

## CAPITULO 1

## SINOPSIS

El propósito de este capítulo no es el de disminuir el entusiasmo del lector por leer el libro, “delatando su contenido”. En vez de eso se pretende que, mediante el uso de un circuito particular, se indiquen varias técnicas que se analizarán luego en detalle y demostrarle al lector el poder de estos métodos. Se mostrará como se puede uno introducir en el diseño de diversos circuitos, tales como amplificadores de pequeña señal de banda ancha, amplificadores de gran señal de banda angosta, multiplicadores de frecuencia, limitadores activos, mezcladores activos y osciladores sinusoidales sintonizados. De esta forma, se espera ofrecer un marco para el desarrollo general a seguir y así compartir con otros el entusiasmo que genera el ser capaz de resolver diseños de dificultad múltiple, así como problemas de análisis.

En este capítulo, debido a su naturaleza, no desarrollaremos todos los resultados, ni responderemos a todas las preguntas. Confiamos en que las preguntas no respondidas recibirán tratamiento adecuado en capítulos posteriores.

### 1.1 Circuito Básico de Polarización

La Figura 1.1-1 muestra el circuito que usaremos como base para construir varios ejemplos.

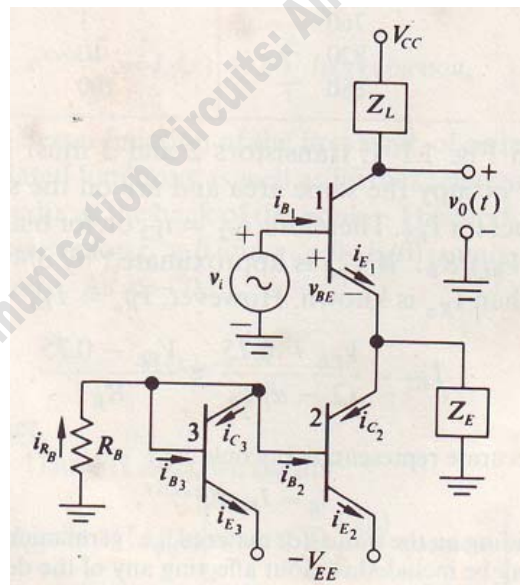


Figura 1.1-1 Amplificador Básico con Transistor de Unión

El circuito se muestra en la forma en que podría construirse en forma integrada. El único propósito de los dos transistores inferiores es de proveer una fuente de corriente constante de polarización para el transistor 1. (El transistor 3 podría verse como un diodo; sin embargo los diodos de los circuitos integrados se construyen normalmente con transistores).

Nuestra suposición clave es que la corriente de emisor y el voltaje base-emisor de los transistores están relacionados por la ecuación (1.1-1) ‡:

$$i_E = I_{ES} e^{v_{BE}q/kT} \quad (1.1-1a)$$

$$v_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_E}{I_{ES}} \quad (1.1-1b)$$

Donde  $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$  que es la constante de Boltzmann,  $q = 1.6 \times 10^{-19}$  coulombs es la carga del electrón, y  $I_{ES}$  es la corriente de saturación del emisor.

Hagamos un juego adicional de suposiciones: que  $i_C = \alpha i_E$  y  $i_B = (1 - \alpha) i_E$  y que “ $\alpha$ ” es casi 1 e independiente de  $i_E$  (La presunción de un “ $\alpha$ ” constante es rara vez cierta si  $i_E$  varía sobre un amplio rango; sin embargo, si “ $\alpha$ ” se aproxima a 1, entonces esta variación es normalmente un efecto de segundo orden).

Ya que  $I_{ES}$  es del orden de  $2 \times 10^{-16} \text{ A}$  para transistores pequeños de circuitos integrados de silicio y que  $kT/q$  es aproximadamente igual a 26 mV a temperatura ambiente ( $T = 300^\circ \text{ K}$ ), ecuación (1.1-1b) puede emplearse para determinar los valores requeridos de  $v_{BE}$  (o  $V_{BE}$  para el caso de un voltaje de polarización) para producir varios valores de  $i_E$  (o  $I_E$ ). En la tabla 1.1-1 se presentan varios valores de  $v_{BE}$  contra  $I_E$ ; por tanto en muchas aplicaciones  $V_{BE}$  puede aproximarse a una constante aproximadamente igual a  $\frac{3}{4}$  de voltio.

**Tabla 1.1-1** Valores de  $V_{BE}$  requeridos para varios valores de  $I_E$

$V_{BE}$ , mV	$I_E$ , mA
700	0.1
760	1
820	10
880	100

De la forma en que están conectados en la Figura 1.1-1, los transistores 2 y 3 deben tener el mismo valor para  $v_{BE}$  (o  $V_{BE}$ ). Si ocupan la misma área y están en el mismo chip, tendrán casi idéntico valor para  $I_{ES}$ . Por tanto,  $i_{E2} = i_{E3}$  o para propósitos de polarización  $I_{E2} = I_{E3}$ . Ahora  $I_{RB} = (V_{EE} - V_{BE})/R_B$ . Si  $V_{BE}$  es aproximadamente  $\frac{3}{4} \text{ V}$  (esto será razonable mientras  $V_{EE} \gg V_{BE}$ ), entonces  $I_{RB}$  es conocido. Sin embargo,  $I_{RB} = I_{E3} + (1 - \alpha) I_{E2}$  o

$$I_{E2} = \frac{V_{EE} - 0.75}{(2 - \alpha)R_B} \approx \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B}, \quad (1.1-2)$$

‡ Una expresión más exacta sería:  $i_E = I_{ES} e^{q\gamma v_{BE}/kT}$

donde  $\frac{1}{2} \leq \gamma \leq 1$  depende del material del transistor, es decir Germanio o Silicio. En cualquier situación que garantice que  $\gamma$  pueda incluirse sin afectar ninguno de los resultados derivados.

y así

$$I_{C2} = \alpha I_{E2} \approx \frac{V_{EE} - 0.75}{R_B} \quad (1.1-3)$$

Mientras  $Z_E$  contenga un capacitor en serie (sin trayectoria dc), entonces  $I_{E1} = I_{C2}$  y el transistor superior se polariza en un nivel de corriente constante.

## 1.2 Límites del amplificador de banda ancha en operación de pequeña señal

Consideremos el caso en que  $Z_L$  sea un resistor  $R_L$ ,  $Z_E$  es un capacitor  $C_E$ ,  $v_i = V_1 \cos \omega t$ ,  $1/\omega C_E$  se aproxima a un cortocircuito en AC, y  $\omega$  es suficientemente baja de modo que se pueden ignorar las reactivancias del transistor. Asumimos que  $V_{CC}$  y  $V_{EE}$  sean suficientemente grandes de modo que las uniones Colector – base de ambos transistores 1 y 2 se quedan siempre polarizados de manera inversa.

Desde que  $C_E$  es un cortocircuito,  $v_i$  aparece directamente a través de la unión emisor – base del transistor 1. Además, cualquier voltaje de corriente continua  $V_{dc}$  que se desarrolle a través de  $C_E$  aparece a través de la unión; por tanto  $v_{BE1} = v_i + V_{dc}$ . Cuando  $v_i$  es cero,  $i_E$  es forzado a hacerse igual a  $I_{C2}$ ; por tanto

$$V_{dcQ} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES}}$$

(Q denota el valor “quiescent” – inactivo – de un parámetro)

Para el caso en que  $v_i$  no es igual a cero, la ecuación (1.1-1a) puede emplearse para obtener

$$\begin{aligned} i_E &= I_{ES} [e^{V_{dcq}/kT}] e^{(V_1 q/kT) \cos \omega t} \\ &= I_{ES} [e^{V_{dcq}/kT}] e^{x \cos \omega t}, \end{aligned} \quad (1.2-1)$$

donde  $x = V_1 q/kT$  para normalizar el voltaje de excitación. Ahora usando la expansión de la Serie de Fourier,

$$e^{x \cos \omega t} = I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos n\omega t, \quad (1.2-2)$$

donde  $I_n(x)$  es la función de Bessel modificada del primer tipo, de orden “n” y argumento “x”. (Las propiedades de estas funciones tabuladas así como referencias adicionales que tienen que ver con ellas, pueden encontrarse en el apéndice al final de este texto) La función de Bessel modificada son todas monótonas y positivas para  $x \geq 0$  y  $n \geq 0$ ;  $I_0(0)$  es 1, mientras que todas las funciones de orden superior empiezan en cero. Mientras x tiende a cero,

$$I_n(x) \rightarrow \frac{(x/2)^n}{n!},$$

Donde n es un entero positivo.

Combinando las ecuaciones (1.2-1) y (1.2-2) obtenemos

$$i_E = I_{ES} e^{V_{dcq}/kT} I_0(x) \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right]. \quad (1.2-3)$$

Se aprecia claramente de la ecuación (1.2-3) que el valor promedio (o dc) de  $i_E$  esta dado por

$$\bar{i}_E = I_{ES} e^{V_{dc}q/kT} I_0(x). \quad (1.2-4)$$

Sin embargo, el circuito de polarización demanda que  $i_E = I_{C2}$ ; por tanto  $i_E$  puede escribirse en la forma simplificada:

$$i_E = I_{C2} \left[ 1 + 2 \sum_1^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right]. \quad (1.2-5)$$

Además,  $V_{dc}$  puede obtenerse de la ecuación (1.2-4) para que tenga la forma siguiente:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES} I_0(x)} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES}} - \frac{kT}{q} \ln I_0(x) \\ &= V_{dcQ} - \frac{kT}{q} \ln I_0(x). \end{aligned} \quad (1.2-6)$$

La tabla 1.2-1 presenta varios juegos de datos que tienen que ver con las funciones modificadas de Bessel que serán de interés para nosotros. A partir de la primera columna de esta tabla, veremos que si  $V_1 = 260$  mV, de modo que  $x = 10$ , entonces el voltaje dc se desplaza en 206 mV de su valor de punto Q. Veremos también de las otras columnas que el valor pico de la componente fundamental de la corriente de colector del transistor 1 será  $1.9 I_{C2}$  mientras que el porcentaje de distorsión de segunda armónica en esta corriente será de 85%.

**Tabla 1.2-1**

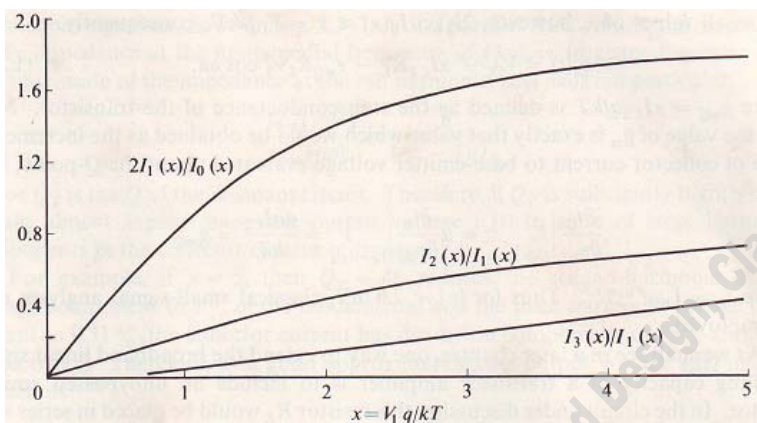
$x$	$\ln I_0(x)$	$\frac{2I_1(x)}{I_0(x)}$	$\frac{I_2(x)}{I_1(x)}$
0	0.000	0.000	0.000
0.5	0.062	0.485	0.124
1	0.236	0.893	0.240
2	0.823	1.396	0.433
5	3.30	1.787	0.719
10	7.93	1.897	0.854
20	17.6	1.949	0.926

Aparentemente una señal sinusoidal de 260 mV pico es para nada una señal pequeña desde el punto de vista del amplificador. Los límites de operación de una señal pequeña se hacen más claros a partir del estudio de las Figuras 1.2-1 y 1.2-2. La Figura 1.2-1 muestra que la fundamental de la salida es solo ligeramente proporcional linealmente al voltaje de entrada, o equivalentemente a  $x$ , para  $x \leq 1$ . Sin embargo, para mantener  $I_2(x)/I_1(x)$ , que es un porcentaje de la distorsión de segunda armónica por debajo de 0.025 (2.5% de distorsión), es necesario mantener a  $x$  por debajo de 0.1 †. Consecuentemente, para operación con pequeña señal  $V_1 \leq 2.6$  mV o en forma equivalente  $|v_i| \leq 2.6$  mV.

.....

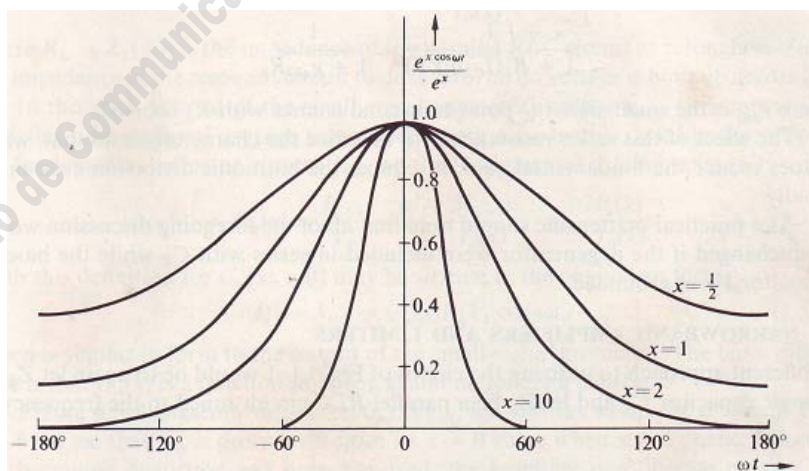
† Para valores pequeños de  $x$ ,  $I_2(x)/I_1(x) \approx x/4$  [comparar con la ecuación (A-2) en el apéndice al final del libro]

Es notorio a partir de la ecuación (1.2-1) que la corriente de emisor y a su vez la corriente de colector del transistor es proporcional a  $e^{x \cos \omega t} / e^x$  para cualquier valor fijo de  $x$ . (Incorporamos el término  $e^x$  en el denominador, solo con el objeto de normalizar la expresión). En consecuencia, la gráfica de  $e^{x \cos \omega t} / e^x$  mostrada en la Figura 1.2-2 da lugar a una imagen normalizada de la corriente de colector como función del tiempo sobre un ciclo del voltaje de entrada  $v_1 = V_1 \cos \omega t$



**Figura 1.2-1** Funciones de las funciones modificadas de Bessel contra el parámetro normalizado de  $x$ .

Claramente para el tiempo  $x = 10$ , la corriente de colector fluye como pulsos angostos con un ancho de aproximadamente  $\frac{1}{4}$  de ciclo; por tanto la operación del amplificador es ciertamente no lineal. En efecto, a medida que  $x$  aumenta por encima de 1, la forma de onda de toda la corriente deja de ser cosenoidal rápidamente. Para valores más grandes de  $x$  el desplazamiento de la polarización dc ayuda efectivamente a la señal a mantener la unión base-emisor apagada por una buena porción del ciclo.



**Figura 1.2-2** Corrientes de colector normalizadas contra en ángulo para la unión exponencial excitado por una onda sinusoidal.