

# CAPITULO 7

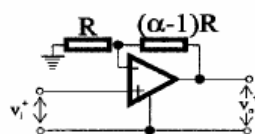
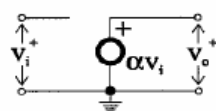
## ACONDICIONAMIENTO ANALÓGICO DE SEÑALES

### 7.1 CONVERSIÓN TENSION-INTENSIDAD E INTENSIDAD-TENSION.

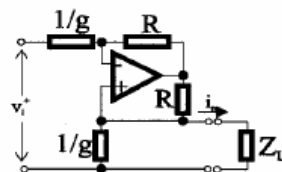
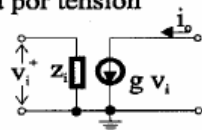
En las etapas más bajas de cualquier sistema de instrumentación es frecuente que se requiera generar tensiones que sean proporcionales a intensidades, presentes en el circuito, e inversamente, obligar a pasar por una carga una intensidad que sea proporcional a la diferencia de potencial entre dos puntos del circuito.

Esto equivale a tener capacidad que diseñar circuitos que realicen físicamente dos de los cuatro tipos de fuentes condicionadas que existen. Las otras dos fuentes condicionadas, corresponden a los amplificadores ideales de tensión e intensidad ya previamente estudiados.

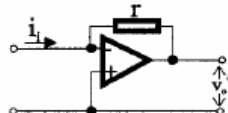
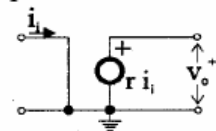
**Fuente de tensión controlada por tensión**



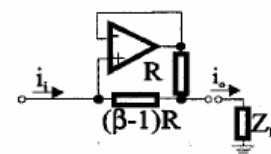
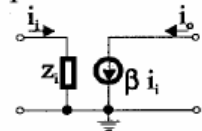
**Fuente de intensidad controlada por tensión**



**Fuente de tensión controlada por intensidad**



**Fuente de intensidad controlada por intensidad**

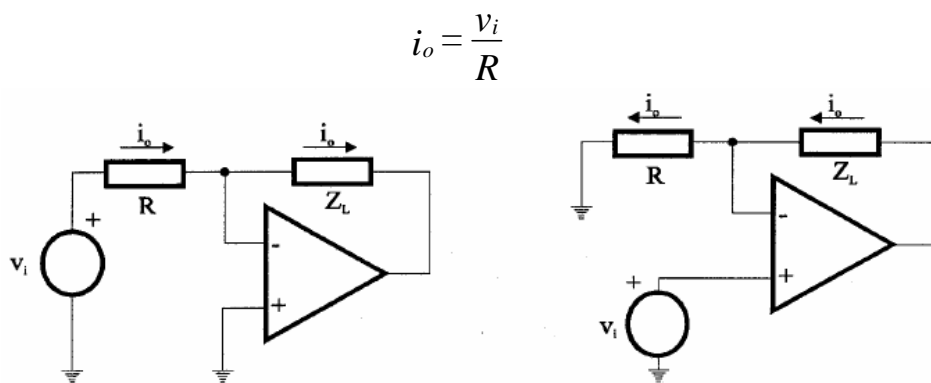


## FUENTES DE INTENSIDAD CONTROLADAS POR TENSIÓN.

### a) Fuente de intensidad sobre carga flotante (sin tierra).

Cuando la carga sobre la que se desea hacer fluir la corriente de salida no requiere tener un terminal a masa (es una carga potencialmente flotante), los circuitos más simples de conversión tensión a intensidad son los que se muestran en las figuras.

En ambos casos, se define la intensidad de salida a través de una resistencia  $R$ , en la que, utilizando el cero virtual de la entrada del operacional, se hace caer la tensión de entrada y en consecuencia por ella fluye una corriente  $v_i/R$ ; utilizando la alta impedancia de entrada y la alta ganancia de tensión del amplificador, esta intensidad se obliga a fluir también por la carga.



Una diferencia importante entre ambas configuraciones es el hecho de que en la inversora, la totalidad de la intensidad que pasa por carga debe ser suministrada por la fuente de tensión de entrada. Por lo contrario, en la configuración no inversora, la fuente de entrada no tiene que suministrar ninguna intensidad.

Por el contrario, la máxima tensión  $V_{Lmax}$  que puede alcanzar la carga es superior en el caso inversor que en el caso no inversor,

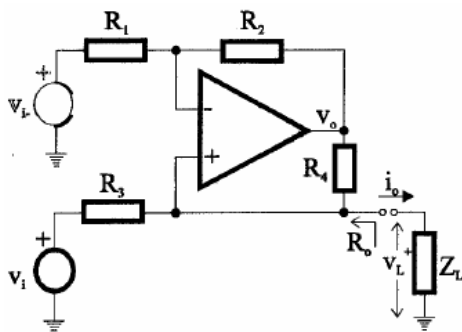
$$\text{Configuración inversora : } V_{SAT-} < V_{Lmax} < V_{SAT+}$$

$$\text{Configuración no inversora : } V_{SAT-} + v_i < V_{Lmax} < V_{SAT+} - v_i$$

Es importante recordar, que en ambos casos la intensidad que fluye por la carga debe ser suministrada por el amplificador operacional, y en caso de que este no disponga de suficiente capacidad, debe ser dotada de la correspondiente etapa de potencia.

**b) Fuente de intensidad sobre carga con un terminal a tierra.**

El circuito de Howland es la configuración más típica para diseñar una fuente de intensidad controlada por tensión con capacidad de ser suministrada a una carga con un terminal a tierra. La configuración básica de este circuito es la que se muestra en la figura.



En este circuito se verifica,

$$I_o = \frac{v_i - v_L}{R_3} + \frac{v_o - v_L}{R_4}$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_L$$

Eliminando entre ambas ecuaciones, la tensión  $v_o$ , resulta,

$$I_o = \frac{v_i}{R_3} - \frac{v_L}{R_o} \quad \text{siendo,} \quad R_o = \frac{R_4}{R_4/R_3 - R_2/R_1}$$

Cuando en este circuito se balancean el puente constituido por las cuatro resistencias, para que se verifique,

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

La impedancia de salida del circuito  $R_o$ , que se ve desde la carga se hace infinita, y en consecuencia la intensidad de salida en la carga se hace independiente de esta, siendo su valor,

$$i_o = \left(\frac{1}{R_3}\right) v_i$$

lo que indica que el circuito se está comportando en su salida como una fuente de intensidad, en la que el valor nominal depende de la tensión de entrada.

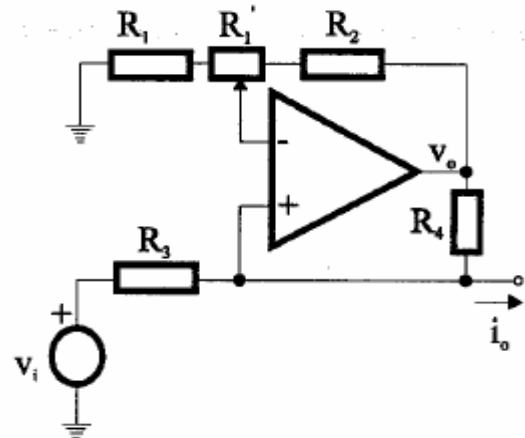
El circuito de Howland puede operar con entrada diferencial, si se introduce una nueva señal de entrada por la resistencia  $R_1$ , en este caso  $i_o = (1/R_3) (v_i - v_{in-})$ .

La tensión límite  $V_{Lmax}$  que puede alcanzarse en la carga, es

$$|V_{Lmax}| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SAT}$$

A fin de incrementar el rango dinámico de salida de la fuente, debe elegirse  $R_2 \ll R_1$ , siendo un valor razonable ( $R_1 \approx 10 R_2$ ), con el que se consigue prácticamente para la fuente, el rango dinámico del amplificador operacional.

La impedancia de salida de esta fuente, y en consecuencia su prestaciones, son una función crítica del balance de las cuatro resistencias ( $R_1, R_2, R_3$  y  $R_4$ ). Para conseguir altas prestaciones, se necesita introducir una resistencia ajustable (tal como  $R'_1$ ) que permita el ajuste fino del balance,



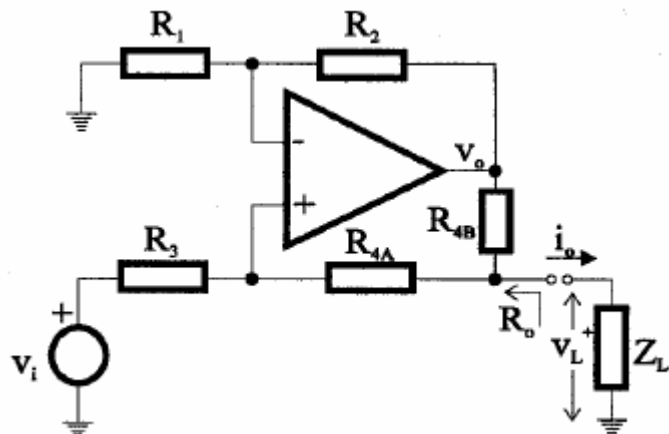
Una dificultad del circuito de Howland, es que cuando la tensión de la carga sube, el amplificador debe proporcionar un intensidad que supera en muchas veces la que va a atravesar la carga. Esto se puede resolver utilizando el **circuito de Howland mejorado**, en el que la resistencia  $R_4$  se descompone en dos resistencias en serie  $R_{4A}$  y  $R_{4B}$ .

Es fácil demostrar, que en este circuito, si se mantiene el balance entre las cuatro resistencias,

$$\frac{R_{4A} + R_{4B}}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

la intensidad de salida es,

$$i_o = \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_{4B}} \right) v_i$$



Lo cual presenta la ventaja de permitir ajustar la sensibilidad de la fuente con solo disminuir la resistencia  $R_{4B}$ , mientras que se pueden mantener altas las otras resistencias del circuito, y con ello se reduce la intensidad que debe ser suministrada por el amplificador.

En la figura se muestra una fuente de intensidad controlada por tensión, basado en dos amplificadores operacionales que es una alternativa al circuito de Howland. En este circuito, se verifica,

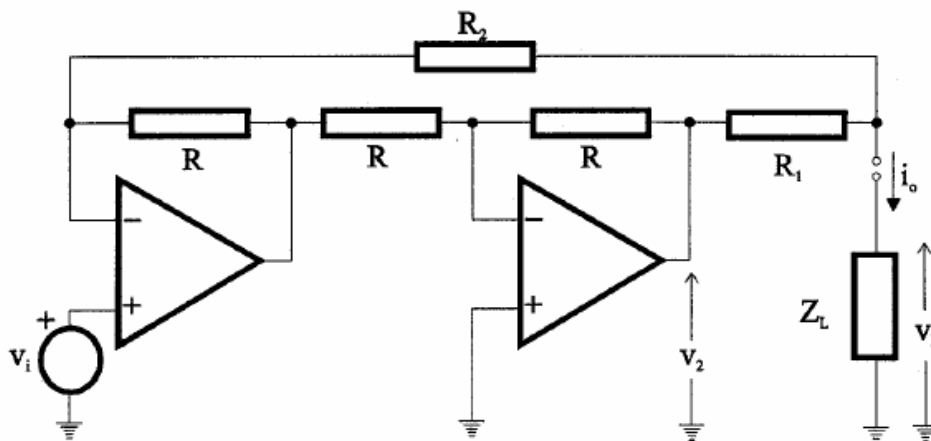
$$\left. \begin{aligned} i_o &= \frac{v_2 - v_L}{R_1} + \frac{v_i - v_L}{R_2} \\ v_2 &= v_L \frac{R}{R_2} - \left(1 + \frac{R}{R_2}\right) v_i \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_o = v_i \frac{R_1 - R_2 - R}{R_2} + v_L \frac{R - R_1 - R_2}{R_1 R_2}$$

si se verifica la condición

$$R = R_1 + R_2$$

la intensidad de salida es independiente de la tensión  $v_L$  y en consecuencia de la carga y su valor es,

$$i_o = \frac{-2}{R_1} v_i$$



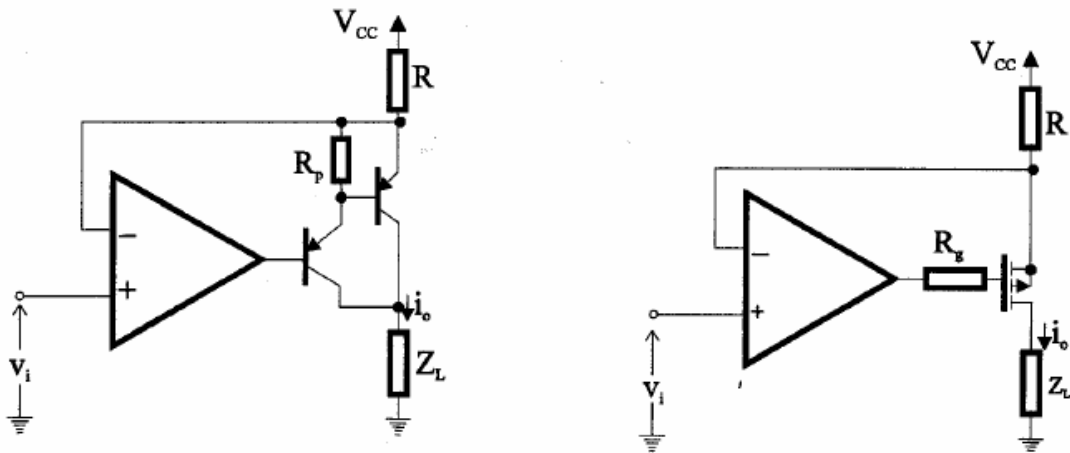
La principales ventajas de este circuito son, su alta impedancia de entrada, y el hecho de que la sensibilidad del circuito se puede establece con el valor de la resistencia  $R_1$ , la cual, en particular, se puede mantener tan baja como se quiera, con independencia de los valores que se den a las restantes resistencias.

El rango dinámico de la salida en este circuito es,

$$|v_L| < V_{SAT} - R_1 |i_o|$$

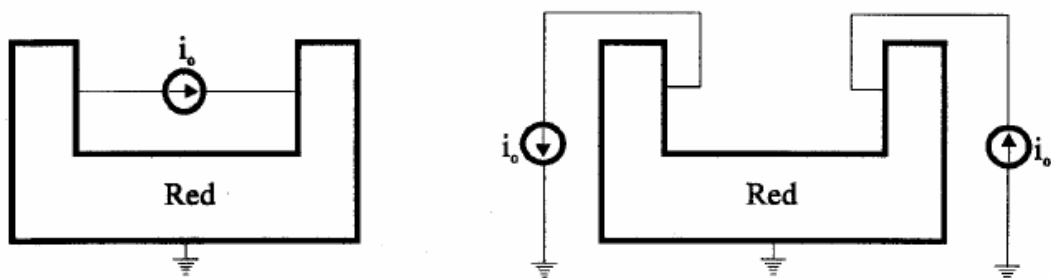
Cuando la fuente de intensidad controlada por tensión que se necesita es unidireccional, esto es, solo debe suministrar o solo consumir corriente, se pueden utilizar los circuitos siguientes. En ellos se aprovecha el que la intensidad de base sea mucho más pequeña que la intensidad de colector ( $\beta \gg 1$ ). La intensidad de salida en estos circuitos es

$$i_o = \frac{V_{CC} - v_i}{R}$$



### Fuentes de intensidad flotantes

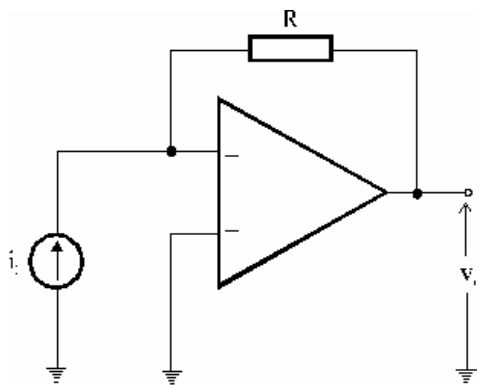
En ciertas aplicaciones se requiere disponer de una fuente de intensidad flotante, en los que ninguno de sus terminales tiene referencia con tierra. Esta situaciones se pueden resolver fácilmente con dos fuentes de intensidad referidas a tierra y de tipo complementario.



Es importante resaltar la importancia del carácter complementario de ambas fuentes para que equivalgan a la fuente flotante.

## FUENTES DE TENSIÓN CONTROLADAS POR INTENSIDAD.

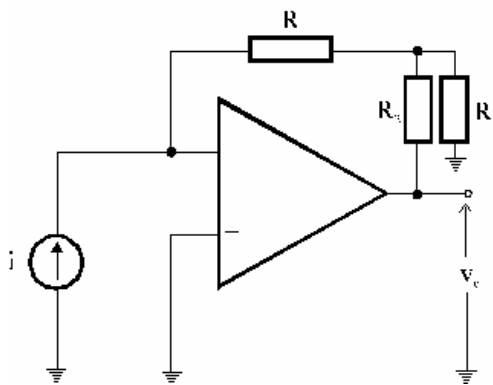
En la figura se muestra la configuración básica de un convertidor de intensidad en tensión.



La tensión de salida en este circuito es,

$$v_o = - R i_i$$

Una dificultad de este circuito es que cuando se necesita una alta sensibilidad, se requiere un valor alto de la resistencia  $R$ , con los siguientes problemas de ruido que conlleva. En la siguiente figura se mejora esta característica, introduciendo un divisor de intensidad en el circuito de realimentación. En este caso la tensión de salida del circuito, es,



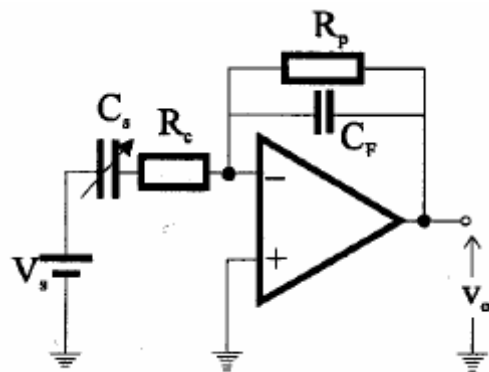
$$v_o = - \left( 1 + \frac{R_2}{R} + \frac{R_2}{R_1} \right) R i_i$$

En este circuito se puede incrementar arbitrariamente su sensibilidad disminuyendo la resistencia  $R_1$ , y sin necesidad de incrementar los valores de las restantes resistencias.

Una de las aplicaciones más típicas de estos circuitos son los amplificadores de carga eléctrica. Muchos transductores piezoeléctricos se comportan como un condensador con una capacidad que varía de acuerdo con una señal externa. Si se mantiene la tensión en el condensador constante, las variaciones de capacidad implican variaciones de carga que se eliminan como intensidades en los terminales. En la figura se muestra un circuito que detecta estas intensidades, y las proporciona como una tensión de salida.

$$\Delta v_o = - \frac{V_s}{C_F} \Delta C_s$$

La resistencia  $R_p$  se introduce para compensar la intensidad de offset del amplificador y debe ser de un valor muy alto ( $M\Omega$ ), y la resistencia  $R_c$  se introduce para incrementar la estabilidad del circuito, siendo su valor típico muy bajo ( $100 \Omega$ ).



## 7.2 AMPLIFICADORES LOGARÍTMICOS Y ANTILOGARÍTMICOS.

Básicamente un amplificador logarítmico es un bloque funcional con características de transferencia  $v_i$ - $v_o$  definidas por la función de transferencia característica,

$$v_o = K_v \log_b \left( \frac{v_i}{V_r} \right)$$

siendo,  $K_v$  = Factor de escala de salida (voltios/década o voltios/octava)  
 $V_r$  = Tensión de referencia de entrada (valor de  $v_i$  para el que  $v_o = 0$ )  
 $b$  = base del logaritmo ( usualmente  $b=10$  decimal, o  $b=2$  binario)

Para establecer el rango dinámico de estos amplificadores hay que considera los siguientes características de la función logarítmica,

- Los amplificadores logarítmicos son dispositivos unipolares, y la tensión de entrada  $v_i$  debe ser del mismo signo que  $V_r$ .
- Para que la salida del amplificador esté acotada, debe estar establecido un valor mínimo de la tensión de entrada  $V_{imin}$ , esto es, ( $V_{imin} \leq v_i \leq V_{imax}$ ).
- El rango dinámico de un amplificador logarítmico se define como

$$Rango\ dinámico \cong \log_b \frac{V_{i/max}}{V_{i/min}}$$

y se expresa en décadas o en octava, según el valor de  $b$ .

**Ejemplo:** Un amplificador logarítmico que admita entrada en el rango  $10\text{ mB} \leq v_i \leq 10\text{ V}$ , su rango dinámico es  $\log_{10} (10/10^{-3}) = 3$  décadas.

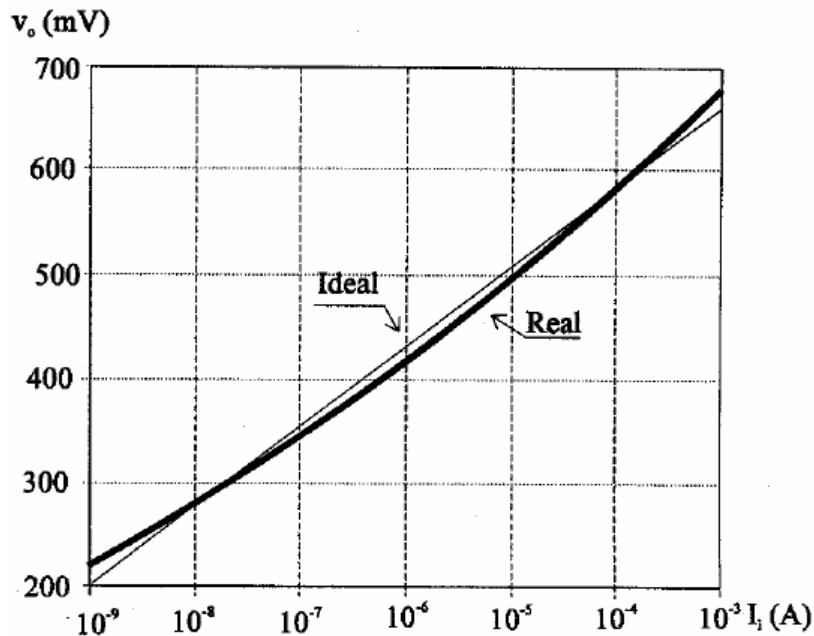
### Aplicaciones típicas de los amplificadores logarítmicos:

- Compresión de señales con un rango dinámico de variación muy amplio.
- Codificación de señales con error relativo constante.
- Linealización de la respuesta de transductores con leyes de respuesta exponencial, como por ejemplo ocurre con los fotodetectores.
- Realización de funciones que implican series de multiplicaciones, divisiones, raíces cuadrada de señales, etc.
- Cálculo de potencias y valores eficaces rms.
- Display de información en escalas logarítmicas (decibelios).



Cuando se dibuja en una escala semilogarítmica la curva de transferencia de estos amplificadores, resulta una línea recta.

La desviación del comportamiento de un bloque funcional no lineal respecto de su comportamiento ideal se denomina **error de conformidad**, y juega en estos sistemas el mismo papel que los errores de linealidad en la caracterización de los sistemas lineales..



El **error de conformidad logarítmica**, representa las desviaciones entre la curva real del amplificador logarítmico, y su mejor aproximación lineal en ejes semilogarítmicos. Aunque este error solo es observable como diferencias en la salida respecto de la ideal, es bastante útil referirlo a la entrada del amplificador, ya que en un amplificador logarítmico, a igual error en la salida  $\Delta v_o$  le corresponde igual tanto por ciento de error en la entrada  $p$ .

$$\Delta v_o = K_v \log_b \left( 1 + \frac{p}{100} \right) \iff p = 100 \left( b^{\Delta v_o / K_v} - 1 \right)$$

*Ejemplo:* Si  $b=10$  y  $K_v = 1$  V/dec

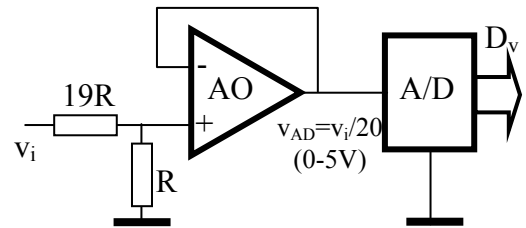
$$p = 1\% \implies \Delta v_o = 1(\text{V}) \log_{10}(1 + 1/100) = 4.3 \text{ mV}$$

$$\Delta v_o = 10 \text{ mV} \implies p = 100 (10^{0.01/1} - 1) = 2.3 \%$$

### Ejemplo:

Se desea digitalizar una señal analógica de tensión que varía en tres ordenes de magnitud (de 0.1 a 100 voltios), utilizando un convertidor A/D lineal de N bits de resolución y rango de entrada unipolar de 0 a 5 Voltios.

Se quiere realizar la codificación de forma que con ella se introduzca un error relativo máximo del 2% para cualquier valor de la señal de entrada.

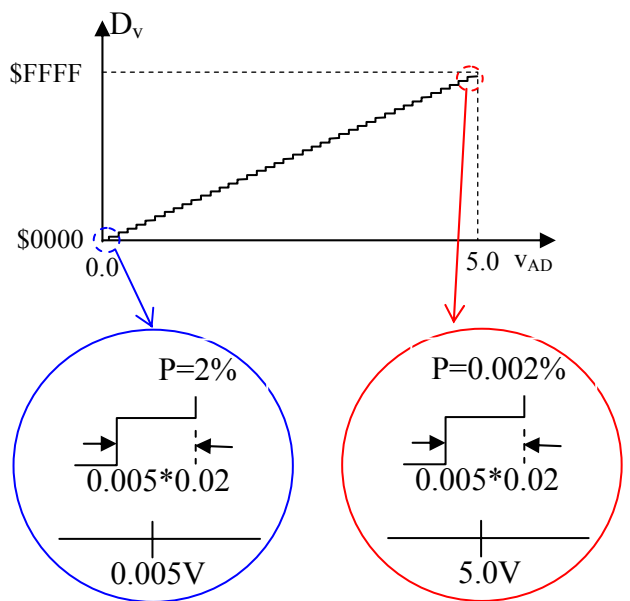


### Solución 1: Esquema de digitalización basado en un amplificador lineal y el convertidor A/D.

El A/D debe tener la resolución necesaria para que en el peor caso (entrada  $v_i=0.1V$ ) la resolución sea de 2%.

$$\Delta v_{AD} = 0.1/20 \times 0.02 = 0.005 \geq 5 \times 2^{-(N+1)}$$

$$N = \log\left(\frac{\log(2 \cdot 10^{-5})}{\log(2)}\right) - 1 = 14.61 \Rightarrow N = 15 \text{ bits}$$

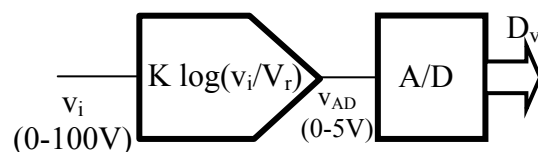


### Solución 2: Utilizando un amplificador logarítmico.

Las características del amplificador logarítmico deben ser:

$$K \log\left(\frac{0.1}{V_r}\right) = 0.0 \Rightarrow V_r = 0.1 \text{ Voltios}$$

$$K \log\left(\frac{100}{V_r}\right) = 5 \Rightarrow K = 5/3 \text{ Voltios/dec}$$



Un error relativo del 2% ( $p=2$ ) equivale a un error en la salida del amplificador logarítmico de ,

$$\Delta v_{AD} = K \log\left(1 + \frac{p}{100}\right) = \frac{5}{3} \log(1.02) = 0.0143 \text{ Voltios}$$

la resolución del convertidor A/D que corresponde a esta resolución es

$$\Delta v_{AD} = 0.0143 \geq 5 \cdot 2^{-(N+1)} \Rightarrow N \geq \frac{-\log(0.0143)}{\log 2} - 1 = 7.45 \Rightarrow N = 8 \text{ bits}$$

## Configuración transdiodo

La base de los amplificadores logarítmicos actuales es la relación entre la intensidad de colector y la tensión de emisor, en una configuración a base común de un transistor bipolar, que opera en la región activa.

$$i_c = I_s \left[ e^{\frac{v_{be}}{V_T}} - 1 \right]$$

siendo,

$I_s$ : Intensidad de saturación del colector. Es fuertemente dependiente de la temperatura. En un transistor normal está en el rango fA ( $10^{-15}$  A) a pA ( $10^{-12}$  A). Se suelen utilizar transistores con valor alto de  $I_s$ .

$V_T$ : Tensión térmica de valor  $kT/q = 26$  mV a temperatura ambiente.

Para las intensidades válidas de operación se verifica  $i_c \gg I_s$ , y se puede considerar que el transistor satisface una ley exponencial pura:

$$i_c = I_s e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

$$v_{be} = V_T \operatorname{Ln} \left( \frac{i_c}{I_s} \right)$$

y si se utilizan decimales o binarios,

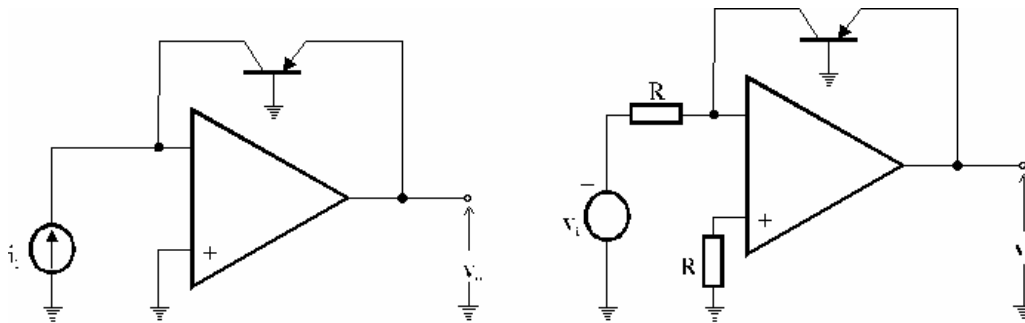
$$v_{be} = 2.303 V_T \log_{10} \left( \frac{i_c}{I_s} \right) \quad v_{be} = 0.693 V_T \log_2 \left( \frac{i_c}{I_s} \right)$$

En una escala semilogarítmica, estas funciones corresponden a una recta de pendiente  $2.303 \times V_T = 60$  mV/dec ó  $0.693 \times V_T = 18$  mV/oct.

Con los transistores habituales, el rango dinámico es de 6 décadas, desde 0.1 nA hasta 0.1 mA. El límite inferior está establecido por los valores de  $I_s$ , mientras que el límite alto está fijado por la caída de tensión en la resistencia en serie introducida por la estructura del dispositivo  $r_b$  (que suele estar en el rango  $0.25 \Omega$  a  $10 \Omega$ ). Con esta resistencia, se verifica,

$$v_{be} = V_T \operatorname{Ln} \left( \frac{i_c}{I_s} \right) + r_s i_c$$

En la figura se muestra el amplificador logarítmico básico, basado en las características del transistor bipolar. a este circuito se le suele llamar **configuración transdiodo**. La salida es siempre  $v_{be}$ , y el bucle de realimentación de alta ganancia introducido a través del amplificador operacional, obliga que la intensidad de colector en el transistor sea igual que la intensidad de entrada.



Para desarrollar un análisis detallado de este circuito, consideremos que  $I_n$  es la intensidad de polarización por la entrada inversora del amplificador, con ello resulta,

$$\text{Entrada intensidad : } v_o = -V_T \ln\left(\frac{i_i - I_n}{I_s}\right)$$

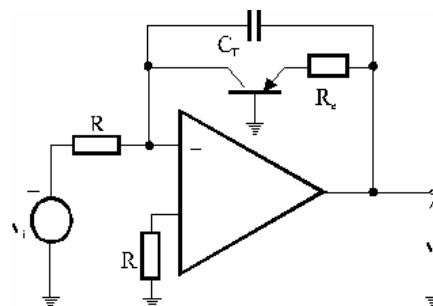
$$\text{Entrada tensión : } v_o = -V_T \ln\left(\frac{v_i - V_{OS} + R I_{OS}}{R I_s}\right)$$

La intensidad de polarización  $I_n$  en el primer caso, y la intensidad de offset  $I_{OS}$  y la tensión de offset  $V_{OS}$  en el caso de entrada de tensión, establecen el límite de entradas que pueden introducirse, una vez establecido el error de conformidad logarítmica  $p$  que se admite.

*Ejemplo:* Considérese que se desea tener un error de conformidad logarítmica  $p=1\%$ , y que la intensidad de polarización del amplificador que se utiliza es  $I_n=10\text{ pA}$ . En este caso, la mínima intensidad de entrada que puede introducirse es,

$$I_i \geq \frac{I_n}{p/100} = \frac{10\text{ pA}}{0.01} = 1\text{ nA}$$

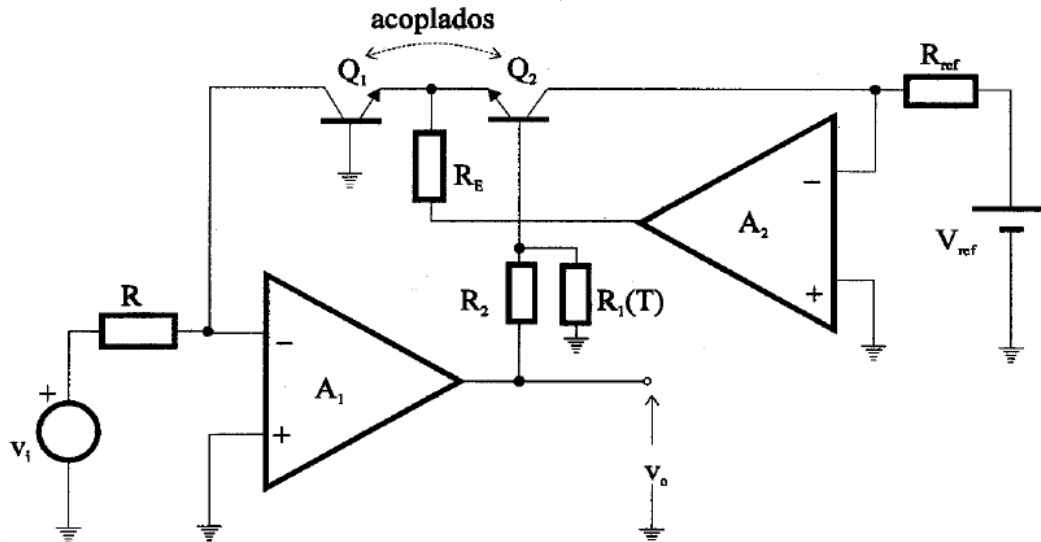
El circuito transdiodo presenta graves problemas de **estabilidad** como consecuencia del dispositivo activo que se introduce en el bucle de realimentación de amplificador operacional. Para estabilizar el circuito, se puede introducir una resistencia y un condensador, tal como se muestra en la siguiente figura.



En el texto [FRA88] que se indica como referencia, se realiza un detallado estudio del análisis de estabilidad de este circuito.

La función de transferencia del circuito transdiodo tiene una sensibilidad muy alta respecto de la temperatura. Esto es consecuencia de que tanto  $I_s$  como  $V_T$  dependen fuertemente de la temperatura.

La dependencia de la temperatura inducida por  $I_s$ , puede compensarse utilizando un nuevo transistor acoplado térmicamente con el del circuito, y colocándose de forma que los efectos de las intensidades  $I_s$  de ambos transistores se cancele,



En este circuito, se verifica

$$v_{b2} = v_{be2} - v_{be1} = 2.303 V_T \left[ \log_{10} \left( \frac{i_{c2}}{I_s} \right) - \log_{10} \left( \frac{i_{c1}}{I_s} \right) \right]$$

y teniendo que  $Q_1$  y  $Q_2$  son idénticos, y están acoplados térmicamente, por lo que  $I_{s1} = I_{s2}$ , se puede reducir a,

$$v_{b2} = -2.303 V_T \log_{10} \left( \frac{i_{c1}}{i_{c2}} \right)$$

teniendo en cuenta que en el circuito se verifica,

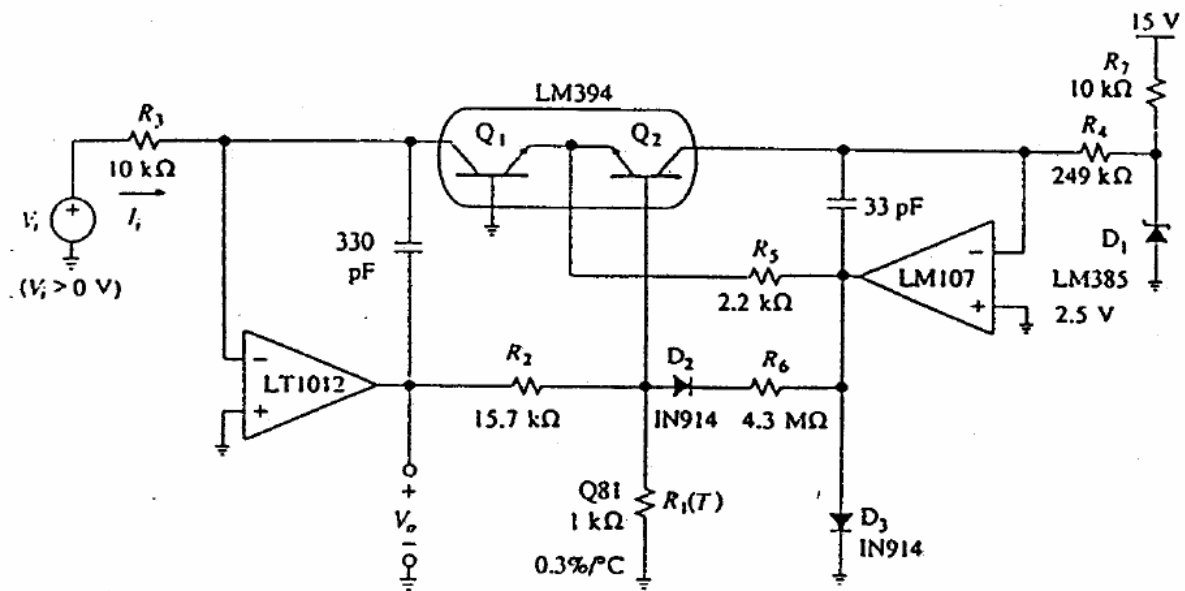
$$v_{b2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \quad i_{c1} = \frac{v_i}{R} \quad i_{c2} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

resulta,

$$v_o = K_v \log_{10} \left( \frac{v_i}{V_r} \right) \quad \text{siendo:} \quad \begin{cases} K_v = -2.303 V_T (1 + R_2/R_1) \\ V_r = V_{ref} R/R_{ref} \end{cases}$$

La resistencia  $R_1$  debe ser un termistor que compense la dependencia de  $K_v$  respecto de  $T$ .

En la siguiente figura se muestra un circuito real para un amplificador logarítmico. Este circuito se basa en la pareja de transistores acoplados LM394 (de National Semiconductor), y los amplificadores de LM1012 de muy bajo ruido y offset de entrada.



La ecuación de transferencia de este circuito es,

$$v_o = -I(\text{Volt.}) \log_{10} \left( \frac{v_i}{0.1(\text{Volt.})} \right)$$

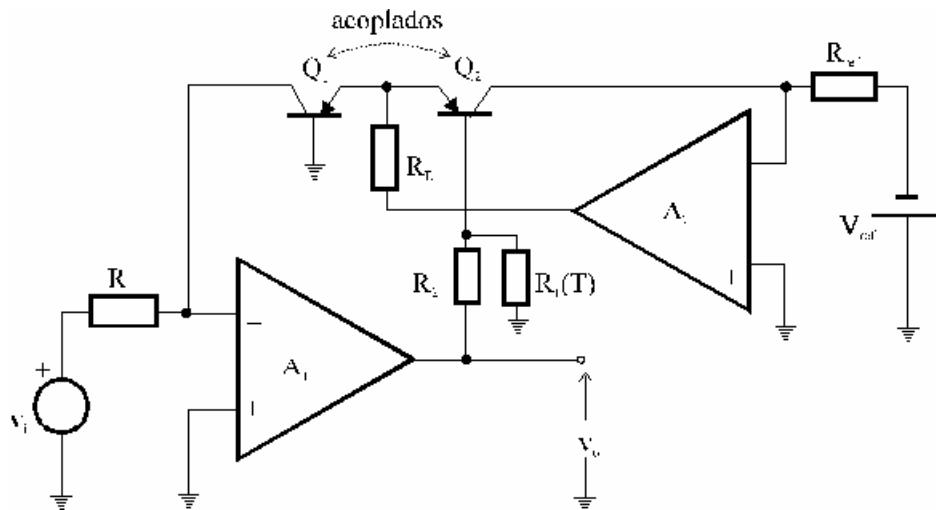
El diodo  $D_2$  y la resistencia  $R_6$ , se introducen para compensar el error por la caída de tensión en la resistencia de estructura del transistor.

El diodo  $D_3$  se introduce para evitar que accidentalmente se polarice inversamente la unión base emisor de los transistores, y puedan destruirse.

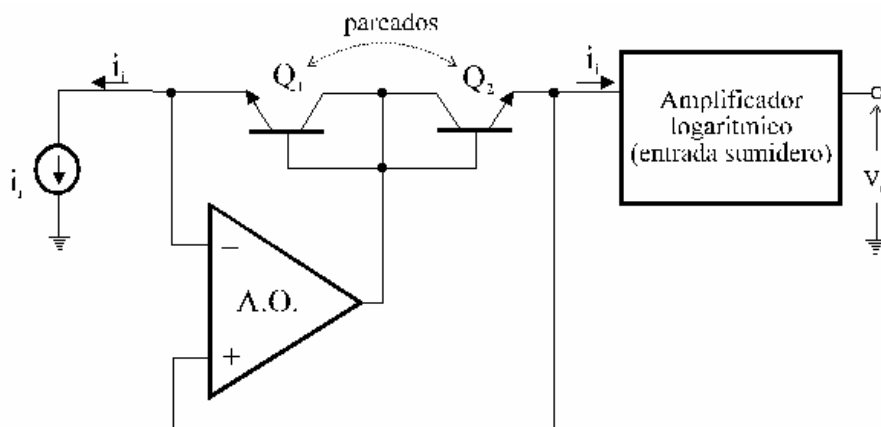
La tensión de referencia  $V_r$ , se obtiene mediante el diodo zener  $D_1$ .

El amplificador logarítmico es un circuito con una entrada unipolar. Los circuitos que hasta este momento se han tratado, basados en transistores NPN son amplificadores con entrada tipo sumidero. Cuando la entrada deba ser tipo fuente, una solución es utilizar transistores pareados de tipo PNP, como se muestra en la siguiente figura.

Sin embargo, este circuito presenta graves dificultades de implementación, ya que por los procesos tecnológicos que se utilizan, es muy difícil fabricar transistores PNP apareados.



Por ello, cuando se necesita un amplificador logarítmico con entrada tipo fuente, se suele utilizar un circuito espejo de corriente con capacidad de invertir el sentido de la corriente, y utilizar un amplificador logarítmico con entrada tipo sumidero basado en transistores NPNs.



# TL441 LOGARITHMIC AMPLIFIER

SLVS328 – OCTOBER 2000

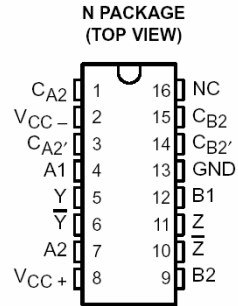
- Excellent Dynamic Range
- Wide Bandwidth
- Built-In Temperature Compensation
- Log Linearity (30-dB Sections) . . . 1 dB Typ
- Wide Input Voltage Range

## description

This amplifier circuit contains four 30-dB logarithmic stages. Gain in each stage is such that the output of each stage is proportional to the logarithm of the input voltage over the 30-dB input voltage range. Each half of the circuit contains two of these 30-dB stages summed together in one differential output that is proportional to the sum of the logarithms of the input voltages of the two stages. The four stages may be interconnected to obtain a theoretical input voltage range of 120-dB. In practice, this permits the input voltage range typically to be greater than 80-dB with log linearity of  $\pm 0.5$ -dB (see application data). Bandwidth is from dc to 40 MHz.

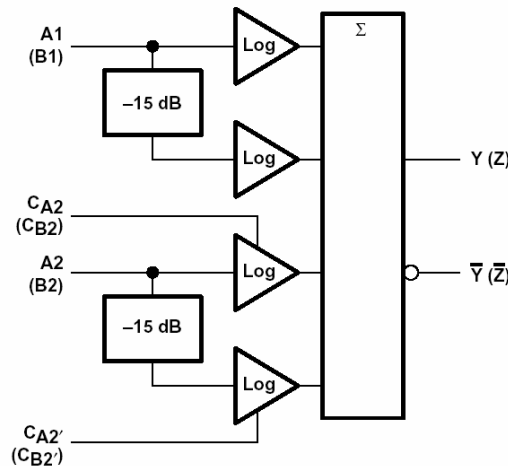
This circuit is useful in data compression and analog compensation. This logarithmic amplifier is used in log IF circuitry as well as video and log amplifiers.

The TL441 is characterized for operation over 0°C to 70°C.



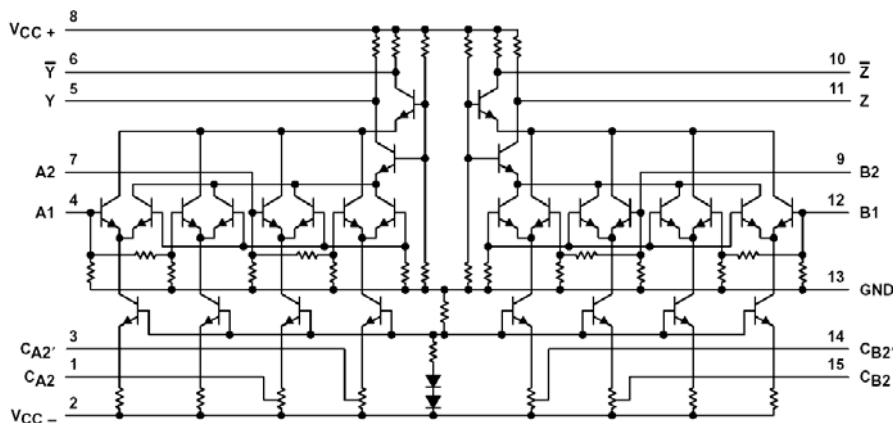
NC — No internal connection

## functional logic diagram (one half)



$Y \propto \log A1 + \log A2$ ;  $Z \propto \log B1 + \log B2$  where: A1, A2, B1, and B2 are in dBV, 0 dBV = 1 V.  
CA2, CA2', CB2, and CB2' are detector compensation inputs.

## schematic





**absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†**

Supply voltages (see Note 1): $V_{CC+}$ .....	8 V
$V_{CC-}$ .....	-8 V
Input voltage (see Note 1) .....	6 V
Output sink current (any one output) .....	30 mA
Package thermal impedance, $\theta_{JA}$ (see Notes 2 and 3) .....	67°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds .....	260°C
Storage temperature range, $T_{stg}$ .....	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltages, except differential out voltages, are with respect to network ground terminal.  
 2. Maximum power dissipation is a function of  $T_J(max)$ ,  $\theta_{JA}$ , and  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is  $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$ . Operating at the absolute maximum  $T_J$  of 150°C can affect reliability.  
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

**recommended operating conditions**

	MIN	MAX	UNIT
Peak-to-peak input voltage for each 30-dB stage	0.01	1	V
Operating free-air temperature, $T_A$	0	70	°C

**electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 6 V, T_A = 25^\circ C$**

PARAMETER	TEST FIGURE	MIN	TYP	MAX	UNIT
Differential output offset voltage	1		±40		mV
Quiescent output voltage	2	5.45	5.6	5.85	V
DC scale factor (differential output), each 3-dB stage, -35 dBV to -5 dBV	3	6	8	12	mV/dB
AC scale factor (differential output)			8		mV/dB
DC error at -20 dBV (midpoint of -35 dBV to -5 dBV range)	3		1		dB
Input impedance			500		$\Omega$
Output impedance			200		$\Omega$
Rise time, 10% to 90% points, $C_L = 24$ pF	4		20	30	ns
Supply current from $V_{CC+}$	2	14.5	18.5	23	mA
Supply current from $V_{CC-}$	2	-6	-8.5	-10.5	mA
Power dissipation	2	123	162	201	mW

**TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS**

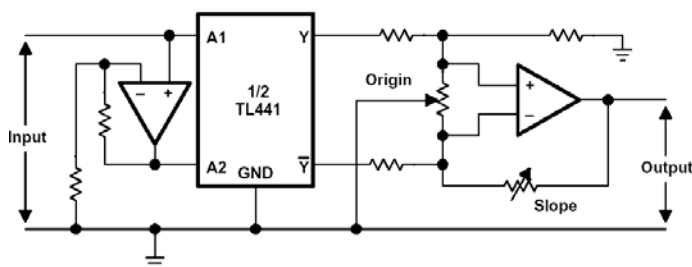
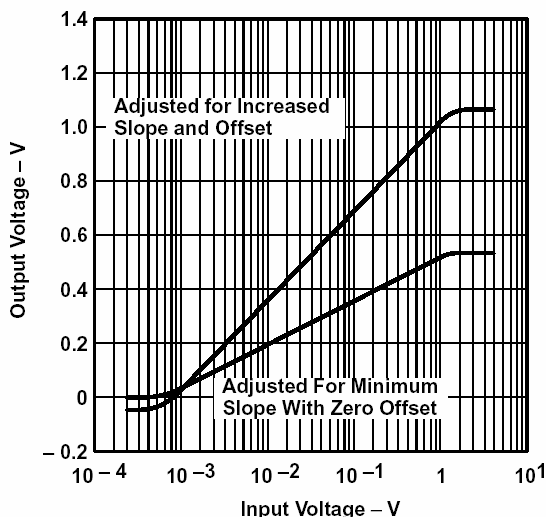
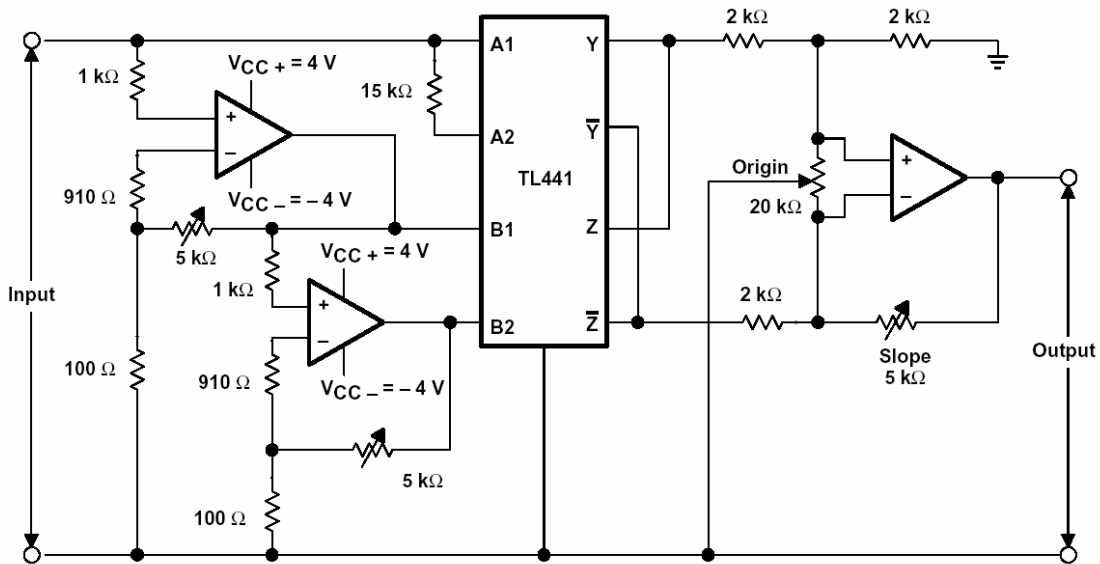


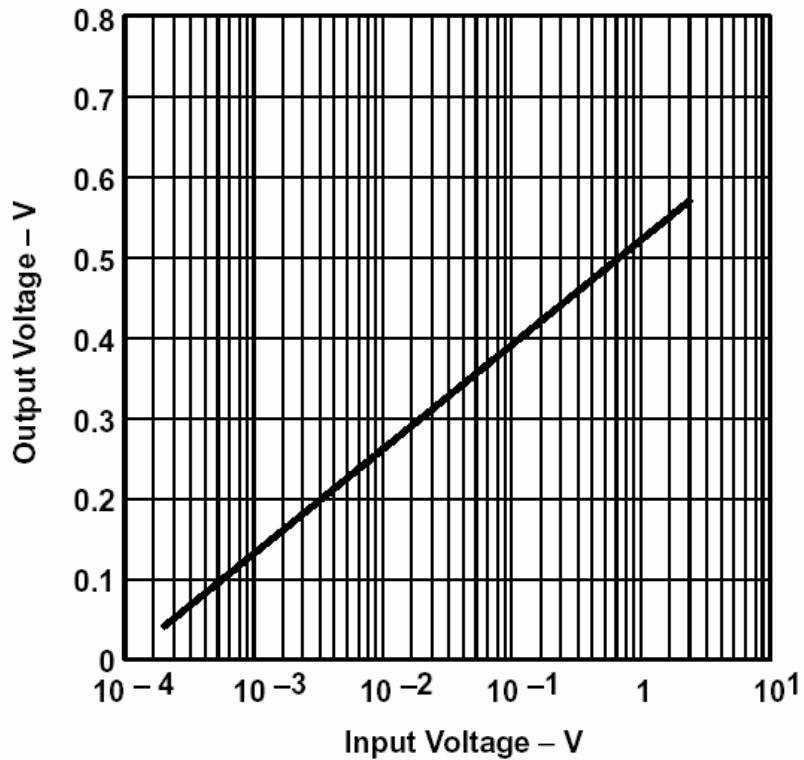
Figure 12. Output Slope and Origin Adjustment



NOTES: A. Inputs are limited by reducing the supply voltages for the input amplifiers to  $\pm 4$  V.  
 B. The gains of the input amplifiers are adjusted to achieve smooth transitions.

Figure 15. Logarithmic Amplifier With Input Voltage Range Greater Than 80 dB

### TRANSFER CHARACTERISTICS



## Amplificador antilogarítmico o exponencial

El amplificador antilogarítmico o exponencial, es aquel que implementa la función de transferencia,

$$i_o = I_r b^{\frac{v_i}{K_v}}$$

siendo,  $I_r$ : la corriente de referencia de salida, y que representa el valor de salida para entrada  $v_i = 0$ .

$K_v$ : factor de escala de entrada y representa la sensibilidad del circuito en voltios/década o voltios/octava.

Utilizando la intensidad de salida, como entrada de un convertidor intensidad/tensión se puede obtener un amplificador antilogarítmico tensión/tensión.

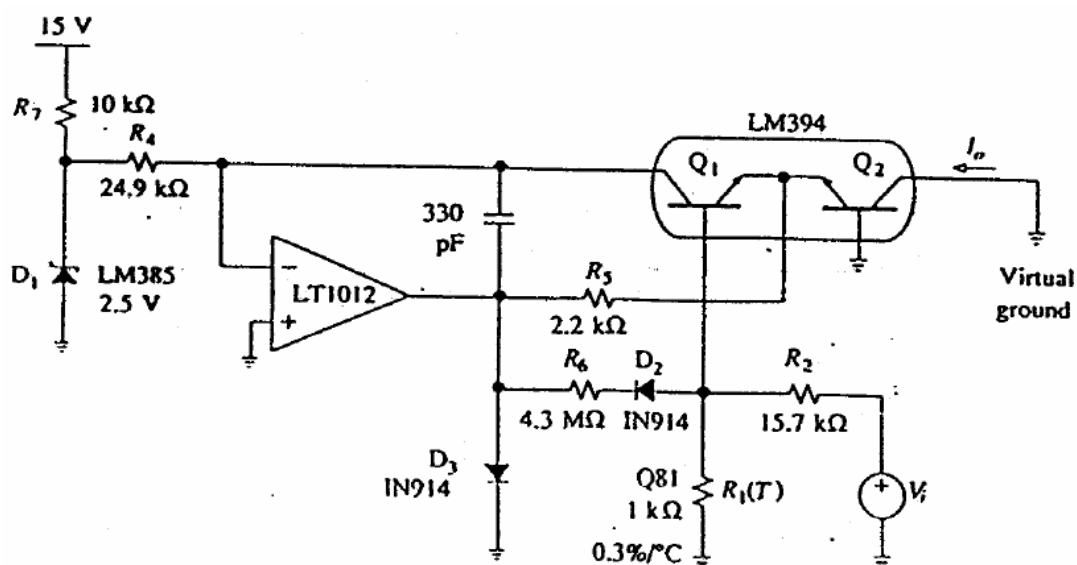
El error de un amplificador antilogarítmico, se mide también como un error de conformidad logarítmica, expresado como un tanto por ciento de error relativo a la salida.

Las aplicaciones típicas de los amplificadores antilogarítmicos son la compresión de datos, linealización de transductores, y realización de operaciones funcionales con variables.

En la figura se muestra una configuración típica de un amplificador antilogarítmico. En este circuito,

$$\frac{i_{c1}}{i_{c2}} = \frac{I_r}{I_o} = \frac{I_{s1} \in^{\frac{v_{be1}}{V_T}}}{I_{s2} \in^{\frac{v_{be2}}{V_T}}} = \in^{\frac{v_{be1}}{V_T}} \Rightarrow I_o = I_r \in^{\frac{v_i R_1}{V_T (R_1 + R_2)}}$$

$$\text{siendo, } K_v = -2.303 V_T \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



### 7.3 MULTIPLICADORES ANALÓGICOS.

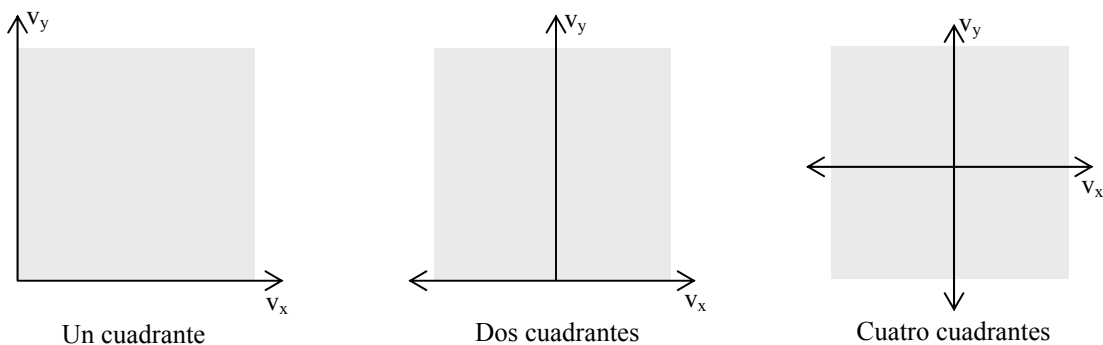
Un multiplicador analógico es un circuito con dos entradas que genera como salida,

$$v_o = K v_x v_y$$

K es una constante con dimensiones  $\text{voltios}^{-1}$ , y que usualmente es  $K = V_{\text{MAX}}^{-1}$ , de forma que cuando  $v_x$  e  $v_y$  tomen el valor  $V_{\text{MAX}}$ , también lo tome  $v_o$ .

En función de la polaridad de las entradas que acepta el multiplicador, se puede clasificar como:

- Multiplicador de cuatro-cuadrantes: Admite ambas entradas bipolares
- Multiplicador de dos-cuadrantes: Una entrada es unipolar, y la otra bipolar.
- Multiplicador de un-cuadrante: Las dos entradas son unipolares.



Las características de un multiplicador se describen en función de su precisión y de su linealidad.

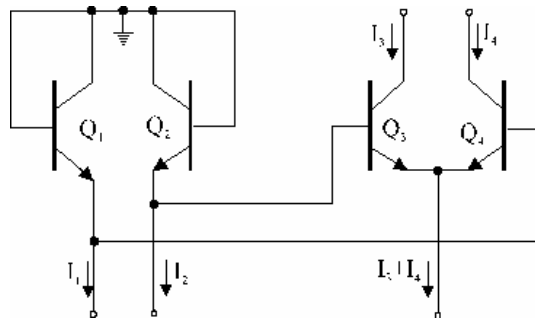
- La **precisión de un multiplicador** representa la máxima desviación de la salida del multiplicador ideal, respecto de la función de transferencia ideal.
- La **linealidad de un multiplicador** se mide como la máxima desviación de salida, relativa a la recta que mejor aproxima a la curva de salida del multiplicador respecto de una de las entradas, cuando la otra es mantenida constante en su valor máximo.

Aplicaciones típicas de los multiplicadores son:

- Amplificación y filtrado controlado por tensión.
- Circuitos moduladores y demoduladores.
- Control automático de ganancia.
- Cálculo analógico.

## Multiplicadores de transconductancia variable.

El circuito base de los multiplicadores analógicos actuales, se basa en el circuito de la figura. En él, un pareja de transistores apareados  $Q_3$  y  $Q_4$  interconectados como un circuito diferencial, constituye una etapa de transconductancia variable, y el par de transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  constituye el circuito de polarización de las bases del primero.



Considerando que son idénticas las características de los dos transistores en cada una de las dos parejas de transistores  $Q_1$ - $Q_2$ , y  $Q_3$ - $Q_4$ , y despreciando las intensidades de base frente a las de colector en cada uno de ellos, se puede realizar el siguiente análisis.

$$v_{be1} + v_{be4} = v_{be2} + v_{be3} \quad \Rightarrow \quad v_{be3} - v_{be4} = v_{be1} + v_{be2}$$

Teniendo en cuenta que en una pareja de transistores conectados en forma diferencial, se verifica,

$$\Delta v_{be} = V_T \ln\left(\frac{I_3}{I_4}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) \quad \Rightarrow \quad \frac{I_3}{I_4} = \frac{I_1}{I_2}$$

esta relación, se puede también expresar como,

$$\frac{(I_3 - I_4)}{(I_3 + I_4)} = \frac{(I_1 - I_2)}{(I_1 + I_2)} \quad \Rightarrow \quad I_3 - I_4 = \frac{(I_1 - I_2)(I_3 + I_4)}{(I_1 + I_2)}$$

Lo cual indica que en este circuito, la salida diferencial en intensidad ( $I_3 - I_4$ ) es proporcional al producto de la corriente diferencial de entrada ( $I_1 - I_2$ ) y de la intensidad global de emisor de la etapa diferencial ( $I_3 + I_4$ ).

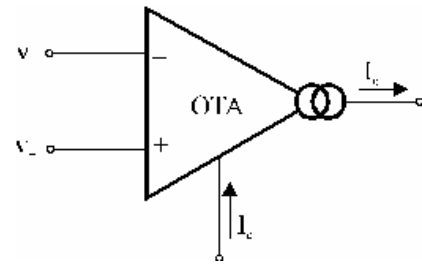
Un circuito práctico, debe incorporar dos convertidores  $V \rightarrow I$  para generar las señales de entrada ( $I_1 - I_2$ ) y ( $I_3 + I_4$ ) de las tensiones de entrada  $v_x$  y  $v_y$ , asimismo, también se necesita un convertidor  $I \rightarrow V$  para generar la salida  $v_o$  a partir de la diferencia de intensidades ( $I_3 - I_4$ ).

## Multiplicador analógico basado en un amplificador de transconductancia OTA.

Un amplificador de transconductancia variable OTA, es un amplificador con entrada diferencial en tensión y salida en intensidad, caracterizado por una transconductancia entrada/salida  $g_m$  cuyo valor puede ser controlada linealmente mediante una intensidad de control  $I_c$ .

$$I_o = g_m (v_+ - v_-) = K I_c (v_+ - v_-)$$

$$\text{siendo, } g_m = K I_c$$



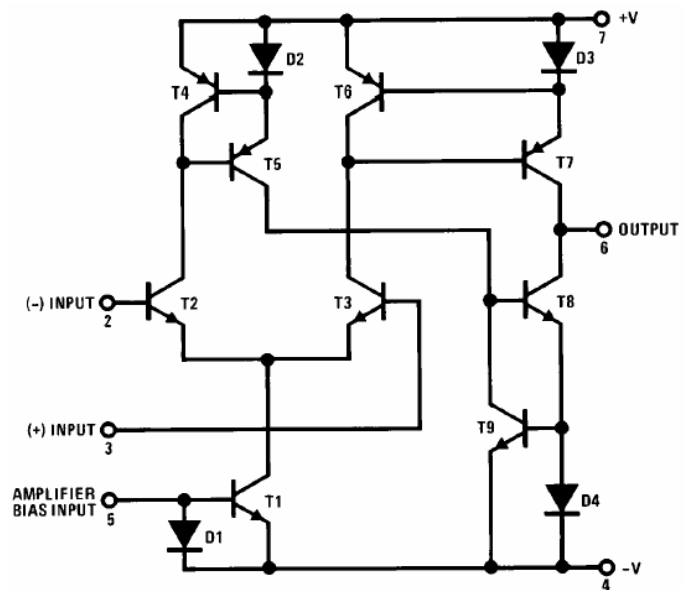
La capacidad de generar una intensidad de salida; proporcional al producto de la tensión diferencial de entrada; y de la intensidad de polarización  $I_c$ , se puede utilizar para implementar multiplicadores analógicos.

En la figura adjunta se muestra el esquema interno de un amplificador de transconductancia. En las páginas siguientes, se muestran las hojas características del OTA CA3080 que corresponde a este circuito.

El espejo de corriente constituido por  $Q_5$ - $D_4$ - $Q_6$ , acepta la intensidad de control externa  $I_c$ , y la refleja como intensidad de emisor del par diferencial  $Q_2$ - $Q_4$ . La salida diferencial en intensidad, se transforma en intensidad de salida  $I_o$  a través de los espejos de corriente  $Q_5$ - $Q_6$ - $D_4$ ,  $Q_7$ - $Q_8$ - $D_5$ , y  $Q_9$ - $Q_{10}$ - $D_6$ . La intensidad de salida se puede expresar como,

$$I_{Q3} - I_{Q4} = \frac{I_{D2} - I_{D1}}{I_{D1} + I_{D2}} (I_{Q3} + I_{Q4})$$

$$I_o = K (v_+ - v_-) I_c$$



Aspectos importantes que deben ser considerados cuando se trabaja con un amplificador de transconductancia, son:

1) La máxima intensidad de salida que es capaz de proporcionar el circuito es  $I_c$ .

$$|I_{o \max}| \leq I_c$$

2) La linealidad de la intensidad de salida respecto de la tensión diferencial de entrada, se basa en la linealidad de la etapa diferencial, y esta solo es cierta para muy baja señal de entrada.

$$|v_+ - v_-| \leq 50 \text{ mV}$$

## LM3080 Operational Transconductance Amplifier

### General Description

The LM3080 is a programmable transconductance block intended to fulfill a wide variety of variable gain applications. The LM3080 has differential inputs and high impedance push-pull outputs. The device has high input impedance and its transconductance ( $g_m$ ) is directly proportional to the amplifier bias current ( $I_{ABC}$ ).

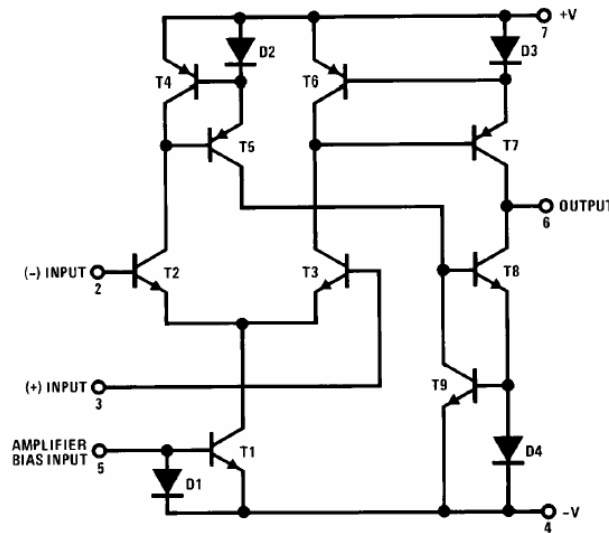
High slew rate together with programmable gain make the LM3080 an ideal choice for variable gain applications such as sample and hold, multiplexing, filtering, and multiplying.

The LM3080N and LM3080AN are guaranteed from 0°C to +70°C.

### Features

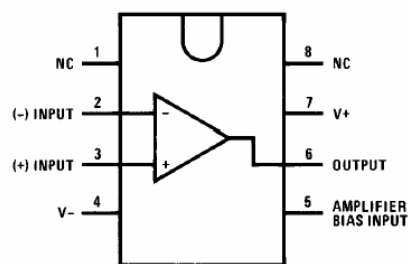
- Slew rate (unity gain compensated): 50 V/ $\mu$ s
- Fully adjustable gain: 0 to  $g_m \cdot R_L$  limit
- Extended  $g_m$  linearity: 3 decades
- Flexible supply voltage range:  $\pm 2V$  to  $\pm 18V$
- Adjustable power consumption

### Schematic and Connection Diagrams



TL/H/7148-1

#### Dual-In-Line Package



TL/H/7148-2

#### Top View

Order Number LM3080AN, LM3080M or LM3080N  
See NS Package Number M08A or N08E

## Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (Note 2)

LM3080  $\pm 18V$   
LM3080A  $\pm 22V$

Power Dissipation 250 mW

Differential Input Voltage  $\pm 5V$

Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ ) 2 mA

DC Input Voltage  $+V_S$  to  $-V_S$

Output Short Circuit Duration Indefinite

Operating Temperature Range  
LM3080N or LM3080AN  $0^\circ C$  to  $+70^\circ C$

Storage Temperature Range  $-65^\circ C$  to  $+150^\circ C$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)  $260^\circ C$

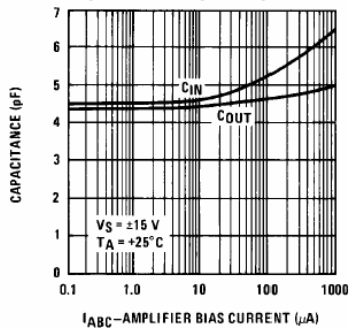
## Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM3080			LM3080A			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Input Offset Voltage	Over Specified Temperature Range $I_{ABC} = 5 \mu A$		0.4	5		0.4	2	mV	
				6			5	mV	
			0.3			0.3		2	mV
Input Offset Voltage Change	$5 \mu A \leq I_{ABC} \leq 500 \mu A$		0.1			0.1	3	mV	
Input Offset Current			0.1	0.6		0.1	0.6	$\mu A$	
Input Bias Current	Over Specified Temperature Range		0.4	5		0.4	5	$\mu A$	
			1	7		1	8	$\mu A$	
Forward Transconductance ( $g_m$ )	Over Specified Temperature Range	6700	9600	13000	7700	9600	12000	$\mu mho$	
		5400			4000			$\mu mho$	
Peak Output Current	$R_L = 0, I_{ABC} = 5 \mu A$ $R_L = 0$ $R_L = 0$ Over Specified Temperature Range		5		3	5	7	$\mu A$	
		350	500	650	350	500	650	$\mu A$	
									$\mu A$
		300			300			$\mu A$	
Peak Output Voltage	$R_L = \infty, 5 \mu A \leq I_{ABC} \leq 500 \mu A$ $R_L = \infty, 5 \mu A \leq I_{ABC} \leq 500 \mu A$	+12	+14.2		+12	+14.2		V	
		-12	-14.4		-12	-14.4		V	
Amplifier Supply Current			1.1			1.1		mA	
Input Offset Voltage Sensitivity	$\Delta V_{OFFSET}/\Delta V+$ $\Delta V_{OFFSET}/\Delta V-$		20	150		20	150	$\mu V/V$	
			20	150		20	150	$\mu V/V$	
Common Mode Rejection Ratio		80	110		80	110		dB	
Common Mode Range		$\pm 12$	$\pm 14$		$\pm 12$	$\pm 14$		V	
Input Resistance		10	26		10	26		k $\Omega$	
Magnitude of Leakage Current	$I_{ABC} = 0$		0.2	100		0.2	5	nA	
Differential Input Current	$I_{ABC} = 0, Input = \pm 4V$		0.02	100		0.02	5	nA	
Open Loop Bandwidth			2			2		MHz	
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50			50		V/ $\mu s$	

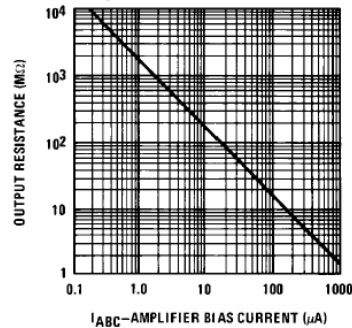
Note 1: These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$  and  $T_A = 25^\circ C$ , amplifier bias current ( $I_{ABC}$ ) = 500  $\mu A$ , unless otherwise specified.

Note 2: Selection to supply voltage above  $\pm 22V$ , contact the factory.

Input and Output Capacitance

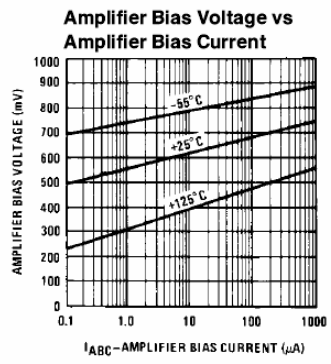
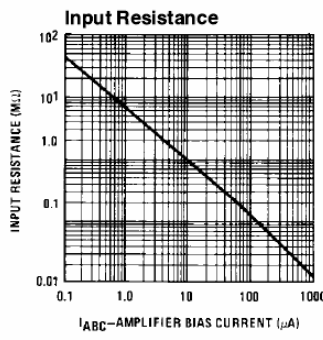
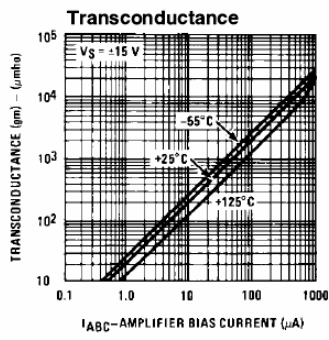
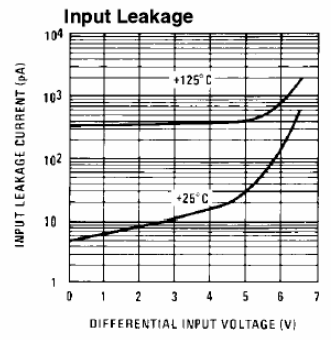
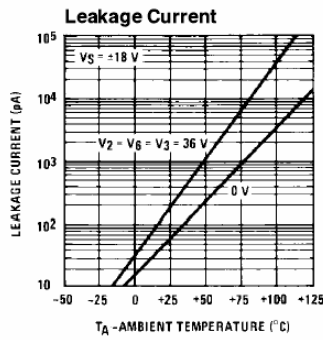
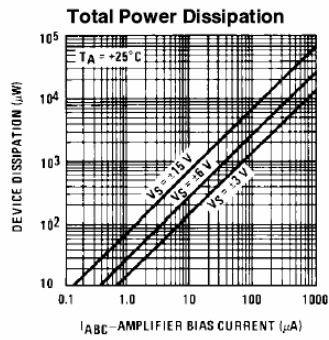
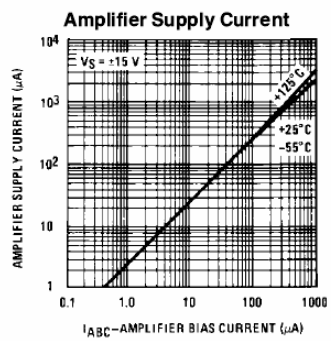
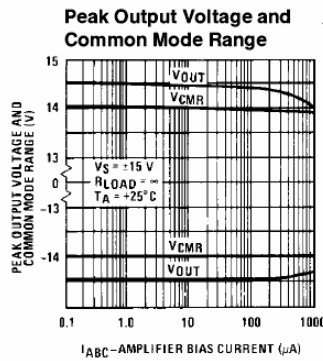
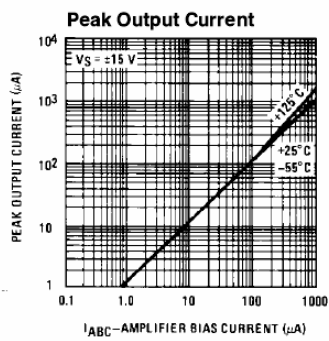
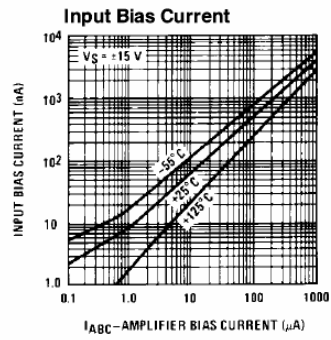
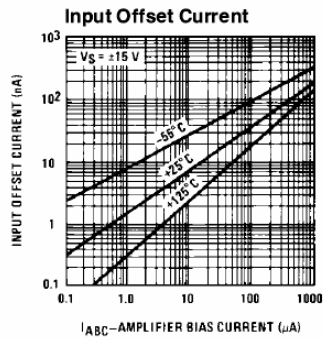
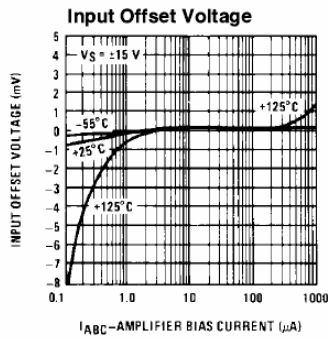


Output Resistance





# Typical Performance Characteristics



TL/H/7148-3

## Aplicaciones de los multiplicadores analógicos.

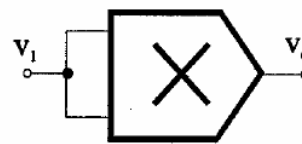
Los multiplicadores analógicos tienen importantes aplicaciones:

- Moduladores de amplitud.
- Procesado analógico de señales.
- Diseño de circuitos osciladores controlados por tensión y moduladores FM.
- Diseño de amplificadores programables mediante señales externas.
- Diseño de filtros ajustables electrónicamente.

Asimismo, los multiplicadores analógicos son la base de otros muchos tipos de módulos de procesado analógico de las señales:

Circuito de cálculo del cuadrado:

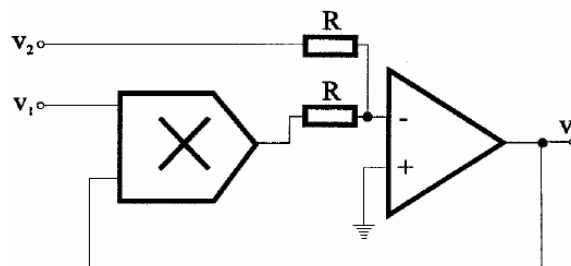
$$v_o = \frac{v_i^2}{V_r}$$



Circuito divisor:

$$v_2 + \frac{v_1 v_o}{V_r} = 0$$

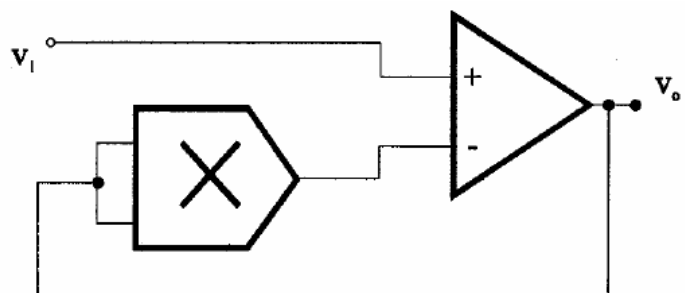
$$v_o = -V_r \frac{v_2}{v_1}$$



El resultado es válido solo si la realimentación es negativa, esto es, si  $v_1 > 0$

Circuito de cálculo de la raíz cuadrada:

$$v_1 = \frac{v_o^2}{V_r} \implies v_o = \sqrt{V_r v_1}$$



Solo válido si  $v_1 > 0$ .

## Multiplicador de 2 cuadrantes

En la figura se muestra un multiplicador de dos cuadrante realizado con un amplificador OTA. La intensidad de polarización se genera a través de un convertidor V-I, realizado con el amplificador operacional  $OA_1$ , y el transistor  $Q_1$ . (El diodo  $D_1$  tiene la misión de evitar que la unión base-emisor de  $Q_1$  se polarice muy inversamente y el transistor se destruya).

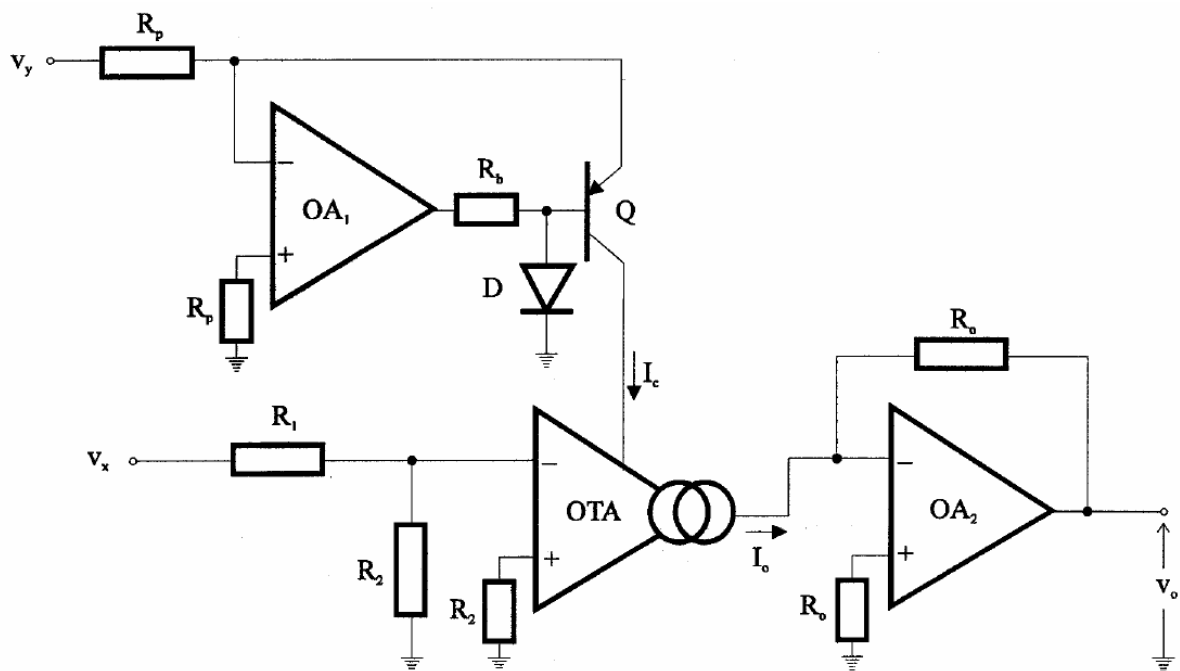
La señal de entrada, se amortigua mediante un divisor de tensión formado por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ .

La salida se obtiene mediante un convertidor I-V, realizado con el amplificador operacional  $OA_2$ .

En este circuito, la función de transferencia entrada salida es,

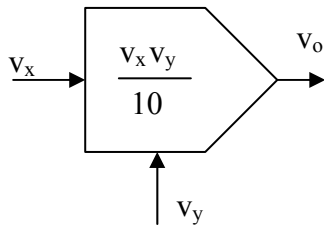
$$v_o = -I_o R_o = K I_c (v_- - v_+) R_o = K \frac{v_y}{R_p} \frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} R_o$$

Este multiplicador es de dos cuadrantes, ya que  $I_c$ , y en consecuencia también  $v_y$ , deben ser positivos.



**Ejemplo:** Diseño de un multiplicador de 2 cuadrantes utilizando un OTA LM3080.

Diseñar un multiplicador de dos cuadrantes con las siguientes especificaciones:

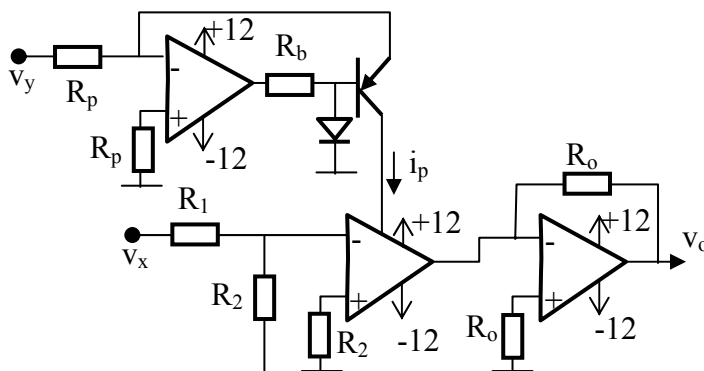


$$v_o = \frac{v_x v_y}{10}$$

$$-10 \leq v_x \leq 10$$

$$0 \leq v_y \leq 5$$

**Diseño**



Diseño de la fuente de intensidad:

$$i_p = \frac{v_y}{R_p} \quad \begin{array}{l} \text{Para que el OTA sea lineal} \Rightarrow i_p \leq 500 \mu\text{A} \\ \text{Cond. de diseño} \Rightarrow 0 \leq v_y \leq 5 \text{ V} \end{array} \quad \left| \rightarrow R_p = \frac{5\text{V}}{500 \mu\text{A}} = 10 \text{K}\Omega$$

$R_b$  y el diodo solo sirven para que la unión base-emisor del transistor no se invierta en el arranque y alcance la tensión de Zener que es baja.  $R_b = 680 \Omega$

Diseño del circuito de entrada del OTA:

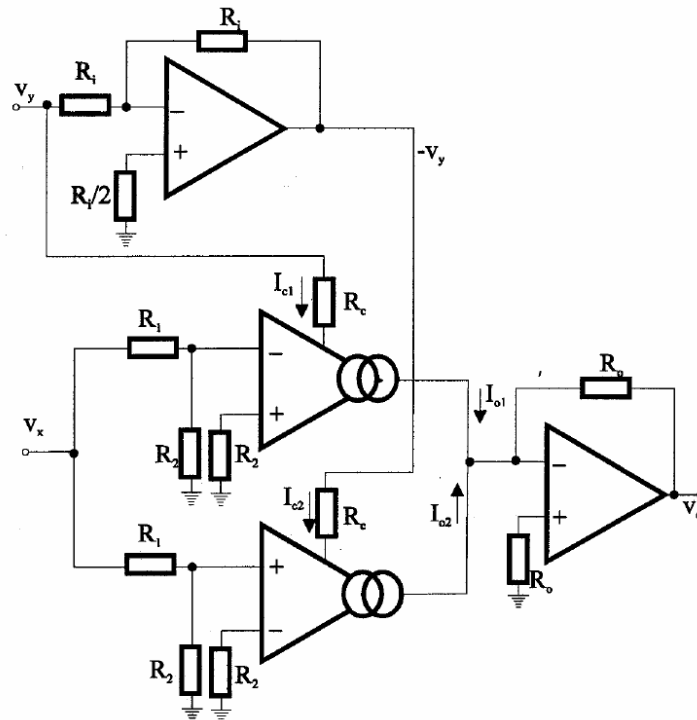
$$v_- = \frac{R_2 v_x}{R_1 + R_2} \quad \begin{array}{l} \text{Para que el OTA sea lineal} \Rightarrow v_- \leq 50 \text{ mV} \\ \text{Cond. de diseño} \Rightarrow 10\text{V} \leq v_x \leq 10 \text{ V} \end{array} \quad \left| \rightarrow \begin{array}{l} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50\text{mV}}{10\text{V}} = \frac{1}{200} \\ R_1 = 20\text{K}\Omega \quad \text{y} \quad R_2 = 100\Omega \end{array}$$

Diseño del convertidor I/V de salida

$$v_o = K \frac{v_y}{R_p} \frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} R_o = \frac{v_x v_y}{10} \quad \text{En el CA3080} \Rightarrow K = 20 \text{ A/V} \quad \left| \rightarrow R_o = 10 \text{K}\Omega$$

## Multiplicador de 4 cuadrantes

En la figura se muestra un multiplicador analógico de cuatro cuadrantes, basado en dos amplificadores de transconductancia OTA. En este caso la ganancia de cada amplificador para  $v_y = 0$ , es distinta de cero, pero al ser idénticas y de signo contrario se cancelan. Cuando  $v_y$ , aumenta o disminuye, la ganancia de los amplificadores se desequilibran y la ganancia se hace positiva o negativa.



La función de transferencia entrada salida de este multiplicador es,

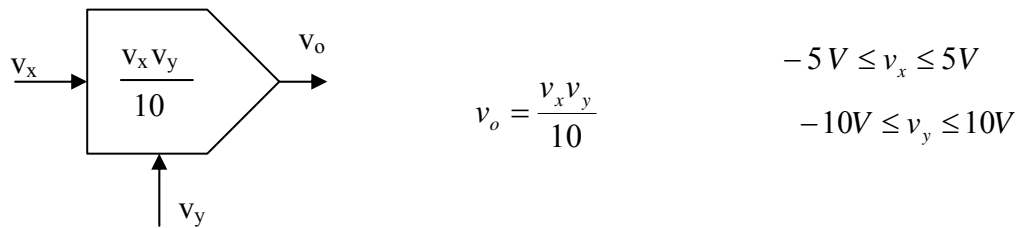
$$v_o = -R_o (I_{o1} - I_{o2}) = -R_o \left[ -\frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} K I_{c1} + \frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} K I_{c2} \right] =$$

$$= K \frac{R_o R_2}{R_1 + R_2} v_x [I_{c1} - I_{c2}] = K \frac{R_o R_2}{R_1 + R_2} v_x \left[ \frac{v_y + V_E}{R_c} - \frac{-v_y + V_E}{R_c} \right]$$

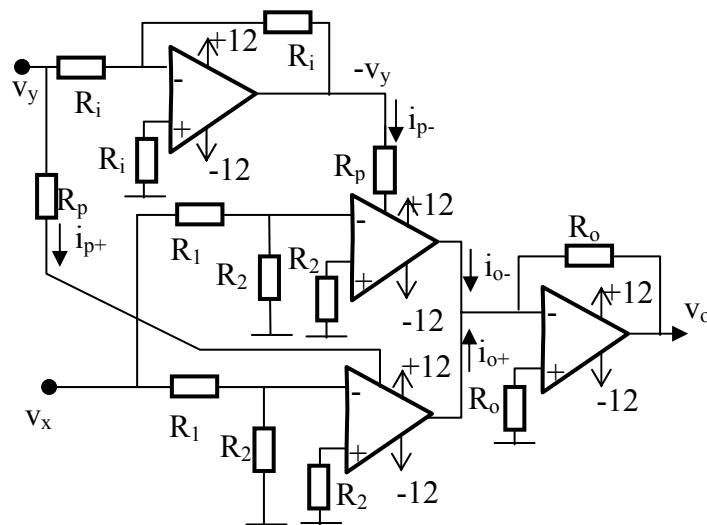
$$v_o = 2 K \frac{R_o}{R_c} \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_x v_y$$

**Ejemplo:** Diseño de un multiplicador de 4 cuadrantes utilizando un OTA LM3080.

Diseñar un multiplicador de dos cuadrantes con las siguientes especificaciones:



**Diseño**



Diseño de la fuente de intensidad:

$$i_{p+} = \frac{v_y - (-12)}{R_p} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Para que el OTA sea lineal} \Rightarrow i_p \leq 500 \mu A \\ \text{Cond. de diseño} \Rightarrow -10V \leq v_y \leq 10V \end{array} \right| \rightarrow R_p = \frac{22V}{500 \mu A} = 44K\Omega$$

Las resistencias  $R_i$  solo sirven para construir un inversor, cualquier valor es correcto.  $R_i = 12 K\Omega$

Diseño del circuito de entrada del OTA:

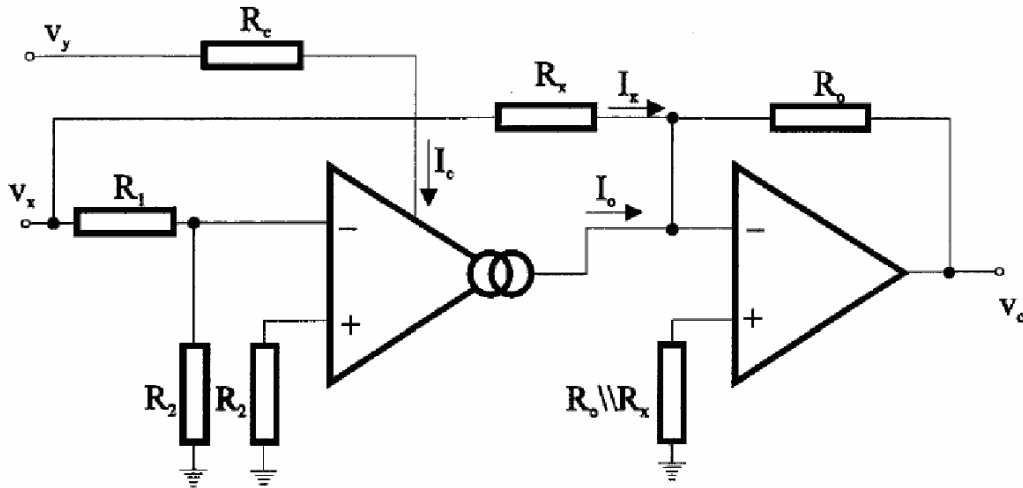
$$v_- = \frac{R_2 v_x}{R_1 + R_2} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Para que el OTA sea lineal} \Rightarrow v_- < 50 \text{ mV} \\ \text{Cond. de diseño} \Rightarrow -5V \leq v_x \leq 5V \end{array} \right| \rightarrow \begin{array}{l} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50 \text{ mV}}{5V} = \frac{1}{100} \\ R_1 = 10K\Omega \quad \text{y} \quad R_2 = 100\Omega \end{array}$$

Diseño del convertidor I/V de salida

$$v_o = 2K \frac{v_y}{R_p} \frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} R_o = \frac{v_x v_y}{10} \quad \left. \begin{array}{l} \text{En el CA3080} \Rightarrow K = 20 \text{ A/V} \end{array} \right| \rightarrow R_o = 11K\Omega$$

### Multiplicador analógico de 4 cuadrantes con un solo OTA.

En la figura se utiliza un multiplicador analógico de 4 cuadrantes, realizado con solo un amplificador de transconductancia. En este caso la salida se obtiene como una diferencia entre una ganancia entrada salida variable introducida por el OTA, y una ganancia constante introducida por la resistencia  $R_x$ . Los valores de las resistencias que se eligen deben ser tales que cuando  $v_y$  es nula, la ambas ganancias coinciden y se cancelan.



La función de transferencia entrada salida de este circuito se puede expresar, como,

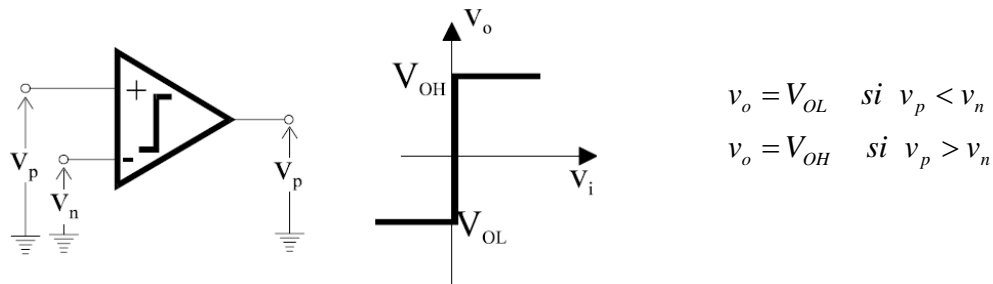
$$\begin{aligned}
 v_o &= -R_o (I_o + I_x) = -R_o \left( -\frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} K I_c + \frac{v_x}{R_x} \right) = \\
 &= -R_o \left( -\frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} K \frac{v_y + V_E}{R_c} + \frac{v_x}{R_x} \right) = \\
 &= \frac{R_o}{R_c} \frac{v_x R_2}{R_1 + R_2} K v_y + R_o v_x \left( \frac{R_2}{R_c (R_1 + R_2)} K V_E - \frac{1}{R_x} \right)
 \end{aligned}$$

Si se elige  $R_x$  de forma que el último término se anule, resulta

$$\text{Si } \frac{R_2 K V_E}{R_c (R_1 + R_2)} = \frac{1}{R_x} \implies v_o = K \frac{R_o}{R_c} \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_x v_y$$

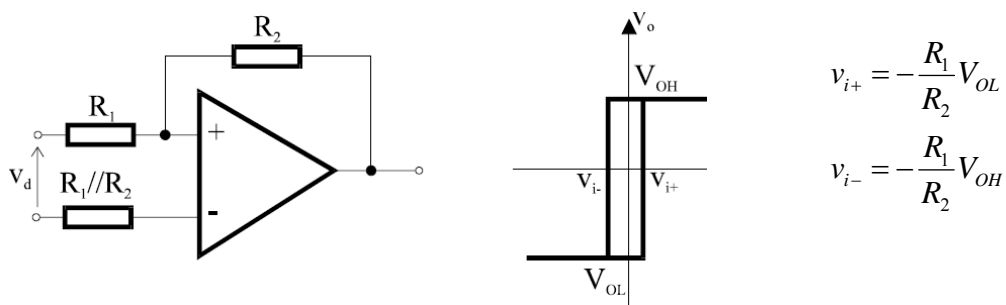
## 7.4 COMPARADORES

Un comparador de tensión es un circuito no lineal que compara el nivel de las dos tensiones de entradas, y genera como salida una señal binaria resultado de la comparación.

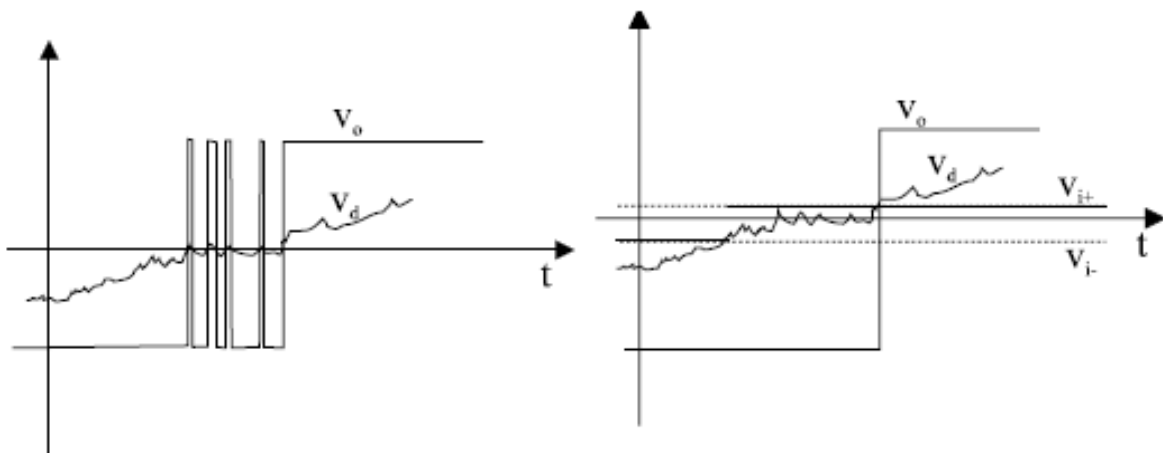


Un amplificador operacional puede ser utilizado como un circuito comparador, pero solo cuando la velocidad de respuesta no es crítica. Lo normal es utilizar circuitos especializados, que tienen mayor velocidad de respuesta, menor offset de entrada, y salida con los niveles típicos de las familias digitales.

Frecuentemente conviene introducir una realimentación positiva en el comparador para conseguir una respuesta con histéresis.

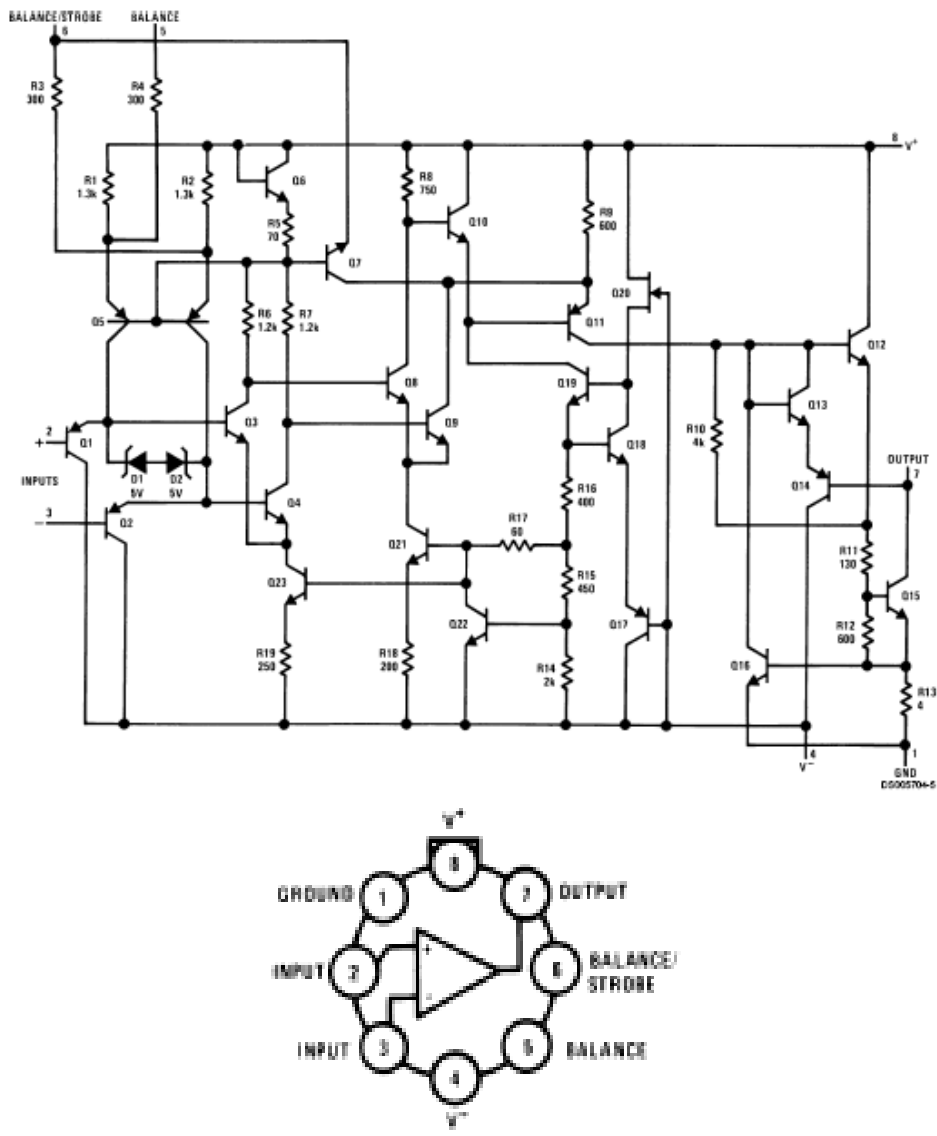


La histéresis es muy importante cuando las señales varían muy lentamente, o cuando presentan niveles relevantes de ruido. Permite eliminar los sucesivos pasos aleatorios por el nivel de comparación.

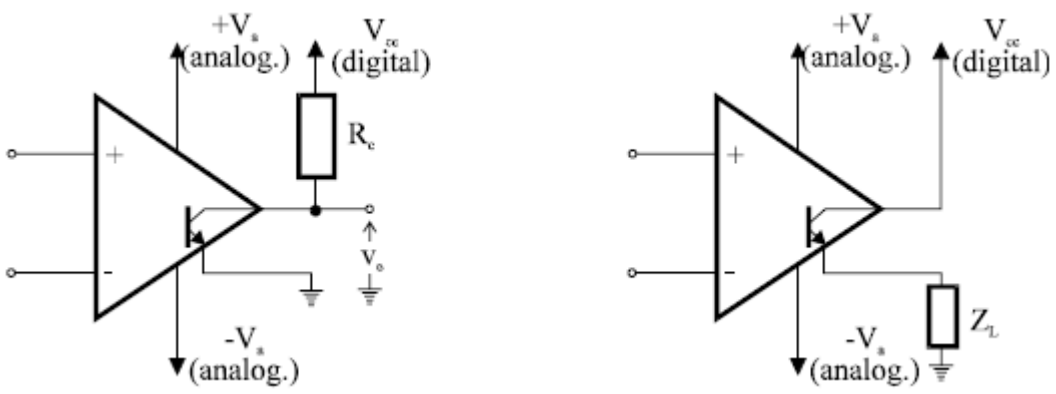




Un ejemplo típico de circuito comparador integrado es el LM311, cuyo esquema interno se muestra en la siguiente figura.



El circuito proporciona una entrada en forma diferencial de alta impedancia, y una salida en forma de interruptor activo flotante. Este circuito permite ser utilizado, tanto para generar tensiones de salida binarias compatible con cualquier salida digital, como interruptor para gobernar cargas conectadas a tierra.



## LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

### 1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard  $\pm 15V$  op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

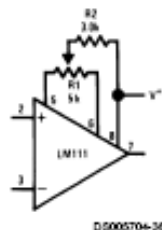
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a  $-25^{\circ}C$  to  $+85^{\circ}C$  temperature range instead of  $-55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$ . The LM311 has a temperature range of  $0^{\circ}C$  to  $+70^{\circ}C$ .

### 2.0 Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range:  $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at  $\pm 15V$

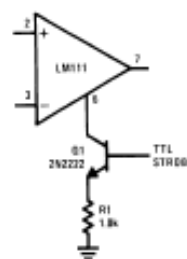
### 3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing



D5005704-26

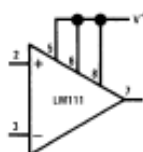
Strobing



D5005704-27

Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

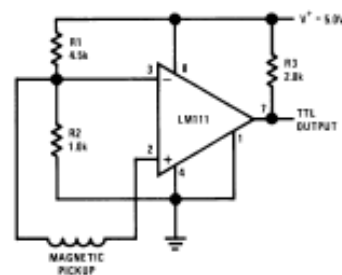
Increasing Input Stage Current (Note 1)



D5005704-28

Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ $\mu s$  to 18V/ $\mu s$ .

Detector for Magnetic Transducer



D5005704-29

## 5.0 Absolute Maximum Ratings for the LM311 (Note 12)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage ( $V_{S4}$ )	36V
Output to Negative Supply Voltage ( $V_{74}$ )	40V
Ground to Negative Supply Voltage ( $V_{14}$ )	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 13)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 14)	500 mW
ESD Rating (Note 19)	300V
Output Short Circuit Duration	10 sec

Operating Temperature Range	0° to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$

### Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics (Note 15) for the LM311

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 16)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_B \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 16)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 17)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10\text{ mV}$ , $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 18)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 10\text{ mV}$ , $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_{STROBE} = 3\text{ mA}$ $V^- = \text{Pin } 1 = -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 16)	$R_B \leq 50k$			10	mV
Input Offset Current (Note 16)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$ , $V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10\text{ mV}$ , $I_{OUT} \leq 8\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 12: \*Absolute Maximum Ratings Indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings Indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.\*

Note 13: This rating applies for  $\pm 15V$  supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 14: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the HD8 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 15: These specifications apply for  $V_B = \pm 15V$  and Pin 1 at ground, and  $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to  $\pm 15V$  supplies.

Note 16: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and  $R_B$ .

Note 17: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 18: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

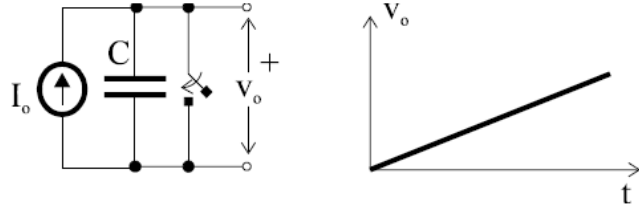
Note 19: Human body model, 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.

## 7.5 GENERADORES DE RAMPAS LINEALES

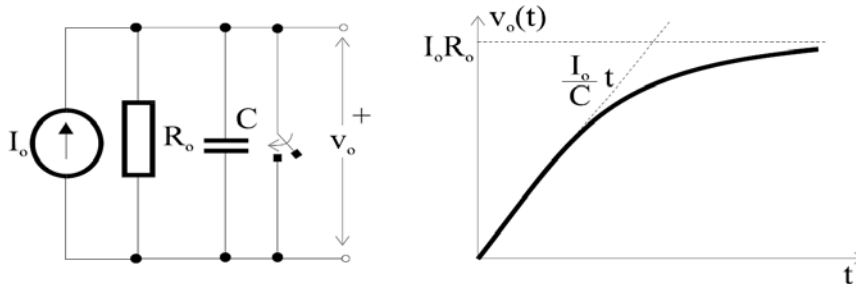
Las formas de onda tipo rampa lineal son la base de los procesos de conversión tiempo tensión. Ya que en ellas, la tensión instantánea es proporcional al tiempo transcurrido desde que esta se inició.

El circuito básico para la generación de una rampa lineal es la carga (o descarga) de un condensador mediante una fuente de intensidad.

$$v_o(t) = \frac{I_o}{C} t$$



En un circuito práctico la fuente de intensidad no es ideal, y en consecuencia, debe ser sustituida por su equivalente Norton, o equivalente Thevenin, y la rampa lineal se convierte en una rampa exponencial,



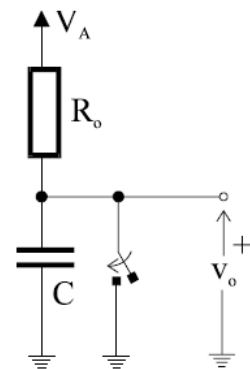
$$v_o(t) = I_o R_o \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_o C}} \right) = \frac{I_o}{C} t - \frac{I_o}{2! R_o C^2} t^2 + \frac{I_o}{3! R_o^2 C^3} t^3 - \dots$$

Para tiempos pequeños frente a la constante de tiempo  $\tau = R_o C$ , el primer término del desarrollo es el dominante, y el comportamiento de la fuente real coincide con el de la fuente ideal.

### Generador RC de rampas lineales

Una rampa lineal aproximada, puede generarse utilizando un circuito RC, siempre que se disponga de una fuente de alimentación de tensión muy superior a las tensiones que va a alcanzar la rampa.

$$v_o(t) = V_A \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_o C}} \right) = \frac{V_A}{R_o C} t - \frac{V_A^2}{2 R_o^2 C^2} t^2 + \dots = \frac{V_A}{R_o C} t$$



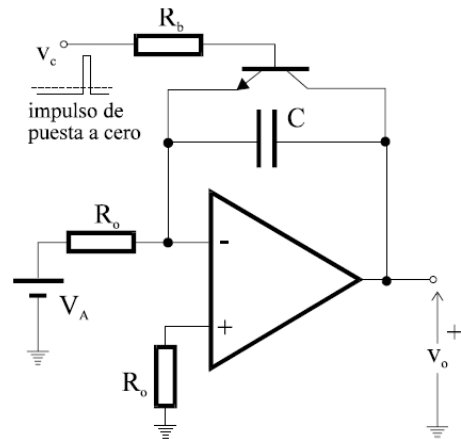
## Generador de base de tiempos basado en integrador Miller

Es el circuito más simple y el que ofrece las mejores prestaciones, ya que su correcto funcionamiento no depende nada más que de la alta ganancia del amplificador operacional.

La respuesta de este integrador es,

$$v_o(t) = -\frac{V_A}{R_o C} t$$

$V_A$  debe ser negativa, para generar una rampa de pendiente positiva.



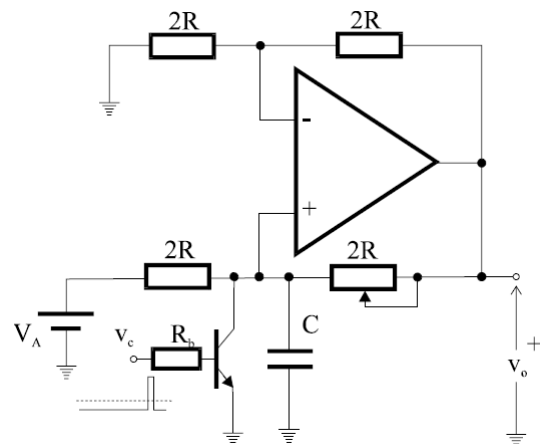
El interruptor de puesta a cero del integrador puede realizarse fácilmente mediante un transistor (o con un FET), ya que el emisor se encuentra conectado al cero virtual. Una tensión positiva en su base lo satura y descarga rápidamente el condensador.

## Generador de rampas lineales mediante integrador de Howland

Con el circuito de Howland, se puede construir una fuente de intensidad, y si con este se carga y descarga un condensador, se genera en esta una forma de onda tipo rampa lineal. Esta con una ganancia función de las resistencias del circuito, se transmite a la salida.

La salida de este circuito es,

$$v_o(t) = -\frac{V_A}{R C} t$$



Con referencia al circuito de Miller, obsérvese que este circuito es no inversor, y la rampa que genera es de la misma polaridad que la fuente de entrada  $V_A$ .

En este caso, el condensador está realmente conectado a tierra, por lo que su descarga por un componente activo esta muy facilitada.

## Multivibrador basado en rampas lineales.

Los circuitos multivibradores son generadores de formas de ondas basados en circuitos no 3lineales de tipo regenerativo (que utilizan realimentación positiva).

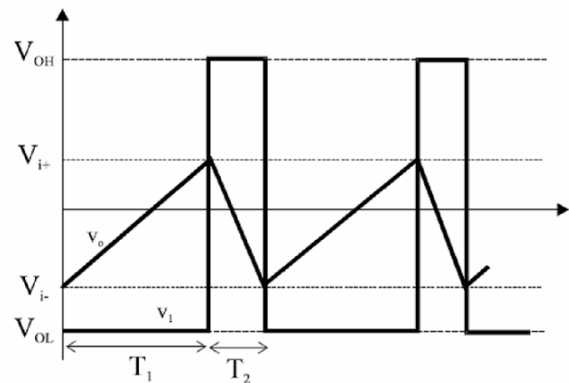
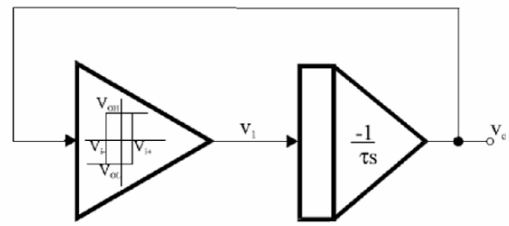
La configuración básica de un circuito multivibrador, es un circuito integrador realimentado por un comparador con histéresis.

Los tiempos de este circuito son,

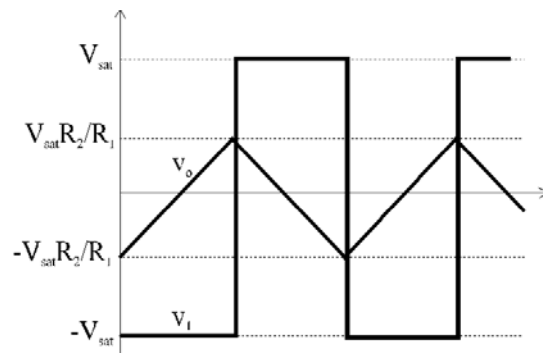
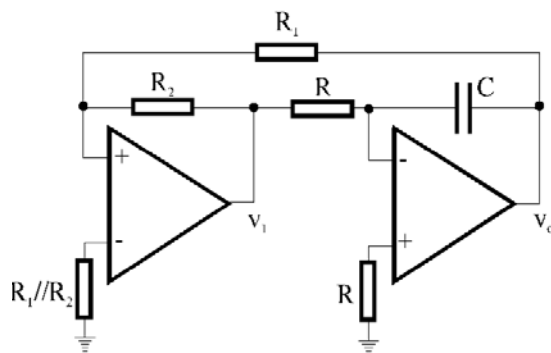
$$T_1 = \tau \frac{V_{i+} - V_{i-}}{V_{OH}}$$

$$T_2 = \tau \frac{V_{i+} - V_{i-}}{V_{OL}}$$

$$T = \frac{1}{f} \tau \frac{(V_{i+} - V_{i-})(V_{OH} + V_{OL})}{V_{OH}V_{OL}}$$



En la figura siguiente se muestra un multivibrador práctico que sigue este esquema. El integrador es de tipo Miller, y el comparador con histéresis, se ha realizado utilizando un amplificador operacional de salida simétrica, que se ha realimentado positivamente.

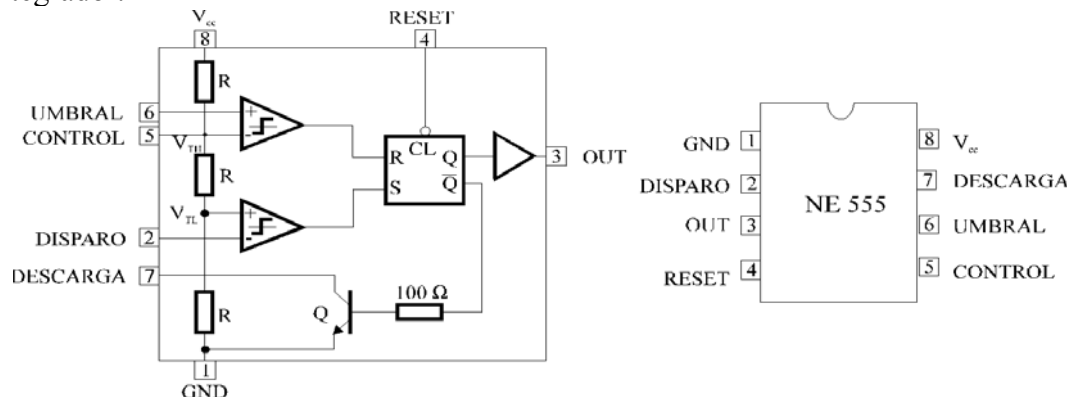


Las expresiones del esquema general pueden utilizarse para determinar la temporización de este circuito.

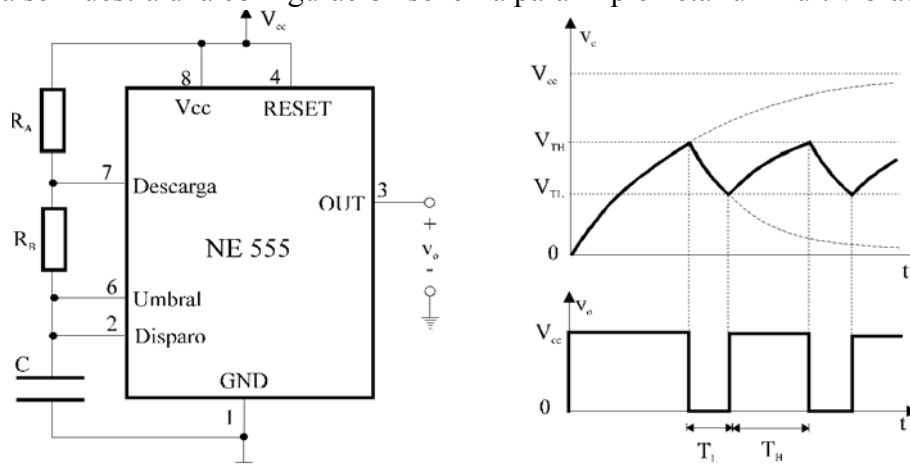
## Temporizador integrado LM555

En la figura se muestra el esquema interno de un temporizador NE 555, en el que se incluyen dos comparadores y un biestable, con los que se puede implementar un comparador con histéresis en el que los niveles de disparo se pueden controlar independientemente. Si no se conecta ninguna resistencia externa, los niveles de disparo se establecen a las tensiones  $V_{TH} = 2V_{cc}/3$  y  $V_{TL} = V_{cc}/3$ .

El circuito, también contiene un transistor que puede utilizarse para descargar el condensador del integrador.



En la figura se muestra una configuración sencilla para implementar un multivibrador astable.



El periodo de oscilación de este circuito es,

$$T = T_L + T_H = R_B C \ln 2 + (R_A + R_B) C \ln \left( \frac{V_{cc} - \frac{V_{TH}}{2}}{V_{cc} - V_{TH}} \right) = 0,68 C (R_A + 2R_B)$$

# LM555 Timer

## General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

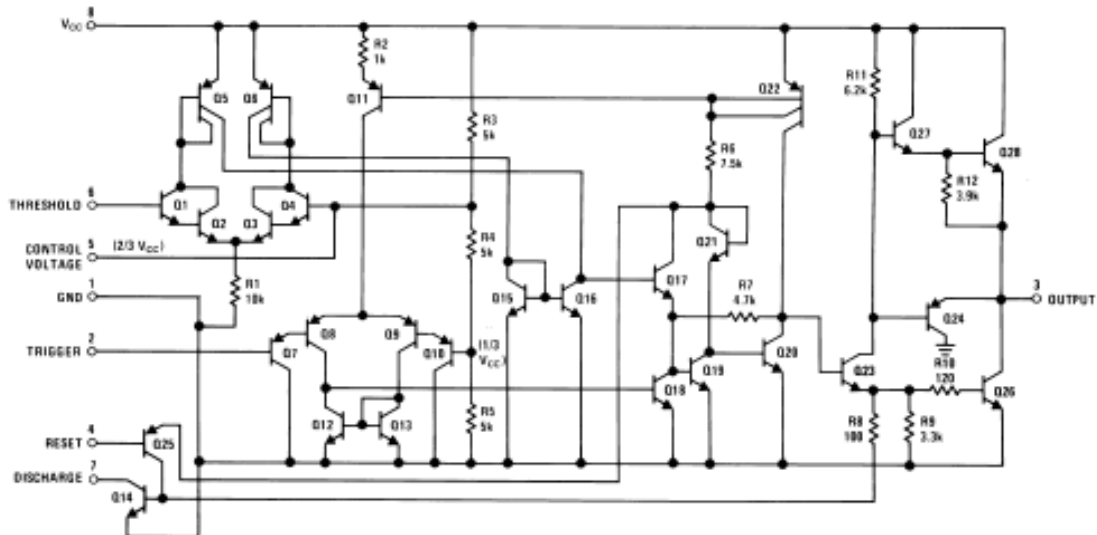
## Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

## Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

## Schematic Diagram



CG007851-1



**Absolute Maximum Ratings** (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	+15V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Soldering Information**

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages	
(SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

**Electrical Characteristics** (Notes 1, 2)

( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = +5\text{V}$  to +15V, unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		18	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$ , $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$ , $R_L = \infty$ (Low State) (Note 4)		3 10	6 15	mA
Timing Error, Monostable Initial Accuracy	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$ , $C = 0.1\mu\text{F}$ , (Note 5)		1		%
Drift with Temperature			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature Drift with Supply			1.5 0.1		% %/V
Timing Error, Astable Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$ , $C = 0.1\mu\text{F}$ , (Note 5)		2.25		%
Drift with Temperature			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature Drift with Supply			3.0 0.30		% %/V
Threshold Voltage			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$		5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$		1.67		V
Trigger Current			0.5	0.9	$\mu\text{A}$
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	$\mu\text{A}$
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$		9	10	V
	$V_{CC} = 5\text{V}$		2.6	3.33	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$ , $I_T = 15\text{mA}$		180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$ , $I_T = 4.5\text{mA}$		80	200	mV
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{\text{SINK}} = 8\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V V V
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		12.5 13.3 2.75		V V V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

## 7.6 CONVERSION TENSION-FRECUENCIA

Un convertidor tensión frecuencia es un circuito que genera una forma de onda periódica cuya frecuencia puede ser controlada linealmente por una tensión de control.

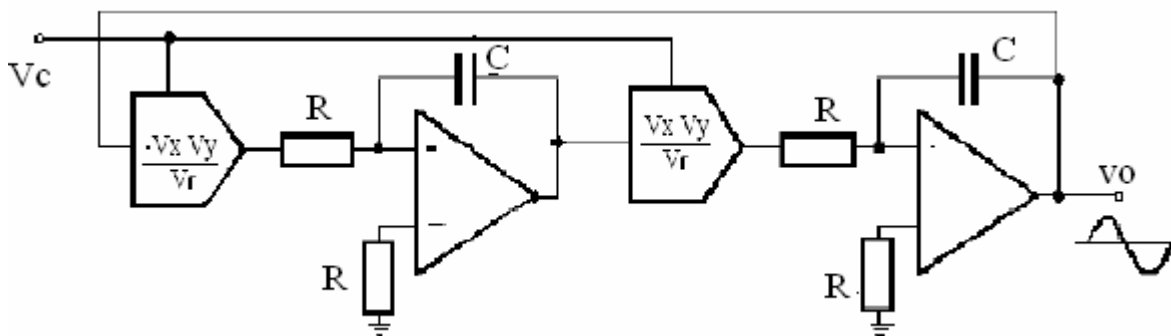
Su principal función es constituir la base de los moduladores de frecuencia modulada.

Los convertidores tensión-frecuencia pueden ser construidos a partir de un oscilador, y en este caso se suelen llamar VCO (Voltage controlled oscillator), o de un multivibrador basados en rampas lineales.

### OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSION.

Los osciladores controlador por tensión son osciladores diseñados específicamente para que la frecuencia de oscilación dependa linealmente de un parámetro que es el que posteriormente se controlan de forma lineal mediante una tensión de control.

En la figura se muestra un ejemplo de un circuito de este tipo, basado en un oscilador en cuadratura,



La frecuencia de oscilación de este circuito es,

$$\left(-\frac{1}{RC} \frac{V_c}{V_r} \frac{1}{s}\right) \left(\frac{1}{RC} \frac{V_c}{V_r} \frac{1}{s}\right) = 1 \quad \Rightarrow \quad \omega_o = \frac{1}{RC} \frac{V_c}{V_r}$$

Los multiplicadores que requiere este circuito pueden implementarse utilizando amplificadores operacionales de transconductancia, tal como se han estudiado en el capítulo anterior.

## Multivibrador basado en rampas lineales:

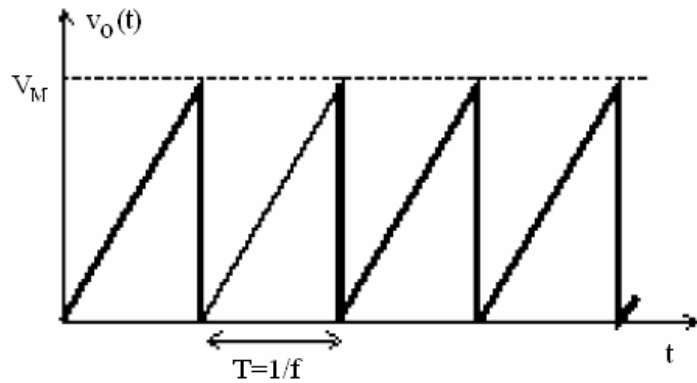
En un multivibrador la frecuencia se controla mediante la temporización de las rampas lineales o exponenciales que se generan. Caso de que se utilicen rampas lineales, la frecuencia de oscilación se puede controlar linealmente.

$$\text{Si } v_o(t) = \frac{V_r}{\tau} t$$

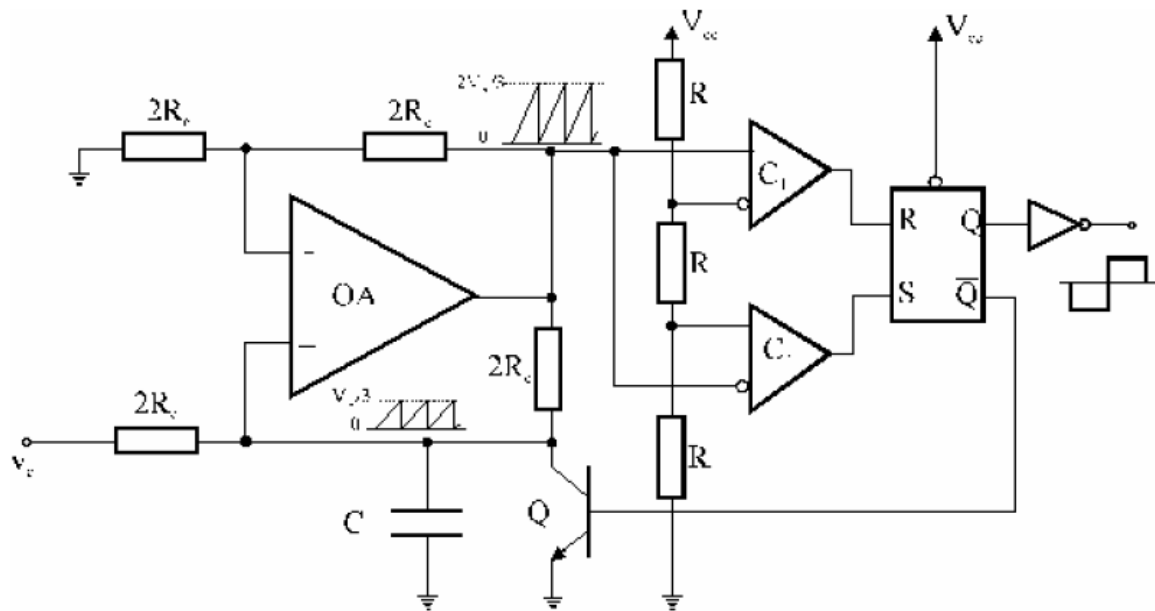
La frecuencia oscilación es:

$$f = \frac{V_r}{\tau V_m}$$

La frecuencia puede controlarse linealmente controlando la pendiente de las rampas a través de  $V_r$ .



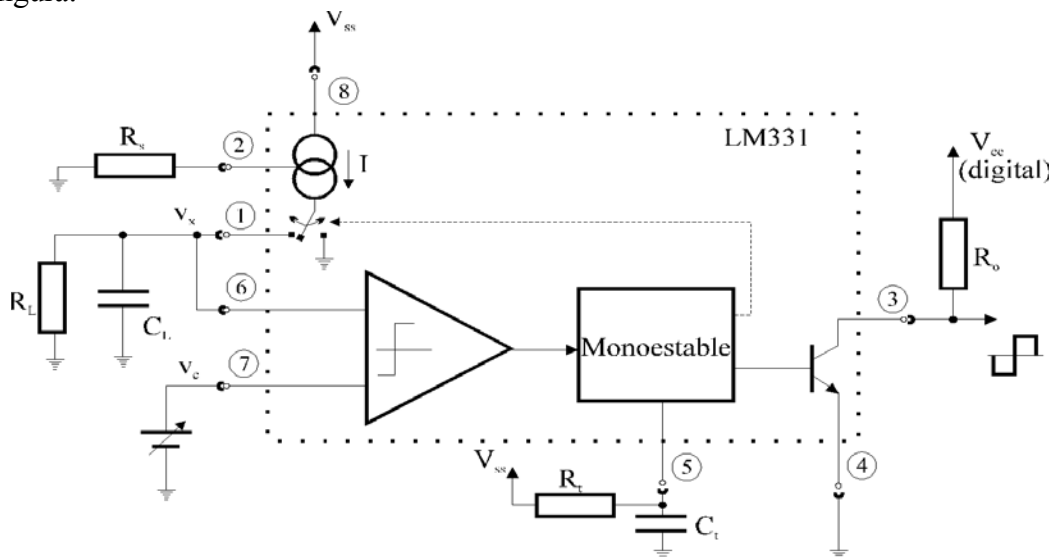
En la siguiente figura se muestra, una realización práctica de un circuito de este tipo, basado en un integrador Howland como generador de rampa de pendiente controlada por la tensión de control  $V_c$ , y de un circuito NE555 para realizar el comparador con histéresis.



En este circuito, son directamente aplicables las ecuaciones del circuito general, resultando,

$$\left. \begin{array}{l} \tau = R_c C \\ V_r = v_c \\ V_M = \frac{2V_{cc}}{3} \end{array} \right| f = \frac{3}{2 R_c C V_{cc}} v_c$$

Existen muchos circuitos integrados diseñados para operar como VCOs. Pueden responder a tipos de circuitos multivibradores muy diferentes. Como ejemplo, consideremos el caso del circuito LM 331. El circuito integrado corresponde al diagrama básico de bloques que se muestra en la figura:



La intensidad de la fuente de intensidad conmutada se controla mediante la resistencia  $R_s$ , y su valor es,

$$I = \frac{1.9 \text{ voltios}}{R_s}$$

El monoestable genera de un pulso de anchura  $T_o$ , controlado por  $R_t$  y  $C_t$ , siendo su duración,

$$T_o = 1.1 R_t C_t$$

y durante este tiempo, la fuente de intensidad está conectada al terminal 1.

El mecanismo de operación de este circuito es el siguiente:

- Cuando la señal del condensador  $v_x$  cae por debajo de la señal  $v_c$ , el comparador dispara el monoestable, y durante el tiempo  $T_o$  que dura este, la fuente está conectada al terminal 1, e inyecta al condensador  $C_L$  una carga de valor,

$$Q = I T_o \quad (\text{por disparo}) \implies I_{media} = i T_o f$$

Siendo  $I_{media}$  la corriente media inyectada en el condensador por la fuente de intensidad.

- Cuando finaliza el impulso, el condensador se descarga por  $R_L$ . Cuando esta tensión cae por debajo de  $v_c$ , el comparador vuelve a disparar el monoestable y comienza un nuevo ciclo. La corriente media de descarga del condensador a través de la resistencia  $R_L$ , es,

$$I_{RLmedia} = \frac{v_x}{R_L} \approx \frac{v_c}{R_L}$$

El balance de carga en el condensador implica,

$$\frac{v_c}{R_L} = I T_o f \implies f = \frac{1}{R_L I T_o} v_c = \frac{0.48 R_s}{R_L R_t C_T} v_c$$

Esta relación lineal entre la frecuencia de oscilación y la tensión de control  $v_c$  se mantiene en un amplio rango de operación.

# LM231A/LM231/LM331A/LM331

## Precision Voltage-to-Frequency Converters

### General Description

The LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM231A/LM331A attain a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM231/331 are ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

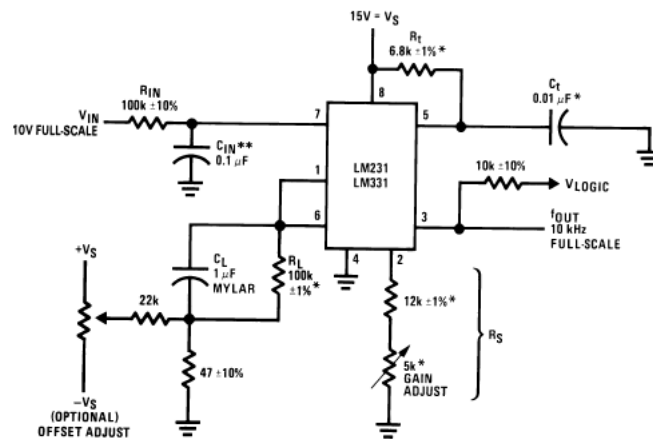
The LM231/LM331 utilize a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy

over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output are capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against  $V_{CC}$ .

### Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability,  $\pm 50$  ppm/ $^{\circ}$ C max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

### Typical Applications



DS005680-1

$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09 V} \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot \frac{1}{R_T C_T}$$

\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

\*\*0.1  $\mu$ F or 1  $\mu$ F. See "Principles of Operation."

**FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with  $\pm 0.03\%$  Typical Linearity ( $f = 10$  Hz to 11 kHz)**

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to $V_{CC}$	Continuous	Continuous
Input Voltage	-0.2V to $+V_S$	-0.2V to $+V_S$
Operating Ambient Temperature Range	$T_{MIN}$ $T_{MAX}$ -25°C to +85°C	$T_{MIN}$ $T_{MAX}$ 0°C to +70°C
Power Dissipation ( $P_D$ at 25°C) and Thermal Resistance ( $\theta_{JA}$ ) (N Package) $P_D$ $\theta_{JA}$	1.25W 100°C/W	1.25W 100°C/W
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C	260°C
ESD Susceptibility (Note 4) N Package	500V	500V

## Electrical Characteristics

$T_A=25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
VFC Non-Linearity (Note 3)	$4.5V \leq V_S \leq 20V$		$\pm 0.003$	$\pm 0.01$	% Full-Scale	
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		$\pm 0.006$	$\pm 0.02$	% Full-Scale	
VFC Non-Linearity In Circuit of <i>Figure 1</i>	$V_S = 15V$ , $f = 10 \text{ Hz to } 11 \text{ kHz}$		$\pm 0.024$	$\pm 0.14$	% Full-Scale	
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain) LM231, LM231A LM331, LM331A	$V_{IN} = -10V$ , $R_S = 14 \text{ k}\Omega$	0.95	1.00	1.05	kHz/V	
		0.90	1.00	1.10	kHz/V	
Temperature Stability of Gain LM231/LM331 LM231A/LM331A	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ , $4.5V \leq V_S \leq 20V$		$\pm 30$	$\pm 150$	ppm/°C	
			$\pm 20$	$\pm 50$	ppm/°C	
Change of Gain with $V_S$	$4.5V \leq V_S \leq 10V$		0.01	0.1	%/V	
	$10V \leq V_S \leq 40V$		0.006	0.06	%/V	
Rated Full-Scale Frequency	$V_{IN} = -10V$	10.0			kHz	
Gain Stability vs Time (1000 Hrs)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		$\pm 0.02$		% Full-Scale	
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	$V_{IN} = -11V$	10			%	
<b>INPUT COMPARATOR</b>						
Offset Voltage LM231/LM331 LM231A/LM331A	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		$\pm 3$	$\pm 10$	mV	
			$\pm 4$	$\pm 14$	mV	
			$\pm 3$	$\pm 10$	mV	
Bias Current			-80	-300	nA	
Offset Current			$\pm 8$	$\pm 100$	nA	
Common-Mode Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	-0.2		$V_{CC}-2.0$	V	
<b>TIMER</b>						
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	$\times V_S$	
Input Bias Current, Pin 5 All Devices LM231/LM331 LM231A/LM331A	$V_S = 15V$ $0V \leq V_{PIN 5} \leq 9.9V$		$\pm 10$	$\pm 100$	nA	
			$V_{PIN 5} = 10V$	200	1000	nA
			$V_{PIN 5} = 10V$	200	500	nA
			$V_{PIN 5} = 10V$	200	500	nA

## Electrical Characteristics (Continued)

$T_A=25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>TIMER</b>					
$V_{SAT\ PIN\ 5}$ (Reset)	$I = 5\text{ mA}$		0.22	0.5	V
<b>CURRENT SOURCE (Pin 1)</b>					
Output Current	$R_S = 14\text{ k}\Omega, V_{PIN\ 1} = 0$				
LM231, LM231A		126	135	144	$\mu\text{A}$
LM331, LM331A		116	136	156	$\mu\text{A}$
Change with Voltage	$0V \leq V_{PIN\ 1} \leq 10V$		0.2	1.0	$\mu\text{A}$
Current Source OFF Leakage			0.02	10.0	nA
LM231, LM231A, LM331, LM331A			2.0	50.0	nA
All Devices	$T_A = T_{MAX}$				nA
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		$\mu\text{A}$
<b>REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)</b>					
LM231, LM231A		1.76	1.89	2.02	$V_{DC}$
LM331, LM331A		1.70	1.89	2.08	$V_{DC}$
Stability vs Temperature			$\pm 60$		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			$\pm 0.1$		%
<b>LOGIC OUTPUT (Pin 3)</b>					
$V_{SAT}$	$I = 5\text{ mA}$		0.15	0.50	V
OFF Leakage	$I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		0.10	0.40	V
			$\pm 0.05$	1.0	$\mu\text{A}$
<b>SUPPLY CURRENT</b>					
LM231, LM231A	$V_S = 5V$	2.0	3.0	4.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 40V$	2.5	4.0	6.0	mA
	$V_S = 5V$	1.5	3.0	6.0	mA
	$V_S = 40V$	2.0	4.0	8.0	mA

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

**Note 2:** All specifications apply in the circuit of Figure 4, with  $4.0V \leq V_S \leq 40V$ , unless otherwise noted.

**Note 3:** Nonlinearity is defined as the deviation of  $f_{OUT}$  from  $V_{IN} \times (10\text{ kHz}/-10\text{ V}_{DC})$  when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor,  $C_T$ , use NPO ceramic, Teflon®, or polystyrene.

**Note 4:** Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

## 7.7 CONVERSION FRECUENCIA-TENSION

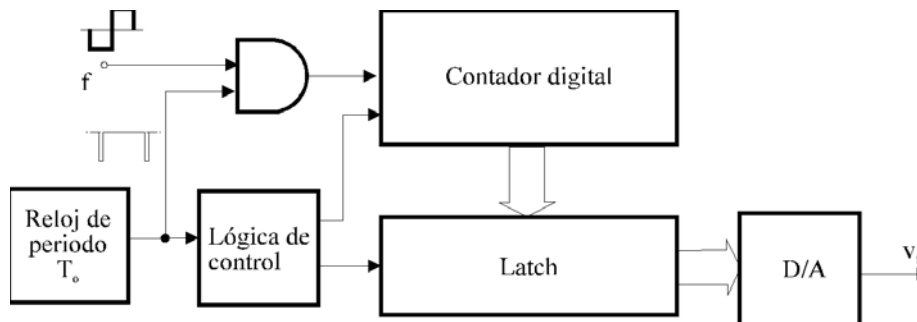
Los circuitos que generan una tensión de salida que es proporcional a la frecuencia de la señal de entrada, pueden construirse partiendo de diferentes principios.

### Cuenta digital durante un período conocido:

Utilizando un contador digital, se pueden contar el número de transiciones  $N$  que ocurren en la señal de entrada durante un intervalo de tiempo  $T_o$  determinado, establecido por un reloj interno. El valor de cuenta  $N$ , al final del intervalo  $T_o$ , será proporcional a la frecuencia de la señal, y dado que este es el valor que convierte el A/D, la tensión de salida  $V_f$ , es,

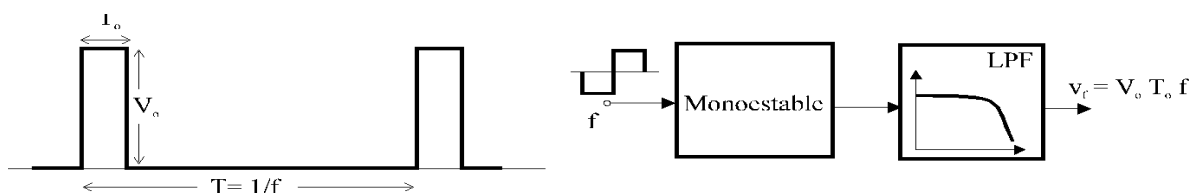
$$N = T_o f \quad \implies \quad V_f = N \frac{V_r}{N_{Max}} = T_o \frac{V_r}{N_{Max}} f$$

siendo  $N_{MAX}$  el valor de cuenta máxima del contador, y  $V_r$  el valor de salida del convertidor que corresponde a  $N_{MAX}$ .



### Valor medio de un tren de impulsos de anchura constante.

Si con la señal de entrada de frecuencia  $f$ , se genera utilizando un circuito monoestable un tren de impulsos de la misma frecuencia, de anchura  $T_o$ , y de amplitud  $V_o$ , su valor medio es proporcional a la frecuencia de la señal. Por ello, pasando la señal de pulsos generada, por un filtro de paso bajo con frecuencia de corte mucho más baja que la frecuencia de la señal, la salida del filtro será una tensión proporcional al valor medio de la señal, y en consecuencia proporcional a la frecuencia  $v_f = V_o T_o f$ .





En la figura siguiente se muestra una realización práctica de convertidor F-V basada en este principio, e implementada por el circuito integrado LM311.

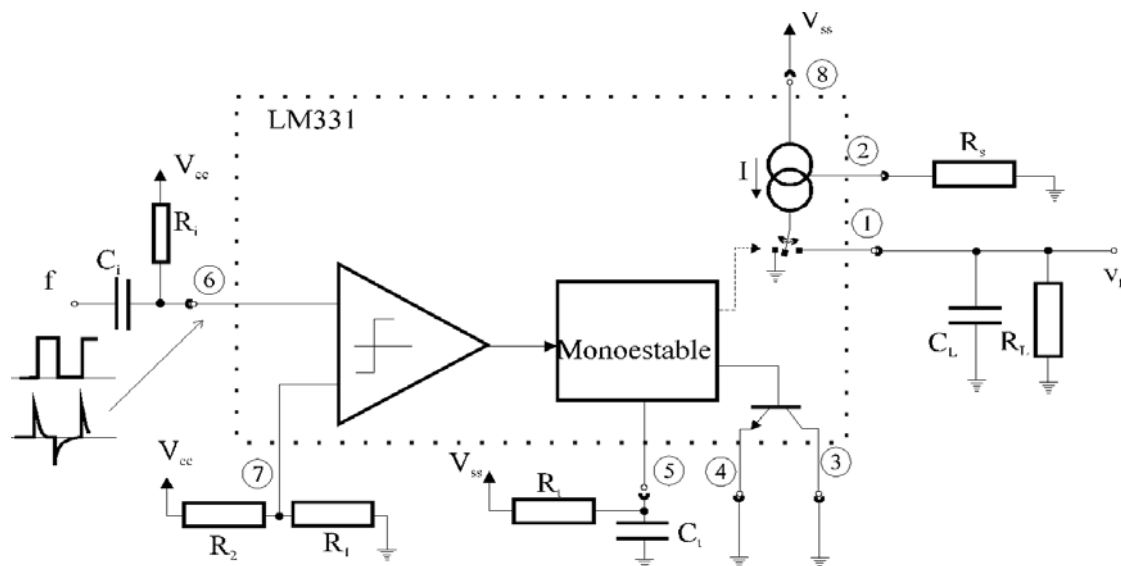
En este caso, el circuito se dispara introduciendo la señal pulsante que resulta de derivar a través de  $C_i$  y  $R_i$  la señal de entrada en la entrada del comparador. La otra entrada del comparador se ha polarizado a una tensión ligeramente positiva con un divisor de tensión realizado con las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ .

Por cada ciclo de la señal de entrada, la fuente de intensidad inyecta la intensidad  $I$  en el condensador  $C_L$  durante el tiempo  $T_o$  establecido para el monoestable, la intensidad media que se inyecta es,

$$I_{avg} = IT_o f \quad \text{siendo} \quad \left| \begin{array}{l} I = \frac{1.9 \text{ voltios}}{R_s} \\ T_o = 1.1 R_t C_t \end{array} \right.$$

Las resistencia  $R_L$  y el condensador  $C_L$ , constituyen un filtro de paso bajo de frecuencia de corte mucho más baja que la frecuencia de entrada, que promedia la intensidad que proviene de la fuente. El valor de la tensión de salida de este convertidor es,

$$v_f = \frac{1.9}{R_s} (1.1 R_t C_t) \dots R_L f = \frac{2.1 R_t C_t R_L}{R_s} f$$

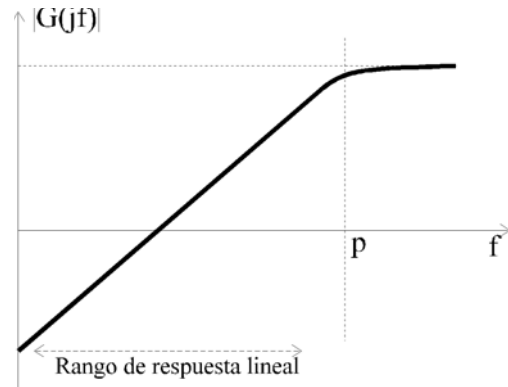


## Filtro con respuesta frecuencial en magnitud lineal.

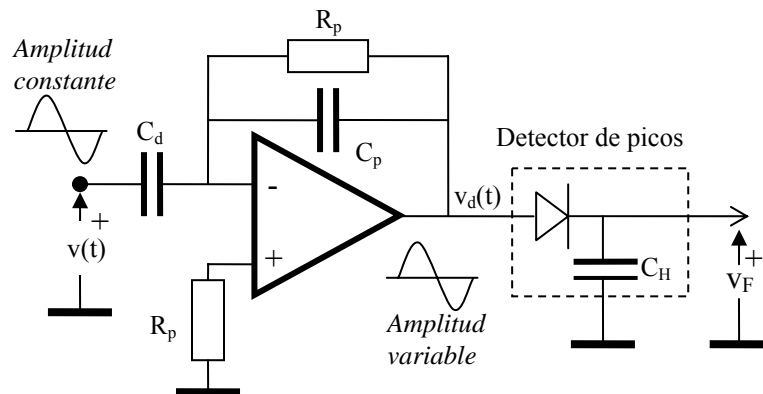
Cuando la señal de entrada es de tipo sinusoidal y de amplitud constante, puede utilizarse un filtro lineal con una respuesta frecuencial en magnitud que varíe linealmente con la frecuencia. La respuesta a este tipo de filtro será una señal de amplitud proporcional a la frecuencia, por lo que con un detector de pico puede obtenerse una tensión proporcional a la frecuencia de la señal de entrada.

La función de transferencia idealmente correcta es la de un derivador  $G(s) = k s$ . Sin embargo, esta función no es implementable de forma exacta, y además implica una amplificación ilimitada de las componentes de ruido de alta frecuencia. Por ello, es más adecuado utilizar una función de transferencia con un polo a frecuencia alta, con el que se limita la respuesta a frecuencias superiores a las de interés.

$$G(s) = \frac{k p s}{s + p}$$



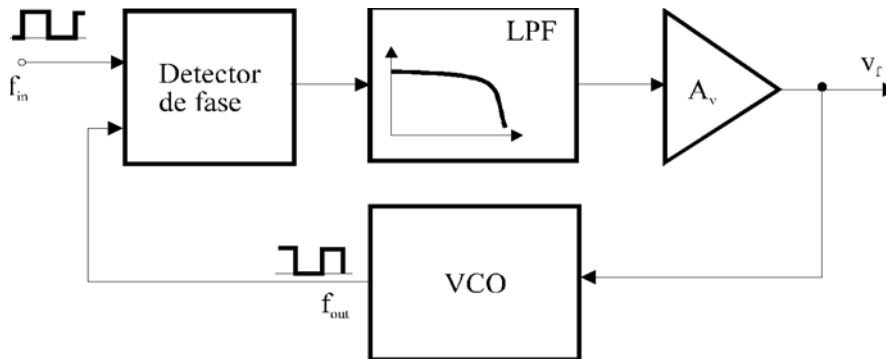
En la siguiente figura se muestra un convertidor F-V, basado en esta configuración. En la siguiente figura se muestra un convertidor F-V, basado en esta configuración. En la siguiente figura se muestra un convertidor F-V, basado en esta configuración.



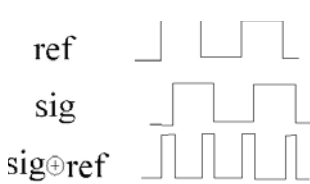
$$\text{Si } C_p R_p \ll \frac{1}{f_{\max}} \implies v_F = 2 \pi V_s R_p C_d f$$

## Circuito de control de fase PLL

Si se dispone de un VCO lineal, se puede incorporar dentro de un bucle de control de fase, que obligue al VCO a oscilar de forma síncrona con la señal de entrada. La entrada que se genera en el bucle como entrada del VCO, es una tensión proporcional a la frecuencia de entrada.

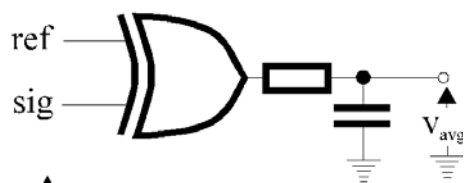


En la figura se muestra una configuración básica de un circuito PLL. El detector de fase compara las frecuencias de la señal de entrada con la generada por el VCO. Si ambas difieren, la señal de error de fase convenientemente filtrada y amplificada, es utilizada para modificar la entrada del VCO, de forma que este reduzca la diferencia. Este proceso evoluciona, hasta que la frecuencia del VCO converge hacia la frecuencia de entrada, terminando por sincronizarse ambas. Esto ocurrirá, solo si el filtro y la ganancia introducidos, son los adecuados para que el circuito de control realimentado que es el PLL sea estable. Si el VCO es lineal, y su frecuencia de salida es una función lineal de la tensión de control,

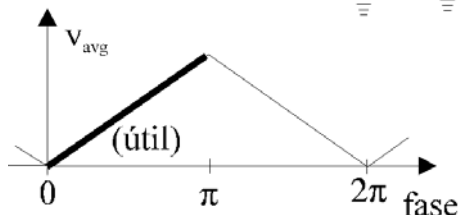


$$f_{VCO} = k v_c$$

el circuito PLL en su conjunto se comportará como un convertidor V-F, con una función de transferencia, justamente la inversa de la del VCO,



$$v_f = \frac{1}{k} f_e$$



Un implementación sencilla del circuito comparador de fase, es una simple puerta OR-Exclusiva, seguida por un filtro de paso bajo.

**7.8 CONVERSION TIEMPO-TENSION**  
**7.9 CONVERSION TENSION-TIEMPO**