

MEDIDAS ELÉCTRICAS

Guía de estudios

Capítulo 9

Ing. Jorge L. Dampé
Colaboraron: Ing. Ricardo Dias
Ing. Gustavo Giuliano
Cátedra de Medidas Eléctricas

Capítulo 9

Instrumentos digitales

9.1. Aparatos digitales

Los aparatos electromecánicos, históricamente los primeros en hacer su aparición en la técnica de las medidas eléctricas, basan su indicación en la acción mecánica que la magnitud a medir, o una que le está en una relación conocida, ejerce sobre un sistema móvil. Casi siempre la entrada es una corriente, siendo necesario el uso de algún elemento auxiliar si lo que se desea es medir alguna otra magnitud (un ejemplo de esto son las multiplicadoras). Los aparatos electromecánicos poseen algunas cualidades que los condicionan fuertemente:

- * tienen alto consumo propio (lo que está emparentado con una baja sensibilidad);
- * son delicados (tanto más cuanto más exactos sean);
- * su exactitud está limitada a no más del 0,1 %;
- * son poco versátiles.

La electrónica en los aparatos de medida se orientó, originariamente, a la solución del primer problema. Con un amplificador adecuado, que vamos a llamar amplificador de instrumentación, se magnifica la señal que se aplica al aparato, obteniéndose de esta forma un sistema de medida que puede tener muy alta impedancia de entrada, y que por lo tanto soluciona el primer problema citado. El hecho de tener una etapa de ganancia posibilita, además, el uso de aparatos de menor sensibilidad propia, y por ende menos delicados, lo cual contribuye a solucionar el segundo problema mencionado. El conjunto recibe el nombre de instrumento electrónico analógico y puede esquematizarse como muestra la figura 9.1:

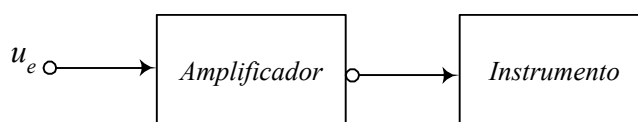


Fig. 9.1: Esquema en bloques de un aparato electrónico analógico

Más recientemente, se han aplicado técnicas digitales, que solucionan totalmente los antes citados problemas y agregan ventajas decisivas en cuanto a manejo de la señal se refiere. Las técnicas electrónicas digitales posibilitan la eliminación completa de partes electromecánicas, muy sensibles al desgaste y los golpes, reemplazándolas por una presentación numérica de estado sólido. Permiten, además, la potencial posibilidad de conexión del instrumento, a través de una interfaz normalizada (RS 232, IEEE 488, etc.), con un sistema de cómputo con el fin de realizar diversos tipos de tratamientos de la señal, que pueden ir desde simple estadística hasta complejas operaciones matemáticas. El conjunto recibe el nombre de instrumento electrónico digital y puede esquematizarse como muestra la figura 9.2.

Interesa ahora una separación más clara entre lo que se debe entender por analógico y por digital. Las normas internacionales IEC 51/87-88 y 485/74 (Refs. [1] y [2]) que se ocupan de aparatos analógicos y digitales respectivamente, definen:

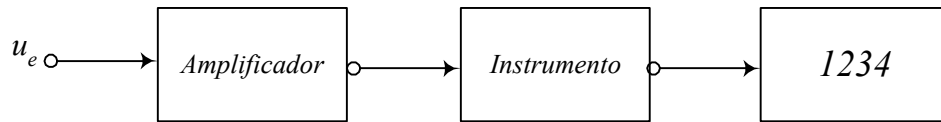


Fig. 9.2: Diagrama en bloques de un aparato digital

* aparato analógico es aquél en el cual la indicación se obtiene a partir de la posición de un índice, material o no, sobre una referencia adecuada;

* aparato digital es aquél en el cual la indicación aparece en forma numérica. Es conveniente agregar que un aparato analógico involucra a un proceso analógico, y que uno digital involucra, a partir de alguna etapa, a un proceso digital; entendiéndose por proceso analógico aquél que ante una señal de entrada cuya variación sea continua, proporciona una salida también continua y que por lo tanto puede tomar cualquier valor dentro de los límites especificados. Uno digital, en cambio, ante la misma señal de entrada proporciona a su salida un número finito de valores. Nosotros nos apartaremos en este punto de las definiciones de norma, reservando el nombre de digitales para los aparatos en los cuales la magnitud a medir es tratada en forma numérica, independientemente de la presentación final, siguiendo una tendencia general [3].

9.2. Herramientas básicas

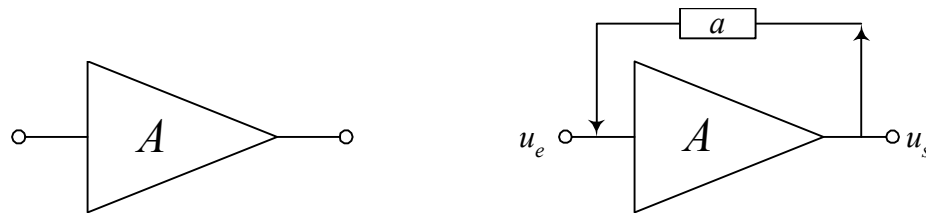
Veremos, a continuación, los principios básicos de operación de algunos dispositivos y sistemas electrónicos, que nos permitirán una mejor comprensión de los temas que se tratarán más adelante. Es importante notar que sólo se va a ver lo indispensable y que de ninguna manera se pretende realizar un estudio riguroso, para lo cual se remite al lector a las referencias citadas [4], [5].

9.2.1. Amplificadores realimentados

Hemos visto que la primera etapa de un aparato digital está conformada por un bloque amplificador, generalmente un amplificador de tensión, es decir un circuito que, en su forma ideal, debe entregar a su salida una versión magnificada de la tensión de entrada, independientemente del valor de las resistencias de carga y de fuente. Un proceso de esta naturaleza conlleva, necesariamente, la utilización de elementos activos en su conformación. Esto trae aparejado diversos problemas que se traducen en que la señal de salida no sólo es una versión magnificada sino también distorsionada de la entrada. En los casos en que estemos tratando con señales de continua, chocamos con el inconveniente de que la magnificación, caracterizada por la ganancia en continua del amplificador es una función alineal de la señal de entrada, muy dependiente de las magnitudes de influencia y poco estable con el tiempo. Todas estas características, como es obvio, resultan inadmisibles para un instrumento de medida.

Un circuito como el descrito se esquematiza como se ve en la figura 9.3.a., donde a la ganancia en continua A , se la suele llamar ganancia de lazo abierto y está definida por:

$$A = \frac{U_s}{U_e} \quad (9.1)$$



a) Esquema general

b) Agregado de realimentación: A , ganancia de lazo abierto; a , coeficiente que representa la parte de la salida que se reintroduce en la entrada

Fig. 9.3: Amplificador ideal (esquema)

Para salvar todos los inconvenientes vistos se recurre a una configuración esquemática como la de la figura 9.3, en la que se aprecia que parte de la señal de salida se inyecta a la entrada, mezclándose con la de entrada propiamente dicha. Este tipo de dispositivos son extensamente utilizados no solamente en la forma elemental que nosotros analizaremos sino también en circuitos de control, que el alumno tendrá oportunidad de analizar en detalle en materias posteriores. Un amplificador que opera según este principio recibe el nombre de **amplificador realimentado**, en gráfica alusión al hecho de que se *realimenta* con su salida. Distinguiremos dos tipos de realimentación, *positiva y negativa*, según el efecto que la salida tienda a producir en la entrada. Con realimentación negativa, ante una perturbación de la salida, se produce una modificación de la entrada de una manera que hace que el sistema retorne a la normalidad; de forma totalmente contraria reacciona un sistema con realimentación positiva, en el que las modificaciones de la salida tienden a ser exacerbadas por los cambios que ellas mismas producen al mezclarse con la señal de entrada. Un ejemplo de estos últimos es la bola de nieve que se echa a rodar; mientras que uno de los primeros puede ser el ojo, que ante variaciones de intensidad de luz, contrae o dilata la pupila de forma de mantener constante la intensidad en la retina..

La presencia del bloque indicado con a en la figura anterior, nos indica que, en general, la señal que se toma de la salida para ser aplicada en la entrada tendrá que sufrir adaptaciones antes de poder acceder al camino de entrada. En la figura 9.4 se aprecia un esquema de concepto más completo, para poder realizar el análisis que a nosotros nos interesa. Añadiremos dos componentes: un atenuador de alta calidad y un comparador. Por razón de sencillez supondremos que las funciones de transferencia de los tres bloques son independientes de la frecuencia. Además prescindiremos del hecho de que la red realimentadora cargue al amplificador básico, suponiendo que éste tenga resistencia de entrada infinita y resistencia de salida nula. Estas condiciones no siempre se dan en la práctica, pero no están demasiado alejadas de la realidad en las situaciones que a nosotros nos interesarán. En estas condiciones tenemos que, si llamamos u_2 a la señal de salida del comparador, que coincide con la que entra al amplificador, cuya ganancia de lazo abierto es A , la señal de salida puede escribirse como:

$$u_s = Au_2 \quad (9.2)$$

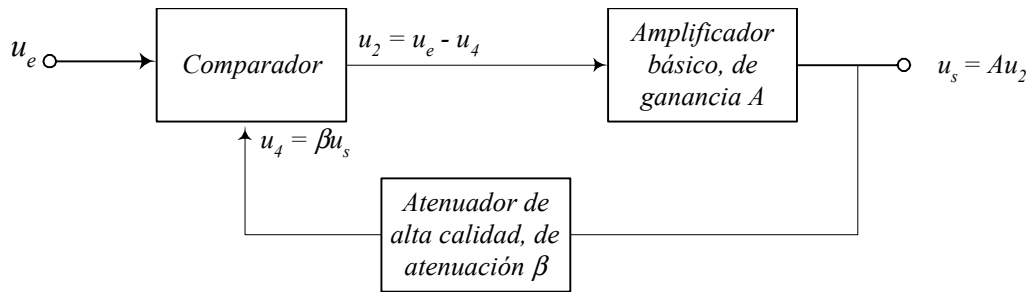


Fig. 9. 4: Esquema en bloques para calcular la ganancia de un circuito con realimentación

mientras que la que entra al mismo, luego de pasar por el atenuador vale

$$u_4 = \beta u_s = \beta A u_2 \quad (9.3)$$

en tanto que la que sale del bloque comparador, es la diferencia entre su entrada propiamente dicha y la que le aplica el atenuador, por lo que puede escribirse como

$$u_2 = u_e - \beta A u_2 \quad (9.4)$$

luego de lo cual resulta sencillo calcular la ganancia de lazo cerrado del dispositivo, a la que llamaremos A_f , recurriendo a su definición:

$$A_f = \frac{u_s}{u_e} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (9.5)$$

La 9.5 nos da la expresión de la ganancia de lazo cerrado de un amplificador realimentado. Como se puede apreciar en la misma, depende no sólo de la ganancia de lazo abierto del amplificador básico, A , sino también de los parámetros del sistema de realimentación completo, representados por β . En el caso más general, que escapa a nuestros objetivos, β puede ser una transferencia compleja, con lo que la ganancia puede tomar características particulares, dependientes de ciertos parámetros que interese manejar. Una observación importante, que surge de la misma ecuación 9.5, es que si la ganancia de lazo abierto del amplificador es muy grande, la de lazo cerrado pasa a depender sólo de β . En efecto,

$$\lim_{A \rightarrow \infty} A_f = \frac{1}{\beta} \quad (9.6)$$

resultado que merece un comentario extra: la ganancia de lazo cerrado, si la de lazo abierto del amplificador es muy grande, pasa a depender sólo de los parámetros de la red de realimentación, que pueden ser muy bien conocidos y determinados, con grados de exactitud superiores a los esperables de los elementos activos que constituyen el amplificador. Es más, la natural dispersión entre las características de elementos similares puede ser absorbida por el circuito realimentado a condición de que las ganancias de los amplificadores sean muy grandes. Esto es particularmente útil cuando se debe reemplazar un elemento activo por otro similar, debido a una falla de uno de ellos, por ejemplo. En rigor, la dependencia de A_f con A puede encontrarse hallando la derivada de la primera respecto de la segunda, y pasando a incrementos finitos, con lo que obtendremos:

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{\Delta A}{A} \quad (9.7)$$

así pues, en la ganancia resultante A_f , una variación porcentual de la ganancia del amplificador básico ΔA queda reducida en un factor $1 + \beta A$, factor que siempre es mayor que la unidad cuando tratamos con realimentación negativa. Esta mejora en el funcionamiento del amplificador tiene un precio, que es la reducción de la ganancia en el mismo factor en que se ha mejorado la estabilidad. Afortunadamente esto no es un inconveniente ya que es fácil obtener ganancias grandes de lazo abierto. Cabe agregar, finalmente, que un estudio más detallado involucra el uso de transferencias complejas siendo necesario el análisis en el plano de Laplace, lo cual escapa a los objetivos de la materia.

9.2.2. Amplificadores Operacionales

El amplificador operacional es un tipo particular de amplificador de tensión extensamente aplicado en instrumentación, tanto en las etapas analógicas puras como en la conversión analógica-digital. Es esencialmente un amplificador diferencial de acoplamiento directo, de muy alta ganancia en continua (del orden de 10^5 a 10^7), de alta impedancia de entrada (del orden de 10^6 a $10^{12} \Omega$) y de baja impedancia de salida (del orden de 10 a $10^2 \Omega$). La figura 9.5 muestra cómo se lo representa:

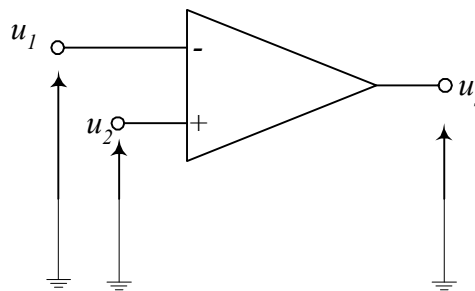


Fig. 9.5: Amplificador operacional elemental

Las dos entradas, señaladas con (-) y (+) son llamadas inversora y no inversora, respectivamente, pues proveen amplificación con y sin inversión de las señales a ellas aplicadas.

Dadas dos señales de entrada, U_1 y U_2 , definimos una tensión de modo diferencial como:

$$U_d = U_2 - U_1 \quad (9.8)$$

y una tensión de modo común:

$$U_c = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad (9.9)$$

En un amplificador operacional ideal, las señales de modo común no reciben amplificación alguna (son *rechazadas*), por lo que la salida sólo corresponde al valor amplificado de la diferencia de las tensiones de entrada.

$$U_s = A_d(U_2 - U_1) \quad (9.10)$$

En uno real, en cambio, también las señales de modo común sufren amplificación, por lo que se define la relación de rechazo de modo común (CMRR) como el cociente entre la amplificación de modo diferencial, A_d ; y la de modo común, A_c , valores típicos están en el orden de 10^4 a 10^6 .

Nótese que debido a la alta ganancia la señal de entrada U_d debe ser necesariamente pequeña para evitar la saturación (máxima tensión de salida posible) del amplificador, por ejemplo si $A = 10^5$ con $U_d = 10 \mu\text{V}$ la tensión de salida será de 1V.

Analizaremos ahora el comportamiento del amplificador operacional cuando se lo utiliza realimentado, con el fin de obtener los beneficios citados en el punto anterior. Para ello haremos algunas suposiciones que simplificarán los cálculos y que son válidas para la mayoría de los casos. Un amplificador operacional puede representarse por medio del esquema de la figura 9.6:

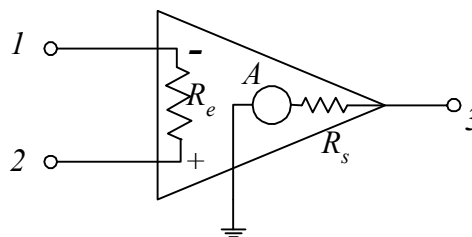


Fig. 9.6: Esquema de un amplificador operacional ideal

en el mismo supondremos de ahora en más que:

$$R_e \rightarrow \infty$$

$$R_s \rightarrow 0$$

$$A_d \rightarrow \infty$$

$$A_c \rightarrow 0$$

y notaremos a la ganancia A_d con A .

Aplicaremos ahora realimentación negativa al amplificador elemental de la figura anterior, vinculando sus bornes de salida, 3, y de entrada, 1, por medio de un resistor R_f . El restante borne de entrada, 2, que provee amplificación sin inversión será conectado directamente a tierra. La disposición circuital será la de la figura 9.7, en la que la fuente de alimentación U_1 se considerará ideal. Antes de efectuar otras consideraciones, será útil calcular las impedancias de entrada y de salida del dispositivo realimentado, con el fin de compararlas con las del amplificador ideal trabajando en lazo abierto.

La impedancia de entrada puede calcularse a partir del cálculo de

$$I_f = \frac{U_1 + AU_1}{R_f + R_s} \quad (9.11)$$

y de la definición de una impedancia de entrada como el cociente

$$Z_f = \frac{U_i}{I_f} \quad (9.12)$$

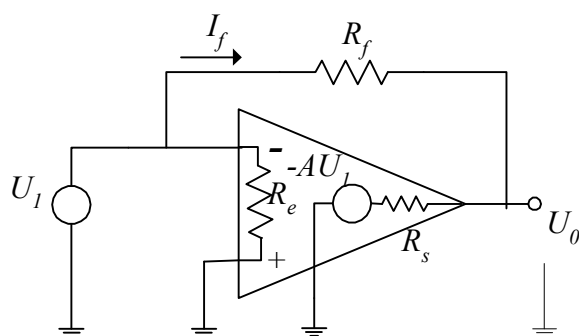


Fig. 9.7: Amplificador operacional realimentado. Detalle de sus elementos para calcular la ganancia

Si se desprecia el efecto de la corriente que se deriva por R_e . Operando se llega a:

$$Z_i = \frac{U_i}{I_f} = \frac{R_f + R_s}{1 + A} \quad (9.13)$$

La anterior nos dice que la impedancia que ve la fuente de alimentación es despreciable, en la medida en que A sea grande (resulta nula en el caso ideal en que $A \rightarrow \infty$).

Frecuentemente se dice que la entrada del amplificador operacional conectado en la forma que se muestra en la figura 9.7 está conectada a una **tierra virtual**. **Tierra**, en el sentido que al ser despreciable la impedancia que existe entre el punto de entrada y la tierra, los potenciales de ambos puntos tienden a confundirse en el caso general, **virtual**, por cuanto la corriente que provee la fuente no fluye hacia la tierra sino a través de R_f .

9.3. Algunas operaciones básicas

Una de las formas de realimentar negativamente a un amplificador operacional es la que se muestra en la figura 9.8, y que analizaremos a modo de ejemplo.

Admitiendo que se cumplan las condiciones en las que se efectuó el análisis del punto anterior, la entrada inversora se encontrará a una tierra virtual, por lo que la corriente I_1 puede calcularse como

$$I_1 = \frac{U_i}{R} \quad (9.14)$$

Por otra parte, al no derivarse corriente a tierra, $I_1 = I_f$, lo que nos permite escribir

$$U_s = -\frac{U_i}{R} * R_f \quad (9.15)$$

A partir de la cual el cálculo de la ganancia de lazo cerrado es inmediato, conduciéndonos a la expresión:

$$A_f = \frac{U_s}{U_i} = -\frac{R_f}{R} \quad (9.16)$$

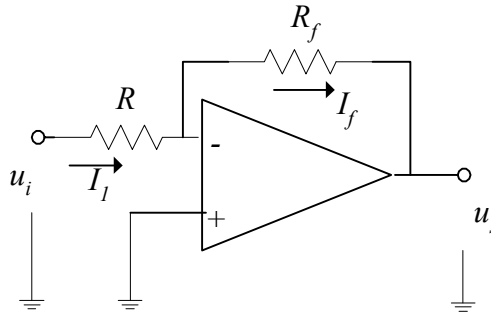


Figura 9.8: Esquema elemental de un amplificador operacional realimentado

donde vemos que la ganancia del sistema depende sólo de parámetros pasivos, que pueden ajustarse a voluntad, y que permiten obtener una amplificación muy estable (recordar lo visto cuando se trataron en general los amplificadores realimentados, ecuación (9.6).

Distintas variantes del esquema presentado en la figura anterior, y cuyo análisis en general se ha realizado, permiten efectuar algunas operaciones básicas, que analizaremos a continuación:

9.3.1 Comparador o detector de cero

Hace uso del amplificador a lazo abierto, de forma tal que si U_1 es mayor que U_2 , la salida es negativa y de lo contrario es positiva. Si una de las entradas se conecta a tierra la salida cambiará de signo cada vez que la otra entrada pase por cero (detector de cruce por cero). Esta configuración se muestra en la figura 9.9.

$$\begin{aligned} U_s &= -U_{smá} \text{ si } U_1 > U_2 \\ U_s &= U_{smá} \text{ si } U_1 < U_2 \end{aligned} \quad (9.17)$$

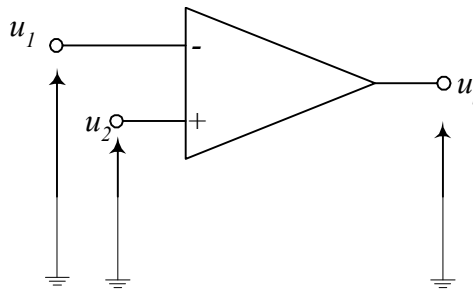


Figura 9.9: Esquema elemental de un comparador

9.3.2. Amplificador inversor

Hace uso del amplificador realimentado negativamente. En esta configuración (figura 9.10) se cumple que:

$$u_s \cong -\frac{R_2 + R_3}{R_3} \frac{R_f}{R_1} u_i \quad (9.18)$$

si $R_2 \rightarrow 0$, entonces:

$$u_s = -\frac{R_f}{R_1} u_i \quad (9.19)$$

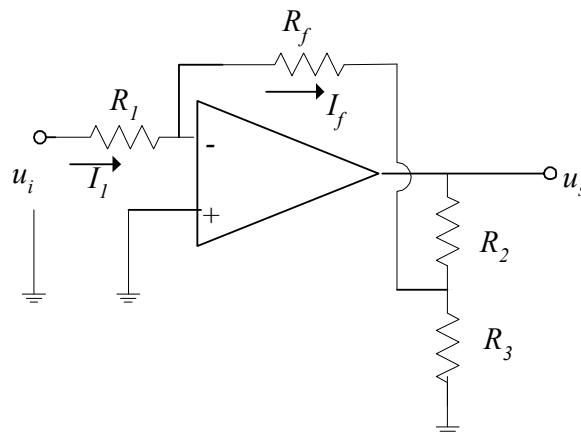


Figura 9.10: Esquema de un amplificador inversor

9.3.3 Amplificador no inversor

Utiliza el amplificador conectado como muestra la figura 9.11. Se verifica que:

$$u_s = \frac{R_2}{R_1} u_i \quad (9.20)$$

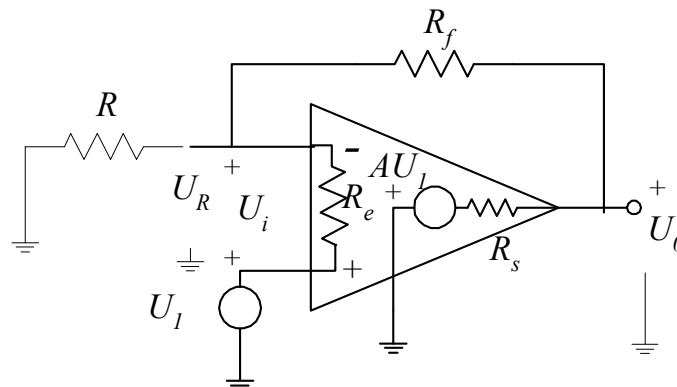


Figura 9.11: Amplificador operacional en configuración no inversora

Se observa que la disposición es similar a las de las figuras 9.7 y 9.8, con la única diferencia de que la tensión está ahora aplicada a la entrada no inversora. El cálculo exacto de la ganancia de este circuito se puede efectuar aplicando los mismos principios que en el caso de las figuras antes citadas. Un cálculo simplificado parte de considerar que R_s es normalmente lo suficientemente pequeña como para despreciar la caída de tensión que en ella se produce, por lo que puede escribirse:

$$U_0 = -AU_i = -A(U_R - U_1) \quad (9.21)$$

Dado que la ganancia de lazo abierto, A , es muy grande, la diferencia $U_R - U_1$ debe ser necesariamente muy pequeña, por lo que idealmente la podemos considerar nula. En tal caso no circulará corriente por R_e , con lo que

$$U_R = \frac{R}{R + R_f} U_0 = U_1 \quad (9.22)$$

a partir de la cual se encuentra la ganancia de lazo cerrado como

$$A_f = \frac{U_0}{U_1} = 1 + \frac{R_f}{R} \quad (9.23)$$

dependiente también de sólo parámetros externos, como podíamos presuponer a partir de lo encontrado en las expresiones 9.5 y 9.6.

Es interesante calcular la impedancia de entrada de esta configuración, definida como el cociente entre la tensión U_i y la corriente por ella entregada, que circula por R_e . Las suposiciones hechas más arriba nos permiten anticipar que su valor será necesariamente muy grande. El recurso de despreciar toda la corriente que circula por R_e no es evidentemente aplicable, pues nos conduciría a una impedancia de entrada infinita.

Podemos escribir, a partir de las 9.21 y 9.22 que

$$U_R = \frac{R^* A}{(1 + A)R + R_f} U_1 \quad (9.24)$$

a partir de la cual se encuentra, considerando que $A \gg 1$

$$Z_i = \frac{R_e^* A}{1 + R_f/R} \quad (9.25)$$

que en todos los casos reales llega a valer centenares de $M\Omega$

Una variante del circuito que acabamos de estudiar es el que se presenta en el siguiente punto.

9.3.4. Separador

En este circuito se hace la resistencia R_f del de la figura anterior igual a cero. En estas condiciones, la ganancia de lazo cerrado pasa a valer 1, y la impedancia de entrada del mismo sigue siendo muy grande (ec. 9.25). Considerando que la impedancia de salida es muy baja, el circuito de la figura 9.12 se comporta como una excelente etapa “buffer”, cargando muy poco a la fuente de entrada, y proporcionando una impedancia de salida, vista desde su carga, chica. Esta configuración, es muy empleada cuando se trata de vincular un circuito con otro y no se

desea que la baja impedancia de uno modifique las condiciones de funcionamiento del otro.

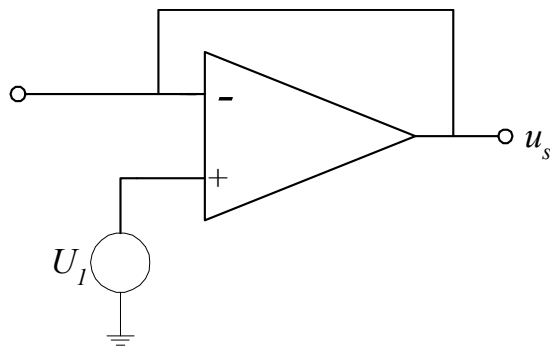


Figura 9.12: Amplificador operacional separador

9.3.5 Sumador

La figura 9.13 muestra este esquema. La salida responde a la suma ponderada de las tensiones de entrada:

$$U_s = -R \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} \right) \quad (9.26)$$

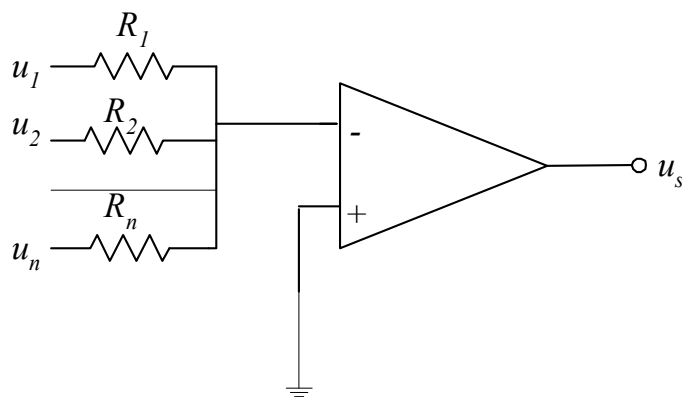


Figura 9.13: Amplificador sumador

9.3.6 Fuente de corriente,

Se logra con la configuración de la figura 9.14. Aplicando el mismo método de análisis de más arriba, se encuentra que si la tensión de entrada es constante, la salida del circuito se va adecuando a los diferentes valores de R_f . El límite está impuesto por la máxima tensión de salida que es capaz de alcanzar el amplificador operacional. Tiene la ventaja de que pueden lograrse corrientes constantes muy pequeñas, pero presenta la desventaja de que la salida es flotante.

En todo momento se cumple que

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} \quad (9.27)$$

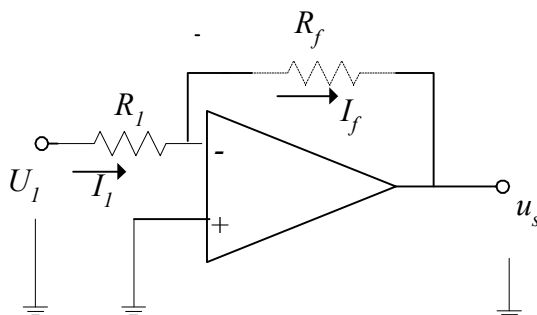


Figura 9.14 Fuente de corriente

9.3.7 Convertidor corriente en tensión

Hace uso del siguiente circuito, en el que se supone que la entrada es la salida de un generador de corriente. Al ser fija la resistencia de realimentación, cualquier cambio en la corriente de entrada se traduce en uno proporcional en la tensión de salida.

$$U_s = -R_f * I \quad (9.28)$$

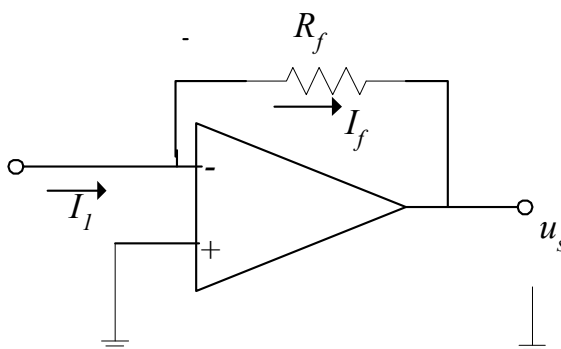


Figura 9.15: Convertidor corriente en tensión

9.3.8 Integrador

La figura 9.16 muestra este conexionado que utiliza un capacitor en la rama de realimentación, y cuyo análisis se efectúa en forma enteramente similar a lo visto más arriba.

Se cumple que la corriente de entrada es igual en todo momento a la que circula por el capacitor. Por su parte, la tensión de salida será en todo momento igual a la tensión que cae en bornes del capacitor, y puede calcularse a partir de

$$U_s = \frac{1}{C} \int I_f dt = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt \quad (9.29)$$

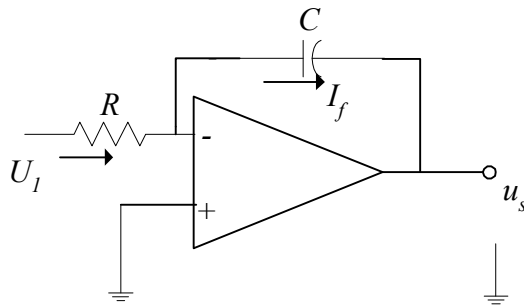


Figura 9.16: Amplificador operacional integrador

9.3.9 Diferenciador

Se logra intercambiando las posiciones relativas de R y C en el circuito anterior (figura 9.17). El cálculo de la tensión de salida nos conduce a:

$$U_s = -RC \frac{dU_1}{dt} \quad (9.30)$$

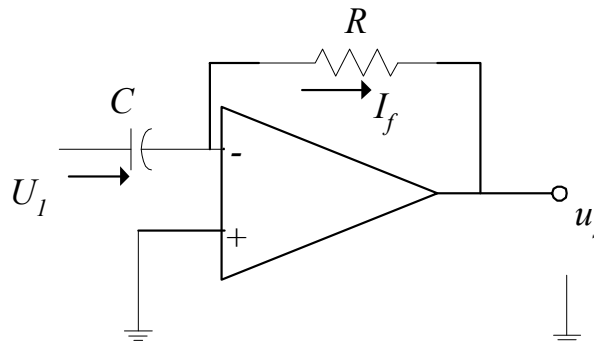


Figura 9.17: Amplificador operacional diferenciador

9.3.10 Rectificador de precisión

Cuando se necesita rectificar señales de pequeña amplitud (por debajo de los 200mV) no es posible el empleo de diodos en forma directa debido a la tensión umbral U_γ . La utilización de un amplificador operacional convenientemente realimentado permite solucionar el problema, brindando características que corresponden prácticamente a las de un rectificador ideal. En primer término analizaremos el rectificador de media onda, uno de cuyos esquemas posibles es el que se presenta en la figura 9.18.

Por la resistencia R ubicada a la entrada del circuito circula permanentemente una corriente cuyo valor depende de la tensión de alimentación y de R . Durante el semiciclo negativo, la salida del operacional se hace positiva, por lo que el diodo D_1 se encuentra en conducción, y la

tensión U_s se obtiene como el producto de I por la resistencia de la rama de realimentación, que tiene la misma forma que la que entrega la fuente, independientemente de cualquier alinealidad del diodo.

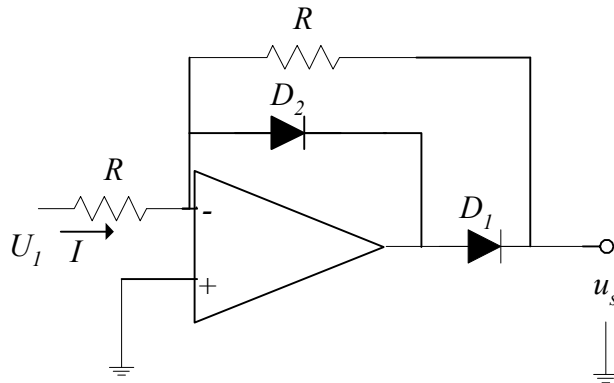


Figura 9.18: Rectificador de precisión de media onda

Durante el semiciclo positivo, en cambio, el diodo D_1 se halla bloqueado y la corriente del lazo de realimentación se cierra por el diodo D_2 . En consecuencia la salida vale:

$$\begin{aligned} U_s &= -U_1 \text{ si } U_1 < 0 \\ U_s &= 0 \text{ si } U_1 > 0 \end{aligned} \quad (9.31)$$

El rectificador de onda completa se logra mediante el de media onda que acabamos de ver y un circuito sumador, con arreglo al siguiente esquema

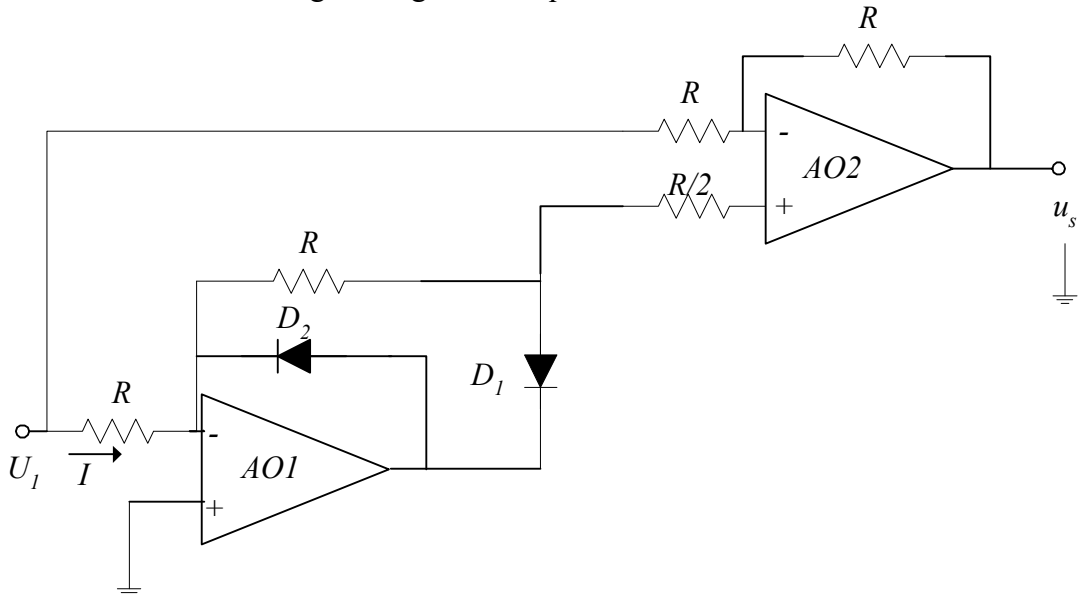


Figura 9.19: Rectificador de precisión de onda completa.

El AO1 constituye un rectificador de precisión de media onda, cuya salida, a diferencia de lo que sucedía con el representado en la figura 9.17, corresponde a semiciclos positivos respecto de tierra. La salida de este se suma en el sumador conformado con el AO2 a la señal proveniente de la de entrada U_1 , con distintos factores de peso, dados por los valores de las resistencias de entrada de AO2. Como resultado, durante el semiciclo negativo de U_1 aparece a la salida de este último operacional la suma de la corriente debida a U_1 sin rectificar, mas otra de valor doble de la anterior que es la que aporta vía $R/2$ el rectificador de precisión de media onda. Como resultado, la señal de salida U_s es una rectificadora de onda completa y polaridad positiva.

9.5. Referencias bibliográficas

- [1] Comisión Electrotécnica Internacional, Norma IEC 51/87-88: "Direct acting indicating analogue electrical measuring instruments and their accessories", 1988;
- [2] Comisión Electrotécnica Internacional, Norma IEC 485/74: "Digital electronics D.C. voltmeters and D.C. electronic analogue to digital converters", 1974;
- [3] Taub-Schilling: "Digital Integrated Electronics", Mc Graw Hill, 1982;
- [4] P.E.Gray-C.L.Searle: "Principios de Electrónica", Reverté, 1973;
- [5] J.Millman-Ch.C.Halkias: "Electrónica Integrada", Mc Graw Hill, 1984;
- [6] A.J.Bowens: "Digital Instrumentation", Mc Graw Hill, 1984
- [7] Larry D. Jones – A.Foster Chin: "Electronic Instruments and Measurements" 2nd. edition Prentice Hall, 1991