NOTAS DE CLASE

Amplificadores de Instrumentación

Edición 2010

Índice

1. Amplificador de Instrumentación Ideal 3
2. El Amplificador Diferencial.. 3
3. Amplificador de instrumentación – Configuración Básica...................... 7
4. Amplificador de instrumentación con variación de ganancia lineal...... 11
5. Bibliografía: 11

1. Amplificador de Instrumentación Ideal

Los AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION son amplificadores diferenciales con las siguientes características:

a) Z_{id} y $Z_{ic} \rightarrow \infty$ (para no afectar la fuente de señal a medir)

b) $Z_0 \rightarrow 0$ (para que no afecte la entrada de la etapa siguiente)

c) Av exacta y estable (1 – 1000) y controlable

d) $F_R \rightarrow \infty$

e) Bajo offset y deriva para trabajar con entradas de continua y pequeñas.

USO: Amplificador de señal de bajo valor, con alta componente en modo común. Por ejemplo la salida de un transductor.

Veamos la configuración más simple:

2. El Amplificador Diferencial

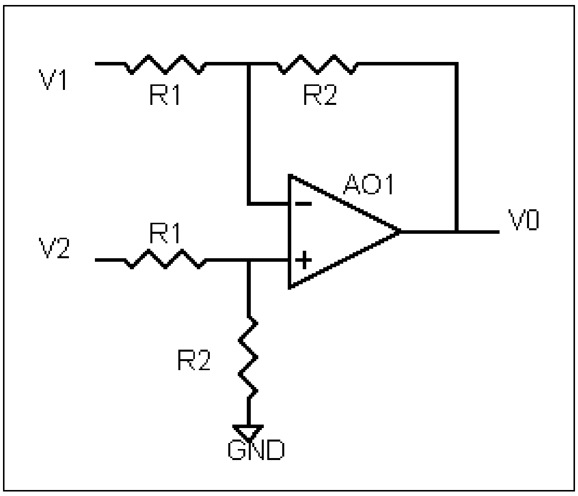

Fig. *1*

2.1 ¿Dónde falla esta configuración típica?

a) El principal problema es que las impedancias no son infinitas. Carga a las etapas previas.

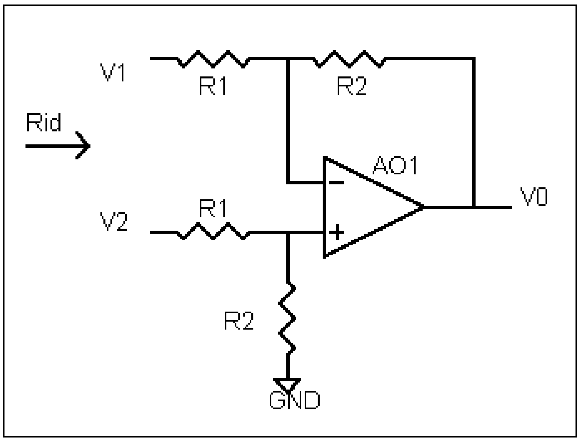

Fig. *2*

$$R_{id} = 2\,R_1$$

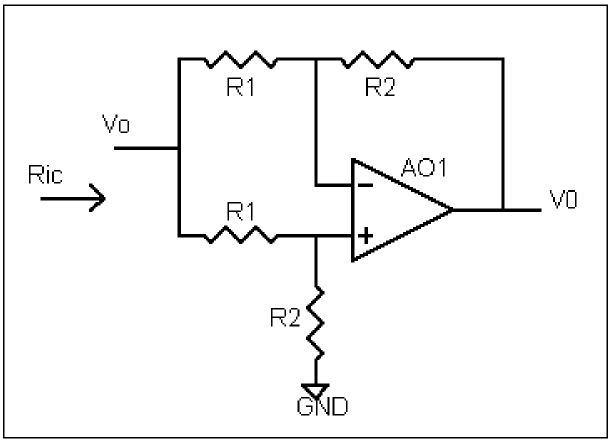

Fig. *3*

$$R_{ic} = \frac{R_1 + R_2}{2}$$

b) ¿Como ajusto la ganancia? Tengo que variar dos resistencias simultáneamente y con mucha precisión.

Si planteamos un amplificador diferencial genérico resulta:

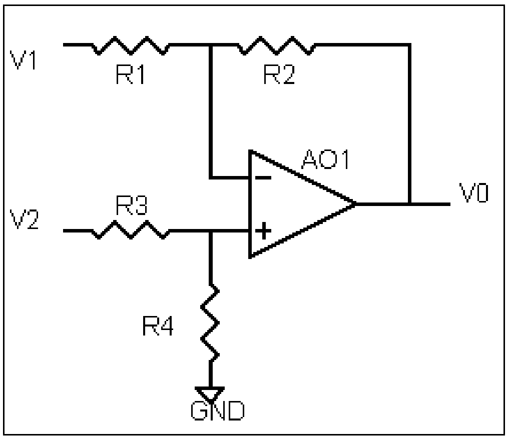

Fig. *4*

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1}\,V_1 + \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]V_2$$

Descomponiendo V_1 y V_2 en sus componentes a modo común y a modo diferencial. Es decir:

$$V_1 = V_c + \frac{V_d}{2} \quad \text{y} \quad V_2 = V_c - \frac{V_d}{2}$$

Reemplazando V_1 y V_2 en la ecuación de la V_0 y trabajando resulta:

$$V_0 = -\frac{1}{2}\left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] V_d + \frac{R_1\, R_4 - R_2\, R_3}{R_1\left(R_3 + R_4\right)}\, V_c$$

Donde:

$$V_d = V_1 - V_2 \qquad y \qquad V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Entonces resulta:

$$A_d = -\frac{1}{2}\left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]$$

$$A_c = \frac{R_1\, R_4 - R_2\, R_3}{R_1\left(R_3 + R_4\right)}$$

Si,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

entonces:

$$A_c = 0 \quad y \quad A_d = -\frac{R_2}{R_1}$$

Resultando así un amplificador diferencial.

El AD básico tiene bajas prestaciones (pensado como amplificador de instrumentación):

Debo modificar dos componentes para variar la ganancia Ad.

Es difícil conseguir factores de rechazo (CMRR) altos. El factor de rechazo se degrada por dos causas:

- El factor de rechazo (CMRR) debido a la dispersión o desapareamiento de las resistencias.

- El factor de rechazo (CMRR) propio de los AO.

El CMRR total del circuito resulta:

$$\frac{1}{CMRR_{TOTAL}} = \frac{1}{CMRR_{AO}} + \frac{1}{CMRR_{RESISTENCIAS}}$$

$$CMRR_{TOTAL} = CMRR_{AO} \; // \; CMRR_{RESISTENCIAS}$$

Es como un paralelo. El CMRR Total será menor que el menor de los dos.

c) La $Z_i \neq \infty$ no tiende a infinito.

Una solución seria el circuito que veremos a continuación.

3. Amplificador de instrumentación – Configuración Básica

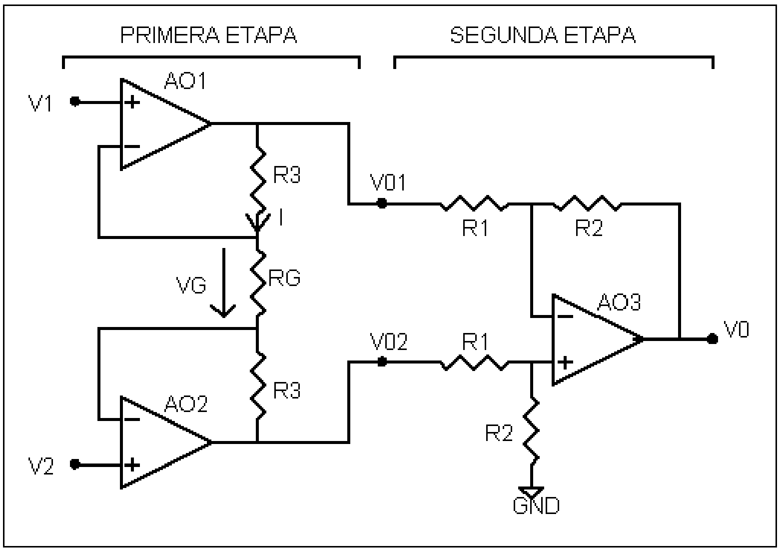

Fig. *5*

Transferencia de la etapa de entrada:

$$\left.\begin{aligned} V_G &= V_1 - V_2 \\ I &= \frac{V_1 - V_2}{R_G} \end{aligned}\right\} \qquad \boxed{V_{01} - V_{02} = \frac{V_1 - V_2}{R_G}\left(R_3 + R_G + R_3\right)}$$

$$\Rightarrow \quad \frac{V_{01} - V_{02}}{V_1 - V_2} = \frac{\left(2\,R_3 + R_G\right)}{R_G}$$

Veamos que ocurre para una señal a modo común en la entrada:

Aparece en la salida de la primera etapa ya que Avc = 1 para la primera etapa (observar que son circuitos seguidores).

Transferencia de la segunda etapa:

$$V_0 = -\left(V_{01} - V_{02} \right) \frac{R_2}{R_1}$$

La transferencia total resulta del producto de las ganancias:

$$V_0 = -\left(V_1 - V_2 \right) \left(\frac{2 R_3}{R_G} + 1 \right) \frac{R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow \frac{V_0}{V_2 - V_1} = \left(\frac{2 R_3}{R_G} + 1 \right) \frac{R_2}{R_1}$$

Este circuito cumple con los requisitos.

Con R_G puedo ajustar la ganancia, evitando el ajuste de dos resistencias simultáneamente como en el circuito anterior.

Pero aparece otra consideración: aquí el ajuste es no lineal, ya que R_G esta en el denominador. Veremos en el punto 4 una variante a este circuito para solucionar este problema.

Que ocurre con el factor de rechazo en el circuito completo:

Genéricamente:

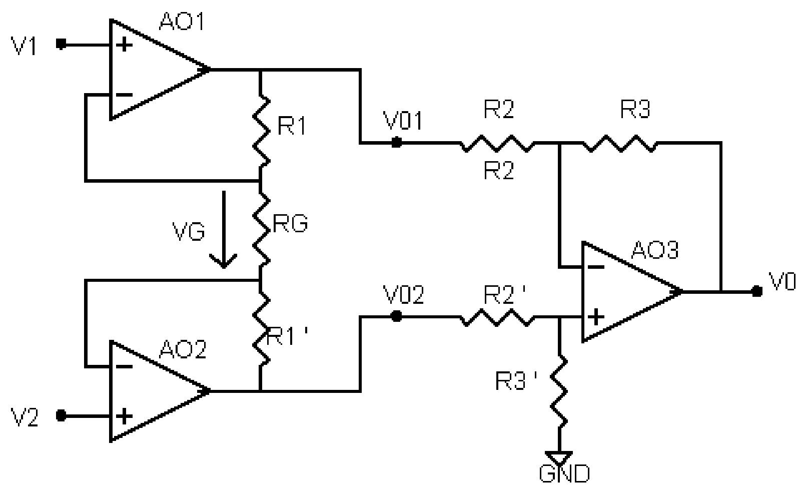

Fig. *6*

Si $\dfrac{R_3}{R_2} = \dfrac{R_3'}{R_2'} \quad \Rightarrow \quad CMRR_{RESISTENCIAS} \to \infty$

Realmente: $\dfrac{R_3}{R_2} \neq \dfrac{R_3'}{R_2'}$

Por lo que resulta que existe un factor de rechazo debido al desapareamiento de las resistencias:

$$CMRR_{RESISTENCIAS} = \left(1 + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R_1'}{R_G} \right) \frac{1}{2} \frac{R_2\, R_3' + R_2'\, R_3 + 2\, R_3\, R_3'}{R_2\, R_3' - R_3\, R_2}$$

NOTA: Si este amplificador se arma en forma discreta la R_3' está constituida por una resistencia fija y un preset de la siguiente manera:

$$(\ 0{,}9\, R_3'\ fija\ +\ 0{,}2\, R_3'\ un\ preset\ variable)$$

Aunque en la práctica lo usual es utilizar toda la configuración integrada. Utilizando integrados del tipo del INA114 de Burr-Brown.

Además los amplificadores operacionales tienen un factor de rechazo distinto de infinito.

Se demuestra que:

$$\frac{1}{CMRR_{Total}} = -\frac{1}{CMRR_{AO_1}} + \frac{1}{CMRR_{AO_2}} + \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_G} + \frac{R_1'}{R_G} \right) CMRR_{AO_3}} + \frac{1}{CMRR_{Resistencias}}$$

Donde utilizando AO iguales para el 1 y el 2 se pueden anular los dos primeros términos de la ecuación.
Y puede verse que el factor de rechazo del AO3 aparece multiplicado por un factor con lo cual resulta amplificado

Resultando entonces:

$$CMRR_{TOTAL} > CMRR_{SEGUNDA\ ETAPA}$$

Esto se puede ver también conceptualmente de la siguiente forma:

$$CMRR_{AO} = \frac{A_{Vd}}{A_{Vc}}$$

- Analicemos A_{Vc} del conjunto:

Para las señales a modo común la primera etapa se comporta como seguidora, luego resulta:

$$V_{01_C} = V_{1_C}$$
$$V_{02_C} = V_{2_C}$$

Es decir la primera etapa tiene una $A_{Vc\,PRIMERA\ ETAPA} = 1$ luego resulta

$$A_{Vc\ TOTAL} = A_{Vc\ SEGUNDA\ ETAPA}$$

- Analicemos A_{Vd} del conjunto:

Aquí si, la primera etapa tiene ganancia a modo diferencial, resultando entonces:

$$A_{Vd\ TOTAL} = A_{Vd\ PRIMERA\ ETAPA}\ A_{Vd\ SEGUNDA\ ETAPA}$$

Entonces vemos que $A_{Vc\ TOTAL}$ se mantiene igual a una etapa diferencial simple (como la segunda etapa) y la $A_{Vd\ TOTAL}$ aumento, luego resulta:

$$CMRR_{TOTAL} > CMRR_{SEGUNDA\ ETAPA}$$

4. Amplificador de instrumentación con variación de ganancia lineal

Una posible solución a la variación no lineal del circuito anterior con RG es el siguiente circuito:

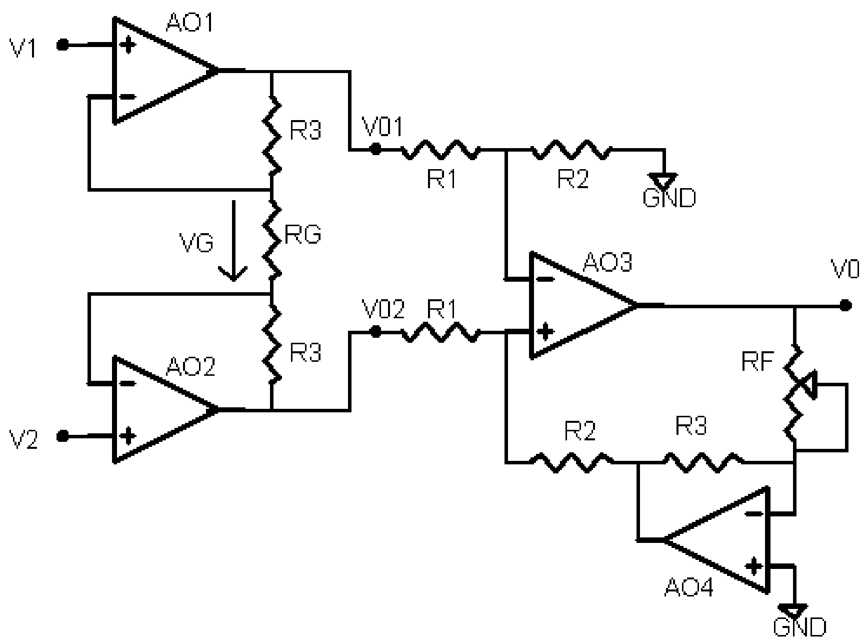

Fig. *7*

Se demuestra que:

$$V_0 = \frac{R_2\, R_F}{R_1\, R_3}\left(V_{02} - V_{01}\right)$$

5. Bibliografía:

Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos
Sergio Franco – Mc Graw Hill 3ª Edición - ISBN 9701045955

Apunte: Instrumentación Electrónica de Comunicaciones (5º Curso Ingeniería de Telecomunicación) Tema III: El amplificador de instrumentación. José María Drake Moyano, Dpto. de Electrónica y Computadores, Santander, 2005. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación - Universidad de Cantabria.