

13. Acoplamiento directo

Ing. Juan C. Bonello, Ing. Pedro Castro, Ing. Fernando Ubiría

13.1 Necesidad y concepto

En algunas aplicaciones es necesario amplificar señales que varían muy lentamente en el tiempo. Son casos típicos las señales que provienen de sensores de temperatura, sensores de presión, indicadores de posición u otros.

La cantidad de energía disponible a la salida de los sensores es generalmente baja y debe ser amplificada de modo que a la salida del amplificador tenga la amplitud suficiente para ser procesada.

Para estas aplicaciones son necesarios los llamados amplificadores de “acoplamiento directo”, descartando el acoplamiento mediante capacitor o el acoplamiento electromagnético.

El acoplamiento usando un capacitor entre etapas se denomina “acoplamiento R-C” y es frecuentemente utilizado en audio y frecuencias mayores; modifica el pasaje de la señal entre etapas cuando la velocidad de variación de la señal es lenta, fig. 1.

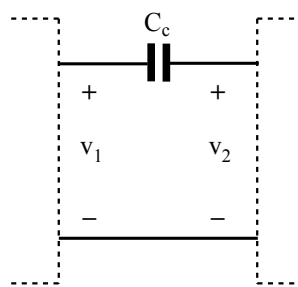
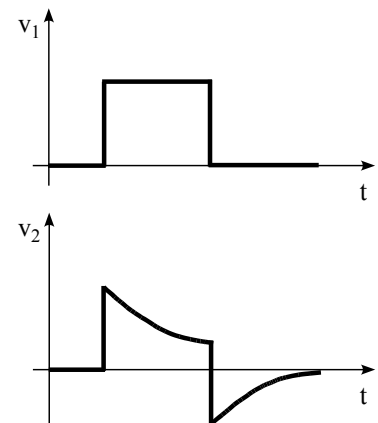


fig. 1



Ocurre un fenómeno similar en los amplificadores que involucran acoplamientos electromagnéticos (denominado “acoplamiento a transformador”).

Haciendo un ensayo con señal alterna senoidal, la característica principal de estos amplificadores es que reducen su ganancia cuando baja la frecuencia y por lo tanto se dice que “tienen ganancia cero a frecuencia cero” o “ganancia cero en continua”.

Sin entrar en discusiones filosóficas, aceptaremos estos dichos y ampliaremos diciendo que los amplificadores de acoplamiento directo, a diferencia de los mencionados anteriormente, tienen “ganancia en corriente continua”, indicándose frecuentemente su valor, fig. 2.

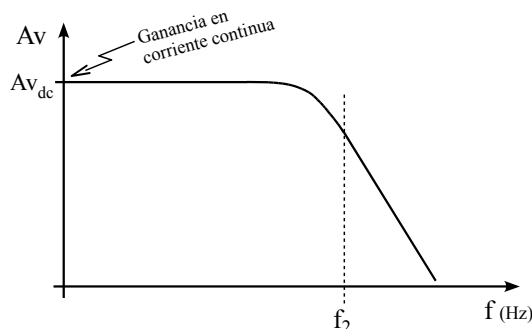


fig. 2

Problemas que se presentan en los amplificadores de continua

a) La polarización de salida de una etapa debe ser tomada en cuenta para la polarización de la entrada de la siguiente y así sucesivamente. Con un poco de ingenio y experiencia en polarización de transistores, se consigue mantener la polarización en la región activa e inmediatamente se espera construir amplificadores con varias etapas de acoplamiento directo y ganancias de tensión del orden de 1.000.

b) Con la idea en mente de un amplificador con ganancia de tensión 1.000 con transistores bipolares, consideremos el efecto de la temperatura en la etapa de entrada de la fig. 3.

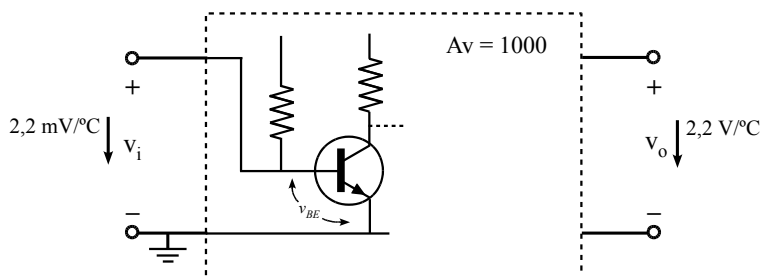


fig. 3

Recordemos que el efecto de la temperatura sobre una juntura de silicio con corriente constante, es la reducción de 2,2 milivolts (valor aproximado) por grado en la tensión en la juntura. Para el caso de nuestro amplificador, la variación de la salida será de 2,2 volts por grado.

En la práctica el punto de polarización de salida resultará incontrolable, saliendo y entrando en la región activa según varíe la temperatura.

Un análisis similar se puede hacer considerando pequeñas variaciones de la fuente de alimentación.

c) Además, como el lector ya habrá advertido, la polarización de entrada y salida del amplificador no es “cero”, lo que resulta inconveniente.

Cuando se requieran ganancias de tensión relativamente bajas, que involucren el acoplamiento directo de a lo sumo tres dispositivos, se pueden incluir en el circuito de polarización elementos de compensación de temperatura.

En cambio, para obtener una ganancia de tensión elevada, la solución pasa por la utilización de configuraciones simétricas.

13.2 Amplificadores de corriente continua

Amplificador con FET

En el circuito de la fig. 4, la compuerta de Q_2 está conectada directamente al drenaje de Q_1 . La tensión de la fuente de alimentación deberá ser mayor que la suma de las tensiones V_{DS} de los FET que componen la cadena amplificadora. Además R_{S2} tendrá un valor alto, lo cual introducirá una fuerte realimentación negativa.

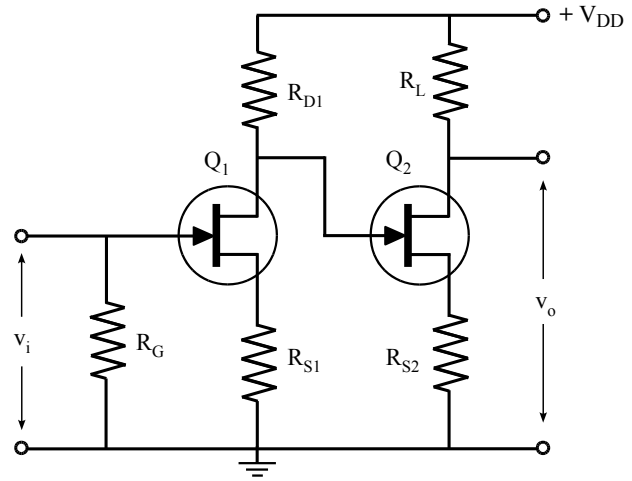


fig. 4

$$V_{RS2} = V_{RS1} + V_{DS1} + |V_{GS2}| \quad (1)$$

$$V_{D2} = V_{RS2} + V_{DS2} > V_{DS1} + V_{DS2} \quad (2)$$

El empleo de la fuente de alimentación negativa $-V_{GG}$ y del divisor de tensión formado por R_1 y R_2 como se ve en el circuito de la fig. 5, permite reducir los valores de $+V_{DD}$ y de R_{S2} . Al calcular la A_v , se deberá tener en cuenta que el divisor de tensión que forman R_1 y R_2 introducirá una atenuación de la señal igual a $R_2 / (R_1 + R_2)$

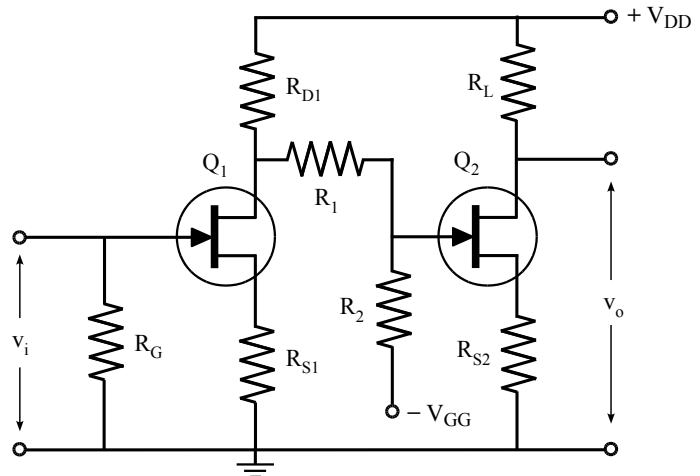


fig. 5

$$V_{GS2} = \frac{(V_{D1} + V_{GG})R_2}{R_1 + R_2} - V_{GG} - V_{RS2} \quad (3)$$

Amplificador con BJT

Al igual que en el circuito de la fig. 4, el circuito de la fig. 6 tiene la desventaja de que la tensión de la fuente de alimentación deberá ser mayor que la suma de las tensiones V_{CE} de los transistores acoplados directamente que componen el amplificador. Este efecto se puede contrarrestar utilizando alternadamente transistores NPN y PNP en la cadena amplificadora, tal como se ve en la fig. 7.

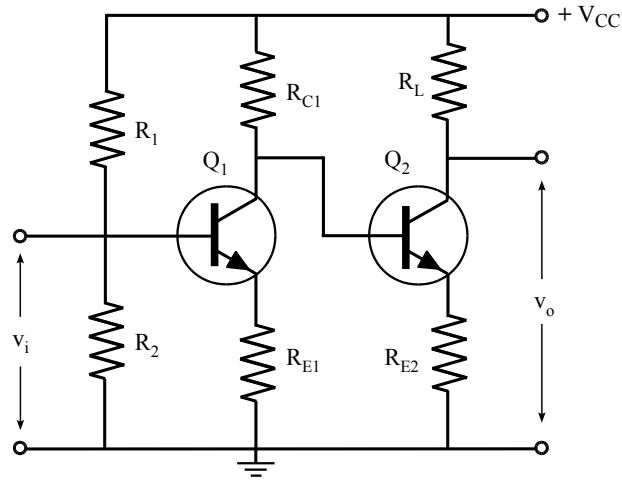


fig. 6

$$V_{C2} = V_{E2} + V_{CE2} \approx V_{C1} + V_{CE2} \quad (4)$$

Hasta ahora hemos supuesto que podemos acoplar etapas directamente de modo indefinido, pero en general no es posible acoplar directamente más de 2 o 3 transistores. Cualquier factor que provoque un desplazamiento del punto de polarización de una etapa, por ejemplo a causa de variaciones en la tensión de alimentación o de un cambio de temperatura, no se podrá distinguir de la señal de entrada. Los efectos de I_{CO} se hacen sentir principalmente a temperaturas

medias y altas, en tanto que a temperaturas bajas y medias se debe tener en cuenta la sensibilidad de V_{BE} a la temperatura. Es de hacer notar que el empleo en cascada de transistores del mismo tipo, NPN o PNP, conduce a una cierta cancelación de los efectos de I_{CO} y de V_{BE} , en tanto que alternando transistores NPN y PNP, los efectos de I_{CO} son aditivos¹.

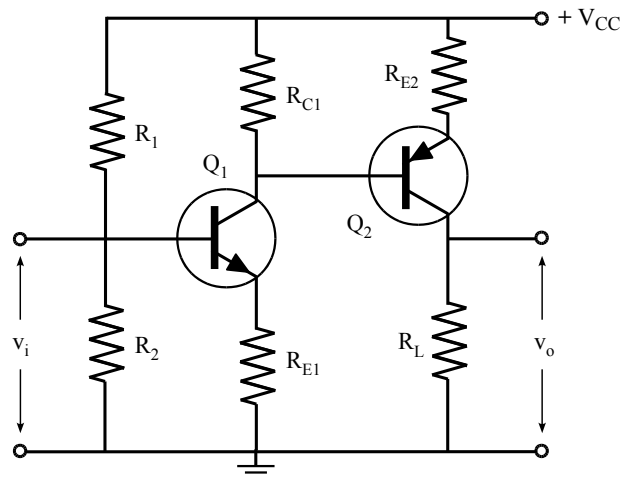


fig. 7

$$\begin{aligned} V_{C1} = V_{B2} &\approx V_{E2} = V_{C2} + |V_{CE2}| \\ \Rightarrow V_{C2} &\approx V_{C1} - |V_{CE2}| \end{aligned} \quad (5)$$

¹ Phillip Cutler, Análisis de Circuitos con Semiconductores, cap. 6-6

Tensión de salida “cero”

Cuando se requiere que la tensión de salida tome valores positivos y negativos con respecto a tierra, o sea que la tensión de salida en reposo con respecto a tierra sea 0 Volt, se recurre al uso de una fuente de alimentación dividida, fig. 8.

Estabilización de la polarización

La polarización de los dispositivos depende de la fuente de alimentación y de la temperatura. Las variaciones de tensión de fuente y de temperatura de los dispositivos provocarán variaciones de la tensión de salida del amplificador. La señal de entrada, amplificada; se suma a estas variaciones. Para hacer un modelo de esto, consideraremos que se suman las dos señales no deseadas a la señal amplificada. La solución para extraer la señal amplificada es restar las otras dos señales que la interfieren. Desde el punto de vista práctico, la resta siempre dejará un residuo y por lo tanto se conoce a este proceso como compensación.

Todo amplificador tendrá variaciones de salida no deseadas y a

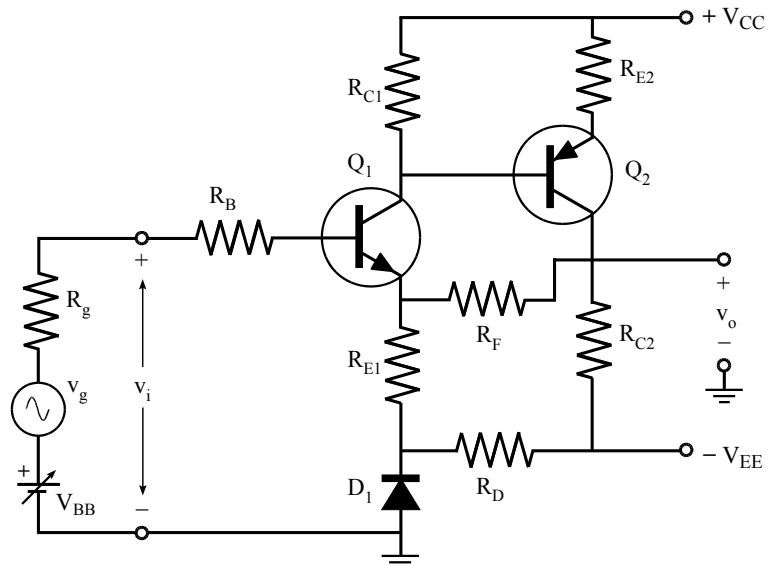


fig. 8

$$V_{BB} = I_{B1}(R_g + R_B) + V_{BE1} + I_{E1} \cdot R_{E1} - V_{D1} \quad (6)$$

fin de compararlas con la señal, se hace el cociente entre señal e interferencia.

Es conveniente dividir la interferencia entre la ganancia del amplificador y comparar con la señal a amplificar. A partir del resultado de esta comparación, se decide si el amplificador se puede usar para la aplicación requerida.

Se describen a continuación algunos circuitos en los que se obtiene compensación de temperatura y compensación de fuente de alimentación.

En la fig. 8, las variaciones de V_{BE1} se compensan mediante el diodo D_1 , cuyo coeficiente de temperatura idealmente será similar al de Q_1 . R_D polariza directamente a D_1 , el cual presentará una resistencia dinámica despreciable. La ec. (6)

es la ecuación de la malla de entrada para corriente continua. Vemos que I_{C1} será menos sensible a las variaciones de temperatura, ya que V_{BE1} y V_{D1} varían de la misma forma.

La resistencia R_F conforma un lazo de realimentación negativa que, además de aumentar la estabilidad de la polarización, sirve para fijar la ganancia.

Las fuentes de alimentación deben estar muy bien reguladas con respecto a las variaciones de carga, de línea y de temperatura, ya que cualquier variación de tensión sufrida en el sistema será amplificada por el mismo, pudiendo llegar a predominar el ruido sobre la señal.

Amplificador equilibrado

Sí en cada etapa se usan dos elementos activos en lugar de uno, se pueden cancelar o al menos disminuir muchos de los efectos del corrimiento de la polarización. El circuito de la fig. 9 se conoce como *amplificador equilibrado*. Suponiendo que ambos transistores y demás elementos son idénticos, sí la tensión de alimentación varía, las tensiones de

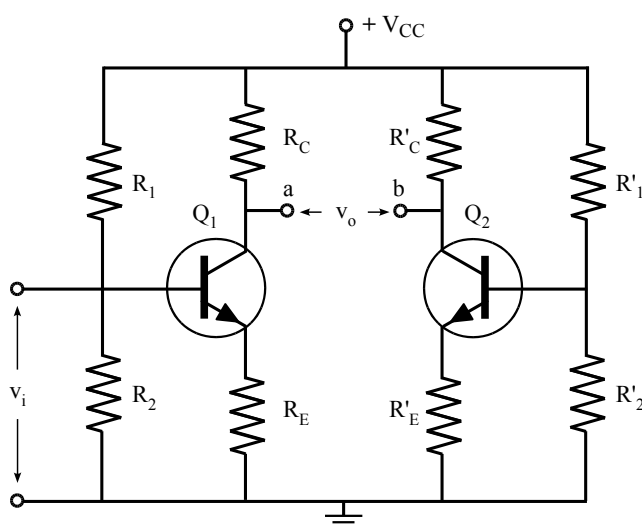


fig. 9

colector de ambos transistores variarán igualmente y no habrá cambios en la tensión de salida v_o . Del mismo modo, no habrá variaciones en la tensión de salida a consecuencia de las variaciones térmicas ni de cualquier otra variación *suponiendo que las variaciones en las dos mitades del circuito sean iguales*. Para ello, se deben escoger los transistores de modo que sean tan iguales como sea posible y se los debe montar muy próximos entre sí para que estén a la misma temperatura. Las siguientes etapas del amplificador también deben ser equilibradas, conectando una base al punto *a* y la otra al punto *b*.

La tendencia a que los puntos *Q* se corran aún existe, pero esta desviación ya no aparece como una señal de salida.

13.3 Amplificadores de a-c con acoplamiento directo

A veces, en los amplificadores de a-c se acoplan algunas etapas directamente. En estos casos se puede derivar toda o parte de la R_E mediante un capacitor, obteniendo así una ganancia alta para corriente alterna. El acoplamiento directo evita la distorsión de frecuencia y fase debida a los capacitores de acoplamiento. Esto es una ventaja en los amplificadores con lazos de realimentación negativa entre las etapas porque, al evitar el corrimiento de fase, aumenta su estabilidad contra las oscilaciones.

El circuito de la fig. 10 por ejemplo, es utilizado a veces en audiofrecuencias como amplificador con alta impedancia de entrada y bajo nivel de ruido.

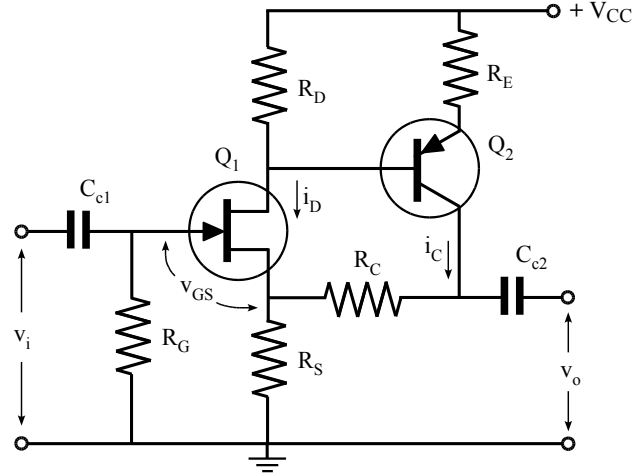


fig. 10

Calcularemos las componentes alternas i_D e i_C , aproximando

$$V_{GSQ} = -R_S(I_{DQ} + I_{CQ}) \quad (7)$$

i_D si $r_d \gg (R_D // Z_{i2})$, ec. (8):

$$i_D = \frac{g_m \cdot r_d \cdot v_{GS}}{r_d + (R_D // Z_{i2})} \approx g_m \cdot v_{GS}, \quad i_C = h_{fe} \frac{i_D \cdot R_D}{R_D + Z_{i2}} \quad (8)$$

donde Z_{i2} es la impedancia

$$Z_{i2} = h_{ie} + R_E(h_{fe} + 1) \quad (8a)$$

de entrada de Q_2 que está dada por la ec.(8a):

$$v_i = v_{GS} + R_S(i_D + i_C) \quad (8b)$$

Las tensiones de entrada y de salida v_i y v_o

$$v_o = i_C(R_S + R_C) + i_D \cdot R_S \quad (8c)$$

del amplificador en frecuencias medias son:

Sustituyendo las ecuaciones (8) en las ec. (8b) y (8c) y haciendo luego el cociente de las mismas,

$$\text{obtenemos la ganancia en} \quad A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{h_{fe} \cdot g_m (R_D // Z_{i2}) (R_S + R_C) + g_m R_S Z_{i2}}{Z_{i2} + [g_m Z_{i2} + h_{fe} \cdot g_m (R_D // Z_{i2})] R_S} \quad (9)$$

frecuencias medias, ec. (9):

Acoplando directamente Q_1 con Q_2 , se evita la disminución de la ganancia y el corrimiento de fase en baja frecuencia que causaría un tercer capacitor de acoplamiento situado entre ambos.

En el caso particular en que además se cumpla que $Z_{i2} \ll R_D$, tendremos que:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{h_{fe} \cdot g_m (R_S + R_C)}{1 + h_{fe} \cdot g_m \cdot R_S} \quad (10)$$

Ejemplo

Proyectar un amplificador usando el circuito de la fig. 8, de modo que en reposo $v_o = 0$ V y que al variar la señal de entrada v_i entre ± 50 mV varíe la salida v_o entre ± 1 V

Q1 – Silicio, $h_{ie} = 8,7$ K, $h_{fe} = 600$, $h_{oe} = 20$ μ S, $h_{FE} = 500$

Q2 – Silicio, $h_{ie} = 8$ K, $h_{fe} = 500$, $h_{oe} = 25$ μ S, $h_{FE} = 300$

Elegiremos $I_{CQ1} \gg I_{BQ2}$ y para simplificar los cálculos, se asumirá en principio que la corriente a través de R_F tiene un efecto despreciable. Usaremos una fuente dividida simétrica con $V_{CC} = +5$ V y $V_{EE} = -5$ V, sobre R_{C2}

$$\Rightarrow R_{C2} = \frac{|V_{EE}|}{I_{CQ2}} = \frac{5 \text{ V}}{1,85 \text{ mA}} \approx 2,7 \text{ K}$$

habrá en reposo 5 V, escogemos $I_{CQ2} = 1,85$ mA

Necesitamos $A_v = 1 \text{ V} / 50 \text{ mV} = 20$. Q_2 amplificará todo corrimiento que tenga Q_1 , por lo que es conveniente que A_{v2} no sea muy grande, escogemos un valor entre -2 y -3, lo cual

cumplimos eligiendo $R_{E2} = 1,2$ K $\Rightarrow V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ2} \cdot R_{E2} = 5 \text{ V} - 1,85 \text{ mA} \cdot 1,2 \text{ K} = 2,78 \text{ V}$

Elegimos $I_{CQ1} = 200$ μ A

$$\Rightarrow R_{C1} = \frac{V_{RE2} + V_{BEQ2}}{I_{CQ1}} = \frac{1,85 \text{ mA} \cdot 1,2 \text{ K} + 0,7 \text{ V}}{200 \mu \text{ A}} \approx 15 \text{ K}$$

Se debe suministrar a D_1 suficiente

corriente como para que caigan sobre él 0,7 V, se escoge experimentalmente $R_D = 180$ Ω

Por el bajo valor de I_{CQ1} , $V_{BEQ1} \approx 0,6$ V y

$$\Rightarrow R_{E1} = \frac{V_{D1} - V_{BEQ1}}{I_{CQ1}} = \frac{0,7 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{200 \mu \text{ A}} \approx 560 \Omega$$

para que $R_B \ll Z_{i1}$ y atenúe poco, $V_{B1} \approx 0$ V

$Z_{i1} = h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)R_{E1} = 8,7 \text{ K} + 601 \cdot 560 \Omega = 345 \text{ K} \Omega$ por lo que elegimos $R_B = 10 \text{ K} \ll Z_{i1}$

La fuente de señal deberá suministrar también la tensión de polarización V_{BB}

$$\Rightarrow V_{BB} = I_{BQ1} \cdot R_B = \frac{200 \mu \text{ A}}{600} 10 \text{ K} = 3,33 \text{ mV}$$

La atenuación A_{v0} en la entrada será:

$$A_{v0} = \frac{Z_{i2}}{R_B + Z_{i2}} = \frac{345 \text{ K}}{10 \text{ K} + 345 \text{ K}} = 0,97$$

R_{C1} no es mucho menor que $1/h_{oe1}$,

$$Z_{i2} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1)R_{E2} = 8 \text{ K} + 501 \cdot 1,2 \text{ K} \Omega = 609 \text{ K}$$

por lo que para calcular

$$A_{v1} \text{ debemos hallar } A_{i1} : A_{i1} = \frac{h_{fe1}}{1 + h_{oe1}[(R_{C1} // Z_{i2}) + R_{E1}]} = \frac{600}{1 + 20 \mu \text{ S}[15 \text{ K} // 609 \text{ K} + 560]} = 460$$

y como

$$\text{resultado } A_{v1} = \frac{-A_{i1}(R_{C1} // Z_{i2})}{Z_{i1}} = \frac{-460 \cdot 14,64 \text{ K}}{345 \text{ K}} = -19,5 \quad A_{v2} \approx \frac{-R_{C2}}{R_{E2}} = \frac{-2,7 \text{ K}}{1,2 \text{ K}} = -2,25$$

La A_v sin considerar la realimentación por R_F es:

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = -19,5 \cdot (-2,25) \approx 44$$

Considerando A_{v0} , queremos que el amplificador

$$A_{v_{IT}} = A_{v_f} \cdot A_{v0} = 20 \Rightarrow A_{v_f} = 20,6$$

incluyendo la realimentación por R_F tenga una A_{v_f} :

En un amplificador de tensión

con realimentación negativa:

$$A_{v_f} = \frac{A_v}{1 + B \cdot A_v} \Rightarrow B = \frac{A_v - A_{v_f}}{A_v \cdot A_{v_f}} = \frac{44 - 20,6}{44 \cdot 20,6} = 0,0258$$

La ganancia del lazo de realimentación está dada por el divisor de tensión $R_F - R_{E1}$

$$B = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F} \Rightarrow R_F = \frac{R_{E1}(1-B)}{B} = \frac{560 \Omega (1-0,0258)}{0,0258} = 21,15 K$$

Al ensayar el prototipo, se ajustó $R_F = 23,5 K$ para obtener la $Av_{IT} = 20$ requerida y se midieron en reposo los valores presentados en la tabla.

$$\begin{aligned} I_{CQ1} &= 210 \mu A, & I_{CQ2} &= 1,94 mA \\ V_{CEQ1} &= 2,68 V, & V_{CEQ2} &= 2,755 V \\ V_{BEQ1} &= 0,58 V, & V_{BEQ2} &= 0,643 V \end{aligned}$$

13.4 Par Darlington¹

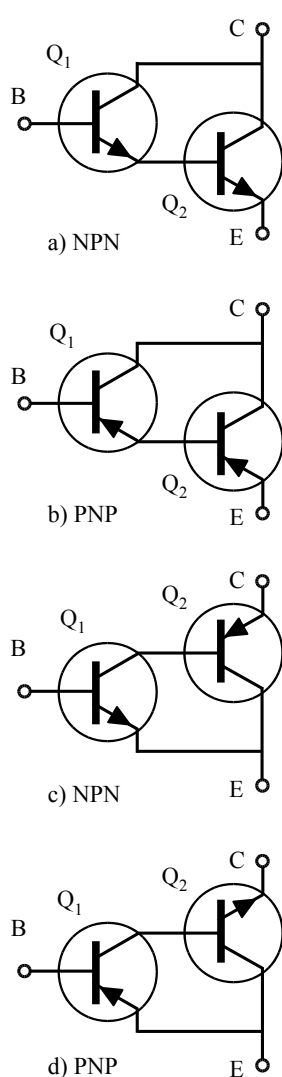


fig. 11

La principal característica de los circuitos de la fig. 11 es la alta ganancia de corriente y en consecuencia la alta impedancia de entrada. $i_C = i_{C1} + i_{C2}$, $i_{C1} = \beta_1 i_B$

Examinando los circuitos

a) y b) podemos escribir: $i_{E1} = (\beta_1 + 1) i_B$, $i_{C2} = \beta_2 i_{E1}$

$$\Rightarrow i_C = \beta_1 i_B + (\beta_1 + 1) \beta_2 i_B \Rightarrow \beta_T \approx \beta_1 \beta_2 \quad (11)$$

Se obtiene así un transistor, NPN o PNP, cuyo β total es nominalmente el producto de ambos β . La ganancia real de corriente suele ser menor, ya que el h_{oe} de Q_1 a menudo no será despreciable frente a la impedancia efectiva reflejada en su emisor por Q_2 . Tenemos además que $V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$, en tanto que la tensión de saturación será mayor que con un sólo transistor, pues $V_{CE2} = V_{CE1} + V_{BE2}$. Como Q_1 no puede inhibir activamente la corriente de base de Q_2 esto empeora el tiempo de corte, por ello se suele colocar una resistencia de algunos cientos de ohms entre base y emisor de Q_2 , a fin de ofrecer un camino de descarga a la carga acumulada en la juntura base-emisor.

El circuito de las fig. 11c y d se llama Par Sziklai² y se comporta en forma similar al Par Darlington, en este

caso tenemos que:

$$V_{BE} = V_{BE1}, \quad i_C = \beta_1 i_B + \beta_1 \beta_2 i_B \Rightarrow \beta_T \approx \beta_1 \beta_2 \quad (12)$$

¹ Sidney Darlington (1906 - 1997), ingeniero de los Bell Laboratories

² George Sziklai (1909 - 1998), ingeniero húngaro

Hasta ahora no hemos considerado la corriente que drena el divisor de tensión

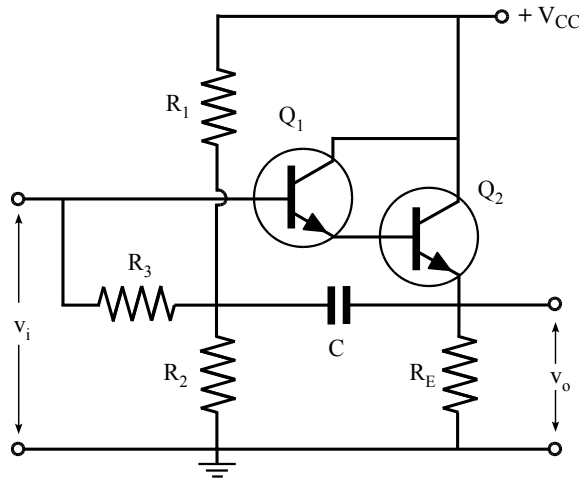


fig. 12

de base, el cual reduce la impedancia de entrada. Para resolver el problema recurrimos al circuito de la fig. 12. Aplicando el TM de Miller, vemos que la red de polarización R_1 , R_2 y R_3 presenta una resistencia equivalente de entrada

$$R_{ieq} = \frac{R_3}{1 - A_v} \quad (13)$$

de valor:

la cual como $A_v \approx 1$ es muy grande

La resistencia equivalente entre emisor y tierra estará dada por la ec. (14), siendo su efecto despreciable.

$$R_{oeq} = \frac{R_3 \cdot A_v}{A_v - 1} \quad (14)$$

13.5 Diafonía

En el inicio de las comunicaciones, el circuito de telegrafía se construyó usando un conductor sobre postes y la tierra como segundo conductor.

El uso de múltiples circuitos telegráficos y su evolución a circuitos telefónicos, reveló una inconveniencia: La conversación telefónica de una pareja de interlocutores podía ser escuchada con mayor o menor claridad desde otra línea. Se le llamó a éste fenómeno *crosstalk*.

También por el mismo motivo, molestaba la acción de incansables telegrafistas que provocaban chasquidos sobre la comunicación.

Diafonía o *crosstalk* son términos usados para indicar la interacción entre dos circuitos que debieran ser independientes y que se observó a partir de la primeras comunicaciones de voz (fonía). El concepto se ha extendido y no refiere solo a comunicaciones de voz.

Se proponen en este texto algunos modelos sencillos que explican la diafonía.

Línea balanceada y no balanceada

Las líneas son balanceadas o no balanceadas, según su construcción física.

Se dice que la línea es no balanceada, cuando los conductores que conectan transmisor y receptor son claramente diferentes entre si.

Si por el contrario, durante la construcción de la línea se pretende que los conductores sean iguales en todo su recorrido, se trata de una línea balanceada.

Las diferencias entre conductores, inevitables en la construcción; se conocen como desbalance de la línea.

Como ejemplo; son líneas balanceadas los pares de cobre telefónicos, mientras que un conductor con malla es una línea no balanceada.

13.5.1 Diafonía en líneas no balanceadas con retorno a tierra

Vínculo resistivo.

En el modelo de la figura 13 se simbolizan los transmisores como generadores y los receptores como resistencias. Los transmisores comparten el punto de tierra, que se encuentra distante del punto de tierra de los receptores, con resistencia R_T entre los 2 puntos de tierra. Con este modelo se encuentra la razón de la diafonía entre dos circuitos telefónicos que utilizan tierra como conductor común.

El modelo también expone el error que se introduce en circuitos de instrumentación cuando no se elige el punto de toma de tierra en forma adecuada.

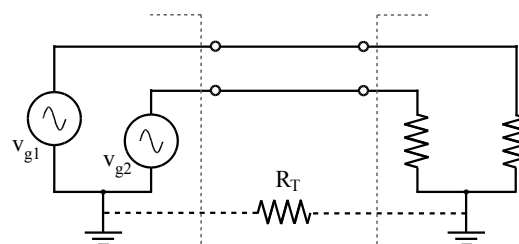


fig. 13

Vínculo capacitivo

La figura 14 concentra en el condensador C_M la capacidad distribuida entre los conductores de ambas líneas.

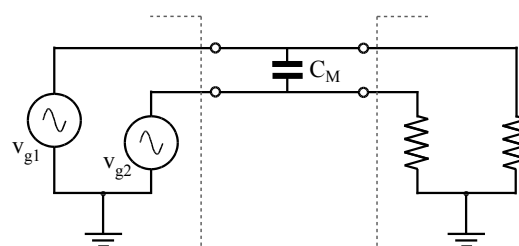


fig. 14

Vínculo inductivo

La figura 15 hace referencia a la inductancia mutua entre los conductores, mientras que la figura 16 considera el efecto de la inductancia que presenta la tierra.

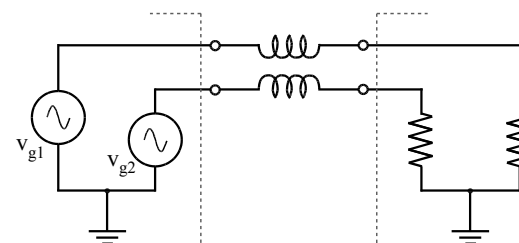


fig. 15

Los 4 esquemas pretenden explicar los efectos en forma independiente, utilizan constantes concentradas y son útiles en forma descriptiva.

A continuación citaremos algunos ejemplos que tienen sólo aplicación didáctica.

i) Un conductor corre paralelo a una línea de tensión de 220V/50Hz contra tierra, según fig. 17a. Entre ambos conductores hay una capacidad de 100 pF.

Calcular la tensión desarrollada a la entrada de un osciloscopio conectado como se muestra en el dibujo.

En el circuito equivalente de la fig. 17b vemos que la capacidad distribuida C_M y la impedancia de entrada del osciloscopio forman un divisor de tensión, por lo que a la entrada del mismo tendremos una tensión senoidal de 50 Hz cuya amplitud será:

$$V_{osc} = \frac{V_{red}(R_i // -jX_{Ci})}{-jX_{CM} + (R_i // -jX_{Ci})} = \frac{220V(1M // -j63,7M)}{-j31,8M + (1M // -j63,7M)} \approx \frac{220V \cdot 1M}{-j31,8M} = j6,9V$$

ii) Una línea trifásica de alta tensión de 100 kV tiene una capacidad de 100 pF entre conductores y de 50 pF entre cada conductor y tierra, según muestra la fig. 18a. Los 3 conductores se desconectan de la carga y 2 conductores se desconectan del generador. Calcular la tensión en las líneas desconectadas.

En el circuito equivalente de la fig. 18b vemos que para cada línea desconectada, la capacidad entre líneas y la capacidad entre línea y tierra forman un

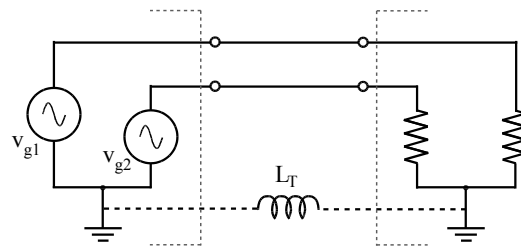
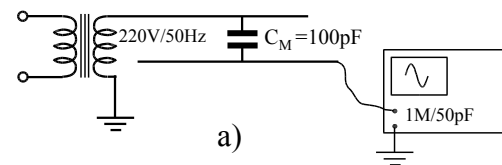
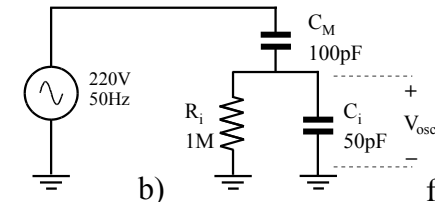


fig. 16

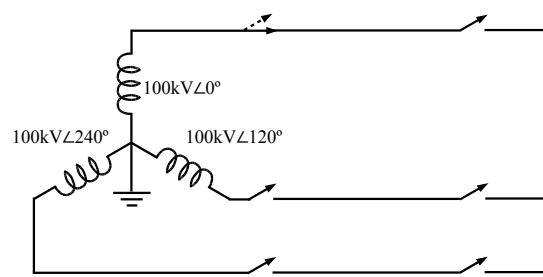


a)

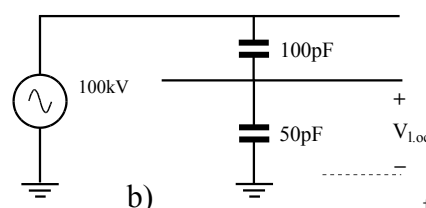


b)

fig. 17



a)



b)

fig. 18

divisor de tensión. La tensión presente entre cada línea desconectada y tierra $V_{l.oc}$ será:

$$V_{l.oc} = \frac{100kV(1/j\omega 50pF)}{1/j\omega 100pF + 1/j\omega 50pF} = 66,7kV$$

Por seguridad, para trabajar en líneas de alta tensión se debe:

- Abrir con corte visible todas las fuentes de tensión
- Enclavar o bloquear los aparatos de corte
- Verificar la ausencia de tensión, el técnico usará pértiga y aislamiento
- Poner a tierra y en cortocircuito la sección de línea protegida
- Delimitar la zona de trabajo mediante señales de seguridad

iii) Una línea de transporte de energía de 50 Hz tiene una corriente de 200A. Otra línea igual a la anterior, puesta a tierra en ambos extremos, tiene una inductancia de 1 mH y tiene un acoplamiento magnético de $k = 0,01$.

Calcular la corriente por las puestas a tierra.

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2} = 0,01\sqrt{10^{-3}H \cdot 10^{-3}H} = 10\mu H$$

$$j\omega M \cdot I_p = j314 \cdot 10 \times 10^{-6}H \cdot 200A = j0,628V$$

$$I = \frac{j\omega M \cdot I_p}{j\omega L} = \frac{j0,628V}{j0,314\Omega} = 2A$$

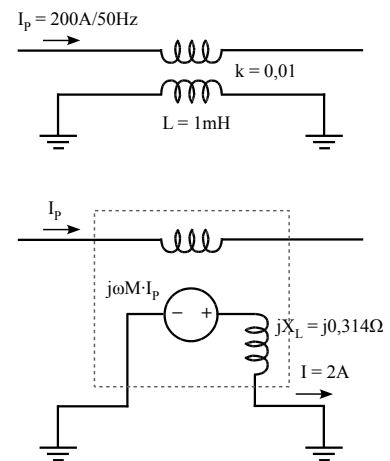


fig. 19

A través de las puestas a tierra circulará entonces una corriente de 2 A.

iv) Una fuente de alimentación y un circuito de datos comparten el conductor de tierra, el cual tiene una inductancia de 0,2mH según muestra la fig. 20. Determinar la señal que introduce sobre el circuito de datos la variación de corriente indicada:

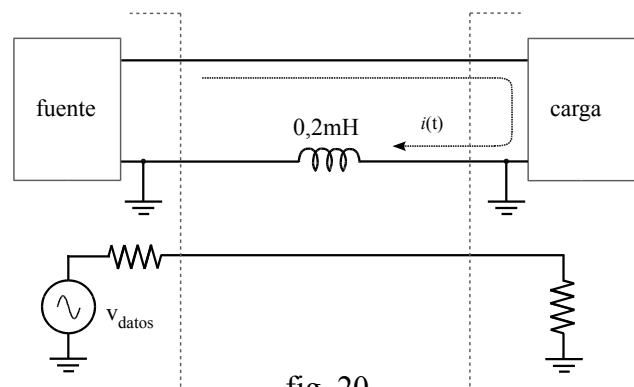
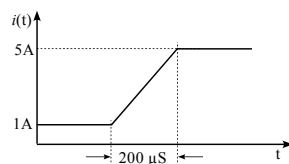


fig. 20

$$v_L = L \frac{\Delta i(t)}{\Delta t} = 0,2mH \frac{4A}{200 \times 10^{-6}S} = 4V$$

En el conductor de tierra, entre las dos conexiones comunes a tierra a ambos extremos del mismo, se induce entonces un pulso positivo de tensión de 4 V de amplitud y 200 μ S de duración. Debido al conductor de tierra compartido, este pulso también estará presente en el circuito de datos e interferirá con su funcionamiento.

Las primeras comunicaciones telefónicas se establecieron con líneas no balanceadas usando tierra como conductor común. Esto dejó patente la mayor limitación de las líneas no balanceadas: Cuando se establecían comunicaciones distantes y con trayectos comunes, una comunicación establecida por una línea también podía ser escuchada desde otra.

Con el fin de reducir éste fenómeno, que se denominó *diafonía*, se intentaron varias soluciones entre las que destacamos: La reducción de la resistencia de tierra, la separación de los conductores para reducir el acoplamiento inductivo y capacitivo y el uso de malla metálica individual para cada conductor.

El lector encontrará la justificación para éstas soluciones en el modelo propuesto y en los ejemplos citados anteriormente.

En éste punto hagamos una reflexión: Las soluciones que hoy nos parecen triviales a la luz del modelo, no lo eran para los pioneros de la telefonía, pues ellos no disponían del modelo sino que lo desarrollaron.

El modelo de un sistema; cualquiera sea; permite un abordaje rápido y cómodo del análisis y síntesis de éste frente a las señales.

Sin perder de vista que el modelo pierde vigencia cuando los resultados calculados se apartan de los reales, se introduce a continuación el modelo de análisis de la diafonía en líneas balanceadas.

13.5.2 Diafonía en líneas balanceadas

En la construcción de las líneas balanceadas se pretende que los dos conductores sean iguales y que ambos tengan la misma relación con el universo eléctrico que las rodea. Si los conductores son iguales, cualquier interferencia se inducirá por igual en ambos conductores, cancelando su efecto. De la misma forma, ambos conductores cancelan su efecto sobre otros conductores próximos.

El desbalance de la línea, la expone a recibir y generar interferencia sobre otras. La diferencia entre conductores provoca diafonía y la principal diferencia

es la distancia de cada conductor con otros conductores de líneas próximas. El torneado característico de las líneas balanceadas pretende reducir las diferencias entre los vínculos de ambos conductores con el resto del entorno físico.

Aquí debemos advertir al lector que el desbalance de una línea no depende sólo de la línea, también intervienen el generador y la carga.

Se propone a continuación en la fig. 21b un modelo gráfico en el cual cada una de las líneas se representa como un par de puntos, tal como si fuera un corte perpendicular al recorrido de las líneas. El vínculo entre las líneas lo definen las impedancias Z_M de cada conductor con respecto a los otros dos conductores de la otra línea. Al completar el modelo con un generador en una línea y la carga en la otra línea; la red resultante se reconoce como “red puente”.

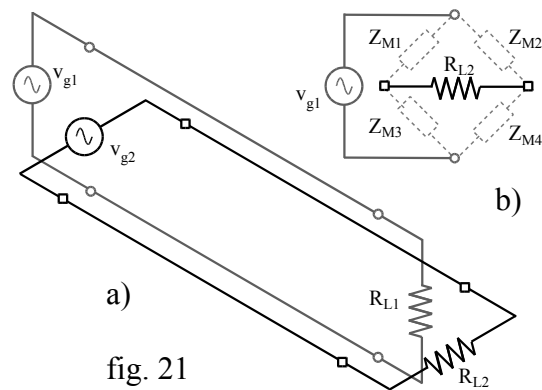


fig. 21

Para describir el balance de una línea es conveniente utilizar como conductor externo la tierra y referirse al equilibrio de impedancias respecto a tierra. Todo esfuerzo por mantener una línea equilibrada debe considerar la conexión de los extremos, donde también se deben considerar las impedancias de cada extremo del generador y de la carga respecto a tierra.

Como ejemplo, consideremos una línea de 2 conductores que tiene contra otra línea no balanceada las capacidades que se indican en la fig. 22a. Calcular la tensión que genera sobre la línea L_1 , con y sin la carga de 600Ω conectada, el generador de $10V/50\text{ Hz}$ de la línea L_2 .

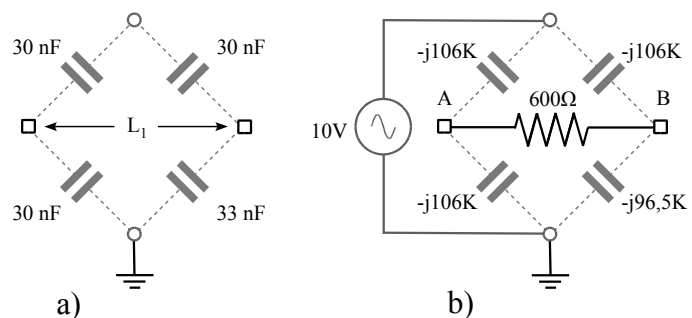


fig. 22

En la fig. 22b hemos calculado las reactancias de las 4 capacidades a 50 Hz y aplicado el modelo. La tensión entre los nodos A y B con la carga desconectada $V_{AB} = V_A - V_B$ es simplemente la diferencia entre dos divisores de tensión:

$$\text{Sin la carga: } V_{AB} = \frac{10 \text{ V}(-j106\text{K})}{-j106\text{K} - j106\text{K}} - \frac{10 \text{ V}(-j96,5\text{K})}{-j106\text{K} - j96,5\text{K}} = 235 \text{ mV}$$

Para calcular V_{AB} con la carga conectada, lo más práctico es aplicar el Teorema de Thevenin entre A y B.

Ya conocemos la tensión V_{AB} en circuito abierto y Z_{Th} será:

$$Z_{Th} = (-j106\text{K} // -j106\text{K}) + (-j106\text{K} // -j96,5\text{K}) = -j103,5\text{K}$$

$$\text{Con la carga conectada: } V_{AB} = \frac{235 \text{ mV} \cdot 600 \Omega}{600 \Omega - j103,5\text{K}} = 1,36 \text{ mV} \angle 89,7^\circ$$

Siempre que se analice el comportamiento de una línea balanceada, es conveniente considerar que la señal que se aplica estará constituida por una señal diferencial v_d y otra común a ambos conductores v_c . Las señales se llaman *señal diferencial* y *señal de modo común*. El modelo para el análisis de redes con señales diferenciales debe incluir la señal de modo común v_c según se indica en la fig. 23.

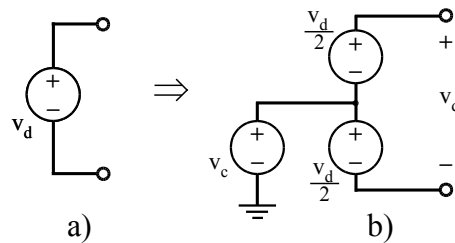


fig. 23

Para el tratamiento de las señales diferenciales es fundamental no desbalancear la línea, tanto en el generador como en la carga. La necesidad de amplificar estas señales llevó en sus orígenes al uso de transformadores, con los que se transformaba la señal balanceada en una señal no balanceada, fig. 24. Esta red no permite el pasaje de la componente continua y tiene un ancho de banda limitado, debido a las componentes reactivas.

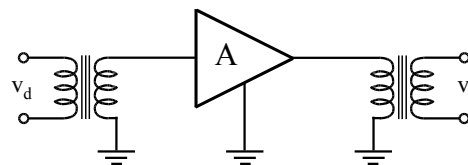


fig. 24

La amplificación de una señal diferencial involucra el uso de 2 amplificadores, fig. 25, que de ser idénticos cancelan la señal de modo común.

Se resuelve de ese modo también el principal problema de los amplificadores de acoplamiento directo, ya que ambos amplificadores varían por igual con la

temperatura y la fuente de alimentación, logrando además que tanto la entrada como la salida tengan nivel “cero”.

La imposibilidad de obtener **idénticos** en cualquier orden práctico que se proponga, nos lleva a afirmar que los problemas descritos se presentarán en todos los sistemas.

Hacemos notar que la señal de entrada al sistema amplificador es v_d y la señal de salida es v_o , ambas diferenciales. A pesar de que la señal de entrada es v_d , a la salida aparecerá además una componente debida a v_c :

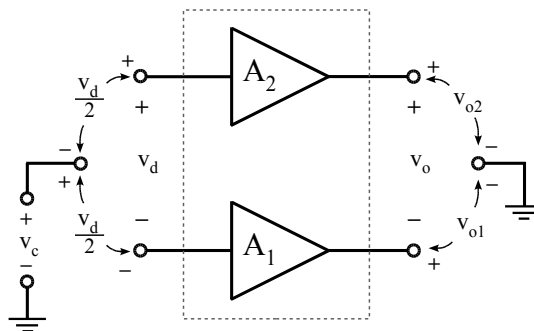


fig. 25

$$v_o = v_{o2} - v_{o1} = \left(v_c + \frac{v_d}{2}\right)A_2 - \left(v_c - \frac{v_d}{2}\right)A_1$$

$$\text{como } A_1 \neq A_2 \Rightarrow v_o = v_c(A_2 - A_1) + \frac{v_d}{2}(A_2 + A_1) = v_c \cdot A_c + v_d \cdot A_d$$

El análisis anterior resume un concepto: La salida amplificada de una señal diferencial, también tiene la señal de modo común que no debería estar presente. Recordemos que la señal de modo común no es la señal a procesar, en todo caso es una interferencia. A fin de reducir la componente de señal presente a la salida del amplificador debida a la amplificación de la señal de modo común, se desarrolló el modelo que consideraremos a continuación: el *amplificador diferencial*.

En la práctica, la tensión de salida no será “cero” y será necesario compensarla. La forma de cuantificación de esa diferencia se llama “offset”. El offset de entrada es la tensión a aplicar en la entrada para que la tensión de salida sea “cero”. Dicho offset varía además con la temperatura.

En la solución se tienen siempre presentes estas imperfecciones y se utilizan indicadores, llamados *figuras de mérito*, para comparar los amplificadores diferenciales.

13.6 Amplificador Diferencial

Es un amplificador con dos terminales de entrada y cuya salida puede estar referida al potencial de tierra, fig. 25a, o balanceada respecto a tierra, fig. 25b.

Se puede considerar a la tensión v_d presente entre los dos terminales de entrada como la *diferencia* entre las tensiones aplicadas entre cada uno de dichos terminales y tierra, a esta tensión así definida se la llama *tensión de entrada diferencial*. En un amplificador diferencial ideal, se define la *ganancia diferencial* A_d como el cociente entre la tensión de salida v_o y la tensión de entrada diferencial v_d . Si las dos tensiones v_{g1} y v_{g2} son idénticas y en fase deberíamos obtener a

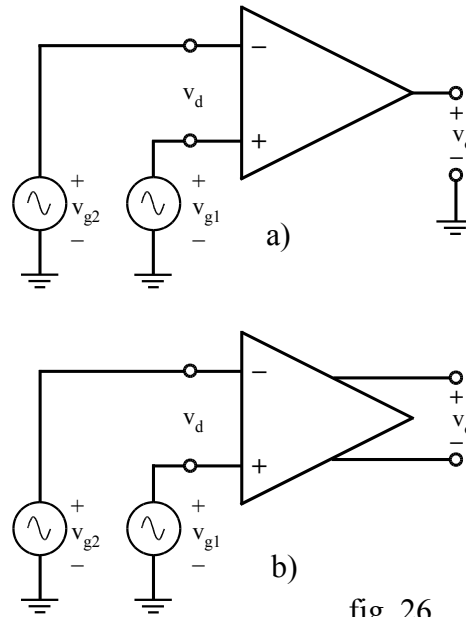


fig. 26

$$A_d = \frac{v_o}{v_{g1} - v_{g2}} \quad (15)$$

la salida una tensión de 0 V. Los amplificadores reales se apartan de la definición teórica, ya que habitualmente la salida no depende solamente de la *señal diferencial* v_d sino también del nivel medio,

denominado *señal de modo común* v_c .

$$v_d \equiv v_{g1} - v_{g2} \quad , \quad v_c \equiv \frac{v_{g1} + v_{g2}}{2} \quad (16)$$

La *ganancia de modo común* A_c es el cociente entre la salida y la entrada al excitar ambas entradas con la misma tensión v_c

$$A_c = \frac{v_o}{v_c} \quad (17)$$

La tensión de salida de un amplificador diferencial real será entonces

$$v_o = A_d(v_{g1} - v_{g2}) + A_c \frac{v_{g1} + v_{g2}}{2} \quad (18)$$

Una medida de la calidad del amplificador diferencial nos la da la denominada *relación de rechazo de modo común*, que se define como el cociente entre la ganancia diferencial y la ganancia de modo común.

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \quad (19)$$

Para un amplificador diferencial ideal la relación de rechazo de modo común será infinita, pues la ganancia de modo común será cero. Puesto que se pueden obtener en la práctica valores muy grandes, la CMRR se expresa comúnmente en dB.

13.6.1 Amplificador diferencial con BJT

Análisis en pequeña señal del amplificador con salida simple

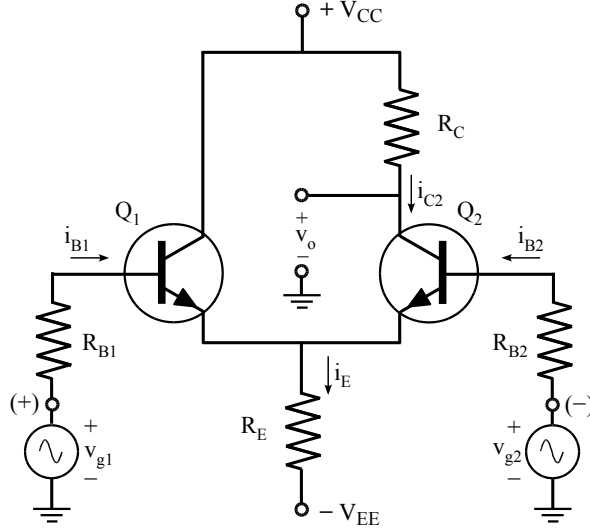


fig. 27

Sustituyendo i_E en las primeras dos ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_{g1} &= [h_{ie} + R_{B1} + R_E(\beta + 1)]i_{B1} + R_E(\beta + 1)i_{B2} \\ v_{g2} &= R_E(\beta + 1)i_{B1} + [h_{ie} + R_{B2} + R_E(\beta + 1)]i_{B2} \end{aligned} \quad (21)$$

Tenemos un sistema de ecuaciones cuyos coeficientes tienen dimensión de impedancia, los denominamos según la notación matricial:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= h_{ie} + R_{B1} + R_E(\beta + 1) \\ Z_{22} &= h_{ie} + R_{B2} + R_E(\beta + 1) \\ Z_{12} &= Z_{21} = R_E(\beta + 1) \\ \Delta_Z &= Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} \end{aligned} \quad (22)$$

Resolvemos el sistema de ec. (21) usando la notación de las ec. (22) y obtenemos como resultado:

$$\begin{aligned} i_{B1} &= \frac{v_{g1}Z_{22} - v_{g2}Z_{12}}{\Delta_Z} \\ i_{B2} &= \frac{v_{g2}Z_{11} - v_{g1}Z_{21}}{\Delta_Z} \end{aligned} \quad (23)$$

La tensión de salida v_o con respecto a tierra

está dada por la ec. (24):

$$v_o = -i_{C2}R_C = -\beta \cdot R_C i_{B2} = \beta \cdot R_C \frac{v_{g1}Z_{21} - v_{g2}Z_{11}}{\Delta_Z} \quad (24)$$

Sumando y restando al numerador $v_{g1} \cdot Z_{11}/2$ y $v_{g2} \cdot Z_{21}/2$ y reordenando los términos, obtenemos una ec. similar a la (18):

$$v_o = \frac{\beta \cdot R_C}{\Delta_Z} \left[(v_{g1} - v_{g2}) \frac{Z_{21} + Z_{11}}{2} + \frac{v_{g1} + v_{g2}}{2} (Z_{21} - Z_{11}) \right] \quad (25)$$

Sí $R_{B1} = R_{B2}$, la

ganancia diferencial estará dada por la ec.(26), siendo independiente de R_E

$$A_d = \frac{\beta \cdot R_C (Z_{21} + Z_{11})}{2 \Delta_Z} = \frac{\beta \cdot R_C}{2(h_{ie} + R_B)} \quad (26)$$

Mientras que la ganancia de modo común será:

$$A_c = \frac{\beta \cdot R_C (Z_{21} - Z_{11})}{\Delta_Z} = \frac{\beta \cdot R_C}{h_{ie} + R_B + 2(\beta + 1)R_E} \quad (27)$$

Vamos a establecer cuales son las condiciones de diseño necesarias para obtener una alta relación de rechazo de modo común. Suponiendo que Q_1 y Q_2 sean idénticos, en el circuito de la fig. 27 se cumple que:

$$\begin{aligned} v_{g1} &= (h_{ie} + R_{B1})i_{B1} + R_E \cdot i_E \\ v_{g2} &= (h_{ie} + R_{B2})i_{B2} + R_E \cdot i_E \\ i_E &= (\beta + 1)i_{B1} + (\beta + 1)i_{B2} \end{aligned} \quad (20)$$

El cociente de ambas es la CMRR
$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{h_{ie} + R_B + 2(\beta + 1)R_E}{2(h_{ie} + R_B)} = \frac{1}{2} + \frac{(\beta + 1)R_E}{h_{ie} + R_B} \quad (28)$$

Se puede mejorar la CMRR haciendo R_E tan grande como nos lo permita la fuente de alimentación. En este amplificador, la señal de salida está en fase con la *entrada no inversora* (+) y en contrafase con la *entrada inversora* (-).

Análisis en pequeña señal del amplificador con salida balanceada

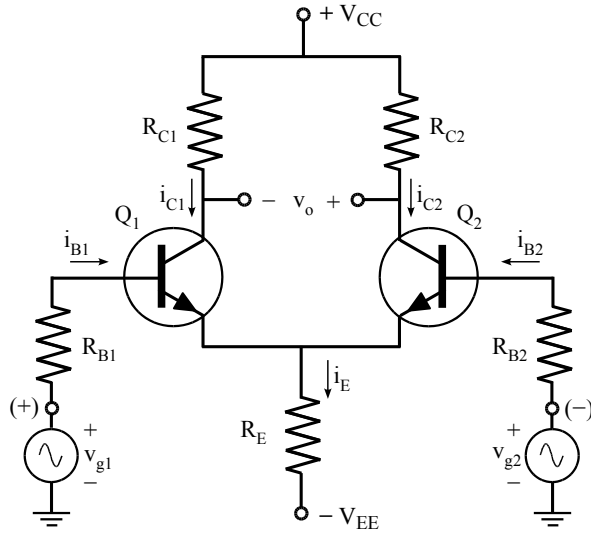


fig. 28

Vamos ahora a establecer las condiciones de diseño para el amplificador diferencial con salida balanceada respecto a tierra. Suponiendo que Q_1 y Q_2 sean idénticos, las ecuaciones (20) a (23) también serán válidas para el circuito de la fig. 28. Impondremos además como condición que $R_{C1} = R_{C2}$ y $R_{B1} = R_{B2}$.

En este caso, la tensión de salida v_o se toma entre los colectores de ambos transistores, ec. (29):

$$v_o = i_{C1} R_{C1} - i_{C2} R_{C2} = \beta \cdot R_C (i_{B1} - i_{B2}) = \beta \cdot R_C \frac{v_{g1}(Z_{22} + Z_{21}) - v_{g2}(Z_{11} + Z_{12})}{\Delta_Z} \quad (29)$$

Operando sobre la ec.(29) en forma similar a lo hecho en el análisis anterior, obtenemos la ec. (30), la cual tiene una forma similar a la ec. (18):

$$v_o = \frac{\beta \cdot R_C}{\Delta_Z} \left[(v_{g1} - v_{g2}) \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{22} + Z_{21}}{2} + \frac{v_{g1} + v_{g2}}{2} (Z_{22} + Z_{21} - Z_{11} - Z_{12}) \right] \quad (30)$$

La ec. (31) da la ganancia diferencial, que no depende de R_E

$$A_d = \frac{\beta \cdot R_C (Z_{11} + Z_{12} + Z_{22} + Z_{21})}{2 \Delta_Z} = \frac{\beta \cdot R_C}{h_{ie} + R_B} \quad (31)$$

mientras que la ec. (32) representa la ganancia de modo común. Si el amplificador fuera perfectamente simétrico, $Z_{22} = Z_{11}$ y $Z_{21} = Z_{12}$ y en consecuencia la ganancia de modo común sería idealmente cero. En la práctica será muy baja, ya que el numerador de la ec. (32) es una diferencia de parámetros casi iguales.

$$A_c = \frac{\beta \cdot R_C (Z_{22} + Z_{21} - Z_{11} - Z_{12})}{\Delta_Z} \quad (32)$$

Sustituyendo valores en la expresión de Δ_Z y examinando la ec. (33) resultante, vemos que al aumentar la R_E también aumenta el denominador de la ec. (32), disminuyendo la ganancia de modo común. El amplificador balanceado también se beneficia de una R_E grande.

Suponiendo que R_E sea lo suficientemente grande como para que ambos emisores parezcan estar conectados a una fuente de corriente constante, la suma de ambas corrientes de emisor I_E será constante.

$$I_E = i_{E1} + i_{E2} \quad (34)$$

El amplificador diferencial simétrico es útil para amplificar señales d-c de nivel bajo ya que, tal como en el caso del amplificador equilibrado, si la tensión de alimentación varía, las tensiones de colector de ambos transistores variarán por igual y así no habrá cambios en la tensión de salida v_o . Asimismo, las perturbaciones causadas por las variaciones térmicas serán casi iguales en ambos transistores y el efecto sobre v_o dependerá de las *diferencias* entre los parámetros de ambos y no del valor de los parámetros en sí. Usando transistores apareados montados sobre un mismo disipador, es posible mantener un nivel casi constante de salida.

Análisis de gran señal

En el amplificador de la fig. 28, la ecuación de malla para Q_1 y Q_2 es la ec. (35).

Cuando se encuentre en reposo tendremos que $V_{BE1} = V_{BE2}$, $I_{C1} = I_{C2}$, $V_{CE1} = V_{CE2}$

$$V_{CC} + V_{EE} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E \quad (35)$$

y en consecuencia la tensión de salida $v_o = 0$ V.

En un transistor bipolar existe una relación exponencial entre v_{BE} e i_C similar a la relación tensión-corriente del diodo semiconductor. I_S es la corriente de saturación, la cual es inversamente proporcional al ancho de la base y directamente proporcional al área de la junta emisor-base. Como en la zona activa

$$i_C = I_S (e^{v_{BE}/V_T} - 1) \approx I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (36)$$

$v_{BE} \gg V_T$, podemos despreciar el -1.

Como $I_E = I_C / \alpha$, partiendo de la

ec. (36) llegamos a la ec. (37):

$$\begin{aligned} i_{E1} &= \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{B1E}/V_T} \\ i_{E2} &= \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{B2E}/V_T} \end{aligned} \Rightarrow \frac{i_{E1}}{i_{E2}} = e^{(v_{B1E} - v_{B2E})/V_T} \quad (37)$$

con $v_{BM} = v_{BE} - v_{ME}$

Combinando las ec. (34) y (37) obtenemos las dos ec. (38). Una pequeña diferencia $v_{B1M} - v_{B2M}$ hará que la corriente I_E fluya casi exclusivamente por uno de los transistores, por ej. si $v_{B2M} - v_{B1M} = 100\text{mV}$, $i_{E1} = I_E/48$

$$i_{E1} = \frac{I_E}{1 + e^{(v_{B2M} - v_{B1M})/V_T}} \quad (38)$$

$$i_{E2} = \frac{I_E}{1 + e^{(v_{B1M} - v_{B2M})/V_T}}$$

En la fig. 29 vemos las representaciones gráficas correspondientes a i_{C1}/I_E y a i_{C2}/I_E . Cuando la tensión de entrada diferencial $v_{B1M} - v_{B2M}$ comienza a tomar valores positivos, la corriente i_{C1} aumenta, mientras que i_{C2} disminuye proporcionalmente. Vemos que ambas gráficas son simétricas y se cortan en el punto de reposo, siendo lineales sólo dentro de un pequeño intervalo en el cual $|v_{B1M} - v_{B2M}| < V_T \approx 26 \text{ mV}$ a 300°K . El amplificador será lineal sólo dentro de ese intervalo y si la tensión de entrada diferencial es netamente superior, uno de los transistores se saturará y el otro estará al corte.

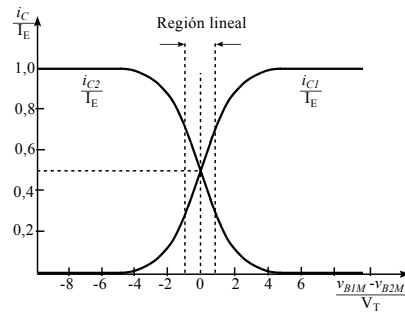


fig. 29

Mejoras al circuito básico

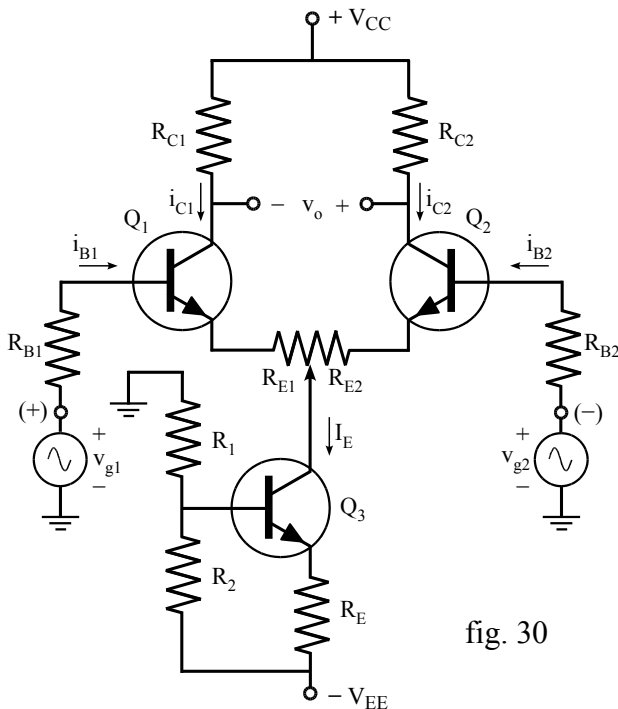


fig. 30

El amplificador diferencial balanceado de la fig. 30 presenta varias mejoras con respecto al circuito básico, las cuales también son aplicables al amplificador con salida simple.

Los valores de R_E necesarios para obtener una buena CMRR no son aceptables en la práctica, por ello se recurre al uso de elementos activos para implementar una fuente de corriente constante, Q_3 en la fig. 30. Estos elementos presentan a la señal una resistencia dinámica elevada.

Sí el amplificador balanceado de la fig. 28 fuera perfectamente simétrico, al aplicar igual tensión a las bases se obtendría una tensión de salida $v_o = 0$ V. En la realidad, la polarización y la señal de modo común hacen que los transistores trabajen con tensiones base-emisor idénticas, lo cual puede traducirse en diferentes corrientes de base y por lo tanto de colector. Aún si las características de entrada fueran iguales, una posible diferencia en los β también produciría diferentes corrientes de colector, lo que tendría como consecuencia una tensión de salida diferente de cero. Las dos resistencias de emisor R_{E1} y R_{E2} presentes en la fig. 30 actúan en forma análoga a la autopolarización, compensando las diferencias entre los parámetros de los transistores. Estas resistencias suelen ser ajustables, a fin de poder balancear las corrientes de colector en el punto de reposo. Para el caso de un amplificador perfectamente simétrico, tendríamos que $R_{E1} = R_{E2}$. La ec. (31) nos muestra que la ganancia diferencial es fuertemente dependiente de los parámetros de los transistores, las resistencias R_{E1} y R_{E2} también introducen una realimentación negativa que estabiliza la ganancia diferencial y al mismo tiempo agranda el intervalo de funcionamiento lineal del amplificador, permitiendo que la señal de entrada diferencial tenga un valor de pico mayor que V_T .

Cálculo simplificado de ganancia e impedancias

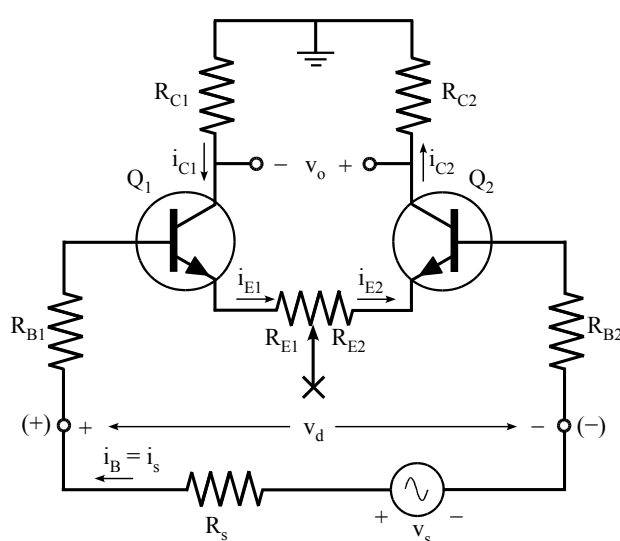


fig. 31

En la fig. 31 vemos el circuito equivalente para la componente de alterna del amplificador de la fig. 30, cuando el mismo es operado en pequeña señal. Las dos resistencias de colector están conectadas a tierra a través de la fuente V_{CC} y la suma de las corrientes de emisor I_E proviene de una fuente de corriente constante con impedancia interna infinita, siendo entonces las corrientes i_{E1}

e i_{E2} opuestas y de igual valor. Las corrientes de colector correspondientes producirán entonces tensiones de salida de igual amplitud pero en oposición de fase entre los colectores de Q_1 y Q_2 y tierra. La tensión de entrada diferencial es v_d .

En el **amplificador balanceado** de la fig. 31, la tensión de salida v_o medida entre los colec-

$$v_o = 2 \cdot i_C R_C = 2 \cdot \beta \cdot R_C i_B \quad (39)$$

tores y la tensión diferencial de entrada v_d son:

$$\begin{aligned} v_d &= i_B(R_{B1} + h_{ie}) + i_E(R_{E1} + R_{E2}) + i_B(R_{B2} + h_{ie}) = \\ &= i_B[2(R_B + h_{ie}) + (R_{E1} + R_{E2})(\beta + 1)] \end{aligned} \quad (40)$$

La ganancia diferencial de tensión es su cociente:

$$A_{v_d} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{2 \cdot \beta \cdot R_C}{2(R_B + h_{ie}) + (R_{E1} + R_{E2})(\beta + 1)} \quad (41)$$

Las ec. (42) y (43) nos dan las impedancias de entrada y de salida:

$$Z_{id} = \frac{v_d}{i_B} = 2(R_B + h_{ie}) + (R_{E1} + R_{E2})(\beta + 1) \quad (42) \quad Z_o \approx 2 \cdot R_C \quad (43)$$

Para el cálculo del **amplificador con salida simple** también podemos basarnos en la fig. 31, sólo que en este caso la tensión de salida la tomamos entre el colector de Q_2 y tierra.

La ganancia diferencial está dada ahora por la ec.(44):

$$A_{v_d} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{\beta \cdot R_C}{2(R_B + h_{ie}) + (R_{E1} + R_{E2})(\beta + 1)} \quad (44)$$

Las ec. (45) y (46) nos dan las impedancias de entrada y de salida:

$$Z_{id} = \frac{v_d}{i_B} = 2(R_B + h_{ie}) + (R_{E1} + R_{E2})(\beta + 1) \quad (45) \quad Z_o \approx R_C \quad (46)$$

13.6.2 Amplificador diferencial con FET

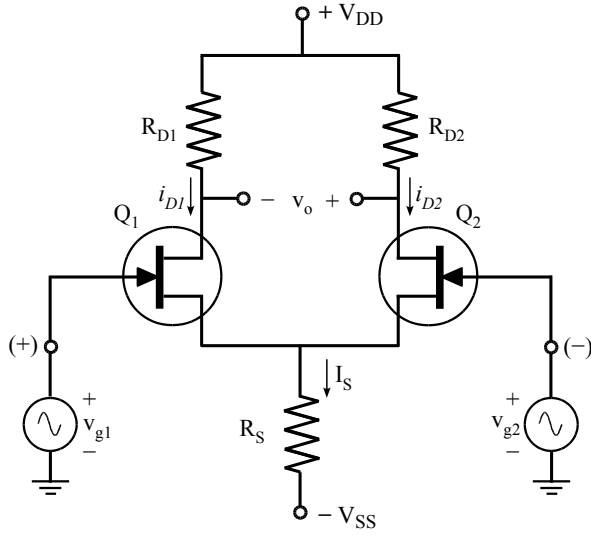


fig. 32

La corriente de drenaje en los FET responde a las ec. (50):

$$i_{D1} = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS1}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow \sqrt{i_{D1}} = \sqrt{I_{DSS}} \left(1 - \frac{v_{GS1}}{V_P}\right) \quad (50)$$

$$i_{D2} = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS2}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow \sqrt{i_{D2}} = \sqrt{I_{DSS}} \left(1 - \frac{v_{GS2}}{V_P}\right)$$

Restando ambas ecuaciones y sustituyendo en ellas $v_{g1} = v_{GS1} + v_{SM}$ y $v_{g2} = v_{GS2} + v_{SM}$

$$\sqrt{i_{D2}} - \sqrt{i_{D1}} = \sqrt{I_{DSS}} \frac{v_{g1} - v_{g2}}{V_P} = \sqrt{I_{DSS}} \frac{v_d}{V_P} \quad (51)$$

Sustituyendo en la ec. (51) a i_{D2} por la ec. (49), obtenemos la ec. (52):

$$\sqrt{I_S - i_{D1}} - \sqrt{i_{D1}} = \sqrt{I_{DSS}} \frac{v_d}{V_P} \quad (52)$$

la cual, tras ser elevada al cuadrado y una vez reordenada, nos da la ec. (53)

$$2\sqrt{I_S - i_{D1}} \cdot \sqrt{i_{D1}} = I_{DSS} \left(\frac{v_d}{V_P}\right)^2 - I_S \quad (53)$$

Si se la eleva de nuevo al cuadrado y

$$4i_{D1}^2 - 4I_S i_{D1} - 2I_S I_{DSS} \left(\frac{v_d}{V_P}\right)^2 + I_S^2 + I_{DSS}^2 \left(\frac{v_d}{V_P}\right)^4 = 0 \quad (54)$$

se la reordena, se obtiene la ec. de 2º grado (54), cuyas raíces son i_{D1} e i_{D2} , ec. (55)

$$i_{D1,2} = \frac{I_S}{2} \pm v_d \frac{I_S}{2|V_P|} \sqrt{\frac{2I_{DSS}}{I_S} - \left(\frac{v_d}{V_P}\right)^2 \left(\frac{I_{DSS}}{I_S}\right)^2} \quad (55)$$

En la fig. 33 vemos las representaciones gráficas correspondientes a i_{D1}/I_S y a i_{D2}/I_S . Comparándolas con el amplificador diferencial con BJT, vemos que el

En el amplificador de la fig. 32, la ec. (47) es la ecuación de malla para Q_1 y Q_2 , mientras que la ecuación (48) permite determinar V_{GSQ} .

$$V_{DD} + V_{SS} = I_D \cdot R_D + V_{DS} + I_S \cdot R_S \quad (47)$$

$$V_{GSQ} = V_{SS} - I_S \cdot R_S \quad (48)$$

Analizaremos la característica de transferencia de gran señal. Supondremos que I_S proviene de una fuente de corriente constante.

$$I_S = i_{D1} + i_{D2} \quad (49)$$

margen de valores de v_d dentro del cual el amplificador diferencial con FET es lineal es mayor y que la pendiente de las curvas alrededor del punto de reposo es menor.

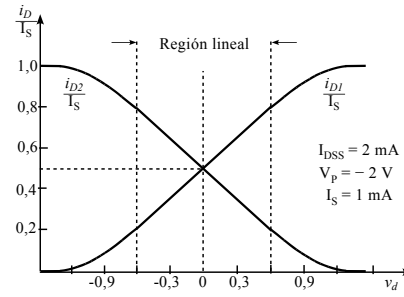


fig. 33

Cálculo simplificado de ganancia e impedancias

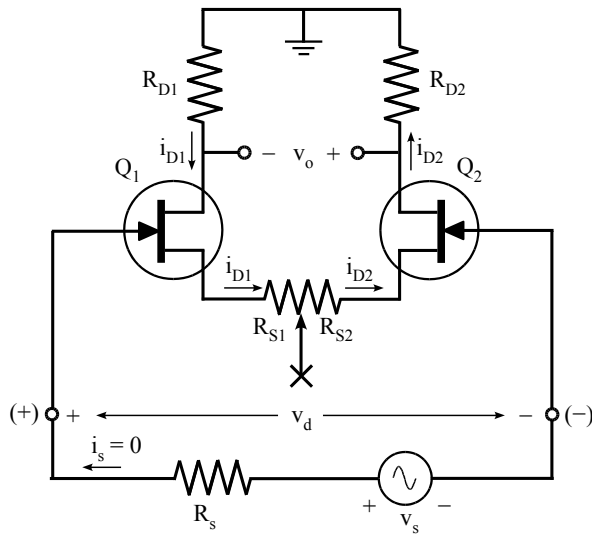


fig. 34

En la fig. 34 vemos el circuito equivalente para la componente de alterna del amplificador de la fig. 32, cuando el mismo es operado en pequeña señal. Las dos resistencias de drenaje están conectadas a tierra a través de la fuente V_{DD} y la suma de las corrientes de surtidor I_S proviene de una fuente de corriente constante con impedancia interna infinita, siendo entonces las corrientes i_{D1}

e i_{D2} opuestas y de igual valor. Las mismas producirán tensiones de salida entre los drenajes de Q_1 y Q_2 y tierra de igual amplitud pero en oposición de fase.

En el **amplificador balanceado** de la fig. 34, la ec. (56) da la tensión de salida v_o medida entre los drenajes y la ec. (57) da la tensión diferencial de entrada v_d :

$$v_o = 2 \cdot i_D R_D = 2 \cdot v_{GS} \cdot g_m R_D \quad (56)$$

$$v_d = v_{GS1} + i_D(R_{S1} + R_{S2}) + v_{GS2} = 2 v_{GS} + v_{GS} g_m (R_{S1} + R_{S2}) \quad (57)$$

$$A_{v_d} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{2 \cdot g_m R_D}{2 + g_m (R_{S1} + R_{S2})} \quad (58)$$

La ganancia diferencial de tensión es el cociente de ambas tensiones, ec. (58):

Dentro de la zona activa, las junturas compuerta-surtidor de ambos FET están polarizadas inversamente y presentan por lo tanto una impedancia de entrada elevada, ec. (59).

$$Z_{id} \approx \infty \quad (59)$$

$$Z_o \approx 2 \cdot R_D \quad (60)$$

Para el cálculo del **amplificador con salida simple** también podemos basarnos en la fig. 34, sólo que en este caso la tensión de salida la tomamos entre el drenaje de Q_2 y tierra. La ganancia

$$A_{v_d} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{g_m R_D}{2 + g_m (R_{S1} + R_{S2})} \quad (61)$$

Las ec. (62) y (63) nos dan las impedancias de entrada y de salida correspondientes a esta configuración:

$$Z_{id} \approx \infty \quad (62)$$

$$Z_o \approx R_D \quad (63)$$

Ejemplo

Proyectar un amplificador diferencial usando el circuito de la fig. 27. Se desea obtener una $A_v \approx 24$, siendo $V_{CC} = +15 \text{ V}$ y $V_{EE} = -15 \text{ V}$.

Para Q_1 y Q_2 , $h_{FE} = 500$, $h_{ie} = 8,7 \text{ K}$ y $h_{fe} = 600$

Para que R_B tenga un valor bajo y así evitar atenuar la señal de entrada, las bases deberán estar aprox. al potencial de masa. Para obtener una excursión simétrica de la señal de salida, elegimos $V_{CEQ2} = 7,5 \text{ V}$.

$$R_C = \frac{V_{CC} + V_{BEQ} - V_{CEQ2}}{I_{CQ2}} = \frac{15 \text{ V} + 0,65 - 7,5 \text{ V}}{1,8 \text{ mA}} = 4,53 \text{ K} \approx 4 \text{ K} 7$$

Elegimos además $I_{CQ} \approx 1,8 \text{ mA}$

$$\Rightarrow I_{CQ2} = \frac{V_{CC} + V_{BEQ} - V_{CEQ2}}{R_C} = \frac{15 + 0,65 - 7,5 \text{ V}}{4,7 \text{ K}} = 1,73 \text{ mA} \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} = \frac{1,92 \text{ mA}}{500} \approx 3,5 \mu \text{ A}$$

Elegimos $R_B = 1 \text{ K}$, la tensión sobre la misma será $3,5 \text{ mV}$

Sí $R_{E1} = R_{E2}$, la ec. (43) se transforma en:

$$A_{v_d} = \frac{v_o}{v_d} = \frac{\beta \cdot R_C}{2[R_B + h_{ie} + R_{E1}(\beta + 1)]}$$

$$\text{despejando:} \quad \Rightarrow R_{E1} = \frac{\beta \cdot R_C - 2 A_v (R_B + h_{ie})}{2 A_v (\beta + 1)} = \frac{600 \cdot 4,7 \text{ K} - 2 \cdot 24 (1 \text{ K} + 8,7 \text{ K})}{2 \cdot 24 \cdot 601} = 81,6 \approx 82 \Omega$$

$$\text{Calculamos ahora } R_E \quad R_E = \frac{V_{EE} - V_{BEQ} - I_{CQ} \cdot R_{E1}}{2 \cdot I_{CQ}} = \frac{15 \text{ V} - 0,65 \text{ V} - 1,73 \text{ mA} \cdot 82 \Omega}{2 \cdot 1,73 \text{ mA}} = 4,1 \text{ K} \approx 3 \text{ K} 9$$

Al ensayar el prototipo se midió: $V_{CEQ2} = 7,32 \text{ V}$, $I_{CQ2} \approx 1,78 \text{ mA}$ y $A_{v_d} = 23,3$

Bibliografía

Phillip Cutler, Análisis de Circuitos con Semiconductores

Millman y Halkias, Dispositivos y Circuitos Electrónicos

André Lantz, Amplificateurs fondamentaux et opérationnels

Paul M. Chirlian, Análisis y diseño de circuitos electrónicos

Problemas

- 1) En el amplificador de la fig. 7, $R_1 = 56 \text{ K}$, $R_2 = 3,3 \text{ K}$, $R_{C1} = 10 \text{ K}$, $R_{E1} = 1 \text{ K}$, $R_L = 3,3 \text{ K}$ y $R_{E2} = 820 \Omega$.

Los parámetros de Q_1 y Q_2 son:

$$h_{FE1} = 500, h_{ie1} = 8,7 \text{ K}, h_{fe1} = 600, h_{oe1} = 20 \mu\text{S}$$

$$h_{FE2} = 300, h_{ie2} = 8 \text{ K}, h_{fe2} = 500, h_{oe2} = 25 \mu\text{S}$$

- Determinar el punto Q de ambos transistores
- Calcular Av_T

- 2) La señal que proviene de un transductor de temperatura es $1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

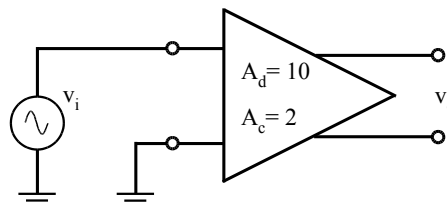
El amplificador tiene una ganancia de tensión 100 y una deriva térmica de salida de $200 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Indicar el efecto que produce a la salida del amplificador:

- La variación de 5°C en el transductor
- La variación de 10°C en el amplificador

- 3) Descomponer v_i en v_d y v_c

Calcular v_o



- 4) En el amplificador diferencial basado en la fig. 27 que se proyectó como ejemplo, calcular Av_c y la CMRR.

- 5) En un amplificador como el de la fig. 27 se tiene que:

$$h_{ie} = 2 \text{ K}, h_{fe} = 200, R_C = 4,7 \text{ K} \text{ y } R_B = 10 \text{ K}$$

- Estimar la ganancia diferencial Av_d
- Calcular el valor de las resistencias R_{E1} y R_{E2} que sería necesario agregar para obtener una $Av_d = 25$