

Figura IV.13.

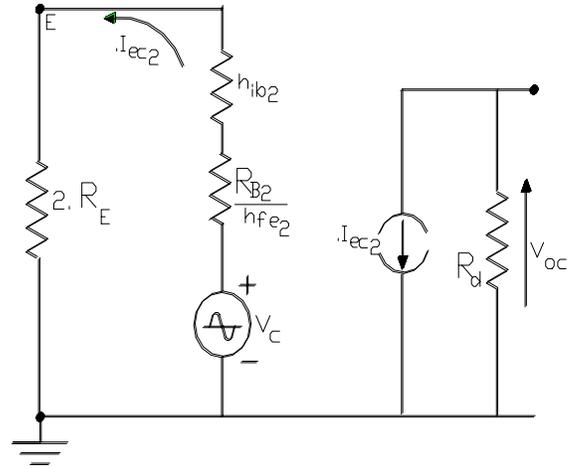


Figura IV.14.

- 1) $v_o = v_{od} = A_{vd} \cdot v_d = -14,4 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = -0,288 \text{ mV}$ y por lo tanto $\varepsilon = 0$ independientemente del ρ .
- 2) $v_o = -14,4 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot [1 + (5/151,5)] = -0,2975 \text{ mV}$ con lo que contiene un $\varepsilon = 3,3 \%$

A continuación se analizará la posibilidad de reducir el error calculado en el caso 2) hasta un 0,3 %, es decir un poco más de 10 veces:

$$\frac{v_c / v_d}{\rho} = \frac{100 / 20}{\rho} < 0,3 \% \quad \text{por lo tanto} \quad \frac{100 / 20}{0,003} < \rho \quad \text{o sea} \quad \rho > 1667$$

si como se solicita, el circuito esquemáticamente no se modifica y tampoco cambiamos las condiciones de reposo, para lograr dicha relación deberíamos incrementar el valor de R_E también un poco más de 10 veces, lo que nos llevaría a una diferencia de potencial de C.C. sobre él de:

$$2 \cdot I_{CQ1-2} \cdot R_E = 2 \cdot 0,47 \cdot 100 = 100 \text{ V aproximadamente}$$

que deben ser proporcionados por la fuente V_{EE} , es decir $V_{EE} > 100 \text{ V}$ lo que constituye una limitación para el uso de transistores cuya ruptura se produce en valores marcadamente inferiores (en nuestro caso $V_{(BR)CE0 \text{ tip}} < 24 \text{ V}$).

Por último, en cuanto a las resistencias de entrada, en las figuras IV.9. y IV.10. se definieron las mismas tanto para la señal de modo diferencial como para la señal de modo común resultando las expresiones IV.17/18. y IV.19/20. respectivamente, las que utilizaremos seguidamente para su evaluación:

$$R_{id} = 2 \cdot h_{ie1-2} = 2 \cdot 6,3 \cdot 10^3 = 12,6 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_{ids} = 2 \cdot (h_{ie1-2} + R_{B1-2}) = 13,2 \text{ KOhm}$$

$$R_{ic} = h_{ie1-2} + 2 \cdot h_{fe1-2} \cdot R_E = 6,3 + 2 \cdot 100 \cdot 10^4 = 2 \text{ MOhm} \quad \text{y} \quad R_{ics} = R_{B1-2} + h_{ie1-2} + 2 \cdot h_{fe1-2} \cdot R_{o3} = 2 \text{ MOhm}$$

b) Polarización mediante un tercer transistor:

A través del ejemplo anterior se apreció la limitación del circuito con polarización pasiva, sobre todo respecto a la obtención de mejores relaciones de rechazo del modo común. La función de dicha parte del circuito es únicamente permitir que se establezca la corriente $2 \cdot I_{CQ1-2}$ a lo largo de un resistor R_E que desde el punto de vista de C.M.R.R. conviene que sea del mayor valor posible. Ello nos permite inferir que mediante la utilización de un tercer transistor se puede concretar tal función de polarización con mucho mayor eficiencia, por lo que nos proponemos verificar el comportamiento del circuito amplificador diferencias que se representa en la figura IV.15.

IV - Multietapas de Bajo Nivel: Amplificador Diferencial y Fuentes de Corriente

Puede observarse que al usar el mismo circuito integrado CA3086 ahora se están empleando los otros tres transistores sueltos y no el par internamente unido por emisor empleado en el ejemplo anterior, ya que en el nuevo circuito se han dispuesto sendas pequeñas resistencias en los emisores de ambas ramas diferencial. Asimismo podrá repararse que ahora la resistencia de carga R_L se encuentra conectada en forma aislada de masa, entre ambos colectores de las ramas diferencial.

$$V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V} - R_{E3} = 2,2 \text{ KOhm} - R_1 = R_2 = 22 \text{ KOhm} - R_L = 100 \text{ KOhm}$$

$$R_{C1} = R_{C2} = 3,3 \text{ KOhm} - R_{B1} = R_{B2} = R_e = 100 \text{ Ohm} - T_1, T_2, T_3 : \text{CA3086}$$

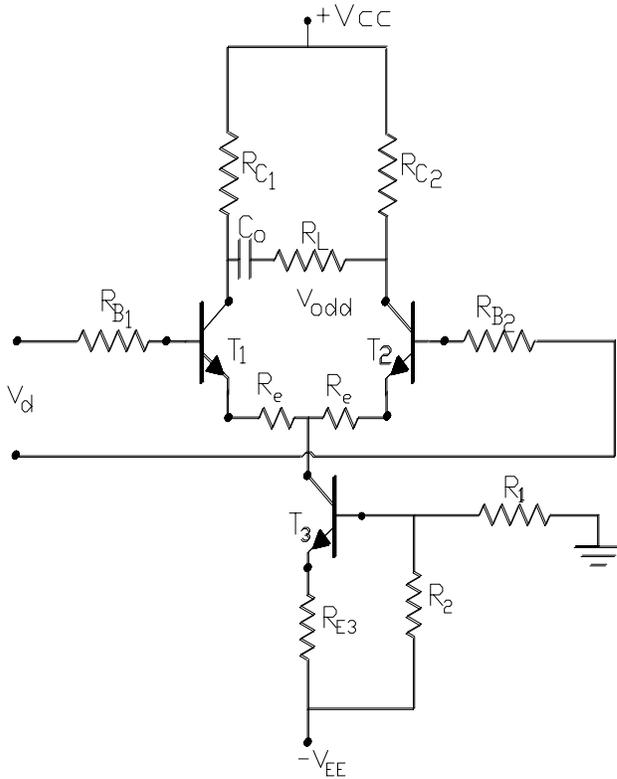


Figura IV.15.

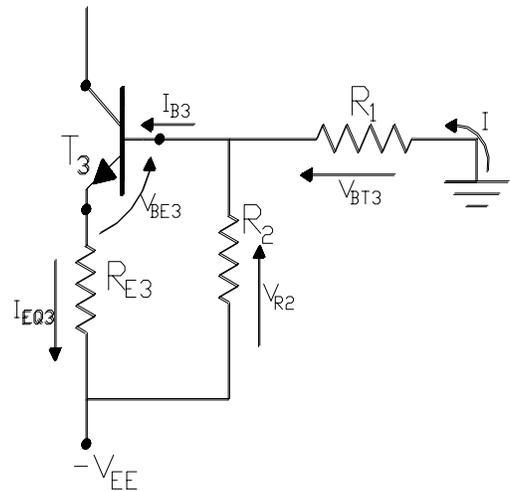


Figura IV.16.

A los fines de llevar a cabo el estudio del comportamiento estático el circuito de polarización se analiza por separado, tal como se indica en la figura IV.16. En la misma se han dispuesto los convenientes sentidos de referencia de corrientes y tensiones que nos permite establecer por un lado que a los efectos de tener en cuenta la estabilización $I \gg I_{B3}$ y por el otro, las siguientes relaciones y cálculos:

$$I = \frac{V_{EE}}{R_1 + R_2} \quad ; \quad V_{BT3} = -I \cdot R_1 = -V_{EE} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{cuyo valor es} \quad V_{BT3} = -10 \cdot \frac{22}{22 + 22} = -5 \text{ V}$$

$$\text{mientras que} \quad V_{R2} = I \cdot R_2 = V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{y cuyo valor es} \quad V_{R2} = 10 \cdot \frac{22}{22 + 22} = 5 \text{ V}$$

entonces, planteando la ecuación de la malla de entrada de T_3 y despejando I_{EQ3} se tiene:

$$I_{EQ3} = \frac{V_{R2} - V_{BEu}}{R_E} = \frac{5 - 0,6}{2200} = 2 \text{ mA}$$

IV - Multietapas de Bajo Nivel: Amplificador Diferencial y Fuentes de Corriente

En cuanto a la tensión de reposo V_{CEQ3} , ya que esta etapa no maneja señal la misma debe ser solo lo suficientemente grande como para que T_3 opere fuera de la región de saturación, de modo de mantener un alto valor de resistencia de salida ($r_{o3} = 1/h_{oe3}$). Dicha tensión se encuentra calculando:

$$V_{CEQ3} = V_{CT3} - V_{ET3}$$

en donde, despreciando las pequeñas caídas en R_{B1-2} y en R_e :

$$V_{CT3} = -V_{BEu1-2} = -0,6 \text{ V}$$

mientras que:

$$V_{ET3} = -V_{BEu3} + V_{BT3} = -0,6 \text{ V} + V_{BT3}$$

en consecuencia:

$$V_{CEQ3} = -V_{BEu1-2} - (-V_{BEu3} + V_{BT3}) = -V_{BT3} = 5 \text{ V}$$

Igual análisis para los transistores T_1 y T_2 nos lleva a los siguientes valores:

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = 1 \text{ mA} \quad \text{y dada la simetría en colectores:} \quad V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = V_{CT1-2} - V_{ET1-2}$$

en donde:

$$V_{CT1-2} = V_{CC} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 - 10^{-3} \cdot 3,3 \cdot 10^3 = 6,7 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_{ET1-2} = -V_{BEu1-2} = -0,6 \text{ V}$$

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 6,7 \text{ V} - (-0,6 \text{ V}) = 7,3 \text{ V}$$

entonces, los puntos de reposo de ambos transistores son iguales y se ubican con una corriente de 1 mA y una tensión de 7,3 V.

Debemos pasar seguidamente al análisis de bajo nivel, para ello en primer lugar recurrimos al Manual para la obtención de los parámetros híbridos de estos transistores tanto para 2 mA (T_3) como para 1 mA (T_1 y T_2):

Para $f = 1 \text{ KHz}$, $V_{CE} = 3 \text{ V}$ e $I_C = 1 \text{ mA}$ se especifica $h_{ie} = 3,5 \text{ KOhm}$ - $h_{fe} = 100$ - $h_{oe} = 15,6 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}$

mientras que con las curvas de corrección de parámetros, para $I_C = 2 \text{ mA}$ h_{fe} no cambia, h_{ie} se reduce al 80 % de su valor y h_{oe} se incrementa al doble de su valor, es decir:

$$h_{ie} = 2,8 \text{ KOhm} - h_{fe} = 100 - h_{oe} = 31,2 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}$$

La resistencia de salida del circuito conformado por el transistor T_3 es decir compatible con aquella que le correspondió a una etapa amplificadora emisor con resistencia R_E sin puentear resulta ser la resistencia equivalente R_{o3} que se definió para el circuito de polarización de la etapa diferencial, por lo que en este caso la misma puede ser calculada de acuerdo a la ecuación (II.58.) como:

$$R_{o3} = h_{oe3}^{-1} \cdot (1 + h_{fe3} \cdot \frac{R_{E3}}{R_{E3} + R_{B3} + h_{ie3}}) \quad \text{con} \quad R_{B3} = R_1 // R_2 = 11 \text{ KOhm}, \text{ así}$$

$$R_{o3} = 32,05 \cdot 10^3 \cdot (1 + 100 \cdot \frac{2,2}{2,2 + 11 + 2,8}) = 32050 \cdot 13,85 = 473 \text{ KOhm}$$

En este caso el circuito equivalente dinámico para la señal diferencial se representa en la figura IV.17. y en la misma se aprecia por un lado la presencia de los resistores R_e en serie con ambos emisores y la conexión de la carga R_L en forma diferencial, es decir entre los dos colectores del par diferencial. Asimismo, dado el valor de R_L , puede aproximarse el análisis asumiendo que la totalidad de las corrientes I_{ed1-2} circularán por las resistencias de colector R_{C1-2} . En consecuencia, definiendo a la tensión de salida diferencial sobre la carga diferencial (v_{odd}) como:

$$\text{en donde} \quad v_{od2} = -I_{ed2} \cdot R_{C2} \quad \text{y} \quad \begin{matrix} v_{od2} = v_{od2} - v_{od1} \\ v_{od1} = I_{ed1} \cdot R_{C1} \end{matrix} \quad \text{(IV.21.)} \quad \text{con lo que por simetría:} \quad v_{odd} = -2 \cdot I_{ed1-2} \cdot R_{C1-2}$$

y se puede pasar a estudiar un circuito equivalente para la señal diferencial, tal como el indicado en la figura IV.18.

IV - Multietapas de Bajo Nivel: Amplificador Diferencial y Fuentes de Corriente

A partir de dichos circuitos equivalentes se destaca que la ganancia de tensión diferencial A_{vd} tal cual fue definida se reduce ahora debido a la presencia de la resistencia de emisor R_e debido a que:

$$A_{vd} = \frac{v_{od2}}{v_d} = \frac{-R_{C2}}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2}/h_{fe1-2}) + R_e]} = \frac{-3300}{2 \cdot (35 + 1 + 100)} = -12,13$$

y definiendo ahora, a la Ganancia de Tensión Diferencial con Salida Diferencial a:

$$A_{vdd} = \frac{v_{odd}}{v_d} = \frac{-2 \cdot I_{ed1-2} \cdot R_{C1-2}}{2 \cdot I_{ed1-2} \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2}/h_{fe1-2}) + R_e]} = 2 \cdot A_{vd} = -24,26 \quad (IV.22.)$$

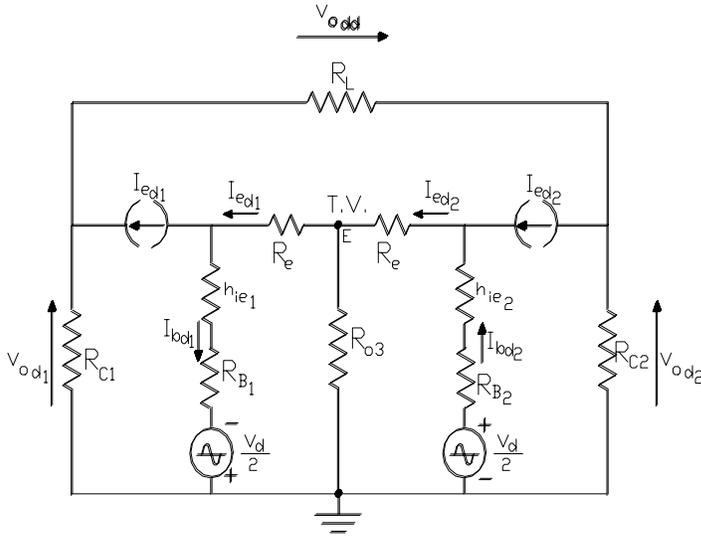


Figura IV.17.

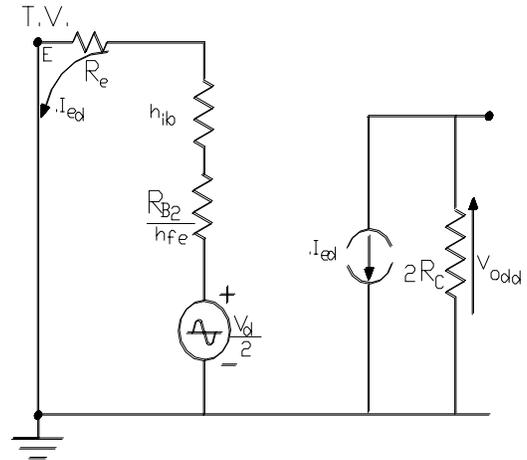


Figura IV.18.

Por otra parte, para la señal de modo común se tiene:

$$A_{vc} = \frac{-R_{C1-2}}{2 \cdot R_{o3} + h_{ib1-2} + (R_{B1-2}/h_{fe1-2}) + R_e}$$

debiéndose notar que al tomarse la salida en forma diferencial el modo común sobre la carga R_L resulta nulo independientemente del valor de dicha ganancia y siempre que el circuito sea perfectamente simétrico. No obstante ello si subsistiera cierta asimetría el modo común remanente sería rechazado según una relación de rechazo que ahora resulta:

$$C.M.R.R. = \rho = \frac{R_{o3}}{h_{ib1-2} + (R_{B1-2}/h_{fe1-2}) + R_e} = \frac{473 \cdot 10^3}{35 + 1 + 100} = 3478 \quad (IV.23.)$$

Si bien el valor numérico de esta Relación ha aumentado con referencia al ejemplo anterior, debe tenerse presente que dicho incremento se logra únicamente por haberse empleado el circuito de polarización activo (con T_3) en lugar del circuito pasivo utilizado antes ($R_{o3} \gg R_e$). Pero al mismo tiempo cabe puntualizar que debido a la presencia de las