
EL54D-Taller de Diseño

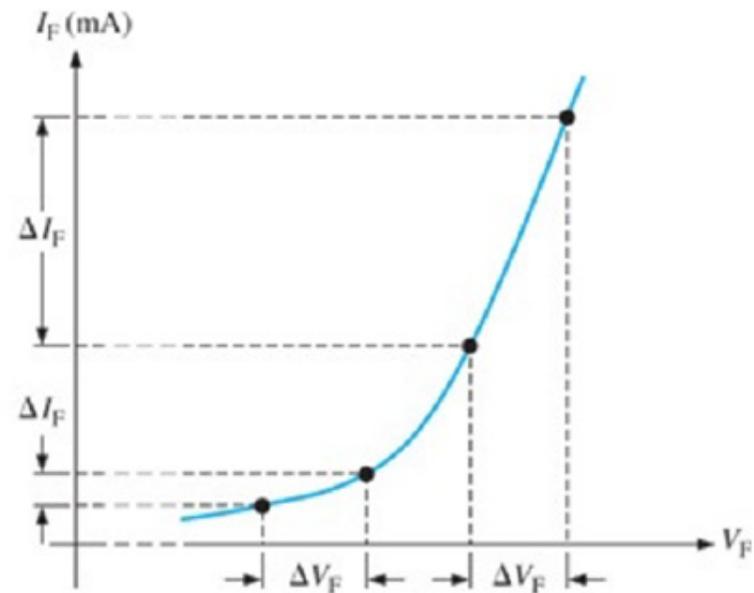
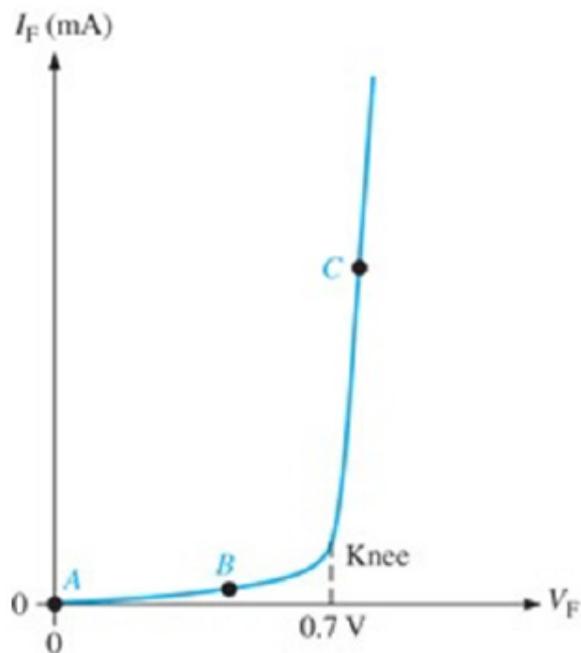
Clase No. 2: Repaso de Electrónica

Marcos Diaz

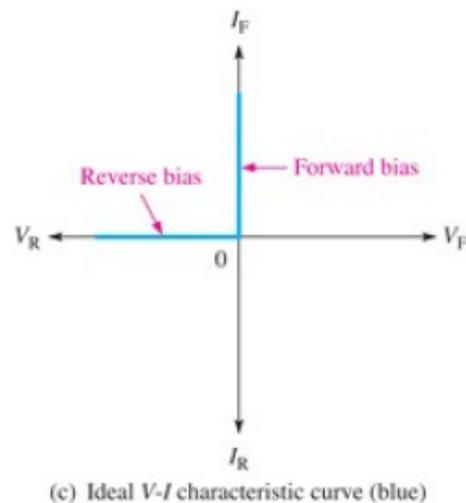
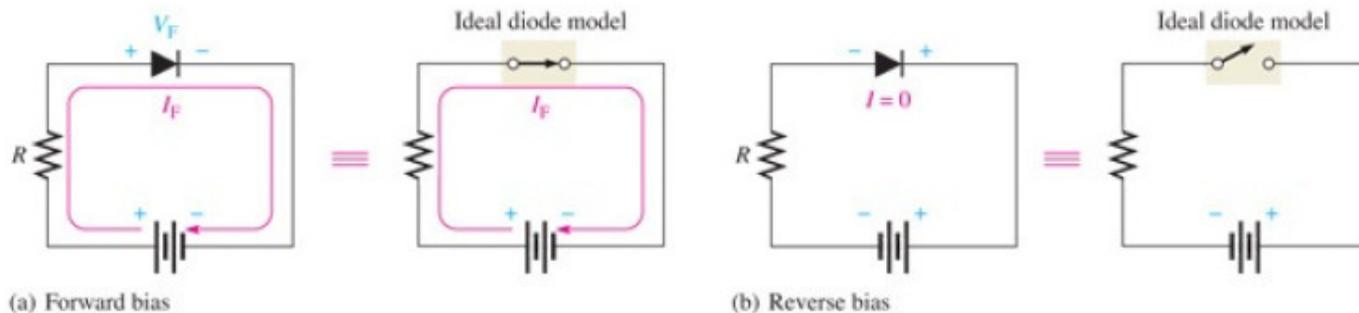
Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE)
Universidad de Chile

28 de marzo de 2011

Relación de V e I en polarización directa

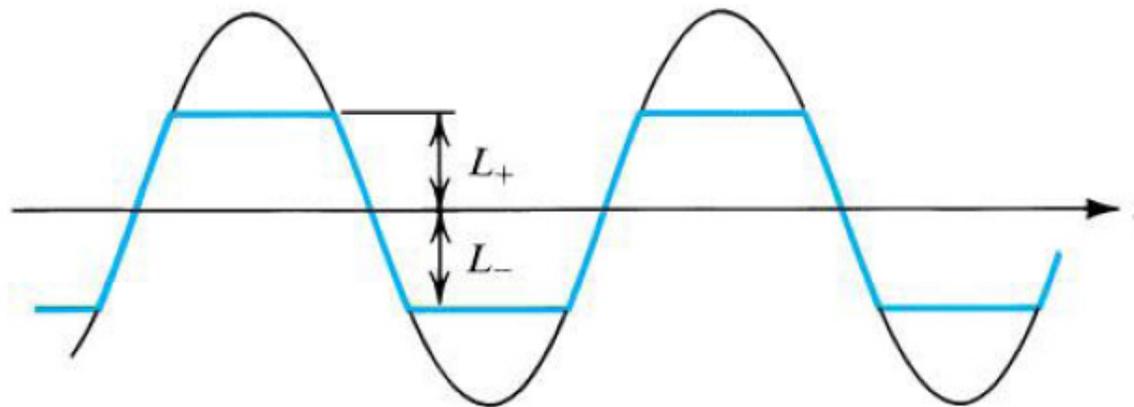


Modelo Ideal



Circuitos Limitadores-Cont.

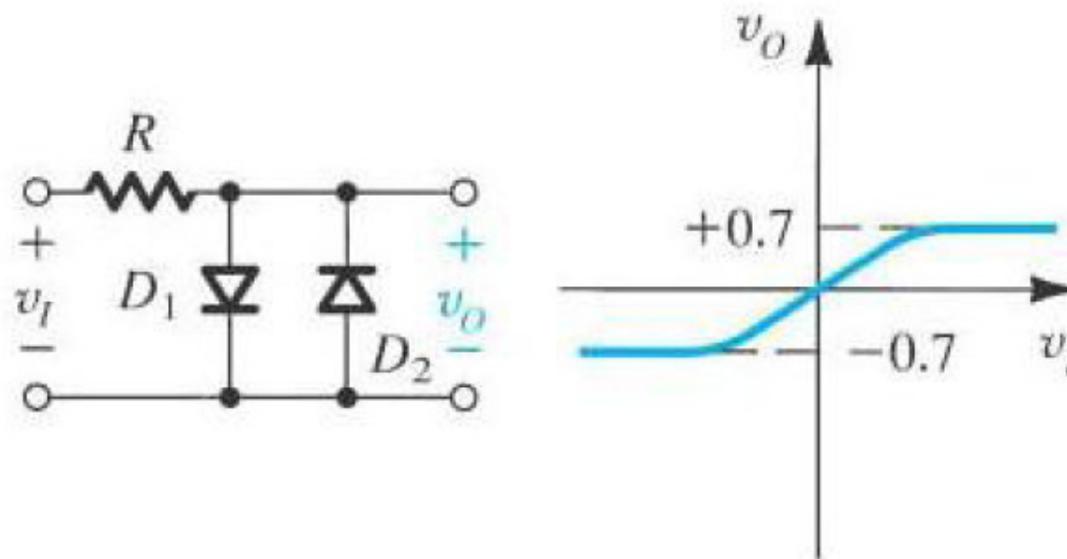
Si aplicamos una entrada sinusoidal a un circuito limitador veremos que éste recorta la salida cuando $V_p > \max\{L_+, L_-\}$.



Otras Formas de Circuitos Limitadores-Cont.

Limitador Doble

El limitador doble se puede obtener también intercambiando dos diodos, de la siguiente forma



Mezclador

Un mezclador realiza un operación no lineal para alcanzar la traslación en frecuencia. Es posible mostrar la traslación en frecuencia puede ser alcanzada sumando dos fasores de frecuencia similar. En efecto, una forma común de implementar la operación de un mezclador es primero sumar las dos señales, entonces elevar al cuadrado la suma. Sean dos señales s_{RF} y s_{LO} las cuales representan la señal en si y la señal de oscilador local (o referencia) respectivamente, así

$$s_{RF}(t) = A \cos(2\pi f_{RF} t) \quad (139)$$

$$s_{LO}(t) = B \cos(2\pi f_{LO} t) \quad (140)$$

Mezclador-Cont.

Al tomar la suma de las dos señales y elevarlas al cuadrado se obtiene

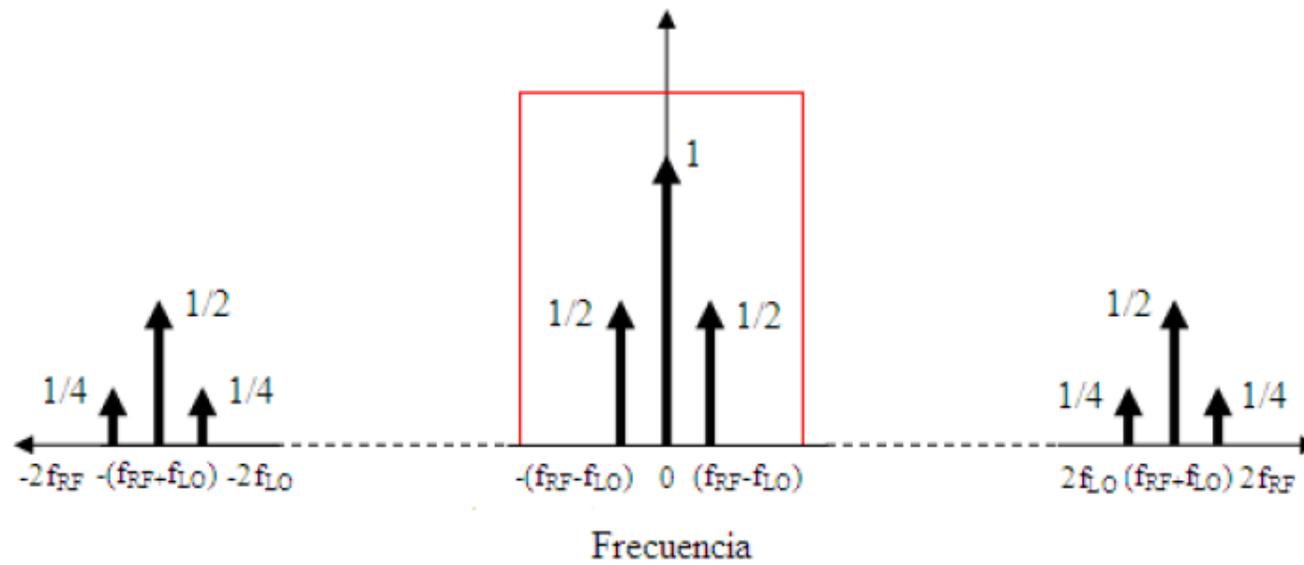
$$\begin{aligned}
 (s_{RF} + s_{LO})^2 &= (A \cos(2\pi f_{RF} t) + B \cos(2\pi f_{LO} t))^2 \\
 &= A^2 \cos^2(\omega_{RF} t) + 2AB \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) + B^2 \cos^2(\omega_{LO} t) \\
 &= A^2 \frac{(1 + \cos(2\omega_{RF} t))}{2} + 2AB \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) + B^2 \frac{(1 + \cos(2\omega_{LO} t))}{2}
 \end{aligned} \tag{141}$$

$$\begin{aligned}
 \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) &= \frac{1}{4} \left[\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) \right. \\
 &\quad \left. + \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t) + \cos(-(\omega_{LO} + \omega_{RF})t) \right]
 \end{aligned} \tag{142}$$

Mezclador

$$\begin{aligned}(s_{RF} + s_{LO})^2 &= \frac{A^2}{2} + \frac{B^2}{2} + \frac{A^2}{2} \cos(2\omega_{RF}t) + \frac{B^2}{2} \cos(2\omega_{LO}t) \\ &+ \frac{AB}{2} \left[\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) \right. \\ &\left. + \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t) + \cos(-(\omega_{LO} + \omega_{RF})t) \right] \quad (143)\end{aligned}$$

Mezclador



Mezclador

Si ahora hacemos $(s_{RF} + s_{LO})^2 - (s_{RF} - s_{LO})^2$ obtenemos

$$\begin{aligned}
 (s_{RF} + s_{LO})^2 - (s_{RF} - s_{LO})^2 &= s_{RF}^2 + 2s_{RF}s_{LO} + s_{LO}^2 - s_{RF}^2 + 2s_{RF}s_{LO} - s_{LO}^2 \\
 &= 4s_{RF}s_{LO} \\
 &= 4AB \cos(\omega_{RF}t) \cos(\omega_{LO}t) \\
 &= AB \left[\cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) \right. \\
 &\quad \left. + \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t) + \cos(-(\omega_{LO} + \omega_{RF})t) \right] \quad (144)
 \end{aligned}$$

Mezclador

Recordando la curva real del diodo

$$I = I_0 \left[e^{V/V_{th}} - 1 \right] \quad (145)$$

Esta ecuación puede ser aproximada usando un desarrollo de Taylor. Recordando el desarrollo de la exponencial en torno a un punto x_0

$$e^x = e^{x_0} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(x - x_0)^i}{i!}$$

Entonces la corriente puede ser aproximada como

$$I = I_0 \left[e^{V/V_{th}} - 1 \right] = I_0 \left[\sum_{i=1}^{\infty} \frac{(V/V_{th})^i}{i!} + 1 - 1 \right] = I_0 \left[\sum_{i=1}^{\infty} \frac{(V/V_{th})^i}{i!} \right] \quad (146)$$

Mezclador

$$I = I_0 \left[\frac{V}{V_{th}} + \frac{1}{2} \left[\frac{V}{V_{th}} \right]^2 + \frac{1}{6} \left[\frac{V}{V_{th}} \right]^3 + \dots \right] = I_0 \left[\sum_{i=1}^{\infty} \frac{(V/V_{th})^i}{i!} \right]$$

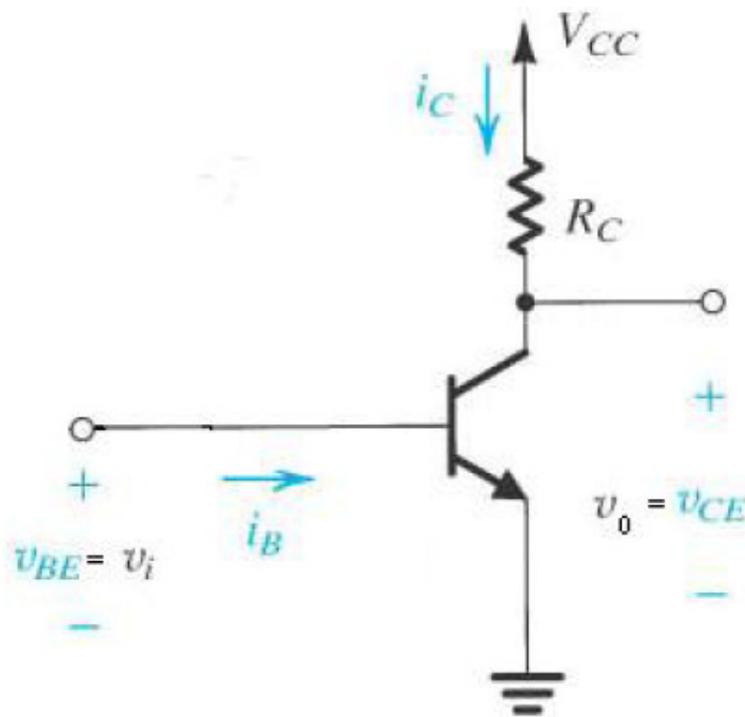
$$I = I_0 \left[\frac{S_{RF} + S_{LO}}{V_{th}} + \frac{1}{2} \left[\frac{S_{RF} + S_{LO}}{V_{th}} \right]^2 + \frac{1}{6} \left[\frac{S_{RF} + S_{LO}}{V_{th}} \right]^3 + \dots \right] \quad (147)$$

Las frecuencias presentes en el espectro son nf_{RF} , nf_{LO} , $n(f_{RF} - f_{LO})$, $n(f_{RF} + f_{LO})$ y 0, donde $n = 1, 2, 3, \dots$

Transistores de Juntura Bipolar

Característica voltaje corriente

La polarización del BJT npn siempre tiene corrientes entrando por el colector:

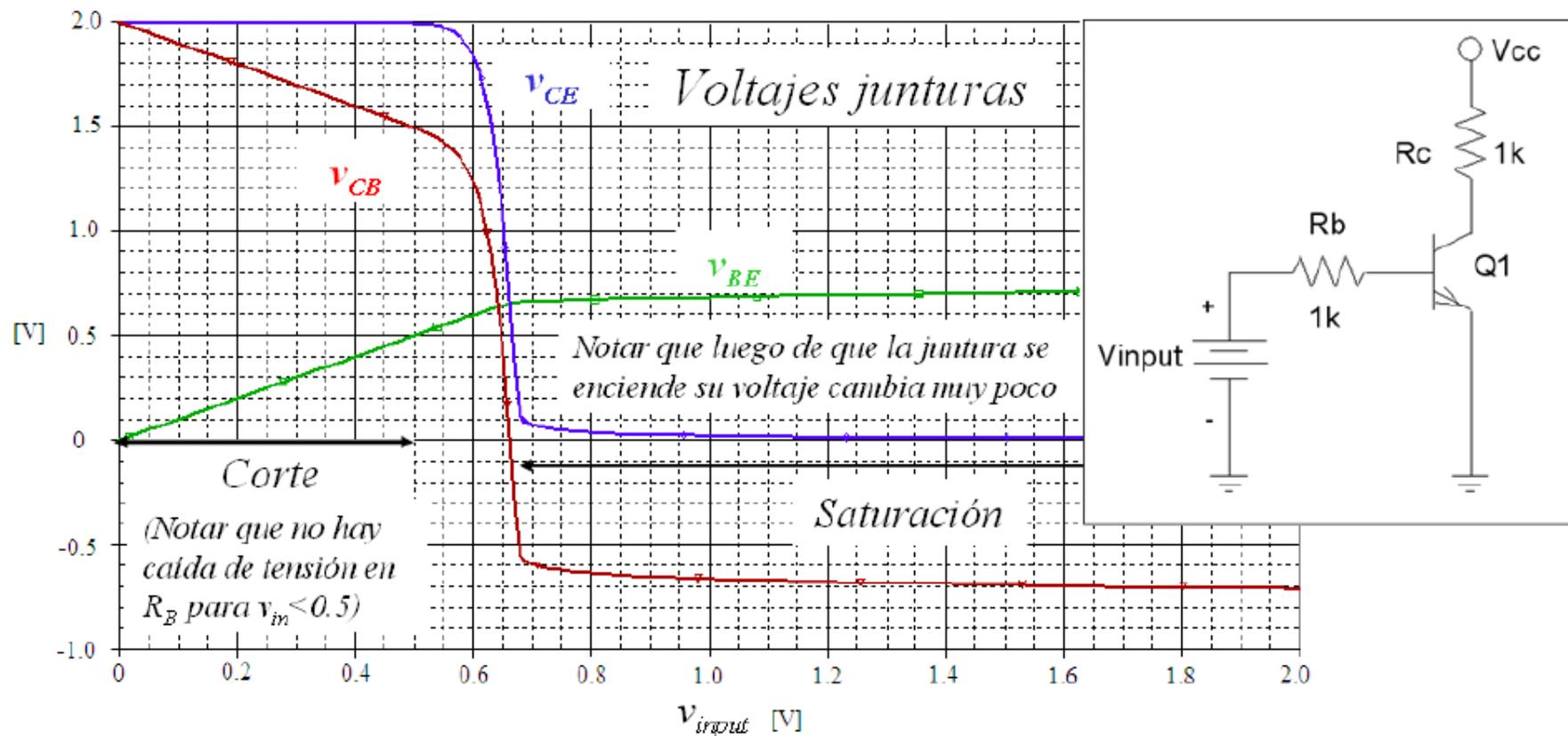


La conducción en el caso del transistor *pnp* se realiza mayoritariamente con huecos, mientras en el caso del *nnp* se realiza con electrones. La polarización del BJT *pnp* siempre tiene corrientes saliendo por el colector y base mientras entra por el emisor:

Emisor Común: Variación Estática

Variación de v_{input} desde 0 a $V_{CC}=2[V]$

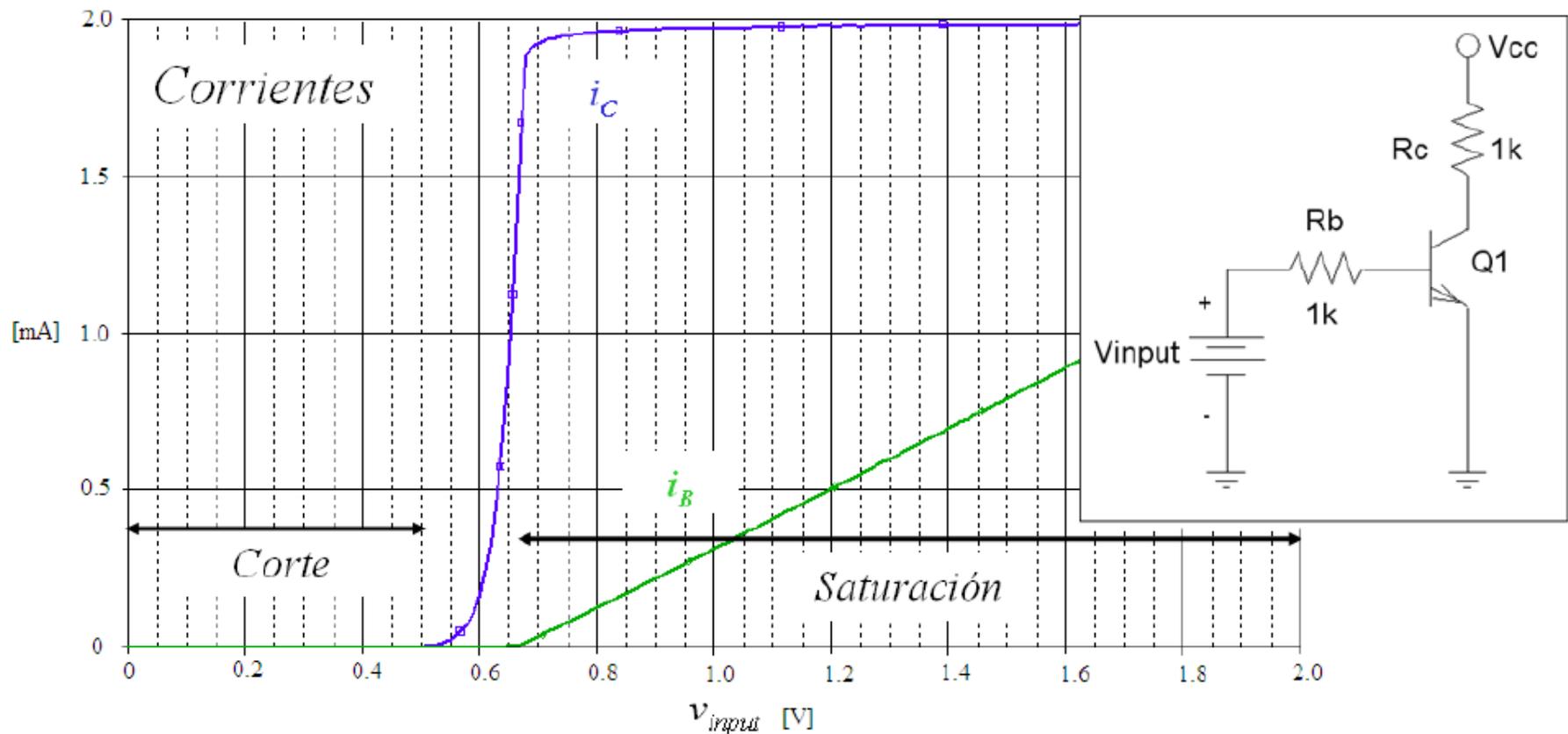
Transición: Corte \rightarrow Activa \rightarrow Saturación



Emisor Común: Variación Estática (corrientes)

Variación de v_{input} desde 0 a $V_{CC}=2[V]$

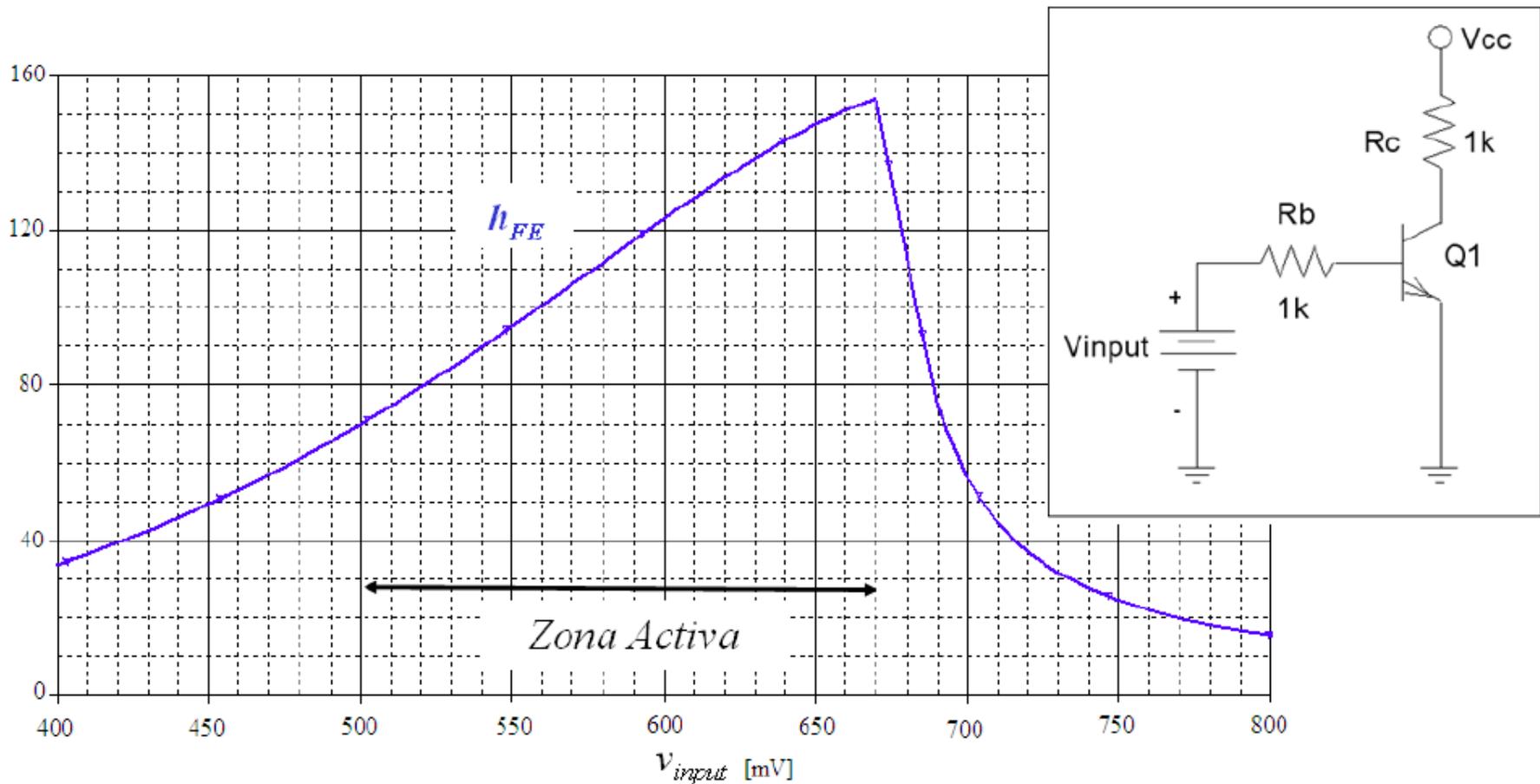
Transición: Corte \rightarrow Activa \rightarrow Saturación



Emisor Común: Variación Estática (β)

Variación de V_{input} desde 400 a 800[mV]

Transición: Corte \rightarrow Activa \rightarrow Saturación



Definición de Señal

Componente DC y AC

$$V_{IN} = \underbrace{V_{BB}}_{\text{ComponenteDC}} + \underbrace{V_s}_{\text{ComponenteAC}} \quad (167)$$

Existen casos de variables o constantes, tales como el voltaje de encendido y la corriente de polarización de un diodo, los cuales son denotados por la letra de la variable en mayúscula y el subíndice en minúscula.

$$V_f, I_s \quad (168)$$

En muchos ejemplos de este capítulo la componente AC de la señal de entrada será representada por una sinusoidal en función del tiempo, de la forma $\text{sen}(\omega t)$ o $\text{cos}(\omega t)$. Cabe destacar que esta representación puede ser muy general, esto debido a que cualquier variable en el tiempo, de voltaje o corriente, puede ser representada por la suma de sinusoides de diferentes frecuencias.

Polarización de Transistores

BJTs

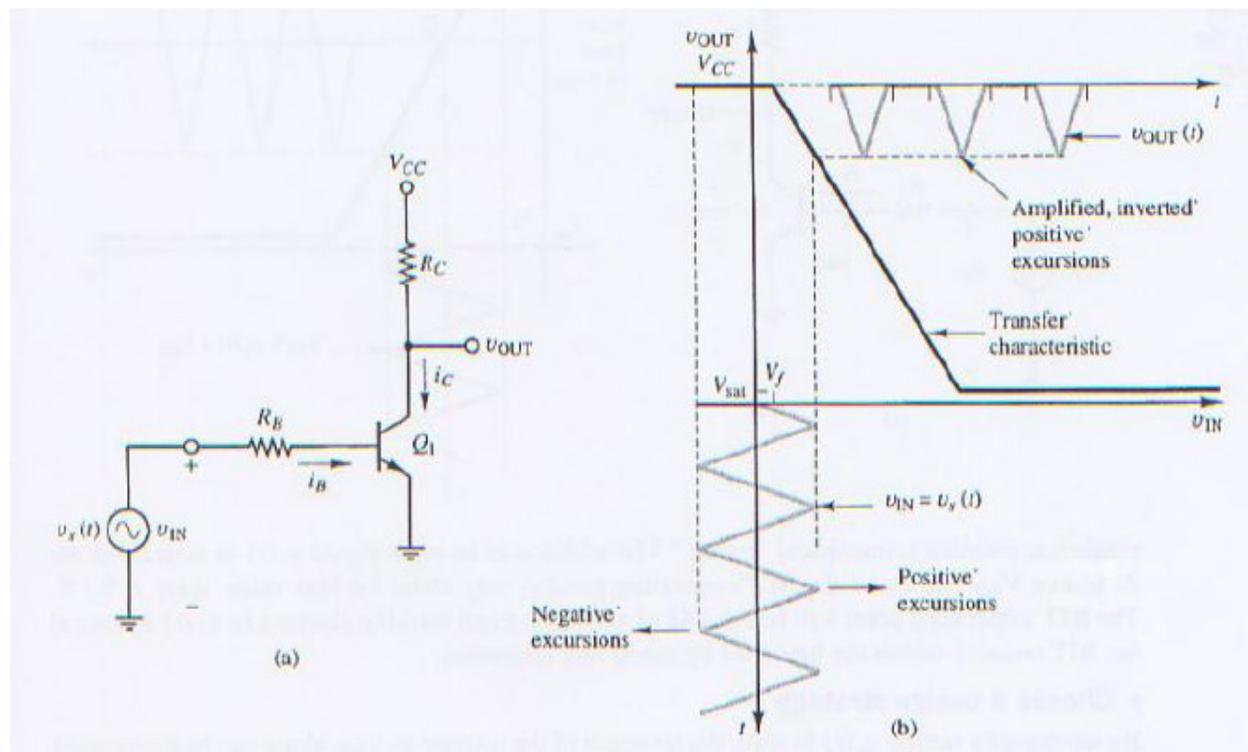


Figura: (a) Circuito inversor BJT sin componente DC; (b) Relación entre las señales de entrada y salida determinada por la característica inversa de transferencia.

Polarización de Transistores

BJTs

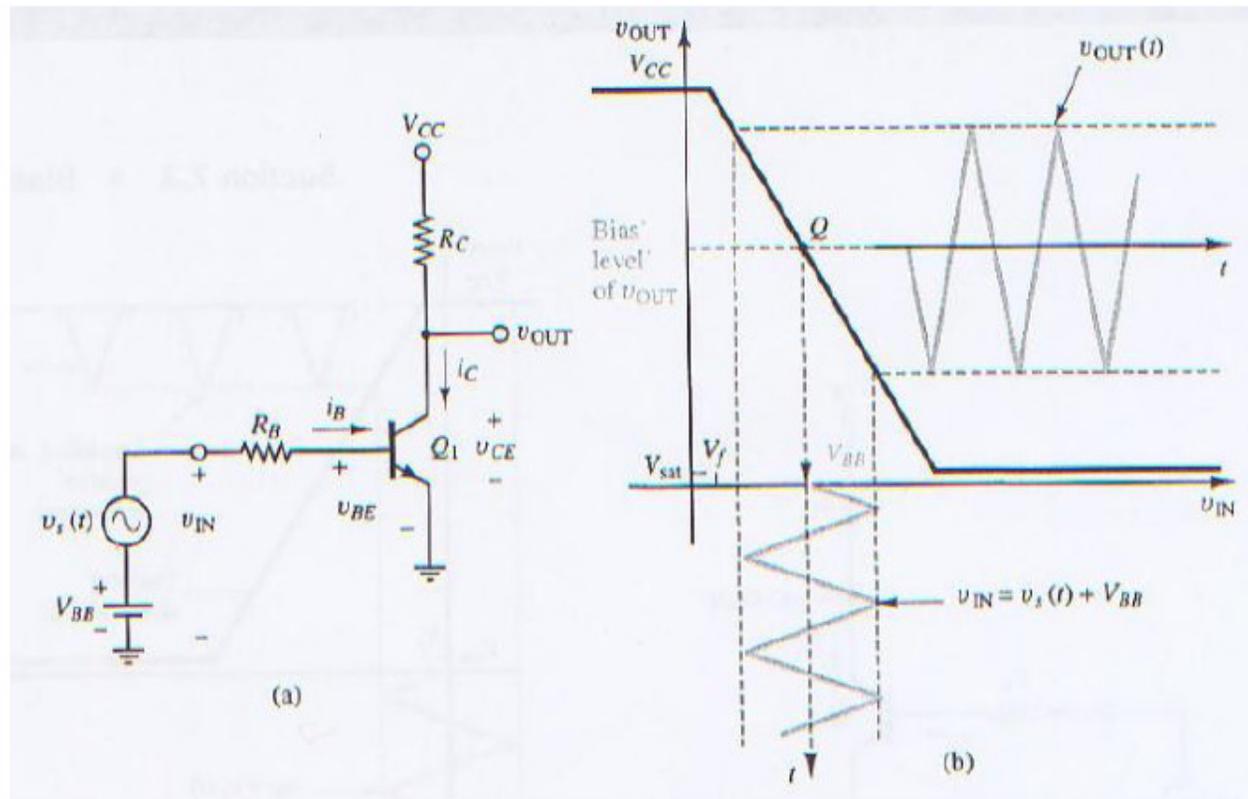
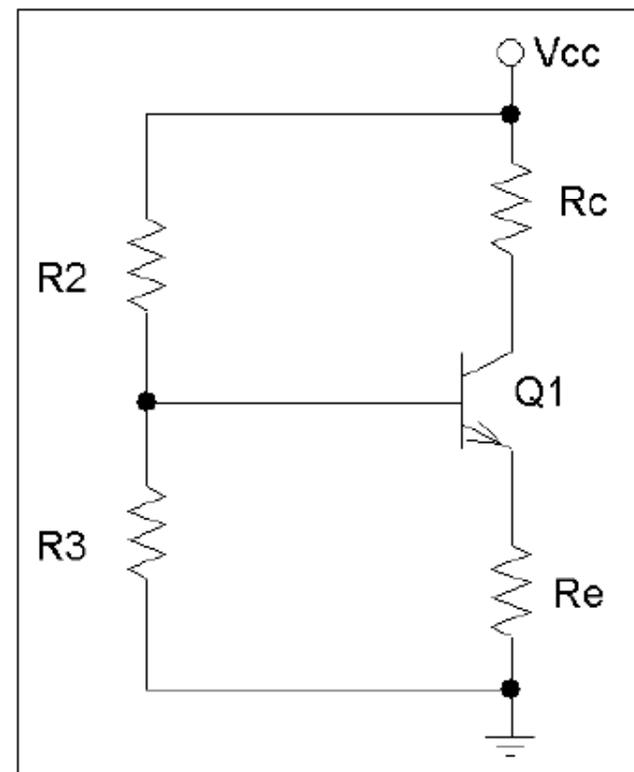
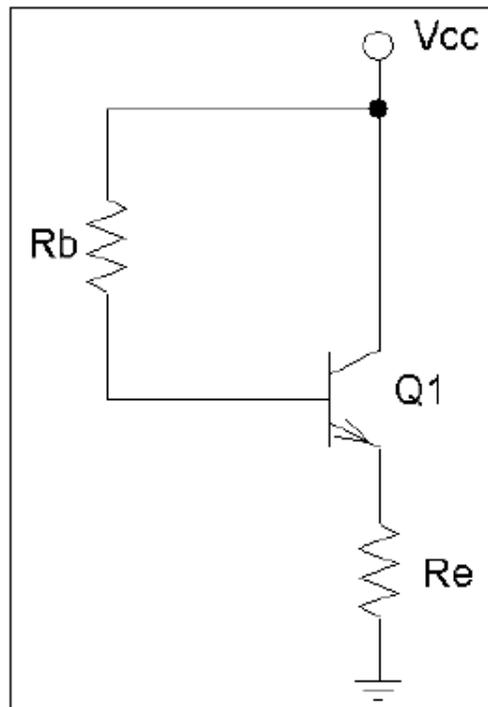


Figura: (a) Inversor BJT con componente DC; (b) Relación entre señal de entrada y salida

Polarización

- Esquema de polarización
 - Fija: Poco estable (Temperatura, β , etc.)
 - Auto-polarización: Estable (Debido a la Retroalimentación Corriente-serie)



Modelo de señal pequeña

Señal incremental

La expresión para el voltaje de salida de este circuito se encuentra a partir de:

$$V_{OUT} = V_{CC} - i_C R_C = V_{CC} - \beta_F i_B R_C = V_{CC} - \frac{\beta_F (V_{IN} - V_f) R_C}{R_B} \quad (193)$$

Esta expresión es válida para el rango entre corte y saturación. Sustituyendo el voltaje de entrada total $v_{IN} = V_{BB} + v_s(t)$ y separando las partes DC y AC se obtiene:

$$V_{OUT} = V_{CC} - \frac{\beta_F (V_{BB} + v_s(t) - V_f) R_C}{R_B} \quad (194)$$

$$V_{OUT} = \underbrace{\left[V_{CC} - \frac{\beta_F (V_{BB} - V_f) R_C}{R_B} \right]}_{DC} - \underbrace{\frac{\beta_F R_C v_s(t)}{R_B}}_{AC} \quad (195)$$

$$a_v = \frac{-\beta_F R_C}{R_B} \quad (196)$$

La parte AC de la señal de salida es también llamada v_o , y es la única que varía en el tiempo, además es el término que lleva la información, y a menudo es la componente de interés.

Modelo de señal pequeña

Modelo de señal pequeña del BJT

Si I_C contiene ambas componentes DC y AC, éstas pueden ser representadas por dos dispositivos lineales, o sea dos fuentes de corriente dependientes por medio de la superposición de ambas como lo muestra la figura 27. En este modelo donde I_C representa la componente DC de i_C , es relacionada con I_B por medio de β_F . La fuente dependiente i_c , que representa a la componente dependiente del tiempo de i_C , es relacionada con i_b a través de β_0 . Notar que estas fuentes de corrientes son superpuestas, conectando ambas en paralelo. El terminal de entrada del BJT es representado por V_f y r_{be} , que forman una parte del modelo lineal similar a una juntara pn de un diodo.

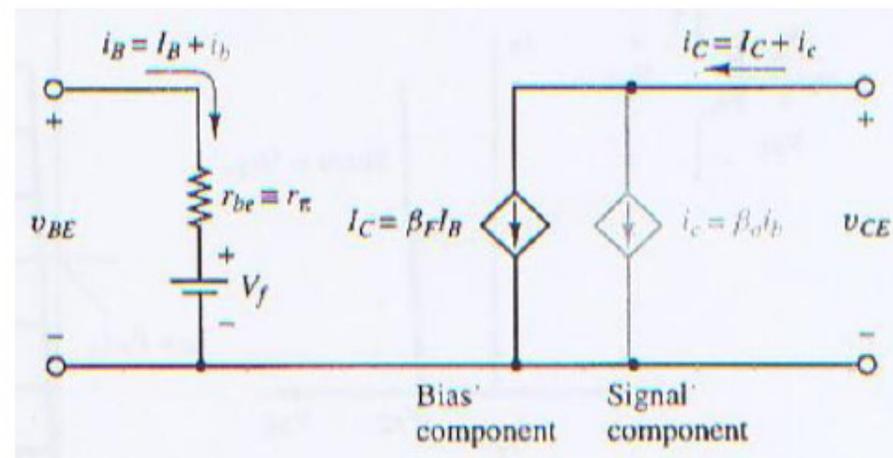


Figura: Representación de ambas fuentes dependientes superpuestas

Modelo de señal pequeña

Como utilizar el modelo de señal pequeña en un circuito

Analizaremos el circuito de la figura 28 reemplazando el modelo de señal pequeña del BJT, e intentaremos encontrar el valor de la ganancia del amplificador.

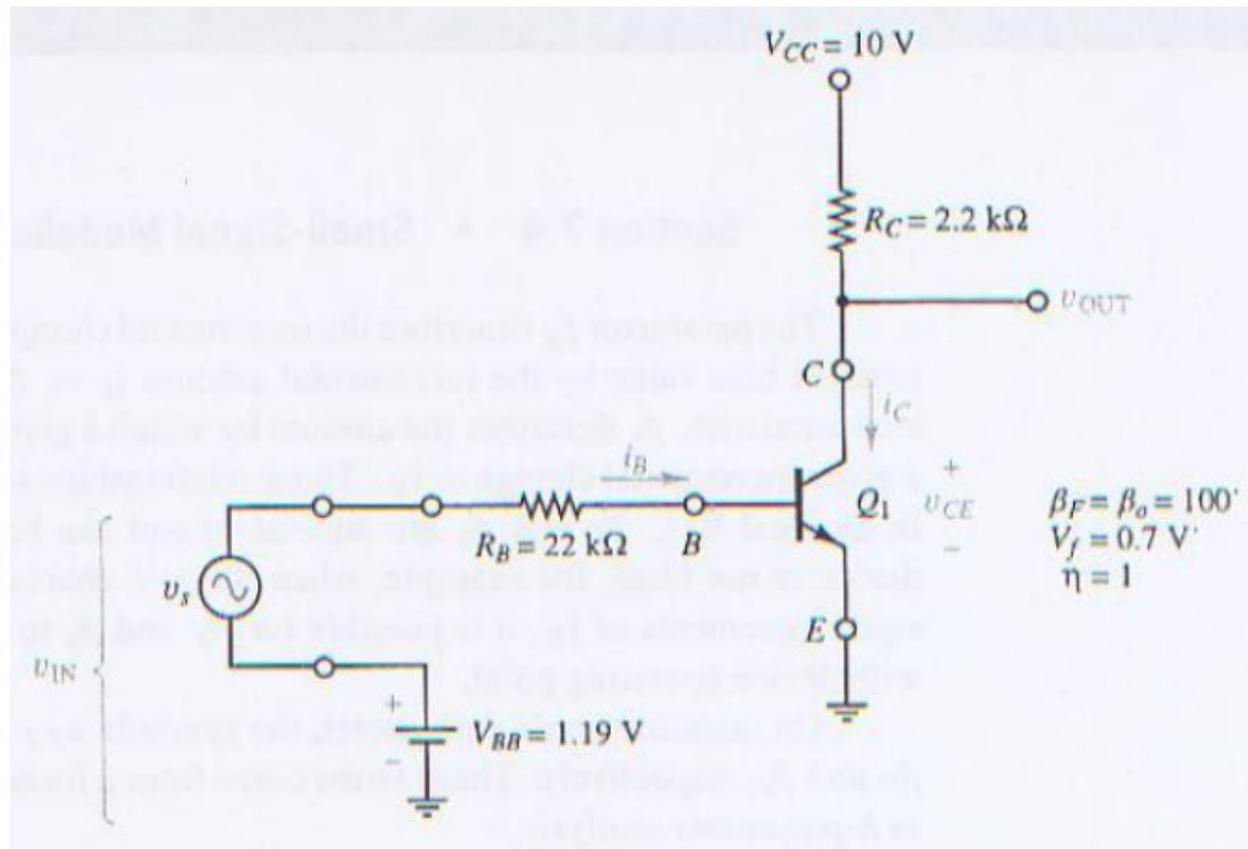


Figura: BJT polarizado por V_{BB} en su región activa

Modelo de señal pequeña

Como utilizar el modelo de señal pequeña en un circuito

Lo primero es reemplazar el modelo de señal pequeña encontrado en la sección anterior, quedando nuestro circuito de la siguiente manera como lo muestra la figura 29 :

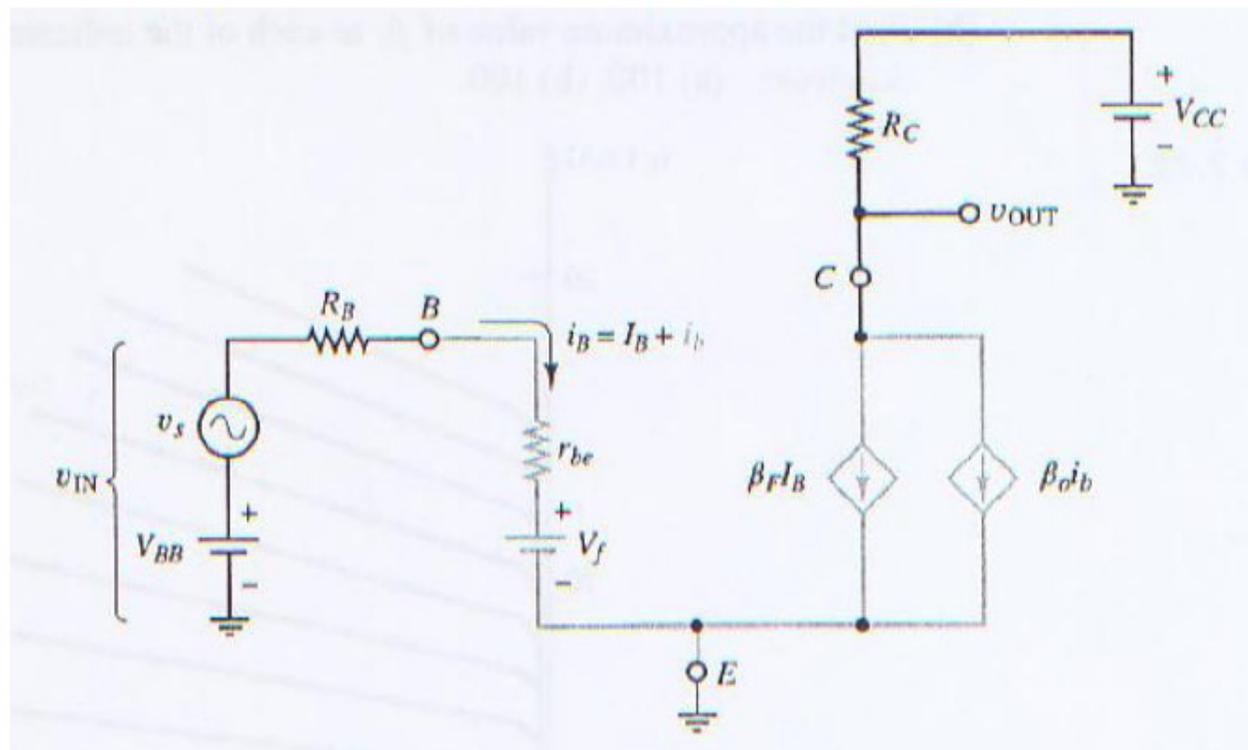


Figura: Sustitución por el modelo de señal pequeña

Respuesta en Frecuencia

Capacitancia parasitaria entre conductores

Todos los elementos discretos presentan algún grado de capacitancia entre sus conexiones externas, debido a que las distancias entre los distintos conectores suelen ser suficientemente pequeños para poder generar una capacitancias que pueda resultar importante para el funcionamiento del circuito. Generalmente estas capacitancias estan conectadas a tierra gracias al diseño tipico de circuitos con planos de tierra.

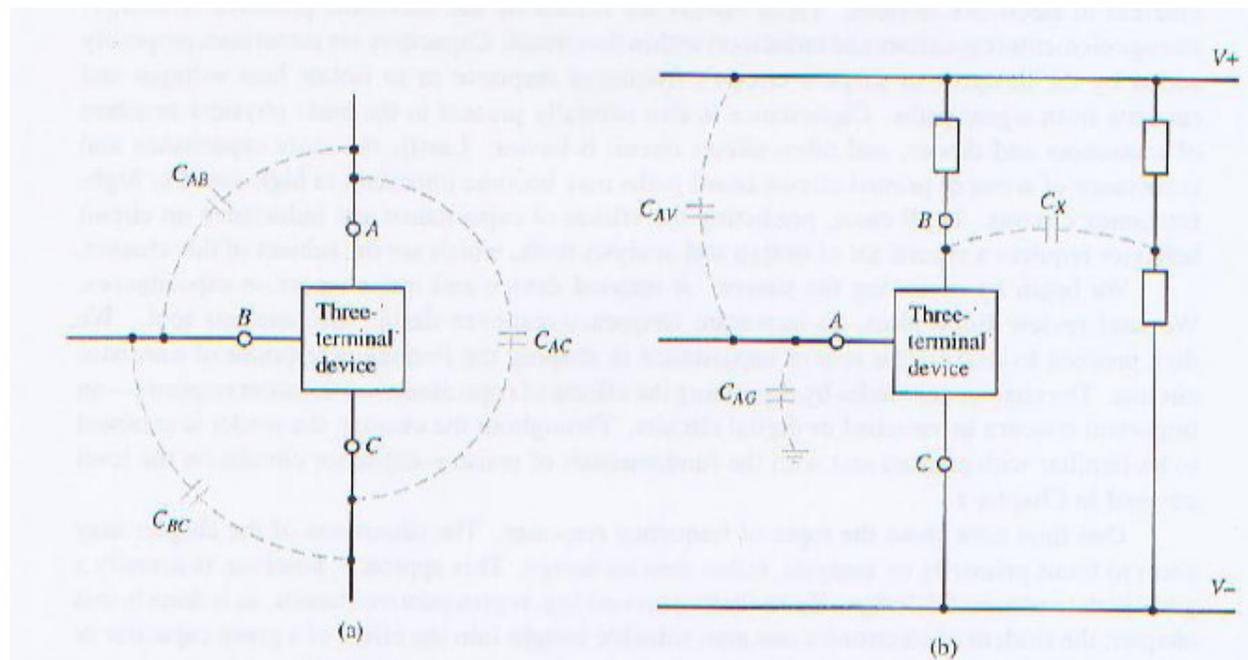


Figura:



Respuesta en Frecuencia

Capacitores de alta y baja frecuencia

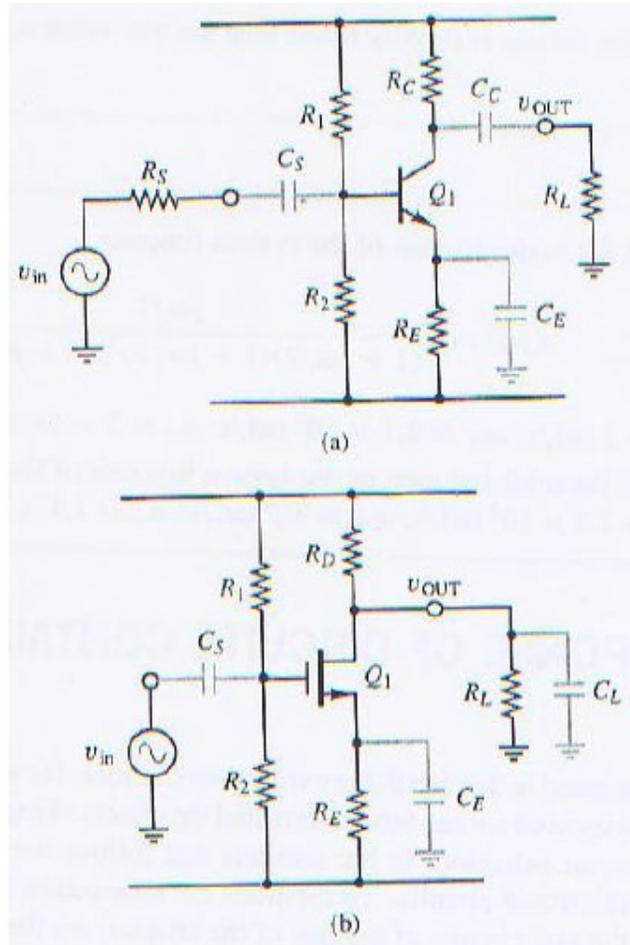
El efecto de un determinado condensador dentro de un circuito afecta comunmente fuera de la banda media del circuito. La banda media representa el rango de frecuencias en el que la salida no se ve mayormente afectada por los efectos capacitivos. Desde un punto de vista del dominio de frecuencia es común separar a las capacitancias como de alta frecuencia o de baja frecuencia, dependiendo de si su comportamiento afecta a la señal antes o después de la banda media. **Como regla general, una capacitancia será de baja frecuencia si se conecta en serie con la entrada o con la salida del circuito, y una capacitancia será de alta frecuencia si esta conectada entre la entrada o salida y tierra.**

Según esta clasificación, todas las capacitancias internas y parasitarias resultan ser de alta frecuencia, mientras que los condensadores externos se comportan como de baja frecuencia. Una excepción común a esta regla es el condensador de *bypass*, que se estudiará más adelante en este capítulo.

Respuesta en Frecuencia

Capacitores de alta y baja frecuencia

Para ilustrar el concepto del tipo de capacitancia, se puede observar la figura 10.



Se observa que los condensadores C_S y C_C , son condensadores de acoplamiento y C_E es un condensador de bypass, y son capacitancias de baja frecuencia, es decir que su función es eliminar las frecuencias bajas en las señales de entrada y de salida del circuito, y en particular la componente constante de ellas. El condensador C_L de la carga y las capacitancias internas de ambos transistores se comportan como capacitancias de alta frecuencia, y su función en el circuito es atenuar las frecuencias altas.

Figura:

Respuesta en Frecuencia

Capacitores de alta y baja frecuencia

Esta categorización de las capacitancias permite una alta simplificación en el diseño y análisis de amplificadores lineales, ya que las capacitancias afectan únicamente a un extremo del espectro de frecuencias, el alto o el bajo. Específicamente: A frecuencias por debajo del límite superior de la banda media, todas las capacitancias altas son consideradas circuitos abiertos, siendo entonces eliminadas del análisis en este rango de frecuencias. Similarmente, a frecuencias superiores al límite inferior de la banda media, todas las capacitancias de baja frecuencia se consideran cortocircuitos, siendo entonces eliminadas del análisis del sistema. Destaca que para este análisis debe existir una clara banda media plana que separe a ambos grupos de capacitancias. El modelo de señal pequeña de un circuito donde no se observan capacitancias es conocido como modelo de banda media.

Respuesta en Frecuencia

Concepto de Polo Dominante

Para el correcto análisis de un circuito es necesario determinar adecuadamente los polos que dan inicio y termino a la banda media, que son llamados polos dominantes, y a las capacitancias que dan origen a estos polos se les llama capacitancias dominantes. En caso de haber diversas capacitancias de alta frecuencia o de baja frecuencia, el calculo de estos polos puede resultar complicado. Para este problema se utiliza el método de la resistencia de thevenin.

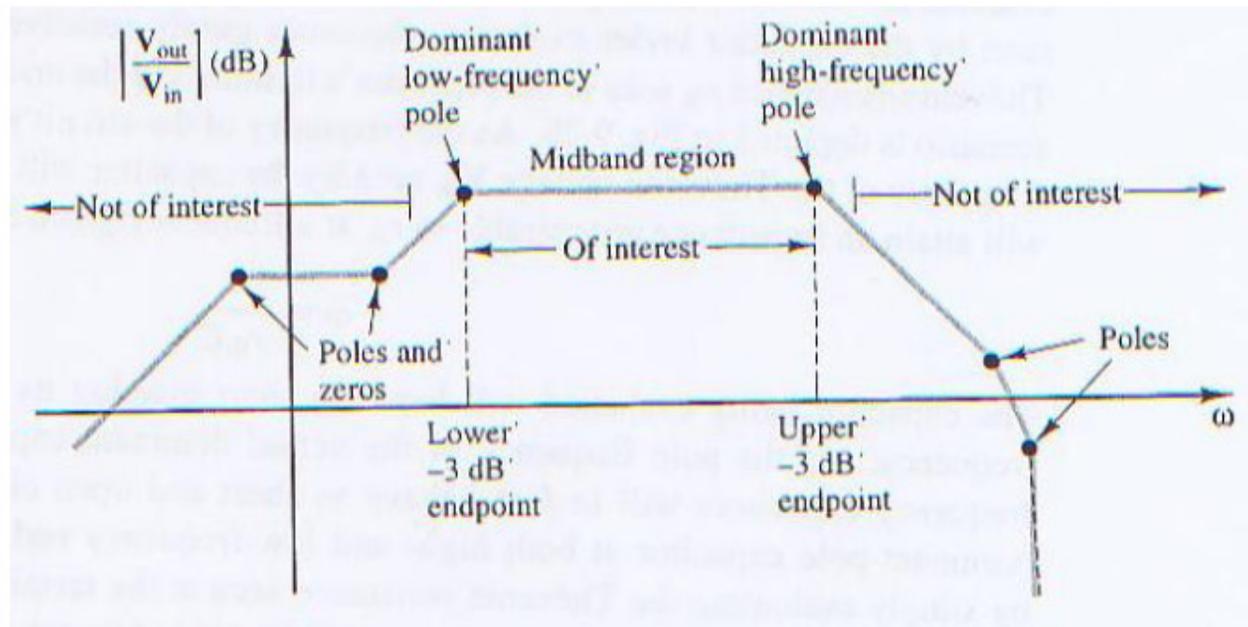
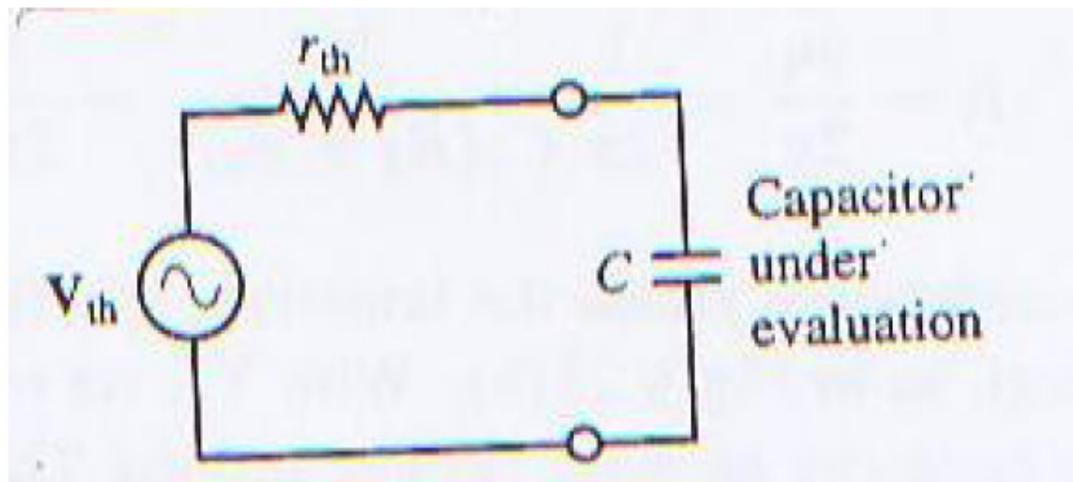


Figura:

Respuesta en Frecuencia

Concepto de Polo Dominante

El método de la resistencia de Thevenin consiste en considerar todas las capacitancias de alta frecuencia como circuitos abiertos y todas las capacitancias de baja frecuencia como cortocircuitos, excepto por una capacitancia en particular a la cual se le está aplicando el método. Hecho esto se reduce el circuito a una fuente de entrada en serie con una resistencia equivalente del circuito y con la capacitancia en estudio. Este circuito RC genera una frecuencia de corte que se calcula como se muestra en la ecuación ??.



$$\omega = \frac{1}{r_{th}C} \quad (22)$$

Figura:

Respuesta en Frecuencia

Superposición de polos

$$\begin{aligned}
 H(j\omega) &= A_0 \cdot H_L \cdot H_H \\
 &= A_0 \times \underbrace{\left[\frac{(j\omega/\omega_a)}{(1 + j\omega/\omega_a)} \frac{(j\omega/\omega_b)}{(1 + j\omega/\omega_b)} \cdots \frac{(j\omega/\omega_m)}{(1 + j\omega/\omega_m)} \right]}_{H_L} \\
 &\quad \times \underbrace{\left[\frac{1}{(1 + j\omega/\omega_1)(1 + j\omega/\omega_2) \cdots (1 + j\omega/\omega_n)} \right]}_{H_H} \quad (23)
 \end{aligned}$$

Superposición de polos

Limite de alta frecuencia

$$H(j\omega) \approx A_0 H_H = A_0 \left[\frac{1}{(1 + j\omega/\omega_1)(1 + j\omega/\omega_2) \cdots (1 + j\omega/\omega_n)} \right] \quad (24)$$

$$\prod_{i=1}^n (1 + j\omega/\omega_i) = 1 + \left(\sum_{i=1}^n \frac{j\omega}{\omega_i} \right) + \left(\sum_{i \neq k} \frac{(j\omega)^2}{\omega_i \omega_k} \right) + \left(\sum_{i \neq k \neq g} \frac{(j\omega)^3}{\omega_i \omega_k \omega_g} \right) + \cdots + \frac{(j\omega)^n}{\omega_1 \omega_2 \cdots \omega_n} \quad (25)$$

$$H(j\omega) \approx \frac{A_0}{1 + j\omega \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{\omega_i} \right)} \quad (26)$$

$$\omega_H = \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{\omega_i} \right)^{-1} \quad (27)$$

Superposición de polos

Limite de baja frecuencia

$$H(j\omega) \approx A_0 H_L = A_0 \left[\frac{(j\omega/\omega_a)}{(1 + j\omega/\omega_a)} \frac{(j\omega/\omega_b)}{(1 + j\omega/\omega_b)} \cdots \frac{(j\omega/\omega_m)}{(1 + j\omega/\omega_m)} \right] \quad (28)$$

$$H(j\omega) \approx A_0 H_L = A_0 \left[\frac{1}{(\omega_a/j\omega + 1)(\omega_b/j\omega + 1) \cdots (\omega_m/j\omega + 1)} \right] \quad (29)$$

$$\prod_{i=a}^m (\omega_i/j\omega + 1) = 1 + \frac{1}{j\omega} \sum_{i=a}^m \omega_i + \frac{1}{(j\omega)^2} \sum_{i \neq k} \omega_i \omega_k + \frac{1}{(j\omega)^3} \sum_{i \neq k \neq g} \omega_i \omega_k \omega_g + \cdots + \frac{1}{(j\omega)^m} (\omega_a \omega_b \omega_m) \quad (30)$$

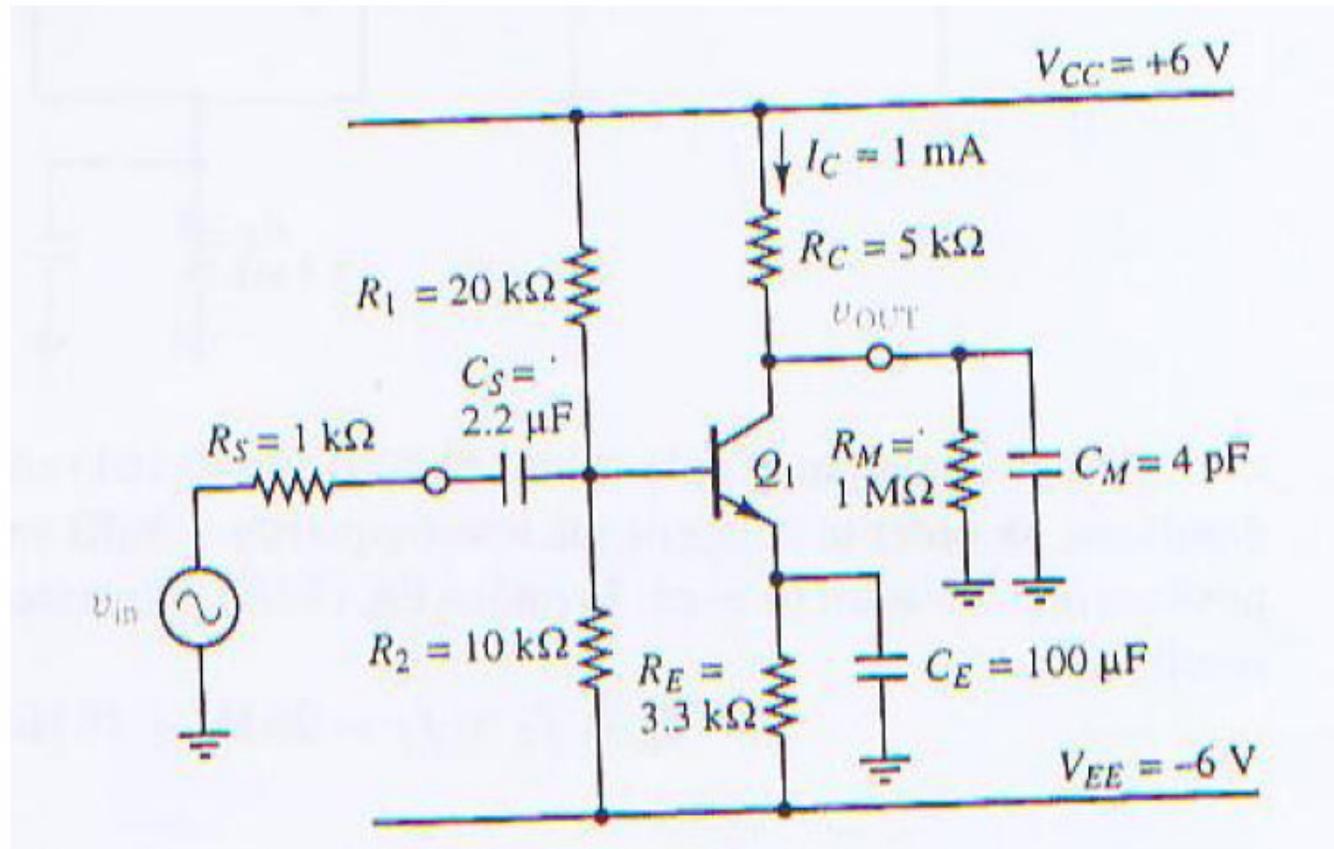
$$H(j\omega) \approx A_0 \frac{1}{1 + (1/j\omega)(\omega_a + \omega_b + \cdots + \omega_m)} \quad (31)$$

$$H(j\omega) \approx A_0 \frac{j\omega/(\omega_a + \omega_b + \cdots + \omega_m)}{1 + [j\omega/(\omega_a + \omega_b + \cdots + \omega_m)]} \quad (32)$$

$$\omega_L \approx \omega_a + \omega_b + \cdots + \omega_m \quad (33)$$

Respuesta en Frecuencia

Ejemplo Método de Polos Dominantes con BJT



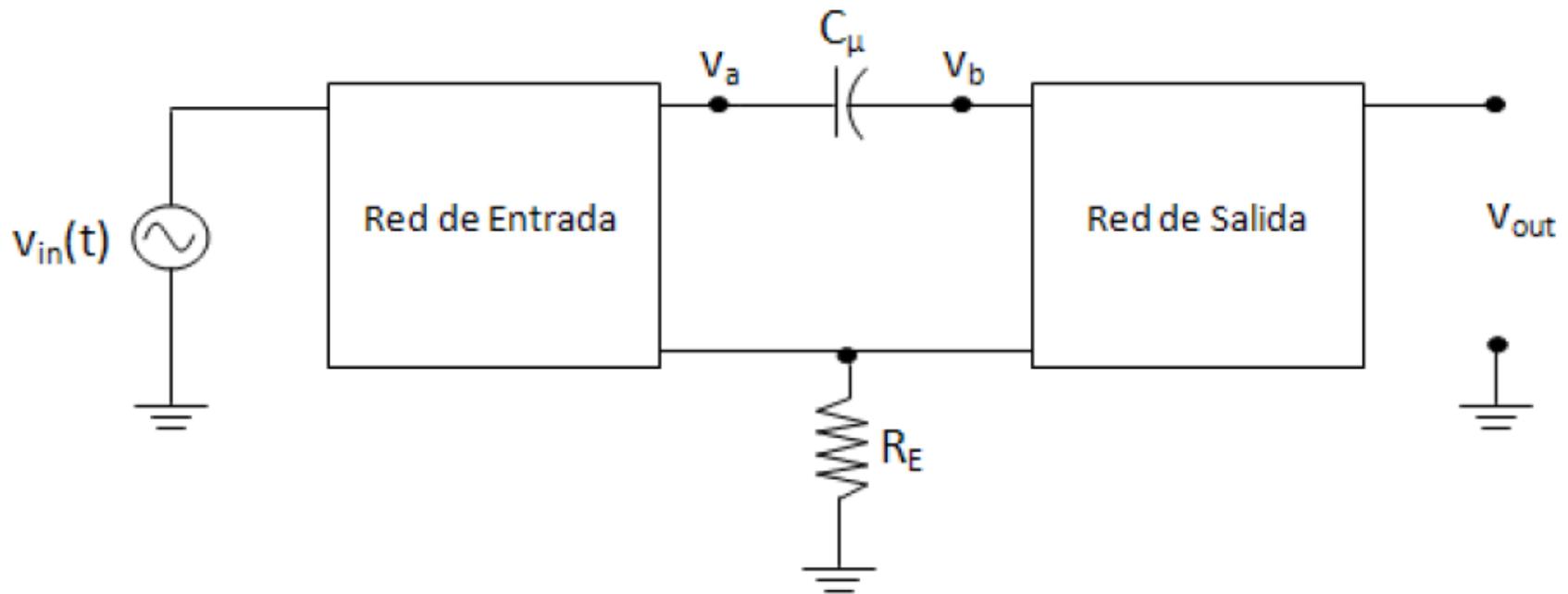
Con:

- $R_M = 1 M\Omega$
- $C_M = 4 pF$
- $C_{\mu} = 0$
- $r_x = 10 \Omega$
- $f_T = 450 MHz$
- $\beta = 100$
- $V_f = 0,7 V$
- $\eta = 1$
- $r_0 = \infty$

Figura:

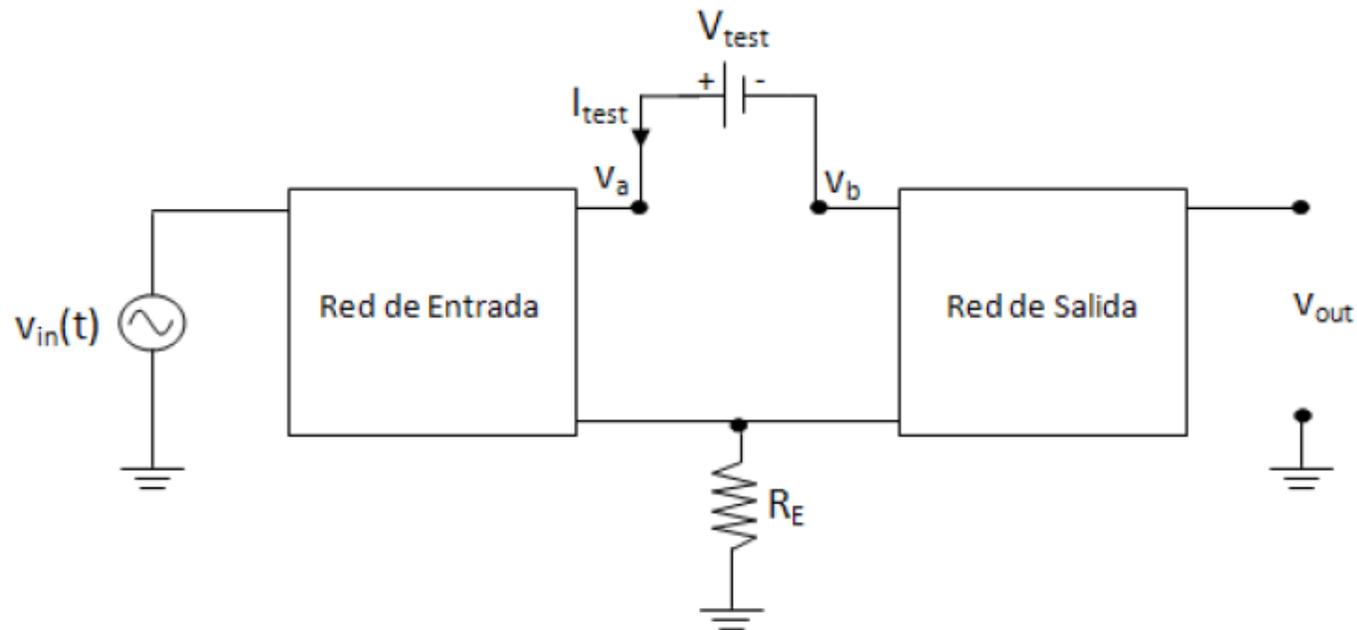
Respuesta en Frecuencia

Resistencia de realimentación (polos de alta frecuencia)



Respuesta en Frecuencia

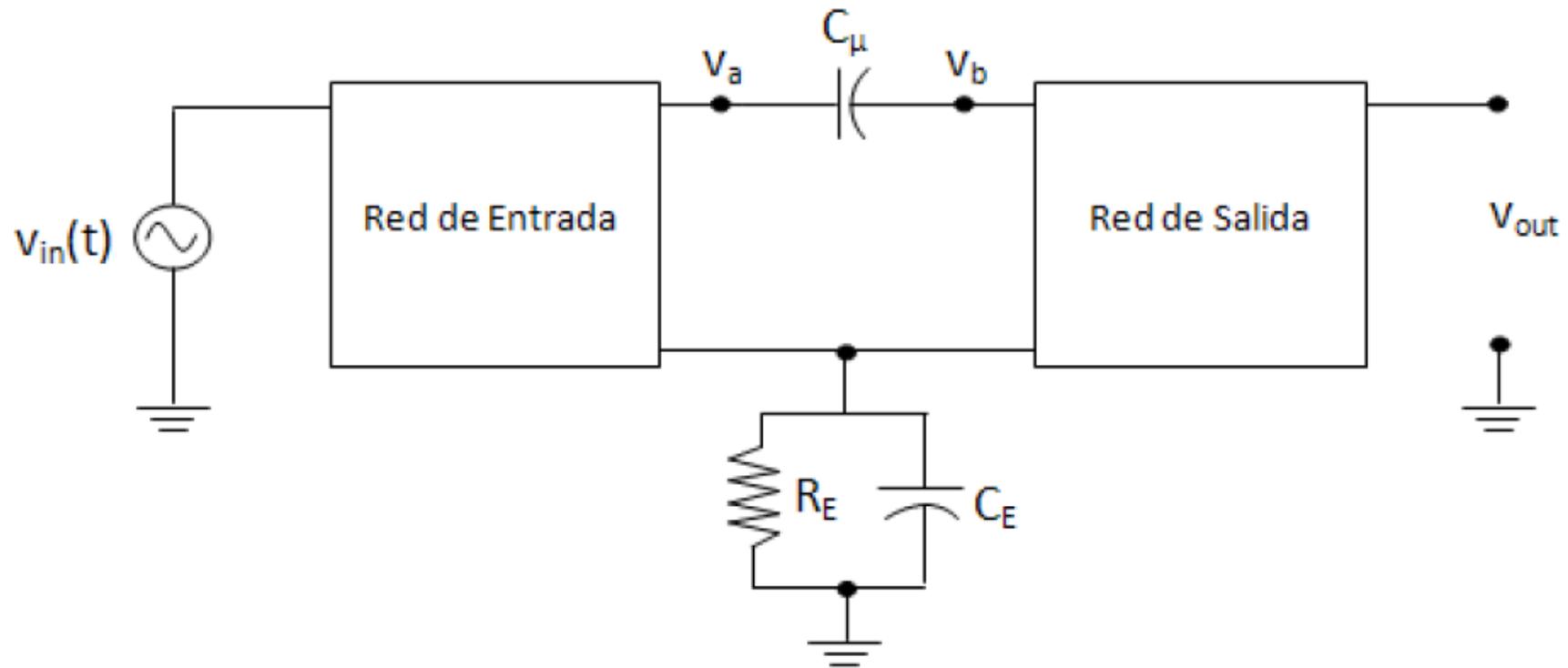
Resistencia de realimentación (polos de alta frecuencia)



- R_E (R_S) puede reducir las resistencias de Thevenin vistas por los condensadores de alta C_μ y C_π si es grande, pero como se ha visto esto reduce la ganancia de banda media.

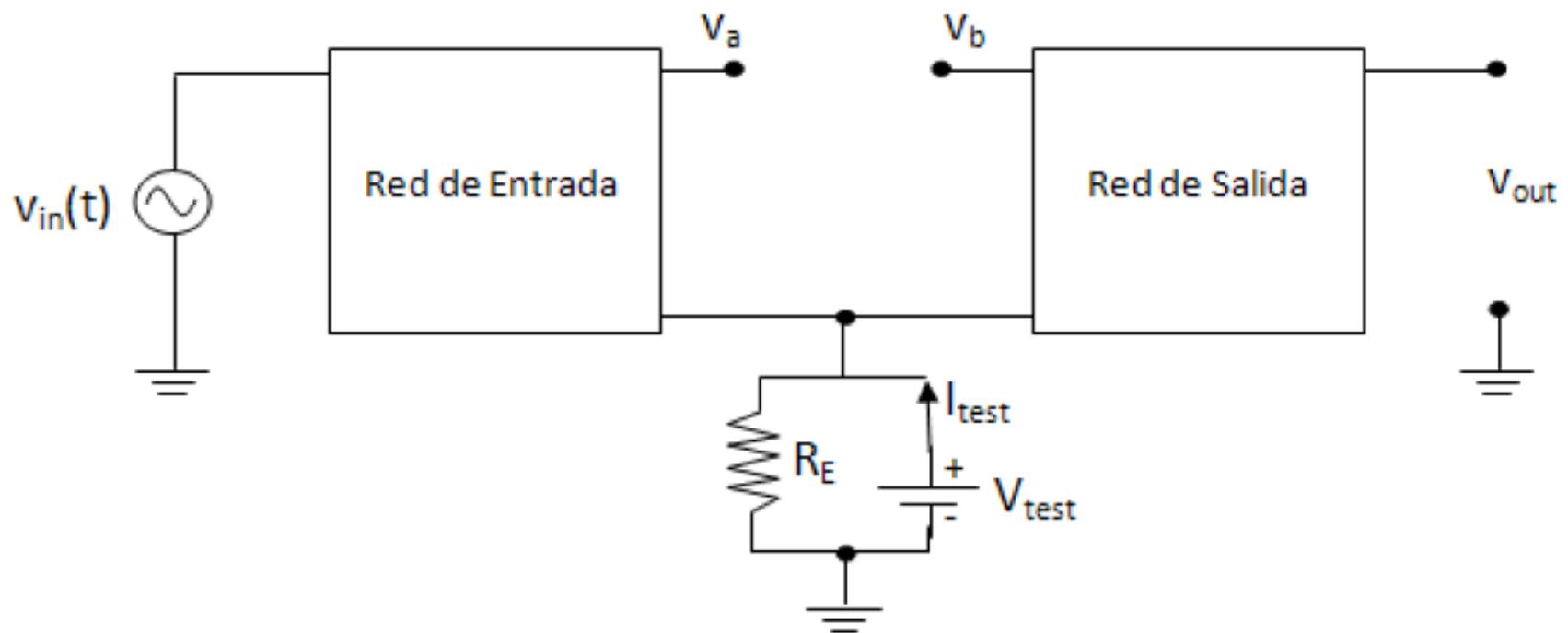
Respuesta en Frecuencia

Con el capacitor de desvío



Respuesta en Frecuencia

Con el capacitor de desvío



Multietapas

Motivación

Un ejemplo de tales requerimientos, supone que una señal de micrófono, que podemos representar como una fuente de voltaje v_m de $10[mV_{pp}]$ sinusoidal, es amplificada linealmente por un factor de 100. La fuente AC de voltaje de $10[mV_{pp}]$ tiene una resistencia interna (en serie) de $R_m = 1[k\Omega]$. La salida del amplificador alimenta un altavoz que se representa por una carga de $8[\Omega]$. Además podemos agregar un BJT por su capacidad de tener una gran ganancia, el BJT se puede diseñar fácilmente con las siguientes especificaciones:

$$r_{in} = 5[k\Omega] \quad r_{out} = 1[k\Omega] \quad a_v = -100$$

Suponiendo que el inversor construido con estas especificaciones se conecta a los $10[mV]$, que representa la fuente AC del micrófono, y a una carga de $8[\Omega]$. Las conexiones entre la fuente AC y la carga, con el amplificador representado por el circuito lineal de dos puertas, el cual es el transistor BJT, se muestran en la figura 1. En este caso la respuesta de voltaje a la entrada del inversor no es v_m , sino que v_{in} que tiene un valor igual a:

$$v_{in} = v_m \frac{r_{in}}{r_{in} + R_m} = \frac{5k\Omega}{5k\Omega + 1k\Omega} v_m = 0,83v_m \quad (1)$$

Multietapas

Motivación

Como se muestra en la figura 1, la carga de entrada reduce la fuente de voltaje de $10[mV]$ a $8,3[mV]$. Cuando se tiene que $R_m \gg r_{in}$, la carga de entrada tiene un efecto aún mayor.

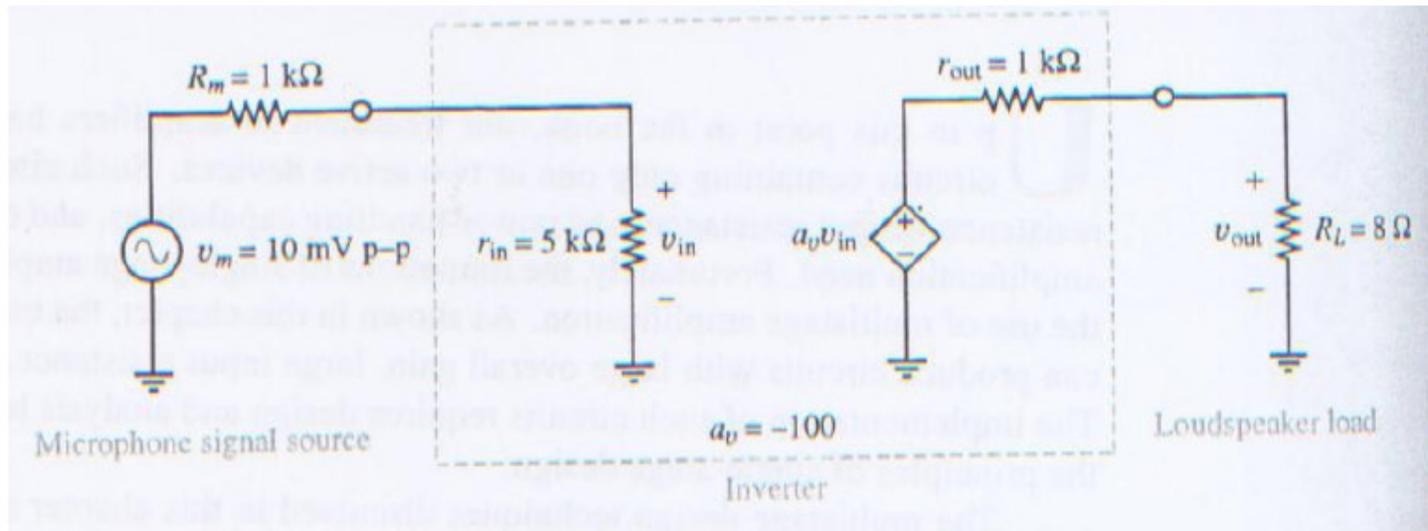


Figura: Modelo lineal de un amplificador de una etapa

Multietapas

Motivación

El voltaje de salida del circuito de la figura 1, que se entrega a la carga representada por R_L está dado por la expresión 2:

$$V_{out} = a_v V_{in} \frac{R_L}{R_L + r_{out}} = a_v V_{in} \frac{8\Omega}{8\Omega + 1k\Omega} \approx 0,008 a_v V_{in} \quad (2)$$

A partir de las ecuaciones 1 y 2 encontramos la relación para la amplificación total del voltaje v_m de la fuente cuando pasa a través del amplificador, ésta viene dada por la relación 3:

$$\frac{V_{out}}{V_m} = a_v \frac{r_{in}}{r_{in} + R_m} \frac{R_L}{R_L + r_{out}} = -100(0,83)(0,008) \approx -0,66 \quad (3)$$

Como conclusión podemos ver que la ganancia neta no está ni siquiera cerca de los -100 , y en realidad es menor que la unidad ($-0,66$). En este caso, el sistema de amplificación en realidad no amplifica, sino que atenúa la señal de entrada.

Multietapas

Motivación

El impacto de las resistencias de entrada y salida pueden ser minimizado creando un amplificador de dos etapas conectadas en cascada, como se puede ver en la figura 2. La primera etapa consiste en un inversor con gran ganancia, y la segunda etapa consiste en un seguidor de voltaje o “buffer” con una gran resistencia de entrada y baja resistencia de salida. Las ganancias y voltajes de la primera y segunda etapa han sido representadas por a_1 , a_2 , v_1 y v_2 , respectivamente, y las resistencias de señal pequeña de entrada y salida se representan por r_1 y r_4 , respectivamente.

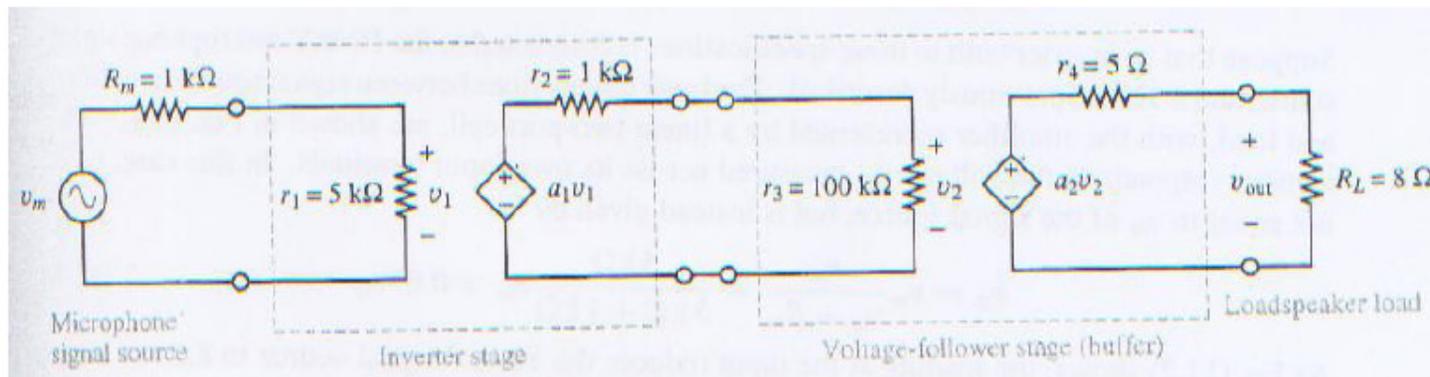


Figura: Amplificador de dos etapas

Multietapas

Motivación

Con esta configuración para el amplificador, se tiene que el voltaje de salida v_{out} queda dado por la ecuación (5):

$$\begin{aligned}
 v_{out} &= (v_2 a_2) \frac{R_L}{R_L + r_4} \\
 &= \left(\overbrace{(v_1 a_1) \frac{r_3}{r_3 + r_2} a_2}^{v_2} \right) \frac{R_L}{R_L + r_4} \\
 &= \left(\overbrace{v_m \frac{r_1}{r_1 + R_m} a_1}^{v_1} \right) \frac{r_3}{r_3 + r_2} \frac{a_2 R_L}{R_L + r_4} \quad (4)
 \end{aligned}$$

Un análisis de señal pequeña de la configuración del seguidor, revela que r_{in} y r_{out} de la etapa del seguidor de voltaje dependen de r_{in} y r_{out} de las etapas sucesoras y precededoras respectivamente. Este problema será visto en una sección posterior. Por ahora podemos ver como el seguidor amortigua el problema de la carga asumiendo los siguientes valores típicos para un seguidor:

$$r_{in} = r_3 = 100[k\Omega] \quad r_{out} = r_4 = 5[\Omega] \quad a_v = a_2 = 1$$

Multietapas

Motivación

Evaluando la ecuación 4 con los valores dados, obtenemos que la ganancia total será:

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{out}}{V_m} &= \left(\frac{5k\Omega}{5k\Omega + 1k\Omega} \right) (-100) \left(\frac{100k\Omega}{100k\Omega + 1k\Omega} \right) (1) \left(\frac{8\Omega}{8\Omega + 5\Omega} \right) \\
 &= \underbrace{(0,83)}_{\text{Carga de entrada}} \underbrace{(-100)}_{\text{Ganancia } a_1} \underbrace{(0,99)}_{\text{Carga entre etapas}} \underbrace{(1)}_{\text{Ganancia } a_2} \underbrace{(0,62)}_{\text{Carga de salida}} \\
 &\approx -51 \qquad (5)
 \end{aligned}$$

La técnica de multietapa en cascada es a menudo usada para crear amplificadores con gran resistencia de entrada y baja resistencia de salida, así la ganancia obtenida es mucho mayor que la obtenida en un amplificador de una sola etapa.

Multietapas

Polarización de amplificadores multietapa

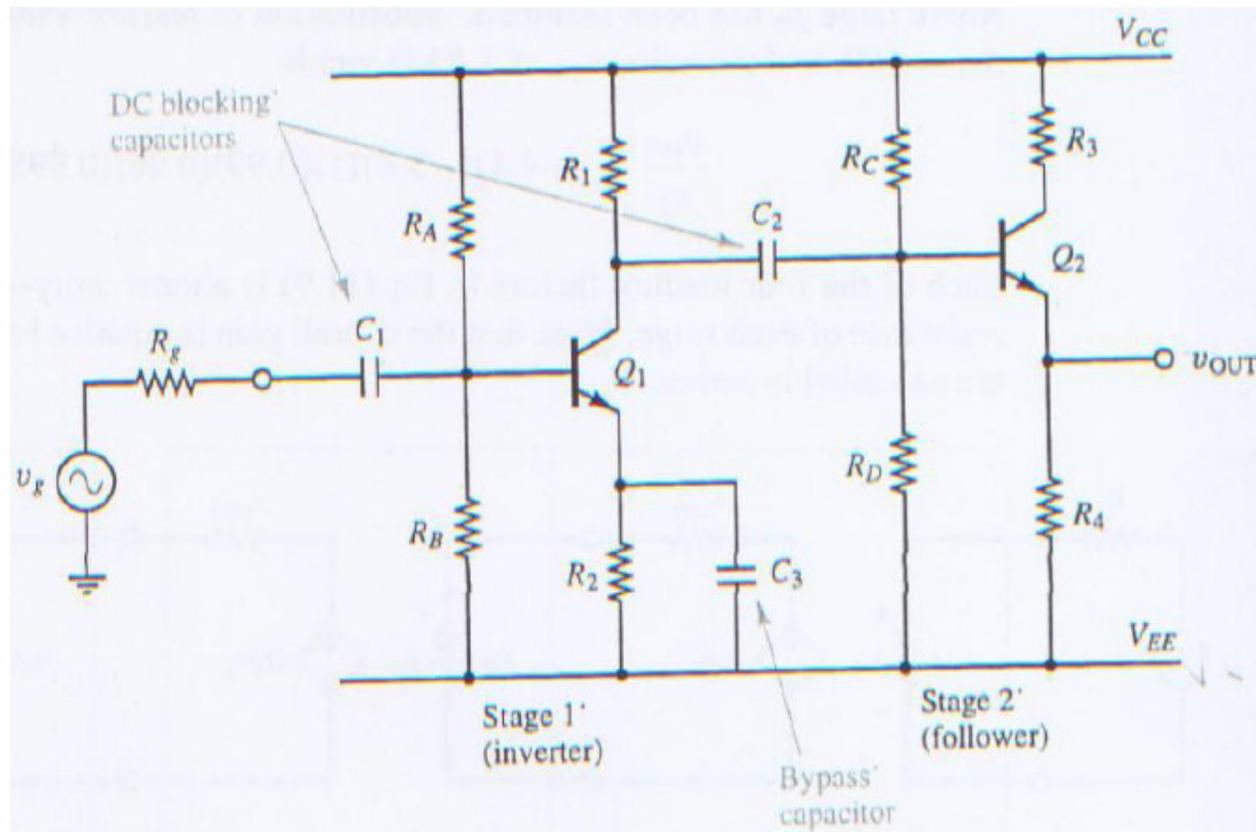


Figura: Implementación de un amplificador de dos etapas

Multietapas

Polarización de amplificadores multietapa

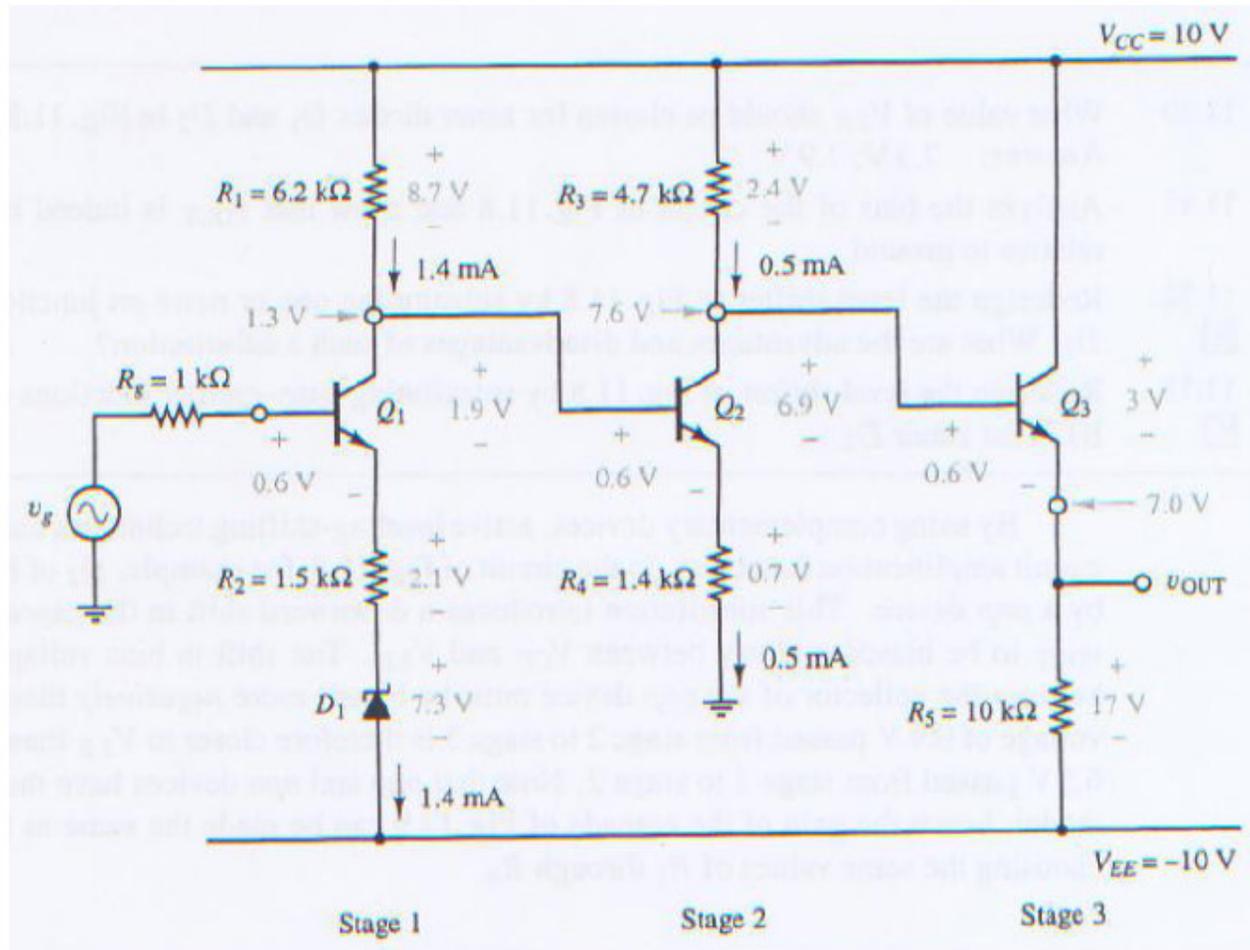


Figura: Cascada multietapa que muestra parámetros de polarización

Multietapas

Polarización de amplificadores multietapa

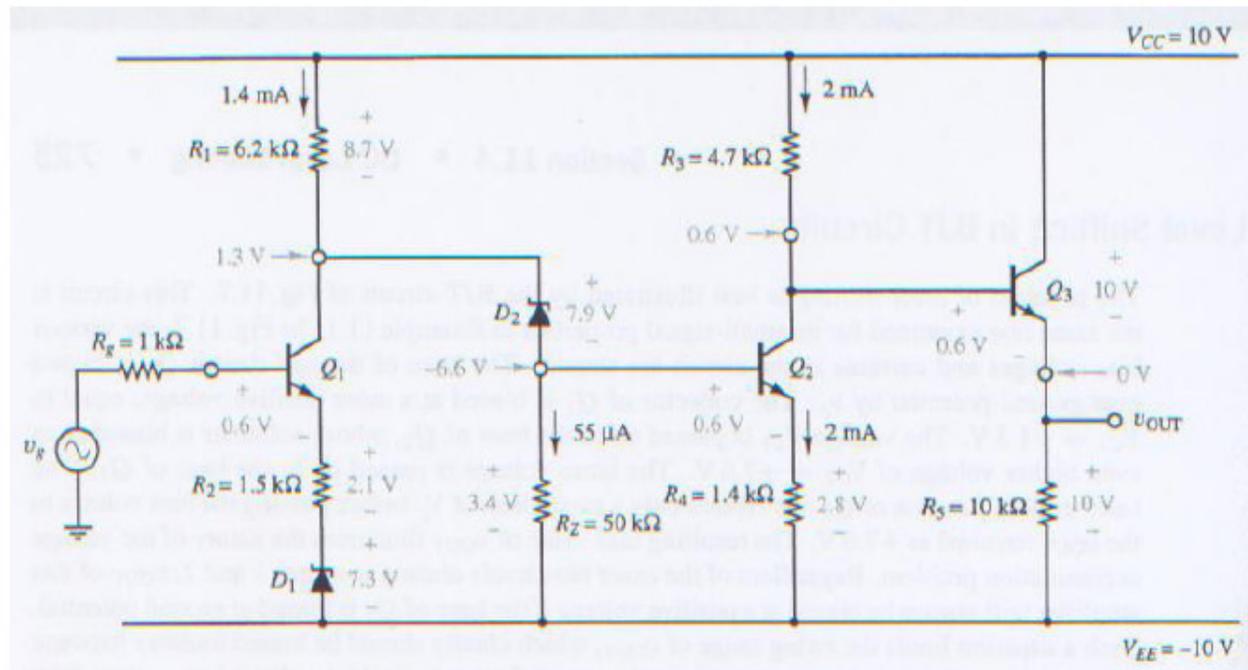


Figura: Cambio de nivel DC por medio del zener D_2