

TEMA 5

Fuentes de corriente y cargas activas

5.1.- Introducción

Las fuentes de corriente son ampliamente utilizadas en circuitos electrónicos integrados como elementos de polarización y como cargas activas en etapas amplificadoras. Estas fuentes en polarización resultan más insensibles a variaciones de las tensiones de polarización y de la temperatura, y son más económicas que los elementos resistivos en términos de área de ocupación, especialmente cuando las corrientes son bajas. Las fuentes de corriente como cargas activas proporcionan resistencias incrementales de alto valor resultando etapas amplificadoras con elevada ganancia operando incluso con bajos niveles de tensiones de polarización. Así, la ganancia típica en tensión de una etapa en emisor común es $A_V \approx -h_{fe} R_C / h_{ie}$. Para obtener una gran ganancia, debe utilizarse una R_C muy grande que resulta una solución inviable en un circuito integrado por dos motivos: una resistencia de difusión alta ocupa un área prohibitiva y una R_C grande tiene una caída de tensión muy elevada que complicaría la polarización del amplificador. Las fuentes de corriente eliminan ambos inconvenientes y permiten lograr ganancias del orden de 10.000 en una simple etapa con carga de corriente.

5.2.- Espejo de corriente bipolar

La forma más simple de una fuente de corriente es la basada en un espejo de corriente. El espejo de corriente está constituido por una asociación de dos transistores idénticos que tienen la misma tensión V_{BE} tal como se muestra en la figura 5.1.a. El transistor Q1 está operando en modo diodo (colector y base cortocircuitada) y por ello en numerosas ocasiones se puede ver representado según el esquema de la figura 5.1.b. Ambos circuitos se comportan como una fuente de corriente de valor I_o .

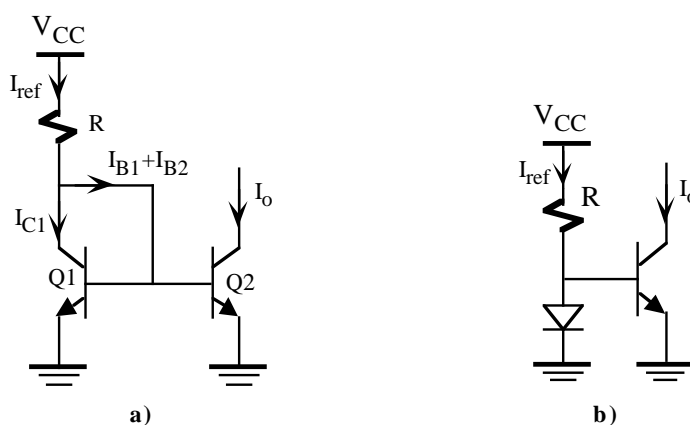


Figura 5.1. a) Espejo de corriente; b) Representación simplificada de un espejo de corriente.

Para el análisis de esta fuente de corriente es preciso utilizar la ecuación de Ebers-Moll simplificada de un

transistor en la región lineal que relaciona la I_C con la tensión V_{BE} , de forma que

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (5.1)$$

En un espejo de corriente las tensiones V_{BE} de Q1 y Q2 son iguales y, al ser transistores idénticos, $I_{S1}=I_{S2}$. Por consiguiente, la ecuación 5.1 indica que ambas intensidades de colector deben ser iguales $I_{C1}=I_{C2}=I_o$. De ahí el nombre de espejo de corriente: la corriente de colector de ambos transistores es la misma, de forma que si varía la corriente de uno de ellos tiene “reflejo” en el otro. En la base de estos transistores se verifica que

$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \quad (5.2)$$

y como la corriente de colector es idéntica en ambos transistores y dado que operan en la región lineal ($I_C=\beta I_B$), se puede despejar I_{C1} de la ecuación 5.2 resultando que

$$I_{C1} = I_{C2} = I_o = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta}} \quad (5.3)$$

siendo

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (5.4)$$

En el caso de que $\beta \gg 1$, la ecuación 5.3 se reduce a

$$I_{C2} = I_{C1} \approx I_{ref} \quad (5.5)$$

La ecuación 5.5 se cumple siempre que Q1 y Q2 sean transistores idénticos con las mismas características eléctricas. En general, no es posible conseguir un buen espejo de corriente utilizando transistores discretos debido a la dispersión de parámetros que tienen estos dispositivos. Los mejores resultados se obtienen en circuitos integrados cuando se fabrican situando a los transistores muy próximos entre sí con idéntica geometría.

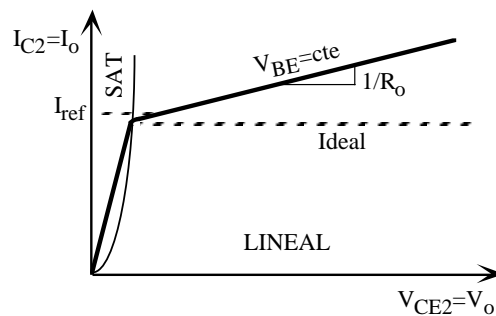


Figura 5.2. Características eléctricas del transistor ideal y real.

Una fuente de corriente ideal debe suministrar una corriente constante con independencia de la tensión de salida. Sin embargo, en las fuentes de corriente reales su corriente de salida varía con la tensión de salida. Esta dependencia está relacionada con la resistencia de salida del transistor. La figura 5.2 representa la curva de operación de Q2 con $V_{BE2}=Cte$ fijada por la corriente del transistor Q1 en el espejo de corriente de la figura 5.1.a, suponiendo al transistor ideal (recta horizontal con resistencia de salida ∞) y real (su resistencia de salida está especificada por pendiente de la recta de valor $1/R_o$). Si se considera un transistor ideal sin resistencia de salida, la intensidad I_o es independiente de la V_{CE} , es decir, de la tensión de salida. Por el contrario, un transistor

tiene una resistencia de salida de forma que la $I_{C2}=I_o$ es variable con la V_{CE} . En cualquier caso, este transistor deja de comportarse como elemento lineal cuando entra en la región de saturación, siendo éste el límite de operación de cualquier fuente de corriente.

Una fuente de corriente tiene dos modelos en función del tipo de análisis que se realice. En DC puede ser sustituida por el equivalente Norton de la figura 5.3.a constituido por una fuente de intensidad I_{i0} y una resistencia R_o ; en el caso ideal $R_o \rightarrow \infty$ se cumple que $I_{i0}=I_o$. En alterna se comporta como un elemento resistivo Z_o (figura 5.3.b) obtenido a partir de los modelos de pequeña señal de los transistores. No hay que confundir R_o con Z_o . El primero es un parámetro DC y el segundo AC. Sin embargo, en muchos casos se suele hacer la siguiente aproximación $R_o \approx Z_o$ cuando no se dispone de datos para calcular ambas resistencias equivalentes. El valor de I_{i0} , R_o y Z_o va a depender del tipo de fuente de corriente. En el caso concreto de la fuente de la figura 5.1 es fácil comprobar que $Z_o = h_{oe}^{-1}$.

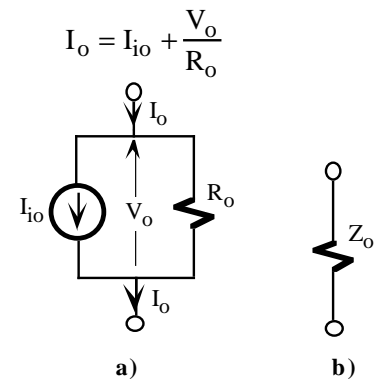


Figura 5.3. Circuito equivalente a) DC y b) AC de una fuente de corriente.

El principio de espejo de corriente se puede extender a múltiples transistores obteniéndose el circuito denominado repetidor de corriente mostrado en la figura 5.4.a. En este circuito todos los transistores tienen la misma V_{BE} , y por consiguiente, la intensidad de colector es idéntica en todos ellos (I_o). Sin embargo, el efecto de intensidad de polarización de base (NI_B) es importante y puede degradar las características del espejo de corriente. En este circuito, la intensidad de referencia I_{ref} tiene dos componentes: la intensidad de colector de Q1 y las intensidades de polarización de base, de forma que

$$I_{ref} = I_{C1} + NI_B \tag{5.6}$$

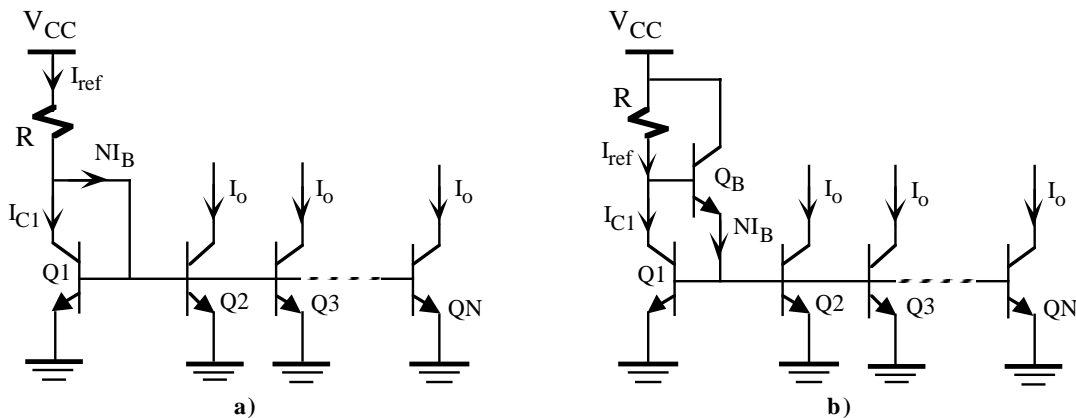


Figura 5.4. a) Repetidor de corriente y b) Versión mejorada del repetidor de corriente

La segunda componente es importante si N es elevado o β es pequeña y puede reducir significativamente el valor de I_o . Para este circuito, se puede demostrar fácilmente que la intensidad de salida viene dada por

$$I_o = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{N}{\beta}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R \left(1 + \frac{N}{\beta}\right)} \tag{5.7}$$

La figura 5.4.b presenta una versión mejorada del repetidor de corriente que minimiza el efecto de las corrientes de polarización de base a través del transistor Q_B . En este circuito se verifica que

$$I_{ref} = I_{C1} + \frac{NI_B}{1 + \beta} \tag{5.8}$$

resultando que

$$I_o = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{\beta}{N}} = \frac{\frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}}{1 + \frac{\beta}{N}} \tag{5.9}$$

En el denominador de la ecuación 5.9, N se encuentra dividido por $\beta(\beta+1) \approx \beta^2$ (si $\beta \gg 1$) frente a β en la ecuación 5.7. Como resultado, el circuito de la figura 5.4.b funciona correctamente con β pequeñas y admite un número mayor de salidas.

5.3.- Fuentes de corriente simples FET

Los espejos de corriente basados en transistores bipolares pueden ser extendidas a transistores FET pero con las propias particularidades de este tipo de dispositivos. Al ser los transistores FET dispositivos controlados por tensión, no presentan los problemas de polarización de base de los bipolares. Sin embargo, la relación cuadrática entre la I_D y la V_{GS} dificulta su análisis. La figura 5.5.a muestra una fuente de corriente simple basada en un espejo de corriente constituida por transistores NMOS. El valor de la intensidad de referencia I_{ref} , que es idéntica a la intensidad de drenador del transistor M1, se obtiene resolviendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} I_{ref} = I_{D1} = \frac{\mu}{2} (V_{GS1} - V_T)^2 = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_T)^2 \\ V_{DD} = I_{ref}R + V_{GS1} \end{cases} \tag{5.10}$$

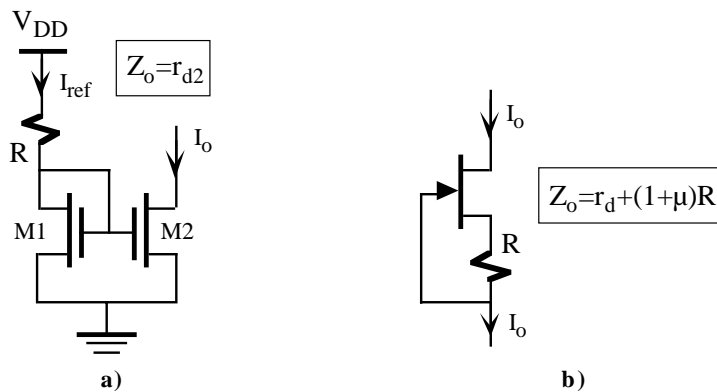


Figura 5.5. a) Espejo de corriente basado en un NMOS. b) Fuente de corriente simple con JFET.

En esta fuente de corriente se verifica que $V_{GS1} = V_{GS2}$. Si ambos transistores son idénticos y únicamente difieren en la relación (W/L) , entonces la relación entre las intensidades de ambos transistores es

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{I_{ref}}{I_o} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \tag{5.11}$$

El circuito de la figura 5.5.b corresponde a una fuente de corriente simple basada en un JFET. La tensión en R proporciona la polarización necesaria para que el transistor trabaje en la zona de saturación. La corriente de salida se obtiene resolviendo las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} I_o = I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \\ V_{GS} = -I_o R \end{cases} \quad (5.12)$$

5.4.- Fuente de corriente Widlar

En muchos amplificadores integrados se requieren fuentes de corriente con niveles de polarización muy bajos (del orden de 5µA) y alta impedancia de salida. Generar estos valores con fuentes de corriente basadas en espejos de corriente exige que la resistencia de polarización sea del orden de 600kΩ; estas resistencias son muy costosas de integrar porque ocupan demasiada área. Estos valores de corriente se pueden generar con un coste más bajo en la fuente de corriente Widlar, cuya estructura se muestra en la figura 5.6.a. Esta fuente utiliza una resistencia de emisor de pequeño valor de forma que los transistores están trabajando con diferentes valores de V_{BE} .

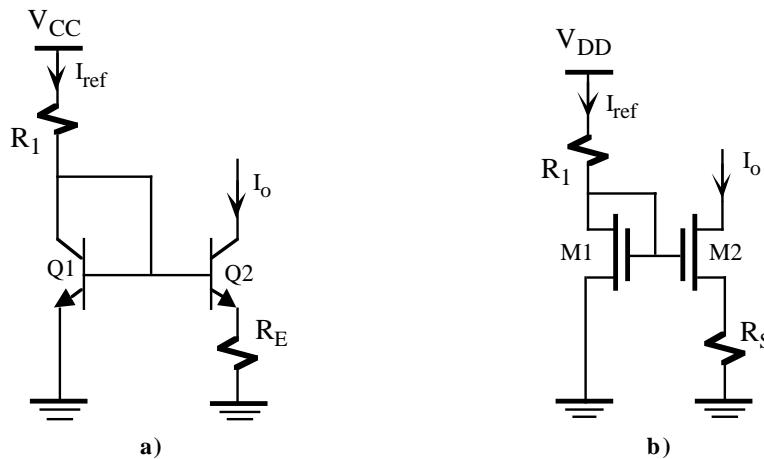


Figura 5.6. Fuente de corriente Widlar basada en a) transistores bipolares y b) MOSFET.

En este circuito, si se suma las tensiones en la base de los transistores, y asumiendo que $\beta \gg 1$, se obtiene

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{C2}R_E = 0 \quad (5.13)$$

Sustituyendo las tensiones V_{BE} por las expresiones de las ecuaciones de Ebers-Moll indicadas en la ecuación 5.1 y suponiendo transistores idénticos $I_{S1}=I_{S2}=I_S$, resulta

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_S} - I_{C2}R_E = 0 \quad (5.14)$$

Al simplificar y agrupar la anterior ecuación y teniendo en cuenta que $I_{C2}=I_o$ se obtiene la ecuación característica de la fuente Widlar

$$\boxed{V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_o} = I_o R_E} \quad (5.15)$$

siendo

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} \quad (5.16)$$

La resistencia de salida de esta fuente se puede aproximar mediante la expresión

$$\boxed{Z_o = h_{oe2}^{-1} \left(1 + \frac{R_E}{h_{ie2} + R_E} \right)} \quad (5.17)$$

que como se puede observar su Z_o es mucho más elevado que el correspondiente a la fuente de corriente basada en espejo de corriente.

La versión de la fuente Widlar basada en transistores MOSFET se representa en la figura 5.6.b y verifica las siguientes ecuaciones

$$\begin{cases} I_{D1} = \frac{\mu}{2} (V_{GS1} - V_T)^2 \\ V_{DD} = I_{ref} R_1 + V_{GS1} \\ V_{GS1} = V_{GS2} + I_o R_S \\ I_o = \frac{\mu}{2} (V_{GS2} - V_T)^2 \end{cases} \quad (5.18)$$

con una resistencia de salida

$$\boxed{Z_o = r_{d2} + (1 + \mu) R_S} \quad (5.19)$$

5.5.- Otras fuentes de corriente

A partir de la estructura del espejo de corriente y fuentes Widlar se obtienen nuevas fuentes de corriente que mejoran algunas de sus prestaciones. En los circuitos de la figura 5.7 se presentan las más típicas basadas en transistores bipolares. En la fuente de corriente simple con resistencias de emisor de la figura 5.7.a, la relación entre las corrientes de ambos transistores está condicionada por la relación de sus resistencias de emisor. La fuente de corriente Wilson de la figura 5.7.b proporciona corrientes de salida similares al espejo de corriente aumentando enormemente la impedancia de salida. La fuente cascode de la figura 5.7.c presenta una impedancia de salida aún mayor manteniendo niveles de corriente de salida altos.

Las estructuras desarrolladas para transistores bipolares pueden ser adaptadas a transistores MOSFET resultando las fuentes de corriente de la figura 5.8. Están basadas en espejos de corriente y la corriente de salida se especifica a partir de I_{ref} y la relación geométrica de las puertas de los transistores M1 y M2. La resistencia de salida es idéntica en todas ellas y se puede aproximar por $Z_o \approx \mu r_{d2}$.

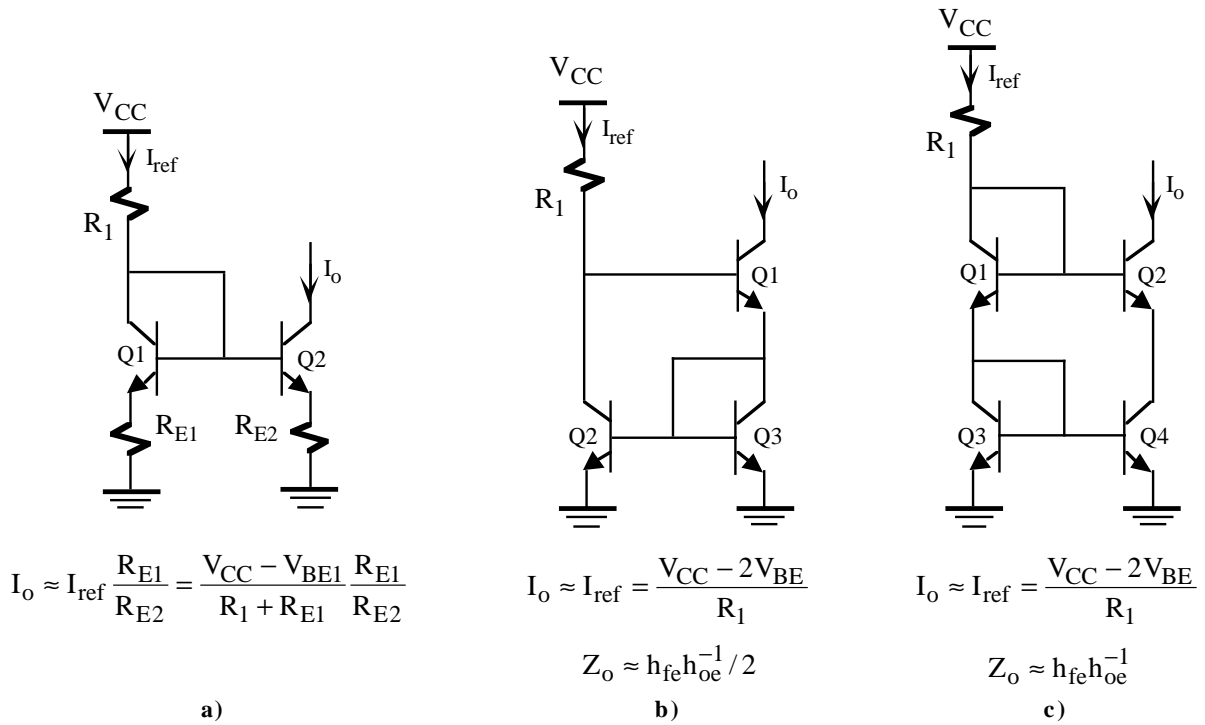
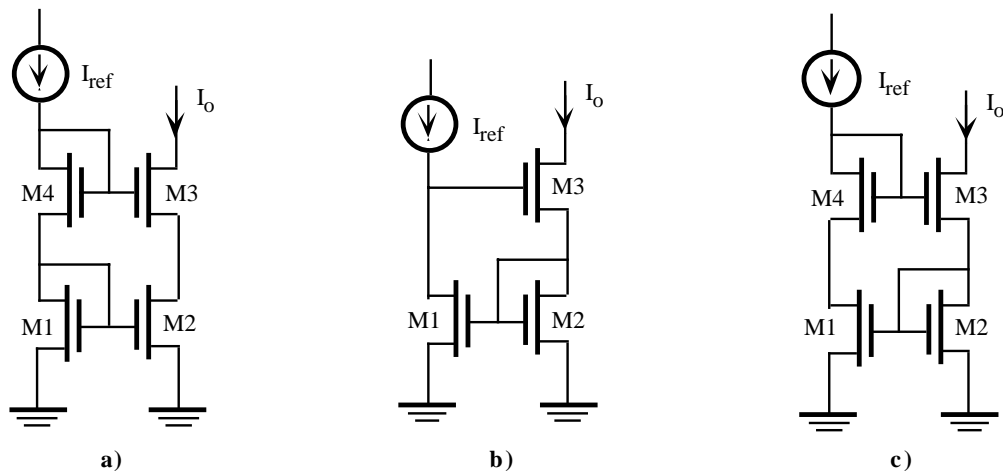


Figura 5.7. Fuentes de corriente basadas en transistores bipolares: a) simple con resistencias de emisor. b) Wilson. c) cascode.



En todos los casos se verifica:
$$I_o = I_{ref} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad \text{y} \quad Z_o = r_{d3} + (1 + \mu)r_{d2} \approx \mu r_{d2}$$

Figura 5.8. Fuentes de corriente con MOSFET: a) cascode. b) Wilson. c) Wilson modificada.

5.5.1.- Fuentes de corriente independientes de la tensión de polarización

En muchas aplicaciones es preciso asegurar el funcionamiento del circuito con independencia de las tensiones de alimentación. Las anteriores fuentes de corriente tienen como inconveniente que la intensidad de salida es directamente proporcional a la tensión de alimentación. Por ejemplo, dos espejos de corriente idénticos alimentados con 10V y 30V, el primero tendría corrientes de polarización tres veces inferior al segundo y, por

consiguiente, el segundo disiparía nueve veces más potencia que el primero. Este tipo de fuentes independientes de V_{CC} pueden ser clasificadas en: fuentes que operan con tensiones standard (por ejemplo, V_{BE} de un transistor) y fuentes basadas en diodos Zener.

En la figura 5.9.a se muestra una fuente cuya corriente de salida está fijada por la tensión base emisor del transistor Q1 y cuyo valor es

$$I_o = \frac{V_{BE1}}{R_E} \tag{5.20}$$

El correcto funcionamiento de este circuito exige que la intensidad de salida I_o debe ser suficientemente elevada para que la caída de tensión en R_E polarice a Q1 en la región lineal, es decir, $I_o R_E > V_{BE2\gamma}$. La independencia de I_o con la tensión de alimentación no se logra totalmente ya que I_{ref} depende linealmente de V_{CC} al verificar $I_{ref} = (V_{CC} - 2V_{BE}) / R_1$. Una variación en I_{ref} genera a su vez una variación en $V_{BE1} = V_T \ln(I_{ref} / I_S)$, luego I_o no es totalmente insensible a la tensión de alimentación.

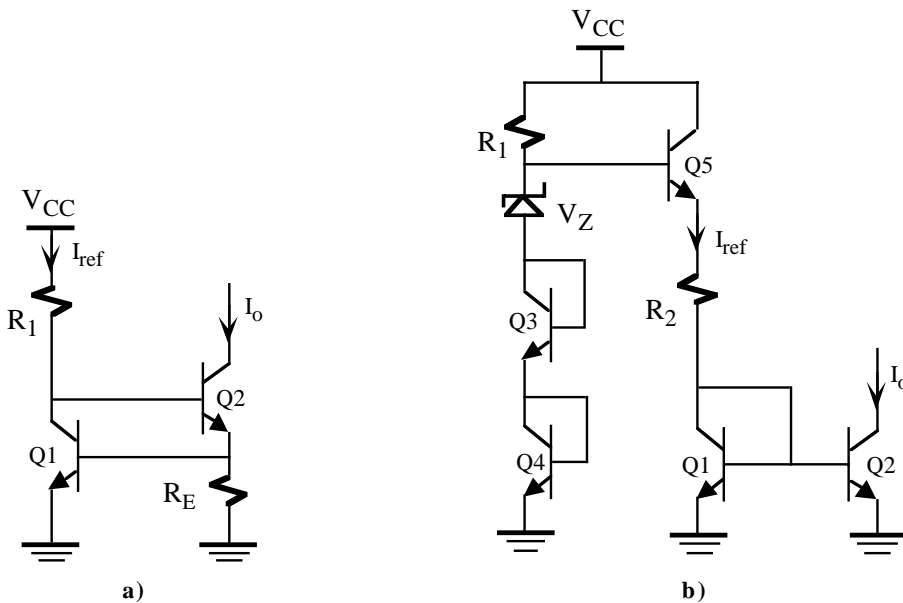


Figura 5.9. Fuentes de corriente independientes de la tensión de alimentación definidas por a) V_{BE} y b) diodo Zener.

Las fuentes de corriente que utilizan diodos Zener utilizan la tensión zener para obtener tensiones de referencia necesarias para generar una corriente de referencia independiente de la tensión de alimentación. Además, el coeficiente térmico del diodo Zener permite estabilizar estos circuitos frente a las variaciones de la temperatura. Un ejemplo de esta fuente se indica en la figura 5.9.b. La resistencia R_1 polariza al diodo zener y a Q5. Los transistores Q3 y Q4, que actúan como diodos, compensan las tensiones base-emisor de Q5 y Q1. De esta manera, la intensidad que circula por R_2 , que es prácticamente igual a la intensidad de salida I_o debido al espejo de corriente que forman por Q1 y Q2, vale

$$I_o = \frac{V_Z}{R_2} \tag{5.21}$$

5.6.- Fuente de corriente como carga activa

Una fuente de corriente además de actuar como circuito de polarización posee una impedancia interna de alto valor que puede ser utilizada como elemento de carga de amplificadores. Con ello se consigue obtener cargas de un alto valor resistivo con un área de ocupación muy inferior con respecto a las resistencias de difusión de ese mismo valor. En la figura 5.10.a se presenta un ejemplo de un amplificador constituido por el transistor Q1 en configuración E-C que tiene una fuente de corriente simple basada en un espejo de corriente de transistores PNP como carga activa. Al estar el colector de Q1 conectado al de Q2, uno de los problemas de este amplificador consiste en asegurar que ninguno de los transistores entran en saturación. En pequeña señal Q1 “ve” como carga la resistencia de salida $Z_o (=h_{oe2}^{-1})$ del transistor Q2 que corresponde a la resistencia de salida de un espejo de corriente. La expresión de la ganancia en tensión se obtiene a partir del modelo de pequeña señal de este amplificador (se desprecia h_{re}) indicado en la figura 5.10.b y su valor es

$$A_V = - \frac{h_{fe} (h_{oe1}^{-1} \parallel h_{oe2}^{-1})}{h_{ie}} \tag{5.22}$$

Las resistencias de carga en este tipo de circuitos son elevadas lo que se traduce en una alta ganancia de tensión. Por ello, con una o dos etapas amplificadoras de estas características se logran ganancias del orden de 100.000 a 1.000.000, impensable con elementos resistivos.

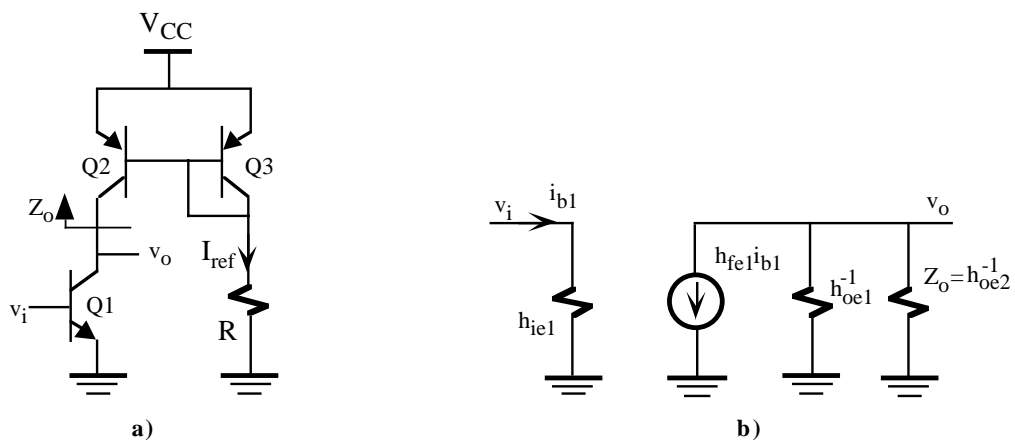


Figura 5.10. a) Amplificador en EC con carga activa. **b)** Modelo de pequeña señal.

Problemas

P5.1 Diseñar un espejo de corriente con transistores NPN y otro con transistores PNP de corrientes de salida 1mA y 0.7mA respectivamente. Dato: $h_{FE} \gg 1$.

P5.2 Calcular el valor de R de la fuente de corriente de la figura 5.1.a para que la intensidad de salida sea de 100μA. Datos: $V_{CC}=15\text{ V}$, $h_{FE} \gg 1$. Repetir el problema con $h_{FE}=10$.

P5.3 Obtener el valor de las corrientes I_{o1} , I_{o2} , I_{o3} e I_{o4} del circuito de la figura P5.3. Datos: $V_{CC}=15\text{V}$, $R=15\text{k}\Omega$, $h_{FE} \gg 1$. Proponer una modificación de este circuito que reduzca al mínimo el problema de las corrientes de polarización de base.

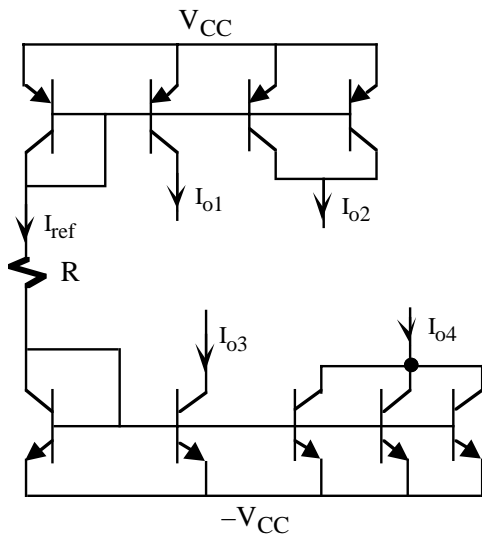


Figura P5.3

P5.4 Obtener el modelo equivalente Norton de la fuente de corriente de la figura P5.4. para ello, se ha medido experimentalmente que para $R_L=10\text{k}\Omega$ la tensión de salida $V_o=7.5\text{ V}$, y que para $R_L=50\text{k}\Omega$ se ha obtenido una $V_o=2.5\text{ V}$. Calcular aproximadamente el rango de valores de R_L para que opere el circuito correctamente. Dato: $V_{CC}=10\text{ V}$

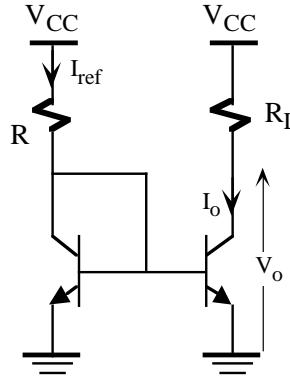


Figura P5.4

P5.5 Determinar el valor de las intensidades de salida de las fuentes de las figuras 5.4.a y 5.4.b en el caso de $N=11$. Datos: $V_{CC}=10\text{V}$, $R=23.2\text{k}\Omega$, $\beta=40$.

P5.6 Obtener la expresión que relaciona I_o e I_{ref} en el circuito de la figura P5.6.

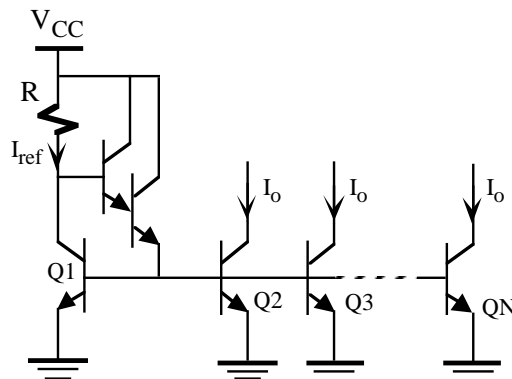


Figura P5.6

P5.7 Calcular el valor de I_o de la fuente de corriente de la figura 5.5.a. Datos: $(W/L)_1=(W/L)_2=10$, $V_T=1\text{V}$, $k=100\mu\text{A}/\text{V}^2$, $R=16\text{k}\Omega$, $V_{DD}=10\text{V}$.

P5.8 Calcular el valor de I_o del circuito de la figura P5.8.

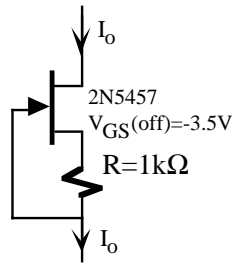


Figura P5.8

P5.9 Si en el circuito de la figura P5.9 $I_{ref}=1\text{mA}$, determinar el valor de I_{o1} e I_{o2} . Datos: $(W/L)_1=1$ $(W/L)_2=10$ y $(W/L)_3=0.1$.

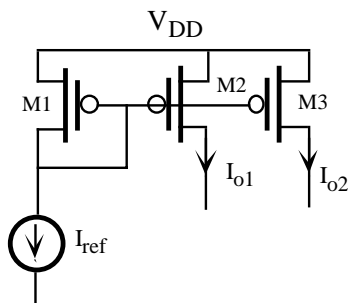


Figura P5.9

P5.10 Determinar el valor de R_E de la fuente de corriente Widlar de la figura 5.6.a para que proporcione una intensidad de salida de $10\mu\text{A}$. Datos: $V_{CC}=30\text{V}$, $R_1=29.3\text{k}\Omega$.

P5.11 Si en la anterior fuente, la intensidad que circula por R_1 es de 1mA y $R_E=5\text{k}\Omega$, calcular el valor de I_o .

P5.12 Diseñar una fuente de corriente Wilson con transistores PNP con una intensidad de salida de 0.8mA .

P5.13 Calcular el valor de I_o de la fuente de corriente de la figura 5.6.b. Datos: $(W/L)_1=(W/L)_2=10$, $V_T=1\text{V}$, $k=100\mu\text{A}/\text{V}^2$, $R_1=6\text{k}\Omega$, $R_S=330\Omega$, $V_{DD}=10\text{V}$.

P5.14 Calcular la I_o y Z_o de la fuente de corriente cascode de la figura 5.7.c si los transistores tienen unas características eléctricas similares al BC547B. Datos: $V_{CC}=10\text{V}$, $R=8.6\text{k}\Omega$.

P5.15 Obtener el valor de I_o de la fuente de bajo nivel de corriente de la figura P5.15. Despreciar las intensidades de base. $I_{ref}=0.1\text{mA}$, $R=1\text{k}\Omega$.

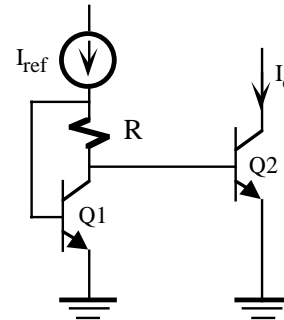


Figura P5.15

P5.16 En la figura P5.16 se muestra una fuente de corriente cascode basada en transistores NMOS, todos ellos con la misma relación geométrica $(W/L)=10$. Calcular el valor de la corriente de salida. Datos: $V_T=1\text{V}$, $k=33\mu\text{A}/\text{V}^2$, $R=13.5\text{k}\Omega$, $V_{DD}=10\text{V}$.

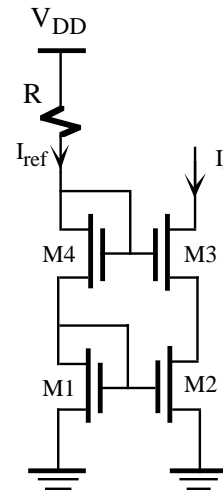


Figura P5.16

P5.17 Determinar el valor de I_o de la fuente de corriente de la figura 5.9.a. Despreciar las intensidades de base. Datos: $V_{CC}=15\text{V}$, $R_1=10\text{k}\Omega$ y $R_E=1\text{k}\Omega$.

P5.18 Repetir el problema anterior considerando que los transistores tienen una $I_S=10^{-16}\text{A}$. Despreciar las intensidades de base.

P5.19 Determinar el valor de R_2 para que la

intensidad de salida del circuito de la figura 5.9.b sea de 1mA. Despreciar las intensidades de base. Datos: $V_{CC}=15\text{ V}$, $V_Z=4\text{ V}$ y $R_1=10\text{k}\Omega$.

P5.20 Calcular el valor de I_o de la fuente de corriente independiente de la tensión de alimentación mostrada en la figura P5.20. Despreciar las intensidades de base. Datos: $V_{CC}=10\text{ V}$, $R=10\text{k}\Omega$, $V_Z=4\text{ V}$ y $N=2$.

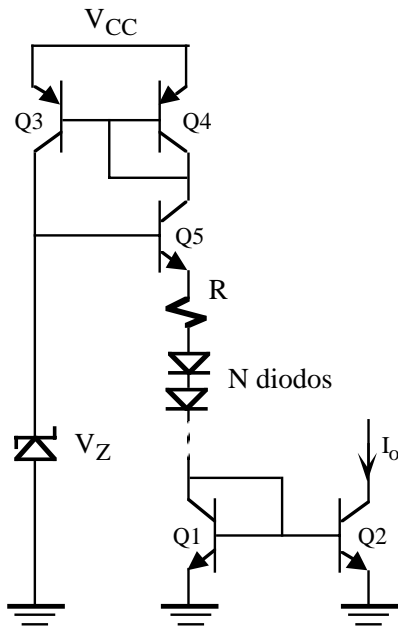


Figura P5.20

P5.21 En la fuente de corriente del problema P5.20 determinar el número máximo N de diodos que puede tener ese circuito.

P5.22 Para el amplificador multietapa con carga activa de la figura 5.22, se pide:

- Calcular las corrientes de colector de todos los transistores. Determinar el valor de la tensión en continua (V_{DC}) a la entrada de Q1 para su correcta polarización.
- Obtener el modelo de tensión equivalente del amplificador.
- Explicar la finalidad del diodo zener.

Despreciar las corrientes de base. Datos: NPN: $I_S=0.5 \cdot 10^{-15}$, $h_{oe}=1/100\text{k}\Omega$, $h_{ie}=5\text{k}\Omega$, $h_{fe}=200$; PNP: $I_S=0.7 \cdot 10^{-15}$, $h_{oe}=1/80\text{k}\Omega$, $h_{ie}=6\text{k}\Omega$, $h_{fe}=150$, $R=10\text{k}\Omega$, $V_{CC}=10\text{ V}$ y $V_Z=4\text{ V}$.

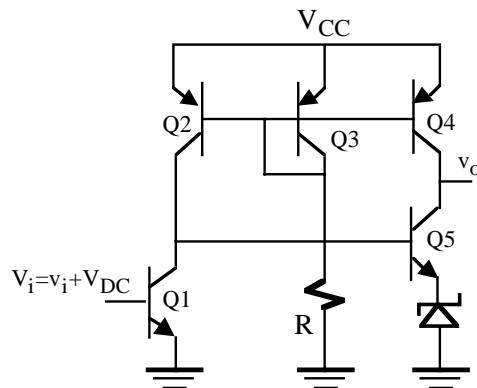


Figura P5.22

P5.23 El circuito de la figura P5.23 es una amplificador constituido por dos etapas básicas que utiliza fuentes de intensidad en su polarización. Se pide:

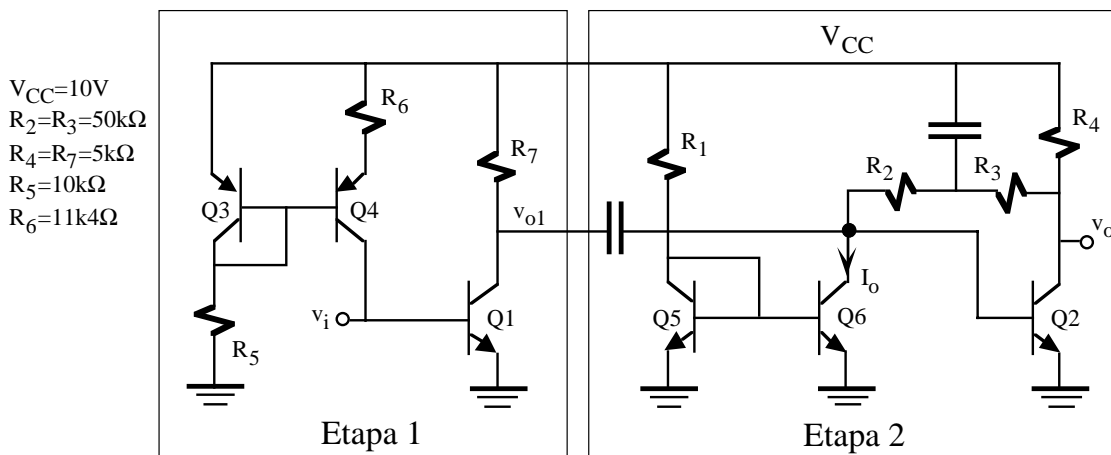


Figura P5.23

$V_{CC}=10\text{V}$
 $R_2=R_3=50\text{k}\Omega$
 $R_4=R_7=5\text{k}\Omega$
 $R_5=10\text{k}\Omega$
 $R_6=11\text{k}\Omega$

- a) Para la etapa 1:
- a.1) Calcular la I_C del transistor Q1.
 - a.2) Determinar el valor de R_5 que haga entrar al transistor Q1 en saturación.
 - a.3) Modelo equivalente en intensidad de esta etapa.
- b) Para la etapa 2:
- b.1) Calcular el valor de R_1 para que la I_B de Q2 sea de $10\mu A$.
 - b.2) Calcular el valor de I_o que haga entrar en corte al transistor Q2 .
 - b.3) ¿Existe algún valor de I_o que haga entrar al transistor Q2 en saturación?. ¿Por qué?
 - b.4) Modelo equivalente en tensión de esta etapa. Dato: $R_1=400k\Omega$.
- c) Obtener el modelo equivalente en tensión del amplificador completo a partir de los modelos calculados en a.3 y b.4.

Para todos los transistores:

NPN: $h_{FE}=100$, $V_{BE}=0.7$ V, $V_{CE(sat)}=0.2$ V,
 $h_{fe}=120$, $h_{ie}=5k\Omega$, $h_{oe}=h_{re}=0$.

PNP: $h_{FE}=80$, $V_{EB}=0.7$ V, $V_{EC(sat)}=0.2$ V,
 $h_{fe}=70$, $h_{ie}=4k\Omega$, $h_{oe}=h_{re}=0$.

