

PROBLEMAS DE PROYECTO SOBRE AMPLIFICADORES DIFERENCIALES:

- 1) Datos:  $R_L = 10\text{ K}\Omega$  sin componente de C.C. y con referencia de masa.  
 $R_{B1-2} = 100\ \Omega$  - Transistores disponibles: 1 C.I. tipo CA3086  
 $A_{Vds} > 50$  (34 dB) - CRM =  $\rho > 1000$  (60 dB)

Solución:

De acuerdo con los datos aportados queda totalmente definida la disposición de componentes del amplificador diferencial en tanto que al disponerse en el integrado de otros tres transistores y en consideración a que el valor de  $\rho$  requerido descarta la posibilidad de una polarización pasiva, en principio recurrimos a una fuente de corriente tipo espejo condicionada a que mediante la misma se pueda conseguir los 60 dB solicitados. En conclusión el circuito que se propone proyectar se ajusta al esquema indicado en la siguiente figura:

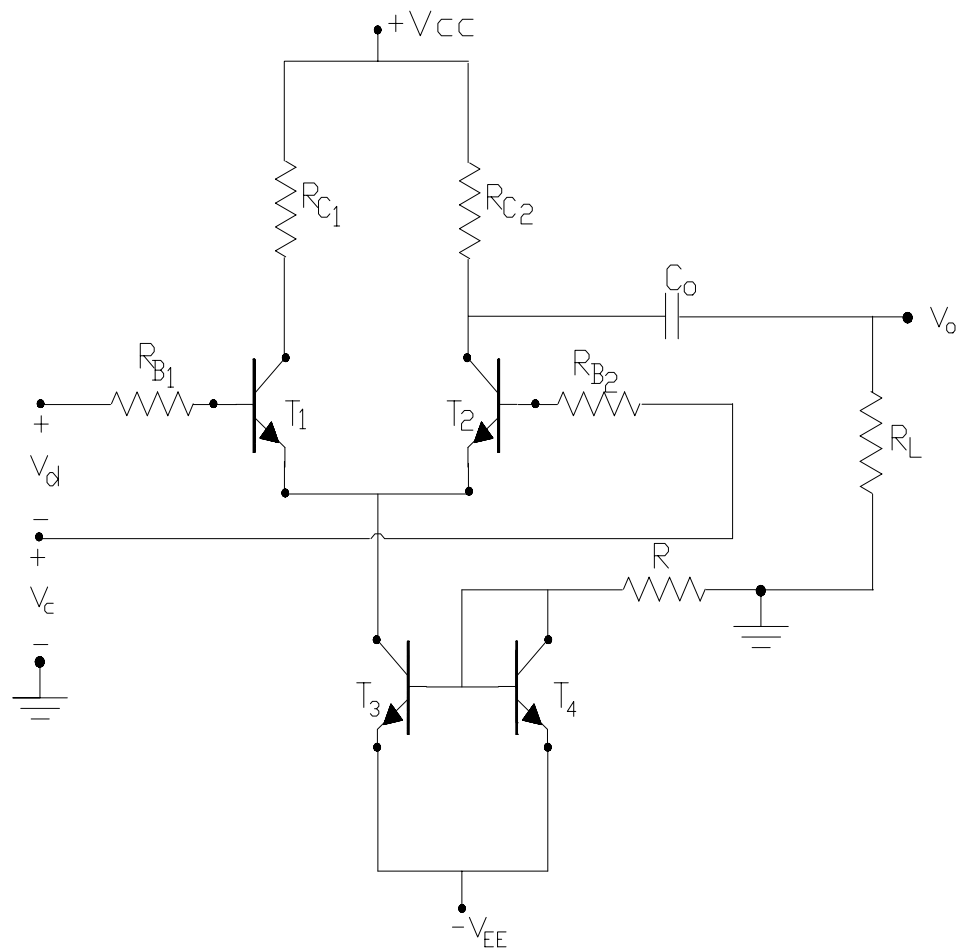


FIGURA 1

Según lo estudiado en la fuente espejo, y en este caso en particular en la malla que contiene al transistor  $T_4$  que opera como diodo, se tiene:

$$V_{EE} - I_R \cdot R - V_{BE4} = 0 \quad \text{por lo que:} \quad I_R = \frac{V_{EE} - V_{BE4}}{R} \quad (\text{IV.30'})$$

como el proyecto se encara haciendo  $I_R \gg (2 \cdot I_{B3-4})$  y al tratarse de una configuración espejo:  $I_R = I_{C4} = I_{C3}$ .

Luego por conexión directa de colector de  $T_3$  con la unión de los emisores de  $T_1$  y  $T_2$  y además por la simetría de los circuitos de estos dos transistores, especialmente de sus mallas de entrada o base-emisor:

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ3}}{2} \quad (\text{IV.45.})$$

Desde el punto de vista dinámico, dado que  $T_3$  tiene su emisor a masa y atento a los valores típicos de tensión de Early de estos transistores NPN integrados (100 á 120 V), la resistencia de salida de este fuente de corriente resulta ser:

$$R_{o3} = r_{o3} = \frac{1}{\eta_{NPN} \cdot gm_3} = \frac{1}{2,5 \cdot 10^{-4} \cdot gm_3} = \frac{4 \cdot 10^3}{gm_3} = \frac{10^2}{I_{CQ3}} \quad (\text{IV.46.})$$

Considerando la expresión (IV.16.) y dado los valores de  $R_{B1-2}$  en todo proyecto en principio puede estimarse que la C.M.R.R. se aproxime a:

$$\rho = \frac{R_{o3}}{h_{ib1-2}} = gm_{1-2} \cdot R_{o3} = 40 \cdot I_{CQ1-2} \cdot R_{o3}$$

reemplazando  $R_{o3}$  por (IV.46.) y teniendo en cuenta (IV.45.):

$$\rho = 40 \cdot I_{CQ1-2} \cdot \frac{10^2}{I_{CQ3}} = 2 \cdot 10^3 = 66 \text{ dB}$$

resultado este último muy importante, ya que nos expresa que seleccionada la fuente de corriente espejo como fuente de polarización de un amplificador diferencial, independientemente de la corriente de polarización, la Relación de Rechazo de Modo Común queda fijada como una constante dependiente únicamente de la tensión de Early del transistor  $T_3$  que conforma a dicha fuente espejo. Así con transistores NPN como en nuestro caso el mejor valor esperable oscila en los 66 dB aclarándose que si se tratara de transistores PNP, que en el mismo tipo de circuito integrado presentan tensiones de Early inferiores (50 a 60 V) típicamente, se obtendrían C.M.R.R. del orden de los 60 dB ( $10^3$ ) que aún así cumpliría con el requerimiento del proyecto.

Concluimos entonces que una etapa diferencial polarizada con fuente de corriente tipo espejo opera con valores típicos de C.M.R.R. del orden de 60 dB (1000 veces) independientemente de la corriente de polarización.

Para continuar con la valorización de los componentes del circuito procedemos a considerar el otro dato suministrado, es decir la ganancia  $A_{vd}$ , la que de acuerdo con la ecuación (IV.14.) y despreciando nuevamente el término dependiente de  $R_{B1-2}$  resulta:

$$A_{vd} = \frac{-R_d}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})]} = -\frac{gm_{1-2}}{2} \cdot R_d = -20 \cdot I_{CQ1-2} \cdot R_d \quad (\text{IV.47})$$

expresión esta última que por su simplicidad resulta muy útil para la resolución de los problemas de proyecto. En nuestro caso y sin considerar la fase, introduciendo el valor de la ganancia pedida se obtiene:

$$I_{CQ1-2} \cdot R_d > 2,5 \quad (\text{A})$$

Hasta aquí se han considerado la totalidad de datos del proyecto y a partir de (A) es posible plantear una ecuación pero la misma posee dos incógnitas:  $I_{CQ1-2}$  y  $R_{C1-2}$  (ya que  $R_d = R_{C1-2} // R_L$ ). Esta situación que como sabemos es muy común en todo problema de proyecto nos obliga a plantear otras relaciones ( condiciones estáticas de trabajo por ejemplo) y adoptar con criterio algún otro componente de modo tal de poder llegar a plantear otra ecuación más con las mismas dos incógnitas y conseguir la resolución del sistema.

En tal sentido del estudio del comportamiento estático de las mallas de salida de  $T_1$  y  $T_2$  y teniendo en cuenta la ecuación (IV.3.):

$$I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} - V_{CEQ1-2}$$

que, como se observa, nos permitiría plantear la otra ecuación buscada si se valoriza numéricamente su segundo miembro. Por ello a partir de la información del Manual consideramos que al ser  $BV_{CEomin} = 15 \text{ V}$  y al tener en cuenta que si  $T_1$  o  $T_2$  quedaran cortados la máxima tensión a la que estarían sometidos sería  $(V_{CC} + 0,6 \text{ (V)})$ , con el acostumbrado factor de seguridad adoptamos:

$$V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} < 0,7 \cdot BV_{CEomin} = 0,7 \cdot 15 = 10,5 \text{ V} , \text{ es decir } V_{CC} < 10 \text{ V}$$

Asimismo y dado que para la condición de corte de  $T_3$  su máxima tensión colector-emisor sería  $(V_{EE} - 0,6 \text{ (V)})$  para una alimentación simétrica, la misma limitación es válida para  $V_{EE}$ . Con dicho criterio y con la condición de verificar luego su consistencia, tal como ocurre en todo proceso de aproximaciones sucesivas, es posible adoptar:

$$V_{CC} = V_{EE} = 9 \text{ V}$$

Como veremos más adelante, a los fines de conservar un funcionamiento lineal el par de transistores diferenciales deben observar una excursión muy limitada alrededor de su punto de reposo. Asimismo debe considerarse el bajo valor de tensión colector-emisor de saturación que los fabricantes aseguran para estos transistores (del Manual  $V_{CESat} < 0,23 \text{ V}$ ). Esto motiva la inquietud de asegurar que con solo 2 ó 3 V de tensión  $V_{CEQ1-2}$  se haría operar a los mismos lo suficientemente alejados de la zona de saturación permitiendo simultáneamente un aceptable modo común de pico positivo ( $V_M^+$ ).

En consecuencia, a partir de la ecuación (IV.3.) en nuestro caso se puede considerar:

$$V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} - V_{CEQ1-2} = (9 + 0,6 - 3) = 6,6 \text{ V} \text{ por lo tanto } I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} < 6,6 \quad (B)$$

Se logra así plantear un sistema de dos ecuaciones (A) y (B) con dos incógnitas ( $I_{CQ1-2}$  y  $R_{C1-2}$ ) que debe ser resuelto mediante algún método eficaz. En nuestro caso elegimos el camino de dividir (B) por (A):

$$\frac{I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2}}{I_{CQ1-2} \cdot R_d} = \frac{6,6}{2,5} \quad \text{o sea :} \quad R_{C1-2} = 2,64 R_d = 2,64 \cdot \frac{R_{C1-2} \cdot R_L}{R_{C1-2} + R_L}$$

con lo que en definitiva:

$$R_{C1-2} = 1,64 R_L \quad \text{y como } R_L = 10 \text{ KOhm} \quad R_{C1-2} = 16,4 \text{ KOhm}$$

Para adoptar el valor comercial debemos tener presente que si adoptamos por exceso privilegiamos el cumplimiento de la condición (A) vale decir mayor facilidad para cumplir con la ganancia, mientras que se adoptamos por defecto facilitamos el hecho de que el par de transistores del diferencial operen adecuadamente separados de la zona de saturación (condición (B)). Supongamos privilegiar esto último y adoptemos:

$$R_{C1-2} = 15 \text{ KOhm}$$

Continuando ahora con la resolución del sistema de dos ecuaciones determinamos  $R_L = \frac{10 \cdot 15 \cdot 10^3}{(10 + 15)} = 6 \text{ KOhm}$

y de la ecuación (A)  $I_{CQ1-2} > \frac{2,5}{R_d} = \frac{2,5}{6 \cdot 10^3} = 0,42 \text{ mA}$  por lo que adoptamos un valor superior:  $I_{CQ1-2} = 0,5 \text{ mA}$

En consecuencia la fuente de corriente espejo debe diseñarse para una corriente  $I_{CQ3} = 2 \cdot I_{CQ1-2} = 1 \text{ mA}$  por lo que a partir de la ecuación (IV.30'.) calculamos:

$$R = \frac{V_{EE} - V_{BEu4}}{I_{CQ3}} = \frac{9 - 0,6}{10^{-3}} = 8,4 \text{ KOhm}$$

entonces elegimos un valor comercial cercano, por ejemplo  $R = 8,2 \text{ KOhm}$  y llevamos a cabo todo el proceso de verificación de lo planteado hasta aquí.

$$I_{CQ3} = \frac{V_{EE} - V_{BEu4}}{R} = \frac{9 - 0,6}{8,2 \cdot 10^3} = 1,024 \text{ mA} \quad ; \quad I_{CQ1-2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = \frac{1,024 \text{ mA}}{2} = 0,512 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ1-2} = V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 9 + 0,6 - 0,512 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 = 1,92 \text{ V}$$

que si bien es inferior a lo previsto, aún así hace operar al par diferencial dentro de su zona lineal por lo que continuamos la verificación. Para tal fin a partir del manual:

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 para  $I_C = 0,5 \text{ mA}$  y  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ :  $h_{ie} = 1,8 \cdot 3,5 \text{ KOhm} = 6,3 \text{ KOhm}$  y  $h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100$  luego la ganancia de tensión diferencial resultará:

$$A_{vd} = \frac{-R_d}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})]} = \frac{-6 \cdot 10^3}{2 [63 + (100/100)]} = \frac{-60}{1,28} = -46,9$$

constatándose que también en este parámetro estamos por debajo de lo previsto. Por ello en tanto la aplicación del factor de seguridad lo permite y continuando con el procedimiento de aproximaciones sucesivas, reajustamos los valores de las tensiones de alimentación  $V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$  y recalculamos:

$$I_{CQ3} = \frac{V_{EE} - V_{BEu4}}{R} = \frac{10 - 0,6}{8,2 \cdot 10^3} = 1,146 \text{ mA} \quad ; \quad I_{CQ1-2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = \frac{1,146 \text{ mA}}{2} = 0,57 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ1-2} = V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 + 0,6 - 0,57 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 = 2 \text{ V}$$

ahora, para  $I_C = 1,2 \text{ mA}$  y  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ :  $h_{ie} = 0,9 \cdot 3,5 \text{ KOhm} = 3,15 \text{ KOhm}$  -  $h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100$  y

$$h_{oe} = 15,6 \cdot 10^{-6} \cdot 1,1 = 17,16 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)} \quad \text{y} \quad r_o = 58 \text{ KOhm}$$

y para  $I_C = 0,6 \text{ mA}$  y  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ :  $h_{ie} = 1,5 \cdot 3,5 \text{ KOhm} = 5,25 \text{ KOhm}$  y  $h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100$  luego:

$$h_{oe} = 15,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,65 = 10,14 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)} \quad \text{y} \quad r_o = 98,6 \text{ KOhm}$$

$$A_{vd} = \frac{-R_d}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})]} = \frac{-6 \cdot 10^3}{2 [53 + (100/100)]} = \frac{-60}{1,08} = -55,5$$

que ahora si supera el valor mínimo solicitado. Por otro lado la C.M.R.R. con los conceptos de verificación resultará ser:

$$\rho = \frac{R_{o3}}{h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})} = \frac{58 \cdot 10^3}{53 + (100/100)} = 1074 = 60,6 \text{ dB}$$

Para completar la verificación de la etapa determinaremos la resistencia de salida del amplificador diferencial  $R_{oAd}$  y la resistencia de entrada diferencial  $R_{id}$ .

$$R_{oAd} = r_{o2} // R_{C2} = \frac{98,6 \cdot 15 \cdot 10^3}{98,6 + 15} = 13 \text{ KOhm}$$

$$R_{id} = 2 \cdot h_{ie1-2} = 2 \cdot 5,25 \cdot 10 = 10,5 \text{ KOhm}$$

Resumiendo:

Circuito FIGURA 1 -  $R_{C1-2} = 15 \text{ K}\Omega$  -  $R = 8,2 \text{ K}\Omega$  con los que se verifica:

$$A_{vd} = 55,5 \quad - \quad \rho = 1074 = 60,6 \text{ dB} \quad - \quad R_{id} = 10,5 \text{ K}\Omega \quad - \quad R_{oAd} = r_{o2} // R_{C2} = 13 \text{ KOhm}$$

2) Datos: Partiendo del circuito de la FIGURA 1 y con el mínimo de componentes adicionales:

Incrementar  $A_{Vds} > 100$  (40 dB) sin que se disminuya la  $R_{id} = 10,5 \text{ K}\Omega$  y bajando la  $R_{oAd}$

En primer término verificamos si con la estructura de circuito utilizada en el ejemplo anterior es posible lograr dicho comportamiento:

- de acuerdo con la ecuación (IV.47.) la ganancia solicitada solo se podrá obtener únicamente si se aumenta  $I_{CQ1-2}$  o bien  $R_d$ .
- dado que  $h_{ie}$  es inversamente proporcional a  $I_{CQ}$  y habiéndose requerido mantener  $R_{id} = 2 \cdot h_{ie1-2}$  debe descartarse la solución por el camino de aumentar  $I_{CQ1-2}$ .

Así entonces en el mismo circuito proyectado en el apartado anterior, la resistencia de carga dinámica mínima  $R_d$  que satisface el nuevo requerimiento de ganancia será:

$$R_d > \frac{A_{vd}}{20 \cdot I_{CQ1-2}} = \frac{100}{20 \cdot 0,57 \cdot 10^{-3}} = 8,8 \text{ KOhm}$$

y considerando que  $R_L = 10 \text{ KOhm}$  significa el requerimiento de un  $R_C$  mínimo del orden de unos 73 KOhm sobre los cuales se desarrollaría una caída de C.C. ( $I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2}$ ) del orden de unos 42 V imposibles de suministrar ya que como se ha visto precedentemente por condiciones de ruptura colector-emisor las fuentes de alimentación se encuentran limitadas por debajo de 10 V. La solución se torna impracticable con la estructura de circuito que fue calculada en el apartado anterior.

Por tal motivo puede pasarse a utilizar el quinto transistor que dispone el circuito integrado que se esta usando, de modo de "separar" la carga mediante una etapa que presente elevada resistencia de entrada y baja resistencia de salida, que es el otro requerimiento que debemos tener en cuenta. El circuito que se propone entonces, se indica en la siguiente figura:

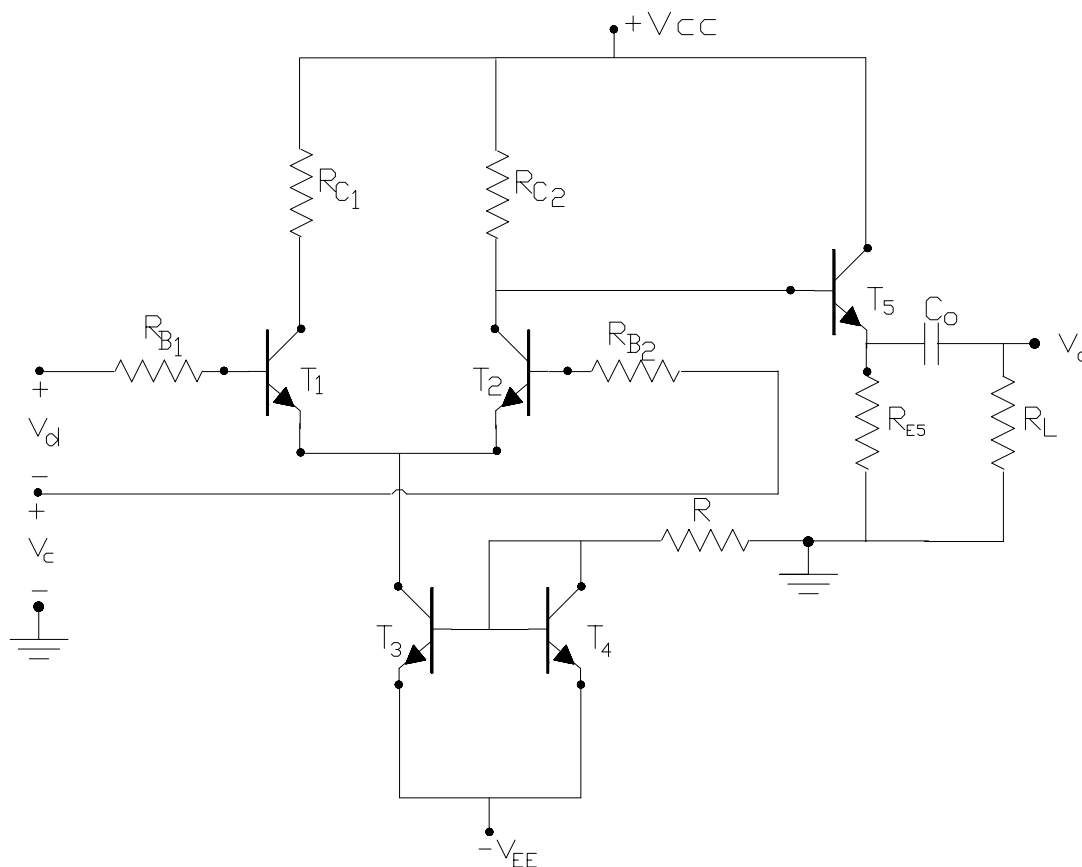


FIGURA 2

Para un primer cálculo manteniendo las fuentes de alimentación ya seleccionadas  $V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$ , las corrientes de reposo  $I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0,57 \text{ mA}$  y con el objetivo de incrementar las tensiones de reposo  $V_{CEQ1} = V_{CEQ2}$  propiciamos una disminución de las resistencias de colector  $R_{C1} = R_{C2}$  a un valor de  $12 \text{ KOhm}$  en lugar de los  $15 \text{ KOhm}$  que se habían seleccionado en el problema anterior. Así las nuevas tensiones de reposo se ubicarán en:

$$V_{CEQ1-2} = V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 + 0,6 - 0,57 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^3 = 3,8 \text{ V}$$

Según se determinó con anterioridad, para la nueva ganancia  $R_d > 8,33 \text{ KOhm}$ . Con la modificación circuital el cambio es que ahora dicha resistencia de carga se compone por el paralelo de la  $R_{C2}$  recién reajustada con la resistencia de entrada del transistor  $T_5$  en su configuración colector común ( $R_{i5}$ ). Por lo tanto:

$$R_{i5} > \frac{R_d \cdot R_{C2}}{R_{C2} - R_d} = \frac{8,3 \cdot 12 \cdot 10^3}{12 - 8,3} = 27 \text{ KOhm} \quad \text{perfectamente posibles con la etapa C.C. propuesta.}$$

Desde el punto de vista de las condiciones de reposo, para  $T_5$  se puede adoptar una  $I_{CQ5} = 0,5 \text{ mA}$ , Por otra parte en la malla de salida de  $T_2$  se tiene:

$$V_{CT2} = V_{BT5} = V_{CC} - I_{CQ2} \cdot R_{C2} = 10 - 0,57 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^3 = 3,16 \text{ V}$$

luego en la malla de entrada de  $T_5$ :

$$V_{ET5} = V_{BT5} - V_{BEu5} = V_{R5} = 3,16 - 0,6 = 2,56 \text{ V} \quad \text{y}$$

$$V_{CEQ5} = V_{CC} - V_{ET5} = 10 - 2,56 = 7,44 \text{ V}$$

en consecuencia:

$$R_{E5} = \frac{V_{R5}}{I_{CQ5}} = \frac{2,56 \text{ V}}{0,5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 5,12 \text{ KOhm} \quad \text{siendo su comercial mas cercano} \quad R_{E5} = 4,7 \text{ KOhm}$$

$$\text{La resistencia de carga dinámica de esta etapa agregada resulta: } R_{d5} = R_{E5} // R_L = \frac{4,7 \cdot 10^4}{4,7 + 10} = 3,2 \text{ KOhm}$$

en consecuencia la resistencia de entrada de esta etapa resultará:

$$R_{i5} = h_{ie5} + h_{fe5} \cdot R_{d5} = 6,3 \cdot 10^3 + 100 \cdot 3,2 \cdot 10^3 = 326 \text{ KOhm}$$

y su ganancia:

$$A_{v5} = \frac{h_{fe5} \cdot R_{d5}}{R_{i5}} = \frac{320}{326} = 0,98$$

por lo que en la etapa diferencial se tendrá:

$$R_{d2} = \frac{R_{i5} \cdot R_{C2}}{R_{C2} + R_{i5}} = \frac{326 \cdot 12 \cdot 10^3}{12 + 326} = 11,6 \text{ KOhm}$$

$$A_{vd1-2} = \frac{R_{d2}}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})]} = \frac{11,6 \cdot 10^3}{2 [53 + (100/100)]} = \frac{116}{1,08} = -107,5$$

y la ganancia del sistema amplificador:

$$A_{vtot} = A_{vd1-2} \cdot A_{v5} = 107,5 \cdot 0,98 = 105,35 = 40,4 \text{ dB}$$

que satisface los requerimientos del proyecto.

El circuito propuesto queda así totalmente definido, con el conocimiento de todos sus componentes, con la verificación del cumplimiento de la  $R_{id}$  y la ganancia solicitada. Cabe agregar asimismo que, dado que no se ha modificado la estructura de la fuente espejo, la C.M.R.R. se ha

mantenido en su valor antes verificado y comprendido entre los 60 y 66 dB, cosa que igualmente hubiera ocurrido aún si se hubiera modificado la corriente de dicha fuente.

Es frecuente que del esquema estudiado también interese conocer la magnitud de la resistencia de salida. En el último ejemplo, dado que la etapa de salida es del tipo seguidora, se tendrá:

$$R_{os5} = R_{d5} // (h_{ib5} + \frac{R_{C2}}{h_{fe5}}) = 3,2 \cdot 10^3 // (63 + 120) = 173 \text{ Ohm}$$

Resumiendo:

$$\text{Circuito FIGURA 2} \quad - \quad R_{C1-2} = 12 \text{ K}\Omega \quad - \quad R = 8,2 \text{ K}\Omega \quad - \quad R_{E5} = 4,7 \text{ K}\Omega$$

con los que se verifica:

$$A_{vd} = 105,35 = 40,4 \text{ dB} \quad - \quad \rho = 1074 = 60,6 \text{ dB} \quad - \quad R_{id} = 10,5 \text{ K}\Omega \quad - \quad R_{os5} = 173 \text{ Ohm}$$

3) Datos: Partiendo del circuito de la FIGURA 2 y con el mínimo de componentes adicionales:

Incrementar  $R_{id} > 60 \text{ K}\Omega$  sin que se disminuya la  $A_{Vds} > 100$  (40 dB) y proponiendo una técnica para obviar la utilización del acoplamiento capacitivo (amplificador de C.C.).

$$\text{Recordemos que} \quad R_{id} = 2 \cdot h_{ie1-2} \quad \text{por lo que} \quad h_{ie1-2} > (R_{id} / 2) = 30 \text{ K}\Omega.$$

En consecuencia dado que  $h_{ie1-2} = h_{fe1-2} / g_{m1-2} = h_{fe1-2} / (40 \cdot I_{CQ1-2})$  deberá imponerse una corriente de reposo en  $T_{1-2}$  que no supere el valor de:

$$I_{CQ1-2} < \frac{h_{fe1-2}}{40 \cdot h_{ie1-2}} = \frac{100}{40 \cdot 30 \cdot 10^3} = 0,08 \text{ mA}$$

por lo que puede adoptarse un valor cercano a  $I_{CQ1-2} = 0,05 \text{ mA}$  y por lo tanto al ser  $I_{CQ3} = 2 \cdot I_{CQ1-2} = 0,1 \text{ mA}$

Para permitir el gobierno de una corriente de tan baja magnitud es necesario modificar la estructura de la fuente de corriente usada para la polarización de la etapa diferencial, pasando a una fuente tipo WIDLAR tal como se aprecia en la figura 3 de la página siguiente. En el mismo circuito puede observarse la modificación incluida en la etapa colector común de salida, en la cual ahora su resistencia de emisor se retorna conectada a la fuente de alimentación negativa y mediante un sistema potenciométrico se conecta la carga  $R_L$  sin la utilización del condensador de acoplamiento en un punto con nivel de continua nulo.

En la nueva fuente de polarización WIDLAR, la resistencia agregada en el emisor del transistor  $T_3$  debe ser:

$$R_{E3} = \frac{V_T}{I_{CQ3}} \cdot \ln \frac{I_{CQ4}}{I_{CQ3}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3}} \cdot \ln \frac{10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 250 \cdot \ln 10 = 575,6 \text{ Ohm}$$

siendo el valor comercial más cercano de  $R_{E3} = 560 \text{ Ohm}$  con lo que posteriormente deberá verificarse en definitiva la corriente que de esta forma se impone.

La presencia de esta  $R_{E3}$  en el emisor del transistor que opera como fuente de corriente, tal como se ha visto precedentemente, produce un incremento en la resistencia de salida de la misma, según la expresión (IV.38.):

$$R_{O3} = h_{oe3}^{-1} \cdot (1 + h_{fe3} \cdot \frac{R_{E3}}{R_{E3} + R_T + h_{ie3}}) \quad \text{con} \quad R_T = R // h_{ib4}$$

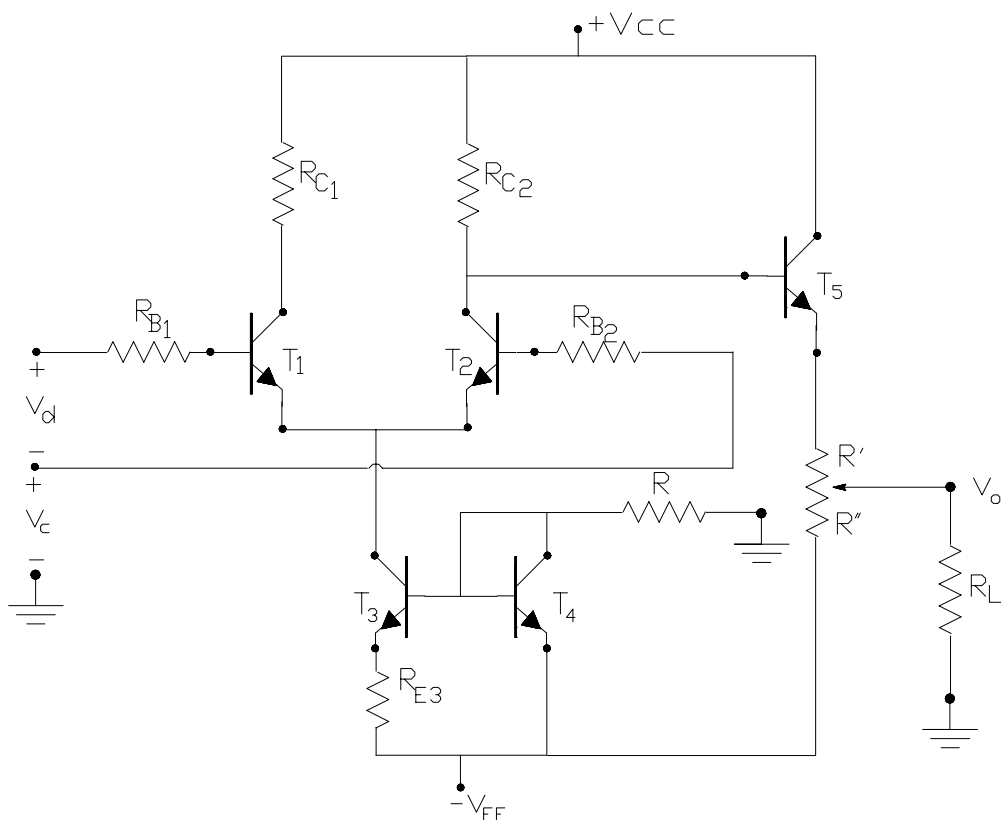


FIGURA 3

A partir de las Hojas de Datos para este conjunto de transistores y para la  $I_{CQ3} = 0,1 \text{ mA}$  se obtienen:

$$h_{ie} = 21 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{fe} = 80 \quad - \quad r_o = \frac{1}{\eta \cdot g_m} = \frac{1}{2,5 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10^{-4}} = 1 \text{ MOhm}$$

mientras que para una  $I_{CQ1-2} = 0,05 \text{ mA}$  estos parámetros son:

$$h_{ie} = 22,8 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{fe} = 50 \quad - \quad h_{oe} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ A/V} \quad - \quad h_{ib} = 1/g_m = 1/(40 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3}) = 500 \text{ Ohm}$$

dado que además  $h_{ib4} = 1/g_{m4} = 1/(40 \cdot 10^{-3}) = 25 \text{ Ohm}$   $h_{ib4} \ll R$  y  $R_T \ll (h_{ie3} + R_{E3})$  en la ecuación anterior se tendrá:

$$R_{O3} = h_{oe3}^{-1} \cdot \left(1 + \frac{g_{m3} \cdot h_{ie3} \cdot R_{E3}}{R_{E3} + h_{ie3}}\right) \quad \text{y como} \quad R_{E3} \ll h_{ie3} \quad R_{O3} = h_{oe3}^{-1} \cdot (1 + g_{m3} \cdot R_{E3})$$

con lo que: 
$$R_{O3} = 1 \cdot 10^6 \cdot (1 + 40 \cdot 10^{-4} \cdot 560) = 1,22 \text{ MOhm}$$

En consecuencia la Relación de Rechazo de Modo Común que se obtiene con el nuevo circuito será:

$$\rho = \frac{R_{O3}}{h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})} = \frac{1,22 \cdot 10^6}{500 + (100/30)} = 2425 = 67,7 \text{ dB}$$

pudiéndose comprobar la ventaja que se obtiene en este parámetro.

Continuando el cálculo del resto del circuito, dado que las fuentes de alimentación  $V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$  no se han modificado y atento a que la corriente en las ramas se ha disminuido en diez veces, pueden incrementarse en la misma proporción las resistencias de colector  $R_C$  de modo que las tensiones de reposo  $V_{CEQ}$  no se modifiquen apreciablemente. Por ejemplo si adoptamos un  $R_C = 180 \text{ KOhm}$  se tendrá:

$$V_{CT1-2} = V_{CC} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 - 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 180 \cdot 10^3 = 1 \text{ V}$$

$$V_{CEQ1-2} = V_{CC} + 0,6 \text{ (V)} - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 + 0,6 - 0,05 \cdot 10^{-3} \cdot 180 \cdot 10^3 = 1,6 \text{ V}$$

y en consecuencia la tensión en el emisor de  $T_5$  resulta:

$$V_{ET5} = V_{CT1-2} - V_{BEu5} = 1 - 0,6 = 0,4 \text{ V}$$

Si adoptamos una  $I_{CQ5}$  pequeña ello traerá aparajada una suma ( $R' + R''$ ) grandes y por lo tanto una resistencia de entrada de  $T_5$  elevada. Por ejemplo para una  $I_{CQ5} = 0,1 \text{ mA}$ , el potenciómetro  $R' + R''$  se ajustará de modo que la tensión de salida de continua sea nula. Así:

$$R' = \frac{V_{ET5}}{I_{CQ5}} = \frac{0,4}{10^{-4}} = 4 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R'' = \frac{V_{EE}}{I_{CQ5}} = \frac{10}{10^{-4}} = 100 \text{ KOhm}$$

en consecuencia:

$$R''//R_L = 100 \text{ KOhm} // 10 \text{ KOhm} = 9,1 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_{d5} = R' + (R''//R_L) = (4 + 9,1) \text{ KOhm} = 13,1 \text{ KOhm}$$

$$R_{i5} = h_{ie5} + h_{fe5} \cdot R_{d5} = 21 \cdot 10^3 + 80 \cdot 13,1 \cdot 10^3 = 1,07 \text{ MOhm}$$

La resistencia de carga dinámica de esta etapa agregada resulta:  $R_{d2} = R_C // R_{i5} = \frac{180 \cdot 1,07 \cdot 10^6}{180 + 1070} = 154,1 \text{ KOhm}$

en consecuencia la ganancia de este sistema resultará:

$$A_{vd1-2} = \frac{-R_{d2}}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})]} = \frac{-154,1 \cdot 10^3}{2(500 + 3)} = \frac{-154,1 \cdot 10^3}{1006} = -153,2$$

$$A_{v5} = \frac{h_{fe5} \cdot (R''//R_L)}{R_{i5}} = \frac{80 \cdot 9,1 \cdot 10^3}{1,07 \cdot 10^6} = 0,68$$

$$A_v = A_{vd1-2} \cdot A_{v5} = (-153,2) \cdot 0,68 = 104,2$$

Con respecto a este resultado debe notarse que la principal causa de esta disminución de la ganancia con respecto a la que se obtenía con el circuito precedente ocurre en la etapa seguidora de salida debido al elemental circuito de desplazamiento de nivel de C.C. incluido en ella, el que sin embargo nos permite obtener un punto de conexión de la carga con nivel de C.C. nulo, siendo innecesaria la incorporación del condensador de acoplamiento.

El otro inconveniente que introduce el citado circuito de desplazamiento de nivel de C.C. lo mediremos a través de la resistencia de salida del sistema que pasamos a verificar seguidamente.

$$h_{ib5} = \frac{1}{g_{m5}} = 250 \text{ Ohm} \quad \text{y} \quad \frac{R_{C1-2}}{h_{fe5}} = \frac{180 \cdot 10^3}{80} = 2,25 \text{ KOhm}$$

luego, la asociación serie-paralelo arroja el siguiente resultado:

$$R_{o5} = (R''//R_L) // (R' + h_{ib5} + \frac{R_{C1-2}}{h_{fe5}}) = 9,1 \cdot 10^3 // (4 \cdot 10^3 + 250 + 2,25 \cdot 10^3) = 3,8 \text{ KOhm}$$

pudiéndose constatar su apreciable aumento comparando con el resultado obtenido en el circuito anterior (173 Ohm).

4) Datos: Volviendo al circuito de la FIGURA 1 y en lugar de solicitarse un aumento en la ganancia

se requiere ahora incrementar  $C.M.R.R. = \rho > 10^5 = 100 \text{ dB}$ .

Retornando al circuito original y en el cual en lugar de requerirse aumentar la ganancia como ya fue tratado, ahora se solicita un incremento de la relación de rechazo de modo común. Tal como se observa en el circuito indicado en la figura 4, ello puede lograrse con una fuente de corriente de configuración espejo pero agregando en ambos emisores la resistencia requerida de acuerdo con la CRM y resistencia de salida que se necesite.

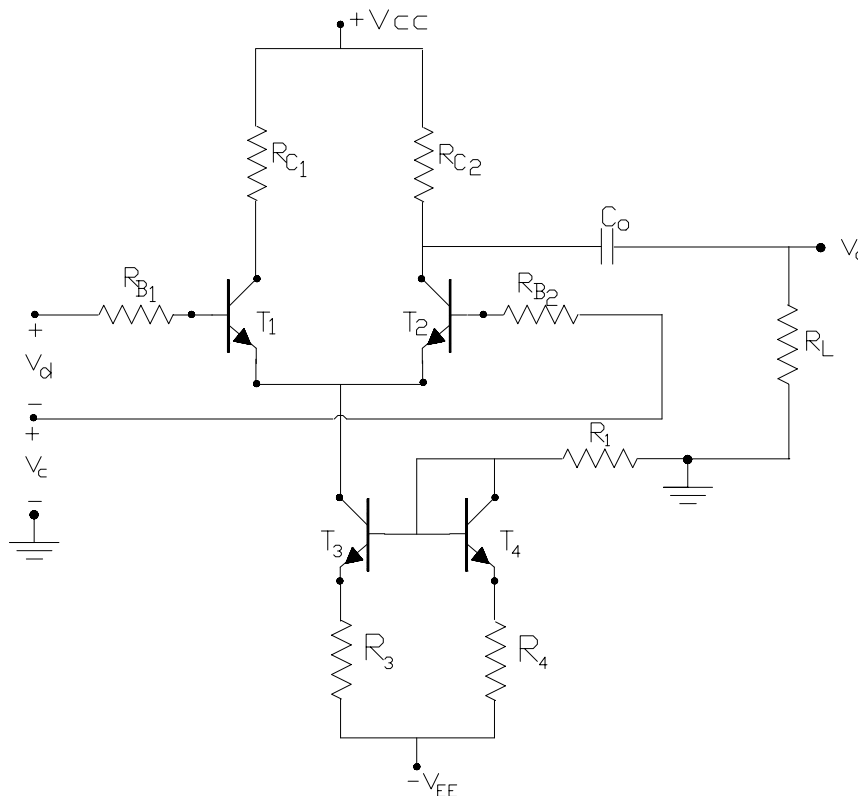


FIGURA 4

En este circuito:

$$I_R = I_{CQ4} = I_{CQ3} = \frac{V_{EE} - V_{BEu4}}{R_1 + R_4}$$

para nuestro caso, supondremos seguir manteniendo el valor de  $I_{CQ3} = 1 \text{ mA}$ , por lo que:

$$R_1 + R_4 = \frac{10 - 0,6}{10^{-3}} = 9,4 \text{ KOhm}, \quad \text{que se puede lograr con una } R_4 = 8,2 \text{ KOhm} \text{ y una } R_1 = 1,2 \text{ KOhm}.$$

La resistencia de salida de esta fuente responde a una expresión idéntica a la que hemos utilizado para la fuente WIDLAR, con la diferencia que ahora la resistencia equivalente del circuito de base, es decir  $R_T$  resulta:

$$R_T = \left( \frac{1}{g_{m4}} + R_4 \right) // R \quad \text{aproximadamente igual a } R_T = R_4 // R = 8,2 \text{ KOhm} // 1,2 \text{ KOhm} = 1,047 \text{ KOhm} \quad \text{que}$$

no obstante, como anteriormente, continúa siendo despreciable frente a  $(R_3 + h_{ie3})$  por lo que nuevamente:

$$R_{o3} = h_{oe3}^{-1} \cdot (1 + g_{m3} \cdot R_3) = 64,1 \cdot 10^3 \cdot (1 + 40 \cdot 8,2) = 21,09 \text{ MOhm}$$

por lo que la relación de rechazo de modo común queda en:

$$\rho = \frac{R_{o3}}{h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})} = \frac{21,09 \cdot 10^6}{50 + (100/100)} = 413529 = 112,3 \text{ dB}$$

que satisface lo requerido. Debe repararse que en este caso el valor resultante solo depende de cómo se elija la relación entre  $R_1$  y  $R_4 = R_3$  y a mayor  $R_3$  mayor  $\rho$ .