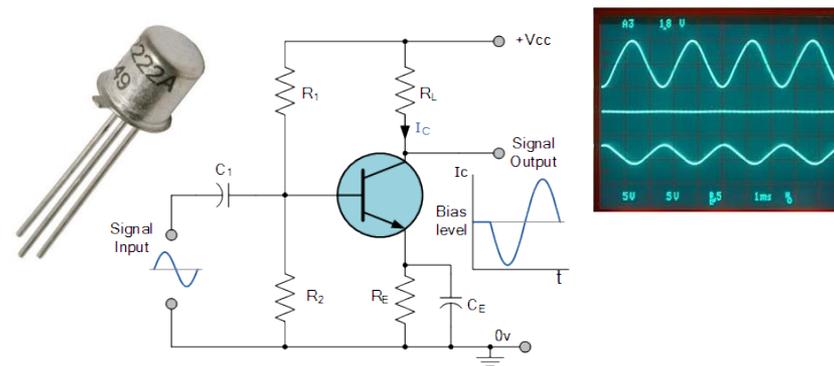
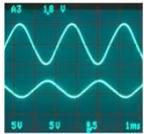




Tecnología Electrónica

Capítulo 3: Modelos para pequeña señal.





Índice



1. Introducción

- ¿Cómo amplifica un TRT? ← polarización y señal variable
- Análisis lineal, en pequeña señal (p.s.)

2. Modelos en señal variable. Diodos.

- Modelo para p.s. y frecuencias bajas y medias.

3. Modelos de los MOSFET.

- Modelos y parámetros en p.s. y frecuencias bajas y medias.
- Parámetros en p.s. ←relación→ derivadas sobre curvas (i-v)

4. Modelos de los BJT.

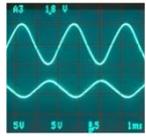
- Modelo y parámetros en p.s. y frecuencias bajas y medias.

5. Margen de validez de los modelos en p.s.

6. Ejemplo (amplificador con BJT)

7. Transistores como dipolos: modelos

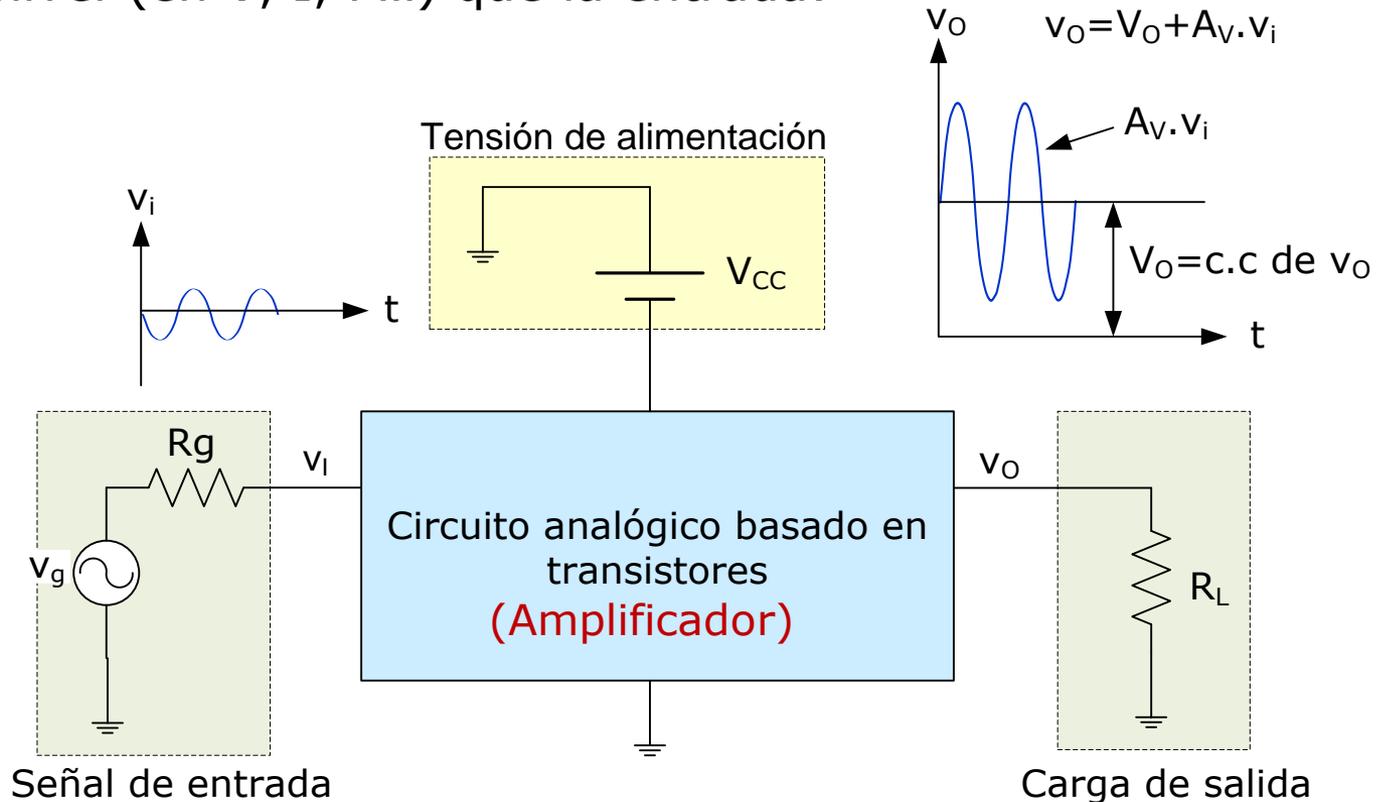
8. Resumen y conclusiones.

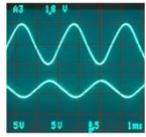


1-Introducción

Aspectos generales. Objeto de la Electrónica Analógica.

- En **electrónica analógica** los circuitos bajo estudio *procesan* (esto es: amplifican, filtran, conforman, etc.) **señales** (AC) que *varían de forma continua en el tiempo*.
- El proceso más sencillo es la **amplificación** → obtener una salida de *mayor nivel* (en V, I, P...) que la entrada:

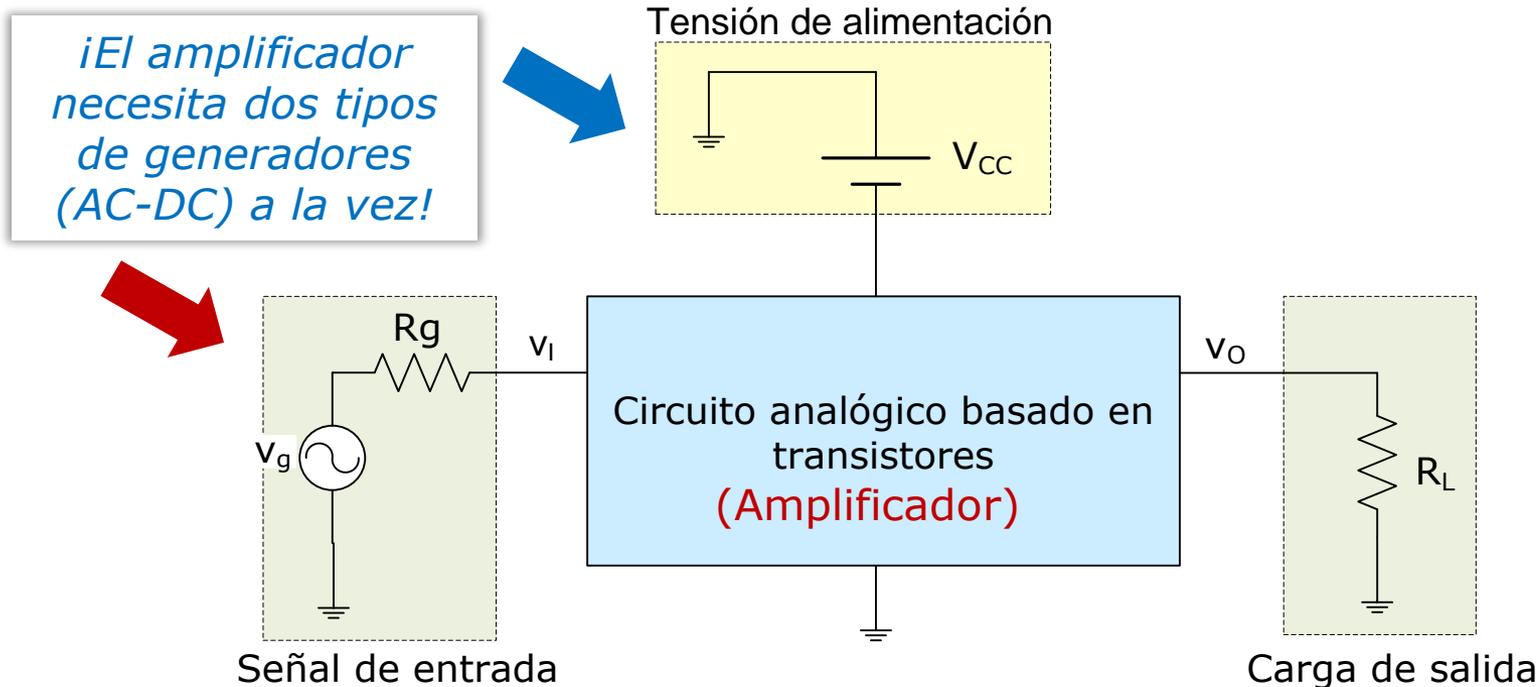


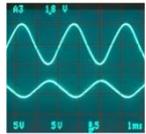


1-Introducción

Aspectos generales. Efectos superpuestos (AC-DC).

- En los amplificadores, los **TRTs** han de trabajar en su **zona activa** → sólo aquí su *salida* está *controlada* por la *entrada*.
- Para estar en su zona activa, los TRTs deben estar *polarizados* en tal zona → se necesitan **generadores de continua (DC)**
- Estos generadores DC de *alimentación*, coexisten con los de **señal variable (AC)** → ¿cómo se realiza esta *superposición* de efectos?



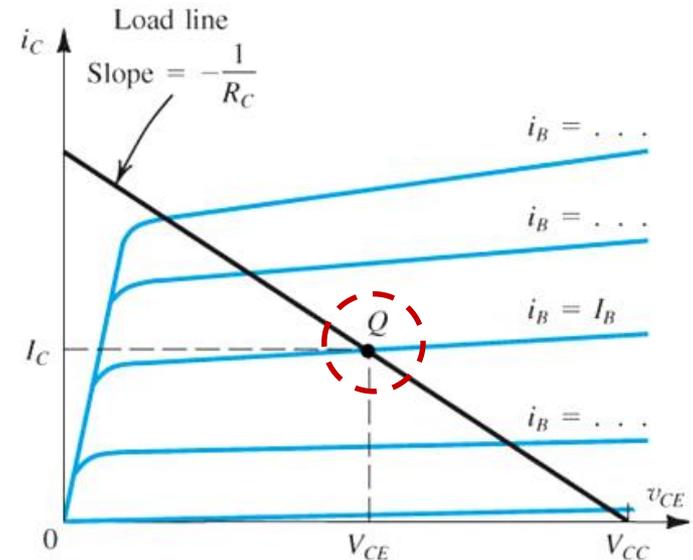
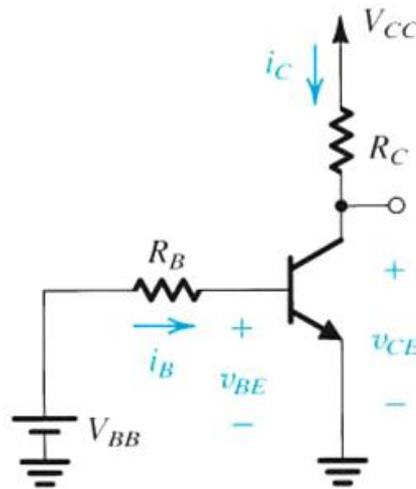
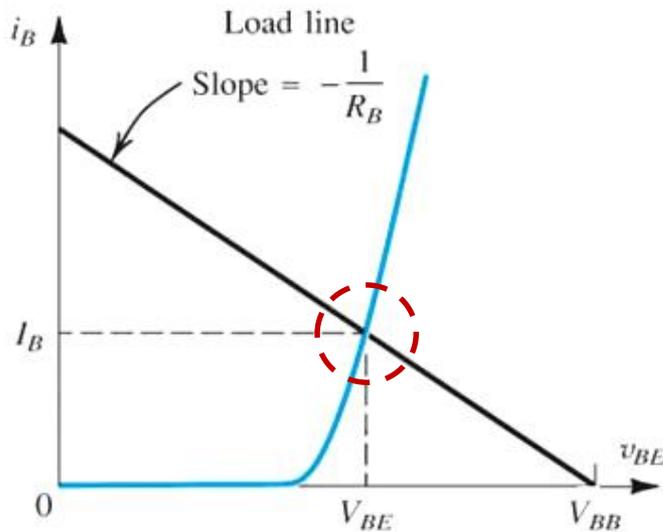


1-Amplificadores discretos

Fundamentos: ¿cómo amplifica un TRT? (1)

- Mediante la alimentación DC, el **transistor se polariza en un punto seleccionado, Q**, dentro de la **zona activa**.
- El punto Q se encuentra sobre las **rectas de carga estáticas** (en DC) trazadas sobre las curvas de entrada y de salida del dispositivo.

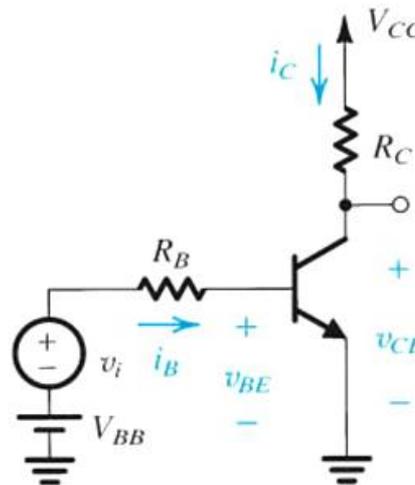
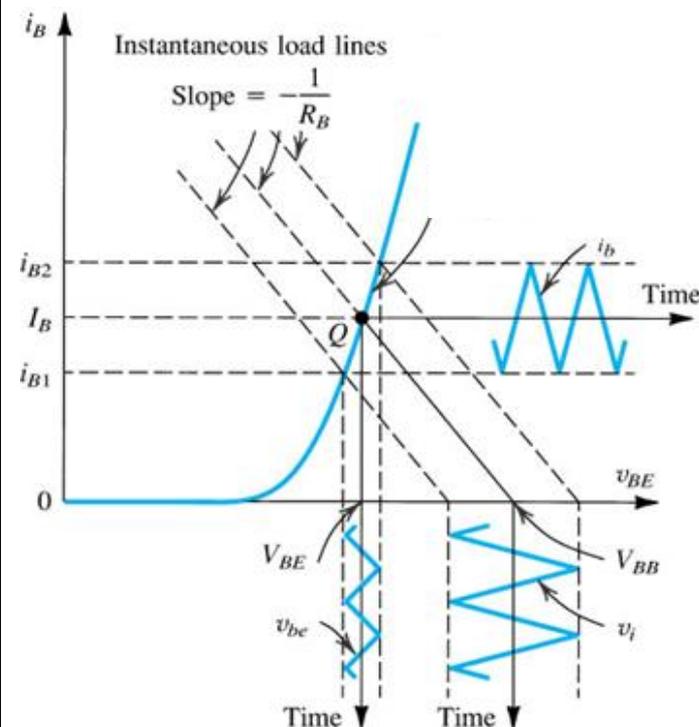
En un BJT:
$$i_B = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{R_B} \quad \rightarrow \quad i_C|_{activa} = \beta \cdot i_B \quad \rightarrow \quad i_C = \frac{V_{CC} - v_{CE}}{R_C}$$



1-Amplificadores discretos

Fundamentos: ¿cómo amplifica un TRT? (2)

- La señal variable (AC) se introduce en la entrada **superpuesta** a la red de polarización → generador combinado: $(V_{BB} + v_i)$
- Las variaciones de señal se traducen en variaciones de **las tensiones y corrientes** de entrada **en torno al punto Q**
- La excitación del TRT presenta dos componentes: polarización + señal

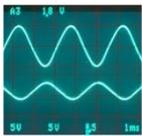


$$i_B = \frac{(V_{BB} + v_i) - v_{BE}}{R_B}$$

$$i_B = \frac{V_{BB} - v_{BE}}{R_B} + \frac{v_i}{R_B}$$

$$i_B = I_{BQ} + i_b$$

polarización + señal



1-Amplificadores discretos

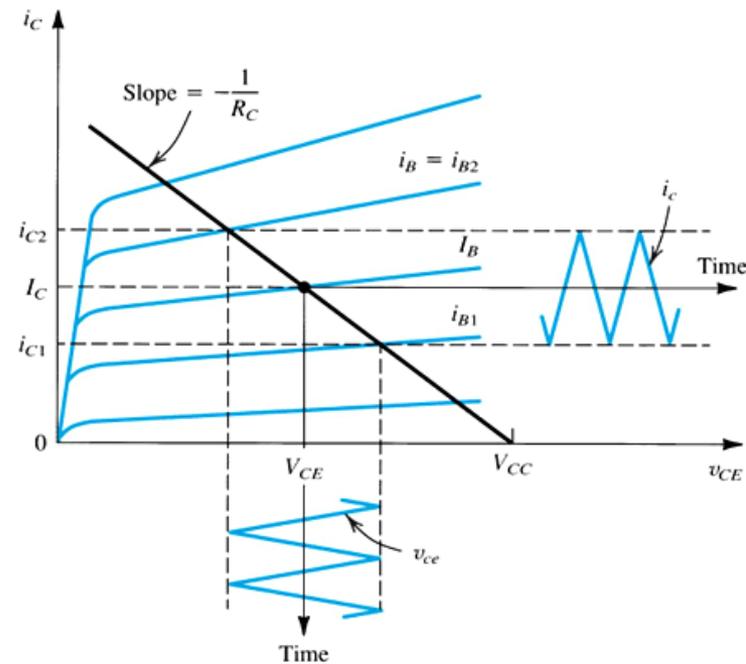
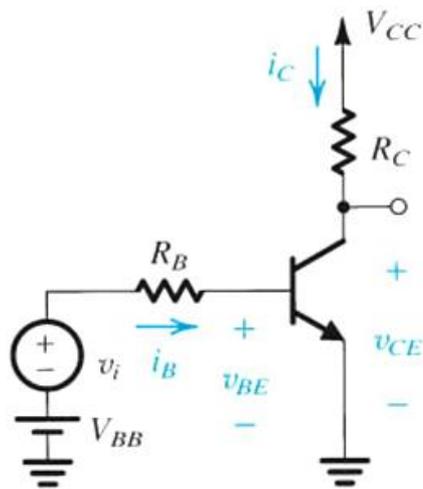
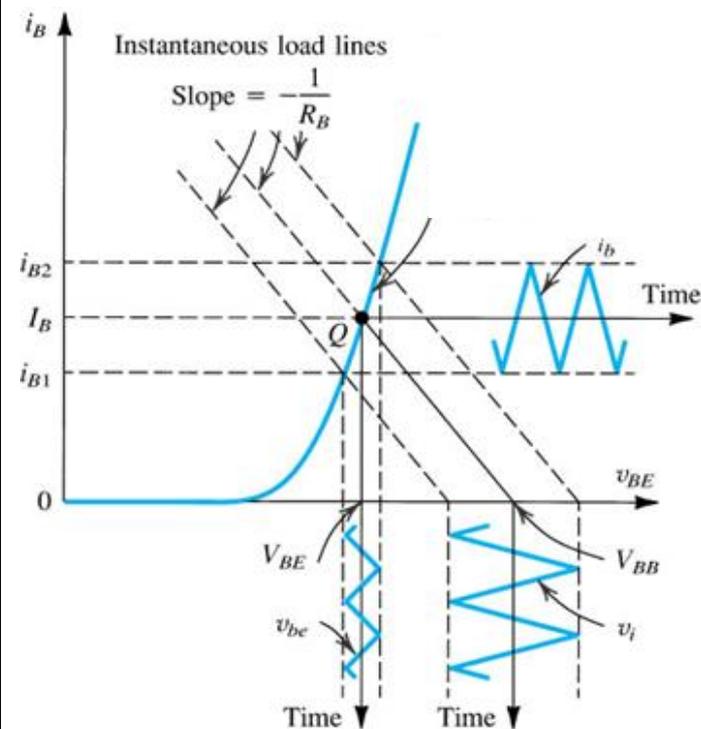
Fundamentos: ¿cómo amplifica un TRT? (y 3)

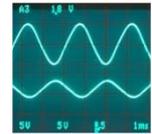
- El TRT *transfiere* las variaciones en entrada a su salida i_C también con componentes (**polarización** + **señal**):

$$i_C = \beta \cdot i_B = \beta \cdot (I_{BQ} + i_b) = I_{CQ} + i_c$$

- Las variaciones de la corriente i_C provocan variaciones de la tensión de salida, v_{CE} , según lo marcado por su recta de carga:

$$v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$$



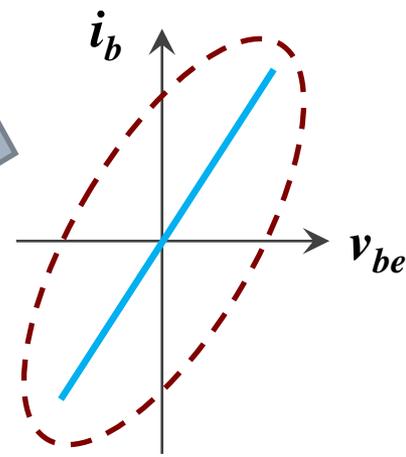
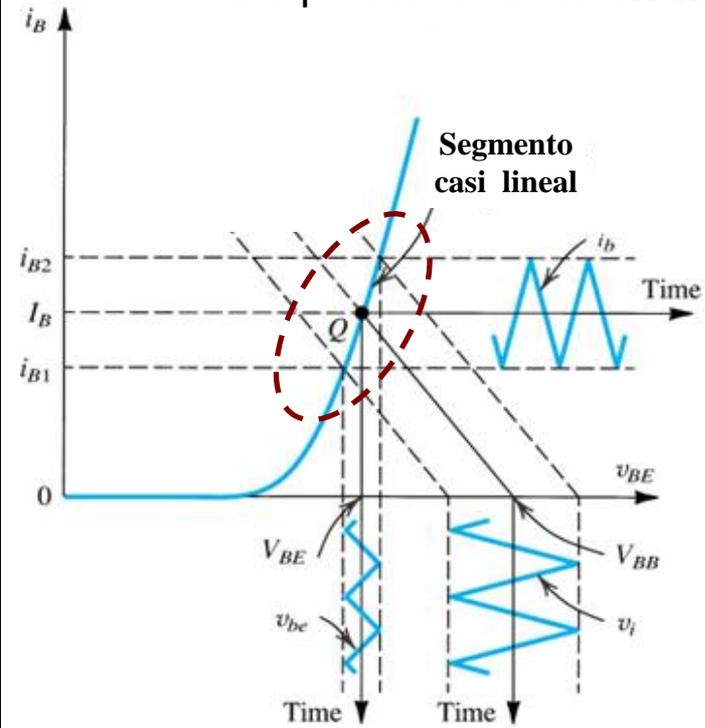


1-Amplificadores discretos

Análisis de amplificadores: tratar con las no-linealidades

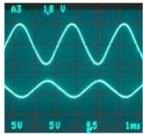
- Para el análisis de amplificadores ¿podemos usar *superposición*?
 - En principio **NO** → las redes deben ser lineales y **ningún TRT es lineal...**
 - BJT: f. de transferencia *exponencial*; en el FET es *cuadrática*.
- Pero si las variaciones alrededor de Q son **pequeñas**...
 - ...se puede usar un **modelo lineal**^(*) que describa al TRT **alrededor de Q** y así poder usar el **análisis de circuitos** en señal variable.

→ En este caso se dice que el TRT trabaja en **pequeña señal** (p.s.):



- En p.s. se tienen variaciones lineales alrededor de Q.
- Q es el origen de unos ejes (i-v) secundarios, solo para p.s.: (i_b, v_{be})

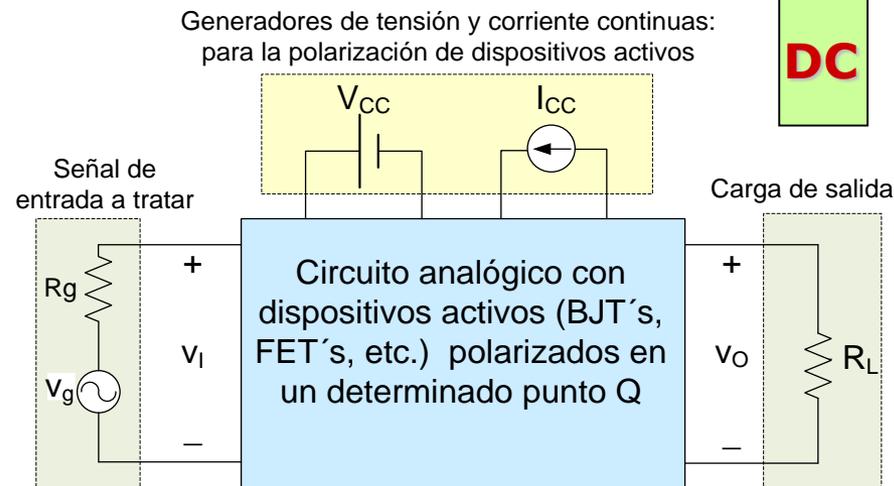
(*) Consulte el curso anterior: E.A.



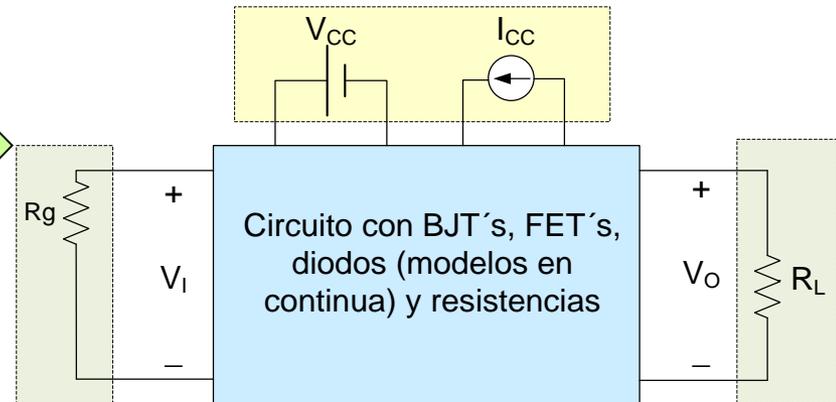
1-Amplificadores discretos

Análisis de amplificadores: cómo aplicar superposición (1)

- Anular los generadores de señal
- Sustituir dispositivos activos por su modelo en continua.
- Sustituir condensadores y bobinas por su equivalente en continua

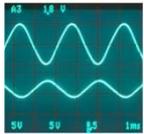


Fase 1
DC



Punto Q
(para parámetros del modelo en pequeña señal)

- Se tienen generadores DC y AC, pero para poder aplicar superposición **imprescindiblemente** hay que analizar en **DOS fases secuenciales** y de orden estricto:
 - **Fase 1: análisis en DC.** El objetivo es **encontrar el punto Q** \Rightarrow tras ello se podrá **conocer el modelo lineal** de cada elemento activo existente.



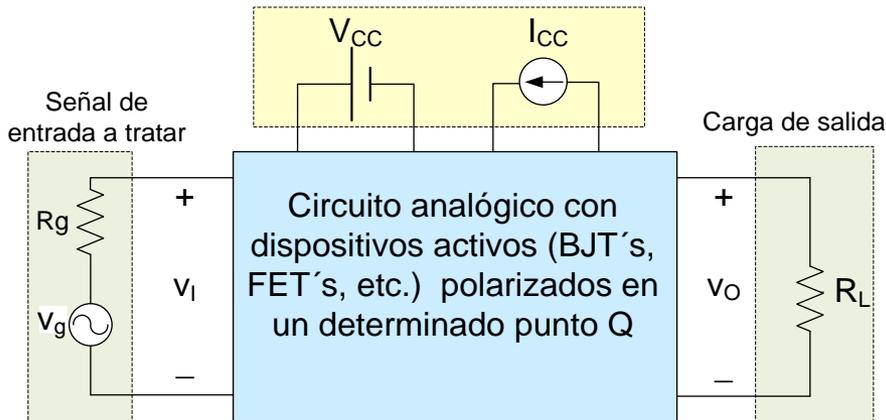
1-Amplificadores discretos

Análisis de amplificadores: cómo aplicar superposición (2)

- **Fase 2: análisis en AC.** Usando **el modelo lineal** obtenido en la fase 1, se pueden conocer las variaciones (señales) en corrientes y tensiones
- La solución global es la *superposición* (DC+AC), por ejemplo:

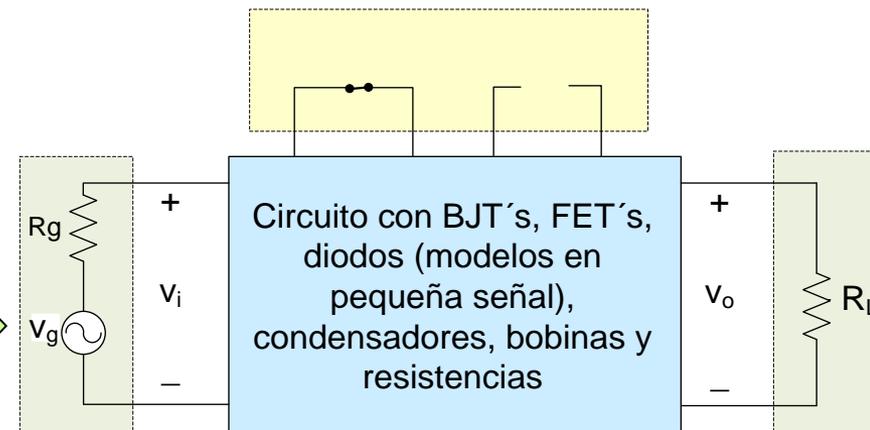
$$i_c = I_{CQ} + i_c$$

Generadores de tensión y corriente continuas:
para la polarización de dispositivos activos

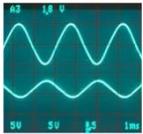


Punto Q
(para parámetros del modelo en pequeña señal)

AC
Fase 2



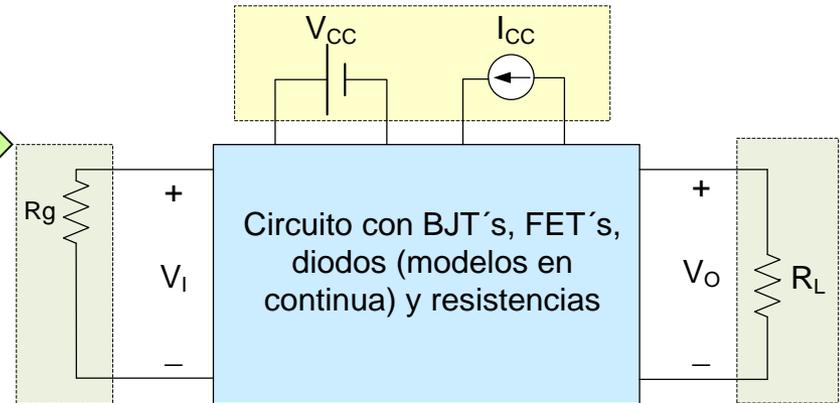
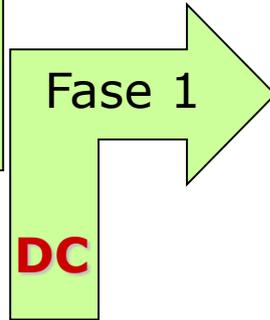
- Anular las fuentes de continua
- Sustituir dispositivos activos por su equivalente en pequeña señal.
- Sustituir condensadores y bobinas por su impedancia equivalente en alterna. (para frecuencias medias y altas: C: cortocircuitos, L:circuitos abiertos).



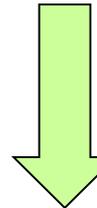
1-Amplificadores discretos

Análisis de amplificadores: resumen.

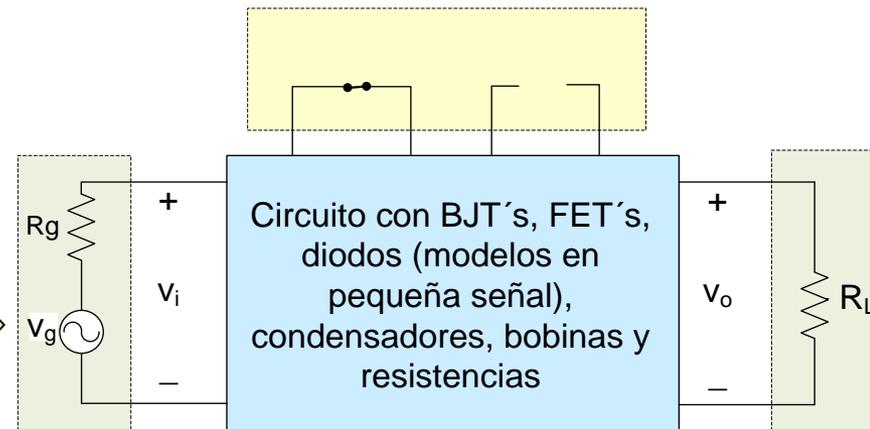
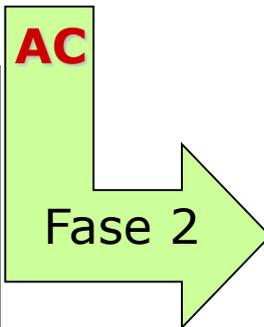
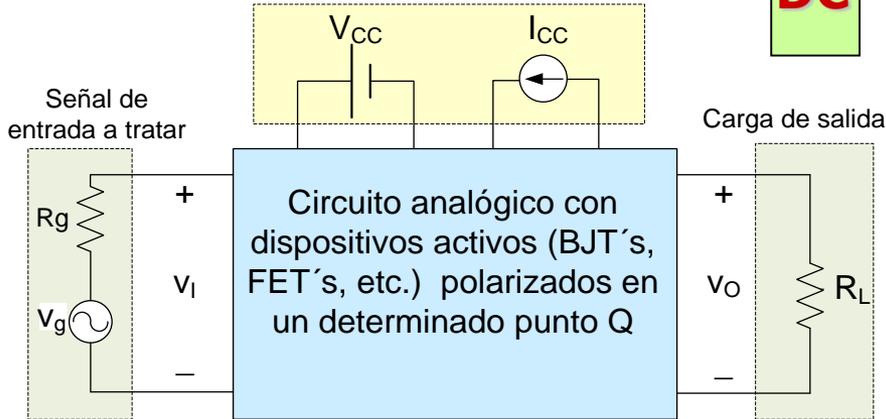
- Anular los generadores de señal
- Sustituir dispositivos activos por su modelo en continua.
- Sustituir condensadores y bobinas por su equivalente en continua



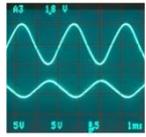
Punto Q
(para parámetros del modelo en pequeña señal)



Generadores de tensión y corriente continuas:
para la polarización de dispositivos activos



- Anular las fuentes de continua
- Sustituir dispositivos activos por su equivalente en pequeña señal.
- Sustituir condensadores y bobinas por su impedancia equivalente en alterna. (para frecuencias medias y altas: C: cortocircuitos, L:circuitos abiertos).

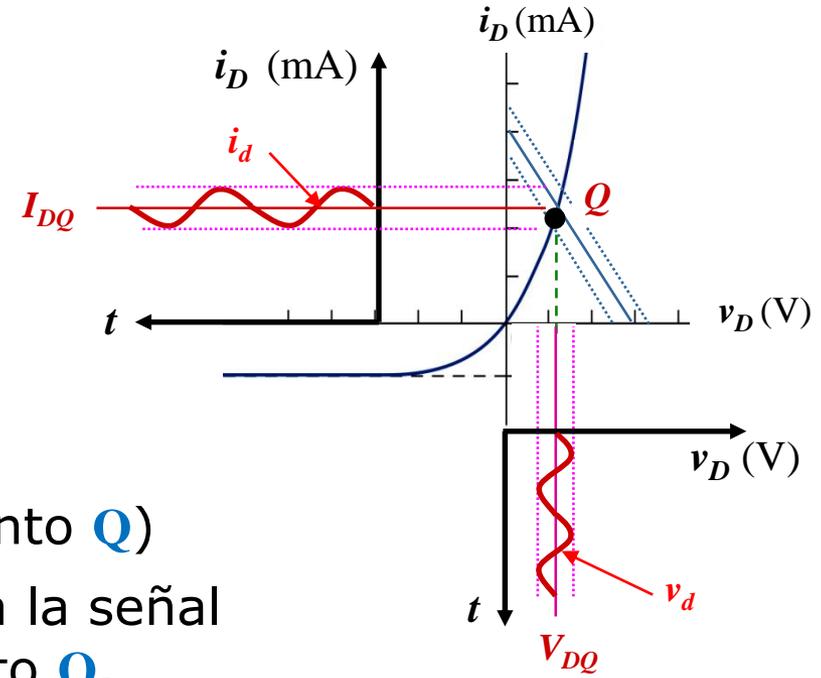
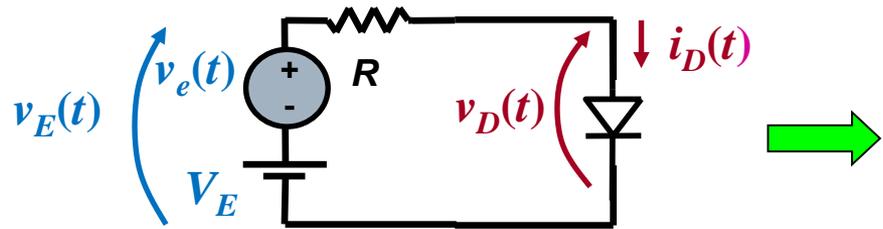


2-Modelos en señal variable. Diodos.

Introducción: el diodo con señal variable

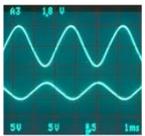
$$v_E(t) = V_E + v_e(t)$$

$$v_D(t) = V_{DQ} + v_d(t)$$



- V_E fija el punto de polarización (punto **Q**)
- Las variaciones (en v e i) debidas a la señal $v_e(t)$ se producen alrededor del punto **Q**.

- Comportamiento del diodo en señal variable \Rightarrow dos efectos:
 - **Resistivo**: oposición al cambio en el punto de polarización (I_{DQ}, V_{DQ})
 - **Capacitivo**: por almacenamiento de cargas en la unión P-N (ZCE)
 - \rightarrow Efecto de las capacidades: importante en **frecuencias altas** y en **conmutación**.

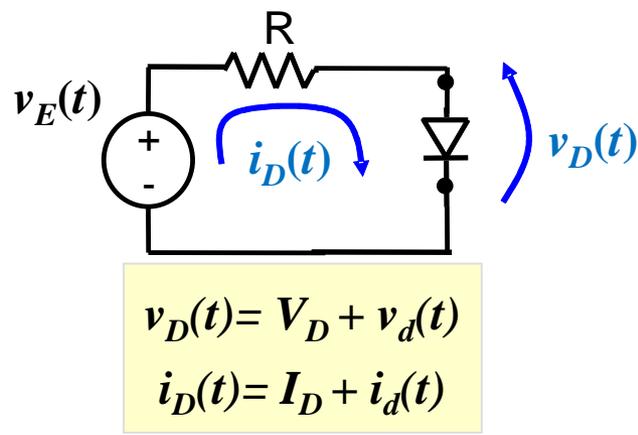
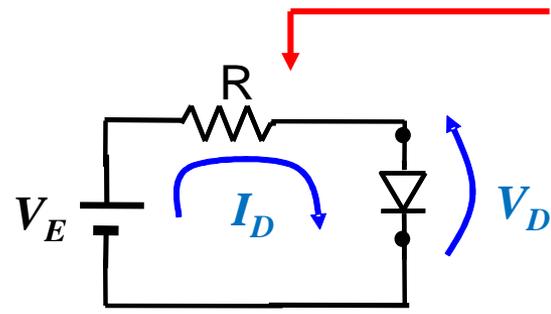


2-Modelos en señal variable. Diodos.

El diodo con señal variable: modelos y zonas

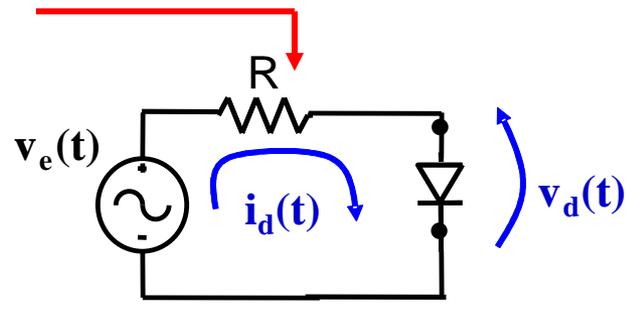
Fase 1:

DC → punto Q



Fase 2:

AC → señal variable

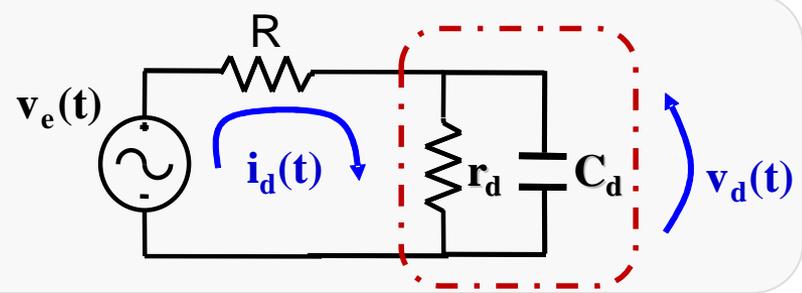
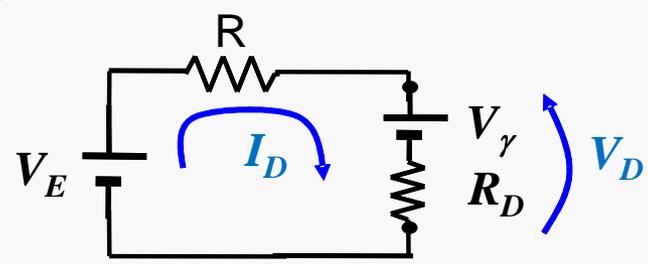


$$v_D(t) = V_D + v_d(t)$$

$$i_D(t) = I_D + i_d(t)$$

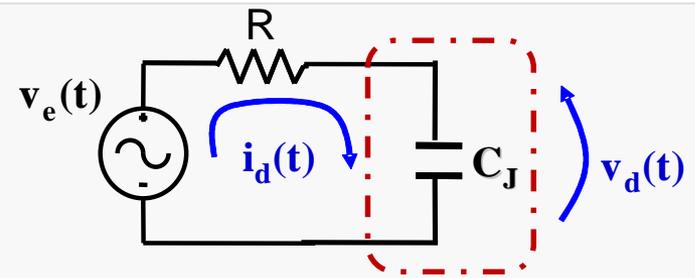
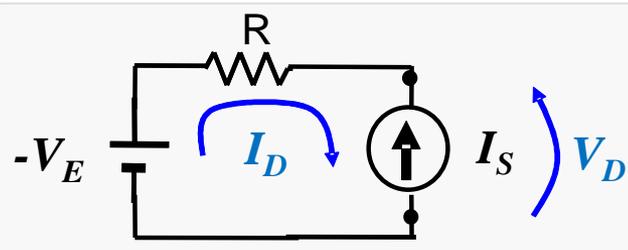
Z. Directa

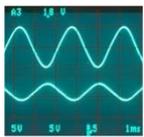
Q conocido



Z. Inversa

Q conocido

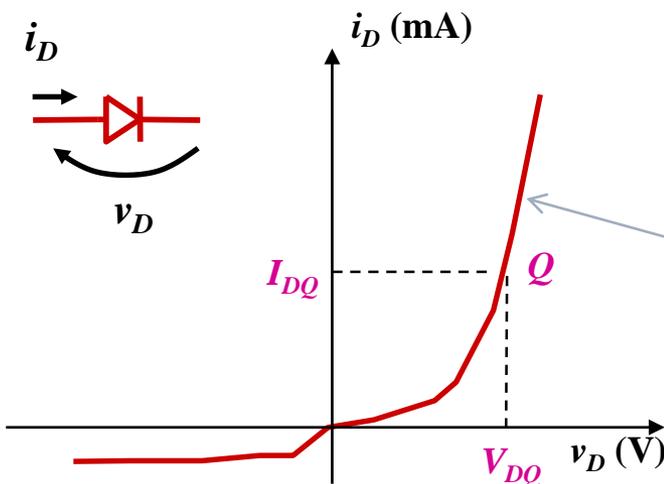
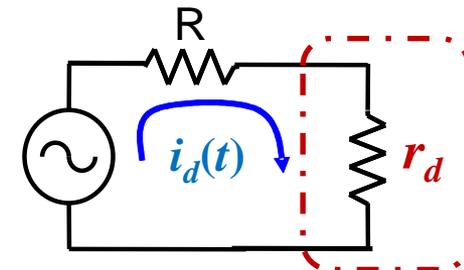




2-Modelos en señal variable. Diodos.

El diodo en pequeña señal y frecuencias medias

- **PEQUEÑA SEÑAL** → la señal variable es de tal amplitud que se puede definir una *aproximación lineal* del comportamiento del diodo, en torno al **punto Q** de funcionamiento en continua.
- Restricciones: estudiaremos el modelo en p.s. solo en **directo** y en las bandas de **frecuencias bajas y medias** → resistencia dinámica: r_d
 - **No tendremos en cuenta los efectos capacitivos**
 - A partir de las curvas ($i-v$) y la ecuación de Shockley



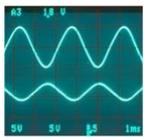
$$i_D = f(v_D) = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$

polarización

$$v_D = V_D + v_d$$

señal variable

En **pequeña señal**, las variaciones de v_D (Δv_D) han de ser de pequeño valor **alrededor de Q** para aproximar la curva ($i-v$) a una **recta**.



2-Modelos en señal variable. Diodos.

El diodo en pequeña señal y frecuencias medias

- Una forma de **linearizar** una curva (función) es expandir ésta en **serie de Taylor** en torno al punto **Q**, (I_{DQ}, V_{DQ}) :

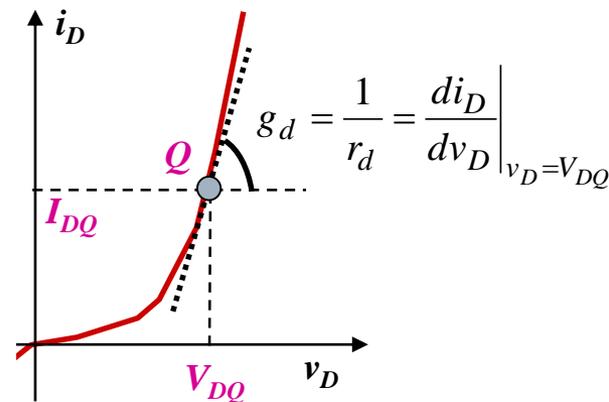
$$i_D = f(v_D) = I_S \left(e^{v_D/V_T} - 1 \right) \left\{ \begin{array}{l} i_D \approx f(v_D) \Big|_{V_{DQ}} + \left[\frac{\partial f(v_D)}{\partial v_D} \Big|_{V_{DQ}} \right] \Delta v_D + \left[\frac{1}{2} \frac{\partial^2 f(v_D)}{\partial v_D^2} \Big|_{V_{DQ}} \right] \Delta^2 v_D + \dots \\ i_D \approx I_{DQ} + \left[\frac{di_D}{dv_D} \Big|_{V_{DQ}} \right] \cdot v_d + \left[\frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_D}{\partial v_D^2} \Big|_{V_{DQ}} \right] \cdot v_d^2 + \dots \end{array} \right.$$

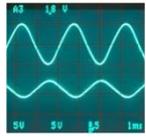
Si la señal v_D es de pequeño valor, los dos primeros términos de la serie son mucho mayores que el resto, por lo que podemos aproximar $i_D(t)$ a la recta:

$$i_D(t) \approx I_{DQ} + \left[\frac{di_D}{dv_D} \Big|_{V_{DQ}} \right] v_d = I_{DQ} + g_d v_d = I_{DQ} + i_d(t)$$

$$g_d = \frac{1}{r_d} = \frac{di_D}{dv_D} \Big|_{V_{DQ}} = \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

Admitancia dinámica



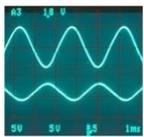


3-Modelos en señal variable. TRTs.

Introducción

- Los modelos en señal para los TRTs, análogamente al caso de los diodos, son variados y dependientes de las condiciones de trabajo: zona de polarización (punto Q), frecuencia de las señales, etc.
- Acotaremos el estudio aplicando ciertas restricciones útiles.
 - Primera restricción: para **amplificación** → **TRTs en zona activa**.
 - Segunda restricción: **modelos lineales** → **pequeña señal**.
 - Tercera restricción: **banda de frecuencia (baja+media ó alta)**.
- **¿Por qué tenemos límites en frecuencia?** → El funcionamiento de los TRTs se basa en el control del flujo de portadores (e^- y/o h^+) dentro de su estructura. La evolución de tales flujos depende de la *rapidez* (frecuencia) de las tensiones y/o corrientes de control:
 - Si la **frecuencia de las variaciones es pequeña** el tiempo que tardan los portadores en alcanzar un estado estacionario es muy inferior al periodo de la señal. En este caso se habla de **modelos a frecuencias bajas y medias**.
 - Para señales de **frecuencias elevadas**, no se alcanza un estado estacionario. Este efecto se puede **modelar utilizando capacidades** entre terminales del transistor. En este caso se habla de **modelos para frecuencias altas**.

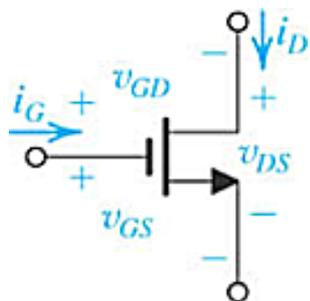




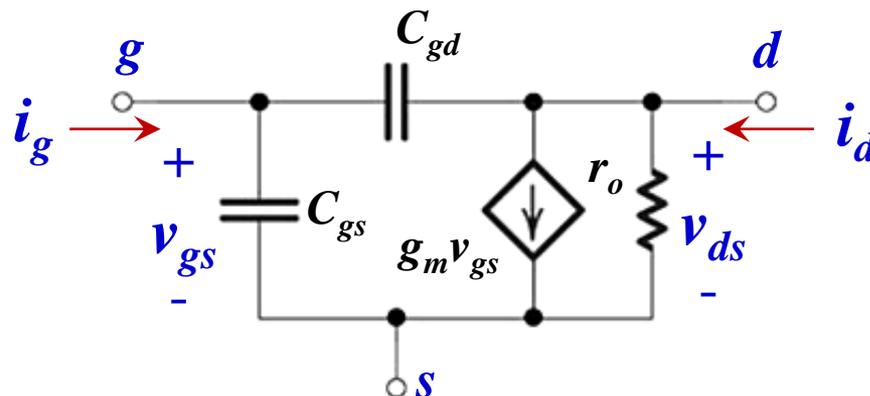
3-Modelos en señal variable. MOSFET.

Modelo para pequeña señal

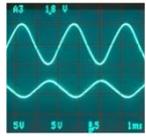
- ❑ Para modelar los FET en p.s., basta con cuatro parámetros, incluidas las capacidades equivalentes entre puerta y los terminales D y S.
 - Válido para p.s. desde DC hasta frecuencias altas.



p.s.



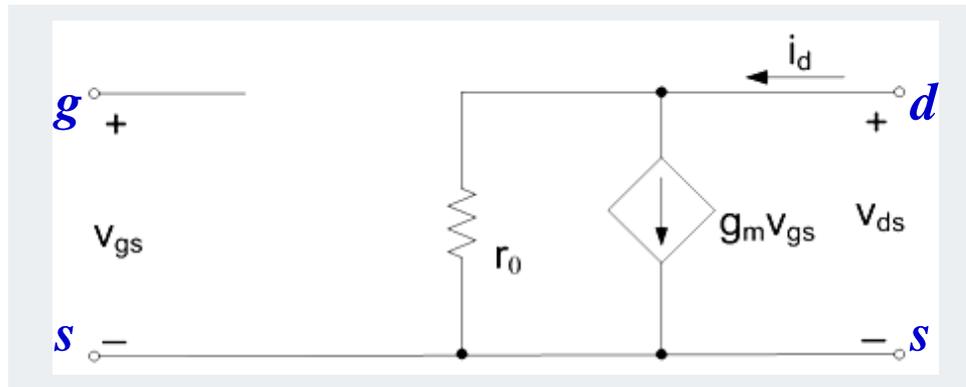
- ❑ Parámetros que definen el modelo del FET:
 - g_m → transconductancia , relación entre la i_d (salida) y la v_{gs} (entrada)
 - r_o → resistencia de salida, entre drenador (d) y fuente (s)
 - C_{gs} → capacidad puerta-fuente (del orden de pF)
 - C_{gd} → capacidad puerta-drenador (del orden de pF)



3-Modelos en señal variable. MOSFET.

Modelo simplificado (1)

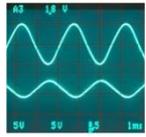
- ❑ Cuando trabajemos en frecuencias bajas y medias: $Z_{C_internos} \rightarrow \infty$
 - En el caso del FET, se desprecian los efectos de: C_{gs} , C_{gd}
 - Con esto, un modelo de **dos** parámetros es suficiente aproximación al FET en p.s. y frecuencias bajas y medias:



- ❑ Resistencia de salida: r_o
 - Tiene el mismo significado físico que en el modelo para DC, por lo que su definición es la misma:

$$r_o = \frac{V_A}{I_{DQ}}$$

- ❑ Transconductancia: g_m
 - Deduciremos su valor a partir de la f. de t. en activa: $i_D = \frac{k}{2} (v_{GS} - V_t)^2$



3-Modelos en señal variable. MOSFET.

Modelo simplificado (2)

□ (sigue) **Transconductancia: g_m**

■ Supuestos parámetros (k y V_t) constantes alrededor de Q :

$$\left. \begin{aligned} i_D &= \frac{k}{2} (v_{GS} - V_t)^2 \\ v_{GS} &= V_{GS(Q)} + v_{gs}(t) \end{aligned} \right\} \rightarrow i_D = \frac{k}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 = \frac{k}{2} ((V_{GS} - V_t) + v_{gs})^2$$

■ Desarrollando el cuadrado y agrupando términos, se obtiene:

$$i_D = \underbrace{\frac{k}{2} (V_{GS} - V_t)^2}_{\text{Polarización (Q)}} + \underbrace{k (V_{GS} - V_t) \cdot v_{gs}}_{\text{Lineal en señal variable}} + \underbrace{\frac{k}{2} \cdot v_{gs}^2}_{\text{No lineal} \rightarrow \text{distorsión}} = I_{DQ} + i_d + (\text{distorsión})$$

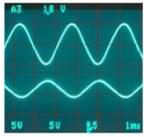
Polarización (Q)

Lineal en señal variable

No lineal \rightarrow distorsión

■ Si la distorsión es mucho menor que la señal, se desprecia. Y en el término lineal en señal identificamos la *transconductancia*:

$$i_d = k (V_{GS} - V_t) \cdot v_{gs} = g_m \cdot v_{gs} \quad \Rightarrow \quad g_m = k (V_{GS} - V_t) \quad \Leftrightarrow \quad g_m = \sqrt{2kI_D}$$

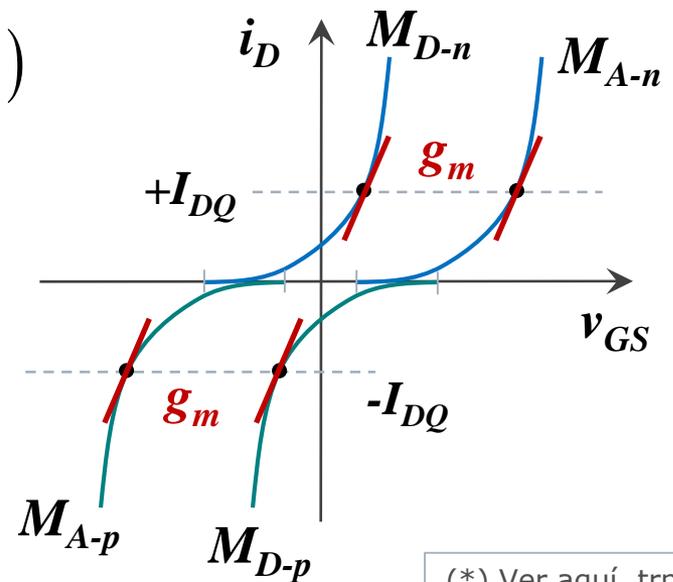
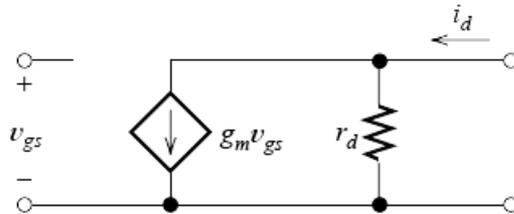


3-Modelos en señal variable. MOSFET.

Parámetros como las derivadas alrededor de Q

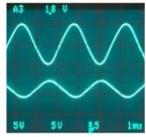
- ❑ Se ha descrito el modelo de un MOS de Acumulación-canal n (M_{A-n}), pero el modelo hallado es **idéntico** para todos los tipos de FET:
 - Canal n , canal p , de acumulación o de deplexión.
- ❑ Esto es inherente al concepto físico de los modelos lineales en p.s. (*)
 - Los valores de **cada parámetro del modelo** son la **derivada de las respectivas curvas** particularizadas sobre el **punto de trabajo Q**
 - Por ejemplo, g_m se define como la derivada de la f. de t. en Q:

$$g_m = \left. \frac{di_D}{dv_{GS}} \right|_Q = \left. \frac{d}{dv_{GS}} \left[\frac{k}{2} (v_{GS} - V_t)^2 \right] \right|_Q = k (V_{GSQ} - V_t)$$



- Igualmente, r_o es la derivada de la curva (i_D, v_{DS}) alrededor de Q.

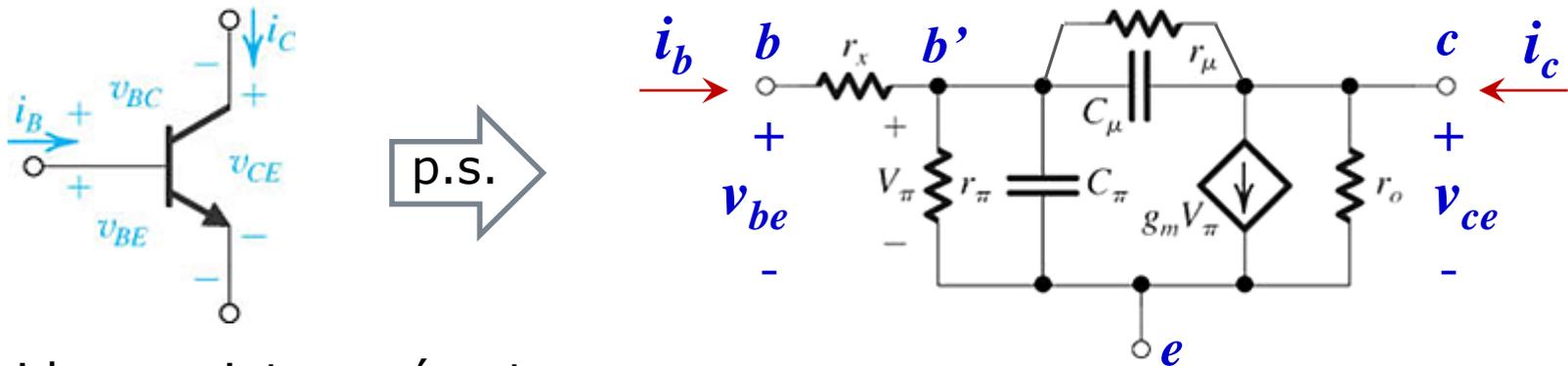
(*) Ver aquí, trp. 8.



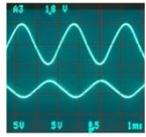
4-Modelos en señal variable. BJTs.

Modelo híbrido en 'pi' (π)

- ❑ Es un modelo muy usado para los BJT's, que incluye los efectos en *alta frecuencia* debido a las **capacidades** de las **uniones**.
 - Válido para p.s. desde DC hasta frecuencias altas



- ❑ Definido por siete parámetros:
 - r_π → resistencia de entrada, entre base (b' , interna) y emisor (e)
 - r_o → resistencia de salida, entre colector (c) y emisor (e)
 - g_m → transconductancia, relación entre la i_c (salida) y la v_{be} (entrada)
 - r_x → resistencia de contacto, entre semiconductor y terminal (*del orden de Ω*)
 - r_μ → resistencia de pérdidas en la unión B-C, en inverso (*del orden de $M\Omega$*)
 - C_μ → capacidad base-colector (*del orden de pF*)
 - C_π → capacidad base-emisor (*del orden de pF*)



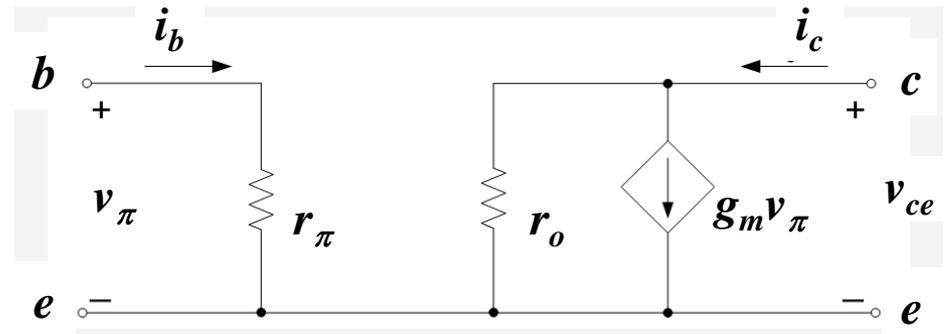
4-Modelos en señal variable. BJTs.

Modelo híbrido en 'pi', simplificaciones

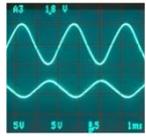
- ❑ Cuando trabajemos en frecuencias bajas y medias: $Z_{C_internos} \rightarrow \infty$
 - En consecuencia, se desprecian los efectos de: C_π y C_μ
 - En estas condiciones el efecto de r_x es también despreciable. Si consideramos esta aproximación entonces $b \equiv b'$, y $v_{be} = v_\pi$
 - Por otro lado, el valor de r_μ es tan elevado que su efecto es reducido, en comparación con el de el resto de los parámetros.
- ❑ Por tanto, es suficiente un modelo de **tres** parámetros para el análisis manual del comportamiento en p.s.

Con ($r_x = 0$) y ($r_\mu \rightarrow \infty$):

$$\left\{ \begin{array}{l} v_\pi = v_{be} \\ g_m \cdot v_\pi = g_m \cdot v_{be} \\ r_o = r_{ce} \end{array} \right. \rightarrow$$



- ❑ El **análisis manual** permite al diseñador conocer las dependencias del circuito y así poder actuar sobre él para cumplir especificaciones.
- ❑ Si se necesita mayor precisión en los resultados \rightarrow **simulación** (PSpice)



4-Modelos en señal variable. BJTs.

Modelo híbrido en 'pi' (π) simplificado (1)

- Los parámetros se obtienen de las variaciones en las ecuaciones del BJT en zona activa alrededor de Q \rightarrow un solo modelo^(*), sea **npn** ó **pnp**

- Resistencia de entrada: r_π

- La función de entrada del BJT en activa,

$i_B = f(v_{BE})$, con $v_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$ es:

$$i_B(t) = \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{v_{BE}(t)}{V_T}} = \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{V_{BEQ} + v_{be}(t)}{V_T}} = I_{BQ} + i_b(t)$$

polarización

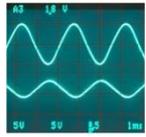
señal variable

- Al igual que se hizo en el caso del diodo, se desarrolla la exponencial en serie de Taylor alrededor de V_{BEQ} :

$$i_B(t) = I_{BQ} + \frac{I_{BQ}}{V_T} v_{be}(t) + \frac{1}{2!} \frac{I_{BQ}}{V_T^2} v_{be}^2(t) + \dots = I_{BQ} + i_b(t) + (\text{términos de distorsión})$$

- Si v_{be} es pequeña, los términos de distorsión serán despreciables, y para señal se tiene:

$$i_b(t) = \frac{I_{BQ}}{V_T} v_{be}(t) = \frac{v_{be}(t)}{r_\pi} \quad \rightarrow \quad r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}}$$



4-Modelos en señal variable. BJTs.

Modelo híbrido en 'pi' (π) simplificado (2)

- ❑ Para los otros parámetros usaremos equivalencias funcionales y físicas.
 - También, por sencillez, renombramos la entrada en señal como v_π

- ❑ Transconductancia: g_m

- Supuesta β constante alrededor del punto de trabajo Q , se tiene que:

$$i_c(t) = \beta \cdot i_b(t) \quad \rightarrow \quad i_c = \beta \cdot \frac{v_\pi}{r_\pi} = \frac{\beta}{r_\pi} v_\pi = g_m \cdot v_\pi$$

- Por tanto, tenemos las siguientes relaciones o definiciones útiles:

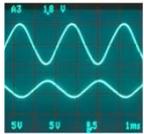
$$g_m = \frac{\beta I_{BQ}}{V_T} = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad \leftrightarrow \quad g_m \cdot r_\pi = \beta$$

- ❑ Resistencia de salida: r_o

- Tiene el mismo significado físico que en el modelo para DC, por lo que su definición es la misma:


$$r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

- ❑ **Nota final:** estos tres parámetros se pueden obtener también a partir de las derivadas de las curvas ($i-v$) [[→ ver el caso del MOSFET](#)]



5-Márgenes de pequeña señal

Amplitud máxima de la señal

- ❑ Para linealizar la respuesta de un TRT o diodo, se han de considerar despreciables los términos de distorsión (*términos de orden 2 y mayores*)
 - Estas condiciones definen el **margen** de una **señal** considerada **pequeña**

- ❑ En los MOSFET:

$$k(V_{GS} - V_t) \cdot v_{gs} \gg \frac{k}{2} \cdot v_{gs}^2 \Rightarrow (V_{GS} - V_t) > \frac{10}{2} \cdot v_{gs} \Rightarrow v_{gs} < \frac{1}{5}(V_{GSQ} - V_t) = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{2I_{DQ}}{k}}$$

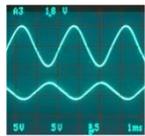
- ❑ En los BJT:

$$\frac{I_{BQ}}{V_T} v_{be} \gg \frac{1}{2!} \frac{I_{BQ}}{V_T^2} v_{be}^2 \Rightarrow 1 > \frac{10}{2} \frac{v_{be}}{V_T} \Rightarrow v_{be} < \frac{1}{5} V_T \approx 5mV$$

- ❑ En los Diodos:

- La curva (i_D, v_D) del diodo es similar a la de entrada (i_B, v_{BE}) del BJT → aplicando las mismas condiciones obtendremos el mismo margen de validez para p.s.:

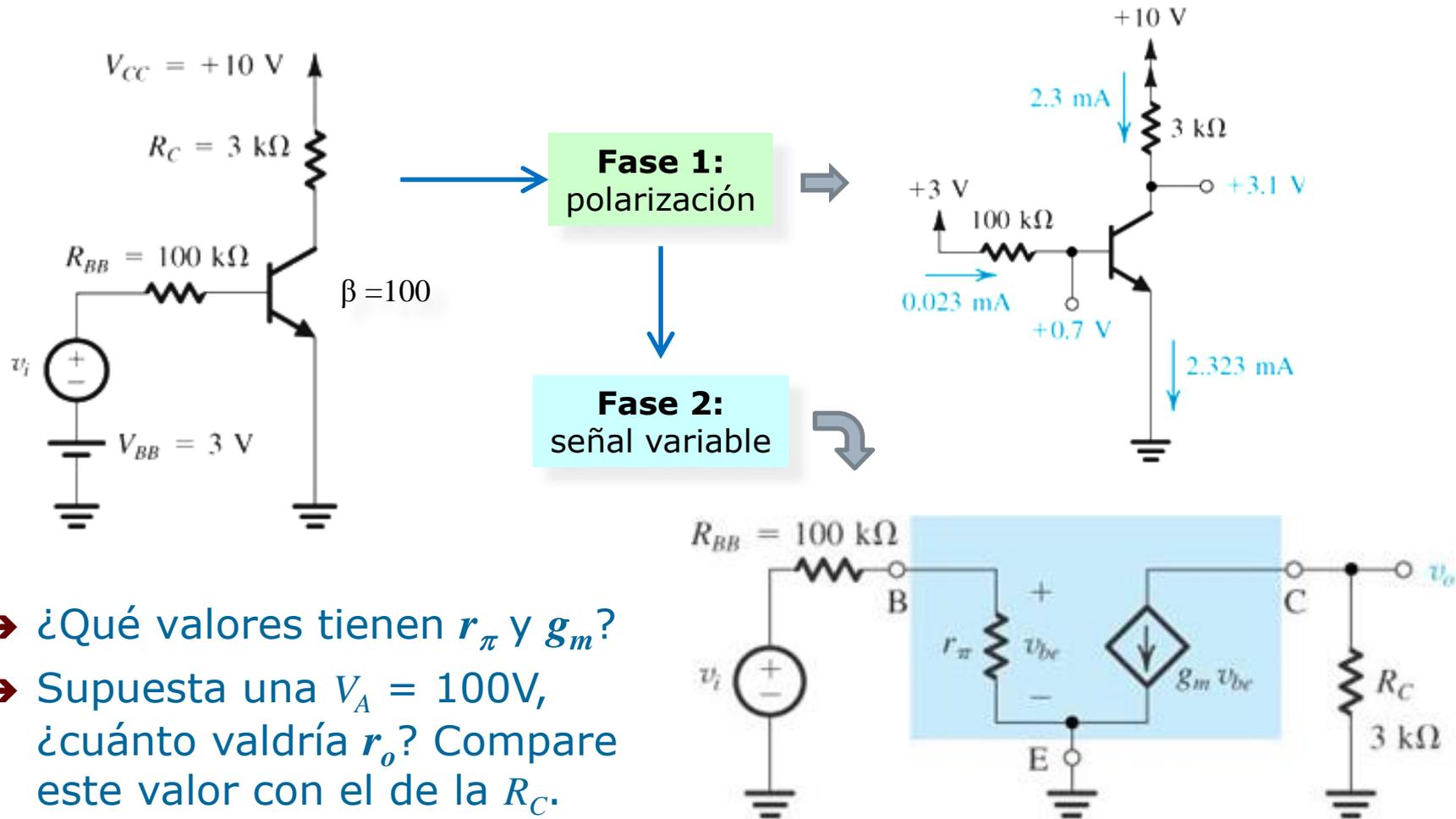
$$\Rightarrow v_d < \frac{1}{5} V_T \approx 5mV$$



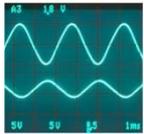
6-Ejemplo práctico

Estudio previo de un amplificador con un BJT

- Objetivo del análisis previo: obtener el circuito equivalente en pequeña señal del amplificador con BJT. Pasos: **1º-DC** → **2º-modelo** → **3º-AC**



- ➔ ¿Qué valores tienen r_π y g_m ?
- ➔ Supuesta una $V_A = 100\text{ V}$, ¿cuánto valdría r_o ? Compare este valor con el de la R_C .

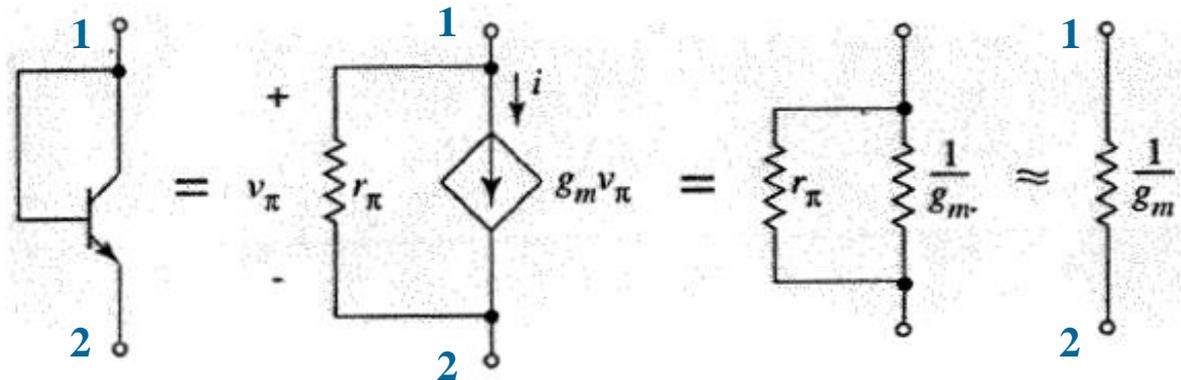


7-Equivalencias útiles

Transistores montados como Dipolos (terminales 1 y 2)

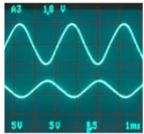
- ❑ Es frecuente encontrar TRTs con terminales cortocircuitados
 - Así se fuerza un comportamiento *alternativo* del TRT
- ❑ Caso habitual en Ctos. Integrados: **BJT** montado como '**diodo**'
 - Uniendo *Base* y *Colector* en un BJT; el TRT actúa como un diodo entre los terminales 1 y 2, si: $v_{12} = v_{BE} > V_\gamma (\approx 0,6V) \rightarrow \mathbf{ON}$
 - Igualmente en señal variable se comporta como un diodo y su modelo en p.s. es equivalente al de un diodo simple

BJT's



Actividades de estudio:

1. Demuestre que un BJT con C y B en corto **siempre** estará en activa.

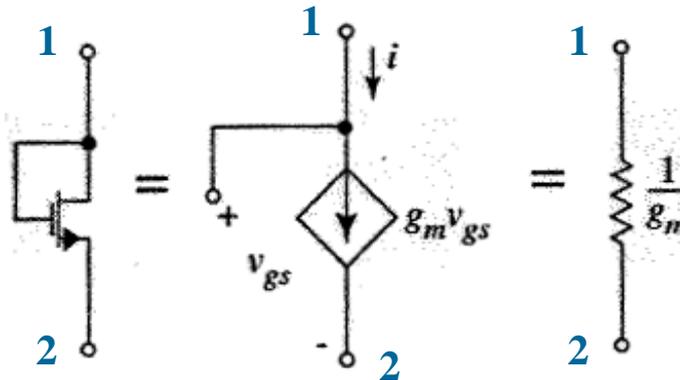


7-Equivalencias útiles

Transistores montados como Dipolos (terminales 1 y 2)

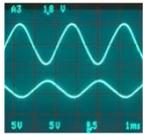
- En MOS el 'montaje diodo' es un circuito similar, uniendo **D** y **G**
 - En gran señal (curvas $i-v$) esta conexión fuerza al MOS a estar en zona activa \rightarrow conduce de 1 a 2, a partir de $v_{12} = v_{GS} > V_t$
 - En **pequeña señal** su modelo es igual al del diodo de unión:

FET's



Actividades de estudio:

1. Demuestre que un MOS con **D** y **G** en corto **siempre** estará en activa.
2. ¿Qué pasaría si cortocircuitásemos **G** con **S** en un MOS?
3. Las respuesta dadas a 1 y 2 ¿serían iguales para los casos de MOS de acumulación y de deplexión?



8-Conclusiones

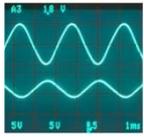


□ Análisis en señal variable

- Es un caso muy especial de **superposición de efectos** en **DC** (polarización en un punto Q, estable en DC) y **AC** (señal variable)
- La no-linealidad de los dispositivos semiconductores (diodos y trts) obliga a restringir las amplitudes de las señales → *pequeña señal*.
- Solo en p.s. los dispositivos pueden sustituirse por un modelo lineal

□ Modelos lineales en p.s. y frecuencias bajas y medias

- **Diodo**: en directo, equivale una r_d cuyo valor se obtiene derivando la curva de Shockley alrededor del punto Q
- **MOSFET**: en saturación (zona activa): el modelo incluye dos parámetros (g_m , r_o) → idénticos para todos los MOSFET.
- **BJT**: en activa: tres parámetros (r_π , g_m , r_o), idénticos para todos los BJT, sean *npn* ó *pnp*



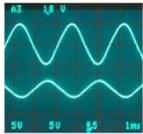
Referencias



- ❑ Los transistores como elementos amplificadores:
 - Sedra, secciones 5.3.1-3, 4.4.1, y 4.6.1-4.

- ❑ Análisis en señal de amplificadores:
 - Malik, sección 7.1

- ❑ Modelos de dispositivos en pequeña señal:
 - Malik, secciones 7.2, 8.4.1 y 3.12 (diodos)
 - Sedra, secciones 4.6.5-9 (MOS), 5.6.1-8 (BJT)



Control de revisiones

- 2017-01-31: versión preliminar.
- 2017-02-13: incluida la sección 7, que describe las funciones y los modelos en p.s. de TRTs montados como dipolos (dos terminales accesibles). 'Conclusiones' pasa a ser la sección 8.