

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Tutorial por Jorge Márquez Flores – CCADET-UNAM 2013

Tabla de contenido temático

[Aplicaciones de los OpAmps](#)

[Principios de diseño](#)

[Método 1: Restricciones de las terminales...](#)

[Método 2: Límite a \$\infty\$](#)

[Amplificador no-inversor](#)

[Amplificador inversor](#)

[Amplificadores inversor y no-inversor generalizados](#)

[Substracción de Voltajes](#)

[Sumador de Voltajes](#)

[Comparador de Voltajes](#)

[Buffer de ganancia unitaria](#)

[Circuito Integrador Trimodal](#)

[Circuito Diferenciador](#)

[Filtros Activos](#)

[Sumario de Amplificadores Ops con Realimentación Negativa](#)

[Amplificador de Instrumentación](#)

♣ [Ruido en op-amps](#)

♣ [Ejemplo de ruido de modo común](#)

♣ [Amplificadores para Señales de Biopotenciales](#)

♣ [Interferencia de Dispositivos Eléctricos](#)

[Biopotenciales más comunes](#)

[Ejemplo de un Amplificador de Biopotencial](#)

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

(“*Op-amp*” u “*OpAmp*”)

Nota: a menos que se especifique lo contrario, todas las entradas y salidas en estas notas son funciones del tiempo (t).

Aplicaciones de los *OpAmps*: Además de amplificar una señal (o en general, llevar a un intervalo adecuado para procesamiento y análisis), los *Op-amps* tienen muchos otros usos:

- **acondicionamiento de señales:** aumentar su potencia, además de su intensidad, para que no sufra distorsión o atenuación por el proceso de medición, sobre todo si la impedancia de entrada del circuito sensor no es suficientemente alta; esto se logra garantizando que la señal a medir tenga un nivel mínimo de potencia entregada; el acondicionamiento también incluye: paso a escala logarítmica, cambiar offset, polaridad, modulación, mayor inmunidad a ruido y estabilidad, etc.;
- **acoplamiento de impedancias:** aunque puede considerarse parte del acondicionamiento, es más general; aislamiento de circuitos;
- **filtros activos** (pasa altas, pasa bajas, pasa banda, rechaza banda);
- **circuitos osciladores**, generadores de pulsos y de formas de onda;
- **procesamiento analógico de señales:** comparadores, sumadores, integradores, derivadores, elementos de retardo, cambios de fase, rectificadores, etc.;
- **procesamiento lógico de señales:** en ciertas aplicaciones se obtiene el mismo efecto de las compuertas lógicas digitales, entregando ya sea un valor de voltaje cero (falso) o de saturación (verdadero o "uno logico");
- **simulación analógica** de sistemas dinámicos; ventajas de mayor velocidad y mayor resolución que con circuitos digitales;
- **solución analógica** de ecuaciones integro-diferenciales inclusive no-lineales, entre otras.

Desarrollo tecnológico: ha sido paralelo al de los **circuitos digitales**, y al desarrollo del procesamiento digital de señales, los microprocesadores, control y simulación digitales, y de las computadoras digitales en general.

♣ **Evolución tecnológica:** tubos y válvulas al vacío (bulbos) (1930-1960) → transistores (1950-1970, “estado sólido”, semiconductores) → circuitos

integrados (DTL – TTL – FET – CMOS/MOSFET – LSI (*Large Scale Integration*) – VLSI – ... – FPGAs (*Field Programmed Gate-Arrays*), PICs (*Peripheral Interface Controller*, familia de microcontroladores),..., etc.).

Principios de diseño: “amplificador ideal” + retroalimentación + resonancia + sistemas dinámicos, ...

Idealización 1: En su forma más simple, el amplificador satisface: $V_{out} = A V_{in}$, donde A es la ganancia constante, muy elevada, **independientemente de intensidad o frecuencia** (y de corriente, implicando propiedades de impedancia muy útiles: da suficiente potencia al circuito al que se conecta (impedancia de salida prácticamente nula), dando para fines prácticos “toda la potencia que se le pida”, sin caída del voltaje de salida; tampoco “pide potencia” al circuito precedente (impedancia de entrada “infinita”) y no provoca que el potencial de entrada se caiga, si el circuito precedente no da suficiente potencia.

Un Op-amp es un **amplificador diferencial**: Dos entradas, una llamada *inversora* (–), y otra *no-inversora* (+), cumplen:

$$V_{out} = A (V_+ - V_-) = A V_{in} \quad (1)$$

Idealización 2: impedancia interna de entrada “infinita” (o modelando como un límite $r_{in} \rightarrow \infty$) y la impedancia interna de salida correspondiente es “cero” (o bien, $r_{out} \rightarrow 0$). Una fuente de señal “ve” una resistencia r_{in} infinita y la señal no “se cae” si la fuente produce muy baja corriente. El amplificador “no carga” al circuito conectado a la salida, y es visto como una fuente AV_{in} , alimentando una resistencia en serie r_{out} (en Figura 5.1 del [Webster] son respectivamente “ R_d y R_o ”).

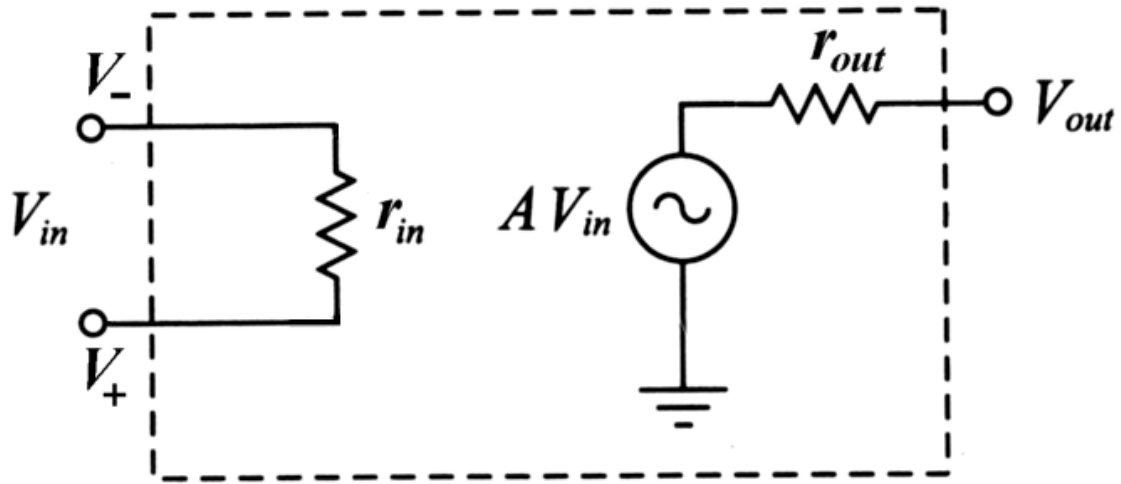


Figura 1. (Versión modificada del [Blackburn, *Modern Instrumentation for Scientists and Engineers*]). Amplificador diferencial operacional (Op-amp): circuito equivalente. V_{in} es la diferencia entre las entradas V_+ (terminal superior izquierda del Op-amp) y V_- (terminal inferior). Dichas entradas y la propia salida son referidas cada una respecto a tierra (ver Figura 1 bis, donde $v_1 = V_-$ y $v_2 = V_+$).

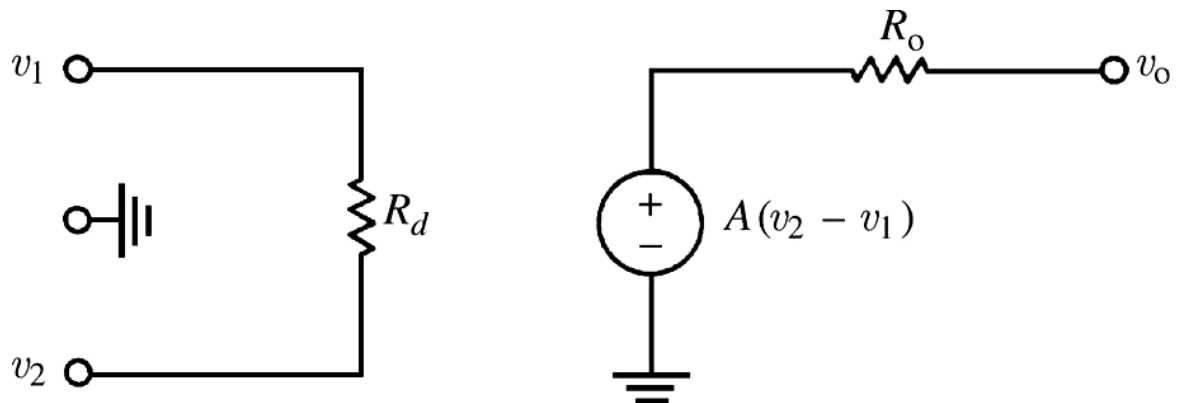


Figura 1 bis. (Versión del [Webster, *Medical Instrumentation, Application and Design*], notar que sólo hay diferencias en notación). Amplificador diferencial: circuito equivalente. Un voltaje diferencial entre las entradas v_1 y v_2 causa una corriente que fluye a través de la resistencia R_d interna del (Op-amp). En el modelo, se tiene en el Op-amp el equivalente a una fuente de salida cuyo valor es el voltaje diferencial multiplicado por A (la ganancia del operacional). Cualquier corriente fluyendo hacia la terminal de salida v_o pasa a través de la resistencia de salida R_o .

En Op-amps reales (circuitos integrados (IC)): $A \approx 10^4 - 10^6$.

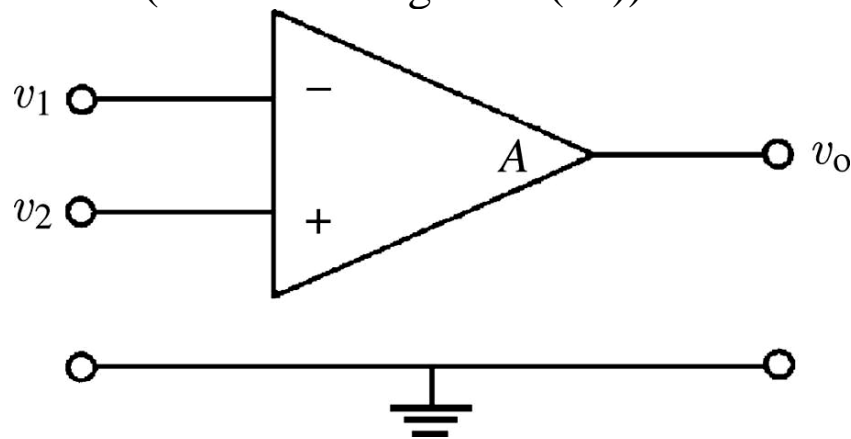


Figura 2. Símbolo de circuito de un Op-amp. Un voltaje en v_1 , la entrada “**inversora**” es amplificada e invertida para dar lugar a v_0 . Un voltaje en v_2 , la entrada “**no inversora**”, es amplificada para dar lugar a una salida en fase en v_0 . Ambas entradas y la salida son cada una medidas respecto a tierra.

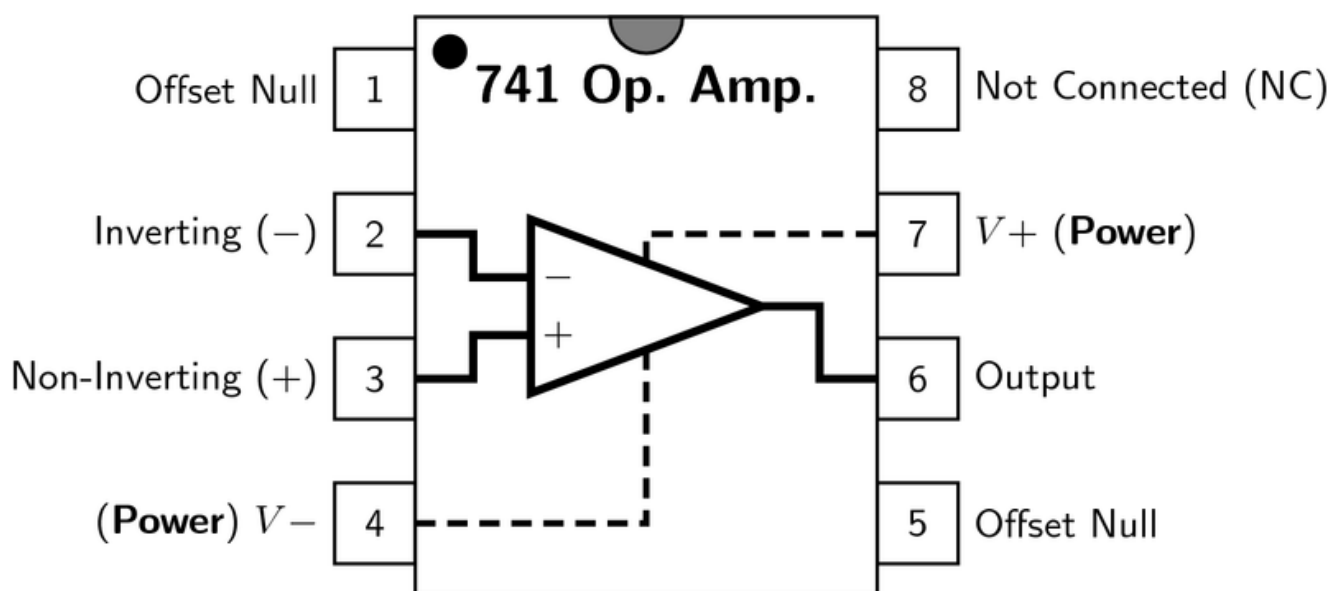


Figura 2b. Esquema de conectores del circuito integrado (chip) *Op-amp* 741, visto desde arriba y con un esquema simbólico superpuesto indicando los *pins* correspondientes a entradas y salidas.

Alimentación bipolar (con polarización):

$$V_{bias} = \pm 10 \text{ V} \text{ (a veces es } \pm 15 \text{ V, pero saturación en } \pm 13 \text{ V.)}$$

Existen dos métodos de diseño con Op-amps, haciendo las aproximaciones ideales ya sea antes o después (límite). El primero

es más sencillo y recurre a dos reglas que definen el Op-amp ideal. Para simplificar cálculos en el primer método, suponemos las características ideales, tomadas por lo pronto al pie de la letra:

$$A = \infty.$$

$$V_{out} = 0, \text{ cuando } V_+ = V_- \text{ (no hay “voltaje de offset”).}$$

$$r_{in} = \infty.$$

$$r_{out} = 0.$$

Ancho de banda $\Delta\omega = \infty$, y no hay corrimiento de fase.

Método 1: Restricciones de las terminales de entrada para diseño de circuitos con Op-amps ([Webster], *Med. Instrum.* Cap. 3).

Regla 1: *cuando la salida del Op-amp se encuentra en su intervalo lineal, las dos terminales de entrada se encuentran al mismo voltaje.*

Regla 2: *ninguna corriente fluye entre las terminales de entrada del Op-amp.*

Las regla 1 es válida porque si las dos terminales no se encontraran al mismo voltaje, la salida de voltaje diferencial sería multiplicada por la ganancia infinita.

Las regla 2 es válida, porque asumimos que la impedancia de entrada r_{in} (o R_d en el [Webster]) es infinita, y ninguna corriente fluye. Aún si la impedancia de entrada fuera finita, la regla 1 dice que no hay caída de voltaje a través r_{in} , así que ninguna corriente fluye.

Al principio las reglas no parecerían tener sentido o incluso utilidad, pero deben simplemente seguirse para poder analizar y diseñar

circuitos, dado que son simplificaciones (límite a infinito) y uno debe interpretar que "es lo que se observa".

Método 2: Tomar el límite a ∞ . Alternativamente, se realiza el análisis considerando A finita, la ecuación (1), y al final se simplifica aplicando la condición $A \gg 1$. Este método, más explícito y formal, permite entender mejor las propiedades y, en caso de que se desee exactitud, siempre se pueden usar las ecuaciones con el valor real de A conocido (podrían incluir también r_{in} y r_{out}), sin aproximaciones o límites. El costo es una mayor complejidad, sobretodo en circuitos muy elaborados. Para una exposición detallada del segundo método, ver el capítulo 5 del [Blackburn]. El primer método, en apariencia empírico, se puede deducir del segundo, más formal, al aplicar el límite " $A \rightarrow \infty$ ", o, si se deja A , se aplica la aproximación $A \gg 1$.

Fin§ ► [Indice](#)

Amplificador no-inversor

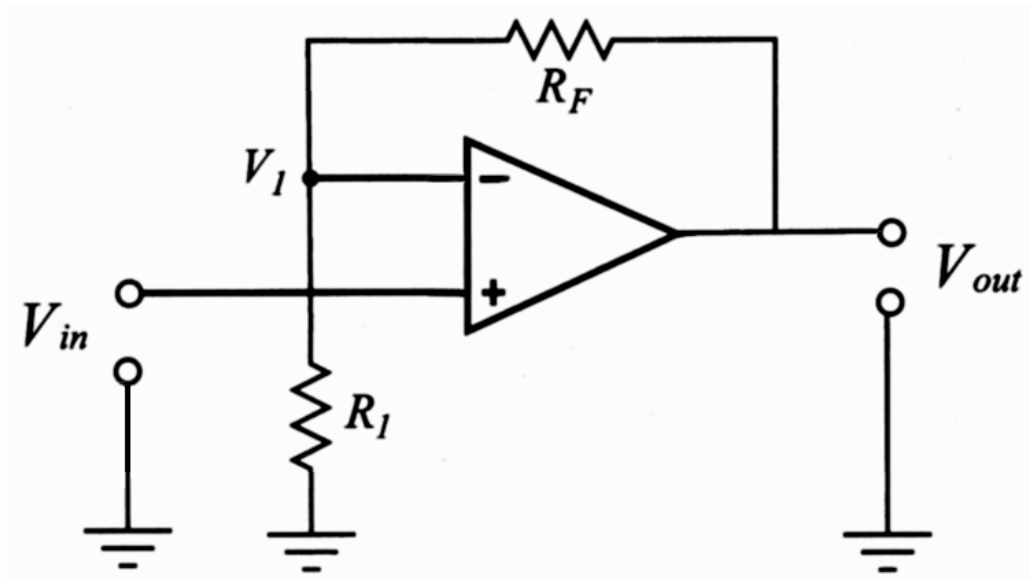


Figura 3. Circuito para un amplificador *no-inversor*. R_F es una resistencia de *feedback* y R_1 una resistencia en la entrada (-).

Método 1. Ver [Webster], Cap. 5; la deducción es trivial pues se obtiene de la igualdad $V_{in}=V_1$ (por la [Regla 1](#)) y el circuito forma un divisor de voltaje, dando directamente la relación de la [ecuación](#) (5).

Método 2. Del [Blackburn], Cap. 3. La combinación R_1 y R_F actúa como divisor de voltaje entre la salida y el voltaje en la entrada diferencial inversora (-) V_1 :

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_F} V_{out} \quad (2)$$

De la relación fundamental para un amplificador diferencial:

$$V_{out} = A (V_+ - V_-) = A (V_{in} - V_1) \quad (3)$$

Notar que la regla 1 indica que “ $V_{in} = V_1$ ” con “ $A=\infty$ ”; pero consideremos A finita y hacemos el análisis sin la [regla 1](#), combinando las ecuaciones (2) y (3):

$$V_{out} = A \left[V_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_F} V_{out} \right]$$

o sea:

$$V_{out} = V_{in} \left[\frac{A}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_F}} \right] \quad (4)$$

como $A \gg 1$, la última ecuación se puede aproximar a:

$$V_{out} \doteq V_{in} \frac{R_1 + R_F}{R_1} \quad (5)$$

con una ganancia a **lazo cerrado** $G = 1 + R_F / R_1$ **independiente de la ganancia a lazo abierto** A (recordar las características de un sistema o instrumento con retroalimentación negativa).

Nota: No confundir R_1 (externa al op-amp, conectada a la entrada $(-)$ en la Figura 3) con r_{in} (interna), ni la impedancia de feedback R_F con r_{out} (interna), ni confundir r_{in} o R_i (Webster) o R_1 con la resistencia equivalente de entrada R_{in} de la ecuación (6). Idem R_L con r_{out} (interna) y R_{out} (equivalente).

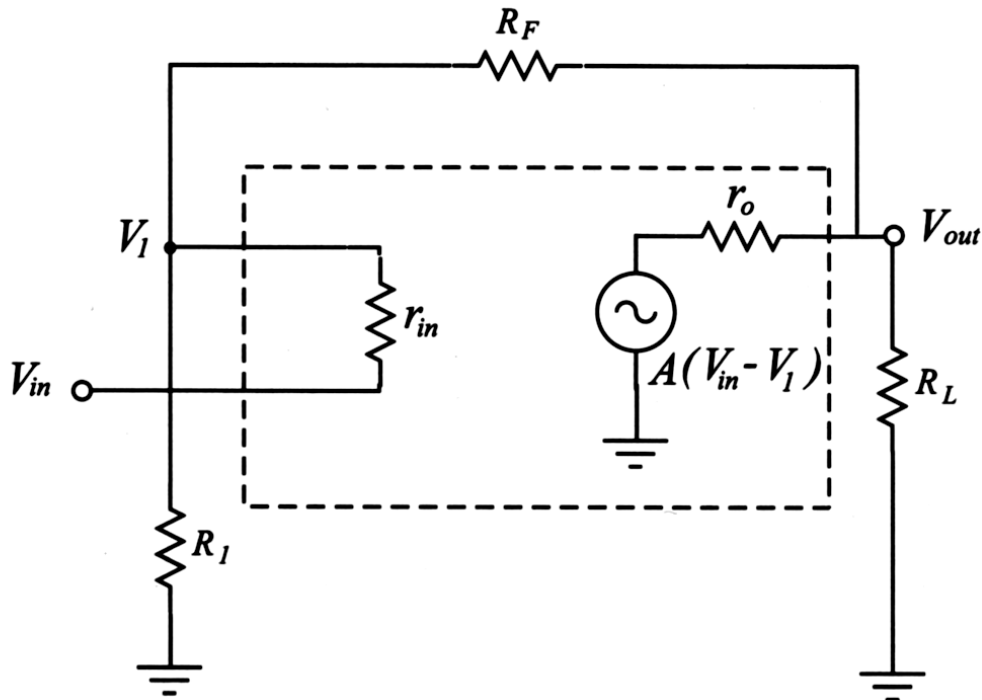


Figura 4. Circuito equivalente del amplificador no-inversor; se agregó a la salida una resistencia de carga R_L .

Resistencias efectivas (o equivalentes) de entrada y salida en un amplificador no-inversor (ver deducción en tarea-examen):

$$R_{in} = r_{in} \left[1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_F} \right] \quad (6)$$

$$R_{out} = r_{out} \left[\frac{1}{1 + A \frac{R_1}{R_1 + R_F}} \right] \quad (7)$$

Es claro de (6) que la resistencia R_{in} de entrada efectiva de la configuración no-inversora es incrementada sobre la resistencia de entrada interna del op-amp, y si la ganancia a lazo abierto A es grande, el incremento será substancial. Igualmente, de (7) vemos que una ganancia a lazo abierto A elevada ocasionará que la resistencia neta de salida R_{out} sea inclusive menor que el valor r_{out} de la pura resistencia interna del op-amp.

Es de notar que la [Regla 1](#) se puede alternativamente deducir de un análisis mediante el método completo (ver Capítulo 5 del [Blackburn]) y de hecho la relación exacta entre V_{in} y V_1 es:

$$V_1 = \left[\frac{R_1}{R_F + R_1} \right] \left[\frac{1}{\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_F + R_1}} \right] V_{in} \quad (8)$$

Cuando $A \rightarrow \infty$, de (8) concluimos que $V_1 \rightarrow V_{in}$, de modo que el potencial en la entrada inversora se mantiene continuamente casi idéntica al potencial de la entrada no-inversora:

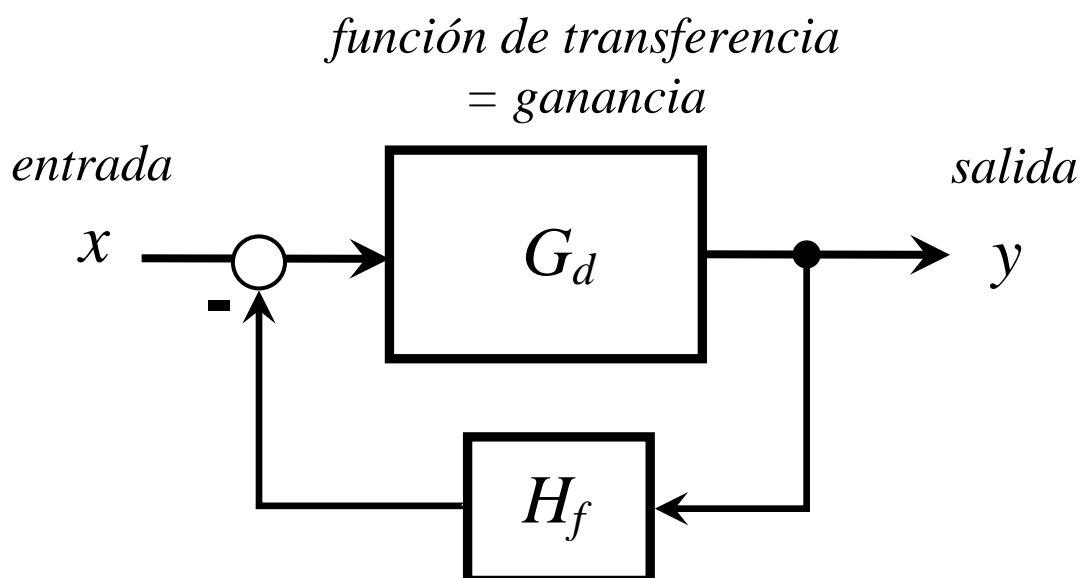
$$\boxed{V_- \cong V_+} \quad (9)$$

Tal propiedad es también consecuencia de la retroalimentación a través de R_F .

El término $\beta = \frac{R_1 + R_F}{R_1}$, que aparece con frecuencia, se denomina *factor de feedback*.

Ejercicio:

Abajo se reproduce el esquema del concepto de retroalimentación (negativa). En los párrafos anteriores hemos hablado del circuito y de la ganancia a “lazo abierto” (A), de “feedback” mediante una resistencia R_F y del circuito y ganancia “a lazo cerrado”. ¿De qué manera se relaciona la formulación del esquema con todo lo anterior?



Ganancia a lazo abierto, sin feedback:

$$y = G_d x$$

Ganancia a lazo cerrado, con feedback:

$$y = G_d (x - H_f y) \longrightarrow y = \frac{G_d}{(1 + H_f G_d)} x$$

Figura 5. Ganancia en un sistema retroalimentado.

Fin§ ► [Indice](#)

Amplificador inversor

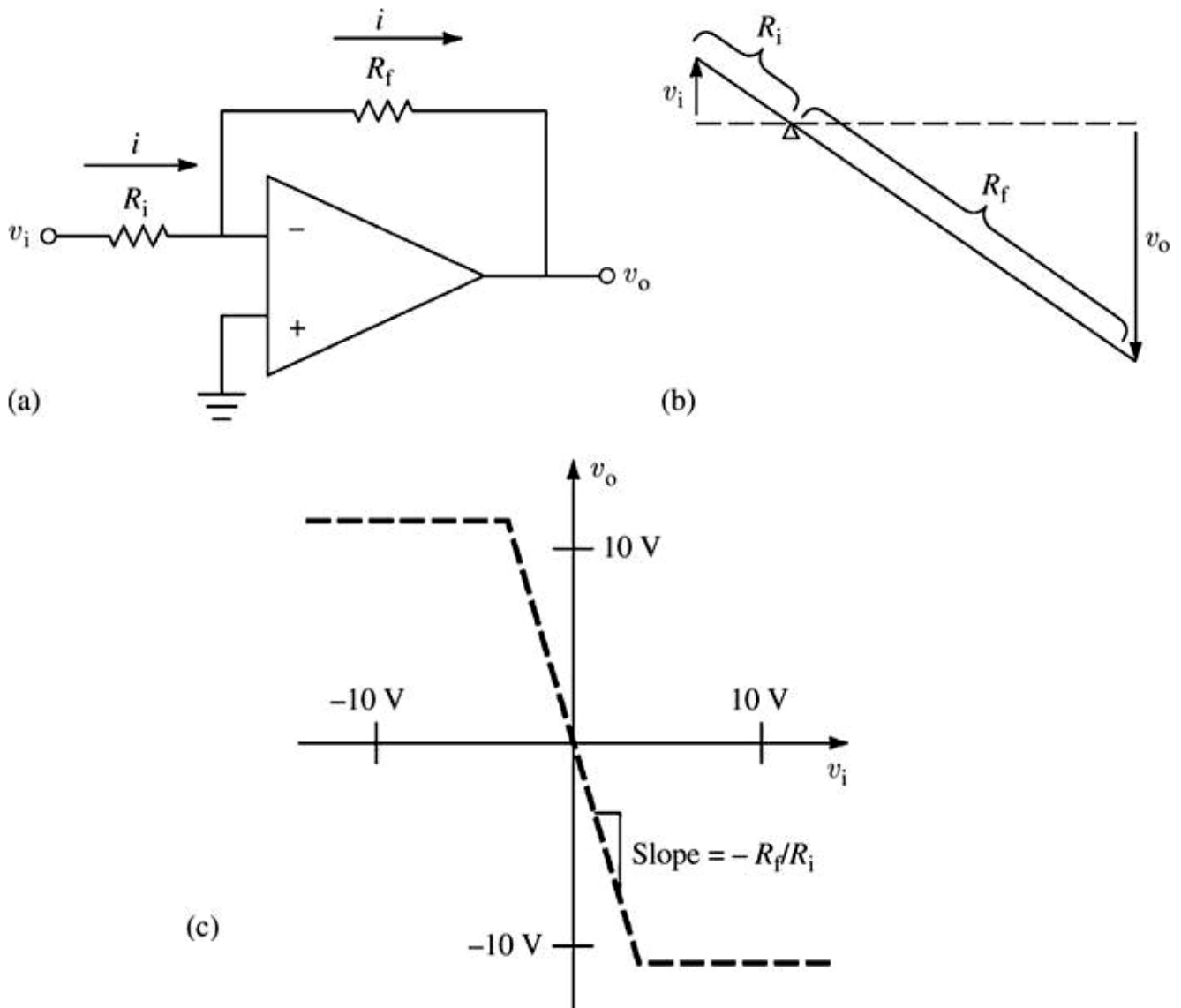


Figura 6. Amplificador *inversor*. La corriente que fluye a través de R_i también fluye a través de la resistencia de feedback R_F (b) Las características de entrada-salida pueden visualizarse como una palanca (el triángulo es el *fulcrum* o punto de apoyo de la palanca), donde la longitud de los brazos es proporcional a cada resistencia. (c) El gráfico entrada-salida muestra una pendiente $-R_F/R_i$ en la porción central; sin embargo la salida satura alrededor de ± 13 Volts.

Un amplificador inversor tiene *feedback negativo* (Figuras 5 y 6). Sólo en aplicaciones muy particulares se realimenta la salida V_o a la entrada no-inversora (+). En el inversor, el voltaje en (+) es 0 V (tierra). Por la [Regla 1](#), la entrada negativa (-) debe estar también en

0 V. Esta condición se conoce como *tierra virtual*. Por ley de Ohm, la corriente a través de R_i es $i=V_i /R_i$. Por la [Regla 2](#), ninguna corriente puede entrar al op-amp, por lo que i debe fluir a través de R_F produciendo una caída de voltaje a través de R_i igual a iR_i . Como la terminal izquierda de R_F está en 0Vm la terminal derecha debe ser:

$$V_o = -iR_F = -V_i \frac{R_F}{R_i}, \text{ o bien:}$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_F}{R_i}} \quad (10)$$

De modo que el circuito invierte y la ganancia inversora a lazo cerrado (no la A del op-amp) es la razón R_F a R_i .

Sin aplicar las reglas y haciendo el análisis sin las condiciones ideales (ver [Blackburn]), es posible demostrar que en realidad la **ganancia a lazo cerrado** es exactamente:

$$\boxed{G = \frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{R_F}{R_i}\right)\left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A}\left(\frac{R_i + R_F}{R_i}\right)}\right)} \quad (11)$$

que en el límite cuando $A \rightarrow \infty$, da la ecuación (10). Nótese que en (11) nuevamente aparece el *factor de feedback* $\beta = (R_i + R_F)/R_i$. La resistencia de entrada del circuito inversor está ahora dada por:

$$R_{in} = R_i + \frac{R_F}{A + 1} \cong R_i \quad (12)$$

donde, a diferencia de la ecuación (6), para el amplificador no-inversor, no aparece la impedancia interna de entrada, r_{in} .

Ejercicio: ¿Cuál es la impedancia de salida a lazo cerrado del amplificador inversor? (hallar un equivalente de la ecuación (7)).

Aplicación para medir voltajes de un sensor termopar:

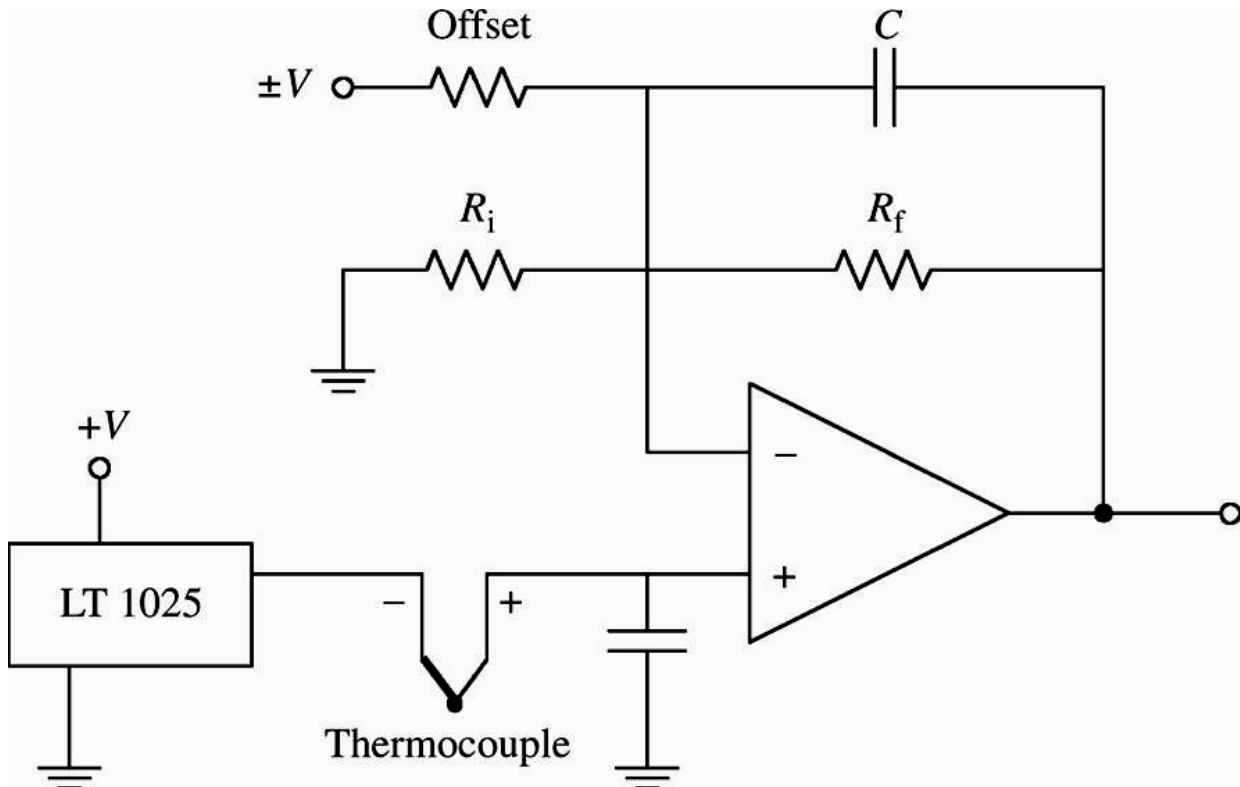


Figura 6. La junta fría y la junta caliente de un termopar generan una diferencia de potencial v_i que es amplificado por un circuito inversor. El circuito integrado LT1025 es un compensador para termopar de junta fría, el cuál va incluido. Esta es una de varias configuraciones posibles, las cuáles son descritas en la documentación (*specification sheet* o *data sheet*) del compensador LT1025. Tras estudiar este capítulo, explique: ¿por qué se usa la configuración de op-amp mostrada? ¿qué papel juegan las componentes?

Fin§ ► [Indice](#)

Amplificadores inversor y no-inversor generalizados

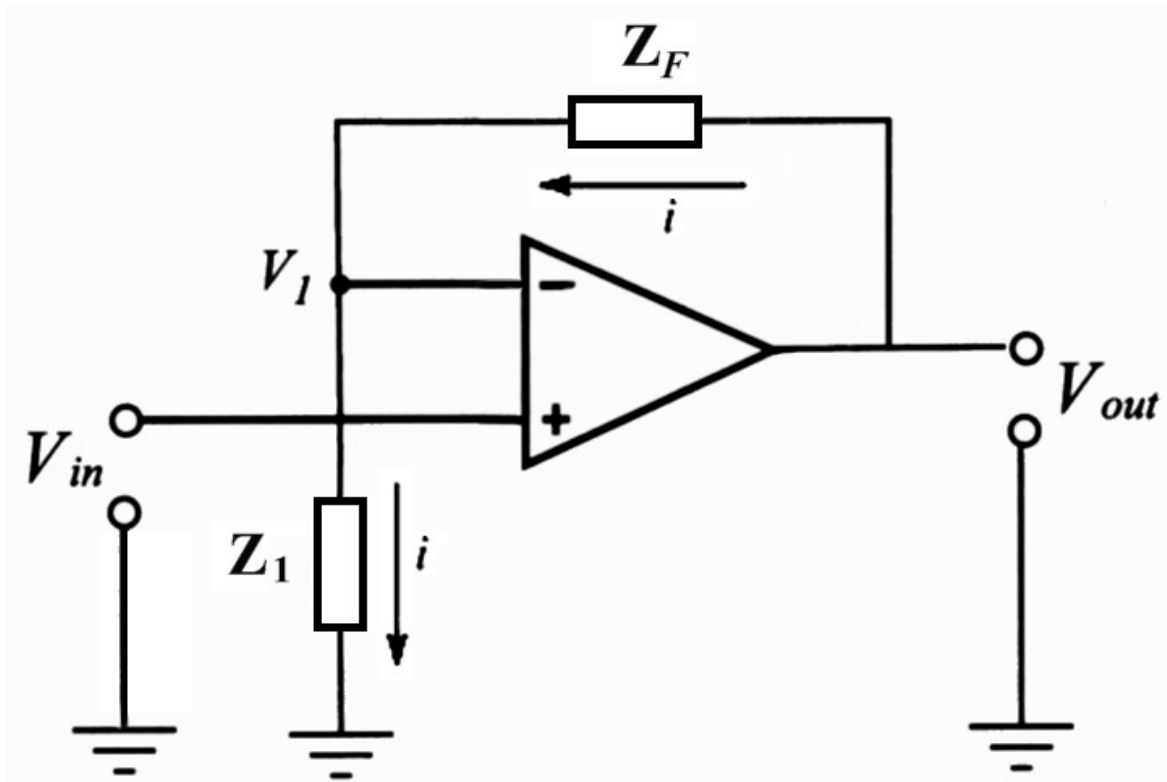


Figura 7. Amplificador *no-inversor* generalizado. Las impedancias de entrada inversora Z_1 y de feedback Z_F pueden contener términos reactivos (fasores = variable compleja). La características de entrada-salida dependerán, en el caso no-ideal, de las frecuencias y fase presentes en v_i , requiriendo por tanto usar la respuesta en frecuencia $V(j\omega)$.

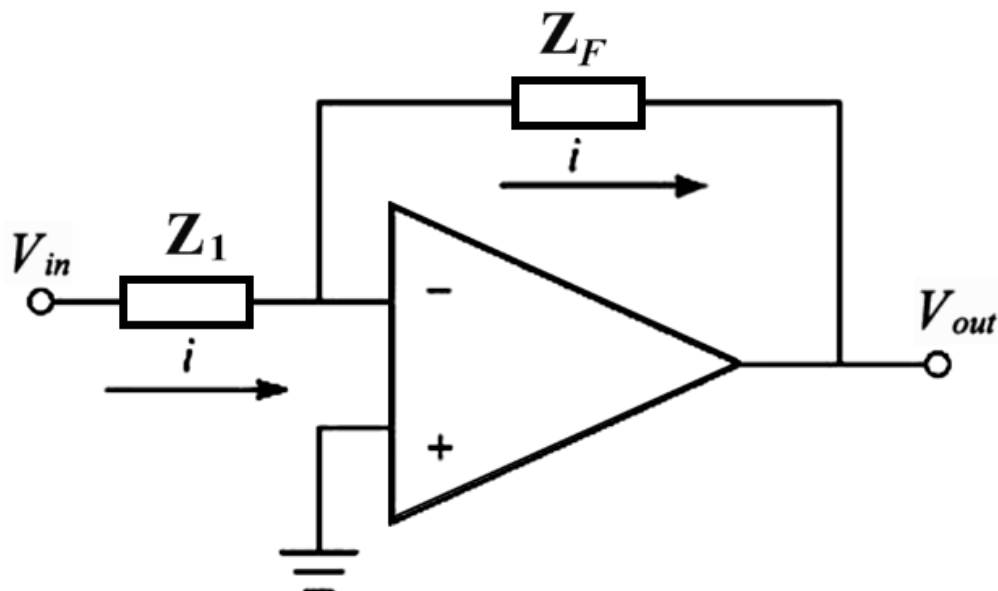


Figura 8. Amplificador *inversor* generalizado.

Del mismo análisis de corrientes, pero con impedancias complejas, se obtiene, en términos de la respuesta en frecuencia, para el amplificador no inversor generalizado, se obtiene, (ver [ecuación \(5\)](#)):

$$\boxed{\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = \frac{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_F}{\mathbf{Z}_1}} \quad (13)$$

De manera semejante, para el amplificador inversor generalizado (ecuación (10)):

$$\boxed{\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\frac{\mathbf{Z}_F}{\mathbf{Z}_1}} \quad (14)$$

Aunque la amplitud A a **lazo abierto** (sin feedback) idealmente no depende de la frecuencia ω , las ganancias a **lazo cerrado** (con feedback) dadas por (13) y (14), sí dependen de ω , de acuerdo a las componentes reactivas de las impedancias complejas \mathbf{Z}_1 y de feedback \mathbf{Z}_F . El factor $\beta = (\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_F) / \mathbf{Z}_1$, ahora es un fasor $|\beta|e^{j\phi}$, o sea, una impedancia compleja y depende de la frecuencia en las señales que pasan a través de las reactancias de \mathbf{Z}_1 y \mathbf{Z}_F .

Ejercicio: Deducir expresiones para las impedancia complejas de entrada y de salida a lazo cerrado del amplificador inversor generalizado y del amplificador no inversor generalizado (es decir, hallar los equivalentes complejos de las [ecuaciones \(6\) y \(7\)](#) para ambas configuraciones; en total cuatro ecuaciones: \mathbf{Z}_{in} , \mathbf{Z}_{out} , para el inversor generalizado y \mathbf{Z}_{in} , \mathbf{Z}_{out} para el no inversor generalizado).

Fin§ ► [Indice](#)

Substracción de Voltajes

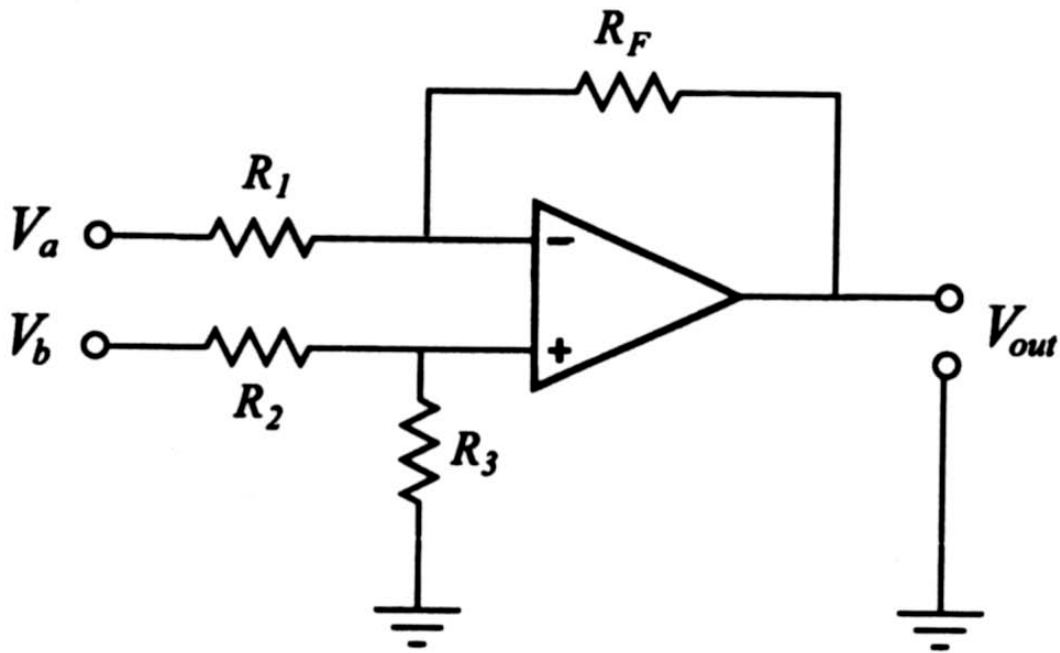


Figura 9. Amplificador de diferencia (substracción).

En la configuración de la Figura 9, la conservación de la corriente en el nodo inversor da:

$$\frac{V_a - V_-}{R_1} = \frac{V_- + V_{out}}{R_F} \quad (15)$$

que se puede escribir como:

$$V_- = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} \left[\frac{V_a}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_F} \right] \quad (16)$$

y en el nodo no-inversor:

$$\frac{V_b - V_+}{R_2} = \frac{V_+}{R_3} \quad (17)$$

que se puede escribir como:

$$V_+ = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \frac{V_b}{R_2} \quad (18)$$

Aplicando la condición ideal de que el feedback negativo causa que el potencial en la entrada inversora siga al potencial de la entrada no-inversora (ecuación (9)), $V_- = V_+$, así que igualamos los términos derechos de (14) y (16):

$$V_{out} = \left[\frac{1 + R_F / R_1}{1 + R_2 / R_3} \right] V_b - \left[\frac{R_F}{R_1} \right] V_a \quad (19)$$

El voltaje de salida es la diferencia ponderada de los voltajes de entrada. Escogiendo valores que satisfagan:

$$\frac{R_F}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = k \quad (20)$$

Se obtiene una salida proporcional a la diferencia de las entradas:

$$V_{out} = k (V_b - V_a) \quad (21)$$

Nótese que en general un op-amp es un “amplificador diferencial”; por ello a configuración que realiza substracción la denominamos “amplificador de diferencia”, pero en el [Webster] se usa el término *differential* con ambos significados.

Fin§ ► [Indice](#)

Sumador de Voltajes

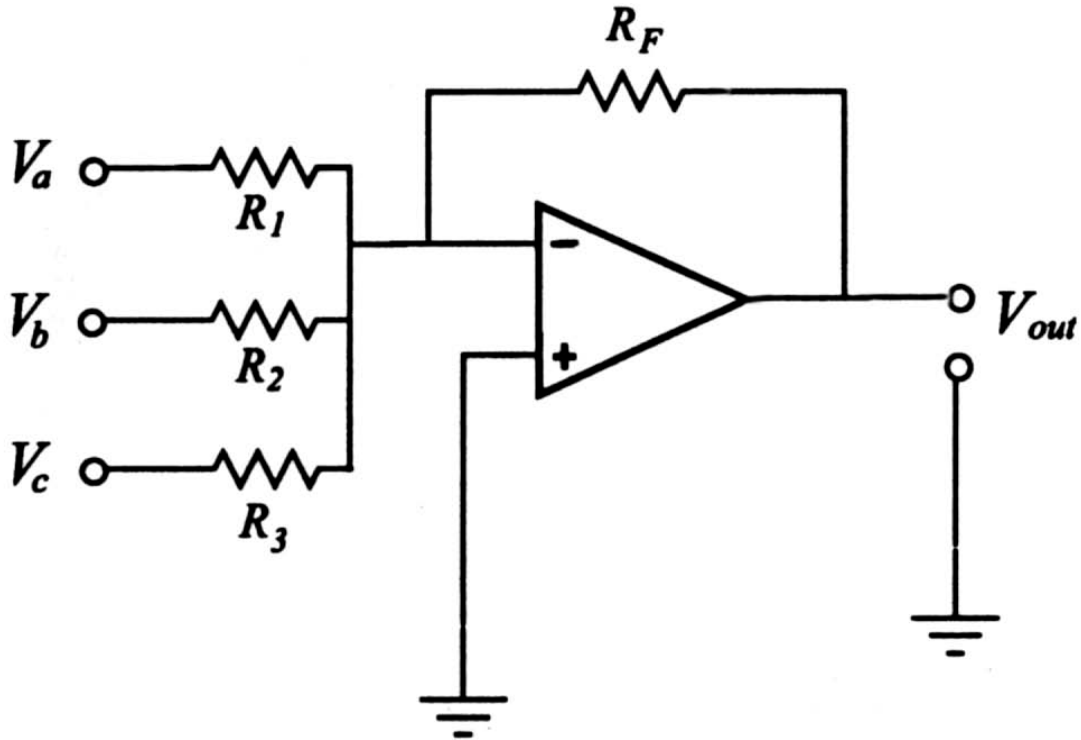


Figura 10. (a) Circuito sumador de V_a , V_b y V_c . El voltaje de salida V_{out} amplifica dicha suma y tiene polaridad inversa; las resistencias de entrada R_1 , R_2 y R_3 ponderan la suma para cada voltaje.

Del mismo análisis para el circuito inversor, igualando corrientes que entran y salen del nodo en la entrada inversora, obtenemos:

$$\frac{V_a - V_-}{R_1} + \frac{V_b - V_-}{R_2} + \frac{V_c - V_-}{R_3} = \frac{V_- - V_{out}}{R_F}$$

Invocamos la regla de igualdad de potenciales de entradas inversora y no-inversora: $V_+ = V_-$. Pero en este circuito $V_+ = 0$, de modo que:

$$\frac{V_a}{R_1} + \frac{V_b}{R_2} + \frac{V_c}{R_3} = -\frac{V_{out}}{R_F} \quad (22)$$

De donde:

$$V_{out} = - \left[\left(\frac{R_F}{R_1} \right) V_a + \left(\frac{R_F}{R_2} \right) V_b + \left(\frac{R_F}{R_3} \right) V_c \right] \quad (23)$$

Ejemplo de aplicación

La salida de un preamplificador de biopotencial para medir electro-oculograma es un voltaje DC de ± 5 V, con una señal AC de amplitud ± 1 V superpuesta. Se desea diseñar un circuito que cancele el voltaje DC (balanceo a 0 V) y provea de una ganancia de -10 a la señal deseada, sin saturar el op-amp.

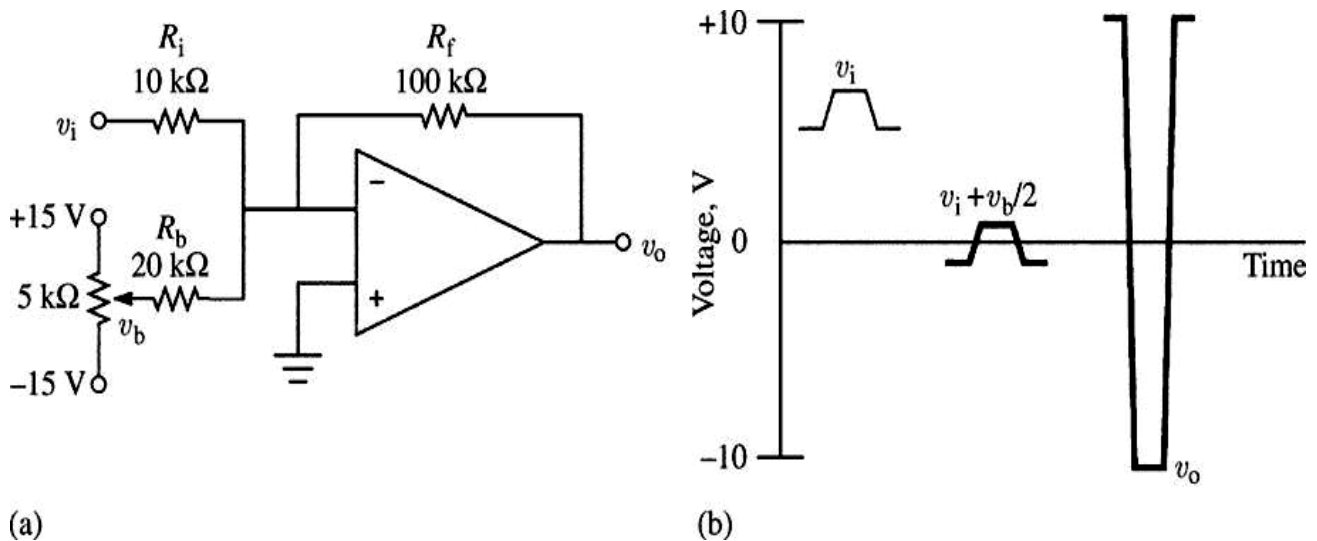


Figura 11. (a) Circuito sumador del voltaje v_i más la mitad del voltaje de balance v_b . El voltaje de salida v_o amplifica dicha suma y tiene polaridad inversa; puede además hacerse cero aún si v_i tiene una componente DC distinta de cero. (b) Las tres formas de onda muestran v_i , el voltaje balanceado ($v_i + v_b/2$) y el voltaje de salida amplificado (notar que cubre todo el intervalo dinámico $[-10, 10]$). Si v_i fuese amplificado directamente, el op-amp se saturaría.

Asumiremos que el voltaje disponible del potenciómetro de $5\text{k}\Omega$ es ± 10 V. Para obtener $v_o = 0$, la corriente a través de R_f es 0. Por lo tanto la suma de corrientes a través de R_i y R_b es cero:

$$\frac{v_i}{R_i} = \frac{v_b}{R_b}$$

$$R_b = -\frac{R_i v_b}{v_i} = \frac{-10^4(-10)}{5} = -2 \times 10^4 \Omega$$

Para una ganancia de -10 , de la ecuación (10) se requiere tener un cociente $R_F / R_i = 100\text{k}\Omega$: La ecuación del circuito con cualquier valor de salida v_o (ahora no necesariamente 0) es:

$$v_o = -R_F \left(\frac{v_i}{R_i} + \frac{v_b}{R_b} \right)$$

$$v_o = -10^5 \Omega \left(\frac{v_i}{10^4 \Omega} + \frac{v_b}{2 \times 10^4 \Omega} \right) = -10 \left(v_i + \frac{v_b}{2} \right)$$

El circuito puede balancear cualquier voltaje no deseado en el intervalo de $\pm 5\text{ V}$ (ver Figura 11(b)).

Fin§ ► [Indice](#)

Comparador de Voltajes

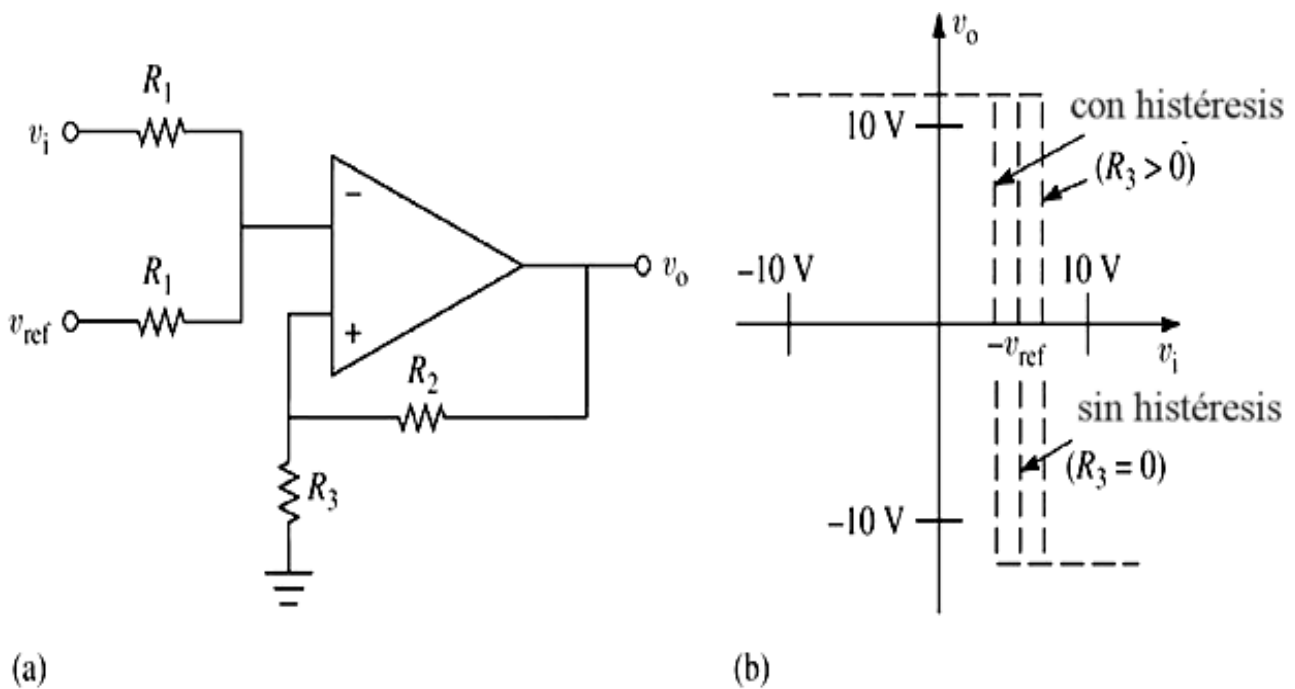


Figure 12 (a) Comparador. Cuando $R_3 = 0$, la salida v_o indica si $(v_i + v_{ref})$ es mayor o igual a 0 V. Cuando R_3 es mayor a 0, el comparador tiene histéresis, como se ilustra en (b), la característica de entrada-salida. R_3 determina el ancho de la curva de histéresis.

El voltaje de salida, cuando $R_3 = 0$, puede escribirse como:

$$v_{out} = \begin{cases} +10V & \text{if } v_{in} > v_{ref} \\ 0V & \text{if } v_{in} = v_{ref} \\ -10V & \text{if } v_{in} < v_{ref} \end{cases} \quad (24)$$

Un comparador con histéresis ($R_3 > 0$) permite tomar una decisión mediante dos umbrales, y no sólo si " $v_i = v_{ref}$ ", que es una condición inestable, haciendo que la salida del circuito oscile entre -10 y $+10$.

Un umbral corresponde al aumento de v_{in} en una dirección (se incrementa, por ejemplo) y el otro en la opuesta (se decrementa). Esto permite implementar sensores para un control denominado "on-

off” con histéresis, que funcionan como el termostato de un calefactor: al bajar a una temperatura mínima T_{\min} , se enciende el calefactor, y sólo al rebasar un valor $T_{\max} > T_{\min}$, se apaga, de modo que no haya oscilaciones si se usara un sólo umbral $T_0 = T_{\max} = T_{\min}$ (el termostato sin histéresis estaría prendiendo y apagando al calefactor en función del ruido alrededor del valor de encendido/apagado). Además la curva de histéresis da una salida booleana: cero o saturación negativa, o sea “falso” (por ejemplo apagado) y “verdadero” (encendido). El comparador es uno lógico y su comportamiento equivale a una componente muy usada en control, de la familia de *circuitos de umbral*: el *Schmitt trigger* (disparado de Schmitt), el cuál posee retroalimentación positiva y es usado para almacenar estados (memoria) y como switch especial.

En el ejemplo del calefactor, el ancho del ciclo de histéresis es $[T_{\max} - T_{\min}]$; en general es un intervalo de voltaje con centro en $-v_{ref}$ (ver Figura 12(b)) y es proporcional al valor de la resistencia R_3 . Suele colocarse un potenciómetro que permita regular R_3 . En vez de la ecuación (24), se tiene la expresión para un comparador binario con histéresis, donde se ha eliminado la condición de igualdad:

$$v_{out} = \begin{cases} +10V & \text{if } v_{in} > (v_{ref} + \Delta v) \\ -10V & \text{if } v_{in} < (v_{ref} - \Delta v) \end{cases} \quad (25)$$

En la práctica se manejan como valores lógicos +5 y 0 Volts.

Fin§ ► [Indice](#)

Buffer de ganancia unitaria

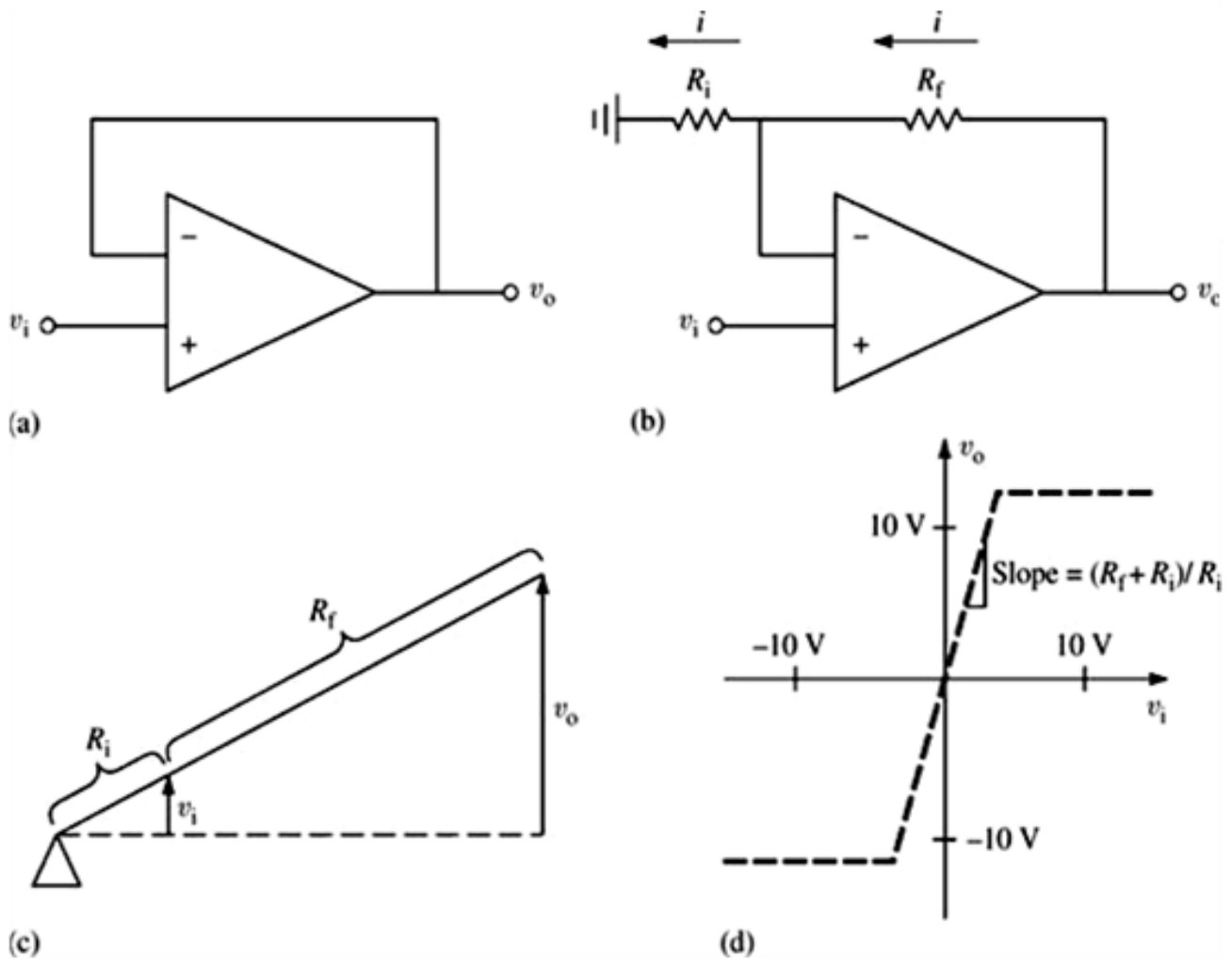


Figura 13. (a) Circuito seguidor: $v_o = v_i$. (b) Amplificador no-inversor (mismo que en Figura (3)), v_i aparece a través de R_i , produciendo una corriente a través de R_i , que también fluye a través de R_f . (c) Una palanca con brazos de longitud proporcional al valor de cada resistencia permite visualizar las características de entrada-salida, (d) El gráfico entrada-salida muestra una pendiente positiva $(R_f + R_i)/R_i$ en la porción central, pero la salida se satura a $\pm 13\text{ V}$.

De una configuración no-inversora, la ganancia a lazo cerrado es:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i(R_i + R_f)}{iR_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (26)$$

Supongamos que forzamos la condición límite $R_f \rightarrow 0$ y $R_i \rightarrow \infty$. Obtenemos la configuración de la Figura 13(a), que tiene una

ganancia $G = 1.0$, y el circuito se denomina “seguidor de voltaje”. Para apreciar qué se gana introduciendo este elemento, observamos que la resistencia de entrada y la resistencia de salida equivalentes tienen los siguientes valores (ver [ecuaciones \(6\) y \(7\)](#), con r_{in} la impedancia de entrada interna del op-amp y r_{out} su impedancia de salida interna -ver Figura 4, es r_o):

$$R_i = r_{in} [1 + A] \quad (27)$$

$$R_{out} = r_{out} \left[\frac{1}{1 + A} \right] \quad (28)$$

La primera es en extremo elevada, dado que tanto r_{in} como A lo son y la segunda es en extremo pequeña, porque r_{out} y $1/A$ son muy pequeñas. Con estas propiedades **el circuito se usa como "buffer" para aislar una sección de un circuito de otra**. Sirve por tanto para minimizar efectos del circuito sobre la fuente (alterar muy poco una medición, por ejemplo) y para acoplar impedancias. Considere por ejemplo el circuito de la Figura 14.

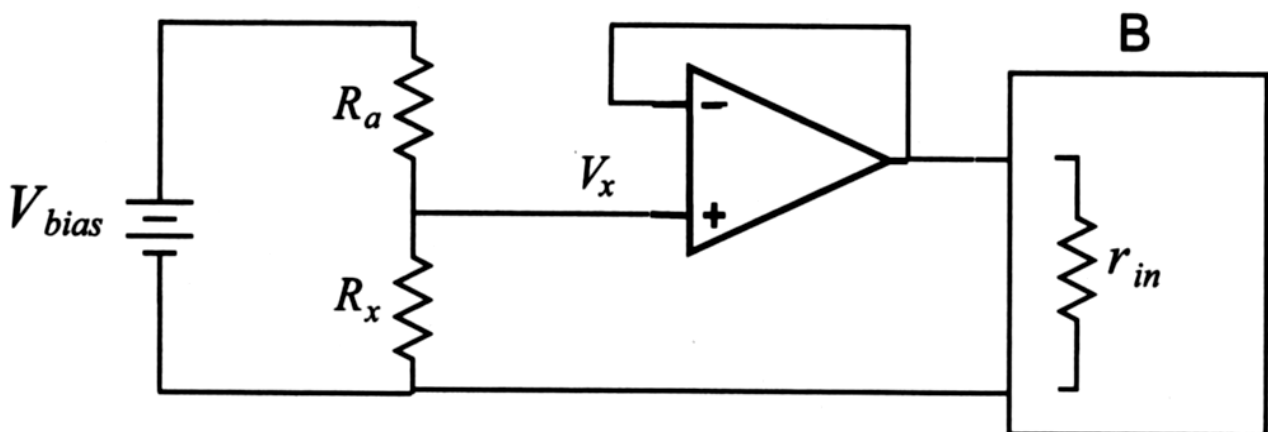


Figura 14. Circuito donde se aplica un *buffer* para aislar el circuito de la izquierda de otro, en (B), cuya impedancia de entrada no es muy alta. Alternativamente, el circuito de la izquierda podría no tener una impedancia de salida lo suficientemente baja, para que la señal no sea perturbada por (B).

En la caja B de la Figura 14, hay una circuitería de la cuál por lo pronto sólo nos interesa su resistencia de entrada r_{in} que podría no ser tan grande comparada con la resistencia R_x . Sin el buffer de por medio, conectando la caja B a través de R_x tendríamos una combinación paralela de R_x y r_{in} cuya resultante sería menor a R_x , reduciendo el voltaje V_x y cualquier medición o transformación de la señal producido por B no reflejaría la señal a través de R_x . Al insertar el buffer como en la Figura, se dice que R_x es cortocircuitada (*shunted*) sólo por una resistencia casi infinita y no por r_{in} . La consecuencia es que la señal V_x virtualmente no sufre ninguna alteración “al ser *buffereada*” por el Op-amp en configuración de seguidor de voltaje.

Fin§ ► [Indice](#)

Circuito Integrador Trimodal

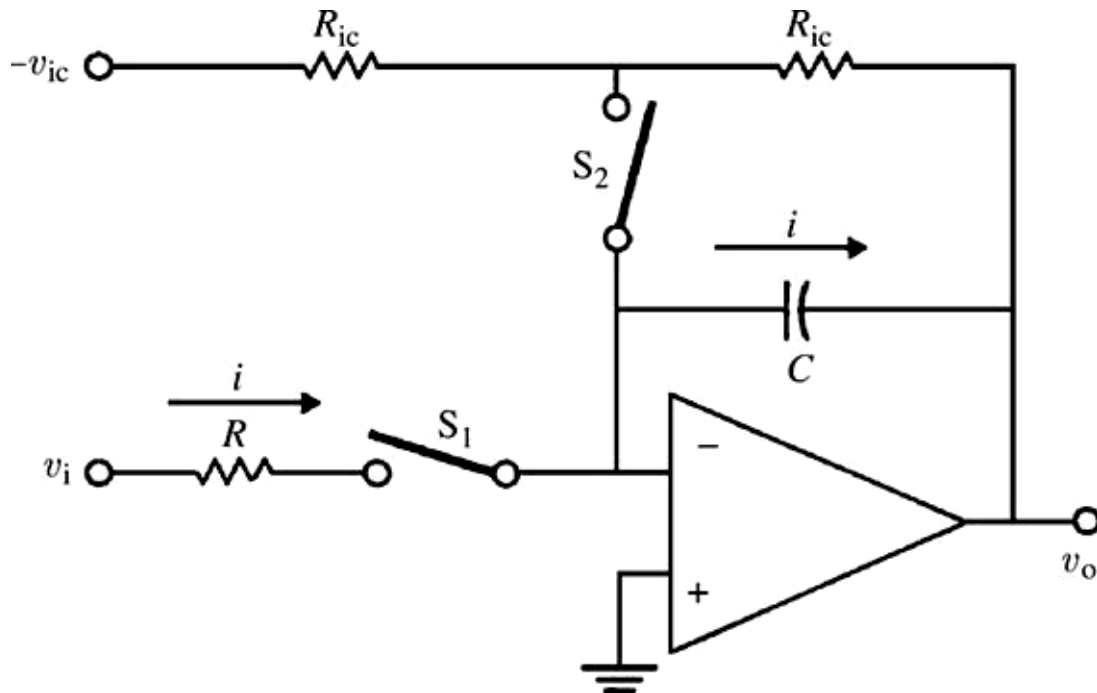


Figura 15. Un integrador inversor de tres modos de operación. Con S_1 abierto y S_2 cerrado, el circuito DC se comporta como un amplificador inversor. Así, $v_o = v_{ic}$ y v_o pueden ajustarse a cualquier condición inicial que se desee. Con S_1 cerrado y S_2 abierto, el circuito integra la señal de entrada. Con ambos switches abiertos, el circuito mantiene v_o constante, haciendo posible una fácil lectura.

Recordamos que el voltaje en un capacitor C inicialmente descargado está dado por:

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i dt \quad (29)$$

Para el integrador, para v_i positiva, la corriente de entrada $i = v_i/R$ fluye a través de C en una dirección que causa que v_o se mueva en una dirección negativa, de modo que:

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} v_i dt + v_{ic} \quad (30)$$

Con v_{ic} la condición inicial. Los switches S_1 , y S_2 permiten “resetear” (reiniciar a un valor 0) el integrador, para evitar que la deriva satura

la integral. Aplicando la ecuación (14) para un inversor con impedancias complejas, obtenemos la respuesta en frecuencia, con S_1 cerrado:

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\frac{\mathbf{Z}_F}{\mathbf{Z}_{in}} = -\frac{1/j\omega C}{R} = -\frac{1}{j\omega RC} = -\frac{1}{j\omega\tau} \quad (31)$$

El offset dado por v_{ic} , al cerrar el interruptor S_2 , añade al denominador de (31) un término que evita saturación para bajas frecuencias, incluyendo DC.

Ejercicio: calcule la función de transferencia en frecuencia con el interruptor S_2 cerrado, verificando que con R_{ic} conectado en la retroalimentación el circuito se comporta como un filtro pasa-bajas.

Fin§ ► [Indice](#)

Aplicación: Circuito Amplificador de Carga

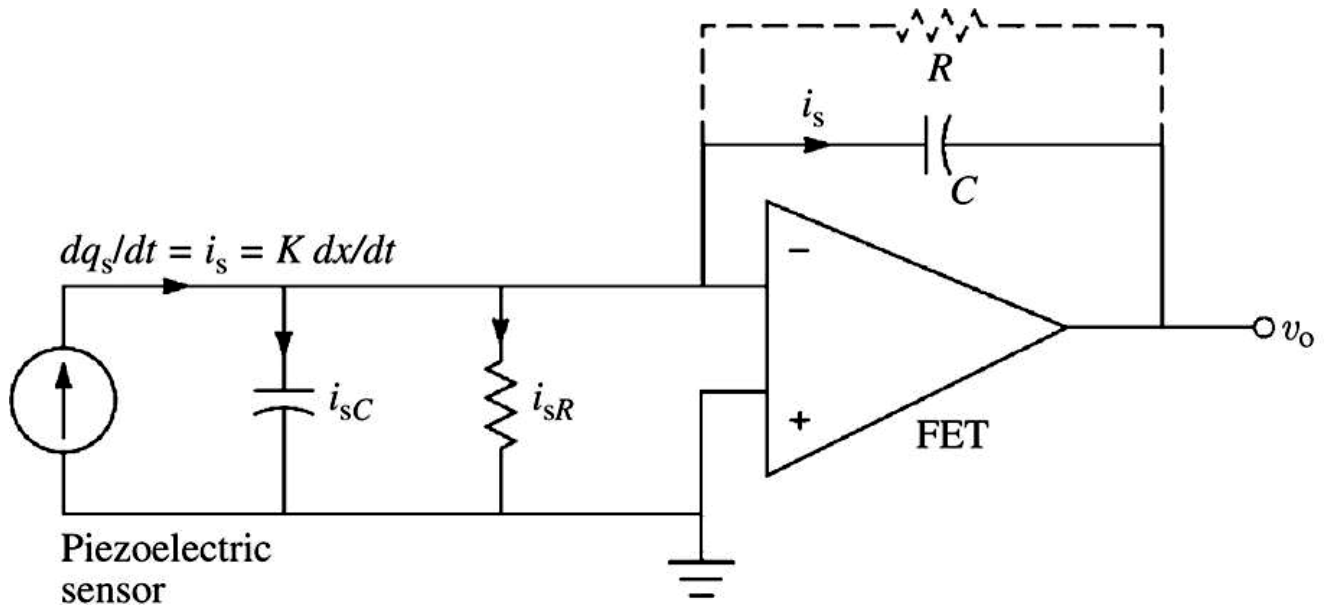


Figura 16. El amplificador de carga transfiere carga generada de un sensor piezoeléctrico al capacitor C de feedback del op-amp.

De la ecuación (30) obtenemos:

$$v_o = -v - \frac{1}{C} \int_0^{t_1} \frac{Kdx}{dt} dt = -\frac{Kx_{\max}}{C} \quad (32)$$

Como la entrada suele incluir componentes DC, al integrar, existirá una deriva (*drift*) que eventualmente saturará a un op-amp no ideal. Es por ello que se agrega en el lazo cerrado, una resistencia R de feedback, en paralelo a C . Su valor es grande y el integrador termina comportándose como un filtro pasa-altas, con una constante de tiempo RC . Esto evita los valores DC y los cambios lentos, que rápidamente saturarían al integrador. Es común tener valores de capacitores de 10 pF a 1 μ F.

Fin§ ► [Indice](#)

Circuito Diferenciador

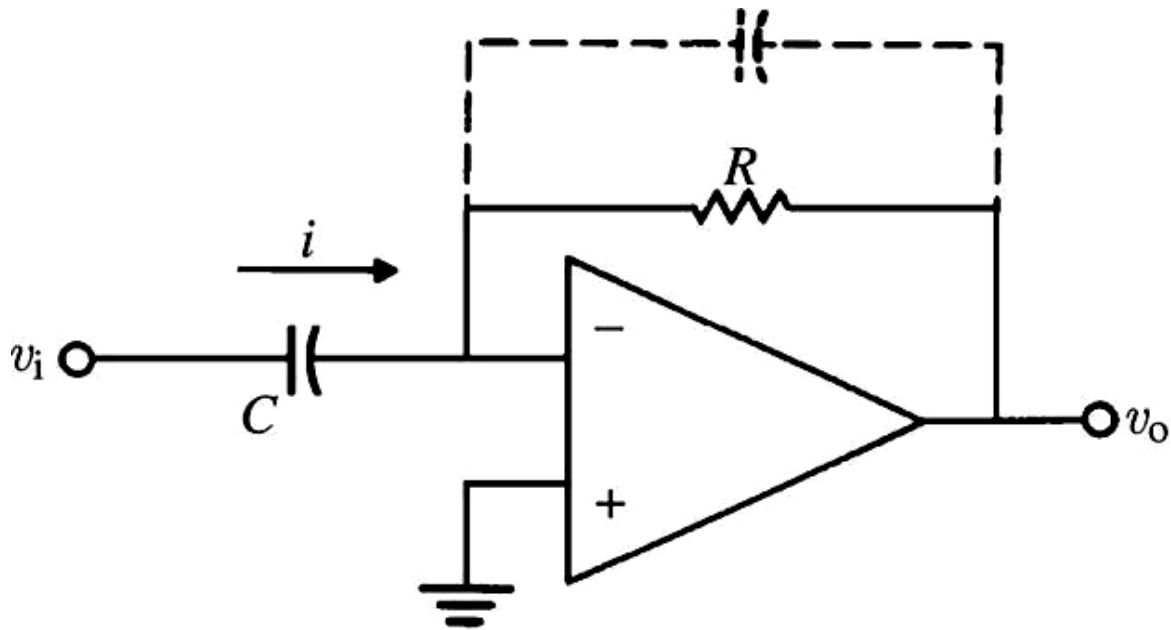


Figura 17. Circuito diferenciador inversor. El capacitor en líneas punteadas, con un valor pequeño, es agregado usualmente en paralelo a la resistencia de feedback para prevenir oscilaciones, dado que al derivar pequeñas fluctuaciones, estas son incrementadas. (*Nota: Pequeño error del [Webster]: el capacitor que conecta con la entrada inversora está al revés, el de feedback está correcto; la diferencia sólo importa en voltajes DC, por la polaridad*).

La corriente a través de un capacitor es $i = C \, dv/dt$; si dv/dt es positiva, i fluye a través de R de manera que produce un voltaje negativo:

$$v_o = -RC \frac{dv_i}{dt} \quad (33)$$

De la [ecuación](#) (14), la respuesta en frecuencia de un derivador es:

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{\mathbf{Z}_F}{\mathbf{Z}_{in}} = -\frac{R}{1/j\omega C} = -j\omega RC \quad (34)$$

Como la ganancia aumenta con ω , el ruido es amplificado; además el circuito tenderá a oscilar, pues la retroalimentación puede volverse positiva debido a que el ruido incluye cambios de fase. Es por ello

que se añade un capacitor de *feedback*: servirá para filtrar altas frecuencias.

Una aplicación médica consiste en detectar valores específicos de la pendiente (= derivada de una señal), en electrocardiogramas y otras señales fisiológicas. La detección de una pendiente que excede cierto umbral se realiza conectando el derivador de la Figura 17 con un comparador, que producirá una señal cuando la entrada al derivador cambie con una pendiente mayor (o menor) al umbral.

Al combinar la detección de un cambio de subida seguido de un cambio de bajada, se obtiene un detector de picos (máximos de señal). Otros eventos de señal pueden ser identificados con variaciones del diseño anterior.

Fin§ ► [Indice](#)

Filtros Activos

Ejercicio: halle las ganancias para cada filtro, de las ecuaciones (13) y (14), y verifique el efecto de filtrado correspondiente.

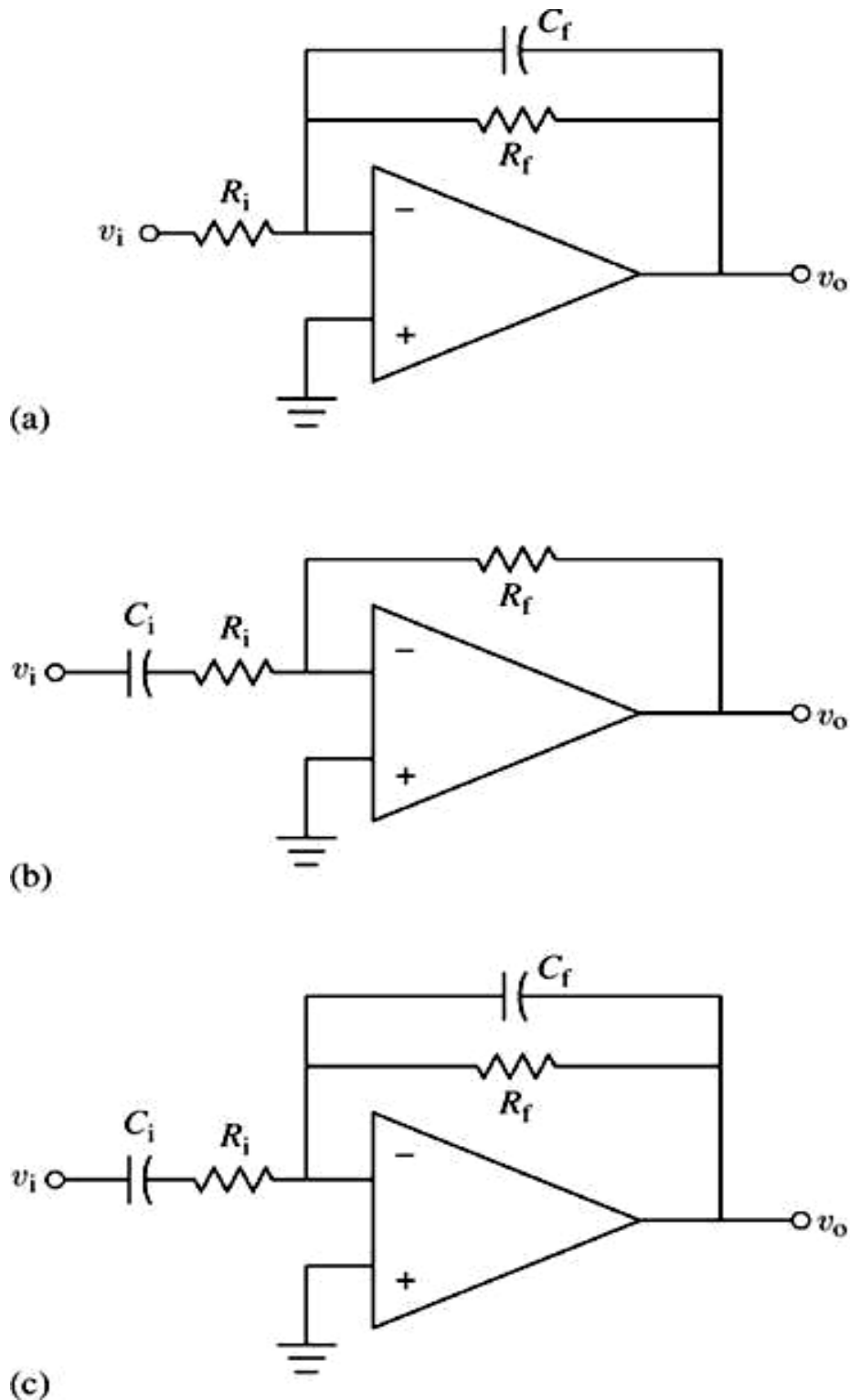


Figure 18. Filtros activos ; (a) Un pasa-bajas atenúa frecuencias altas, (b) Un pasa-altas atenúa las bajas frecuencias y bloquea el nivel DC. (c) Un pasa-banda atenúa tanto altas como bajas excepto en una banda de interés.

Los tres filtros activos son casos particulares del *amplificador inversor generalizado* (Figura 8) y aplica la ecuación (14) para la ganancia o función de transferencia en frecuencia:

$$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\frac{\mathbf{Z}_F}{\mathbf{Z}_{in}} \quad (14)$$

Para el **pasa-bajas** (Figura 18(a)), tenemos $\mathbf{Z}_F = \frac{R_f / j\omega C_i}{((1/j\omega C_i) + R_f)}$, mientras que $\mathbf{Z}_{in} = R_{in}$, de modo que, simplificando,

$$\boxed{\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \frac{1}{(1 + j\omega R_F C_F)}} \quad (35)$$

Para el **pasa-altas** (Figura 18(b)), tenemos $\mathbf{Z}_F = R_F$, mientras que $\mathbf{Z}_{in} = ((1/j\omega C_i) + R_i)$, de modo que, simplificando,

$$\boxed{\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \frac{j\omega R_i C_i}{(1 + j\omega R_i C_i)}} \quad (36)$$

Para el **pasa-banda** (Figura 18(c)), tenemos $\mathbf{Z}_F = \frac{R_f / j\omega C_i}{((1/j\omega C_i) + R_f)}$, mientras que $\mathbf{Z}_{in} = ((1/j\omega C_i) + R_i)$, de modo que, simplificando,

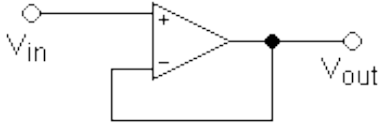
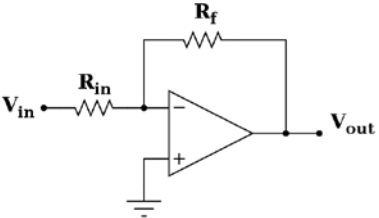
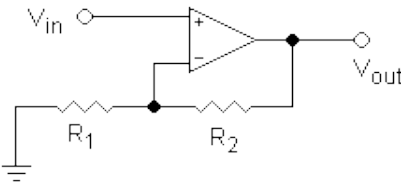
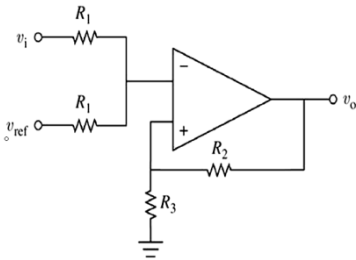
$$\boxed{\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \frac{j\omega R_i C_i}{(1 + j\omega R_F C_F)(1 + j\omega R_i C_i)}} \quad (37)$$

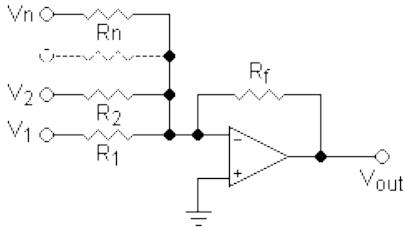
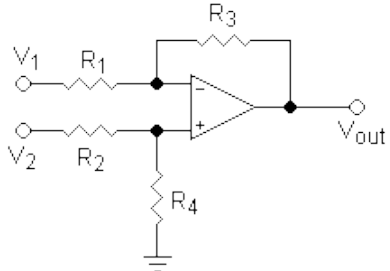
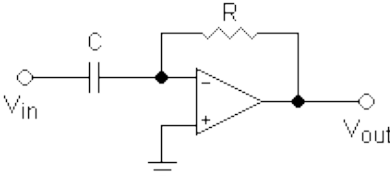
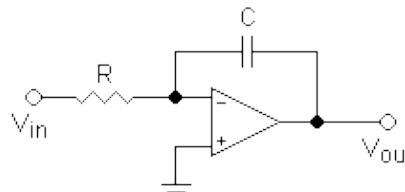
Para tener una banda de frecuencias distinta de cero, se requiere tener $R_F C_F < R_i C_i$, para que la frecuencia de corte pasa-bajas sea mayor a la frecuencia de corte pasa-altas. La banda es el traslape definido por las frecuencias de corte.

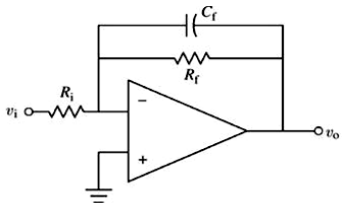
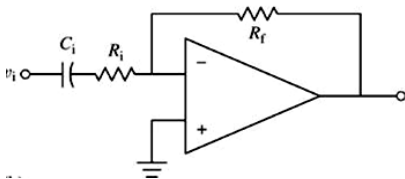
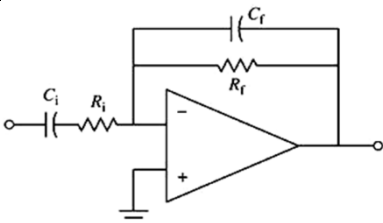
Ejercicio: Implemente los filtros activos con la configuración de *no-inversor* ([Figura 7](#)), usando la ecuación (13) en vez de la (14). Verifique que las funciones de transferencia en frecuencia corresponden al filtro deseado. ¿Hay (des)ventajas con esta configuración?

Fin§ ► [Índice](#)

Sumario de Amplificadores Operacionales con Realimentación Negativa

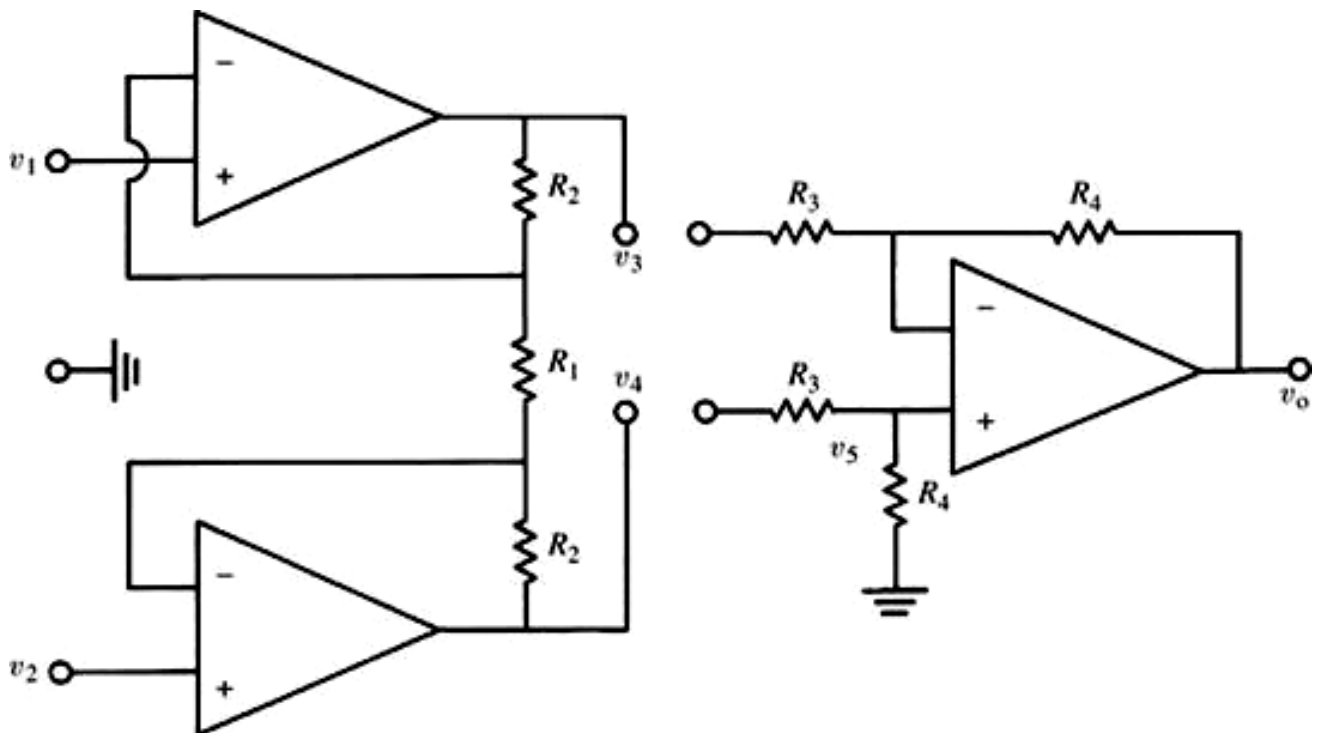
Nombre	Ganancia: $G = V_{out} / V_{in}$	Esquema	Descripción y Usos
Seguidor	$V_{out} = V_{in}$		<p>Se usa como un buffer, para eliminar efectos de carga o para adaptar impedancias (conectar un dispositivo con gran impedancia a otro con baja impedancia y viceversa).</p> <p>Se puede incluir una resistencia de feedback para proporcionar algo de amplificación.</p>
Amplificador inversor	$V_{out} = -V_{in} \frac{R_f}{R_{in}}$		La señal de salida es igual a la señal de entrada (en forma) multiplicada por una constante y de signo contrario (fase invertida 180 grados).
Amplificador no inversor	$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$		Multiplica la señal de entrada por una constante.
Comparador con histéresis	$v_{out} = \begin{cases} +10V & \text{if } v_{in} > v_{ref} \\ 0V & \text{if } v_{in} = v_{ref} \\ -10V & \text{if } v_{in} < v_{ref} \end{cases}$		<p>Este amplificador particular tiene realimentación positiva.</p> <p>Compara las señales de entrada, dando un valor de saturación de acuerdo a los tres casos posibles, aunque la igualdad puede no ser correctamente representada, dada pequeñas fluctuaciones. Sin histéresis, el circuito puede oscilar de forma salvaje justo en el caso $V_{in}=V_{ref}$. El ancho de histéresis es proporcional al valor de R_3.</p>

Sumador	$V_{out} = -R_f \left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right]$		Salida proporcional a la suma, ponderada o no, de los valores de entrada.
Subtractor	$V_{out} = V_2 \frac{(R_3 + R_1)R_4}{(R_4 + R_2)R_1} - V_1 \frac{R_3}{R_1}$		La salida es proporcional a la resta de las entradas. También es llamado amplificador diferencial.
Derivador	$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$		Es un circuito que no se suele usar en la práctica ya que no es estable. Esto se debe a que al amplificar más las señales de alta frecuencia se termina amplificando mucho el ruido.
Integrador	$V_{out} = -\int_0^t \frac{V_{in}}{RC} dt + V_{inicial}$		El integrador no se usa en la práctica de forma discreta ya que cualquier señal pequeña de DC en la entrada puede ser acumulada en el capacitor hasta saturarlo por completo. Este circuito se usa de forma combinada en sistemas retroalimentados que son modelos basados en variables de estado (valores que definen el estado actual del sistema) donde el integrador conserva una variable de estado en el voltaje de su capacitor.

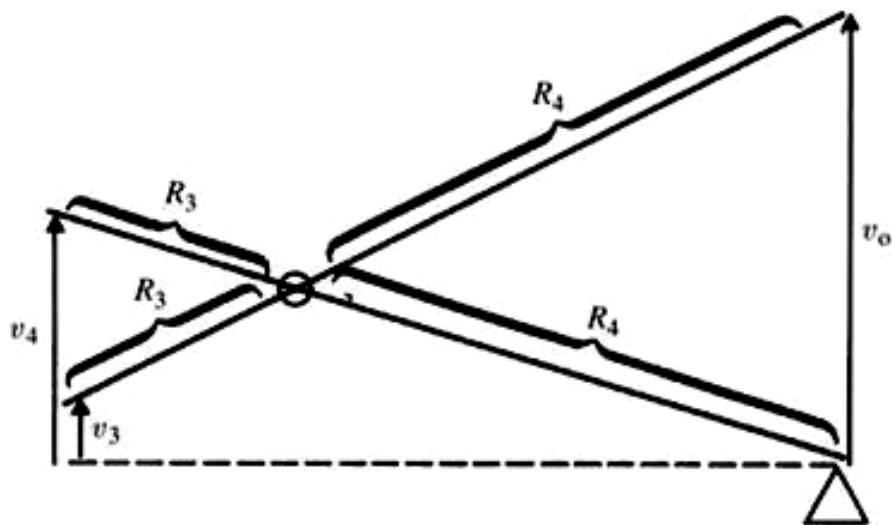
Filtro pasa-bajas	$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \frac{1}{(1 + j\omega R_F C_F)}$		El filtro atenúa componentes de la señal cuya frecuencia es mayor a la frecuencia de corte igual $1/R_1C$ y deja pasar frecuencias debajo de este valor.
Filtro pasa-altas	$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \frac{j\omega R_i C_i}{(1 + j\omega R_i C_i)}$		El filtro atenúa componentes de la señal cuya frecuencia es menor a la frecuencia de corte igual $1/R_1C$ y deja pasar frecuencias arriba de este valor.
Filtro pasa-banda	$\frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \frac{j\omega R_i C_i}{(1 + j\omega R_F C_F)(1 + j\omega R_i C_i)}$		El filtro atenúa componentes de la señal cuya frecuencia es, ya sea menor a la 1ª. frecuencia de corte $\omega_1 = 1/R_1C_1$ o mayor a la 2ª. frecuencia de corte $\omega_2 = 1/R_2C_2$, donde $\omega_2 > \omega_1$ (notar traslape) y deja pasar frecuencias que se hallan entre ambas frecuencias de corte, o sea en el intervalo (ω_2, ω_1) .
Voltage-to-current converter i2V			
Disparador de Schmitt Multivibradores bi-estable Allen & Key Active Filters Blackburn	$1 + \frac{R_f}{R_1}$		

Fin§ ► [Indice](#)

Amplificador de Instrumentación



(a)



(b)

Figura 19. (a) A la derecha se muestra un amplificador diferencial (substracción; ver [Figura 9](#)) con baja impedancia de entrada, debido a R_4 . A la izquierda, dos op-amps pueden proporcionar alta impedancia de entrada y mayor ganancia. (b) Un esquema con dos palancas acopladas como tijeras permite visualizar las características de entrada salida, en función de las impedancias, cuyos valores determinan el largo de cada brazo.

La ganancia del operacional de la derecha se halla obteniendo primero v_5 :

$$v_5 = \frac{v_4 R_4}{R_3 + R_4} \quad (38)$$

Resolviendo para la corriente (mitad superior, en Figura):

$$i = \frac{v_3 - v_5}{R_3} = \frac{v_5 - v_o}{R_4} \quad (39)$$

Al substituir (38) en (39) obtenemos la ecuación de un amplificador diferencial ([ecuación \(21\)](#)):

$$v_o = \frac{(v_4 - v_3) R_4}{R_3} \quad (40)$$

Si ambas entradas son conectadas juntas y alimentadas por una fuente común, respecto a tierra, el llamado *voltaje común* es $v_c = v_3 = v_4$. La ganancia en *modo común* es $G_c = 0$. En la ecuación (40) la salida ideal es 0. Por otro lado, si $v_3 \neq v_4$, el voltaje diferencial ($v_4 - v_3$) produce una ganancia $G_d = R_4 / R_3$ de acuerdo a (40). Las “tijeras” de la Figura 19(b) ilustran todo lo anterior al cerrarse o abrirse, con una relación geométrica entre v_o y $(v_4 - v_3)$. Ningún amplificador diferencial rechaza perfectamente el voltaje a modo-común y G_c tiene un valor mayor a 0. La *taza de rechazo a modo común* (CMRR: *common-mode rejection ratio*) permite evaluar la imperfección:

common mode rejection ratio (CMRR)

$$\text{CMRR} = \frac{G_d}{G_c} \quad (41)$$

en el caso ideal $G_c = 0$ y entonces CMRR sería infinita; en realidad los amplificadores de instrumentación alcanzan valores de CMRR de 10^5 o mayores. El factor CMRR puede ser inferior a 100 para

algunos amplificadores diferenciales de osciloscopios y mayor a 10,000 para un amplificador de bio-potencial de alta calidad.

Para fuentes de baja impedancia de salida, el amplificador diferencial de un sólo op-amp es bastante satisfactorio (v. g. galgas de esfuerzo en puentes de Wheatstone). Cuando la fuente tiene alta impedancia de salida, la impedancia de entrada del amplificador resulta muy baja. Un buffer o seguidor para cada entrada parece solucionar el problema, pudiendo además agregar amplificación, mediante R_2 , pero el voltaje de modo común es también amplificado y no hay mejora en el factor CMRR.

La configuración de la pareja de op-amps a la izquierda de la Figura 19(a), eliminando la conexión a tierra y conectando los buffers con R_1 , ofrece una solución adecuada y se conectan las salidas v_3 y v_4 de los op-amps del lado izquierdo a las entradas inversora y no-inversora, a través de las resistencias R_3 . Ahora $(v_1 - v_2)$ aparece a través de R_1 causando una corriente que fluye por R_1 , pero también por la cadena R_2, R_1, R_2 . El voltaje de salida es:

$$v_3 - v_4 = i(R_2 + R_1 + R_2) \quad (42)$$

mientras que el voltaje de entrada es:

$$v_1 - v_2 = iR_1 \quad (43)$$

Ahora la ganancia diferencial es:

$$G_d = \frac{v_3 - v_4}{v_1 - v_2} = \frac{2R_2 + R_1}{R_1} \quad (44)$$

o también, substituyendo (40) en (44):

$$v_o = (v_2 - v_1) \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \quad (45)$$

La resistencia R_1 (al centro, en el diagrama) suele ser la que determina la ganancia neta en la ecuación (45) y suele ser externa al circuito integrado donde se encuentran, fijas las otras resistencias que además deben ser precisas (hay dos para R_2 , R_3 y R_4 ; cada par debe ser idéntico).

Como G_C es 1, el valor de CMRR es igual a G_d , usualmente mucho mayor a 1. Las dos mitades combinadas de la Figura 19(a) forman ahora una configuración de tres op-amps, denominada ***Amplificador de Instrumentación***. Posee muy alta impedancia de entrada ($\sim 10^9 \Omega$), alto factor CMRR (más de 10^5), un nivel de offset DC muy bajo, bajo ruido, baja deriva y una ganancia elevada que puede cambiarse ajustando R_1 . Es particularmente útil en medir bio-potenciales pues rechaza el voltaje de modo común de 60 Hz que existe en el cuerpo humano, debido a la inducción de la línea eléctrica. En los diagramas de diseño es común representar al amplificador de instrumentación con el mismo esquema que el de un op-amp, aunque internamente consiste de tres op-amps, como en la Figura 19(a).

Las imperfecciones existentes en op-amps reales llevan a una expresión de entrada-salida de la forma:

$$v_o = G_d (v_2 - v_1) + G_C \left(\frac{v_2 - v_1}{2} \right) \quad (46)$$

Nótese que en términos de las dos palancas en tijera, el problema equivale a que aunque del lado izquierdo se cierre perfectamente, con un voltaje de modo común v_C , no se cierre la tijera del lado derecho, como si los brazos no estuvieran rectos.

Fin§ ► [Indice](#)

Ruido en op-amps

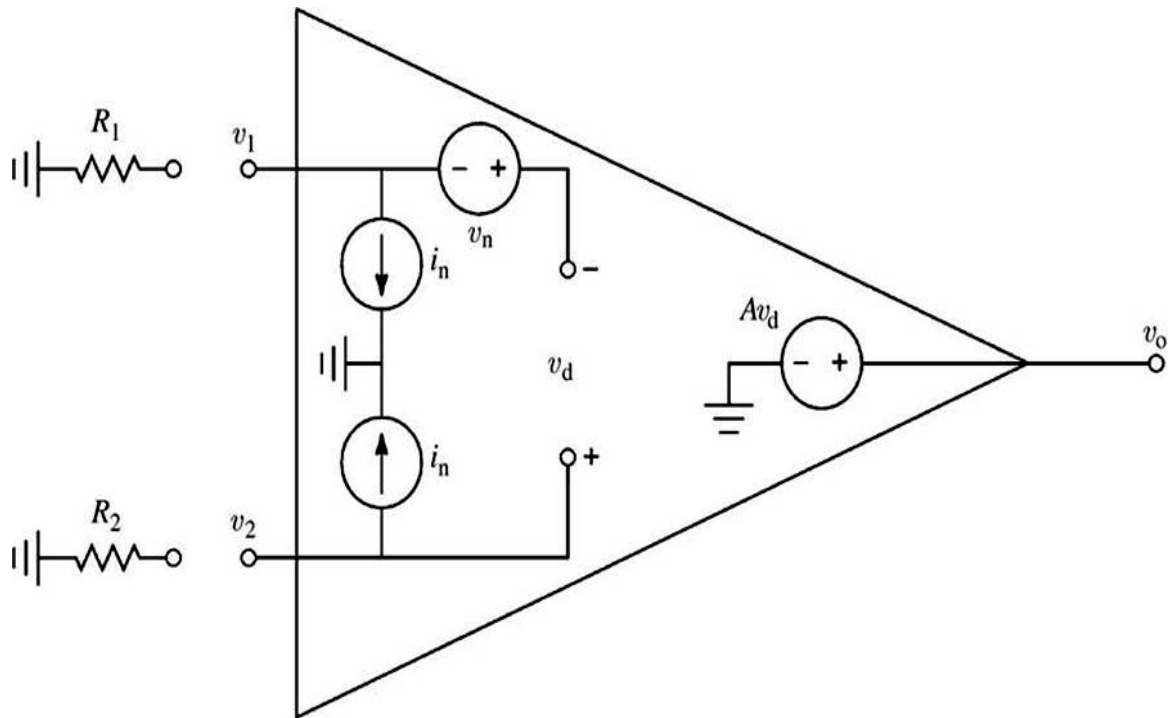


Figura 20. Fuentes de ruido en un op-amp. La fuente de ruido en voltaje v_n se encuentra en serie con la entrada y no puede reducirse. El ruido agregado por las fuentes de ruido de corriente i_n pueden minimizarse usando pequeñas resistencias externas R_1 y R_2 .

Las variaciones en la corriente de polarización (que debería ser idealmente 0) de las entradas contribuyen al ruido total. Estas corrientes de ruido fluyen a través de las resistencias equivalentes de modo que el voltaje RMS total de ruido térmico es la raíz de la suma de términos cuadráticos de ruido (voltajes), multiplicado por la banda de frecuencias de interés:

$$v_n \cong \left\{ \left(v_n^2 + (i_n R_1)^2 + (i_n R_2)^2 + 4\kappa T R_1 + 4\kappa T R_2 \right) BW \right\}^{1/2} \quad (47)$$

donde tenemos,

R_1 y R_2 = resistencias fuente equivalentes.

v_n	=	valor medio del voltaje RMS de ruido, en unidades de Volts·Hz ^{-1/2} , a través del intervalo de frecuencias de interés.
i_n	=	valor medio de la corriente RMS de ruido, en Amps·Hz ^{-1/2} , a través de l intervalo de frecuencias de interés.
κ	=	Constante de Boltzman.
T	=	Temperatura en K.
BW	=	Ancho de banda del ruido, en Hz.

Fin§ ► [Indice](#)

Ejemplo de ruido de modo común:

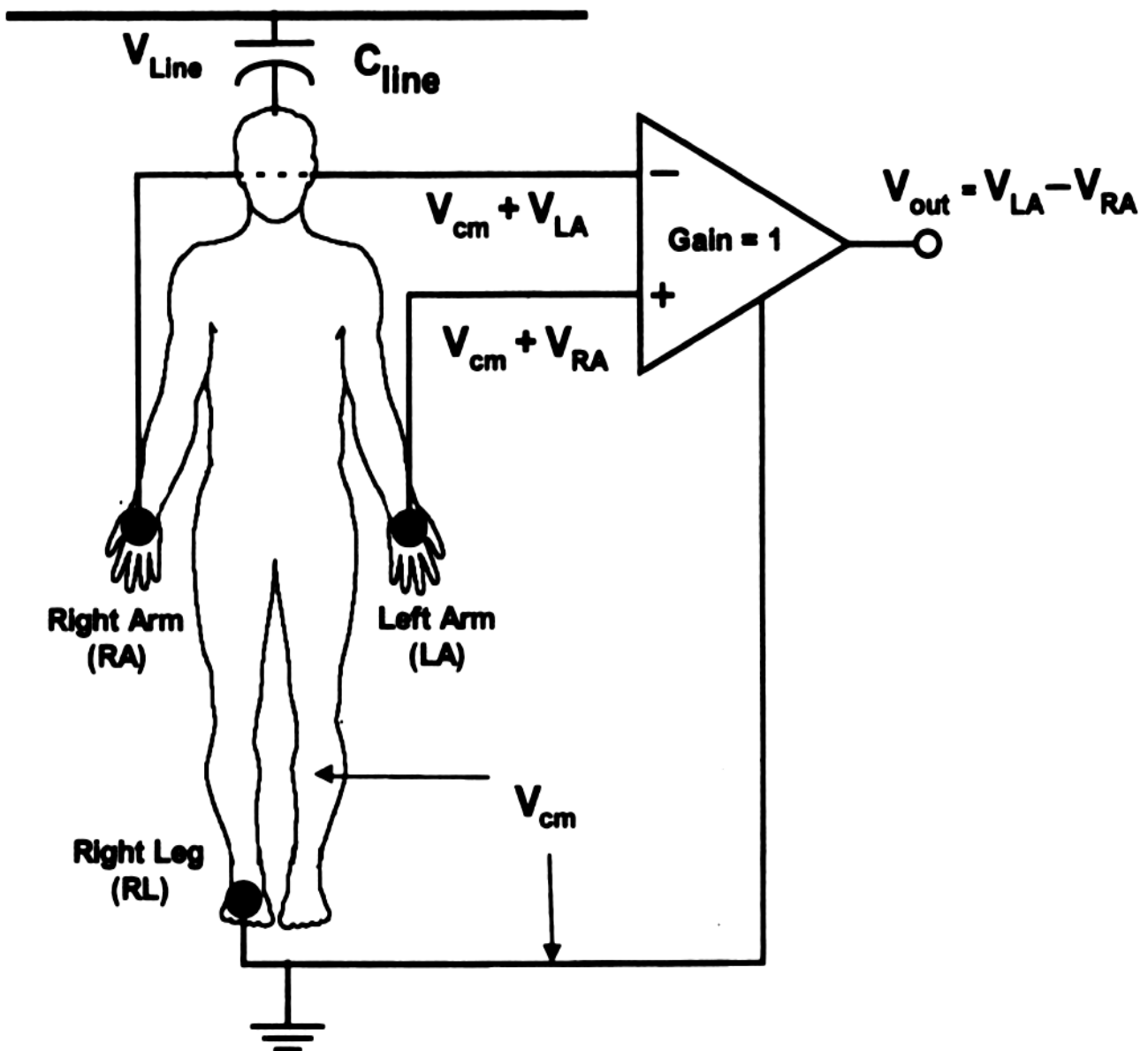


Figura 21. Diagrama de la disposición de electrodos diferenciales en el cuerpo de un sujeto. El potencial por acoplamiento capacitivo con la línea eléctrica de 120 V. (en Europa, 240 V) es modo común para el amplificador y se suma al bio-potencial que se desea medir. Para detalles ver el *Standard Handbook of of Biomedical Engineering and Design*, ed. Myer Kutz, § 17.6.4. *Differential Biopotential Amplifiers*

Fin§ ► [Indice](#)

♣ Amplificadores para Señales de Biopotenciales

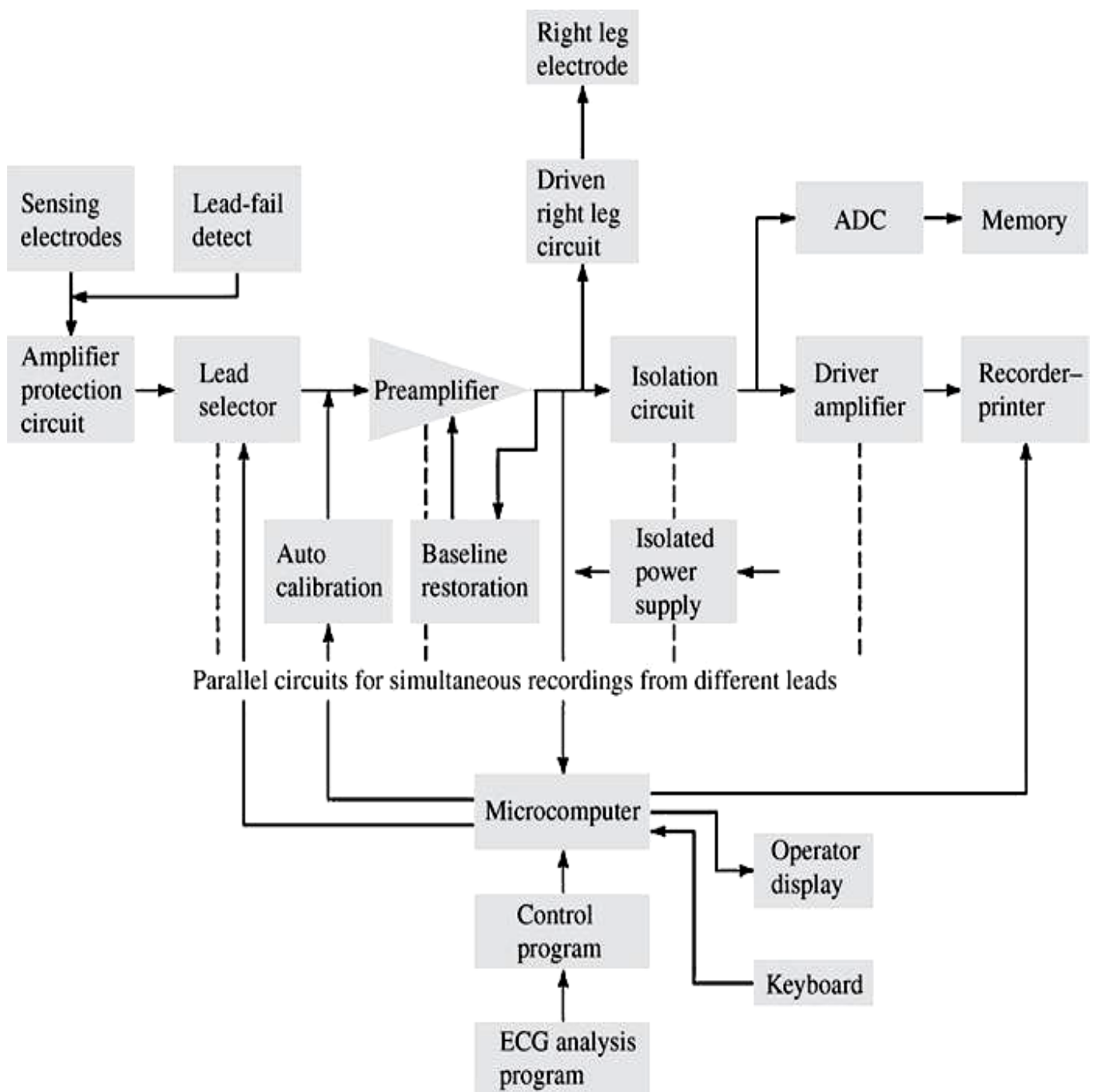


Figura 22. Diagrama en bloques funcionales de un electrocardiógrafo (ECG, o EKG, del alemán *Elektrokardiogramm*). ADC significa *Analog-to-Digital Converter*. Para una descripción detallada de cada bloque, ver el [Webster] §6.2: *The Electrocardiograph*.

Fin§ ► [Índice](#)

♣ Interferencia de Dispositivos Eléctricos

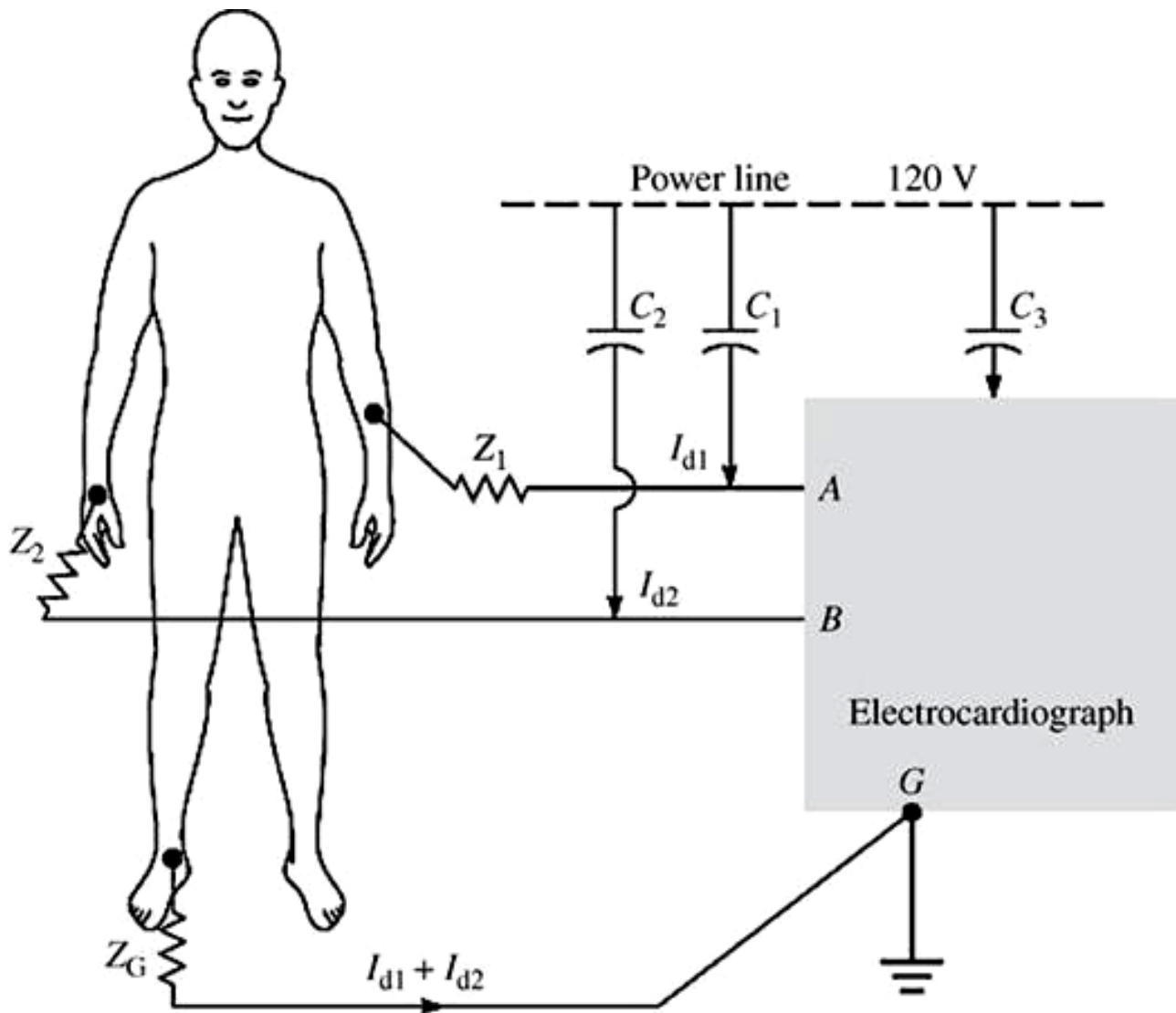


Figura 23. Mecanismo de “*pickup*” (“levantamiento”) del campo eléctrico de un electrocardiógrafo resultante de la línea de potencia (una forma de contaminación, al superponerse a la señal un pequeño voltaje de 60 Hz que refleja variaciones en la línea de alimentación eléctrica al recinto). El acoplamiento capacitivo del lado vivo de la línea y los cables terminales ocasiona una corriente que fluye entre las impedancias del circuito piel-electrodos hacia tierra. Para detalles ver el Cap. 6 del [Webster].

Fin§ ► [Indice](#)

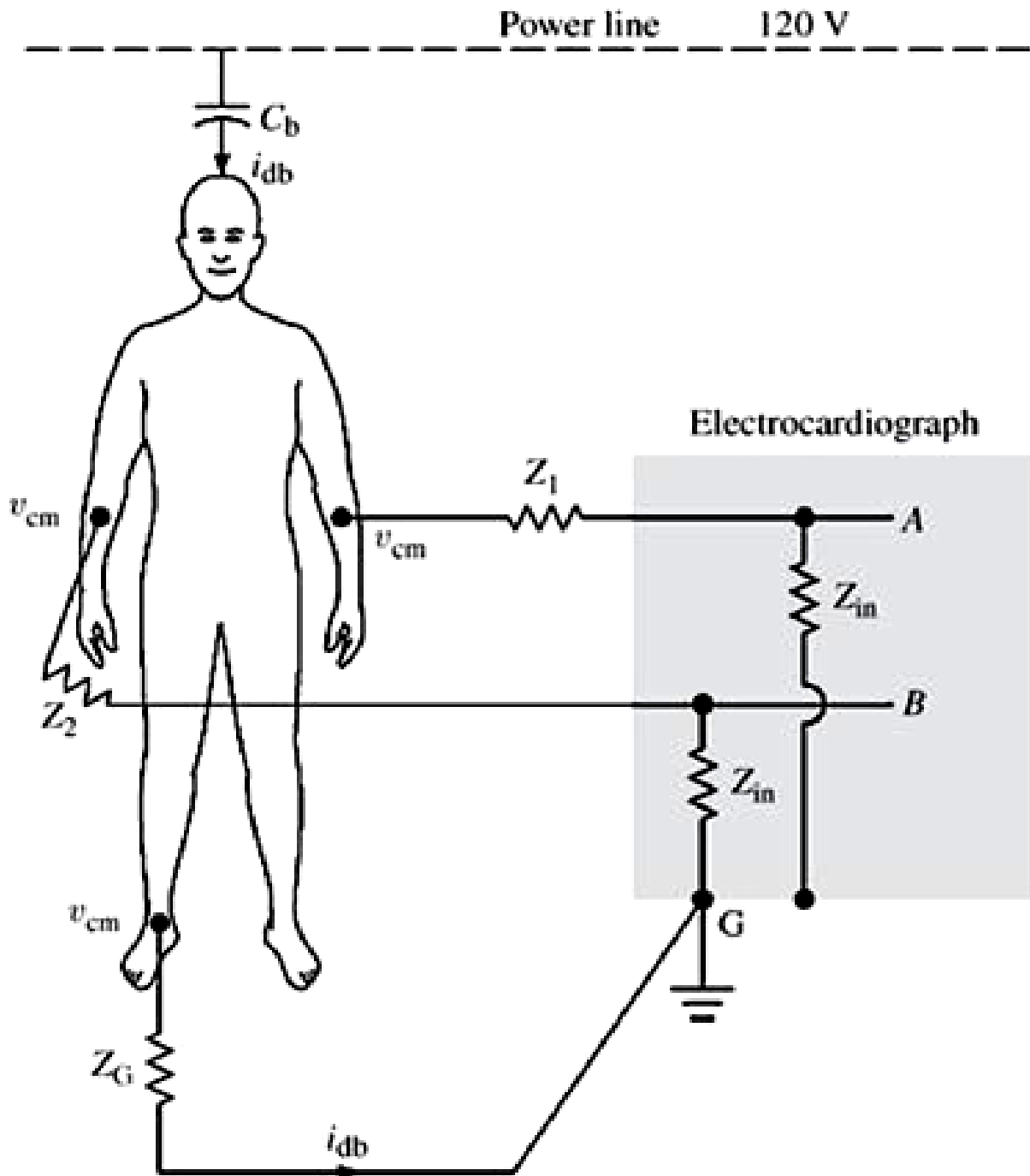


Figura 24. La corriente fluye de la línea de potencia (por acoplamiento capacitivo) a través del cuerpo y la impedancia a tierra, creando un voltaje de modo común en todo el cuerpo. Z_{in} no es solamente resistivo sino que tiene una componente reactiva (no mostrada explícitamente), como resultado de los capacitores de bypass de RF (radiofrecuencia) en la entrada del amplificador.

Fin§ ► [Indice](#)

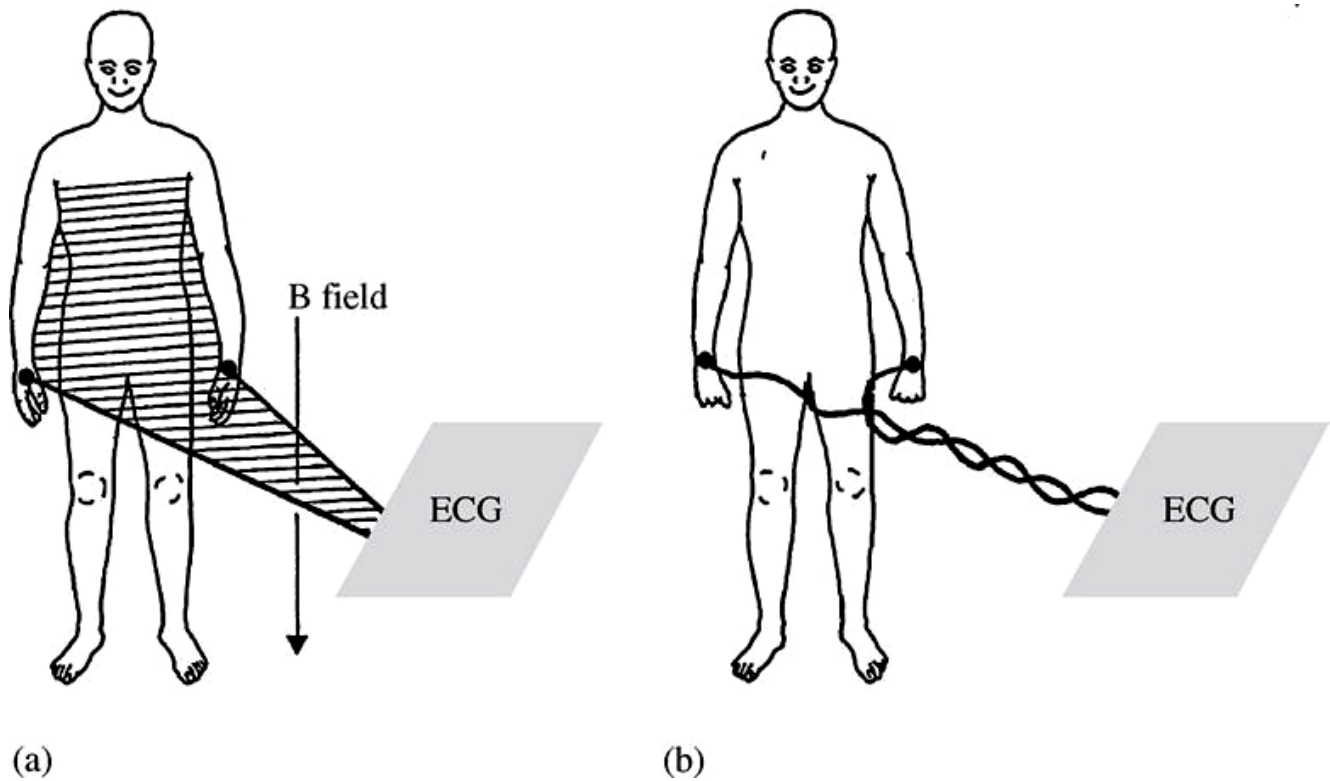


Figura 25. Mecanismo de “pickup” del campo magnético. Los cables al sensor (*leads*, también *electrodos*) forman un circuito cerrado (área sombreada) cuando tanto el paciente como el electrocardiógrafo se consideran parte del circuito. Los cambios en el campo magnético pasando a través de esta área inducen una corriente en el lazo. (b) Este efecto puede minimizarse al trenzar juntos los cables y mantenerlos cerca del cuerpo para que el área subtendida sea mucho menor.

Fin§ ► [Indice](#)

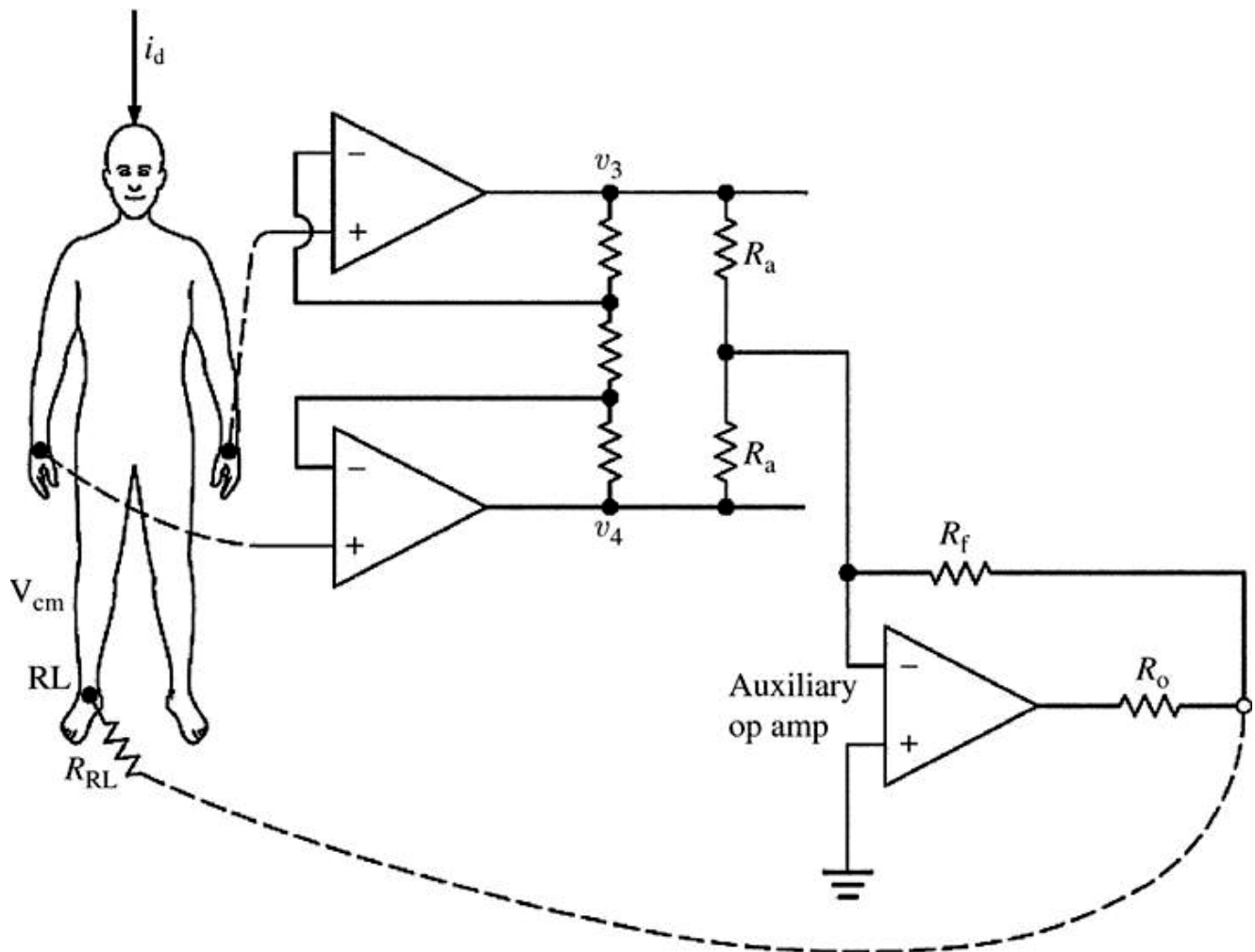


Figura 26. Circuito para minimizar la interferencia del voltaje de modo común. El circuito toma voltaje de modo común de un par de resistencias promediadoras, conectadas a v_3 y v_4 en la Figura 19(a) (amplificador diferencial). La pierna derecha no se aterriza, pero es conectada a la salida del op-amp auxiliar, formando otra componente del feedback global. Para detalles ver el Cap. 6 del [Webster].

Fin§ ► [Indice](#)

Biopotenciales más comunes

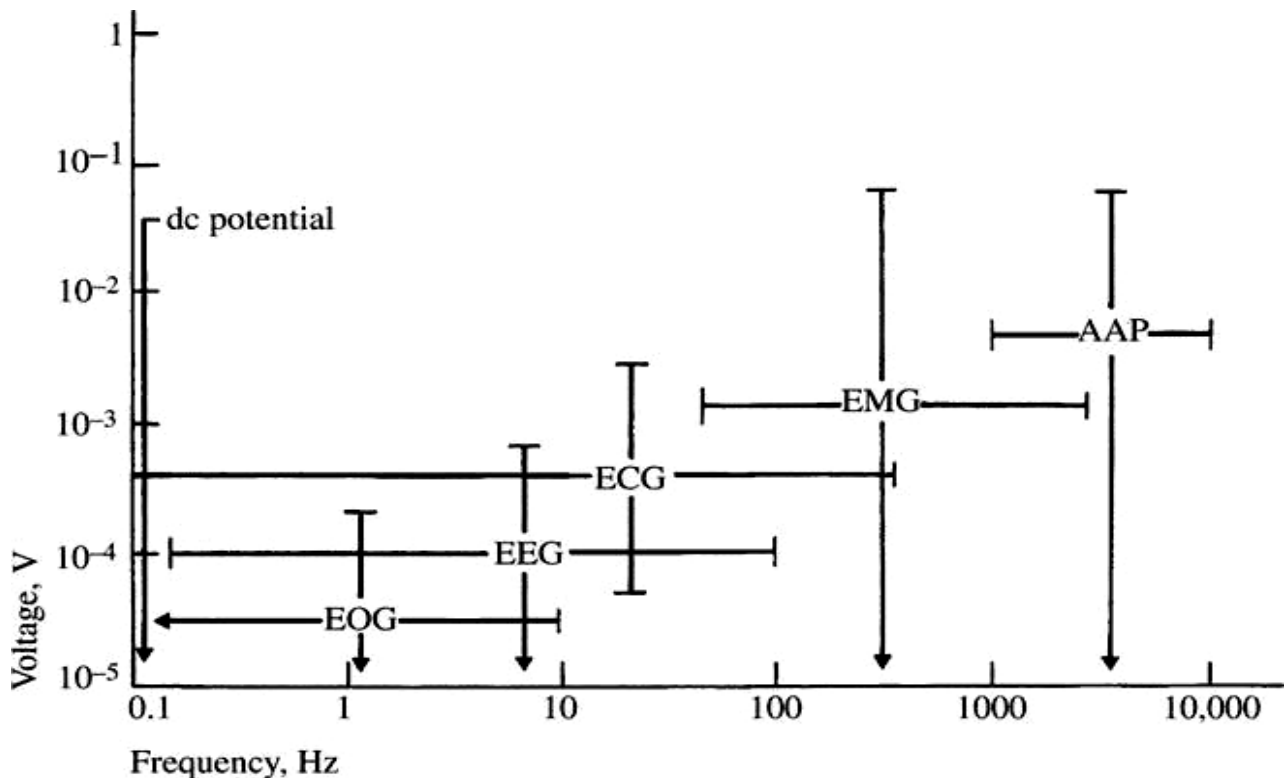


Figura 27. Intervalos de voltajes y frecuencias de algunas señales de bio-potencial comunes: los potenciales DC incluyen voltajes intracelulares, así como voltajes medidos en varios puntos del cuerpo.

Bio-potenciales en la Figura 27:

- EOG: Electrooculograma (disciplina: *Electrooculografía*),
- EEG: Electroencefalograma,
- ECG: Electrocardiograma,
- EMG: Electromiograma (músculo),
- AAP: Potencial de acción de axones.

Otros bio-potenciales (o también, *señales electrofisiológicas*):

- ENG: Electroneurograma,
- ERG: Electroretinograma,
- MEG: Magnetoencefalograma,
- (ECG): Electrocorticograma (cortex cerebral)
- ENG: Electroantenograma (receptores olfatorios)
- Potencial de membrana, audiología, potencial de campo extracelular, respuesta galvánica de la piel, etc.

Para detalles, ver [Webster], §6.6: *Amplifiers for other Biopotential Signals* y J.M.R Delgado, "Electrodes for Extacellular Recording and Stimulation", en *Phsysical Techniques on Biological Research*, editado por W.L. Nastuk, NY, Acad. Press, 1964.

Ejemplo de un Amplificador de Biopotencial

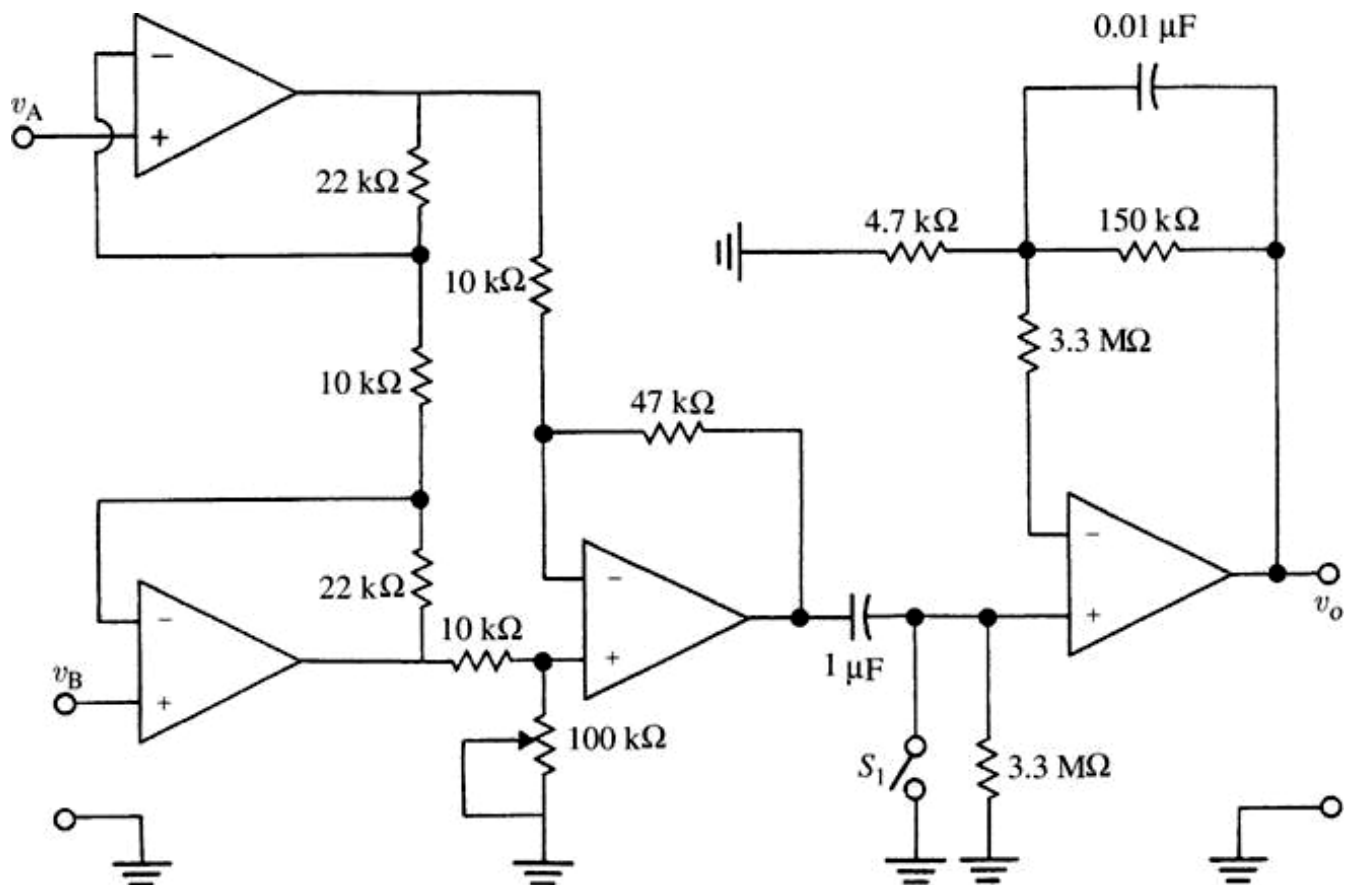


Figura 28. Amplificador de ECG. Su ganancia (ver ecuación (42)) es de $(22k \times 2 + 10k) \times 47k / (10k \times 10k) = 25$ en las etapas acopladas con DC (amplificador de instrumentación de la izquierda). El filtro pasa altas pasivo (derecha, abajo) alimenta un amplificador no inversor con ganancia 32. La ganancia total es $25 \times 32 = 800$. Cuando se usan op-amps mA 776, se ha determinado que el circuito tiene un CMRR de 86 dB a 100 Hz y un nivel pico de ruido de 40 mV en la salida. La respuesta en frecuencia es de 0.04 a 150 Hz para ± 3 dB y es plana arriba de 4 a 40 Hz. Un solo chip de op-amps, el LM324 contiene cuatro op-amps individuales, que puede usarse en este circuito para reducir el número total de componentes. Para detalles ver el [Webster], §6.7: *Example of a Biopotential Preamplifier*.

Fin §§ ► [Indice](#)