

# DE LORENZO GROUP

**MODULO 13**  
**EL TRANSISTOR**  
**DL 3155M13**  
GUIA TEORICA

## Laboratorio Time

*50 years  
in the field of  
technical  
education*

**esq**

UNI EN ISO 9001  
UNI EN ISO 9002



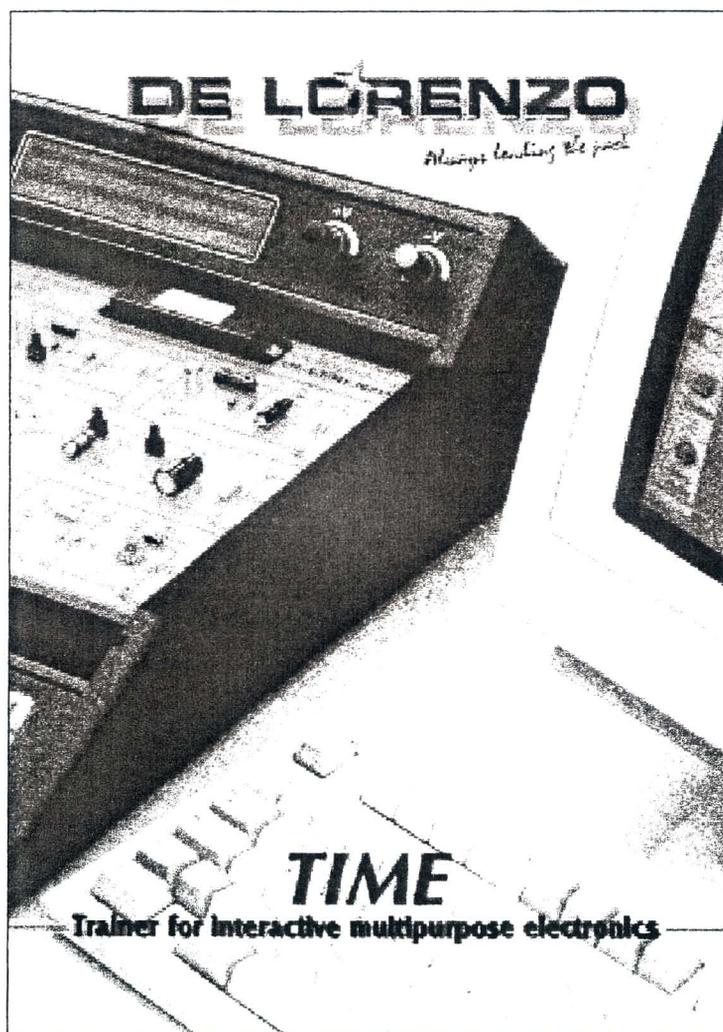


# DE LORENZO

*Always leading the pack*

**MODULO 13**  
**EL TRANSISTOR**  
**DL 3155M13**  
GUIA TEORICA

## Laboratorio Time





## CONTENIDO

### LECCIÓN 1

#### TECNOLOGÍA PNP Y NPN

Generalidades

Página 3

Principio de operación

Página 5

Las corrientes del transistor

Página 9

Características de entrada y salida

Página 13

### LECCIÓN 2

#### POLARIZACIÓN

Generalidades

Página 23

Polarización de retroalimentación de colector

Página 27

Polarización del divisor de voltaje

Página 29

Polarización del emisor

Página 33

### LECCIÓN 3

#### MODALIDAD DE FUNCIONAMIENTO: COMO INTERRUPTOR Y COMO REGULADOR

El transistor como interruptor

Página 37

El transistor como regulador

Página 43

### LECCIÓN 4

#### LECTURA Y USO DE TÉCNICAS ESPECÍFICAS TRATADAS EN LOS CATÁLOGOS

Lectura y uso de técnicas específicas tratadas en los catálogos

Página 47

**APÉNDICE**

Preguntas de verificación	Página 53
Unidad 1	Página 53
Unidad 2	Página 54
Unidad 3	Página 55
Unidad 4	Página 56
Unidad 5	Página 57
Unidad 6	Página 58
Unidad 7	Página 59
Unidad 8	Página 60
Unidad 9	Página 61
Unidad 10	Página 62
Respuestas correctas a las preguntas de verificación	Página 63
Respuestas de la simulación de fallas	Página 64
Respuestas correctas de la simulación de fallas	Página 65

**ESPECIFICACIONES TÉCNICAS**

Página 67

## PREFACIO

*TIME (Entrenador para Electrónica Interactiva Multipropósito) ha sido diseñada con el objetivo de suministrar al estudiante una excelente herramienta educativa, no sólo por el aprendizaje gradual de los principios teóricos básicos, explicados en cada módulo, sino también por evaluar el conocimiento práctico del estudiante, apuntando a un correcto entendimiento de toda la materia.*

*TIME se caracteriza por su versatilidad y adaptación a la continua evolución de la tecnología, estimulando las habilidades y la capacidad lógica del estudiante, a través de aplicaciones grupales e individuales y suministrando al profesor una herramienta eficiente respaldada por una innovadora metodología de enseñanza. El estudiante puede, de hecho, evaluar, explorar, experimentar directamente y asimilar fácilmente lo que está estudiando.*

*Una peculiaridad de esta metodología de enseñanza es la subdivisión en módulos que reproducen circuitos reales correspondientes al tema a ser evaluado.*

*Cada módulo se completa con un Manual del Profesor y un Manual del Estudiante, estrictamente interconectados, para permitir al alumno un aprendizaje simple y gradual y al profesor una eficiente guía para planear los cursos.*

*El Manual del Profesor se subdivide en Lecciones organizadas de la siguiente manera:*

- *identificación de los objetivos*
- *verificación de los requisitos previos requeridos*
- *contenidos*

*Los objetivos del curso son definidos por el profesor, quien debe verificar el nivel de aprendizaje de los estudiantes y su conocimiento con el fin de establecer el camino educativo a seguir.*

*El Manual del Profesor ha sido integrado con un apéndice donde las preguntas evaluativas, planteadas a los alumnos para controlar su habilidad de aprendizaje, han sido incluidas junto con las respuestas a los errores simulados en los circuitos y los datos técnicos correspondientes a los componentes, fáciles de encontrar, usados en los experimentos.*

*El Manual del Estudiante se subdivide en unidades organizadas de la siguiente manera:*

- *identificación de los objetivos*
- *verificación de los requisitos previos requeridos*
- *equipamiento necesario*
- *selección del camino educativo a seguir*
- *presentación de los procedimientos para la preparación y realización de los experimentos*
- *evaluaciones, durante los experimentos, para verificar si los estudiantes están aprendiendo*
- *análisis de los resultados*

*Dentro de un cierto tiempo, el estudiante debe estudiar un circuito, entender la teoría pertinente, analizar las condiciones de operación y verificar, por medio de un equipo de instrumentos adecuados, la situación en diversos puntos de prueba del circuito.*

*El Autor  
G. Filella*



# LECCIÓN 1

## Tecnología PNP y NPN

### □ OBJETIVOS

Conocer:

- Los elementos fundamentales que componen el transistor de empalme bipolar
- El mecanismo de operación
- Las curvas características de un transistor bipolar
- Las corrientes de un transistor bipolar y las relaciones entre ellas

Poder:

- Reconocer un transistor bipolar y ubicar la clase a la cual pertenece ( PNP o NPN)
- reconocer los tipos de transistores (de potencia o no) y sus terminales
- verificar la integridad operacional
- llevar a cabo un análisis de un circuito que contenga un transistor

### □ REQUISITOS

- Leyes de Kirchhoff
- Módulo 11

### □ TEMA

- Generalidades
- Principio de operación
- Corrientes del transistor
- Características de entrada y salida



**GENERALIDADES**

La palabra “transistor” proviene de la contracción de “transfer resistor” (resistor de transferencia): de hecho este dispositivo puede transferir, prácticamente sin cambios, una variación de corriente de una pequeña resistencia a una mayor, realizando entonces una amplificación de voltaje.

Existen dos clases de transistores: los transistores bipolares y los de efecto de campo.

En esta UNIDAD nos interesaremos solo en los transistores bipolares (BJT – Transistor de empalme bipolar).

El primer BJT en el mercado al comienzo de la década del 50 eran dispositivos de germanio con una serie de limitaciones en el uso debido a la extremadamente baja ( $80^{\circ}\text{C}$ ) temperatura máxima de trabajo. Algunos años más tarde se introdujeron los transistores de silicio (temperatura de operación hasta  $200^{\circ}\text{C}$ ) con una consecuente decadencia del de germanio, que ahora está substancialmente abandonado. Aún cuando es actualmente usado como elemento discreto en la electrónica de potencia o en las aplicaciones de alta frecuencia, el BJT es hoy usado sobre todo como componente base de circuitos integrados.



## PRINCIPIO DE OPERACIÓN

Un transistor bipolar (BJT) está compuesto por tres regiones alternadas de tipo P y N obteniéndose dos junturas o empalmes; evidentemente se puede obtener un estructura de tipo N-P-N ó P-N-P. El comportamiento de los dos tipos es substancialmente el mismo, cambiando sólo los signos de las corrientes y los voltajes. En las páginas siguientes nos referiremos al transistor de tipo NPN limitándonos a recordar que en el caso de un transistor PNP la regla de los electrones y los huecos debe intercambiarse. En un transistor NPN, la región central, tipo P, está débilmente dopada con huecos y por lo tanto presenta un muy alta resistividad; las regiones externas, tipo N, están por el contrario fuertemente dopadas y presentan una muy baja resistividad ( 1/100 de la resistividad de la zona central). La parte central es muy delgada compatiblemente con las técnicas de fabricación ( espesor menor que el micrón). El área central se llama BASE, las áreas externas se llaman COLECTOR y EMISOR.

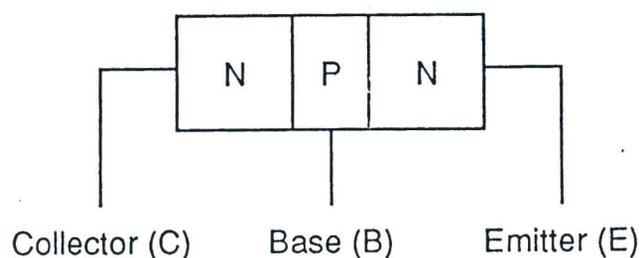


Fig. 13.1.1a

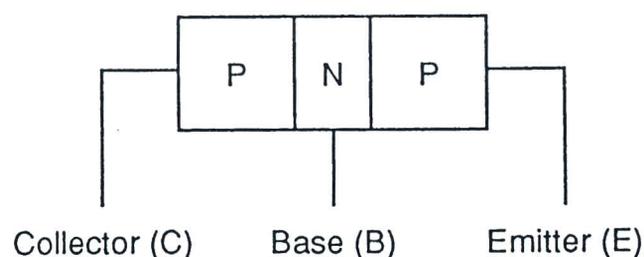


Fig. 13.1.1b

El porcentaje de dopado del colector está ligado al uso del BJT: si debe operar en alta frecuencia el dopado es débil, por el contrario para una operación de baja frecuencia el dopado es mayor.

El colector es además la región de mayor superficie ya que es en esta área donde se disipa el calor producido durante la operación.

El diferente dopado de las tres regiones del BJT hace que presenten diferentes resistencias al pasaje de la corriente.

Los símbolos del transistor NPN y PNP se muestran en la Fig. 13.1.2.

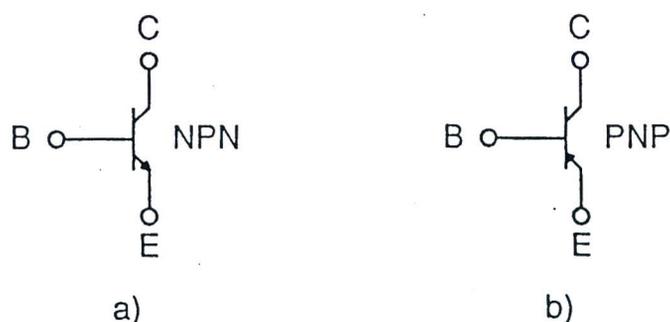


Fig. 13.1.2

Un transistor BJT puede por lo tanto considerarse como dos junturas contiguas y mas precisamente como una juntura emisor – base ( E – B ) y una juntura base – colector ( B – C ).

De acuerdo a la polarización de las dos junturas, el BJT opera de manera diferente.

La condición de la base de la operación del BJT lleva a la polarización inversa de la juntura C – B y a la polarización directa de la juntura B – E; la polarización esta esquematizada en la siguiente figura indicándose los generadores continuos que otorgan la polarización.

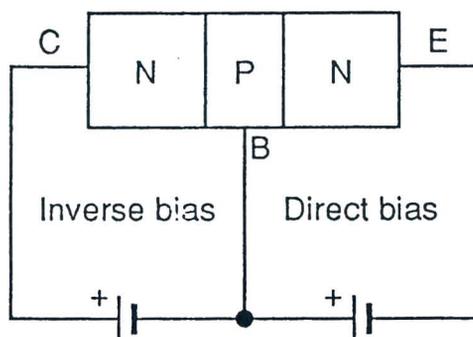


Fig. 13.1.3

(bias = polarización negativa de grilla)

En particular, si se verifican las siguientes condiciones:

- Juntura E – B directamente polarizada
- Juntura B – C inversamente polarizada
- Se dice que el BJT está en el área activa

Si, por el contrario, se verifican las siguientes condiciones:

- Juntura E – B directamente polarizada
- Juntura B – C directamente polarizada
- Se dice que el BJT está en el área de saturación.

Finalmente, si ambas junturas están inversamente polarizadas, se dice que el BJT está en el área de corte.

Cuando un transistor NPN está en el área activa, los portadores de carga mayor (en este caso los electrones) presentes en el emisor son inyectados en la base por medio de la juntura E – B. Ya hemos visto que la región del semiconductor comprendida en la base es muy delgada y está ligeramente dopada y por ende tiene un número muy limitado de huecos. Por lo tanto sólo pocos electrones se recombinan dentro de la base, mientras que la mayor parte irá al colector. De hecho, si la juntura B – C está inversamente polarizada, el movimiento de electrones está favorecido desde la base hacia el colector. En la práctica, se puede pensar que en el área activa la corriente directa relativa a la juntura E – B está insertada casi enteramente en el colector., con excepción de una pequeña fracción que constituye la corriente de base. Esta débil corriente, debida a la recombinación parcial de electrones con los huecos de la base, al movimiento de huecos desde la base hacia el emisor y a la corriente inversa de la juntura base – colector, está usualmente incluida entre 1/10 y 1/1000 de la corriente del emisor.



CORRIENTES DEL TRANSISTOR

Notando con  $I_E$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  a las corrientes del emisor, de la base y del colector respectivamente, tenemos que, de acuerdo a la primer ley de Kirchhoff y conforme al esquema de la Fig. 13.1.4-a:

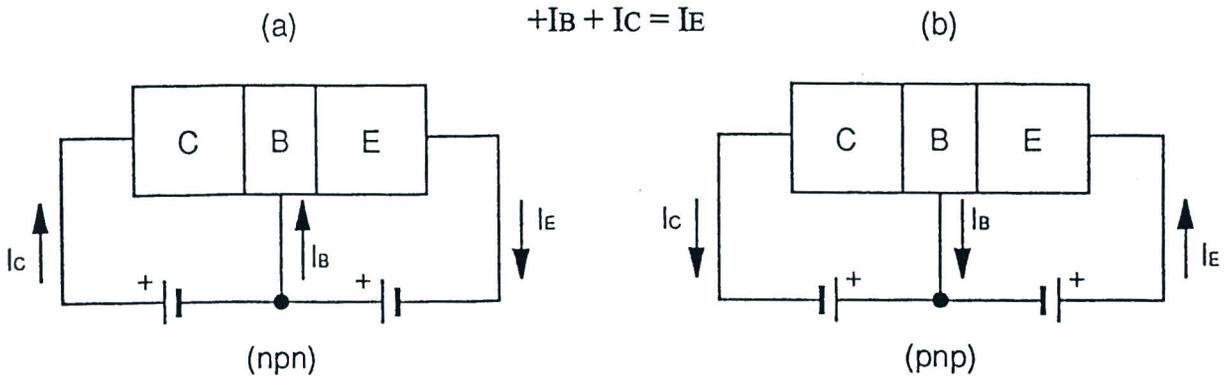


Fig. 13.1.4

En un transistor NPN en la región activa, la corriente  $I_E$ , de acuerdo a las conversiones que han sido realizadas, resultará positiva debido a que el movimiento de electrones (cargas negativas) del emisor hacia la base corresponde a una corriente positiva desde la base hacia el emisor; ya que adoptamos para  $I_E$  una dirección convencional que sale de E, tenemos  $I_E > 0$ ; además  $I_C$  y  $I_B$  también resultan positivos.

Obviamente, en un transistor NPN en región activa los signos de las corrientes son cambiados (Fig. 13.1.4b).

La corriente que circula en un transistor NPN en región activa está representada esquemáticamente en la Fig. 13.1.5 donde la flecha de trazo grueso indica la corriente de mayor intensidad (la asociada al movimiento de electrones desde el emisor hacia el colector) que ha sido indicada con  $I_{nC}$  y  $I_{nE}$  respectivamente en las regiones del colector y del emisor.

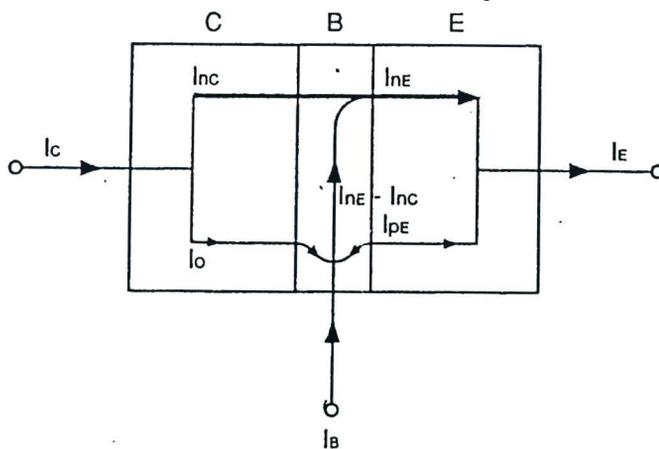


Fig. 13.1.5

$I_{nE} - I_{nC}$  es la corriente que circula en la base por efecto de la recombinación de los electrones con los huecos de la misma base.

Además,  $I_{pE}$  indica la corriente débil asociada al movimiento de los huecos desde la base hacia el emisor e  $I_o$  indica la corriente, muy débil también, asociada al movimiento de los huecos desde el colector hacia la base ( la corriente inversa de la juntura B – C).

La corriente del colector puede ser por lo tanto expresada como:

$$I_c = I_o + \alpha I_E$$

Es decir, como la suma de la corriente inversa relativa a la juntura B – C y la corriente de electrones libres que desde el emisor llega al colector. El parámetro  $\alpha$  considera el hecho ya observado, de que no todos los electrones “emitidos” por el emisor llegan al colector debido al fenómeno de recombinación (sin la recombinación, tendríamos  $\alpha = 1$ ); los valores de  $\alpha$  están generalmente comprendidos entre 0.95 y 0.99.

Usando la primer ley de Kirchhoff, es posible calcular la corriente  $I_c$  en función de la corriente  $I_B$ ; de hecho tenemos:

$$I_c = \frac{I_o}{1 - \alpha} + \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_E - I_B$$

Introduciendo el parámetro  $\beta$ , definido como

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

obtenemos:

$$I_c = (\beta + 1) I_E - I_o - I_B$$

En el transistor de silicio,  $I_o$  es del orden de nA; puesto que  $\beta$  toma valores generalmente comprendidos entre 20 y 200, el término  $(\beta + 1) I_E - I_o$  es menor que  $\mu A$  y es por lo tanto despreciable. Por consiguiente obtenemos

$$I_c = \beta I_B$$

es decir

$$\beta = \frac{I_c}{I_B}$$

$\beta$  resulta ser el cociente entre la corriente del colector y la de la base, comúnmente indicado en las páginas de especificaciones técnicas como  $h_{FE}$ . En la región de corte las junturas E – B y B – C están ambas directamente polarizadas.

Es esta situación, un aumento de la corriente de base no determina cambios apreciables en la corriente de colector ya que los electrones inyectados desde el emisor hacia la base están obstaculizados en su movimiento hacia el colector por una barrera de potencial negativo.

La diferencia de potencial entre el colector y el emisor resulta del orden de unos pocos decimos de Voltios, mientras que la diferencia de potencial entre la base y el emisor es aproximadamente igual a 0.7 Voltios para el transistor de silicio y de aproximadamente 0.2 para los de germanio: el transistor corresponde, en la práctica, a un cortocircuito y la fórmula  $I_c = hFE - I_B$  ya no es válida.

Cuando, finalmente, ambas junturas están inversamente polarizadas, el transistor se dice *en corte*. En este caso  $I_E = 0$  y entonces  $I_c = -I_B = I_o$  que para los transistores de silicio tiene substancialmente valores despreciables: por lo tanto el transistor corresponde a un circuito abierto.



## CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA Y SALIDA

Un elemento de tres terminales como el transistor presenta un circuito de entrada y un circuito de salida; uno de los terminales está conectado a tierra y por lo tanto forma parte tanto del circuito de entrada como del de salida.

Tres son las posibles configuraciones que se pueden obtener: configuración de emisor común, de base común y de colector común ( Fig. 13.1.6).

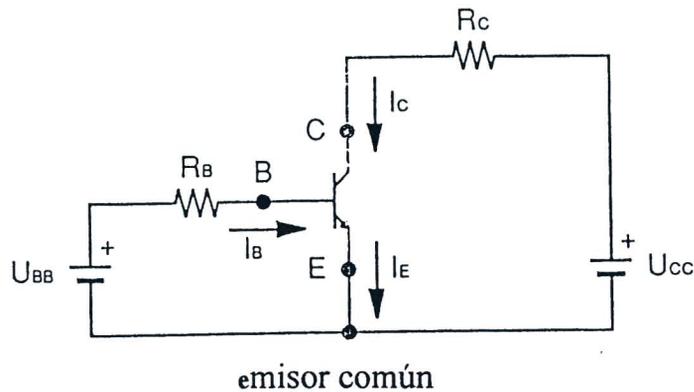


Fig. 13.1.6a

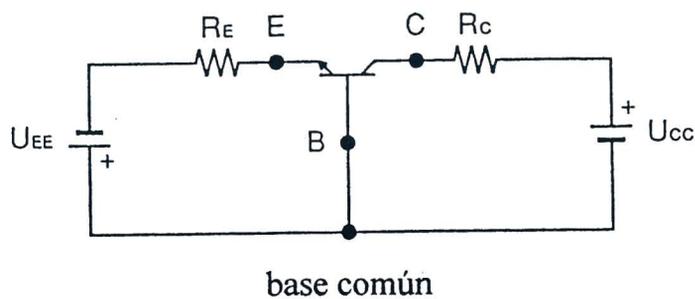


Fig. 13.1.6b

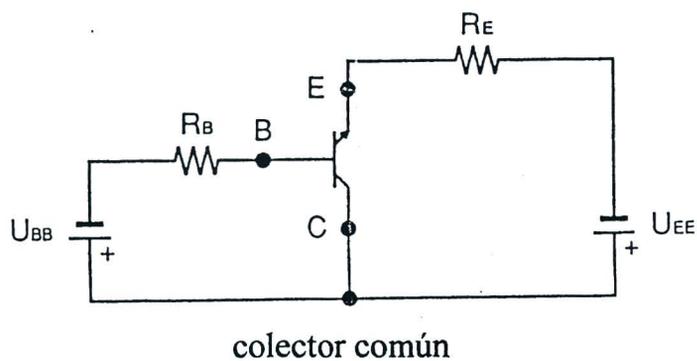


Fig. 13.1.6c

Refiriéndonos por ejemplo al ensamblado de emisor común, que es el más utilizado, podemos ver como se puede determinar el voltaje base – emisor  $U_{BE}$ , el voltaje colector – emisor  $U_{CE}$ , la corriente de base  $I_B$  y la corriente del colector  $I_C$ , partiendo de los parámetros del circuito y de los datos característicos del transistor.

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla de entrada y a la de salida obtenemos (ver Fig. 13.1.6):

$$-U_{BB} + I_B \cdot R_B + U_{BE} = 0 \text{ (I)}$$

$$-U_{CC} + I_C \cdot R_C + U_{CE} = 0 \text{ (II)}$$

El fabricante suministra las características de entrada, es decir, el gráfico donde en el eje de ordenadas se representa  $I_B$  en función de  $U_{BE}$  para diferentes valores de  $U_{CE}$ , y las características de salida, es decir, el gráfico donde en el eje de ordenadas se representa  $I_C$  en función de  $U_{CE}$  para diferentes valores de  $I_B$  (ver Fig. 13.1.7)

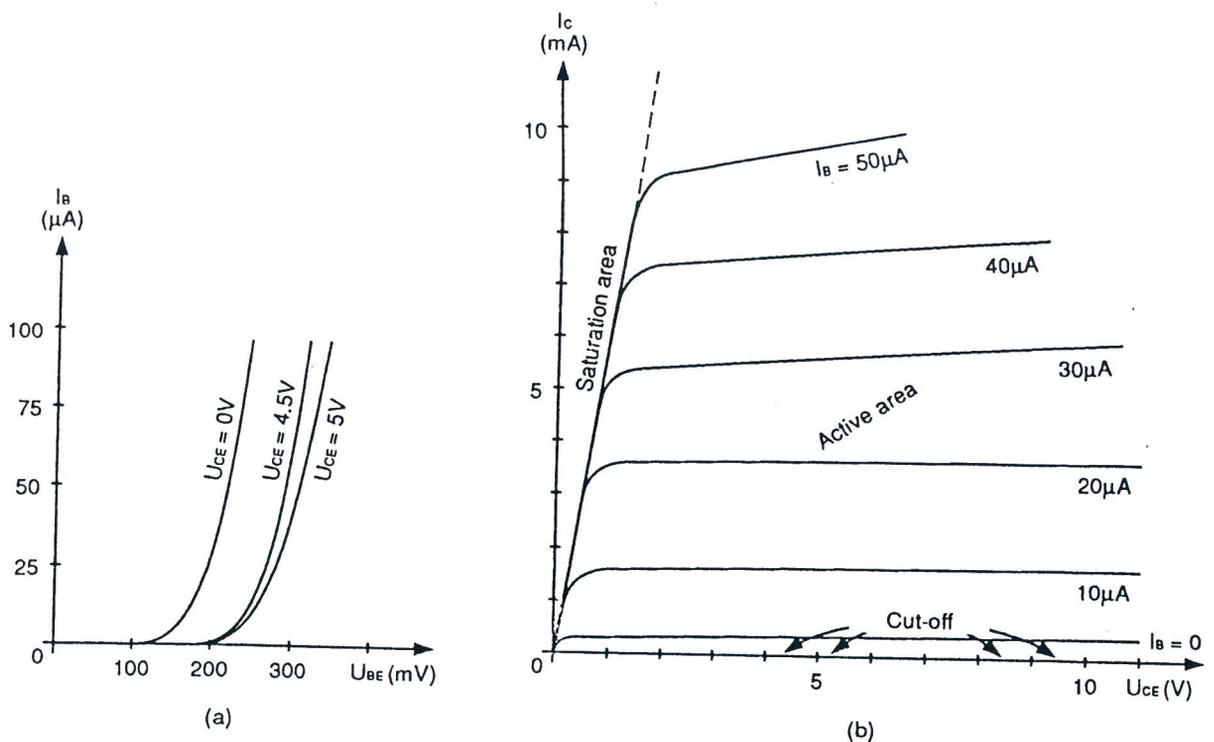


Fig. 13.1.7

**NOTA:**

Saturation area: área de saturación

Active area: área activa

Cut-off: corte.

El análisis del circuito puede realizarse de manera similar a la realizada para los circuitos que contienen diodos ( ver Módulo 11). La ecuación (I) representa una línea recta que interseca al eje  $I_B$  en el punto

$$\frac{U_{BB}}{R_B}$$

y al eje  $U_{BE}$  en el punto  $U_{BB}$  (Fig. 13.1.8).

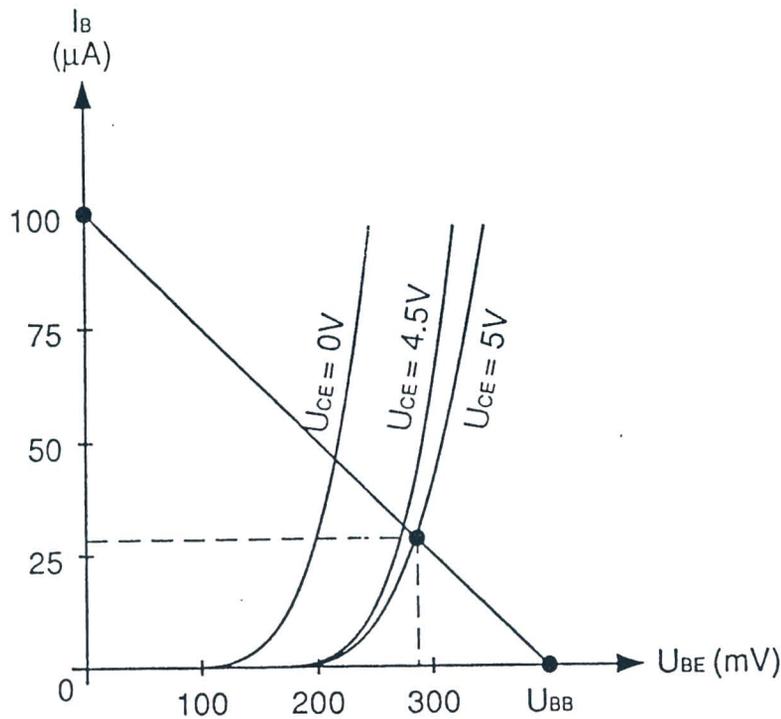


Fig. 13.1.8

Obsérvese que las características de entrada son diferentes de acuerdo al valor de  $U_{CE}$  que es desconocido; en cualquier caso aparte de la curva correspondiente al valor  $U_{CE} = 0$ , las otras no son muy distintas entre ellas. En la práctica son tomadas prácticamente como coincidentes y a menudo los fabricantes dan una sola de ellas en las páginas de especificaciones técnicas. A partir de la intersección de la línea de carga con esta curva se pueden obtener los valores de  $I_B$  y  $U_{BE}$ . Puesto que la línea de carga frecuentemente no está muy inclinada con respecto al eje horizontal, a menudo se puede tomar para mayor sencillez:

$$I_B = \frac{U_{BB}}{R_B}$$

y de ahí deducir el valor correspondiente de  $U_{BE}$ .

Trazando de manera similar la línea recta (II) en el gráfico de las características de salida, se pueden obtener los valores de  $I_C$  y  $U_{CE}$ . De hecho, la línea recta (b) intersecta al eje  $I_C$  en el valor

$$\frac{U_{CC}}{R_C}$$

y al eje  $U_{CE}$  en el valor  $U_{CC}$  ( Fig. 13.1.9)

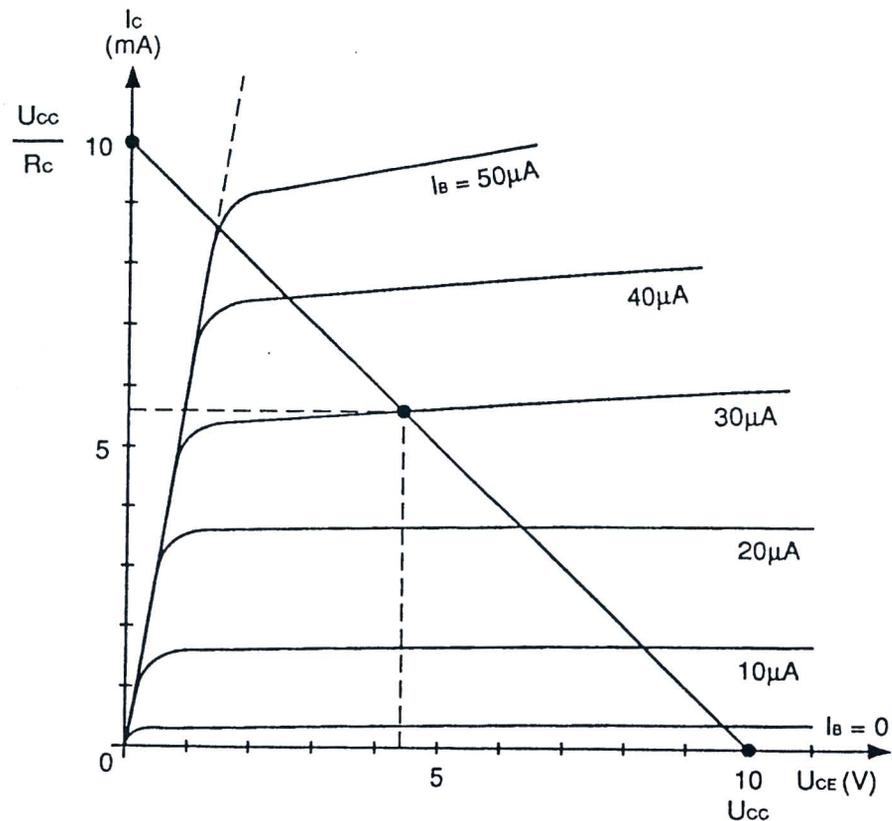


Fig. 13.1.9

Entre las características de salida se selecciona la curva correspondiente a la anteriormente determinada  $I_B$ : la intersección de la línea de carga con esta curva determina los valores de  $I_C$  y  $U_{CE}$ .



Los transistores se dividen en:

- Transistores de baja potencia: hasta aprox. 0.5W
- Transistores de potencia media: hasta aprox. 10W
- Transistores de potencia: hasta aprox. 100 W y más.

Los transistores de baja potencia tienen la cubierta hecha generalmente de material plástico o también metálico y en este caso el colector está conectado a ella.

Los transistores de potencia media tienen siempre el colector conectado a la cubierta, de tipo metálica o parcialmente de material plástico.

Los transistores de potencia tienen, por el contrario, una cubierta metálica para facilitar el montaje en aletas refrigeradoras.

En la Fig. 13.1.10 se muestran las modalidades para identificar los terminales de un transistor.

La comprobación de la integridad operacional de un transistor puede efectuarse de una manera similar a realizada para el diodo (ver módulo 11), considerando que el transistor puede asemejarse a un par de diodos, de acuerdo al diagrama de la Fig. 13.1.11.

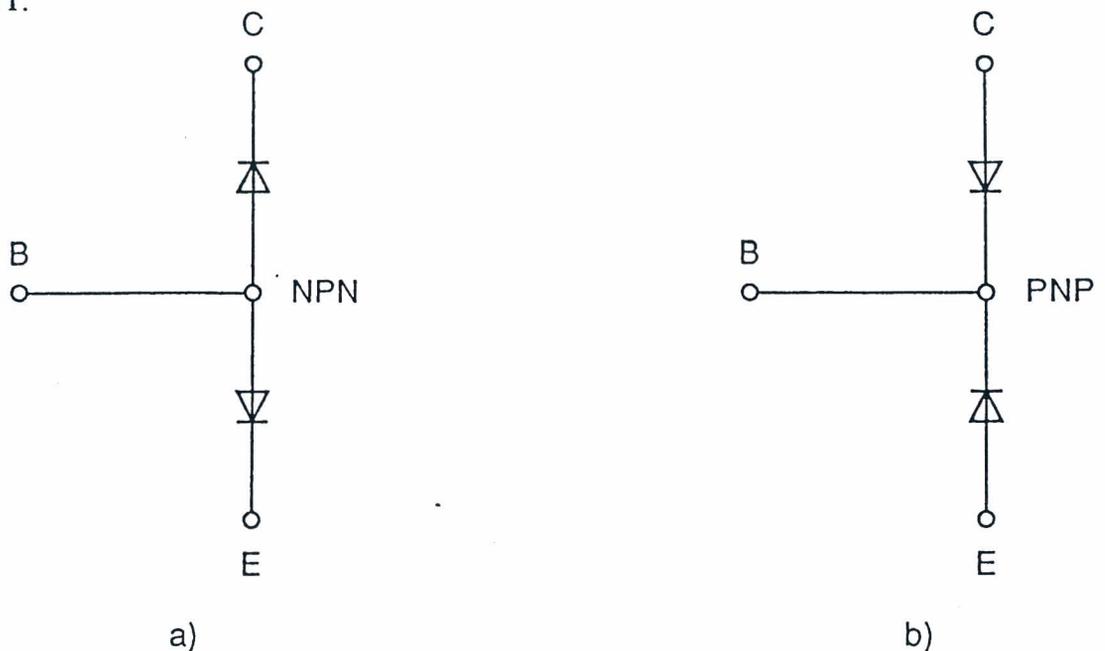


Fig. 13.1.11

Por lo tanto, conectando un tester a los terminales B, E con el terminal positivo del tester en B deberá leerse una baja resistencia, mientras que si el terminal positivo del tester está en E deberá leerse una muy alta resistencia. Algo similar debe verificarse al examinar la juntura B – C que puede parecerse a un cortocircuito cuando el terminal positivo está en B y a un circuito abierto cuando el terminal positivo está en C.

Podemos construir las curvas características de entrada y salida para un transistor dado, usando el circuito representado en la Fig. 13.1.15 en el caso de, por ejemplo, una configuración emisor común.

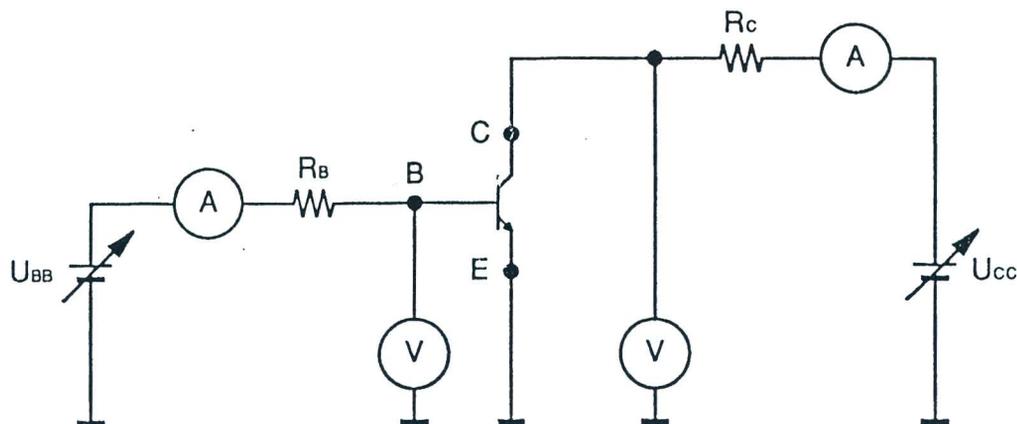


Fig. 13.1.12

Haciendo variar  $U_{BB}$  se puede cambiar la corriente de base  $I_B$  y construir la curva  $I_B$  en función de  $U_{BE}$  (característica de entrada). La diferencia de potencial base - emisor  $U_{BE}$  debe ser prácticamente independiente de  $I_B$  cuando  $I_B > 20 \mu A$  (igual a aprox. 0.7 Voltios para un transistor de silicio).

Para la característica de salida se fija un valor de  $I_B$  y se hace variar a  $U_{CC}$  progresivamente. Cuando  $I_{CC}$  aumenta observamos algunas variaciones de  $I_C$  y de  $U_{CE}$  que pueden ser representadas en un gráfico. Entonces al repetir el procedimiento para otros valores de  $I_B$  se obtiene la familia de curvas de salida.



## LECCIÓN 2

### Polarización

#### □ OBJETIVOS:

Conocer:

- Que significa la polarización de un transistor
- De que manera la polarización influye sobre la operación del transistor
- Cuales son los circuitos de polarización mas comunes
- De que manera los diferentes tipos de polarización influyen sobre la estabilidad de un circuito de transistor

Poder:

- Reconocer los diferentes tipos de polarización
- Analizar un circuito de polarización determinando las corrientes y los voltajes
- Proyectar un circuito de polarización con características preestablecidas

#### □ REQUISITOS:

- Lección 1
- Leyes de Kirchhoff

#### □ TEMAS:

- Generalidades
- Polarización de retroalimentación del colector
- Polarización del divisor de voltaje
- Polarización del emisor



## GENERALIDADES

La polarización de un transistor consiste en ajustar al dispositivo para operar en un cierto punto de sus características. Generalmente, el punto de trabajo está fijado en la región central del área activa del transistor (ver Fig. 13.2.1), pero por exigencias prácticas la posición puede ser trasladada a los extremos del área activa.

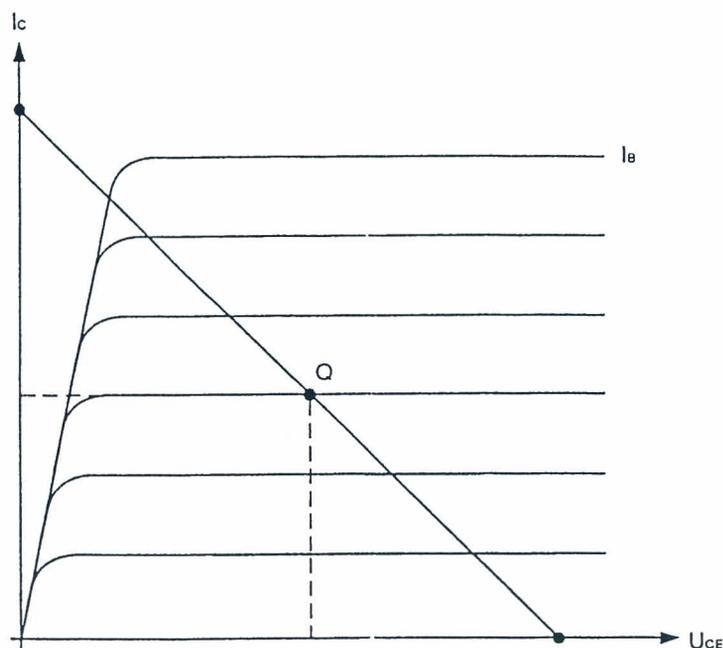


Fig. 13.2.1

La posición del punto de trabajo depende de:

- La corriente de entrada  $I_B$
- El voltaje de entrada  $U_{BE}$
- El voltaje de salida del colector  $U_{CE}$
- La corriente de salida  $I_C$

Para saber a que tipo de aplicación esta destinado un B.J.T, deben conocerse estos cuatro parámetros, que permiten ubicar la parte del área activa donde debe fijarse el punto de trabajo. Consideremos por ejemplo un transistor en la configuración emisor común. La elección del punto de trabajo implica que los valores de la corriente de salida y del voltaje  $U_{CE}$  están preestablecidos. Por lo tanto la corriente de base deberá tener el valor:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

Supongamos por ejemplo que queremos polarizar el transistor de la Fig. 13.2.2 con  $I_c = 5\text{mA}$ ,  $U_{CE} = 4\text{V}$ . Debemos tener  $h_{FE} = 200$ ,  $U_{CC} = 9\text{V}$ ,  $U_{BB} = 5\text{V}$ .

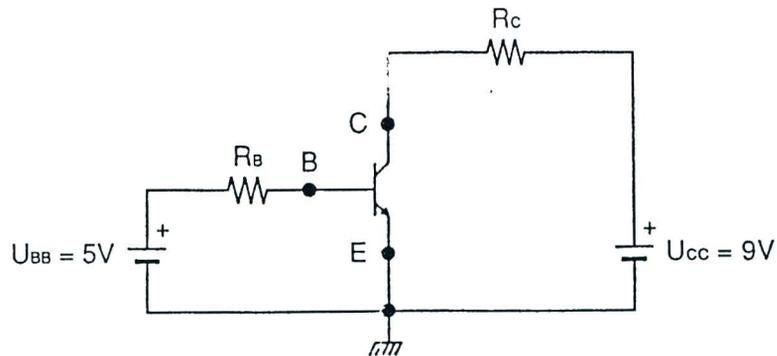


Fig. 13.2.2

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla de salida obtenemos:

$$-U_{CC} + I_c \cdot R_C + U_{CE} = 0 \quad \text{es decir} \quad R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_c} = 1\text{k}\Omega$$

Ya que

$$I_B = \frac{I_c}{h_{FE}}$$

obtenemos  $I_B = 25\mu\text{A}$ .

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla de entrada obtenemos:

$$-U_{BB} + I_B \cdot R_B + U_{BE} = 0$$

Tomando  $U_{BE} = 0.7\text{V}$  obtenemos:

$$R_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{I_B} = 170\text{k}\Omega$$

El método de polarización ilustrado en la Fig. 13.2.2 no es muy conveniente porque utiliza dos generadores diferentes, en cambio el circuito de la Fig. 13.2.3 es más práctico.

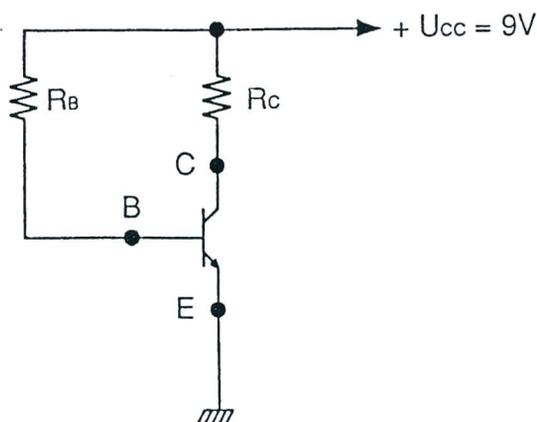


Fig. 13.2.3

Tomando los valores anteriores de los parámetros obtenemos

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = 1k\Omega \quad \text{y} \quad R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_B} = 330k\Omega$$

El sistema de polarización de la Fig. 13.2.3 no es todavía del todo conveniente ya que la corriente y el voltaje en la malla de salida dependen fuertemente del parámetro  $h_{FE}$ , que puede variar en función de la temperatura y, para ciertos modelos de transistor, de un elemento a otro.

Por ejemplo para el BJT 2N3904,  $h_{FE}$  puede tomar valores comprendidos entre 100 y 300, dispersión usual para los transistores; además  $h_{FE}$  sufre un incremento del orden del 1% cuando la temperatura aumenta  $1^\circ\text{C}$ . También  $U_{BE}$  e  $I_0$  dependen de la temperatura: los efectos de las variaciones de estos parámetros, debidas a cambios de temperatura no son muy importantes, al menos para los transistores de silicio y en las siguientes páginas serán despreciados ( $U_{BE}$  disminuye 2.5 mV cuando la temperatura aumenta  $1^\circ\text{C}$ ,  $I_0$  se duplica por cada  $10^\circ\text{C}$  de incremento, manteniéndose entonces menor que el  $\mu\text{A}$  hasta temperaturas cercanas a  $100^\circ\text{C}$  en el caso del transistor de silicio). Por ejemplo, si en el circuito de la Fig. 13.2.3, diseñado para un transistor con  $h_{FE} = 200$ , se inserta un transistor con  $h_{FE} = 300$ , se verifica que: el valor de  $I_B$  no cambia siendo

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = 25\mu\text{A}$$

Por el contrario la corriente del colector  $I_c$  toma el valor:

$$I_c = h_{FE} \cdot I_B = 7.5 \text{ mA}$$

y la diferencia de potencial  $U_{CE}$  el valor:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_c \cdot R_c = 1.5V,$$

Muy distintos de los valores “proyectados”  $I_c = 5\text{mA}$  y  $U_{CE} = 4V$ .

## POLARIZACIÓN DE RETROALIMENTACIÓN DEL COLECTOR

Para reducir la dependencia de las magnitudes de salida a  $h_{FE}$  es preferible polarizar el circuito de acuerdo al esquema de la Fig. 13.2.4.

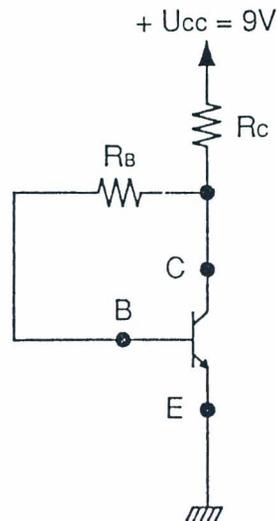


Fig. 13.2.4

Supongamos que también  $U_{CC} = 9V$ ,  $h_{FE} = 200$  y si deseamos polarizar el transistor con  $I_C = 5mA$  y  $U_{CE} = 4V$ , las resistencias  $R_C$  y  $R_B$  deberán ser elegidas con un valor:

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = 1k\Omega$$

$$R_B = \frac{U_{CC} - I_C \cdot R_C - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_{CC} - I_C \cdot R_C - U_{BE}}{\frac{I_C}{h_{FE}}} = 130k\Omega$$

El circuito de la Fig. 13.2.4 se llama retroalimentación de colector: en este caso el punto de trabajo resulta muy estable porque los efectos de la variación de  $h_{FE}$  son ecualizados. De hecho, si por ejemplo  $h_{FE}$  aumenta, habrá un incremento de  $I_C$  y un incremento de la caída de voltaje en  $R_C$ : ya que

$$I_B = \frac{U_{CC} - I_C \cdot R_C - U_{BE}}{R_B}$$

$I_B$  tiende a disminuir con una consecuente nueva disminución de  $I_C$ .

Supongamos, por ejemplo, que en el circuito anterior, diseñado para  $h_{FE} = 200$ , la ganancia de corriente toma el valor 300.

Teniendo en cuenta que  $I_c = h_{FE} \cdot I_B$ , obtenemos usando la ecuación anterior:

$$I_c = \frac{h_{FE}}{R_B} (U_{CC} - I_c \cdot R_c - U_{BE})$$

es decir

$$I_c = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{\frac{R_B}{h_{FE}} + R_c} = 5.8\text{mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_c \cdot R_c = 3.2\text{V}$$

valores no muy diferentes de los del “diseño”: 5mA y 4V.

La estabilización de la retroalimentación del colector se satisface con la condición de que el valor de  $R_c$  se mantenga alto y el valor de  $R_B$  se mantenga bajo.

La primera condición exige que el valor de  $U_{CC}$  sea grande, mientras que la segunda exige que el valor de  $I_B$  sea grande y como consecuencia también  $I_c$ , todo esto con una pérdida de energía no siempre aceptable.

## POLARIZACIÓN DEL DIVISOR DE VOLTAJE

Otra solución de polarización de circuito, tal vez la mas usada, es denominada polarización del divisor de voltaje (Fig. 13.2.5).

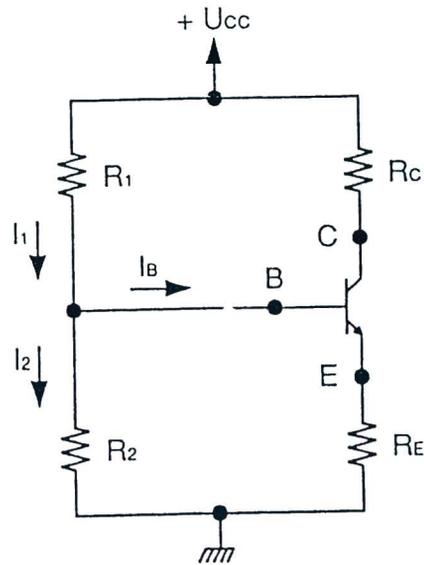


Fig. 13.2.5

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla  $U_{cc}$   $R_1$   $R_2$ , se obtiene la siguiente ecuación:

$$U_{cc} = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2$$

con  $I_B = I_1 - I_2$

Usando ambas ecuaciones podemos escribir:

$$U_{cc} = I_1 \cdot R_1 + (I_1 - I_B) \cdot R_2$$

es decir

$$I_1 = \frac{U_{cc} + I_B \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Además obtenemos

$$I_2 = \frac{U_{cc} - I_B \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla  $U_{BE}$   $R_E$   $R_2$ , obtenemos:

$$I_E \cdot R_E + U_{BE} = I_2 \cdot R_2$$

y, usando el valor de  $I_2$  obtenido anteriormente, podemos escribir:

$$I_E \cdot R_E + U_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{CC} - I_B \cdot R_1)$$

Tomando

$$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}}$$

obtenemos:

$$I_E \cdot R_E + U_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} - \frac{I_E}{h_{FE}} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Es decir:

$$I_E = \frac{\frac{R_2 \cdot U_{CC}}{R_1 + R_2} - U_{BE}}{R_E + \frac{R_1 \cdot R_2}{h_{FE} \cdot (R_1 + R_2)}}$$

Note que si

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{h_{FE} \cdot (R_1 + R_2)}$$

es despreciable con respecto a  $R_E$ ,  $I_E$  resulta independiente de  $h_{FE}$ , es decir, el sistema de polarización esta perfectamente estabilizado en lo que respecta a las variaciones de  $h_{FE}$

Considere como ejemplo el circuito de la Fig. 13.2.6.

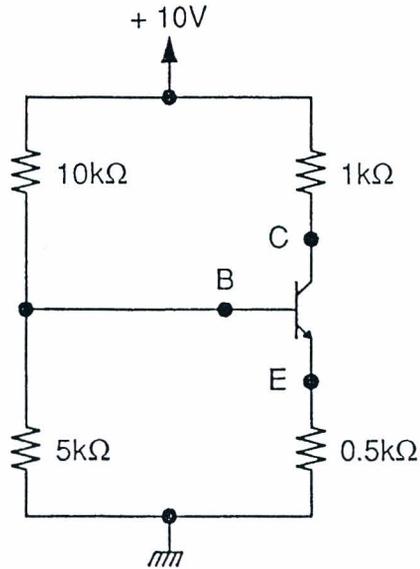


Fig. 13.2.6

De la ecuación:

$$I_E = \frac{\frac{R_2 \cdot U_{CC}}{R_1 + R_2} - U_{BE}}{R_E + \frac{R_1 \cdot R_2}{h_{FE} \cdot (R_1 + R_2)}}$$

podemos obtener fácilmente:

$$I_E = \frac{\frac{(5 \cdot 10)}{15} - 0.7}{0.5 + \frac{5 \cdot 10}{300 \cdot 15}} = 5\text{mA}$$

Una variación de  $h_{FE}$ , ocasionada por ejemplo por un incremento de la temperatura, no implica variaciones apreciables de  $I_E$ ; por ejemplo, para  $h_{FE}$  igual a 300 obtenemos:

$$I_E = \frac{\frac{5 \cdot 10}{15} - 0.7}{0.5 + \frac{5 \cdot 10}{300 \cdot 15}} = 5.1\text{mA}$$

valor que es prácticamente el mismo que el previamente obtenido con  $h_{FE} = 100$ .

El circuito de polarización del divisor de voltaje es por lo tanto muy estable ya que  $I_E$  e  $I_C$  son prácticamente independientes de las variaciones de  $h_{FE}$ .

El valor de  $R_E$  es usualmente elegido de forma tal que  $I_E \cdot R_E = U_{CC}/4$  y a  $R_2$  se le da un valor comprendido entre  $5R_E$  y  $10R_E$ .

## POLARIZACIÓN DEL EMISOR

Este tipo de polarización utiliza un voltaje positivo y uno negativo de acuerdo al diagrama de la Fig. 13.2.7

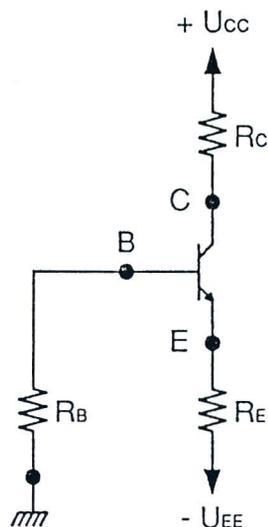


Fig. 13.2.7

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla de entrada obtenemos:

$$I_B \cdot R_B + U_{BE} + I_E \cdot R_E = U_{EE}$$

y siendo

$$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}}$$

obtenemos:

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

Observe que si

$$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}}$$

entonces es despreciable respecto de  $R_E$ ,  $I_E$  y prácticamente independiente de  $h_{FE}$ .

Supongamos que queremos polarizar, por ejemplo, el transistor de la Fig. 13.2.7 con  $I_C = 5\text{mA}$  y  $U_{CE} = 4\text{V}$ . Tenemos  $U_{CC} = U_{EE} = 10\text{V}$ ,  $h_{FE} = 100$ .

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla de salida obtenemos:

$$-U_{CC} + I_C \cdot R_C + I_E \cdot R_E + U_{CE} - U_{EE} = 0$$

y tomando  $I_C = I_E$  obtenemos

$$R_C + R_E = 3200\Omega$$

Tomemos, por ejemplo,  $R_E = 1500\Omega$  y  $R_C = 1700\Omega$ .

Considerando que

$$I_B = \frac{I_E}{h_{FE}}$$

y que

$I_B \cdot R_B + U_{BE} + I_E \cdot R_E = U_{EE}$ , obtenemos:

$$R_B = \frac{U_{EE} - I_E \cdot R_E - U_{BE}}{I_B} = \frac{10 - 7.5 - 0.7\text{V}}{50\mu\text{A}} = 36000\Omega$$

Observe que un cambio importante de  $h_{FE}$  tampoco tiene en este caso una gran influencia sobre el valor de  $I_E$ : si, por ejemplo,  $h_{FE}$  toma el valor 200,  $I_E$  queda:

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{h_{FE}}} = \frac{10 - 0.7\text{V}}{1500 + 180\Omega} = 5.5\text{mA}$$

con un cambio de solo un 10%.

## LECCIÓN 3

### **Modo de funcionamiento: como interruptor y como regulador**

#### **□ OBJETIVOS:**

Conocer:

- El uso del transistor como interruptor y algunas aplicaciones prácticas
- El uso del transistor como regulador en las unidades de alimentación estabilizadas

Poder:

- Analizar circuitos simples en corriente directa donde el transistor es usado como interruptor o como regulador
- Diseñar circuitos simples donde el transistor actúe como interruptor

#### **□ REQUISITOS:**

- Lección 1 de este módulo
- Módulo 11 y Módulo 12 con especial atención a la Lección 4 del Módulo 12

#### **□ TEMAS:**

- El transistor como interruptor
- El transistor como regulador



## EL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR

Una de las aplicaciones más importantes del transistor en circuitos de corriente continua es como aparato conmutador, es decir, como interruptor. Para que pueda operar como interruptor electrónico es necesario que el transistor se conmute entre la región de corte y la de saturación; resaltamos el hecho de que, en la hipótesis de un transistor ideal, el BJT en saturación es equivalente a un cortocircuito entre C y E, mientras que el BJT en corte se comporta como un circuito abierto.

Considérese el circuito de la fig. 13.3.1 (a):

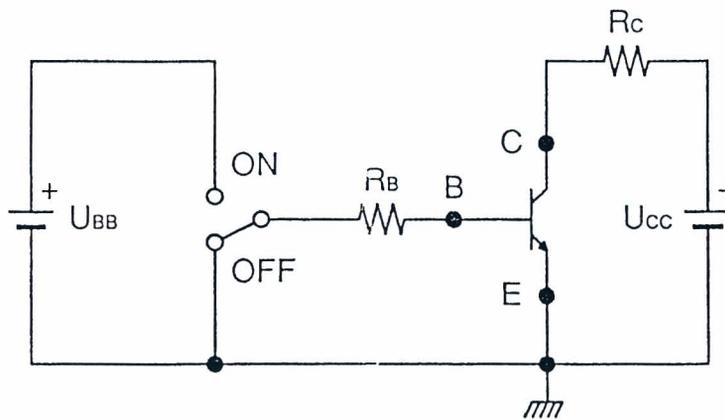


Fig. 13.3.1a

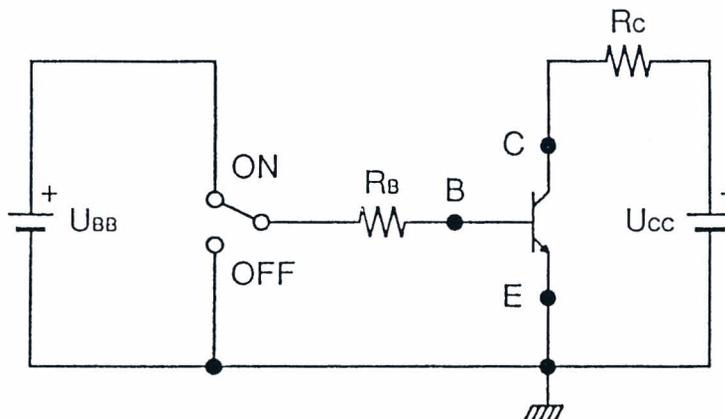


Fig. 13.3.1b

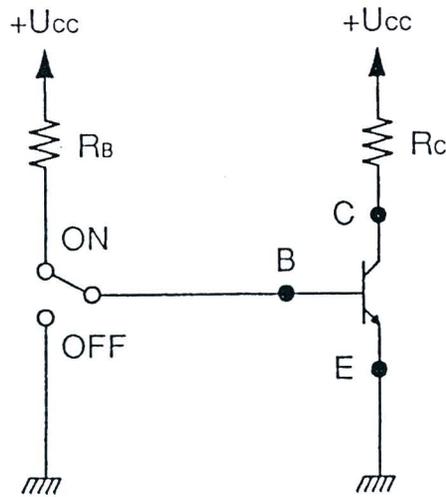


Fig. 13.3.1c

Cuando el interruptor está en la posición de apagado (off) el transistor está en corte ya que la juntura base – emisor no está directamente polarizada: entonces tenemos  $I_B = 0$  e  $I_c = (b + 1)I_o = 0$ . En este caso es como si entre el colector y el emisor el circuito estuviera abierto.

Cuando por el contrario, la juntura base – emisor está directamente polarizada (ver Fig. 13.3.1 (b)) y la corriente de base es suficientemente alta como para fijar el transistor a saturación, el transistor es en la práctica igual a un cortocircuito entre el colector y el emisor.

Para fijar el transistor a saturación debemos tener  $U_{CE} = 0$ : de la segunda ley de Kirchhoff obtenemos:

$$U_{cc} - I_c \cdot R_c - U_{CE} = 0$$

y por lo tanto  $I_c = U_{cc}/R_c$

Para tener saturación se debe verificar la siguiente condición:

$$I_B > \frac{I_c}{h_{FE}}$$

entonces obtenemos:

$$I_B > \frac{U_{cc}}{h_{FE} \cdot R_c}$$

y ya que

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B}$$

finalmente obtenemos

$$\frac{U_{BB} - 0.7}{R_B} > \frac{U_{cc}}{h_{FE} \cdot R_c}$$

donde se toma una caída de voltaje  $U_{BE} \approx 0.7V$ , que es la condición requerida para fijar un transistor a saturación.

Si por ejemplo en un circuito con  $U_{cc} = 10V$ ,  $R_c = 1k\Omega$ ,  $R_B = 10k\Omega$  y con el transistor caracterizado por el parámetro  $h_{FE} = 50$ , el voltaje  $U_{BB}$  deberá ser mayor que el valor:

$$\frac{R_B \cdot U_{cc}}{h_{FE} \cdot R_c} + 0.7 = 2.7V$$

Los casos descritos en la Fig. 13.3.1 (a) y (b) pueden también lograrse utilizando solo una unidad de alimentación como se muestra en la LECCIÓN 2 (ver Fig. 13.3.1 (c)).

Como primer ejemplo, considere el circuito de la fig. 13.3.2.

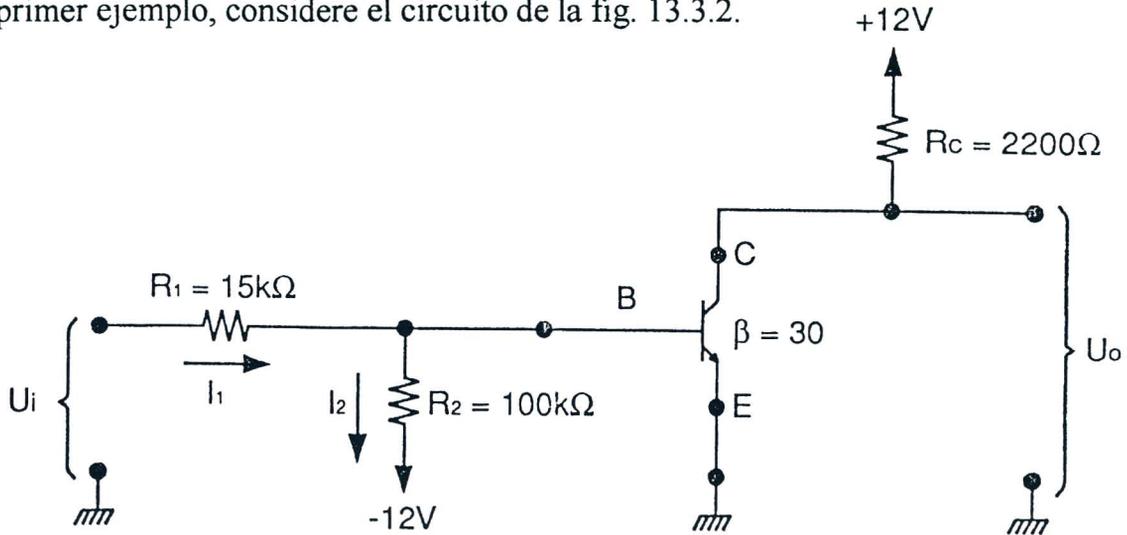


Fig. 13.3.2

Si la entrada  $U_i$  tiene potencial nulo, la corriente que circula en la malla de entrada - tomando la resistencia de entrada del transistor con un alto valor - puede obtenerse aplicando la segunda ley de Kirchoff a esta malla. Obtenemos:

$$I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2 - 12 = 0 \quad \text{es decir} \quad I_1 = I_2 = \frac{12}{(15000 + 100000)} = 100\mu A$$

$$\text{entonces } U_{BE} = -100\mu A \cdot 15000\Omega = -1.5V.$$

La juntura B – E esta inversamente polarizada y el transistor esta en corte. Por lo tanto tenemos  $I_c = 0$  y  $U_o = 12V$ .

Si  $U_i = 12V$ , el transistor esta en saturación: de hecho la corriente  $I_B$  necesaria para fijar el transistor a corte, tomando  $h_{FE} = 30$ , esta dada por:

$$I_B = \frac{U_{cc}}{h_{FE} \cdot R_c} = \frac{12V}{30 \cdot 2200\Omega} = 0.18mA$$

La corriente  $I_1$  puede obtenerse aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla  $U_i R_1 U_{BE}$  y tomando  $U_{BE} = 0.7V$ .

De hecho obtenemos  $-12 + I_1 \cdot R_1 + U_{BE} = 0$ ;  
es decir:

$$I_1 = \frac{12 - 0.7}{15000} = 0.75mA$$

Por el contrario la corriente  $I_2$  puede obtenerse aplicando la segunda ley de Kirchhoff a la malla  $U_{BE} R_2$ :

$$U_{BE} + 12 - I_2 \cdot R_2 = 0$$

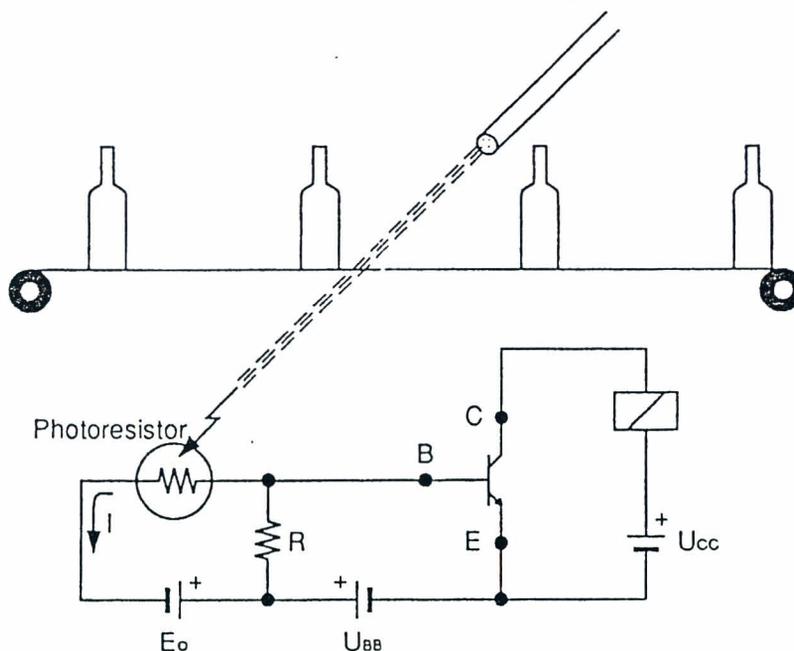
es decir:

$$I_2 = \frac{12 + 0.7}{100000} = 0.13mA$$

Ya que  $I_B = I_1 - I_2 = 0.62mA$ , la corriente de base resulta aproximadamente igual al triple de la corriente necesaria para fijar el transistor a saturación. Entonces tenemos  $U_o = U_{CE} = 0$ .

Observe que el circuito bajo estudio realiza una inversión de voltaje entre entrada y salida: cuando la entrada tiene potencial alto la salida tiene potencial bajo y viceversa; el circuito se comporta como un inversor, es decir, en la práctica realiza la función lógica NOT.

Otro ejemplo práctico de transistor usado como interruptor es mostrado en la Fig. 13.3.3



NOTA: photoresistor: fotoresistor

Fig. 13.3.3

donde figura el esquema de un circuito que permite contar las botellas que pasan en una correa transportadora.

Cuando la fotoresistencia se ilumina y conduce, se establece una diferencia de potencial igual a  $R \cdot I$  en los extremos de la resistencia  $R$ . Esta diferencia de potencial, presente en el circuito de la base de un transistor, dada su polaridad neutraliza la acción del generador  $U_{BB}$ . Los valores de los parámetros pueden ajustarse fácilmente para que en esta situación se tenga  $U_{BE} < 0$  y que entonces el transistor este en corte. Por lo tanto no hay pasaje de corriente en el circuito de salida. Cuando una botella pasa por enfrente del rayo óptico, la fotoresistencia no es irradiada y de esta manera no conduce, comportándose como un interruptor abierto. Al faltar voltaje en los extremos de la resistencia  $R$ , la base del generador resulta polarizada de la manera correcta por el generador  $U_{BB}$ , de forma tal que tenemos en el circuito el pasaje de un impulso de corriente que dispara el relé del contador.



## EL TRANSISTOR COMO REGULADOR

Una unidad de alimentación ideal es un circuito capaz de suministrar un voltaje continuo  $U_o$  independiente de la corriente que pasa por la carga, de la temperatura y de eventuales variaciones del voltaje alterno de entrada. En el módulo 12 se han analizado algunas unidades de alimentación, compuestas esencialmente por un transformador, un rectificador, un filtro y un estabilizador de diodo Zener. Estas unidades de alimentación no son muy estables y por lo tanto no pueden ser usadas en muchas aplicaciones.

De hecho, el voltaje de salida puede variar cuando varía la carga, el voltaje de entrada y la temperatura.

Por lo tanto usamos dispositivos controlados por transistores que pueden ser principalmente de dos clases: reguladores en serie y reguladores en paralelo.

En los primeros el sistema de control esta en serie con la carga, en los últimos el sistema de control esta en paralelo con la carga.

En la Fig. 13.3.4 (a) y (b) se muestra respectivamente un regulador simple en paralelo y un regulador simple en serie.

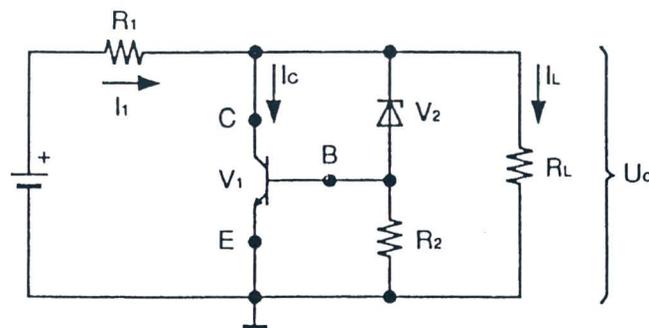


Fig. 13.2.4a

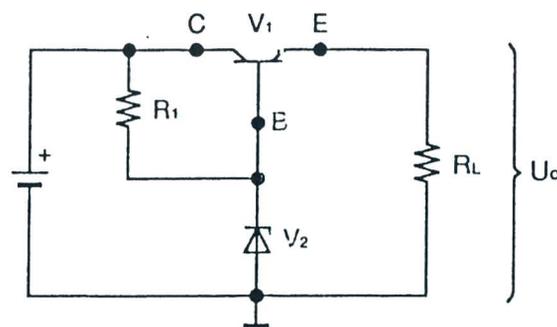


Fig. 13.2.4a

Si en el circuito representado en la Fig. 13.2.4 (a) se desprecia la débil corriente que atraviesa al diodo Zener, la corriente  $I_1$  que sale de la unidad de alimentación no estabilizada se divide entre el colector del transistor y la carga: por lo tanto  $I_1 = I_c + I_L$ .

Si por ejemplo la carga disminuye,  $I_L$  tiende a aumentar; sin el transistor, la caída de voltaje en  $R_1$ ,  $U_{R1} = I_1 \cdot R_1$ , tendería a aumentar con la consecuente disminución del voltaje de salida.

En presencia del transistor, una disminución de la carga también tendería a provocar un incremento de  $I_L$  y por ende una disminución del voltaje de salida: pero puesto que  $U_o = U_Z + U_{BE}$ , donde  $U_Z$  es el voltaje del Zener ( $U_2$ ), se verifica como consecuencia una disminución de  $U_{BE}$ .

Por lo tanto hay una disminución de  $I_B$  y de  $I_c$ ; ya que  $I_1 = I_L + I_c$ , la corriente que atraviesa  $R_1$  tiende a mantenerse constante ya que el incremento de  $I_L$  es ecualizado por la disminución de  $I_c$ .

Además, las respuestas del diodo Zener y del transistor a las variaciones de la temperatura ambiente pueden seleccionarse para generar una ecualización entre los dos efectos.

Observe que, ya que  $I_1 = I_c + I_L$ , la corriente del colector toma su valor máximo cuando  $I_L = 0$ , es decir, cuando la unidad de alimentación esta abierta; el transistor debe poder soportar una corriente máxima  $I_{cmax} = I_1$  y por lo tanto una potencia máxima

$$P_{max} = U_o \cdot I_{cmax} = U_o \cdot I_1$$

El comportamiento del circuito en serie (Fig. 13.3.4(b)) puede entenderse de la siguiente manera: al aplicar la segunda ley de Kirchhoff a la malla  $U_{BE} R_L V_2$  obtenemos  $U_{BE} - U_Z + U_o = 0$  donde  $U_Z$  es el voltaje del Zener y  $U_o$  es el voltaje de salida; entonces  $U_{BE} = U_Z - U_o$ .

Un aumento de, por ejemplo, el voltaje de salida  $U_o$  implica una disminución de  $U_{BE}$  y por lo tanto una disminución de la corriente que atraviesa al transistor: hay una disminución de  $U_o$  que tiende a ecualizar el incremento inicial.

Comúnmente se agregan a la configuración de la Fig. 13.2.4 (b) dos capacitores, uno en la entrada y el otro en la salida; el primero sirve para prevenir oscilaciones, mientras que el segundo reduce la impedancia en altas frecuencias.

## LECCIÓN 4

### **Lectura y uso de técnicas específicas tratadas en los catálogos**

#### □ **OBJETIVOS:**

Conocer:

- Las especificaciones mas importantes provistas por las guías de datos

Poder:

- Consultar una guía de datos por si solo, obteniendo la información fundamental para elegir correctamente entre los diferentes componentes disponibles en el mercado

#### □ **REQUISITOS:**

- Lección 1, 2 y 3 de este módulo
- Módulo 11 y Módulo 12 con especial atención a la Lección 4 del Módulo 12

#### □ **TEMAS:**

- Lectura y uso de técnicas específicas tratadas en los catálogos



**LECTURA Y USO DE TÉCNICAS ESPECÍFICAS  
TRATADAS EN LOS CATÁLOGOS**

A modo de ejemplo se indican los datos técnicos de dos transistores: el transistor Philips BFX30 y el transistor Texas Instrument 2N3004.

Aún cuando las guías de datos provistas por las diferentes empresas están presentadas de manera diferente, la información provista es substancialmente la misma. Es conveniente recordar que, aún cuando las diferentes empresas utilizan diferentes referencias, no siempre con un significado preciso, la Asociación Europea (Pro Electron) establece que la primera letra indica el material con el cual está hecho el instrumento, la segunda indica la función para la cual el dispositivo está principalmente designado, de acuerdo a lo que figura en tablas. Estas dos primeras letras están seguidas o por un número de tres dígitos comprendido entre 100 y 999 o por una letra y un número de dos dígitos comprendido entre 10 y 99. En el primer caso la referencia indica que es un dispositivo para instalaciones industriales, en el segundo caso indica que es un dispositivo para instalaciones profesionales. Por lo tanto, BF en el transistor BFX30 indica que es un transistor de silicio con una baja potencia.

El manual Philips suministra, en la primera página, referida al transistor BFX30, una síntesis de los datos técnicos más importantes, más precisamente:

- a) el voltaje continuo máximo colector – base;
- b) el voltaje continuo máximo colector – emisor;
- c) el valor máximo para la corriente del colector;
- d) la máxima potencia soportada por el transistor a una temperatura ambiente de 25°C;
- e) el valor de  $h_{FE}$  (ganancia estática de corriente);
- f) el tiempo de almacenamiento, cuyo significado físico será visto en las páginas siguientes.

En la página 2 figuran los valores máximos de las magnitudes eléctricas que admite la juntura. El índice 0 indica un valor relativo a una magnitud directa, mientras que el índice M indica un valor máximo.

Por ejemplo  $-V_{CB0max} = 65$  Voltios significa que el voltaje continuo máximo colector – base es  $-65$  Voltios (ya que el transistor es del tipo PNP, los valores de  $U_{CB}$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_{EB}$ ,  $I_c$ ,  $I_e$  e  $I_b$  son negativos) y  $-I_{CMmax} = 600$ mA significa que el valor máximo para la corriente del colector es 600mA.

Además, figura la temperatura mínima y máxima que puede soportar el transistor sin dañarse ( $T_{stgmin}$  y  $T_{stgmax}$ ) y la temperatura máxima de trabajo de la juntura  $T_{jmax}$ . Además se suministra el valor de la resistencia térmica, definida como:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_{amb}}{p}$$

donde  $P$  es la potencia disipada en la juntura,  $T_j$  es la temperatura de la juntura,  $T_{amb}$  es la temperatura ambiente.

Observe que:

$$T_j = P \cdot R_{th} + T_{amb}$$

es decir,  $T_j$  se crece proporcionalmente a la potencia disipada. Ya que debe cumplirse que  $T_j < 200^\circ\text{C}$ , tomando  $R_{th} = 300^\circ\text{C}$ ,  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , obtenemos para la potencia máxima:

$$P_{max} = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{th}} = \frac{175}{300} = 0.6\text{W}$$

como figura en las hojas de especificaciones técnicas.

Además obtenemos, en función de la temperatura ambiente, la potencia que puede ser disipada:

$$P = \frac{200^\circ - T_{amb}}{300}$$

En la página 5 de las hojas de especificaciones técnicas se muestra el gráfico de esta función en el que se ve la disminución de la potencia en función de  $T_{amb}$ .

Además, en la página 2 se pueden ver los valores de las corrientes inversas  $C - B$ ,  $E - B$ , del voltaje  $B - E$  en condiciones de saturación y el valor de la ganancia estática de corriente  $h_{FE}$ .

En la página 3 se muestran los valores de las capacidades de la juntura.

En la página 4 se muestran los tiempos de respuesta del transistor. El transistor se traslada desde el corte a la saturación y luego otra vez al corte: todo esto por medio de un impulso, aplicado a la base, de una duración de 200nseg. Observe que cuando se aplica el impulso, el transistor no pasa inmediatamente desde el corte a la saturación, sino que lo hace con un retardo  $t_{on}$  de aproximadamente 27nseg, correspondiente a la suma de dos tiempos:

$$T_{on} = t_d + t_r$$

Donde  $t_d$  se denomina tiempo de retardo y representa el intervalo de tiempo necesario para que la corriente se eleve en un 10% del valor máximo de saturación, mientras que  $t_r$ , llamado tiempo de subida, representa el tiempo necesario para que la corriente ascienda de un 10% a un 90% de la corriente de saturación.

El valor de  $t_d$  esta ligado a la capacidad de la juntura  $E - B$  que debe ser cargada para trasladar el transistor de la región de corte a la activa;  $t_r$  es el tiempo necesario para que la corriente del colector atraviese la región activa en su pasaje del corte a la saturación.

De la misma manera, el pasaje de saturación a corte no ocurre de manera inmediata, sino con un retardo  $t_{off} = 125 \text{ nseg}$ , correspondiente a la suma de dos veces  $t_s$  ( tiempo de almacenamiento) y  $t_f$  (tiempo de bajada).

El tiempo  $t_s$  se debe al hecho de que, en saturación, existe en la base un exceso de portadores minoritarios que deben ser removidos ya que el transistor entra en corte.

$t_f$  esta ligado, como  $t_r$ , al tiempo empleado por la corriente del colector para atravesar la región activa.

En el tiempo  $t_s$  la corriente pasa del valor de saturación al 90% de este valor, mientras que en el tiempo  $t_f$  la corriente disminuye del 90 % al 10% del valor de saturación.

Normalmente  $t_s \gg t_f$ , de forma tal que este tiempo limita la velocidad de respuesta del BJT.

Los gráficos de la página 5 indican por el contrario la máxima potencia que puede ser disipada en función de  $T_{amb}$  y el valor de  $R_{th}$ , cuando se aplican impulsos de distinta duración a la juntura.

En la página 6 figura un gráfico detallado de la corriente inversa C – B en función de la temperatura de la juntura. Observe que para temperaturas de hasta  $150^\circ\text{C}$  la corriente resulta menor que el microamperio y por lo tanto es despreciable.

En la página 7 y 8 se muestran finalmente las curvas características del transistor: en particular en la página 7 podemos apreciar la representación de manera muy detallada de las características de salida en la configuración emisor común, es decir, como hemos visto, las curvas de mayor interés práctico.

De acuerdo a la norma del JEDEC (Comité Técnico para los componentes, dependiente de la Asociación de Industrias Eléctricas Americanas EIA):

- 1N seguido de 2-4 dígitos indica un diodo
- 2N seguido de 2-4 dígitos indica un transistor

Las hojas de especificaciones técnicas del transistor 2N3904 incluyen en cambio las siguientes partes:

## CLASIFICACIÓN DEL DISPOSITIVO

La primera indicación se refiere a la clasificación del BJT y al tipo de empaque que se utiliza. En este caso estamos en presencia de un transistor NPN de silicio del tipo de propósito general en un empaque TO – 92.

## LIMITES OPERATIVOS

También en este caso se proporcionan los límites máximos de funcionamiento establecidos por el fabricante. Las notaciones, aún cuando presentan pequeñas diferencias, son prácticamente las mismas que las empleadas para el transistor Philips.

## CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS

En este caso se dan los valores de la resistencia térmica juntura – empaque y el de la resistencia térmica juntura – ambiente

## CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS

También en este caso se suministran las características técnicas mas importantes y en particular:

- las corrientes de corte
- el valor de la ganancia estática de corriente  $h_{FE}$  para diferentes valores de  $I_c$
- los valores de los voltajes B – E y C – E en condiciones de saturación
- los tiempos  $t_d$ ,  $t_e$ ,  $t_s$ ,  $t_f$  previamente definidos.

Para cada parámetro suministrado, se especifican en detalle las condiciones de medición y, en el caso de tiempos de conmutación, también se muestran los circuitos de prueba.

## DIAGRAMAS

Finalmente se muestran las curvas de variación de los parámetros mas importantes respecto al tipo de aplicación previsto.

## APÉNDICE

Preguntas de verificación

Respuestas correctas a las preguntas de verificación

Respuestas de la simulación de fallas

Respuestas correctas de la simulación de fallas

Especificaciones técnicas

**PREGUNTAS DE VERIFICACIÓN****UNIDAD 1**

A) En un transistor PNP la base es la región:

- 1) N
- 2) P

B) Un ohmiómetro lee un alto valor de resistencia cuando la juntura base – colector de un transistor NPN esta:

- 1) Directamente polarizada
- 2) Inversamente polarizada



## UNIDAD 2

- A) Las características de entrada de un transistor corresponden a las de un diodo:
- 1) Directamente polarizado
  - 2) Inversamente polarizado
- B) ¿Cuanto vale el  $h_{FE}$  de un transistor si la corriente del colector es de 4mA y la de la base es 12 microA?
- 1) 316
  - 2) 333
  - 3) 340
- C) En la zona lineal de las características de salida la corriente del colector depende de:
- 1) El voltaje colector – base
  - 2) El voltaje colector – emisor
  - 3) La naturaleza del transistor

## UNIDAD 2

- A) Las características de entrada de un transistor corresponden a las de un diodo:
- 1) Directamente polarizado
  - 2) Inversamente polarizado
- B) ¿Cuanto vale el  $h_{FE}$  de un transistor si la corriente del colector es de 4mA y la de la base es 12 microA?
- 1) 316
  - 2) 333
  - 3) 340
- C) En la zona lineal de las características de salida la corriente del colector depende de:
- 1) El voltaje colector – base
  - 2) El voltaje colector – emisor
  - 3) La naturaleza del transistor

**PREGUNTAS DE VERIFICACIÓN****UNIDAD 1**

A) En un transistor PNP la base es la región:

- 1) N
- 2) P

B) Un ohmiómetro lee un alto valor de resistencia cuando la juntura base – colector de un transistor NPN esta:

- 1) Directamente polarizada
- 2) Inversamente polarizada

**UNIDAD 3**

A) En la zona lineal de las características de salida la corriente del colector depende :

- 1) Fuertemente del voltaje colector – base
- 2) Débilmente del voltaje colector – base y del valor impuesto de la corriente del emisor
- 3) De la naturaleza del transistor

B) Con  $I_E$  diferente de cero y constante, la corriente del colector ( $I_c$ ) en la configuración base común se anula:

- 1) Polarizando directamente la juntura colector – base
- 2) Ajustando  $U_{CB} = 0V$
- 3) Polarizando inversamente la juntura colector - base

**UNIDAD 4**

A) Si en un transistor la ganancia  $h_{FE}$  aumenta:

- 1)  $I_C$  aumenta
- 2)  $I_B$  disminuye
- 3)  $U_{CE}$  disminuye
- 4) Todas las respuestas anteriores son correctas

B) Al disminuir el valor de  $R_1$  la corriente de base:

- 1) Disminuye
- 2) No cambia
- 3) Aumenta

## UNIDAD 5

A) Si  $U_B = 0.2V$  e  $I_B = 50 \text{ microA}$ , ¿cual es el valor de la resistencia que esta presente en la base?

- 1) 470 Ohmios
- 2) 4 kohmios
- 3) 4.7 kohmios

B) Si la temperatura del transistor aumenta, la corriente de colector:

- 1) Aumenta
- 2) Disminuye
- 3) No cambia

## UNIDAD 6

A) Si el voltaje  $U_E = 6V$  y la corriente  $I_c = 6mA$ , ¿cual de los siguientes valores de  $R_4$  es el mas adecuado para fines de estabilización?

- 1) 600 Ohmios
- 2) 800 Ohmios
- 3) 1 kohmio

B) La polarización del divisor de voltaje se realiza porque:

- 1) Permite la operación de la zona lineal
- 2) Permite facilitar las mediciones
- 3) El punto de trabajo depende del valor de  $h_{FE}$

## UNIDAD 7

A) ¿Qué condición debe verificarse para que el transistor esté en corte?

1)  $U_{CE} = 0$

2)  $I_C = U_{CC}/R_2$

3)  $U_{CE} = U_{CC}$

B) La polarización de retroalimentación del colector garantiza una estabilidad que es:

1) Buena

2) Insuficiente

**UNIDAD 8**

A) Un BJT como interruptor implica que solo puede operar en dos puntos de las características de salida situados:

- 1) Ambos en la zona activa
- 2) Uno en la zona activa y el otro en corte
- 3) Uno en corte y el otro en saturación

B) Un transistor de corte se comporta como:

- 1) Un amplificador
- 2) Un interruptor activado
- 3) Un interruptor desactivado

**UNIDAD 9**

A) El transistor disipa potencia cuando:

- 1) La carga está conectada
- 2) La carga no está conectada
- 3) El voltaje de alimentación disminuye

B) Si el diodo Zener no conduce, el voltaje de salida se vuelve:

- 1) Aproximadamente igual al voltaje de entrada
- 2) Nulo
- 3) La mitad del voltaje de entrada

**UNIDAD 10**

A) El elemento estabilizador es:

- 1) El transistor
- 2) El diodo Zener
- 3) El capacitor

B) Al aumentar el valor de las capacidades de los capacitores, obtenemos un voltaje de salida que es:

- 1) Mucho mayor
- 2) Menor
- 3) Inalterado

## RESPUESTAS CORRECTAS A LAS PREGUNTAS DE VERIFICACIÓN

UNIDAD	PREGUNTA	RESPUESTA
1	A	1
1	B	2
2	A	1
2	B	2
2	C	2
3	A	2
3	B	1
4	A	4
4	B	3
5	A	2
5	B	1
6	A	3
6	B	1
7	A	3
7	B	1
8	A	3
8	B	2
9	A	1
9	B	1
10	A	2
10	B	3

**RESPUESTAS A LA SIMULACIÓN DE FALLAS****UNIDAD 1**

No se presentan fallas

**UNIDAD 2**

No se presentan fallas

**UNIDAD 3**

No se presentan fallas

**UNIDAD 4**

- 1) R2 con falla (en pérdida)
- 2) Alimentación +15V interrumpida
- 3) R3 en cortocircuito
- 4) Base de V1 conectada a tierra

**UNIDAD 5**

- 1) R1 en cortocircuito
- 2) R2 en cortocircuito
- 3) Emisor de V1 conectado a tierra
- 4) Colector de V1 conectado a tierra

**UNIDAD 6**

- 1) R1 con falla ( en pérdida)
- 2) Alimentación +15V interrumpida
- 3) R1 en cortocircuito
- 4) R3 en cortocircuito

**UNIDAD 7**

- 1) Colector de V1 conectado a tierra
- 2) Alimentación +15V interrumpida
- 3) R1 en cortocircuito
- 4) Base de V1 conectada a tierra

**UNIDAD 8**

- 1) R3 interrumpida
- 2) R2 en cortocircuito
- 3) El circuito I1 no esta alimentado
- 4) R2 interrumpida

**UNIDAD 9**

- 1) R2 con falla ( en pérdida)
- 2) V2 en cortocircuito
- 3) Circuito interrumpido
- 4) V1 en cortocircuito

**UNIDAD 10**

- 1) R1 en cortocircuito
- 2) C1 en cortocircuito
- 3) V1 con falla
- 4) V2 en cortocircuito

## RESPUESTAS CORRECTAS DE LA SIMULACIÓN DE FALLAS

<b>UNIDAD</b>	<b>RESPUESTA</b>
<b>1</b>	<b>No se presentan fallas</b>
<b>2</b>	<b>No se presentan fallas</b>
<b>3</b>	<b>No se presentan fallas</b>
<b>4</b>	<b>4</b>
<b>5</b>	<b>3</b>
<b>6</b>	<b>2</b>
<b>7</b>	<b>4</b>
<b>8</b>	<b>1</b>
<b>9</b>	<b>3</b>
<b>10</b>	<b>3</b>



# ESPECIFICACIONES TÉCNICAS



**BFX30**

**SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTOR**

P-N-P transistor in a TO-39 metal envelope intended for switching applications.

**QUICK REFERENCE DATA**

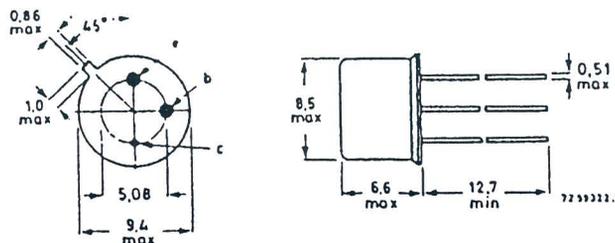
Collector-base voltage (open emitter)	$-V_{CBO}$ max.	65 V
Collector-emitter voltage (open base)	$-V_{CEO}$ max.	65 V
Collector current (peak value)	$-I_{CM}$ max.	600 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	$P_{tot}$ max.	600 mW
D.C. current gain $-I_C = 10\text{ mA}; -V_{CE} = 0,4\text{ V}$	$h_{FE}$	typ. 90 50 to 200
Storage time $-I_{Con} = 100\text{ mA}; -I_{BOn} = I_{Boff} = 10\text{ mA}$	$t_s$	< 250 ns

**MECHANICAL DATA**

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-39.

Collector connected to case



Maximum lead diameter is guaranteed only for 12,7 mm.

Accessories: 56245 (distance disc).

(Da « Phillips », Data handbook)



## BFX30

## RATINGS

Limiting values of operation according to the absolute maximum system.

## Electrical

$-V_{CBO}$ max.	65	V
$-V_{CEO}$ max.	65	V
$-V_{EBO}$ max.	5.0	V
$-I_C$ max.	600	mA
$-I_{CM}$ max.	600	mA
$-I_{EM}$ max.	600	mA
$P_{tot}$ max. ( $T_{amb} \leq 25^\circ C$ )	600	mW

## Temperature

$T_{stg}$ min.	-65	$^\circ C$
$T_{stg}$ max.	200	$^\circ C$
$T_j$ max.	200	$^\circ C$

## THERMAL CHARACTERISTIC

$R_{th(j-amb)}$	292	degC/W
-----------------	-----	--------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_j = 25^\circ C$  unless otherwise stated)

		Min.	Typ.	Max.	
$-I_{CBO}$	Collector cut-off current				
	$-V_{CB} = 65V, I_E = 0$	-	1.0	500	nA
	$-V_{CB} = 50V, I_E = 0$	-	0.5	50	nA
	$-V_{CB} = 50V, I_E = 0,$ $T_j = 100^\circ C$	-	0.03	2.0	$\mu A$
$-I_{EBO}$	Emitter cut-off current				
	$-V_{EB} = 5.0V, I_C = 0$	-	30	500	nA
	$-V_{EB} = 3.0V, I_C = 0$	-	1.0	100	nA
$-V_{BE(sat)}$	Base-emitter saturation voltage				
	$-I_C = 30mA, -I_B = 1.0mA$	-	0.77	0.90	V
	$-I_C = 150mA, -I_B = 15mA$	-	1.05	1.30	V
$h_{FE}$	Static forward current transfer ratio				
	$-I_C = 1.0mA, -V_{CE} = 0.4V$	40	80	-	
	$-I_C = 10mA, -V_{CE} = 0.4V$	50	90	200	
	$-I_C = 50mA, -V_{CE} = 0.4V$	20	92	-	
	$-I_C = 150mA, -V_{CE} = 0.4V$	10	50	-	

(Data - Philips -, Data handbook)



## BFX30

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont'd)

		Min.	Typ.	Max.	
$C_{tc}$	Collector capacitance - $V_{CB} = 10V$ , $I_E = I_c = 0$ , $f = 1.0MHz$	-	6.0	12	pF
$C_{te}$	Emitter capacitance - $V_{EB} = 2.0V$ , $I_C = I_c = 0$ , $f = 1.0MHz$	-	18	30	pF

## Saturated switching times (see page 4)

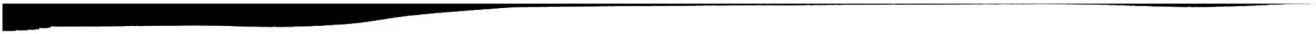
$$-I_C = 100mA, -I_{Don} = I_{Boff} = 10mA, V_{EE} = 10V, V_{BEoff} = 2.0V$$

$t_d$	Delay time	-	9	15	ns
$t_r$	Rise time	-	18	40	ns
$t_{on}$	Turn-on time ( $t_d + t_r$ )	-	27	50	ns
$t_s$	Storage time	-	95	250	ns
$t_f$	Fall time	-	30	50	ns
$t_{off}$	Turn-off time ( $t_s + t_f$ )	-	125	290	ns

## SOLDERING AND WIRING RECOMMENDATIONS

1. When using a soldering iron, transistors may be soldered directly into the circuit, but heat conducted to the junction should if possible be kept to a minimum by the use of a thermal shunt.
2. Transistors may be dip-soldered at a solder temperature of  $245^{\circ}C$  for a maximum soldering time of 5 seconds. The case temperature during soldering must not at any time exceed the maximum storage temperature. These recommendations apply to a transistor mounted flush on a board having punched-through holes, or spaced at least 1.5mm above a board having plated-through holes.
3. Care should be taken not to bend the leads nearer than 1.5mm from the seal.
4. If devices are stored at temperatures above  $100^{\circ}C$  before incorporation into equipment, some deterioration of the external surface is likely to occur which may make soldering into the circuit difficult. Under these circumstances the leads should be retinned using a suitable activated flux.

(Data Philips, Data handbook)

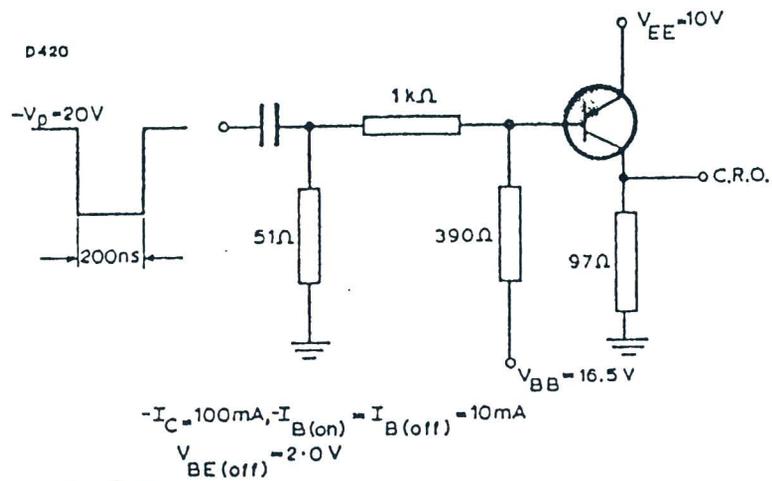


## BFX30

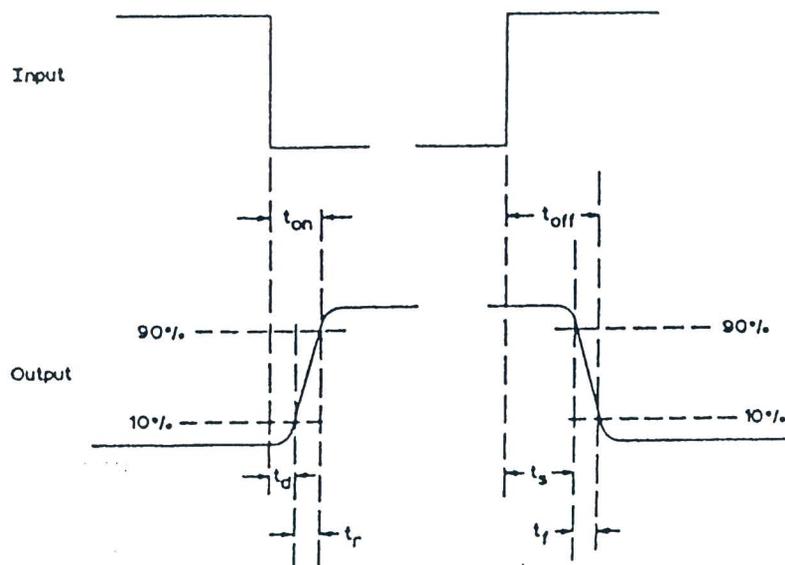
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont'd)

Saturated switching times

Test circuit



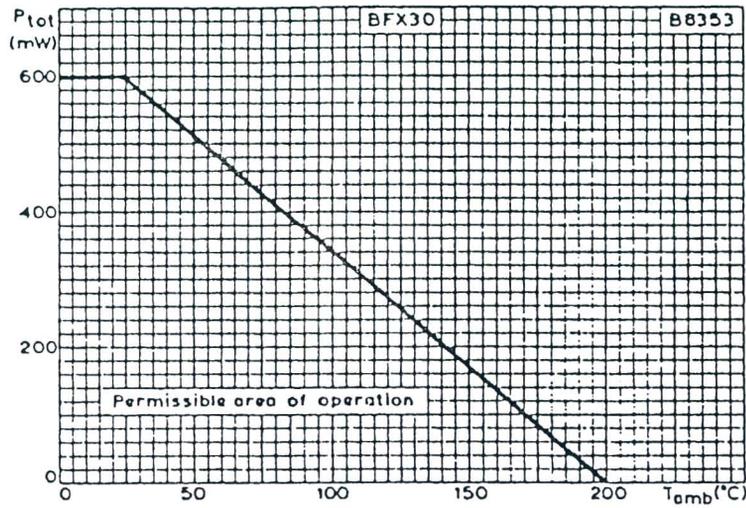
Waveforms



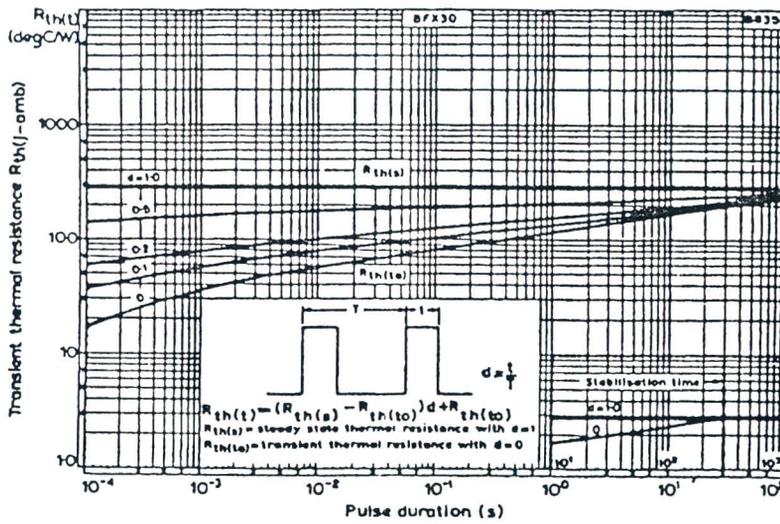
(Da « Phillips », Data handbook)



BFX30



TOTAL DISSIPATION PLOTTED AGAINST AMBIENT TEMPERATURE

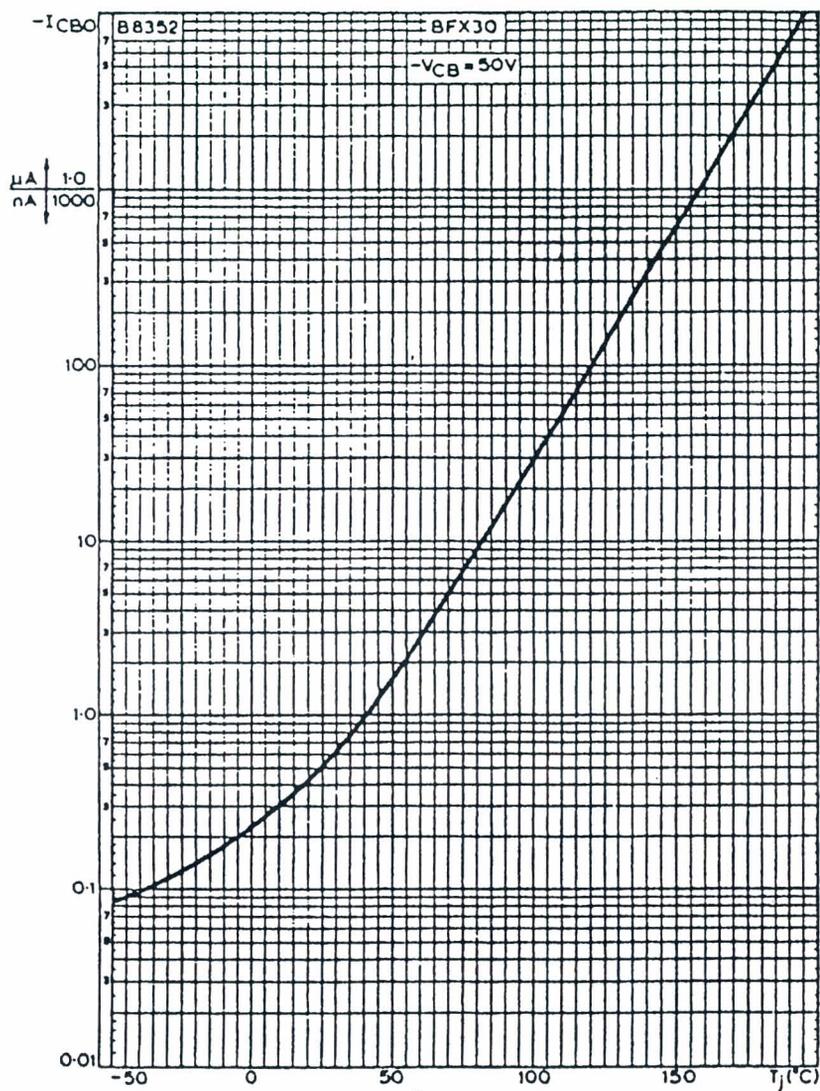


TRANSIENT THERMAL RESISTANCE FOR VARIOUS DUTY FACTORS PLOTTED AGAINST PULSE DURATION

(Da = Phillips, Data handbook)



## BFX30

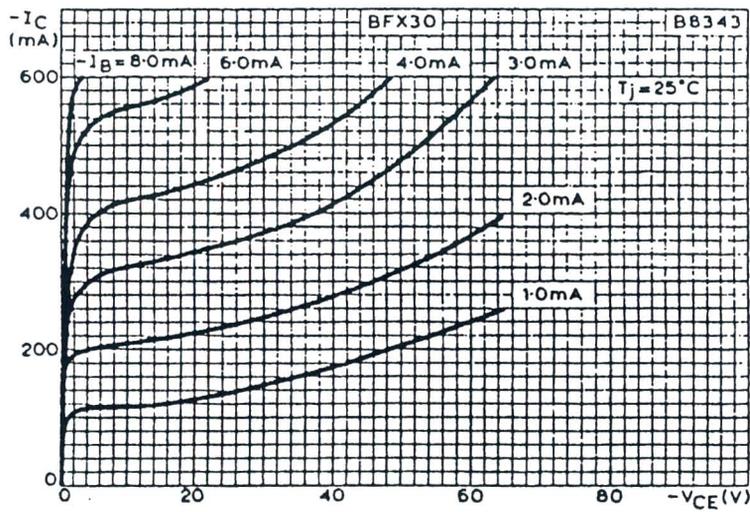
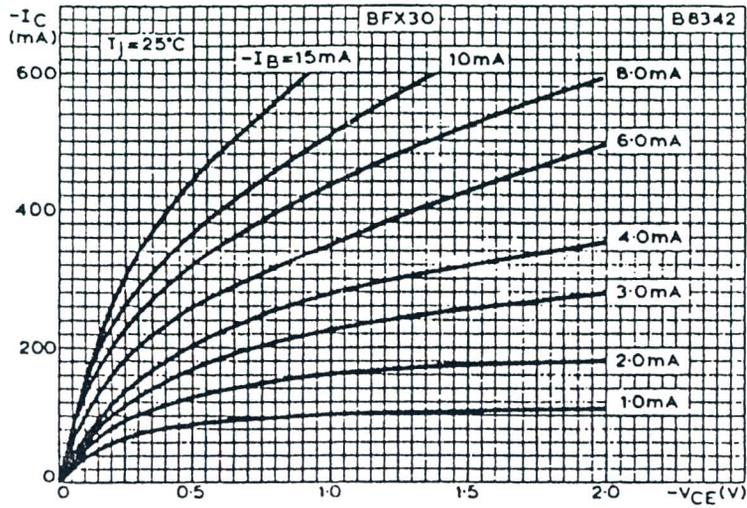


TYPICAL VARIATION OF COLLECTOR CUT-OFF CURRENT  
WITH JUNCTION TEMPERATURE

(Da « Philips », Data handbook)



BFX30

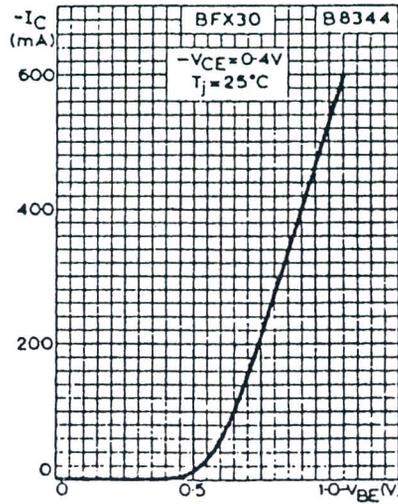
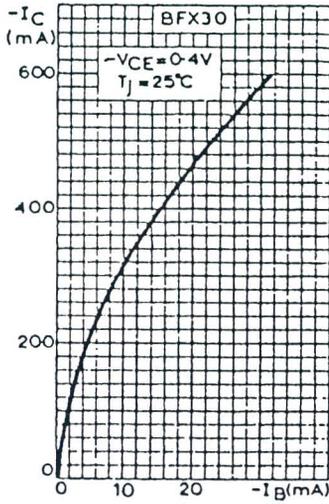


TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS AT LOW AND HIGH COLLECTOR-EMITTER VOLTAGES

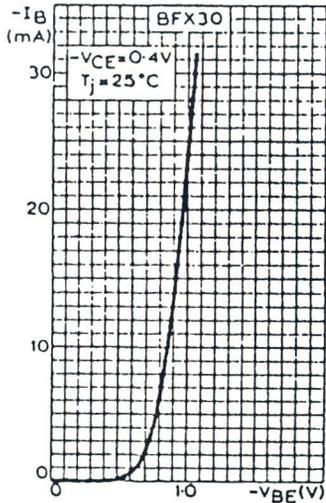
(Da Philips, Data handbook)



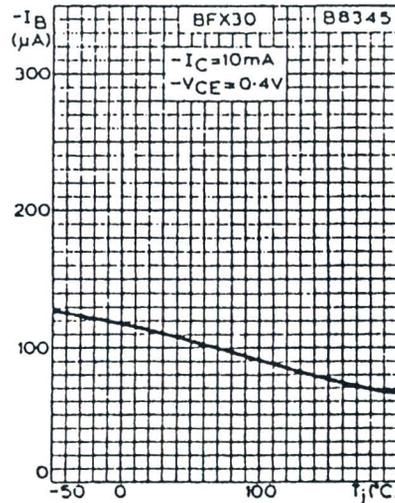
BFX30



TYPICAL TRANSFER AND MUTUAL CHARACTERISTICS



Typical input characteristics



Typical base current versus junction temperature

(Da « Philips », Data handbook)



**2N3903**  
**2N3904**

CASE 29-02, STYLE 1  
TO-92 (TO-226AA)

GENERAL PURPOSE  
TRANSISTOR

NPN SILICON

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	40	Vdc
Collector-Base Voltage	V <sub>CBO</sub>	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	V <sub>EBO</sub>	6.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I <sub>C</sub>	200	mAdc
Total Device Dissipation (at T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C)	P <sub>D</sub>	625 5.0	mW mW/°C
*Total Device Dissipation (at T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C)	P <sub>D</sub>	1.5 12	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-55 to +150	°C

**\*THERMAL CHARACTERISTICS**

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

\*Indicates Data in addition to JEDEC Requirements.

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Breakdown Voltage(1) (I <sub>C</sub> = 1.0 mAdc, I <sub>B</sub> = 0)	V <sub>(BR)CEO</sub>	40	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 10 μAdc, I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>(BR)CBO</sub>	60	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 10 μAdc, I <sub>C</sub> = 0)	V <sub>(BR)EBO</sub>	6.0	—	Vdc
Base Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 30 Vdc, V <sub>EB</sub> = 3.0 Vdc)	I <sub>BL</sub>	—	50	nAdc
Collector Cutoff Current (V <sub>CE</sub> = 30 Vdc, V <sub>EB</sub> = 3.0 Vdc)	I <sub>CEX</sub>	—	50	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>				
DC Current Gain(1) (I <sub>C</sub> = 0.1 mAdc, V <sub>CE</sub> = 1.0 Vdc)	h <sub>FE</sub>	20	—	—
2N3904		40	—	
(I <sub>C</sub> = 1.0 mAdc, V <sub>CE</sub> = 1.0 Vdc)	h <sub>FE</sub>	35	—	—
2N3904		70	—	
(I <sub>C</sub> = 10 mAdc, V <sub>CE</sub> = 1.0 Vdc)	h <sub>FE</sub>	50	150	—
2N3904		100	300	
(I <sub>C</sub> = 50 mAdc, V <sub>CE</sub> = 1.0 Vdc)	h <sub>FE</sub>	30	—	—
2N3904		60	—	
(I <sub>C</sub> = 100 mAdc, V <sub>CE</sub> = 1.0 Vdc)	h <sub>FE</sub>	15	—	—
2N3904		30	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) (I <sub>C</sub> = 10 mAdc, I <sub>B</sub> = 1.0 mAdc) (I <sub>C</sub> = 50 mAdc, I <sub>B</sub> = 5.0 mAdc)	V <sub>CE(sat)</sub>	—	0.2 0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage(1) (I <sub>C</sub> = 10 mAdc, I <sub>B</sub> = 1.0 mAdc) (I <sub>C</sub> = 50 mAdc, I <sub>B</sub> = 5.0 mAdc)	V <sub>BE(sat)</sub>	0.65 —	0.85 0.95	Vdc
<b>SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS</b>				
Current-Gain — Bandwidth Product (I <sub>C</sub> = 10 mAdc, V <sub>CE</sub> = 20 Vdc, f = 100 MHz)	f <sub>T</sub>	250 300	—	MHz



NA4-2

2N3903, 2N3904

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Output Capacitance (V <sub>CB</sub> = 5.0 Vdc, I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>obo</sub>	—	4.0	pF
Input Capacitance (V <sub>BE</sub> = 0.5 Vdc, I <sub>C</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>ibo</sub>	—	8.0	pF
Input Impedance (I <sub>C</sub> = 1.0 mAac, V <sub>CE</sub> = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h <sub>ie</sub>	1.0 1.0	8.0 10	k ohms
Voltage Feedback Ratio (I <sub>C</sub> = 1.0 mAac, V <sub>CE</sub> = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h <sub>re</sub>	0.1 0.5	5.0 8.0	X 10 <sup>-4</sup>
Small-Signal Current Gain (I <sub>C</sub> = 1.0 mAac, V <sub>CE</sub> = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h <sub>fe</sub>	50 100	200 400	—
Output Admittance (I <sub>C</sub> = 1.0 mAac, V <sub>CE</sub> = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)	h <sub>oe</sub>	1.0	40	μmhos
Noise Figure (I <sub>C</sub> = 100 μAac, V <sub>CE</sub> = 5.0 Vdc, R <sub>S</sub> = 1.0 k ohms, f = 10 Hz to 15.7 kHz)	Nf	—	6.0 5.0	dB

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time	(V <sub>CC</sub> = 3.0 Vdc, V <sub>BE</sub> = 0.5 Vdc, I <sub>C</sub> = 10 mAac, I <sub>B1</sub> = 1.0 mAac)	t <sub>d</sub>	—	35	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	35	ns
Storage Time	(V <sub>CC</sub> = 3.0 Vdc, I <sub>C</sub> = 10 mAac, I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 1.0 mAac)	t <sub>s</sub>	—	175 200	ns
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	50	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 2.0%

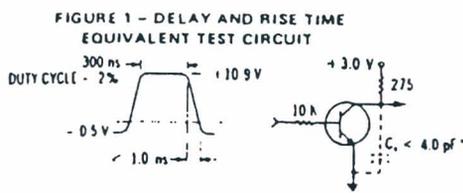


FIGURE 1 - DELAY AND RISE TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

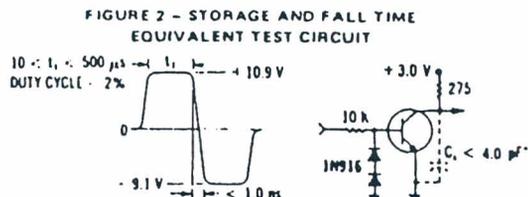


FIGURE 2 - STORAGE AND FALL TIME EQUIVALENT TEST CIRCUIT

\* Total shunt capacitance of test jig and connectors

TYPICAL TRANSIENT CHARACTERISTICS

— T<sub>J</sub> = 25°C --- T<sub>J</sub> = 125°C

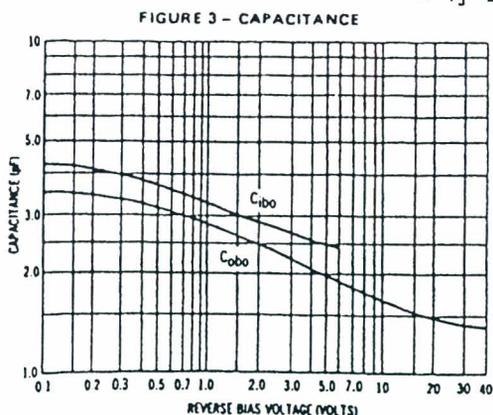


FIGURE 3 - CAPACITANCE

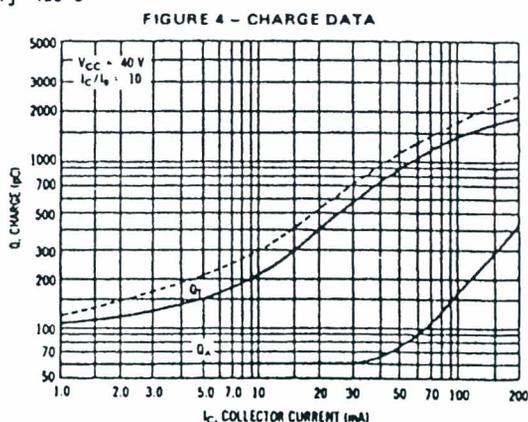
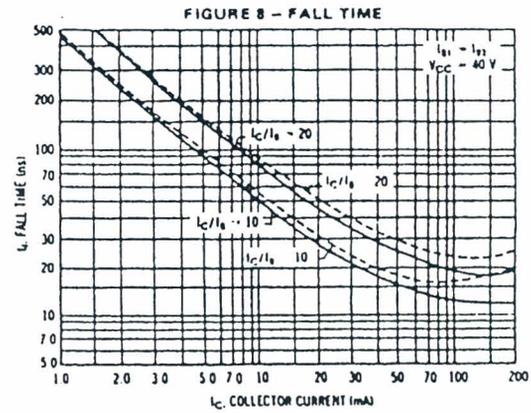
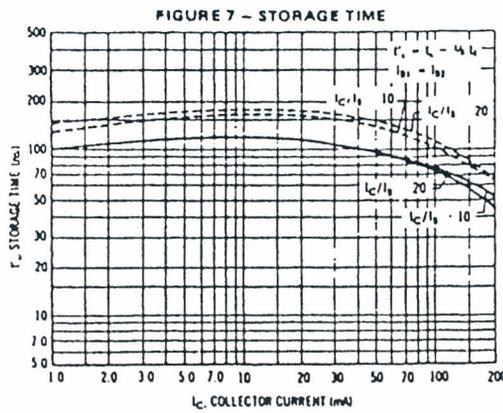
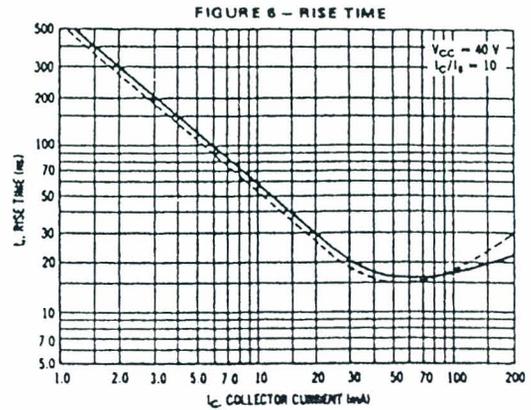
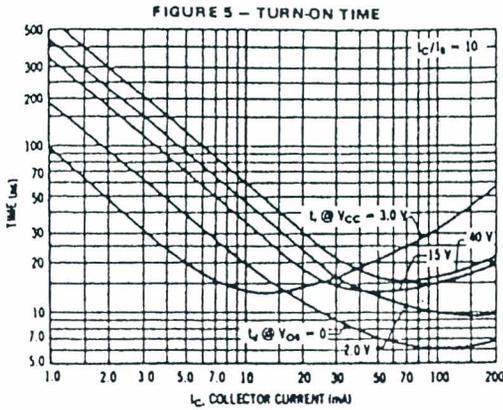


FIGURE 4 - CHARGE DATA



2N3903, 2N3904

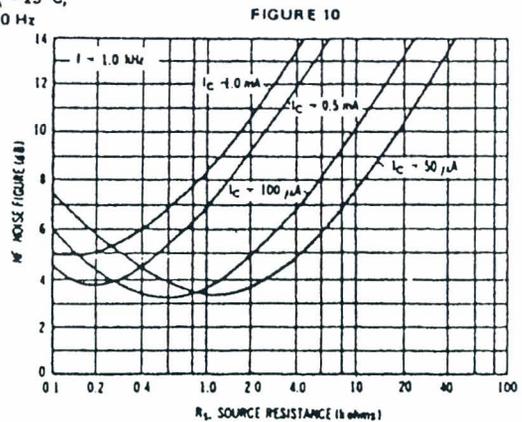
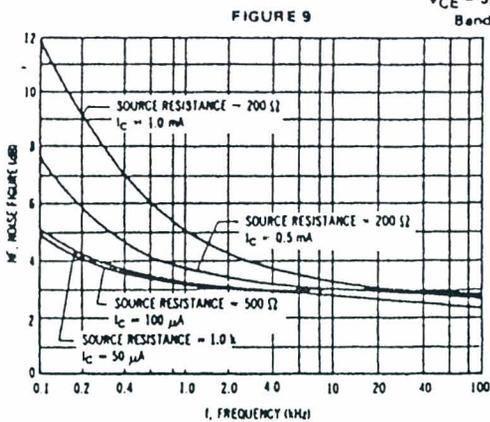


TYPICAL AUDIO SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

NOISE FIGURE VARIATIONS

$V_{CE} = 5.0V_{dc}, T_A = 25^{\circ}C,$

Bandwidth = 1.0 Hz

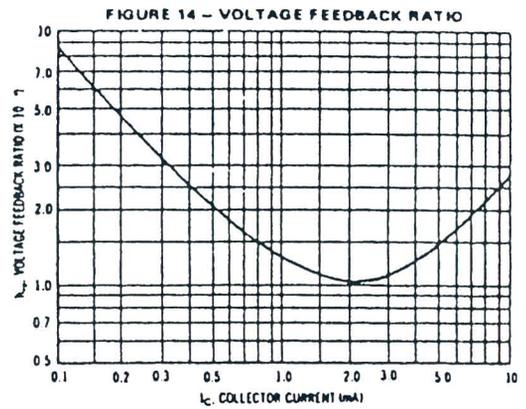
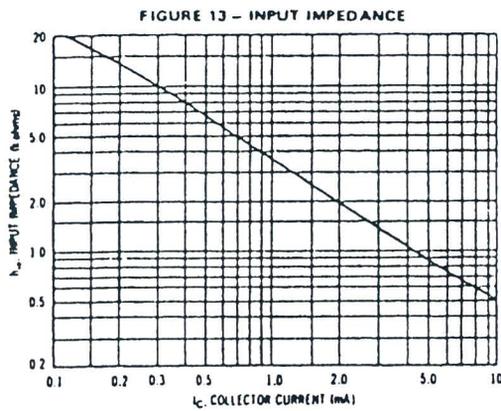
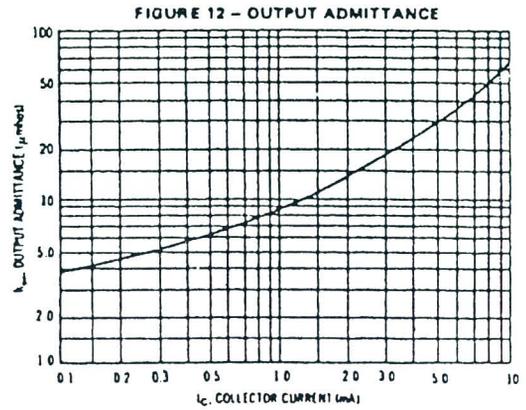
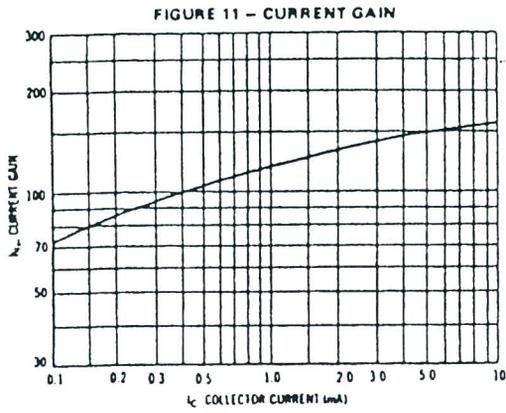




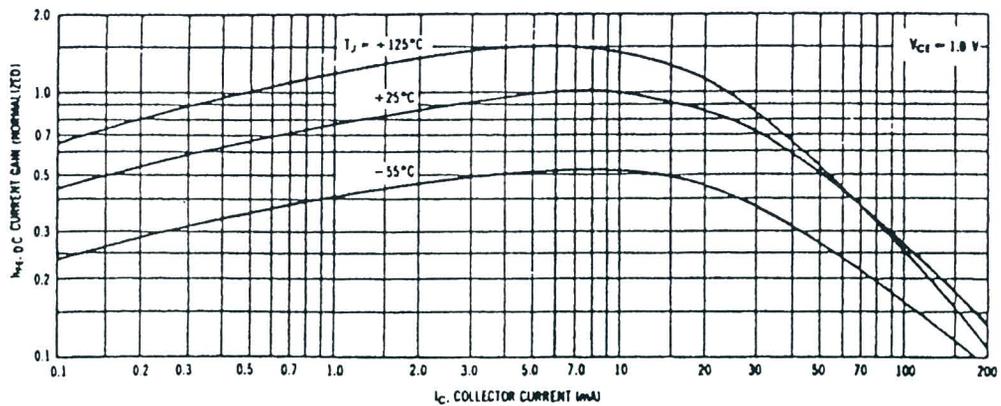
NA4-2

2N3903, 2N3904

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



**TYPICAL STATIC CHARACTERISTICS**  
**FIGURE 15 - DC CURRENT GAIN**





2N3903, 2N3904

NA412

FIGURE 16 - COLLECTOR SATURATION REGION

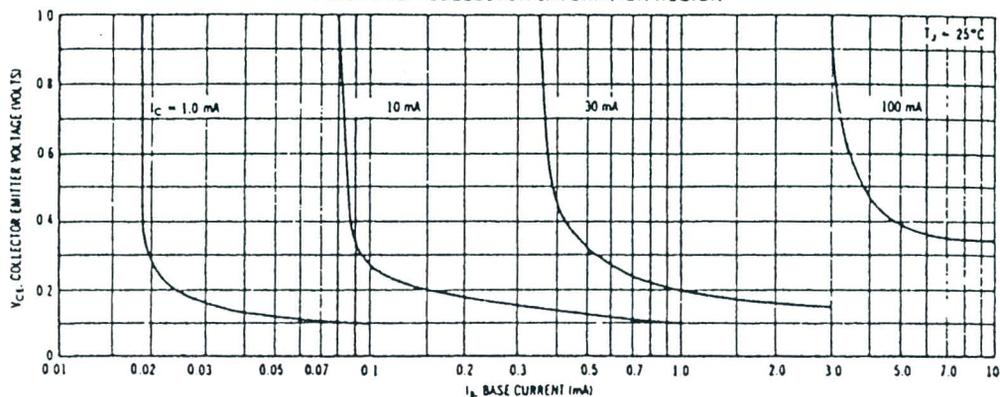


FIGURE 17 - "ON" VOLTAGES

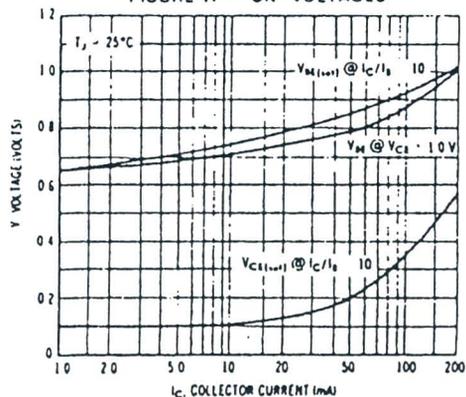
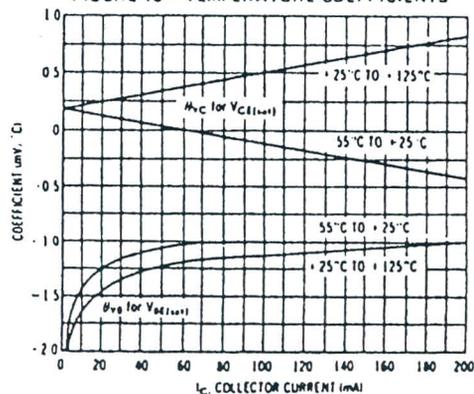


FIGURE 18 - TEMPERATURE COEFFICIENTS





## **BIBLIOGRAFÍA**

**A. CUPIDO**

**ELETTROTECNIA GENERALE VOL. I**  
Ed. Cupido - Potenza Picena, 1984

**C. KITTEL:**

**INTRODUCCIÓN A LA FÍSICA DEL ESTADO  
SÓLIDO**  
John Miley e Hijos – Nueva York 1974

**J. Millman, C. HALKIAS:**

**ELECTRÓNICA INTEGRADA**  
Mc. Graw Hill – Kagakusha LTD 1972



© DE LORENZO  
TODOS LOS DERECHOS RESERVADOS

DE LORENZO S.R.L.  
V. le Romagna, 20 - 20089 Rozzano (MI)  
Tel. ++39-2-8254551/2/3 – Telefax 8255181 - E-mail: DE.LORENZO@GALACTICA.IT





**DE LORENZO**

---

Viale Romagna, 20 - 20089 Rozzano (MI) Italy • Tel. +39 02 8254551 - Fax +39 02 8255181  
E-mail: [delorenzo@delorenzo.it](mailto:delorenzo@delorenzo.it)

**[www.delorenzogroup.com](http://www.delorenzogroup.com)**