

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

luego introduciendo (IV.28.) y (IV.29.) en (IV.30.) y considerando valores de ganancia estática de corriente de los transistores lo suficientemente elevadas como para poder considerar $2 \cdot I_{B1-2} \ll I_{C1-2}$, para un análisis de primera aproximación y en lo que haga al empleo práctico de esta fuente se tendrá:

$$I_{C2} = I_R = \frac{V_{CC} - V_{BEu1}}{R} \quad (IV.31.)$$

que es la corriente de utilización que impone esta fuente de corriente.

En lo que sigue y a los efectos de justificar algunas modificaciones en la estructura circuital de esta fuente o bien la aparición de otros circuitos para el cumplimiento de las mismas funciones, se llevará a cabo un estudio de mayor

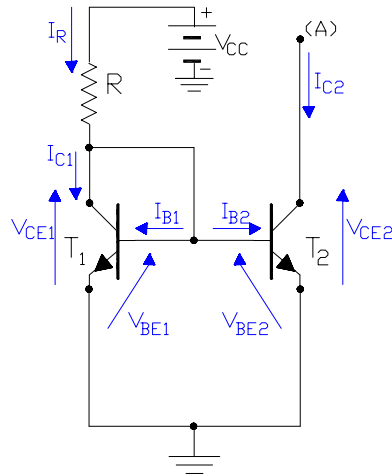


Figura IV.21.

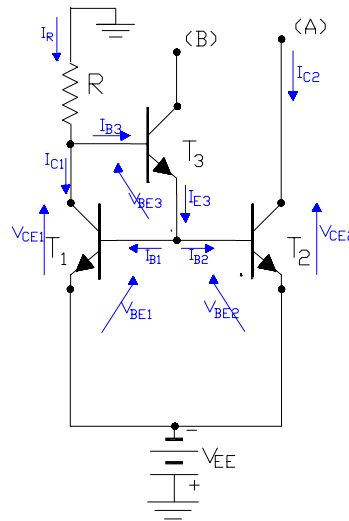


Figura IV.22.

precisión. Por una parte, en lo precedente, para arribar a la ecuación (IV.31.) al contemplarse simetría perfecta entre T_1 y T_2 se supuso que por el hecho de compartir ambos la misma tensión de polarización base-emisor ($V_{BE1} = V_{BE2}$) ambas corrientes de colector eran idénticas ($I_{C1} = I_{C2}$).

Ello es parcialmente cierto ya que un estudio del comportamiento del transistor bipolar nos lleva a admitir que la ecuación del diodo base-emisor tiene también una dependencia de las tensiones de polarización de la restante juntura, es decir que tanto I_{C1} como I_{C2} dependen de las tensiones V_{CE1} y V_{CE2} respectivamente, a través de las ecuaciones aproximadas:

$$I_{C1} = I_s \cdot e^{\frac{(V_{BE1}/V_T)}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}} \quad - \quad I_{C2} = I_s \cdot e^{\frac{(V_{BE2}/V_T)}{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}}$$

En nuestro caso no obstante la simetría considerada y que la tensión de Early $V_A \gg V_{CE}$, mientras $V_{CE1} = V_{BEu1-2} = 0,6 \text{ V}$, en general V_{CE2} es bastante mayor que 0,6 V por lo que habrá de registrarse una pequeña diferencia entre dichas corrientes.

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1 + (V_{BEu1}/V_A)}{1 + (V_{CE2}/V_A)}$$

Por otro lado, para establecer la ecuación (IV.31.) fue preciso desprestigiar ($2 \cdot I_{B1-2}$) frente a I_{C1-2} lo cual es aceptable cuando la ganancia estática de los transistores toma valores normales. En cambio para transistores con baja ganancia aparecería un nuevo componente de error en el cálculo de la corriente de utilización por dicha expresión, ya que si se emplea una mayor precisión en el análisis y a partir de la expresión (IV.28.) se tendría:

$$I_R = I_{C2} + 2 \cdot I_{B1-2} = I_{C12} + \frac{2 \cdot I_{C2}}{h_{FE2}} \quad \text{vale decir:} \quad I_2 = \frac{I_R}{1 + (2/h_{FE2})} \quad (IV.32.)$$

IV.4.2.- Variante de la Fuente Espejo:

Una forma de atenuar los inconvenientes apuntados precedentemente, es decir que los apartamientos por asimetrías de las V_{CE} y por baja ganancia se minimicen, se consigue introduciendo una modificación en la topología de la fuente de corriente presentada precedentemente, tal como se observa en la figura IV.22. En este nuevo circuito se ha reemplazado el corto circuito que antes se tenía entre base y colector de T_1 mediante la incorporación de un tercer transistor.

El colector de T_3 o nodo (B) puede ser retornado por la fuente de polaridad positiva ya sea directamente o bien a través de algún otro componente. Debe apreciarse que en este nuevo circuito el transistor T_1 se halla sometido a una tensión de polarización que ahora es:

$$V_{CE1} = V_{BE2} + V_{BE3} = 2 \cdot V_{BEu} = 1,2 \text{ V}$$

por lo que se logra una mejora con respecto a la desadaptación de I_{C1} e I_{C2} por diferencia de tensiones V_{CE1} y V_{CE2} .

Asimismo, en este circuito se tiene: $I_{E3} = I_{B1} + I_{B2} = 2 \cdot I_{B1} = 2 \cdot I_{B2}$ vale decir: $I_{E3} = 2 \cdot I_{B1-2}$

y también $I_{B3} = \frac{I_{E3}}{(h_{FE3} + 1)}$ por lo que despreciando la unidad frente a h_{FE3} y considerando $I_{C1} = I_{C2}$

en consecuencia: $I_R = I_{C2} + I_{B3} = I_{C2} + \frac{I_{E3}}{h_{FE3}} = I_{C2} + \frac{2 \cdot I_{B1-2}}{h_{FE3}} = I_{C2} + \frac{2 \cdot I_{C1-2}}{h_{FE1-2} \cdot h_{FE3}}$

vale decir: $I_{C2} = \frac{I_R}{1 + (2 / h_{FE1-2} \cdot h_{FE3})}$ (IV.33.)

por lo que comparando con el resultado obtenido en (IV.32.) se aprecia también ahora una ventaja con respecto al circuito anterior ya que aún para bajos valores de h_{FE} , prácticamente no existirá diferencia entre I_{C2} e I_R .

En consecuencia, con esta fuente espejo modificada y en primera aproximación o bien en forma práctica se podrá determinar la corriente de utilización mediante:

$$I_{C2} = I_R = \frac{V_{CC} - 2 \cdot V_{BEu1-3}}{R} \quad (IV.34.)$$

IV.4.3.- Fuente de Corriente WIDLAR:

Algunas de las características deseables que deben ofrecer estos circuitos requeridos para la polarización de los circuitos integrados lineales, entre ellos las etapas amplificadoras diferenciales, son las de a) entregar corrientes de utilización poco dependientes de los valores de las tensiones de alimentación de modo que tales circuitos integrados no se encuentren limitados a ser alimentados por un determinado valor de tensión de alimentación, b) proporcionar altos valores de resistencia de salida de manera de conseguir los mas altos valores de Rechazo al Modo Común y c) permitir el establecimiento y control de bajos valores de corriente de utilización sin requerir resistores R de alto valor que compliquen o impidan su integración.

Precisamente el perfeccionamiento de los aspectos señalados anteriormente, admitiendo las limitaciones de los circuitos recién estudiados se logra en el circuito WIDLAR que se representa en la figura IV.23. En este circuito, el hecho de haberse incorporado un resistor en uno de los emisores del par de transistores que conforman la fuente de corriente, hace que las mallas de entrada de los mismos ya dejen de ser espejo una de la otra, con lo que planteando la ecuación asociada a dichas mallas se tiene:

$$V_{BE2} = V_{BE1} - I_{C2} \cdot R_{E2} \quad (IV.35.) \quad \text{con lo que es de esperar que } I_{C1} > I_{C2}$$

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

Para establecer dicha relación de desigualdad, consideraremos nuevamente la ecuación del diodo base-emisor en su primera aproximación:

$$I_C = I_s \cdot e^{(V_{BE} / V_T)} \quad \text{de donde} \quad V_{BE} = V_T \cdot \ln (I_C / I_s)$$

por ello, planteando dos ecuaciones similares, una para T_1 y la otra para T_2 y reemplazando en la expresión (IV.35.):

$$V_T \cdot \ln (I_{C2} / I_s) - V_T \cdot \ln (I_{C1} / I_s) + I_{C2} \cdot R_{E2} = 0 \quad \text{o sea:} \quad V_T \cdot \ln (I_{C1} / I_{C2}) - I_{C2} \cdot R_{E2} = 0$$

en consecuencia el resistor R_{E2} que permite disminuir I_{C2} con respecto a I_{C1} resulta:

$$(IV.37.) \quad R_{E2} = \frac{V_T}{I_{C2}} \cdot \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \quad (IV.36.) \quad \text{en donde además:} \quad \frac{V_{CC} - V_{BEu1}}{I_{C1}} = \frac{R}{R}$$

A través de los ejemplos numéricos veremos como emplear estas expresiones tanto para proyecto como para el análisis de circuitos, y verificaremos asimismo la medida en que pueden imponerse relaciones de hasta 100 veces entre los valores de I_{C1} e I_{C2} , así como el grado de dependencia de la corriente de utilización I_{C2} con respecto a las variaciones en el valor de la tensión de alimentación V_{CC} .

En cuanto a la resistencia de salida de este fuente de corriente la misma es compatible con la de una etapa con resistencia de emisor sin puentear, de modo que ahora considerando:

$$R_{O2} = h_{oe2}^{-1} \cdot \left(1 + h_{fe2} \cdot \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_T + h_{ie2}} \right) \quad \text{con} \quad R_T = R // h_{ib1} \quad (IV.38.)$$

IV.4.4.- Fuente de Corriente CASCODE:

En este caso la configuración se halla constituida por cuatro transistores tal como se observa en la figura IV.24. Tanto los transistores T_3 como T_4 poseen su juntura base-colector en cortocircuito por lo que se hallan funcionando como diodos, sobre los cuales se desarrollan las tensiones de umbral $V_{BEu3} = V_{BEu4} = 0,6 \text{ V}$. En consecuencia, la corriente a lo largo del resistor R resulta ser:

$$I_R = \frac{V_{CC} - 2 \cdot V_{BEu3-4}}{R}$$

Despreciando las pequeñas corrientes de base I_{B2} e I_{B4} y atento la conexión directa de colector de T_3 con emisor de T_4 , se tendrá $I_{C4} = I_{C3} = I_R$ luego, por tratarse de una configuración espejo entre T_1 y T_3 se tendrá también: $I_{C1} = I_{C3}$ y debido nuevamente a la conexión directa del emisor de T_2 al colector de T_1 : $I_{E2} = I_{C1} = I_{C2} = I_R$ por lo que:

$$I_{C2} = I_R = \frac{V_{CC} - 2 \cdot V_{BEu3-4}}{R} \quad (IV.39.)$$

Veremos seguidamente el error que se comete al aceptar dicha igualdad:

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

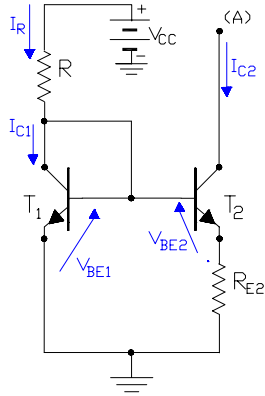


Figura IV.23.

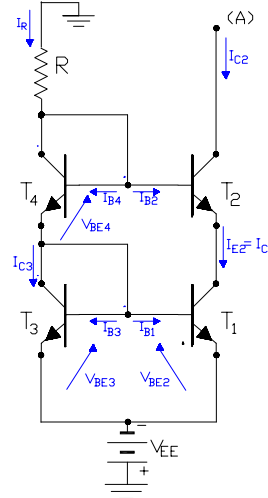


Figura IV.24.

$$I_{E2} = I_{C2} + I_{B2} = I_{C2} \cdot \left(1 + \frac{1}{h_{FE2}}\right) \quad \text{por conexión directa: } I_{C1} = I_{E2} \quad \text{y por espejo: } I_{C3} = I_{C1}$$

por lo tanto:

$$I_{C3} = I_{C2} \cdot \left(1 + \frac{1}{h_{FE2}}\right) \quad \text{Asimismo: } I_{E4} = I_{C3} + I_{B3} + I_{B1} = I_{C3} \cdot \left(1 + \frac{2}{h_{FE3}}\right)$$

por lo que reemplazando I por la expresión anterior:

$$I_{E4} = I_{C2} \cdot \left(1 + \frac{1}{h_{FE2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{2}{h_{FE3}}\right)$$

Por otro lado:

$$I_R = I_{C4} + I_{B4} + I_{B2} = I_{E4} + I_{B2} = I_{E4} + \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} \quad \text{por lo que reemplazando } I_{E4}$$

y operando matemáticamente:

$$I_R = I_{C2} \cdot \left(1 + \frac{1}{h_{FE2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{2}{h_{FE3}}\right) + \frac{I_{C2}}{h_{FE2}}$$

$$I_R = I_{C2} \cdot \left[\left(1 + \frac{2}{h_{FE3}}\right) + \left(\frac{1}{h_{FE2}}\right) + \left(\frac{2}{h_{FE3} \cdot h_{FE2}}\right) + \left(\frac{1}{h_{FE2}}\right) \right]$$

Si suponemos iguales a los h_{FE} , despreciando el término

$$\frac{2}{h_{FE}^2} \ll \frac{4}{h_{FE}}$$

vale decir:

$$I_{C2} = \frac{I_R}{1 + (4/h_{FE2-3})} \quad \text{(IV.40.)}$$

Se observa que en esta fuente de corriente si se toma como corriente de utilización I_{C2} al valor que arroja la ecuación (IV.39.), la relación (IV.40.) expresa que se estará cometiendo un error igual al doble del que se tiene en la fuente de corriente espejo (expresión (IV.32.)). Quiere decir que desde el punto de vista de errores por bajo valor de h_{FE} , esta fuente posee claras desventajas respecto de las anteriores. Veremos que la configuración privilegia al parámetro Resistencia de Salida, ya que en términos de dependencia de las variaciones de la fuente de alimentación y valores altos de R para pequeñas corrientes se halla en pié de igualdad con la fuente de corriente espejo.

Desde el punto de vista dinámico puede interpretarse que la resistencia de salida del transistor T_1 , es decir

$$r_{o1} = \frac{1}{\eta_1 \cdot g_{m1}} \quad \text{cumple la función de una resistencia conectada en el emisor de } T_2 \text{ sin puentear, por lo que la resistencia de salida de } T_2 \text{ que es la resistencia de salida de esta fuente, resultará igual a:}$$

generalmente:

$$R_{o2} = r_{o2} \cdot \left(1 + h_{fe2} \cdot \frac{r_{o1}}{r_{o1} + R_T + h_{ie2}} \right) \quad \text{con} \quad R_T = R // (2 \cdot h_{ib3-4}) \quad \text{y dado que}$$

$$r_{o1} \gg (R_T + h_{ie2}) \quad \text{finalmente se tendrá:} \quad R_{o2} = r_{o2} \cdot (1 + h_{fe2}) \quad \text{(IV.41.)}$$

La expresión (IV.41.) la mayoría de las veces permite estimar la gran resistencia de salida que proporciona esta fuente de corriente y que por tal característica justifica el empleo de 4 transistores. Sin embargo conviene tener presente que dado que desde el punto de vista estático:

$V_{BE4} - V_{BE2} - V_{CE1} + V_{BE1} = 0$ de modo que $V_{CE1} = V_{BE4} = 0,6 \text{ V}$ si bien la saturación de estos transistores se ubica en solo 200 o 300 mV, esta polarización se encuentra muy cercana a dicha zona haciendo peligrar un elevado valor para r_{o1} que satisfaga la desigualdad antes considerada

Cabe puntualizar asimismo que por los elevados valores que arrojan los cálculos a realizar por la expresión (IV.41.), muchas veces de decenas de Mohm, una vez más el modelo aproximado del transistor bipolar que hemos utilizado para la obtención de R_{o2} puede volver a ser demasiado impreciso por no contemplar a la resistencia de transición base-colector r_{μ} motivo por el cual y como se anticipara en algún párrafo precedente, dicha solución solo nos permite estimar tal parámetro ya que en la práctica generalmente el mismo será inferior, especialmente en transistores integrados tipo PNP.

IV.4.5.- Fuente de Corriente WILSON:

Si se deseara obtener una fuente de corriente mas inmune a los bajos valores de h_{FE} de sus transistores, medido en términos de igualdad entre I_R e I_{C2} , la configuración estudiada precedentemente puede modificarse resultando así la llamada fuente de corriente WILSON que responde al esquema de circuito representado en la figura IV.25.

En dicho circuito, recorriendo la malla integrada por V_{EE} , R , malla de entrada del transistor T_2 , cortocircuito entre base y colector de T_1 y malla de entrada de T_{1-3} , se plantea la siguiente ecuación:

$$V_{EE} - I_R \cdot R - V_{BE2} - V_{BE1} = 0 \quad \text{de donde:} \quad I_R = \frac{V_{EE} - 2 \cdot V_{BE1-2}}{R} \quad \text{(IV.42.)}$$