

EL42A - Circuitos Electrónicos

Clase No. 13: Circuitos Amplificadores Lineales (1)

Patricio Parada
pparada@ing.uchile.cl

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Chile

22 de Septiembre de 2009

Contenidos

Introducción

Amplificador Bipolar Lineal

Modelo Híbrido- π

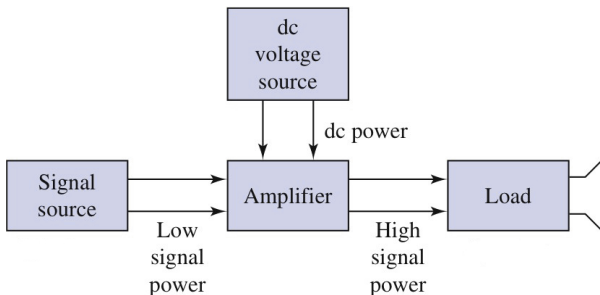
- ▶ Hasta este momento nos hemos concentrado en la descripción de la operación de circuitos con transistores, y en particular, en circuitos que combinan un transistor (dos en casos muy especiales) con elementos pasivos como resistencias y condensadores.
- ▶ En este capítulo vamos a concentrarnos en circuitos amplificadores lineales para señales analógicas.
- ▶ Un amplificador lineal es un sistema cuya salida puede ser descrita mediante una transformación lineal de la entrada, esto es

$$\mathcal{L}[\alpha_1(t^*)x_1(t^*) + \alpha_2(t^*)x_2(t^*)] = \alpha_1(t^*)\mathcal{L}[x_1(t^*)] + \alpha_2(t^*)\mathcal{L}[x_2(t^*)],$$

para $\alpha_1, \alpha_2 \in \mathbb{C}$ y algún instante de tiempo t^* . En otras palabras, ante una entrada cualquier $x(t^*)$ entrega una salida $y(t^*)$ proporcional a la entrada.

Introducción II

- ▶ En el caso de un amplificador, esta constante de proporcionalidad es mayor que 1 y recibe el nombre de **ganancia de amplificación**.
- ▶ Un amplificador lineal proporciona ganancia de potencia a la señal de salida, lo cuál resulta muy útil en aplicaciones en comunicaciones, radioastronomía, sistemas de detección, y en general, en cualquier aplicación que requiera instrumentación electrónica.



- ▶ En muchas aplicaciones asumiremos además que las propiedades del sistema no cambian en el tiempo, por lo que el sistema completo será LTI (lineal e invariante en el tiempo).
- ▶ Esta suposición nos permitirá emplear algunas herramientas del mundo de sistemas lineales, como representación mediante transformadas y nociones de estabilidad basada en criterios de ceros y polos, en el ámbito de circuitos electrónicos.
- ▶ Cabe preguntarse bajo que condiciones debemos imponer sobre la operación del circuito para que estas hipótesis tengan validez?

- ▶ La condición más natural que deberemos imponer dice relación con la operación del circuito ante pequeñas variaciones en torno a un punto de operación dado.
- ▶ Por ello, nuestra primera labor será determinar la representación equivalente para pequeña señal de los transistores que hemos presentado en el curso.
- ▶ Otra herramienta que nos será de utilidad es la **curva característica de transferencia**, pues ella nos permite caracterizar el funcionamiento del circuito desde el punto de vista de voltajes de entrada y salida, en lugar de hacerlo en función de voltajes y corrientes.

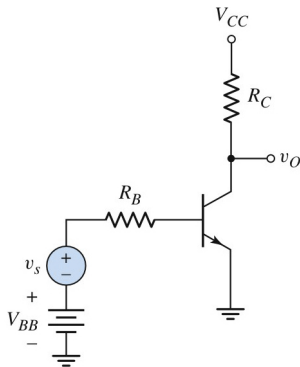
- ▶ Cuando uno analiza y diseña un circuito amplificador se deben considerar dos tipos de enfoques:
 - ▶ El análisis DC (y diseño de polarización) porque el circuito involucra fuentes de voltaje y/o corriente continua que energizan los dispositivos.
 - ▶ Análisis (y diseño) dependiente del tiempo. Aquí, las opciones son bastante más amplias porque podemos emplear cualquiera de las técnicas de sistemas lineales conocidas.
- ▶ Cómo podemos combinar los resultados de ambos enfoques? Mediante el **principio de superposición** podemos establecer que la respuesta total del circuito $v_O(t)$ es

$$v_O(t) = v_O(t)|_{v_I(t)=V_I(\text{DC})} + v_O(t)|_{v_I(t)=v_i(t)} \quad (1)$$

donde $v_I(t) = V_I(\text{DC}) + v_i(t)$.

Amplificador Bipolar Lineal I

- ▶ El amplificador lineal tiene en su corazón al menos un transistor.
- ▶ Nuestra presentación comienza considerando el caso en que este transistor es un BJT.
- ▶ Consideremos el circuito con emisor común:



- ▶ La característica de transferencia de voltaje del circuito nos permitirá determinar el comportamiento del circuito ante distintos voltajes de entrada.
- ▶ Para $v_I < V_{BE}(\text{on})$ el transistor está en corte. Luego $i_C = 0$ y

$$v_O = V_{CC}.$$

- ▶ Si $v_I > V_{BE}(\text{on})$, el transistor puede estar en el modo activo o bien en el modo saturado.
- ▶ Si está en el modo activo $v_O = V_{CE} > V_{CE}(\text{sat})$, y

$$v_O = V_{CC} + \beta \frac{R_C}{R_B} V_{BE}(\text{on}) - \beta \frac{R_C}{R_B} v_I.$$

- El transistor entrará en saturación cuando $v_O = V_{CE}(\text{sat})$; ello ocurre cuando

$$v_I = \left(V_{CC} + \beta \frac{R_C}{R_B} V_{BE}(\text{on}) - V_{CE}(\text{sat}) \right) \frac{R_B}{\beta R_C}.$$

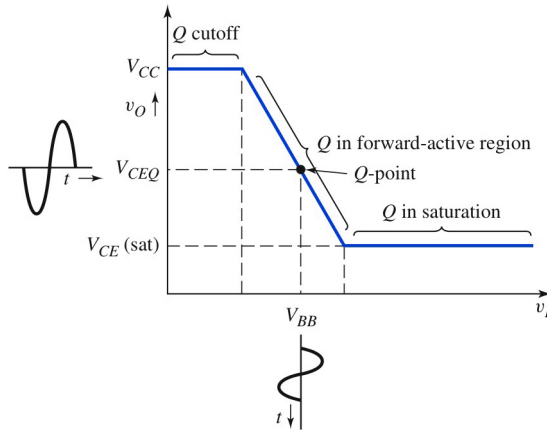
- Si asumimos el modelo de fuente para el comportamiento de saturación, tendremos que

$$v_O = V_{CE}(\text{sat}).$$

$$\text{para } v_I \geq \left(V_{CC} + \beta \frac{R_C}{R_B} V_{BE}(\text{on}) - V_{CE}(\text{sat}) \right) \frac{R_B}{\beta R_C}.$$

Amplificador Bipolar Lineal IV

- La curva característica es entonces



Modelo Equivalente de Pequeña Señal I

- ▶ La operación de amplificadores utiliza el modo activo de un transistor.
- ▶ Nuestro enfoque consistirá en determinar un modelo equivalente para pequeñas señales que nos permita derivar una expresión analítica para la ganancia de voltaje del circuito completo.
- ▶ La derivación del modelo es bastante directa, y sigue el mismo procedimiento mostrado en el capítulo de diodos.
- ▶ Notamos que

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_E = i_C / \alpha$$

$$i_B = i_C / \beta$$

$$v_C = v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$$

- Si $v_{BE} = V_{BE} + \Delta v_{BE}$, entonces

$$i_C = I_{CQ} + \frac{I_{CQ}}{V_T} \Delta v_{BE}. \quad (2)$$

donde $I_{CQ} = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$ corresponde a la corriente de colector en el punto de operación.

- Por lo tanto, la excitación Δv_{BE} induce una corriente de colector

$$\Delta i_C = \frac{I_{CQ}}{V_T} \Delta v_{BE} \quad (3)$$

- La variación de la corriente de la base es proporcional a Δi_C

$$\Delta i_B = \frac{I_{CQ}}{\beta V_T} \Delta v_{BE} \quad (4)$$

- La constante de proporcionalidad entre Δv_{BE} y Δi_B se puede interpretar como una resistencia r_π definida como

$$r_\pi = \left. \frac{\partial \Delta v_{BE}}{\partial \Delta i_B} \right|_{I_C = I_{CQ}} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} \quad (5)$$

Modelo Equivalente de Pequeña Señal IV

- Notamos que podemos definir el parámetro de transconductancia g_m como

$$g_m = \left. \frac{\partial \Delta i_C}{\partial \Delta v_{BE}} \right|_{v_{BE}=V_{BEQ}} = \frac{I_{CQ}}{V_T} \quad (6)$$

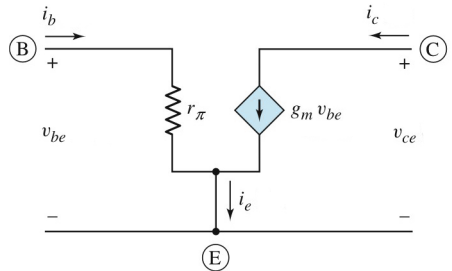
- Luego

$$\Delta i_C = g_m \Delta v_{BE} \quad (7)$$

- Estos parámetros permiten desarrollar un circuito equivalente para pequeñas variaciones que recibe el nombre de **circuito equivalente híbrido- π** .

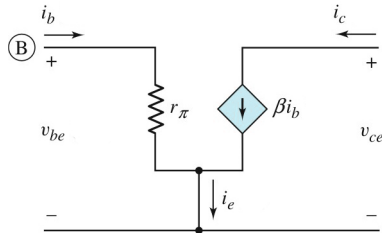
Modelo Equivalente de Pequeña Señal V

- ▶ El modelo circuital de para señal pequeña nos indica que existen una impedancia r_π entre la base y el emisor, con el transistor visto desde la base.
- ▶ Existen dos variantes que resultan equivalentes al momento de analizar un circuito.
- ▶ El primero se basa en la transconductancia.



Modelo Equivalente de Pequeña Señal VI

- El segundo utiliza el parámetro de ganancia de corriente β .
- Ambos modelos pueden utilizarse para relacionar los fasores de voltaje y corriente asociados para el régimen permanente.



Relación entre β y β_F

- La constante β_F se utiliza para denotar la constante de proporcionalidad entre las corrientes DC de base y colector, incluyendo cualquier tipo de corriente de fuga o efecto de segundo orden que exista.

$$\beta_F = \frac{I_C(\text{DC})}{I_B(\text{DC})} \quad (8)$$

- La constante β denota el **cambio incremental** en la corriente de colector con los cambios en la corriente de la base.

$$\beta = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}. \quad (9)$$

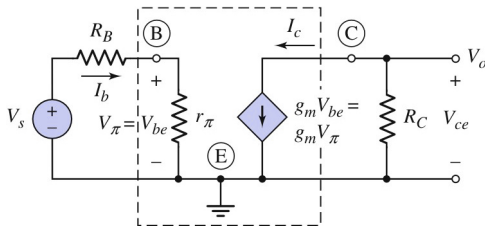
- En un BJT ideal ambas constantes son iguales.

Ganancia de Amplificación de Voltaje I

- Consideremos el circuito en la configuración de emisor común (slide 8).
- Utilizaremos el modelo de pequeña señal para determinar

$$A_v \equiv \frac{V_o}{V_s}$$

- NOTA: Este modelo se utilizará para el análisis de régimen permanente del circuito. Hemos elegido utilizar mayúsculas en este caso para denotar la representación en el dominio transformado (frecuencia ω , Laplace s o fasor).



- Tenemos las siguientes ecuaciones:

$$V_{\pi} = \frac{r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} V_s$$

$$V_o = V_{ce} = -g_m V_{\pi} R_C$$

- Luego

$$A_v = -g_m R_C \frac{r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} \quad (10)$$

Procedimiento Análisis AC

Trabajamos en la región lineal del amplificador. Luego podemos aplicar el principio de superposición, y por lo tanto, podemos separar el análisis AC del DC.

1. DC: Analizar el circuito sólo con las fuentes DC presentes.
Esto nos entrega el punto de operación del circuito. Se debe verificar que el transistor opere en la región activa directa para que funcione como amplificador lineal.

NOTA: $Z_C \nearrow \infty$ y $Z_L \searrow 0$ cuando $\omega = 0$.

Procedimiento Análisis AC (cont.)

- 2 AC: Reemplazar cada transistor por su modelo de pequeña señal equivalente (modelo híbrido- π).

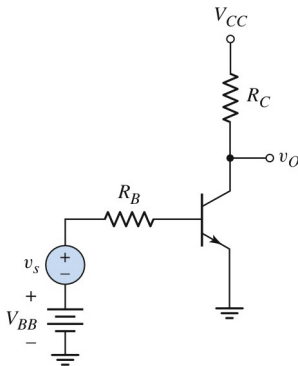
Reemplazar C por $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ y $Z_L = j\omega L$.

- 3 Analizar el circuito resultante, fijando las fuentes DC en 0 (de voltaje se cortocircuitan a tierra y de corriente se abren) para producir un circuito de régimen permanente.

Ejemplo

Determine la ganancia de voltaje de pequeña señal para el amplificador bipolar de la figura.

Considere que $\beta = 100$,
 $V_{CC} = 12\text{ V}$, $V_{BE} = 0,7\text{ V}$,
 $R_C = 6\text{ k}\Omega$, $R_B = 50\text{ k}\Omega$ y
 $V_{BB} = 1,2\text{ V}$.



- **Solución DC:** Determinamos el punto de operación Q .

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}(\text{on})}{R_B} = \frac{1,2 - 0,7}{50 \text{ k}} = 10 \mu\text{A}.$$

- La corriente de colector es

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 10 \mu\text{A} = 1 \text{ mA}.$$

- El voltaje V_{CEQ} lo podemos determinar a través de la curva de carga:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_C I_{CQ} = 12 - 1 \times 6 = 6 \text{ V}.$$

- Luego, el transistor está polarizado en forma directa.

- **Solución AC:** Determinamos los parámetros del modelo híbrido- π .

$$r_{\pi} = \frac{\beta V_T}{I_{CQ}} = \frac{100 \times 0,026}{1\text{m}} = 2,6 \text{ k}\Omega.$$

y

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{1}{0,026} = 38,5 \text{ mA/V}.$$

- La ganancia de amplificación de voltaje es

$$A_v = -g_m R_C \frac{r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} = -38,5 \times 6 \times \frac{2,6}{2,6 + 50} = -11,4 \frac{\text{V}}{\text{V}}. \quad (11)$$

- ▶ El modelo híbrido- π que acabamos de presentar es la versión más simplificada en la que uno puede pensar; por ello , no incorpora efectos como capacitancias internas, resistencias internas (salvo r_π) ni el efecto Early.
- ▶ En los análisis de pequeña señal resulta clave incorporar estos efectos para tener una respuesta más realista del circuito.
- ▶ Comenzaremos con la incorporación del efecto Early.
- ▶ Recordemos que

$$i_c = \alpha I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right),$$

donde V_A es el voltaje de Early.

- La resistencia de salida del transistor es

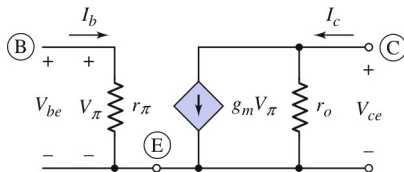
$$r_o = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{I_{CQ}}$$

- Luego

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_o} &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{CEQ}} \\ &= \alpha I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \times \frac{1}{V_A} \Big|_{V_{CEQ}} \\ &\approx \frac{I_{CQ}}{V_A}. \end{aligned}$$

Modelo Híbrido- π Extendido III

- El modelo híbrido se modifica incorporando una resistencia en paralelo a la carga, entre los terminales C y E.



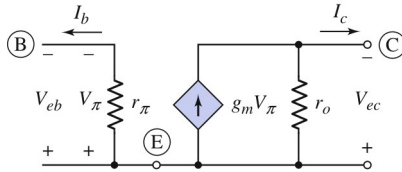
- En este caso, la ganancia de voltaje de un amplificador en la configuración de emisor común se modifica para tomar la forma

$$A_v = -g_m(R_C \parallel r_o) \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi}. \quad (12)$$

- ▶ Notamos que $R_C < R_C \parallel r_o$ para cualquier resistencia de salida r_o finita.
- ▶ Por lo tanto, la ganancia de amplificación decae producto de la consideración del efecto Early.
- ▶ El calificativo de **híbrido** se deriva de la naturaleza híbrida de los parámetros del modelo: la resistencia de entrada r_π , la resistencia de salida r_o , el parámetro de transconductancia g_m y la ganancia de corriente de la base β .
- ▶ Notemos que los modelos para transistores *pnp* son completamente equivalentes a lo visto hasta el momento (válido para transistores *nnp*).

Modelo Híbrido- π Extendido V

- En este caso, tenemos los modelos modificados siguientes:



- Y el circuito equivalente para señal pequeña con emisor común (*npn*).

