

AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

Jaime Alberto López Rincón
jaimealopezr@yahoo.com

Universidad del Quindío
Programa de Ingeniería Electrónica
Facultad de Ingenierías
Armenia, Colombia
Abril de 2003

INTRODUCCION

Los Amplificadores Operacionales(AO), utilizados para amplificar la diferencia entre dos voltajes de entrada con una única salida, son, por su utilidad y aplicación, de gran importancia para la electrónica, ya que sus numerosas funciones, permiten realizar tareas matemáticas, electrónicas, de conversión, ...

Una de esas aplicaciones es la configuración llamada Amplificador de Instrumentación(AI), el cual está compuesto por dos amplificadores no inversores, como la etapa de entrada, y un amplificador de diferencia, que es la segunda etapa o etapa de amplificación, y que se caracteriza por poseer una alta impedancia de entrada con una alta ganancia en un amplificador de diferencia.

En este trabajo se hablará de dicha configuración, analizando su comportamiento en un montaje real.

AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

Debido a que los Amplificadores de Instrumentación(AI) utilizan en su segunda etapa o etapa de amplificación un amplificador diferencial, se hace necesario estudiar primero el comportamiento de este último.

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Dado que la mayor parte de los puentes de sensores se alimentan con una fuente de tensión o de corriente que tiene un terminal puesto a tierra, el amplificador conectado a su salida no puede tener ningún de sus terminales de entrada puesto a tierra (Figura 1). Conviene además que la impedancia desde cada uno de los terminales de entrada del amplificador a tierra sea igual (y alta), a un amplificador con estas características se le denomina amplificador diferencial (AD).

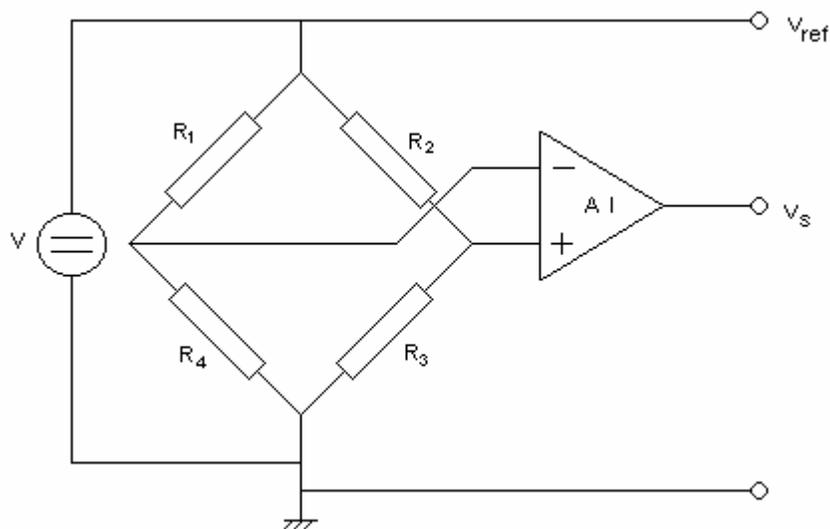


Figura 1

Un circuito muy simple para realizar AD, es el siguiente, si en principio se supone que el amplificador operacional es ideal ($v_1=v_2$), la tensión de salida es

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} E_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} * E_2$$

Para reflejar las propiedades diferenciales del montaje, interesa expresar la salida en función de la tensión diferencial de entrada $E_d = E_2 - E_1$ y para ello basta hacer la siguiente sustitución:

$$E_c = (E_1 + E_2) / 2 \text{ donde } E_c \text{ es la denominada en modo común.}$$

Al sustituir con las ecuaciones anteriores se obtiene una ganancia en modo común denominada G_c y la segunda ganancia en modo diferencial que es G_d , es decir:

$$V_s = (G_c * E_c) + (G_d * E_d)$$

Sus expresiones respectivas son, para el circuito de la Figura 2

$$G_c = \frac{V_s}{E_c} \quad E_d = 0 = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

$$G_d = \frac{V_s}{E_d} \quad E_c = 0 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

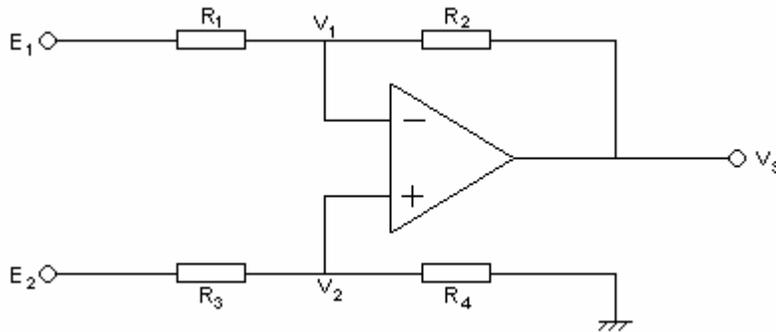


Figura 2

Dado que en un AD interesa que sólo amplifique la diferencia entre las tensiones de entrada, pero no la señal de modo común, para que esto suceda ($G_c = 0$), deberá cumplirse:

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

Y entonces $V_s = K * E_d$. Ahora bien, como el apareamiento que describe la ecuación anterior es difícil que se cumpla exactamente, la capacidad que posee el circuito de rechazar las señales de modo común no será infinita, sino que estará limitada. Su cuantía viene dada por el llamado factor de rechazo del modo común (CMRR "Common Mode Rejection Ratio"), que es el cociente entre la ganancia en modo diferencial y la ganancia en modo común. En el caso considerado es:

$$CMRR = \frac{G_d}{G_c} = \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{2(R_1 R_4 - R_2 R_3)}$$

Normalmente el CMRR se expresa en decibelios. Para ello hay que calcular el logaritmo decimal de la expresión anterior, y multiplicar el resultado por 20.

Si en la Figura 2 se considera que el AO no es ideal, hay que sustituirlo por el modelo de la Figura 3, donde la ganancia en modo común del AO (A_c), se deduce de su hoja de características a partir del CMRR –del amplificador sólo-.

Para el clásico uA 741, por ejemplo, $A_d = 50.000$, como mínimo, en continua, y

$$A_c = \frac{A_d}{10^{70/20}} = 15.8$$

Con este modelo para el AO, el estudio del circuito de la Figura 2 es más engorroso, pero los pasos a realizar son los mismos que antes han llevado a las ecuaciones vistas, si bien V_d y V_c se definen a partir de V_1 y V_2 . Afortunadamente, la expresión final, una vez simplificada y reordenada, conduce a una regla con formulación simple

$$\frac{1}{\text{CMRR}_{\text{total}}} = \frac{1}{\text{CMRR}_r} + \frac{1}{\text{CMRR}_{A_o}}$$

Es decir, se combinan “ en paralelo ”(suma de recíprocos) el CMRR debido a las resistencias sólo, con el de la AO sólo, (según dan sus hojas de características). El CRM debe estar expresado como fracción, no en decibelios.

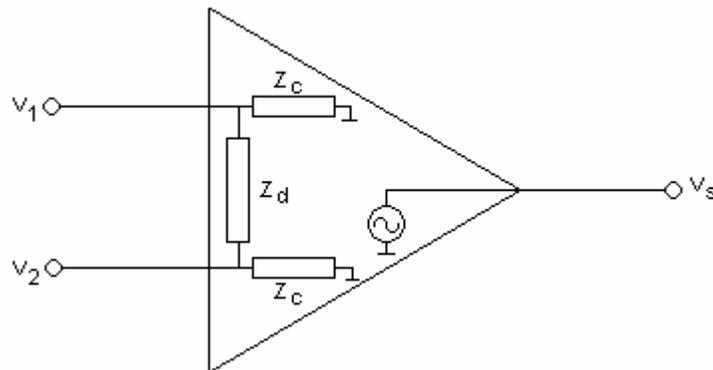


Figura 3

La aplicación de un circuito de este tipo a un puente de sensores puede hacerse de forma directa, siendo entonces E_1 y E_2 las tensiones de los terminales de salida del puente, o bien haciendo que las tensiones de estos últimos pasen a ser V_1 y V_2 como lo muestra la Figura 4.

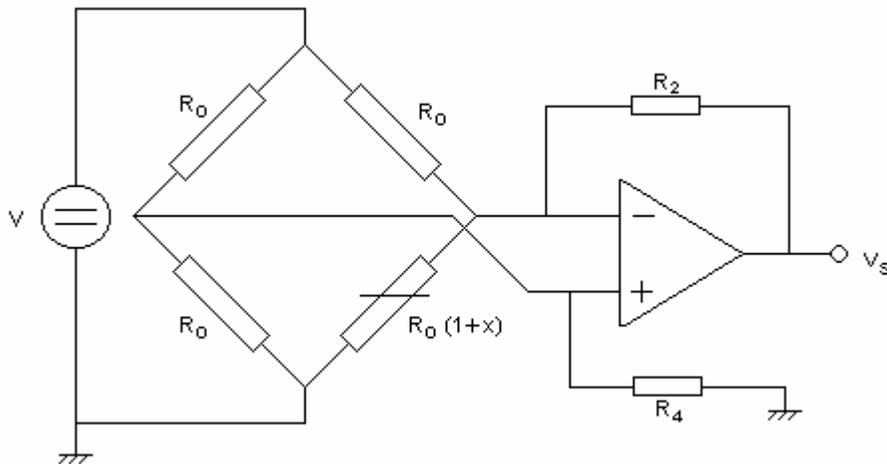


Figura 4

En la Figura 2 hay que notar que la resistencia de entrada es, con un AO ideal, R_1 para E_1 y R_3 para E_2 , y esto lleva a valores muy grandes para R_1 y R_3 si se desean una resistencia de entrada y una ganancia elevadas. Una resistencia de entrada elevada es necesaria para reducir los efectos de carga en la medida de tensión. La ganancia elevada viene exigida por el reducido valor de la tensión de salida del puente, pues si bien es cierto que se puede disponer varias etapas amplificadoras para lograr la tensión de fondo de escala adecuada al margen del convertidor, también suceden que los efectos de la derivada y del ruido de los amplificadores son tanto menores cuanto mayor sea la ganancia de las primeras etapas de la cadena de medida.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION BASADO EN DOS AO

Se denomina amplificador de instrumentación a todo circuito que posea simultáneamente: Alta impedancia de entrada; Alto rechazo de un modo común, ganancia estable que sea a la vez variable con una única resistencia y sin que se contrapongan directamente ganancia –ancho de banda (como sucede en un AO); tensión y corrientes de desequilibrio (offset) bajas y con pocas derivadas; e impedancia de salida también baja. Comercialmente se dispone de circuitos integrados monolíticos, híbridos, y modulares que cumplen estas condiciones. Esta dos últimas tienen una estructura que deriva de una de dos básicas, que se van a denominar “circuito con dos AO” y “circuito con tres AO”.

El estudio de estos circuitos es de gran interés por cuanto se puede realizar empleando componentes discretos, incluso de bajo costo, obteniéndose a veces prestaciones suficientes para muchas aplicaciones, con un costo de tiempo y dinero interior al propio de los montajes comercializados.

La estructura de un AI realizado con dos AO es la siguiente figura, considerando AO ideal resulta que la condición necesaria para obtener un CMRR infinito es también la expresión dada anteriormente. La tensión de salida es:

$$V_s = E_d \left(1 + K + \frac{R_2 + R_4}{R_g} \right) + V_{ref} \quad (1)$$

Luego, aunque también hay que aparear cuatro resistencias, aquí se puede variar la ganancia, sin afectar su apareamiento, mediante R_g . Para obtener un ajuste fino de ganancia, R_2 se elige sea

como máximo igual a R2 (y R4). No obstante, el ajuste del CMRR a más de 10Hz es difícil porque los dos caminos de la señal son muy asimétricos. Además, no se puede tener ganancia unida. Una precaución a tomar con este circuito es evitar la saturación del primer AO si la señal de modo común es elevada. Para evitarla es necesario que se cumpla

$$(|E_{c1}| + \frac{|E_{d1}|}{2}) (1 + \frac{R_3}{R_4}) < V_{\text{saturación}}$$

Por lo tanto, para ganancias pequeñas (R2 y R4 pequeñas en la ecuación (1)) es cuando hay más riesgo de saturación.

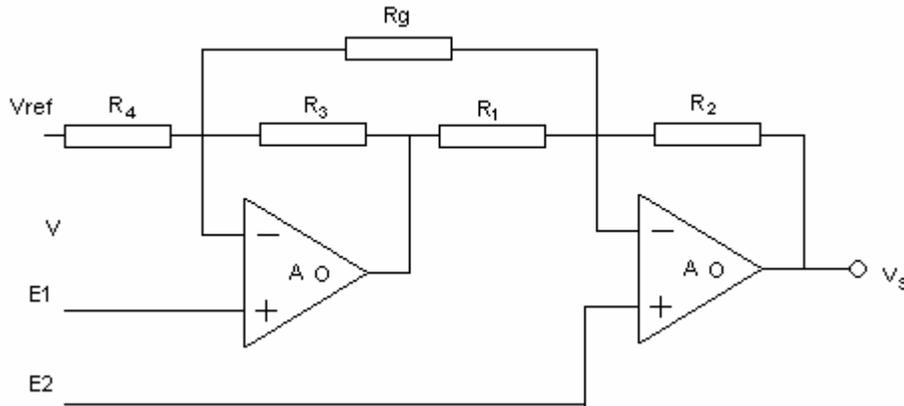


Figura 5. Amplificador de Instrumentación realizado mediante dos amplificadores operacionales.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN BASADO EN TRES AO

Se ha visto que es difícil obtener una alta impedancia de entrada y una alta ganancia de amplificador de diferencia, empleando valores de resistencias razonables. Una solución es insertar un seguidor de voltaje entre cada fuente y la entrada correspondiente. Sin embargo una desventaja de este diseño es que la ganancia del amplificador no puede cambiarse de fácilmente. Necesitaríamos cambiar dos valores de resistencias y seguir manteniendo razones iguales entre R2/R1 y R4/R3.

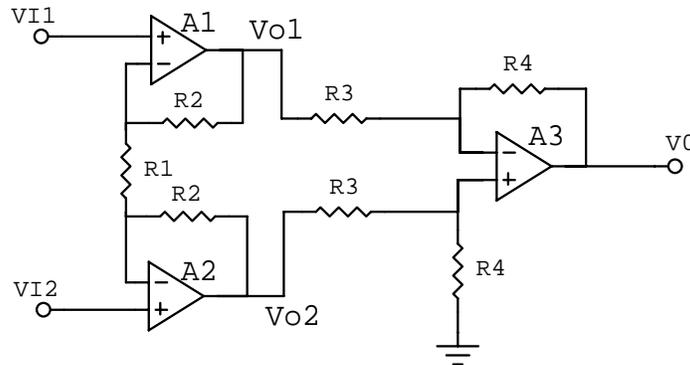


Figura 6

El circuito que se muestra en la Figura 6 nos permite esta flexibilidad y recibe el nombre de amplificador de instrumentación; emplea dos amplificadores no inversores, A1 y A2, como la etapa de entrada, y un amplificador de diferencia, A3, es la segunda etapa, o etapa de amplificación. Los voltajes en los terminales inversoras de los seguidores de voltaje son iguales a los voltajes de entrada. Las corrientes y voltajes en el amplificador se muestran en la Figura 7.

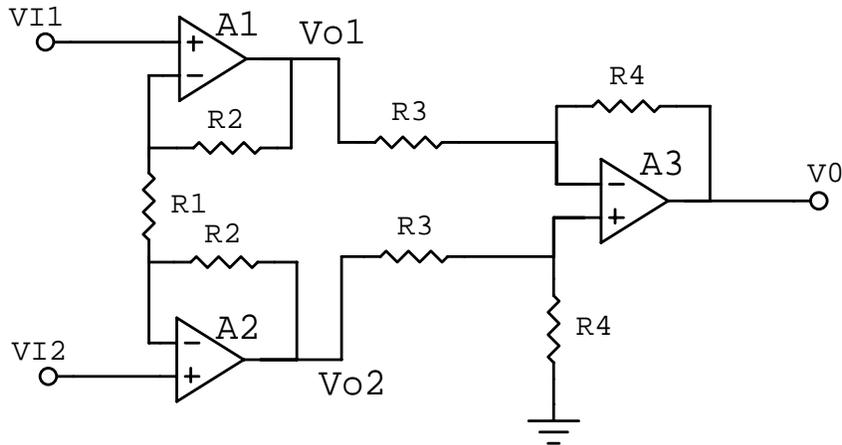


Figura 7

La corriente en la resistencia R1 es:

$$I1 = \frac{Vi1 - Vi2}{R1}$$

La corriente en la resistencia R2 es también I1, y los voltajes de salida de los amp-op A1 y A2 son:

$$Vo1 = Vi1 + I1R2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)Vi1 - \frac{R2}{R1}Vi2$$

$$Vo2 = Vi2 - I1R2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)Vi2 - \frac{R2}{R1}Vi1$$

La salida del amplificador de diferencia esta dada como:

$$Vo = \frac{R4}{R3} (Vo2 - Vo1)$$

El voltaje de salida lo encontramos así:

$$Vo = \frac{R4}{R3} (1 + 2\frac{R2}{R1})(Vi2 - Vi1)$$

Puesto que los voltajes de la señal de entrada se aplican de manera directa a los terminales no inversoras de A1 y A2, la impedancia de entrada es muy grande, idealmente infinita, lo cual es una característica deseable del amplificador de instrumentación. Asimismo la ganancia diferencial es una función de la resistencia R1, la cual puede variarse fácilmente empleando un potenciómetro, proporcionando de ese modo una ganancia variable del amplificador con el ajuste de solo una resistencia.

AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN MONOLÍTICOS

Las técnicas de integración monolítica permitan reducir el coste de producción respecto a los circuitos híbridos y modulares. Sin embargo, los AO están pensados como bloques funcionales individuales, y, cuando se conectan para formar un AI, parte de sus presentaciones son redundantes. Por ello en AI monolíticos se prefieren estructuras más simples que las de las Figuras 5 y 6, y que ocupen menos área de silicio. Además, dado que el apareamiento de resistencias integradas es caro, se prefiere que el CMRR dependa del apareamiento de fuentes corriente. Son modelos de este tipo el AD624 y AMP01 (Analog Devices) y el LM363 (National Semiconductor). El INA 101 (Burr-Brown) integra, en cambio, la estructura de tres AO y los LTC1100 y LT101/2 (Linear Technology) integran la estructura de dos AO. Las derivas con el tiempo y la temperatura, las tensiones de desequilibrio y de ruido, y el consumo de los AI monolíticos son menores que los de algunos modelos híbridos de generaciones anteriores.

Otra estructura susceptible de integración monolítica es la del condensador flotante. Consiste en cargar C_s a la tensión V_s y luego desconectar C_s de la salida del puente y conectarlo a la entrada del amplificador (unipolar), en paralelo con C_H . Normalmente se toma $C_s = C_H = 1\mu\text{F}$. Dado que C_s queda cargado sólo a la diferencia a las tensiones de salida, independientemente de las tensiones de modo común en cada terminal, el CMRR es muy elevado (> 120 dB a 50 Hz). Los interruptores deben funcionar en contrafase y al unísono dos a dos. C_H retiene la tensión a la entrada del AI mientras C_s , se conecta de nuevo a la salida del puente. El LTC1043 integra los cuatro interruptores y el reloj que los gobierna.

EJEMPLO

Determine el intervalo requerido para R1 si se desea conseguir una ganancia diferencial ajustable de 5 a 500. El circuito de amplificación de instrumentación se muestra en la Figura 6.

Supongamos que $R4 = 2R3$, de modo que la ganancia del amplificador de diferencia sea 2.

Solución :

Supongamos que la resistencia R1 es una combinación de una resistencia fija R1f y una resistencia variable R1v como se muestra en la siguiente Figura 8.

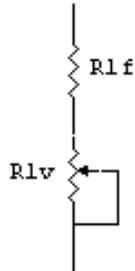


Figura 8

La resistencia fija asegura que la ganancia se limite a un valor máximo, incluso si la resistencia variable se iguala a cero. Suponga que la resistencia variable es un potenciómetro de 100k Ω .

$$V_o = \frac{R4}{R3} \left(1 + \frac{2R2}{R1}\right) (V_{i2} - V_{i1})$$

Según la anterior ecuación, la ganancia diferencial máxima es:

$$500 = 2 \left(1 + \frac{2R2}{R1f}\right)$$

Y la ganancia diferencial mínima es :

$$5 = 2 \left(1 + \frac{2R2}{R1f + 100}\right)$$

A partir de la expresión de la ganancia máxima, encontramos que:

$$2R2 = 249R1f$$

Al sustituir este valor de R2 en la expresión de la ganancia mínima, tenemos:

$$1.5 = \frac{2R2}{R1f + 100} = \frac{249R1f}{R1f + 100}$$

El valor resultante de R1f es: $R1f = 0.606K$, el cual produce $R2 = 75.5K$

Comentario: Podemos seleccionar valores de resistencia estándar que se acerquen a los valores calculados, y el rango de la ganancia estará aproximadamente en el intervalo deseado.

CONCLUSIONES

- ✦ Debido a que los voltajes de la señal de entrada se aplican de manera directa a los terminales no inversoras, la impedancia de entrada es muy grande, idealmente infinita, lo cual es una característica deseable del amplificador de instrumentación.
- ✦ Se encuentran amplificadores de instrumentación:
Basado en un AO, basado en dos AO, basado en tres AO y amplificadores de instrumentación monolíticos.
- ✦ Las técnicas de integración monolítica permite reducir el coste de producción respecto a los circuitos híbridos y modulares; y estos prefieren estructuras simples que ocupen menos área de silicio.
- ✦ Los Amplificadores Operacionales(AO) son utilizados para amplificar la diferencia entre dos voltajes de entrada con una única salida, siendo en gran manera útiles para amplificar señales muy pequeñas.

BIBLIOGRAFIA

SENSORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL
Ramón Pallás Areny
2001 ALFAOMEGA GRUPO EDITOR, S.A. de C.V.
Pitágoras 1139, Col. Del Valle 03100, México, D.F.

ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS
TOMO II
Donald A. Neamen
McGRAW-HILL/INTERAMERIANA EDITORES, S.A. DE C.V.
1997 México D.F.