

Polarizaciones en c.c. del transistor bipolar

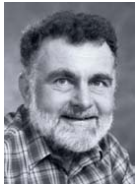
Los dispositivos electrónicos a nivel elemental no son funcionales. Debemos pues, incorporar algunos componentes adicionales para que el transistor esté polarizado donde necesitemos y conformar así un circuito electrónico. Como se puede comprender, existirán multitud de elementos y formas de colocar éstos para que el transistor funcione adecuadamente. De todas ellas, vamos a estudiar las más conocidas, que por otro lado, nos ofrecen las mejores características frente a: estabilidad de funcionamiento, variaciones de temperatura, simplicidad de montaje y cálculo, evitar en la medida de lo posible la distorsión, etc.

Las configuraciones de los transistores hay que comenzarlas en corriente continua para, si es necesario, aplicar posteriormente corriente alterna, con las modificaciones del circuito que esto conlleve.

Contenido

- 5.1 Reseña histórica
- 5.2 Configuración emisor común
 - 5.2.1 Polarización de base
 - 5.2.2 Polarización de colector
 - 5.2.3 Polarización de emisor
- 5.3 Otras configuraciones
 - 5.3.1 Etapa Darlington
 - 5.3.2 Fuente de corriente constante
 - 5.3.3 Fuente de corriente Widlar
 - 5.3.4 Etapa de emisores acoplados o diferencial
 - 5.3.5 Intercambio de polarizaciones NPN y PNP
- 5.4 Ejercicios tipo
- 5.5 Problemas propuestos
- 5.6 Bibliografía

5.1 Reseña histórica



(1937-1991) **Robert J. Widlar**, durante sus estudios en la Universidad de Colorado, donde se graduó en 1962 en Ingeniería Eléctrica, trabajó para la empresa Ball Brothers y, en el 63, comenzó a trabajar para Fairchild donde diseñó el conocido amplificador operacional $\mu A709$. Inventó la fuente de corriente constante que lleva su nombre. Posteriormente pasó a formar parte del equipo de National Semiconductor.

5.2 Configuración emisor común

Configuración en la que el emisor del transistor y la fuente de tensión están unidos en un mismo punto.

Con esta disposición general existen tres polarizaciones ampliamente utilizadas, a saber: polarización de base, de colector y de emisor. Cada una de ellas con unas características bien definidas.

5.2.1 Polarización de base

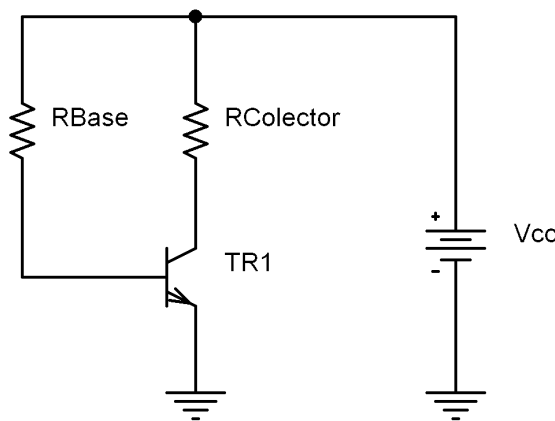


Fig. 5.1: Circuito de polarización de base

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Fácil de construir - Pocos componentes - Polarización utilizada como interruptor 	<ul style="list-style-type: none"> - Resistencia de colector dependiente de β - Polarización sensible a cambios de β

Para resolver este circuito, utilizamos las dos mallas de circulación de corriente, la del circuito de base y del colector:

$$\textcircled{1} V_{CC} - (R_B \cdot I_B) - V_{BE} = 0 \qquad R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \qquad \text{Ec. 5.1}$$

$$\textcircled{2} V_{CC} - (R_C \cdot I_C) - V_{CE} = 0$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_B \cdot \beta}$$

Ec. 5.2

En la malla de colector, se aprecia la dependencia del valor de la resistencia de la β del transistor. Esto nos podrá provocar cierta inestabilidad en la polarización. Por este motivo, esta polarización se utiliza ampliamente como interruptor. No debería utilizarse en ningún momento como amplificador de tensión.

La recta de carga

Los límites de la recta de carga nos definirá una pareja de valores V_{CE} - I_C que fijará los posibles puntos que podrá ocupar el punto de funcionamiento del transistor.

Si retomamos la ecuación de la malla del colector de esta polarización, nos queda

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_C) - V_{CE} = 0$$

Para obtener uno de los extremos de la recta de carga, anulamos la corriente de colector. Entonces se dice que el transistor estará trabajando en *corte*.

$$V_{CC} = V_{CE \text{ Corte}}$$

Ec. 5.3

Si anulamos ahora la tensión V_{CE} obtendremos el otro extremo de la recta de carga. En estas circunstancias, el transistor estará trabajando en *saturación*.

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C$$

$$I_{C \text{ Sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Ec. 5.4

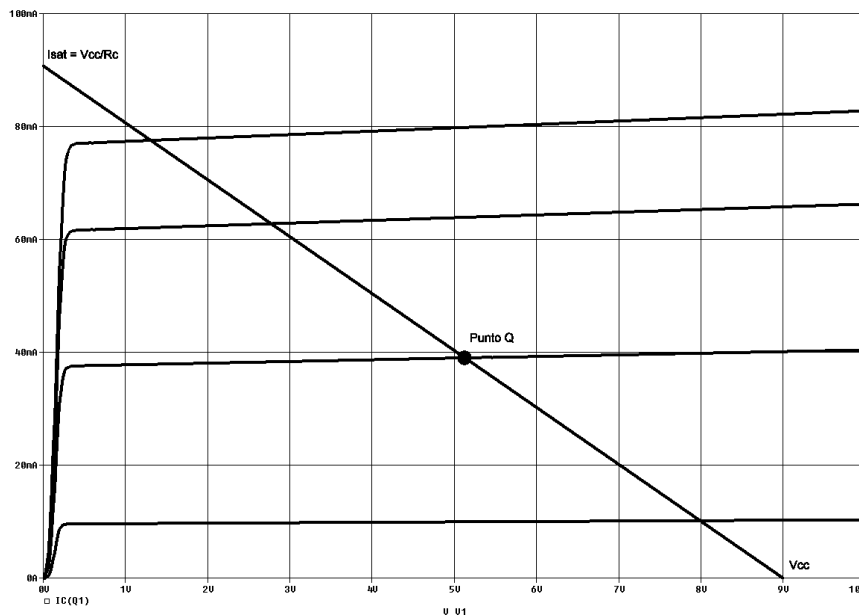


Fig. 5.2: Recta de carga de un transistor bipolar. Punto de trabajo del transistor

5.2.2 Polarización de colector

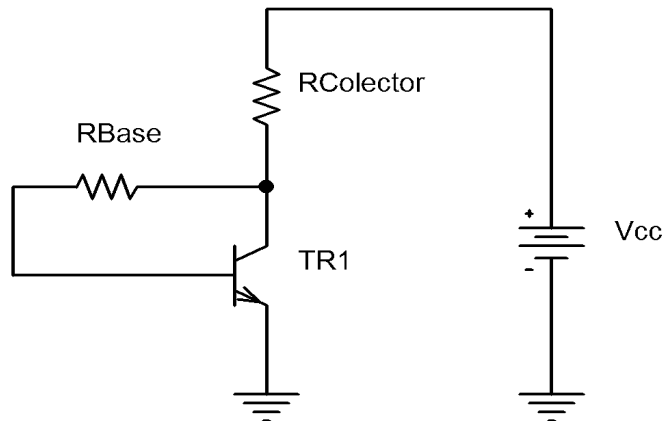


Fig. 5.3: Polarización de colector

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Buena impedancia de entrada - Realimentación negativa 	<ul style="list-style-type: none"> - No destaca

Esta polarización tiene una mayor estabilidad que la polarización de base. Si la ganancia de corriente del transistor tiende a aumentar, debido a un cambio de temperatura o sustitución del transistor por otro de β mayor, la corriente de colector tenderá a aumentar también. Esto generará un aumento de la caída de tensión en colector R_C , o bien, una disminución de la tensión V_{CE} , provocando una tendencia a disminuir del valor de I_B . De esta forma se limita el aumento iterativo de I_C . Debido a este hecho se dice que esta polarización posee, de forma intrínseca, *realimentación negativa*.

De la malla del circuito de colector nos ofrece el valor de la resistencia de colector

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_E) - V_{CE} = 0 \quad R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_B (1 + \beta)} \quad \text{Ec. 5.5}$$

Como se observa, el valor de R_C se ve afectado por la ganancia de corriente aunque, debido al efecto comentado de realimentación negativa, no tiene tanta importancia como en la polarización de base.

Operando ahora con la malla de base, nos queda

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_E) - (R_B \cdot I_B) - V_{BE} = 0 \quad R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - [R_C (\beta + 1)]}{I_B} = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B} \quad \text{Ec. 5.6}$$

Nótese que la corriente que multiplica a R_C no es I_C , como de costumbre, sino la suma de la corriente que se deriva a través de la base más la propia de colector, es decir, I_E .

Si necesitásemos calcular las corrientes que circulan por esta polarización, en vez de las resistencias, nos quedarían las siguientes ecuaciones

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_E) - (R_B \cdot I_B) - V_{BE} = V_{CC} - (R_C \cdot I_B (1 + \beta)) - (R_B \cdot I_B) - V_{BE} = 0$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C (1 + \beta) + R_B} \quad \text{Ec. 5.7}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = \beta \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C (1 + \beta) + R_B}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C \left(\frac{1 + \beta}{\beta} \right) + \frac{R_B}{\beta}} \quad \text{Ec. 5.8}$$

Para tratar de minimizar el efecto de la ganancia de corriente y que, I_C sea independiente de la β del transistor, debe cumplirse que

$$R_C \gg \frac{R_B}{\beta}$$

5.2.3 Polarización de emisor

Esta polarización tiene una mayor estabilidad de funcionamiento que la polarización de base y de colector, gracias al efecto de la realimentación negativa y a la independencia de las mallas de base y colector. Si la ganancia de corriente del transistor aumentase, debido a un cambio de temperatura o sustitución del transistor por otro de β mayor; las corrientes de colector y emisor aumentarían también. Esto generará un aumento de la caída de tensión en R_E . Al estar la tensión de base fijada, de forma independiente, por R_1 y R_2 provocará una disminución del valor de V_{BE} . Es decir, tenderá a llevar el transistor más hacia el corte que hacia saturación.

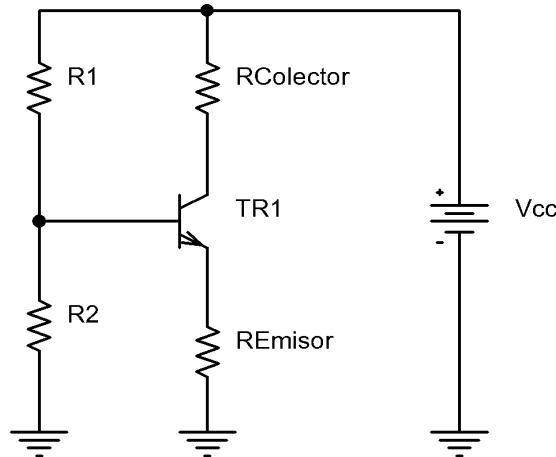


Fig. 5.4: Polarización de emisor o de cuatro resistencias

Ventajas	Inconvenientes
- Impedancia de entrada media	- Más complejo de calcular
- Realimentación negativa	- Mayor número de componentes

Las mallas del circuito de base y de colector son las siguientes:

$$V_{CC} - V_{R1} - V_{BE} - (R_E \cdot I_E) = 0$$

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_C) - V_{CE} - (R_E \cdot I_E) = 0$$

Para calcular más adecuadamente la malla de base podemos utilizar el teorema de Thevenin. Téngase en cuenta que para este circuito, la posible variación de la corriente de base, que sucederá al variar I_C , desestabilizará la rama formada por las resistencias R_1 y R_2 . Por ello, no podemos calcular de forma independiente el valor de tensión de la base del transistor como la tensión existente entre la resistencia R_1 y R_2 . Es más cómodo, aplicar el teorema de Thevenin al punto medio de las resistencia R_1 y R_2 . Para ello, sustituiremos la tensión en la base del transistor por la tensión Thevenin equivalente y las resistencias de R_1 y R_2 , por su equivalente de resistencia Thevenin, es decir $R_1 // R_2$. En estas circunstancias, el circuito quedaría ahora de esta forma

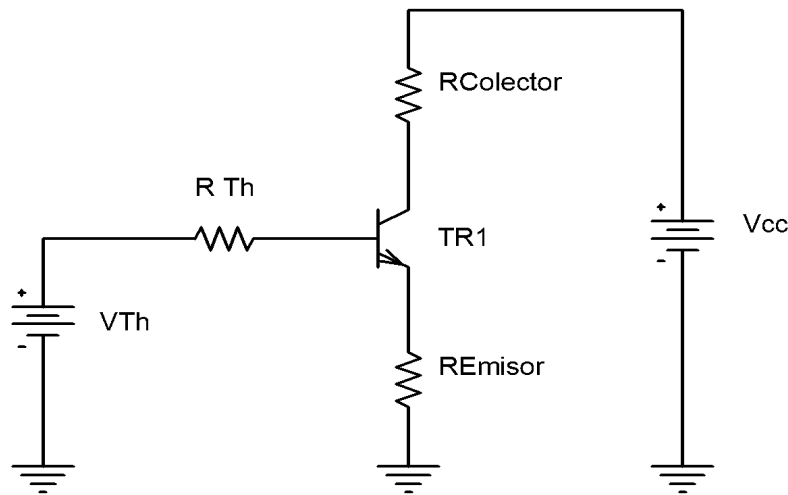


Fig. 5.5: Circuito equivalente Thevenin de la polarización de emisor

Los valores de tensión y resistencia Thevenin lo obtendríamos de

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Quedando ahora la malla del circuito de base de la siguiente forma

$$V_{Th} - (R_{Th} \cdot I_B) - V_{BE} - (R_E \cdot I_E) = 0$$

$$R_E = \frac{V_{Th} - (R_{Th} \cdot I_B) - V_{BE}}{I_E}$$

Ec. 5.9

Despejando de la malla de colector, nos queda

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - (R_E \cdot I_E)}{I_C} \quad \text{Ec. 5.10}$$

Para comprobar la afectación de la corriente de colector por la ganancia de corriente, operando de forma similar al caso anterior, nos queda

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (1 + \beta) R_E}$$

$$I_C = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{\frac{R_{Th}}{\beta} + \left(\frac{1 + \beta}{\beta}\right) R_E}$$

Si tomamos para los diseños un valor de R_E varias veces superior a R_{Th}/β , el circuito será poco sensible a los efectos de cambio de β . Téngase en cuenta que $(1 + \beta)/\beta \approx 1$ para valores de $\beta \geq 100$.

5.3 Otras configuraciones en c.c.

5.3.1 Etapa Darlington

En algunas ocasiones es necesario aumentar la ganancia de corriente del circuito transistorizado, en otras, que un circuito funcione con señales de entrada débiles o bien que posea una alta impedancia de entrada. Estas son las ventajas que identifican a una etapa Darlington.

Ventajas	Inconvenientes
- Impedancia de entrada alta	- Mayor número de componentes
- Sensible a pequeñas señales	- Puede ser inestable con señales grandes
- Alta ganancia de corriente	- Mayores caídas colector-emisor y base-emisor en saturación

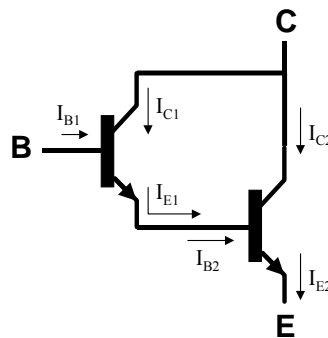


Fig. 5.6: Circuito o conexión Darlington

Este montaje se puede realizar con dos transistores conectados de la forma indicada o bien mediante un transistor Darlington en un único encapsulado (Tipo BDX53 o equivalente).

Del circuito en conexión Darlington se deduce lo siguiente

$$I_{E1} = I_{B2} \qquad \beta_{Darlington} = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} \qquad \text{Ec. 5.11}$$

La corriente de colector del segundo transistor vale

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2} = \beta_2 \cdot I_{E1} \qquad \text{Ec. 5.12}$$

Teniendo en cuenta que la corriente de colector del primer transistor vale

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = (\beta_1 \cdot I_{B1}) + I_{B1} = I_{B1} (\beta_1 + 1)$$

Sustituyendo este valor en la Ec. 5.12, nos queda

$$I_{C2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1}$$

Sustituyendo este valor en la Ec. 5.11, obtendremos la ganancia del transistor Darlington, que vendrá dada por

$$\beta_{Darlington} = \frac{\beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1}}{I_{B1}} = \beta_2 (\beta_1 + 1) \cong \beta_1 \cdot \beta_2 \qquad \text{Ec. 5.13}$$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage : BDX53 : BDX53A : BDX53B : BDX53C	$I_C = 100\text{mA}, I_B = 0$	45 60 80 100			V V V V
I_{CBO}	Collector Cut-off Current : BDX53 : BDX53A : BDX53B : BDX53C	$V_{CB} = 45\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 60\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 80\text{V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 100\text{V}, I_E = 0$			200 200 200 200	μA μA μA μA
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : BDX53 : BDX53A : BDX53B : BDX53C	$V_{CE} = 22\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 40\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 50\text{V}, I_B = 0$			500 500 500 500	μA μA μA μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$			2	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = 3\text{V}, I_C = 3\text{A}$	750			
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 12\text{mA}$			2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 12\text{mA}$			2.5	V
V_F	* Parallel Diode Forward Voltage	$I_F = 3\text{A}$ $I_F = 8\text{A}$		1.8 2.5	2.5	V V

* Pulse Test: PW=300 μs , duty Cycle =1.5% Pulsed

Tabla 5.1: Datos característicos del transistor Darlington BDX53

5.3.2 Fuente de corriente constante

Ante la necesidad de un circuito que nos ofrezca una corriente de forma constante por un componente, tenemos varias soluciones. Podemos realizar de forma sencilla una fuente de corriente constante con transistor como se muestra en la siguiente figura

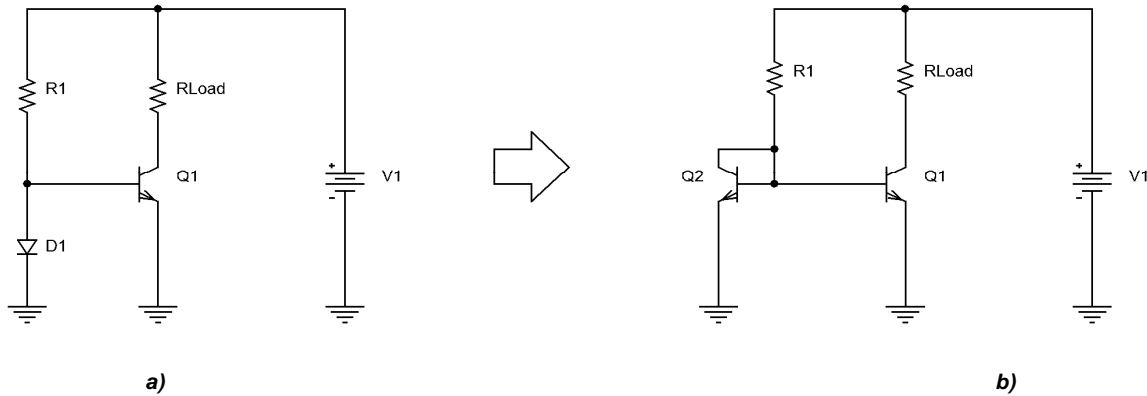


Fig. 5.7: Fuente de corriente constante

Al estar cortocircuitada la unión BC del transistor Q₂ de la figura 5.7b, la ecuación de colector de Ebers-Moll, queda

$$i_{C2} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{V_{BE2}/V_T} - 1 \right) \quad i_{C1} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{V_{BE1}/V_T} - 1 \right) \quad \text{Ec. 5.14}$$

Al estar unidas las dos bases de Q₁ y Q₂, las corrientes de base y por tanto las de colector son idénticas, generando con ello lo que se denomina un *espejo de corriente*.

Si dividimos entre sí estas corrientes de colector, nos queda

$$\frac{i_{C2}}{i_{C1}} = \frac{e^{V_{BE2}/V_T}}{e^{V_{BE1}/V_T}} = e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{Ec. 5.15}$$

Siendo las corrientes de base iguales, también lo serán las tensiones base-emisor de los transistores, es decir

$$\frac{i_{C2}}{i_{C1}} = 1 \quad \rightarrow \quad \boxed{i_{C2} = i_{C1} = I_C}$$

Luego, aplicando Kirchoff a la malla de la base de Q₂, nos queda

$$\boxed{I_{R1} = \frac{V_1 - V_{BE2}}{R_1}} \quad \text{Ec. 5.16}$$

En cuanto a las corrientes existentes en ese nudo, tenemos

$$I_{R1} = I_C + 2I_B = I_C + 2\frac{I_C}{\beta} = I_C \left(\frac{\beta + 2}{\beta} \right)$$

Sustituyendo este dato en la ecuación 5.16, nos queda

$$I_{C1} = I_{C2} = \left(\frac{\beta}{\beta + 2} \right) \frac{V_1 - V_{BE}}{R_I}$$

Ec. 5.17

5.3.3 Fuente de corriente Widlar

Las variaciones observadas en la fuente de corriente constante anterior no son muy elevadas, pero existe otro montaje que disminuye más aún las variaciones en la corriente del colector. A este montaje se le denomina fuente de corriente Widlar. Este tipo de fuentes se utilizan para corrientes de colector muy pequeñas, las que se suelen utilizar en la fabricación de circuitos integrados.

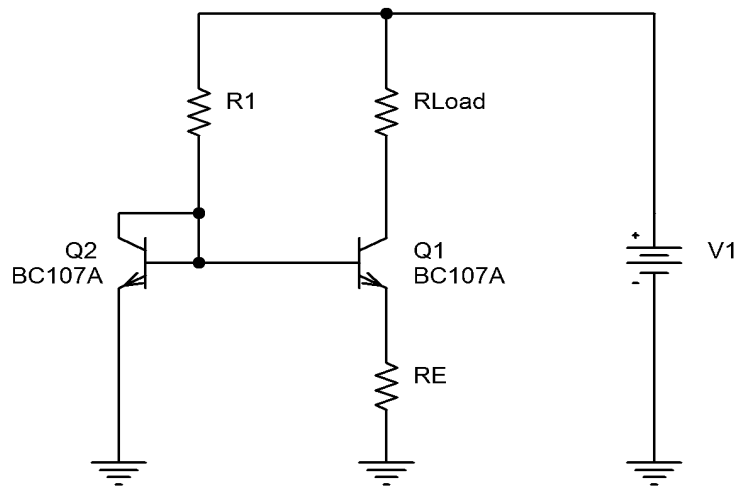


Fig. 5.8: Fuente de corriente Widlar

En este montaje los valores de las tensiones entre base y emisor de ambos transistores no son idénticas. Para la malla de Q₂ y Q₁, tenemos

$$\begin{aligned} V_{CC} &= R I_R + V_{BE2} && \rightarrow && V_{BE2} > V_{BE1} \\ V_{CC} &= R I_R + V_{BE1} + I_{E1} R_E \end{aligned}$$

De la fuente de corriente estudiada anteriormente tenemos, Ec. 5.15

$$\frac{i_{C2}}{i_{C1}} = e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} \quad \rightarrow \quad I_{C2} > I_{C1} \quad \text{Ec. 5.18}$$

Como los dos transistores están al mismo potencial de base, nos queda

$$\begin{aligned} V_{BE2} &= V_{BE1} + (R_E \cdot I_{E1}) = V_{BE1} + R_E \cdot (I_{C1} + I_{B1}) \\ V_{BE2} - V_{BE1} &= R_E \cdot I_{C1} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) \end{aligned} \quad \text{Ec. 5.19}$$

Tomando neperianos en la ecuación 5.18, nos queda

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) \quad \text{Ec. 5.20}$$

Igualando ahora las ecuaciones 5.19 y 5.20, nos resulta

$$R_E = \frac{V_T}{I_{C1} \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right)} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) \quad \text{Ec. 5.21}$$

En la malla de base de Q_1 , tenemos

$$I_R = I_{C2} + I_{B2} + I_{B1} = I_{C2} \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) + I_{B1} = I_{C2} \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta}$$

Al ser $I_{C2} > I_{C1}$ y la corriente I_{B1} muy pequeña, se puede despreciar el valor de ésta. Con esto, obtenemos

$$I_R = I_{C2} \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right)$$

Teniendo en cuenta la Ec. 5.16 y la precedente, nos queda

$$I_{C2} = \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R} \quad \text{Ec. 5.22}$$

5.3.4 Etapa de emisores acoplados o diferencial

Este montaje es el típico que se utiliza en la entrada de los amplificadores operacionales, que posteriormente pueden funcionar como interruptores, operadores matemáticos, amplificadores de audio, etc.

El circuito parte de dos transistores iguales con dos resistencias de polarización idénticas. Fig. 5.9.

Si obtenemos la malla entre ambas tensiones de entrada nos queda

$$V_1 - V_{BE1} + V_{BE2} - V_2 = 0$$

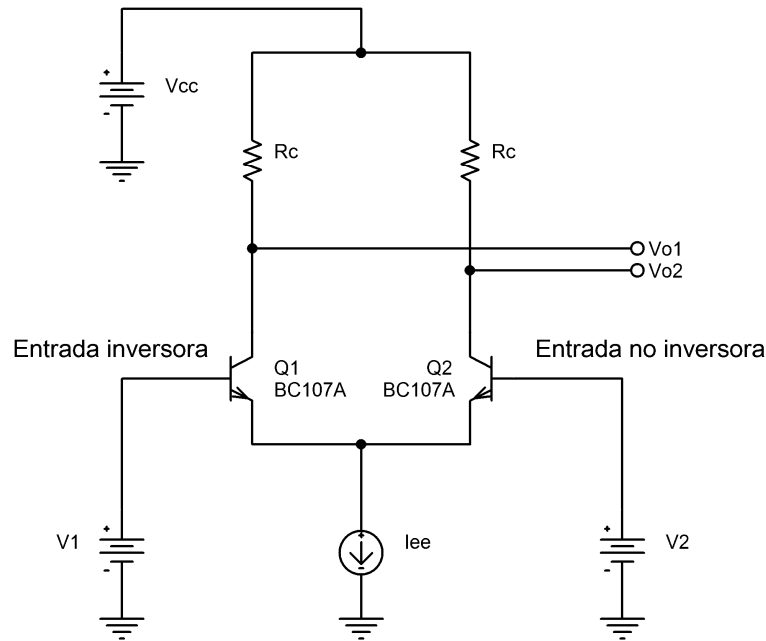


Fig. 5.9: Etapa diferencial o de emisores acoplados

Las corrientes de colector de ambos transistores, funcionando en zona activa, vienen definidas por

$$i_{C1} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{V_{BE1}/V_T} \right) \quad i_{C2} = \alpha_F I_{ES} \left(e^{V_{BE2}/V_T} \right) \quad e^{V_{BE}/V_T} \gg 1$$

Dividiendo entre sí estas expresiones, nos queda

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_d}{V_T}} \quad V_d = \text{Tensión diferencial}$$

Si calculamos ahora las corrientes por las ramas, nos queda

$$I_{EE} = I_{E1} + I_{E2} = I_{C1} + I_{B1} + I_{C2} + I_{B2} = I_{C1} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) + I_{C2} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right)$$

Si dividimos esta expresión por

$$I_{C1} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right)$$

nos queda

$$\frac{I_{EE}}{I_{C1}} \frac{\beta}{\beta + 1} = 1 + \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

Teniendo en cuenta que

$$\frac{i_{C2}}{i_{C1}} = e^{\frac{-V_d}{V_T}} \quad \text{Ec. 5.23}$$

La ecuación anterior, nos queda

$$\frac{I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}}{I_{C1}} = 1 + e^{\frac{-V_d}{V_T}}$$

Despejando la corriente de colector, para ambos transistores, nos queda

$$\boxed{I_{C1} = \frac{I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}}{1 + e^{\frac{-V_d}{V_T}}}} \quad \boxed{I_{C2} = \frac{I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}}} \quad \text{Ec. 5.24}$$

Si dibujamos estas funciones, nos queda

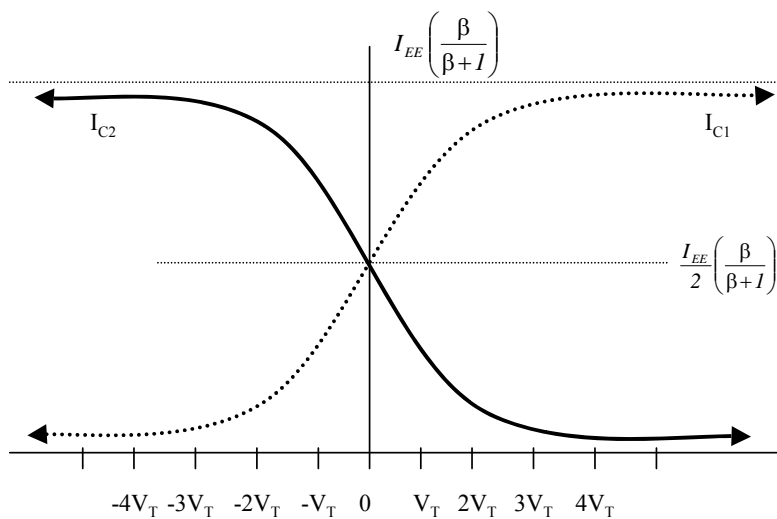


Fig. 5.10: Variaciones de las corrientes de colector en la etapa diferencial

Al acercarse la tensión diferencial V_d a $4V_T$, los valores de las corrientes de colector valen

$$I_{C1} = \frac{I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}}{1+0} \rightarrow I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1} \quad I_{C2} = \frac{I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}}{1+e^4} = \frac{I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}}{56} \rightarrow 0$$

Si V_d tiende a $-4V_T$, operando de la misma forma, las corrientes quedan como

$$I_{C1} \cong 0 \quad I_{C2} = I_{EE} \frac{\beta}{\beta+1}$$

Si dibujamos estos hechos en forma de tensiones y no de corrientes, nos queda

$$V_{Out(+)} = V_{CC} - (I_{C1} \cdot R_C)$$

$$V_{Out(-)} = V_{CC} - (I_{C2} \cdot R_C)$$

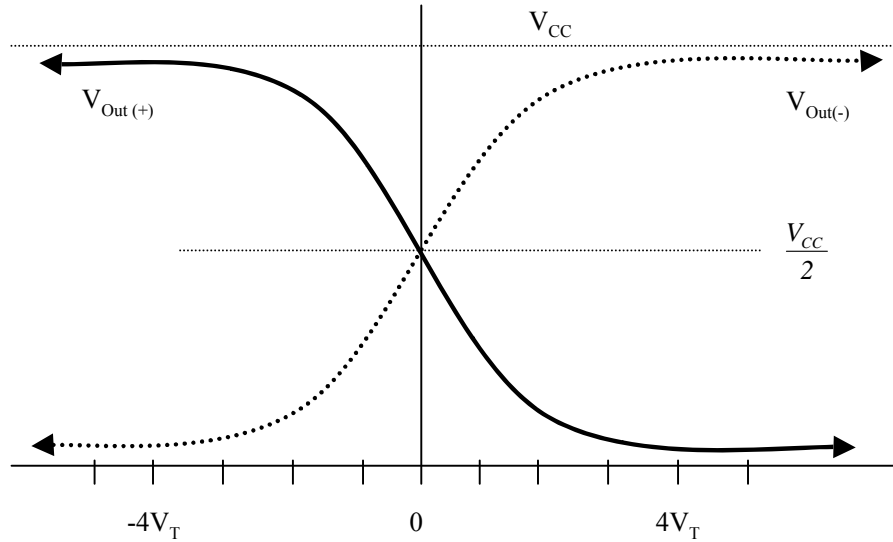


Fig. 5.11: Variaciones de las tensiones de colector en la etapa de emisores acoplados

Al estar conectados los emisores a una fuente de corriente constante, si aumentamos la polarización de uno de los transistores, se genera una despolarización de la otra rama, siendo este efecto reversible. Si vemos esta característica en el simulador, nos queda

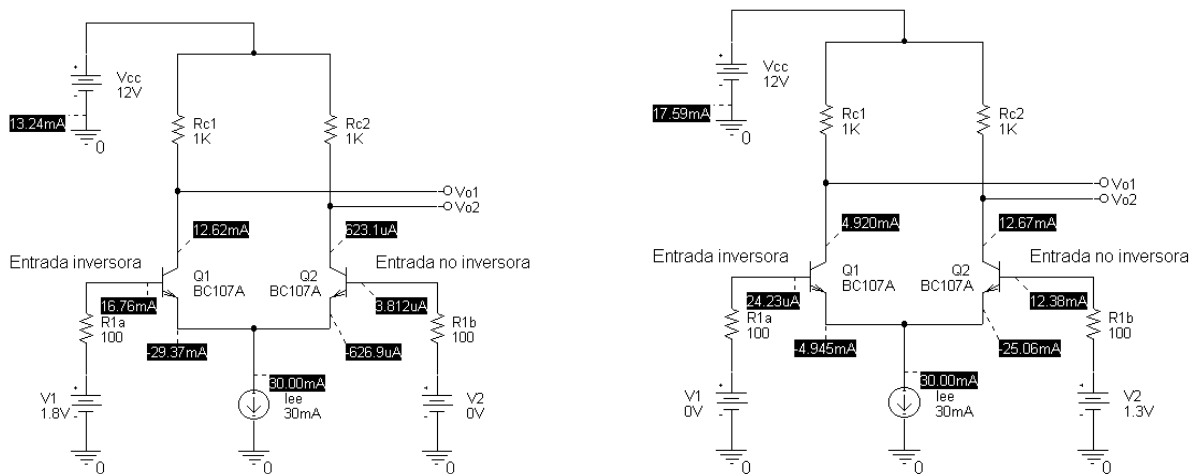


Fig. 5.12: Variaciones de polarización en corriente en la etapa diferencial

5.3.5 Intercambio de transistores NPN y PNP

Las polarizaciones que hemos utilizado hasta ahora han sido generalmente para transistores NPN. Teniendo en cuenta unas pocas normas, podemos utilizar para las mismas indistintamente transistores NPN o PNP, éstas son:

- Mantener todos los tipos de polarización (directa o inversa).

- Cambiar los sentidos de todas las fuentes de tensión que hemos dibujado. Por convenio, mantendremos los sentidos en los que medimos las tensiones. Sentido eléctrico.
- Cambiar los sentidos de todas las circulaciones reales de corriente. Por convenio, mantendremos los sentidos en los que medimos las corrientes. Sentido eléctrico.

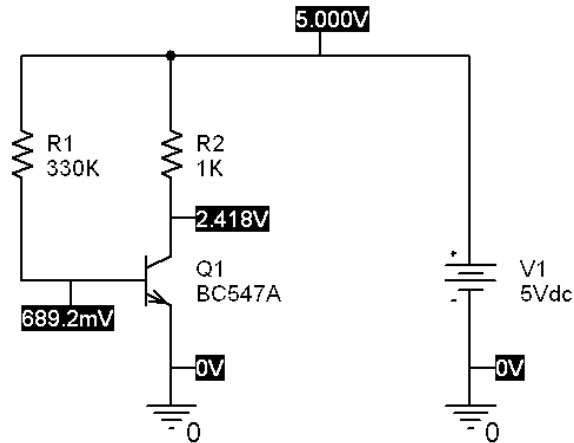


Figura 5.13: Polarización de base. Transistor NPN

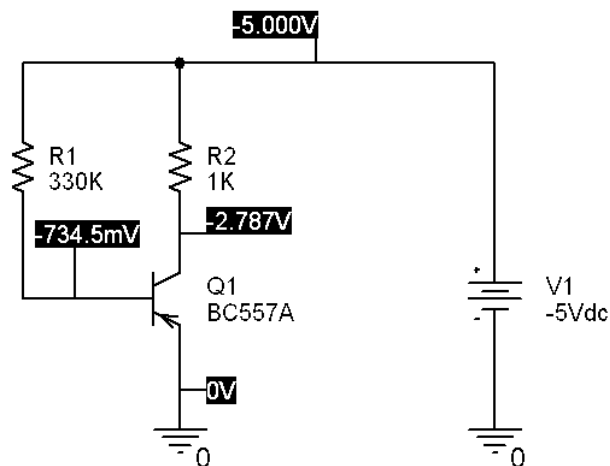


Figura 5.14: Polarización de base. Transistor PNP. Tipo 1

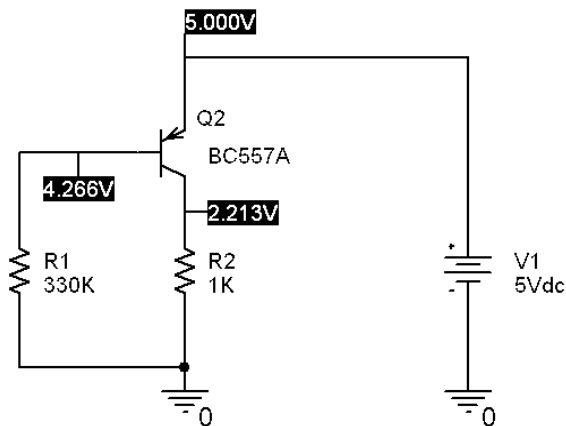


Figura 5.15: Polarización de base. Transistor PNP. Tipo 2

5.4 Ejercicios resueltos

Polarización de base con transistor NPN

Calcular el circuito de la figura sabiendo que las características del LED son 1.5V y 10mA, supondremos una $V_{CE} = 4V$ y una β_{FE} del transistor de 210.

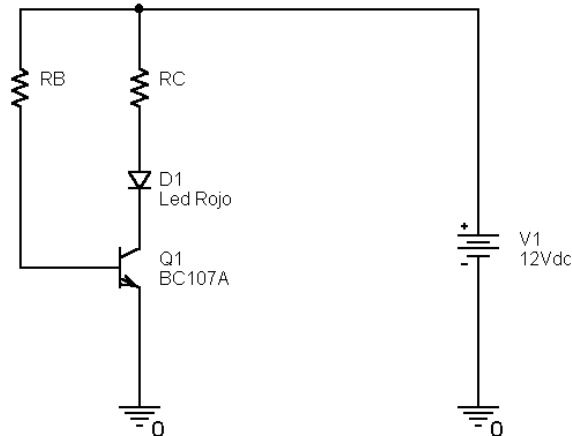


Fig. 5.16: Circuito a calcular de polarización de base

-- 0 --

Calculando las dos mallas del circuito, nos queda

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_C) - V_{LED} - V_{CE} = 0$$

$$V_{CC} - (R_B \cdot I_B) - V_{BE} = 0$$

Sustituyendo los valores

$$12 - (R_C \cdot 0.01) - 1.5 - 4 = 0$$

$$R_C = \frac{12 - 5.5}{0.01} = 650\Omega$$

$$12 - \left(R_B \cdot \frac{0.01}{210} \right) - 0.7 = 0$$

$$R_B = \frac{12 - 0.7}{\frac{0.01}{210}} = 237300\Omega$$

Para calcular los datos de la recta de carga para este circuito, tenemos

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_{C\text{Sat}}) - V_{LED} - V_{CE\text{Sat}} = 0$$

$$12 - (650 \cdot I_{C\text{Sat}}) - 1.5 - 0.2 = 0$$

$$I_{C\text{Sat}} = \frac{12 - 1.5 - 0.2}{650} = 15.84\text{mA}$$

$$V_{CE\text{Corte}} = V_{CC} = 12V$$

$$I_E = I_C + I_B = 0.01 + \frac{0.01}{210} = 10 \cdot 10^{-3} + 47.6 \cdot 10^{-6} = 0.0100476 \text{ A}$$

Polarización de colector con transistor PNP

Calcular el circuito de la figura para una corriente de colector de 10mA y una caída colector-emisor de 3V. La ganancia de corriente en directa $\beta = 175$ y la alimentación del circuito de 5V.

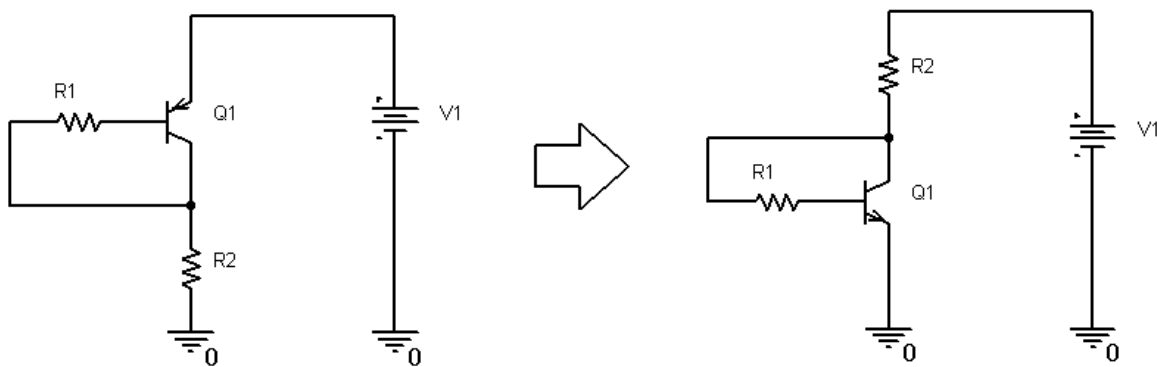


Fig. 5.17: Polarización de colector con transistor PNP y su equivalente con transistor NPN

-- 0 --

Al ser $V_{CE} = 3\text{V}$, la caída en R_C será de 2V. Teniendo en cuenta que por R_C circulará tanto I_C como I_B , nos queda

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0.01}{175} = 57.142 \mu\text{A} \quad I_E = I_C + I_B = 0.01005714 \text{ A} \quad R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E} = 198.86 \Omega$$

Suponiendo que el transistor está trabajando en zona activa, para la resistencia de base nos queda un valor de

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{RC}}{I_B} = \frac{2.3}{57.142 \cdot 10^{-6}} = 40250 \Omega$$

Dibujando los valores de tensiones y corrientes en el circuito obtenidos por el simulador, nos queda:

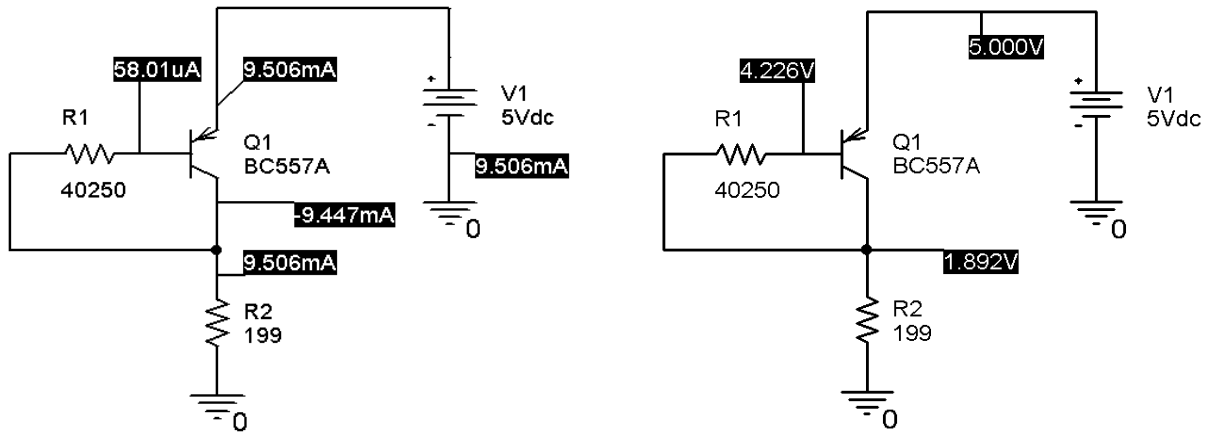


Fig. 5.18: Valores de las corrientes y tensiones obtenidas por el simulador

Como se observa, los datos de cálculo teórico son muy similares a los obtenidos por el simulador.

La razón de esta pequeña diferencia en los cálculos está en la caída de tensión base-emisor y el valor de la ganancia de corriente en directa del transistor. El simulador toma $V_{BE} = 0.773V$ en vez de los $0.7V$ típicos y un valor $\beta = 162.8$ en vez de 175 como valor medio de los datos del fabricante.

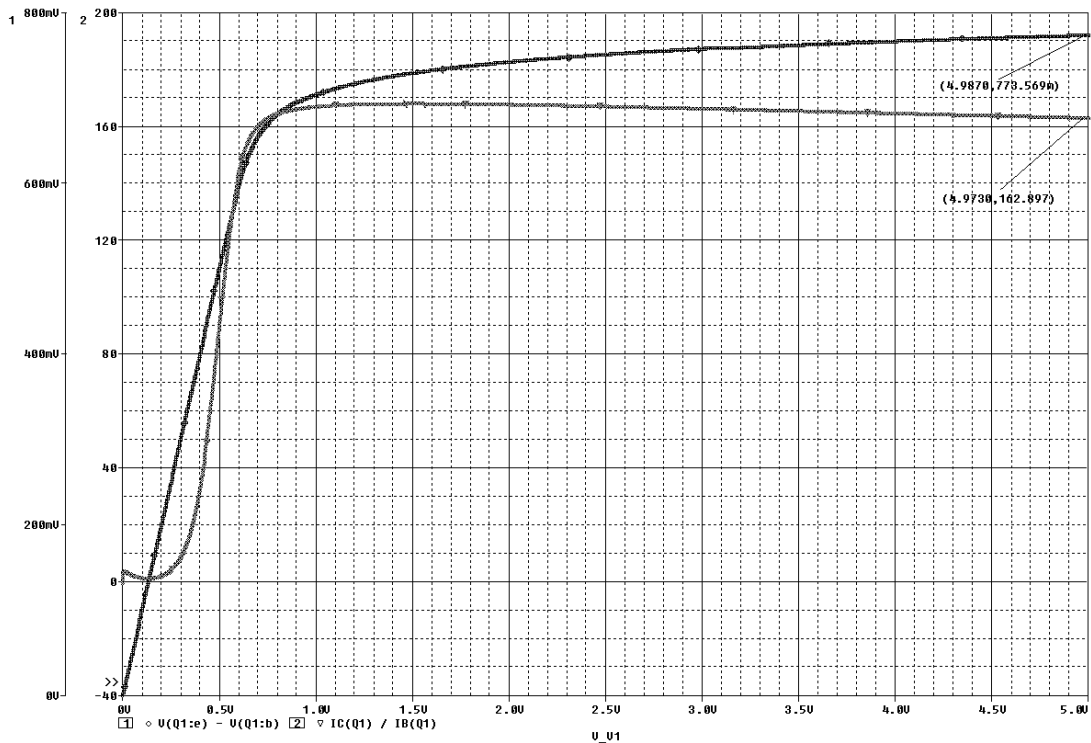


Fig. 5.19: Datos obtenidos por el simulador para la caída de tensión Base-Emisor y valor de la β

Polarización de emisor con transistor NPN

Obtener los datos de tensiones y corrientes en todos los puntos del circuito siguiente. Las características del LED son $1.5V$ y $10mA$. Supondremos una $V_B \equiv V_{Th} = 4V$ y la β_{FE} del transistor es 210 .

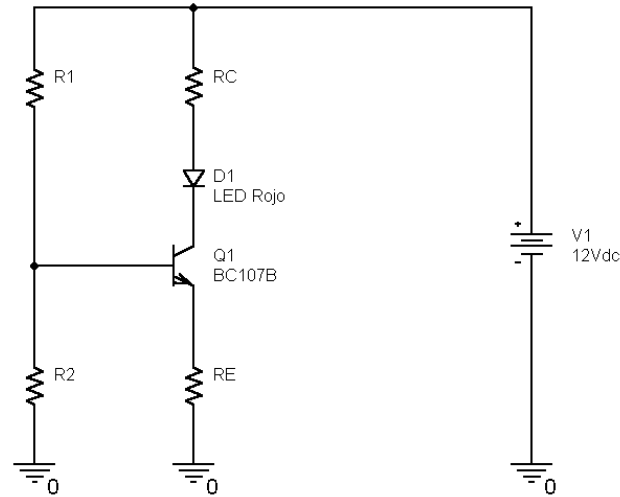


Fig. 5.20: Ejemplo de polarización de emisor

-- 0 --

Al obtener el circuito equivalente de Thevenin del ejemplo, nos quedaría el circuito de la figura 5.21. En estas condiciones tendríamos

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow 4 = 12 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{R_1}{2}$$

Si fijamos un valor para $R_1 = 10\text{K}\Omega$, nos fijará un valor de $R_2 = 5\text{K}\Omega$. Podemos calcular ahora la resistencia equivalente de Thevenin

$$R_{Th} = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 3333.3\Omega$$

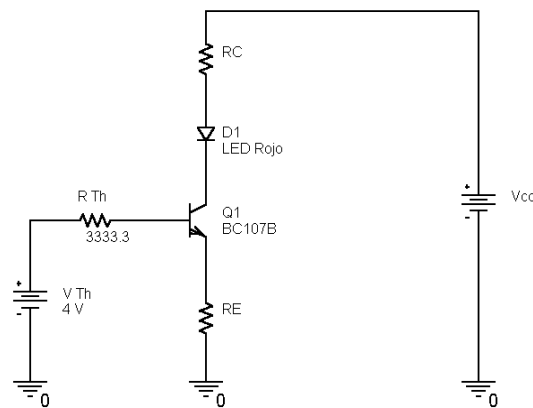


Fig. 5.21: Circuito equivalente

La malla de base-emisor nos queda

$$4 - (3333 \cdot I_B) - V_{BE} - (R_E \cdot I_E) = 0$$

Como conocemos la corriente de colector y la β_{FE} , podemos calcular el valor de las corrientes de base y de emisor del transistor.

$$I_B = \frac{0.01}{210} = 47.6 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_C + I_B = 0.0100476 \text{ A}$$

Ahora estamos en disposición de calcular el valor de la resistencia de emisor

$$R_E = \frac{4 - (3333 \cdot 47.6 \cdot 10^{-6}) - 0.7}{0.0100476} = 312.64 \Omega$$

Utilizando la malla de colector-emisor, calcularemos la resistencia de colector

$$V_{CC} - (R_C \cdot I_C) - V_{LED} - V_{CE} - (R_E \cdot I_E) = 12 - (R_C \cdot 0.01) - 1.5 - V_{CE} - 3.141 = 0$$

Los 7.359V restantes de la V_{CC} podemos distribuirles a nuestro parecer. Para que el transistor funcione en **zona activa**, y disipe menos calor que saturado, supondremos una $V_{CE} = 3\text{V}$.

$$R_C = \frac{12 - 1.5 - 3 - 3.141}{0.01} = 435.9 \Omega$$

Fuente de corriente constante

Se desea calcular una fuente de corriente constante, según el circuito de la figura 4.7b. Nos interesa que el transistor esté en zona activa ($V_{CE} = 2.3\text{V}$) con una corriente de colector de 50mA. El transistor a utilizar será un BC547 con una ganancia de corriente, según el fabricante, de 253. La tensión de alimentación será de 12V.

-- 0 --

Para la malla de base, el circuito nos queda

$$V_{CC} = (R_I \cdot I_{R1}) + V_{BE2} \quad I_{R1} = I_{C2} \left(\frac{\beta + 2}{\beta} \right) \quad R_I = \left(\frac{253}{253 + 2} \right) \frac{12 - 0.7}{0.05} = 224.2 \Omega$$

Operando de la misma forma para la malla de colector, teniendo en cuenta que $I_{C1} = I_{C2}$, nos queda

$$V_{CC} = (R_{Load} \cdot I_{C1}) + V_{CE} \quad R_{Load} = \frac{12 - 2.3}{0.05} = 194 \Omega$$

Si hacemos una simulación del circuito, observamos que los datos ofrecidos por el simulador, tanto en tensiones como intensidades, son muy similares a los calculados teóricamente.

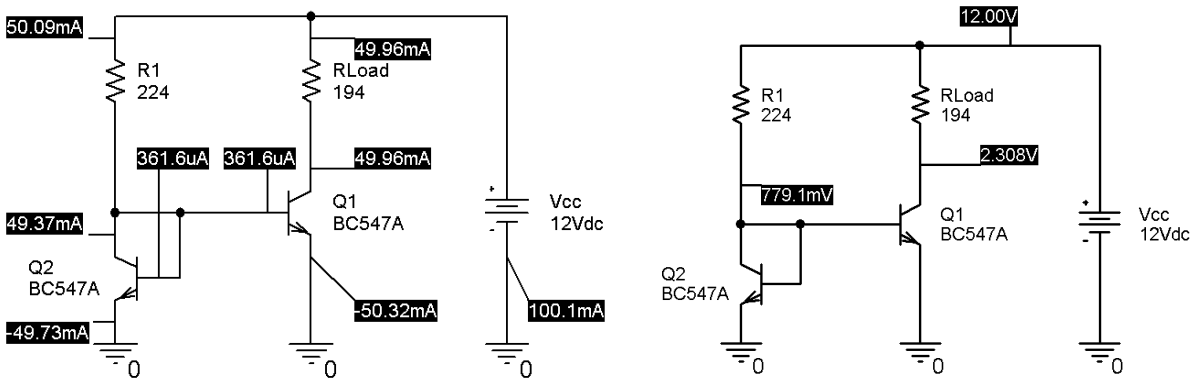


Fig. 5.22: Fuente de corriente constante con los datos obtenidos teóricamente

Para comprobar la constancia de la intensidad de colector, si variamos un 100% la resistencia de carga, esto generará un cambio en la corriente de colector I_{C1} es de tan sólo 1.8mA.

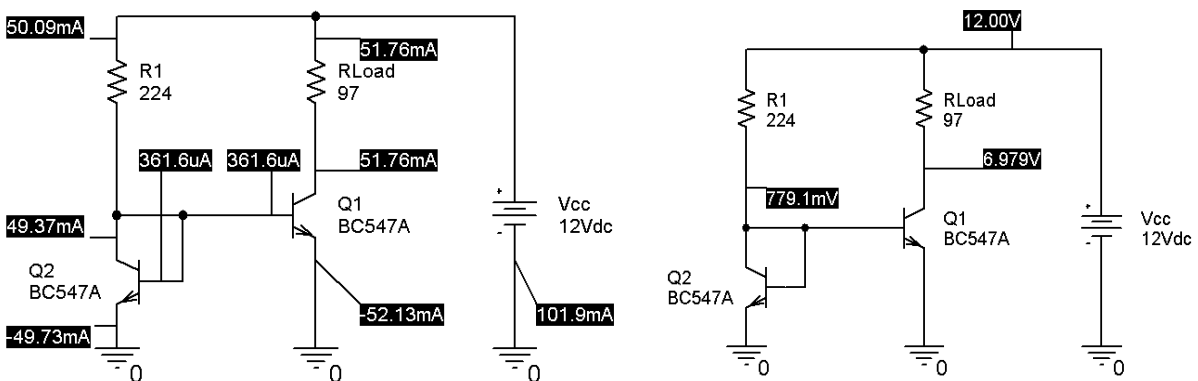


Fig. 5.23: Datos obtenidos al variar la R_{Load} un 100%

Al ser la I_C constante, la caída entre colector y emisor debe aumentar proporcionalmente.

Fuente de corriente Widlar

Se desea calcular una fuente de corriente constante mediante la configuración Widlar como se muestra en la figura 5.8. Nos interesa el cálculo con una corriente $I_{CQ1} = 62\mu A$. El transistor a utilizar será un BC547 con una ganancia de corriente de 259 y funcionando en zona activa. La tensión de alimentación será de 12V. Considérese una tensión térmica en el transistor de $V_T = 25mV$.

-- 0 --

Partiendo de la Ec. 5.16 y seleccionando una corriente por la resistencia R de 1mA, tenemos

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R}$$

$$R = \frac{12 - 0.7}{0.001} = 11300\Omega$$

Sustituyendo ahora valores en la Ec. 5.22, nos queda

$$I_{C2} = \left(\frac{\beta}{\beta + 1} \right) \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R}$$

$$I_{C2} = \left(\frac{259}{260} \right) \cdot \frac{12 - 0.7}{11300} = 996.15 \mu A$$

Valor muy superior a $I_{C1} = 62 \mu A$, como se indicó en la Ec. 5.18. Sustituyendo en la Ec. 5.21, tenemos

$$R_E = \frac{V_T}{I_{C1} \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right)} \cdot \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \right)$$

$$R_E = \frac{0.025}{62 \cdot 10^{-6} \left(\frac{260}{259} \right)} \cdot \ln \left(\frac{996.1 \cdot 10^{-6}}{62 \cdot 10^{-6}} \right) = 1115.33 \Omega$$

Como muestra el simulador los datos obtenidos teóricamente son muy aproximados a los indicados por éste.

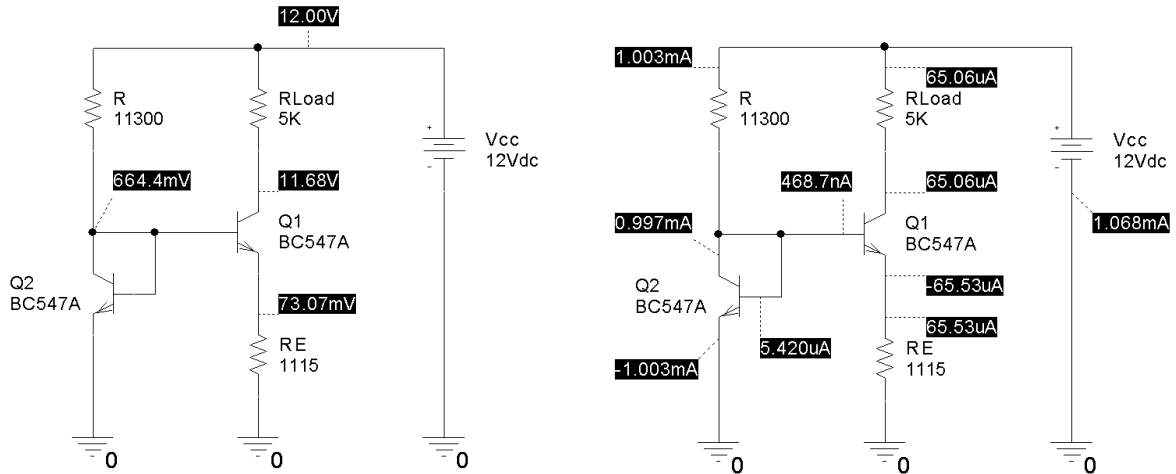


Fig. 5.24: Fuente de corriente Widlar obtenida con los datos teóricos

Si hacemos otra simulación con datos obtenidos, observamos que al cambiar la resistencia de carga 10 y 20 veces, tan sólo se modifican $0.73 \mu A$ de I_{CQ1} , frente a los $1.8 mA$ que variaban en el caso de la fuente de corriente constante anterior.

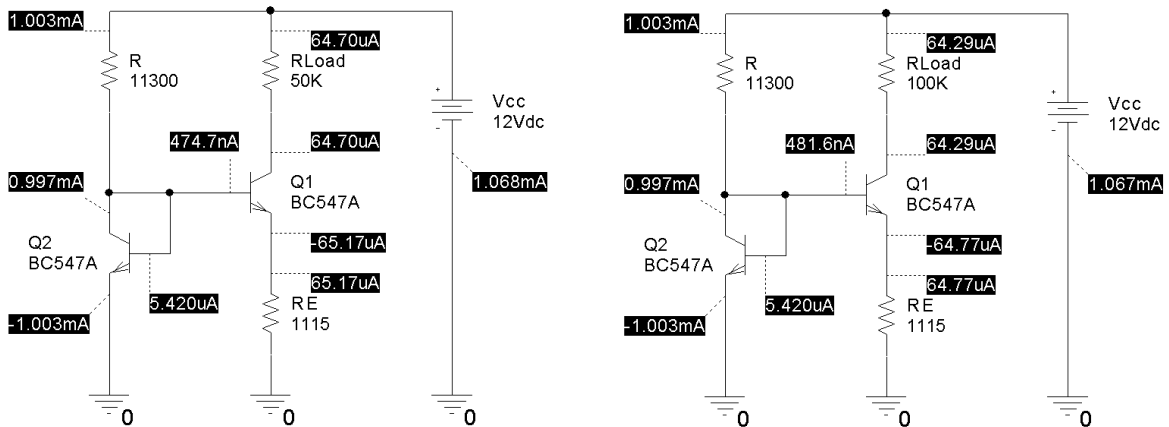


Fig. 5.25: La variación de I_{C1} para un cambio de 10 y 20 veces R_{Load} no es significativa

BC 100 BC 117					GRENZDATEN							
Typ Type Tipo	Hersteller Manufact. Fabricants Produttori	M/Pol. M/Pol.	Bild Fig. Pin-Code	Anwendung Application Application Applicazione	U _{CE0} U _{CEB}	U _{CE0} U _{CEB} U _{CEV}	U _{EB0}	I _C I _{CM} I _{BM}	P _{tot}	T _U T _{KG} T _K	R _{thU} R _{thG}	T _J T _U
					max. V	max. V	max. V	max. mA	max. W	°C	°C/W	max. °C
BC 100	Aeg	SI-N	A39/a5	Vid-E	350	300	7	150	0,6	25		
BC 101	Idr	SI-N	A5/a		40		7	40	0,3	25	500	
BC 107	Aeg, Ditt, Itt, M3, M4, M4, Phi, Rtc, Sge, Sre, Tra, Val	SI-N	A3/a5	Uni kompl.: BC 177, BC 261	50	45 8,50	6	100 \$200 8,50	0,3 0,3	25 \$115	500 \$200	175
BC 107A BC 107B BC 107P(A..B) BC 107P(A..B)	Fer Tix		D5/e D10/a									
BC 108	=BC 107:	SI-N	A3/a5	kompl.: BC 178, BC 262	30	20 8,30	5					
BC 108A BC 108B BC 108C BC 108P(A..C) BC 108P(A..C)	Fer Tix		D5/e D10/a									
BC 109 (B..C) BC 109P(B..C) BC 109P(B..C)	=BC 107: ra Fer Tix	SI-N	A3/a5	kompl.: BC 179, BC 263	30	20 8,30	5					
BC 110	Aeg, Sie	SI-N	A3/a5	Uni	80	80	8	50 8,10	0,3 0,3	25 \$115	500 \$200	175
BC 111	Rtc	SI-N	B3/a	Min, NF	20	20	3	50	0,03	25		
BC 112	Val	SI-N	E13/b	Min, NF	20	20	4	50	0,06	45	1600	125
BC 112rot BC 112gelb BC 112grün												
BC 113	Nsc, Sge	SI-N	A17/a	Uni	30	30	6	50 0,16 0,2	45 25	500 \$200		125
BC 113A BC 114 BC 114A	Nsc, Sge	SI-N	A17/a	=BC 113: ra	40	40						
BC 115	Nsc, Sge	SI-N	A61/a	NF-Tr	40	30	5	200	0,24 0,3	45 25	333 \$125	125
BC 116	Nsc, Sge	SI-P	A61/a	Uni	45	40	5	500	0,3 0,8	25 \$25	333 \$125	125
BC 116A												
BC 117	Sge	SI-N	A61/a	NF	120	120	5	50	0,3 0,8	25 \$25	333 \$125	125

KENNDATEN														
B (hFE) β (h _{fe}) &U _{BE}	f _T f _α &f _{max}	F V _p &ΔV _p F _c	I _C I _E	U _{CE} U _{CB} &U _{CE}	f	t _{on} &t _d &t _r	t _{off} &t _s &t _f	U _{CE} U _{BE} sat	I _C	I _B	I _{CEO} I _{EB0}	U _{CE} U _{EB}	T _J T _J	CC SC &C °C
min. typ. max. &mV	MHz	dB	mA	V	MHz	ns	ns	max. V	mA	mA	max. μA	V	°C	pF
40	10		10	20		<1,4μ					0,06			
\$125.....500	300		2 10	5 5				0,2 0,6	10 100	0,5 5	15 15n ²	20 \$max	150 25	3,6 \$8
\$125.....260 \$240.....500			2 2	5 5	1kHz									
\$125.....900			2	5										
\$125.....260 \$240.....500 \$450.....900			2 2 2	5 5 5										
\$125.....900			2	5	1kHz									
			1,2<4	0,2	5									
30 90			2 10	5 5				0,6	50		0,1 10	80 80	25 100	<5 \$10
95.....650	>6		0,2	0,5							0,1			
80.....550	<4		0,2 2	0,5 5	30kHz ...15kHz			0,3	10		0,01			<8
80.....200 140.....350 280.....550			0,2 0,2	0,5 0,5										
200...1000	100		1 2,5	5 0,01	5 1kHz			0,35	1		50n ² 5 ²	\$20 \$20	25 85	2,7
			<3	0,01	5									
100.....400 \$170	80		10 10	10 10				1	100		0,1	20	25	12
40.....120			150	10				0,25	50		50n	20	25	6
80.....240	200		30 150	10 10				0,4	150		10	20	75	6
30 50			30	10				2	50		0,1 &0,1	75 &4	25 25	6

1) I_{CEB} 2) I_{CEB} 3) I_{CEV} 4) I_{CEX}

BC 530 BC 551					GRENZDATEN						
Typ Type Tipo	Hersteller Manufact. Produttori	M/Pol M/Pol M/Pol	Bild Fig. Fig.	Anwendung Application Applicazione	U_{CB0} U_{CE0}	U_{EB0}	I_C I_{CM} I_{BM}	P_{tot}	T_U T_{TG} T_K	R_{thU} R_{thG}	T_j T_U
					max. V	max. V	max. mA	max. W	°C	°C/W	max. °C
BC 530	Fch	Si-P	D9/e	Vid kompl.: BC 532	130	120	8	100	0,625	25	180
BC 531	Fch	Si-P	D9/e	-BC 530: kompl.: BC 533	160	150					
BC 532	Fch	Si-N	D9/e	Vid kompl.: BC 530	160	140	8	100	0,625	25	180
BC 533	Fch	Si-N	D9/e	-BC 532: kompl.: BC 531	180	160					
BC 534	Fch	Si-P	D9/e	NF-Tr/E kompl.: BC 535	80	80	8	500	0,625	25	180
BC 535	Fch	Si-N	D9/e	NF-Tr/E kompl.: BC 534	80	80	8	500	0,625	25	180
BC 537	Fch, Mic	Si-N	D9/e	NF-Tr/E kompl.: BC 527	80	80	8	1A \$1,5A	0,625 1,5	25 525	180 \$83
BC 537-6 BC 537-10 BC 537-16 BC 537-25 BC 538 (-6...-25)	Fch, Mic	Si-N	D9/e	-BC 537: kompl.: BC 528	80	80					
BC 546	Aeg, ltt, Mot, Mu, Ph, Rtc, Sis, Tix, Val	Si-N	D11/a	Uni kompl.: BC 556	80	65 \$80	8	100 \$200 \$50	0,5	25	250 \$150
BC 546VI BC 546A BC 546B BC 547	-BC 546:	Si-N	D11/a	kompl.: BC 557	50	45 \$50					
BC 547VI BC 547A BC 547B BC 547C BC 548 (VI...C) BC 549 (B...C) BC 550 (B...C)	-BC 546: -BC 548: -BC 548:	Si-N Si-N Si-N	D11/a D11/a D11/a	kompl.: BC 558 ra kompl.: BC 559 ra kompl.: BC 560	30	30 \$30 \$30	8 5 5				
BC 551	Mul	Si-P	D11/a	Uni	80	45		100	0,5	25	180

KENNDATEN															
$B(h_{FE})$ β β_{GE}	f_T f_{α} f_{β}	F ΔV_p F_c	I_C I_E	U_{CE} $U_{CE,agg}$	f	t_{on} t_d t_r	t_{off} t_s t_r	$U_{CE,agg}$ $U_{CE,agg}$	I_C	I_B	I_{CBO} I_{CBO}	U_{CE} U_{CE}	T_U T_U	C_{CB} C_{CB}	C_{Cr} C_{Cr}
min. typ. max.						ns	ns	max. V	mA	mA	max. μA	V	°C	pF	
40.....180	>50		10	5				0,2	10		0,1			<6	
60.....240		<8	0,25	5											
80.....250	>50		10	5				0,15	10		0,1			<6	
40.....250		<10	0,25	5											
50	>50		100	1				0,25	100	10	0,1			<6,5	
50	>50		100	1				0,25	100	10	0,1			<6	
40.....400	>100		100	1				1,2	1A	100	0,1	40	25	<15	
40.....100			50	10											
63.....160			100	1											
100.....250			100	1											
180.....400			100	1											
575.....500	300	2<10	0,2	5	1kHz			0,25	10	0,5	15n	30	25	2,5	
575.....150			10	5				0,6	100	5	5	30	160	\$9	
\$125.....260			2	5											
\$240.....500			2	5											
\$75.....900			2	5											
\$75.....150			2	5											
\$125.....280			2	5											
\$240.....500			2	5											
\$450.....900			2	5											
\$75.....900			2	5											
\$240.....900			2	5											
\$240.....900		1,2<4	0,2	5	1kHz										
			2	5											
		1<4	0,2	5	1kHz										
140			2												


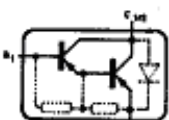
¹⁾ I_{CER} ²⁾ I_{CES} ³⁾ I_{CEV} ⁴⁾ I_{CEx}

BC 556 BC 618					GRENZDATEN							
Typ	Hersteller	M/Pol	Bild	Anwendung	U _{CE0}	U _{CE1}	U _{EB0}	I _C	P _{tot}	T _U	R _{thU}	T _J
Type	Manufact.	M/Pol	Fig.	Application	U _{CE0}	U _{CE1}	U _{EB0}	I _C	P _{tot}	T _U	R _{thU}	T _J
Type	Fabricanti	M/Pol	Fig.	Application	U _{CE0}	U _{CE1}	U _{EB0}	I _C	P _{tot}	T _U	R _{thU}	T _J
Type	Produttori	M/Pol	Fig.	Applicazione	U _{CE0}	U _{CE1}	U _{EB0}	I _C	P _{tot}	T _U	R _{thU}	T _J
					max. V	max. V	max. V	max. mA	max. W	°C	°C/W	max. °C
BC 556	Aeg, Irt, Mot, Mu, Phi, Rtc, Sie, Tix, Val	SI-P	D11/a	Uni kompl.: BC 546	80	85 80	5	100 \$200 &50	0,5	25	250 \$150	150
BC 556VI BC 556A BC 556B BC 557	-BC 556:	SI-P	D11/a	kompl.: BC 547	50	45 &50						
BC 557VI BC 557A BC 557B BC 557C	-BC 556:	SI-P	D11/a	kompl.: BC 548	30	30 &30						
BC 558 (VI...C)	-BC 556:	SI-P	D11/a	ra	30	30						
BC 559 (A...C)	-BC 556:	SI-P	D11/a	kompl.: BC 549	50	45 &30						
BC 560 (A...C)	-BC 556:	SI-P	D11/a	ra kompl.: BC 550	50	45 &50						
BC 582	Tix	SI-N	D12/a	Uni kompl.: BC 512	50	45	5	200	0,3	25	410	
BC 582A BC 582B BC 583	Tix	SI-N	D12/a	-BC 582: kompl.: BC 513	30	20	5					
BC 583A BC 583B BC 583C BC 584 (B...C)	Tix	SI-N	D12/a	-BC 582: ra kompl.: BC 514	30	20	5					
BC 585	Mot	SI-N	D9/a	Uni	25	20	5	\$100	0,35	25		180
BC 586	Mot	SI-P	D9/a	Uni	25	20	5	\$100	0,35	25		150
BC 587	Ely	SI-P	A39/a		60		5	1A	4	\$25		
BC 612	Tix	SI-P	D12/a	Uni kompl.: BC 682	75	70	5	200	0,3	25		
BC 612L			D9/c									
BC 617	Sie, Tix	SI-N	D11/a	Derl, NF/Tr	50	40	12	1A &100	0,525 1,25	25 \$25	200 \$90	150
BC 618	Sie, Tix	SI-N	D11/a	-BC 617:	80	55						

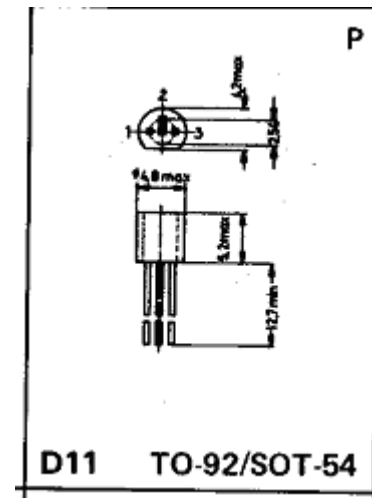
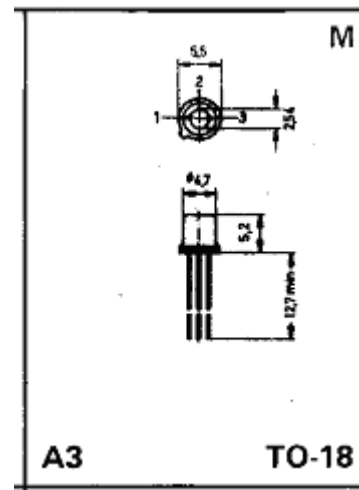
KENNDATEN														
B (hFE)	f _T	F	I _C	U _{CE}	f	t _{on}	t _{off}	U _{CE}	I _C	I _B	I _{CEO}	U _{CE}	T _U	C _{CEB}
β (h _{FE})	f _T	SV _p	I _C	U _{CE}	f	t _d	t _s	sat	I _C	I _B	I _{CEO}	U _{CE}	T _U	C _{CEB}
&U _{BE}	&f _α	&ΔV _D	β _{IE}	β _{CEB}	β _{app}	&t _d	&t _s	U _{BE}	I _C	I _B	I _{CEO}	U _{CE}	T _U	C _{CEB}
	min. typ. max.					ns	ns	max.	max.	max.	max.	max.	max.	max.
	&mV	MHz	dB	mA	V	MHz		V	mA	mA	μA	V	°C	pF
\$75.....500			2	5				0,3	10	0,5	15n	30	25	4,5
	150		10	5				0,65	100	5	5	30	150	
\$75.....150		2<10	0,2	5	1kHz									
\$125.....260			2	5										
\$240.....500			2	5										
\$75.....900			2	5										
\$75.....150			2	5										
\$125.....260			2	5										
\$240.....500			2	5										
\$450.....900			2	5										
\$75.....900			2	5										
\$125.....900			2	5										
\$125.....900		1<4	0,2	5	1kHz									
\$125.....900		1<4	0,2	5	1kHz									
100.....480		>150	2	5				0,6	100	5	15n			<5
100.....240		<10	0,2	5	1kHz									
200.....480			2	5										
100.....850			2	5										
100.....240			2	5										
200.....480			2	5										
400.....850			2	5										
200.....850		<4	0,2	5	1kHz									
120.....320			0,5	5				0,89	0,5					
120.....320			0,5	5				0,88	0,5					
80.....300		>200	2	5				0,72	2		15n			<10
10000		>180	1A	5				1,1	200	0,2	0,05	40	25	<4,5
4000			500	5							0,05	10	25	5<5
			1A	5										

¹⁾ I_{CEB} ²⁾ I_{CEB} ³⁾ I_{CEV} ⁴⁾ I_{CEX}

PIN-CODE

	Transistor				Darlington				FET				
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	
a	E	B	C		E2	B1	C1/2		S	G	D		a
b	E	C	B		E2	C1/2	B1		S	D	G		b
c	B	C	E		B1	C1/2	E2		G	D	S		c
d	B	E	C						G	S	D		d
e	C	B	E		C1/2	B1	E2		D	G	S		e
f	C	E	B						D	S	G		f
g	E	B	C	Geh	E2	B1	C1/2	Geh	S	G	D	Sub	g
h	E	C	B	Geh	E2	C1/2	B1	Geh	S	D	G	Sub	h
j	B	C	E	Geh	B1	C1/2	E2	Geh	G	D	S	Sub	j
k	B	E	C	Geh									k
l	C	B	E	Geh					D	G	S	Sub	l
m	C	B	E	C					D	S	G	Sub	m
n	E	B	Geh	C	C1	E1/B2	E2		D	G	Sub	S	n
o	E	C	Geh	B					D	S	Sub	G	o
p	C	Geh	E	B					G	Sub	S	D	p
q	C	C	E	B					S	D	G	G	q
r	E	C	E	B	E2	B1	C1/2	E1/B2	S	G1	D	G2	r
s	E	B	E	C	E2	B1	E1/B2	C1/2	S	G1	G2	D	s
t	E	C	B	C	E2	E1/B2	B1	C1/2	D	G2	G1	S/Sub	t
u	E	B	C	B					G1	G2	D	S/Sub	u
v	B	C	B	E					S	D	G2	G1	v
w	B	E	B	C					G1	G2	S	D	w
x	E	B	C	E					D	S	G1	G2	x
y	E1	B	E2	C					S	G	S	D	y
z	E1	B	C	E2									z
za	B	E	C	E									za
zb	E/K	C	A	B									zb
\$	C + Geh/case/boîte/invol.								D + Geh/case/boîte/invol.				\$
&	B + Geh/case/boîte/invol.				NPN				G + Geh/case/boîte/invol.				&
*	E + Geh/case/boîte/invol.								S + Geh/case/boîte/invol.				*
+					PNP				Sub + Geh/case/boîte/invol.				+
-									G2 + Geh/case/boîte/invol.				-
Geh = Gehäuse/case/boîtier/involucro				Sub = Substrat/bulk/substrato/sostrato									

dat 1...4 8/81



Bibliografía

1. N.R. Malik, *Circuitos Electrónicos. Análisis, simulación y diseño*, Ed. Prentice Hall, 1998, ISBN: 84-89660-03-4.
2. G.W. Neudeck, *El transistor bipolar de unión*, Ed. Addison-Wesley Iberoamericana, 1989, ISBN: 0-201-60143-5.
3. E. Muñoz Merino, *Circuitos Electrónicos: Analógicos I*, E.T.S. de Ingenieros de Telecomunicación (U.P.M.), 1986, ISBN: 84-7402-066-2.
4. A.P. Malvino, *Principios de Electrónica*. Ed. Mc Graw Hill, 1996, ISBN: 84-481-1999-1.
5. C.J. Savant Jr., M.S. Roden, G.L. Carpenter, *Diseño Electrónico: Circuitos y sistemas*, Ed. Addison-Wesley Iberoamericana, 1992, ISBN: 0-201-62925-9.
6. A.R. Hambley, *Electrónica*, Ed. Prentice Hall, 2000, ISBN: 84-205-2999-0.
7. M.H. Rashid, *Circuitos Microelectrónicos. Análisis y Diseño*. International Thomson Editores. 2000. ISBN: 968-7529-79-2