

**JUAN JOSÉ GONZÁLEZ DE LA ROSA**

**ANÁLISIS Y DISEÑO  
ELECTRÓNICO BASADOS  
EN EL AMPLIFICADOR  
OPERACIONAL**

**Fundamentos, problemas  
y simulaciones**



Madrid • Buenos Aires • México • Bogotá

© Juan José González de la Rosa, 2021

Reservados todos los derechos.

«No está permitida la reproducción total o parcial de este libro, ni su tratamiento informático, ni la transmisión de ninguna forma o por cualquier medio, ya sea electrónico, mecánico por fotocopia, por registro u otros métodos, sin el permiso previo y por escrito de los titulares del Copyright.»

Ediciones Díaz de Santos

Internet: <http://www.editdiazdesantos.com>

E-mail: [ediciones@editdiazdesantos.com](mailto:ediciones@editdiazdesantos.com)

ISBN: 978-84-9052-318-6 edición papel

e-ISBN: 978-84-9052-359-9 edición electrónica

Depósito legal: M-22663-2021

Fotocomposición y diseño de cubiertas: P55 Servicios Culturales

Printed in Spain / Impreso en España



# ÍNDICE

<b>PREFACIO .....</b>	<b>XIII</b>
<b>1. El Amplificador Operacional (AO) de propósito general: Características y Configuraciones .....</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción .....	1
1.2. Análisis de un circuito diferencial genérico.....	1
1.3. El amplificador diferencial.....	3
1.4. El amplificador operacional de propósito general .....	9
1.5. El amplificador operacional ideal y la realimentación negativa.....	12
1.6. Configuraciones básicas. Primeros análisis en CC y CA.....	15
<b>2. Desviaciones de la idealidad de los amplificadores operacionales .....</b>	<b>33</b>
2.1. Introducción .....	33
2.2. Límites operativos o valores límite .....	33
2.3. Características .....	44
2.4. Encapsulados .....	52
<b>3. Comparadores electrónicos .....</b>	<b>53</b>
3.1. Introducción .....	53
3.2. Efectos del ruido sobre los circuitos comparadores.....	54
3.3. Realimentación positiva.....	55
3.4. Detector de cruce por cero con histéresis.....	55
3.5. Detectores de nivel de tensión con histéresis .....	58
3.6. Control independiente del punto central y del ancho de histéresis.....	62
3.7. Limitaciones del AO de propósito general como comparador .....	63
3.8. El comparador integrado LM311y otros comparadores comerciales.....	66
3.9. Aplicaciones de los comparadores .....	71
<b>4. Amplificadores diferenciales para instrumentación.....</b>	<b>79</b>
4.1. Introducción .....	79
4.2. El amplificador diferencial básico .....	79

4.3. Mejoras introducidas al amplificador diferencial básico .....	83
4.4. El amplificador de instrumentación.....	86
4.5. Otros amplificadores diferenciales .....	86
<b>5. Filtros analógicos activos: configuraciones generales y síntesis .....</b>	<b>89</b>
5.1. Introducción. Objetivos del capítulo.....	89
5.2. Filtros activos ideales.....	89
5.3. Filtros activos de primer orden .....	91
5.4. Filtros activos de segundo orden.....	96
<b>6. Amplificadores Operacionales con Diodos .....</b>	<b>127</b>
6.1. Introducción.....	127
6.2. Limitador paralelo básico .....	127
6.3. Limitador serie básico .....	129
6.4. Mejoras al recortador básico.....	129
6.5. Circuito de zona muerta de precisión .....	132
6.6. Rectificador de media onda de precisión .....	134
6.7. Rectificadores de onda completa de precisión: circuitos de valor absoluto .....	134
6.8. Amplificadores logarítmicos y anti-logarítmicos o exponenciales.....	139
6.9. Comparador de ventana .....	143
<b>7. Generadores de Señales .....</b>	<b>147</b>
7.1. Introducción .....	147
7.2. Circuitos astables o multivibradores libres .....	147
7.3. Temporizador con disparo único retardado .....	158
7.4. Circuito monoestable basado en amplificador operacional .....	161
7.5. El temporizador integrado 555 .....	164
7.6. Generador de ondas cuadradas y triangulares.....	169
7.7. Generador de señal en forma de “diente de sierra” .....	171
<b>8. Realimentación electrónica: características y topologías de diseño .....</b>	<b>175</b>
8.1. Introducción y objetivos del capítulo.....	175
8.2. Clasificación de los amplificadores electrónicos realimentados .....	175
8.3. Realimentación negativa .....	178
8.4. Ventajas e inconvenientes de la realimentación negativa .....	180
8.5. Topologías básicas de los amplificadores realimentados .....	183
8.6. Realimentación de tensión en serie .....	184
8.7. Realimentación de tensión en paralelo .....	189

<b>9. Respuesta en frecuencia y estabilidad de la electrónica realimentada</b> .....	<b>195</b>
9.1. Introducción y objetivos del capítulo.....	195
9.2. Características de un circuito realimentado con amplificadores operacionales.....	195
9.3. El Principio de Inversión .....	199
9.4. Concepto de estabilidad y revisión de técnicas para su estudio .....	205
9.5. Lugar de las raíces de un circuito electrónico .....	216
9.6. Compensación electrónica. Técnicas.....	230
<b>10. Osciladores Sinusoidales con Amplificadores Operacionales y Transistores</b> .....	<b>237</b>
10.1. Introducción y objetivos .....	237
10.2. Principios operativos. Criterio de <i>Barkhausen</i> .....	238
10.3. Osciladores RC o basados en redes desplazadoras de fase.....	241
10.4. Osciladores LC .....	252
10.5. Osciladores eléctricos con cristales de cuarzo .....	257
<b>ANEXO I.</b> Transformada de <i>Laplace</i> y respuesta en frecuencia de un circuito.....	<b>263</b>
<b>ANEXO II.</b> Reglas para el trazado del lugar de las raíces .....	<b>275</b>
<b>ANEXO III.</b> Trazado de diagramas de <i>Bode</i> básicos con MATLAB .....	<b>279</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	<b>281</b>



# PREFACIO

El objeto de la presente obra es, como su título indica, el análisis y el diseño de los circuitos y sistemas electrónicos basados en el Amplificador Operacional (AO). Está concebida fundamentalmente para estudiantes universitarios de los Grados de Ingeniería en Electrónica y Automática, y materias afines, entre las que cabe citar la Ingeniería Industrial, las Tecnologías Industriales, las Ciencias Físicas y las Comunicaciones, y su continuidad en los másteres; sin olvidar a la Formación Profesional, muy presente por el carácter práctico de la obra. Aborda el análisis de numerosas aplicaciones de circuitos electrónicos en los diferentes ámbitos de la Tecnología y la Industria. El libro también aborda el tratamiento de circuitos digitales, cuya base de operación se basa en la Electrónica Analógica.

Desde el primer capítulo se sientan las bases de análisis de los circuitos lineales y no lineales basados en el AO, mostrando al lector técnicas de análisis que, desde su concepción, son eminentemente pragmáticas. Es por ello, que los capítulos primero y segundo se consideran fundamentales en la estrategia de diseño de esta obra. Las técnicas de resolución en ellos adquiridas, junto con el anexo, se aplican en el resto de los temas, por lo que se recomienda para la presente obra una lectura continuada.

A pesar de las numerosas obras de Electrónica Analógica y Digital existentes (entre las que figuran varias del autor), la presente está concebida desde un punto de vista que se ha querido denominar de “rigor práctico”, en el sentido de proporcionar con detalle al lector toda la explicación del funcionamiento del circuito en cuestión en base a las operaciones matemáticas, pero también añadiendo la información práctica, que se deriva de la larga experiencia docente e investigadora, con la idea subyacente de que el estudiante adquiera una formación técnica profunda e interdisciplinar. Como prueba de ello, se incluyen numerosas gráficas (y consejos de programación) que resultan de realizar simulaciones con PSPICE y con MATLAB. Por ello, la obra se considera un libro “moderno” de problemas, en el que éstos se encuentran imbricados en el desarrollo o cuerpo de cada capítulo, aludiendo a cuestiones prácticas, conforme surge la necesidad.

En cuanto a la numeración de expresiones matemáticas, y debido a la cantidad, se numeran sólo las expresiones necesarias, que conducen al correcto seguimiento de las demostraciones o resolución de los ejercicios planteados en cada contexto.

Por último, deseo expresar mi sentimiento de gratitud a todas aquellos seres que me han proporcionado inspiración, esencial para escribir esta obra. Asimismo, agradezco al Gobierno de España la financiación de los proyectos de investigación que hemos recibido a lo largo de nuestra carrera investigadora en nuestro equipo investigador. Los proyectos de innovación docente acometidos han realizado también este libro; gracias a

Juan José González de la Rosa

la Unidad de Innovación Docente de la Universidad de Cádiz por su decisiva apuesta. Finalmente, agradezco a la Junta de Andalucía el apoyo a la actividad investigadora de nuestro Grupo de Investigación PAIDI-TIC-168, en “Instrumentación Computacional y Electrónica Industrial (ICEI)”, alma y centro de mi actividad profesional, cuya productividad anual da fe de su progreso y consolidación cada vez mayores en el panorama científico internacional.

**JUAN JOSÉ GONZÁLEZ DE LA ROSA**

# 4

---

## Amplificadores diferenciales para instrumentación

### 4.1. Introducción

En este capítulo se estudian los circuitos amplificadores diferenciales, de instrumentación y de puente. La aplicación de éstos se circunscribe al ámbito de las señales de bajo nivel (por debajo de los 100 mV aproximadamente), típicas de sensores, transductores y acondicionadores de señal, empleados para realzar pequeñas señales que quedan ocultas en otras de mayor amplitud.

El amplificador de instrumentación es un circuito lineal (i.e., incorpora realimentación negativa), que está formado por varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión, que le confieren gran exactitud. En la actualidad existen numerosos encapsulados que cumplen esta función. Quizá el único inconveniente sea su precio (desde 6 a más de 90 €), pero merecen la pena si la aplicación o los requisitos de diseño requieren el uso de un circuito integrado, en lugar de emplear componentes discretos con los que resulta imposible conseguir grandes prestaciones debido a su disparidad de tolerancias.

### 4.2. El amplificador diferencial básico

#### 4.2.1. Análisis empleando el principio de superposición

El amplificador diferencial básico constituye una solución de medida previa al amplificador de instrumentación, que puede construirse con componentes discretos. En su circuito, suele emplearse como AO un modelo de bajo offset, como por ejemplo el OP-07. Junto con él se emplean resistencias de precisión (e.g., 1%).

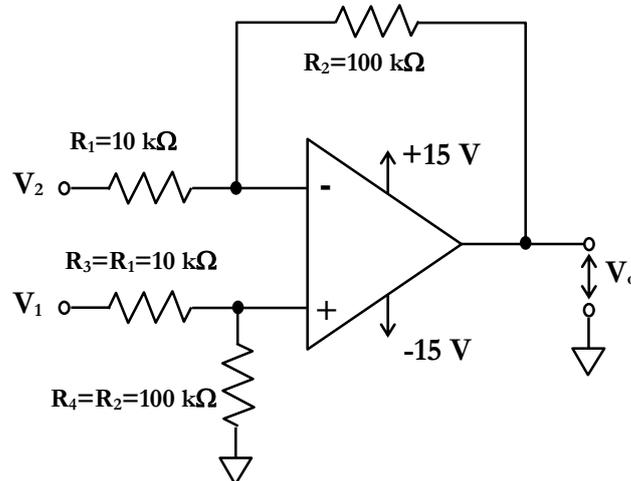
La tensión de salida se obtiene aplicando las hipótesis lineales de operación, según vimos en el capítulo uno. Empleando por ejemplo magnitudes de CC (notadas en mayúsculas), se obtiene la salida del circuito:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_1 - V_2). \quad (1)$$

Se consideran valores proporcionales de resistencias, con el fin de establecer relaciones entre estos componentes. Así por ejemplo, se suele trabajar con  $R_2=R_4=kR_1=kR_3=kR$ .

Con todo esto, por tratarse de un circuito lineal, se puede obtener la tensión de salida aplicando el principio de superposición:

$$V_o = V_o|_{V_1, V_2=0} + V_o|_{V_2, V_1=0}. \quad (2)$$



**Figura 4.1.** Amplificador diferencial básico basado en un AO discreto. Resistencias:  $R_2=R_4=kR_1=kR_3=kR$ . En este caso  $k=10$ .

Calculemos individualmente estas tensiones considerando ideal al AO. Para ello, se cortocircuita una de las dos entradas y se obtiene la salida debida a la otra. Si la entrada  $V_1=0$ , la tensión en la terminal no inversora del AO es cero (aplicando el divisor de tensión) y el circuito se comporta como una configuración inversora. En efecto:

$$V_o = V_o|_{V_2, V_1=0} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_2 = -k \cdot V_2. \quad (3)$$

Por otra parte, apliquemos ahora que la entrada  $V_2=0$ . La tensión en la terminal no inversora siempre es:

$$V^+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_1 = \frac{k}{1+k} V_1. \quad (4)$$

Considerando ahora la parte superior del circuito, vemos que se comporta como una configuración no inversora para la entrada  $V^+$ . Aplicamos por lo tanto su ganancia:

$$V_o|_{V_1, V_2=0} = \left( 1 + \frac{R_2}{\underbrace{R_1}_k} \right) V^+ = (1+k)V^+. \quad (5)$$

Ahora se sustituye la expresión (4) en (5), resultando:

$$V_o|_{V_1, V_2=0} = (1+k)V^+ = (1+k)\frac{k}{1+k}V_1 = kV_1. \quad (6)$$

Finalmente, se usan (2), (3) y (6) para obtener la salida en función de la entrada a través de la ganancia diferencial del circuito,  $A_D$ :

$$V_o = V_o|_{V_1, V_2=0} + V_o|_{V_2, V_1=0} = kV_1 - kV_2 = k(V_1 - V_2) = A_D(V_1 - V_2). \quad (7)$$

Obsérvese en la expresión (7) que no existe ganancia en modo común,  $A_{CM}$ , por lo que el comportamiento sería diferencial puro, o diferencial ideal. Si aquella fuera distinta de cero, se obtendría la siguiente expresión para la tensión de salida:

$$V_o = A_D(V_1 - V_2) + A_{CM}\left(\frac{V_1 + V_2}{2}\right). \quad (8)$$

En (8) las ganancias diferencial y de modo común dependen del factor de rechazo al modo común del componente y del desapareamiento de las resistencias. Este asunto nos ocupará en el siguiente apartado. Por ahora se recuerda la dependencia matemática de las ganancias diferencial y de modo común con el factor de rechazo al modo común y las relaciones entre las resistencias:

$$A_D, A_{CM} = f\left(CMRR, \frac{R_2}{R_1}, \frac{R_4}{R_3}\right). \quad (9)$$

También es importante recordar la definición del factor de rechazo al modo común del circuito, notado como  $CMRR_T$ <sup>1</sup>. Si el CMRR del componente (sin subíndices) es infinito ( $CMRR \rightarrow \infty$ ), entonces se cumple que el rechazo al modo común del circuito sólo depende de las relaciones entre los componentes externos<sup>2</sup>, esto es:

$$CMRR_T \equiv \left| \frac{A_D}{A_{CM}} \right| = f\left(\frac{R_2}{R_1}, \frac{R_4}{R_3}\right), \quad (10)$$

Si el CMRR (del componente) no diverge, entonces la dependencia (10) es más general:

$$CMRR_T \equiv \frac{A_D}{A_{CM}} = f\left(CMRR, \frac{R_2}{R_1}, \frac{R_4}{R_3}\right) \quad (11)$$

Finalmente, es necesario incidir en que los amplificadores diferenciales operan con tensiones de bajo nivel (inferiores a los 100 mV de amplitud). Por ejemplo, en el amplificador diferencial básico, una situación práctica podría corresponder a:  $V_1=12$  mV y  $V_2=2$  mV; entonces la salida es  $V_o=10 \cdot (12-2)$  mV = 100 mV.

<sup>1</sup>El subíndice "T" hace referencia a "total".

<sup>2</sup>En general, depende de la configuración del circuito. Se define el tanto por ciento de desapareamiento o desacoplo; se podría decir que depende de la diferencia entre las resistencias.

#### 4.2.2. Tensión de modo común

La salida de un amplificador diferencial ideal debe ser cero cuando las dos entradas del circuito sean iguales ( $V_1=V_2$ ). Como sabemos del capítulo uno, en la práctica esto no ocurre, debido a la presencia de una ganancia de modo común no nula. Esto significa que el  $CMRR_T$  del circuito es finito (aunque sea elevado). En el caso que nos ocupa, esta ganancia de modo común tiene un doble origen, como hemos mencionado. En primer lugar, el  $CMRR$  del componente no es infinito. Por otra parte, si el componente es ideal ( $CMRR \rightarrow \infty$ ), el  $CMRR_T$  del circuito depende del apareamiento de las resistencias, es decir, depende de que se verifiquen en mayor o menor medida determinadas relaciones de proporcionalidad entre las resistencias. En el caso del amplificador diferencial básico se trata de la constante  $k$ . Todo esto se resumía en la Ec. (11).

El desapareamiento de resistencias y el  $CMRR$  finito dan lugar a una salida no nula cuando las entradas del circuito son iguales. Para compensarlo, la resistencia  $R_x$  incorpora una parte variable; es decir, esta resistencia es una parte fija más un potenciómetro de ajuste fino que permite al usuario, hacer que la salida del circuito amplificador sea cero cuando las entradas son iguales. Se considera como una calibración.

El modo más simple de estudiar el comportamiento ante el modo común es cortocircuitar ambas entradas y conectarlas a una fuente común de tensión. Con el fin de igualar las relaciones entre las resistencias, y de conseguir el comportamiento diferencial puro del amplificador diferencial básico de la Fig. 1, se emplea la resistencia variable  $R_x$ , ya comentada.

Consideremos un ejemplo ilustrativo del efecto de la tensión de modo común. Un amplificador diferencial de dos entradas forma parte de un electrocardiógrafo. Su ganancia diferencial vale  $A_D=1000$ , y la señal de entrada diferencial es de 1 mV de pico. La señal de entrada de modo común es una onda sinusoidal de 100 V de pico y 50 Hz. Se desea que la salida contenga una contribución de modo común cuyo pico sea del 1% ó menos que la salida de pico producida por la señal diferencial. Calcular el  $CMRR$  mínimo que ha de poseer el amplificador diferencial.

Como la entrada diferencial es de 1 mV de pico, y la ganancia diferencial es 1000, el pico de salida de la señal deseada es 1 V. Para cumplir la especificación de diseño, la señal de salida de modo común debe presentar pues un valor de pico de 0,01 V (el 1 % de 1 V), o menor si cabe. Esto permite calcular la ganancia de modo común, según:

$$A_{CM} = \frac{1\% \text{ pico entrada diferencial}}{\text{entrada pico CM}} = \frac{0,01V}{100V} = 10^{-4} \rightarrow A_{CM}|_{dB} = 20 \log |A_{CM}| = -80 \text{ dB} .$$

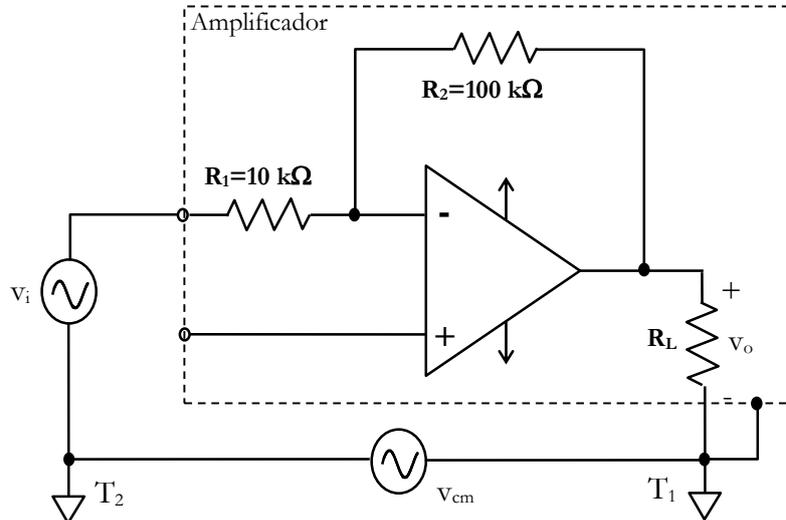
Lo que supone un valor del  $CMRR$  de:

$$CMRR = 20 \log \frac{|A_D|}{|A_{CM}|} = 20 \log \frac{|1000|}{|10^{-4}|} = 140 \text{ dB} .$$

Este valor del  $CMRR$  resulta ser una especificación para el electrocardiógrafo extremadamente buena, cuestión primordial en instrumentos aplicados a la Medicina.

En la práctica, la tensión de modo común se origina como consecuencia de conectar a tierra dos puntos de un circuito que están separados físicamente entre sí. Esta separación origina entre ambos una caída de tensión, ya que a pesar de estar distanciados, están unidos entre sí por un cable, que ofrece una impedancia y por lo tanto representa una

caída de tensión al circular por él cualquier corriente no deseada (señal de ruido). La situación se indica en la Fig. 4.2. La tierra proviene de la conexión con un tubo de agua y también se conecta al chasis del amplificador (tierra de equipo), con el fin de proporcionar seguridad al operador.



**Figura 4.2.** Amplificador de una sola entrada con tensión de modo común originada por dos puntos de conexión a tierra ( $T_1$  y  $T_2$ ), entre los que existe una caída de potencial.

Las tensiones y corrientes de ruido quedan modeladas por la tensión de modo común ( $V_{cm}$ ) que, de esta forma, se suma (conexión en serie) con la señal de entrada. A veces esta señal es de un orden de magnitud superior al de la señal de interés, por lo que este circuito debe sustituirse por un amplificador diferencial, que rechaza esta señal, que se suma a sus dos entradas.

### 4.3. Mejoras introducidas al amplificador diferencial básico

#### 4.3.1. Defectos del amplificador diferencial básico

El amplificador diferencial básico hasta ahora estudiado tiene dos claras desventajas. Por una parte, posee resistencia de entrada finita. Esto es lo que estudiaremos en las siguientes líneas. En efecto, para las dos entradas, sus resistencias de entrada son las que se muestran en la Fig. 4.3.

Las resistencias de entrada se evalúan como si se conectaran generadores de tensión y de corriente auxiliares en las entradas. Se evalúa el cociente tensión/corriente, obviando el efecto de la otra entrada.

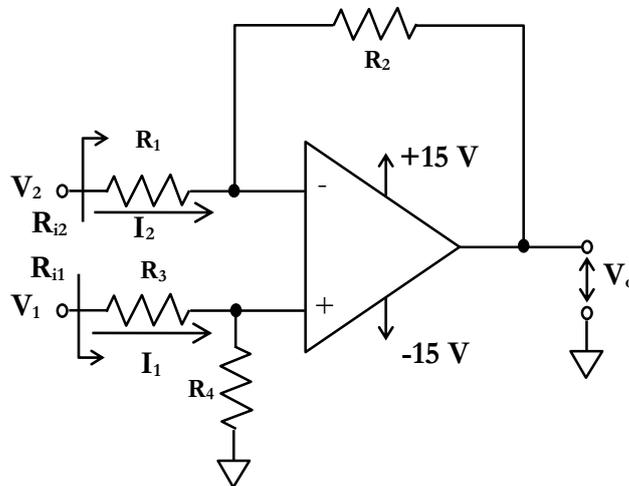
Por ejemplo, si  $V_1=0$ , la resistencia de entrada vista desde la segunda entrada (entrada por el terminal 2) es finita, y viene dada por:

$$R_{i2} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_1=0} = \frac{V_2 - 0}{I_2} = R_1. \quad (12)$$

La otra resistencia de entrada es finita también. Por otra parte, se define la resistencia de entrada diferencial:

$$R_{iD} \equiv R_1 + R_3.$$

En cualquier caso, la resistencia de entrada es baja, del orden de  $k\Omega$ .



**Figura 4.3.** Amplificador diferencial básico con AO discreto. Situación de cálculo de las resistencias de entrada para cada entrada individual.

La otra desventaja que presenta la configuración es el deficiente ajuste de la ganancia, por no satisfacer la condición de simetría o balanceo entre las resistencias. En efecto si se quiere otro valor de ganancia hay que modificar el cociente de resistencias, y ya no se tiene un comportamiento diferencial ideal. Se recuerda que el potenciómetro de  $R_4$  es de ajuste fino, y no serviría para compensar este desplazamiento.

Las dos desventajas mencionadas hacen que el circuito sólo se pueda emplear para montajes fijos. Es decir, ganancia fija (que no haya que modificar) y resistencia de entrada diferencial fija. No sería útil para un osciloscopio por ejemplo, ya que se necesitará cambiar la ganancia (V/div) y la resistencia de entrada diferencial.

#### 4.3.2. Incremento de la impedancia de entrada

El circuito de la Fig. 4.4 logra una impedancia de entrada infinita. Esto se consigue aislando las entradas con seguidores de tensión.

El análisis del circuito es trivial puesto que se transmiten las tensiones en las salidas de los seguidores de tensión.

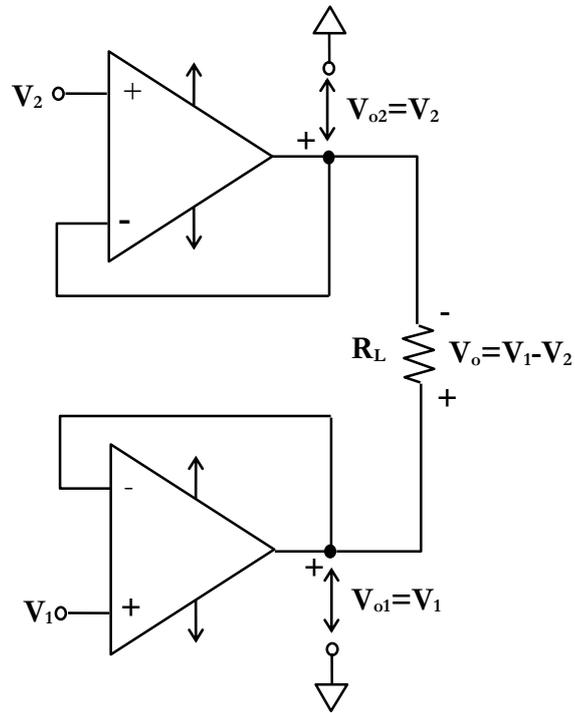
Resulta interesante observar en el circuito de la Fig. 4.4 que la salida es diferencial flotante (ningún extremo de la resistencia de carga está conectado a tierra); en contra de lo que sucedía con la salida referida a tierra del amplificador diferencial básico.

La salida diferencial que se consigue es en realidad una entrada diferencial a la etapa de ganancia variable, que se verá a continuación.

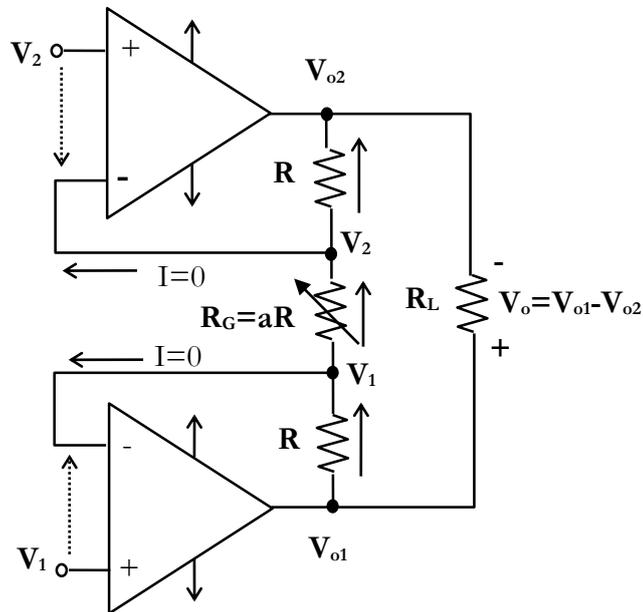
#### 4.3.3. Amplificador de ganancia variable

“Se consigue implementar este circuito añadiendo tres resistencias al amplificador aislador de la Fig. 4.4. Resulta un aislador con entrada y salida diferenciales, y con ganancia ajustable. Veamos el montaje, que mantiene la elevada resistencia de entrada con los dos

seguidores de tensión. Queda descrito en la Fig. 4.5., en la que “*a*” es un factor de proporcionalidad.”



**Figura 4.4.** Amplificador diferencial con impedancia de entrada infinita. La salida es del tipo diferencial flotante.



**Figura 4.5.** Amplificador de instrumentación de ganancia ajustable y alta impedancia de entrada.

Con lo cual, la salida de este circuito diferencial de ganancia variable (que es el coeficiente que multiplica a la entrada diferencial del circuito,  $V_1 - V_2$ ) resulta ser:

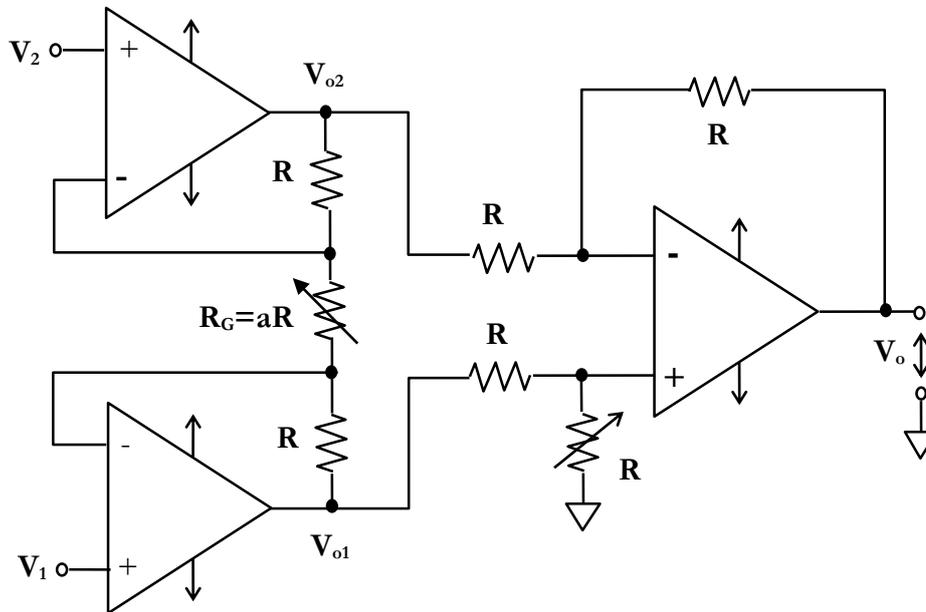
$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) \cdot (V_1 - V_2) = \left(1 + \frac{2}{a}\right) \cdot (V_1 - V_2).$$

#### 4.4. El amplificador de instrumentación

El circuito, que queda representado en la Fig. 4.6, incorpora las dos mejoras anteriores más un amplificador diferencial básico, con ganancia unitaria en su segunda etapa. La salida del circuito resulta:

$$V_o = 1 \cdot (V_{o1} - V_{o2}) = \left(1 + \frac{2}{a}\right) \cdot (V_1 - V_2).$$

Como se aprecia, la tensión de salida del circuito ya no es flotante. Además, se ha conseguido un amplificador diferencial con ganancia controlable por una resistencia externa ( $R_G = a \cdot R$ ), y que posee además resistencia de entrada infinita.

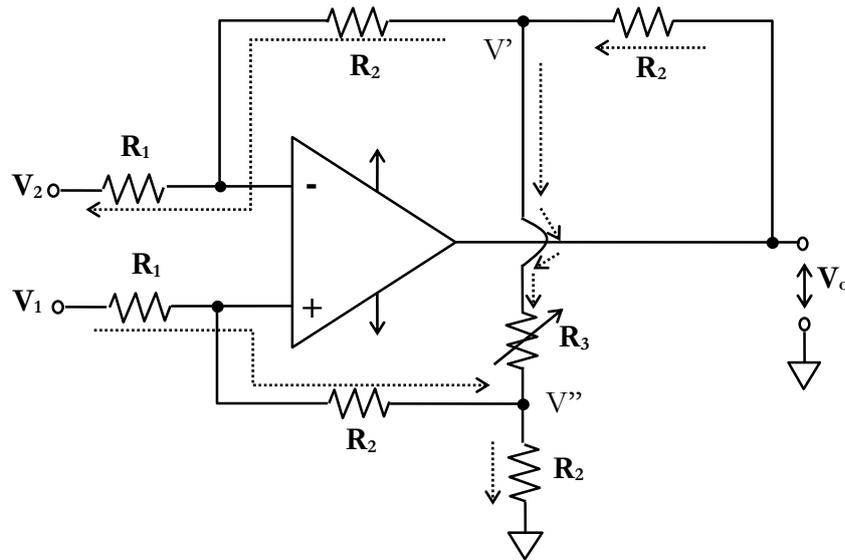


**Figura 4.6.** Amplificador de instrumentación basado en un amplificador diferencial de alta impedancia de entrada (y ganancia regulable) y un amplificador diferencial básico. Generalmente este circuito se presenta integrado, como por ejemplo en el encapsulado del AD623.

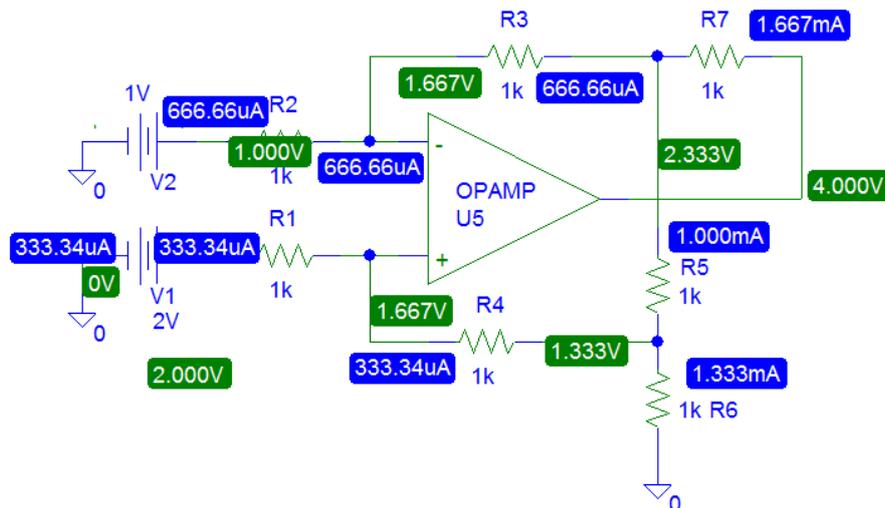
#### 4.5. Otros amplificadores diferenciales

El circuito de la Fig. 4.7 permite ajustar la ganancia. Sin embargo, presenta también el problema de la baja resistencia de entrada por canal, y de la baja resistencia de entrada diferencial ( $R_{id}$ ).

Para analizar el circuito se supone ideal al AO. La Fig. 4.8 muestra su simulación en estática (DC), con el fin de corroborar el sentido de las corrientes (no trivial en este caso) planteado en la Fig. 4.7.



**Figura 4.7.** Amplificador de instrumentación con ganancia ajustable. Posible situación de corrientes para entradas positivas.



**Figura 4.8.** Ejemplo de simulación en DC del amplificador de instrumentación de la Fig. 7, con un modelo ideal de AO. Se muestran todas las tensiones y corrientes del circuito, y se indica el sentido de una de ellas. Las designaciones de las resistencias no coinciden con los valores de la Fig. 7, ya que son propias del simulador.

Ya que el AO tiene resistencia de entrada infinita, se cumplen las siguientes relaciones:

$$\frac{V' - V^-}{R_2} = \frac{V^- - V_2}{R_1}; \quad \frac{V_1 - V^+}{R_1} = \frac{V^+ - V''}{R_2}.$$

Por otra parte, como el circuito incorpora realimentación negativa y el AO tiene ganancia diferencial infinita, se verifica el cortocircuito virtual en la entrada diferencial del AO: es decir,  $V^+ = V^-$ ; por lo que, aplicando  $V^+ = V^-$ , las ecuaciones de arriba se pueden escribir también como:

$$\frac{V' - V^-}{R_2} = \frac{V^- - V_2}{R_1} \quad (1)$$

$$\frac{V_1 - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V''}{R_2} \quad (2)$$

Además, en el nudo V'' la suma de corrientes es:

$$\frac{V^+ - V''}{R_2} + \frac{V' - V''}{R_3} = \frac{V'' - 0}{R_2} \xrightarrow{V^+ = V^-} \frac{V^- - V''}{R_2} + \frac{V' - V''}{R_3} = \frac{V''}{R_2} \quad (3)$$

La última ecuación que se plantea corresponde a la tensión de salida, en la que se usa la suma de corrientes en el nudo V':

$$\frac{V_o - V'}{R_2} - \frac{V' - V''}{R_3} = \frac{V' - V^-}{R_2} \quad (4)$$

Resumen de ecuaciones y resolución final:

$$\left. \begin{array}{l} (1): \frac{V' - V^-}{R_2} = \frac{V^- - V_2}{R_1} \\ \text{restándolas miembro a miembro} \\ (2): \frac{V_1 - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V''}{R_2} \end{array} \right\} \rightarrow \frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V' - V''}{R_2} \rightarrow V' - V'' = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \quad (I)$$

$$\left. \begin{array}{l} (3): \frac{V^- - V''}{R_2} + \frac{V' - V''}{R_3} = \frac{V''}{R_2} \\ \text{restándolas miembro a miembro} \\ (4): \frac{V_o - V'}{R_2} - \frac{V' - V''}{R_3} = \frac{V' - V^-}{R_2} \end{array} \right\} \rightarrow \frac{V^- - V''}{R_2} - \frac{V_o - V'}{R_2} + 2 \frac{V' - V''}{R_3} = \frac{V''}{R_2} - \frac{V' - V^-}{R_2} = \frac{V'' - V'}{R_2} + \frac{V^-}{R_2}$$

$$\rightarrow -\frac{V_o}{R_2} = 2 \frac{V'' - V'}{R_2} + 2 \frac{V'' - V'}{R_3} = 2(V'' - V') \cdot \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

$$\rightarrow V_o = 2(V' - V'') \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (II)$$

Sustituyendo  $V' - V''$  de (I) en (II) resulta finalmente la salida de tensión diferencial:

$$V_o = 2 \underbrace{\left( \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \right)}_{\frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2)} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = 2 \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right).$$