

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES, FUENTES DE CORRIENTE Y CARGAS ACTIVAS

1) G-3.:

El circuito de la Fig. G-3a muestra un circuito formado por dos transistores que forman un *par acoplado por emisor*, si se utilizan transistores bipolares (o un *par acoplado por fuente o source*, si se usan transistores de efecto de campo). Se tomarán $V_{CC}=+20V$; $-V_{EE}=-20V$; $R_C=10K\Omega$; $R_E=9,65K\Omega$; $V_{BEQ}=0,7V$; $\beta_F \cong \beta_O \cong \beta = 200$; $T = 27^\circ C$. Admitir como simplificación: $r_x = 0$ y $V_A \rightarrow \infty$

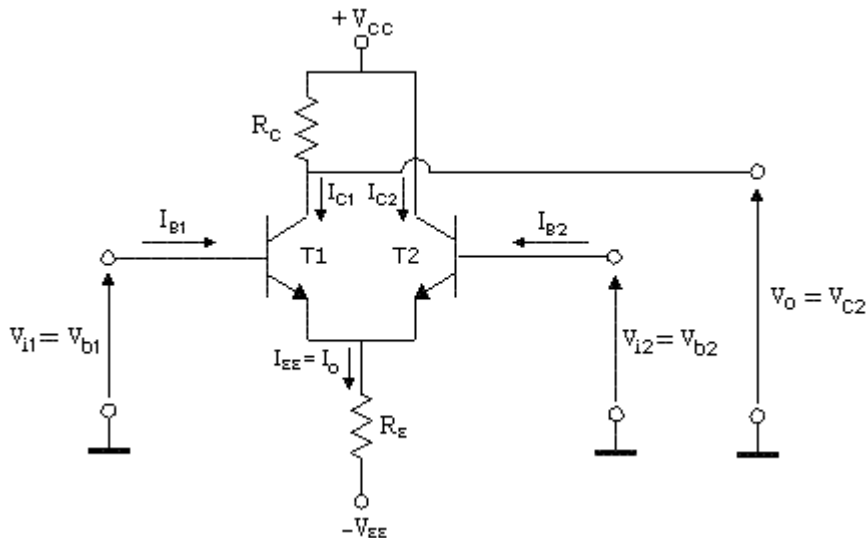


Fig. G-3a

- Determinar los puntos de reposo de ambos transistores, para $v_{i1}=v_{i2}=0$
- Obtener la expresión de la amplificación de modo diferencial, $v_o / (v_{i1} - v_{i2})$, aplicando superposición de las señales de entrada v_{i1} y v_{i2} . Calcular su valor.
- Obtener las resistencias de entrada vistas por cada generador de señal.
- Obtener la expresión de la amplificación $v_o / [(v_{i1}+v_{i2})/2]$. Calcular su valor. Observar que en este caso, la expresión a hallar deberá obtenerse sin aproximaciones ni despreciar términos, para evitar que el valor resultante sea nulo.
- Tomando $\beta = 200$ y $V_{BE} = 0,7 V$ a $27^\circ C$, obtener los incrementos y la variación porcentual de I_{CQ1} , I_{CQ2} , $I_{EE} = I_O$, V_E y V_O para $v_{i1} = v_{i2} = 0$, si la temperatura varía entre $27^\circ C$ y $37^\circ C$. ($dV_{BE}/dT \cong -2mV/^\circ C$).
- Se modifica el circuito de la Fig. G-3a mediante el agregado de una resistencia en el colector del segundo transistor de modo que $R_{C1} = R_{C2} = R_C = 10 K\Omega$ -Fig. G-3b-. Obtener la expresión de v_{o1} en función de v_{i1} y v_{i2} y calcular su valor para:

f1) $v_{i1} = 1 mV$; $v_{i2} = -1 mV$	f2) $v_{i1} = 2 mV$; $v_{i2} = 0 V$
f3) $v_{i1} = 1 mV$; $v_{i2} = 1 mV$	f4) $v_{i1} = 1 V$; $v_{i2} = 1 V$
f5) $v_{i1} = 1,001V$; $v_{i2} = 0,999 V$	

Analizar f3) y f4) y comprobar que la tensión v_{o1} que se obtiene en estos casos resulta: $v_{o1} = A_{V1c} \cdot v_{ic}$, siendo $v_{i1}=v_{i2}=v_{ic}$ y A_{V1c} la amplificación de tensión para una señal común a ambas entradas (modo común) con la salida en el colector de T1. Repetir el análisis anterior para v_{o2} , utilizando A_{V2c} (amplificación de modo común con la salida en el colector de T2). Por último, obtener $\Delta V_{O3}=v_{o3}=v_{o1}-v_{o2}$.

Nota: Observar las diferencias respecto a los valores calculados cuando la señal diferencial de entrada sea suficientemente grande como para que queden puestos en evidencia los efectos de alinealidades de las características de los dispositivos.

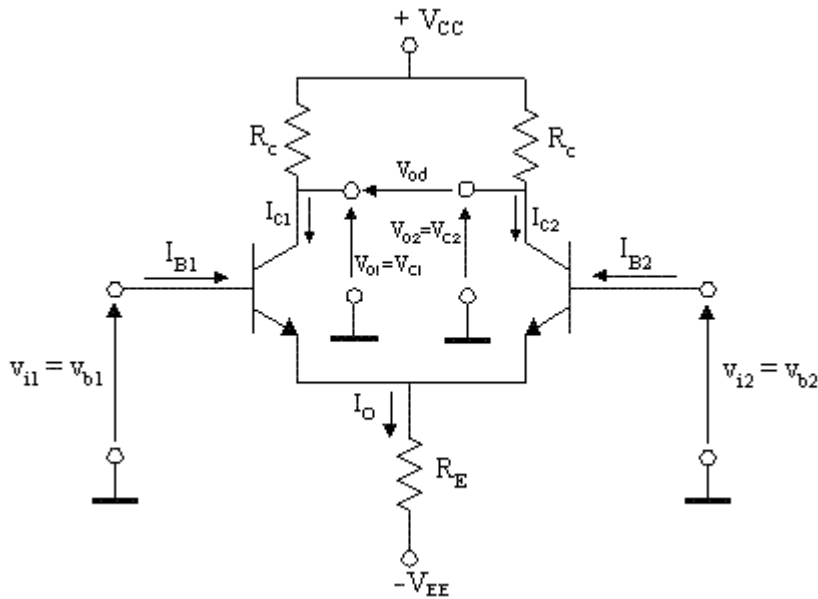


Fig. G-3b

2) G-4.:

a) Para el circuito de la Fig. G-3b, definir, determinar las expresiones y los valores de las resistencias de entrada vistas desde los terminales de base para la señal de modo diferencial, R_{id} , y para la señal de modo común, R_{ic} .

De acuerdo a los valores hallados, analizar por qué puede considerarse al nodo de los emisores como si estuviera conectado a una *masa virtual* a los efectos de la señal diferencial (incremento nulo de tensión en la unión de los emisores: $\Delta v_E = v_e = 0$).

Analizar también por qué se dice que *prácticamente toda la señal de modo común* v_{ic} cae sobre R_E ($\Delta v_E = v_e \cong v_{ic}$).

b) Determinar las resistencias de salida vistas desde el terminal de salida de T1 contra común, desde el de T2 contra común y desde ambos terminales en forma flotante (diferencial), R_{o1} , R_{o2} y $R_{o3} = R_{od}$, respectivamente.

c) Si al amplificador perfectamente simétrico se lo excita con dos generadores v_{S1} y v_{S2} , de resistencias internas iguales, $R_S = 1\text{ k}\Omega$, pueden definirse las tensiones en vacío de excitación de modo común y modo diferencial: $v_{Sd} = v_{S1} - v_{S2}$ y $v_{Sc} = (v_{S1} + v_{S2})/2$. Analizar para qué valores de R_S puede admitirse que $A_{VS1d} > 0,9A_{V1d}$. Observar que, en esos casos será $A_{VS1c} \cong A_{V1c}$. Es decir, se buscará que $R_{id} \gg R_S$ ya que se cumple $R_{ic} \gg R_{id}$.

3) G-6.:

El AD de la Fig. G-3b puede representarse del modo que se indica en la Fig. G-6a, donde se pone de manifiesto las dos entradas y las dos salidas del amplificador.

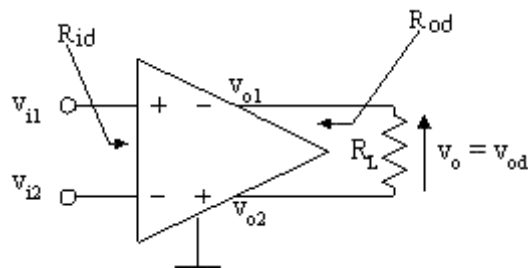


Fig. G-6a

Supondremos un juego de valores para las cuatro amplificaciones que definen el sistema de ecuaciones $v_{od} = f(v_{id}, v_{ic})$ y $v_{oc} = f(v_{id}, v_{ic})$:

$$A_{Vdd} = v_{od}/v_{id} = -400 \quad A_{Vcc} = 0,5 \quad A_{Vdc} = v_{od}/v_{ic} = 0,01 \quad A_{Vcd} = 0,002$$

a) Admitiendo $R_L \gg R_O$, determinar: $v_o = v_{od} = f(v_{id}, v_{ic})$. Calcular el valor de la correspondiente RRMC.

b) Partiendo del circuito de la Fig. G-3b, obtener mediante simulación qué valor de desapareamiento en las I_S de los transistores deberá existir para obtener el valor de A_{Vdc} indicado anteriormente. Se entiende por valor de desapareamiento la variación relativa porcentual $(I_{S1} - I_{S2}) / I_{S1}$. Notar que pequeños desapareamientos (entre el 1% al 5%) puede llegar a provocar los niveles de amplificación cruzada indicados.

c) Si se conectan en cascada dos amplificadores idénticos al del problema, en la configuración que se muestra en la Fig. G-6b y se admite para simplificar que:

- La resistencia de entrada diferencial del segundo amplificador es mucho mayor que la de salida del primero, es decir $R_{id2} \gg R_{od1}$ de modo de admitir que el segundo amplificador no carga al primero.
- $R_L \gg R_O$.

Determinar en base al planteo de los sistemas de ecuaciones correspondientes a los dos amplificadores: $v_o = v_{od2} = f(v_{id1}, v_{ic1})$. Calcular v_{od2}/v_{id1} y v_{od2}/v_{ic1} . Obtener el valor del factor de mérito correspondiente a su cociente.

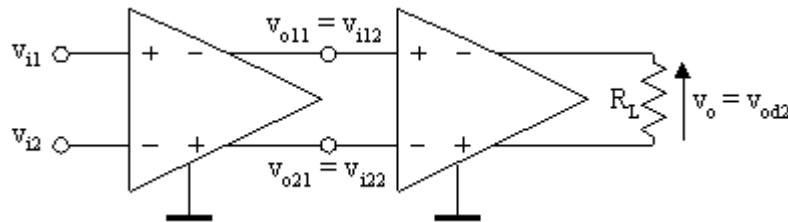


Fig. G-6b

d) Con un amplificador diferencial se desea medir la tensión de salida del circuito puente mostrado en la Fig. G-6c. En este caso, podemos ver que el equivalente Thévenin del puente, visto desde las entradas inversora y no inversora del amplificador representan los generadores de excitación v_{S1} y v_{S2} con sus respectivas resistencias internas. Notar que el pequeño desbalance del puente permite admitir simetría a los efectos de las resistencias internas de los generadores de excitación.

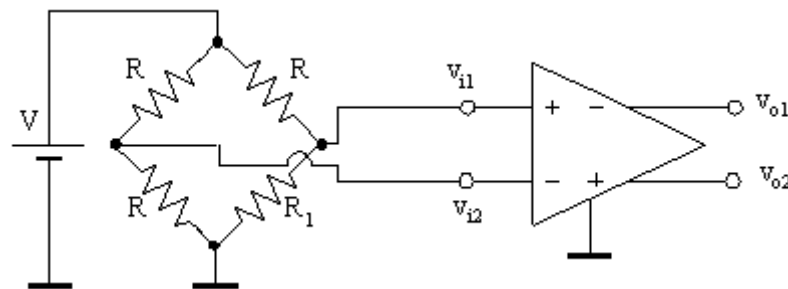


Fig. G-6c

Admitir la resistencia de entrada del amplificador diferencial mucho mayor que las resistencias del puente. Determinar:

El equivalente de Thévenin de cada uno de los terminales de salida del puente.

d1) v_{od} si entre la salida inversora y la no inversora se conecta un voltímetro de alta impedancia interna.

d2) v_{od} si el voltímetro se conecta entre las salidas inversora y no inversora, y el AD utilizado tiene una $RRMC = A_{Vdd}/A_{Vdc} = 72\text{dB}$. Extraer conclusiones.

Datos: $R = 2 \text{ K}\Omega$; $R_1 = 1,984 \text{ K}\Omega$; $V = 1 \text{ V}$; $A_{Vdd} = -400$.

4) G-7.:

Para minimizar los efectos de las señales de modo común, se necesita aumentar el

valor que presenta la resistencia de emisor. La solución consiste en utilizar una fuente de corriente constante para polarizar los emisores, que posea la mayor resistencia dinámica de salida posible – Fig. G-7a -.

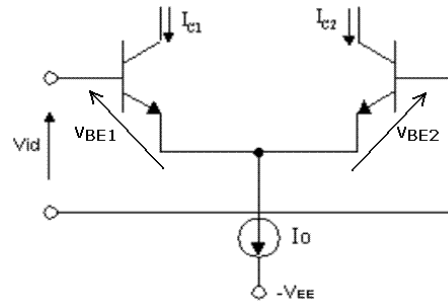


Fig. G-7a

a) Las fuentes de corriente mas simples se pueden obtener mediante transistores convenientemente polarizados, como los circuitos de la Fig. G-7b. Obtener para ambos la expresión de la resistencia de salida, R_O , vista desde la carga R_L . Admitir $r_x = 0$. Analizar los resultados.

b) Justificar cuál de las fuentes resulta más estable frente a:

b1) variaciones de β .

b2) variaciones de la tensión de barrera V_{BE} .

Obtener la expresión de dI_O/dT para ambos circuitos teniendo en cuenta las variaciones típicas con la temperatura de β ($1\% / ^\circ\text{C}$) y de V_{BE} ($-2\text{mV} / ^\circ\text{C}$).

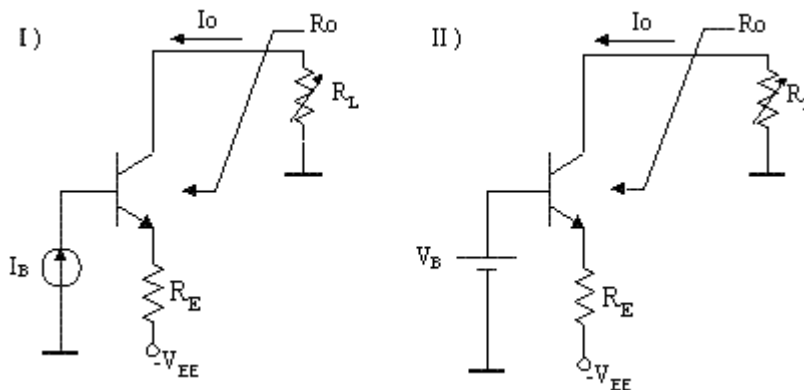


Fig. G-7b

c) La fuente de corriente más simple utilizada en CIM es la conocida como *espejo de corriente* (Fig. G-7c). Admitiendo $r_x = 0$ y $V_A \rightarrow \infty$, determinar I_{C1} e $I_{C2} = I_O$ en función de la corriente de referencia, I_r y esta última en función de $V_{CC} = V_r$ y R_r . Considerar la influencia de las corrientes de base de los transistores en la expresión a determinar. ¿Qué parámetro de los transistores o del circuito convendría modificar a fin de obtener una fuente de corriente espejo ideal (copia perfecta)? Definido como *factor de copia* el cociente $a = I_O/I_r$, determinar su valor. La Fig. G-7d representa el símbolo típico de los espejos de corriente.

Calcular los valores de I_{C1} e I_{C2} para $V_r = 20\text{ V}$, $R_r = 47\text{ K}\Omega$, $\beta = 200$.

d) Suponiendo que el β de ambos transistores permanece constante con la temperatura, determinar dI_O/dT para $V_r = 10\text{ V}$ y $R_r = 10\text{ K}\Omega$.

e) Suponiendo $V_{BE} = 0,7\text{ V}$, calcular $dI_O/d\beta$.

f) Si la tensión de Early es $V_A = 130\text{ V}$, determinar R_O para los datos del punto a).

g) Para el valor particular $R_L = 4\text{ K}\Omega$, determinar la relación I_{C2}/I_{C1} y sus valores, si se tiene en cuenta el efecto de la tensión de Early en la determinación de I_{C1} e I_{C2} para los datos del punto a). Analizar su incidencia.

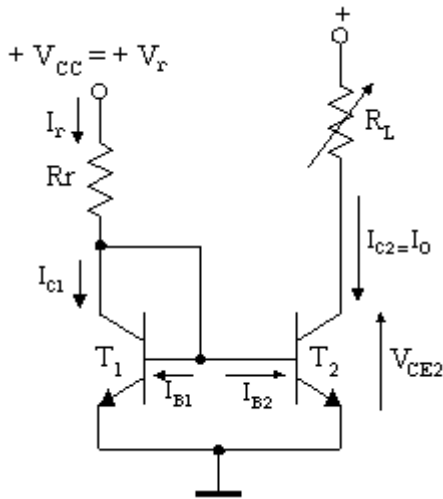


Fig. G-7c

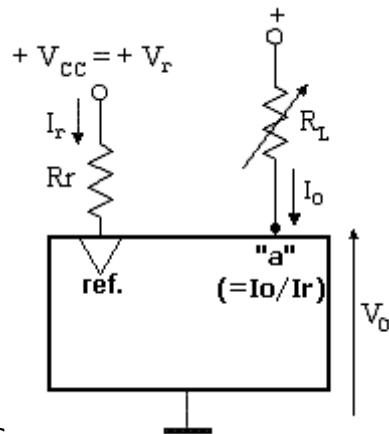


Fig. G-7d

5) G-8.:

a) Analizar las causas de los posibles desapareamientos y discutir los valores característicos de la tensión de offset en un AD con transistores bipolares a partir de hojas de datos de amplificadores operacionales especificados por el fabricante. Tener en cuenta que, en general el desapareamiento de algún parámetro particular de un dispositivo no superará el 5% en circuitos integrados de tecnología actual.

b) Repetir el análisis del punto anterior para un AD con transistores MOSFET de canal inducido y preformado.

c) Se define *corriente residual* o de *offset* como la que provee un generador de corriente diferencial que tenga en cuenta la diferencia de corrientes de base. ¿Será necesario considerar la corriente de offset para un AD con FETs?.

d) Datos:

- $|V_{CC}| = |V_{EE}| = 20 \text{ V}$; $I_O = 2 \text{ mA}$.
- Figura G-8a): $R_{C1} = R_{C2} = 10 \text{ K}\Omega$; $R_{Er1} + R_{Er2} = 50\Omega$.
- Figura G-8b): $R_{C1} = R_{C2} = 5 \text{ K}\Omega$; $R_{Er1} = R_{Er2} = 250\Omega$.

Analizar en qué se basa cada una de las técnicas de ajuste de offset indicadas en las Figs. G-8a y b. ¿Cuál se utiliza normalmente en CIM?.

e)

- Obtener el valor de V_{off} en un par acoplado por emisor si se admite que el offset se debe a una diferencia ΔI_S entre las corrientes de saturación inversa de los TBJ, tal que $(\Delta I_S/I_S) = 0,02$ (desapareamiento de 2%).
- Obtener el valor de V_{off} si se admite que el desapareamiento se debe únicamente a una dispersión $\Delta\beta$ entre los valores de β de los transistores, tal que $(\Delta\beta/\beta) = 0,02$ (desapareamiento del 2 %) y se conectan resistores de $1 \text{ K}\Omega$ en ambas bases.
- Obtener el valor correspondiente de I_{off} para el caso anterior. Observar que en este caso, donde el único desapareamiento es $\Delta\beta$, si se corrige I_{off} no será necesario corregir por V_{off} .
- ¿Cuál de las dispersiones analizadas tendrá mayor influencia en el valor de la tensión residual si existieran ambas? (Considerar a los efectos del signo del desapareamiento el peor caso).
- Si el potenciómetro respectivo se ajusta de modo de lograr salida diferencial nula cuando se conecten las entradas a común, analizar las derivas térmicas que se tendrán en la tensión y corriente residual, $\Delta V_{off}/\Delta T$ y $\Delta I_{off}/\Delta T$.

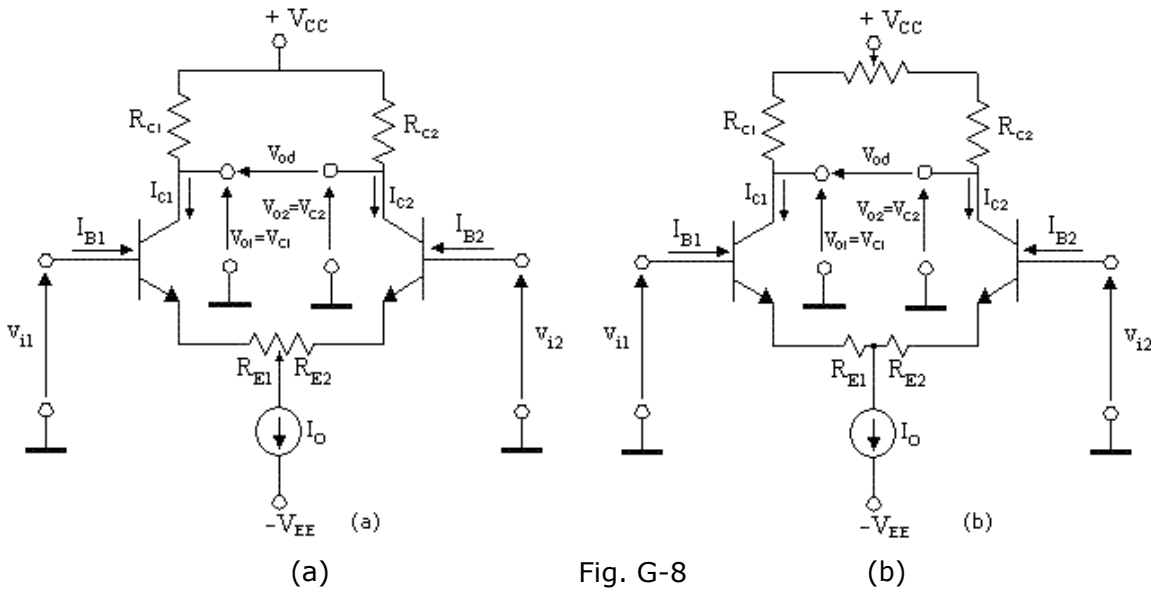


Fig. G-8

f) Si se admite, para un análisis simplificado, que $V_{off} = 0$ e $I_{off} = 0$ para $T = 27^\circ\text{C}$; si la temperatura varía entre 27°C y 37°C y se acepta que:

$$\Delta V_{BE}/\Delta T = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}; \Delta V_{off}/\Delta T = \Delta (V_{BE1} - V_{BE2})/\Delta T = 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}; \Delta I_{off}/\Delta T = 5 \text{ nA}/^\circ\text{C}$$

Obtener la variación de la tensión de salida para el circuito utilizado en el punto e) si se cortocircuitan las entradas y la temperatura varía entre ambos extremos. Entender la deriva térmica (tanto de tensión como de corriente) como una fuente de señal perturbadora (de tensión o corriente) de modo diferencial de valor:

$$v_{id} = (\Delta V_{off}/\Delta T) \cdot (T_{\text{máx}} - T_{\text{mín}}) \text{ e } i_{id} = (\Delta I_{off}/\Delta T) \cdot (T_{\text{máx}} - T_{\text{mín}})$$

g) Analizar el significado de la *Sensibilidad de la tensión residual de entrada* y los valores típicos que brindan los fabricantes para los OPAMPS.

$$RRFA \text{ (o SVRR)} = \Delta V_{off} / \Delta V_{CC} \text{ para } \Delta V_{Od} = v_{od} = 0$$

$$RRFA \text{ (o SVRR)} = \Delta V_{Od} / \Delta V_{CC} \text{ para } \Delta V_{Id} = \Delta v_{Ic} = 0$$

6) G-9.:

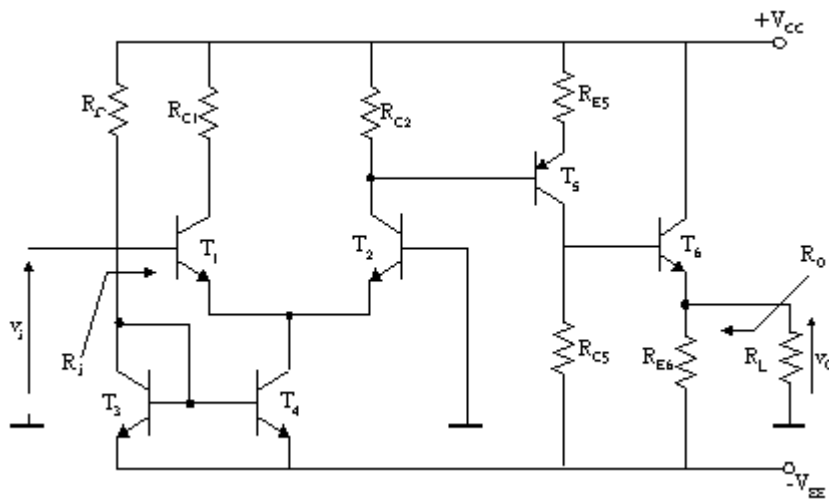


Fig. G-9

El circuito de la Fig. G-9 representa el esquema simplificado de un amplificador operacional integrado (OPAMP) en cuya salida se conectó una carga $R_L = 100\Omega$.

De dicho circuito se conoce:

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = \beta_6 = 400; \beta_5 = 100.$$

Se admite $r_x \cong 0$ y $V_A \cong 130$ V para todos los transistores.

$R_{C1}=R_{C2}= 10\text{K}\Omega$; $R_r= 39,3\text{K}\Omega$; $R_{E5}= 4,3\text{K}\Omega$; $R_{C5}= 20,7\text{K}\Omega$; $R_{E6}= 10\text{K}\Omega$.

$|V_{CC}| = |V_{EE}| = 20$ V.

a) Determinar los puntos de reposo de todos los transistores. Despreciar, al sólo efecto de los cálculos de este punto, la corrección por efecto Early.

b) Determinar la amplificación de tensión $A_V = v_o/v_i$, R_i y R_o . Determinar $v_o = f(v_{id}, v_{ic})$ y las amplificaciones totales A_{Vd} y A_{Vc} . Determinar la RRMC del circuito.

c) Definir y calcular el *Rango de tensión de modo común* para este circuito.

d) Analizar las diferencias en los valores de los puntos de reposo al tener en cuenta el valor de V_A en el cálculo. Extraer conclusiones. Podría entenderse esta diferencia en el valor de la tensión de salida como debida a una señal perturbadora existente en algún punto del circuito. En este caso, la variación de i_{C4} debida al efecto Early, respecto a su valor calculado originalmente (al que llamaremos I_{CQ4}), puede representarse como el incremento en la corriente de la fuente T3-T4: $\Delta i_{C4} \cong I_{CQ4} \cdot (V_{CE}/V_A)$ provocado por una *señal de modo común equivalente*.

7) G-10.:

Para cada uno de las fuentes de corriente de la Fig. G-10, se conoce:

$\beta = 100$, $r_x = 0$ y $V_A = 130$ V para todos los transistores.

En caso de ser necesario, admitir que la polarización de la fuente de corriente se realiza mediante una tensión V_r , en serie con una resistencia genérica de valor R_r .

Admitir que existe una fuente de tensión ideal de valor "V" entre el terminal de salida y común, tal que $|V| = 10$ V..

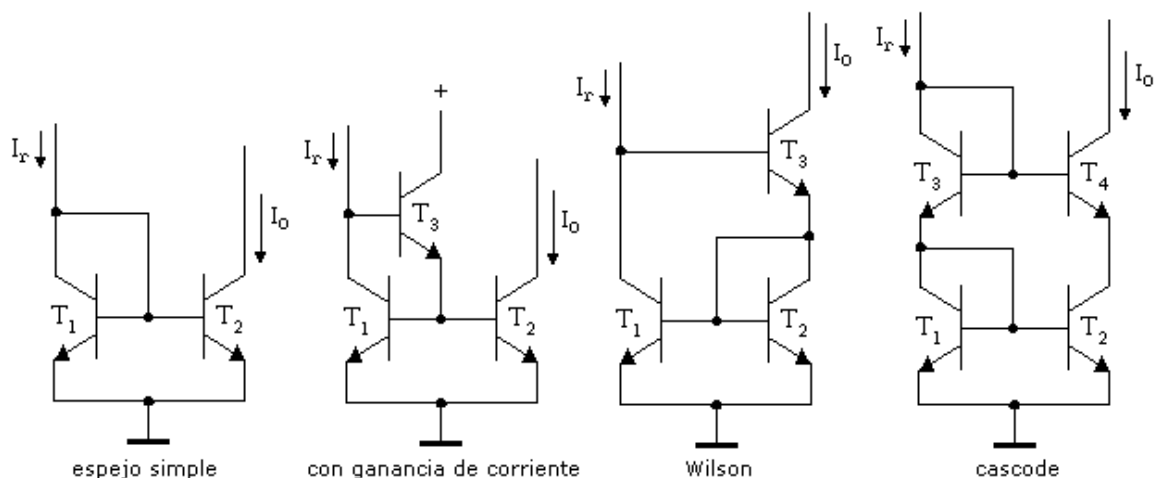


Fig. G-10

a) Para cada una determinar, comparar resultados y extraer conclusiones:

a₁) Los puntos de reposo de todos los transistores indicando las respectivas tensiones de todos los electrodos a común. Suponiendo que en la salida del circuito se colocara una fuente de tensión ideal, cuál sería su mínimo valor de tensión de manera que todos los transistores continúen trabajando en modo activo directo? Despreciar, al sólo efecto de los cálculos de este punto, la corrección por efecto Early.

a₂) El factor de copia, definido como I_o/I_r .

a₃) La resistencia incremental vista desde el terminal por donde ingresa la corriente de referencia I_r .

a₄) La resistencia incremental de salida. Esto es, la resistencia incremental vista desde el terminal por donde drena la corriente I_o , R_o .

b) Analizar la posibilidad de implementar los circuitos anteriores mediante transistores MOSFET de canal inducido y preformado.

8) G-11.:

El bloque que carga al AD de la Fig. G-11a representa una fuente espejo de copia "a". Implementarla con transistores bipolares PNP.

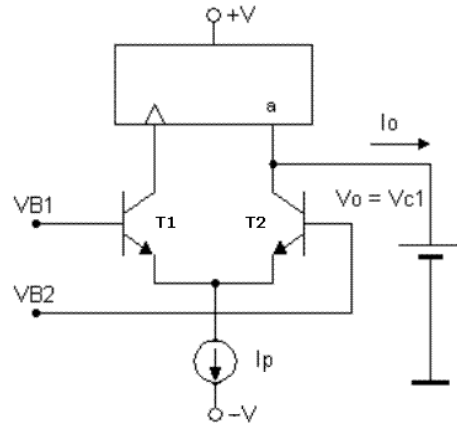


Fig. G-11a

a) Determinar para el circuito de la Fig. G-11a, las características estáticas de I_O en función de I_p y $V_{id} = V_{B1} - V_{B2}$. Obtener, la expresión de $g_{md} = dI_O / dV_{id}$. Suponer "a" igual y distinto a la unidad. ¿Que valor convendría tomar?. ¿Por qué?.

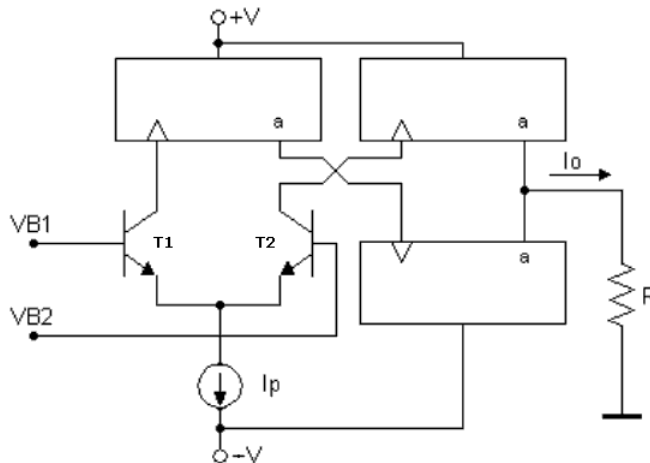


Fig. G-11b

b) Considere el circuito de la Fig. G-11b. Repetir los cálculos realizados en el ítem anterior, y comparar los resultados. ¿Que ventajas y desventajas presenta una configuración respecto a la otra?

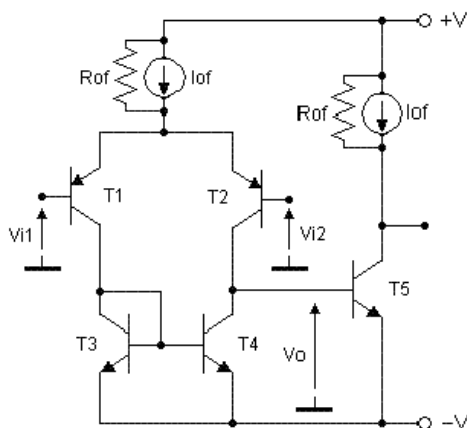


Fig. G-11c

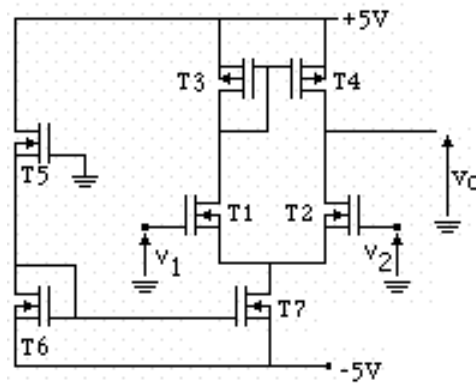


Fig. G-11d

c) Suponiendo conocido en el circuito de la Fig. G-11c el valor de la fuente de corriente ideal I_0 y los parámetros de los transistores $T_1=T_2$ y $T_3=T_4$, explicar para qué se incluye T_5 . Obtener las relaciones de I_{S5} y β_5 con I_0 , y los parámetros del resto de los TBJ, para que T_5 pueda cumplir con la finalidad para la que se lo incluyó.

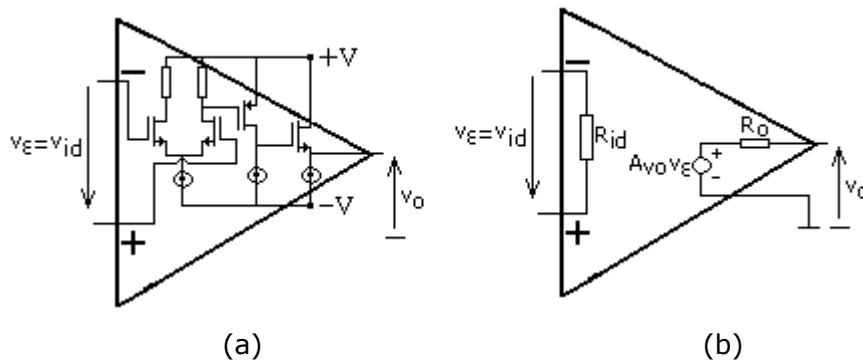
d) Para el circuito de la Fig. G-11d obtener:

d₁) El valor de V_{OQ} , justificando cualitativamente. Si el sustrato es único para los MOSFET de cada tipo de canal, ¿varía dicho valor?

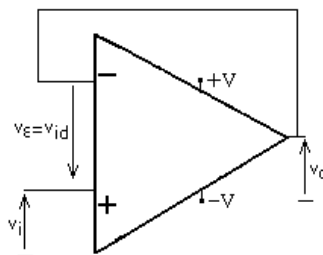
d₂) La RRMC en dB.

(MOSFET inducidos: $V_T=\pm 1V$; $k'=50\mu A/V^2$; $\lambda=0,01V^{-1}$; $(W/L)_{1,2,3,4,7}=1$; $(W/L)_{5,6}=2$)

9) G-12.:



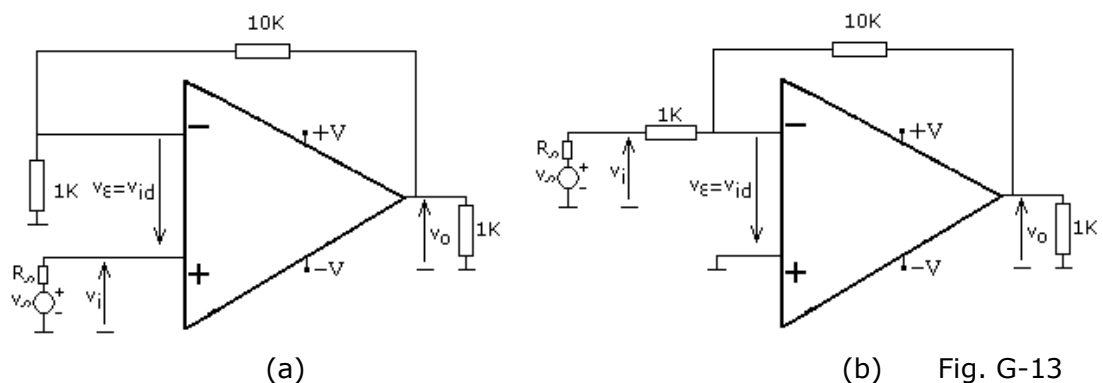
El circuito de la Fig. G-12a representa el esquema simplificado de un amplificador operacional integrado (OPAMP) con CMOS, mientras que la Fig. G-12b representa el modelo para señal, considerándolo como una red bipuerta, donde en general puede admitirse que idealmente: $R_i \rightarrow \infty$, $R_o \rightarrow 0$ y $A_{vo} \rightarrow \infty$ (en el modelo real, en general serán: $R_i > 1M\Omega$, $R_o < 10\Omega$ y $A_{vo} > 10^4$).



a) Mediante un análisis de incrementos, justificar la ubicación de los terminales de entrada inversor y no inversor indicados.

b) ¿Cómo se comporta el circuito de la Fig. G-12c? ¿Puede asegurarse $V_{OQ} \cong 0V$ si v_i es una senoidal de pequeña amplitud?.

10) G-13.:



Al OPAMP del ejercicio anterior, se lo utiliza en los circuitos indicados en las Figs. G-13a y b. Analizar el tipo de realimentación que se tiene en cada caso, determinando los bloques: generador, carga, amplificador y realimentador "k". ¿Qué muestrea?, ¿qué suma?, ¿qué parámetro del amplificador estabiliza?, ¿cómo se define "k"? ¿por qué la realimentación es negativa?, ¿cuál es el valor de k?, ¿cuál es el valor del parámetro estabilizado si se admite $|A_0k| \gg 1$? ¿Se cumple esta última condición?

11) G-14.:

Al OPAMP del ejercicio anterior, se lo utiliza en los circuitos indicados en las Figs. G-14a y b, (se omitieron las fuentes de alimentación en el esquema). Demostrar que se comportan como amplificadores diferenciales. Compararlos entre sí y justificar por qué al segundo se lo conoce como amplificador de instrumentación.

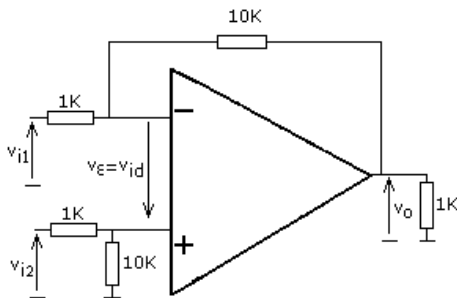


Fig. G-14a

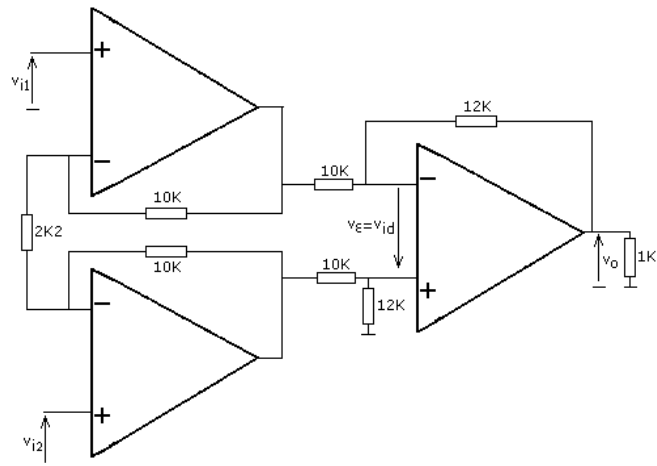
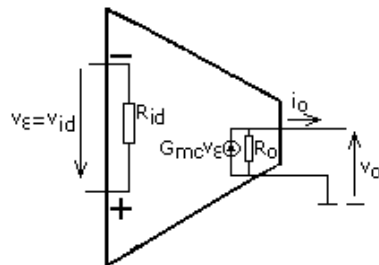


Fig. G-14b

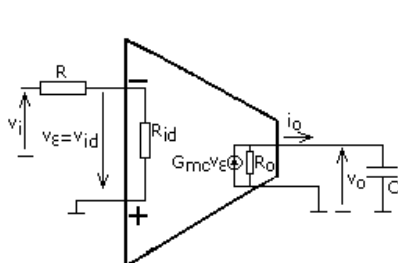
12) G-15.:



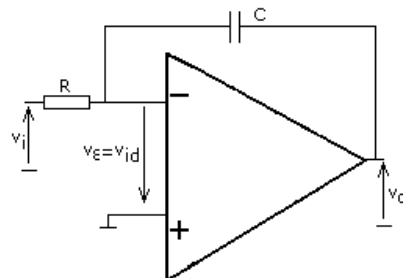
(a)

Fig. G-15

El circuito de la Fig. G-11b, se lo denomina amplificador de transconductancia (¿por qué?) u OTA. Se lo simboliza como se indica en la Fig. G-15a. Analizar el comportamiento de este amplificador conectado como se indica en la Fig. G-15b, respecto al circuito con un OPAMP de la Fig. G-15c. Extraer conclusiones.



(b)



(c)

Fig. G-15

13) G-16.:

Justificar por qué al circuito de la Fig. G-16 se lo denomina integrador diferencial.

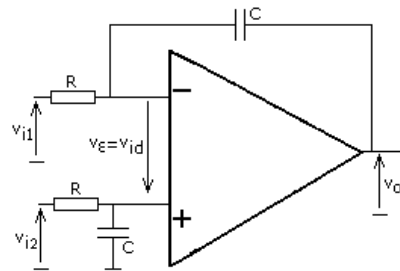


Fig. G-16

14) G-17.:

Obtener por inspección la expresión de R_i . Justificar por qué a este circuito se lo denomina girador. Analizar la realimentación.

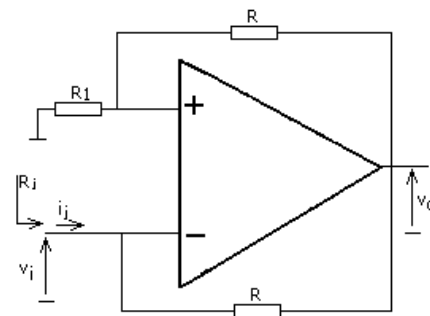


Fig. G-17

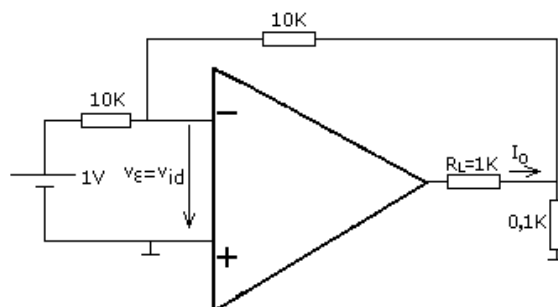
15) G-18.:

Fig. G-18

Para el circuito de las Fig. G-18: Analizar el tipo de realimentación que se tiene, determinando los bloques: generador, carga, amplificador y realimentador "k". ¿Qué muestrea?, ¿qué suma?, ¿por qué la realimentación es negativa?, ¿cuál es el valor de k?, ¿cuál es el valor del parámetro estabilizado si se admite $|A_o k| \gg 1$? Obtener I_o .

16) G-19.:

¿Cómo se comporta el circuito de la Fig. G-19a para valores de $R_L < 5K$? ¿Qué función cumple el TBJ en el circuito de la Fig. G-19b, ¿Cuál es el valor de V_{OQ} ?

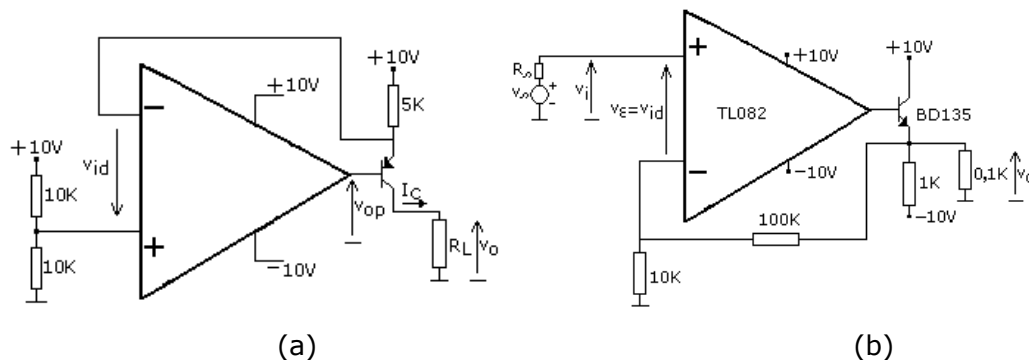


Fig. G-19