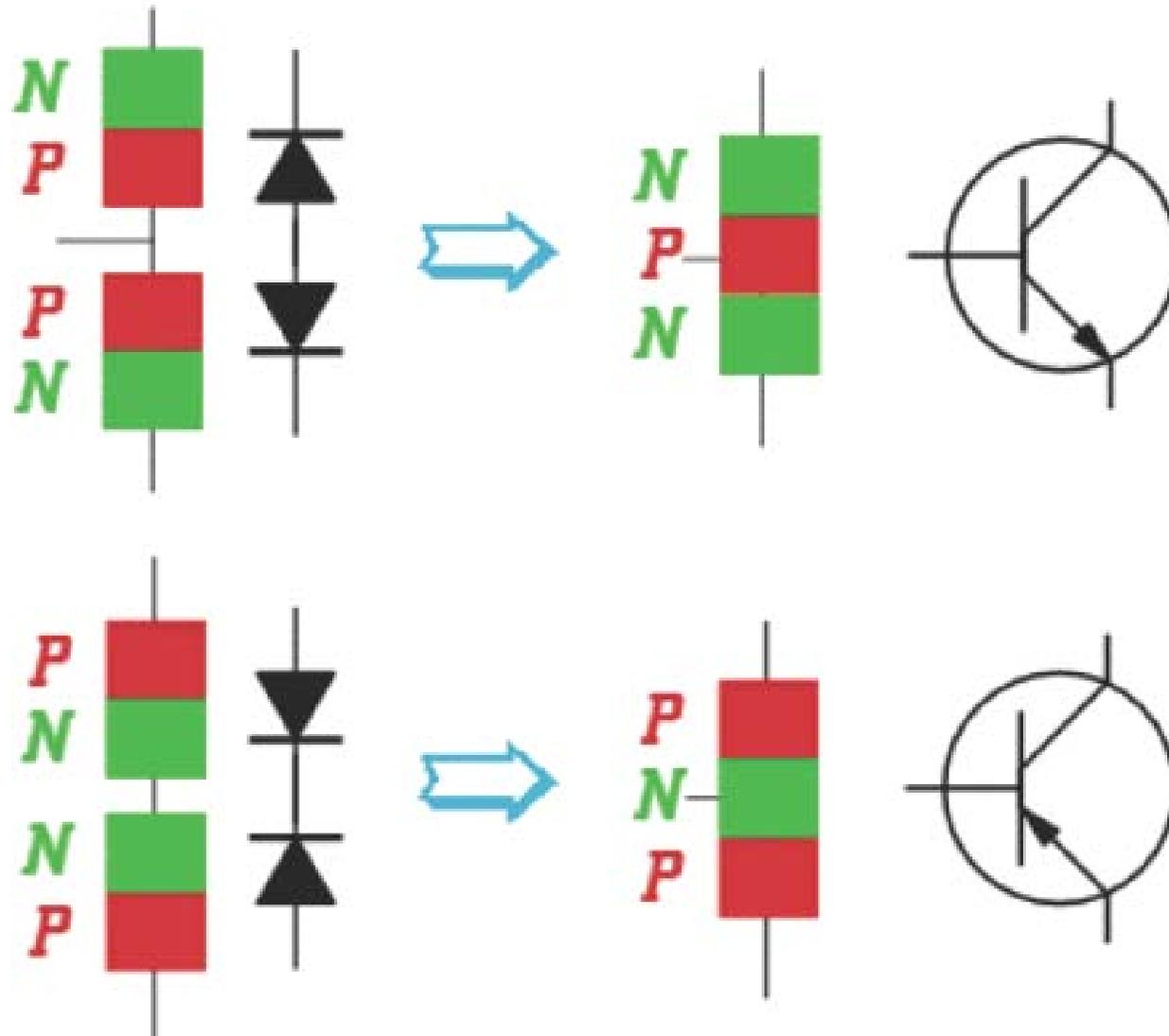


EL TRANSISTOR BIPOLAR



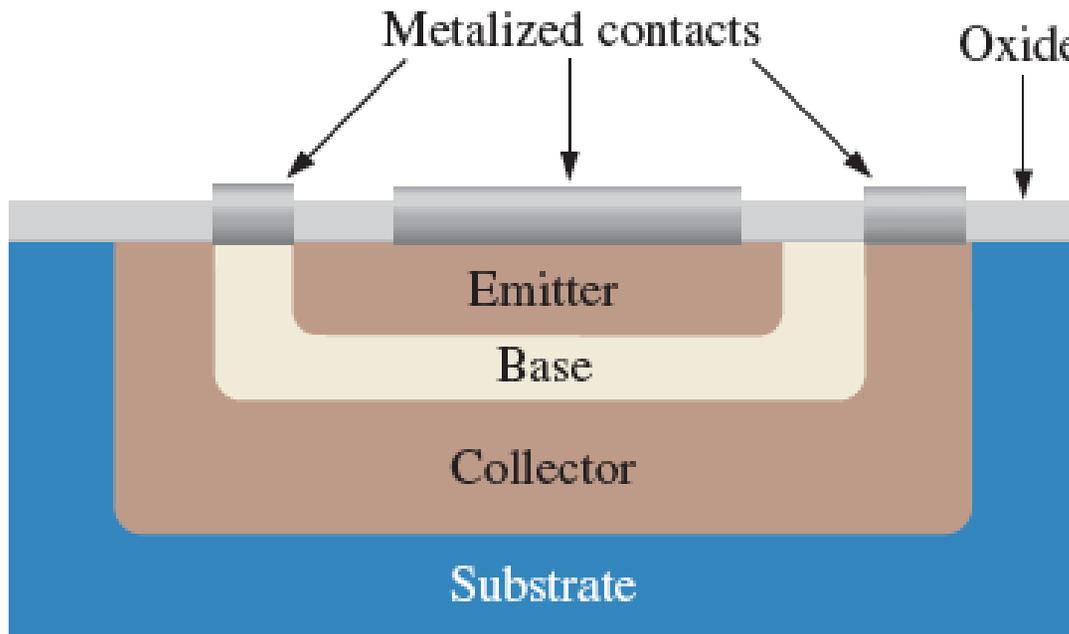
EL TRANSISTOR BIPOLAR

El transistor bipolar (BJT Bipolar Junction Transistor) fue desarrollado en los Laboratorios Bell Telephone en 1948. El nombre Bipolar viene de que en los procesos de conducción intervienen tanto huecos como electrones. Su invención marcó la era de todo el desarrollo tecnológico e informático que tenemos hoy día.

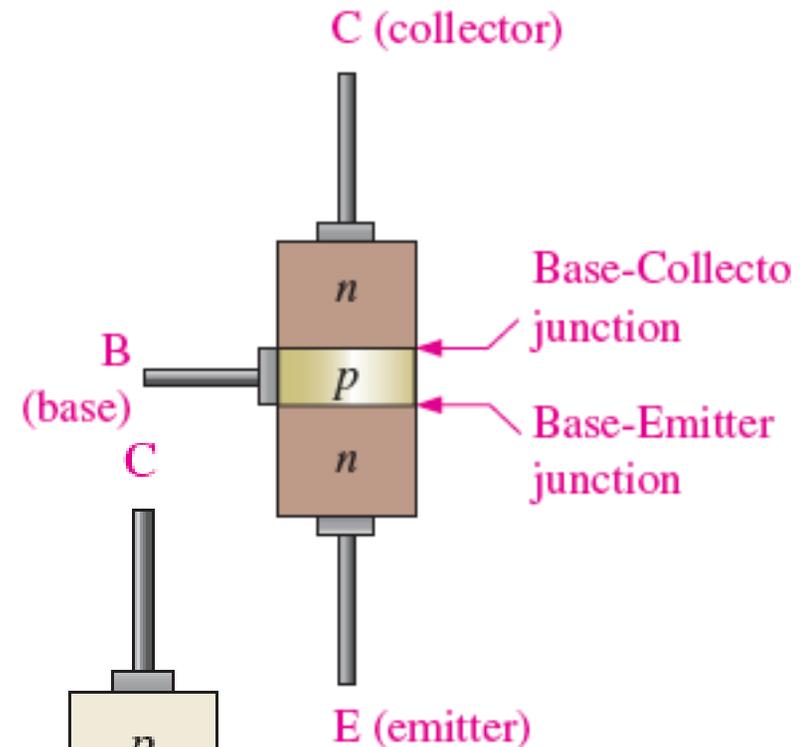
Durante tres décadas fue el dispositivo utilizado en todos los diseños de circuitos discretos o integrados. En los 70 y 80 apareció un competidor muy fuerte: El transistor de Juntura, que dio origen a otros componentes, los MOSFETs. Actualmente la tecnología CMOS es la más utilizada en los diseños de circuitos integrados. Pero el BJT se sigue usando en aplicaciones específicas, entre ellas circuitos de muy alta frecuencia.

Uno de los dispositivos más utilizados en los sistemas de electrónica de potencia es el IGBT, que combina las características de entrada de un MOSFET con las de salida de un BJT.

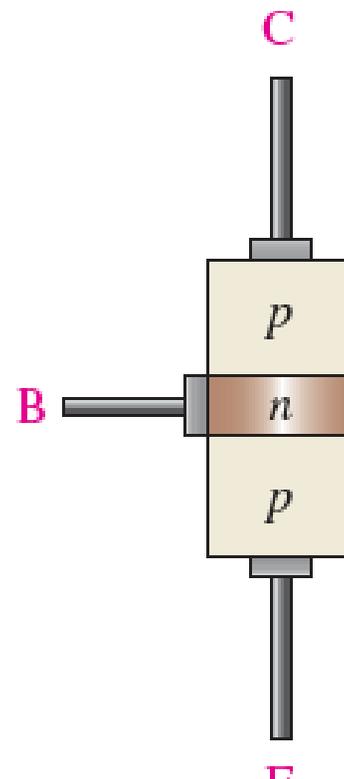
ESTRUCTURA PLANAR BÁSICA



NPN



PNP



MODOS DE OPERACIÓN

Los transistores tienen dos junturas pn: La Emisor-Base (EB) y la Colector-Base (CB). Según la polarización de las junturas, presentan cuatro modos de operación.

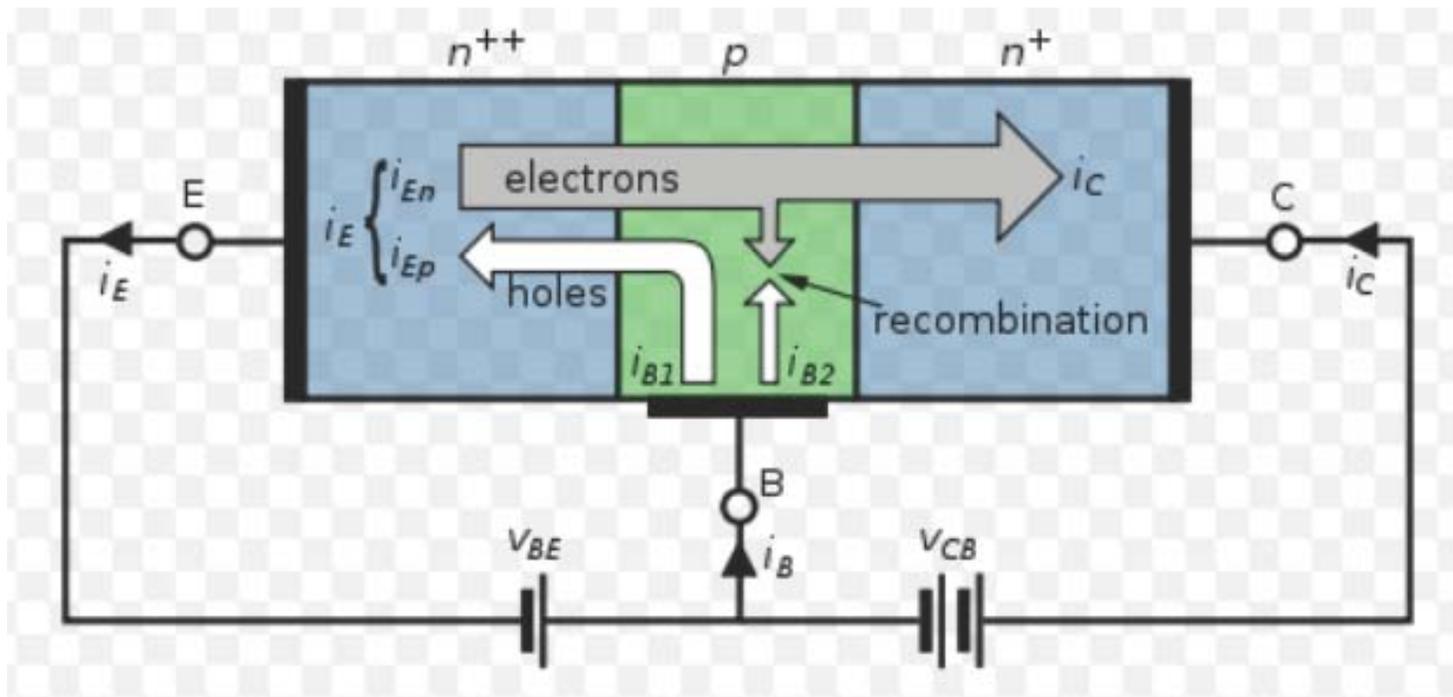
MODOS	Juntura EB	Juntura CB
Cortado	Reversa	Reversa
Activo	Directa	Reversa
Saturado	Directa	Directa
Activo inverso	Reversa	Directa

En el modo activo el transistor opera como amplificador.

Los modos Cortado y Saturado se usan en las aplicaciones donde los dispositivos tienen que conmutar entre dos estados (circuitos lógicos)

El modo activo inverso tiene aplicaciones muy limitadas.

OPERACIÓN DEL TRANSISTOR NPN EN EL MODO ACTIVO



*Se tienen que polarizar las junturas como indican las baterías. La fuente V_{BE} polariza en directo la juntura Emisor-Base. La fuente V_{CB} polariza en inverso la juntura Colector -Base.

*En el análisis se van a considerar solamente las corrientes de difusión. El emisor está mucho mas dopado que la base y mas dopado que el colector.

*La corriente de Emisor a Base tiene dos componentes: Un flujo de electrones de E a B y un flujo de huecos de menor magnitud de B a E.

*La corriente i_E tiene dirección positiva saliendo del Emisor

*En la base los electrones se convierten en portadores minoritarios y algunos se recombinan mientras que otros son arrastrados hacia el Colector.

*La corriente de Base alimenta el flujo de huecos que va de la Base al Emisor y los portadores que intervienen en la recombinación en la base. Es por lo tanto un movimiento de huecos.

*La corriente i_B tiene dirección positiva entrando en la Base.

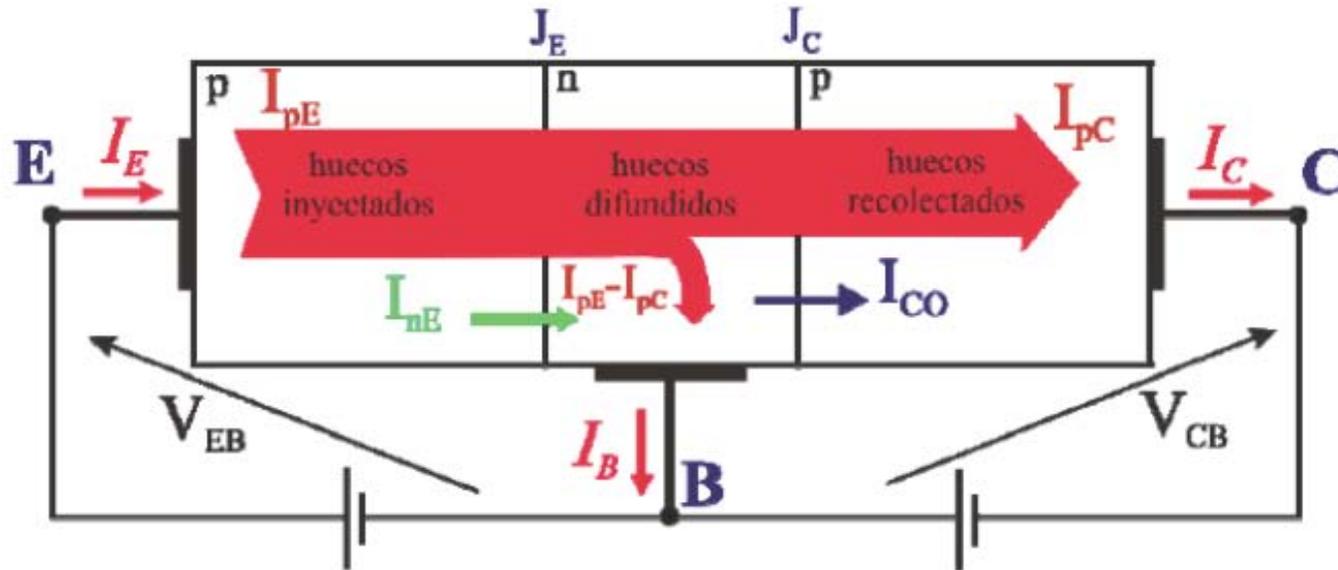
*La corriente de Colector está formada por los electrones que pasaron la juntura Colector-Base.

*La corriente i_C tiene dirección positiva entrando en el Colector.

*De acuerdo con las Leyes de Kirchhoff:

$$i_E = i_C + i_B$$

OPERACIÓN DEL TRANSISTOR PNP EN EL MODO ACTIVO



En ambos tipos de transistores la corriente de Colector es independiente del voltaje V_{CB} . Esta corriente es una fracción de la corriente de Emisor, que está controlada por el voltaje V_{EB} .

El colector se comporta como una fuente de corriente controlada por voltaje.

PARÁMETROS BÁSICOS DEL TRANSISTOR BJT

* Al Colector llega prácticamente toda la corriente del Emisor. Las corrientes se relacionan mediante un parámetro denominado α .

α : Ganancia de corriente de Base Común.

* La corriente de Base es aproximadamente 1% la corriente de Emisor. Del análisis matemático se puede concluir que la corriente de Base y la de Colector están relacionadas por un parámetro identificado como β .

β : Ganancia de corriente de Emisor Común

Los parámetros α y β dependen de las características de los dispositivos

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} \quad i_C = \beta i_B \quad \alpha = \frac{i_C}{i_E} \quad i_C = \alpha i_E$$

RELACIÓN ENTRE LOS PARÁMETROS BÁSICOS DEL BJT

Los valores de α y β dependen de las características del dispositivo.

Valores típicos para β : 100, 200, 400

En todo transistor $i_E = i_C + i_B$ $i_E = i_C + \frac{i_C}{\beta} = \frac{\beta + 1}{\beta} i_C$

$$i_C = \frac{\beta}{\beta + 1} i_E = \alpha i_E \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

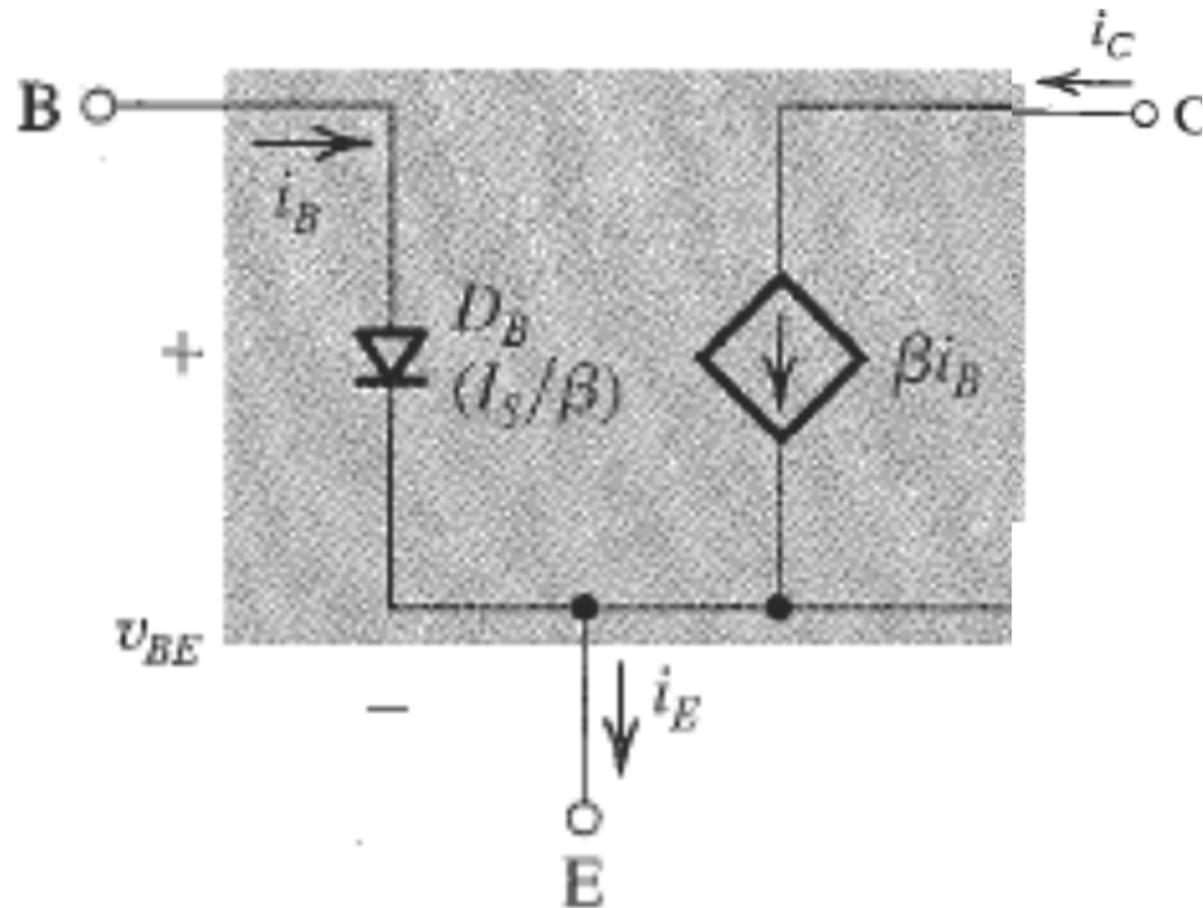
Para $\beta = 100$ $\alpha = 0,99$.

Pequeñas variaciones en α producen grandes cambios en β .

MODELO EQUIVALENTE DE GRAN SEÑAL EN LA REGIÓN ACTIVA EMISOR COMÚN

Con este modelo el transistor se va a usar como una red de dos puertos, con el puerto de entrada entre B y E y el puerto de salida entre C y E. De ahí que:

β : Ganancia de corriente de Emisor Común

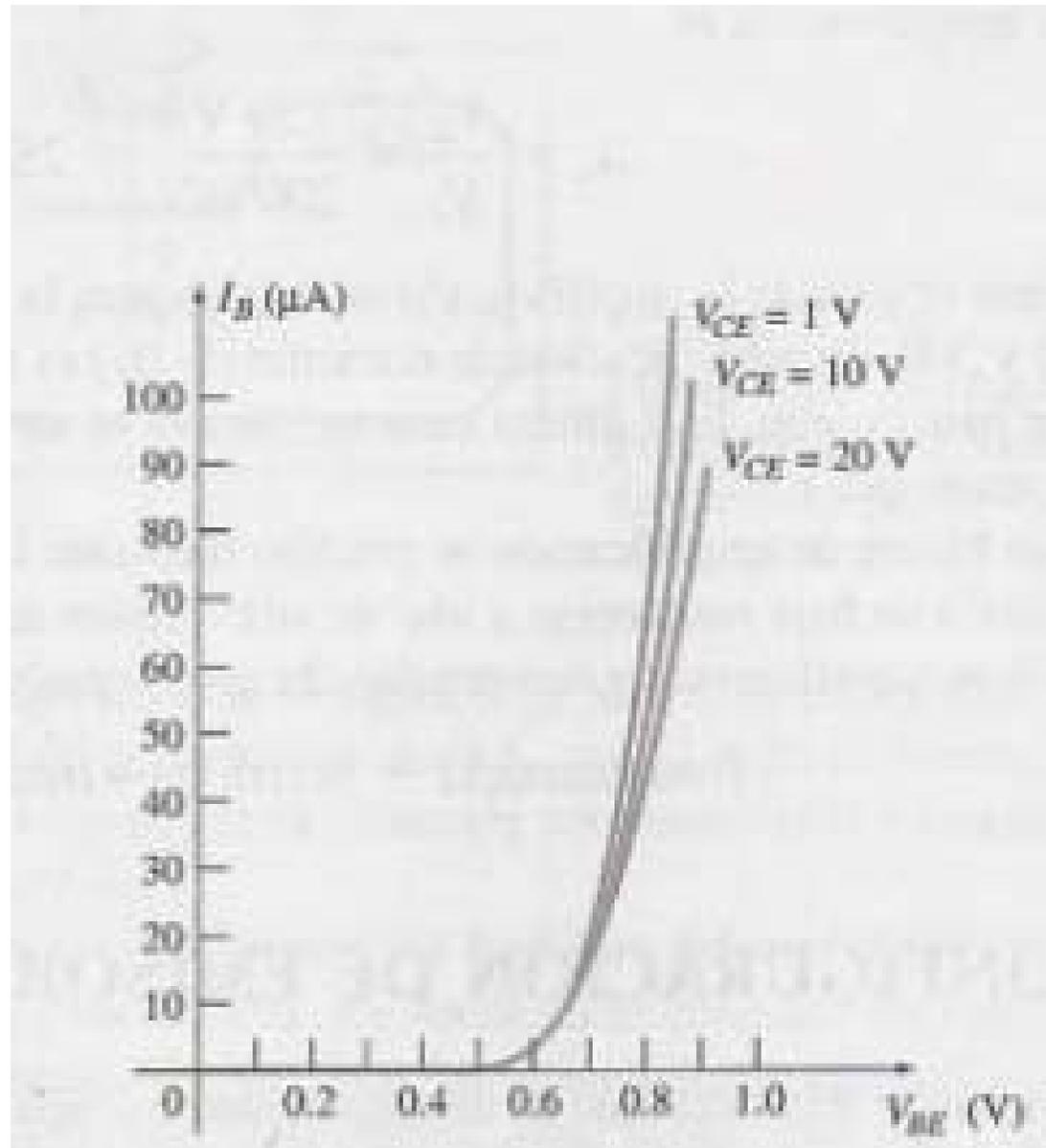


CURVAS CARACTERÍSTICAS DE UN BJT TIPO NPN

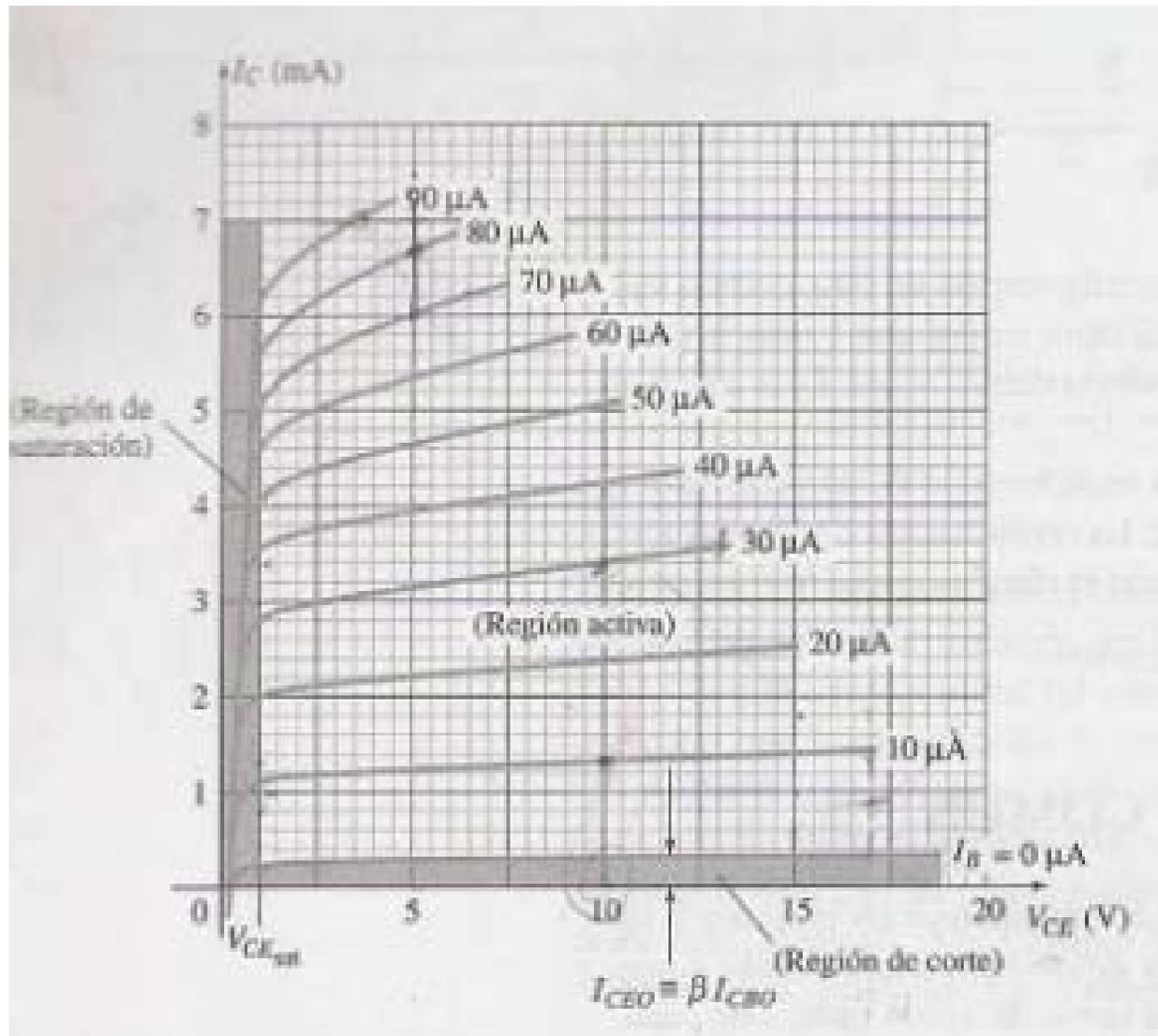
CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA BASE-EMISOR

En estas características se observa el efecto que tiene el aumento del voltaje V_{CE} .

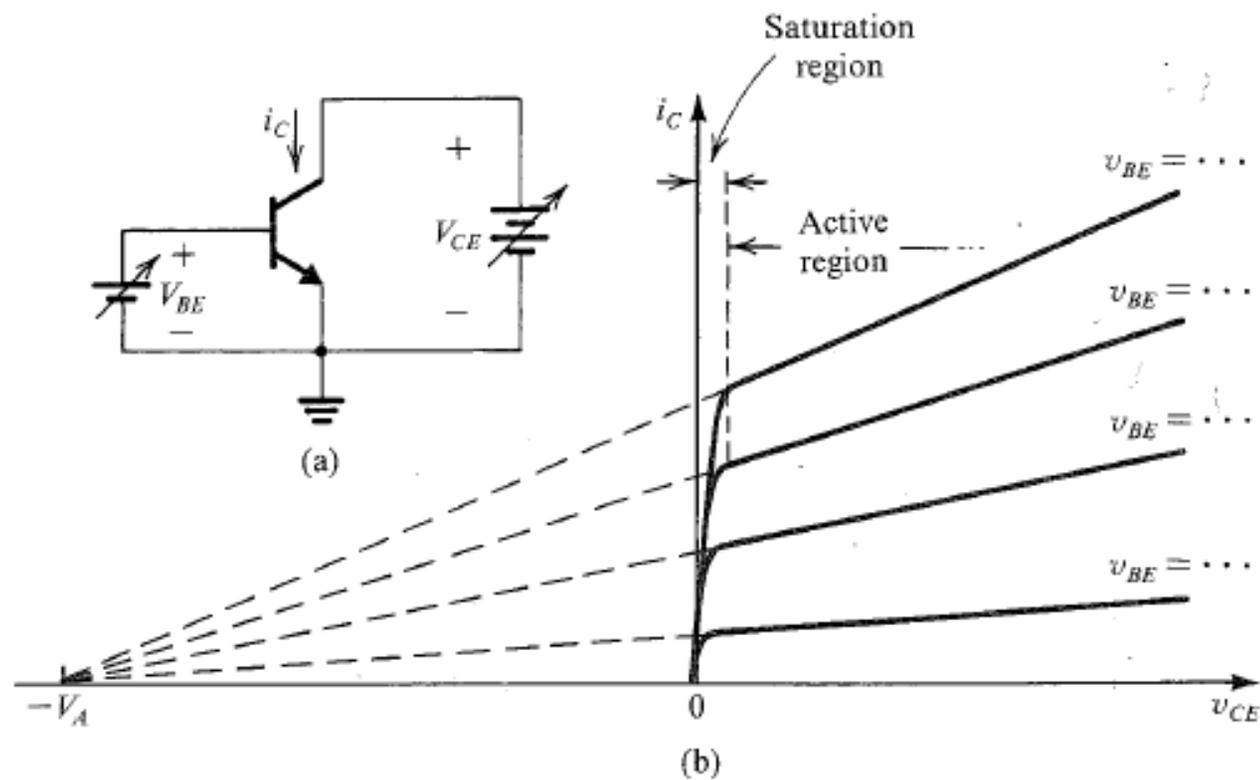
Cuando V_{CE} aumenta, crece la zona de carga espacial de la juntura BC polarizada en inverso. La base se reduce



CURVAS CARACTERÍSTICAS DE UN BJT TIPO NPN CARACTERÍSTICAS DE SALIDA EMISOR COMÚN



DEPENDENCIA DE I_C CON EL VOLTAJE DE COLECTOR: EL EFECTO EARLY



EL EFECTO EARLY

Las curvas características para cada valor de voltaje Base-Emisor o cada valor de corriente de Base no son planas.

Extrapolando todas las curvas correspondientes a la región activa hacia los valores negativos de V_{CE} se obtiene que todas ellas intersectan el mismo voltaje $-V_A$, denominado voltaje de Early.

La pendiente de estas curvas, $1/r_o$, está dada por la relación:

$$r_o = \left(\left. \frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}} \right|_{V_{BE} = \text{constante}} \right)^{-1} = \frac{V_A}{I_C}$$

La resistencia r_o , no afecta la polarización de los transistores, pero sí los cálculos de ganancia cuando los BJT actúan como amplificadores.

REGIÓN DE SATURACIÓN

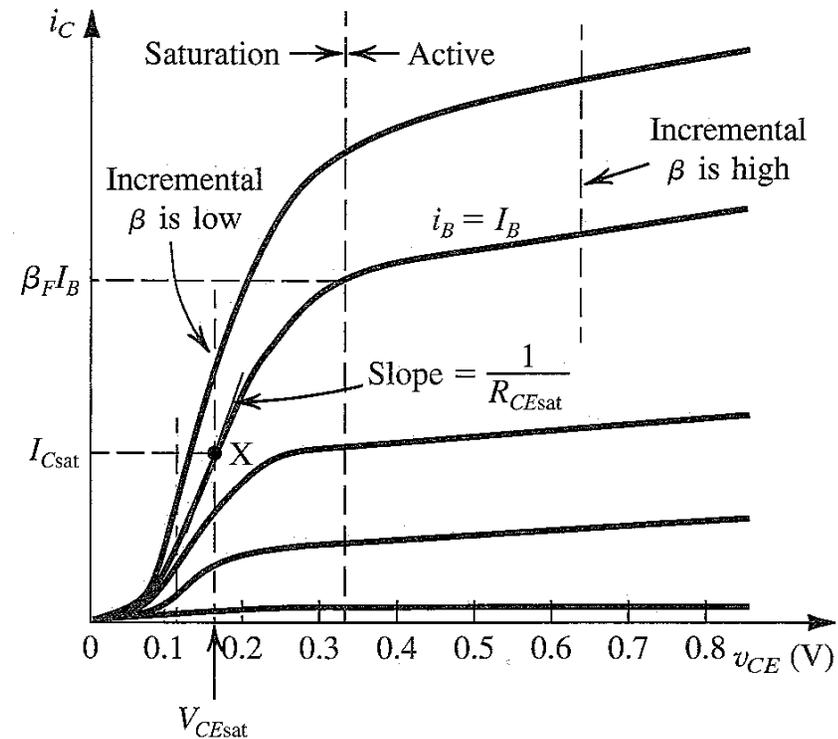
*El transistor entra en la región de saturación cuando se cumple que

$$I_{Csat} < \beta I_B$$

*El valor de I_{Csat} está dado por los valores de los componentes del circuito: Máxima corriente que puede circular por el transistor.

*Las curvas características caen hacia cero con una pendiente mucho mayor que la que tienen en la región activa.

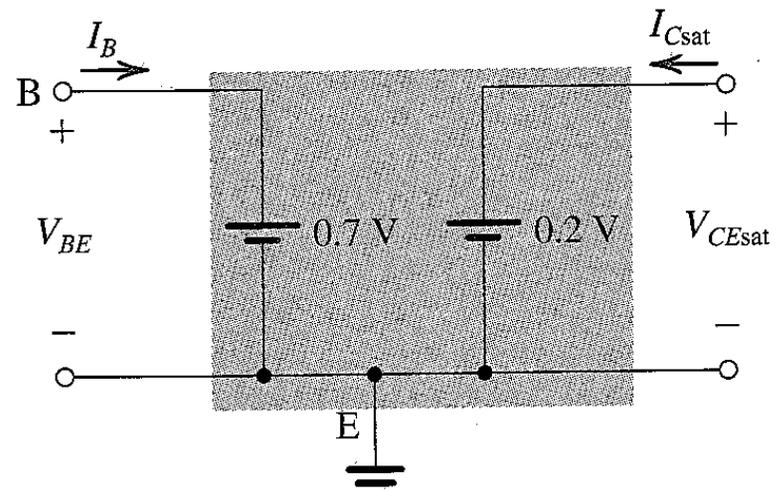
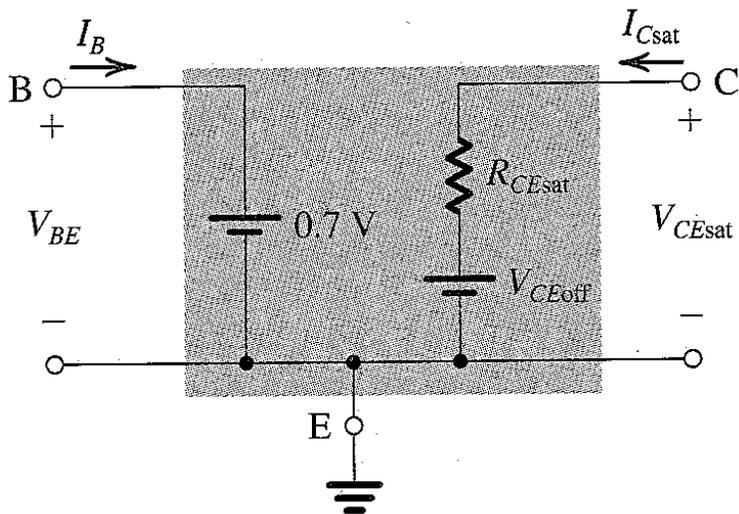
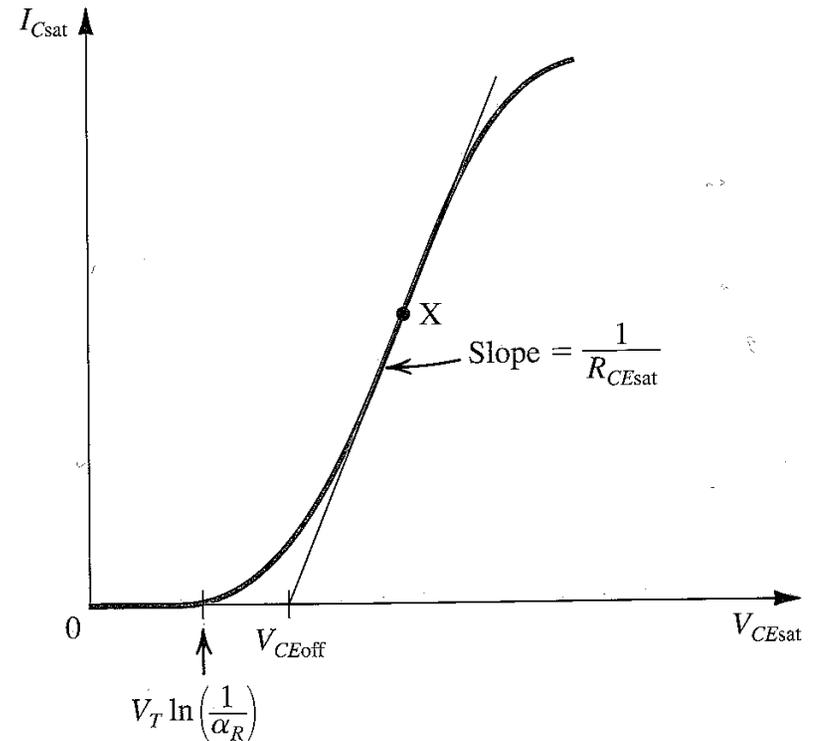
*En el punto X la corriente es I_{Csat} y el valor de I_{Csat} está en el orden de 0,1 a 0,3 V para el ejemplo.



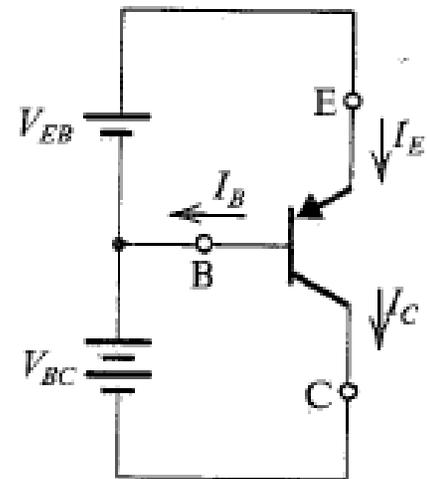
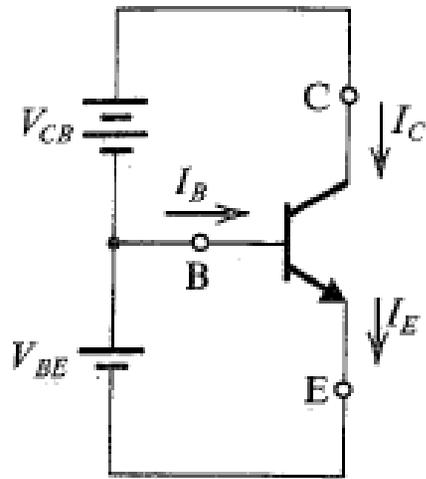
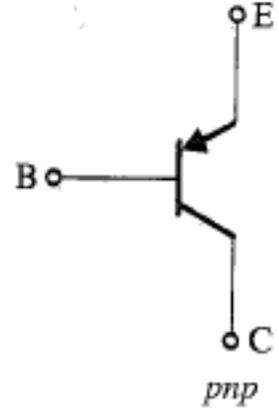
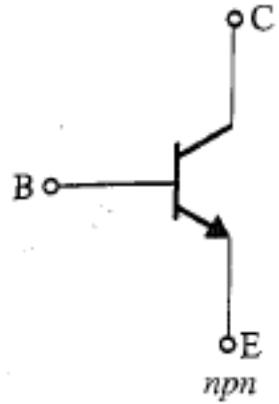
MODELO DEL TRANSISTOR EN LA REGIÓN DE SATURACIÓN

Las curvas características en la región de saturación tienen una pendiente pronunciada.

$$R_{CEsat} \equiv \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial i_C} \right|_{\substack{i_B = I_B \\ i_C = I_{Csat}}}$$



POLARIDADES DE LOS VOLTAJES Y LAS CORRIENTES EN BJTS POLARIZADOS EN LA REGIÓN ACTIVA



POLARIZACIÓN BÁSICA DE TRANSISTORES: ACTIVO

$$V_{BE} = 0,7V$$

$$\beta = 100$$

Suponemos que está en la región activa

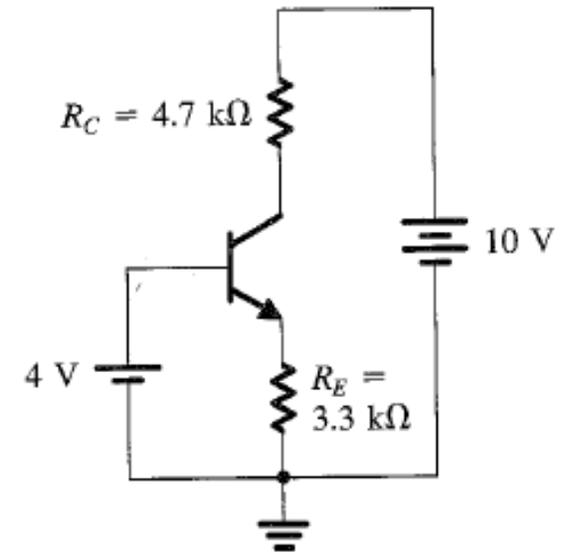
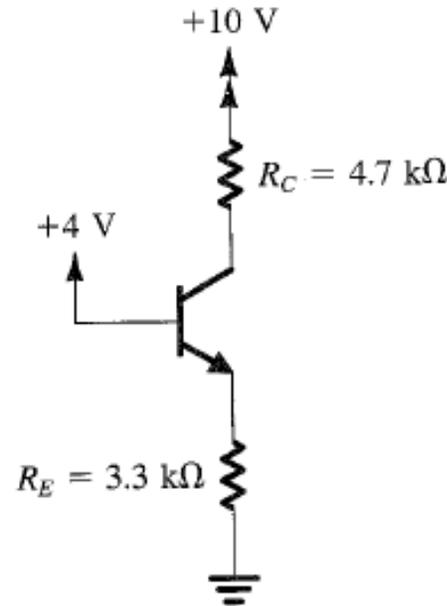
$$V_{BE} = V_B - V_E = 0,7V$$

$$V_E = 4V - 0,7V = 3,3V$$

$$I_E = \frac{3,3V}{3,3k\Omega} = 1mA$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{100}{100 + 1} = 0,99 \quad I_C = \alpha I_E = 0,99 \times 1mA = 0,99mA \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} = 0,01mA$$

$$V_C = 10V - 4,7k\Omega \times 0,99mA = 5,34V \quad V_{CB} = 5,34V - 4V = 1,34V$$



Juntura CB polarizada en inverso, por lo tanto está activo.

POLARIZACIÓN DE TRANSISTORES: SATURADO

$$V_{BE} = 0,7V$$

$$\beta = 100$$

Suponemos que está en la región activa

$$V_{BE} = V_B - V_E = 0,7V$$

$$V_E = 6V - 0,7V = 5,3V$$

$$I_E = \frac{5,3V}{3,3k\Omega} = 1,6mA$$

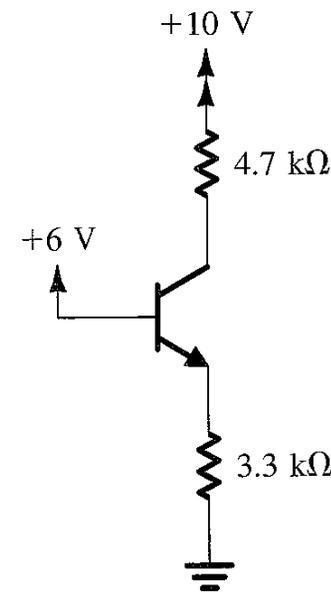
$$I_C = \alpha I_E = 0,99 \times 1,6mA = 1,58mA$$

$$V_C = 10V - 4,7k\Omega \times 1,58mA = 2,57V$$

$$V_{CB} = 2,57V - 6V = -3,43V$$

Juntura CB polarizada en directo, por lo tanto no está activo

Hay que considerar que el transistor se encuentra en la región de saturación y por lo tanto $V_{CE} = 0,2V$



$$V_{BE} = V_B - V_E = 0,7V$$

$$V_E = 6V - 0,7V = 5,3V$$

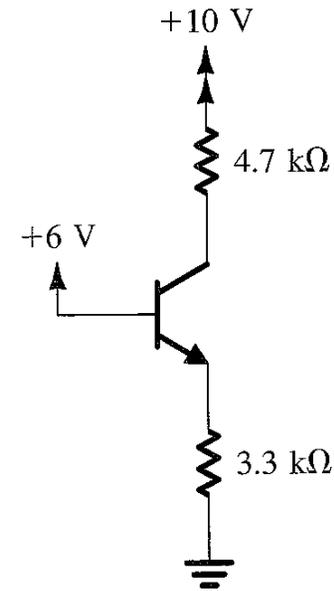
$$I_E = \frac{5,3V}{3,3k\Omega} = 1,6mA$$

$$V_C = V_E + V_{CE_{max}} = 5,3V + 0,2V = 5,5V$$

$$I_C = \frac{10V - 5,5V}{4,7k\Omega} = 0,96mA \quad I_B = I_E - I_C = 1,6mA - 0,96mA = 0,64mA$$

Con estos valores, $\beta I_B = 100 \times 0,64mA = 64mA$

$\beta I_B \gg I_{C_{sat}}$ por lo tanto el transistor está saturado



POLARIZACIÓN DE TRANSISTORES: EN CORTE

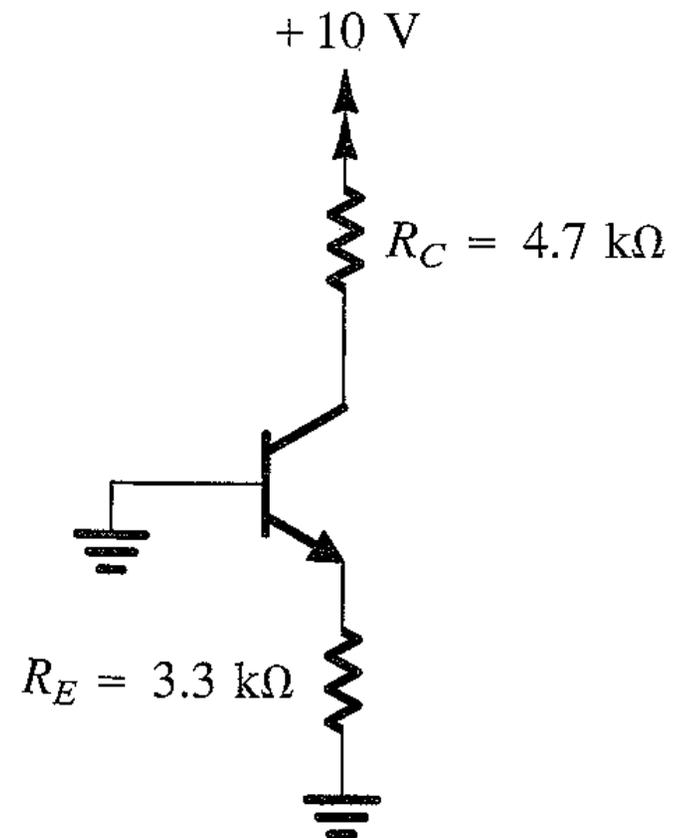
Si no hay corriente de colector, $V_E=0$ por lo tanto $V_{BE}=0$.

Si hubiera corriente de colector V_C tendría un voltaje positivo, por lo tanto $V_{BE}=0$. En cualquier caso el transistor está en la zona de corte.

Por lo tanto todas las corrientes son igual a cero.

El voltaje de colector es 10V y el de emisor 0V.

En este caso el voltaje V_{CE} es igual al de la fuente.



POLARIZACIÓN DE TRANSISTORES PNP: ACTIVO

$$V_{EB} = 0,7V$$

$$\beta = 100$$

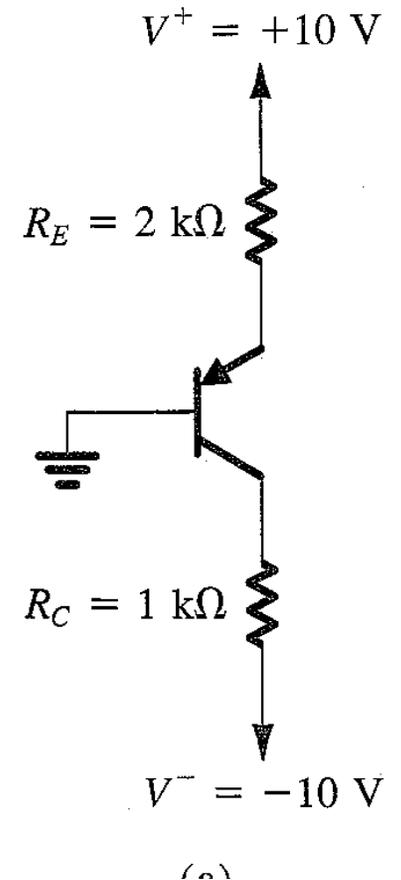
Suponemos que está en la región activa

$$V_{EB} = V_E - V_B = 0,7V$$

$$I_E = \frac{V^+ - V_E}{R_E} = \frac{10 - 0.7}{2} = 4.65 \text{ mA}$$

$$I_C = \alpha I_E \quad I_C = 0.99 \times 4.65 = 4.6 \text{ mA}$$

$$V_C = V^- + I_C R_C = -10 + 4.6 \times 1 = -5.4 \text{ V}$$

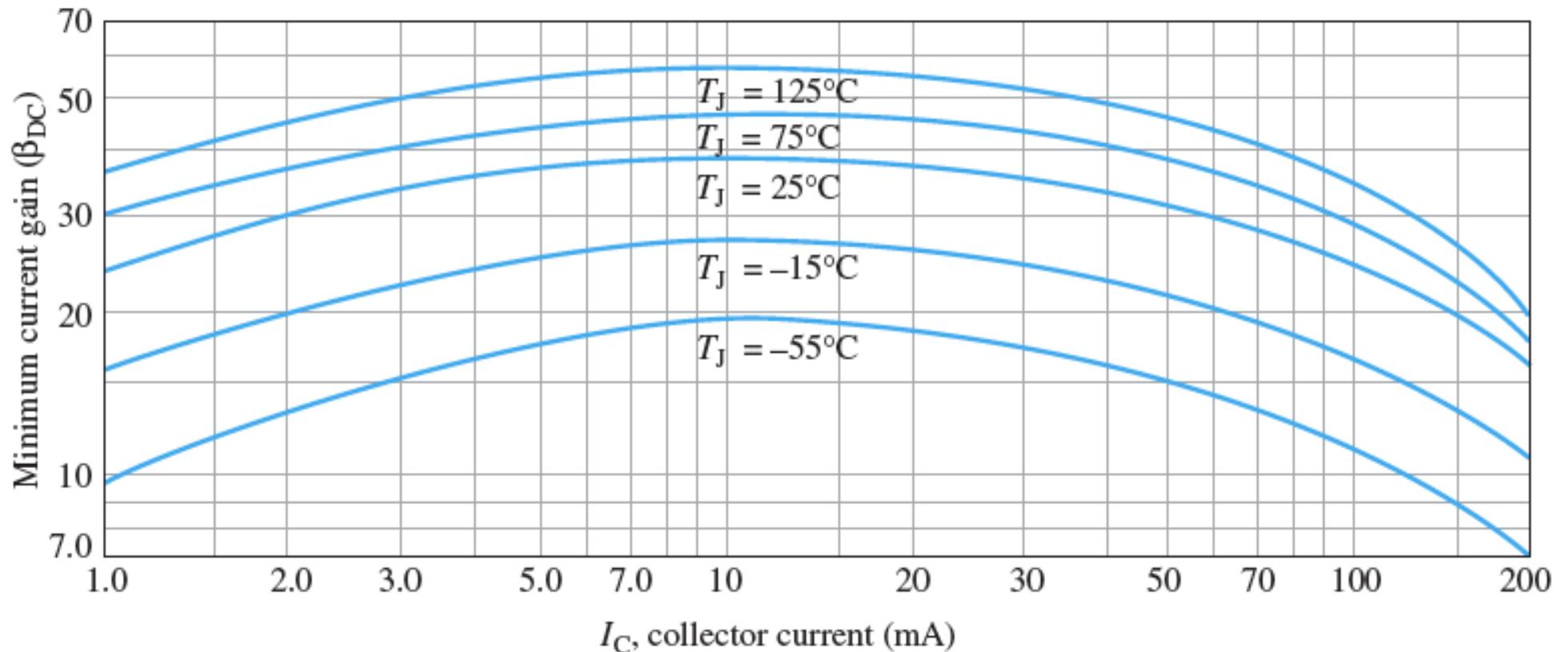


Juntura CB polarizada en inverso, por lo tanto está activo.

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{4.65}{101} \approx 0.046 \text{ mA}$$

EL PARÁMETRO β

El ganancia de corriente DC, identificada como β o h_{FE} como aparece en las hojas de especificaciones proporcionadas por los fabricantes, es un parámetro cuyo valor es función de la corriente I_C y de la temperatura.



ESPECIFICACIONES PRESENTADAS POR LOS FABRICANTES PARA LOS TRANSISTORES BJT (DATASHEETS)

TRANSISTOR NPN 2N3904

2N3903, 2N3904

General Purpose Transistors

NPN Silicon

Features

- Pb-Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector - Emitter Voltage	V_{CE0}	40	Vdc
Collector - Base Voltage	V_{CB0}	60	Vdc
Emitter - Base Voltage	V_{EB0}	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	200	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C/W}$

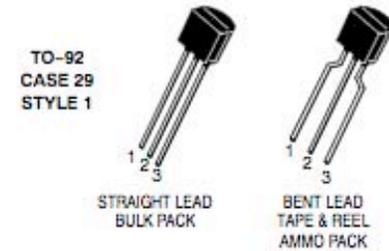
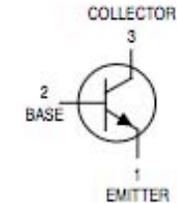
Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



MARKING DIAGRAMS



- x = 3 or 4
- Y = Year
- WW = Work Week
- = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

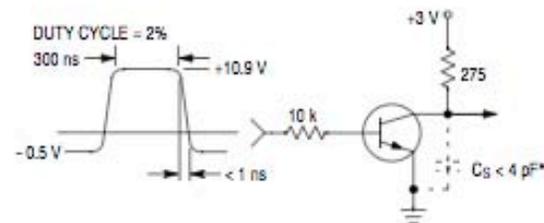
Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS						
Collector – Emitter Breakdown Voltage (Note 2) ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)		$V_{(BR)CEO}$	40	–	Vdc	
Collector – Base Breakdown Voltage ($I_C = 10\ \mu\text{Adc}$, $I_E = 0$)		$V_{(BR)CBO}$	60	–	Vdc	
Emitter – Base Breakdown Voltage ($I_E = 10\ \mu\text{Adc}$, $I_C = 0$)		$V_{(BR)EBO}$	6.0	–	Vdc	
Base Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 3.0\text{ Vdc}$)		I_{BL}	–	50	nAdc	
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 3.0\text{ Vdc}$)		I_{CEX}	–	50	nAdc	
ON CHARACTERISTICS						
DC Current Gain (Note 2) ($I_C = 0.1\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903	h_{FE}	20	–	–	
	2N3904		40	–	–	
($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903		35	–	–	
	2N3904		70	–	–	
($I_C = 10\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903		50	150	–	
	2N3904		100	300	–	
($I_C = 50\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903		30	–	–	
	2N3904		60	–	–	
($I_C = 100\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdc}$)	2N3903		15	–	–	
	2N3904		30	–	–	
Collector – Emitter Saturation Voltage (Note 2) ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $I_B = 1.0\text{ mAdc}$) ($I_C = 50\text{ mAdc}$, $I_B = 5.0\text{ mAdc}$)			$V_{CE(sat)}$	–	0.2 0.3	Vdc
Base – Emitter Saturation Voltage (Note 2) ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $I_B = 1.0\text{ mAdc}$) ($I_C = 50\text{ mAdc}$, $I_B = 5.0\text{ mAdc}$)			$V_{BE(sat)}$	0.65 –	0.85 0.95	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS						
Current – Gain – Bandwidth Product ($I_C = 10\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 20\text{ Vdc}$, $f = 100\text{ MHz}$)		2N3903 2N3904	250 300	– –	MHz	
Output Capacitance ($V_{CB} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{obo}	–	4.0	pF	
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5\text{ Vdc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)		C_{ibo}	–	8.0	pF	
Input Impedance ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		2N3903 2N3904	1.0 1.0	8.0 10	k Ω	
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		2N3903 2N3904	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$	
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		2N3903 2N3904	50 100	200 400	–	
Output Admittance ($I_C = 1.0\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		h_{oe}	1.0	40	μmhos	
Noise Figure ($I_C = 100\ \mu\text{Adc}$, $V_{CE} = 5.0\text{ Vdc}$, $R_S = 1.0\text{ k } \Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		2N3903 2N3904	– –	6.0 5.0	dB	
SWITCHING CHARACTERISTICS						
Delay Time	$(V_{CC} = 3.0\text{ Vdc}$, $V_{BE} = 0.5\text{ Vdc}$, $I_C = 10\text{ mAdc}$, $I_{B1} = 1.0\text{ mAdc}$)	t_d	–	35	ns	
Rise Time		t_r	–	35	ns	
Storage Time	$(V_{CC} = 3.0\text{ Vdc}$, $I_C = 10\text{ mAdc}$, $I_{B1} = I_{B2} = 1.0\text{ mAdc}$)	2N3903	–	175	ns	
		2N3904	–	200	ns	
Fall Time		t_f	–	50	ns	

 2. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$; Duty Cycle $\leq 2\%$.

ORDERING INFORMATION

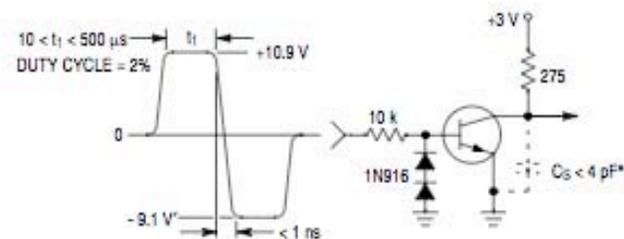
Device	Package	Shipping [†]
2N3903RLRM	TO-92	2000 / Ammo Pack
2N3904	TO-92	5000 Units / Bulk
2N3904G	TO-92 (Pb-Free)	5000 Units / Bulk
2N3904RLRA	TO-92	2000 / Tape & Reel
2N3904RLRAG	TO-92 (Pb-Free)	2000 / Tape & Reel
2N3904RLRM	TO-92	2000 / Ammo Pack
2N3904RLRMG	TO-92 (Pb-Free)	2000 / Ammo Pack
2N3904RLRP	TO-92	2000 / Ammo Pack
2N3904RLRPG	TO-92 (Pb-Free)	2000 / Ammo Pack
2N3904RL1G	TO-92 (Pb-Free)	2000 / Tape & Reel
2N3904ZL1	TO-92	2000 / Ammo Pack
2N3904ZL1G	TO-92 (Pb-Free)	2000 / Ammo Pack

[†]For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.



* Total shunt capacitance of test jig and connectors

Figure 1. Delay and Rise Time Equivalent Test Circuit



* Total shunt capacitance of test jig and connectors

Figure 2. Storage and Fall Time Equivalent Test Circuit

2N3903, 2N3904

TYPICAL TRANSIENT CHARACTERISTICS

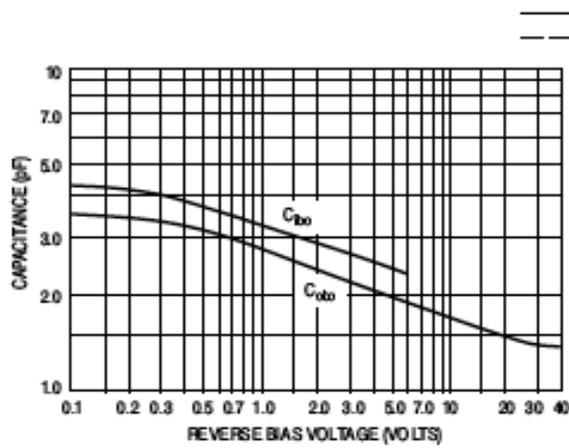


Figure 3. Capacitance

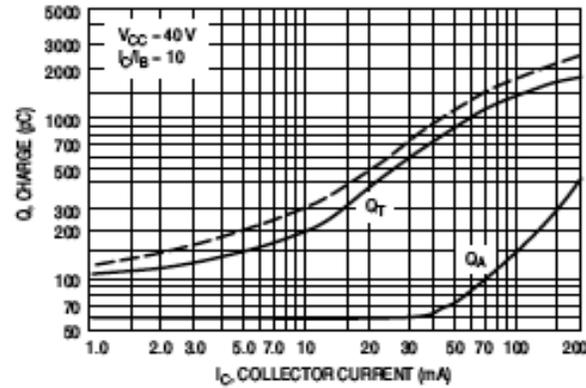


Figure 4. Charge Data

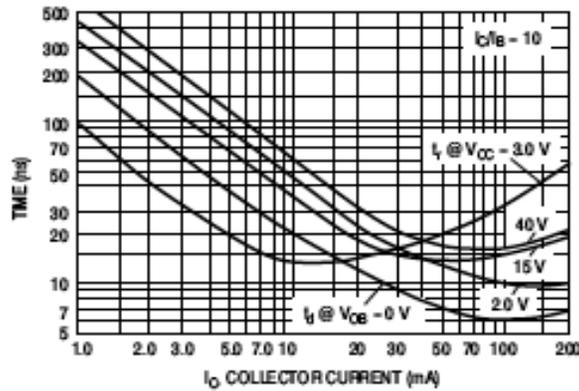


Figure 5. Turn-On Time

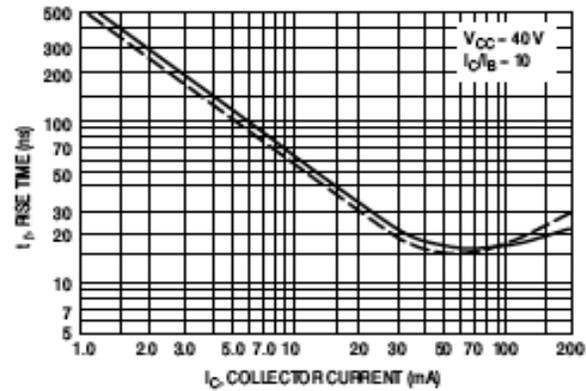


Figure 6. Rise Time

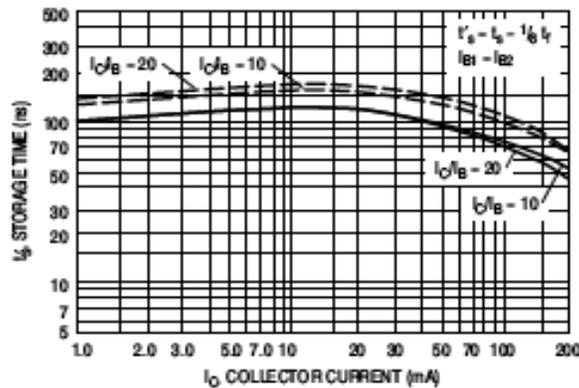


Figure 7. Storage Time

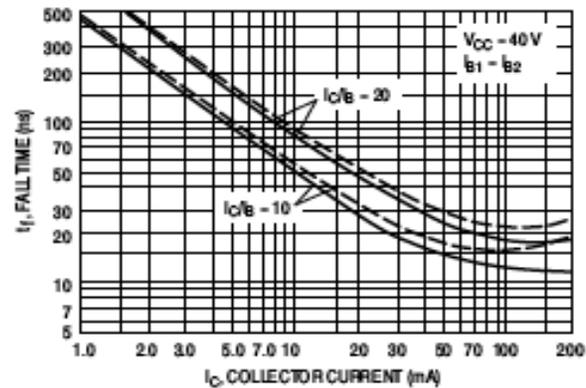


Figure 8. Fall Time

2N3903, 2N3904

TYPICAL AUDIO SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS NOISE FIGURE VARIATIONS

($V_{CE} = 5.0$ Vdc, $T_A = 25^\circ\text{C}$, Bandwidth = 1.0 Hz)

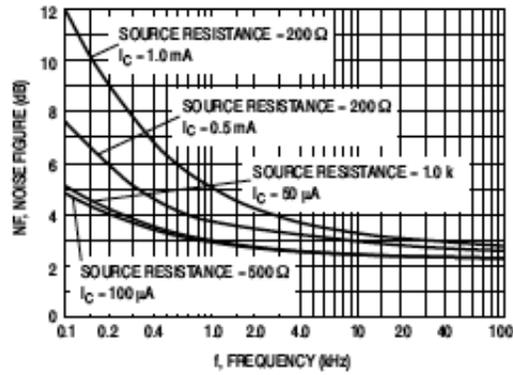


Figure 9.

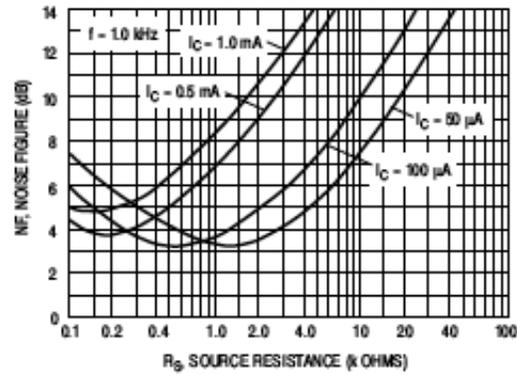


Figure 10.

h PARAMETERS

($V_{CE} = 10$ Vdc, $f = 1.0$ kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

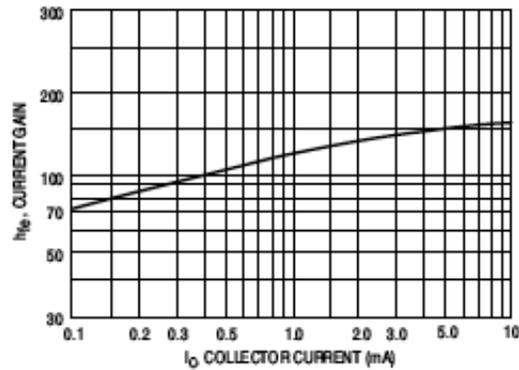


Figure 11. Current Gain

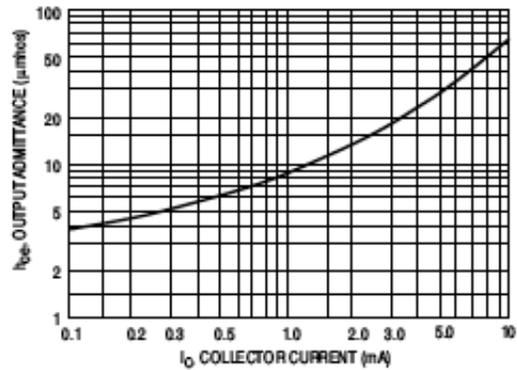


Figure 12. Output Admittance

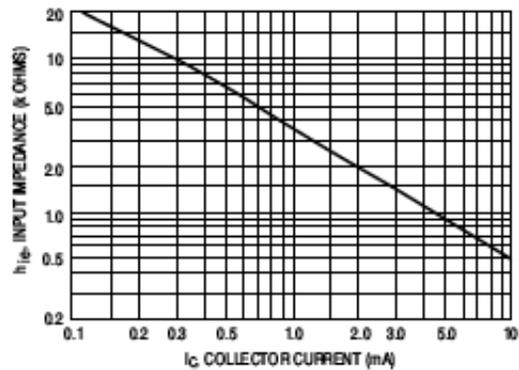


Figure 13. Input Impedance

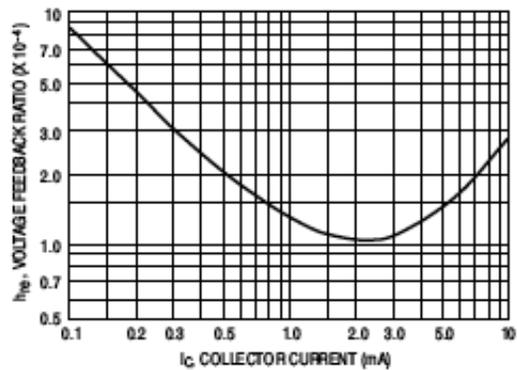


Figure 14. Voltage Feedback Ratio

2N3903, 2N3904

TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS

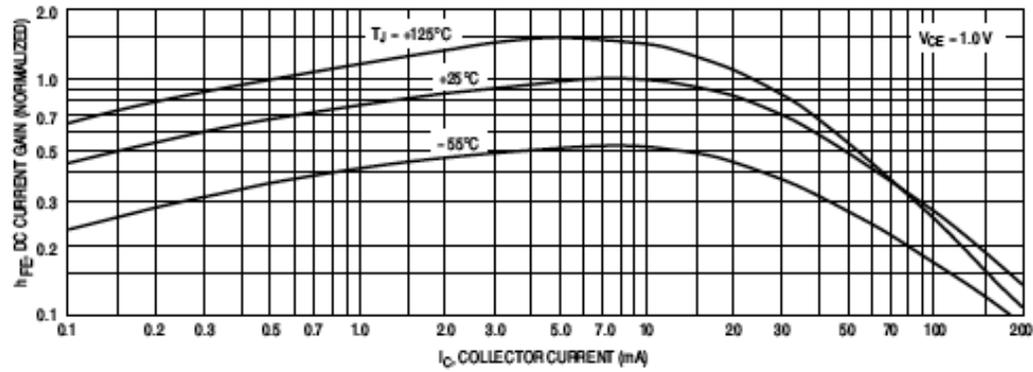


Figure 15. DC Current Gain

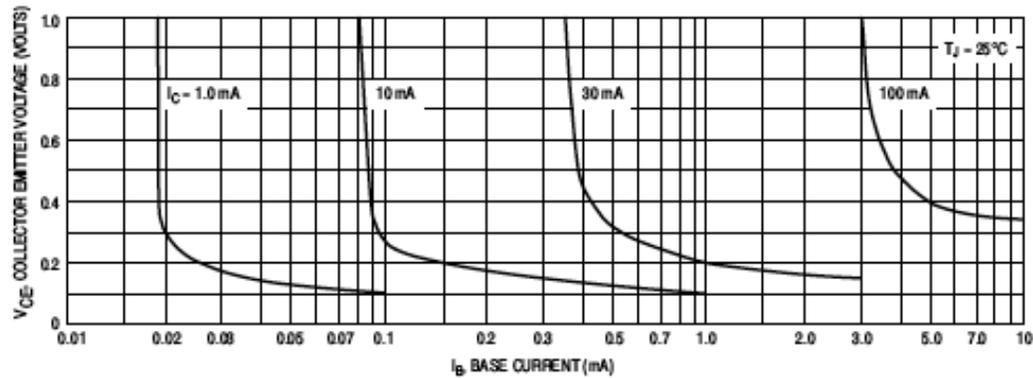


Figure 16. Collector Saturation Region

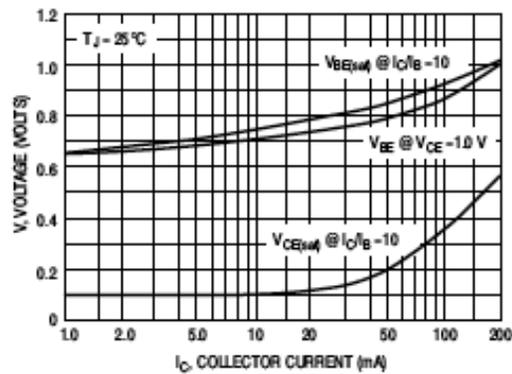


Figure 17. "ON" Voltages

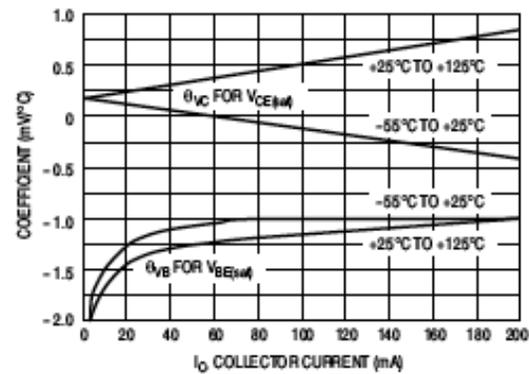
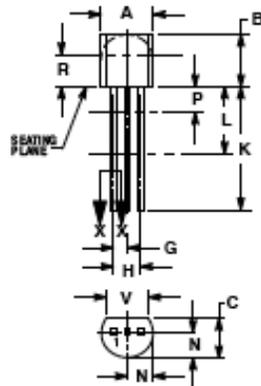


Figure 18. Temperature Coefficients

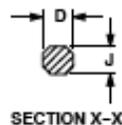
2N3903, 2N3904

PACKAGE DIMENSIONS

TO-92 (TO-226)
CASE 29-11
ISSUE AM



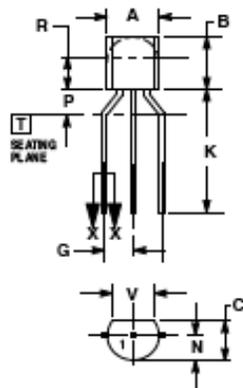
STRAIGHT LEAD
BULK PACK



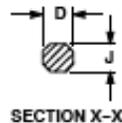
NOTES

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1994.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.075	0.205	4.45	5.20
B	0.070	0.210	4.32	5.33
C	0.195	0.165	3.93	4.19
D	0.042	0.021	0.467	0.533
G	0.085	0.055	1.93	1.39
H	0.085	0.105	2.42	2.68
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.250	---	12.30	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.050	0.105	2.04	2.68
P	---	0.100	---	2.54
R	0.115	---	2.93	---
V	0.055	---	3.43	---



BENT LEAD
TAPE & REEL
AMMO PACK



NOTES

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.9M, 1994.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS.
3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	4.45	5.20
B	4.32	5.33
C	3.18	4.19
D	0.40	0.54
G	2.40	2.68
J	0.39	0.50
K	12.70	---
N	2.04	2.68
P	1.60	2.54
R	2.93	---
V	3.43	---

STYLE 1:
PIN 1 1 EMITTER
 2 BASE
 3 COLLECTOR

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of SCILLC's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marketing.pdf. SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-285-9555 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 481 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5617-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative

VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector - Emitter Voltage	V_{CEO}	40	Vdc
Collector - Base Voltage	V_{CBO}	60	Vdc
Emitter - Base Voltage	V_{EBO}	6.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS

THERMAL CHARACTERISTICS (Note 1)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (Note 2) ($I_C = 1.0\text{ mA}$, $I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	40	-	Vdo
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	60	-	Vdo
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10\text{ }\mu\text{A}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	6.0	-	Vdo
Base Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdo}$, $V_{EB} = 3.0\text{ Vdo}$)	I_{BL}	-	50	nA
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdo}$, $V_{EB} = 3.0\text{ Vdo}$)	I_{CEX}	-	50	nA
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain (Note 2) ($I_C = 0.1\text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdo}$)	2N3903 2N3904	20 40	- -	-
($I_C = 1.0\text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdo}$)	2N3903 2N3904	35 70	- -	-
($I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdo}$)	2N3903 2N3904	50 100	150 300	-
($I_C = 50\text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdo}$)	2N3903 2N3904	30 60	- -	-
($I_C = 100\text{ mA}$, $V_{CE} = 1.0\text{ Vdo}$)	2N3903 2N3904	15 30	- -	-
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 1.0\text{ mA}$) ($I_C = 50\text{ mA}$, $I_B = 5.0\text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	- -	0.2 0.3	Vdo
Base-Emitter Saturation Voltage (Note 2) ($I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 1.0\text{ mA}$) ($I_C = 50\text{ mA}$, $I_B = 5.0\text{ mA}$)	$V_{BE(sat)}$	0.65 -	0.65 0.65	Vdo

CARACTERÍSTICAS DE PEQUEÑA SEÑAL

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current - Gain - Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 20 \text{ V dc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	2N3903 2N3904	f_T	250 300	- -	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 5.0 \text{ V dc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{obo}	-	4.0	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5 \text{ V dc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{ibo}	-	8.0	pF
Input Impedance ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{ie}	1.0 1.0	8.0 10	k Ω
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{re}	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{fe}	50 100	200 400	-
Output Admittance ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)		h_{oe}	1.0	40	μhos
Noise Figure ($I_C = 100 \mu\text{A dc}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V dc}$, $R_S = 1.0 \text{ k } \Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	NF	- -	6.0 5.0	dB

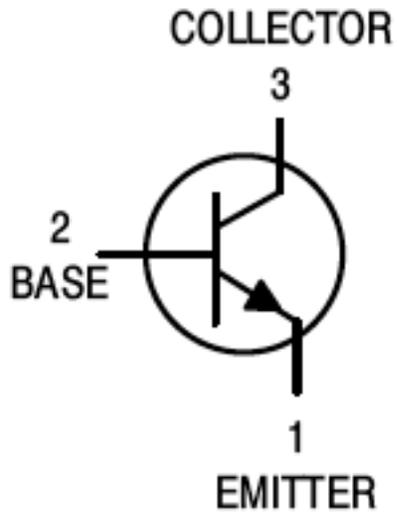
CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time	(V _{CC} = 3.0 Vdc, V _{BE} = 0.5 Vdc, I _C = 10 mAdc, I _{B1} = 1.0 mAdc)		t _d	-	35	ns
Rise Time			t _r	-	35	ns
Storage Time	(V _{CC} = 3.0 Vdc, I _C = 10 mAdc, I _{B1} = I _{B2} = 1.0 mAdc)	2N3903	t _s	-	175	ns
Fall Time		2N3904	t _f	-	50	ns

2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs; Duty Cycle ≤ 2%.

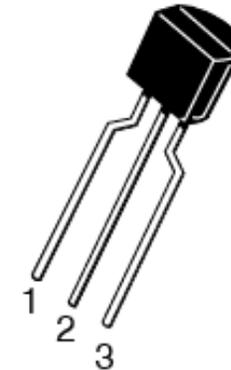
IDENTIFICACIÓN DE LOS TERMINALES



TO-92
CASE 29
STYLE 1



STRAIGHT LEAD
BULK PACK



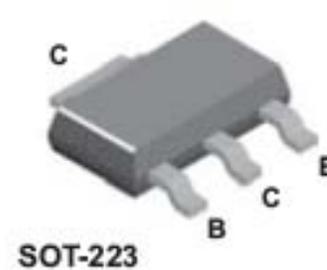
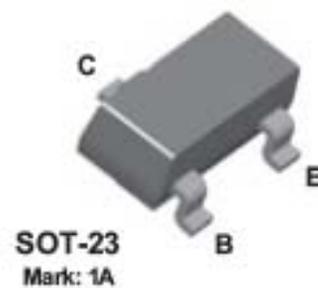
BENT LEAD
TAPE & REEL
AMMO PACK



2N3904

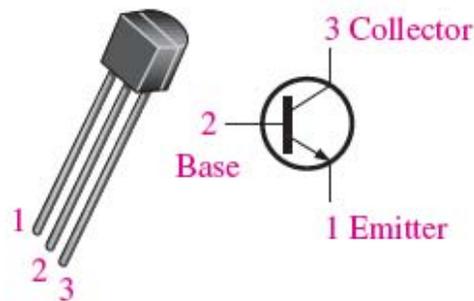
MMBT3904

PZT3904

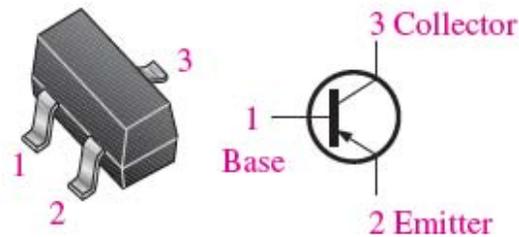


CATEGORÍAS DE TRANSISTORES Y ENCAPSULADOS

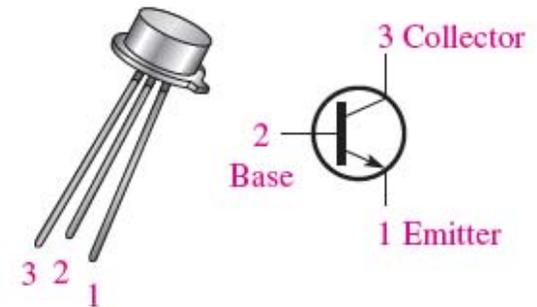
1.- Transistores de propósito general o pequeña señal. Se utilizan en amplificadores y circuitos de conmutación de potencia baja y media. Los encapsulados son de metal o plástico. Algunos empaques contienen varios transistores.



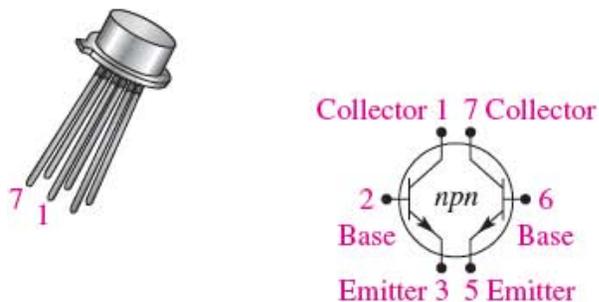
(a) TO-92



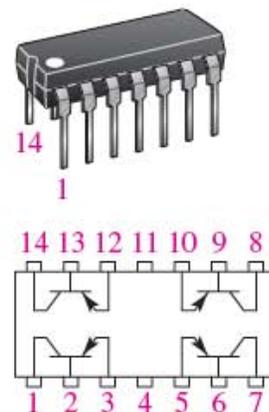
(b) SOT-23



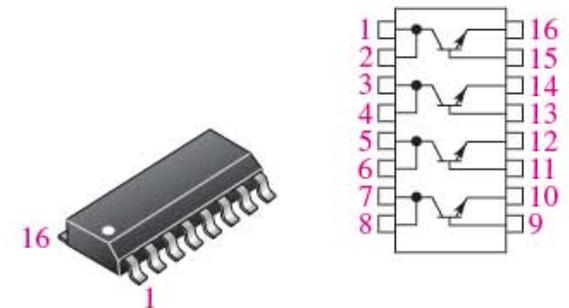
(c) TO-18. Emitter is closest to tab.



(a) Dual metal can. Emitters are closest to tab.



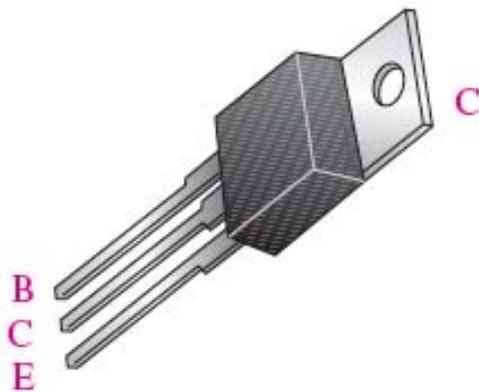
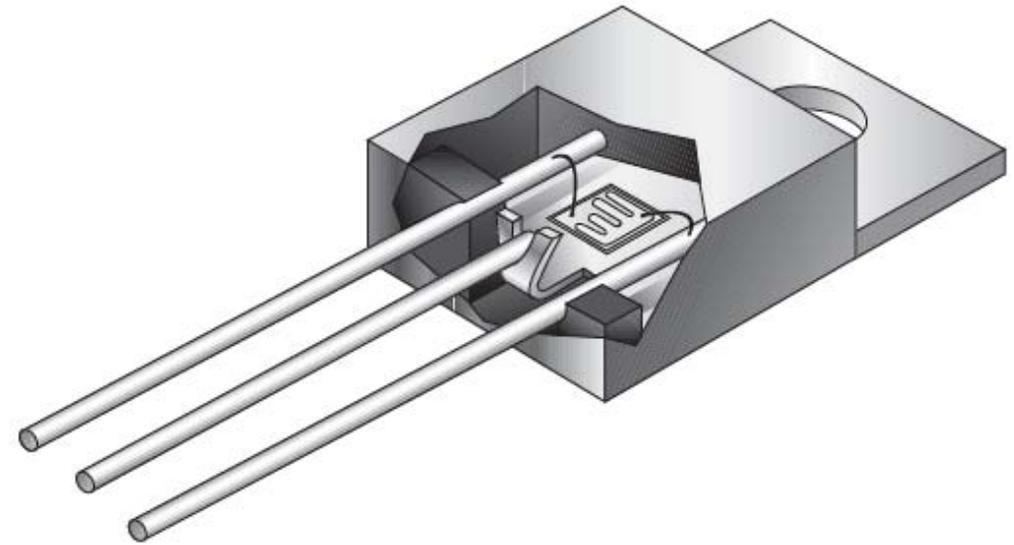
(b) Quad dual in-line (DIP) and quad flat-pack. Dot indicates pin 1.



(c) Quad small outline (SO) package for surface-mount technology

2.- Dispositivos de potencia.

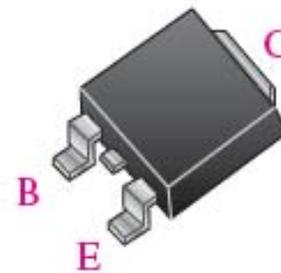
Se utilizan para manejar voltajes y corrientes mas elevados (a partir de 1A). Por ejemplo la etapa final de un sistema de audio. Los encapsulados son de metal o incluyen una lámina de metal conectada al colector que se conecta térmicamente a un disipador de calor.



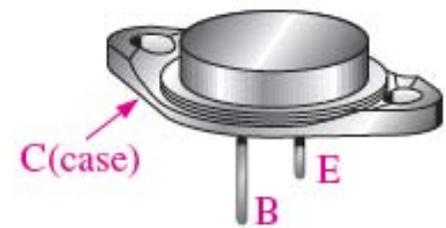
(a) TO-220



(b) TO-225



(c) D-Pack



(d) TO-3

HIGH POWER NPN TRANSISTOR

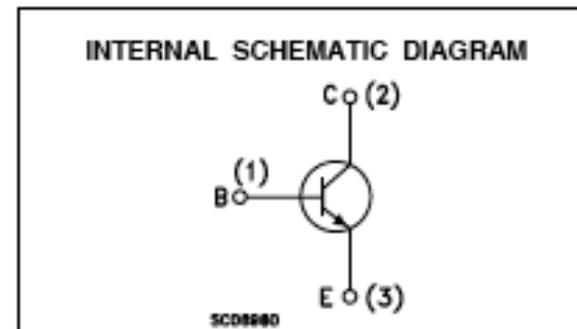
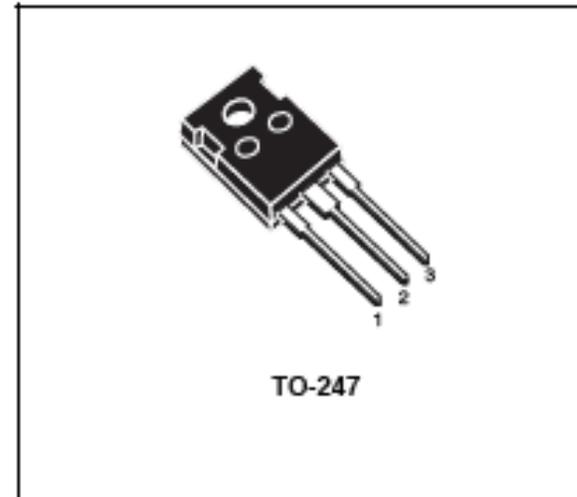
- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPE
- NPN TRANSISTOR
- HIGH CURRENT CAPABILITY
- FAST SWITCHING SPEED
- VERY LOW SATURATION VOLTAGE AND HIGH GAIN

APPLICATION

- SWITCHING REGULATORS
- MOTOR CONTROL
- HIGH FREQUENCY AND EFFICIENCY CONVERTERS

DESCRIPTION

The BUT70W is a Multi-epitaxial planar NPN transistor in TO-247 plastic package. It's intended for use in high frequency and efficiency converters such as motor controllers and industrial equipment.



Corriente de emisor: 40 A Voltaje colector emisor : 200 V

"BIG IDEAS IN
BIG POWER"

PowerTech

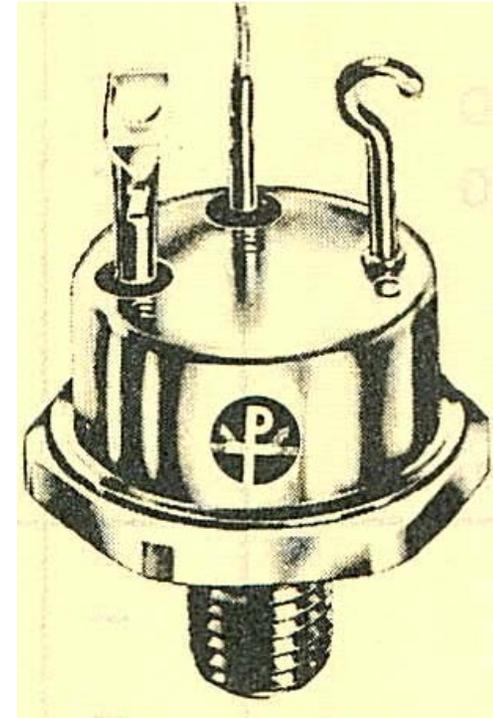
90 AMPERES

2N5926

PT - 7507

PT - 7508

SILICON NPN TRANSISTOR



Encapsulado JEDEC TO-63

MAXIMUM RATINGS

Collector-Base Voltage

Collector-Emitter Voltage

Emitter-Base Voltage

Peak Collector Current

D.C. Collector Current

Power Dissipation @ 25°C

Power Dissipation @ 100°C

SYMBOL

V_{CBO}

V_{CEO} (sus)

V_{EBO}

I_C

I_C

P_D

P_D

PT-7507

120V

100V

2N5926

150V

120V

10V

90A

50A

350W

200W

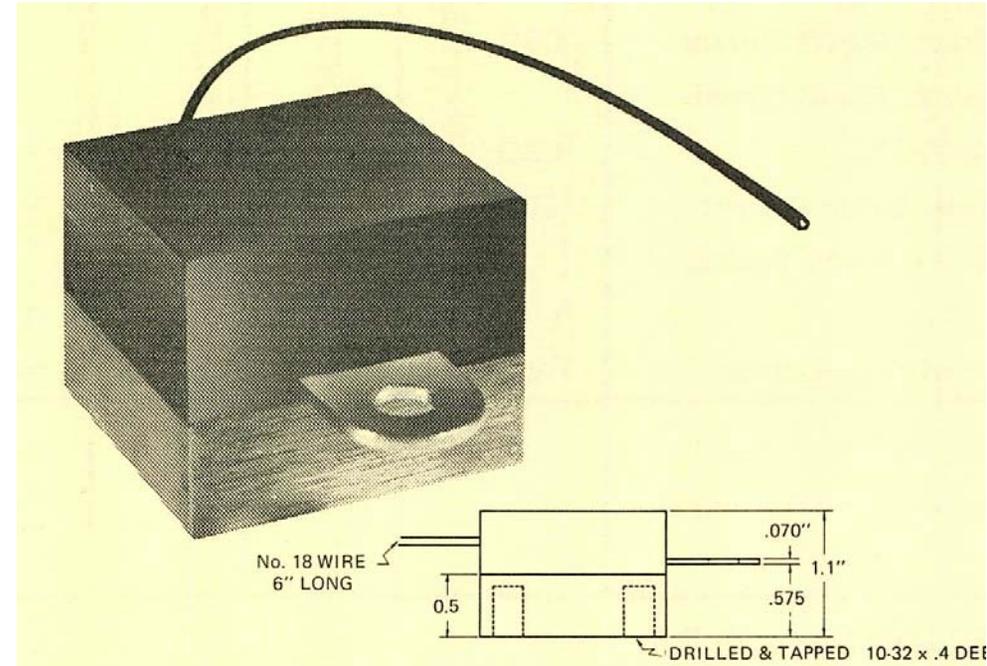
"BIG IDEAS IN
BIG POWER"

PowerTech

500 AMPERES

PT-9501
PT-9502

SILICON NPN TRANSISTOR



Encapsulado PB 500

MAXIMUM RATINGS

Collector-Base Voltage
Collector-Emitter Voltage
Emitter-Base Voltage
Peak Collector Current
D.C. Collector Current
Power Dissipation @ 25°C
Power Dissipation @ 100°C

SYMBOL

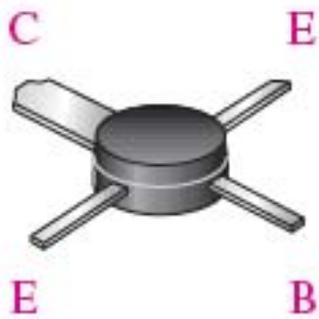
V_{CBO}
 V_{CEO} (sus)
 V_{EBO}
 I_C
 I_C
 P_D
 P_D

PT-9501

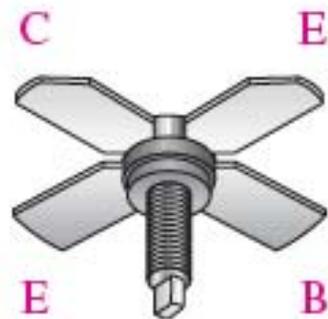
80V
60V
10V
500A
300A
625W
400W

3.- Dispositivos para aplicaciones de radiofrecuencia.

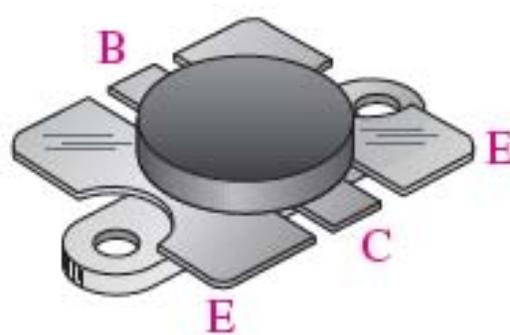
Diseñados para trabajar a altas frecuencias. Sus formas poco usuales y las configuraciones de sus terminales están diseñados para optimizar ciertos parámetros de alta frecuencia.



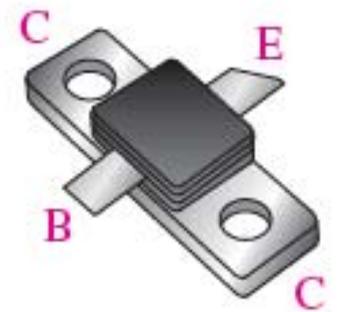
(a)



(b)



(c)



(d)

RED DE POLARIZACIÓN 1

POLARIZACIÓN SIN RESISTENCIA R_E : DEPENDENCIA DE β

$$V_{BE} = 0,7V \quad \beta = 100$$

La juntura base-emisor está polarizada en directo.

$$I_B = \frac{+5 - V_{BE}}{R_B} \simeq \frac{5 - 0.7}{100} = 0.043 \text{ mA}$$

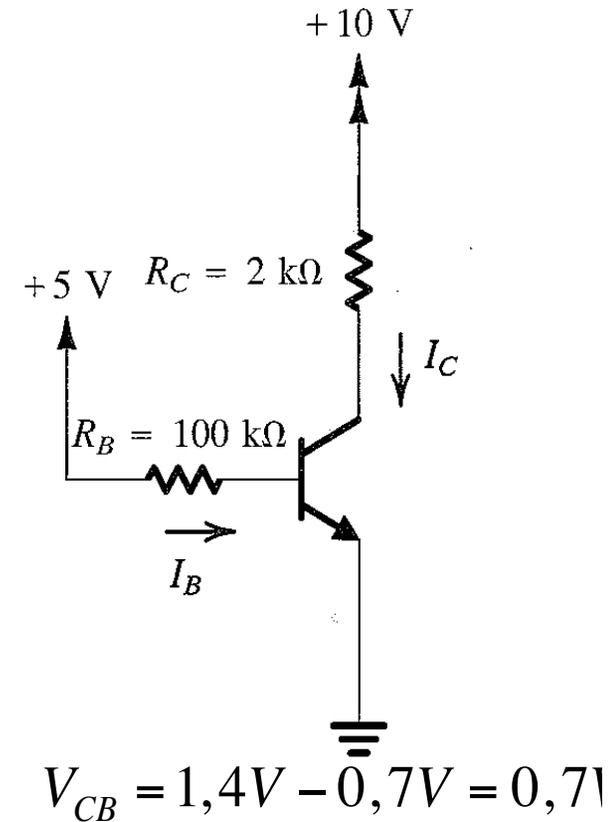
$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.043 = 4.3 \text{ mA}$$

$$V_C = +10 - I_C R_C = 10 - 4.3 \times 2 = +1.4 \text{ V}$$

$$V_B = V_{BE} \simeq +0.7 \text{ V}$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B = 101 \times 0.043 \simeq 4.3 \text{ mA}$$

EL BJT está activo. I_C e I_E dependen mucho de β .



$$V_{CE} = 1,4V - 0V = 1,4V$$

¿QUÉ PASA SI CAMBIA $\beta=120$?

$$I_B = \frac{5 - V_{BE}}{R_B} = \frac{5 - 0,7}{100} = 0,043mA \quad I_C = \beta I_B = 5,16mA$$

Podemos calcular la corriente máxima que circularía por la malla de colector-emisor suponiendo que $V_{CE} = 0$

$$I_{C \max} = \frac{10 - 0}{2} = 5mA \quad \text{Por lo tanto el transistor está saturado.}$$

Los cálculos ahora son los siguientes, considerando $V_{CEsat} = 0,2V$

$$I_B = 0,043mA$$

$$I_C = \frac{10 - 0,2}{2} = 4,9mA$$

$$I_E = I_C + I_B = 4,943mA$$

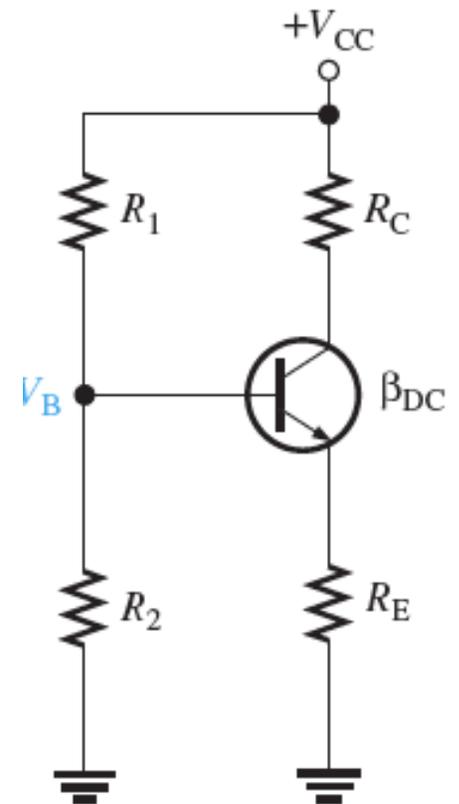
RED DE POLARIZACIÓN 2

EL TEOREMA DE THEVENIN APLICADO A LOS CIRCUITOS DE POLARIZACIÓN

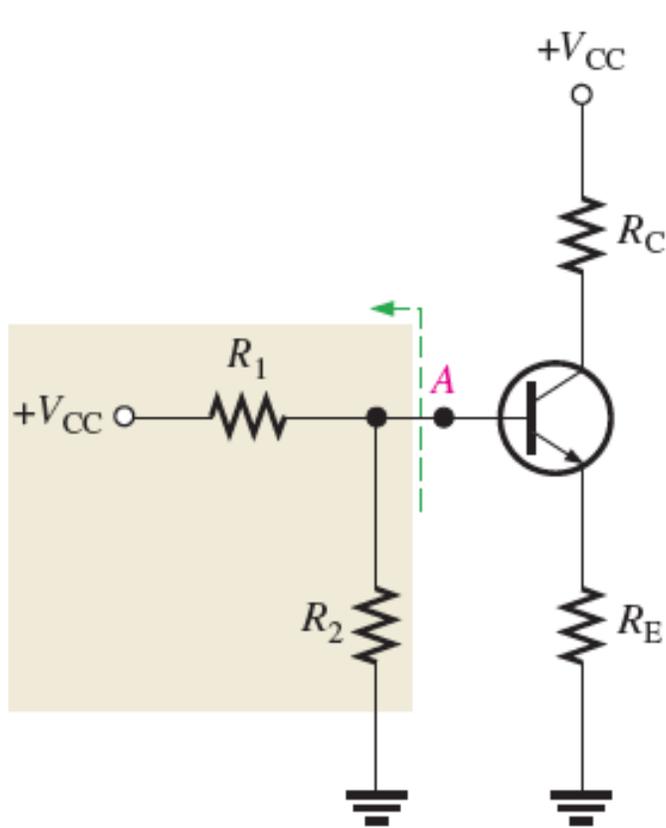
* Para estabilizar el punto de operación y hacerlo independiente de las variaciones de β , se incluye una resistencia en serie con el emisor del transistor.

* Ahora bien, para no tener que utilizar dos fuentes de alimentación en el circuito de polarización se acostumbra a utilizar la configuración mostrada.

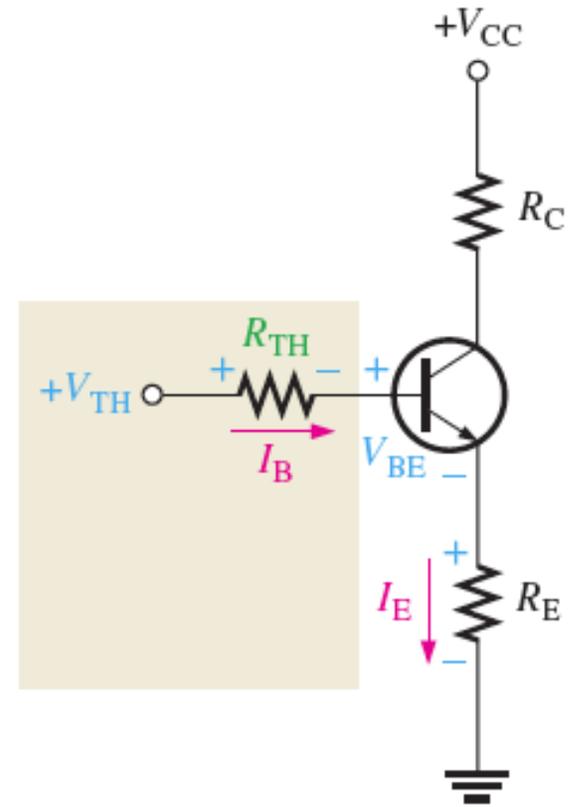
* Por lo tanto lo primero que hay que hacer en este circuito es determinar el circuito Thevenin equivalente entre la base del transistor y tierra.



CÁLCULO DEL THEVENIN EQUIVALENTE



$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC}$$



$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

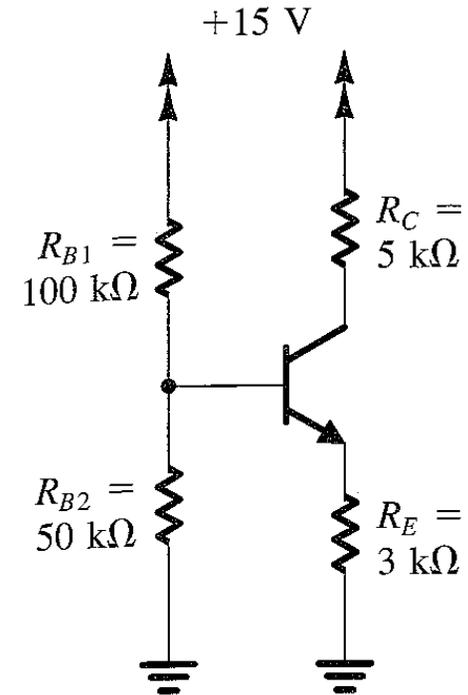
POLARIZACIÓN CON RESISTENCIA R_E

$$\beta = 100 \quad V_{BE} = 0,7V$$

En primer lugar se calcula el Thevenin en el circuito de Base.

$$V_{BB} = +15 \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \frac{50}{100 + 50} = +5 V$$

$$R_{BB} = (R_{B1} // R_{B2}) = (100 // 50) = 33.3 k\Omega$$



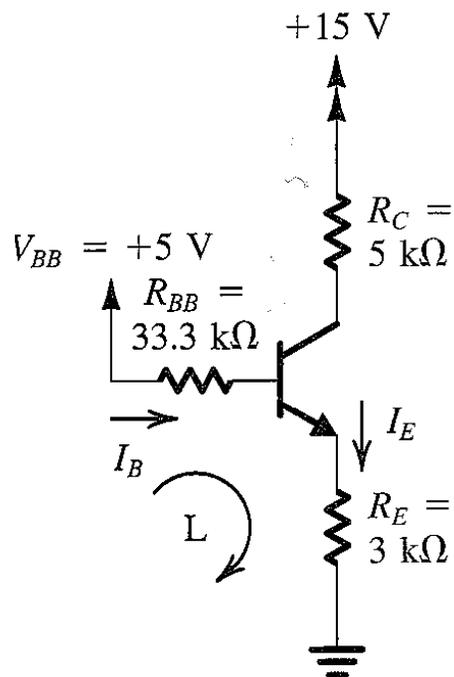
Se escribe la ecuación de la malla del circuito de base

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$$

Se tiene

$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) I_B$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$



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

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

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + [R_{BB}/(\beta + 1)]}$$

$$I_E = \frac{5 - 0.7}{3 + (33.3/101)} = 1.29 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{1.29}{101} = 0.0128 \text{ mA}$$

$$I_C = \alpha I_E = 0.99 \times 1.29 = 1.28 \text{ mA}$$

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E = 0.7 + 1.29 \times 3 = 4.57 \text{ V}$$

$$V_C = +15 - I_C R_C = 15 - 1.28 \times 5 = 8.6 \text{ V}$$

$$V_E = I_E \times R_E = 1.29 \text{ mA} \times 3 \text{ k}\Omega = 3.87 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 8.6 \text{ V} - 3.87 \text{ V} = 4.73 \text{ V}$$

El transistor está activo con $I_C = 1.28 \text{ mA}$ y $V_{CE} = 4.73 \text{ V}$

COMPROBACIÓN DE LA DEPENDENCIA DE β

¿Qué sucede en los ejemplos anteriores si β es 300?

Con la Red de Polarización 1

$$I_B = \frac{+5 - V_{BE}}{R_B} \simeq \frac{5 - 0.7}{100} = 0.043 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta I_B = 12.9 \text{ mA}$$

Considerando $V_{CEsat} = 0$

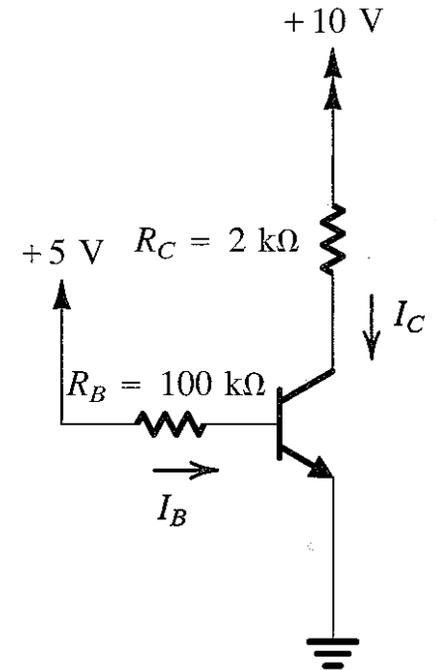
$$I_{C \text{ max}} = \frac{10V}{2k\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Por lo tanto: $\beta I_B > I_{Csat}$

$$I_B = 0.43 \text{ mA}$$

$$I_C = 5 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 0V$$



Saturado

Con la Red de Polarización 2

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + [R_{BB}/(\beta + 1)]}$$

$$I_E = \frac{5V - 0,7V}{3k\Omega + [33,3k\Omega/(300 + 1)]} = 1,38mA$$

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)} = \frac{1,38mA}{301} = 0,0045mA$$

$$\alpha = \frac{300}{301} = 0,9966$$

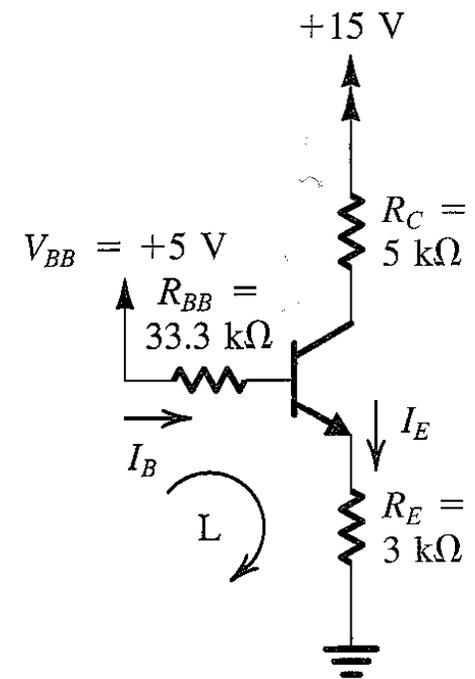
$$I_C = \alpha I_E = 0,9966 \times 1,38mA = 1,3754mA$$

$$V_B = V_{BE} + R_E I_E = 0,7V + 1,38mA \times 3k\Omega = 4,84V$$

$$V_C = 15V - R_C I_C = 15V - 1,3754mA \times 5k\Omega = 8,12V$$

$$V_E = R_E I_E = 1,38mA \times 3k\Omega = 4,14V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 8,12V - 4,14V = 3,98V$$



Activo

CONCLUSIONES

En el circuito con la resistencia R_E el transistor continúa en el modo activo frente a una variación porcentual de β de:

$$\Delta\beta = \frac{300 - 100}{100} \times 100 = 200\%$$

La variación de la corriente de colector es:

$$\Delta I_C = \frac{1,3754 - 1,28}{1,28} \times 100 = 7,45\%$$

Por lo tanto la configuración con resistencia R_E es muy estable frente a variaciones de β .

Esto se puede analizar también de la siguiente manera:

$$I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)} \triangleright I_E = I_B(\beta + 1)$$

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E = I_B R_{BB} + V_{BE} + (\beta + 1)I_B R_E$$

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

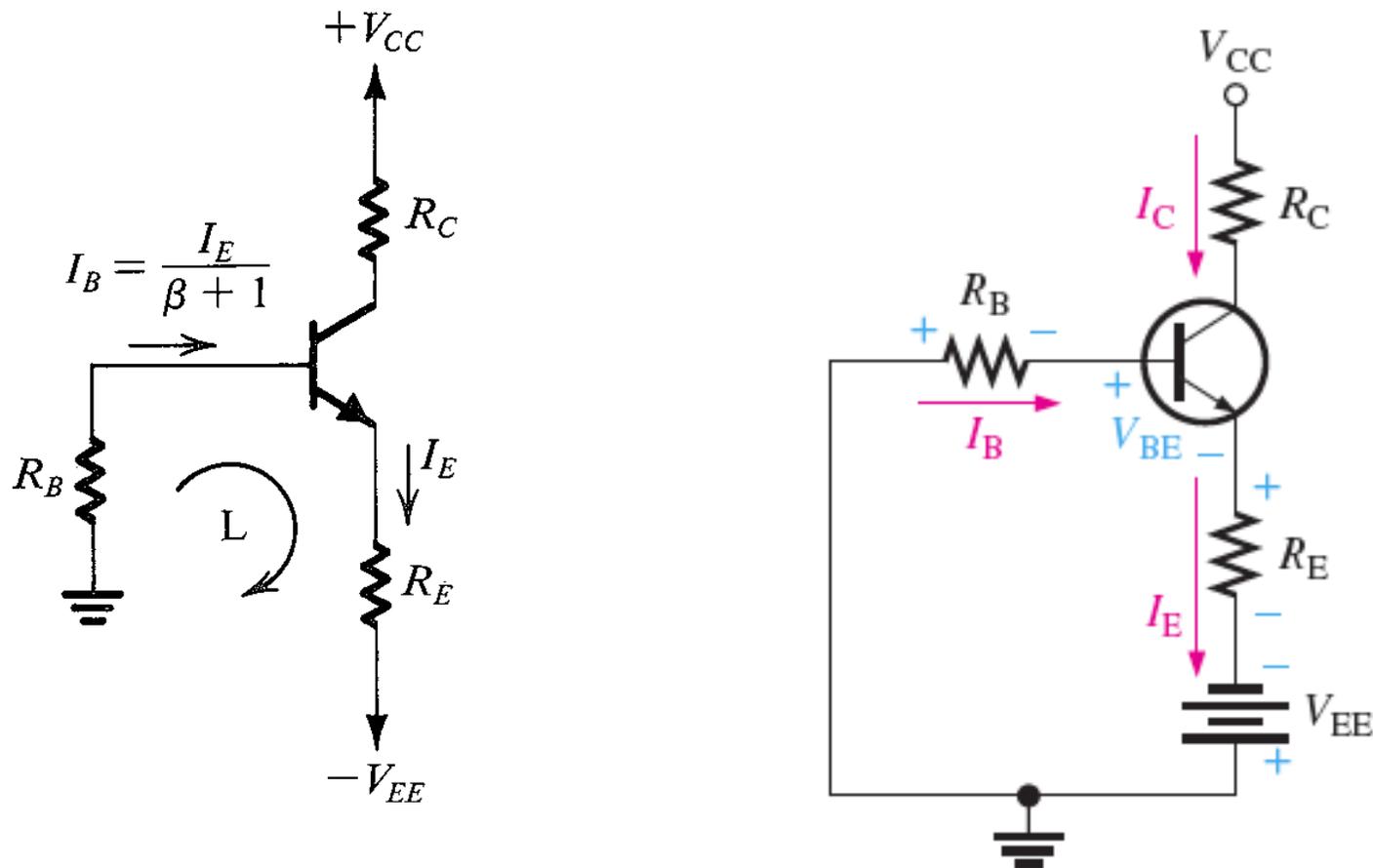
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{(R_{BB} + (\beta + 1)R_E)} \quad \text{Si } R_{BB} \ll (\beta + 1)R_E \triangleright I_B \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{(\beta + 1)R_E}$$

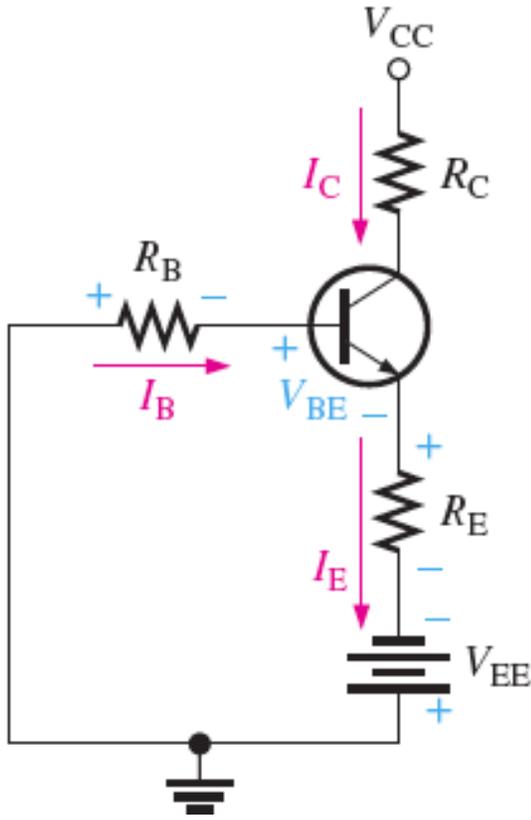
$$I_C = \beta I_B \approx \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{(\beta + 1)R_E} \quad \text{Si } \beta \text{ es grande } I_C \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

Si $R_E(\beta + 1) \gg R_{BB}$, la corriente I_C es prácticamente independiente del valor de β . Punto de operación estable .

RED DE POLARIZACIÓN 3 CONFIGURACIÓN CON DOS FUENTES NPN

Una variación de la configuración estable ante variaciones de β consiste en alimentar el transistor con fuentes en Colector y Emisor mientras que la base queda conectada a tierra. Para analizar el circuito se dibuja de la siguiente forma:





$$I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E - V_{EE} = 0$$

$$I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E = V_{EE} = \frac{I_E}{(\beta + 1)} R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E$$

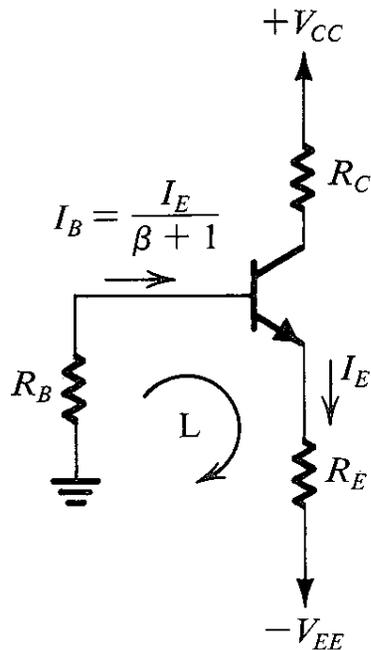
$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)}$$

Esta es la misma ecuación desarrollada para el circuito con R_E , cambiando V_{BB} por V_{EE} .

La resistencia R_B puede eliminarse si cuando se use el transistor como amplificador, la señal a amplificar no entra por la Base.

EJERCICIO

Para el circuito dado calcule las corrientes I_E , I_C , I_B , y el voltaje V_{CE} , si $R_C = 2K\Omega$, $R_E = 3,3 K\Omega$, $R_B = 0$, $V_{CC} = 10V$ y $V_{EE} = 10V$ sabiendo que $V_{BE} = 0,7V$ y $\beta = 100$.



$$I_E = \frac{10V - 0,7V}{3,3K\Omega} = 2,94mA$$

$$I_C = \alpha I_E = 0,99 \times 2,94mA = 2,91mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2,91mA}{100} = 0,0291mA = 29,1\mu A$$

$$V_{CC} + V_{EE} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,99$$

$$V_{CE} = 4,48V$$

CONFIGURACIÓN CON DOS FUENTES PNP

Considerar que $V_{EB} = 0,7V$ $\beta = 100$ $\alpha = \frac{100}{101} = 0,99$

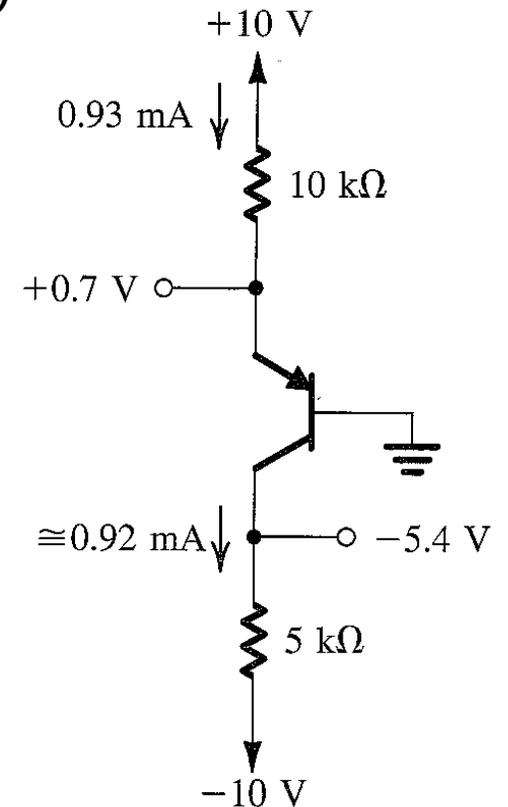
$$V_{CC} = R_E I_E + V_{EB}$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_E} = \frac{10V - 0,7V}{10k\Omega} = 0,93mA$$

$$I_C = \alpha I_E = 0,92mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 0,0092mA \quad V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE}$$

$$V_{EC} = 10V + 10V - 0,93mA \times 10k\Omega - 0,92 \times 5k\Omega = 6,10V$$



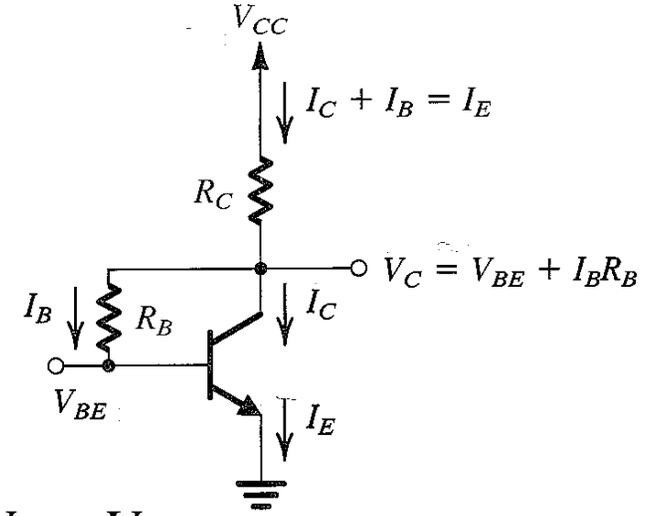
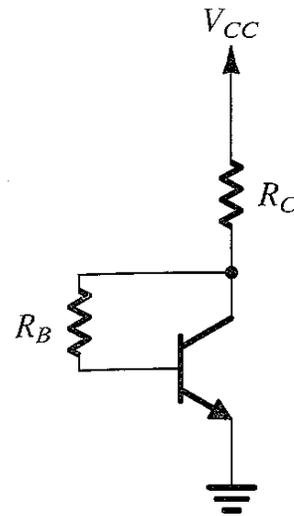
RED DE POLARIZACIÓN 4: NPN CON RESISTENCIA CB

$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE}$$

$$= I_E R_C + \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / (\beta + 1)}$$

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



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

Si $R_C (\beta + 1) \gg R_B$ $I_C \approx \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C (\beta + 1)} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C}$ $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_E$

El punto de operación es independiente de las variaciones de β .

REGIÓN DE OPERACIÓN DEL NPN CON RESISTENCIA CB

Para estar en la zona activa y no pasar a saturación la juntura Base - Colector debe estar polarizada en inverso. Para un NPN esto significa $V_{CB} > 0$. Con las ecuaciones anteriores:

Hay varias formas de calcular este voltaje. Una de ellas:

$$V_{CB} = I_B R_B = \frac{I_C}{\beta} R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\beta R_C}$$

Para que el transistor pueda operar $V_{CC} > V_{BE}$ por lo tanto V_{CB} siempre es mayor que cero.

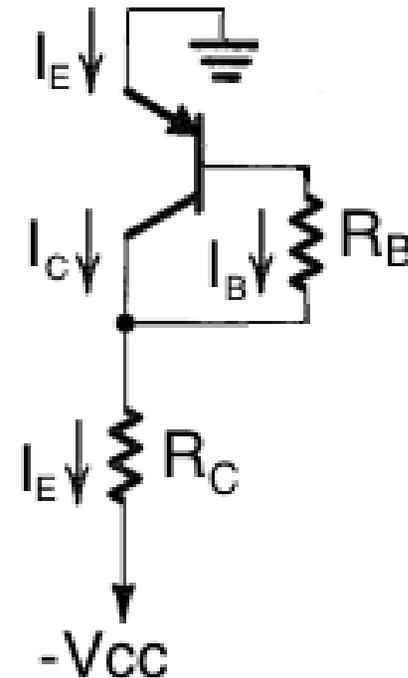
El punto de operación siempre está en la región activa.

POLARIZACIÓN DEL PNP CON RESISTENCIA CB

$$V_{CC} = R_C(\beta + 1)I_B + R_B I_B + V_{EB}$$

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

$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_C(\beta + 1) + R_B} \quad I_C \approx \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_C}$$



Punto de operación independiente de las variaciones de β
si $R_C(\beta + 1) \gg R_B$

$$V_{CC} = R_C I_E + V_{EC}$$

$$V_{EC} = V_{CC} - R_C I_E$$

REGIÓN DE OPERACIÓN DEL PNP CON RESISTENCIA CB

Para estar en la zona activa y no pasar a saturación la juntura Base - Colector debe estar polarizada en inverso. Para un PNP esto significa $V_{BC} > 0$. Hay varias formas de calcular este voltaje. Una de ellas:

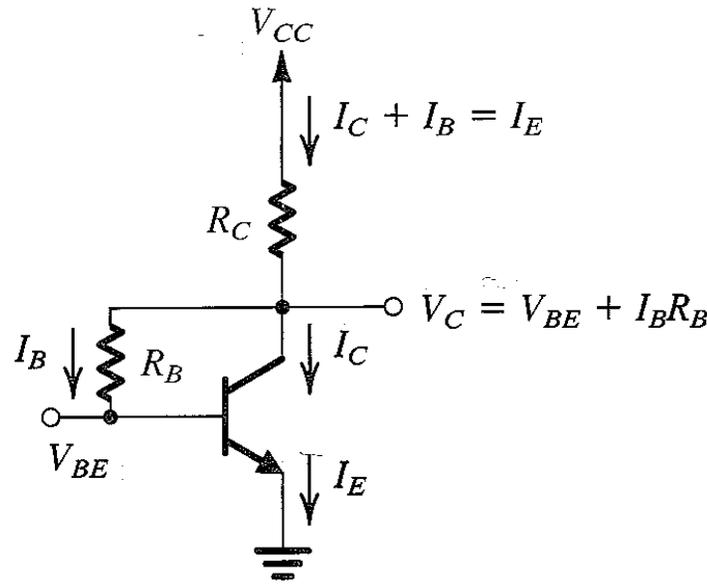
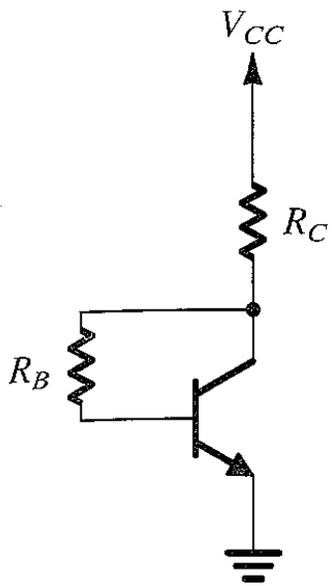
$$V_{BC} = I_B R_B = \frac{I_C}{\beta} R_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{\beta R_C}$$

Para que el transistor pueda operar $V_{CC} > V_{EB}$ por lo tanto V_{BC} siempre es mayor que cero.

El punto de operación siempre está en la región activa.

EJERCICIO

Para el circuito dado calcule las corrientes I_E , I_C , I_B , y el voltaje V_{CE} , si $R_C = 2K\Omega$, $R_B = 170K\Omega$, $V_{CC} = 10V$, sabiendo que $V_{BE} = 0,7V$ y $\beta = 100$.



$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta + 1}}$$

$$I_E = \frac{10V - 0,7V}{2K\Omega + \frac{170K\Omega}{101}} = 2,53mA$$

$$I_C = \alpha I_E = 2,5mA$$

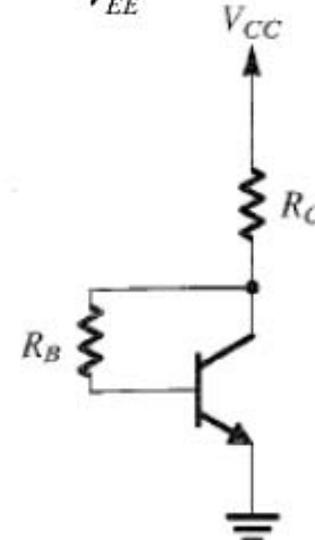
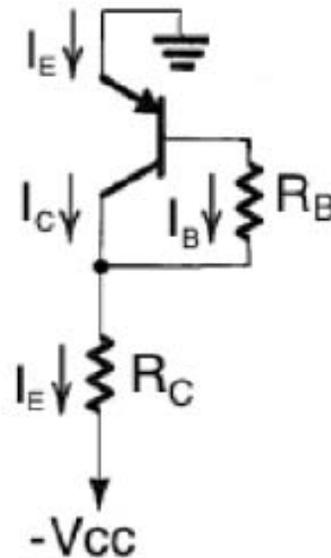
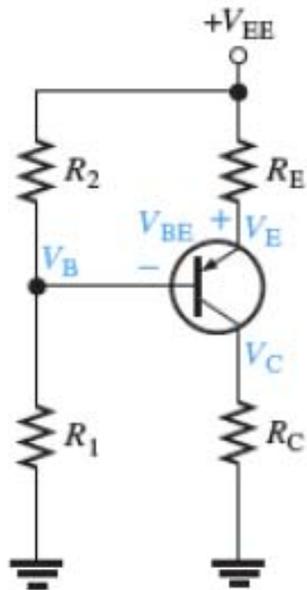
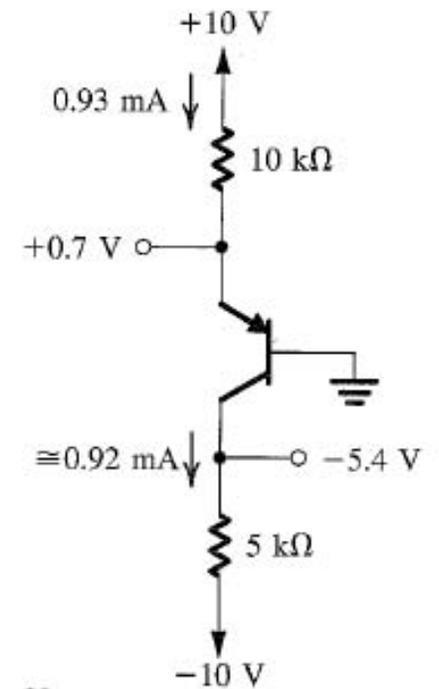
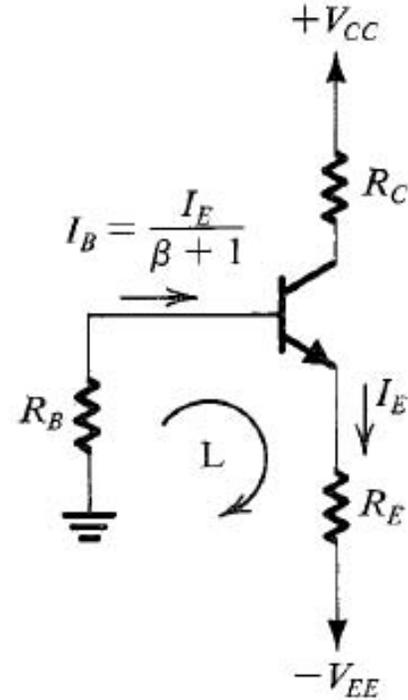
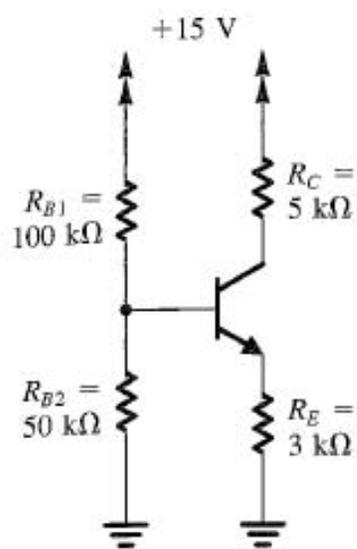
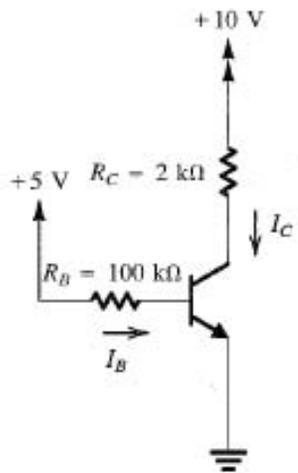
$$V_{CC} = R_C I_E + R_B I_B + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 0,025mA = 25\mu A$$

$$V_{CC} = R_C I_E + R_B \frac{I_E}{\beta + 1} + V_{BE}$$

$$V_{CE} = V_C = V_{CC} - R_C I_E = 4,94V$$

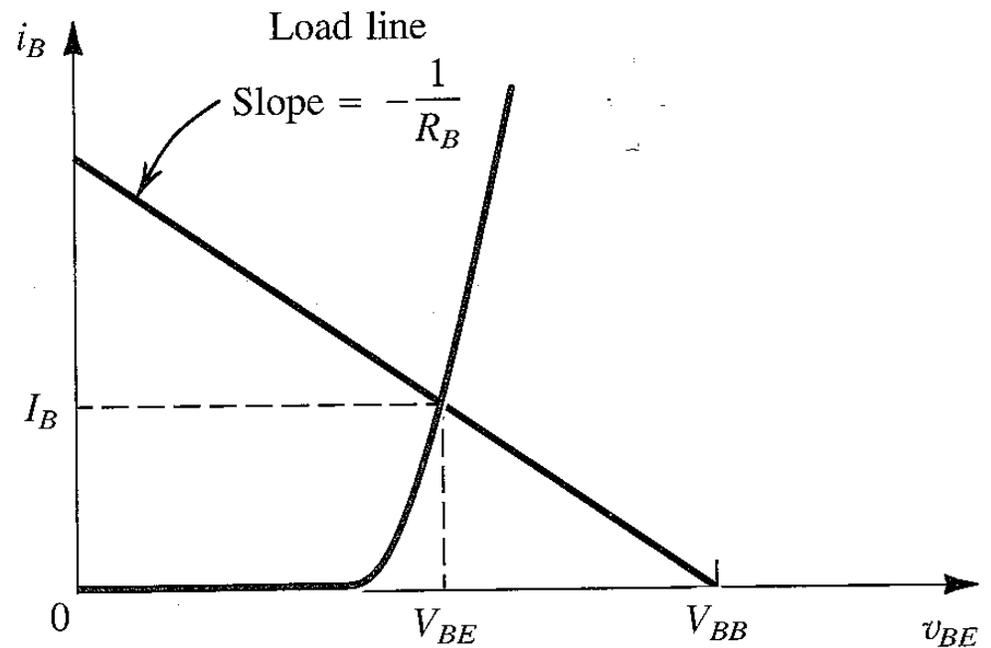
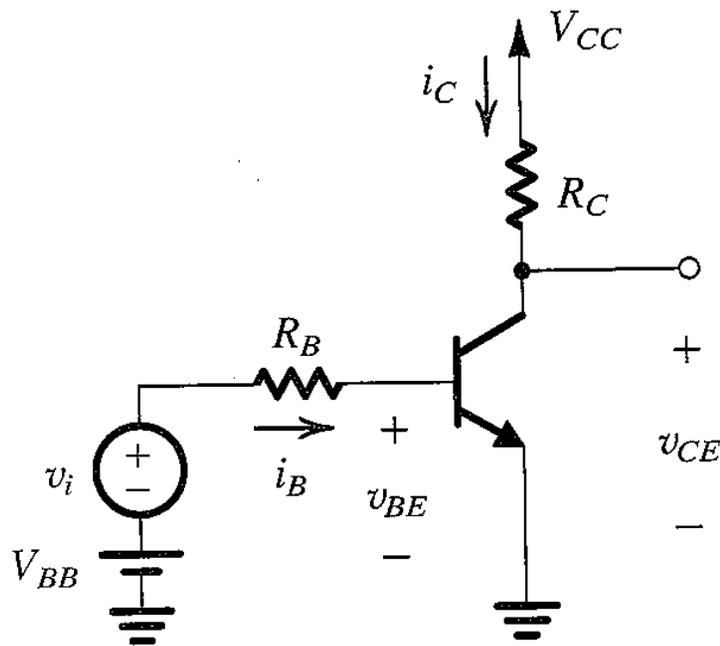
RESUMEN DE LAS REDES DE POLARIZACIÓN



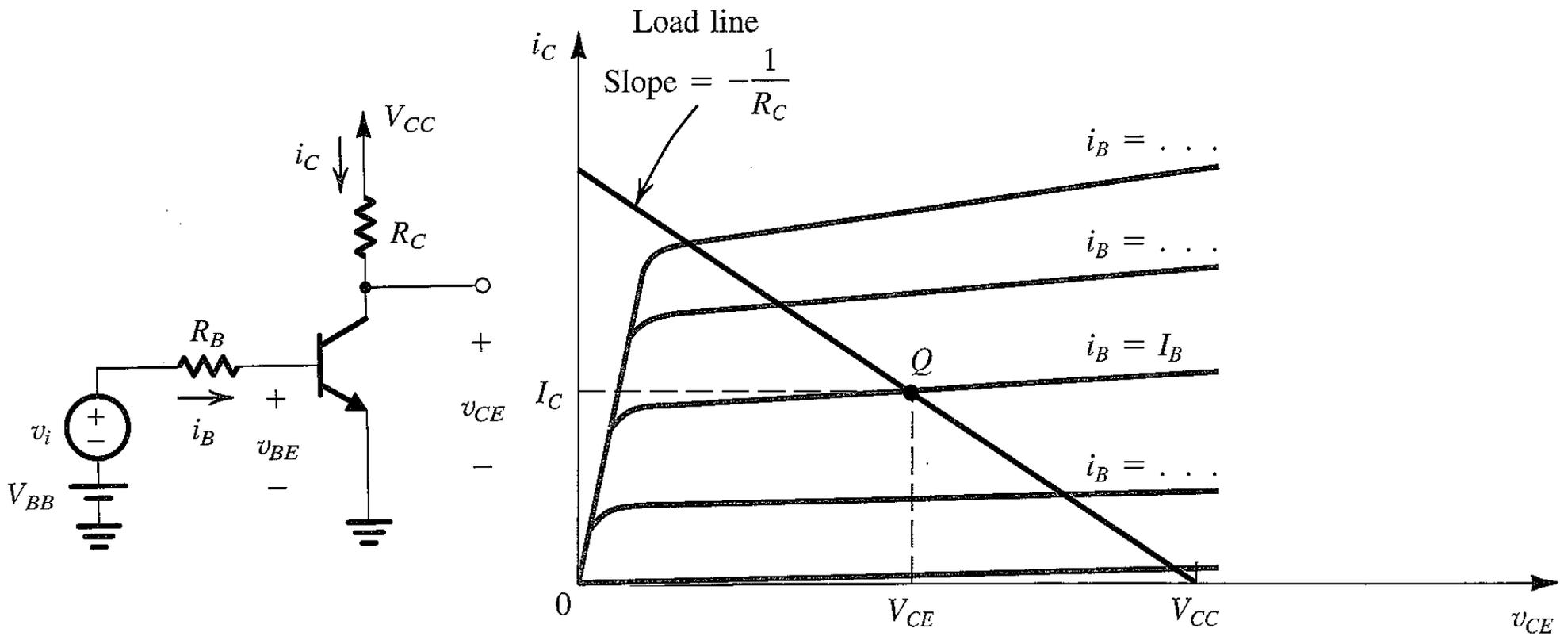
PUNTO DE OPERACIÓN: ANÁLISIS GRÁFICO EN EL CIRCUITO DE BASE. RECTA DE CARGA DC

Ecuación del diodo

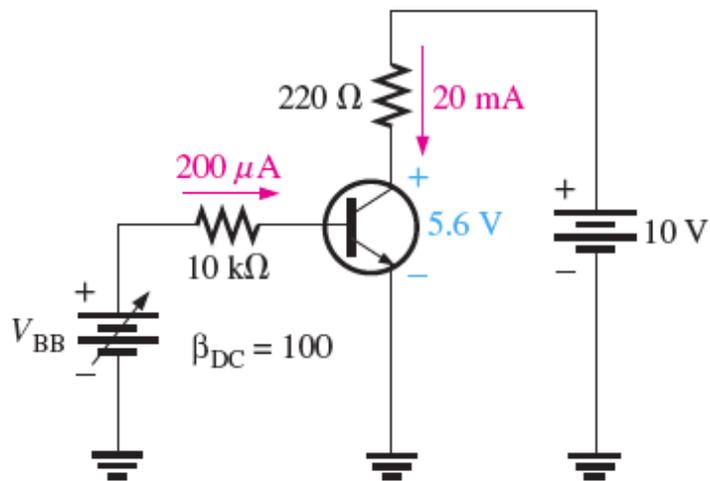
$$I = I_S \left(e^{v/nv_T} - 1 \right) \approx I_S e^{v/v_T}$$



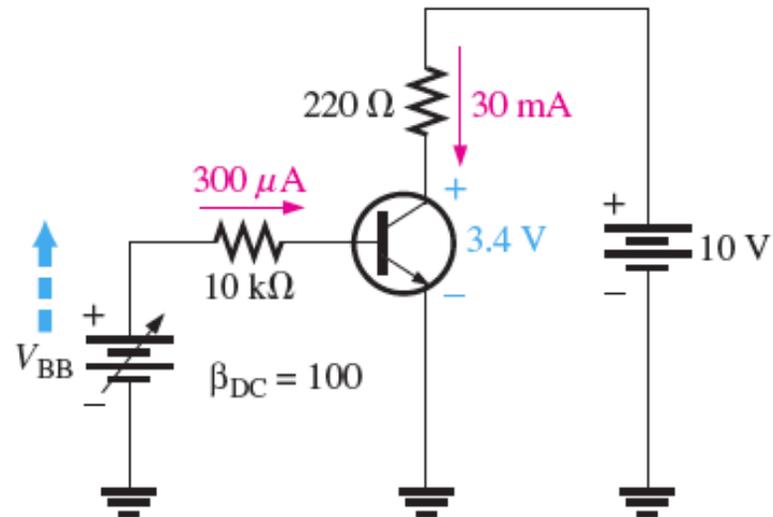
PUNTO DE OPERACIÓN: ANÁLISIS GRÁFICO EN EL CIRCUITO DE COLECTOR-EMISOR. RECTA DE CARGA DC



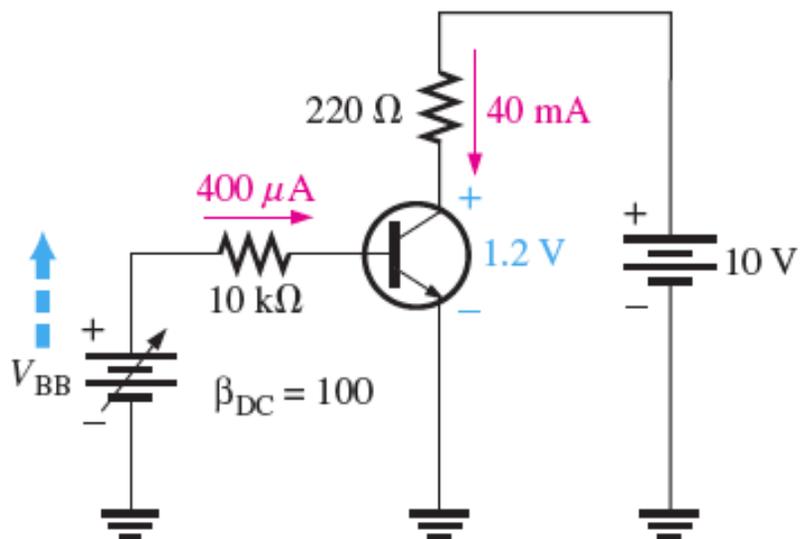
EJEMPLO DE DETERMINACIÓN DEL PUNTO DE OPERACIÓN



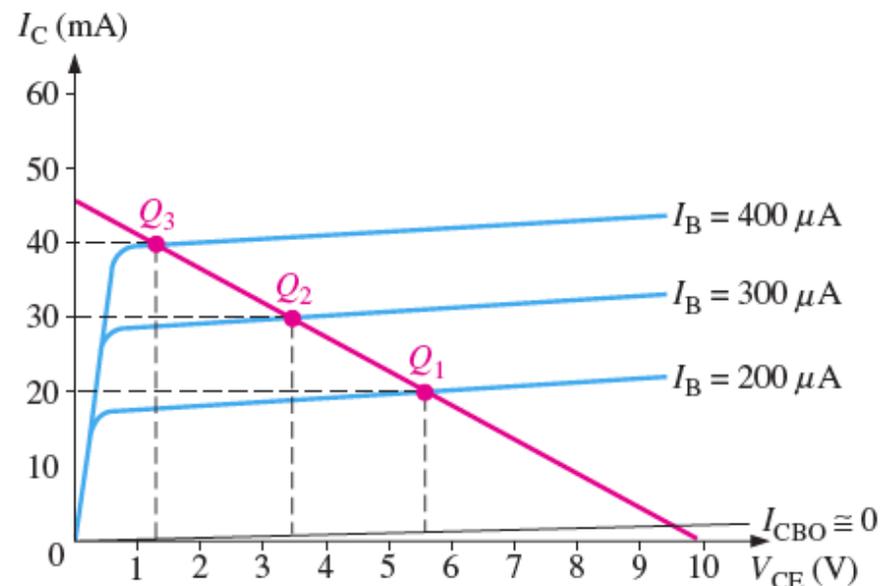
(a) $I_B = 200 \mu\text{A}$



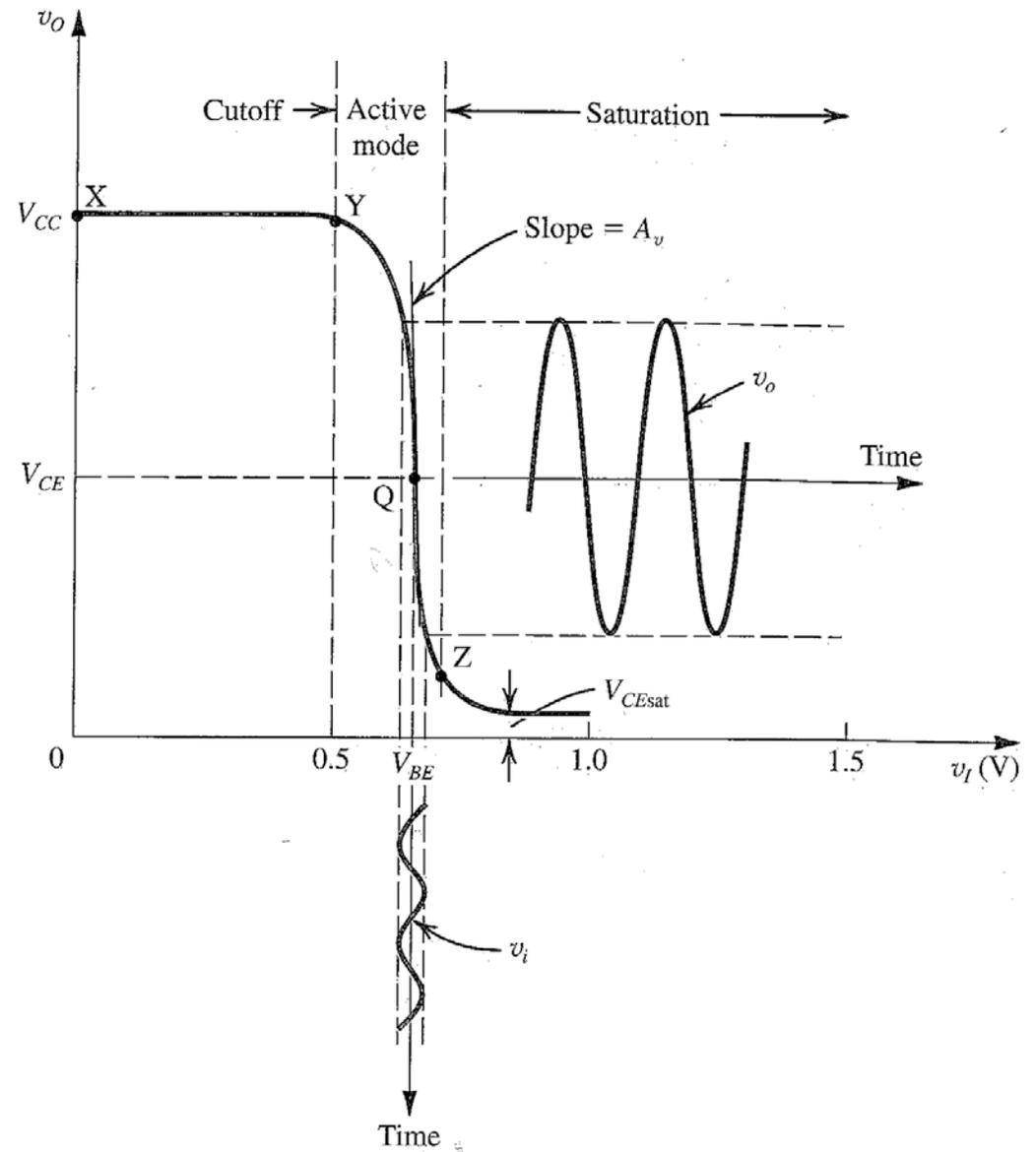
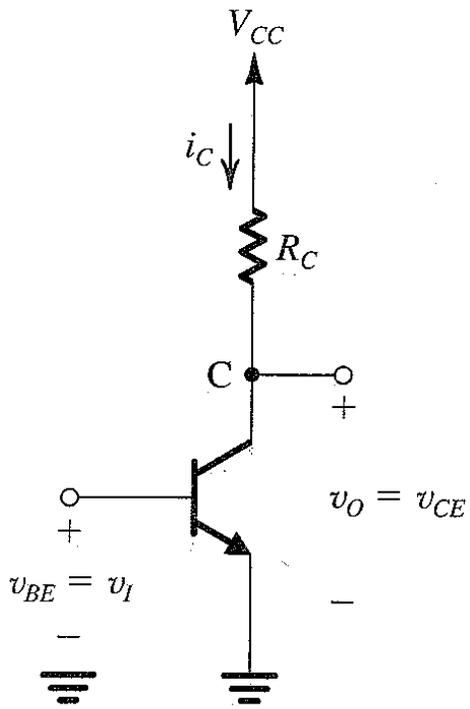
(b) Increase I_B to $300 \mu\text{A}$ by increasing V_{BB}



(c) Increase I_B to $400 \mu\text{A}$ by increasing V_{BB}



OPERACIÓN DE GRAN SEÑAL: LA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA



El transistor de la gráfica tiene la característica de transferencia mostrada.

Región de corte: Mientras de entrada V_{BE} no alcanza el valor necesario para que la juntura base-emisor comience a conducir.

Región activa: Zona en la que el transistor está en la zona activa y actúa como un amplificador. La pendiente pronunciada indica que el factor de amplificación es elevado.

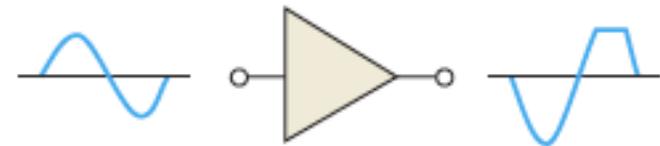
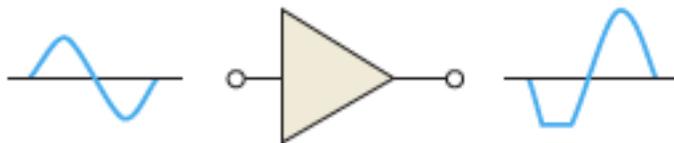
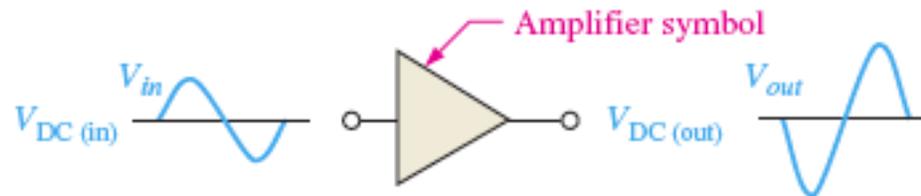
Región de saturación: EL transistor se satura y su voltaje de salida es V_{Esat} .

El transistor como conmutador (switch): Opera entre la región de corte y la de saturación, pasando por la región activa lo mas rápido posible.

El transistor como amplificador lineal: Opera en la zona activa.

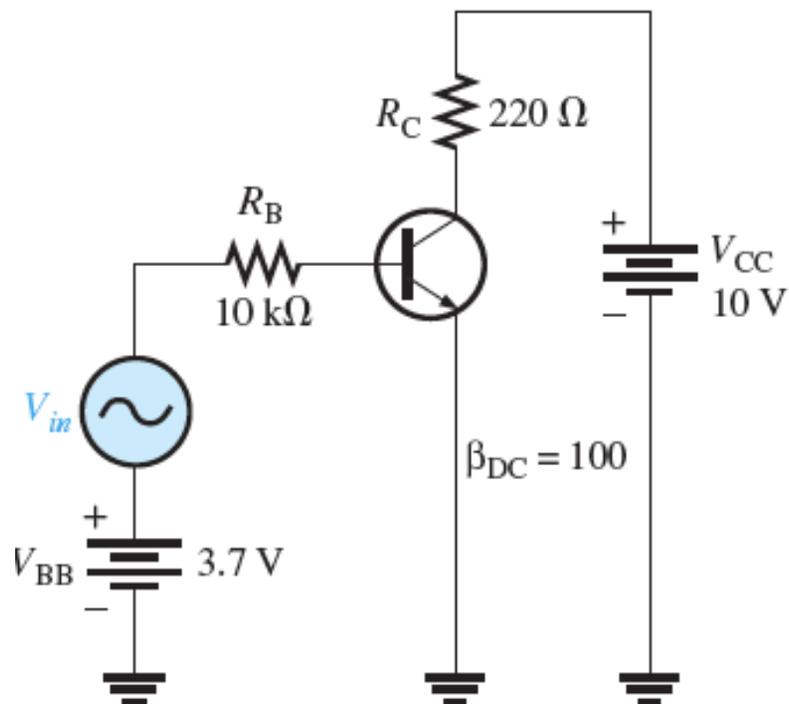
EL TRANSISTOR BJT COMO AMPLIFICADOR LINEAL ¿QUÉ ESPERAMOS DE UN AMPLIFICADOR LINEAL?

- * Que amplifique la señal de entrada sin distorsión dentro de un rango especificado (Siempre va a haber un límite, definido por las fuentes).
- * Que tenga alta impedancia de entrada, para poderlo conectar a otros circuitos produciendo la menor alteración posible.
- * Que tenga baja impedancia de salida, para poderle conectar diferentes circuitos de carga y pueda mantener su voltaje de salida.



EL TRANSISTOR BJT COMO AMPLIFICADOR LINEAL

PRIMER PASO: PUNTO DE OPERACIÓN

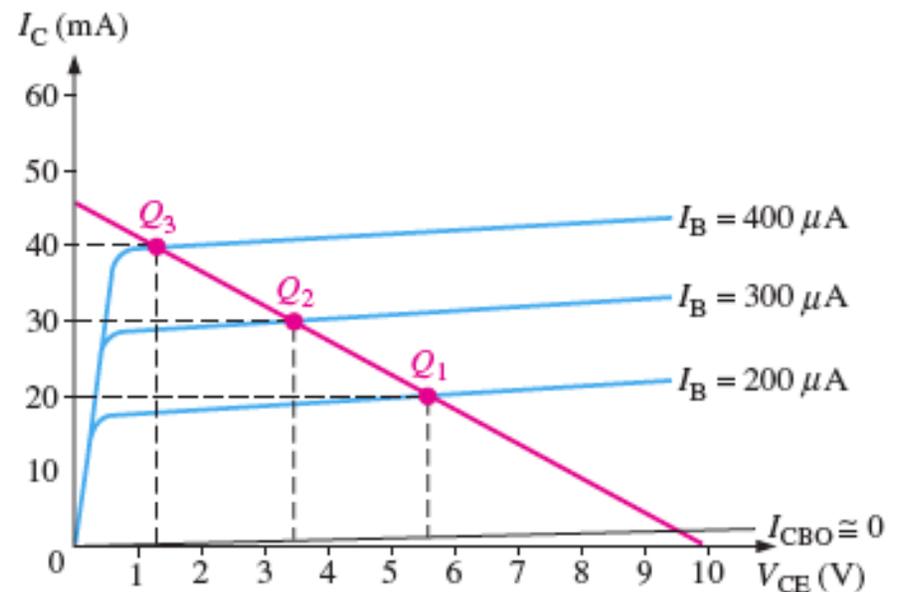


Cuando solo opera la fuente DC

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - 0.7 \text{ V}}{R_B} = \frac{3.7 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 300 \mu\text{A}$$

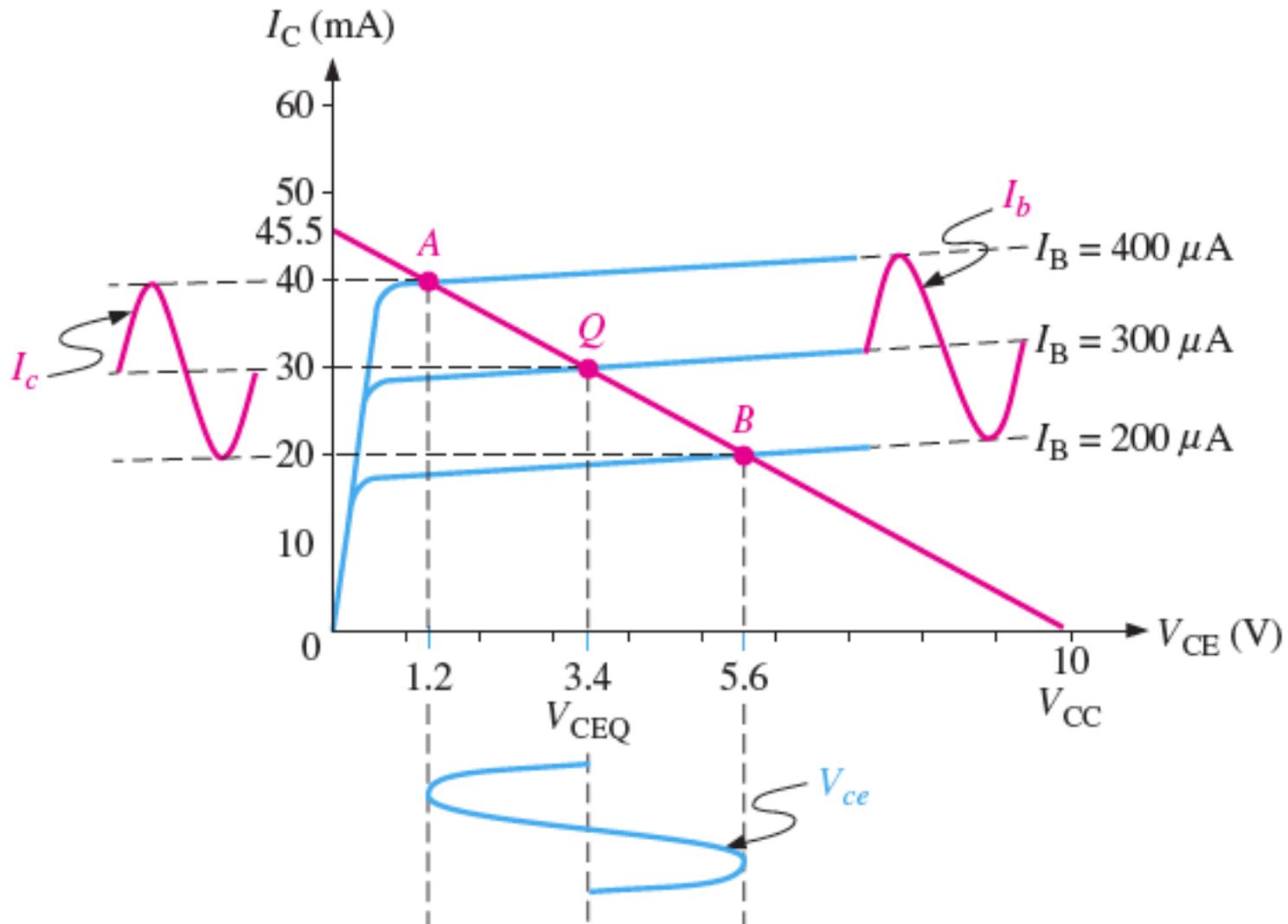
$$I_{CQ} = \beta_{DC} I_{BQ} = (100)(300 \mu\text{A}) = 30 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C = 10 \text{ V} - (30 \text{ mA})(220 \Omega) = 3.4 \text{ V}$$



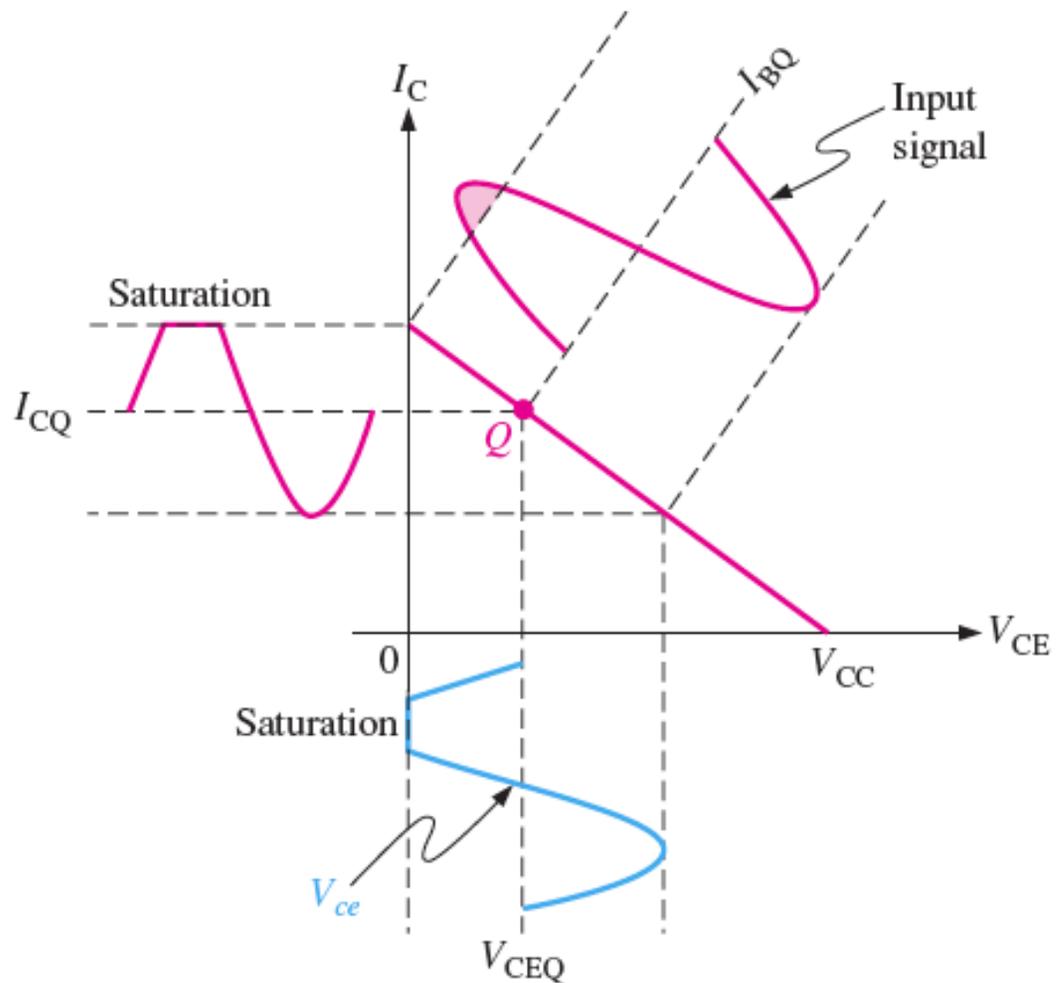
EL TRANSISTOR BJT COMO AMPLIFICADOR LINEAL

Cuando operan ambas fuentes



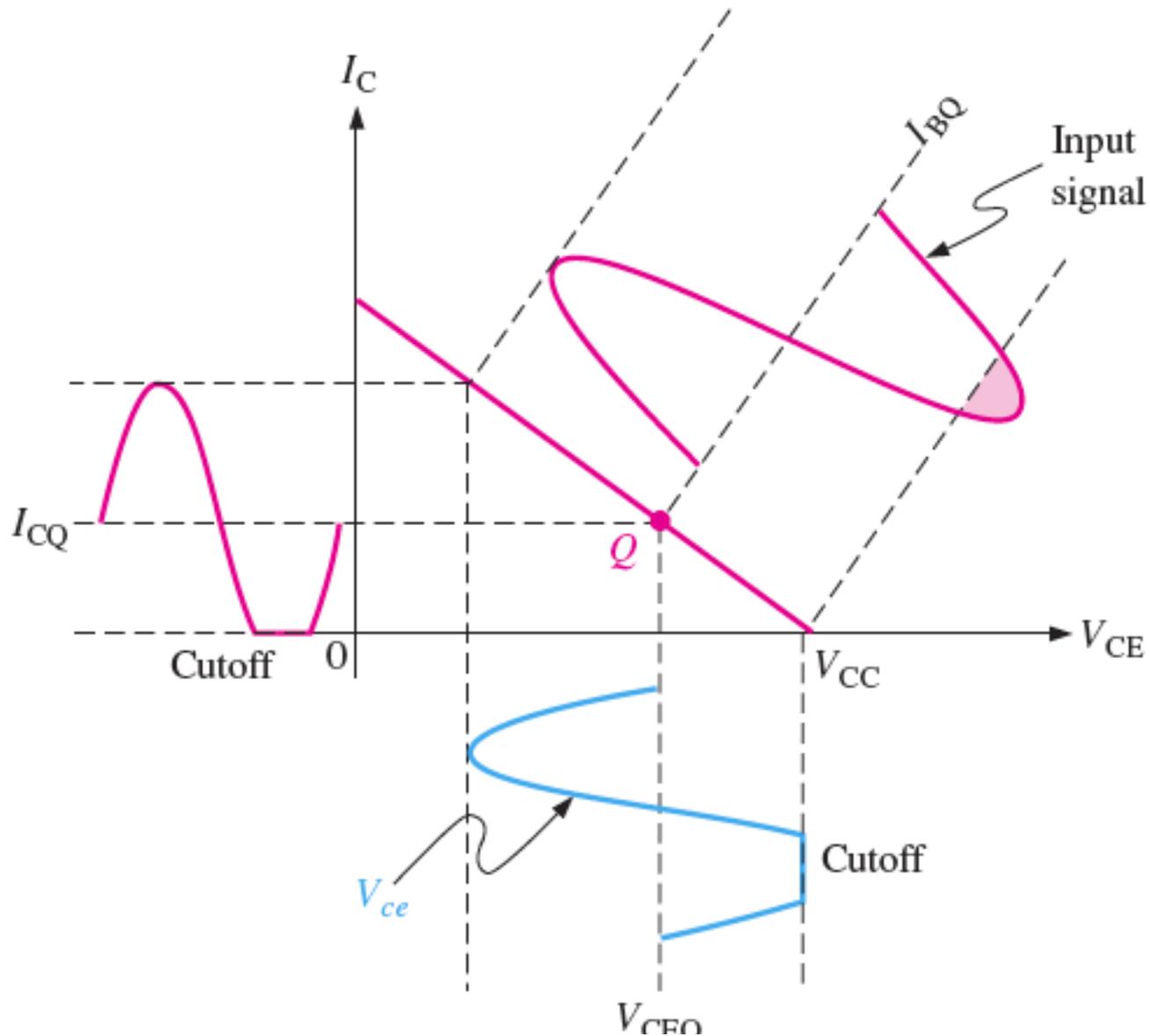
DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA

El punto de operación está cerca de la región de saturación



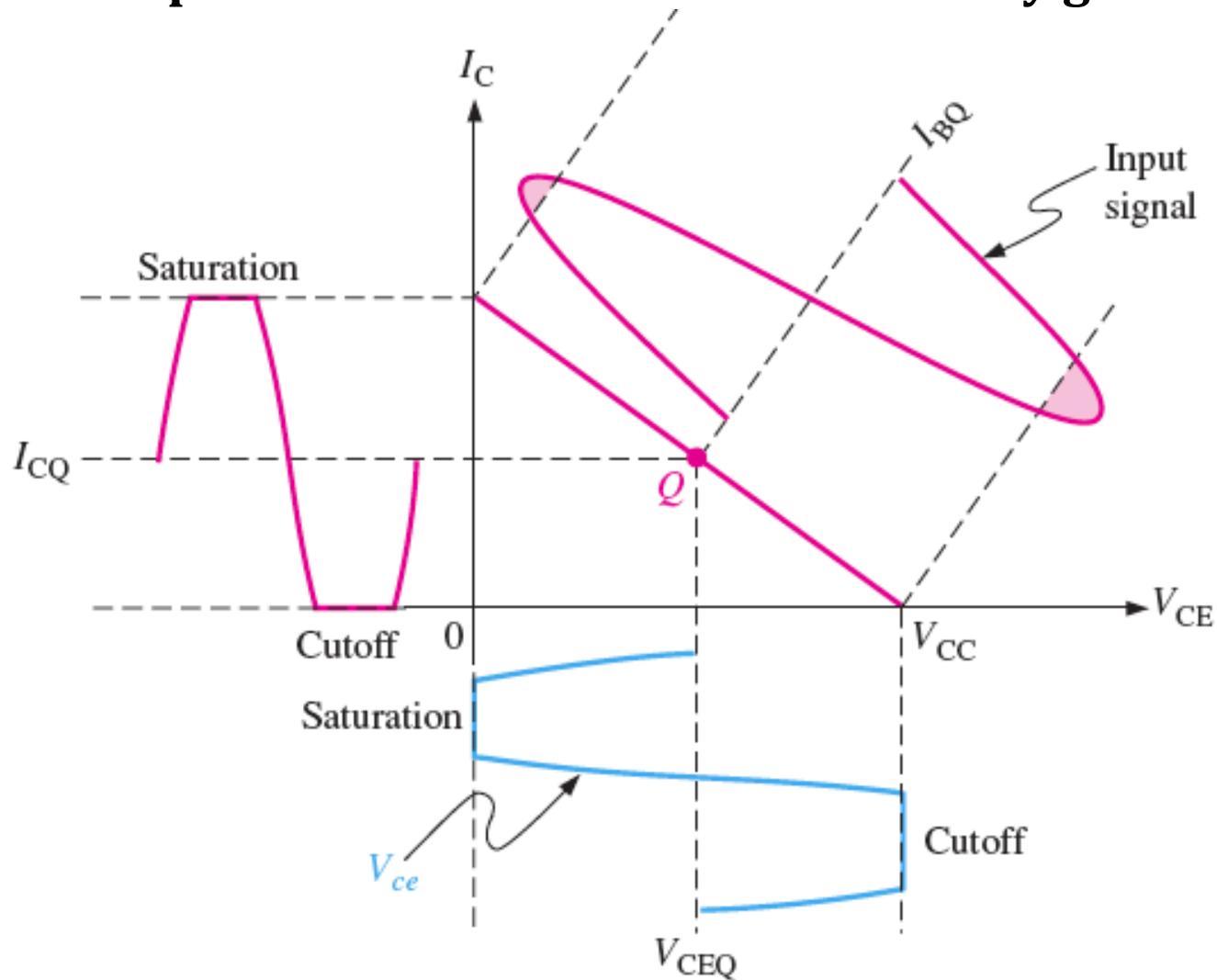
DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA

El punto de operación está cerca de la región de corte



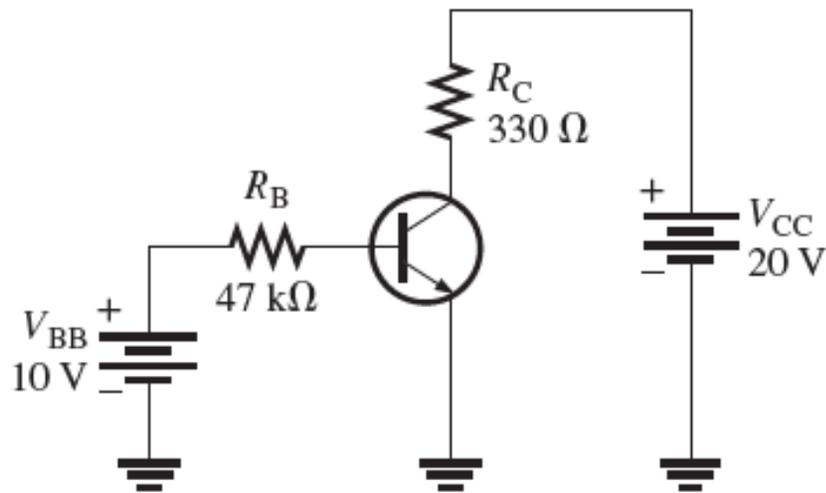
DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA

El punto de operación está centrado, pero la amplitud de la señal de entrada es muy grande



EJERCICIO

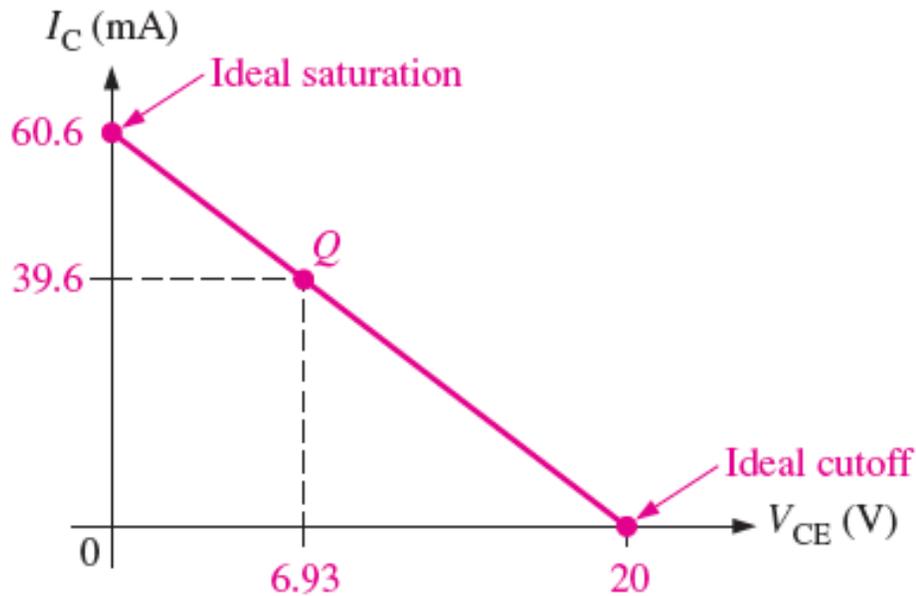
Para el circuito mostrado, determine el punto de operación, dibuje la recta de carga DC y determine el valor pico máximo de la corriente de base que puede aplicarse como señal de entrada, para que el BJT opere en la zona lineal, sin distorsión.



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{47 \text{ k}\Omega} = 198 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta_{DC} I_B = (200)(198 \mu\text{A}) = 39.6 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 20 \text{ V} - 13.07 \text{ V} = 6.93 \text{ V}$$



Desde el punto de operación Q , I_C puede disminuir 39,6 mA.

Pero el límite superior lo fija la corriente de saturación.

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20 \text{ V}}{330 \Omega} = 60.6 \text{ mA}$$

Por lo tanto: $I_{C(\text{sat})} - I_{CQ} = 60.6 \text{ mA} - 39.6 \text{ mA} = 21.0 \text{ mA}$

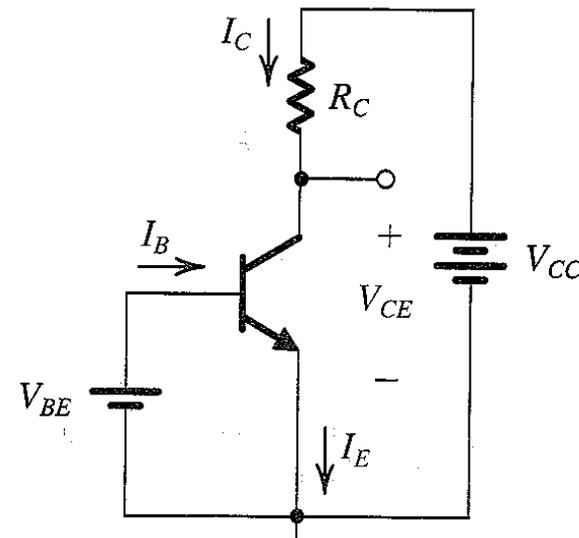
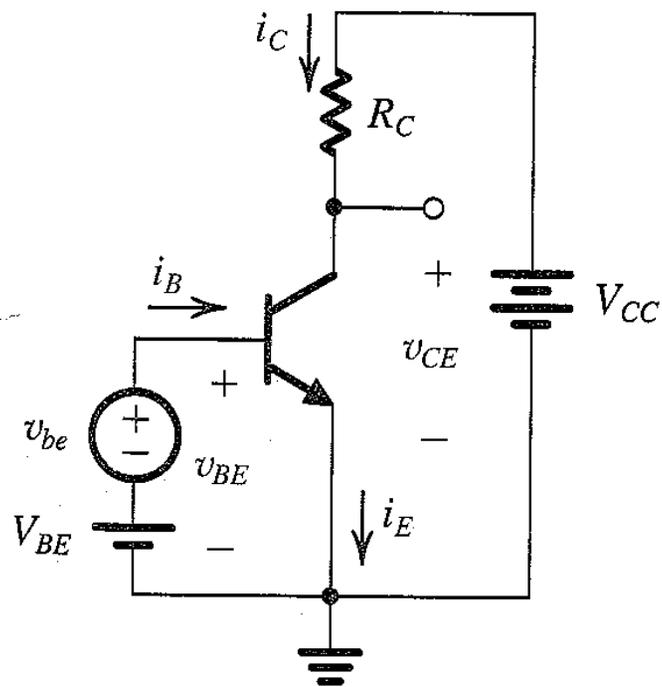
La excursión máxima de la corriente I_C puede ser de 21 mA.

En realidad es menor porque V_{CEQ} no es cero

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: TRANSCONDUCTANCIA g_m

Circuito con fuentes DC y AC

Circuito solo con fuente DC



$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} \quad I = I_S e^{v/v_T}$$

$$i_C = I_C + i_c$$

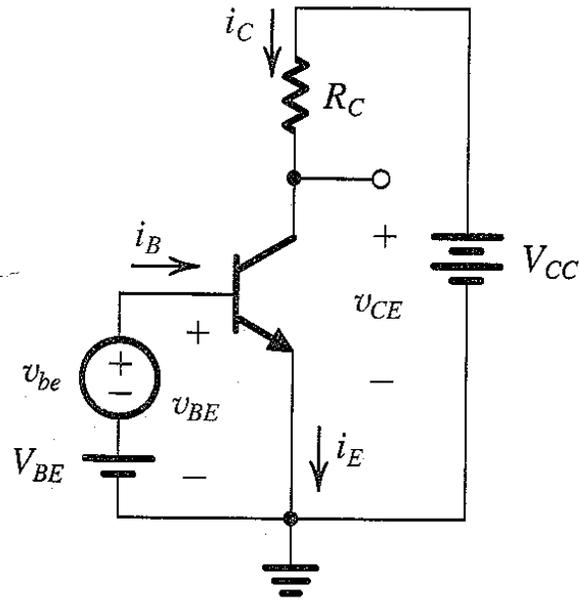
$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

$$I_E = I_C / \alpha$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$V_C = V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_C$$

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: TRANSCONDUCTANCIA g_m



$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

$$I_E = I_C / \alpha$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$V_C = V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_C$$

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be} \quad i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} = I_S e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T}$$

$$= I_S e^{(V_{BE}/V_T)} e^{(v_{be}/V_T)}$$

$$i_C = I_C e^{v_{be}/V_T}$$

Serie de Taylor

$$i_C \approx I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

CORRIENTE DE BASE Y RESISTENCIA DE ENTRADA POR LA BASE

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$i_B = I_B + i_b$$

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

o también podemos escribir:

$$i_b = \frac{I_C / \beta}{V_T} v_{be} = \frac{I_B}{V_T} v_{be}$$

La resistencia de entrada por la base en el modelo de pequeña señal se define como:

$$r_\pi \equiv \frac{v_{be}}{i_b}$$

Por lo tanto

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_B}$$

CORRIENTE DE EMISOR Y RESISTENCIA DE ENTRADA POR EL EMISOR

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha} + \frac{i_c}{\alpha} \quad i_E = I_E + i_e \quad i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} = \frac{I_E}{V_T} v_{be}$$

La resistencia de entrada por el emisor en el modelo de pequeña señal se define

$$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} \quad r_e = \frac{V_T}{I_E}$$

Recordando que $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

Para hallar la relación entre r_π y r_e
Por lo tanto:

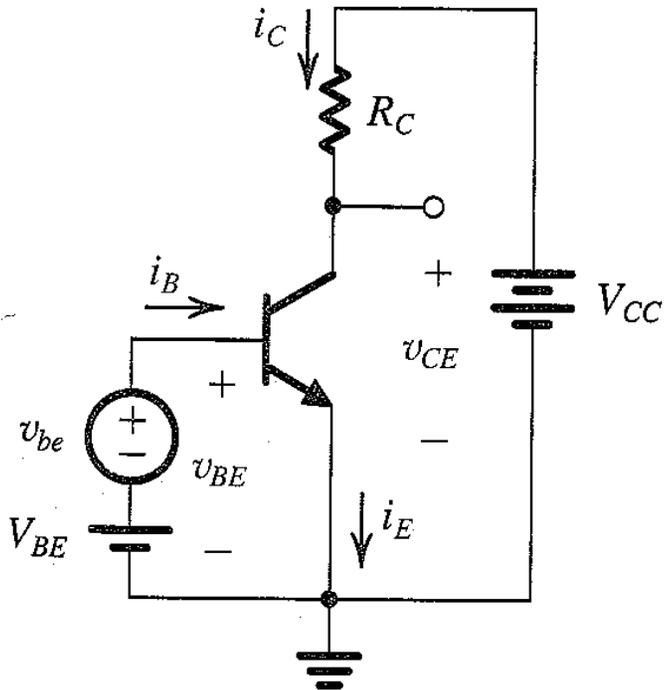
$$v_{be} = i_b r_\pi = i_e r_e$$

$$r_\pi = (i_e / i_b) r_e$$

$$r_\pi = (\beta + 1) r_e$$

GANANCIA DE VOLTAJE

Voltaje de salida



$$\begin{aligned}v_C &= V_{CC} - i_C R_C \\ &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ &= (V_{CC} - I_C R_C) - i_c R_C \\ &= V_C - i_c R_C\end{aligned}$$

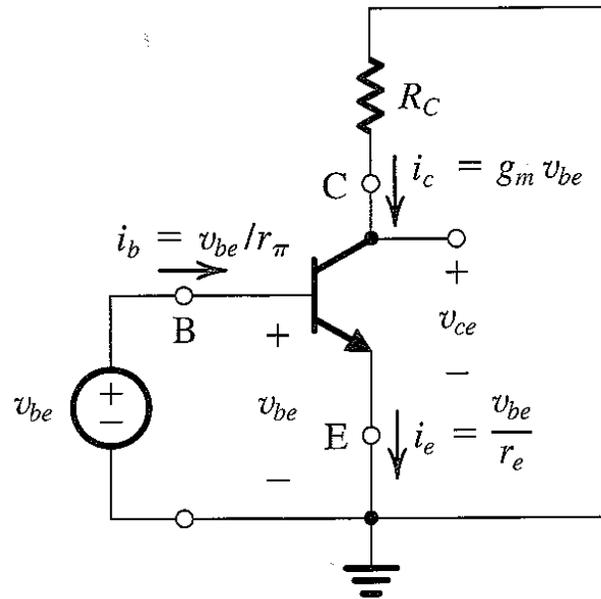
$$\begin{aligned}v_c &= -i_c R_C = -g_m v_{be} R_C \\ &= (-g_m R_C) v_{be}\end{aligned}$$

$$A_v \equiv \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_C$$

$$A_v = -\frac{I_C R_C}{V_T}$$

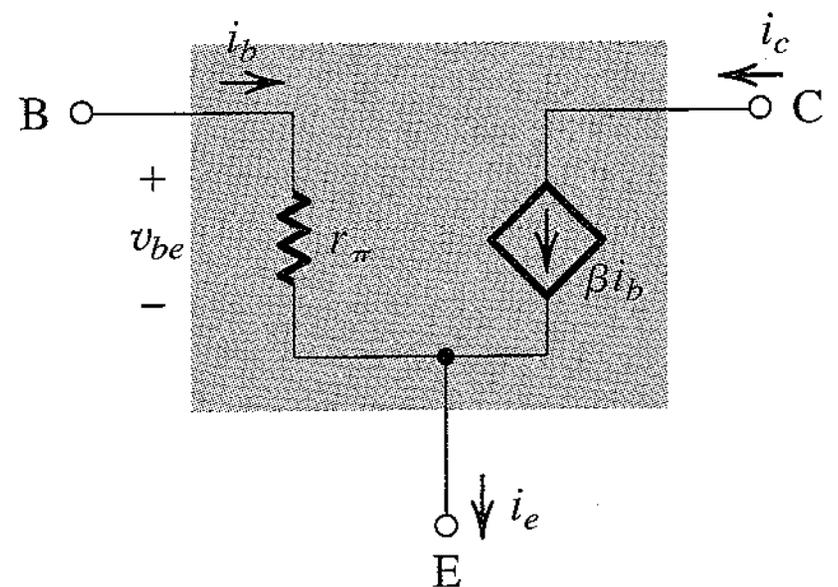
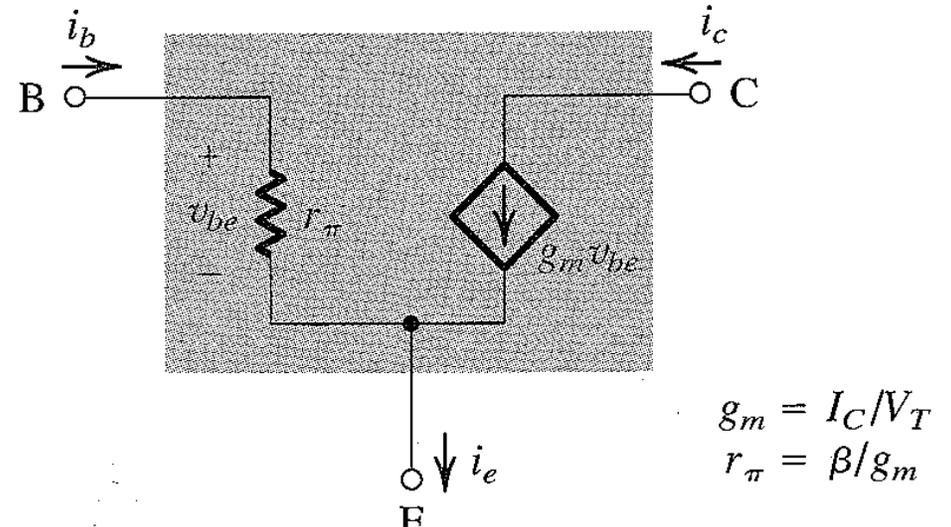
MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL: EL MODELO HÍBRIDO π BÁSICO

Se eliminan las fuentes DC



El modelo también aplica para transistores pnp sin cambio de polaridades

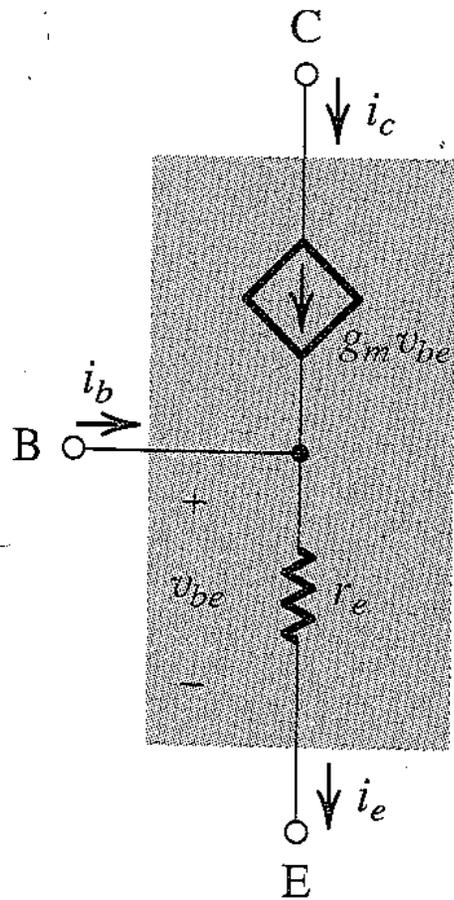
$$g_m v_{be} = g_m r_\pi i_b = \beta i_b$$



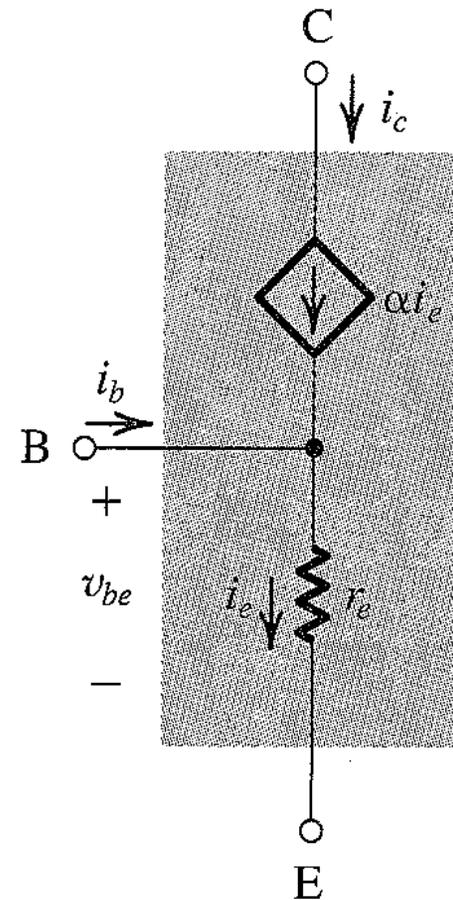
MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL: EL MODELO T

Se eliminan las fuentes DC

Este modelo muestra explícitamente la resistencia de emisor r_e en lugar de la resistencia de base r_π



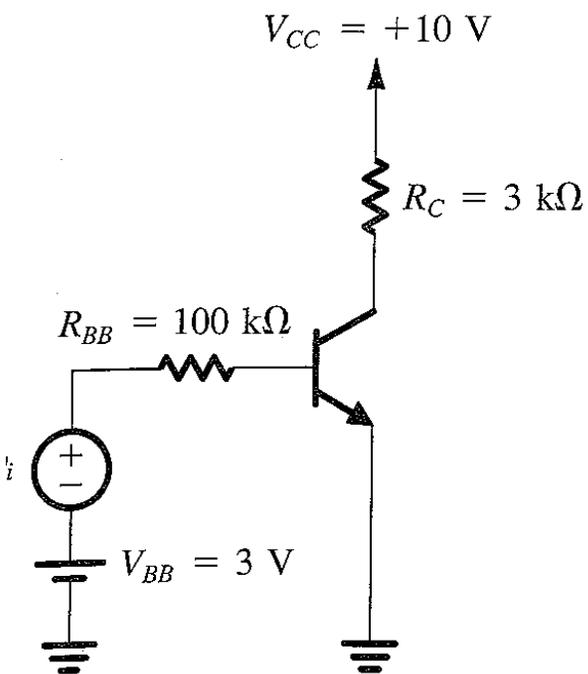
$$g_m = I_C / V_T$$
$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m}$$



APLICACIÓN DE LOS MODELOS EQUIVALENTES DE PEQUEÑA SEÑAL

- 1.- Determinar el punto de operación del BJT considerando solo las fuentes DC.
- 2.- Calcular los valores de los parámetros de pequeña señal: g_m , r_π , r_e
- 3.- Eliminar las fuentes DC sustituyendo las fuentes de voltaje por un cortocircuito y las fuentes de corriente por un circuito abierto.
- 4.- Reemplazar el BJT por uno de sus modelos de pequeña señal.
- 5.- Resolver el circuito para obtener las variables deseadas. Por lo general, aparte de calcular voltajes y corrientes en puntos específicos, hay que determinar la ganancia de voltaje, la ganancia de corriente, la resistencia de entrada y la resistencia de salida del amplificador.

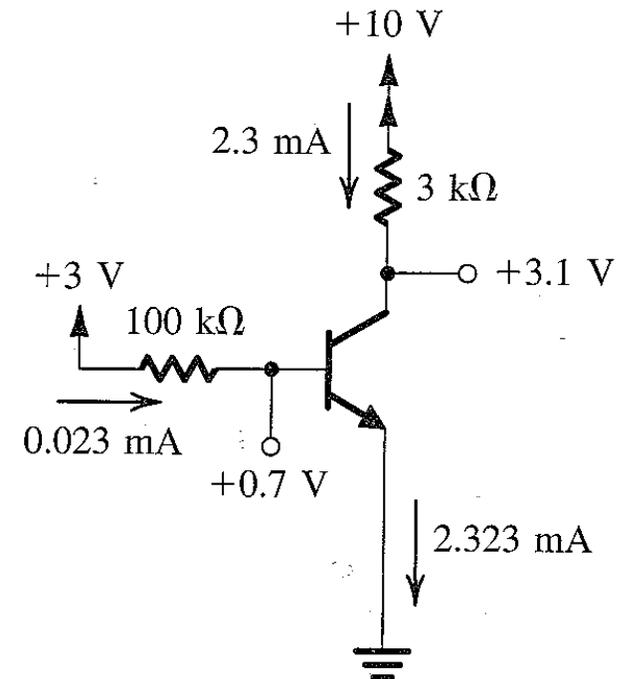
EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LOS MODELOS EQUIVALENTES DE PEQUEÑA SEÑAL 1ª PARTE: ANÁLISIS DC



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} \approx \frac{3 - 0.7}{100} = 0.023 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.023 = 2.3 \text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = +10 - 2.3 \times 3 = +3.1 \text{ V}$$

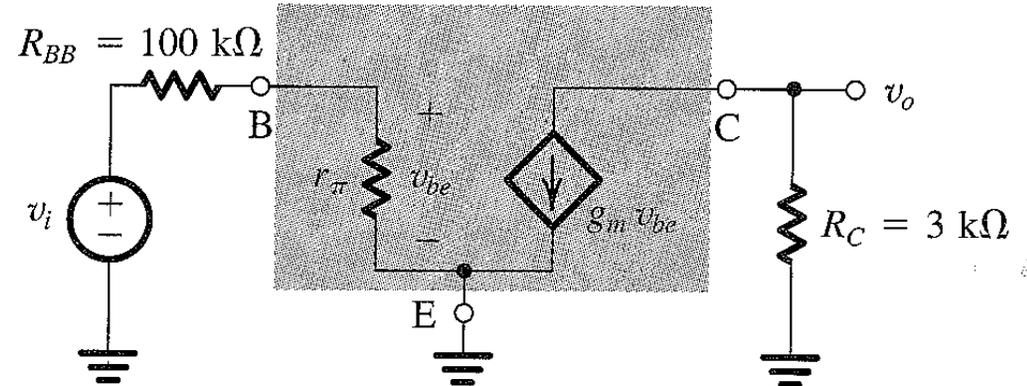


2ª PARTE: ANÁLISIS AC DE PEQUEÑA SEÑAL

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{(2.3/0.99) \text{ mA}} = 10.8 \Omega$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2.3 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 92 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{92} = 1.09 \text{ k}\Omega$$



$$v_{be} = v_i \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{BB}} = v_i \frac{1.09}{101.09} = 0.011 v_i$$

$$v_o = -g_m v_{be} R_C = -92 \times 0.011 v_i \times 3 = -3.04 v_i$$

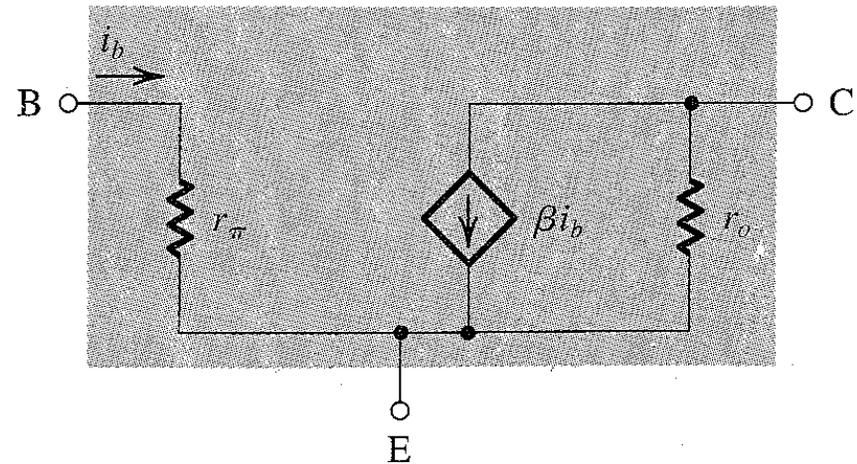
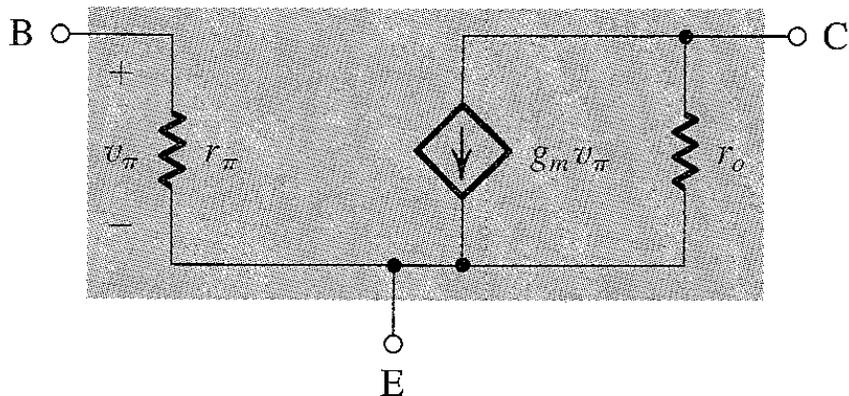
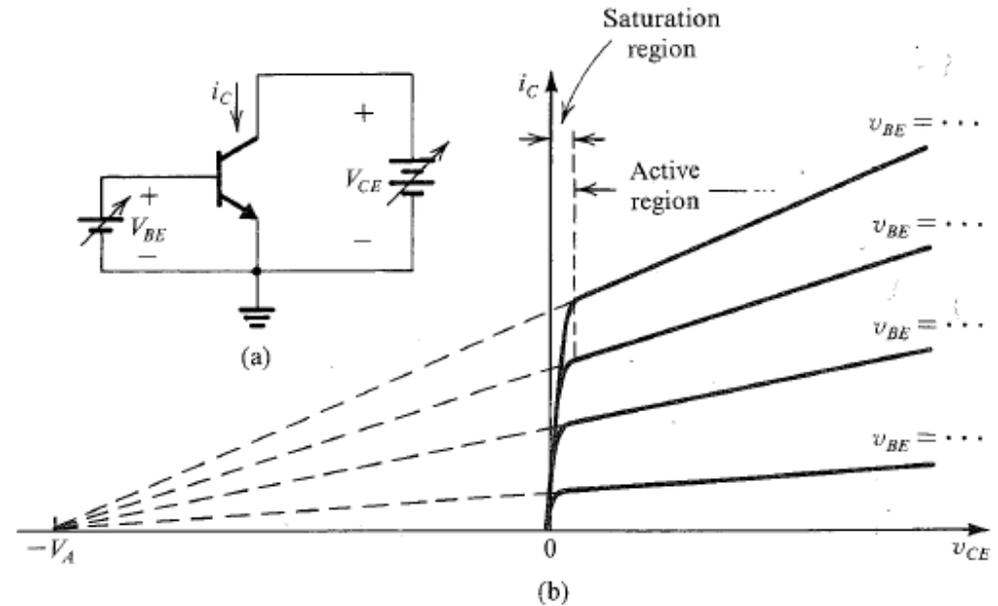
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -3.04 \text{ V/V}$$

EL EFECTO EARLY EN LOS MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL

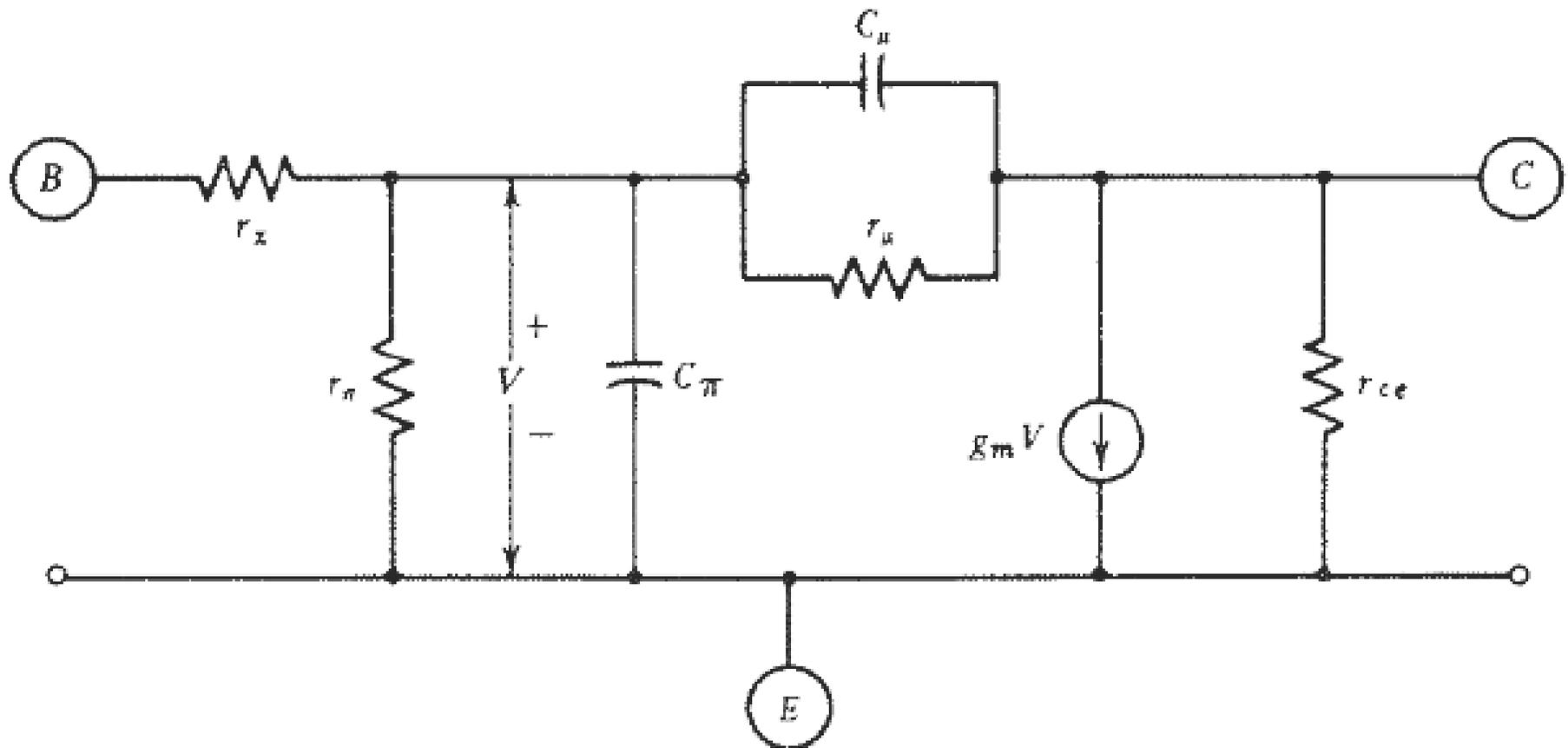
La corriente de colector I_C también depende de v_{CE}

La relación entre I_C y v_{CE} es una resistencia cuyo valor es $(V_A + V_{CE})/I_C \approx V_A/I_C$

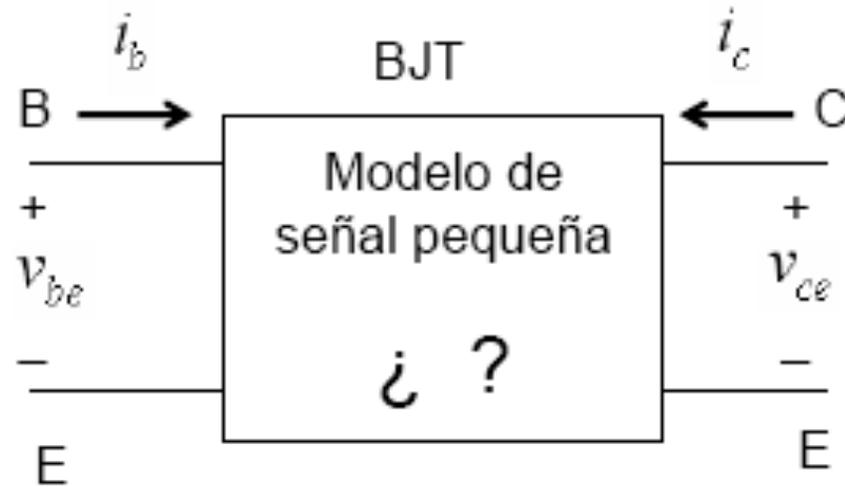
Esta resistencia se coloca en los modelos entre C y E
También se aplica en los modelos T



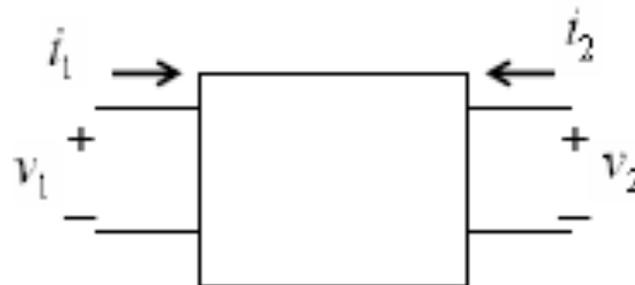
EL MODELO HÍBRIDO π PARA ALTAS FRECUENCIAS



MODELO DE REDES DE DOS PUERTOS



Redes de 2 puertos
(bipuerto)



PARÁMETROS DE REDES DE DOS PUERTOS



Se escogen dos variables dependientes y dos independientes (6 opciones)

Representación	Variables dependientes	Variables independientes
Control por corriente	v_1, v_2	i_1, i_2
Control por voltaje	i_1, i_2	v_1, v_2
Híbrido 1	v_1, i_2	i_1, v_2
Híbrido 2	i_1, v_2	v_1, i_2
Transmisión 1	v_1, i_1	v_2, i_2
Transmisión 2	v_2, i_2	v_1, i_1

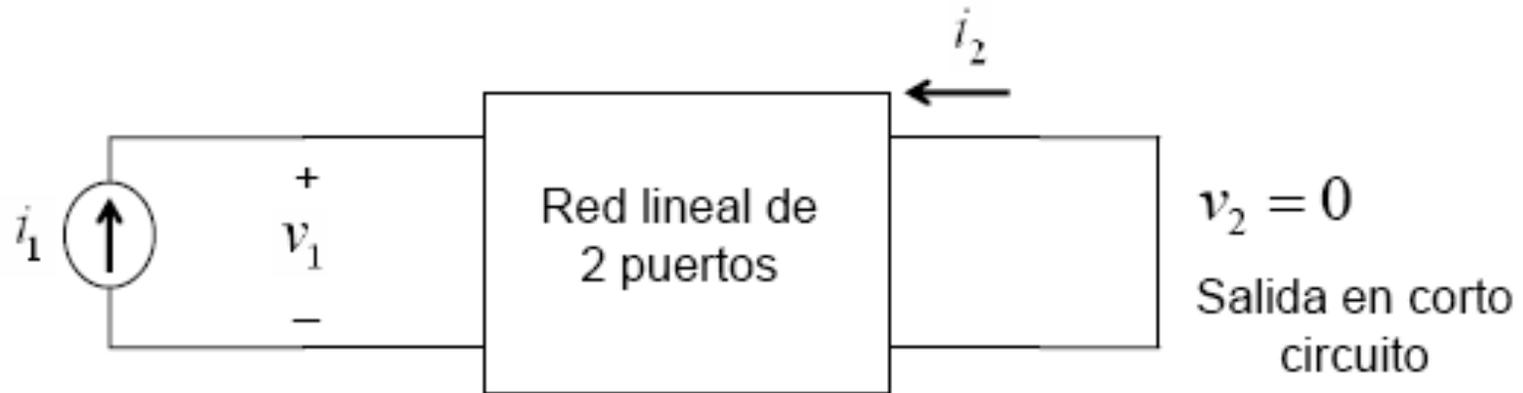
PARÁMETROS HÍBRIDOS TIPO 1



$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$$

DEFINICIÓN DE PARÁMETROS HÍBRIDOS PARA EL PUERTO DE ENTRADA CUANDO EL VOLTAJE DEL PUERTO DE SALIDA ES CERO



$$v_1 = h_{11}i_1 + \cancel{h_{12}v_2}$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + \cancel{h_{22}v_2}$$

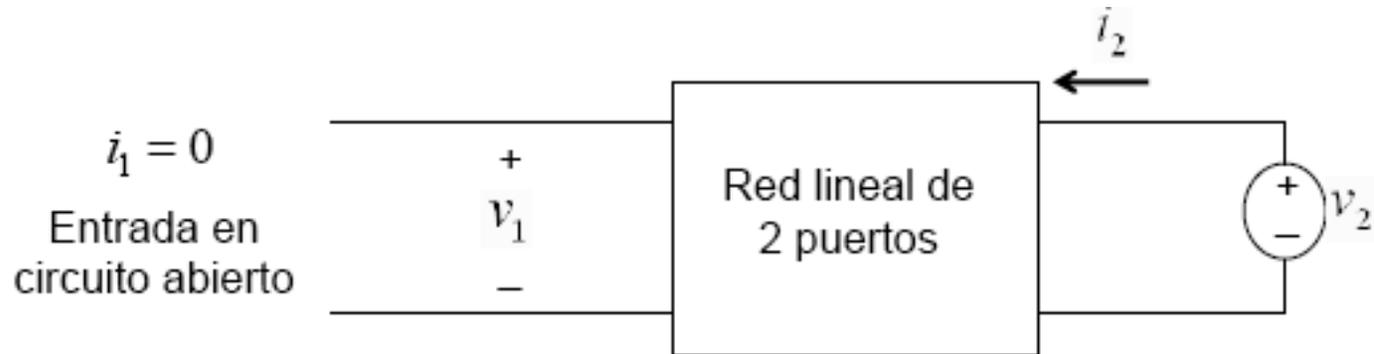
$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

Impedancia de entrada con salida en corto circuito
OHMS

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

Ganancia directa de corriente con salida en corto circuito
ADIMENSIONAL

DEFINICIÓN DE PARÁMETROS HÍBRIDOS PARA EL PUERTO DE SALIDA CUANDO LA CORRIENTE DEL PUERTO DE ENTRADA ES CERO



$$v_1 = \cancel{h_{11}i_1} + h_{12}v_2$$

$$i_2 = \cancel{h_{21}i_1} + h_{22}v_2$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

Ganancia inversa de voltaje con entrada en circuito abierto
ADIMENSIONAL

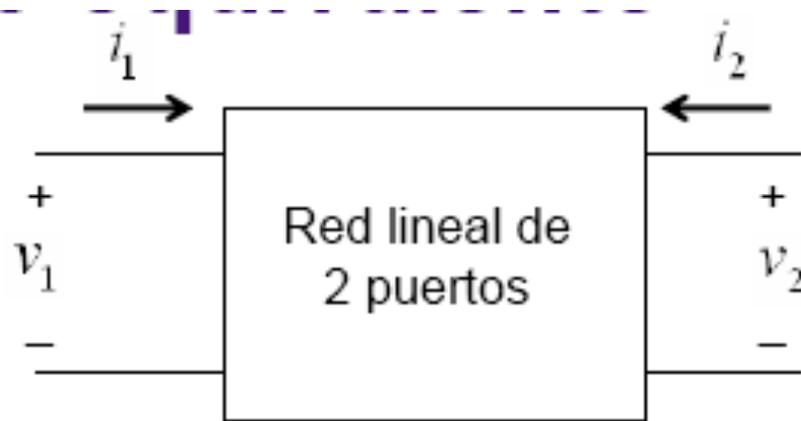
$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

Admitancia de salida con entrada en circuito abierto
SIEMENS

DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS SEGÚN LOS CONCEPTOS CLÁSICOS DE IMPEDANCIAS Y GANANCIAS

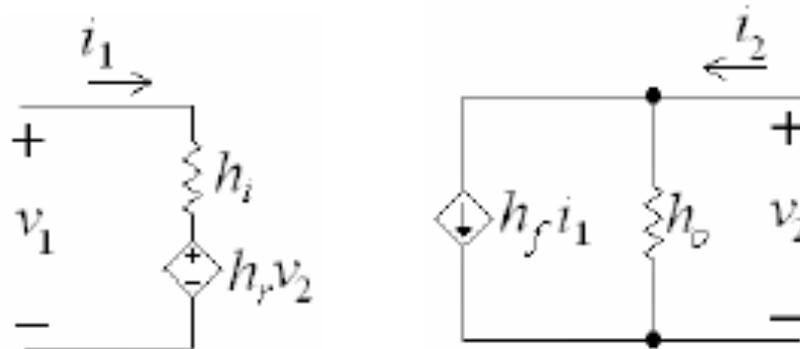
$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right _{v_2=0}$	Impedancia de entrada con salida en corto circuito INPUT	$\Rightarrow h_i$
$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right _{v_2=0}$	Ganancia directa de corriente con salida en corto circuito FORWARD	$\Rightarrow h_f$
$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right _{i_1=0}$	Ganancia inversa de voltaje con entrada en circuito abierto REVERSE	$\Rightarrow h_r$
$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right _{i_1=0}$	Admitancia de salida con entrada en circuito abierto OUTPUT	$\Rightarrow h_o$

IDENTIFICACIÓN DE LOS PARÁMETROS EN LAS ECUACIONES CON LA NOTACIÓN CORRESPONDIENTE Y CIRCUITO EQUIVALENTE



$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \quad (\text{Suma de voltajes})$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \quad (\text{Suma de corrientes})$$

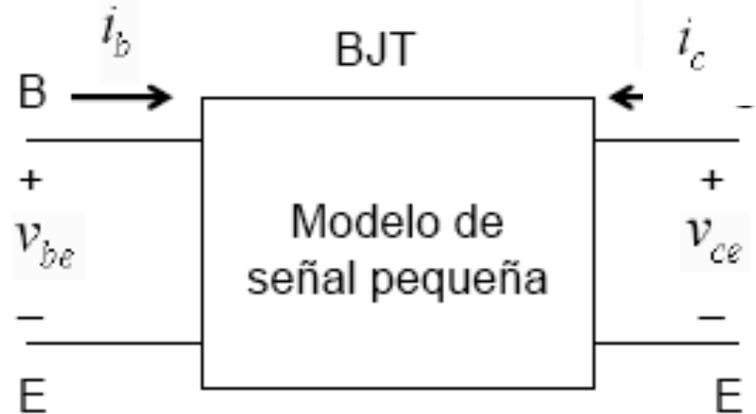
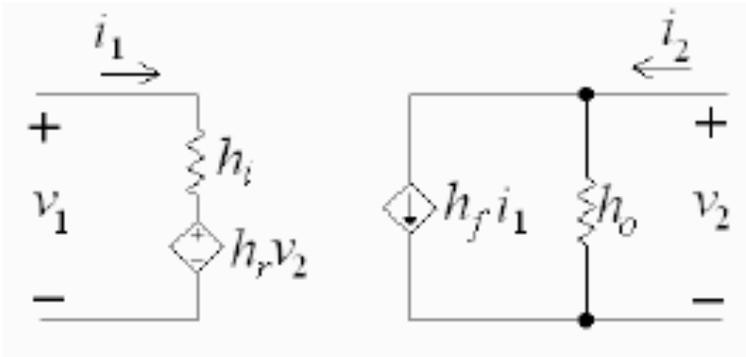


MODELO DE PARÁMETROS HÍBRIDOS DE EMISOR COMÚN



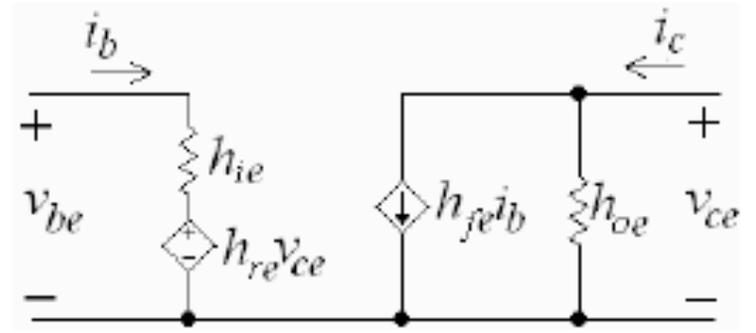
$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o v_2$$



$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$



CARACTERÍSTICAS DE PEQUEÑA SEÑAL

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current - Gain - Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 20 \text{ V dc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	2N3903 2N3904	f_T	250 300	- -	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 5.0 \text{ V dc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{obo}	-	4.0	pF
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5 \text{ V dc}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{ibo}	-	8.0	pF
Input Impedance ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{ie}	1.0 1.0	8.0 10	k Ω
Voltage Feedback Ratio ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{re}	0.1 0.5	5.0 8.0	$\times 10^{-4}$
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	h_{fe}	50 100	200 400	-
Output Admittance ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 10 \text{ V dc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)		h_{oe}	1.0	40	μhos
Noise Figure ($I_C = 100 \mu\text{A dc}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V dc}$, $R_S = 1.0 \text{ k } \Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	2N3903 2N3904	NF	- -	6.0 5.0	dB

h PARAMETERS

($V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

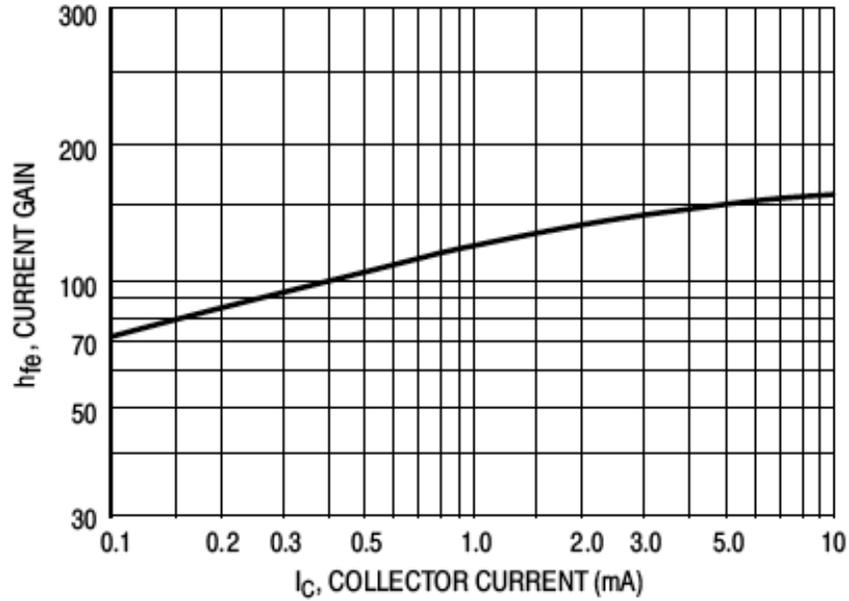


Figure 11. Current Gain

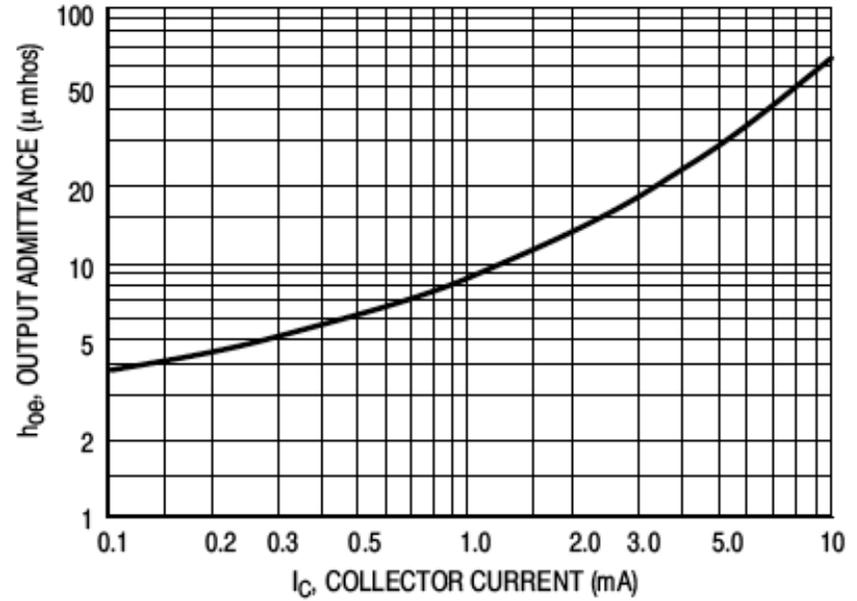


Figure 12. Output Admittance

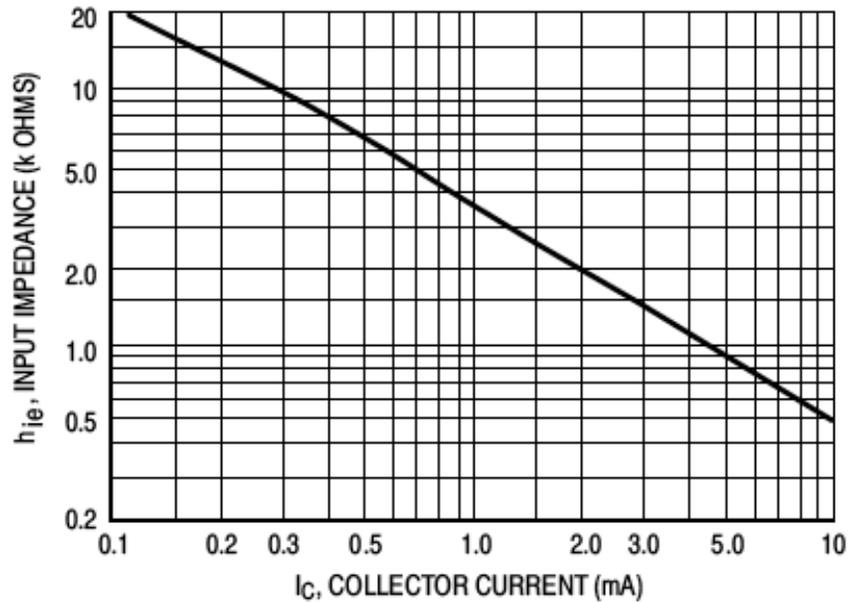


Figure 13. Input Impedance

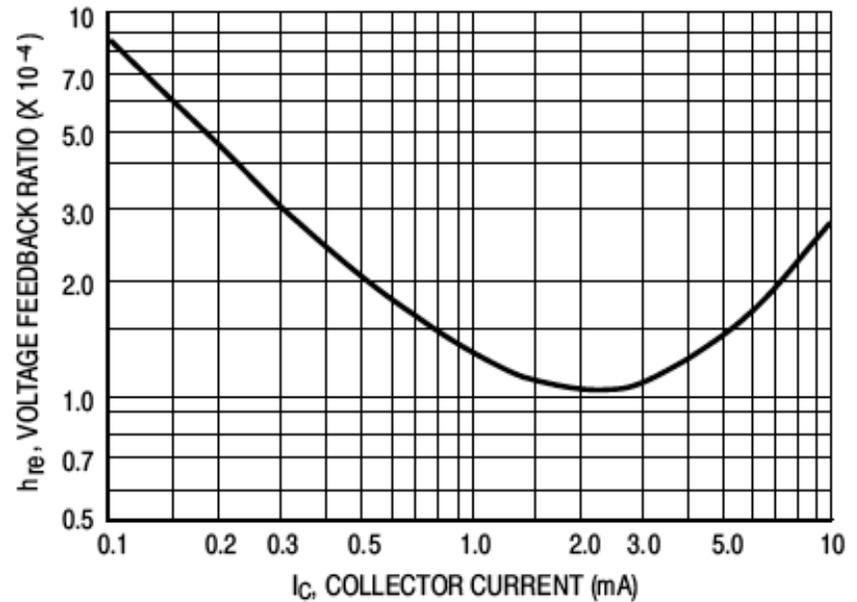
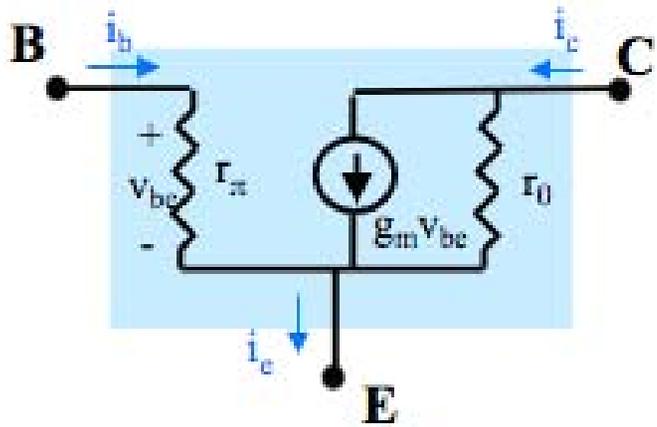
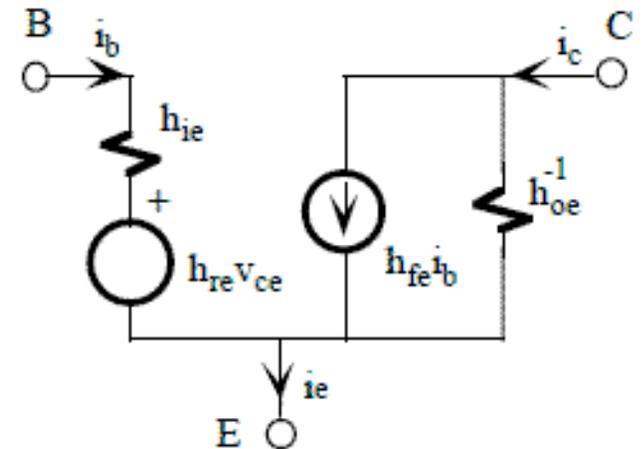


Figure 14. Voltage Feedback Ratio

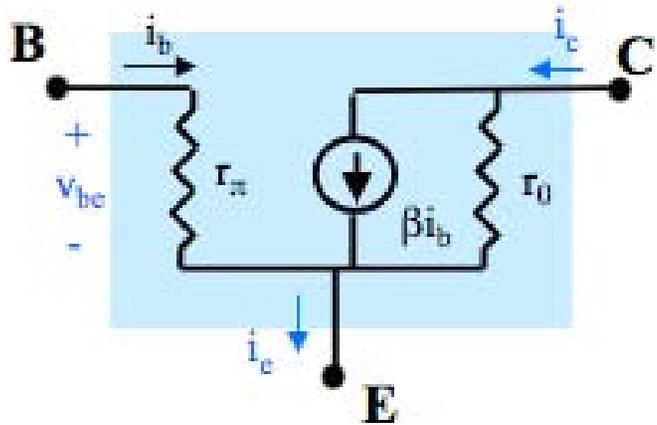
RESUMEN DE LOS MODELOS A APLICAR PARA HACER EL ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL DE UN TRANSISTOR BJT



MODELO HIBRIDO π



MODELO T



MODELO π

