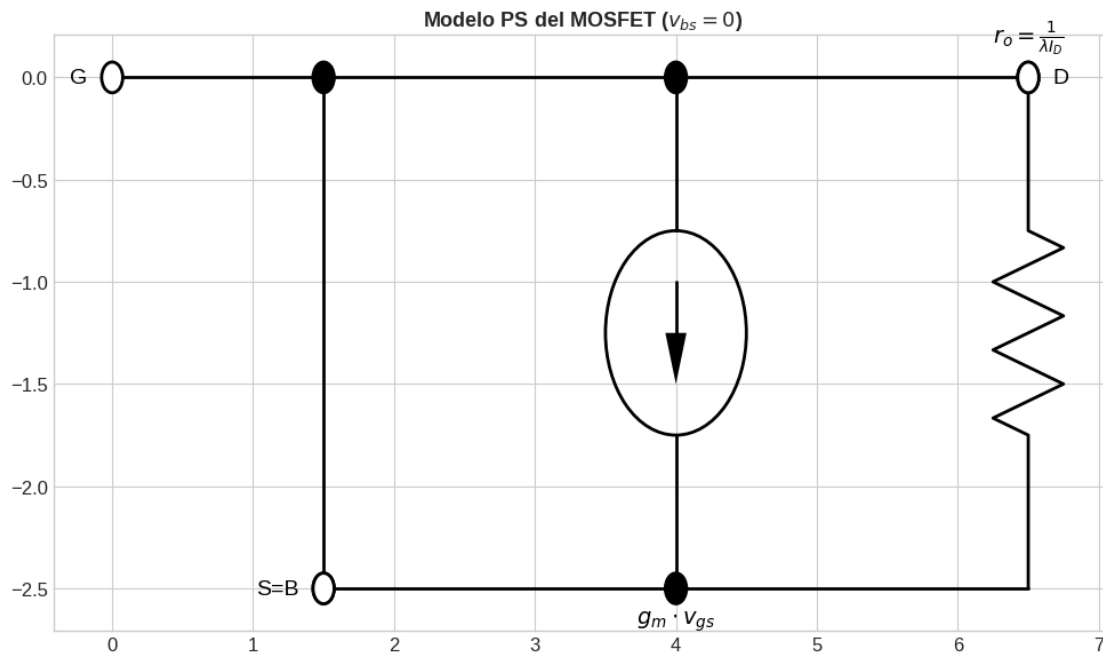
Paso 2: Transconductancia usando $g_m = \sqrt{2K_n I_D}$:

$$g_m = \sqrt{2 \times 2 \times 10^{-3} \times 0.5 \times 10^{-3}} = \sqrt{2 \times 10^{-6}} = 1.414 \text{ mA/V}$$

Paso 3: Resistencia de salida:

$$r_o = \frac{1}{\lambda \cdot I_D} = \frac{1}{0.05 \times 0.5 \times 10^{-3}} = 40 \text{ k}\Omega$$

Resultado: $g_m = 1.414 \text{ mA/V}$, $r_o = 40 \text{ k}\Omega$



1.10.6 9.6 Tipo 6: Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal

Reglas de sustitución para pasar del circuito completo al circuito AC:

1. **Fuentes DC de tensión** → cortocircuito (cable)
2. **Fuentes DC de corriente** → circuito abierto (eliminar)
3. **Condensadores de acoplo/desacoplo** → cortocircuito (a frecuencias de señal)
4. **Dispositivo no lineal** → su modelo de pequeña señal
5. **Resistencias** → se mantienen

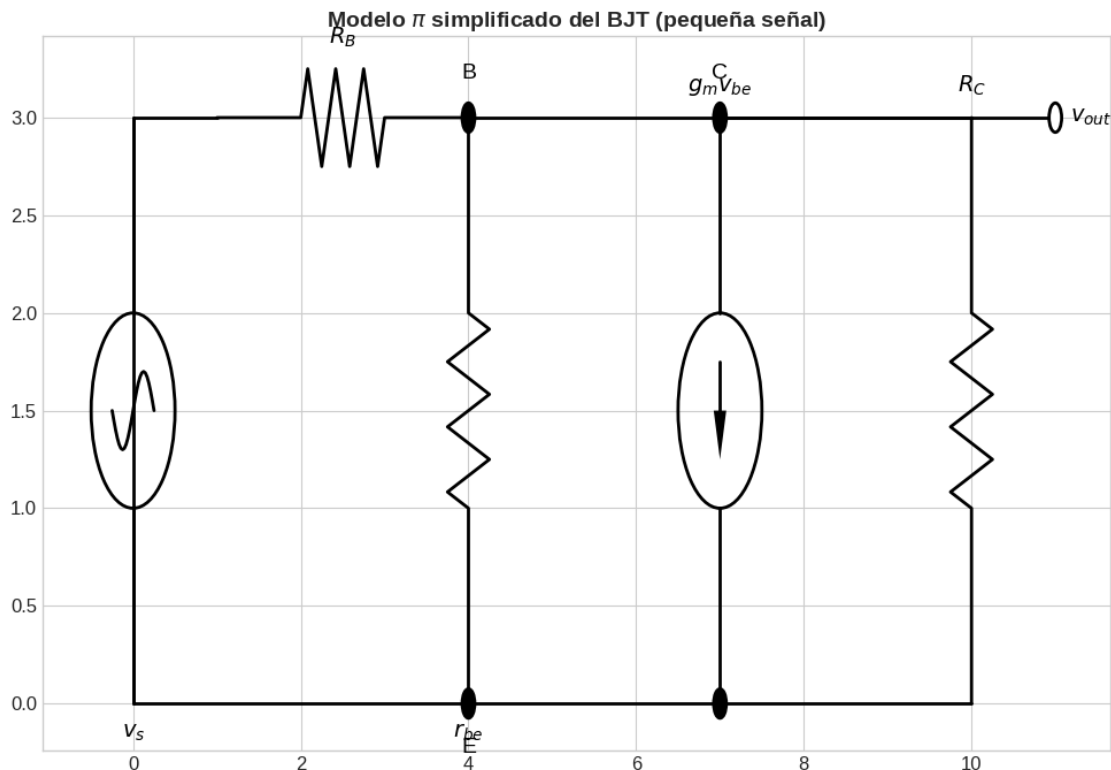
Ejercicio resuelto: Tipo 6 Enunciado: Dado un circuito con un BJT en emisor común con R_B , R_C , V_{CC} y un condensador de acoplo a la entrada, dibujar el circuito equivalente AC.

Paso 1: $V_{CC} \rightarrow$ cortocircuito a masa. Esto conecta un extremo de R_C a masa.

Paso 2: Condensador de acoplo $\rightarrow$ cortocircuito. Conecta la fuente de señal directamente a la base.

Paso 3: BJT $\rightarrow$ modelo simplificado (r_{be} entre base-emisor, $g_m \cdot v_{be}$ de colector a emisor).

Resultado: La señal de entrada ve $R_B \parallel r_{be}$, y la salida es $-g_m \cdot v_{be} \cdot (R_C \parallel r_{ce})$.



1.10.7 9.7 Tipo 7: Análisis completo DC + AC (el más importante)

Este es el tipo de ejercicio más completo y frecuente en exámenes. Sigue los tres pasos de la superposición:

Paso 1 - DC: Apagar fuentes AC, usar modelo de gran señal, obtener punto Q.

Paso 2 - Parámetros: Con el punto Q, calcular g_m , r_{be} , r_{ce} , etc.

Paso 3 - AC: Apagar fuentes DC, sustituir dispositivo por modelo de pequeña señal, resolver.

Ejercicio resuelto: Tipo 7 Enunciado: Circuito emisor común con $V_{CC} = 12$ V, $R_B = 470$ k Ω , $R_C = 4.7$ k Ω , $\beta = 100$, $V_A = 100$ V. Encontrar la ganancia de tensión $A_v = v_{out}/v_{in}$.

Paso 1 - Análisis DC:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{470 \text{ k}\Omega} = 24.04 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 100 \times 24.04 \text{ }\mu\text{A} = 2.404 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 12 - 4.7 \times 2.404 = 0.70 \text{ V}$$

$V_{CE} = 0.70 \text{ V} > 0.2 \text{ V} \rightarrow$ **Activa confirmada** (apenas).

Paso 2 - Parámetros de pequeña señal:

$$g_m = \frac{I_C}{\phi_T} = \frac{2.404 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 92.46 \text{ mA/V}$$

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{92.46 \times 10^{-3}} = 1081.6 \text{ }\Omega \approx 1.08 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{2.404 \times 10^{-3}} = 41.6 \text{ k}\Omega$$

Paso 3 - Análisis AC (modelo simplificado):

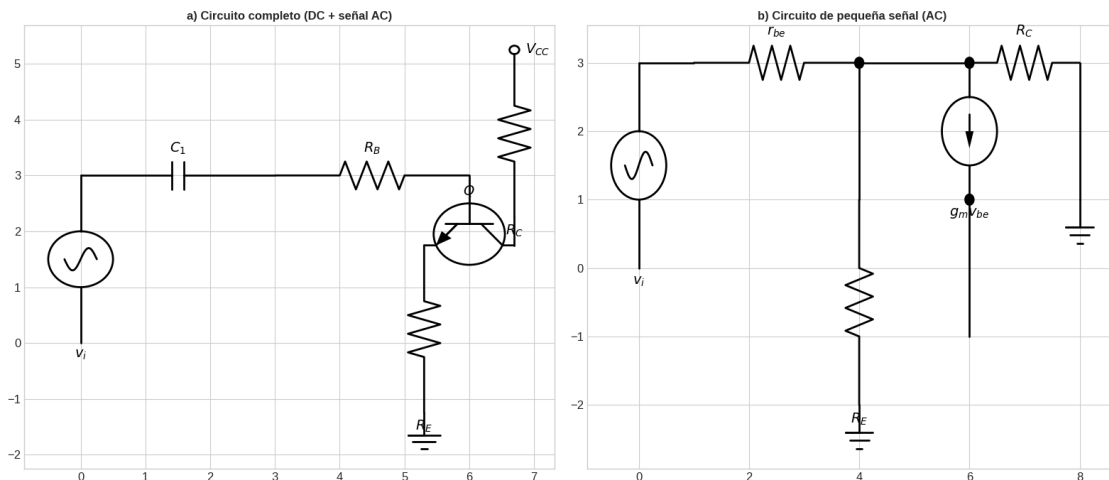
La ganancia de tensión del emisor común (despreciando r_{ce}):

$$A_v = -g_m \cdot R_C = -92.46 \times 10^{-3} \times 4700 = -434.6$$

Con modelo completo (r_{ce} en paralelo con R_C): $R_C \parallel r_{ce} = \frac{4700 \times 41600}{4700 + 41600} = 4222 \text{ }\Omega$

$$A_v = -g_m \cdot (R_C \parallel r_{ce}) = -92.46 \times 10^{-3} \times 4222 = -390.3$$

La diferencia es del 10%, lo que justifica usar el modelo simplificado en muchos casos.



1.10.8 9.8 Tipo 8: Comparar modelo simplificado vs completo

Modelo H simplificado (despreciando h_{re} y h_{oe}):

Parámetro despreciado	Condición para despreciar	Error típico
$h_{re} \approx 0$	$h_{re} \ll 1$	Siempre válido ($\sim 10^{-4}$)
$h_{oe} \approx 0$	$R_C \ll r_{ce}$	Válido si $R_C < 0.1 \cdot r_{ce}$

Cuándo NO se puede simplificar: - Si R_C es comparable a r_{ce} (por ejemplo, $R_C = 20 \text{ k}\Omega$ y $r_{ce} = 50 \text{ k}\Omega$) - Si el enunciado pide explícitamente la resistencia de salida del amplificador - Si se pide calcular el error de la simplificación

Ejercicio resuelto: Tipo 8 Datos: $\beta = 100$, $I_C = 0.5 \text{ mA}$, $V_A = 50 \text{ V}$, $R_C = 10 \text{ k}\Omega$

Paso 1: Calcular parámetros:

$$g_m = \frac{0.5}{26} = 19.23 \text{ mA/V} \quad r_{ce} = \frac{50}{0.5 \times 10^{-3}} = 100 \text{ k}\Omega$$

Paso 2: Ganancia simplificada:

$$A_{v,simp} = -g_m \cdot R_C = -19.23 \times 10^{-3} \times 10000 = -192.3$$

Paso 3: Ganancia completa:

$$R_C \parallel r_{ce} = \frac{10000 \times 100000}{10000 + 100000} = 9091 \text{ }\Omega$$

$$A_{v,comp} = -g_m \cdot (R_C \parallel r_{ce}) = -19.23 \times 10^{-3} \times 9091 = -174.8$$

Error relativo:

$$\text{Error} = \frac{|-192.3 - (-174.8)|}{|-174.8|} \times 100 = 10.0\%$$

Conclusión: Con $R_C/r_{ce} = 0.1$, el error es del 10%. Regla práctica: si $R_C < 0.1 \cdot r_{ce}$, la simplificación introduce menos del 10% de error.

1.10.9 Tabla resumen de fórmulas por tipo

#	Tipo	Fórmula clave	Dato necesario
1	r_d del diodo	$r_d = \phi_T / I_D$	I_D
2	Parámetros H	$h_{ie} = \beta \phi_T / I_C$	β, I_C, V_A
3	Parámetros	$g_m = I_C / \phi_T$	I_C, β, V_A
4	Conversión H $\leftrightarrow$	$h_{fe} = g_m \cdot r_{be}$	Parámetros de un modelo
5	MOSFET	$g_m = \sqrt{2K_n I_D}$	K_n, I_D, λ
6	g_m, r_o Circuito equiv. AC	Reglas de sustitución	Circuito completo
7	DC + AC completo	Superposición	Todo el circuito
8	Simpl. vs completo	$R_C \parallel r_{ce}$	R_C, r_{ce}

1.11 10. Resumen y tabla comparativa

1.11.1 Tabla de fórmulas clave

Parámetro	Diodo	BJT	MOSFET
Modelo clave	$r_d = \phi_T / I_D$	h_{ie}, h_{fe} (ó r_{be}, g_m)	g_m, r_o
Impedancia de entrada	r_d	$r_{be} = \beta \cdot \phi_T / I_C$	∞ ($i_g = 0$)
Elemento de ganancia	—	$g_m \cdot v_{be}$ ó $\beta \cdot i_b$	$g_m \cdot v_{gs}$
Impedancia de salida	—	$r_{ce} = V_A / I_C$	$r_o = 1 / (\lambda \cdot I_D)$
Transconductancia	$g_d = I_D / \phi_T$	$g_m = I_C / \phi_T$	$g_m = \sqrt{2K_n I_D}$

1.11.2 Ideas clave para recordar

1. **Pequeña señal = linealización** alrededor del punto de operación Q
2. Los parámetros de pequeña señal **dependen del punto Q** (hay que calcularlo primero)
3. El **diodo** se reduce a una resistencia r_d
4. El **BJT** tiene dos modelos equivalentes: H (con i_b como variable) y (con v_{be} como variable)
5. El **MOSFET** tiene entrada de impedancia infinita ($i_g = 0$) y requiere tres parámetros: g_m, g_{mb}, g_o
6. Para resolver circuitos mixtos: **separar DC y AC** mediante superposición
7. En el circuito AC: fuentes DC $\rightarrow$ cortocircuito/abierto, condensadores $\rightarrow$ cortocircuito