

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

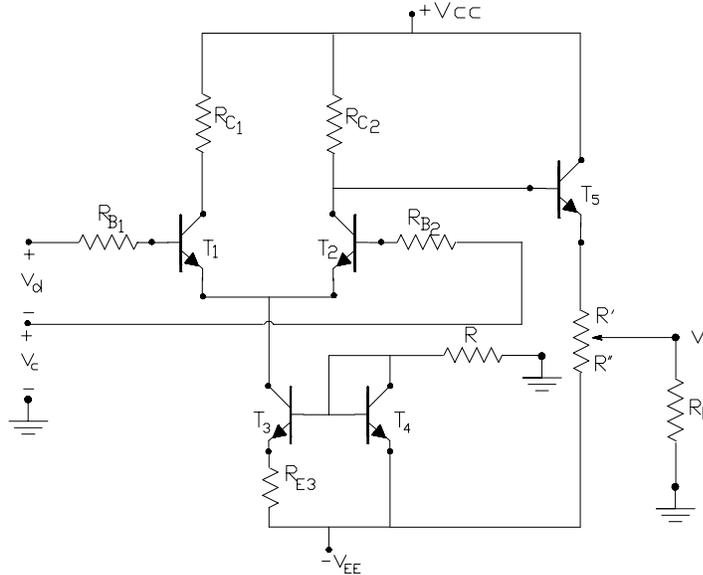


Figura IV.28.

En la nueva fuente de polarización WIDLAR, la resistencia agregada en el emisor del transistor T<sub>3</sub> 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.):

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

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

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

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

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

dado que además  $h_{ib4} = 1/gm_4 = 1/(40 \cdot 10^{-3}) = 25 \text{ Ohm}$   $h_{ib4} \ll R$  y  $R_T \ll (h_{ie3} + R_{E3})$  en la ecuación anterior se tendrá:

$$R_{O3} = h_{oe3}^{-1} \cdot \left( 1 + \frac{gm_3 \cdot h_{ie3} \cdot R_{E3}}{R_{E3} + h_{ie3}} \right) \quad \text{y como} \quad R_{E3} \ll h_{ie3} \quad R_{O3} = h_{oe3}^{-1} \cdot (1 + gm_3 \cdot R_{E3})$$

con lo que:

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

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

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. Con ese objetivo debemos considerar el circuito equivalente indicado en la figura IV.29.

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

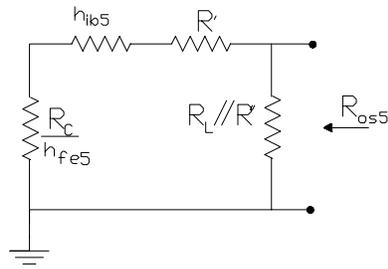


Figura IV.29.

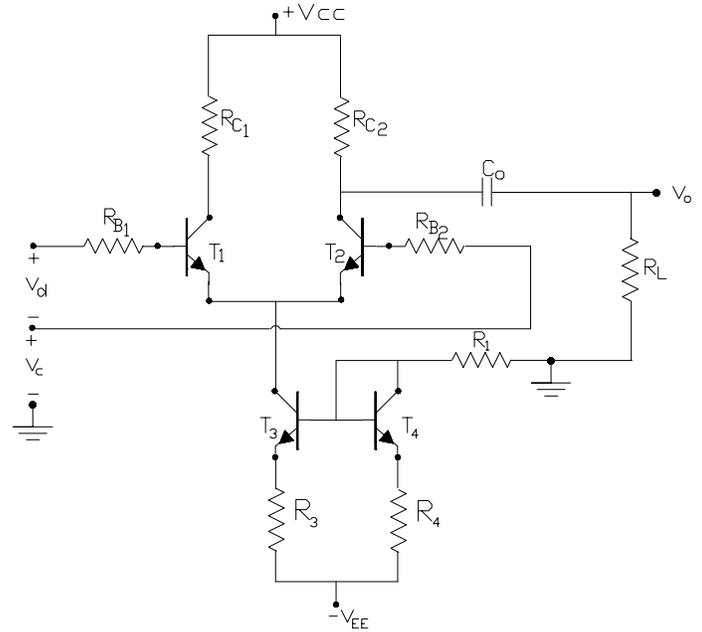


Figura IV.30.

En él se tiene:

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

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).

IV.5.4.- Volvamos al circuito original en el cual en lugar de requerirse aumentar la ganancia supongamos solicitar un incremento de la relación de rechazo de modo común. Tal como se observa en el circuito indicado en la figura IV.30., ello puede lograrse con una fuente de corriente de configuración espejo pero agregando en ambos emisores la resistencia requerida de acuerdo con la resistencia de salida que se necesite.

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:

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

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

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:

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

#### IV.6.- CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA DE LOS AMPLIFICADORES DIFERENCIALES:

Para el circuito amplificador diferencial se desea realizar un estudio de su función transferencia, en particular de su característica de linealidad en relación con la cantidad de excursión, con la finalidad de establecer una limitación en la amplitud de las señales de excitación diferencial, al propio tiempo de incorporar alguna técnica que permita mejorar esta característica de funcionamiento.

Con dicha finalidad reconsideraremos la configuración diferencial que fuera presentada en la figura IV.1. y estudiada con detalle. En ella, en cada una de las ramas del circuito el valor total de la corriente de emisor podrá expresarse por:

$$i_E = I_S \cdot [ e^{(v_{BE}/V_T)} + 1 ] = I_S \cdot e^{(v_{BE}/V_T)}$$

con lo cual la corriente de la fuente de polarización que debe proporcionar a la de ambas ramas es:

$$I_{CQ3} = I_S \cdot e^{(v_{BE1}/V_T)} + I_S \cdot e^{(v_{BE2}/V_T)} = I_S \cdot e^{(v_{BE1}/V_T)} [ 1 + e^{(v_{BE2} - v_{BE1})/V_T} ]$$

y considerando que:

$$v_{BE2} - v_{BE1} = V_{BEu2} + v_2 - V_{BEu1} - v_1 = v_2 - v_1 = v_d$$

reemplazando en la anterior queda:

$$I_{CQ3} = i_{c1} \cdot [ 1 + e^{(v_d/V_T)} ] \quad \text{o bien:} \quad \frac{i_{c1}}{I_{CQ3}} = \frac{1}{1 + e^{(v_d/V_T)}} \quad (\text{IV.48.})$$

e igualmente, para la otra rama:

$$\frac{i_{c2}}{I_{CQ3}} = \frac{1}{1 + e^{-(v_d/V_T)}} \quad (\text{IV.48'}.)$$

Siendo las corrientes de colector  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$  corrientes en la salida del amplificador diferencial, mientras que según su definición,  $v_d$  es la tensión de entrada de modo diferencial, las expresiones (IV.48.) representan de alguna manera a la característica de transferencia de esta configuración, por lo que resulta apropiado analizarlas, en un primer paso en forma gráfica. La figura IV.31. considera la representación gráfica de las expresiones precedentemente citadas. Puede constatarse en dicha figura que la zona lineal de las gráficas se reducen solo al entorno de variación de  $(v_d/V_T) < +/- 1$  vale decir que para un funcionamiento aproximadamente lineal debe limitarse la excitación a:

$$v_d < +/- 25 \text{ mV.}$$

La pendiente de estas curvas (que arrojan como resultado la dimensión de una conductancia), ya que provienen de una transferencia permiten obtener la transconductancia diferencial:

$$g_{m_d} = \frac{di_C}{dv_d}$$

que aplicada a la expresión de  $i_{c2}$  arroja como resultado:

$$g_{m_d} = \frac{(1/V_T) \cdot e^{-(v_d/V_T)}}{(1 + e^{-(v_d/V_T)})^2} \cdot I_{CQ3} \quad (\text{IV.49.})$$

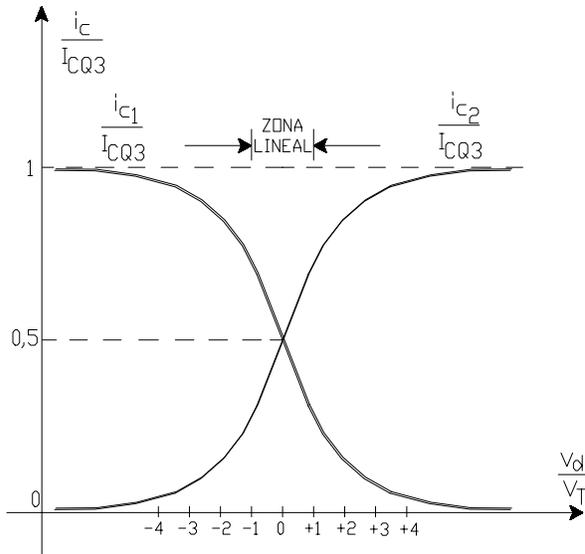


Figura IV.31.

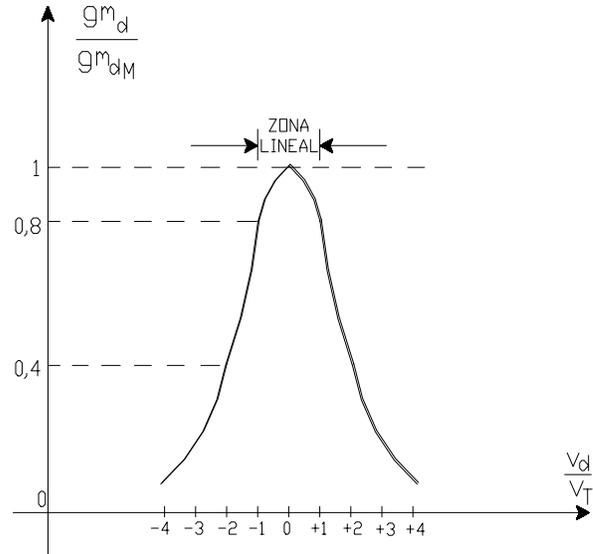


Figura IV.32.

y el valor máximo de esta transconductancia diferencial se produce en el punto de inflexión de estas curvas, o sea para  $(v_d / V_T) = 0$ :

$$g_{m_{dM}} = \frac{I_{CQ3}}{4 \cdot V_T} \quad (IV.50.)$$

A partir de estas últimas expresiones se puede observar que la ganancia diferencial del amplificador se puede controlar gobernando la corriente de polarización que impone la fuente de corriente constante, tal como lo describe la expresión (IV.47.).

Además, también se puede ver en las gráficas de la figura IV.31. que si hacemos  $(v_d / V_T) > 4$ , prácticamente  $i_{C2} = I_{CQ3} = \text{constante}$ , deduciéndose que el Amplificador Diferencial se comporta como un limitador natural de la señal que procesa, ya que para excitaciones mayores a  $v_d = \pm 4 \cdot V_T = \pm 100 \text{ mV}$  no se obtienen significativos incrementos en  $v_{od}$ .

Por último y dado que  $di_{C2} = g_{m_d} \cdot dv_d$  y que  $g_{m_d} = f(I_{CQ3})$ , si se hace variar a  $I_{CQ3}$  y por lo tanto  $g_{m_d}$  en función de una segunda señal de excitación, ahora aplicada en la base del transistor  $T_3$ , se obtendrá a la salida una mezcla de ambas excitaciones lográndose por consecuencia una etapa del tipo denominado mezcladora.

#### IV.6.1.- Limitación de la excitación:

Normalizando la transconductancia diferencial por su valor máximo, según expresiones precedentemente obtenidas, es posible obtener el resultado que analíticamente se detalla mas adelante, y gráficamente se representa en la figura IV.32.:

$$\frac{g_{m_d}}{g_{m_{dM}}} = \frac{4 \cdot e^{-v_d / V_T}}{(1 + e^{-v_d / V_T})^2} \quad (IV.51.)$$

se puede comprobar tanto en esta última expresión, como en la gráfica de la figura IV.32. que para:

- a)  $(v_d / V_T) = 0$  resulta  $g_{m_d} / g_{m_{dM}} = 1$
- b)  $(v_d / V_T) = \pm 1$  resulta  $g_{m_d} / g_{m_{dM}} = 0,8$
- c)  $(v_d / V_T) = \pm 2$  resulta  $g_{m_d} / g_{m_{dM}} = 0,4$

y las conclusiones se pueden resumir de la siguiente manera:

- 1) la transconductancia diferencial, o lo que es lo mismo, la ganancia de tensión diferencial, es una función de la señal de excitación que es una de las formas en que la alinealidad se manifiesta;
- 2) la mencionada transconductancia resulta ser máxima cuando dicha excitación es nula y luego disminuye a medida que la excitación aumenta.

En otras palabras, las conclusiones precedentes permiten aseverar que la transferencia o la ganancia diferencial del amplificador estudiado resulta una función no lineal o alineal y que si no se tomaran adecuadas precauciones respecto de la zona de trabajo de dicha transferencia se produciría una distorsión no deseada de la señal de información amplificada. La tercer conclusión en consecuencia, tiende a preservar la integridad de tal señal, por lo que limita la excitación;

- 3) manteniendo a la señal de excitación dentro del rango máximo comprendido entre  $(v_d/V_T) = +/- 1$ , es decir:

$$v_{dmax}^+ = 25 \text{ mV.} \quad y \quad v_{dmax}^- = -25 \text{ mV.}$$

la transconductancia diferencial  $g_{m_d}$  solo varía en un 20 % respecto de su valor máximo, pudiéndose aproximar el comportamiento del amplificador diferencial al de un amplificador lineal (se admite el mismo pequeño error que hemos aceptado ya en estudios precedentes).

#### IV.6.2.- Mejora de la linealidad - Ampliación del rango de excursión:

Si se desea ampliar el rango de excitación de modo diferencial, manteniendo la característica de linealidad dentro del margen de error ya señalado, puede agregarse una pequeña resistencia en ambos emisores de las ramas del amplificador diferencial, tal como se estudiara en el circuito amplificador de la figura IV.15. que se presentara como un ejemplo más de amplificadores diferenciales tratados en el apartado IV.2.3. y que se detalla ahora, en la figura IV.33.

Puede demostrarse que la transferencia de conductancia diferencial máxima resulta en este caso:

$$g_{m_{dM}} = \frac{1}{(4 \cdot V_T / I_{CQ3}) + 2 \cdot R_e} \quad (IV.52.)$$

constatándose la obtención de una transconductancia y por lo tanto una amplificación diferencial inferior que disminuye a medida que se incremente a  $R_e$ .

Sin embargo, a costa de esta disminución de la ganancia, se obtiene una apreciable mejora de la linealidad, ya que si se vuelve a representar a la transconductancia diferencial normalizada, por ejemplo para un  $R_e = 50 \text{ Ohm}$  se obtiene el resultado representado en la figura IV.34. en donde para el mismo porcentaje de variación de la transconductancia del 20 % por debajo del valor máximo se tiene:

$$(v_d/V_T) = +/- 4 \quad \text{o lo que es lo mismo:} \quad v_{dmax} = +/- 100 \text{ mV}$$

notándose que la linealización se profundiza a medida que se aumenta el valor de  $R_e$ .

#### IV.7.- EJEMPLO DE AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON TRANSISTOR UNIPOLAR:

Un circuito típico que incluye una fuente de corriente constante de polarización, todo exclusivamente en base a la utilización de transistores efecto de campo, se observa en el circuito de la figura IV.35.

Acceptando que el comportamiento del transistor  $T_3$  corresponde a una fuente de corriente en paralelo con su respectiva resistencia interna o de salida  $R_{03}$ , cosa que comprobaremos en el cálculo numérico detallado más adelante, pasaremos a estudiar el comportamiento dinámico. Por razones de simetría, la corriente impuesta por  $T_3$  se divide en partes

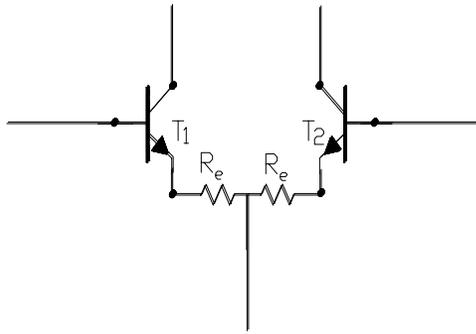


Figura IV.33.

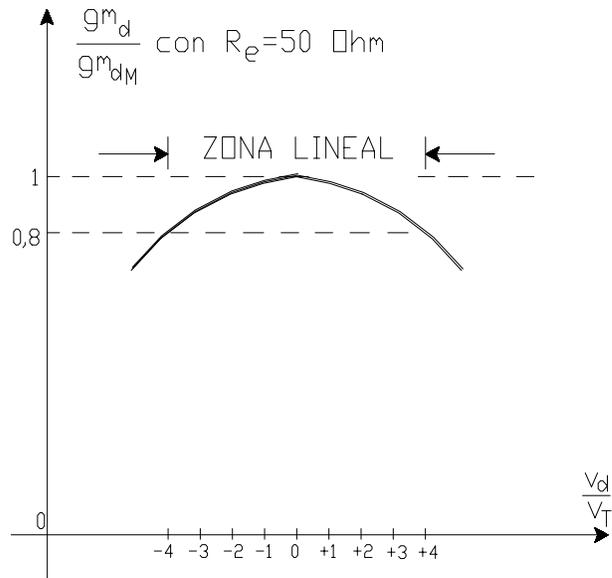


Figura IV.34.

iguales por cada una de las ramas de la configuración diferencial, por ello aceptaremos también que los transistores  $T_1$  y  $T_2$  operan en su zona activa y lineal con sus canales estrangulados en un punto.

Haciendo nuevamente uso del principio de superposición, en un primer paso consideraremos el comportamiento dinámico del circuito frente a una excitación de modo diferencial, anulando la correspondiente al modo común. De acuerdo a lo visto con anterioridad, para este modo de excitación ambos transistores ( $T_1$  y  $T_2$ ) trabajan en la configuración fuente común ya que el nodo unión de terminales de fuente (o nodo A) se comporta como una tierra virtual, de manera que el circuito equivalente de un transistor pero que contempla la presencia del otro, es el representado en la figura IV.36.

En dicho circuito, en la parte de salida se tiene:  $v_{odd} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_d$

mientras que en la parte de entrada:

$$v_{gs} = v_{id} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s}$$

de manera tal que la ganancia de tensión de modo diferencial con salida diferencial es:

$$A_{vdd} = \frac{v_{odd}}{v_{id}} = -g_m \cdot R_d \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s} \quad (IV.53.)$$

En cambio para la señal de excitación de modo común, el circuito equivalente mas simple de uno de los transistores que tiene en cuenta la presencia del otro, se indica en la figura IV.37, en donde ya se reemplaza al transistor por su circuito equivalente dinámico para bajo nivel. y se tiene presente que ahora la unión de los terminales de fuente ya deja de comportarse como tierra virtual, separándose del potencial de masa según una diferencia de potencial de modo común que aparece en el doble de la resistencia de salida de la fuente de polarización ( $2 \cdot R_{o3}$ ).

En dicho esquema:

$$v_{1c} = v_{ic} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s} \quad \text{y} \quad v_{oc} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_d$$

mientras que :

$$v_{1c} = v_{gs} + g_m \cdot v_{gs} \cdot 2 \cdot R_{o3} = v_{1c} = v_{gs} \cdot (1 + 2 \cdot g_m \cdot R_{o3})$$

luego, la ganancia de tensión de modo común resultará:

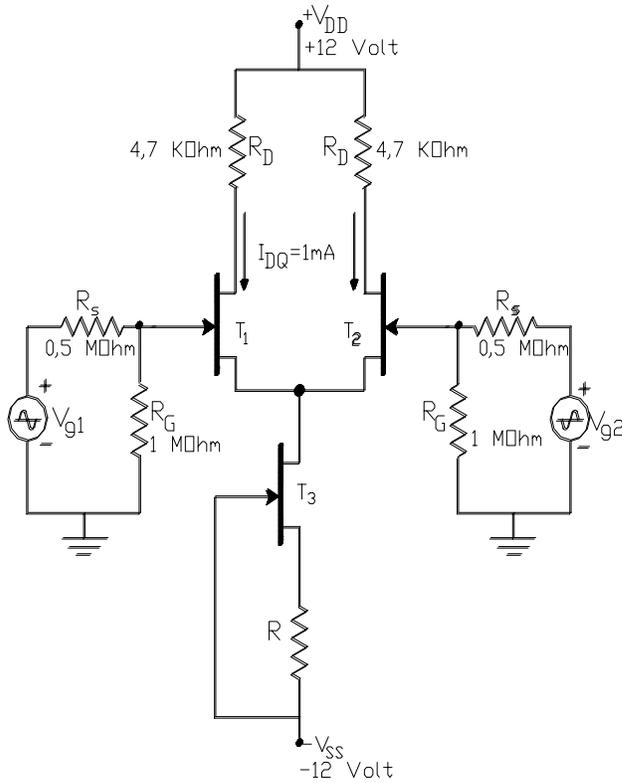


Figura IV.35.

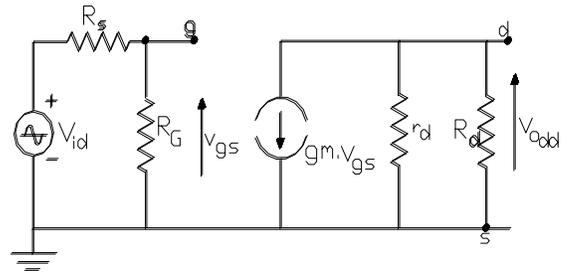


Figura IV.36.

En cambio para la señal de excitación de modo común, el circuito equivalente mas simple de uno de los transistores que tiene en cuenta la presencia del otro, se indica en la figura IV.37, en donde ya se reemplaza al transistor por su circuito equivalente dinámico para bajo nivel. y se tiene presente que ahora la unión de los terminales de fuente ya deja de comportarse como tierra virtual, separándose del potencial de masa según una diferencia de potencial de modo común que aparece en el doble de la resistencia de salida de la fuente de polarización ( $2 \cdot R_{03}$ ).

En dicho esquema:

$$v_{1c} = v_{ic} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s} \quad \text{y} \quad v_{oc} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_d$$

mientras que :

$$v_{1c} = v_{gs} + g_m \cdot v_{gs} \cdot 2 \cdot R_{03} = v_{1c} = v_{gs} \cdot (1 + 2 \cdot g_m \cdot R_{03})$$

luego, la ganancia de tensión de modo común resultará:

$$A_{vc} = \frac{v_{oc}}{v_{1c}} \cdot \frac{v_{1c}}{v_{ic}} = \frac{-g_m \cdot R_d}{(1 + 2 \cdot g_m \cdot R_{03})} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s} \quad (\text{IV.54.})$$

y ya que  $R_{03}$  es grande, se puede hacer  $(2 \cdot g_m \cdot R_{03}) \gg 1$ , por lo que la ganancia se puede aproximar a:

$$A_{vc} = \frac{-R_d}{2 \cdot R_{03}} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s} \quad (\text{IV.54'.})$$

Finalmente, la relación de rechazo de modo común quedará como:

$$\rho = \frac{(A_{vdd} / 2)}{A_{vc}} = \frac{(-g_m \cdot R_d / 2)}{(-R_d / 2 \cdot R_{03})} = g_m \cdot R_{03} \quad (\text{IV.55.})$$

en tanto que  $R_{03}$  en este caso se puede determinar estudiando el circuito equivalente del transistor  $T_3$  visto desde el terminal de drenaje tal como el presentado en la figura IV.38.:

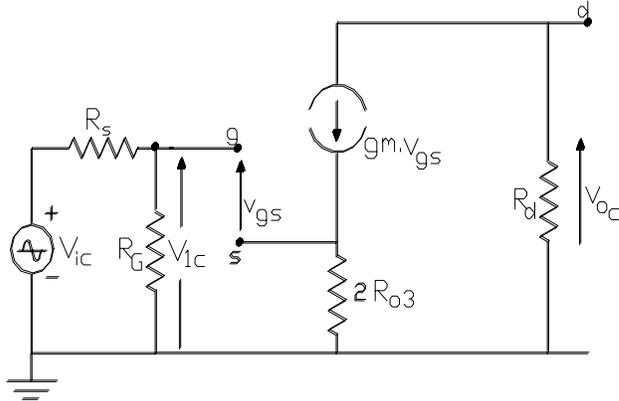


Figura IV.37.

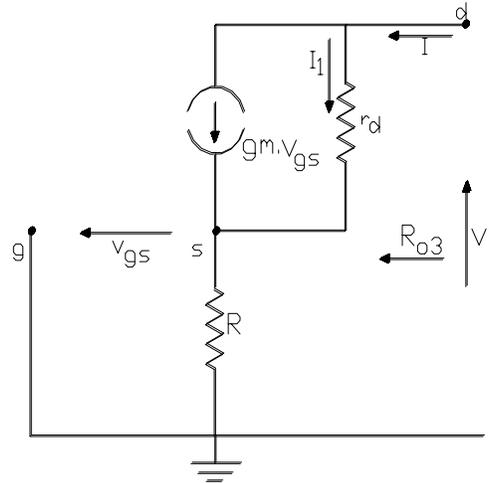


Figura IV.38.

$R_{o3} = \frac{V}{I}$  y en el circuito  $V = I_1 \cdot r_{ds} + v_{gs}$  con  $I_1 = I - g_m \cdot v_{gs}$  y  $v_{gs} = -I \cdot R$   
 entonces, reemplazando sucesivamente:  $V = I \cdot r_{ds} \cdot (1 + g_m \cdot R) + I \cdot R$  y despejando el cociente:

$$R_{o3} = r_{ds} \cdot (1 + g_m \cdot R) \quad (IV.56.)$$

A continuación procedemos a resolver el ejemplo numérico con los datos suministrados en la figura IV.35.. Para tal fin supondremos que los tres transistores unipolares son idénticos y poseen las siguientes características:

$$I_{DSS} = 10 \text{ mA} \quad -V_p = -4 \text{ V} \quad -r_{ds} = 500 \text{ KOhm}$$

y que tal como se indica en el circuito, requerimos que en las ramas diferenciales se establezca una corriente de polarización  $I_{DQ1} = I_{DQ2} = 1 \text{ mA}$ .

En el transistor  $T_3$  que se comporta como fuente de corriente, deberá polarizarse su compuerta con respecto a la fuente, de modo que:

$$V_{GSQ3} = V_p \cdot \left[ 1 - \left( \frac{I_{DQ3}}{I_{DSS}} \right)^{1/2} \right] = (-4) \cdot \left[ 1 - \left( \frac{2}{10} \right)^{1/2} \right] = 2,21 \text{ V}$$

con lo que su resistencia de autopolarización debe ser:

$$R = \frac{V_{GSQ3}}{I_{DQ3}} = \frac{2,21 \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3}} = 1,1 \text{ KOhm} \quad \text{adoptándose } R = 1,2 \text{ KOhm}$$

Para el mismo transistor tipo de juntura, el máximo valor de transconductancia es:

$$g_{m03} = \frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_p} = \frac{-2 \cdot 10^{-2}}{-4} = 5 \text{ mA/V} \quad \text{y para nuestra } I_{DQ3} \quad g_{m3} = g_{m03} \cdot \left( 1 - \frac{V_{GSQ3}}{V_p} \right)$$

$$g_{m3} = 5 \text{ mA/V} \cdot \left( 1 - \frac{-2,21 \text{ V}}{-4} \right) = 2,24 \text{ mA/V}$$

y la resistencia de salida de esta fuente es:

$$R_{o3} = r_{ds3} \cdot (1 + g_{m3} \cdot R) = 0,5 \cdot 10^6 \cdot (1 + 2,24 \cdot 1,2) = 1,84 \text{ MOhm}$$

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

Por su parte, en las ramas diferenciales  $I_{DQ1} = I_{DQ2} = \frac{I_{DQ3}}{2} = 1 \text{ mA}$ . y en consecuencia sus potenciales de compuerta resultan ser:

$$V_{GSQ1-2} = V_P \cdot \left[ 1 - \left( \frac{I_{DQ1-2}}{I_{DSS}} \right)^{1/2} \right] = (-4) \cdot \left[ 1 - \left( \frac{1}{10} \right)^{1/2} \right] = -2,735 \text{ V}$$

ya que no hay corriente en los circuitos de compuerta:  $V_{S1-2T} = -V_{GS1-2} = 2,735 \text{ V}$  y dado que además  $R_{D1} = R_{D2} = R_{D1-2}$

$$V_{D1-2T} = V_{DD} - I_{DQ1-2} \cdot R_D = 12 \text{ V} - 4,7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 7,3 \text{ V}$$

$$V_{DSQ1-2} = V_{D1-2T} - V_{S1-2T} = 7,3 - 2,735 = 4,5 \text{ V}$$

y volviendo a  $T_3$ :  $V_{D3T} = V_{S1-2T} = 2,735 \text{ V}$  mientras que  $V_{S3T} = -V_{EE} + I_{DQ3} \cdot R = -12 + 2 \cdot 1,2 = -9,6 \text{ V}$

con lo que  $V_{DSQ3} = V_{D3T} - V_{S3T} = 2,735 + 9,6 = 12,4 \text{ V}$  verificándose que para los tres transistores ( $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$ ) :

$$V_{DSQ} > V_{GSQ} - V_P$$

vale decir que se encuentran polarizados en la zona activa y con el canal estrangulado en un punto.

Finalmente desde el punto de vista dinámico:  $gm_{1-2} = \frac{gm_3}{2} = 1,12 \text{ mA/V}$  y por lo tanto:

la ganancia diferencial:

$$A_{vdd} = -gm \cdot R_d \cdot \frac{R_G}{R_G + R_s} = -1,12 \cdot 4,7 \cdot \frac{1}{1 + 0,5} = -3,5$$

mientras que la relación de rechazo:

$$\rho = gm \cdot R_{o3} = 1,12 \cdot 10^{-3} \cdot 1,84 \cdot 10^6 = 2208 = 66,9 \text{ dB}$$