



En este circuito:  $R_d = R_{C2} // R_L = \frac{3,8 \cdot 5 \cdot 10^3}{3,8 + 5} = 2,16 \text{ KOhm}$  y dado el valor de  $(1/h_{ob})$ , se verifica que  $R_d' = R_d$

La ganancia de tensión de la etapa amplificadora es:

$$A_{VA} = \frac{V_o}{V_{be}} = \frac{-I_o \cdot R_L}{I_b \cdot h_{ie}} = -A_1 \cdot \frac{R_L}{h_{ie}} = -166,2 \cdot \frac{5}{10} = -83,1$$

V.5.3.- La configuración Cascode como etapa de desplazamiento de nivel de C.C.:

En los sistemas amplificadores de acoplamiento directo cuando los mismos se encuentran constituidos por una cascada de etapas es común que a la par de la señal se amplifiquen también las componentes de C.C. que definen la polarización de los elementos activos utilizados, y puede darse el caso que dichos niveles de C.C. en algún punto de la cascada pueden llegar a ser inconvenientes para un funcionamiento lineal.

Para producir una modificación en tales niveles de C.C. se hace preciso incorporar algún sistema apropiado. En el desarrollo del Capítulo IV, particularmente en la resolución del problema de proyecto de un sistema amplificador sin acoplamiento capacitivo, tratado en párrafo IV.5.2. se planteó la solución ante el requerimiento de obtener un punto de conexión de la carga con nivel de C.C. nulo. La solución adoptada allí, ya se anticipaba era un tanto elemental y como pudo comprobarse, introdujo una serie de cambios en el comportamiento dinámico del circuito, que fueron denotados como inconvenientes.

Otra alternativa que podría implementarse para desplazar el nivel de C.C. en base a la configuración Cascode, se presenta en la figura V.25.

Si se requiere que el punto de conexión de la carga R, es decir el colector de T disponga de nivel de C.C. nulo, se deben considerar las siguientes condiciones de trabajo estático:

$$V_{B3T} = -V_{EE} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -12 \cdot \frac{56}{56 + 33} = -7,6 \text{ V} \quad V_{E3T} = V_{B3T} - V_{BE3} = -7,6 - 0,6 = -8,2 \text{ V}$$

$$I_{CQ3} = \frac{V_{E3T} - (-V_{EE})}{R_E} = \frac{-8,2 + 12}{3,9 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA} = I_{CQ2}$$

Para que  $V_{C3T} = 0 \text{ V}$  debe hacerse:

$$V_{CEQ3} = V_{C3T} - V_{E3T} = 0 + 8,2 \text{ V} = 8,2 \text{ V}$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ3} \cdot R_{C3} - V_{C3T} = 12 - 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3 - 0 = 3,8 \text{ V}$$

y para tal fin:

$$V_{E2T} = I_{CQ3} \cdot R_{C3} = 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3 = 8,2 \text{ V}$$

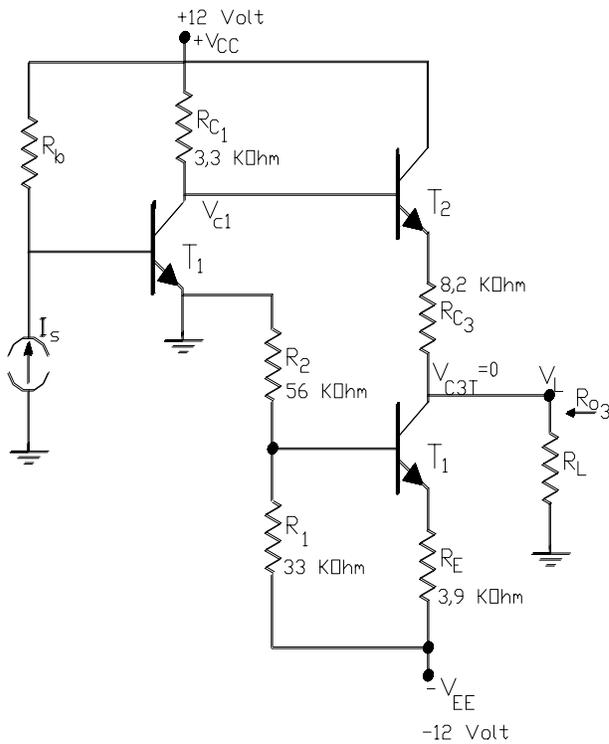


Figura V.25.

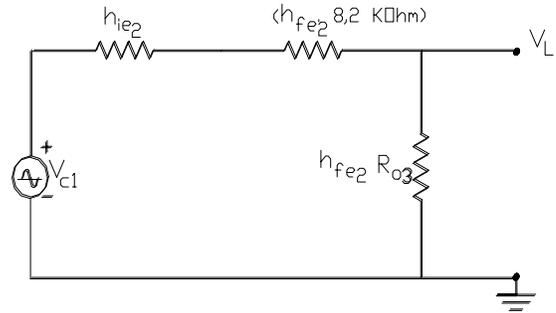


Figura V.26.

$$V_{B2T} = V_{E2T} - V_{BE2} = 8,2 + 0,6 \text{ V} = 8,8 \text{ V}$$

y en consecuencia:

$$I_{CQ3} = \frac{V_{CC} - V_{B2T}}{R_{C1}} = \frac{12 - 8,8}{3,3 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA} \quad \text{e} \quad I_{B1} = \frac{I_{CQ1}}{h_{FE1}}$$

debiéndose disponer el resistor  $R_b$  en el circuito de base de  $T_1$  de modo de imponer dicho valor de corriente de base de  $T_1$ .

La figura V.26. presenta el circuito equivalente dinámico de esta configuración cascode y del mismo se puede obtener que si  $R_b$  es del orden de  $(1/h_{ob3})$  en el mismo se cumple que:

$$h_{fe2} \cdot R_{o3} = \frac{h_{fe2}}{h_{ob3}} \gg (h_{ie2} + 8200 \cdot h_{fe2})$$

con lo que la ganancia de tensión de la etapa resulta:

$$A_v = \frac{v_L}{v_{c1}} = 1$$

Luego comprobamos que la configuración cascode nos permite desplazar la tensión continua desde el valor  $V_{C1T} = 8,8 \text{ V}$  a una tensión  $V_{C3T} = 0 \text{ V}$  sin pérdida apreciable de ganancia.

#### V.6.- ESTUDIO DE LA SEGUNDA ETAPA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

En la figura V.27. se ilustra el circuito correspondiente a la segunda etapa de este amplificador operacional, habiéndose agregado asimismo la parte de salida ya que se comporta como carga de esta segunda etapa. Desde el punto de vista estático y como ya se vio en el estudio de la primera etapa, para la misma tensión de alimentación se tiene:

V - Multietapas de Bajo Nivel: Carga Activa y Amplificador Operacional

$$I_{CQ11} = I_{CQ12} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2 \cdot V_{BEu}}{R_5} = \frac{30 - 1,2}{39 \cdot 10^3} = 0,739 \text{ mA}$$

como se ve ahora, el transistor  $T_{12}$  en conjunto con el transistor  $T_{13}$  forman una nueva fuente de corriente, tipo espejo, de modo que la corriente de emisor de  $T_{13}$  se ve obligada a seguir a la de  $T_{12}$  por lo que:

$$I_{EQ13} = I_{CQ12} = 0,739 \text{ mA}$$

Este transistor  $T_{13}$  es un transistor multicolector, en el cual, la superficie semiconductor del colector se subdivide en dos partes de modo que las tres cuartas partes se unen al colector denominado "A", mientras que el área restante se conecta como colector "B". Al respecto es de destacar que la corriente total de emisor entonces se subdivide en dos corrientes de colector, la correspondiente al terminal A ( $I_{CQ13A}$ ) y la correspondiente al terminal "B" ( $I_{CQ13B}$ ) en forma proporcional al área de semiconductor a la que se encuentre conectado cada terminal de colector y en consecuencia:

$$I_{CQ13A} = \frac{3}{4} \cdot I_{EQ13} = 554 \text{ } \mu\text{A} \qquad I_{CQ13B} = \frac{1}{4} \cdot I_{EQ13} = 185 \text{ } \mu\text{A}$$

Considerando despreciable a la corriente de base de  $T_{23}$ , por conexión directa de colectores de  $T_{13A}$  y  $T_{17}$ , resulta:

$$I_{CQ17} = I_{CQ13A} = 554 \text{ } \mu\text{A} \quad \text{y en consecuencia} \quad V_{R9} = V_{BEu17} + I_{CQ17} \cdot R_8 = 0,6 + 0,554 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,65 \text{ V}$$

$$I_{R9} = \frac{V_{R9}}{R_9} = \frac{0,65 \text{ V}}{50 \cdot 10^3} = 13 \text{ } \mu\text{A} \quad \text{mientras que} \quad I_{B17} = \frac{I_{CQ17}}{h_{fe17}} = 2 \text{ } \mu\text{A} \quad \text{y} \quad I_{CQ16} = I_{R9} + I_{B17} = 15 \text{ } \mu\text{A}$$

En lo que respecta a las tensiones, por una parte la tensión base-tierra de  $T_{16}$  es coincidente con la de la unión de los colectores de  $T_4$  y  $T_6$  de la primera etapa, o sea que era el dato que faltaba para completar la verificación estática de la primera etapa.

$$-V_{BT16} = V_{EE} - V_{R9} - V_{BEu16} = 15 - 0,65 - 0,6 = 13,75 \text{ V} \quad \text{por lo que despreciando } V_{R2} : V_{CEQ6} = V_{R9} + V_{BEu16} = 1,25 \text{ V}$$

$$\text{con lo que:} \qquad V_{CEQ4} = V_{BT16} + V_{BEu2} = -13,75 + 0,6 = -13,15 \text{ V}$$

Por otro lado, en esta segunda etapa:

$$V_{CEQ16} = V_{CC} - (-V_{EE} + V_{R9}) = 15 - (-15 + 0,65) = 29,35 \text{ V}$$

y aceptando que el potencial absoluto del terminal de salida del amplificador operacional es nulo así como que las caídas en los pequeños resistores  $R_6$  y  $R_7$  son despreciables:

$$V_{CT17} = -V_{EBu20} - V_{EBu23} = -1,2 \text{ V} \quad \text{y despreciando } V_{R8}$$

$$V_{CEQ17} = V_{CT17} + V_{EE} = -1,2 + 15 = 13,8 \text{ V}$$

$$V_{CEQ13A} = V_{CT17} - V_{CC} = -1,2 - 15 = -16,2 \text{ V}$$

En relación con el comportamiento dinámico de esta segunda etapa, se desea hallar el circuito equivalente, en base al parámetro transconductancia que se observa en la figura V.28. y en primer lugar, del mismo verificaremos la resistencia de entrada  $R_{i2}$ , cuyo valor fue estimado para el estudio de la primera etapa en 5,5 MOhm. Para tal fin consideramos:

$$R_{i17} = h_{i17} + h_{fe17} \cdot R_8 = \frac{h_{fe17}}{g_{m17}} + h_{fe17} \cdot R_8 = \frac{240}{40 \cdot 490 \cdot 10^{-6}} + 240 \cdot 100 = 12,2 \cdot 10^3 + 24 \cdot 10^3 = 36,2 \text{ KOhm}$$

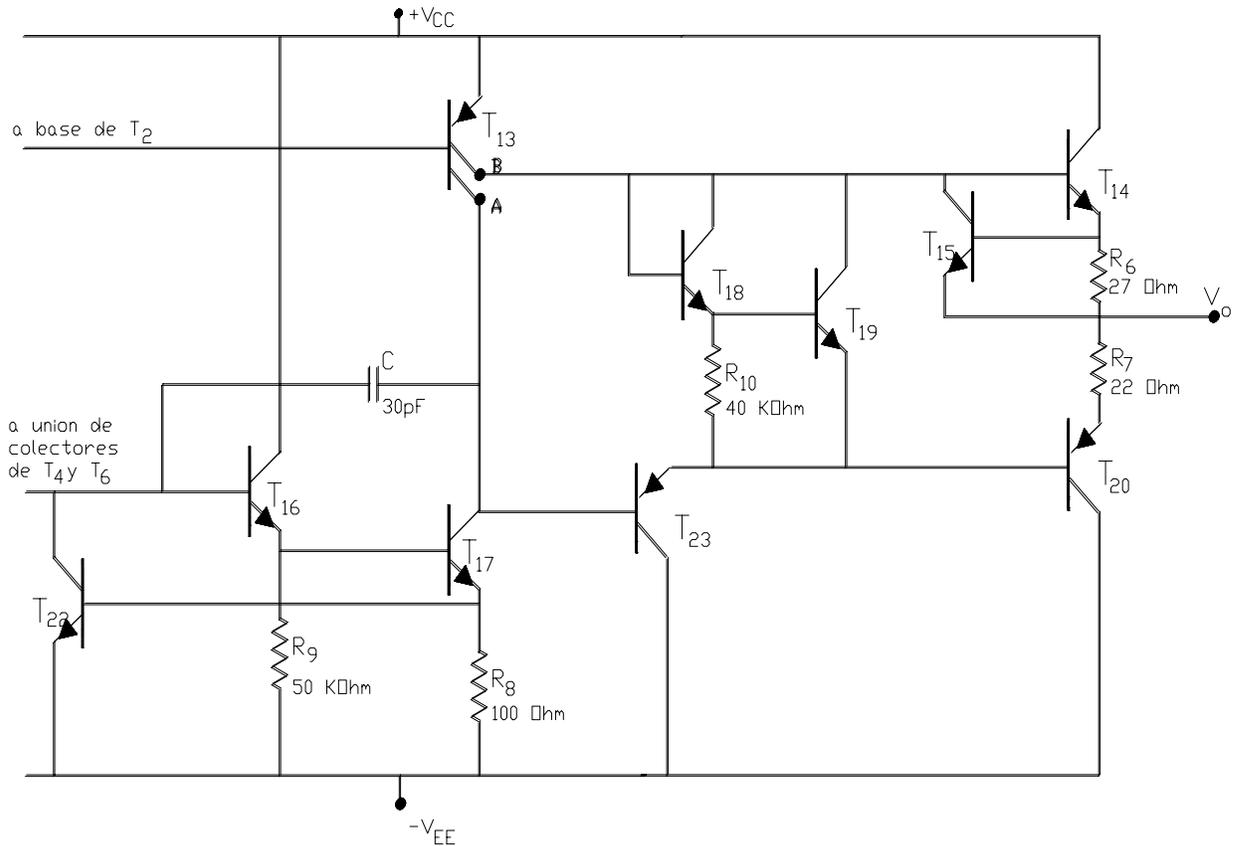


Figura V.27.

$$R_{d16} = \frac{R_{i17} \cdot R_9}{R_{i17} + R_9} = \frac{36,2 \cdot 50 \cdot 10^3}{36,2 + 50} = 21 \text{ KOhm}$$

y nuevamente:

$$R_{i2} = R_{i16} = h_{i16} + h_{fe16} \cdot R_{d16} = \frac{h_{fe16}}{gm_{16}} + h_{fe16} \cdot R_{d16} = \frac{240}{40 \cdot 15 \cdot 10^{-6}} + 240 \cdot 21 \cdot 10^3 = 0,4 \cdot 10^6 + 5,04 \cdot 10^6 = 5,4 \text{ MOhm}$$

valor este último que se compatibiliza con el estimado para el análisis precedente.

En segundo lugar, el parámetro  $Gm_2$  corresponde a una configuración “ $R_e$  sin puentear” por lo que de acuerdo con la expresión (V.13.)

$$Gm_2 = \frac{1}{(1/gm_{17}) + R_8} = \frac{gm_{17}}{1 + gm_{17} \cdot R_8} = \frac{40 \cdot 554 \cdot 10^{-6}}{1 + 40 \cdot 554 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2} = \frac{22,16 \cdot 10^{-3}}{1 + 2,216} = 6,9 \text{ mA/V}$$

en tanto que la resistencia de salida de dicho modelo se halla constituida por la asociación paralelo de la resistencia de salida de  $T_{13A}$  (emisor común) es decir “ $r_{o13A}$ ” y la correspondiente de salida de  $T_{17}$  ( $R_e$  sin puentear), por lo que:

$$r_{o13A} = \frac{1}{\eta_p \cdot gm_{13A}} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 554 \cdot 10^{-6}} = 90,2 \text{ KOhm}$$

$$R_{o17} = r_{o17} \cdot \left( 1 + \frac{h_{fe17} \cdot R_8}{R_8 + h_{ie17} + R_T} \right) \quad \text{con} \quad R_T = R_9 // R_{o16}$$

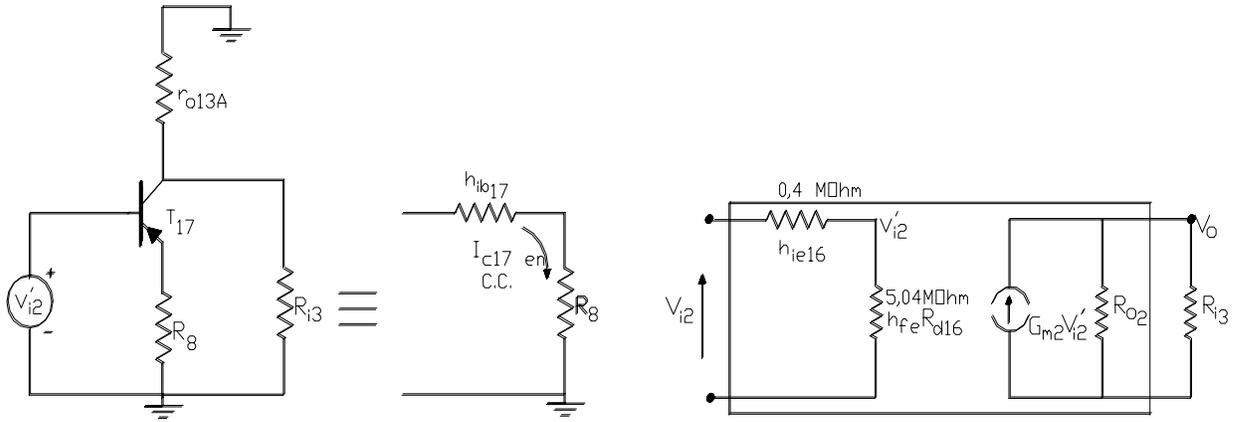


Figura V.28.

y en donde:

$$R_{o16} = h_{ib16} + \frac{R_{o1}}{h_{fe16}} = \frac{1}{40 \cdot 15 \cdot 10^{-6}} + \frac{6,5 \cdot 10^6}{240} = 1,67 \cdot 10^3 + 27,08 \cdot 10^3 = 28,75 \text{ KOhm}$$

$$R_T = \frac{R_9 \cdot R_{o16}}{R_9 + R_{o16}} = \frac{50 \cdot 28,75 \cdot 10^3}{50 + 28,75} = 18,3 \text{ KOhm}$$

$$r_{o17} = \frac{1}{\eta_N \cdot gm_{17}} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 554 \cdot 10^{-6}} = 225 \text{ KOhm}$$

$$R_{o17} = 225 \cdot 10^3 \cdot \left[ 1 + \frac{240 \cdot 10^2}{(0,1 + 12,2 + 18,3) \cdot 10^3} \right] = 415 \text{ KOhm}$$

finalmente:

$$R_{o2} = \frac{r_{o13A} \cdot R_{o17}}{r_{o13A} + R_{o17}} = \frac{90,2 \cdot 415 \cdot 10^3}{90,2 + 415} = 74 \text{ KOhm}$$

Tal como se puede apreciar en el circuito de la figura V.27., la tercera etapa o etapa de salida de este amplificador operacional, se halla constituida por el transistor T<sub>23</sub> operando en una configuración de seguidor por emisor, cargada a su vez por una etapa de gran señal del tipo simétrica y de clase B práctica (que se estudia en el Capítulo XI) y desde el punto de vista dinámico también se configura como colector común de modo tal que es de esperar que su resistencia de entrada (R<sub>i23</sub>) sea de valor mucho mayor que el valor de la resistencia de salida de la segunda etapa recién verificada. En consecuencia la resistencia de carga dinámica de la segunda etapa es unicamente su propia resistencia de salida R<sub>o2</sub>.

De este modo la ganancia de tensión de esta segunda etapa puede determinarse a partir del circuito equivalente de la figura V.28., determinando:

$$A_{V2} = \frac{V_{o2}}{V'_{i2}} \cdot \frac{V'_{i2}}{V_{i2}} = -G_{m2} \cdot R_{o2} \cdot \frac{h_{fe16} \cdot R_{d16}}{R_{i2}} = -6,62 \cdot 74 \cdot \frac{5,04}{5,44} = -454 = 53,14 \text{ dB}$$

Considerando que la tercera etapa contribuye con una ganancia seguidora cercana a la unidad, que al tenerse una cascada de dos etapas la ganancia del conjunto resulta ser el producto (o la suma en dB) de las ganancias

de cada etapa en forma individual, la ganancia de tensión del amplificador operacional o Ganancia en Lazo Abierto, sin considerar la fase ya que cada terminal de entrada tiene definida su característica en tal sentido, resulta ser:

$$A_{OL} = A_{Vd} \cdot A_{V2} = 570 \cdot 454 = 258.780 \text{ (108,2 dB)}$$

que al compararse con los valores típicos especificados por los fabricantes de 200 V/mV ( ó 200.000 ó 106 dB) arroja una diferencia que podemos atribuir, además de la dispersión y el factor de seguridad en la especificación, a las estimaciones de los valores de los parámetros semiconductores que hemos adoptado al no disponerse de los correspondientes a los parámetros híbridos de los transistores que conforman dicho amplificador operacional.

V.7.- CONSIDERACIONES SOBRE LA TERCERA ETAPA DEL AMP. OPER. 741 - PROTECCIONES:

Si bien la etapa final del amplificador operacional 741 se estudia con detalle en el Capítulo X del presente trabajo, en donde se justifica su topología, realizaremos ahora algunas consideraciones respecto a sus características de funcionamiento.

En lo que respecta a la parte estática, según lo analizado precedentemente, para la tensión de alimentación de  $V_{CC} = V_{EE} = 15 \text{ V}$  la corriente en el terminal B de emisor de  $T_{13}$  resultó ser:

$$I_{CQ13B} = 185 \text{ } \mu\text{A}$$

ahora considerando  $I_{B19}$  despreciable, la corriente en el emisor o en el colector del transistor  $T_{18}$  cuya juntura base-colector se encuentra cortocircuitada, es:

$$I_{CQ18} = \frac{V_{BEu19}}{R_{10}} = \frac{0,6 \text{ V}}{40 \cdot 10^3} = 15 \text{ } \mu\text{A}$$

El transistor  $T_{15}$  normalmente se encuentra cortado. Su función de protección la describiremos más tarde. Suponiendo nuevamente que la corriente de base de  $T_{14}$  es despreciable:

$$I_{CQ19} = I_{CQ13B} - I_{CQ18} = 185 \text{ } \mu\text{A} - 15 \text{ } \mu\text{A} = 170 \text{ } \mu\text{A}$$

Planteando la ecuación de malla alrededor de las uniones base-emisor de los transistores  $T_{19}$ ,  $T_{18}$ ,  $T_{14}$  y  $T_{20}$  se tiene:

$$V_{BEu19} + V_{BEu18} - V_{BEu14} - V_{EBu20} = 0$$

por lo que expresando las mismas a partir de la ecuación exponencial del diodo y llamando  $I_o$  a la pequeña corriente de polarización de los transistores  $T_{14}$  y  $T_{20}$  de salida:

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{CQ18}}{I_{S18}} + V_T \cdot \ln \frac{I_{CQ19}}{I_{S19}} = V_T \cdot \ln \frac{I_o}{I_{S14}} + V_T \cdot \ln \frac{I_o}{I_{S20}}$$

simplificando y por propiedad de logaritmos:

$$\frac{I_{CQ18} \cdot I_{CQ19}}{I_{S18} \cdot I_{S19}} = \frac{I_o^2}{I_{S14} \cdot I_{S20}} \quad \text{por lo que:} \quad I_o = (I_{CQ18} \cdot I_{CQ19})^{1/2} \cdot \frac{(I_{S14} \cdot I_{S20})^{1/2}}{(I_{S18} \cdot I_{S19})^{1/2}}$$

tomando nuevamente valores sugeridos en las notas de aplicación (ver GRAY - MEYER):

$$I_{S18} = I_{S19} = 2 \cdot 10^{-15} \text{ A} \quad - \quad I_{S14} = 8 \cdot 10^{-15} \text{ A} \quad e \quad I_{S20} = 4 \cdot 10^{-15} \text{ A}$$

resulta:

V - Multietapas de Bajo Nivel: Carga Activa y Amplificador Operacional

$$I_o = (15 \cdot 10^{-6} \cdot 170 \cdot 10^{-6})^{1/2} \cdot \left( \frac{8 \cdot 10^{-15} \cdot 4 \cdot 10^{-15}}{2 \cdot 10^{-15} \cdot 2 \cdot 10^{-15}} \right)^{1/2} = (2550 \cdot 10^{-12} \cdot 8)^{1/2} = 143 \mu\text{A}$$

que es la pequeña corriente de polarización para la etapa de gran señal o de salida del operacional, cuyos transistores, tal como veremos oportunamente, funcionan en un Clase B práctico o Clase AB a fin de conferir a la etapa un adecuado Rendimiento de Conversión de Potencia ( $\eta$ ), una reducida Distorsión Armónica (D), reduciendo o anulando la Distorsión de Cruce.

Atento a ello las corrientes de base de los transistores  $T_{14}$  y  $T_{20}$  resultarán despreciables con lo que la de emisor de  $T_{23}$  vuelve a ser  $I_{CQ23} = I_{CQ13B} = 185 \mu\text{A}$ , por lo que dada su configuración colector común, presentará una resistencia de salida de valor:

$$R_{o23} = h_{ib23} + \frac{R_{o2}}{h_{fe23}} = \frac{1}{40 \cdot 185 \cdot 10^{-6}} + \frac{83,3 \cdot 10^3}{50} = 1800 \text{ Ohm}$$

Por otra parte la resistencia de salida de colector B de  $T_{13}$  resulta:  $r_{o13B} = \frac{1}{\eta_{PNP} \cdot g_{m13B}} = \frac{1}{5,40 \cdot 185 \cdot 10^{-10}} = 270 \text{ KOhm}$

y debido al circuito compuesto por los transistores  $T_{18}$  y  $T_{19}$ , entre las bases de los transistores de salida  $T_{14}$  y  $T_{20}$  se tiene una resistencia equivalente que resulta:

$$R_{BB} = h_{ib18} + \frac{R_{10} \cdot h_{ie19}}{R_{10} + h_{ie19}} \quad \text{con} \quad h_{ib18} = \frac{1}{40 \cdot 15 \cdot 10^{-6}} = 1667 \text{ Ohm} \quad \text{y} \quad h_{ie19} = \frac{240}{40 \cdot 170 \cdot 10^{-6}} = 35,3 \text{ KOhm}$$

en consecuencia:

$$R_{BB} = 1667 + \frac{40 \cdot 35,3 \cdot 10^3}{40 + 35,3} = 20,42 \text{ KOhm}$$

Cuando conduce  $T_{14}$  la resistencia equivalente conectada entre su terminal de base y tierra, que llamaremos  $R_{BT14}$  resulta ser:

$$R_{BT14} = (R_{o23} + R_{BB}) // r_{o13B} = (1800 + 20420) // 270000 = 20,5 \text{ KOhm}$$

con lo que la resistencia de salida del amplificador operacional 741 durante el período en que conduce  $T_{14}$  es:

$$R_o = R_6 + h_{ib14} + \frac{R_{BT14}}{h_{fe14}} = 27 + \frac{1}{40 \cdot 143 \cdot 10^{-6}} + \frac{20,5 \cdot 10^3}{240} = 27 + 175 + 85 = 287 \text{ Ohm}$$

en cambio cuando conduce  $T_{20}$  se tiene:

$$R_{BT20} = R_{o23} // (R_{BB} + r_{o13B}) = 1800 // (20420 + 270000) = 1,79 \text{ KOhm}$$

y en este período, la resistencia de salida del amplificador operacional es:

$$R_o = R_7 + h_{ib20} + \frac{R_{BT20}}{h_{fe20}} = 22 + \frac{1}{40 \cdot 143 \cdot 10^{-6}} + \frac{1,79 \cdot 10^3}{50} = 22 + 175 + 35 = 232 \text{ Ohm}$$

en tanto que la especificación de los fabricantes se refieren a un valor típico de 75 Ohm.

Tal como ya se adelantó los transistores  $T_{15}$  y  $T_{23}$  en condiciones normales de operación funcionan al corte. Para una operación normal el fabricante indica que la resistencia de carga mínima es de 2 KOhm. Ambos transistores

conforman circuitos de protección contra corto circuito en la carga ya que si por alguna razón la corriente en la carga o en el terminal de salida del amplificador operacional aumenta, la corriente de salida por  $T_{14}$  aumentaría hasta alcanzar un valor tal que la diferencia de potencial en extremos de  $R_6$  supere el valor de la tensión de umbral base-emisor del transistor  $T_{15}$ , en cuyo caso éste pasa a conducción limitando la corriente de base y por lo tanto la de colector o de salida de  $T_{14}$ :

$$I_{\text{limite}} = \frac{V_{\text{BEu15}}}{R_6} = \frac{0,6 \text{ á } 0,7 \text{ V}}{27 \text{ Ohm}} = 22 \text{ á } 26 \text{ mA} = I_{\text{C14max}}$$

De igual forma, la protección del par D'Arlington  $T_{16}/T_{17}$  se cumple a través de  $T_{22}$ , ya que siguiendo un razonamiento similar a lo dicho para  $T_{15}$ , la corriente límite de  $T_{17}$  será:

$$I_{\text{limite}} = \frac{V_{\text{BEu22}}}{R_8} = \frac{0,6 \text{ á } 0,7 \text{ V}}{100 \text{ Ohm}} = 6 \text{ á } 7 \text{ mA} = I_{\text{C17max}}$$

Entonces si por alguna causa la corriente en emisor de  $T_{17}$  sobrepasa dicho límite, el transistor  $T_{22}$  sale del corte limitando la corriente de base de  $T_{16}$  y por lo tanto la de colector de  $T_{17}$ .

V.8.- EJEMPLO DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL BIFET:

Como ejemplo de la combinación de las técnicas bipolar y efecto de campo presentamos a continuación el diagrama esquemático el amplificador operacional tipo TL082:

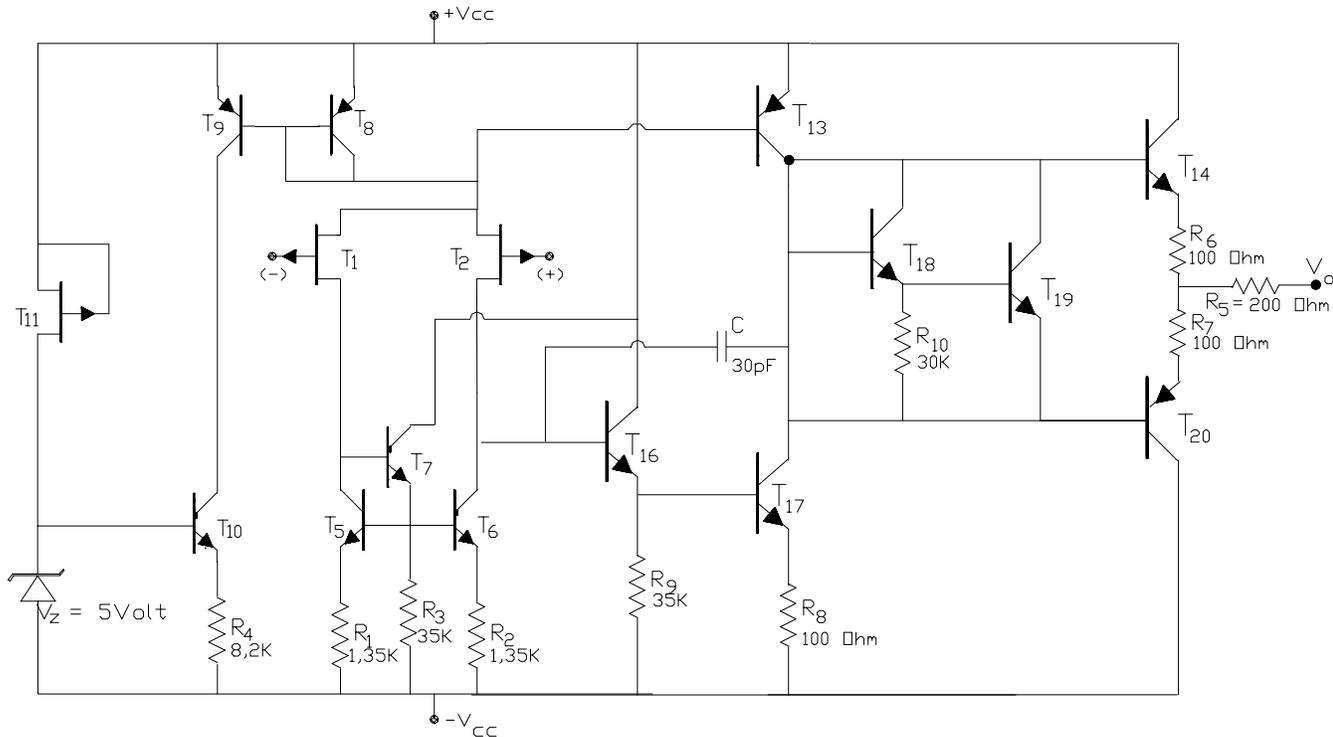


Fig. V.29.

Es posible realizar un ejercicio de verificación considerando  $V_{\text{CC}} = \pm 15 \text{ Volt}$  y suponiendo que los Jfets poseen  $I_{\text{DSS}} = 5 \text{ mA}$  y  $V_p = -2 \text{ Volt}$  con el objeto de determinar la ganancia diferencial de la primera etapa, la ganancia de la segunda etapa operando con los mismos datos bipolares que se han utilizado en los análisis precedentes.