

## Colección de Problemas de Transistor bipolar. Capítulo 4

1

En los circuitos integrados, en los que se fabrican simultáneamente un gran número de transistores, resulta más sencillo fabricar un diodo haciendo uso de las uniones p-n de un transistor. Para las tres configuraciones de la Figura 4.1, calcule la relación corriente-tensión, mostrando que corresponde a la ecuación de Shockley propia de un diodo.

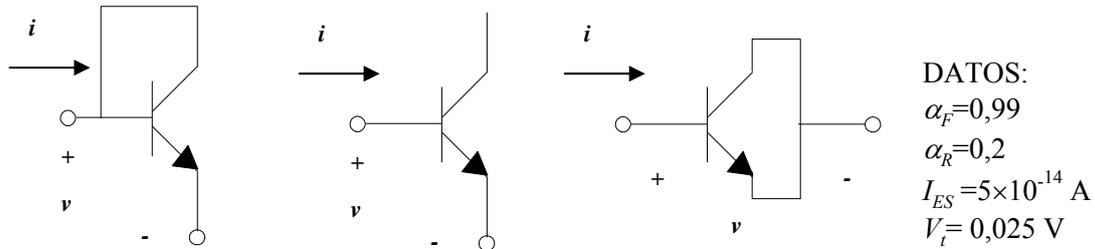


Figura 4.1

2

Para el transistor de la figura 4.2, calcule el punto de trabajo  $Q(I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE})$  utilizando el modelo lineal por tramos básico. Represente gráficamente la solución.

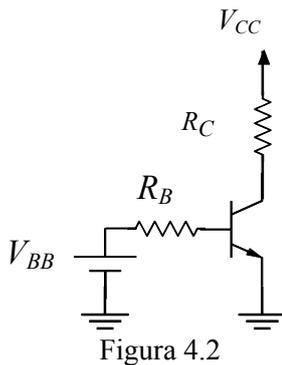


Figura 4.2

DATOS:  
 $V_{CC}=5 \text{ V}$ ;  $V_{BB}=3 \text{ V}$ ;  $R_B=51 \text{ k}\Omega$ ;  $R_C=0,51 \text{ k}\Omega$   
 Parámetros del modelo lineal por tramos básico del transistor:  $V_{\gamma E}=0,7 \text{ V}$ ;  $V_{CEsat}=0,2 \text{ V}$ ;  $\beta=100$

3

Calcule y represente gráficamente la función  $v_o(v_i)$  para el circuito de la figura 4.3, y diga si puede utilizarse para realizar alguna función lógica sobre señales digitales de niveles  $\cong 0$  y  $5 \text{ V}$  y de qué función se trata. Desprecie para el cálculo los efectos capacitivos del transistor.

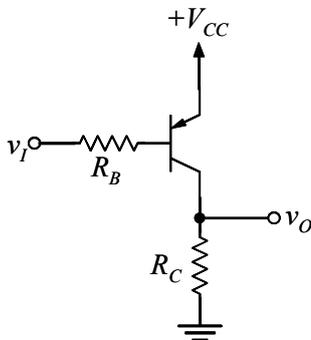


Figura 4.3

DATOS:  
 $V_{CC}=5 \text{ V}$ ;  $R_B=24 \text{ k}\Omega$ ;  $R_C=680 \Omega$   
 Modelo lineal por tramos básico del transistor:  
 $V_{\gamma E}=0,7 \text{ V}$ ;  $V_{ECsat}=0,2 \text{ V}$ ;  $\beta=100$ .

4.

Para el circuito de la figura 4.4, calcule:

- El punto de trabajo y la componente continua a la salida.
- La ganancia de tensión en pequeña señal  $v_o/v_i$ .
- Dibujar la tensión completa a la salida  $v_o(t)$  para  $v_i(t)=A\text{sen } \omega t$  (figura 4.5).

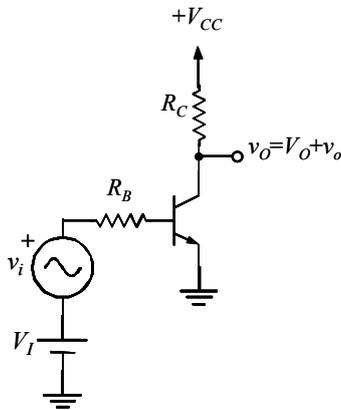


Figura 4.4

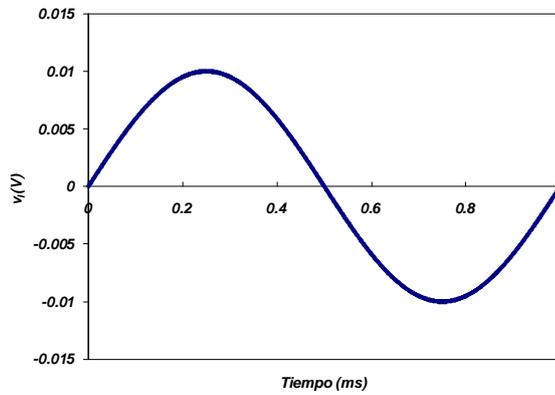


Figura 4.5

DATOS:

$V_{CC}=10\text{ V}$ ;  $V_I=1,2\text{ V}$ ;  $R_B=62\text{ k}\Omega$ ;  $R_C=5,6\text{ k}\Omega$ ;  
 $V_{\gamma E}=0,7\text{ V}$ ;  $V_{CEsat}=0\text{ V}$ ;  $V_i=0,025\text{ V}$ ;  $V_A=100\text{ V}$ ;  $\beta_0=100$   
 Señal sinusoidal a la entrada con  $A=10\text{ mV}$ ;  $\omega=2\pi 1000$

5.

En los circuitos de las figuras 4.6 y 4.7 la estimación de la corriente  $i_L$  no puede realizarse mediante modelos aproximados lineales por tramos. Por ello se le pide que calcule, utilizando el modelo de Ebers-Moll:

- La expresión de  $i_L$  en función de  $v_G$  para el circuito de la figura 4.6 cuando el BJT opera en activa.
- El valor de  $v_G$  para el que el transistor se satura.
- Ídem a) para el circuito de la figura 4.7.

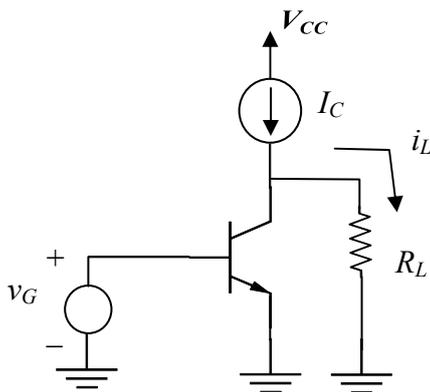


Figura 4.6.

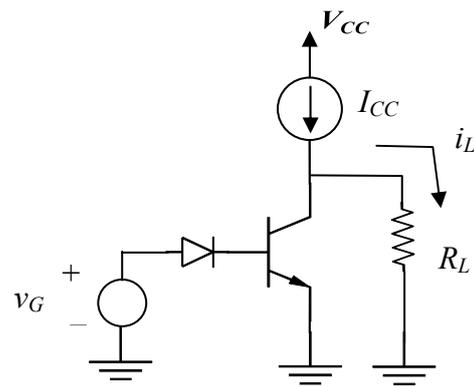


Figura 4.7

DATOS:

$I_{CC}=100\text{ mA}$ . Para el diodo:  $i_D \approx I_0 \exp(v_D/V_i)$   
 Para los BJT:  $\beta_F=\beta=100$ ,  $V_i=25\text{ mV}$ ,  $\alpha_F I_{ES}=100\text{ pA}$ ,  $V_{CE,SAT}=0\text{ V}$ .

6.

Se pretende comparar diferentes modelos del BJT en activa directa en el cálculo del punto de trabajo del circuito de la figura 4.8. Suponiendo que el BJT opera en activa, se le pide que:

- Calcule  $V_{BE}$ ,  $I_B$ ,  $V_{CE}$  e  $I_C$  utilizando el modelo lineal por tramos básico.
- Idem a) utilizando el modelo lineal por tramos avanzado.
- Utilizando el modelo de Ebers-Moll aproximado para activa, no es posible alcanzar una solución por resolución analítica. Deduzca la ecuación con  $I_C$  como única incógnita que se obtiene con este modelo.

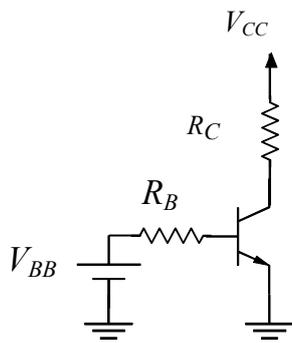


Figura 4.8

DATOS:

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, V_{BB} = 3 \text{ V}, R_B = 51 \text{ k}\Omega, R_C = 0,51 \text{ k}\Omega,$$

Parámetros del modelo lineal por tramos básico:

$$V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}, \beta = 100$$

Parámetros del modelo lineal por tramos avanzado:

$$V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}, \beta_0 = 100, r_D = 2 \text{ k}\Omega, V_A = 80 \text{ V}$$

Parámetros del modelo de Ebers-Moll:

$$I_0 = \frac{\alpha I_{ES}}{\beta} = 10^{-15} \text{ A}, V_t = 25 \text{ mV}$$

7.

La figura 4.9 muestra el símbolo circuital del llamado transistor Schottky, dispositivo que se emplea en la tecnología digital TTL de alta velocidad. Este transistor se realiza conectando un diodo Schottky (es decir, de unión metal-semiconductor) entre la base y el colector de un transistor bipolar convencional, como se indica en la figura 4.9.

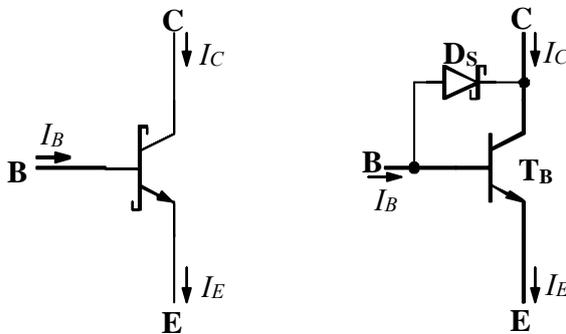


Figura 4.9

DATOS de los modelos lineales por tramos:

$$\text{Transistor } T_B: V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V};$$

$$V_{CE,sat} = 0,2 \text{ V}.$$

$$\text{Diodo } D_S: V_{\gamma} = 0,3 \text{ V}; |V_Z| = 5 \text{ V};$$

$$R_F = 0$$

Se pide que:

- Obtenga las expresiones de  $I_E$  e  $I_C$  en función de  $V_{BE}$  y  $V_{BC}$  para el funcionamiento del transistor Schottky en estática, utilizando el modelo de Ebers-Moll para el transistor  $T_B$  y la ecuación de Shockley del diodo  $D_S$  (suponga conocidos los parámetros de dichos modelos).
- Considerando los modelos lineales por tramos para  $T_B$  y  $D_S$ , demuestre que el transistor  $T_B$  nunca opera en la región de saturación.
- Si el transistor  $T_B$  está polarizado en modo activo con  $V_{CE} = 4 \text{ V}$ , ¿en qué estado se encuentra el diodo  $D_S$ ? Utilice también el modelo lineal por tramos.

8.

En este ejercicio se trata de estudiar el funcionamiento del transistor de la figura 4.10 para distintos valores de la tensión  $V_I$ . Para simplificar el análisis se supondrá que la característica de entrada del transistor  $I_B(V_{BE})$  puede representarse por la característica de un diodo con  $V_\gamma = 0,7\text{ V}$  y  $R_f = 0\ \Omega$ . Además, se supondrá que el transistor está caracterizado por  $\beta = 100$  y  $V_{CEsat} = 0\text{ V}$ . Se pide que calcule los valores de  $I_C$ ,  $I_E$ ,  $I_B$  y  $V_{CE}$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_{BC}$  para  $V_I = 0\text{ V}$ ;  $5\text{ V}$  y  $12\text{ V}$ , trasladando los resultados a la tabla adjunta.

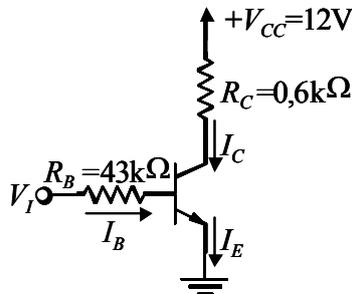


Figura 4.10

$V_I$ (V)	$I_C$ (mA)	$I_E$ (mA)	$I_B$ (mA)	$V_{CE}$ (V)	$V_{BE}$ (V)	$V_{BC}$ (V)	Estado
0							
5							
12							

9

El circuito de la figura 4.11 garantiza un punto de trabajo Q en la región activa para transistores npn con cualquier valor de  $\beta$ . Para estudiarlo, se utilizará un modelo de transistor en activa con características independientes de  $V_{CE}$ : las de entrada del tipo de diodo de Shockley  $I_B(V_{BE}, V_{CE}) = I_0 (\exp(V_{BE}/V_T) - 1)$ , y las de salida del tipo  $\beta = \text{cte}$ , es decir,  $I_C(V_{CE}, I_B) = \beta I_B$ .

- Demuestre que, cualesquiera que sean  $\beta$ ,  $R_B$ ,  $R_C$  y  $V_{CC} > 0$ , el transistor bipolar npn nunca se encontrará en saturación en ese circuito porque  $V_{CB} \geq 0$  siempre.
- Con los valores  $R_B = 100\text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2\text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 10\text{ V}$  y un transistor de  $\beta = 100$ , determine el punto de trabajo Q, es decir,  $I_B$ ,  $I_C$  y  $V_{CE}$ , utilizando una aproximación razonable para el valor de  $V_{BE}$ .
- El transistor anterior funciona a una temperatura para la que  $I_0 = 10^{-16}\text{ A}$  y  $V_T = 25\text{ mV}$ . Obtenga una mejor aproximación para el valor de  $V_{BE}$ , precisando hasta el mV.
- Si se utilizara, en el mismo circuito y a la misma temperatura, un transistor con un área de unión base-emisor 4 veces mayor, ¿es correcto suponer que esta diferencia tendrá poco efecto sobre el punto de trabajo?

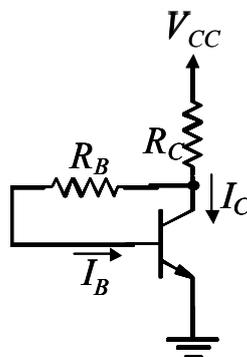


Figura 4.11

60.

Cuando el BJT del circuito de la figura 4.12 funciona en activa con altas corrientes de colector  $i_C$ , el parámetro  $\beta_F = i_C/i_B$  no es constante sino que disminuye con  $i_C$ , y la dependencia se puede aproximar por la función de la figura 4.13. En este ejercicio se trata de analizar algunos efectos que esto conlleva y para ello se pide que:

- Expresar  $\beta_F$  en función de  $i_C$  para  $i_C > I_M$  utilizando los datos que aparecen en la figura 4.13.
- Calcular  $V_O$  en el circuito de la figura 4.12 para  $I_B = 5 \text{ mA}$ , comprobando que funciona en activa.
- Lo mismo, para  $I_B = 20 \text{ mA}$ .
- Calcular el parámetro de pequeña señal del BJT  $\beta_f = \frac{i_c}{i_b} \equiv \frac{di_c}{di_b}$  para  $I_B = 20 \text{ mA}$ .

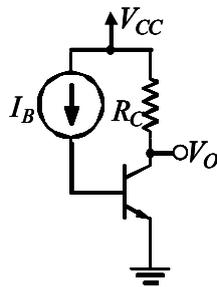


Figura 4.12

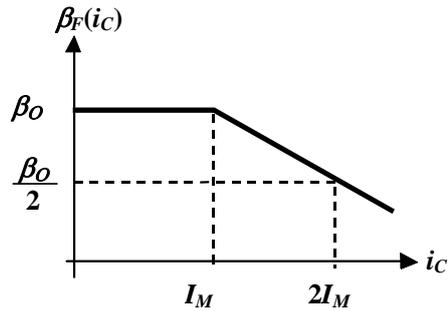


Figura 4.13

DATOS:

$V_{CC} = 10 \text{ V}$ ,  $R_C = 6 \Omega$ ,  $V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $I_M = 1 \text{ A}$

71.

Calcule el valor de las tensiones señaladas en el circuito de la figura 4.14:

- $\beta \rightarrow \infty$ ,
- $\beta = 100$ .

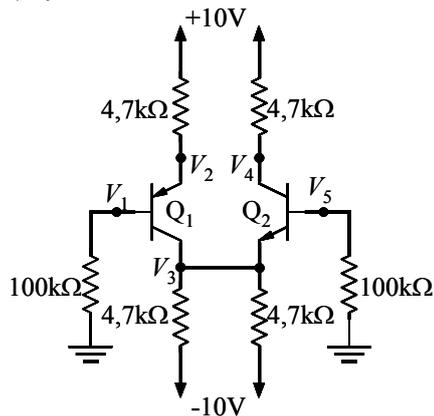


Figura 4.14

DATOS:

Transistores bipolares: modelo lineal por tramos básico con  $V_{\gamma} = 0,7 \text{ V}$ ,  $|V_{CEsat}| = 0,2 \text{ V}$

82

El circuito de la figura 4.15 se emplea para fijar una tensión continua  $V_E$  en el emisor del transistor T1.

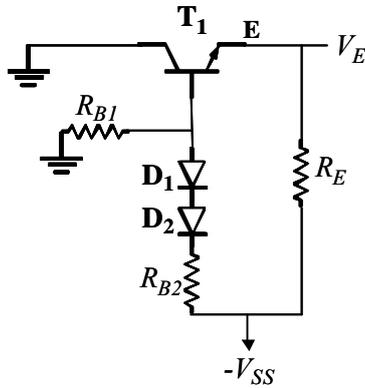


Figura 4.15

DATOS:

$R_E=6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B1}=1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B2}=5 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{SS}=5 \text{ V}$ ;  
 $V_t = 25 \text{ mV}$

Diodos: modelo aprox. por tramos con tensión de codo  $V_{\gamma D1}=V_{\gamma D2}=0,7 \text{ V}$

Transistor: modelo lineal por tramos básico con  $V_{\gamma E}=0,7 \text{ V}$ ,  $V_{CEsat}=0,2 \text{ V}$ ,  $V_A \rightarrow \infty$

- Calcule  $V_E$ , suponiendo  $\beta$  muy grande, de forma que se pueda despreciar la corriente de base frente al resto de corrientes del circuito. Compruebe el estado de los diodos y el transistor.
- A partir del resultado del apartado anterior, calcule  $I_B$  para  $\beta=100$ , y compruebe que el valor de  $V_E$  que se obtendría sin despreciar ésta corriente difiere en menos de un 1% del resultado del apartado a).

13.

Se pretende utilizar un BJT real para una aplicación en la que operará con altas corrientes. Como consecuencia de ello, el efecto de la resistencia parásita asociada a la región semiconductor del colector (que es la región menos dopada) no es despreciable. Este efecto puede estudiarse con el circuito equivalente de la figura 4.16, en la que se muestra un BJT convencional con una resistencia en el terminal de colector. A este conjunto (BJT convencional + resistencia de colector) se le denominará *BJT de alta corriente*. Como se puede ver, el *BJT de alta corriente* es un dispositivo de 3 terminales.

- Expresar la ecuación característica  $I_C = I_C(I_B, V_{C'E})$  de estática del *BJT de alta corriente* cuando el BJT convencional está funcionando en activa. Expresar esta ecuación característica en función de los parámetros  $R_S$ ,  $\beta_0$  y  $V_A$ .
- En el plano  $I_C, V_{C'E}$  de las curvas características de salida del *BJT de alta corriente*, represente la región en la que el BJT convencional opera en activa.
- Calcule el parámetro de pequeña señal  $r_0 = (\partial i_C / \partial v_{C'E})^{-1}$  del *BJT de alta corriente* en el punto de trabajo  $I_B = 20 \text{ mA}$  suponiendo que el BJT convencional está en activa.

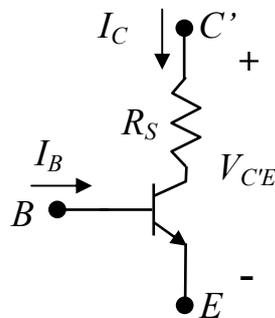


Figura 4.16

DATOS:

$R_S = 2 \Omega$

$\beta_0 = 100$ ;  $V_A = 60 \text{ V}$ ;  $V_{CE,sat} = 0,2 \text{ V}$

94.

Un valor de  $\beta$  muy elevado puede hacer que el transistor de la figura 4.17 esté saturado incluso sin señal aplicada. Se pide que:

- Calcule el mínimo valor de  $\beta$  para el que ocurre esto.
- Demuestre que la ganancia de tensión del circuito  $v_o/v_i$  de pequeña señal y frecuencias medias (con el transistor en activa directa) varía linealmente con  $\beta$ .

DATOS:

$$V_t = 0,025 \text{ V}, V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}, V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}$$

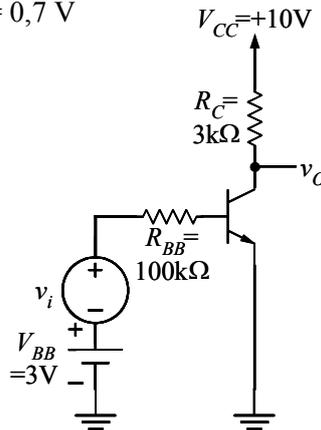


Figura 4.17

105.

Se excita el circuito de la figura 4.18 con una señal “nivel bajo” o “nivel alto” para comprobar su funcionamiento como inversor. En los casos que vamos a analizar, los diodos  $D_2$  y  $D_3$  se encuentran siempre en directa.

- Para  $V_I = 0,2 \text{ V}$ , razone el estado en que se encuentran el diodo  $D_1$  y el transistor T. Indique el valor de  $v_o$ .
- Si subimos paulatinamente  $v_i$ , llega un momento en que el transistor cambia de estado. ¿Para qué valor de  $v_i$  se produce el cambio? Considere que el diodo  $D_1$  no cambia de estado respecto al de la situación del apartado a).
- Para  $V_I = 4 \text{ V}$  indique el valor de  $v_o$ , razonando el estado en que se encuentran el diodo  $D_1$  y el transistor T.

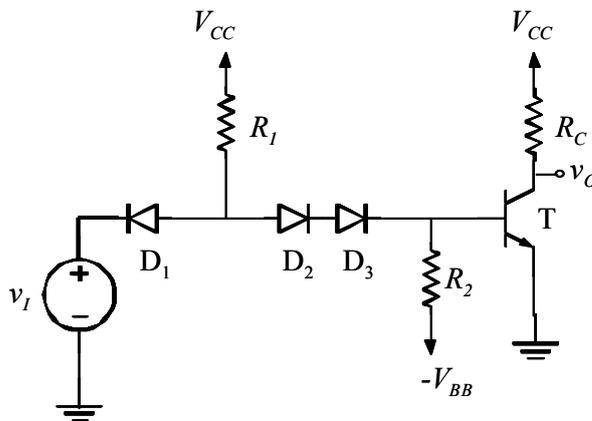


Figura 4.18

DATOS:

$$V_{CC} = 4 \text{ V}; V_{BB} = 2 \text{ V}; R_I = 2 \text{ k}\Omega;$$

$$R_2 = 5 \text{ k}\Omega; R_C = 4 \text{ k}\Omega$$

Diodos: Modelo tensión de codo,  $V_{\gamma} = 0,7 \text{ V}$

Transistor: Modelo lineal por tramos básico,  $V_{\gamma E} = 0,5 \text{ V}; V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}; \beta = 50$

**Soluciones:**

**1**

Las corrientes en un transistor npn, de acuerdo con las ecuaciones de Ebers-Moll son:

$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left( \exp \frac{v_{BE}}{V_t} - 1 \right) - I_{CS} \left( \exp \frac{v_{BC}}{V_t} - 1 \right)$$

$$i_E = I_{ES} \left( \exp \frac{v_{BE}}{V_t} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left( \exp \frac{v_{BC}}{V_t} - 1 \right)$$

$$i_B = i_E - i_C = (1 - \alpha_F) I_{ES} \left( \exp \frac{v_{BE}}{V_t} - 1 \right) - (\alpha_R - 1) I_{CS} \left( \exp \frac{v_{BC}}{V_t} - 1 \right)$$

donde  $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$ .

Para la configuración de la figura a),  $v = v_{BE}$ ;  $i = i_E$ ;  $v_{BC} = 0$ , luego  $i = I_{ES} \left( \exp \frac{v}{V_t} - 1 \right)$

En la figura b)  $v = v_{BE}$ ;  $i = i_E$ ;  $i_C = 0$ , por tanto

$$\alpha_F I_{ES} \left( \exp \frac{v_{BE}}{V_t} - 1 \right) = I_{CS} \left( \exp \frac{v_{BC}}{V_t} - 1 \right)$$

$$i = i_E = I_{ES} \left( \exp \frac{v}{V_t} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left( \exp \frac{v_{BC}}{V_t} - 1 \right) = I_{ES} (1 - \alpha_F \alpha_R) \left( \exp \frac{v}{V_t} - 1 \right)$$

Para la figura c)  $v = v_{BE} = v_{BC}$ ;  $i = i_B$ , de donde

$$i = ((1 - \alpha_F) I_{ES} + (1 - \alpha_R) I_{CS}) \left( \exp \frac{v}{V_t} - 1 \right)$$

En los tres casos resulta un dispositivo con característica  $i = I_0 \left( \exp \frac{v}{V_t} - 1 \right)$ , es decir, un diodo.



**2**

En primer lugar, planteamos la hipótesis del estado de funcionamiento del transistor; puesto que estamos poniendo una tensión positiva en la base, lo razonable es que esté conduciendo y no en corte. Imaginemos que partimos de la hipótesis de que está saturado (luego  $V_{BE} = V_{\gamma E}$ ,  $V_{CE} = V_{CEsat}$ ).

Para la malla de entrada tendríamos  $V_{BB} = R_B I_B + V_{\gamma E} \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_B} = 45 \mu A$

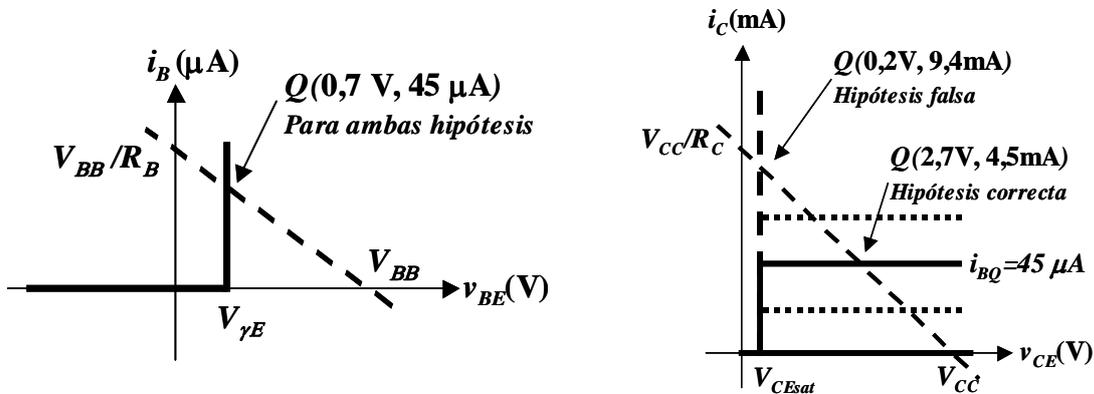
A la salida,  $V_{CC} = R_C I_C + V_{CEsat} \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = 9,4 \text{ mA}$

Si comprobamos la hipótesis vemos que efectivamente  $I_B > 0$ , pero  $\beta I_B < I_C$ , luego no es cierto que estemos en saturación, sino en activa directa (por lo que  $V_{BE} = V_{\gamma E}$ ,  $I_C = \beta I_B$ ).

La ecuación de entrada no cambia,  $I_B = 45 \mu A$ , mientras que a la salida  $I_C = 4,5 \text{ mA}$  y  $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C = 2,70 \text{ V}$

Ahora sí, las condiciones de activa directa se cumplen  $I_B > 0, V_{CE} > V_{CEsat}$ .

Podemos ver gráficamente las dos soluciones calculadas como intersección de las rectas de carga a la entrada y a la salida y las curvas características del transistor.



### 3

Estamos ante lo que se puede llamar un problema de “gran señal y variación lenta”, en el que ignoramos los efectos capacitivos del transistor y trazamos la curva de transferencia haciendo un barrido de los posibles estados en que se puede encontrar el transistor.

Así, con el transistor en corte  $i_B = 0, i_C = 0$ , luego  $v_0 = 0 \text{ V}$ , y esto es así siempre que  $v_{EB} < V_{\gamma E}$ , es decir,  $V_{CC} - v_I < V_{\gamma E} \Rightarrow v_I > V_{CC} - V_{\gamma E} = 4,3 \text{ V}$ . Así, tenemos que:

$$\underline{\text{TRT cortado con } v_O = 0 \text{ V si } v_I > 4,3 \text{ V}}$$

Por otro lado, si el transistor está saturado  $v_{EB} = V_{\gamma E}, v_{EC} = V_{ECsat}$ , de donde  $v_0 = V_{CC} - V_{ECsat} = 4,8 \text{ V}$

Las condiciones de validez de la suposición de saturación del transistor:

$$i_B = \frac{V_{CC} - v_{EB} - v_I}{R_B} > 0 \Rightarrow v_I < V_{CC} - V_{\gamma E} = 4,3 \text{ V}$$

$$i_C = \frac{V_{CC} - v_{EC}}{R_C} = \frac{V_{CC} - V_{ECsat}}{R_C} < \beta i_B = \beta \frac{V_{CC} - V_{\gamma E} - v_I}{R_B} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_I < V_{CC} - V_{\gamma E} - \frac{R_B}{\beta R_C} (V_{CC} - V_{ECsat}) = 2,60 \text{ V}$$

La segunda condición es más restrictiva:

$$\underline{\text{TRT saturado con } v_O = 4,8 \text{ V si } v_I < 2,6 \text{ V}}$$

El transistor también puede estar en activa directa

$v_{EB} = V_{\gamma E}; i_C = \beta i_B \Rightarrow v_O = i_C R_C = \frac{\beta R_C}{R_B} (V_{CC} - V_{\gamma E} - v_I)$ . Esto es válido si:

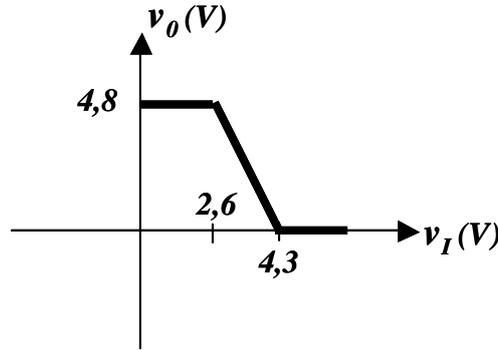
$$i_B = \frac{V_{CC} - v_{EB} - v_I}{R_B} > 0 \Rightarrow v_I < V_{CC} - V_{\gamma E} = 4,3 \text{ V}$$

$$v_{EC} = V_{CC} - i_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta R_C}{R_B} (V_{CC} - V_{\gamma E} - v_I) > V_{ECsat} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_I > (V_{CC} - V_{\gamma E}) - \frac{R_B}{\beta R_C} (V_{CC} - V_{ECsat}) = 2,60 \text{ V}$$

$$\underline{\text{TRT en activa directa con } v_O (\text{V}) = 2,8 (4,3 \text{ V} - v_I (\text{V})) \text{ si } 2,6 \text{ V} < v_I < 4,3 \text{ V}}$$

Con la entrada a nivel bajo ( $v_i = 0 \text{ V}$ ) la salida está a nivel alto ( $v_o = 4,8 \text{ V}$ ), y con la entrada a nivel alto ( $v_i = 5 \text{ V}$ ) la salida está a nivel bajo ( $v_o = 0 \text{ V}$ ): el circuito es un INVERSOR.



4

- a) Primero se hace el análisis de polarización. Se desprecia el efecto de  $V_A$  en este cálculo ( $V_A \rightarrow \infty$ ). Se anulan las fuentes independientes de tensión variable (luego se hace  $v_i = 0$ ), se plantea la hipótesis del estado del transistor (la más probable en este caso, activa directa) y se resuelve.

Para la malla de entrada,  $V_i = R_B I_B + V_{\gamma E} \Rightarrow I_B = \frac{V_i - V_{\gamma E}}{R_B} = 8 \mu\text{A}$

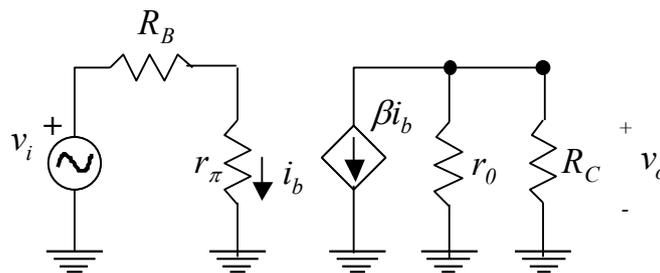
Transistor en activa directa, luego  $I_C = \beta I_B = 0,8 \text{ mA}$ , y de ahí

$$V_{CE} = V_o = V_{CC} - R_C I_C = 5,52 \text{ V}$$

Comprobamos que la hipótesis es cierta:  $I_B > 0$ ;  $V_{CE} > V_{CEsat}$

- b) Dibujamos el circuito equivalente de pequeña señal, anulando los generadores de continua (en este caso,  $V_i = 0$ ,  $V_{CC} = 0$ ), y calculando el valor de los parámetros de pequeña señal:

$$r_\pi = \frac{V_t}{I_B} = 3,12 \text{ k}\Omega; \beta = \beta_0 \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \approx \beta_0 = 100; r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C} = 125 \text{ k}\Omega$$



Las ecuaciones del circuito son  $\begin{cases} v_i = (R_B + r_\pi) i_b \\ v_o = -\beta i_b (R_C // r_o) \end{cases} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -\frac{\beta (R_C // r_o)}{(R_B + r_\pi)} = -8,23$

Se puede comprobar que la aproximación de pequeña señal es razonable:

$$v_{be} = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} v_i \Rightarrow |v_{be}| < \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} A = 0,48 \text{ mV} \ll V_t$$

NOTA: Con todo rigor, debido a la inclusión del efecto Early la condición de “pequeña señal” no se limita únicamente a  $v_{be}$ , sino que también se refiere a  $v_{ce}$ , e  $i_b$ . Pero al ser la dependencia en esos casos más próxima a la lineal que para la tensión base-emisor,

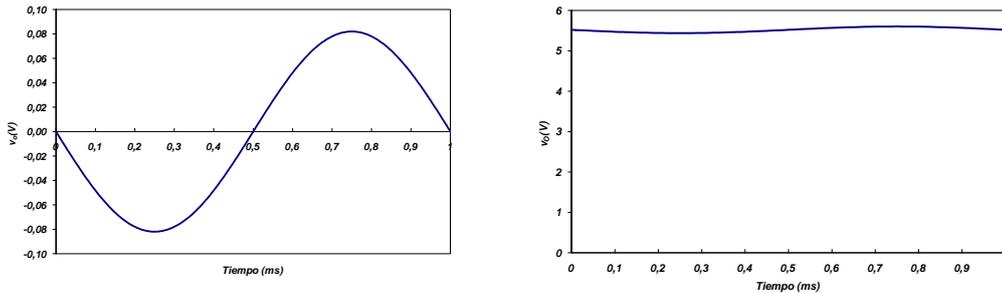
normalmente no evaluamos esos términos, asumiendo que son realmente “pequeña señal”.

- c) La señal completa a la salida es la suma de la componente continua y la alterna:

$$v_o (V) = V_0 + v_0(t) = V_0 - \frac{\beta(R_C // r_o)}{(R_B + r_\pi)} v_i(t) = V_0 - \frac{\beta(R_C // r_o)}{(R_B + r_\pi)} A \text{sen} \omega t =$$

$$= 5,52 - 0,082 \text{ sen} 2\pi 1000t (\text{s}) \text{ V}$$

Representando gráficamente la (pequeña) señal a la salida, y la señal completa:



5

- a) Para el transistor en activa,  $i_B \approx \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta} \exp(v_G / V_t)$ ;  $i_C = \beta i_B$

La ecuación del nudo en el colector del transistor nos da la expresión pedida, teniendo en cuenta que  $v_G = v_{BE}$ :

$$i_L = I_{CC} - i_C = I_{CC} - \beta i_B = I_{CC} - \alpha_F I_{ES} \exp(v_G / V_t)$$

- b) A medida que  $v_G$  aumenta, la corriente de colector lo hace y por tanto la corriente en la carga disminuye. Esto es así mientras que el transistor siga en activa directa. Cuando el transistor se satura  $v_{CE} = V_{CE,sat} = 0 \text{ V}$ , luego  $i_L = v_{CE} / R_L = 0 \text{ A}$  y por tanto  $i_C = I_{CC}$ . Imponiendo esta condición en la ecuación anterior queda:

$$v_G = V_t \ln \left( \frac{I_{CC}}{\alpha_F I_{ES}} \right) = 518 \text{ mV}$$

- c) Ahora  $v_G = v_D + v_{BE}$ , y la corriente que atraviesa el diodo es la de base del transistor:

$$\left. \begin{aligned} i_B &= \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta} \exp \left( \frac{v_G - v_D}{V_t} \right) \\ i_B &= I_0 \exp \left( \frac{v_D}{V_t} \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_B^2 = \frac{\alpha_F I_{ES} I_0}{\beta} \exp \left( \frac{v_G}{V_t} \right) \Rightarrow i_B = \sqrt{\frac{\alpha_F I_{ES} I_0}{\beta}} \exp \left( \frac{v_G}{2V_t} \right)$$

$$i_L = I_{CC} - \beta i_B = I_{CC} - \sqrt{\beta \alpha_F I_{ES} I_0} \exp \left( \frac{v_G}{2V_t} \right)$$



6.

- a) En el modelo lineal por tramos básico,  $V_{BE} = V_{\gamma E}$  e  $I_C = \beta I_B$   
 Este ejercicio fue resuelto en el problema 3.2, en donde podemos consultar el razonamiento que lleva al cálculo de  $Q(V_{BE}=0,7 \text{ V}; I_B=45 \mu\text{A}; I_C=4,5 \text{ mA}; V_{CE}=2,70 \text{ V})$

- b) En el modelo lineal por tramos avanzado,  $V_{BE} = V_{\gamma E} + r_D I_B$ ;  $I_C = \beta_0 \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) I_B$

Planteando y resolviendo las ecuaciones a la entrada y a la salida:

$$V_{BB} - (R_B + r_D)I_B - V_{\gamma E} = 0 \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_B + r_D} = 44,2 \mu A$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \\ I_C = \beta_0 \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) I_B \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_C = \beta I_B \frac{1 + \frac{V_{CC}}{V_A}}{1 + \beta_0 I_B \left( \frac{R_C}{V_A} \right)} = 4,57 \text{ mA} \\ V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 2,67 \text{ V} \end{array} \right.$$

Y seguimos teniendo  $I_B > 0$  y  $V_{CE} > V_{CEsat}$

El punto de trabajo calculado es ahora Q ( $V_{BE}=0,786 \text{ V}$ ;  $I_B=43 \mu A$ ;  $I_C=4,57 \text{ mA}$ ;  $V_{CE}=2,67 \text{ V}$ ). Podemos ver que, para los valores típicos del ejercicio, los valores obtenidos no difieren mucho de los del apartado a), de ahí que en la mayor parte de los casos resolvamos con el modelo básico, asumiendo que la precisión en la solución es suficiente.

- c) Para el estado de activa directa, las ecuaciones de Ebers-Moll se aproximan por las siguientes expresiones:

$$I_C = \beta I_B; I_B = I_0 \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right)$$

Por tanto,

$$I_B = I_0 \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) \Rightarrow V_{BE} = V_t \ln\left(\frac{I_C}{\beta I_0}\right)$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$\text{Como } V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} \Rightarrow V_{BB} = \frac{R_B}{\beta} I_C + V_t \ln\left(\frac{I_C}{\beta I_0}\right)$$

$$\text{Expresando } I_C \text{ en mA} \Rightarrow 3 = 0,51 I_C + 0,025 \ln(I_C 10^{10})$$

NOTA: Si resolviéramos esta ecuación por cálculo numérico, obtendríamos  $I_C=4,68 \text{ mA}$ , y, por tanto,

$$I_B = 48 \mu A$$

$$V_{BE} = V_{BB} - R_B I_B = 0,603 \text{ V}$$

$$V_{BE} = V_{CC} - R_C I_C = 2,61 \text{ V}$$



7.

- a) Llamando  $I_C'$  a la corriente de colector de  $T_B$  e  $I_D$  a la corriente del diodo  $D_S$ :

$$\left. \begin{array}{l} I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) - I_S \left( \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \\ I_C' = I_S \left( \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \end{array} \right\} \text{Ecs. Ebers - Moll de } T_B$$

$$I_D = I_{DS} \left( \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \text{ Ec. Shockley de } D_S$$

Como  $I_C = I_C' - I_D$ , se tiene:

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) - I_S \left( \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right)$$

$$I_C = I_S \left( \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) - \left( \frac{I_S}{\alpha_R} + I_{DS} \right) \left( \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right)$$

- b) Si  $T_B$  estuviera en saturación,  $V_{BE} = V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}$  y  $V_{CE} = V_{CE,sat} = 0,2 \text{ V}$ , pero entonces  $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0,5 \text{ V} > 0,3 \text{ V} = V_{\gamma}$  que es imposible en el modelo de tramos rectos del diodo  $D_S$ .
- c) Con  $T_B$  en activa  $V_{BE} = V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}$ , y al ser  $V_{CE} = 4 \text{ V}$ , se tiene  $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = -3,3 \text{ V}$ . Como  $-V_Z = -5 \text{ V} < -3,3 \text{ V} < 0,3 \text{ V} = V_{\gamma}$ , el diodo  $D_S$  está en corte.



## 8.

Las ecuaciones de malla del circuito son:

$$V_I = I_B R_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$

Para  $V_I = 0$ , hacemos la hipótesis de que el transistor está en corte y las ecuaciones que describen su funcionamiento son:

$$I_B = 0$$

$$I_C = 0$$

Que, introducidas en las del circuito, dan:

$$V_{BE} = 0 < V_{\gamma}$$

$$V_{CE} = V_{CC} \Rightarrow V_{BC} = -V_{CC} < V_{\gamma}$$

Lo que demuestra que efectivamente ambas uniones están en corte.

Para  $V_I = 5 \text{ V}$ , suponemos que el transistor está en activa directa obedeciendo las ecuaciones:

$$V_{BE} = V_{\gamma}$$

$$I_C = \beta I_B$$

Que, introducidas en las del circuito, dan:

$$I_B = \frac{V_I - V_{BE}}{R_B} = 0,1 \text{ mA} > 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \beta I_B R_C = 12 - 10 \cdot 0,6 = 6 \text{ V} > V_{CE(sat)}$$

Las desigualdades finales confirman la hipótesis del estado del transistor.

Para  $V_I = 12 \text{ V}$ , el transistor debe de estar en saturación con ecuaciones:

$$V_{BE} = V_{\gamma}$$

$$V_{CE} = V_{CE(sat)}$$

Que, introducidas en las del circuito, dan:

$$I_B = \frac{V_I - V_{BE}}{R_B} = 0,263 \text{ mA} > 0$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = 20 \text{ mA} < 26,3 \text{ mA} = \beta I_B$$

Las desigualdades finales confirman el estado del transistor.

$V_I$ (V)	$I_C$ (mA)	$I_E$ (mA)	$I_B$ (mA)	$V_{CE}$ (V)	$V_{BE}$ (V)	$V_{BC}$ (V)	Estado
0	0	0	0	12	0	-12	Corte
5	10	10,1	0,1	6	0,7	-5,3	Activa
12	20	20,263	0,263	0	0,7	0,7	Saturación



9.

a) Si el transistor estuviera saturado, habría una corriente de base entrante y apreciable,  $I_B$ . Pero en ese caso  $V_{BC} = -I_B R_B < 0$ , lo que es contrario a la hipótesis de saturación.

b) Supongamos el transistor en activa directa con  $V_{BE} = 0,7$  V, típico para dispositivos de silicio. Entonces:

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

$$\Rightarrow I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C (\beta + 1) + R_B} = 3,08 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \frac{\beta + 1}{\beta} R_C = 3,78 \text{ V}$$

c) Para conducir las corrientes del apartado anterior, el transistor debería presentar entre base y emisor una tensión:

$$V_{BE} = V_t \ln \left( \frac{I_B}{I_0} + 1 \right) = V_t \ln \left( \frac{I_C}{\beta I_0} + 1 \right) = 0,661 \text{ V}$$

Con este valor, se puede recalcular  $I_C$  con las fórmulas del apartado b):

$$I_C = 3,09 \text{ mA}; V_{CE} = 3,76 \text{ V}$$

d) Las corrientes de saturación de uniones pn son proporcionales al área de la unión. En este caso, el valor de  $I_0$  se multiplica por 4. Dada la dependencia logarítmica de  $V_{BE}$  con  $I_0$ , no obstante, esto produce sólo una pequeña variación en  $V_{BE}$ :

$$V_{BE} = V_t \ln \left( \frac{I_B}{4I_0} + 1 \right) \approx V_t \ln \left( \frac{I_B}{4I_0} \right) = V_t \ln \left( \frac{I_B}{I_0} \right) - V_t \ln 4$$

Y  $V_{BE}$  sólo se modifica, para las mismas corrientes, en 35 mV, y la repercusión en el punto de trabajo es muy pequeña.



10.

a) Como  $\beta(I_M) = \beta_0$  y  $\beta(2I_M) = \beta_0/2$ , para  $I_C > I_M$ :

$$\beta(I_C) = \beta_0 + \frac{\beta_0/2 - \beta_0}{2I_M - I_M} (I_C - I_M) = \frac{\beta_0}{2} \left( 3 - \frac{I_C}{I_M} \right) = 150 - 50 I_C \text{ (A)}$$

b) Si fuera  $I_C < I_M$ , se tendría que  $I_C = \beta_0 I_B = 100 \times 5 \text{ mA} = 500 \text{ mA} < 1 \text{ A} = I_M \Rightarrow$   
Hipótesis válida

$$V_O = V_{CC} - I_C R_C = 7 \text{ V} > V_{CE,sat}$$

c) Si fuera  $I_C < I_M$ , se tendría que  $I_C = \beta_0 I_B = 100 \times 20 \text{ mA} = 2 \text{ A} > 1 \text{ A} = I_M \Rightarrow$  Hipótesis falsa.

Así  $I_C = \beta(I_C) I_B$  según la expresión calculada en a) y por tanto:

$$I_C = I_B \frac{\beta_o}{2} \left( 3 - \frac{I_C}{I_M} \right) \Rightarrow I_C = \frac{3\beta_o I_B}{2 + \beta_o I_B / I_M} = 1,5 \text{ A} \Rightarrow$$

$$V_O = V_{CC} - I_C R_C = 1 \text{ V} > V_{CE,sat}$$

d) Como en torno a  $I_B = 20 \text{ mA}$  se verifica que  $i_c = \frac{3\beta_o i_B}{2 + \beta_o i_B / I_M} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \beta_f = \frac{i_c}{i_b} \equiv \frac{di_c}{di_b} \Big|_{i_B=I_B} = \frac{6\beta_o}{(2 + \beta_o i_B / I_M)^2} \Big|_{i_B=I_B} = 37,5$$



### 11.

Suponiendo conocidas las corrientes de base, las corrientes de colector y los voltajes pedidos se despejan muy fácilmente. Con los voltajes en V y las corrientes en mA:

$$100I_{B1} + V_\gamma + 4,7(I_{B1} + I_{C1}) = 10 \Rightarrow I_{C1} = \frac{10 - V_\gamma - 104,7I_{B1}}{4,7}$$

$$-10 + (I_{C1} + I_{C2} + I_{B2}) \frac{4,7}{2} + V_\gamma + 100I_{B2} = 0 \Rightarrow I_{C2} = \frac{10 - V_\gamma - 102,35I_{B2} - 2,35I_{C1}}{2,35}$$

$$V_1 = 100I_{B1}; V_2 = 100I_{B1} + V_\gamma; V_3 = -100I_{B2} - V_\gamma; V_4 = 10 - 4,7I_{C2}; V_5 = -100I_{B2}$$

a)  $\beta \rightarrow \infty$  quiere decir que, si los transistores funcionan en activa directa, y como las corrientes de colector han de ser finitas, las corrientes de base se anulan  $I_B = I_C / \beta = 0$ . Entonces se está en la situación de  $I_B$  conocida para la que se derivaron las fórmulas anteriores:

$$I_{B1} = I_{B2} = 0; I_{C1} = 2,0 \text{ mA}; I_{C2} = 2,0 \text{ mA}$$

$$V_1 = 0; V_2 = V_\gamma = 0,7 \text{ V}; V_3 = -V_\gamma = -0,7 \text{ V}; V_4 = 10 - 4,7I_{C2} = 0,7 \text{ V}; V_5 = 0$$

Donde se puede verificar que efectivamente los transistores están en activa directa ( $I_C > 0$ ;  $|V_{CE}| > |V_{CE(sat)}|$ ).

b) Como  $\beta$  es grande, los resultados del apartado a) pueden constituir una buena aproximación al resultado final. En cualquier caso, se pueden refinar muy fácilmente dado que ahora se conocen más o menos las corrientes de colector, a partir de las cuales se puede estimar el valor de las corrientes de base si los transistores están en activa directa:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = 0,02 \text{ mA}; I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = 0,02 \text{ mA}$$

De nuevo se dan las condiciones de aplicación de las fórmulas para  $I_B$  conocida mejorando así los valores de las corrientes de colector y los voltajes pedidos:

$$I_{C1} = 1,53 \text{ mA}; I_{C2} = 1,55 \text{ mA}$$

$$V_1 = 2 \text{ V}; V_2 = 2,7 \text{ V}; V_3 = -2,7 \text{ V}; V_4 = 10 - 4,7I_{C2} = 2,715 \text{ V}; V_5 = -2 \text{ V}$$

Es claro que el procedimiento se podría repetir hasta obtener convergencia. Al final hay que comprobar que el estado de los transistores es el supuesto.

También pueden emplearse las ecuaciones completas para el caso de  $\beta$  finita y transistores en activa, que son:

$$\frac{100}{\beta} I_{C1} + V_\gamma + 4,7I_{C1} \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right) = 10 \Rightarrow I_{C1} = \frac{10 - V_\gamma}{\frac{100}{\beta} + 4,7 \left( \frac{1}{\beta} + 1 \right)} = 1,62 \text{ mA}$$

$$-10 + \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_{C2} \frac{4,7}{2} + I_{C1} \frac{4,7}{2} + V_{\gamma} + \frac{100}{\beta} I_{C2} = 0 \Rightarrow I_{C2} = \frac{10 - V_{\gamma} - 2,35 I_{C1}}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) \frac{4,7}{2} + \frac{100}{\beta}} = 1,63 \text{ mA}$$

$$V_1 = 1,62 \text{ V}; V_2 = 2,32 \text{ V}; V_3 = -2,73 \text{ V}; V_4 = 2,34 \text{ V}; V_5 = -1,63 \text{ V}$$

Estos son resultados "exactos" al precio de utilizar expresiones algo más complicadas.

12.

a) Partiendo de la hipótesis de que los diodos están ON y el transistor en activa

$$V_B = I_1 R_{B1} = 2V_{\gamma D} + I_D R_{B2} - V_{SS}$$

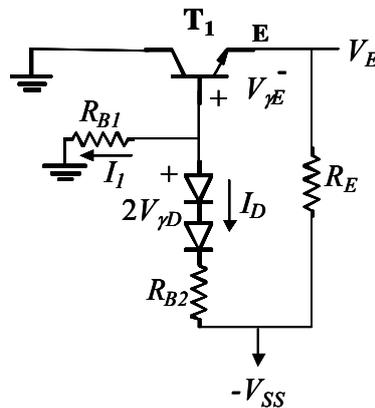
despreciando la corriente de base del transistor  $I_1 = -I_D$ . Despejando

$$I_D = 0,6 \text{ mA}, V_B = -0,6 \text{ V}, V_E = V_B - V_{\gamma E} = -1,3 \text{ V}$$

Se comprueba que

$$I_D > 0, \text{ diodos ON}$$

$$V_{CE} = 1,3 \text{ V} > V_{CEsat}, \text{ transistor en activa}$$



b) Calculamos la corriente de emisor  $I_E$ , corriente que atraviesa  $R_E$ , partiendo del valor  $V_E$  calculado con la aproximación del apartado a):

$$I_E = \frac{V_E + V_{SS}}{R_E} = 0,617 \text{ mA} \Rightarrow I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = 6 \mu\text{A}$$

Ahora  $I_B = -I_1 - I_D$ , luego sustituyendo  $I_1$  en la primera ecuación de esta página:

$$I_D = \frac{V_{SS} - 2V_{\gamma D} - R_{B1} I_B}{R_{B1} + R_{B2}} = 0,599 \text{ mA}$$

$$V_E = -R_{B1}(I_B + I_D) - V_{\gamma E} = -1,305 \text{ V} \Rightarrow \frac{V_{Ea}) - V_{Eb})}{V_{Ea})} \times 100 = 0,38\%$$

13.

a) Para el BJT convencional la ecuación en activa y estática teniendo en cuenta el efecto Early es

$$I_C = \beta_0 \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B$$

Llamando  $V_{CE}$  a la tensión colector emisor del BJT convencional:

$$I_C = \beta_0 \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) I_B \Rightarrow I_C = \beta_0 \left( 1 + \frac{V_{CE} - I_C R_S}{V_A} \right) I_B \Rightarrow I_C = \frac{\beta_0 (V_A + V_{CE}) I_B}{V_A + \beta_0 I_B R_S}$$

- b) Para estar en activa se ha de cumplir, por un lado:  $I_C \geq 0$  (frontera con corte) y por otro (frontera con saturación):

$$V_{CE} \geq V_{CE,sat} \Rightarrow V_{CE} = I_C R_S + V_{CE} \geq I_C R_S + V_{CE,sat} \Rightarrow V_{CE} (V) \geq 2 \cdot I_C (A) + 0,2$$

- c) A partir de la expresión calculada en a), y particularizando para el punto de trabajo:

$$r_0 = \left[ \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \Big|_Q \right]^{-1} = \frac{V_A}{\beta_0 I_B} + R_S = 30 \Omega + 2 \Omega = 32 \Omega$$



**14.**

- a) Para el análisis de polarización, anulamos las fuentes independientes de pequeña señal (i.e.  $v_i=0$  V). La corriente de base es la misma tanto si el transistor está en activa como en saturación:

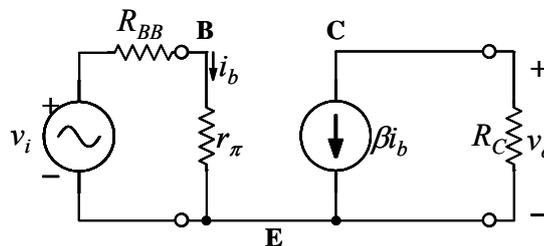
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{\gamma E}}{R_{BB}}$$

Buscamos la frontera entre activa y saturación, es decir, el punto de trabajo en el que se cumple simultáneamente que  $I_C = \beta I_B$ ;  $V_{CE} = V_{CEsat}$ :

$$V_{CEsat} = V_{CC} - \beta_{min} I_B R_C = V_{CC} - \frac{\beta_{min} R_C}{R_B} (V_{BB} - V_{\gamma E}) \Rightarrow \beta_{min} = \frac{R_B}{R_C} \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{V_{BB} - V_{\gamma E}} = 142$$

Con  $\beta$  mayor que ésta, el circuito no podría funcionar como amplificador.

- b) Suponiendo ahora que la  $\beta$  del transistor es tal que asegura que el transistor está en activa, dibujamos el circuito equivalente de pequeña señal:



Del circuito de pequeña señal:

$$v_o = -i_c R_C = -\beta i_b R_C = -\beta \frac{v_i}{R_B + r_\pi} R_C \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -\beta \frac{R_C}{R_B + r_\pi}$$

que es proporcional a  $\beta$  puesto que  $r_\pi = V_T/I_B$  es independiente de ella en este circuito. El valor de  $\beta$  es difícil de controlar tecnológicamente, por lo que puede diferir sustancialmente en transistores pretendidamente iguales. Por eso, los circuitos cuyas

características en continua y/o alterna dependen mucho del valor de  $\beta$  no son convenientes.



15.

a) Planteamos la hipótesis de que  $D_1$  está ON

Como  $D_2$  y  $D_3$  también están ON,  $V_{BE} = V_I + V_\gamma - 2V_\gamma = -0,5 V < V_{\gamma E}$ , luego  $T$  está cortado y  $V_0 = V_{CC} = 4 V$

Comprobamos la hipótesis,

$$I_{D1} = I_{R_1} - I_{R_2} = \frac{V_{CC} - (V_I + V_\gamma)}{R_1} - \frac{V_I + V_\gamma - 2V_\gamma + V_{BB}}{R_2} = 1,25 mA > 0$$

b)  $T$  cambiará de estado cuando  $V_{BE} = V_{\gamma E}$ . Luego considerando los diodos en directa,

$$v_I = -V_\gamma + 2V_\gamma + V_{\gamma E} = 1,2 V$$

c) Planteamos la hipótesis  $D_1$  OFF y  $T$  en saturación. En ese caso,  $V_0 = V_{CEsat} = 0,2 V$

Comprobamos las hipótesis:

$$D_1 \text{ OFF: } V_{D1} = (2V_\gamma + V_{\gamma E}) - V_I = -2,1 V < V_\gamma$$

$T$  saturación:

$$I_B = I_{R_1} - I_{R_2} = \frac{V_{CC} - 2V_\gamma - V_{\gamma E}}{R_1} - \frac{V_{\gamma E} + V_{BB}}{R_2} = 0,55 mA > 0$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = 0,95 mA < \beta I_B$$

