

# Capítulo 7

## El transistor bipolar

### 7.1. Introducción

Este capítulo no es fácil, pero es posible. Supone adquirir nuevos conceptos, y se ha incluido porque es imprescindible. La mejor recomendación que se puede hacer es la de tomárselo con calma, volver a atrás cuando algo no esté claro, y prototipar. El lugar privilegiado para aprender electrónica es el banco de trabajo.

Este capítulo está dedicado al *transistor bipolar*. El apellido indica que existen otros tipos de transistores, y así es: también se usan los FET<sup>1</sup> de unión (JFET), y los MOSFET<sup>2</sup>. Estos otros tipos no serán estudiados en este libro por falta de espacio.

#### 7.1.1. Primera aproximación al transistor

El transistor es un componente electrónico que tiene tres terminales, denominados *base*, *emisor* y *colector*. Los nombres son poco explicativos y su origen se pierde en la niebla de los tiempos remotos.

Su comportamiento básico es el de ser un *amplificador de corriente*: tiene la capacidad de hacer que la corriente que circula entre el colector y el emisor sea un número grande de veces la que circula entre base y emisor.

Este factor de multiplicación se denomina *ganancia*, y se representa por  $\beta$  o  $h_{FE}$ . Puede tomar valores de 30 para transistores de alta potencia hasta 500 o más en transistores de baja señal. A pesar de lo que puede parecer, este valor tiene una importancia relativa a causa de la gran dispersión de los valores que alcanza<sup>3</sup>, o incluso de su variabilidad con la corriente de colector. La utilidad de este efecto multiplicador resulta intuitivo: a partir de una señal de baja corriente, como la proporcionada por un micrófono o un receptor de radio, esta puede ser amplificada y lograrse una corriente lo suficientemente grande como para mover un altavoz, aunque para lograr tal objetivo necesitaremos varias etapas.

---

<sup>1</sup>FET es un acrónimo de *Field Effect Transistor*, Transistor de Efecto de Campo.

<sup>2</sup>MOS es un acrónimo de *Metal Oxide Semiconductor*, que indica la secuencia de elementos usados en su construcción: un transistor realizado como un sandwich de un metal conductor, una película de óxido de Silicio (aislante) y un material semiconductor.

<sup>3</sup>Los antiguos diseñadores inventaron varias configuraciones que resultaban muy tolerantes a la dispersión de la ganancia en corriente. Dicho de otro modo, el transistor, cuando se usa como amplificador, siempre se usa realimentado (ver capítulo 8), estando la ganancia en corriente de alguna forma asociada a la ganancia en lazo abierto.

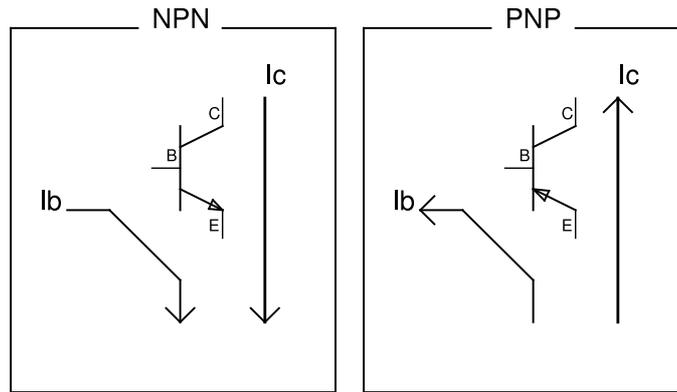


Figura 7.1: Funcionamiento básico del transistor bipolar

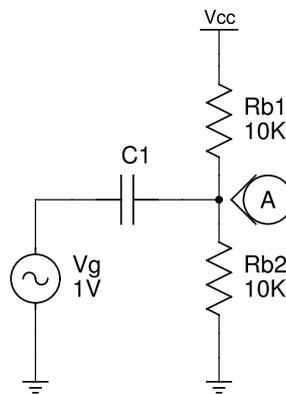


Figura 7.2: Ejemplo de una red de polarización

Existen dos tipos de transistores bipolares denominados PNP y NPN. Estos nombres provienen del orden en que se disponen las capas semiconductoras que los constituyen. Cada uno de ellos tiene un símbolo diferente, que se muestra en la figura 7.1. Como regla nemotécnica podemos usar esta: la flecha PeNetra o NoPeNetra. Estos dos tipos pueden considerarse en muchos aspectos como complementarios.

Hemos de aprender bien los nombres de los terminales y familiarizarnos con la figura 7.1 antes de proseguir si no queremos correr el riesgo de no entender nada.

### 7.1.2. Consideraciones preliminares sobre la polarización

Veamos un ejemplo antes de seguir. En la figura 7.2 se muestra un generador de señal sinusoidal ( $V_g$ ) que se conecta mediante un condensador ( $C_1$ ) a un divisor resistivo formado por  $R_{b1}$  y  $R_{b2}$ . El condensador se usa para el *acoplo* de circuitos. De forma un tanto simplificada, diremos que su misión es la de bloquear el paso de la corriente continua, permitiendo el paso de la alterna sin atenuación.

Sabemos que la impedancia de un condensador a una frecuencia cero (a corriente continua) es infinita: se comporta como un circuito abierto, cosa que realmente es. Asimismo, sabemos que la impedancia del condensador disminuye con la frecuencia... Ya recordamos que este circuito es un filtro paso alto (apartado 2.14). Pero ahora no nos interesa esta función, ya que vamos a usar un condensador de acoplo  $C_1$  lo suficientemente grande como para que en la banda de trabajo, su impedancia sea despreciable. Por tanto, podemos asimilar el condensador de acoplo como un dispositivo que permite

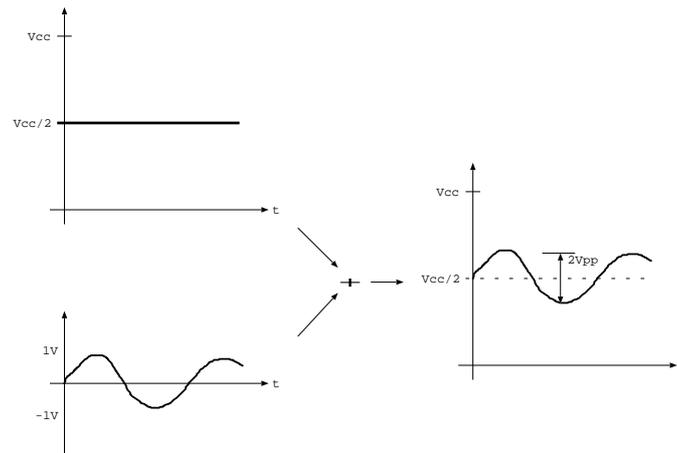


Figura 7.3: Tensión en el punto (A) de la figura 7.2

el paso de la señal alterna de una frecuencia *razonablemente* alta, y bloquea el paso de la continua. El bloqueo de la continua se produce en los dos sentidos: impide que la tensión de continua del divisor resistivo alcance al generador, y evita que el generador de señal alterna condicione de algún modo la tensión de continua en el punto (A).

El divisor resistivo logra en el punto (A) una tensión igual a la mitad de la alimentación por el hecho de ser iguales  $R_{b1}$  y  $R_{b2}$ . Se han puesto así para simplificar, pero cualquier otra relación sería igualmente válida. El condensador y el generador no alteran esta relación como hemos comentado.

Cómo podemos considerar el condensador como un cortocircuito en lo que a la señal alterna corresponde, en el punto (A) tendremos la misma tensión que hay a la salida del generador.

Es decir, que tal como se muestra en la figura 7.3, la tensión en el punto (A) puede modelarse como la suma de dos componentes, una continua y la otra alterna. La primera se denomina de *polarización* y la segunda de *pequeña señal*. No existen dos componentes, es simplemente un modelo que en breve veremos cuanto de útil es.

Para calcular la tensión en un punto, se analizan por separado las componentes de polarización y de pequeña señal. Para ello, se usa una técnica sencilla.

- Para analizar la *componente de polarización* se eliminan mentalmente todos los condensadores del circuito: son como si no existieran. Entonces se calculan las tensiones. En nuestro ejemplo, nos queda sólo el divisor resistivo, y es un asunto que tenemos ya dominado.
- Para analizar la *componente de pequeña señal*, se cortocircuitan mentalmente todos los condensadores. Cómo una fuente de tensión de continua ideal fuerza siempre un determinado nivel de tensión, a la alterna se comporta como un cortocircuito: cualquier corriente demandada a cualquier frecuencia es entregada por la fuente: esto corresponde a una resistencia nula<sup>4</sup>. Las fuentes de corriente se modelan como circuitos abiertos. En nuestro ejemplo, el generador de señal sinusoidal

<sup>4</sup>El correcto funcionamiento de un circuito exige que se cumpla esta condición, que es la de que la alimentación se comporte como un generador de tensión ideal. Si una fuente no tiene un comportamiento demasiado adecuado en este aspecto, se puede compensar con condensadores de desacoplo. Si tiene un comportamiento bastante ideal, también se usan condensadores de desacoplo, pues en cualquier caso, se debe compensar el efecto inductivo de los conductores que llevan la señal. Ver apartado 3.5.8.

verá dos resistencias de 10 K en paralelo, lo que es equivalente a una resistencia de 5 K<sup>5</sup>.

Para distinguir el punto de trabajo (señales continuas) de las excursiones debidas a la señal (señales alternas), se utiliza universalmente la siguiente nomenclatura: mayúsculas para las primeras y minúsculas para las segundas. Por ejemplo,  $V_B$  es la tensión de polarización de base e  $i_b$  es la corriente de pequeña señal que circula por la base.

De este modo, podemos considerar que en un punto (x), la tensión o corriente tiene dos componentes: una de polarización y una de baja señal, por ejemplo

$$V_x = V_{POL} + v_{ps}$$

Cómo normalmente las excursiones debidas a la señal son pequeñas comparadas a los niveles de polarización, es común hablar de *pequeña señal*<sup>6</sup>. De este modo, se habla de *modelo de pequeña señal del transistor* o de *análisis de pequeña señal*.

Es importante determinar o escoger adecuadamente el punto de polarización del transistor pues:

- Es el punto de referencia de las tensiones y corriente de un circuito. Corresponde a las tensiones de continua que se podrían medir en un circuito en ausencia de señal. Si se conecta una señal a la entrada del circuito, nos encontraremos con que en cada punto del mismo, las tensiones varían en torno al anterior *punto de trabajo*.
- Condiciona en comportamiento del circuito: más adelante veremos que alguno de los parámetros del modelo de pequeña señal del transistor dependen de parámetros de polarización del mismo.

En breve veremos ejemplos que ilustran todo lo contado, pero si algo no ha quedado claro, debe volverse a estudiar este punto so pena de no comprender casi nada de lo que sigue.

### 7.1.3. Trabajo lineal o en saturación

El transistor puede trabajar de forma *lineal* o en *saturación*:

- **Lineal:** Se dice que un sistema es lineal si ante una señal del doble de amplitud (ya sea tensión o corriente) responde con una señal de salida doble. A una señal mitad, responde con una salida mitad... El uso en modo lineal es el típico de amplificadores, filtros, mezcladores, etc.

<sup>5</sup>Esto nos permitirá calcular la frecuencia de corte del filtro paso alto porque el circuito que resulta es exactamente igual al ya visto.  $F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$  donde R es el paralelo de  $R_{b1}$  y  $R_{b2}$ . Una década por encima de la frecuencia de corte podemos considerar que el condensador no tiene efecto alguno sobre la señal, ni en atenuación ni en desfase.

<sup>6</sup>Esto resultaba especialmente cierto para los viejos circuitos que usaban lámparas termoiónicas, en las que eran normales tensiones de polarización de centenares de voltios. En cualquier caso, los componentes electrónicos son bastante poco lineales. Todo sistema si es tratado con amplitudes pequeñas se comporta de forma *razonablemente* lineal. En cualquier caso, no debemos ser demasiado rigurosos al respecto de la definición: es muy común que las excursiones de corrientes o tensiones sean tan grandes como las de polarización. Varias técnicas permiten obtener a pesar de todo, respuestas extremadamente lineales.

- **Saturación:** Un sistema alcanza la saturación cuando su comportamiento dista mucho del modo lineal, de modo que incrementos de la señal de entrada apenas producen incrementos de la salida. Un circuito cuya misión es encender o no un LED es un circuito que trabaja en saturación: todo lo que nos interesa es encender o apagar completamente una bombilla. Por ejemplo, el inversor que vimos en el capítulo 6, trabaja en saturación.

#### 7.1.4. Polarización del transistor

Para que un transistor pueda funcionar de manera lineal debe ser *polarizado* adecuadamente. Del mismo modo que para que un diodo semiconductor permita el paso de la corriente debe polarizarse en directo con una tensión de aproximadamente 0,6 Voltios, la polarización de un transistor requiere unas ciertas condiciones.

Dos son las condiciones básicas que deben cumplirse para polarizar un transistor bipolar:

- La tensión base emisor ( $V_{BE}$ ) debe ser polarizada como un diodo. Para no olvidarnos de cual es la polaridad, podemos recordar que la flecha del símbolo del transistor tiene el mismo significado de un diodo. La corriente de base seguirá una variación exponencial con la tensión muy similar a la de un diodo (ver fig 3.5).
- La tensión colector-emisor ( $V_{CE}$ ), debe ser superior a un cierto valor. Esta tensión mínima se denomina tensión de saturación,  $V_{CEsat}$ . En un transistor NPN, la tensión de colector debe ser siempre superior a la de emisor, y en un PNP, inferior.

Estas dos condiciones se pueden expresar de forma más concreta en dos requisitos:

- *La tensión base emisor debe estar comprendida entre 0,6 y 0,7 V<sup>7</sup>, con la polaridad adecuada.* Si esta condición no se cumple, entonces, la corriente de colector es aproximadamente nula<sup>8</sup>.
- *La tensión de colector no está condicionada por el transistor sino por la carga,* pero debe ser siempre aproximadamente 0,2 Voltios superior a la de emisor. Si esta condición no se cumple, la corriente de colector no sigue la ley establecida por la ganancia de corriente: no puede crecer más allá de la condición que establece la tensión de saturación.

Se ilustra esta condición con ejemplos en el apartado 7.2.3.

Asimismo, se han de cumplir un par de condiciones adicionales, no estrictamente relativas a la polarización, sino a las tensiones máximas que puede soportar:

- Tensión colector-emisor: en la práctica, se debe escoger un transistor que pueda funcionar a la tensión de alimentación del circuito. Es muy conveniente sobredimensionar este parámetro para protegernos frente a variaciones de la tensión de alimentación.
- La tensión *inversa* máxima que puede soportar la unión base-emisor suele tener un valor bajo. Este requisito debe cuidarse en circuitos de trabajan en conmutación, o cuando hay condensadores en un circuito y se apaga el mismo, los transistores pueden quedar polarizados. Se suele compensar añadiendo astutamente un diodo. En cualquier caso, esto queda fuera del objetivo de este libro<sup>9</sup>.

<sup>7</sup>Dependiendo de la corriente de colector.

<sup>8</sup>Según la hoja de características, un máximo de 15nA a 25 °C para  $V_{be}=0$  V.

<sup>9</sup>En la fuente de alimentación basada en el 317, el fabricante especifica en la letra pequeña que deben usarse diodos de protección cuando la tensión de salida es superior a 25 V, pero no es nuestro caso.

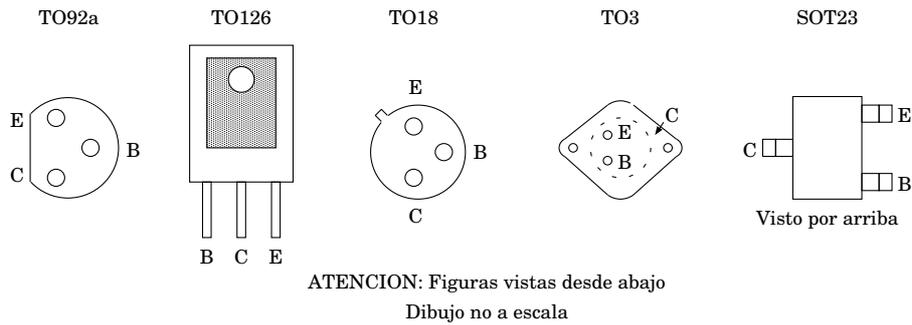


Figura 7.4: Asignación de terminales en distintos encapsulados

### 7.1.5. Algunos tipos comunes

Hay (literalmente) miles de tipos distintos de transistores. Tipos diferentes se han popularizado en Europa, Estados Unidos o Japón. Pero hay algunos tipos que son muy comunes, baratos, fáciles de encontrar y que resuelven la mayor parte de los problemas. Normalmente, se presentan en versiones complementarias (NPN/PNP), presentando uno y otro características similares.

- BC549/BC559: Son transistores de bajo coste y propósito general, muy usados en audio, y de bajo ruido<sup>10</sup>.
- BD139/BD140: Transistores de media potencia
- 2N2369/2N2907: Transistores de baja señal, alta velocidad.
- 2N3055: Transistor de alta potencia, usado en amplificadores, fuentes de alimentación, etc. Muy robusto.
- BFR93: Transistor de alta frecuencia, muy usado en radio

En la tabla siguiente resumimos las características más importantes de estos transistores.

Ref	Tipo	$V_{CEmax}$ (V)	$I_{Cmax}$ (A)	$P_{max}$ (W)	$h_{FE}$ típica	$F_T$ (MHz)	Encap
BC549	NPN	30	0,1	0,5	520 @ 2 mA	300	TO92a
BC559	PNP	-30	0,1	0,5	240 @ 2 mA	150	TO92a
BD139	NPN	80	1	8	100 @ 150 mA	250	TO126
BD140	PNP	-80	1	8	100 @ 150 mA	75	TO126
2N2369	NPN	40	0,5	0,3	60 @ 10 mA	650	TO18
2N2907	PNP	-40	0,6	0,4	200 @ 150 mA	200	TO18
2N3055	NPN	70	15	90	45 @ 4 A	2	TO3
BFR93	NPN	12	35	0,3	90 @ 30 mA	5000	SOT23

En la figura 7.4 se muestra la asignación de terminales para los distintos encapsulados.

En la figura 7.5 se muestran algunos transistores de pequeña y gran potencia.

<sup>10</sup>Corresponden a una familia: El BC547/557 es una versión de tensión más alta, el BC548/BC558 es la versión estándar y el BC549/BC559 es una versión de bajo ruido.

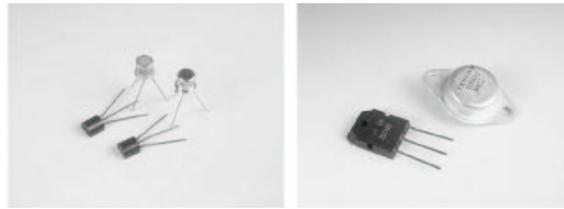


Figura 7.5: Fotografía de transistores

### 7.1.6. Una hoja de características

En las figuras 7.6 a 7.8 se muestran hojas de características de la familia BC546, BC547 y BC548. Se trata de una hoja más bien resumida, en la que podemos estudiar parámetros de gran interés.

En la figura 7.6 se presenta un dibujo del encapsulado que muestra la asignación de pines, el valor de la resistencia térmica, los parámetros límite y por último, parámetros del transistor en corte. Son especialmente importantes los de corriente y potencia límite, y tensiones de colector máximas.

En la figura 7.7 se muestran parámetros del transistor en saturación y parámetros relativos al modelo de pequeña señal. Respecto a los primeros, resalta la tensión colector-emisor de saturación ( $V_{CEsat}$ ), y respecto a los segundos, la ganancia de corriente de pequeña señal ( $h_{fe}$ ).

Las dos hojas restantes (figura 7.8 y 7.9) se dedican a gráficas. Algunos datos interesantes:

- Gráfica superior izquierda de las figuras 7.8 y 7.9: variación de la ganancia ( $h_{fe}$ ) con la corriente de colector.
- Gráfica superior izquierda de las figuras 7.8 y 7.9: tensiones colector-emisor ( $V_{CEsat}$ ) y base-emisor ( $V_{BEsat}$ ) en saturación
- Gráfica inferior derecha de las figuras 7.8 y 7.9: existe una corriente de colector que maximiza la velocidad del dispositivo.

Recomendamos no perder demasiado tiempo en tratar de agotar los asuntos no explicados, pues no son relevantes para la mayor parte de las aplicaciones.

## 7.2. Algunos ejemplos con transistores

Es muy probable que, llegados a este punto, tengamos la cabeza a punto de estallar. Es el momento de pasar a unos ejemplos sencillos que permitan asimilar conceptos.

### 7.2.1. Regulador lineal con diodo Zener

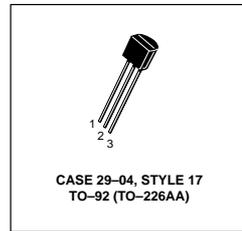
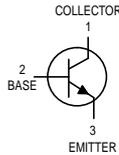
En la figura 7.10 se muestra el esquema de un regulador lineal serie (ver apartado 4.1.2). El regulador usa un diodo Zener, y es el mismo esquema de la figura 4.2, al que se ha añadido un transistor. Se ha producido un cambio sustancial: el transistor es el encargado de ofrecer la corriente a la salida, mientras que el diodo Zener no soporta esta pesada carga, sino únicamente la polarización del transistor.

**MOTOROLA**  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document  
by BC546/D

**Amplifier Transistors**  
NPN Silicon

**BC546, B**  
**BC547, A, B, C**  
**BC548, A, B, C**



**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	BC 546	BC 547	BC 548	Unit
Collector–Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	65	45	30	Vdc
Collector–Base Voltage	V <sub>CBO</sub>	80	50	30	Vdc
Emitter–Base Voltage	V <sub>EBO</sub>	6.0			Vdc
Collector Current — Continuous	I <sub>C</sub>	100			mAdc
Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	625 5.0			mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	1.5 12			Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	–55 to +150			°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R <sub>θJC</sub>	83.3	°C/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector–Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 1.0 mA, I <sub>B</sub> = 0)	BC546 BC547 BC548	V <sub>(BR)CEO</sub>	65 45 30	— — —	V
Collector–Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 100 μAdc)	BC546 BC547 BC548	V <sub>(BR)CBO</sub>	80 50 30	— — —	V
Emitter–Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 10 μA, I <sub>C</sub> = 0)	BC546 BC547 BC548	V <sub>(BR)EBO</sub>	6.0 6.0 6.0	— — —	V
Collector Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 70 V, V <sub>BE</sub> = 0) (V <sub>CE</sub> = 50 V, V <sub>BE</sub> = 0) (V <sub>CE</sub> = 35 V, V <sub>BE</sub> = 0) (V <sub>CE</sub> = 30 V, T <sub>A</sub> = 125°C)	BC546 BC547 BC548 BC546/547/548	I <sub>CES</sub>	— — — —	0.2 0.2 0.2 —	nA μA

REV 1

© Motorola, Inc. 1996



Figura 7.6: Hoja de características del BC546-BC548 (1 de 4)

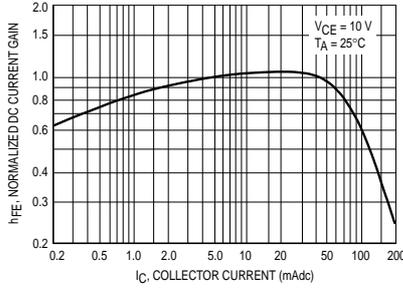
**BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C****ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain ( $I_C = 10\ \mu\text{A}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C	$h_{FE}$	— — —	90 150 270	— — —
( $I_C = 2.0\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	BC546 BC547 BC548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/BC548C		110 110 110 110 200 420	— — — 180 290 520	450 800 800 220 450 800
( $I_C = 100\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C		— — —	120 180 300	— — —
Collector–Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $I_B = 0.5\ \text{mA}$ ) ( $I_C = 100\ \text{mA}$ , $I_B = 5.0\ \text{mA}$ ) ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $I_B = \text{See Note 1}$ )		$V_{CE(sat)}$	— — —	0.09 0.2 0.3	0.25 0.6 0.6
Base–Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $I_B = 0.5\ \text{mA}$ )		$V_{BE(sat)}$	—	0.7	—
Base–Emitter On Voltage ( $I_C = 2.0\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ ) ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ )		$V_{BE(on)}$	0.55 —	— —	0.7 0.77
<b>SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS</b>					
Current–Gain — Bandwidth Product ( $I_C = 10\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ , $f = 100\ \text{MHz}$ )	BC546 BC547 BC548	$f_T$	150 150 150	300 300 300	— — —
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10\ \text{V}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\ \text{MHz}$ )		$C_{obo}$	—	1.7	4.5
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5\ \text{V}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0\ \text{MHz}$ )		$C_{ibo}$	—	10	—
Small–Signal Current Gain ( $I_C = 2.0\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ , $f = 1.0\ \text{kHz}$ )	BC546 BC547/548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/548C	$h_{fe}$	125 125 125 240 450	— — 220 330 600	500 900 260 500 900
Noise Figure ( $I_C = 0.2\ \text{mA}$ , $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$ , $R_S = 2\ \text{k}\Omega$ , $f = 1.0\ \text{kHz}$ , $\Delta f = 200\ \text{Hz}$ )	BC546 BC547 BC548	NF	— — —	2.0 2.0 2.0	10 10 10

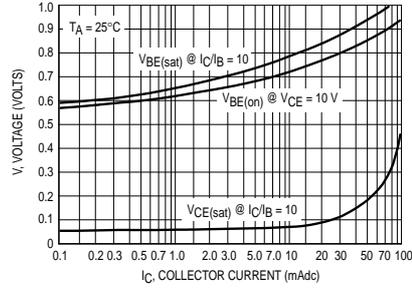
Note 1:  $I_B$  is value for which  $I_C = 11\ \text{mA}$  at  $V_{CE} = 1.0\ \text{V}$ .

Figura 7.7: Hoja de características del BC546-BC548 (2 de 4)

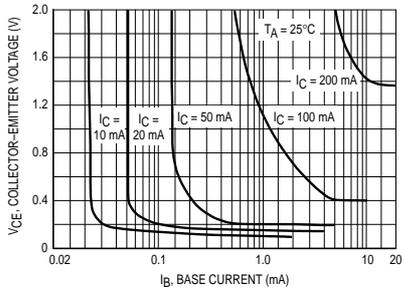
**BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C**



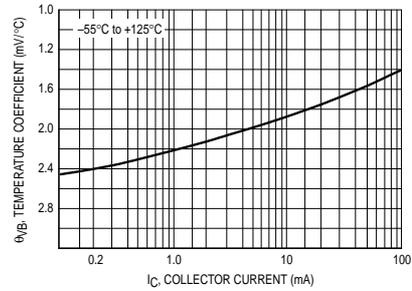
**Figure 1. Normalized DC Current Gain**



**Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages**

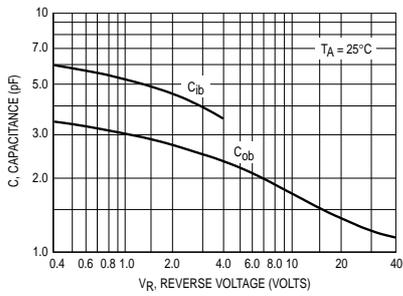


**Figure 3. Collector Saturation Region**

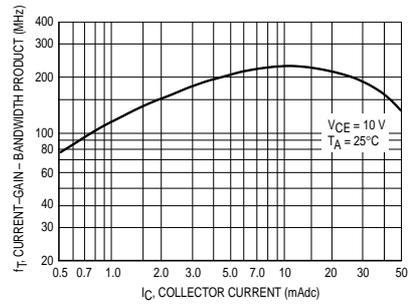


**Figure 4. Base-Emitter Temperature Coefficient**

**BC547/BC548**



**Figure 5. Capacitances**

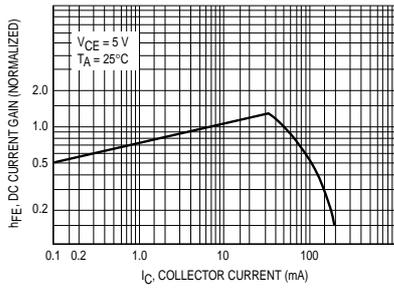


**Figure 6. Current-Gain - Bandwidth Product**

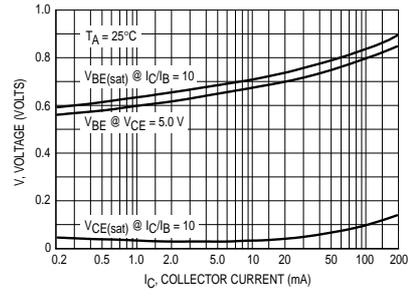
Figura 7.8: Hoja de características del BC546-BC548 (3 de 4)

**BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C**

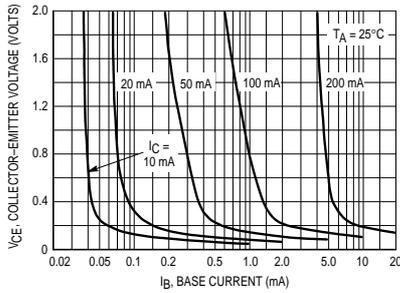
**BC547/BC548**



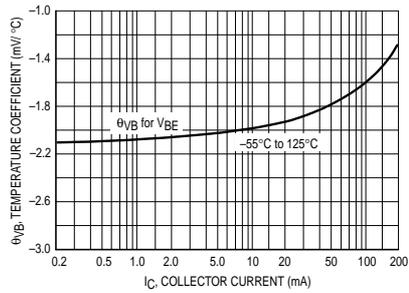
**Figure 7. DC Current Gain**



**Figure 8. "On" Voltage**

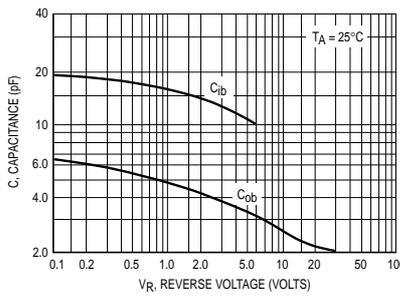


**Figure 9. Collector Saturation Region**

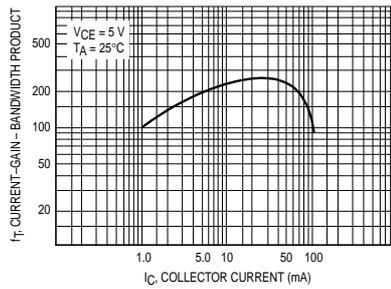


**Figure 10. Base-Emitter Temperature Coefficient**

**BC546**



**Figure 11. Capacitance**



**Figure 12. Current-Gain - Bandwidth Product**

Figura 7.9: Hoja de características del BC546-BC548 (4 de 4)

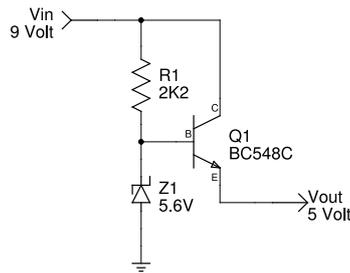


Figura 7.10: Regulador lineal con transistor bipolar y zener

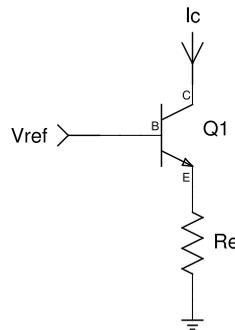


Figura 7.11: Fuente de corriente simple

El diodo Zener está polarizado con tan sólo 1,5 mA. Si la carga demandara 100 mA (máxima corriente de colector para el BC548), en el peor de los casos (con una  $h_{FE}$  de 420), la corriente de base sería de 240  $\mu\text{A}$ , que es menos de seis veces más baja que la corriente de polarización del zener. De este modo hemos resuelto elegantemente una de las limitaciones más fuertes de los reguladores basados en diodo Zener, por el procedimiento de añadir un barato transistor<sup>11</sup>. Esta configuración es extremadamente popular, y tiene unas prestaciones excelentes para numerosas aplicaciones.

La tensión de salida es (aproximadamente) igual a la del Zener menos  $V_{BE} \sim 0,6 \text{ V}$ , por tanto 5 Voltios.

Podemos preguntarnos cual es la tensión de *dropout* de este regulador. Podríamos decir que es igual a la tensión emisor colector-emisor de saturación, unos 0,2 Voltios típicos a 100 mA. Sin embargo, con esta diferencia de tensiones entre entrada y salida no se llegaría a polarizar la unión base emisor. Por tanto, la tensión mínima de caída para 100 mA de corriente de colector es de, aproximadamente

$$V_{dropout} = V_{BE} + V_{R1} = V_{BE} + \frac{I_C}{h_{FE}} R1 \sim 0,7 + 0,5 = 1,2 \text{ Volt}$$

### 7.2.2. Fuente de corriente

Veamos otro ejemplo: en la figura 7.11 se muestra el esquema de una fuente de corriente simple. Una fuente de corriente es un dispositivo que intenta mantener una corriente de salida constante con independencia de la carga que tenga que soportar, del mismo modo que una fuente de tensión intenta mantener una tensión de salida constante.

<sup>11</sup>Siendo rigurosos, el BC548 no es una buena elección para este circuito, por las limitaciones de corriente de colector y de potencia disipada (0.4 W) que haría necesario un disipador. El BD139 sería una elección mucho más razonable.

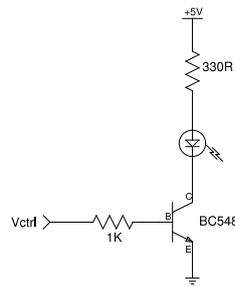


Figura 7.12: Ejemplo de un transistor para encendido de un LED

Podemos aproximar:

$$I_C \sim I_E = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_E}$$

Podemos preguntarnos cuánto de buena es esta aproximación:

- la corriente de emisor y la de colector no son iguales, pero si la ganancia de corriente es grande ( $>20$ ) el error es muy pequeño.
- Estamos asumiendo que  $V_{BE}$  es constante, pero depende de la temperatura y de la corriente de base.

Cuanto más grande sea  $V_{ref}$  comparado con  $V_{BE}$ , más estable será el circuito frente a variaciones de temperatura.

Existen fuentes de corriente algo más complejas que son mucho más independientes a variaciones de la temperatura, de la carga, de la tensión de colector, etc. Sin embargo la fuente mostrada en la figura 7.11 se usa con notable asiduidad por su simplicidad y efectividad.

### 7.2.3. Uso del transistor en conmutación

Hasta el momento hemos establecido las condiciones para que un transistor trabaje de manera lineal. Sin embargo, esta no es la única forma útil de usar un transistor<sup>12</sup>, pues en ocasiones es muy útil hacerlo trabajar en dos extremos: en *saturación* y en *corte*.

- Saturación: la corriente de colector es tan alta, que la tensión colector-emisor se hace muy baja, alcanzando la tensión de saturación, por la cual la corriente no puede crecer ya más.
- Corte: la unión base-emisor no se polariza adecuadamente, y del mismo modo que sucede en un diodo, la corriente de base es *muy* baja, y por ende, la de colector.

En la figura 7.12 se muestra un ejemplo en el que se utiliza un transistor para el encendido de un LED, que necesita una corriente de control mucho más baja que la

<sup>12</sup>La mayor parte de las tecnologías empleadas en electrónica digital, aunque no todas, utilizan los transistores en conmutación.

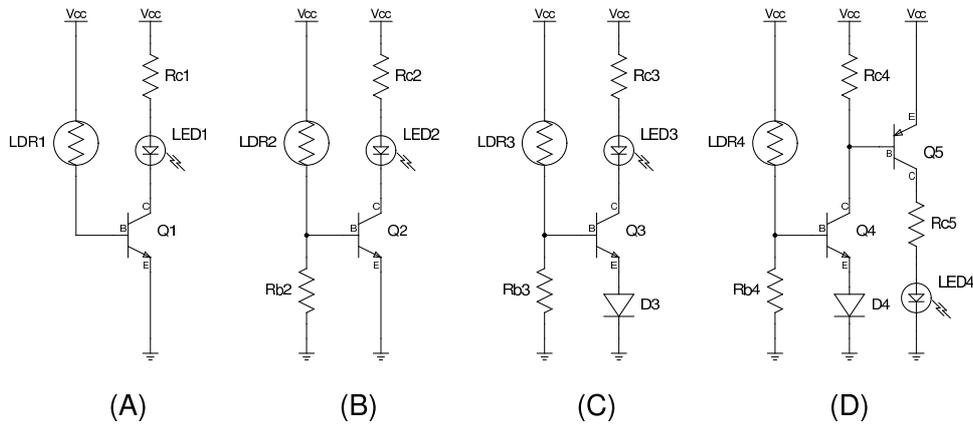


Figura 7.13: Ejemplos de uso del transistor en conmutación, como controlador de luz

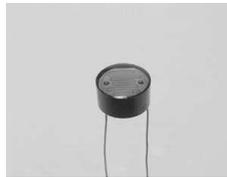


Figura 7.14: Célula fotoeléctrica (LDR)

del diodo luminoso<sup>13</sup>. Se trata de un circuito que tiende a dar un todo o nada pues pasar de 0,6 a 0,7 Voltios en la entrada de control permite pasar de un LED apagado a un estado muy brillante. Este circuito trabaja en saturación ( $V_{CE}$ ) de aproximadamente 0,2 Voltios.

Circuitos como los mostrados son frecuentes en electrónica digital y en los mandos a distancia por infrarrojos (en cuyo caso el LED no es de un color visible, sino infrarrojo).

En la figura 7.13 se muestran varios ejemplos de uso de un transistor en conmutación, que utilizan una célula fotoeléctrica<sup>14</sup> como sensor de luz (ver figura 7.14). Estos ejemplos usan un LED para mostrar el resultado de la conmutación, pero en su lugar se puede usar de igual modo una gran variedad de dispositivos (e.g. un relé para conmutar una farola, levantar una barrera, etc).

El ejemplo de la figura 7.13-A conecta la célula a la base del transistor. En oscuridad, la célula presenta una resistividad muy alta, por lo que la corriente de base es muy baja, y la de colector también lo es, no siendo suficiente para iluminar el LED. Conforme aumenta la luz incidente en la LDR, y dependiendo de la ganancia del transistor, se irá incrementando la corriente de colector, el LED luce con más y más intensidad. Al mismo tiempo, irá bajando la tensión de colector, hasta el momento en el que el transistor se satura y por más luz que incida en la célula la corriente que circula por el LED no crece. Este circuito tiene varias limitaciones: el ajuste es difícil, depende mucho de la ganancia del transistor y la conmutación es muy gradual.

En el ejemplo B, hacemos uso de un divisor resistivo, que permite un ajuste fino del punto de conmutación: conforme la luz aumenta, lo hace la tensión de base, y por

<sup>13</sup>En el oscilador de relajación utilizamos varias puertas en paralelo para no cargar el oscilador. La opción que se presenta es una alternativa, cuando no disponemos gratis de aquella opción.

<sup>14</sup>Una célula fotoeléctrica es un dispositivo cuya resistencia depende de la luz que incide en ella, por lo que también reciben el nombre de LDR, *Light Dependent Resistor*, resistencia dependiente de la luz. No confundir con una célula fotovoltaica que funciona como generador de corriente en presencia de luz.

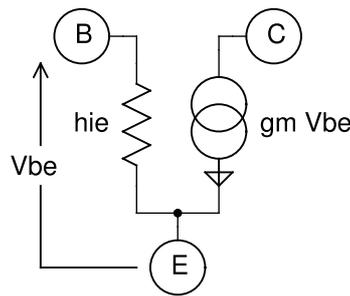


Figura 7.15: Modelo de baja señal del transistor NPN

ello la corriente lo hace de manera exponencial. A unos 0,5 V de tensión base-emisor la corriente de colector todavía es pequeña, pero a 0,6 V es lo suficientemente grande como para que el brillo del LED sea apreciable. Sin embargo, el circuito sigue siendo muy dependiente de la temperatura<sup>15</sup>, aunque notablemente menos de la ganancia de corriente. Por cierto que es muy fácil invertir la función de transferencia, sin más que alternar los componentes LDR2 y Rb2, lograremos que el LED se encienda en la oscuridad y se apague en presencia de luz.

La opción C permite transiciones más abruptas en el encendido del LED, ya que el diodo se polariza con la corriente de colector: es como si nos encontráramos con el producto de dos exponenciales<sup>16</sup>. Asimismo, sube la tensión de base para la conmutación, pues se necesitan  $2V_{BE}$  para que el LED conduzca.

El ejemplo D permite obtener una función de transferencia todavía más abrupta al unir dos etapas con umbrales de conmutación bien definidos.

### 7.3. Modelo de baja señal

La figura 7.15 muestra un modelo de baja señal de un transistor bipolar NPN. Para un transistor PNP, basta invertir las tensiones y corrientes.

Entendemos por *modelo de baja señal* a una forma de modelar el transistor que es suficientemente adecuada cuando el transistor trabaja con señales de una amplitud tal que el transistor está polarizado lejos de la saturación o el corte. Es tanto más preciso cuanto más pequeñas sean las señales, y no es el único, aunque sí uno de los más utilizados. Este modelo está simplificado en el sentido de que no incluye consideraciones de ancho de banda del transistor (condensadores) y modela la fuente de corriente entre emisor y colector como una fuente ideal.

- La unión colector-emisor está modelado por una fuente de corriente, en la que el valor de la corriente de salida depende de la tensión base-emisor. El factor de correspondencia se denomina *transconductancia*<sup>17</sup> y se representa por  $g_m$ .
- La unión base emisor se modela mediante una resistencia de valor fijo denominada  $h_{ie}$ .

<sup>15</sup>Debido a la dependencia de la función de transferencia de tensión a corriente de la unión B-E con la temperatura.

<sup>16</sup>Producto y no suma, ya que la unión base-emisor está gobernada por la corriente de base y el diodo por la corriente de emisor que depende exponencialmente de la tensión base emisor.

<sup>17</sup>La *conductancia* es el inverso de la *resistencia*. La *transconductancia* es una relación de transferencia de tensión a corriente, y tiene dimensiones del inverso de resistencia. La *transimpedancia* es una relación de transferencia de corriente a tensión, y tiene dimensiones de resistencia.

Los valores<sup>18</sup> que toman estas constantes son bastante independientes de la tecnología de fabricación y son:

$$h_{ie} = \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{I_B} \quad (7.1)$$

$$g_m = \frac{1}{\frac{KT}{q}} \cdot I_C \quad (7.2)$$

donde:

- K es la constante de Boltzmann, que vale  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
- T es la temperatura absoluta, y en condiciones normales se hacen cálculos a 300 °K (27°C)
- q es la carga del electrón, que vale  $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A/s}$

Por tanto,

$$\frac{KT}{q} = V_T = 0,026 \text{ Volt} \quad (7.3)$$

$$g_m = \frac{I_C (\text{mA})}{25} \quad (7.4)$$

a una temperatura de 27 °C. Es importante saber que este parámetro varía con la temperatura.

Veamos un simple ejemplo para tener conciencia de los órdenes de magnitud en los que nos movemos. Si  $I_c = 1 \text{ mA}$ ,  $h_{FE} = 200$ , entonces  $h_{ie} = 5 \text{ K}\Omega$ ,  $g_m = 0,026 \Omega^{-1} \sim \frac{1}{40\Omega}$ .

Observemos que diferente es el modelo de pequeña señal de la definición inicial del transistor. Habíamos definido el transistor como un elemento que multiplica la corriente de base en el terminal de colector, y así lo confirma la gráfica superior izquierda de la figura 7.7. Asimismo, la corriente de base sigue una relación exponencial con la tensión base-emisor. Sin embargo, el modelo de pequeña señal del transistor establece una relación lineal entre la tensión base-emisor y la corriente de colector. No hay misterio alguno. Las primeras definiciones permiten un modelo en el que se producen grandes excursiones en las tensiones de base. El modelo de pequeña señal, es más adecuado para pequeñas variaciones.

## 7.4. Funcionamiento en pequeña señal

### 7.4.1. Ejemplo 1: Transistor en emisor común

Consideremos el ejemplo de la figura 7.16. Este amplificador utiliza una topología que se denomina *emisor común*, ya que el emisor es común a la entrada y la salida: es la referencia del circuito.

Hemos de analizar el circuito en varias etapas: primero la polarización y luego el análisis en baja señal. Por último, sería conveniente analizar los márgenes en los que el amplificador funcionará de manera lineal: su margen dinámico.

<sup>18</sup>Fijémonos que las corrientes se refieren a las de polarización, y que queda implícito que las corriente debida a la señal tiene un valor despreciable respecto a la de polarización. Por esto se habla de modelo de *baja señal*.

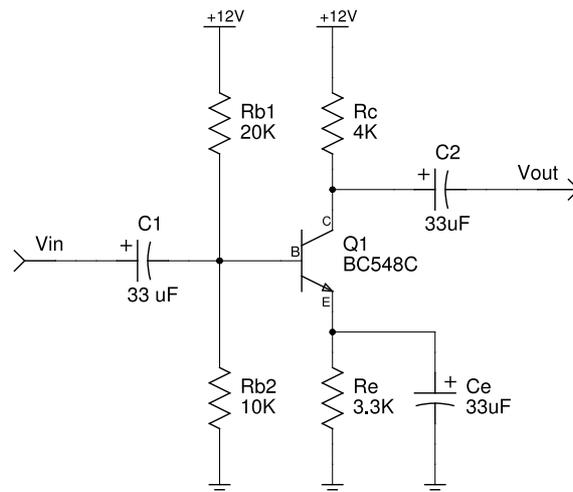


Figura 7.16: Amplificador con transistor en emisor común

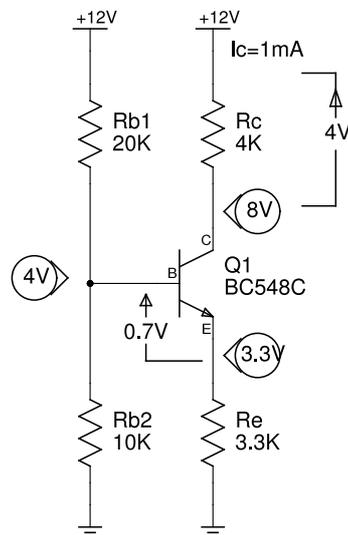


Figura 7.17: Polarización del circuito de emisor común

#### 7.4.1.1. Polarización

Para el estudio de la polarización, debemos eliminar mentalmente los condensadores, ya que en continua no dejan pasar la corriente. Nos quedamos con un transistor y cuatro resistencias, aislado del mundo (ver figura 7.17). Las dos resistencias, denominadas  $R_{b1}$  y  $R_{b2}$ , forman un divisor resistivo que polarizan la base del transistor. Si su selección ha sido cuidadosa, el punto de polarización dependerá del valor de las mismas.

Una vez fijada la tensión de base, queda fijada la tensión de emisor ( $V_E = V_B - V_{BE}$ ).

En nuestro caso concreto:

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 4 \text{ Volt}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3,3 \text{ Volt}$$

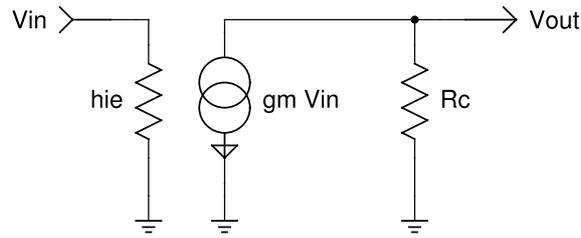


Figura 7.18: Modelo de baja señal del amplificador emisor común

Una vez conocida la tensión de emisor, sabemos la corriente de emisor, que es muy similar a la de colector:

$$I_C \sim I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1 \text{ mA}$$

Por último, podemos calcular la tensión de colector:

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C \sim 12 - 4 = 8 \text{ Volt}$$

Llegados a este punto deberíamos validar la hipótesis de partida: la polarización del transistor no afecta a la tensión del divisor resistivo. La corriente por la red de polarización es de  $400 \mu\text{A}$ . Si  $h_{FE} > 400$ ,  $I_B < 2,5 \mu\text{A}$ . La aproximación es válida.

#### 7.4.1.2. Análisis de pequeña señal

El condensador del emisor ( $C_e$ ) tiene un valor tan grande, que su valor es despreciable<sup>19</sup> pues vale  $-j \cdot 250 \Omega$  a 20 Hz. Más adelante veremos el efecto que se produce a más baja frecuencia, cuando no puede ser despreciada. En la banda de audio podemos pues considerar que el emisor está a masa.

Sustituimos el transistor por su modelo de baja señal (ver figura 7.18). El efecto de la baja impedancia de la fuente de alimentación hace que, desde el punto de vista de la baja señal, alimentación y masa están cortocircuitadas: esto es precisamente lo que logran los condensadores de desacoplo (que no se han dibujado). La red de polarización puede ser asimismo eliminada: sólo incluye una resistencia de alto valor entre la entrada y masa, despreciable frente a  $h_{ie}$ .

$$V_{out} = -g_m \cdot V_{in} \cdot R_C = -\frac{q}{KT} \cdot I_C \cdot R_C \cdot V_{in} \sim -40 \cdot V_{RE} \cdot V_{in}$$

En nuestro caso concreto, esto arrojaría una ganancia en tensión de aproximadamente -160. La ganancia negativa indica que se produce inversión de la señal: cuando la entrada sube, la salida baja y viceversa.

Se observa que la ganancia en baja señal del seguidor de emisor es proporcional a la caída de tensión de polarización en la resistencia de colector.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \sim -40 \cdot V_{RE}$$

<sup>19</sup>El criterio de comparación es con la  $h_{ie}$  del transistor. Para poder considerar que el emisor está a masa, su valor debe ser diez veces inferior a la  $h_{ie}$ , aunque el error cometido con un valor de cinco veces es comunmente aceptable.

Podríamos decir que se trata de una casualidad. Más aún, es una de las principales desventajas del circuito: su ganancia depende de la polarización. Al variar la tensión de alimentación (e.g. por desgaste de las pilas o rizado en la alimentación) los parámetros del circuito se ven afectados.

### 7.4.1.3. Análisis del margen dinámico

Queremos ver cuales son las excursiones máximas de tensión que podemos obtener a la salida del circuito. Para ello, analizaremos la tensión máxima y mínima que puede alcanzar el colector del transistor.

La tensión más baja que se puede obtener a la salida se obtiene cuando el transistor entrega corriente máxima: está saturado. Es decir:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CEsat} + I_E \cdot R_E \sim I_C (R_C + R_E) + 0,2$$

En nuestro caso esto produce una corriente de colector de 1,6 mA, y una tensión de colector de 5,4 Volt.

El otro límite -a tensión más alta- se alcanza si la corriente de colector llega a ser nula, llegando la tensión de salida a ser igual a la de alimentación: 12V, pero nunca más alta.

Resumiendo: podemos obtener tensiones 4 Voltios por encima de la de polarización y unos 2,6 V por debajo. Por ello decimos que el margen dinámico es de 2,6 Voltios de pico. Sinusoides con amplitudes más altas sufrirán el recorte de sus crestas inferiores (ver figura 10.1, ejemplo de señal recortada en una cresta.).

### 7.4.2. Ejemplo 2: Transistor en emisor común con resistencia de emisor

El esquema del amplificador en emisor común con resistencia de emisor se muestra en la figura 7.19. Es similar al circuito con emisor común, pero ahora se elimina el condensador de emisor que ponía a masa el emisor del transistor ( $C_E$ ). La polarización del transistor no cambia, como tampoco lo hace el margen dinámico. Cambia el modelo de baja señal, y lo hace mucho, como veremos inmediatamente.

#### 7.4.2.1. Modelo de baja señal

En la figura 7.20 se muestra el modelo de baja señal del amplificador. Vamos a plantear las ecuaciones que lo definen:

$$v_{in} = v_{be} + (i_b + g_m \cdot v_{be}) \cdot R_E \quad (7.5)$$

$$v_{out} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{be} \quad (7.6)$$

La primera de las ecuaciones admite un mayor desarrollo:

$$v_{in} = v_{be} + \left( \frac{v_{be}}{h_{ie}} + g_m \cdot v_{be} \right) \cdot R_E \quad (7.7)$$

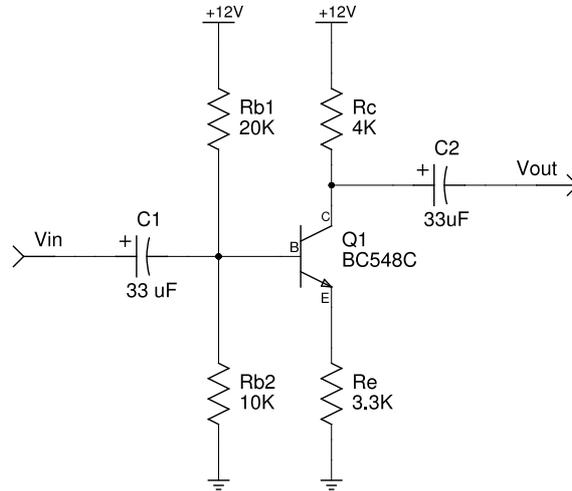


Figura 7.19: Esquema del amplificador en emisor común

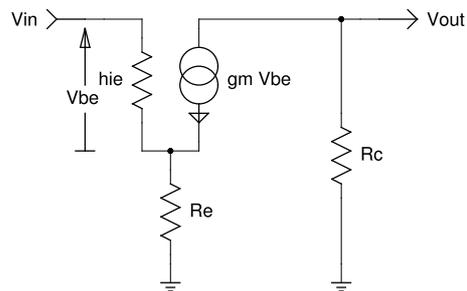


Figura 7.20: Modelo de baja señal del transistor en emisor común con resistencia de emisor

$$v_{in} = v_{be} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \cdot R_E \right] \quad (7.8)$$

Uniendo las dos ecuaciones, resulta:

$$G = \frac{v_{out}}{v_{in}} = - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + \left( \frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \cdot R_E} \quad (7.9)$$

Esta última fórmula admite dos aproximaciones:

La primera aproximación es muy precisa en prácticamente cualquier situación real, ya que  $h_{fe} \gg 1$ :

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m = \frac{I_B}{K T} + \frac{I_C}{K T} = \frac{I_C}{K T} \left( \frac{1}{h_{fe}} + 1 \right) \sim \frac{I_C}{K T} = g_m \quad (7.10)$$

Esto es:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m \sim g_m \quad (7.11)$$

Queda entonces:

$$G \sim - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \quad (7.12)$$

La segunda aproximación se verifica si la caída de tensión en la resistencia de emisor es *alta*, entonces podemos aproximar:

$$1 + g_m \cdot R_E \gg g_m \cdot R_E \quad (7.13)$$

Esto es así si:

$$g_m \cdot R_E = \frac{I_C}{K T} = 40 \cdot R_E \gg 1 \Rightarrow V_{RE} > 0,25 \text{ V} \quad (7.14)$$

Si se cumple esta condición, entonces resulta una sencilla expresión:

$$G = - \frac{R_C}{R_E} \quad (7.15)$$

La ganancia depende sólo del cociente de dos resistencias, lo que es altamente deseable. En el ejemplo que nos ocupa, la ganancia que resulta de la aplicación de la fórmula completa es:

$$G = -1,20$$

Cómo se cumple la condición de caída en resistencia de emisor alta, podemos usar la fórmula aproximada, que arroja un resultado de:

$$G = -1,21$$

Pudiera pensarse que el uso de las aproximaciones son cosas del pasado y que en la era de los ordenadores han dejado de tener sentido, pero tienen la enorme ventaja de poder estimar en un golpe de vista la ganancia de circuitos y las relaciones que determinan parámetros básicos.

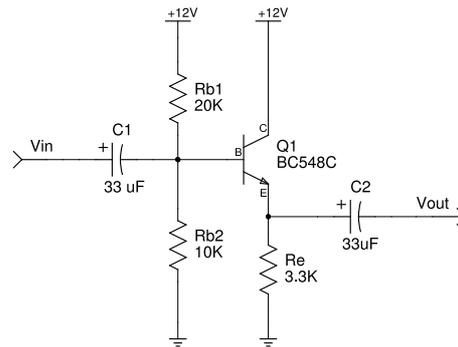


Figura 7.21: Esquema de un seguidor de emisor

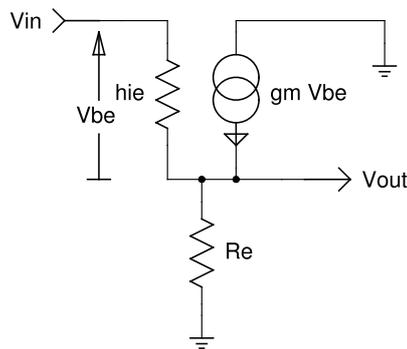


Figura 7.22: Modelo de baja señal del seguidor de emisor

### 7.4.3. Ejemplo 3: Seguidor de emisor

El esquema del seguidor de emisor se muestra en la figura 7.21. Por primera vez, el circuito tiene salida por emisor (en vez de colector). Por esta razón ha desaparecido la resistencia de colector. Se podría poner, pero su único efecto sería el de reducir el margen dinámico del circuito (y su ancho de banda), pero este asunto está fuera del alcance del libro.

#### 7.4.3.1. Modelo de baja señal

En la figura 7.22 se muestra el modelo de baja señal de circuito. Cómo no incorpora ninguna sorpresa, vamos a plantear las ecuaciones que lo definen:

$$v_{out} = (i_b + i_c) \cdot R_E \quad (7.16)$$

$$v_{out} = R_E \cdot \left[ \frac{v_{in} - v_{out}}{h_{ie}} + g_m \cdot (v_{in} - v_{out}) \right] \quad (7.17)$$

Despejando, queda:

$$G = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{1}{h_{ie}} + g_m}{\frac{1}{h_{ie}} + g_m + \frac{1}{R_E}} \quad (7.18)$$

Esta ecuación es como un pequeño monstruo. Podemos hacer dos aproximaciones, que son las mismas del circuito de emisor común con resistencia de emisor:

La primera de ellas ya la conocemos, y es muy precisa en prácticamente cualquier situación real, ya que  $h_{fe} \gg 1$ :

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m \sim g_m \quad (7.19)$$

La segunda aproximación, se suele lograr con mayor asiduidad que el circuito de emisor común en virtud de que es común polarizar el transistor de modo que  $V_E > V_{BE} \sim 0,6 V$  para lograr una buena estabilidad en temperatura<sup>20</sup>.

El resultado de las aproximaciones previas resulta extremadamente sencillo:

$$G \sim 1 \quad (7.20)$$

Se trata de un circuito sin ganancia, pero no por ello poco útil, ya que presenta una impedancia de entrada muy alta y de salida muy baja. Se usa mucho como etapa separadora.

Podemos preguntarnos cuánto de buena es la aproximación. Si usamos la fórmula exacta con el circuito de la figura 7.21, y una  $h_{fe} = 200$ , la ganancia resultante es de  $G=0,993$ , lo que supone un 0,7% de error.

## 7.5. Ejemplo práctico: amplificador para micrófono

Hemos visto que el condensador de emisor tiene un efecto muy considerable sobre la ganancia, pasando esta de 160 a 1,2 por el simple hecho de ponerlo. ¿No podríamos quedarnos con una situación intermedia?. Tengamos a demás en cuenta que si deseamos valores intermedios, con las arquitecturas previas tendríamos que modificar la polarización, lo que afectaría gravemente al margen dinámico. Afortunadamente hay una respuesta, a modo de decisión salomónica. La resistencia de emisor se parte en dos, una de las cuales se desacopla y la otra no. La polarización queda inalterada, pero la ganancia puede variar entre los dos márgenes anteriormente analizados, dependiendo de la relación entre resistencias desacopladas.

Vamos a poner un ejemplo real: un amplificador de micrófono, con una ganancia deseada de 30. De este modo, con una señal de 3 mV podemos obtener una señal de 100 mV que es el nivel estándar de línea. Su esquema es el que aparece en la figura 7.23. Un circuito como este puede ser usado para amplificar la señal de micro de un PC. Es muy común que los micrófonos de bajo coste que se venden con muchos ordenadores multimedia sean de ínfima calidad y entreguen una señal muy baja a la tarjeta de sonido. Este circuito puede ayudar a paliar la situación. Pero antes de ver el circuito, detengámonos un instante con los micrófonos.

### 7.5.1. Micrófonos

Un micrófono es un elemento que convierte variaciones de presión del aire en señales eléctricas. Dicho de una forma más llana, el sonido en electricidad.

Actualmente se usan fundamentalmente dos tipos de micrófono:

<sup>20</sup>Esta aproximación pierde exactitud en circuitos que trabajan con tensiones de alimentación muy bajas en las que es obligado polarizar el emisor a baja tensión.

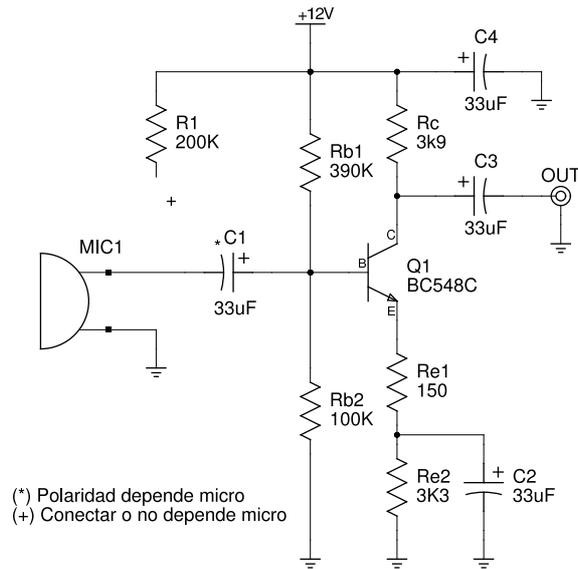


Figura 7.23: Amplificador de micrófono

- **Micrófonos Dinámicos:** Funcionan de manera muy similar a un altavoz, pero al revés. Un imán permanente crea un intenso campo magnético en una zona en la que se encuentra un carrete de hilo, unido a una membrana que vibra con el sonido. Este movimiento se convierte en una tensión por virtud de la ley de Faraday.

Este tipo de micrófonos generan bajas tensiones con impedancias relativamente bajas<sup>21</sup>. Presenta un buen margen dinámico y una respuesta en frecuencia que puede cubrir toda la banda audible en diseños muy cuidadosos.
- **Micrófonos de condensador:** Están contruidos en base a dos láminas paralelas muy finas situadas a escasa distancia entre sí. Las ondas de presión sonora mueven las láminas del condensador provocando variaciones de la capacidad. Como las láminas están polarizadas a una tensión continua alta (en torno a 50 V) el cambio de capacidad provoca cambios en la carga, o lo que es lo mismo, una corriente variable proporcional a las ondas de presión. Estas variaciones son tan leves que requieren un amplificador de alta impedancia de entrada situado junto al micrófono. A penas se usan en la actualidad.
- **Micrófonos electret:** son muy similares a los micrófonos de condensador, y su diferencia fundamental es que en una de las membranas se ha depositado una fina capa de un material dieléctrico (como el teflon), que logra mantener el campo eléctrico sin necesidad de polarización externa.

La mayor virtud de los micrófonos electret es una respuesta en frecuencia muy buena en toda la banda del audio (y mucho más allá). Igual que los micrófonos de condensador, requieren un amplificador muy cerca de las membranas, habitualmente dentro de la misma cápsula, por lo que habitualmente requieren polarización externa de más bajo nivel, no para las láminas sino para el amplificador. El nivel final que entregan las cápsulas es notablemente más alto que el de los dinámicos<sup>22</sup>, y su margen dinámico algo peor, no de forma intrínseca al micrófono, sino por el amplificador, que se suele diseñar más en base a un bajo consumo que en base a su linealidad.

<sup>21</sup>Un modelo concreto entrega -75 dB (V/ $\mu$ bar) a 1 kHz y 150  $\Omega$  de impedancia de carga

<sup>22</sup>Un ejemplo de un modelo real: -60 dB (V/ $\mu$ bar) a 1 kHz y 1 k $\Omega$  de impedancia de carga

Caigamos en la cuenta de que ambos tipos de micrófono requieren un condensador de acoplo con el amplificador.

- El dinámico porque siendo un simple rollo de hilo, en continua es prácticamente un cortocircuito, que de conectarse directamente al amplificador desbarataría la polarización. En nuestro circuito, no montaríamos la resistencia R1 y el condensador C1 tendría la polaridad mostrada
- El electret porque la necesidad de la polarización amplificador interno exige el aplicar tensiones externas que de otro modo interferirían con las de señal. Se hace uso de R1, que tal vez esté conectada a una referencia de tensión de otro valor, y la polaridad de C1 normalmente será como la mostrada (dependiendo de los requisitos del modelo usado en cuestión). La tensión de polarización y la descripción de los terminales depende del modelo de micrófono. Es muy conveniente que el fabricante proporcione estos datos.

Para las pruebas del circuito, podemos usar un pequeño altavoz usado como micrófono dinámico. No tiene demasiada sensibilidad, pero siempre es fácil de conseguir uno canibalizando un receptor de radio estropeado.

### 7.5.2. Análisis del circuito

Procedamos a analizar el circuito. En primer lugar calculamos la polarización.

La tensión de base es de 4 Voltios fijados por el divisor resistivo. Más tarde debemos comprobar que la hipótesis de que la corriente de base es despreciable. En consecuencia, la tensión en emisor es de 3,4 Voltios, con lo que la corriente de emisor es de 1 mA. Como la ganancia del transistor es 400 mínimo, la corriente de base será de 2,5  $\mu$ A como máximo, lo que confirma la hipótesis de partida<sup>23</sup>. Conocida la corriente de colector, es posible calcular la tensión de colector, que es igual a la de alimentación menos la caída en  $R_C$  (de 3,9 V), resultando por tanto 8,1 Voltios.

Si usáramos la fórmula simplificada para calcular la ganancia del circuito, obtendríamos un valor estimado de 26. Sin embargo, utilizando la fórmula más precisa, el resultado es de 22. Usar la fórmula aproximada produce un error demasiado grande (20%). Esto se debe a que la caída de tensión en la resistencia de emisor (0,15 Volt) no es *mucho* más grande que  $V_T$ , que es de 0,025 Volt, y la aproximación pierde precisión.

Veamos el margen dinámico: la tensión más alta que el circuito puede dar a la salida es igual a la tensión de alimentación, cuando la corriente de colector es nula. La tensión mínima se da cuando la corriente de colector es tan grande que sólo deja  $V_{CEsat}$  en el transistor:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_{E1} + R_{E2}}$$

Resulta pues una tensión mínima de 5,6 Volt. Como la tensión de reposo de salida es de 8,1 Volt, podemos tener excursiones sin distorsión positivas de 3,9 Volt y negativas de 2,5 Volt, resultando un margen dinámico del valor mínimo de las dos anteriores: 2,5 Volt.

Podemos preguntarnos cuál es la impedancia de entrada y de salida, para poder conocer la respuesta en frecuencia del circuito. No es difícil de calcular a partir del modelo de baja señal del transistor. En la tabla 7.1 podemos ver una tabla resumen.

<sup>23</sup>La hipótesis no era muy arriesgada, ya que como el diseño lo ha hecho el autor, se ha tomado buen cuidado de que la corriente de base sea despreciable.

- La impedancia de entrada de la etapa es la de la red resistiva de polarización en paralelo con aproximadamente, la resistencia de emisor  $R_{E1}$  multiplicado por la ganancia de corriente  $h_{fe}$ . Resulta un valor cercano a  $37\text{ K}\Omega$ . Se trata de un valor alto, y en ciertas circunstancias (cables de entrada largos) puede llegar a ser una fuente de problemas.
- La impedancia de salida es muy parecida a la resistencia de colector, ya que el transistor sale en corriente, con una impedancia muy alta. Por tanto es de  $3,9\text{ K}\Omega$ .

Los tres condensadores del circuito limitan la respuesta a las bajas frecuencias. Suponiendo que la circuitería externa no introduce limitaciones adicionales<sup>24</sup>, podemos calcular las frecuencias de corte:

- Entrada: El condensador está en serie con la impedancia de entrada ( $37\text{ K}\Omega$ ). Resulta de  $0,13\text{ Hz}$ .
- Salida: El condensador está en serie con la impedancia de salida ( $3,9\text{ K}\Omega$ ). Resulta de  $1,2\text{ Hz}$
- Desacoplo de emisor: su efecto es algo más complejo. Su efecto es notable cuando la impedancia es igual a la resistencia con la que está en serie:  $130\ \Omega$ . La frecuencia de corte es pues de  $37\text{ Hz}$ .

Cómo podemos ver el efecto del desacoplo de  $R_E$  es el dominante.

Y podríamos preguntarnos qué pasa a frecuencias por debajo de  $37\text{ Hz}$ . Pues no es difícil de imaginar: ya no podemos asumir que la resistencia  $R_{E2}$  sea nula. Esto significa que la ganancia en tensión dependerá del cociente de  $R_C$  a  $R_{E1} + R_{E2}$ , y por tanto cercana a la unidad a bajas frecuencias..

Claro, que también podríamos preguntarnos qué pasa a altas frecuencias, o lo que es lo mismo, cuál es el ancho de banda del circuito. Y haríamos muy bien, porque nunca hemos abordado esta circunstancia. El modelo de baja señal del transistor que hemos presentado en la figura 7.15 es un modelo simplificado. Si se quiere calcular las respuestas a alta frecuencia, se han de añadir un par de condensadores, uno entre base y emisor y otro entre base y colector. Este último condensador suele ser el que limita la respuesta en frecuencia en circuitos como el presentado. Basta decir que el ancho de banda será inversamente proporcional a la ganancia. En el ejemplo mostrado, el prototipo ha resultado tener un ancho de banda superior a  $100\text{ kHz}$ , que es lo que ha podido medirse con la instrumentación usada.

### 7.5.3. Pasos usados para la síntesis

Imaginemos que partimos de un valor deseado de la ganancia  $G$ . El proceso de diseño se ha realizado en el siguiente orden.

1. Asignación de las tensiones de colector tratando de maximizar el margen dinámico
2. Cálculo de las tensiones de polarización de base, y las correspondientes resistencias

---

<sup>24</sup>Por ejemplo si la resistencia de carga del circuito fuera de  $1\text{ K}$ , se producirían dos efectos indeseables: la tensión de salida caería notablemente, y la respuesta en frecuencia también se reduciría.

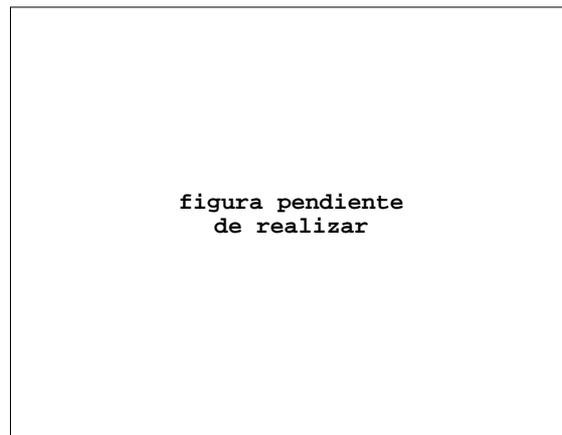


Figura 7.24: Guía de montaje del amplificador de micro

3. Asignación de la corriente de colector con el criterio del ancho de banda requerido, consumo, y otras consideraciones. El valor de 1mA es un punto de partida razonable.
4. Cálculo de la resistencia de colector  $R_C$
5. Cálculo de la resistencia de emisor  $R_{E1} = \frac{R_C}{G}$
6. Cálculo de resistencia de emisor desacoplada:  $R_{E1} = \frac{V_E}{I_E} - R_{E1}$
7. Cálculo de los condensadores atendiendo a ancho de banda y uso de valores típicos (es mejor que todos sean del mismo valor)
8. Cálculo y comprobación de las impedancias de entrada y salida
9. Revisión completa y posibles reajustes.

#### 7.5.4. Prototipado

Para un prototipado, bien puede hacerse un montaje en araña sobre una placa de circuito impreso que previamente se ha dividido en dos mediante una cuchilla. Una de las islas se usará para la masa, y la otra para la alimentación. Esto dará gran consistencia mecánica al circuito. Ver la figura 7.24.

#### 7.5.5. Otros aspectos

El coste de los componentes usados para el circuito es de aproximadamente 0,3 Euros.

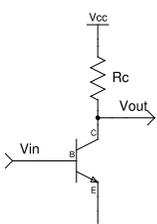
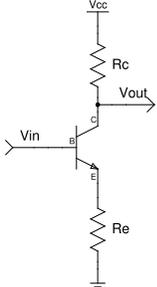
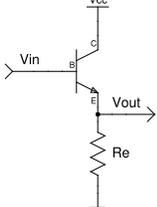
El consumo de corriente es de aproximadamente 1mA. Este aspecto es muy importante cuando hablamos de sistemas alimentados a pilas o baterías. Si este punto fuera importante, se podría rediseñar el circuito para reducir la potencia consumida.

## 7.6. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunas de las cosas más importantes aprendidas en el capítulo en relación a los transistores bipolares:

- El transistor tiene tres terminales llamados: base, emisor y colector.
- Existen dos tipos de transistores complementarios llamados PNP y NPN. Son complementarios en el sentido de las corrientes y tensiones.
- El transistor es un componente que hace circular entre emisor y colector una corriente proporcional y mucho más alta a la que circula entre base y colector. Cómo tiene la capacidad de multiplicar la corriente se denomina circuito *activo*.
- Todo circuito con semiconductores debe ser *polarizado*, y por tanto trabaja en torno a un cierto *punto de trabajo*. Este punto de trabajo es el de las tensiones que podrían medirse en todos los puntos de un circuito.
- Los circuitos basados en transistores se estudian en dos etapas:
  - Polarización: donde se estudian corrientes y tensiones en ausencia de señal
  - Pequeña señal: donde se estudian las *variaciones* de tensión y corriente debidas a la señal.
- Las condiciones para una correcta polarización del transistor son:
  - Polarizar la unión base-emisor como un diodo (aprox 0,6 V en directa, con poca variación)
  - La tensión colector-emisor debe ser superior a la  $V_{CEsat}$ , que es aproximadamente de 0,2 Volt. La tensión de colector queda impuesta por la carga mientras se verifica esta condición.
- Los circuitos en emisor común presentan una elevada ganancia y una resistencia de entrada baja. Es un circuito inversor.
- Los circuitos en emisor común con resistencia de emisor permiten reducir la ganancia haciéndola depender de un cociente de resistencias, y eleva la resistencia de entrada. Es un circuito inversor.
- Los circuitos seguidores de emisor entregan a su salida una señal prácticamente igual a la de la entrada, presentando una elevada impedancia de entrada y baja de salida. Se usan para no cargar un circuito, como etapa *separadora*.
- El modelo de *pequeña señal* del transistor consta de una resistencia de base a emisor y una fuente de corriente proporcional a la tensión base emisor (transconductancia).
- La respuesta en frecuencia de un circuito como los mostrados es paso banda, estando limitada en baja frecuencia por los circuitos de acoplo y desacoplo de emisor donde aplique y por las capacidades parásitas del transistor en alta frecuencia.
- Los micrófonos dinámicos sobresalen por un margen dinámico grande y baja impedancia. Los de condensador por su sensibilidad y respuesta en frecuencia.

Sigue la tabla 7.1 con un resumen de las configuraciones estudiadas:

Nombre	Esquema	Ganancia tensión	Resist. entrada	Resist. salida
Emisor común		$G = -g_m \cdot R_C = -\beta \cdot V_{RC}$	$R_{in} \sim h_{ie}$	$R_{Cout} \sim R_c$
Emisor común con $R_E$		$G \sim -\frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \sim -\frac{R_C}{R_E}$	$R_{in} = h_{ie} + R_E \cdot h_{FE}$	$R_{out} \sim R_C$
Seguidor de emisor		$G \sim \frac{g_m \cdot R_E}{1 + g_m \cdot R_E} \sim 1$	$R_{in} = h_{ie} + R_E \cdot h_{FE}$	$R_o = \frac{h_{ie}}{h_{FE}} // R_E \sim \frac{h_{ie}}{h_{FE}}$

Cuadro 7.1: Resumen configuraciones transistor estudiadas

