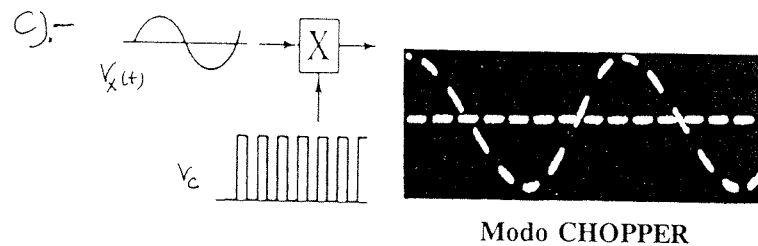
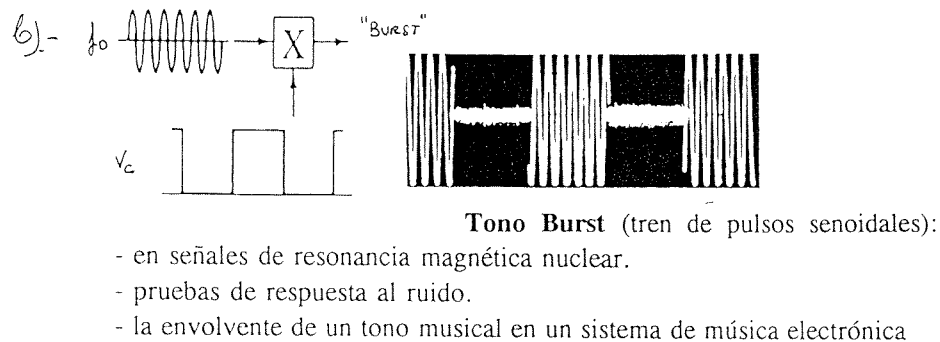
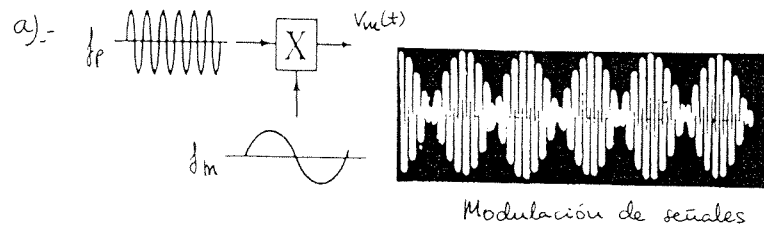


MULTIPLICADORES Y SUS APLICACIONES.

Los multiplicadores juegan un papel muy importante en diferentes campos de la electrónica, sobre todo en instrumentación por su aplicación en el control y procesado de señales. Por ejemplo, una onda senoidal puede modular una variable física mediante la amplitud de otra senoide fijada por una segunda señal, la cual podría ser una tensión continua procedente de otra variable física o de un ordenador. Aquí el multiplicador actúa como atenuador de tensión controlado, también llamado control de volumen.



Otros ejemplos de aplicaciones en instrumentación son:

- **El espectrofotómetro.** En la medida de la absorción de la luz por un material, la luz transmitida debe ser regulada por la intensidad de la luz incidente para eliminar fluctuaciones. Un multiplicador puede efectuar esta regulación.

- **Conversor rms de precisión.** La mayoría de los circuitos que miden ac rectifican la señal, y miden el valor medio $\langle |V| \rangle$. Este no es el verdadero valor rms (valor eficaz), igual a la raíz cuadrada de $\langle V^2 \rangle$, puesto que sólo coinciden en el caso de ondas senoidales simples. Los medidores tradicionales del verdadero valor rms están basados en el efecto Joule por ser proporcional a $\langle V^2 \rangle$, usando transductores termoacopladores; un voltímetro de este tipo resulta muy caro. La medida del verdadero valor rms puede obtenerse fácilmente utilizando un circuito analógico formado por multiplicadores que proporcionen el cuadrado y la raíz cuadrada.

- **Vector de tensión.** Cuando una red contiene elementos equivalentes a capacidades o conductancias su función de transferencia no es un número real, teniendo un módulo y una fase (medidas con respecto a la fuente), o lo que es lo mismo, un vector de dos componentes. Los multiplicadores pueden ser usados para obtener las fases de las señales de entrada y salida, o medir el verdadero valor del módulo y la fase de la señal.

- **Simulación analógica.** Muchos de los sistemas complejos no pueden ser resueltos por métodos lineales. En problemas de electromagnetismo o mecánica cuántica es usual encontrar un término equivalente a la energía total multiplicada por la función de onda:

$$H \psi(r) = E \psi(r)$$

donde H es el operador Hamiltoniano, E es la energía total de la partícula y $\psi(r)$ la función de onda. Cuando dos o más operaciones lineales están relacionadas se precisa un multiplicador. Mediante el multiplicador analógico se puede operar también en el dominio de la ecuaciones diferenciales no lineales.

PARÁMETROS Y TERMINOLOGÍA.

Número de cuadrantes.

Este término indica el signo permitido de las variables de entrada:

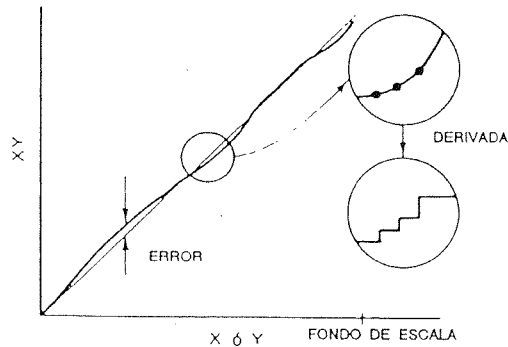
1 cuadrante: $V_x > 0$ y $V_y > 0$.

2 cuadrantes: $V_x > 0$ y $V_y > 0$, ó, $V_x < 0$ y $V_y < 0$.

4 cuadrantes: $V_x > 0$ y $V_y < 0$.

Linealidad.

Hay que tener en cuenta que existen dos tipos de linealidad o exactitud: exactitud estática y exactitud dinámica o respuesta frecuencial.

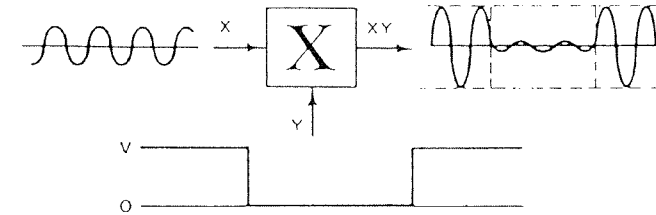


a).- **Exactitud estática:** este término nos indica el porcentaje del margen en el que diferirá la respuesta del multiplicador real de la ideal, mientras las entradas estén dentro de los límites normales; dicho porcentaje se especifica sobre el valor del *fondo de escala* o el *rango de Y*

b).- **Exactitud dinámica:** este término especifica el ancho de banda del multiplicador, limitado por la frecuencia donde la respuesta de salida cae 3 dB respecto a la nominal. Esto es una medida de la velocidad del multiplicador; aunque hay que tener en cuenta que pueden producirse errores de fase muy importantes antes de que la frecuencia de -3 dB sea alcanzada.

Feedthrough.

Por este término se entiende la fuga o pérdida de la señal de entrada de paso a la salida, cuando la otra señal de entrada es cero.



Factores de escala.

Normalmente suponemos que operadores de tipo general de señales analógicas pueden ser capaces de acomodar señales analógicas con un margen de ± 10 V.; similarmente, su margen de salida es típicamente de ± 10 V. Así, consideraciones sobre la *escala de amplitud* deben ser utilizadas al seleccionar los anteriores factores de ganancia K_m y K_d .

a).- $x \cdot y$:

La elección adecuada para el factor de ganancia del multiplicador es bastante obvia: Si el margen de señal analógica es $\pm E$, entonces el multiplicador debe realizar

$$v_m = \frac{v_1 v_2}{E} \Rightarrow \begin{cases} K_m = 1/E. \text{ Esto asegura que} \\ |v_0| \leq E \end{cases}$$

b).- x/y :

En el caso de un divisor, la elección del factor de ganancia k_d no es tan obvio; es dependiente del margen anticipado de los valores de las entradas, en particular de la magnitud mínima de la señal del divisor v_2 .

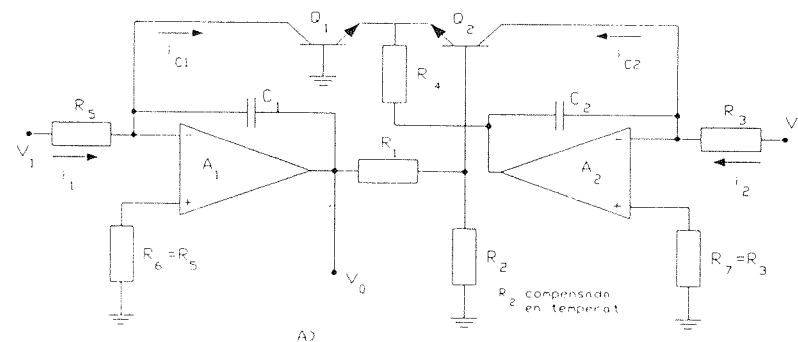
Típicamente para un sistema analógico de 10 V

$$v_d = 10 \frac{v_1}{v_2} \Rightarrow |v_1| \leq 10 \text{ y } 1V \leq v_2 \leq 10V$$

MÉTODOS DE IMPLEMENTACIÓN.:

La multiplicación analógica puede hacerse de varias formas; desde la multiplicación de un solo cuadrante que utiliza la técnica de implementación logarítmica, que es la más sencilla, al empleo de técnicas más complejas como son:

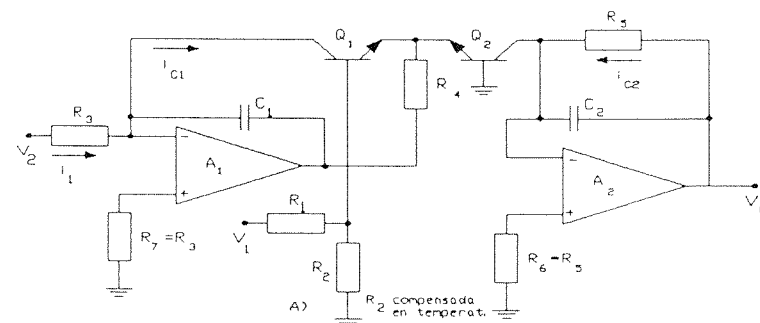
1. Método de cuadrante cuadrado (generación de funciones mediante diodos).
2. Método de modulación de altura y anchura del pulso con división temporal.
3. Método de cociente de corrientes (transconductancia variable).



B)

$$V_0 = -K_1 L_n \frac{K_2 V_1}{V_2}$$

Circuito logarítmico práctico.



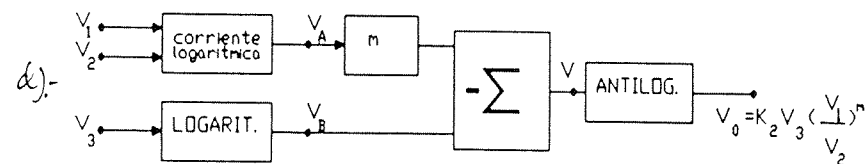
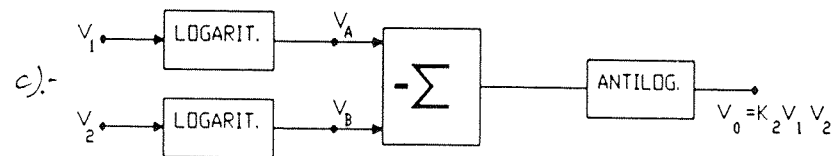
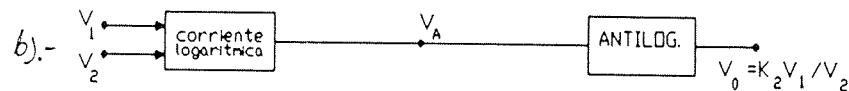
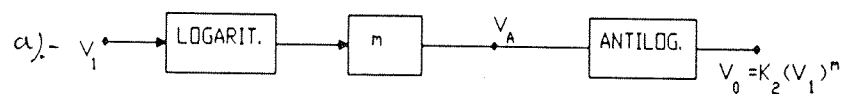
B)

$$V_0 = K_1 V_2 e^{-K_2 V_1}$$

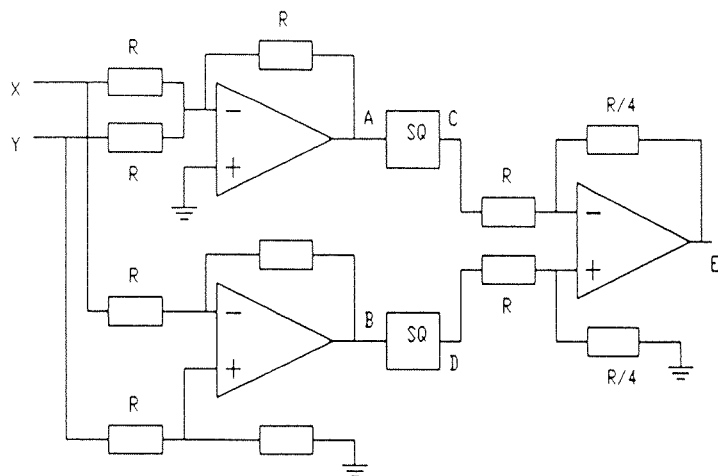
Circuito Antilogarítmico práctico

1.- Método basado en la f. det. del diodo: $I_d \approx I_s e^{V_d/V_T}$

Funciones {log-anti-log}



Diagramas de bloques de circuitos combinados Log-Antilog.



Multiplicador mediante cuadrante al cuadrado.

2.- Multiplicador por modulación de ancho de pulso. :

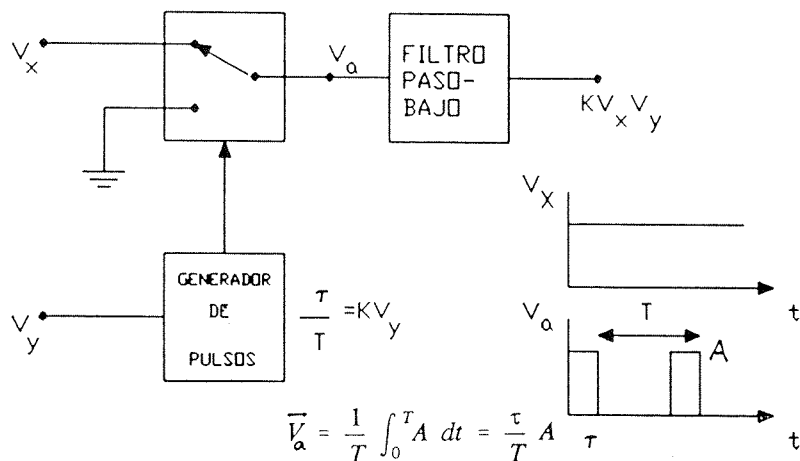


Diagrama de bloques de un multiplicador por ancho de pulso.

3.- Multiplicador de Transconductancia. :

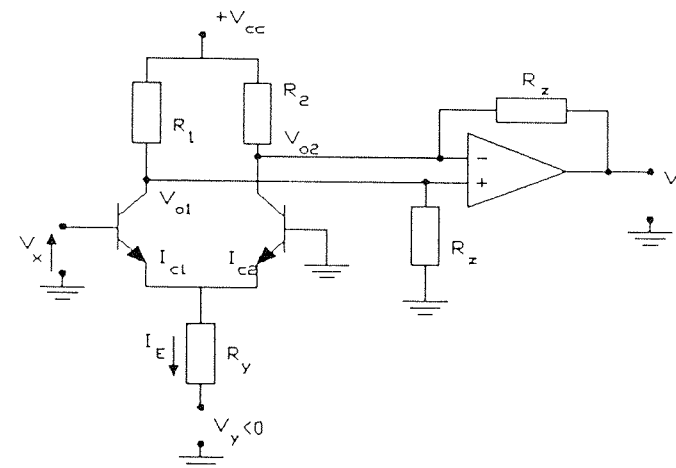
$$I_c = I_s \left(e^{\frac{V_{be}}{V_T}} - 1 \right)$$

I_s : corriente de fuga ($< 10^{-12}$ A a 300°K)
 V_T : tensión térmica.

En señal:

$$\frac{dI_c}{dV_{be}} = I_s \frac{1}{V_T} e^{V_{be}/V_T} = \frac{I_c}{V_T} \Rightarrow \begin{cases} \text{TRANSCONDUCTANCIA:} \\ g_m = I_c / V_T \end{cases}$$

Circuito básico de un multiplicador de Transconductancia.



$$\left. \begin{aligned} I_{R_1} &= \frac{V_{cc} - V_{o1}}{R_1} = I_{c1} + \frac{V_{o1}}{R_z} \\ I_{R_2} &= \frac{V_{cc} - V_{o2}}{R_2} = I_{c2} + \frac{V_{o2} - V_o}{R_z} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{Además, se cumple:} \\ &V_{o1} = V_{o2} \\ &\Downarrow \\ &I_{c1} + \frac{V_{o1}}{R_z} = I_{c2} + \frac{V_{o2} - V_o}{R_z} \end{aligned}$$

por tanto:

$$V_o = R_z (I_{c_2} - I_{c_1}) = R_z \Delta I_c$$

Además:

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{c_1}}{I_{c_2}} &= e^{(V_{be_1} - V_{be_2}) / V_T} \\ V_x &= V_{be_1} - V_{be_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} I_{c_1} - I_{c_2} &= \frac{e^{V_x / V_T} - 1}{e^{V_x / V_T} + 1} I_E \\ \Downarrow \\ I_{c_1} - I_{c_2} &= I_E \tanh \frac{V_x}{2 V_T} !!! \end{aligned}$$

desarrollando en serie de potencias hasta cuarto orden da:

$$I_{c_1} - I_{c_2} = I_E \left[\frac{V_x}{2 V_T} - \frac{V_x^3}{24 V_T^3} \right]$$

pudiendo despreciar el segundo término, y hacer la siguiente aproximación, siempre que se cumpla que $|V_x| < V_T$, (**primera condición**),

$$I_{c_1} - I_{c_2} \approx I_E \frac{V_x}{2 V_T} \quad (3.61)$$

además como $V_E = -V_{BE2}$, cuando $|V_y| \gg V_{BE}$, (**segunda condición**), entonces se cumple que la corriente total de los emisores, que pasará a través de la fuente de corriente será solo función de la señal de entrada V_y , según podemos ver en la siguiente ecuación:

$$I_E = \frac{V_E - V_y}{R_y} \approx - \frac{V_y}{R_y} \quad (3.62)$$

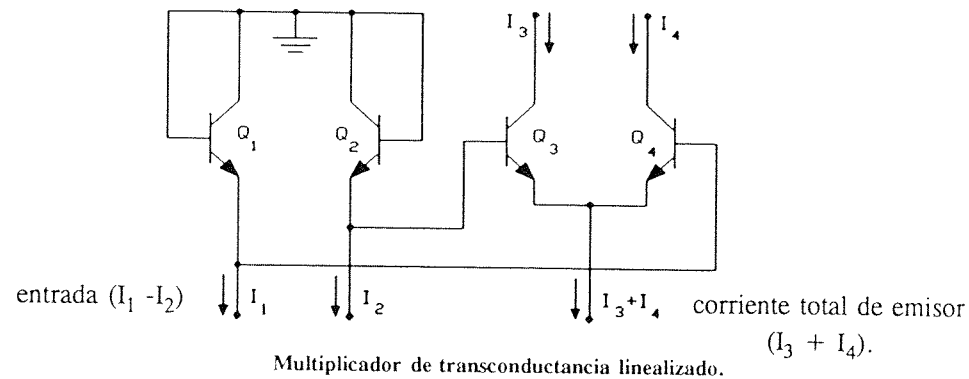
sustituyendo esta ecuación (3.62) en la ecuación (3.61), se obtiene que la diferencia de las corrientes de colector será directamente proporcional al producto de las dos señales de entrada V_x y V_y , siendo la constante $2R_y V_T$ el llamado factor de escala, dependiente de la temperatura.

$$I_{c_1} - I_{c_2} \approx \frac{V_y V_x}{2 R_y V_T}$$

Inconvenientes. Las limitaciones que presenta este circuito son:

1. La señal de entrada V_y no puede ser muy pequeña, para que se cumpla la 2ª condición $|V_y| \gg V_{BE}$,
2. La corriente I_E debe ser grande para permitir mayor margen dinámico de las corrientes de colector I_{c1} e I_{c2} .
3. Para que el amplificador diferencial se comporte lo más ideal posible interesa conectar el emisor a una fuente de corriente. Esto se soluciona empleando un convertidor $V \Rightarrow I$.
4. La entrada Y, es decir V_y , debe ser negativa para polarizar correctamente el circuito (V_y). Esto implica **multiplicador de dos cuadrantes**.
5. Para que su respuesta sea lo más lineal posible y los errores sean despreciables es necesario que la señal de entrada X cumpla la 1ª condición $|V_x| < V_T$. Esto hace necesario en muchas ocasiones el reducir la entrada utilizando un divisor de tensiones.
6. La tensión de salida presenta deriva con la temperatura debido a la presencia del término V_T .

Método de Gilbert. Multiplicador de cuatro cuadrantes.



$$V_{be1} + V_{be4} = V_{be2} + V_{be3}$$

$$V_{be3} - V_{be4} = V_{be1} - V_{be2}$$

$$V_{be1} - V_{be2} = V_T \ln(I_1/I_2)$$

$$V_{be3} - V_{be4} = V_T \ln(I_3/I_4)$$

\Rightarrow

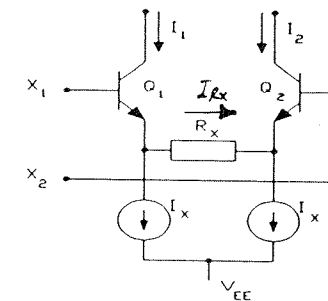
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_3}{I_4}$$

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

Nota:
 $\hat{R} \frac{A}{B} = \frac{C}{D} = m$
 \downarrow
 $\frac{A-B}{C-D} = \frac{A+B}{C+D}$

En la práctica las señales de entrada al multiplicador son señales de tensión, V_x y V_y , utilizando dos convertidores $V \Rightarrow I$ para obtener $(I_1 - I_2)$ y $(I_3 - I_4)$. La señal de salida $(I_3 - I_4)$ se aplica también a un convertidor $V \Rightarrow I$ para obtener un voltaje de salida V_o . Por otra parte, el circuito opera en dos cuadrantes, puesto que la corriente de emisor ($I_3 + I_4$) solo puede fluir en un sentido; pudiendo fácilmente conseguir garantizar la operación en los cuatro cuadrantes con sólo duplicar la célula básica.

Para completar el análisis del multiplicador de transconductancia de cuatro cuadrantes, bastará con examinar el convertidor $V \Rightarrow I$ de la fig.



despreciando las corrientes de base, y aplicando las leyes de Kirchoff,

$$I_1 = I_x + I_{Rx}$$

$$I_2 = I_x - I_{Rx}$$

y por tanto,

$$I_1 - I_2 = 2I_{Rx}$$

$$I_{Rx} = (V_{e1} - V_{e2})/R_x$$

$$I_1 - I_2 = 2 \frac{V_{e1} - V_{e2}}{R_x}$$

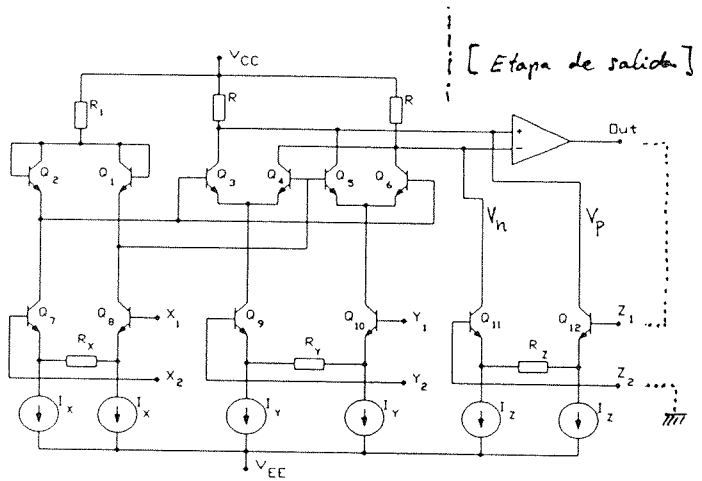
Además:

$$V_{e1} - V_{e2} = (X_1 - X_2) - (V_{be1} - V_{be2}) = X_1 - X_2 - V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$$

$$\Rightarrow I_1 - I_2 = \frac{2}{R_x} (X_1 - X_2) - \frac{2V_T}{R_x} \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) \quad < Ec. C >$$

Si el multiplicador esta bien diseñado el último término es del orden del 1% de los anteriores, por lo tanto se puede ignorar para hacer una primera aproximación,

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_x} (X_1 - X_2)$$



Multiplicador de cuatro cuadrantes.

$$\left. \begin{aligned} I_1 + I_2 &= 2I_x \\ I_3 + I_4 &= I_9 \\ I_5 + I_6 &= I_{10} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left. \begin{aligned} I_3 - I_4 &= \frac{X_1 - X_2}{R_x I_x} I_9 \\ I_6 - I_5 &= \frac{X_1 - X_2}{R_x I_x} I_{10} \\ I_{10} - I_9 &= \frac{2}{R_y} (Y_1 - Y_2) \end{aligned} \right\} \rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = 2 \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{R_x I_x R_y}} \quad \text{< Ec. A >}$$

Adeuans, en la etapa de salida (OP)

$$V_p = V_{CC} - R(I_3 + I_5 + I_{12}) \quad \downarrow$$

$$V_n = V_p \Rightarrow I_3 + I_5 + I_{12} = I_4 + I_6 + I_{11} \quad \Rightarrow$$

$$V_n = V_{CC} - R(I_4 + I_6 + I_{11}) \quad \downarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = I_{12} - I_{11} = \frac{2}{R_z} (Z_1 - Z_2)} \quad \text{< Ec. B >}$$

$$Z_1 - Z_2 = K (X_1 - X_2) (Y_1 - Y_2)$$

siendo $K = R_z / (R_y R_x I_x)$, el factor de escala. Por lo general, se eligen los componentes para que $K = 1 / (10 \text{ V})$.

Una de las causa principales del error de linealidad, es el término logarítmico que se ha despreciado en primera aproximación en la ecuación < Ec. C >; este error queda compensado al incluir el convertidor V-I, formado por Q_{11} y Q_{12} , en el camino de realimentación. Estos multiplicadores se encuentran disponibles en el mercado como CIs multiplicadores monolíticos; los más típicos son el AD534 y el AD532 de Analog Devices, y el MPY100 y el MPY600 de Burr-Brown.

AD532.

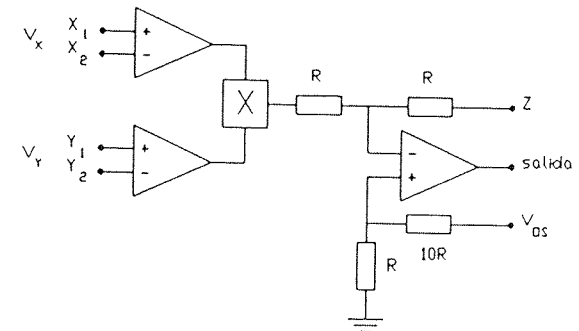
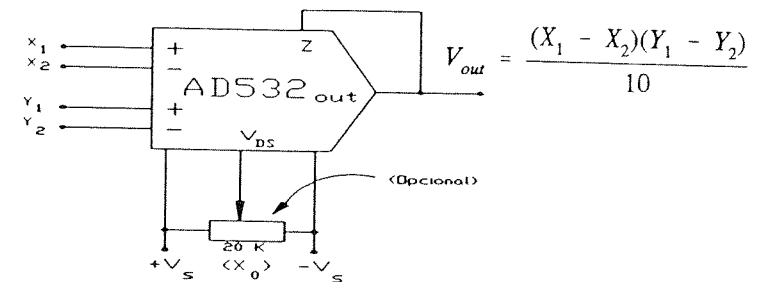


Diagrama de bloques del multiplicador integrado AD532.



CI AD532 usado como multiplicador.

AD534. (Precio a X11-95 = 27 \$ \approx 3240 pts.)

El AD534 es un multiplicador de cuatro cuadrantes de dos señales de entrada diferenciales, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura.

En ella se observan dos bloques de tensión de entrada diferencial que están acopladas a la célula multiplicadora básica de transconductancia; su salida esta conectada a la etapa amplificadora; la cual cerrará su lazo de realimentación por diferentes caminos en función de la operación deseada. Difiere del AD532 al llevar incluido una referencia interna de tensión, que se encarga también de mantener la polarización del circuito estable, consiguiendo mayor precisión.

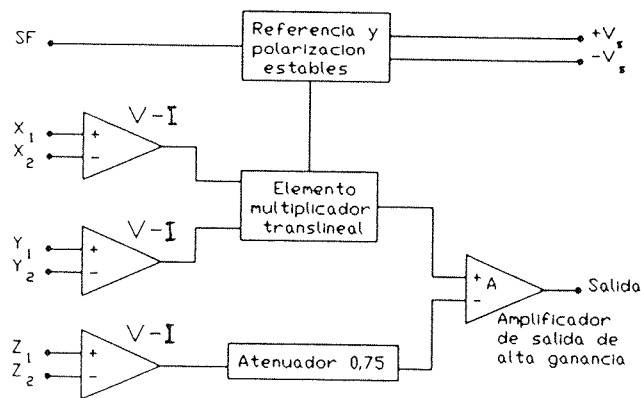
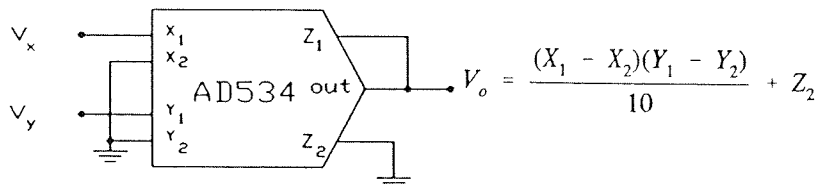


Diagrama de bloques del AD534.

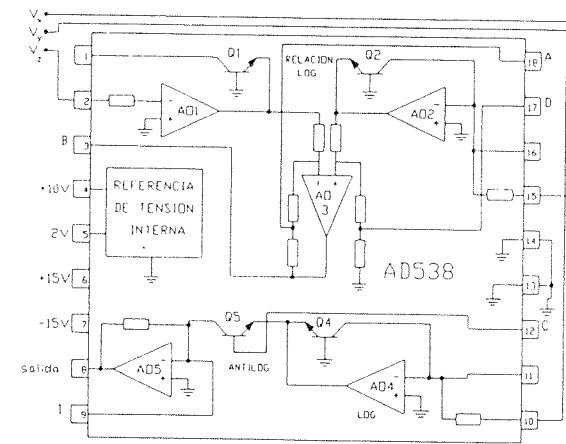


CI AD534 como multiplicador.

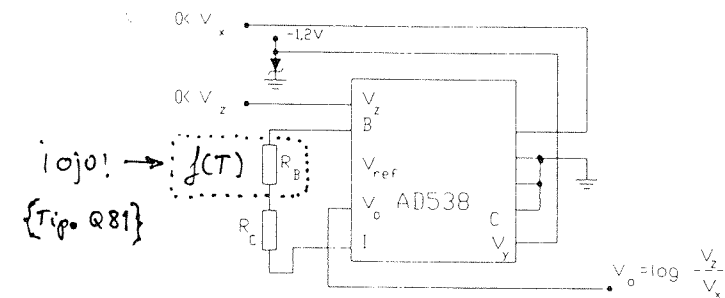
$$V_o = \frac{V_x V_y}{10}$$

AD538. (Precio a X11-95 = 38 \$ \approx 4.500 pts.)

Los circuitos logarítmico y antilogarítmico, son muy complejos por la cantidad de componentes que necesitan para lograr una función dada con suficiente precisión. Un CI multifunción es el AD538 de Analog Devices, el cual es un dispositivo fácilmente controlable, y utilizable para varias aplicaciones de tipo logarítmico, así como diversas funciones matemáticas.



CI multifunción AD538

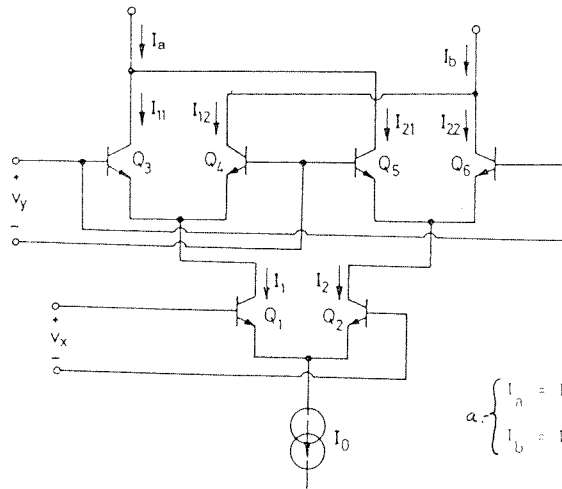


CI multifunción usado como logaritmo del cociente de las señales de entrada.

$$V_B = K (\log V_x - \log V_z) = K \log \frac{V_x}{V_z}$$

MODULADORES BALANCEADOS (con CÉLULAS GILBERT):

(Menor precisión \leftrightarrow menor coste.)



$$a. \begin{cases} I_a = I_{11} + I_{21} \\ I_b = I_{12} + I_{22} \end{cases}$$

$$b. \begin{cases} g_{m0} = \frac{q \alpha I_0}{2KT} = \frac{I_{CQ}}{V_T} \end{cases}$$

Si todos los transistores del circuito son idénticos:

$$i_1 = g_{m0} \cdot v_x$$

$$i_2 = -g_{m0} \cdot v_x$$

Denominando con letras minúsculas las señales alternas será

$$i_1 = \frac{I_0}{2} + i_1$$

$$i_2 = \frac{I_0}{2} + i_2$$

La transconductancia de los otros dos diferenciales será

$$g_{m1} = \frac{q \alpha I_0}{4KT} + \frac{q \alpha}{2KT} i_1$$

$$g_{m2} = \frac{q \alpha I_0}{4KT} + \frac{q \alpha}{2KT} i_2$$

y por tanto

$$i_{11} = g_{m1} \cdot v_y$$

$$i_{21} = -g_{m2} \cdot v_y$$

$$i_{12} = -g_{m1} \cdot v_y$$

$$i_{22} = g_{m2} \cdot v_y$$

y las corrientes de salida serán

$$\begin{aligned} i_a &= i_{11} + i_{21} = \\ &= (g_{m1} - g_{m2}) v_y = \\ &= \left(\frac{q \alpha}{2KT} \right)^2 \cdot I_0 \cdot 2 v_x \cdot v_y \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_b &= i_{12} + i_{22} = \\ &= (g_{m2} - g_{m1}) v_y = \\ &= - \left(\frac{q \alpha}{2KT} \right)^2 \cdot I_0 \cdot 2 v_x \cdot v_y \end{aligned}$$

APLICACIONES.-

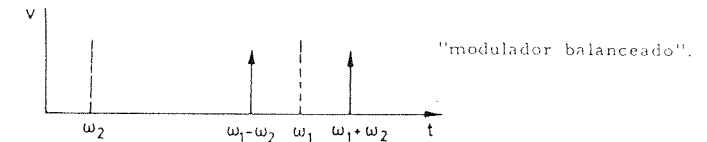
Supongamos que se aplican las señales

$$v_x = V_x \cdot \sin(\omega_1 t + \phi_1)$$

$$v_y = V_y \cdot \sin(\omega_2 t + \phi_2)$$

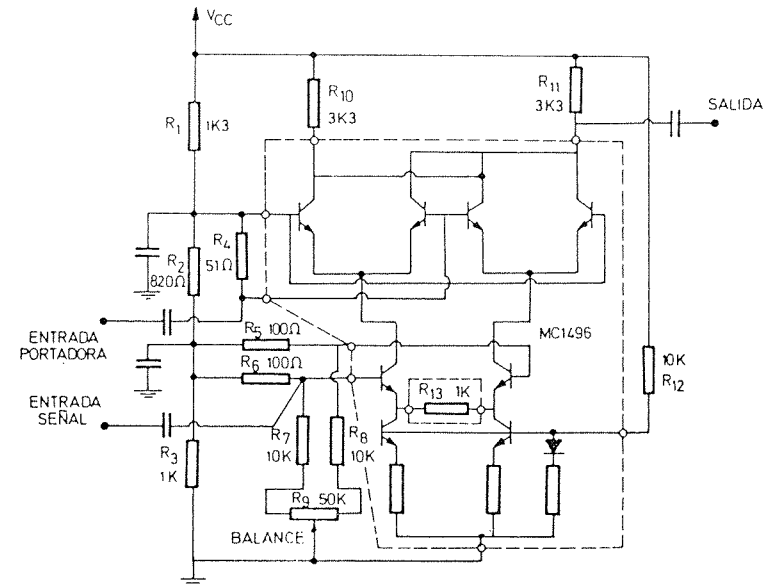
La salida será

$$\begin{aligned} v_o &= K \cdot v_x \cdot v_y = \frac{K}{2} \cdot V_x \cdot V_y \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1 - \phi_2] - \\ &\quad - \frac{K}{2} V_x V_y \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \phi_1 + \phi_2] \end{aligned}$$



FUNCIONAMIENTO.-

Las resistencias exteriores R_1 , R_2 y R_3 forman un divisor de tensión para polarizar adecuadamente las entradas. La señal y la portadora se aplican en modo asimétrico encontrando impedancias respectivas de 100 y de 51 ohmios. El potenciómetro de balance equilibra las asimetrías hasta lograr que los vestigios de portadora a la salida estén suprimidos al máximo. La salida, también asimétrica, se toma de uno de los colectores. La resistencia R_{13} ajusta la corriente de la fuente.



T4-M18/20

T4-M19/20



Price X11-1995 { 1496 = 1'8 \$ ≈ 216 pcs
1596 = 4'6 \$ ≈ 552 pcs.

LM1596/LM1496 Balanced Modulator-Demodulator

General Description

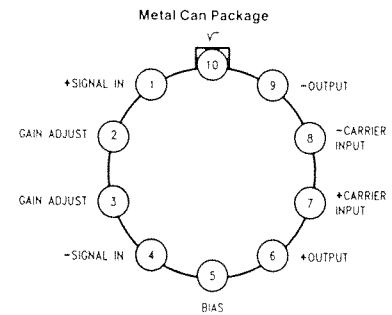
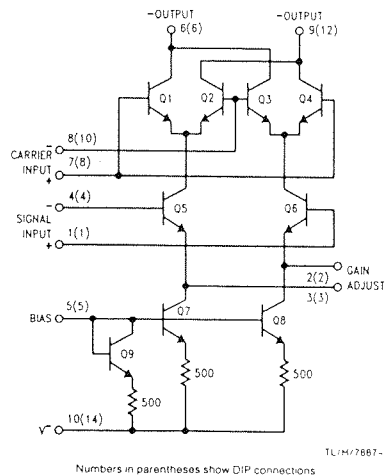
The LM1596/LM1496 are doubled balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

- Excellent carrier suppression
65 dB typical at 0.5 MHz
50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

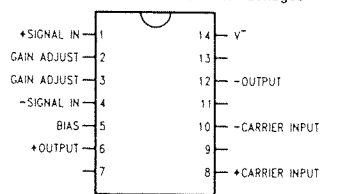
Schematic and Connection Diagrams



Top View

Note: Pin 10 is connected electrically to the case through the device substrate.
Order Number LM1496H or LM1596H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line and Small Outline Packages



Order Number LM1496N or LM1596N
See NS Package Number M14A or N14A

Absolute Maximum Ratings

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

Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	$\pm 5.0\text{V}$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm (5 + I_5 R_0)\text{V}$
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Bias Current (I_5)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$
LM1496	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$

Soldering Information

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

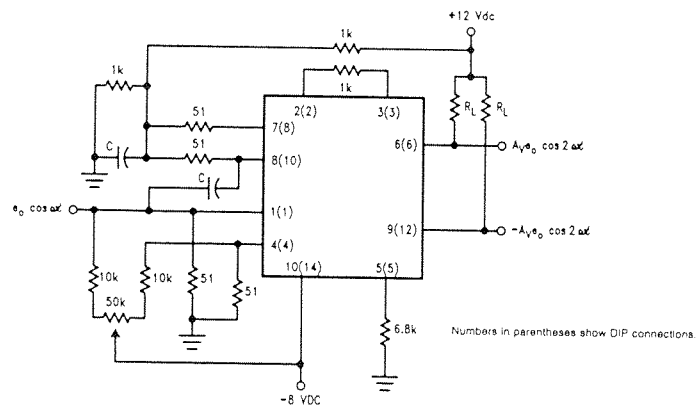
See AN-450 "Surface Mounting Methods and their effects on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified, see test circuit)

Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough	$V_C = 60\text{ mVrms sine wave}$ $f_C = 1.0\text{ kHz, offset adjusted}$	40			40			μVrms
	$V_C = 60\text{ mVrms sine wave}$ $f_C = 10\text{ kHz, offset adjusted}$	140			140			μVrms
	$V_C = 300\text{ mVpp square wave}$ $f_C = 1.0\text{ kHz, offset adjusted}$	0.04	0.2		0.04	0.2		mVrms
	$V_C = 300\text{ mVpp square wave}$ $f_C = 1.0\text{ kHz, offset adjusted}$	20	100		20	150		mVrms
Carrier Suppression	$f_S = 10\text{ kHz, 300 mVrms}$ $f_C = 500\text{ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted}$	50	65		50	65		dB
	$f_S = 10\text{ kHz, 300 mVrms}$ $f_C = 10\text{ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted}$	50			50			dB
Transadmittance Bandwidth	$R_L = 50\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60\text{ mVrms sine wave}$ $f_S = 1.0\text{ kHz, 300 mVrms sine wave}$	300			300			MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300\text{ mVrms sine wave}$ $V_7 - V_8 = 0.5\text{ Vdc}$	80			80			MHz
Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100\text{ mVrms, } f = 1.0\text{ kHz}$ $V_7 - V_8 = 0.5\text{ Vdc}$	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0\text{ MHz}$ $V_7 - V_8 = 0.5\text{ Vdc}$	200			200			k Ω
Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0\text{ MHz}$ $V_7 - V_8 = 0.5\text{ Vdc}$	2.0			2.0			pF
Single Ended Output Resistance	$f = 10\text{ MHz}$	40			40			k Ω
Single Ended Output Capacitance	$f = 10\text{ MHz}$	5.0			5.0			pF
Input Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$	12	25		12	30		μA
Input Bias Current	$(I_7 + I_8)/2$	12	25		12	30		μA
Input Offset Current	$(I_1 - I_4)$	0.7	5.0		0.7	5.0		μA
Input Offset Current	$(I_7 - I_8)$	0.7	5.0		0.7	5.0		μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$(-55^{\circ}\text{C} < T_A < +125^{\circ}\text{C})$ $(0^{\circ}\text{C} < T_A < +70^{\circ}\text{C})$	2.0			2.0			nA/ $^{\circ}\text{C}$ nA/ $^{\circ}\text{C}$
Output Offset Current	$(I_6 - I_9)$	14	50		14	60		μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current	$(-55^{\circ}\text{C} < T_A < +125^{\circ}\text{C})$ $(0^{\circ}\text{C} < T_A < +70^{\circ}\text{C})$	90			90			nA/ $^{\circ}\text{C}$ nA/ $^{\circ}\text{C}$

Typical Applications (Continued)

Broadband Frequency Doubler



The frequency doubler circuit shown will double low-level signals with low distortion. The value of C should be chosen for low reactance at the operating frequency. Signal level at the carrier input must be less than 25 mV peak to maintain operation in the linear region of the switching differential amplifier. Levels to 50 mV peak may be used with some distortion of the output waveform. If a larger input signal is available a resistive divider may be used at the carrier input, with full signal applied to the signal input.

TL/H/7887-7

NE/SA602
Double-Balanced Mixer and Oscillator

Product Specification

DESCRIPTION

The SA/NE602 is a low-power VHF monolithic double-balanced mixer with input amplifier, on-board oscillator, and voltage regulator. It is intended for high performance, low power communication systems. The guaranteed parameters of the SA602 make this device particularly well suited for cellular radio applications. The mixer is a "Gilbert cell" multiplier configuration which typically provides 18dB of gain at 45MHz. The oscillator will operate to 200MHz. It can be configured as a crystal oscillator, a tuned tank oscillator, or a buffer for an external L.O. The noise figure at 45MHz is typically less than 5dB. The gain, intercept performance, low-power and noise characteristics make the SA/NE602 a superior choice for high-performance battery operated equipment. It is available in an 8-lead dual in-line plastic package and an 8-lead SO (surface-mount miniature package).

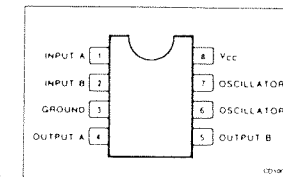
FEATURES

- Low current consumption: 2.4mA typical
- Excellent noise figure: < 5.0dB typical at 45MHz
- High operating frequency
- Excellent gain, intercept and sensitivity
- Low external parts count; suitable for crystal/ceramic filters
- SA602 meets cellular radio specifications

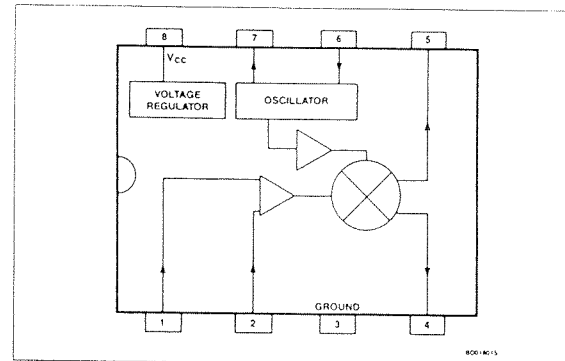
APPLICATIONS

- Cellular radio mixer/oscillator
- Portable radio
- VHF transceivers
- RF data links
- HF/VHF frequency conversion
- Instrumentation frequency conversion
- Broadband LANs

PIN CONFIGURATION



BLOCK DIAGRAM



Double-Balanced Mixer and Oscillator

NE/SA602

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE
8-Pin Plastic DIP	0 to +70°C	NE602N
8-Pin Plastic SO	0 to +70°C	NE602D
8-Pin Cerdip	0 to +70°C	NE602FE
8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C	SA602N
8-Pin Plastic SO	-40°C to +85°C	SA602D
8-Pin Cerdip	-40°C to +85°C	SA602FE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Maximum operating voltage	9	V
T_{STG}	Storage temperature	-65 to +150	°C
T_A	Operating ambient temperature range	0 to +70 -40 to +85	°C

AC/DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 6\text{V}$, Figure 1

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNIT
			Min	Typ	Max	
V_{CC}	Power supply voltage range		4.5		8.0	V
	DC current drain			2.4	2.8	mA
f_{IN}	Input signal frequency			500		MHz
f_{OSC}	Oscillator frequency			200		MHz
	Noise figured at 45MHz			5.0	6.0	dB
	Third-order intercept point	$RF_{IN} = -45\text{dBm}$ $f_1 = 45.0$ $f_2 = 45.06$		-15	-17	dBm
	Conversion gain at 45MHz		14	18		dB
R_{IN}	RF input resistance		1.5			k Ω
C_{IN}	RF input capacitance			3	3.5	pF
	Mixer output resistance	(Pin 4 or 5)		1.5		k Ω

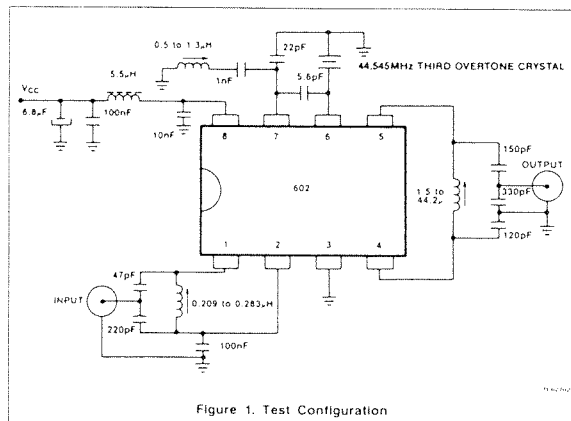


Figure 1. Test Configuration

DESCRIPTION OF OPERATION

The NE/SA602 is a Gilbert cell, an oscillator/buffer, and a temperature compensated bias network as shown in the equivalent circuit. The Gilbert cell is a differential amplifier (Pins 1 and 2) which drives a balanced switching cell. The differential input stage provides gain and determines the noise figure and signal handling performance of the system.

The NE/SA602 is designed for optimum low power performance. When used with the SA604 as a 45MHz cellular radio 2nd IF and demodulator, the SA602 is capable of receiving -119dBm signals with a 12dB S/N ratio. Third-order intercept is typically -15dBm (that is approximately +5dBm output intercept because of the RF gain). The system designer must be cognizant of this large signal limitation. When designing LANs or other closed systems where transmission levels are high, and small-signal or signal-to-noise issues not critical, the input to the NE602 should be appropriately scaled.

UH 7/13

Double-Balanced Mixer and Oscillator

NE/SA602

Besides excellent low power performance well into VHF, the NE/SA602 is designed to be flexible. The input, output, and oscillator ports can support a variety of configurations provided the designer understands certain constraints, which will be explained here.

The RF inputs (Pins 1 and 2) are biased internally. They are symmetrical. The equivalent AC input impedance is approximately 1.5k \parallel 3pF through 50MHz. Pins 1 and 2 can be used interchangeably, but they should not be DC biased externally. Figure 3 shows three typical input configurations.

The mixer outputs (Pins 4 and 5) are also internally biased. Each output is connected to the internal positive supply by a 1.5k Ω resistor. This permits direct output termination yet allows for balanced output as well. Figure 4 shows three single ended output configurations and a balanced output.

The oscillator is capable of sustaining oscillation beyond 200MHz in crystal or tuned tank configurations. The upper limit of operation is determined by tank "Q" and required drive levels. The higher the "Q" of the tank or the smaller the required drive, the higher the

permissible oscillation frequency. If the required L.O. is beyond oscillation limits, or the system calls for an external L.O., the external signal can be injected at Pin 6 through a DC blocking capacitor. External L.O. should be at least 200mV_{rms}.

Figure 5 shows several proven oscillator circuits. Figure 5a is appropriate for cellular radio. As shown, an overtone mode of operation is utilized. Capacitor C3 and inductor L1 suppress oscillation at the crystal fundamental frequency. In the fundamental mode, the suppression network is omitted.

Figure 6 shows a Colpitts varactor tuned tank oscillator suitable for synthesizer-controlled applications. It is important to buffer the output of this circuit to assure that switching spikes from the first counter or prescaler do not end up in the oscillator spectrum. The dual-gate MOSFET provides optimum isolation with low current. The FET offers good isolation, simplicity, and low current, while the bipolar transistors provide the simple solution for non-critical applications. The resistive divider in the emitter-follower circuit should be chosen to provide the minimum input signal which will assure correct system operation.

When operated above 100MHz, the oscillator may not start if the Q of the tank is too low. A 22k Ω resistor from Pin 7 to ground will increase the DC bias current of the oscillator transistor. This improves the AC operating characteristic of the transistor and should help the oscillator to start. 22k Ω will not upset the other DC biasing internal to the device, but smaller resistance values should be avoided.

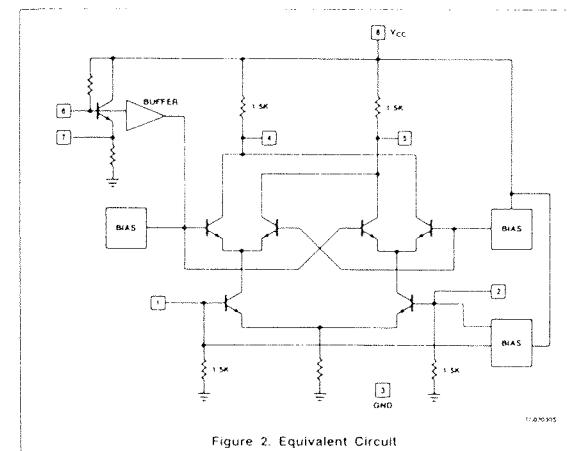


Figure 2. Equivalent Circuit

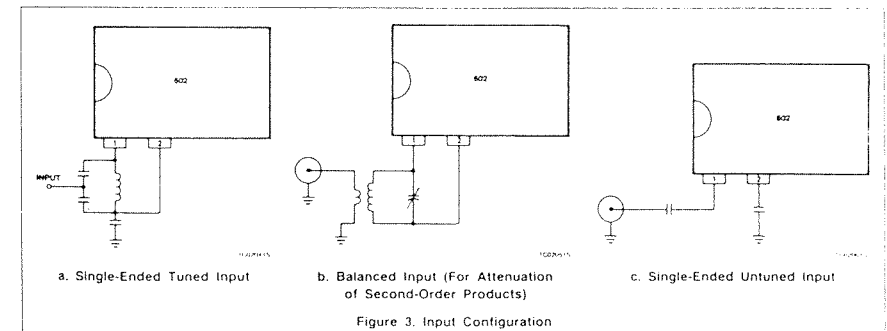
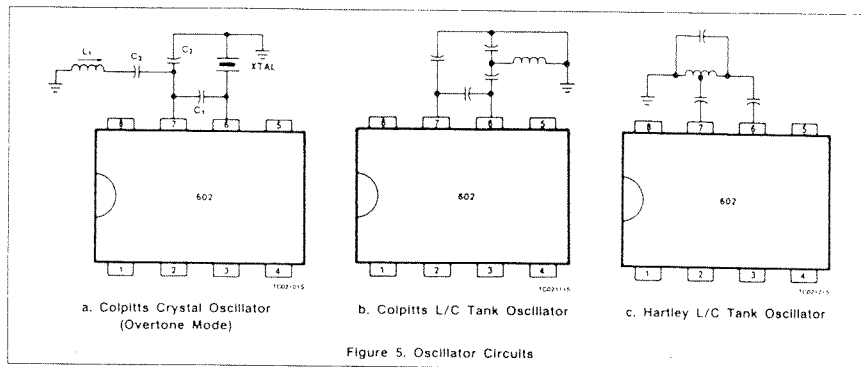
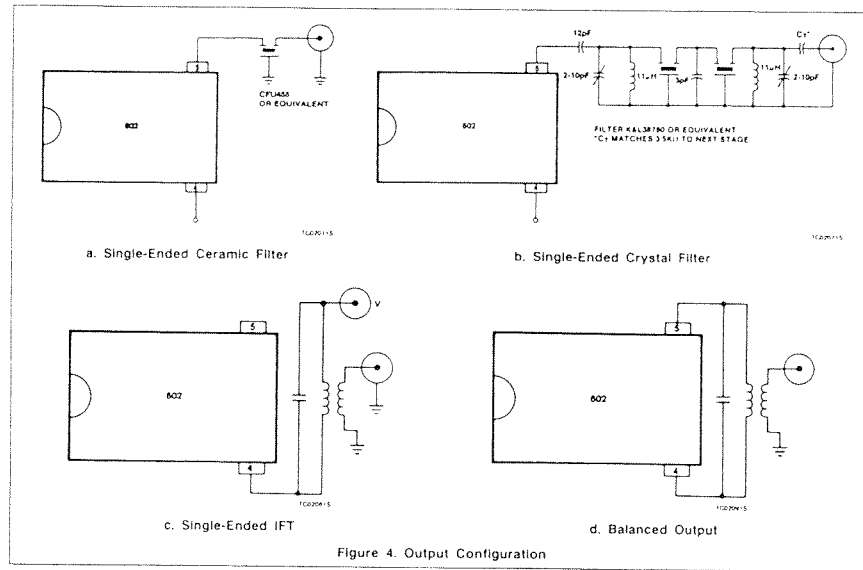


Figure 3. Input Configuration

UH 8/13

Double-Balanced Mixer and Oscillator

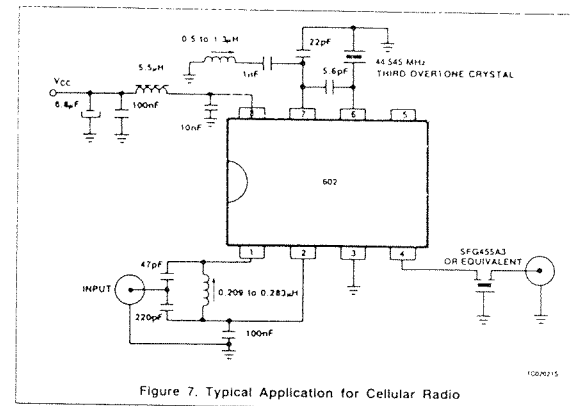
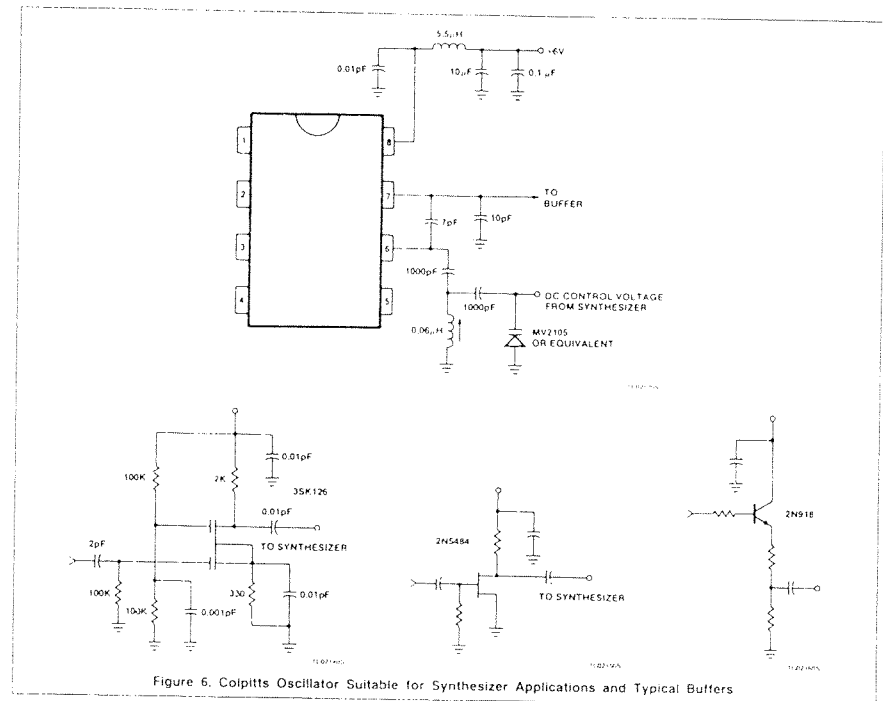
NE/SA602



UH9/13

Double-Balanced Mixer and Oscillator

NE/SA602



UH10/13

Double-Balanced Mixer and Oscillator

NE/SA602

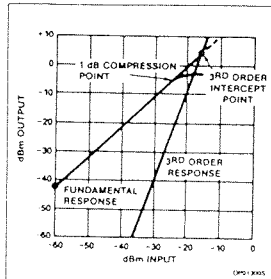


Figure 8. NE/SA602 Third-Order Intermod and 1dB Compression Point Performance

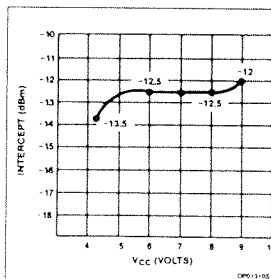


Figure 9. Input Third-Order Intercept Point vs Vcc

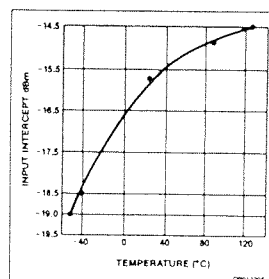


Figure 10. Third-Order Intercept Point vs Temperature

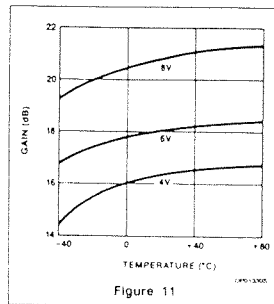


Figure 11

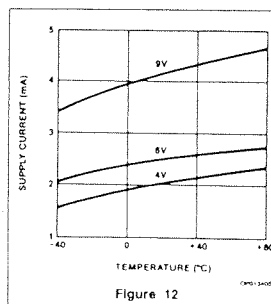


Figure 12

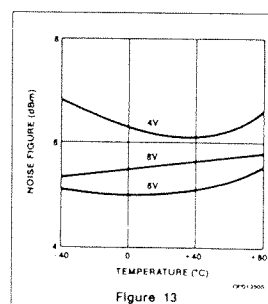


Figure 13



SL6654

LOWER POWER IF (AF CIRCUIT (WITH RSSI) FOR FM CELLULAR RADIO

The SL6654 is a complete single chip mixer/oscillator, IF amplifier and detector for FM cellular radio, cordless telephones and low power radio applications. It features an exceptionally stable RSSI (Received Signal Strength Indicator) output using a unique system of detection. Supply current is less than 2mA from a supply voltage in the range 2.5V to 7.5V.

FEATURES

- Low Power Consumption (1.5mA)
- Single Chip Solution
- Guaranteed 100MHz Operation
- Exceptionally Stable RSSI

APPLICATIONS

- Cellular Radio Telephones
- Cordless Telephones

QUICK REFERENCE DATA

- Supply Voltage 2.5V to 7.5V
- Sensitivity 3μV
- Co-Channel Rejection 7dB

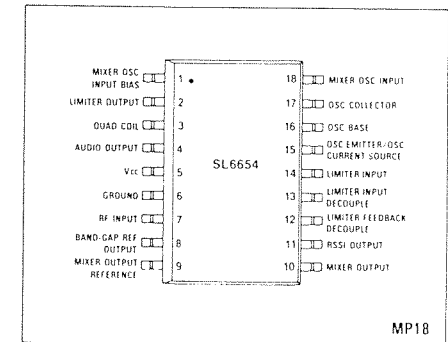


Fig 1 Pin connections (top view)

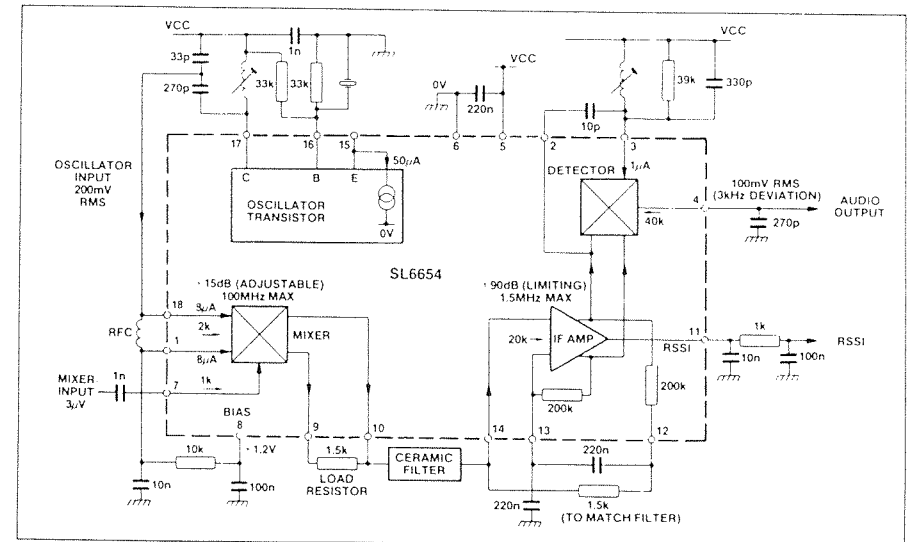


Fig 2 Block diagram

MH 11/13

MH 12/13

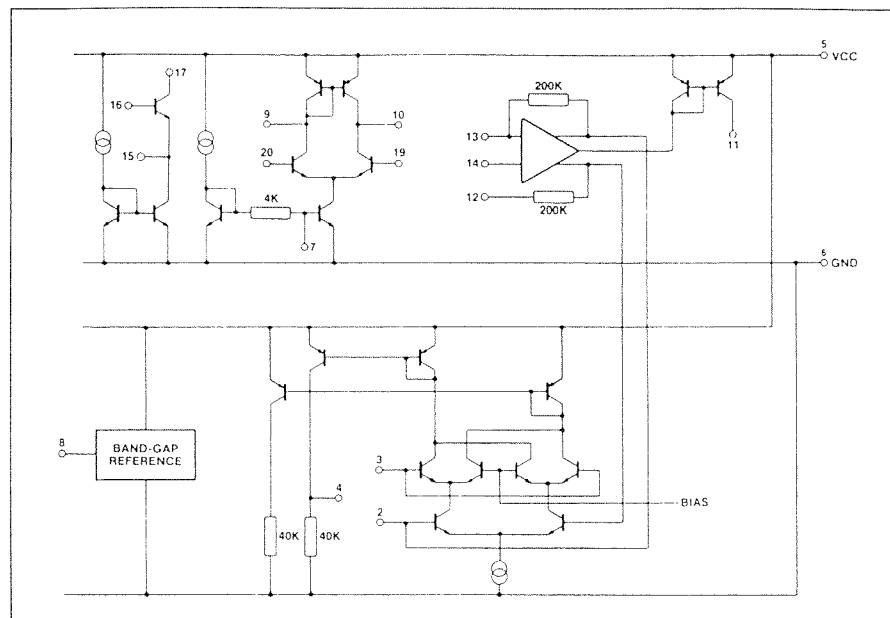


Fig 3 Internal schematic

GENERAL DESCRIPTION

The SL6654 is a very low power, high performance integrated circuit intended for IF amplification and demodulation in FM radio receivers. It comprises:

- A mixer stage for use up to 100MHz
- An uncommitted transistor for use as an oscillator
- A current sink for biasing this transistor
- A limiting amplifier operating up to 1.5MHz
- A quadrature detector with AF output
- An RSSI (Received Signal Strength Indicator) output

Mixer

The mixer is single balanced with an active load. Gain is set externally by the load resistor although the value is normally determined by that required for matching into the ceramic filter. It is possible to use a tuned circuit but an increase in mixer gain will result in a corresponding reduction of the mixer input intercept point.

The RF input is a diode-biased transistor with a bias current of typically 300µA. The oscillator input is differential but would normally be driven single-ended. Special care should be taken to avoid accidental overload of the oscillator input.

Oscillator

The oscillator consists of an uncommitted transistor with a current sink. The user should ensure that the design of

oscillator is suitable for the type of crystal and frequency required; it may not always be adequate to duplicate the design shown in this data sheet.

IF amplifier

The limiting amplifier is capable of operation to at least 1MHz and the input impedance is set by an external resistor to match the ceramic filter. Because of the high gain, pins 12 and 13 must be adequately bypassed.

Detector

A conventional quadrature detector providing audio output is fed internally from the IF amplifier; the quadrature input is fed externally using an appropriate capacitor and phase shift network.

RSSI output

The RSSI output is a current source with value proportional to the logarithm of the IF input signal amplitude. There is a small residual current due to noise within the amplifier (and mixer) but beyond this point there is a measured and guaranteed 70dB dynamic range. The typical range extends to 92dB, independent of frequency, and with exceptionally good temperature and supply voltage stability.