

The background of the entire cover is a detailed, high-magnification photograph of a microcircuit board. It shows a central black integrated circuit (chip) with numerous gold-colored pins extending from its edges. This central chip is surrounded by several large, rectangular, dark-colored components, likely heat sinks or other integrated circuits, which are also connected to the board's intricate network of gold-colored traces and pads. The overall color palette is dominated by the metallic gold of the board and the dark, almost black, tones of the components.

ARTHUR B. WILLIAMS

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Teoría y sus aplicaciones



SERIE DE CIRCUITOS INTEGRADOS

SERIE DE CIRCUITOS INTEGRADOS

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Teoría y sus Aplicaciones

9 MAR 1986

LIBRERIA N°

Acrónimos usados en el libro

CMRR	Common-Mode Rejection Ratio Relación de rechazo en modo común
DABP	Dual Amplifier Bandpass Pasabanda con doble amplificador
FSF	Frequency Scale Factor Factor de escala de frecuencia
MFBP	Multiple Feedback Bandpass Pasabanda de retroalimentación múltiple
PLL	Phase-Locked Loop Lazo de amarre por fase
PSRR	Power-Supply Rejection Ratio Relación de rechazo de fuente de alimentación
Q	Frequency Selectivity Factor Factor de selectividad de la frecuencia
THD	Total Harmonic Distortion Distorsión armónica total
VCCS	Voltage-Controlled Current Source Fuente de corriente controlada por voltaje
VCVS	Voltage-Controlled Voltage Source Fuente de voltaje controlada por voltaje

Contenido

Prefacio xvii

1. AMPLIFICADORES OPERACIONALES	1
1-1 Aspectos básicos de los amplificadores operacionales	1
1-1a El amp op ideal	1
Amplificador inversor	2
Amplificador no inversor	3
1-1b La ecuación de retroalimentación	4
1-1c Glosario	5
1-2 Parámetros de los amplificadores reales	6
1-2a Estructura del circuito del amplificador	6
1-2b Errores en amplificadores operacionales	7
Ganancia finita de lazo abierto	7
Impedancia de entrada y salida	9
Desbalances (<i>offsets</i>) de cc	10
Rechazo en modo común y en la fuente de alimentación	13
Ruido en el amplificador	13
Rapidez de respuesta	14
Ancho de banda del amplificador	15
Estabilidad en el amplificador	15
Margen de fase y de ganancia	16
Compensación en frecuencia	17
Medición de la estabilidad	18
1-3 Configuraciones de amplificador lineal	18
1-3a Amplificadores sumadores	18
Retroalimentación de tres resistores	20
1-3b Amplificadores diferenciales	20
1-3c Amplificadores de instrumentación	22
1-3d Integradores y diferenciadores	25
El integrador ideal	25
Integradores prácticos	26
Diferenciadores	27
1-3e Fuentes de corriente	28
Fuentes de corriente unipolares	29
Fuentes de corriente bipolares	30
Fuentes de corriente flotantes	31
1-4 Extensión de la operación	32
1-4a Amplificadores de potencias de salida	33
1-4b Extensión del ancho de banda	33

1-4c Empleo de una sola fuente de alimentación	34
1-5 Selección de amp op	35
1-5a Información mecánica	35
Encapsulado cerámico doble en línea	36
Encapsulado plástico doble en línea	37
Encapsulado cerámico plano	37
Encapsulado metálico	37
1-5b Amplificadores operacionales de uso general	37
1-5c Amplificadores operacionales con entrada IFET	37
1-5d Amplificadores operacionales con características especiales	41
2- Circuitos de funciones	53
2-1 Multiplicadores de cuatro cuadrantes	54
2-1a Análisis de los multiplicadores prácticos	54
2-1b División	58
2-1c Circuito de raíz cuadrada	59
2-1d Ajuste de los multiplicadores	60
2-1e Moduladores	63
2-1f Demoduladores	67
2-1g Detectores de fase	70
2-2 Generadores de forma de onda	71
2-2a Osciladores	73
Tipo de corriente constante	73
El multivibrador acoplado por emisor	76
2-2b Conformadores para onda senoidal	79
Método del punto de ruptura de diodo	79
Par acoplado por emisor	79
2-2c Parámetros de funcionamiento	81
2-2d Aplicaciones	81
Generación de FM	85
Frecuencia de portadora	85
Generación de FSK	85
Generadores de diente de sierra	87
Generación de AM	88
2-3 Convertidores de voltaje a frecuencia	89
2-4 Convertidores de frecuencia a voltaje	93
2-4a Indicaciones generales para el 4151	95
2-5 Circuitos de funciones con amplificadores operacionales	97
2-5a Rectificadores de precisión	97
2-5b Convertidores logarítmicos	99
3. Diseño de filtros activos mediante amplificadores operacionales	107

3-1 Selección del tipo de filtro	107
3-1a Escalado de frecuencia e impedancia	109
Normalización para un filtro pasabajos	111
Normalización para un filtro pasaaltos	112
Normalización para un filtro pasabanda	113
Filtros de rechazo de banda	117
Características transitorias	119
3-1b Características de las respuestas estándar	119
Butterworth	119
Chebyshev	112
Bessel	129
Función elíptica	129
3-2 Diseño de filtros pasabajos	131
3-2a Filtros sin ceros	131
Configuración de ganancia unitaria	132
Estructura VCVS con capacitores de igual valor	134
3-2b Filtros de función elíptica	137
Método de diseño empleando valores tabulados	137
Método de diseño empleando capacitores estándar	140
3-3 Filtros pasaaltos	142
3-3a Filtros pasaaltos sin ceros	142
3-3b Filtros pasaaltos de función elíptica	144
3-4 Filtros pasabanda	145
3-4a Transformación para pasabanda de los polos de pasabajos	147
Polos complejos	147
Polos reales	148
Ganancia de la sección	148
3-4b Sensibilidad	150
3-4c Configuraciones de pasabanda	151
Pasabanda de retroalimentación múltiple (MFBP)	151
Pasabanda con doble amplificador (DABP)	154
Configuración de estado variable	155
3-5 Filtros de rechazo de banda	157
3-5a Red ranura de tipo doble-T	158
3-5b Redes ranura sintonizables	159
3-6 Consideraciones para la selección del AMP OP	159
3-6a Ganancia de lazo abierto	161
3-6b Desfase del amplificador	162
3-6c Impedancia de entrada y de salida	162
3-6d Intervalo dinámico	163
3-7 Tablas para diseño de filtros	163

tabla 3-1 Coordenadas de los polos de los filtros Butterworth	164
tabla 3-2 Valores de los componentes de los filtros activos Butterworth pasabajos	164
tabla 3-3 Coordenadas de los polos de los filtros Chebyshev de 0.1 dB	165
tabla 3-4 Coordenadas de los polos de los filtros Chebyshev de 0.5 dB	165
tabla 3-5 Valores de los componentes de los filtros activos Chebyshev pasabajos de 0.1 dB	166
tabla 3-6 Valores de los componentes de los filtros activos Chebyshev pasabajos 0.5 dB	166
tabla 3-7 Coordenadas de los polos de los filtros Bessel	167
tabla 3-8 Valores de los componentes de los filtros activos Bessel pasabajos	167
tabla 3-9 Valores de los componentes de los filtros pasabajos de función elíptica	168

Índice	171
---------------	------------

Presentación de la serie de circuitos integrados

Seleccionar o diseñar un circuito integrado implica una ardua investigación bibliográfica, con mucho tiempo de por medio y la frustración muchas veces de no encontrar el dato buscado.

Dada esta necesidad nos dimos a la tarea de publicar una serie de CIRCUITOS INTEGRADOS, que incluyera la colección más completa de los circuitos integrados más conocidos y útiles.

Gracias a los diagramas prácticos de selección de dispositivos, el lector podrá comparar diferentes circuitos integrados pertenecientes a la misma familia para escoger el más adecuado.

Las configuraciones recomendadas llevan a las soluciones más prácticas y rentables para los problemas de diseño con que nos encontramos más a menudo.

La serie está formada por cuatro libros; en cada uno se trata una familia diferente de circuitos integrados; así la información referente a un circuito podrá encontrarse con rapidez y facilidad.

Escrita por reconocidos expertos en las diversas familias de circuitos, esta serie se orienta a las aplicaciones y abarca los siguientes temas:

- Libro 1: Amplificadores operacionales, circuitos de función y diseño de filtros activos mediante amplificadores operacionales.
- Libro 2: Circuitos de telecomunicación, lazos con amarre por fase, circuitos de temporización, circuitos integrados para el manejo de potencia.
- Libro 3: Conversión de A/D y D/A, circuitos lógicos SSI, circuitos lógicos MSI.
- Libro 4: Microprocesadores, optoelectrónica, dispositivos periféricos LSI y circuitos de interfaz.

Nos esforzamos mucho para solucionar esta urgente necesidad y no dudamos que el ingeniero, técnico, estudiante o aficionado encontrarán en esta SERIE DE CIRCUITOS INTEGRADOS, un útil auxiliar para su trabajo diario.

El editor

Prefacio

Los circuitos integrados (CI) han simplificado muchísimo el diseño de los complejos circuitos analógicos y digitales. En la década pasada numerosos fabricantes produjeron una extraordinaria variedad de ellos.

El ingeniero o técnico, cuando afrontan la tarea de seleccionar los circuitos integrados y su diseño, deben consultar un gran número de catálogos de los fabricantes y un reducido número de notas de aplicaciones, a fin de ensayar y determinar la configuración óptima de los circuitos integrados y del circuito que se requiere.

Las hojas de datos de los catálogos sirven para definir los parámetros de operación y del peor caso de un dispositivo en particular, pero no pueden utilizarse como una guía de selección, puesto que los circuitos integrados no se evalúan a partir de comparaciones. Por lo demás, estos catálogos y notas de aplicación se limitan a los circuitos integrados de un fabricante y están organizados según el tipo de circuito integrado, no según la aplicación.

Este libro se propone cumplir un doble propósito. Se da igual importancia a las aplicaciones de los circuitos integrados que a la selección de dispositivos. Los expertos proporcionan las configuraciones preferidas de los circuitos integrados, de modo que es fácil obtener soluciones prácticas y probadas a los problemas de diseño que se presentan frecuentemente. Este libro no pretende sustituir los catálogos de circuitos integrados, puesto que resultaría totalmente impráctico incluir parámetros detallados acerca de todos los circuitos aquí explicados. La selección de dispositivos, junto con las exposiciones pormenorizadas y los ejemplos de diseño, ayudarán a escoger la mejor configuración de circuito y diseño para una aplicación determinada.

En el capítulo de amplificadores operacionales, se explica la teoría, tanto desde un punto de vista teórico como práctico. Se muestran numerosas configuraciones de circuitos y se ofrece una amplia guía de selección.

El capítulo circuitos de función versa sobre la selección y aplicación de los circuitos de función, como los multiplicadores, los generadores de forma de onda, los convertidores de voltaje a frecuencia y los de frecuencia a voltaje, etc.

En el capítulo diseño de filtros activos mediante amplificadores operacionales se describe el diseño de estos dispositivos. Además de los ejemplos de diseño, se ilustran abundantes configuraciones preferidas de circuitos de pasabajos, pasaaltos, pasabanda y rechazo de banda.

Me gustaría agradecer a los colaboradores tan numerosos y a sus compañías por los esfuerzos que hicieron para lograr que este libro fuera lo más completo posible desde el punto de vista técnico y, al mismo tiempo, para darle suficiente importancia a las aplicaciones ordinarias de los circuitos integrados.

Arthur B. Williams

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Arthur B. Williams Vice President of Engineering,
Research, and Development
Coherent Communications Systems Corp.
Hauppauge, N.Y.

1-1 ASPECTOS BÁSICOS DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

El amplificador operacional (amp op) es probablemente el bloque más popular que se utiliza en la construcción de circuitos electrónicos. Este dispositivo es capaz de desempeñar muchísimas funciones, que incluyen operaciones tanto lineales como no lineales, sobre señales eléctricas.

Antes del desarrollo revolucionario del $\mu A709$, a mediados de la década 1960-1970, los amplificadores operacionales se construían a partir de componentes discretos y eran relativamente costosos. Desde entonces han surgido muchas generaciones de amplificadores operacionales que ofrecen características especiales y un mejor funcionamiento.

1-1a El amp op ideal

Un amp op es un amplificador de alta ganancia con dos terminales de entrada, una sola terminal de salida y un acoplamiento directo interno. Se representa convencionalmente por el símbolo de la figura 1-1a y su circuito equivalente se muestra en la figura 1-1b. El voltaje de salida V_o es la diferencia de los voltajes de entrada aplicados a cada una de las terminales de entrada, multiplicada por la ganancia A_o del amplificador. Una señal positiva aplicada a la terminal positiva (+) de entrada origina un cambio positivo en la

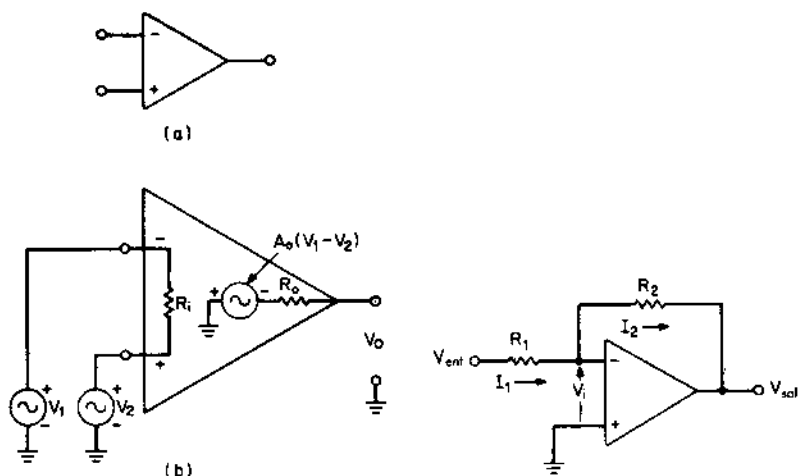


Figura 1-1 El amplificador operacional. **Figura 1-2** Amplificador inversor.
(a) símbolo (b) circuito equivalente.

salida. Por esto, la terminal (+) se conoce como entrada no inversora. Una señal positiva aplicada a la terminal negativa (-) de entrada produce un cambio negativo en la salida, de manera que la terminal (-) se llama entrada inversora.

El dispositivo presenta una ganancia muy alta para señales diferenciales de entrada, dado que A_o es por lo general muy grande. Una señal aplicada simultáneamente a ambas entradas (entrada en modo común) origina una salida nula, pues la entrada diferencial neta resulta ser cero.

El amplificador tiene una impedancia de entrada R_i y una impedancia de salida R_o . En el caso de un amp op ideal, R_i se considera infinita y R_o cero. Asimismo, la ganancia de voltaje A_o debe ser infinita.

Amplificador inversor Si se retroalimenta la salida del amplificador a la entrada inversora, suponiendo que el amplificador es ideal, el voltaje diferencial de entrada es forzado a cero. A esto se le llama "efecto de tierra virtual". Por lo tanto, la entrada inversora puede ser utilizada como un nodo de suma de corriente, lo que además de simplificar el análisis de circuito da lugar a muchas configuraciones de amplificación muy útiles.

En la figura 1-2 se muestra el circuito de un amp op inversor. Si el amplificador es ideal, el voltaje diferencial de entrada V_i se vuelve cero, poniendo la entrada inversora al potencial de tierra por efecto de la retroalimentación negativa a través de R_2 . Las corrientes a través de los resistores están dados por

$$I_1 = \frac{V_{ent}}{R_1} \quad (1-1)$$

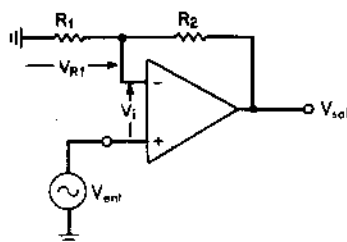


Figura 1-3 Amplificador no inversor.

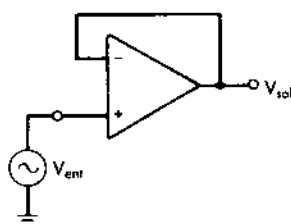


Figura 1-4 Seguidor de voltaje.

y

$$I_2 = - \frac{V_{sal}}{R_2} \quad (1-2)$$

En la suposición de un amplificador ideal, la impedancia de entrada es infinita y no puede haber flujo de corriente hacia la entrada inversora; por tanto, I_1 debe ser igual a I_2 . Si igualamos las ecuaciones (1-1) y (1-2) y si despejamos la ganancia total de lazo cerrado, se obtiene

$$A_c = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (1-3)$$

Se puede entonces concluir que la ganancia de un circuito amplificador inversor es igual a la relación entre dos resistores y que es independiente por completo del propio amplificador. La impedancia de entrada es R_1 y la impedancia de salida es cero.

Amplificador no inversor Se considera ahora el caso de un amplificador en configuración no inversora como el de la figura 1-3. Debido a la retroalimentación negativa, el voltaje diferencial de entrada V_i es forzado a cero. V_{R1} , el voltaje en los extremos de R_1 , es entonces igual a V_{ent} . Dado que R_1 y R_2 se encuentran en la forma de un divisor de voltaje, el voltaje de salida debe ser

$$V_{sal} = V_{R1} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = V_{ent} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (1-4)$$

que puede expresarse también como

$$A_c = \frac{V_{sal}}{V_{ent}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1-5)$$

La ganancia de un amplificador no inversor está dada por la relación entre los dos resistores aumentada en uno. La impedancia de entrada es infinita y la de salida es cero.

En el caso particular de que R_1 fuera infinita y R_2 cero, el circuito se reduce al seguidor de voltaje de la figura 1-4. En este caso, la ganancia del circuito es unitaria, la impedancia de entrada es infinita y la impedancia de salida es cero. Este circuito realiza la misma función de aislamiento que un seguidor de cátodo o que un seguidor de emisor.

1-1b La ecuación de retroalimentación

En la deducción de la ecuación de retroalimentación para el amplificador inversor de la figura 1-2, se expresa primero V_i en términos de los voltajes de entrada y de salida utilizando la superposición. Esto da

$$V_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{ent}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sal}} \quad (1-6)$$

Debido a que el amplificador tiene una ganancia de lazo abierto $-A_o$ se puede sustituir V_i por $-V_{\text{sal}}/A_o$ en la ecuación 1-6. Rearreglando términos, se obtiene la expresión para la ganancia de lazo cerrado total

$$A_c = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{1}{-A_o} - \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (1-7)$$

donde

$$A_c = V_{\text{sal}}/V_{\text{ent}}$$

Si hacemos

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

entonces

$$1 - \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Se puede ahora reexpresar la ecuación 1-7 en términos de β . Por lo tanto, la expresión de la ganancia total se convierte en

$$A_c = \frac{1 - \beta}{\frac{1}{-A_o} - \beta} \quad (1-8)$$

o mejor

$$A_c (\text{inversora}) = \frac{A_o(\beta - 1)}{1 + A_o\beta} \quad (1-9)$$

Véase la configuración no inversora de la figura 1-3. Como resultado de la acción del divisor de voltaje, se puede establecer que

$$V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sal}} = \beta V_{\text{sal}} \quad (1-10)$$

Resulta evidente también que

$$V_i = V_{\text{ent}} - V_{R_1} \quad (1-11)$$

En consecuencia, el voltaje de salida está dado por

$$V_{sal} = A_o (V_{ent} - V_{R_1}) \quad (1-12)$$

Si se reemplaza V_{R_1} por βV_{sal} de acuerdo con la ecuación 1-10, y se despeja la ecuación para hallar la ganancia de lazo cerrado, se obtiene

$$A_c \text{ (no inversora)} = \frac{A_o}{1 + A_o \beta} \quad (1-13)$$

Las ecuaciones 1-9 y 1-13 son las correspondientes a la retroalimentación para las configuraciones de amplificador inversor y no inversor. Estas expresiones deberán ser familiares para aquellos que hayan estudiado sistemas retroalimentados o la teoría de servos. β es el llamado factor de retroalimentación, ya que representa aquella porción de la salida que se ha realimentado a la entrada. El producto $A_o \beta$ se conoce como "ganancia de lazo". La importancia de estas ecuaciones se demostrará en la sección 1-2.

1-1c Glosario

Los términos siguientes definen los parámetros básicos asociados a los amplificadores operacionales.

Amplificación de voltaje con señales grandes: Cociente de la fluctuación pico a pico del voltaje de salida entre el correspondiente cambio en el voltaje de entrada.

Ancho de banda de ganancia unitaria: Frecuencia a la cual la ganancia de lazo abierto es unitaria.

Capacidad de entrada: Capacidad que existe entre las terminales de entrada poniendo una de ellas a tierra.

Corriente de alimentación: Corriente que circula de la fuente de alimentación al amplificador, sin carga y con voltaje de salida cero.

Corriente de salida de corto circuito: Corriente máxima a la salida cuando ésta se pone en cortocircuito a tierra.

Corriente de balance de entrada: Diferencia entre las dos corrientes de entrada cuando la salida está en cero volts.

Corriente de polarización de entrada: Promedio de ambas corrientes de entrada, con la salida en cero volts.

Corriente equivalente de ruido de entrada: Corriente de una fuente ideal de corriente que puede ponerse en paralelo con las terminales de entrada para representar una fuente de ruido generada internamente.

Disipación total de potencia: Potencia total de cc suministrada al dispositivo, menos la potencia suministrada a la carga.

Exceso: Cociente de la desviación máxima de un valor de señal de salida entre el valor final, en estado estable, ante una señal escalón.

Fluctuación máxima de voltaje de salida pico a pico: Voltaje pico a pico máximo que se puede obtener antes del recorte, con una salida en reposo de cero volts de cc.

- Intervalo de voltajes de entrada:** Intervalo de valores que puede tomar el voltaje de entrada para la operación normal.
- Margen de fase:** Número de grados que le faltan a la fase de lazo abierto para llegar a 180° , a la frecuencia de ganancia unitaria.
- Rapidez de respuesta:** Velocidad con que responde el voltaje de salida ante una entrada escalón.
- Rechazo de fuente de alimentación:** (véase Sensibilidad al voltaje de alimentación).
- Relación de rechazo en modo común:** Relación entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común de voltaje.
- Resistencia de entrada:** Resistencia entre las terminales de entrada con cualquiera de ellas puesta a tierra.
- Resistencia de entrada en modo común:** Es la combinación en paralelo de las resistencias de entrada, con señal pequeña entre las dos terminales de entrada y tierra.
- Resistencia de salida:** Impedancia equivalente de la fuente a señal pequeña, detectada en la salida con el voltaje de salida cercano a cero.
- Sensibilidad al voltaje de alimentación:** Cociente del cambio en el voltaje de balance de entrada entre el cambio en los voltajes de alimentación que lo producen.
- Separación de canal:** Relación del cambio en el voltaje de salida de un canal excitado entre el cambio que provoca en el otro canal.
- Tiempo de establecimiento:** Tiempo requerido para que un cambio de función escalón de la salida se establezca dentro de cierto margen con respecto al valor final.
- Tiempo de subida:** Tiempo que requiere un escalón de voltaje de salida para crecer desde el 10% hasta el 90% de su amplitud total.
- Voltaje de balance de entrada:** Voltaje que debe añadirse diferencialmente entre ambas terminales de entrada a través de dos resistores iguales para conseguir cero volts de salida.
- Voltaje equivalente de ruido de entrada:** Voltaje de una fuente ideal que puede conectarse en serie con las terminales de entrada, para representar una fuente de ruido de origen interno.

1-2 PARÁMETROS DE LOS AMPLIFICADORES REALES

1-2a Estructura del circuito del amplificador

Un esquema simplificado del circuito típico de un amp op se muestra en la figura 1-5. La sección de entrada está compuesta por un amplificador diferencial, que tiene mayor repercusión en los parámetros de entrada. Un segundo amplificador diferencial aporta mayor ganancia y aislamiento a la señal. Para no obtener un valor de desbalance (*offset*) de cc en la salida se requiere una etapa de desplazamiento de nivel. Esta etapa se encarga de excitar al amplificador de salida que normalmente se compone de un par de transistores complementarios PNP/NPN, de manera que se tenga una baja impedancia de salida y una gran capacidad de manejo de corriente. Existe además la posibilidad de añadir un limitador de corriente utilizando para ello un circuito adicional.

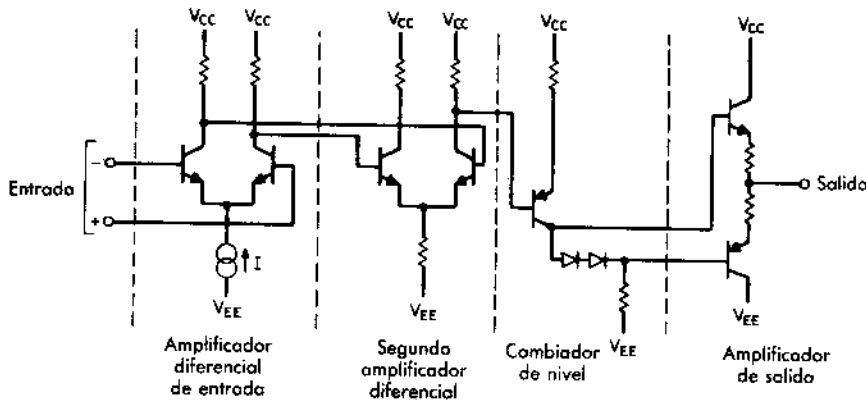


Figura 1-5 Circuito simplificado de un amp op.

1-2b Errores en amplificadores operacionales

En una primera aproximación se considera que los amplificadores operacionales tienen una ganancia infinita de lazo abierto, una impedancia de entrada también infinita y una impedancia de salida cero. Sin embargo, a pesar de que esta consideración simplificaría el análisis y diseño de un amp op, no siempre resulta válida. El diseñador debe estar consciente de las limitaciones en los operacionales reales, resultado de los parámetros finitos, de manera que pueda calcular sus efectos.

Ganancia finita de lazo abierto Las ecuaciones de retroalimentación de la ganancia de lazo cerrado para las configuraciones de amplificador inversor y no inversor fueron deducidas en la sección 1-1 y se repiten aquí por razones de comodidad.

$$A_c (\text{inversora}) = \frac{A_o (\beta - 1)}{1 + A_o \beta} \quad (1-9)$$

$$A_c (\text{no inversora}) = \frac{A_o}{1 + A_o \beta} \quad (1-13)$$

Ambas expresiones tienen como denominador el término $1 + A_o \beta$, donde A_o es la ganancia de lazo abierto y β es el factor de retroalimentación que corresponde a aquella porción de la salida que fue realimentada a la entrada. La ganancia de lazo abierto de un amplificador real no es ni infinita ni de valor constante, puesto que la magnitud y fase de A_o varían con la frecuencia. Por tal motivo resulta perfectamente razonable el hecho de que, a una frecuencia bastante grande, el producto $A_o \beta$ sea igual a -1 . En este caso, el denominador de las ecuaciones 1-9 y 1-13 desaparecería, e implicaría una ganancia infinita de lazo cerrado, lo que representa una condición de oscilación.

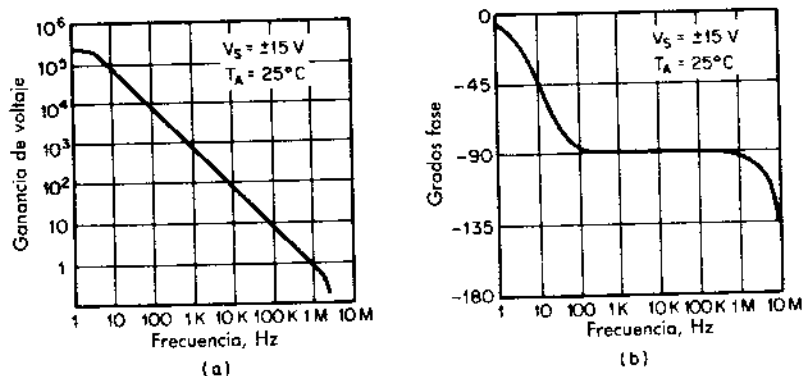


Figura 1-6 Ganancia en lazo abierto y corrimiento de fase vs., frecuencia para un $\mu A741$. (a) Ganancia de voltaje en lazo abierto como función de frecuencia; (b) respuesta de fase en lazo abierto como función de frecuencia.

Para evitar la oscilación, la ganancia de lazo abierto del amplificador debe limitarse en su banda, de manera que el producto $A_o\beta$ sea menor que la unidad por debajo de la frecuencia a la cual el corrimiento de fase del amplificador alcanza los 180° . Esto se consigue al provocar un declive de la ganancia comenzando a bajas frecuencias y continuando a razón de 6 decibeles por octava. Este método de asegurar la estabilidad del amplificador se conoce como "compensación en frecuencia". Para ganancias muy grandes de lazo cerrado, el valor de β es muy pequeño, de manera que se requiere menor compensación en frecuencia. En cambio, el seguidor de voltaje requerirá una mayor compensación debido a que $\beta = 1$.

En la figura 1-6 se ilustran las gráficas típicas de la ganancia de lazo abierto y del corrimiento de fase para un amplificador operacional $\mu A741$. La curva de ganancia presenta dos puntos de ruptura. El primer punto de ruptura (break point) a baja frecuencia es resultado de la introducción deliberada de una red de compensación en frecuencia para mantener la estabilidad del amplificador. El retraso en la fase de la señal de salida aumenta a 45° en el punto de ruptura y asintóticamente se aproxima a los 90° con el aumento de frecuencia. En esta región, la amplitud decae a razón de 6 decibeles por octava.

El otro punto de ruptura en el amplificador se presenta en la región cercana a los 5 MHz, y debido a efectos parásitos del propio amplificador, tiene lugar un desfase adicional de 45° , de manera que el límite asintótico de fase se vuelve de 180° . La pendiente con que se atenúa es ahora, en esta región, de 12 decibeles por octava.

Para entender el efecto que tiene la ganancia de lazo abierto sobre la ganancia de lazo cerrado en un amplificador inversor, se tratará la ecuación 1-9 reemplazando β por $R_1/(R_1 + R_2)$:

$$A_c \text{ (inversora)} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{A_o}} \quad (1-14)$$

En forma similar, la expresión de la ganancia de lazo cerrado para un amplificador no inversor puede obtenerse a partir de la ecuación 1-13:

$$A_c \text{ (no inversora)} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_o} + 1} \quad (1-15)$$

Si la ganancia de lazo abierto A_o es infinita, ambos denominadores se vuelven unitarios, lo que da por resultado las ecuaciones generales previamente obtenidas

$$A_c \text{ (inversora)} = \frac{R_2}{R_1} \quad (1-3)$$

y

$$A_c \text{ (no inversora)} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1-5)$$

Para valores finitos de la ganancia de lazo abierto, el denominador se incrementa por encima de uno, lo que ocasiona una reducción en la ganancia. Es posible obtener una tabla que relacione el error de ganancia y el cociente A_o/A_c con sólo evaluar el denominador de la ecuación 1-15. Estos valores se encuentran resumidos en la tabla 1-1.

Se puede apreciar claramente que la ganancia de lazo abierto disminuye conforme aumenta la relación A_o/A_c . Dado que el desfase de lazo abierto en ca es por lo regular de -90° sobre la mayor parte de la banda de interés, el término de la ganancia se encuentra en cuadratura con la unidad, disminuyendo así su efecto dentro del denominador de la ecuación 1-15. Por lo tanto, el error de ganancia disminuye en forma más rápida ante un incremento en el cociente A_o/A_c con señal de ca que ante uno con señal de cc.

Impedancia de entrada y de salida Los amplificadores operacionales del tipo bipolar presentan impedancias típicas del orden de $1 \text{ M}\Omega$, mientras que los amplificadores con entrada FET pueden llegar a tener una impedancia de entrada de $10^{12} \Omega$ o más. En ambos

Tabla 1-1 Error de ganancia vs relación de ganancia de lazo abierto a lazo cerrado

A_o/A_c	% Error (cc)	% Error (ca)
1	-50	-29
3	-25	-5
5	-16	-2
10^1	-10	-0.5
10^2	-1	-0.005
10^3	-0.1	
10^4	-0.01	

casos, la capacidad de entrada es apenas de unos cuantos picofarads. La resistencia de salida es normalmente de unos 100 Ω .

Estas impedancias son parámetros de lazo abierto. Con la retroalimentación negativa, las características de la impedancia de lazo cerrado se modifican en forma drástica. La impedancia de entrada de un amplificador no inversor se puede deducir como

$$R_{ent} = (1 + A_o \beta) R_i \quad (1-16)$$

donde R_i es la impedancia de entrada de lazo abierto.

La resistencia de salida con retroalimentación negativa está dada por

$$R_{sal} = \frac{R_o}{A_o \beta} \quad (1-17)$$

donde R_o es la impedancia de salida en lazo abierto. Así, por ejemplo, si $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $R_o = 100 \Omega$, $\beta = 0.1$ y si $A_o = 10^3$, las impedancias de entrada y salida de lazo cerrado valdrían 100 $\text{M}\Omega$ y 1 Ω , respectivamente.

Resulta evidente a partir de las ecuaciones 1-16 y 1-17 que, conforme se aumenta la ganancia de lazo cerrado (menor retroalimentación negativa), el valor de β disminuye y las características de la impedancia se ven degradadas. Por el contrario, en el caso del seguidor de voltaje en donde $\beta = 1$, la impedancia de entrada es máxima y la de salida se minimiza. Para los mismos valores de R_i , R_o y A_o , las resistencias de entrada y salida de lazo cerrado resultan ser, en este caso, de 10^9 y de 0.1 Ω respectivamente.

Debido a que el valor de A_o decrece con el aumento en frecuencia, el diseñador deberá recordar que los parámetros de la impedancia de lazo cerrado no serán tan buenos en la parte extrema de la banda alta de operación. Asimismo, las impedancias no lineales tendrán efecto sobre la ganancia de lazo cerrado del mismo. No obstante, excepto en ciertos casos extremos, estos errores en la ganancia suelen ser despreciables y pueden ignorarse. También se suele despreciar la capacidad de entrada del amplificador, excepto en el caso de circuitos de muy alta impedancia, pues su valor es apenas de 1 o 2 pF.

Desbalances (offsets) de cc. Los voltajes base-emisor de los dos transistores de entrada del amplificador diferencial de entrada de la figura 1-5 rara vez son iguales. Por ello, un pequeño voltaje de desbalance diferencial V_{IO} tendrá lugar en la entrada. Este voltaje por lo regular es inferior a 10 mV. Sin embargo, al multiplicarse por una ganancia apreciable de lazo cerrado, el voltaje de desbalance a la salida del amplificador se ha vuelto muy grande y ello es intolerable, especialmente en el caso de circuitos acoplados en cc. Este desbalance de voltaje puede desplazar el punto de reposo de la salida en tal forma que se produzcan recortes asimétricos en la señal de salida en el caso de altas ganancias.

La figura 1-7 ilustra algunos de los métodos utilizados comúnmente para corregir el desbalance en la salida. En el circuito de la figura 1-7a, se conecta un potenciómetro entre las dos terminales especialmente dispuestas para este fin en algunos amplificadores operacionales. Con la inyección de pequeñas corrientes en el punto de suma se consigue obtener un ajuste de desbalance para los circuitos de los amplificadores de las figuras 1-7b y c. Dado que V_{IO} es dependiente de la temperatura, existe la posibilidad de que el circuito

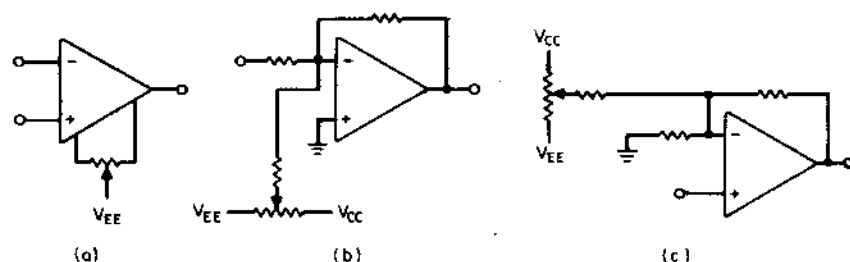


Figura 1-7 Ajuste del voltaje de desbalance de cc. (a) Uso de las terminales para el ajuste del desbalance; (b) amplificador inversor; (c) amplificador no inversor.

una vez ajustado siga presentando cierto desbalance con la temperatura. No obstante, como el coeficiente de temperatura de V_{IO} suele ser apenas de unos microvolts por grado centígrado, no presenta mayor problema.

Una pequeña corriente de polarización I_B debe circular a cada base del par de transistores en la entrada de los amplificadores diferenciales. Dichas corrientes se muestran en la figura 1-8 en el caso de un amplificador inversor. Ambas corrientes son prácticamente iguales, con excepción de una pequeña diferencia o corriente de desbalance I_{IO} . En el circuito de la figura 1-8, I_{B1} , produce un error de voltaje a la entrada dado por $I_{B1} R_{eq}$, donde

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1-18)$$

La corriente de polarización de la entrada no inversora I_{B2} no tiene efecto alguno. Para minimizar los efectos de I_{B1} , deben evitarse valores altos de R_{eq} . También es posible recurrir a los circuitos de las figuras 1.7a, b y c.

Un método más frecuente consiste en introducir un resistor de valor igual a R_{eq} entre la entrada no inversora y tierra, como se ilustra en la figura 1-9. Esto no afecta a la ganancia total del circuito. Sin embargo, un voltaje de desbalance de cc, cuyo valor es $I_{B2} R_{eq}$, se ha introducido en la entrada no inversora. Dado que el amplificador es un dispositivo

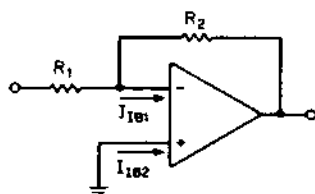


Figura 1-8 Corrientes de polarización de entrada en un amplificador inversor.

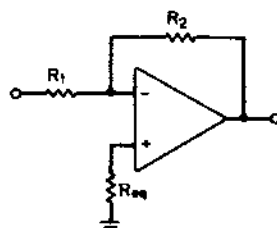


Figura 1-9 Minimización del efecto de la corriente de desbalance.

del tipo diferencial, el voltaje de error neto resultante a la entrada del amplificador debido a las corrientes de polarización es igual a $(I_{IB1} - I_{IB2}) R_{eq}$ o bien $I_{IO} R_{eq}$. Como las corrientes de polarización I_{IB1} y I_{IB2} son de unos 80 nA y la corriente de desbalance I_{IO} es de unos 20 nA, es posible obtener una reducción de 4:1 en el desbalance.

En el caso del amplificador no inversor de la figura 1-3, la ganancia está dada por R_2/R_1 más 1. Sin embargo, los valores de R_1 y R_2 son prácticamente arbitrarios y pueden escogerse de manera que su combinación en paralelo sea igual a la carga de cc en la entrada no inversora; por ejemplo, la combinación en paralelo de todas las resistencias conectadas entre el nodo de la entrada no inversora y tierra. En el caso de un seguidor de voltaje, un resistor de valor R_{eq} puede introducirse en el trayecto de retroalimentación, como se muestra en la figura 1-10.

Si se restringe el amplificador a operar sólo con ca, el desbalance de salida se puede reducir configurando al circuito de tal manera que la ganancia en cc sea unitaria sin importar el valor de la ganancia en ca. Esto se consigue por medio de un capacitor de bloqueo, como el que se aprecia en los circuitos de la figura 1-11.

Con lo anterior se llega a introducir un punto de ruptura a 3 dB en la respuesta de baja frecuencia del amplificador inversor, que puede calcularse a partir de

$$f_{3\text{ dB}} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad (1-19)$$

Por debajo de $f_{3\text{ dB}}$ la respuesta decae a razón de 6 dB por octava. Para ganancias en ca mayores a tres o cuatro, el punto de ruptura a baja frecuencia de un amplificador no inversor puede calcularse también con la ecuación 1-19.

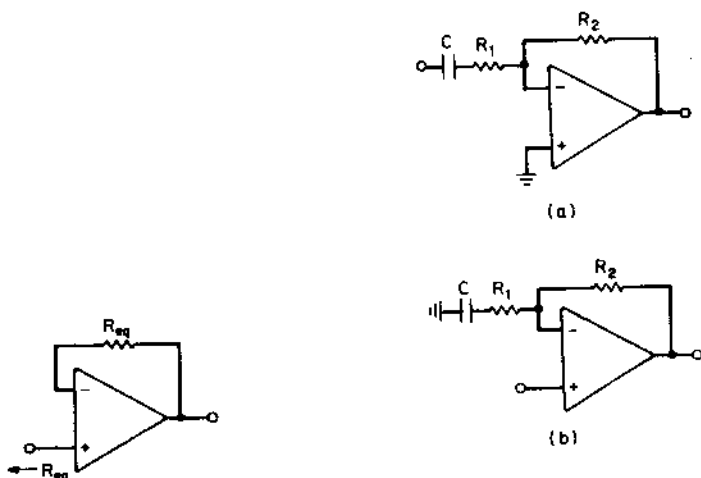


Figura 1-10 Minimización del desbalance en un seguidor de voltaje.

Figura 1-11 Minimización del desbalance de cc en amplificadores de ca. (a) Amplificador inversor; (b) amplificador no inversor.

Rechazo en modo común y en la fuente de alimentación La relación de rechazo en modo común (CMRR) es una medida del rechazo de una señal común, aplicada *simultáneamente* a ambas entradas del amplificador, en comparación con la señal *diferencial* de entrada. Dicho parámetro se suele expresar en decibeles y puede calcularse a partir de la expresión

$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log \frac{A_o}{A_{ocm}} \quad (1-20)$$

donde A_o es la ganancia diferencial de lazo abierto del amplificador y A_{ocm} es la ganancia en modo común del mismo.

La figura 1-12 muestra una curva típica de CMRR en función de la frecuencia para el operacional $\mu A741$. Este parámetro permanece prácticamente constante por varios cientos de hertz para empezar después a degradarse. Por encima de varios cientos de kHz, la CMRR no es tolerable.

La "relación de rechazo en la fuente de alimentación" (PSRR) es la medida del cambio en el desbalance de voltaje de entrada con respecto al cambio en el voltaje en la fuente de alimentación y, en general, se expresa en microvolts por volt. Este parámetro es de gran ayuda en la determinación de los efectos que puede ocasionar el rizo del voltaje de alimentación sobre el amplificador. El efecto de la PSRR en la salida del operacional puede determinarse a partir de

$$V_o = \text{PSRR} \times A_c \times V_{AC} \quad (1-21)$$

donde A_c es la ganancia de lazo cerrado y V_{AC} es el rizo del voltaje de alimentación. En el caso del $\mu A741$, el valor de PSRR es aproximadamente de $30 \mu V/V$.

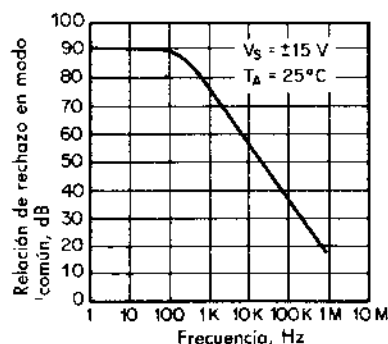


Figura 1-12 Rechazo en modo común para un $\mu A741$.

Ruido en el amplificador El ruido en un amp op por lo común se especifica en términos de un voltaje de ruido equivalente en la entrada del amplificador expresada en nanovolts/ $\sqrt{\text{hertz}}$, que indica el voltaje rms dentro de un ancho de banda de 1 Hz. Así, por ejemplo, si se miden 500 nV de ruido equivalente de entrada con un ancho de banda de 25 Hz, el voltaje de ruido será de

$$V_n = \frac{500 \text{ nV}}{\sqrt{25 \text{ Hz}}} = \frac{500 \text{ nV}}{5\sqrt{\text{Hz}}} = 100 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

El voltaje de ruido V_n debe estar especificado para una frecuencia central en particular, debido a que la distribución de ruido no es uniforme a lo largo de la banda pasante del

operacional, además de tender a incrementarse a frecuencias por debajo de unos cientos de hertz. El voltaje de ruido típico para el $\mu A741$ es de $45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a una frecuencia central de 1 KHz y con ancho de banda de 1 Hz. Al igual que en el caso de otros parámetros que se especifican a la entrada, obviamente el ruido de salida puede obtenerse multiplicando V_n por la ganancia de lazo cerrado A_c .

Con frecuencia, el ruido de entrada se suele expresar en términos de $\text{volts}^2/\text{hertz}$ que es equivalente a las unidades de $\text{volts}/\sqrt{\text{hertz}}$ sacando la raíz cuadrada. Asimismo, una corriente de ruido de entrada I_n se especifica en $\text{amperes}/\sqrt{\text{hertz}}$.

Rapidez de respuesta Cuando se aplica una señal senoidal grande a la entrada de un amp op y se incrementa la frecuencia, se llegará a un punto en el cual el operacional tendrá dificultad en seguir fielmente la señal de entrada. La razón de variación que limita la respuesta del voltaje de salida con respecto al tiempo se conoce como "rapidez de respuesta"; por lo regular se expresa en $\text{volts por microsegundo}$.

La rapidez de respuesta de cualquier operacional puede medirse aplicando una señal escalón a la entrada y determinando la pendiente del flanco de subida de la salida, como se ilustra en la figura 1-13. Por lo tanto, matemáticamente la rapidez de respuesta está dada por

$$\text{Rapidez de respuesta} = \frac{\Delta V_{\text{sal}}}{\Delta t} \quad (1-22)$$

Las hojas de datos del fabricante ilustran con frecuencia la respuesta de salida del dispositivo ante una señal escalón a la entrada en configuración de seguidor de voltaje. A partir de esta gráfica, es posible estimar el valor de la rapidez de respuesta aplicando la ecuación 1-22. En el caso del $\mu A741$, la rapidez de respuesta tiene un valor típico de $0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$. Una rapidez de varios cientos de volts por microsegundo se puede alcanzar con otro tipo de dispositivos.

La rapidez de respuesta depende de muchos factores, como el tipo de operacional, el grado de compensación, la capacidad de carga, la ganancia del circuito y la fluctuación

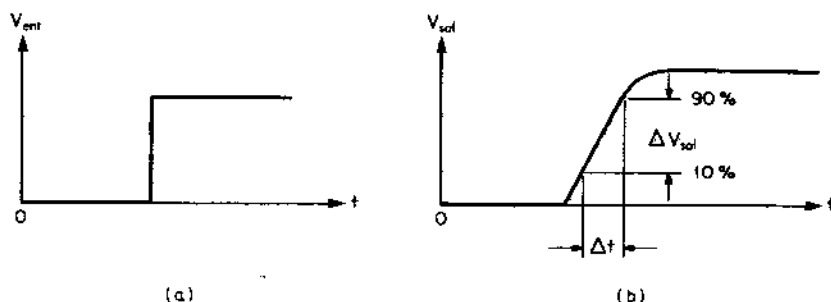


Figura 1-13 Medición de la rapidez de respuesta. (a) Entrada de señal escalón; (b) forma de onda de salida.

pico a pico de salida. Los puntos siguientes son de gran ayuda en la maximización del valor de la rapidez de respuesta para un tipo de operacional dado.

1. Use la menor cantidad posible de compensación en frecuencia y evítense las cargas capacitivas.
2. Las ganancias de circuito en alta frecuencia mejoran la rapidez de respuesta.
3. Haga que las fluctuaciones de la señal de salida sean tan pequeñas como sea posible.

Ancho de banda del amplificador

El ancho de banda de un operacional se especifica con frecuencia en términos del ancho de banda de la ganancia unitaria, esto es, la frecuencia a la cual la ganancia de lazo abierto vale la unidad. El efecto de una ganancia de lazo abierto baja sobre la ganancia de lazo cerrado se explicó antes en la sección "Ganancia finita de lazo abierto", de manera que resulta evidente la importancia de maximizar el ancho de banda en lazo abierto.

Generalmente, los parámetros de lazo abierto se miden en condiciones de señal pequeña. Para fluctuaciones de señales grandes de salida, el ancho de banda se ve aún más reducido. Por esto, a potencia plena puede llegar a ser uno o dos órdenes de magnitud más pequeño que el ancho de banda a señal pequeña. La limitación de la salida a plena potencia en función de la frecuencia para un $\mu A741$ se encuentra representada en la figura 1-14. La fluctuación del voltaje de salida corresponde a una distorsión armónica del 5% para las frecuencias mostradas y con una alimentación de ± 15 V cc. Para aumentar el ancho de banda a potencia plena, los voltajes de alimentación deberán hacerse lo más grande posible (sin llegar a exceder las especificaciones máximas del dispositivo). Asimismo, si se cuenta con una compensación externa, deberá ser del valor mínimo necesario para asegurar la estabilidad.

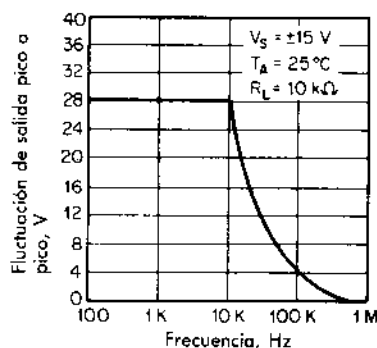


Figura 1-14 Fluctuación del voltaje de salida como función de frecuencia para un amplificador $\mu A741$.

Estabilidad en el amplificador Las ecuaciones de la ganancia de lazo cerrado se desarrollaron previamente como

$$A_c (\text{inversora}) = \frac{A_o (\beta - 1)}{1 + A_o \beta} \quad (1-9)$$

y

$$A_c (\text{no inversora}) = \frac{A_o}{1 + A_o \beta} \quad (1-13)$$

Como se indicó, el término ganancia de lazo $A_o \beta$ puede ser igual a -1 como resultado del decaimiento con la frecuencia y el corrimiento de fase de la ganancia de lazo abierto. Asimismo, si la red de retroalimentación no es puramente resistiva, el factor β introducirá un desfase adicional. Una ganancia de lazo de -1 implica una condición de oscilación o inestabilidad, dado que las expresiones de las ganancias de lazo cerrado se vuelven indeterminadas.

Margen de fase y de ganancia Para determinar los márgenes de fase y de ganancia se recurre a una gráfica de Bode de la ganancia de lazo versus la frecuencia. Esta curva se puede obtener multiplicando punto a punto las curvas de la ganancia de lazo abierto y de fase suministradas en los manuales del fabricante por la función de transferencia de β , la red de retroalimentación. Con las ganancias de A_o y β expresadas en decibels, la ganancia compuesta es la suma algebraica de los puntos correspondientes. De igual manera los desfases se suman en forma directa. La figura 1-15 ilustra con claridad este método de la adición punto a punto de las curvas para obtener la respuesta de la ganancia de lazo.

Considérese ahora el caso de las curvas de fase y ganancia de la figura 1-15c. A una frecuencia f_1 , la magnitud de la ganancia de lazo es la unidad. No obstante, el desfase no ha alcanzado aún 180° . (Si el desfase fuera de -180° , un signo menos aparecería frente

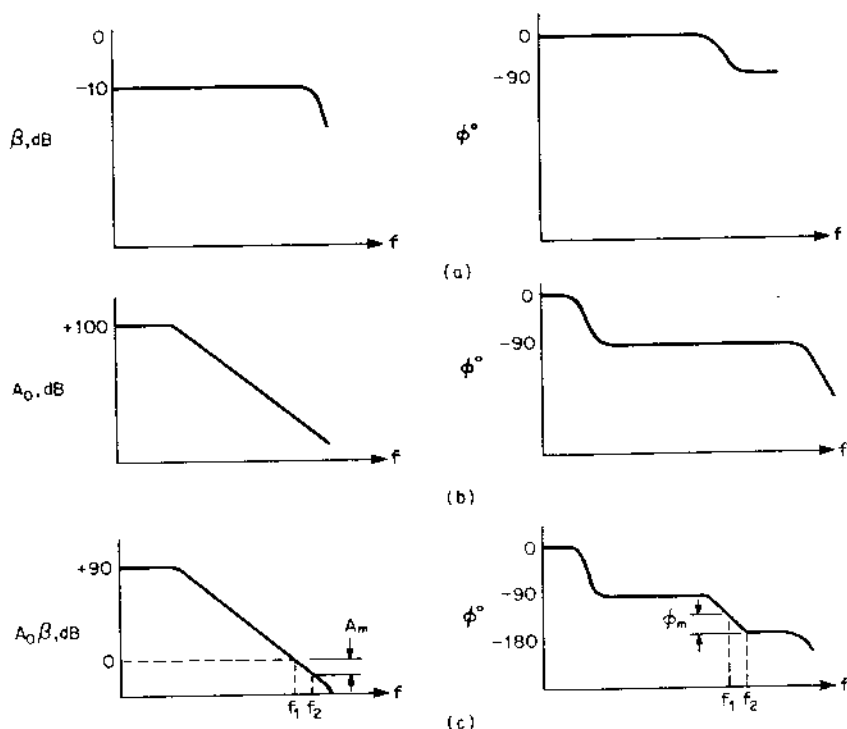


Figura 1-15 Obtención de la ganancia de lazo. (a) Respuesta de la red de retroalimentación; (b) respuesta del amplificador en lazo abierto; (c) respuesta compuesta de la ganancia de lazo.

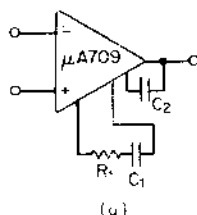
al producto $A_c \beta$, es decir, $A_c \beta = -1$, que es la condición de oscilación.) El número de grados que el desfase está por debajo de los 180° se llama "margen de fase" y se representa por θ_m .

En forma análoga se puede determinar la frecuencia a la cual el desfase alcanza los 180° , que resulta ser f_2 . El número de decibeles que la ganancia de lazo se encuentre por debajo de los 0 dB ($A_c \beta = 1$) cuando la fase vale 180° se conoce como "margen de ganancia" y se representa por A_m .

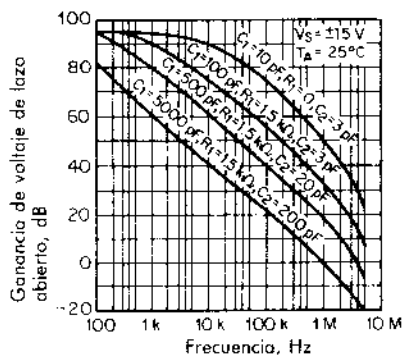
Obviamente, cuanto más grandes sean los márgenes de fase y de ganancia, mayor será la estabilidad en la operación. Valores típicos para los márgenes de fase y de ganancia en un $\mu A741$ configurado como seguidor de voltaje ($\beta = 1$) son de 65° y 11 dB, respectivamente.

Compensación en frecuencia Un margen de fase nominal estimado menor que 30° , o un margen de ganancia menor que 6 dB, puede ocasionar una operación inestable para las condiciones del peor caso. Se puede asegurar una operación estable controlando la respuesta en lazo abierto del operacional por medio de una compensación en frecuencia externa.

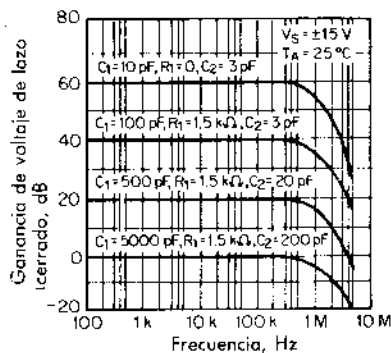
Muchos operacionales cuentan con compensación interna de frecuencia, como un solo capacitor de 30 pF. Sin embargo, como estos amplificadores deben ser incondicionalmente estables, incluyendo la configuración de seguidor de voltaje, la compensación interna



(a)



(b)



(c)

Figura 1-16 Efecto de la compensación en frecuencia de la ganancia de un amp op $\mu A709$. (a) Configuración de amplificador; (b) respuesta en frecuencia para diferentes valores de compensación; (c) respuesta en frecuencia para distintas ganancias de lazo cerrado.

resulta ser mayor que la requerida en la mayor parte de las aplicaciones, y da lugar a un ancho de banda disminuido y a una rapidez de respuesta muy escasa. Si la compensación se suministra externamente, se puede escoger un valor menor. Utilizando sólo la compensación necesaria para asegurar la estabilidad del operacional, es posible aprovechar los valores máximos posibles de ancho de banda y de rapidez de respuesta.

El fabricante suele proporcionar valores recomendados de compensación en sus hojas de datos para incrementos fijos de las ganancias de lazo cerrado. Estos valores han sido determinados a fin de asegurar la estabilidad en toda la distribución de producción del dispositivo. La figura 1-16 muestra la respuesta en lazo abierto de un $\mu A709$ para varios valores de compensación externa, así como la respuesta en lazo cerrado con valores fijos de ganancia.

Medición de la estabilidad Las mediciones en lazo abierto suelen ser difíciles de efectuar. Por fortuna, la estabilidad del circuito se puede estimar fácilmente basándose en el lazo cerrado. Si se grafica la respuesta en frecuencia a lazo cerrado, es muy probable que se presente un pico en el extremo superior de la banda. Un margen de fase de 45° corresponde a una condición de amortiguamiento crítico. Con un margen de sólo 25° , se presentará un pico de 6 dB de amplitud. Conforme el margen de fase se siga reduciendo, el pico en la respuesta seguirá creciendo hasta el punto en que el operacional comienza a oscilar. La relación entre el margen de fase y la amplitud del pico se muestra en la figura 1-17.

El método de la respuesta en frecuencia para determinar la estabilidad no es tan preciso como para calcular los valores del margen de ganancia y de fase a partir de un diagrama de Bode. Sin embargo, resulta más cómodo y por lo general se acepta como un camino rápido para el análisis de la estabilidad.

1-3 CONFIGURACIONES DE AMPLIFICADOR LINEAL

1-3a Amplificadores sumadores

El principio de operación del amplificador inversor tratado en la sección 1-1 está basado en el efecto de tierra virtual que tiene lugar en la terminal de entrada inversora. Si se

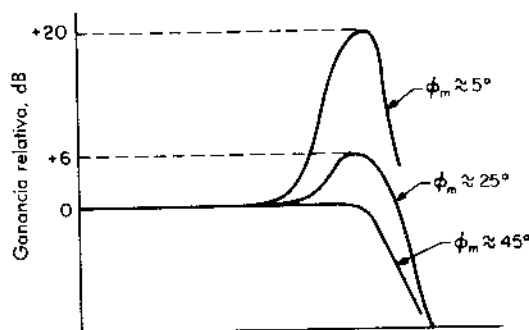


Figura 1-17 Picos frente a margen de fase.

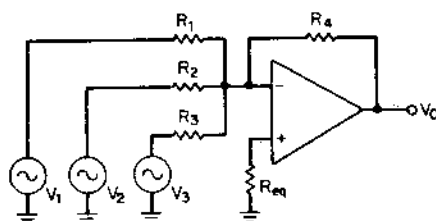


Figura 1-18 Amplificador sumador.

agrandando la estructura de entrada introduciendo dos resistores adicionales de entrada, se obtiene el circuito de la figura 1-18.

A continuación tres corrientes nuevas fluyen hacia la entrada inversora dadas por V_1/R_1 , V_2/R_2 y V_3/R_3 . Dado que no puede existir flujo de corriente hacia el amp op, estas tres corrientes deberán circular a través de R_4 . Y como el voltaje diferencial de entrada es cero, el voltaje de salida deberá estar dado por:

$$V_o = - \left[\frac{R_4}{R_1} V_1 + \frac{R_4}{R_2} V_2 + \frac{R_4}{R_3} V_3 \right] \quad (1-23)$$

La salida compuesta es la suma de las tres señales de entrada, y los factores de ganancia individuales están determinados por el cociente de R_4 entre cada una de los resistores de suma. El mismo principio se puede aplicar a tantas entradas de suma como se requieran.

Todas las entradas se encuentran completamente aisladas unas de otras. Funciones como la combinación de señales múltiples que usen ganancias arbitrarias resultan fáciles de realizar. Para minimizar el desbalance de cc se conecta un resistor entre la entrada no inversora y tierra. El valor de este resistor deberá ser igual al paralelo entre los resistores de suma y el resistor de retro R_4 . Si el desbalance no es tan crítico, la entrada no inversora puede conectarse directamente a tierra.

Ejemplo 1-1 Diseño de un amplificador sumador de entrada múltiple

Diseñe un amplificador sumador que combine tres señales distintas con ganancias de 1, 10 y 100, respectivamente. Las frecuencias de operación fluctuarán entre cc y 100 Hz.

Solución

- Se empleará el circuito de la figura 1-18. Un operacional del tipo $\mu A741$ posee una típica ganancia de lazo abierto de 10 000 a una frecuencia de 100 Hz, que se encuentra muy por encima de la ganancia máxima de lazo cerrado que se requiere ($A_o/A_c = 100$).
- Supóngase que se emplea un resistor de retroalimentación de 100 k Ω . Los resistores sumadores se pueden calcular a partir de la ecuación 1-23 para las ganancias individuales de 1, 10 y 100 como sigue:

$$\frac{R_4}{R_1} = 1 \quad R_1 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_4}{R_2} = 10 \quad R_2 = \frac{R_4}{10} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_4}{R_3} = 100 \quad R_3 = \frac{R_4}{100} = 1 \text{ k}\Omega$$

donde, en todos los casos, R_4 es de 100 k Ω .

- c) El circuito resultante se muestra en la figura 1-19. Para minimizar el desbalance de cc se introdujo un resistor de 1 k Ω entre la entrada no inversora y tierra. Los resistores deberán ser de película metálica al 1% si la precisión en el circuito es crítica.

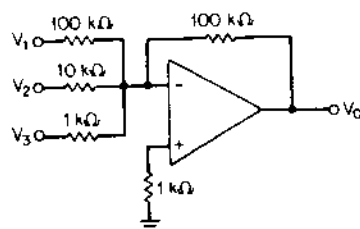


Figura 1-19 Amplificador sumador del ejemplo 1-1.

Retroalimentación de tres resistores

En el amplificador sumador inversor de la figura 1-18, cada factor de ganancia se determinaba por la relación del resistor de retroalimentación R_4 entre el resistor de suma de entrada correspondiente. Sin embargo, para valores muy altos de la ganancia se obtienen valores poco prácticos de resistencia; por ejemplo, para una ganancia de 1000, un resistor de suma de entrada de 10 k Ω requiere un resistor de retroalimentación R_4 con valor de 10 M Ω .

En el circuito de la figura 1-20, el resistor de retroalimentación R_4 ha sido sustituido por un circuito T de resistores. Si se escoge un valor adecuado de R_a , el valor del resistor R_b se puede obtener de la expresión.

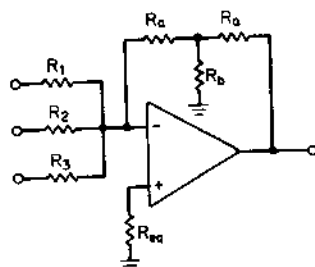


Figura 1-20 Red de retroalimentación tipo T.

$$R_b = \frac{R_a^2}{R_a - 2R_c} \quad (1-24)$$

El resistor R_4 de 10 M Ω puede ser reemplazado por una T, donde R_a se escogió de 100 k Ω y R_b se calculó en 1020 Ω .

1-3b Amplificadores diferenciales

En muchas aplicaciones, la señal por amplificar se origina en una fuente de tipo diferencial, como un transductor. Con mucha frecuencia, un voltaje de modo común se presenta

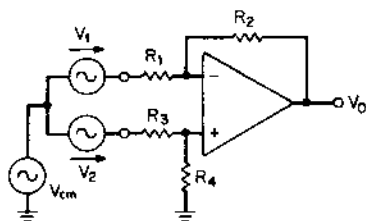


Figura 1-21 El amplificador diferencial.

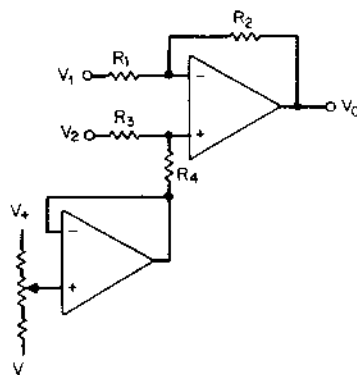


Figura 1-22 Ajustes del desbalance de un amplificador diferencial.

simultáneamente (p. ej., ambos extremos de la fuente poseen una señal con respecto a tierra, como un desbalance de cc o ruido de ca). Si el amplificador operase en forma diferencial, esto es, si la salida fuera función de la *diferencia* o resta de los dos voltajes de entrada, cualquier señal en modo común quedaría automáticamente cancelada.

El circuito de la figura 1-21 es un amplificador diferencial. Si $R_2/R_1 = R_4/R_3$, la ganancia de salida en lazo cerrado está dada por

$$A_c = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (1-25)$$

Si R_2/R_1 es exactamente igual a R_4/R_3 , el circuito se encuentra perfectamente balanceado y V_{cm} , el voltaje en modo común, se cancela por completo. No obstante, no suele ser así, de modo que una pequeña parte de la señal en modo común aparecerá a la salida. Asimismo, dado que la relación de rechazo en modo común (CMRR) del operacional es finita, puede ocurrir degradación subsecuente.

Para minimizar el desbalance de cc, la combinación en paralelo de R_1 y R_2 debe ser igual al paralelo entre R_3 y R_4 . Es posible también añadir un control de cancelación de desbalance, en caso de que el operacional cuente con entradas para este propósito. Es posible incluir un circuito de cancelación de desbalance por separado, conectando R_4 a la salida de un seguidor de voltaje en vez de conectarlo a tierra, como se muestra en la figura 1-22.

Si se llega a necesitar una salida diferencial, esto se puede conseguir añadiendo un inversor de ganancia unitaria al circuito existente, como se muestra en la figura 1-23. La salida diferencial será igual a $2V_1$.

Ejemplo 1-2 Diseño de un amplificador de entrada diferencial

Se requiere que un amplificador de entrada diferencial tenga una amplificación de 20 dB ($A_c = 10$) ante una señal diferencial de entrada. La operación deberá estar por arriba de los 100 kHz.

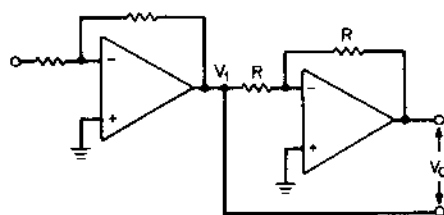


Figura 1-23 Salida diferencial.

Solución

Seleccíonese para esta aplicación un LM101, ya que el $\mu A741$, que posee compensación interna, no tiene suficiente ganancia de lazo abierto a 100 kHz.

Si se escoge R_1 igual a 1 k Ω , entonces $R_1 = R_3 = 1\text{ k}\Omega$ y $R_2 = R_4 = 10\text{ k}\Omega$, utilizando la ecuación 1-25. Y así se tendrá el circuito de la figura 1-24.

Si se requiere tanto la entrada como la salida diferencial, se puede recurrir al circuito de la figura 1-25. La expresión de la ganancia se puede deducir utilizando la superposición, encontrándose que vale

$$A_c = \frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (1-26)$$

Si se hace R_1 variable, se conseguirá tener un control de ganancia. Otra propiedad de este circuito es que la impedancia de entrada es muy alta, porque la señal de entrada se conecta directamente a las entradas no inversoras y no a los resistores de suma.

1-3c Amplificadores de instrumentación

El amplificador diferencial básico de la figura 1-21 tiene cierto número de limitaciones. La resistencia de entrada es relativamente baja, pues está determinada por los valores de R_1 , R_3 y R_4 . Esto puede ocasionar errores debido a una carga excesiva en la fuente de

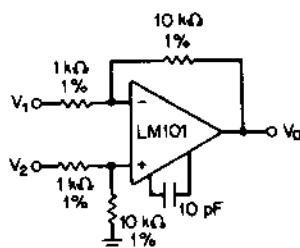


Figura 1-24 El amplificador diferencial del ejemplo 1-2.

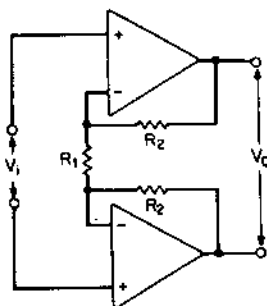


Figura 1-25 Amplificador con entradas y salidas diferenciales.

excitación. La ganancia no puede ajustarse tan fácilmente, pues sería necesario variar al mismo tiempo los cuatro resistores. La CMRR del circuito puede llegar a ser inaceptable.

Un dispositivo que sobrepase estas limitaciones se llama "amplificador de instrumentación". Un ejemplo muy conocido de este tipo de amplificador se muestra en la figura 1-26. A expensas de dos operacionales adicionales se consigue un mejor funcionamiento en comparación con el amplificador diferencial de la figura 1-21.

Este circuito está compuesto de la configuración de entrada y salida diferencial de la figura 1-25 seguida por un amplificador de entrada diferencial como el de la figura 1-21. La ganancia del circuito está dada por

$$A_c = \frac{V_o}{V_i} = \left[2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \right] \frac{R_4}{R_3} \quad (1-27)$$

Si hacemos $R_3 = R_4$, la expresión de la ganancia del circuito se reduce a

$$A_c = \frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{R_2}{R_1} + 1 \quad (1-28)$$

La ganancia mínima que se puede llegar a obtener en este caso es la unidad.

Haciendo variable R_1 , es posible ajustar la ganancia. Los valores de los resistores deberán mantenerse bajos para minimizar el desbalance de cc. Asimismo, si tanto A_1 como A_2 se encuentran encapsulados en un mismo amplificador dual, como el MC1458, se conseguirá una reducción aún mayor del desbalance.

Ejemplo 1-3 Diseño de un amplificador de instrumentación

Diseñe un amplificador con una entrada diferencial de alta impedancia de entrada y de alto rechazo en modo común, con ganancias independientes de 3, 5 y 10.

Solución

a) Se empleará el circuito del amplificador de instrumentación de la figura 1-26.

Si se supone $R_2 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, se pueden entonces calcular tres valo-

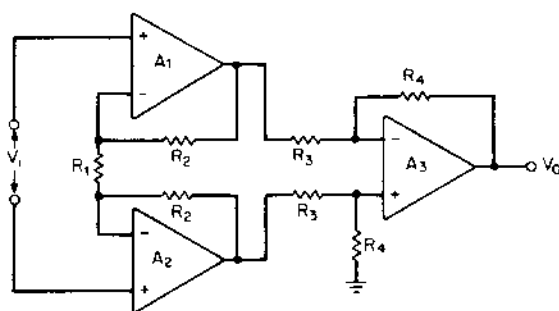


Figura 1-26 Amplificador de instrumentación.

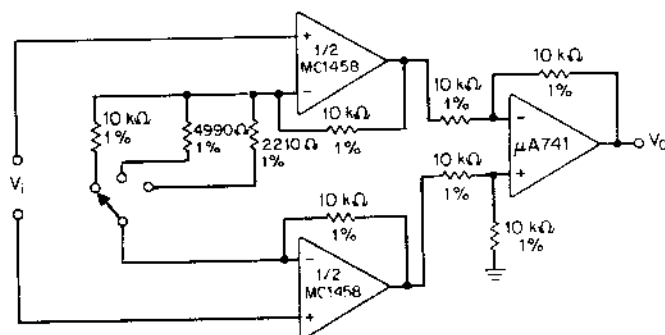


Figura 1-27 Amplificador de instrumentación del ejemplo 1-3.

res diferentes de R_1 para cada una de las ganancias correspondientes, utilizando la ecuación 1-28, de modo que:

$$R_1 = \frac{2R_2}{A_c - 1} \quad (1-29)$$

A_c	R_2	R_1
3	10 kΩ	10 kΩ
5	10 kΩ	5 kΩ
10	10 kΩ	2.22 kΩ

b) El circuito resultante se muestra en la figura 1-27. Se empleó un MC1458 para A_1 y A_2 , y un $\mu A741$ para A_3 . Los resistores son de carbón al 1%.

Es posible configurar también un amplificador de instrumentación utilizando únicamente dos operacionales. El circuito correspondiente se muestra en la figura 1-28, y su ganancia está dada por

$$A_c = 1 + R_1 \left[\frac{1}{R_2} + \frac{2}{R_3} \right] \quad (1-30)$$

El resistor R_3 puede ser variable cuando se requiera ajustar la ganancia.

Aunque un amplificador de instrumentación rechaza una señal en modo común presente en ambas entradas, el voltaje de dicha señal deberá estar contenido dentro de los límites máximos del dispositivo. Por ejemplo, el $\mu A741$ tie-

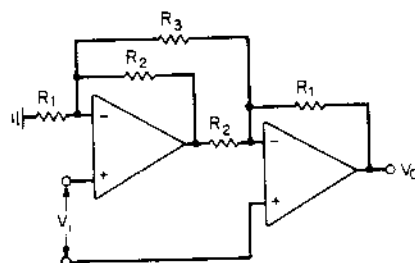


Figura 1-28 Amplificador de instrumentación con doble amp op.

ne un voltaje en modo común máximo de ± 15 V cc (con respecto a tierra). Exceder estos límites puede dañar el dispositivo.

1-3d Integradores y diferenciadores

El integrador ideal Un integrador ideal es el que proporciona una salida que es proporcional a la integral con respecto al tiempo de la señal de entrada. La señal de salida se determina por el área bajo la forma de onda de entrada. Matemáticamente, esto se puede expresar así

$$V_o = k \int V_i dt \quad (1-31)$$

donde k es una constante.

Considérese ahora el caso del integrador ideal mostrado en la figura 1-29. La corriente a través de R_1 es igual a V_i/R_1 , dado que existe una tierra virtual en la entrada inversora. Esta corriente debe cargar el capacitor C que produce un voltaje de salida. Dado que el voltaje en las terminales del capacitor C está dado por

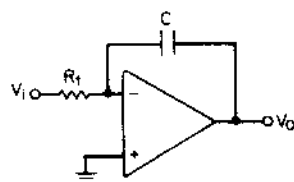


Figura 1-29 Integrador ideal.

$$V = \frac{1}{C} \int I dt \quad (1-32)$$

el voltaje de salida puede expresarse como

$$V_o = -\frac{1}{C} \int \frac{V_i}{R_1} dt \quad (1-33)$$

o en forma más adecuada,

$$V_o = -\frac{1}{R_1 C} \int V_i dt \quad (1-34)$$

No es muy recomendable trabajar en forma directa con la ecuación 1-33, debido a que puede incluir la integración matemática de señales complejas. Una expresión más adecuada puede obtenerse a partir de la ecuación fundamental de carga de un capacitor

$$Q = CV \quad (1-35)$$

Dado que la carga eléctrica es el producto de la corriente por el tiempo, se puede establecer que

$$IT = CV$$

Sustituyendo I por V_i/R_1 y V por V_o , el voltaje de salida de la figura 1-29 puede calcularse de la siguiente ecuación

$$V_o = -\frac{V_i T}{R_1 C} \quad (1-36)$$

donde el signo menos se debe a la inversión de polaridad. Esta fórmula puede aplicarse por partes a una forma de onda de entrada.

La figura 1-30 muestra la integración de una onda cuadrada que resulta en una onda triangular. En el primer semiciclo, la salida se carga negativamente en un valor determinado por la ecuación 1-36. En el segundo semiciclo, la salida se carga de manera positiva, exactamente al mismo valor puesto que la onda cuadrada es simétrica. Este mismo patrón se sigue repitiendo en forma periódica.

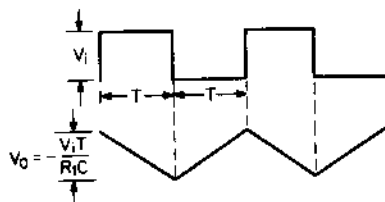


Figura 1-30 Integración de una onda cuadrada.

Integradores prácticos Un desbalance de cc en la entrada del integrador de la figura 1-29 ocasionará una rampa continua en una dirección en la salida del operacional hasta que éste alcance la saturación. Para lograr estabilización en cc, se introduce un resistor adicional en paralelo con el capacitor de retroalimentación en el circuito de la figura 1-31. La ganancia a baja frecuencia, incluyendo la condición de cc, se ha limitado ahora a un valor R_2/R_1 . Para mantener las propiedades del integrador a las frecuencias de interés el valor mínimo de R_2 se calcula a partir de

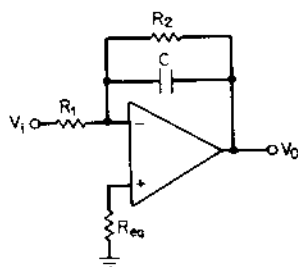


Figura 1-31 Un integrador práctico.

$$R_2 \geq \frac{1}{2\pi f_L C} \quad (1-37)$$

donde f_L es la frecuencia mínima de operación. En teoría, R_2 debe ser por lo menos 10 veces más grande que el valor obtenido con la ecuación 1-37. El resistor R_{eq} minimizará los efectos del desbalance de cc de salida y es igual a la combinación en paralelo de R_2 con R_1 .

Ejemplo 1-4 Diseño de un integrador

Diseñe un integrador que convierta una onda cuadrada en 10 V pico a pico en 1 kHz en una onda triangular de 5 V pico a pico. Utilice un valor de capacitor de 1 μ F.

Solución

a) El valor del resistor R_1 se calcula a partir de

$$R_1 = \frac{V_i T}{V_o C} = \frac{10 \times 0.5 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-6}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (1-36)$$

Nótese que el valor de T corresponde a la mitad del periodo de 1 kHz. (El signo negativo de la ecuación 1-36 se ha suprimido, dado que se supone una inversión de signo.)

b) El resistor de estabilización R_2 se obtiene de

$$R_2 \cong \frac{1}{2\pi f_i C} \cong \frac{1}{6.28 \times 10^3 \times 10^{-6}} \cong 159 \Omega \quad (1-37)$$

Supóngase $R_2 = 10/\text{k}\Omega$. Por lo tanto, R_{eq} es de 910Ω . El circuito resultante se ilustra en la figura 1-32.

Como un comentario final acerca de los integradores, se dirá que la ganancia del circuito para una onda senoidal de entrada está dada por

$$A_c = j \frac{1}{2\pi f RC} \quad (1-38)$$

La ganancia decaerá a razón de 6 dB por octava con un desfase constante de 90° .

Diferenciadores Un diferenciador efectúa la función opuesta a la de un integrador. Mientras que la salida de un integrador es la integral de la entrada, un diferenciador realiza la operación matemática de la diferenciación (derivada) sobre la señal de entrada. Un diferenciador ideal se ilustra en la figura 1-33. La corriente por el capacitor está dada por $C dV/dt$, ya que la terminal de la entrada inversora es una tierra virtual. Por lo tanto, el voltaje de salida es

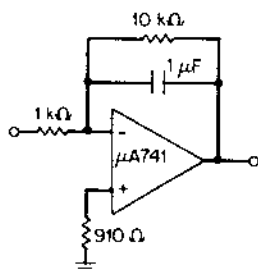


Figura 1-32 Integrador del ejemplo 1-4.

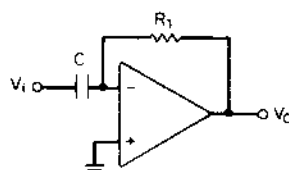


Figura 1-33 Diferenciador ideal.

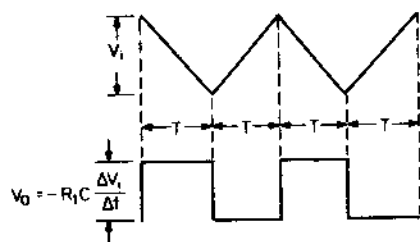


Figura 1-34 Diferenciación de una onda triangular.

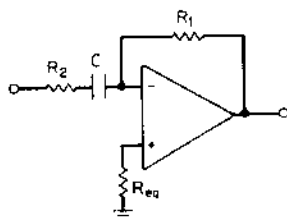


Figura 1-35 Un diferenciador práctico.

$$V_o = -R_1 C \frac{dV_i}{dt} \quad (1-39)$$

Si el voltaje de entrada varía en forma lineal en la región de interés, el voltaje de salida puede expresarse como

$$V_o = -R_1 C \frac{\Delta V_i}{\Delta t} \quad (1-40)$$

Si se aplica una entrada triangular a este circuito, resultará una onda cuadrada a la salida como se aprecia en la figura 1-34. Aquí, obviamente, el proceso de la integración se ha invertido.

La ganancia de un diferenciador aumenta a razón de 6 dB por octava, a diferencia de la de un integrador, que *disminuye* a la misma razón. Por tal motivo, este circuito es muy susceptible al ruido de alta frecuencia. Para limitar la ganancia en alta frecuencia, se suele introducir un resistor en serie con el capacitor de entrada, como se observa en la figura 1-35. La ganancia máxima se limita entonces a $-R_1/R_2$. El valor máximo que puede tomar R_2 está dado por

$$R_2 \leq \frac{1}{2\pi f_h C} \quad (1-41)$$

donde f_h es la frecuencia máxima de operación. En teoría, R_2 no deberá ser mayor que un décimo del valor obtenido con la ecuación 1-41.

1-3e Fuentes de corriente

Una fuente ideal de corriente mantiene una corriente constante de la carga, la cual se determina por un voltaje de entrada e independiente de la impedancia de la carga. Este tipo de circuito se conoce también con el nombre de fuente de corriente controlada por voltaje (VCCS) o convertidor voltaje a corriente.

Los amplificadores operacionales se adecuan perfectamente para constituirse en fuentes de corriente debido a sus características casi ideales en condiciones de retroalimentación

negativa. Esta sección describe algunas de estas configuraciones, cada una de las cuales posee distintas propiedades inherentes.

Fuentes de corriente unipolares Una fuente de corriente unipolar suministra una sola polaridad de corriente con respecto a tierra. Un tipo muy popular se muestra en la figura 1-36a. Una tierra virtual aparece entre las dos terminales de entrada del amp op a consecuencia de la retroalimentación negativa. La corriente por el resistor R está dada por

$$I_R = \frac{V^+ - V_i}{R} \quad (1-42)$$

Esta corriente entra por el emisor del transistor y sale por el colector. Sin embargo, la corriente del emisor circula en la base del transistor $(1 - \alpha)$ veces, reduciendo la corriente en la carga. Por lo general este error es despreciable dado que el valor α de un transistor suele ser 0.99. Reemplazando al único transistor por una configuración Darlington como la de la figura 1-36b, se llega a reducir aún más este error.

La impedancia de salida del circuito es bastante grande y llega a alcanzar varias decenas de $M\Omega$. Impedancias más altas se pueden conseguir utilizando un FET en vez de un transistor. La corriente de salida depende de la diferencia de voltaje entre V^+ y V_i , de manera que cualquier variación en la alimentación positiva se reflejará en la salida. Esta limitación se puede corregir si se relaciona la señal de entrada con V^+ .

Ejemplo 1-5 Diseño de una fuente de corriente

Se necesita una fuente de corriente que suministre una corriente constante de cc de $1 \text{ mA} \pm 10\%$ a carga resistiva máxima de $10 \text{ k}\Omega$. Se dispone de un voltaje de alimentación de $\pm 15\text{V}$.

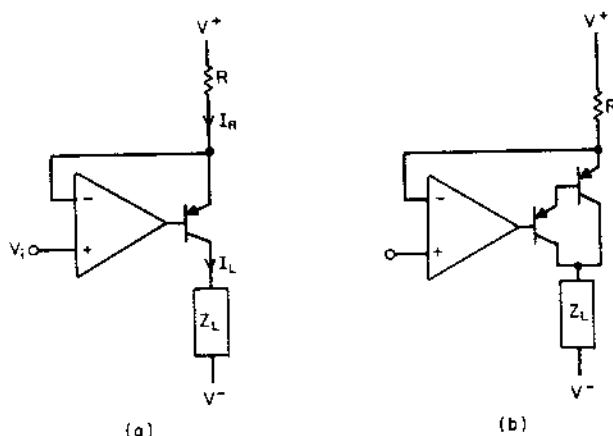


Figura 1-36 Fuente de corriente con transistores. (a) De un solo transistor; (b) Darlington.

Solución

Se utilizará un diodo zener para mantener un voltaje constante en los extremos del resistor R de la figura 1-36, a fin de mantener constante la corriente. El circuito final se muestra en la figura 1-37. El zener de 7.5 V obliga a que fluya una corriente del 1 mA por el resistor de 7 500 ohms y por la carga. Obsérvese que se dispone de un voltaje total de 22.5 V para proporcionar la corriente de 1 mA (30 V, menos los 7.5 V del zener por el resistor de 7 500 Ω , despreciando la $V_{CE\text{ sat}}$ del transistor). Por lo tanto, la resistencia total de carga no deberá exceder los 22.5 V/1 mA o 22.5 k Ω para que se mantenga la regulación.

Dado que el circuito trabaja en cc, un operacional del tipo $\mu A741$ será suficiente.

Fuentes de corriente bipolares Una fuente de corriente bipolar es capaz de suministrar una corriente regulada que tenga polaridades positiva y negativa con respecto a tierra y, en general, se emplea para señales de ca. Un ejemplo conveniente de este tipo de fuente se muestra en la figura 1-38.

La impedancia de salida del circuito está dada por

$$Z_{\text{sal}} = \frac{R_4}{\frac{R_4}{R_2} - \frac{R_3}{R_1}} \quad (1-43)$$

Si los cocientes de R_4/R_2 y R_3/R_1 son iguales, la impedancia de salida es infinita, lo que corresponde al caso de una fuente de corriente ideal. La corriente de salida está dada por

$$I_L = -V_i \frac{R_3}{R_1 R_4} \quad (1-44)$$

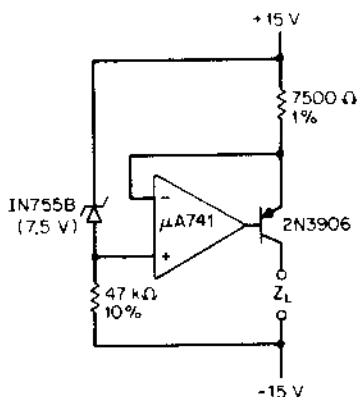


Figura 1-37 Fuente de corriente de 1 mA del ejemplo 1-5.

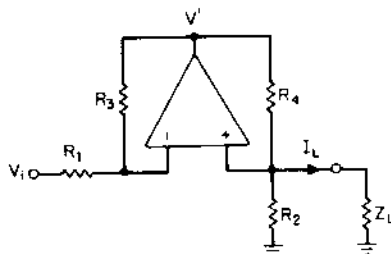


Figura 1-38 Fuente de corriente bipolar.

Si se supone que $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, la expresión de la corriente de salida se simplifica a

$$I_L = -\frac{V_i}{R} \quad (1-45)$$

Para mantener una impedancia de salida alta, se deben evitar valores bajos de R . Asimismo, se recomienda utilizar resistores de precisión. Para una tolerancia de $\pm 1\%$, la impedancia mínima de salida es de

$$Z_{sal} \geq 50R \quad (1-46)$$

El voltaje en el nodo V' se calcula así:

$$V' = -V_i \left(2\frac{Z_L}{R} + 1 \right) \quad (1-47)$$

Valores excesivos de Z_L pueden llegar a ocasionar un recorte de señal debido a las grandes fluctuaciones de la salida.

Fuentes de corriente flotantes

Las fuentes de corriente estudiadas previamente se encargaban de suministrar corriente a una carga, que regresaba ya sea a un voltaje de cc o a tierra. Si se deja flotante la carga, se pueden aprovechar las propiedades de suma de un amp op para hacer una simple fuente de corriente, como la que se muestra en la figura 1-39. La corriente que fluye por la carga, I_L , es exactamente igual a V_i/R .

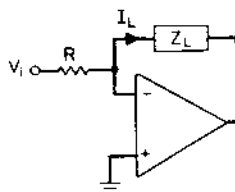


Figura 1-39 Una fuente de corriente flotante sencilla.

El voltaje de salida es el producto $-I_L Z_L$ y deberá mantenerse dentro del intervalo disponible de salida del amp op.

La configuración de la figura 1-39 posee impedancias desiguales para aterrizar a ambos lados de la carga. En muchos casos se requiere una alta impedancia en *ambos* lados de la carga, mientras se suministra una corriente constante. Una solución a este problema sería utilizar dos fuentes de corriente independientes y complementarias, una a cada lado de la carga. Sin embargo, esta técnica no dará resultado a menos que ambas fuentes de corriente sean *exactamente* iguales; de lo contrario el voltaje en la carga empezará a crecer hasta el punto en que las fuentes de corriente dejen de funcionar.

Una fuente de corriente diferencial autorregulada se observa en la figura 1-40, la cual suministra alrededor de 30 mA a una carga balanceada para los valores indicados. Para entender la operación de este circuito se ignorará por un momento la presencia de los resistores R_6 y R_7 . Con esto, el circuito se reduce a un par de fuentes de corriente de

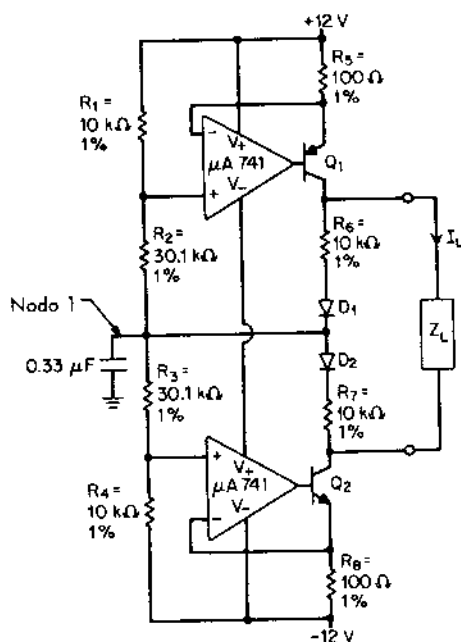


Figura 1-40 Fuente de corriente diferencial de 30 mA.

transistores complementarios, similares a los de la figura 1-36a. El divisor de voltaje que consta de los resistores R_1 a R_4 produce una caída de 3 V en los resistores R_5 y R_8 . El nodo 1 se encuentra al potencial de tierra. Una corriente de 30 mA ($3 \text{ V}/100 \Omega$) circulará de la fuente de corriente Q_1 por la carga Z_L y regresará de nuevo a la fuente de corriente Q_2 .

Los resistores R_6 y R_7 detectan el voltaje en los extremos de la carga. Si ambas fuentes de corriente son idénticas, el voltaje en la unión de los diodos D_1 y D_2 permanecerá a tierra. Si la corriente que sale de Q_1 excede a la que entra en Q_2 , el nodo 1 se desplazará positivamente, disminuyendo la fuente de corriente Q_1 y aumentando la Q_2 hasta que vuelva a reestablecerse el equilibrio entre ambas. En caso contrario, si la fuente de corriente Q_2 es mayor que la Q_1 , el nodo 1 se volverá más negativo. Y de nueva cuenta ambas fuentes de corriente se tornarán iguales.

1-4 EXTENSIÓN DE LA OPERACIÓN

Dado que un amp op es un dispositivo de usos múltiples, con frecuencia surgen situaciones en que se desea extender la capacidad de ciertos parámetros de operación. En esta sección se hablará acerca de las técnicas utilizadas con más frecuencia para aumentar la capacidad de un amp op.

1-4a Amplificadores de potencias de salida

Los amplificadores operacionales se encuentran limitados en cuanto a la potencia de salida. Por ejemplo, el $\mu A741$ no puede proporcionar más de unos pocos miliwatts de potencia a una carga resistiva. El circuito amplificador inversor de la figura 1-41 es susceptible de un aumento moderado de potencia. Además, este circuito ofrece dos ventajas, pues es posible obtener con facilidad corrientes de salida de 20 a 30 mA, a la vez que la salida puede fluctuar hasta casi los valores de la fuente de alimentación.

El circuito opera como sigue. Conforme la fluctuación de salida se hace negativa, aumenta la demanda de corriente de la alimentación negativa. Esto da lugar a una excitación mayor de la base Q_1 , que a su vez proporciona el aumento requerido en la corriente de carga. En forma similar, una excitación positiva en la salida da por resultado una mayor corriente de mando en la base de Q_2 .

Los valores indicados de R_3 y R_4 son válidos únicamente para el $\mu A741$. Para otro tipo de dispositivos, estos valores se deberán calcular a partir de la siguiente expresión:

$$R_3 = R_4 = \frac{0.600}{I_{cc}} \quad (1-48)$$

donde I_{cc} es la corriente de alimentación de potencia nominal del dispositivo.

Una desventaja de este circuito es que se presenta una zona muerta cuando la salida fluctúa alrededor de cero volts y, en consecuencia, corta simultáneamente ambos transistores. Si la ganancia de lazo abierto no es la adecuada para la frecuencia de operación, se puede presentar distorsión por cruce excesivo.

Es posible obtener una mejoría en el funcionamiento utilizando el circuito de la figura 1-42. La etapa de salida se encuentra operando en clase AB, lo que da por resultado que se tenga una corriente en vacío casi cero y nula distorsión por cruce. Este circuito es capaz de entregar una potencia de 2 W a una carga de 8 Ω con distorsión armónica menor que 1%.

1-4b Extensión del ancho de banda

El ancho de banda de un amplificador puede extenderse utilizando un dispositivo compensado externamente, de manera que dicha compensación sea apenas la suficiente para la ganancia requerida, sin perder la estabilidad.

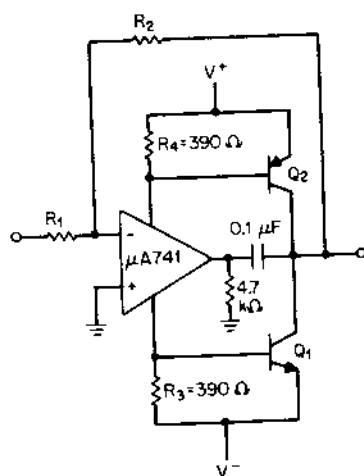


Figura 1-41 Amplificador de potencia.

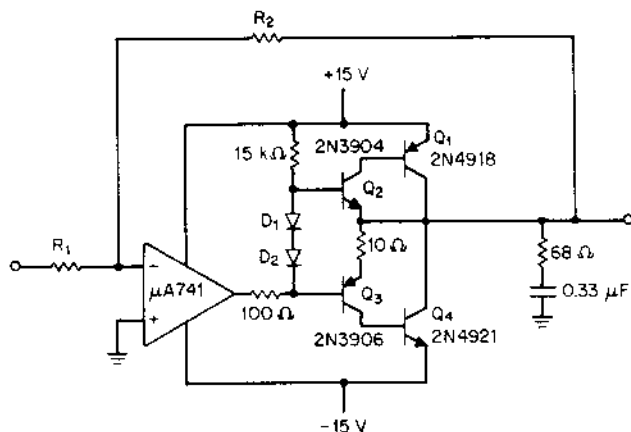


Figura 1-42 Amplificador de potencia mejorado.

Otro método incluye la “compensación por realimentación hacia adelante” (*feedforward*). Con esta técnica, las señales de alta frecuencia se desvían, evitando la etapa de entrada, para excitar directamente las etapas secundarias de frecuencia más alta. La técnica se aplica a un LM301 en la figura 1-43. Puede obtenerse cierto orden de magnitud de mejora del ancho de banda para la respuesta en lazo abierto. Tal vez sea necesario incorporar un pequeño capacitor en paralelo con R_2 para asegurar la estabilidad. Esta técnica de compensación por realimentación hacia adelante se aplica únicamente a la configuración de amplificador inversor.

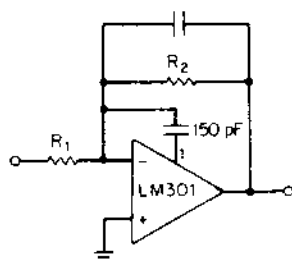


Figura 1-43 Compensación de realimentación hacia adelante.

1.4c Empleo de una sola fuente de alimentación

La mayor parte de los amplificadores operacionales en circuito integrado requieren voltajes de alimentación dobles, por lo común de ± 3 a ± 18 V. Con mucha frecuencia no es posible contar con dos fuentes de alimentación de polaridades opuestas. Sin embargo, los amplificadores operacionales ordinarios pueden utilizarse con una sola fuente de alimentación siempre y cuando se suministre al circuito un voltaje de referencia V_r que reemplace las conexiones de tierra. Este voltaje se debe encontrar a la mitad entre tierra y el voltaje de alimentación único con que se cuente, además de provenir de una fuente de baja impedancia.

Una forma muy conveniente de generar V_r a partir de una fuente positiva de alimentación se observa en la figura 1-44a. El divisor de voltaje y el capacitor de paso del circuito

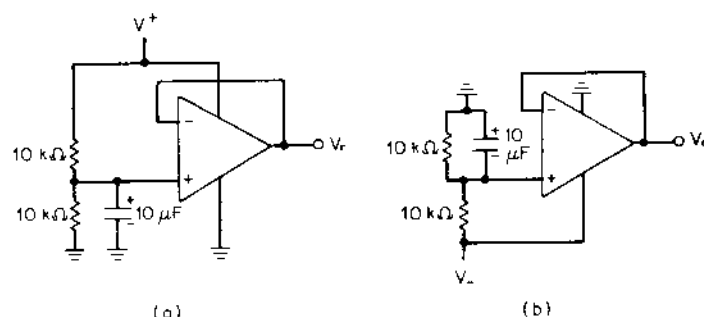


Figura 1-44 Generación de un voltaje de referencia. (a) Alimentación positiva única; (b) alimentación negativa única.

forman un voltaje de cc intermedio, el cual se aísla a la salida por medio de un amplificador seguidor de voltaje. Con fuentes de alimentación negativas, se deberá utilizar el circuito de la figura 1-44b.

Las señales de entrada referidas a tierra deberán acoplarse primero en ca y superponerse después sobre el nivel V_r . La señal de salida también deberá acoplarse a ca para eliminar la componente de cc. Con ello esta técnica evita el paso de señales de baja frecuencia, incluyendo las de cc.

La figura 1-45 ilustra este método aplicado en algunos de los circuitos explicados anteriormente. El circuito de la figura 1-44 se emplea para generar V_r y todos los circuitos integrados (CI) están alimentados por una sola fuente de energía.

1-5 SELECCIÓN DE AMP OP

El éxito o fracaso que pueda tener un diseño dependerá en gran medida de los parámetros del amp op utilizando la ganancia de lazo abierto insuficiente, la impedancia de entrada baja, la escasa rapidez de respuesta o cualquier otra variedad de parámetros degradados pueden llegar a afectar severamente al funcionamiento del circuito.

En la selección del dispositivo más apropiado para cada aplicación el diseñador debe concentrarse en aquellos parámetros del amp op que afecten en forma más directa la operación del circuito. Posteriormente, se escoge un amp op con las características más adecuadas.

1-5a Información mecánica

Los amplificadores operacionales pueden obtenerse en gran variedad de encapsulados estándar y configuraciones de patas. La selección de un encapsulado en particular dependerá de las consideraciones mecánicas, ambientales y de temperatura. Para los dispositivos de grado militar (que operan a $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$), el encapsulado plástico no se consigue. Para usos de tipo comercial, el encapsulado plástico de 8 patas es probablemente el más común.

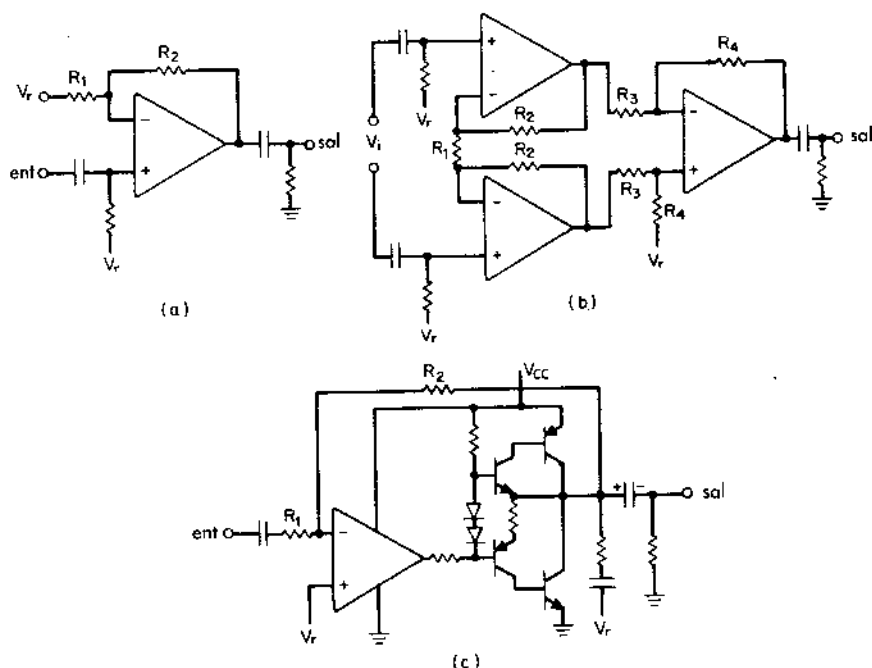


Figura 1-45 Operación con una sola fuente de alimentación. (a) Amplificador no inversor; (b) amplificador de instrumentación; (c) amplificador de potencia.

Los encapsulados mostrados en esta sección son típicos de cierto fabricante. No obstante, los dispositivos de la misma familia de encapsulados suelen ser intercambiables. El diseñador podrá consultar los manuales de un fabricante en particular para obtener información más precisa.

Encapsulado cerámico doble en línea Estos encapsulados doble en línea se componen de una base de cerámica, un marco de 8, 14 o 16 patas, y una tapa también de cerámica. La pastilla (chip) se monta en la base por medio de una aleación, luego se conecta el marco de patas a la pastilla y por último se sella herméticamente la tapa a la base por medio de una capa de vidrio.

La figura 1-46 muestra esquemáticamente las formas comunes de los encapsulados. Se pretende que estos encapsulados sean insertados en agujeros de montaje en centros de 0.300 in. Las patas deben comprimirse primero, para después insertarse en los agujeros. El dispositivo se mantiene en su lugar mientras se suelda por la tensión creada por las patas comprimidas. De esta manera, la soldadura se adherirá bien a las patas previamente estañadas.

Este encapsulado se caracteriza por su sellado hermético y su baja resistencia térmica. Para operación en un ambiente adverso, como en el caso de las aplicaciones militares, se requiere generalmente un encapsulado hermético.

Encapsulado plástico doble en línea El encapsulado plástico doble en línea se monta en los mismos orificios que la versión en cerámica. Sin embargo, el marco con las patitas y la pastilla de circuito integrado se encapsulan en un compuesto plástico de aislamiento. Este encapsulado tiene una resistencia térmica superior al de la versión en cerámica y se suele restringir a las aplicaciones de tipo comercial. Su operación es confiable, aun en condiciones de gran humedad. Asimismo, su costo es menor comparado con el encapsulado cerámico. Las dimensiones de la cápsula para un dispositivo típico se muestran en la figura 1-47.

Encapsulado cerámico plano Este tipo se caracteriza por un encapsulado muy bajo sellado herméticamente, compuesto por una base de cerámica y una tapa que contiene al conjunto de patas y la pastilla del CI. Un sello de vidrio asegura la hermeticidad. La resistencia térmica es superior a cualquiera de los encapsulados de doble en línea. El empleo de este tipo de encapsulado se limita por lo general a aplicaciones militares. Sus dimensiones mecánicas típicas se ilustran en la figura 1-48.

Encapsulado metálico Un encapsulado metálico consiste en una tapa metálica soldada a una base también metálica, en la cual se mantienen en posición las patas por medio de sellos de vidrio. Entre sus propiedades se encuentran su construcción hermética, su tamaño reducido y su mejor disipación de calor. Versiones típicas de este encapsulado en 8 y 10 patas se muestran en la figura 1-49.

1-5b Amplificadores operacionales de uso general

El diseñador cuenta con una amplia variedad de operacionales, desde los estándar de bajo costo de uso general hasta los especializados con propiedades únicas, como gran rapidez de respuesta, poco consumo de potencia, etc. Como diseñadores es recomendable utilizar los dispositivos de uso general más populares, a fin de reducir los costos y contar con una fuente segura de abastecimiento. Las propiedades eléctricas en este tipo de operacionales se encuentran condensadas en las tablas 1-2 a 1-4 para las versiones sencilla, doble y cuádruple.

1-5c Amplificadores operacionales con entrada JFET

Esta familia de amplificadores operacionales se caracteriza por combinar una etapa de entrada del tipo JFET con tecnología bipolar, lo que da por resultado una corriente de polarización sumamente débil, así como un desbalance de corriente mínimo, bajo coeficiente de desbalance de temperatura, impedancia de entrada extremadamente alta y un gran ancho de banda. Estos dispositivos resultan muy adecuados en usos que requieren buena estabilidad y precisión en cc, así como una respuesta rápida, como el caso de los convertidores D/A o A/D de alta velocidad, de los amplificadores de banda ancha y de los aisladores de alta impedancia de entrada (con impedancia de entrada en lazo abierto de $10^{12} \Omega$). Las propiedades eléctricas de este tipo de dispositivos se resumen en las tablas 1-5 a 1-7.

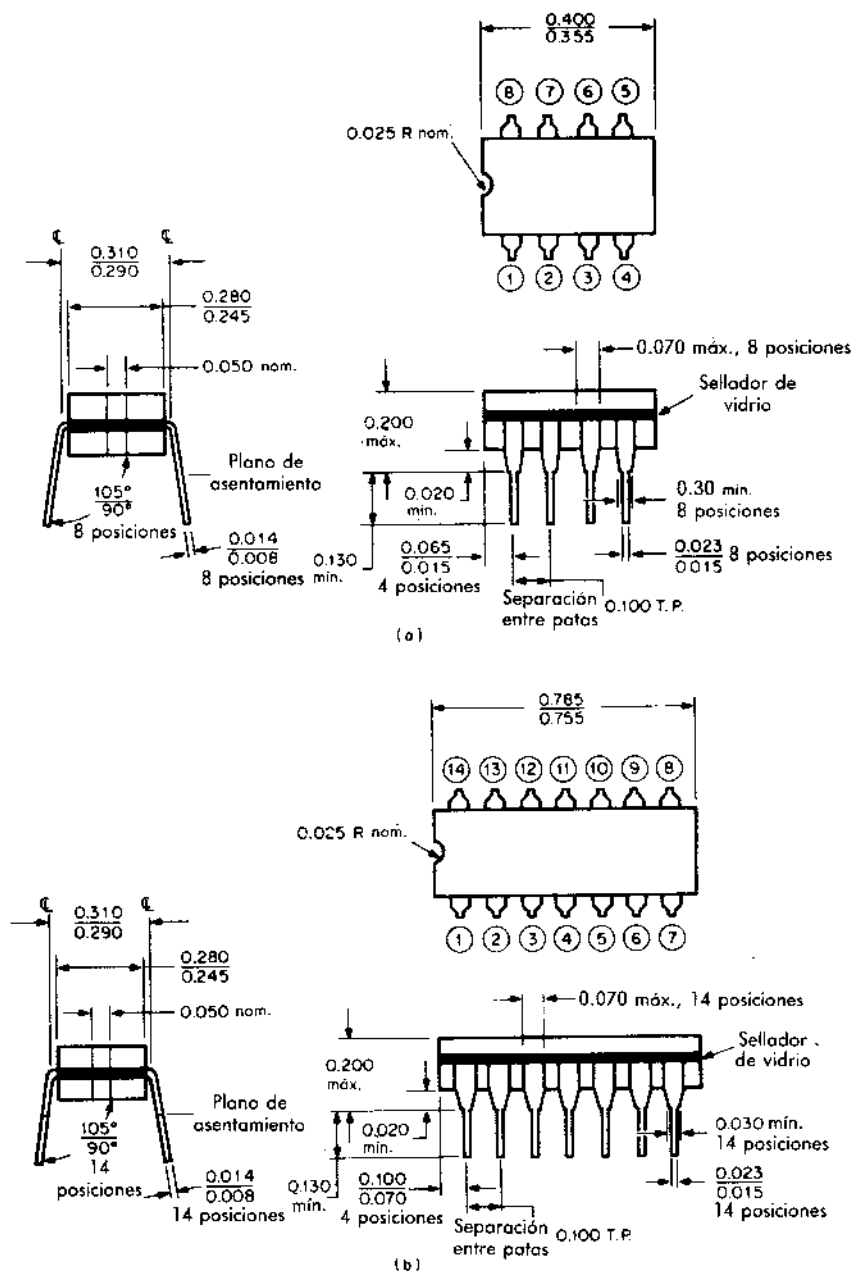


Figura 1-46 Encapsulado cerámico doble en línea. (Cortesía de Texas Instruments Corporation.)
 (a) Cerámico de 8 patas; (b) cerámico de 14 patas. (Nota: Todas las dimensiones están en pulgadas.)

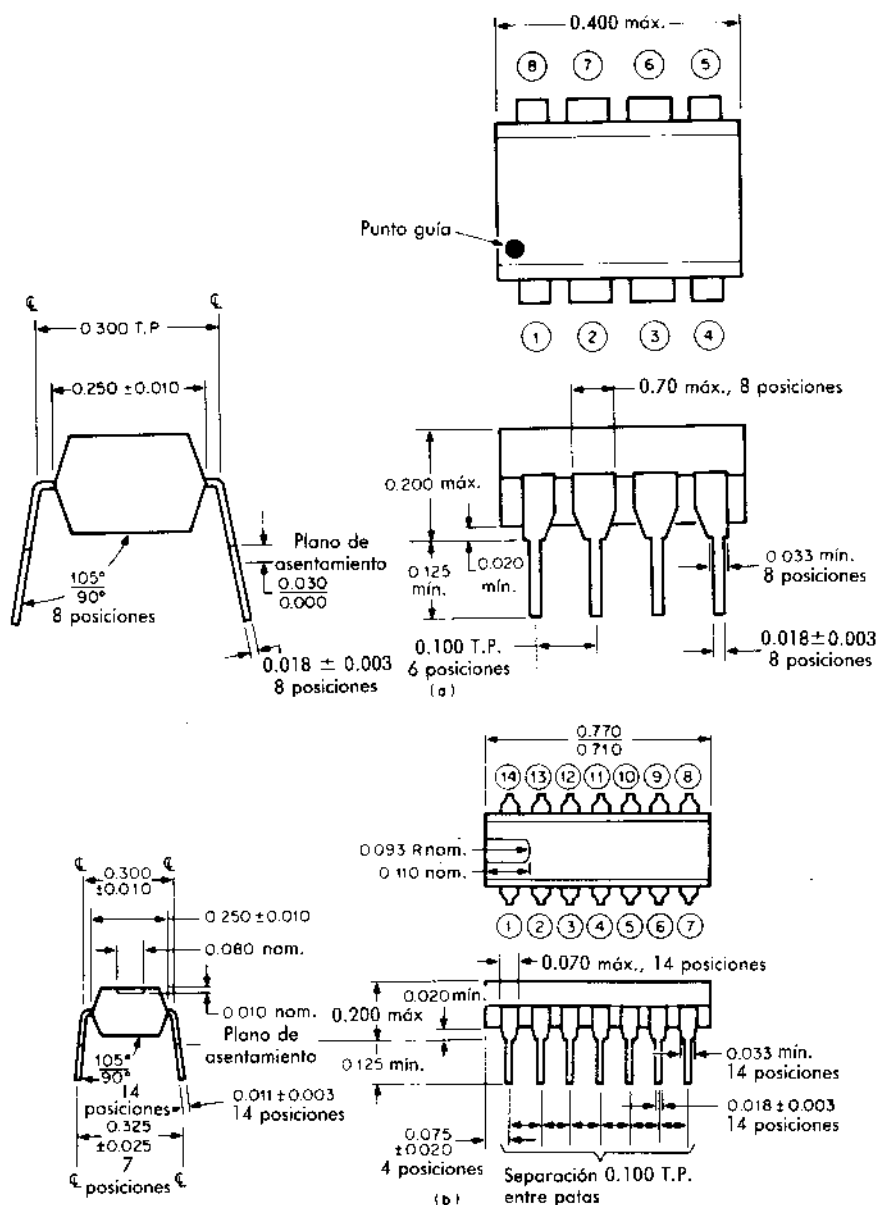
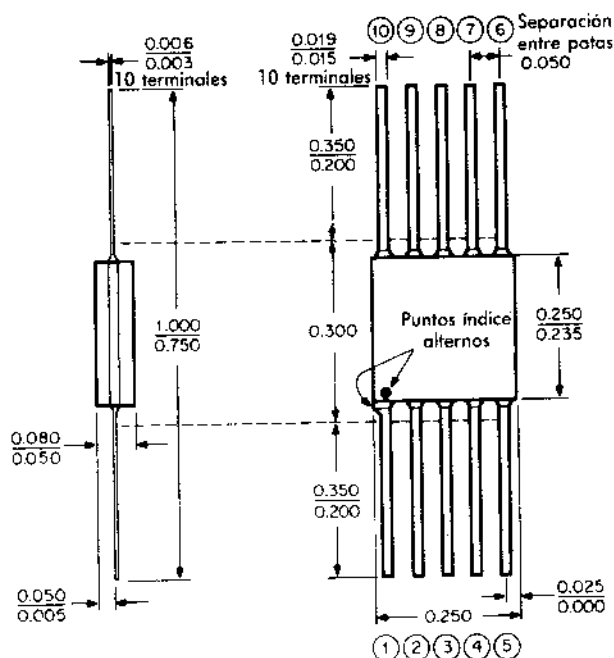
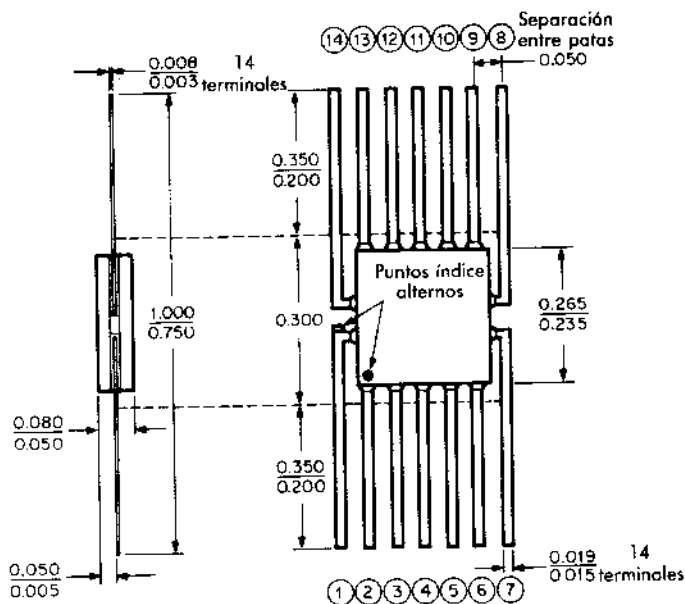


Figura 1-47 Encapsulados plásticos dobles en línea. (Cortesía de Texas Instruments Corporation.)
(a) De 8 patas; (b) de 14 patas. (Nota: Todas las dimensiones están en pulgadas.)



(a)



(b)

Figura 1-48 Encapsulados cerámicos planos. (Cortesía de Texas Instruments Corporation.) (a) Encapsulado plano de 10 patas; (b) encapsulado plano de 14 patas. (Nota: Todas las dimensiones están en pulgadas.)

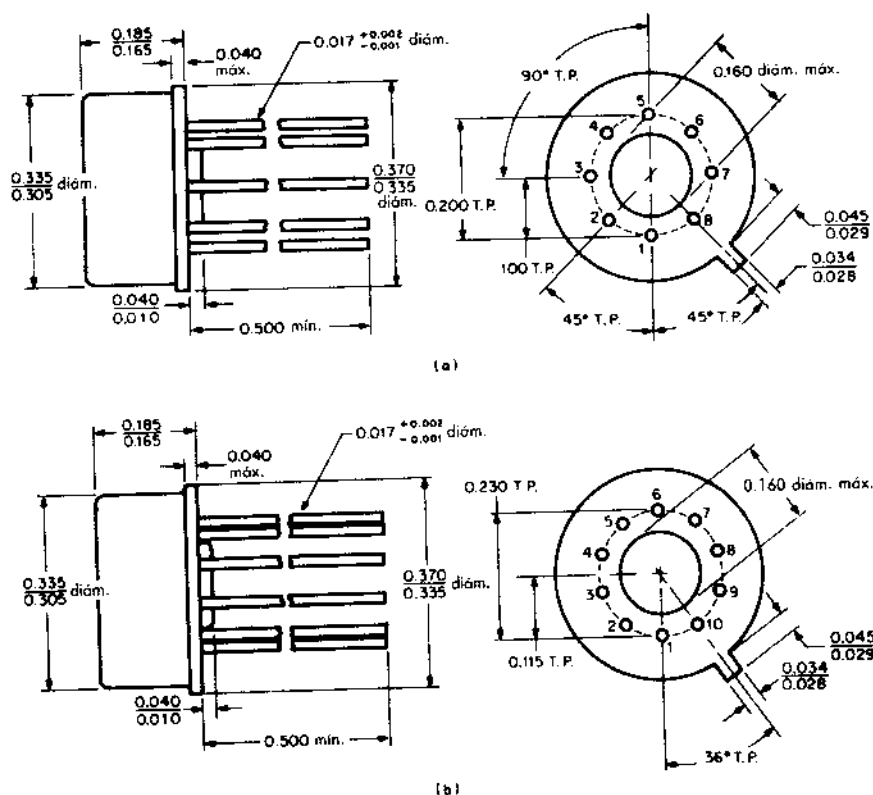


Figura 1-49 Encapsulado metálico. (Cortesía de Texas Instruments Corporation.) (a) Construcción de 8 patas; (b) construcción de 10 patas. (Nota: Todas las dimensiones están en pulgadas.)

1-5d Amplificadores operacionales con características especiales

En muchos casos, un dispositivo del tipo de uso general no puede satisfacer los requerimientos críticos de una aplicación determinada. En estos casos será preciso un amp op que esté especialmente diseñado para satisfacer las exigencias de cierto parámetro en particular. Las características eléctricas de los dispositivos más populares se encuentran resumidas en las tablas 1-8 a 1-10.

Tabla 1-2 Amplificadores operacionales sencillos para uso general

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corrimiento de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Garantía mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rápidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Características (véase nota 1)
Militar -55 °C a +125 °C												
LM101	6	15	20	100	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3	A, B, C
LM101A	3	15	20	100	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3	A, B, C
LM107	3	15	20	100	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3	B, C
TL321M	5	...	30	150	50 k	1	0.5	3 to 32	-0.3 to 32	± 32	1	B, C, E
μ A709	6	6 typ	500	1500	25 k	1	0.3	± 9 to ± 18	± 8	± 5	5.5	D
μ A709A	3	15	250	600	25 k	1	0.3	± 5 to ± 22	± 20	± 40	3.6	D
μ A741	6	15 typ	500	1500	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	2.8	A, B, C
μ A741A	4	15	70	210	32 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	4.0	A, B, C
μ A748	6	...	500	1500	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	2.8	A, B, D
Industrial -25 °C a +85 °C												
LM201	10	10	750	2000	15 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3	A, B, C
LM201A	3	15	20	100	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3	A, B, C
LM207	2	20	20	100	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3	B, C
TL321H	5	...	30	150	50 k	1	0.5	3 to 32	-0.3 to 32	± 32	1	B, C, E
Comercial 0 °C a +70 °C												
LM301A	10	30	70	300	15 k	1	0.5	± 3 to ± 18	± 12	± 30	3	A, B, C
LM307	10	30	50	250	15 k	1	0.5	± 3 to ± 18	± 12	± 30	3	B, C
TL321C	5	...	30	150	50 k	1	0.5	3 to 32	-0.3 to 32	± 32	1	B, C, E
μ A709C	10	12 typ	500	1500	15 k	1	0.3	± 9 to ± 18	± 8	± 5	6.6	D
μ A741C	7.5	15 typ	300	800	15 k	1	0.5	± 3 to ± 18	± 12	± 30	2.8	A, B, C
μ A748C	6	6	500	1500	25 k	1	0.5	± 3 to ± 18	± 12	± 30	2.8	A, B, D

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-3 Amplificadores operacionales dobles para uso general

Dispositivo	Voltaje de balance de entrada (mV)	Corrimiento de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia típica (MHz)	Rapidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo de voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Características (véase nota 1)
Militar -55 °C a +125 °C												
LM158	5	30	150	25 k	1	± 1.5 to ± 16	$V' - 1.5$	32	1.2	B, C, E
LM158A	2	10	50	50 k	1	± 1.5 to ± 16	$V' - 1.5$	32	1.2	B, C, E
TL322M	5	10 typ	50	500	50 k	0.6	3 to 36	± 18	± 36	2.5	B, C, E
μ A747	6	500	1500	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	5.6	A, B, C
μ A747A	4	15	70	210	32 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	5.6	A, B, C
MC1558	6	500	1500	25 k	1	0.5	± 3 to ± 22	± 12	± 30	5.0	B, C
Industrial -25 °C a +85 °C												
LM258	7.5	7 typ	150	300	15 k	1	0.5	3 to 32	$V' - 1.5$	32	1.2	B, C, E
TL3221	8	10 typ	75	500	20 k	1	0.6	3 to 36	± 18	32	4	B, C, E
Comercial 0 °C a -70 °C												
TL322C	10	10 typ	50	500	20 k	1	0.6	3 to 36	± 18	32	4	B, C, E
LM358	7.5	7 typ	150	500	15 k	1	± 1.5 to ± 16	$V' - 1.5$	32	1.2	B, C, E
μ A747C	6	300	800	15 k	1	0.5	± 3 to ± 18	± 12	± 30	5.6	A, B, C
MC1458	6	300	800	15 k	1	0.2	± 3 to ± 18	± 15	± 30	5.6	B, C

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-4 Amplificadores operacionales cuádruples para uso general

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corrimiento de voltaje de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rapidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo del voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo de entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Características (véase nota 1)
Militar -55 °C a +125 °C												
LM124	7	100	150	25 k	1	± 1.5 to ± 15	$V^+ - 2$	± 32	2.0	B, C, E
LM124A	2	10	50	50 k	1	± 1.5 to ± 15	$V^+ - 2$	± 32	2.0	B, C, E
LM148	6	15 typ	75	325	25 k	1	0.6	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3.6	B, C
MC3503	5	50	500	50 k	1	0.6	+3 to +36	± 18	± 36	4	B, C, E
Industrial -25 °C a +85 °C												
LM224	9	150	500	15 k	1	± 1.5 to ± 15	$V^+ - 1.5$	± 32	2.0	B, C, E
LM248	7.5	15 typ	125	500	15 k	1	0.5	± 5 to ± 18	± 18	± 36	4.5	B, C
Comercial 0 °C a +70 °C												
LM324	9	7 typ	150	500	15 k	1	± 1.5 to ± 15	$V^+ - 1.5$	± 32	2	B, C, E
LM348	7.5	15 typ	100	400	15 k	1	± 5 to ± 18	± 18	± 36	4.5	B, C
MC3403	10	50	500	20 k	1	0.6	+3 to +36	± 18	± 36	7	B, C, E

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-5 Amplificadores operacionales sencillos con entrada JFET

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corriente de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rapidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo del voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Características (véase nota 1)
Militar -55 °C a +125 °C											
TL080M	6	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, D
TL081M	6	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
LF155	7	20	0.05	25 k	2.5	5	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
LF155A	2.5	10	0.025	25 k	2.5	5	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
LF156	7	20	0.05	25 k	5	15	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
LF156A	2.5	10	0.025	25 k	5	15	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
LF157	7	20	0.05	25 k	25	75	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
LF157A	2.5	10	0.025	25 k	25	75	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
Industrial -25 °C a +85 °C											
TL080I	6	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, D
TL081I	6	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
LF255	6.5	5 typ	0.02	25 k	2.5	5	± 5 to ± 22	± 20	± 40	4	A, B, C
LF256	6.5	5 typ	0.02	25 k	5	15	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
LF257	6.5	5 typ	0.02	25 k	25	75	± 5 to ± 22	± 20	± 40	7	A, B, C
Comercial 0 °C a +70 °C											
TL080AC	6	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, D
TL080C	15	10 typ	0.1	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
TL081AC	6	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
TL081BC	3	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
TL081C	15	10 typ	0.1	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
LF351	10	10 typ	0.1	25 k	4	13	± 5 to ± 18	± 15	± 30	3.4	A, B, C
LF355	13	5 typ	2	15 k	2.5	5	± 5 to ± 18	± 16	± 30	4	A, B, C
LF355A	2.3	5	1	25 k	2.5	5	± 5 to ± 22	± 20	± 40	4	A, B, C
LF356	13	5 typ	2	15 k	5	15	± 5 to ± 18	± 16	± 30	10	A, B, C
LF356A	2.3	5	1	25 k	5	15	± 5 to ± 22	± 20	± 40	10	A, B, C
LF357	13	5 typ	2	15 k	25	75	± 5 to ± 18	± 16	± 30	10	A, B, C
LF357A	2.3	5	1	25 k	25	75	± 5 to ± 22	± 20	± 40	10	A, B, C
LF13741	20	10 typ	2	15 k	1	0.5	± 4 to ± 18	± 16	± 30	4	A, B, C

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-6 Amplificadores operacionales dobles con entrada JFET

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corriente de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rapidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo del voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Características (véase nota 1)
Militar -55 °C a +125 °C												
TL082M	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL083M	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
Industrial -25 °C a +85 °C												
TL082I	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL083I	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
TL288I	3	10 typ	0.1	0.4	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
Comercial 0 °C a +70 °C												
TL082AC	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL082BC	3	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL082C	15	10 typ	0.2	0.4	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL083AC	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
TL083C	15	10 typ	0.2	0.4	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
TL288C	3	10 typ	0.1	0.4	25 k	3	13	± 4 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
LF353	10	10 typ	0.1	0.2	25 k	4	13	± 5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
LF353A	2	10 typ	0.05	0.2	50 k	4	13	± 5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
LF354	13	10 typ	0.1	0.2	50 k	4	13	± 5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C
LF354A	4	10 typ	0.05	0.2	50 k	4	13	± 5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	A, B, C

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-7 Amplificadores operacionales cuádruples con entrada JFET

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corriente de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rapidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo de voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Características (véase nota 1)
Militar —55 °C a +125 °C												
TL084M	9	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
Industrial —25 °C a +85 °C												
TL084J	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
Comercial 0 °C a +70 °C												
TL084AC	6	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL084BC	3	10 typ	0.1	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL084C	15	10 typ	0.2	0.4	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
TL085C	15	10 typ	0.2	0.4	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.8	B, C
LF347	10	10 typ	0.01	0.2	25 k	4	13	± 5 to ± 18	± 11	± 30	3.4	B, C
LF347A	2	10 typ	0.05	0.2	50 k	4	13	± 5 to ± 18	± 11	± 30	2.8	B, C
LF347B	5	10 typ	0.1	0.1	50 k	4	13	± 5 to ± 18	± 11	± 30	2.8	B, C

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-8 Amplificadores operacionales sencillos de aplicación especial

Dispositivo	Voltaje		Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rápidez de respuesta típica (V/μs)	Intervalo de voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Descripción
	máximo de balance de entrada (mV)	Corrimiento de voltaje de balance de entrada (μV/°C)										
Militar -55 °C a +125 °C												
LM102	7.5	6 typ	100	...	0.999	10	10	±12 to ±18	±10	...	5.5	Seguidor de voltaje
LM108	3	15	3	0.4	25 k	1	0.3	±2 to ±20	±14	...	0.6	Precisión
LM108A	1	5	3	0.4	40 k	1	0.3	±2 to ±20	±14	...	0.6	Precisión
LM110	6	12	10	...	0.999	20	30	±5 to ±15	±10	...	5.5	Seguidor de voltaje
LM112	3	15	3	0.4	25 k	1	0.2	±2 to ±20	±14	...	0.6	Micropotencia
LM118	4	...	250	50	20 k	15	50 min	±5 to ±18	±11.5	...	8	Alta velocidad
LM143	6	...	35	7	50 k	1	2.5	±4 to ±40	±38	±40	4	Alto voltaje y rapidez de respuesta
LM144	6	...	35	7	50 k	2	30	±4 to ±40	±38	±40	4	Alto voltaje y rapidez de respuesta
μA702	5	10	7500	2000	2 k	30	3.5	±5	6.7	Ancho de banda amplio
μA715	7.5	6	1500	250	10 k	65	100	±6 to ±18	±10	±15	10	Alta velocidad
LM725	1.5	5	200	40	1 k	0.5	0.005	±3 to ±22	±13.5	±5	3.5	Instrumentación
μA777	7.5	50	250	250	25 k	1	0.5	±5 to ±20	±12	±30	2.8	Precisión
μA791	6	200	500	500	20 k	1	0.5	±5 to ±18	±12	±30	25	Alta potencia
Industrial -25 °C a +85 °C												
LM202	10	15 typ	15	...	0.999	10	10	±12 to ±18	±10	...	5.5	Seguidor de voltaje
LM208	3	15	3	0.4	25 k	1	0.3	±2 to ±20	±14	...	0.6	Precisión
LM208A	1	5	3	0.4	40 k	1	0.3	±2 to ±20	±14	...	0.6	Precisión
LM210	4	...	3	...	0.999	20	30	±5 to ±18	±10	...	5.5	Seguidor de voltaje
LM212	2	15	2	0.2	25 k	1	0.3	±2 to ±20	±14	...	0.6	Micropotencia
LM218	4	...	500	50	25 k	15	50 min	±5 to ±18	±11.5	...	1.5	Alta velocidad
Comercial 0 °C a +70 °C												
LM302	20	20 typ	3	...	0.9985	10	10	±12 to ±18	±10	...	5.5	Seguidor de voltaje
LM308	10	30	10	1.5	15 k	1	0.3	±2 to ±18	±14	...	0.8	Precisión
LM308A	0.73	5	10	1.5	60 k	1	0.3	±2 to ±20	±14	...	0.8	Precisión
LM310	10	10 typ	10	...	0.999	20	30	±5 to ±18	±10	...	5.5	Seguidor de voltaje
LM312	10	30	10	1.5	15 k	1	0.3	±2 to ±18	±14	...	0.8	Micropotencia
LM318	15	...	750	300	20 k	15	50	±5 to ±18	±11.5	...	10	Alta velocidad
LM343	10	...	55	14	50 k	1	2.5	±4 to ±34	±34	...	5	Alto voltaje
LM344	10	...	55	14	50 k	2	30	±4 to ±34	±34	...	5	Alto voltaje
μA702C	5	10	7500	2000	2 k	30	3.5	±5	6.7	Alto voltaje y rapidez de respuesta
μA715C	7.5	6	1500	250	10 k	65	100	±6 to ±18	±10	±15	10	Ancho de banda amplio
LM725C	3.5	2 typ	250	50	125 k	0.5	0.005	±3 to ±22	±13.5	±5	5	Alta velocidad
μA777	7.5	50	250	250	25 k	1	0.5	±5 to ±20	±12	±30	2.8	Instrumentación
μA791C	6	200	500	500	20 k	1	0.5	±5 to ±18	±12	±30	25	Precisión alta potencia

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-9 Amplificadores operacionales dobles de aplicación especial

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corrimiento de balance de voltaje (μ V/°C)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia típica (MHz)	Rápidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo de voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Descripción
Militar -55 °C a +125 °C												
TL022M	5	40	100	4 k	0.5	0.5	± 2 to ± 22	± 15	± 30	0.1	Baja potencia
TL062M	6	0.1	0.2	4 k	1	3.5	± 1.5 to ± 18	± 15	± 30	0.2	Baja potencia
TL072M	6	0.05	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
RM4458	5	200	500	25 k	3	1.5	± 3 to ± 22	± 15	± 30	2.8	Precisión
Industrial -25 °C a +85 °C												
TL062I	6	0.1	0.2	4 k	1	3.5	± 1.5 to ± 18	± 15	± 30	0.25	Baja potencia
TL072I	6	0.05	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
Comercial 0 °C a +70 °C												
TL022C	5	80	250	1 k	0.5	0.5	± 2 to ± 18	± 15	± 30	0.125	Baja potencia
TL062C	6	0.1	0.2	4 k	1	3.5	± 1.5 to ± 18	± 15	± 30	0.25	Baja potencia
TL072C	10	0.05	0.2	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
TL287C	0.5	0.1	0.4	25 k	3	13	± 4 to ± 18	± 15	± 30	2.8	Bajo desbalance
RC4558	6	200	500	20 k	3	1	± 3 to ± 18	± 15	± 30	2.8	Precisión
NE5532	4	150	800	25 k	10	9	± 3 to ± 20	± 12	16	Bajo ruido
NE5533	4	300	1500	25 k	10	13	± 3 to ± 20	± 12	16	Bajo ruido

Nota 1: A. Capacidad de ajuste de desbalance; B. Protección de cortocircuito a la salida; C. Compensación interna; D. Compensación externa; E. Operación con una sola alimentación.

Tabla 1-10 Amplificadores operacionales cuádruples de aplicación especial

Dispositivo	Voltaje máximo de balance de entrada (mV)	Corriente de balance de entrada (μ V/°C)	Corriente máxima de balance de entrada (nA)	Corriente máxima de polarización de entrada (nA)	Ganancia mínima de voltaje (V/V)	AB a ganancia unitaria típica (MHz)	Rápidez de respuesta típica (V/ μ s)	Intervalo del voltaje de alimentación (V)	Intervalo en modo común (V)	Intervalo a entrada diferencial (V)	Corriente máxima de alimentación (mA)	Descripción
Militar -55 °C a +125 °C												
TL044M	5	40	100	4 k	0.5	0.5	± 2 to ± 22	± 15	± 30	0.1	Baja potencia
TL064M	9	0.1	0.2	4 k	1	3.5	± 1.5 to ± 18	± 15	± 30	0.2	Baja potencia
TL074M	9	0.05	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 22	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
LM149	6	15 typ	75	325	25 k	4	3	± 3 to ± 22	± 12	± 30	3.6	Banda ancha
Industrial -25 °C a +85 °C												
TL064J	6	0.1	0.2	4 k	1	3.5	± 1.5 to ± 18	± 15	± 30	0.25	Baja potencia
TL074J	6	0.05	0.2	50 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
LM249	7.5	15 typ	125	500	15 k	4	2	± 5 to ± 18	± 18	± 36	4.5	Banda ancha
Comercial 0 °C a +70 °C												
TL044C	5	80	250	1 k	0.5	0.5	± 2 to ± 18	± 15	± 30	0.125	Baja potencia
TL064C	15	0.2	0.4	3 k	1	2.5	± 1.5 to ± 18	± 15	± 30	0.25	Baja potencia
TL074C	10	0.05	0.2	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
TL075C	10	0.05	0.2	25 k	3	13	± 3.5 to ± 18	± 15	± 30	2.5	Bajo ruido
LM349	7.5	15 typ	100	400	15 k	4	3	± 5 to ± 18	± 18	± 36	4.5	Banda ancha

BIBLIOGRAFÍA

- Graeme, Jerald G.: *Applications of Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1973.
- Hnatek, Eugene R.: *Applications of Linear Integrated Circuits*, Wiley, New York, 1975.
- Stout, David: In Milton Kaufman (Ed.), *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*, McGraw Hill, New York, 1976.

Capítulo 2

CIRCUITOS DE FUNCIONES

Joel Silverman Marketing Manager
Siliconix Inc.
Santa Clara, Calif.*

*El autor se encontraba trabajando para Exar al momento de escribir este capítulo.

INTRODUCCIÓN

El presente capítulo estudia varios circuitos integrados conocidos comúnmente con el nombre de circuitos de funciones. Usualmente, estos circuitos se encuentran listados en los manuales de datos del fabricante bajo encabezados como dispositivos varios o de función especial. Dichos circuitos se han diseñado para proporcionar una solución directa a los problemas que ocurren con frecuencia en el diseño de circuitos electrónicos. Dado que suelen ser muy complicados, la operación que realizan no resulta tan sencilla de definir por medio de un simple conjunto de ecuaciones. Esta sección se propone dar al diseñador un panorama general y sucinto de algunos de estos dispositivos, tanto desde el punto de vista de sus aplicaciones como del diseño del circuito. Este conocimiento le permitirá al diseñador determinar fácilmente qué dispositivo es el más adecuado para una aplicación específica. Se presenta una visión general de manera que pueda ser aplicada a cualquier nuevo producto de este tipo que aún no haya sido desarrollado, pues los fabricantes de circuitos integrados continuamente están mejorando sus productos.

2-1 MULTIPLICADORES DE CUATRO CUADRANTES

En una gran variedad de aplicaciones con sistemas analógicos, se requiere un circuito que produzca una salida proporcional al producto de dos señales de entrada. Al circuito que realice esta función se le llama multiplicador analógico. La necesidad de emplear multiplicadores se debe no sólo a su capacidad para efectuar operaciones aritméticas como

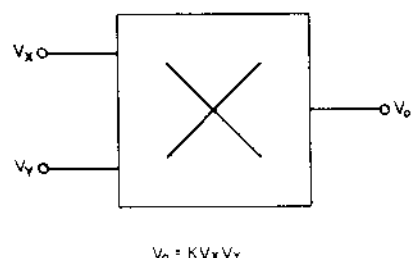


Figura 2-1 Diagrama de bloques de un multiplicador.

multiplicación, división, potenciación y extracción de raíz, sino que además sirven como bloques funcionales de generadores y detectores de AM, convertidores de frecuencia y detectores de fase. La figura 2-1 ilustra el diagrama de bloque de un multiplicador analógico. La salida se define así:

$$V_o = KV_x V_y \quad (2-1)$$

donde V_x y V_y son las señales analógicas aplicadas a las terminales X y Y, respectivamente, y K es la constante de ganancia del multiplicador, que tiene dimensiones de $(\text{volts})^{-1}$. La ecuación 2-1 es la ecuación característica de un multiplicador "ideal" de cuatro cuadrantes. Por tanto, la magnitud y polaridad de la salida están determinadas exclusivamente por la entrada para cualquier posible combinación de señales positivas y negativas de entrada, dentro del intervalo dinámico de operación del multiplicador.

2-1a Análisis de los multiplicadores prácticos

La ecuación 2-1 muestra la función de transferencia para un multiplicador conceptual, en la cual se han omitido los términos de desbalances (offset) inherentes a todo circuito multiplicador práctico no ideal. Dado que la salida de un multiplicador es una función de dos variables independientes de entrada, sus características de operación deben definirse con respecto a los voltajes de desbalance asociados a cada entrada, y también deben incluir cualquier desbalance asociado a la etapa de salida. Cuando se toman en consideración estos términos finitos de desbalance, la función de transferencia se convierte en

$$V_o = K(V_x + \Phi_x)(V_y + \Phi_y) + \Phi_o \quad (2-2)$$

donde Φ_x y Φ_y son los desbalances asociados a las entradas X y Y, respectivamente, y Φ_o es el voltaje de desbalance de salida del multiplicador. Esto implica, necesariamente, que para una multiplicación de gran precisión se requieren cuatro ajustes separados, tres de ellos para "nulificar" los desbalances internos y un cuarto para fijar la ganancia del multiplicador. En la mayor parte de las aplicaciones, la ganancia se suele ajustar a 0.1. Esto permite que una o ambas entradas tengan un valor aproximado de 10 V sin hacer que la salida exceda este mismo valor. Una vez que el desbalance ha sido ajustado y el valor de K fijado en 0.1, la función de transferencia queda como

$$V_o = \frac{V_x V_y}{10} \quad (2-3)$$

Existen varios parámetros clave que se emplean para describir las características de operación de un multiplicador. Por lo común, se utilizan para definir y especificar cualquier desviación de la función de transferencia prevista. Algunos de los términos clave son "exactitud", "linealidad" y "ancho de banda". Un conocimiento básico de estos términos es necesario para predecir correctamente el funcionamiento del circuito.

La "exactitud" se define como la desviación de la salida real respecto de la ideal, para cualquier combinación de entradas de X y Y dentro del intervalo de operación especificado del multiplicador. Se suele expresar en términos de un porcentaje de la escala completa de la salida del multiplicador. Así, si un multiplicador con una fluctuación (voltaje pico a pico) de salida de ± 10 V tiene una precisión de 0.5% de la escala total, la salida estará dentro de un margen de ± 50 mV del valor previsto.

La "linealidad" se define como la desviación con respecto a la recta de mejor ajuste y por lo regular se expresa como un porcentaje de la salida, de escala completa porque las desviaciones máximas tienen lugar en los extremos de la banda de región dinámica del multiplicador. Por ejemplo, si se especificara que un multiplicador con una fluctuación de salida de ± 10 V tiene una linealidad de 0.5%, la desviación máxima de la recta del mejor ajuste sería de ± 50 mV.

El "ancho de banda" es una medida del grado de correspondencia de la operación del multiplicador en alta frecuencia con su operación de baja frecuencia. Puesto que este parámetro depende mucho del tipo de aplicación en particular, resulta necesario definir varios tipos de ancho de banda.

1. El ancho de banda de 1% de error absoluto tiene lugar a la frecuencia a la cual el vector de fase entre la salida real y la ideal es igual a 1%. Esta frecuencia se alcanza cuando el desfase neto a través del multiplicador es igual a 0.01 radianes o sea 0.57° .
2. El ancho de banda a 3° de desfase es la frecuencia a la cual el corrimiento de fase neto a través del multiplicador es igual a 3° .
3. El ancho de banda a 3 dB es la frecuencia donde la salida del multiplicador se encuentra a 3 dB por debajo del valor de baja frecuencia para una señal de entrada de amplitud constante.
4. El ancho de banda de transconductancia es la frecuencia a la cual la transconductancia del multiplicador cae 3 dB por debajo de su valor a baja frecuencia. Este ancho de banda define el intervalo de frecuencias para que el multiplicador opere como un detector de fase o como un detector sincrónico de AM.

Es de suma importancia tener un conocimiento fundamental del circuito de un multiplicador, para que se entienda mejor la operación del mismo. La figura 2-2 muestra el esquema de una celda de un multiplicador de Gilbert, que está compuesto por tres pares acoplados por emisor y es adecuado para la multiplicación de cuatro cuadrantes. La deducción siguiente supone que todos los transistores son idénticos y que se pueden despreciar las corrientes de base y la resistencia de salida.

El primer paso es calcular las corrientes de colector de Q_3 , Q_4 , Q_5 y Q_6 en términos de V_i .

Utilizando la ecuación básica de la unión en un diodo,

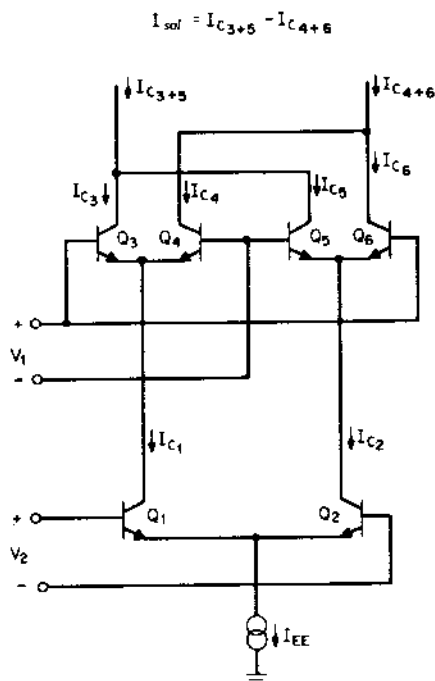


Figura 2-2 Circuito de un multiplicador tipo Gilbert.

$$V_{BE3} = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_s}$$

$$V_{BE4} = V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_s}$$

donde V_T = voltaje térmico = KT/q , e I_s = corriente de saturación inversa.

$$V_1 = V_{BE3} - V_{BE4} = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{C4}}$$

$$I_{C3} = I_{C4} e^{V_1/V_T}$$

Pero $I_{C3} + I_{C4} = I_{C1}$, de manera que

$$I_{C3} = (I_{C1} - I_{C3}) e^{V_1/V_T}$$

$$I_{C3} = I_{C1} e^{V_1/V_T} - I_{C3} e^{V_1/V_T}$$

(2-4)

$$I_{C3}(1 + e^{V_1/V_T}) = I_{C1} e^{V_1/V_T}$$

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + e^{-V_1/V_T}}$$

La corriente de colector de Q_4 se resuelve por $I_{C4} = I_{C1} - I_{C3}$:

$$\begin{aligned}
 I_{C_4} &= I_{C_1} - \frac{I_{C_1}}{1 + e^{-V_1/V_T}} \\
 &= \frac{I_{C_1}}{1 + e^{V_1/V_T}}
 \end{aligned} \quad (2-5)$$

Utilizando el mismo método, es posible obtener las corrientes de colector de los transistores Q_5 y Q_6 .

$$I_{C_5} = \frac{I_{C_2}}{1 + e^{V_1/V_T}} \quad (2-6)$$

$$I_{C_6} = \frac{I_{C_2}}{1 + e^{-V_1/V_T}} \quad (2-7)$$

junto con las corrientes de Q_1 y Q_2 ,

$$I_{C_1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-V_2/V_T}} \quad (2-8)$$

$$I_{C_2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{V_2/V_T}} \quad (2-9)$$

Las ecuaciones 2-4 a 2-9 se combinan a fin de obtener nuevas ecuaciones para las corrientes de colector en términos de los voltajes de entrada, V_1 y V_2 , y la corriente I_{EE} . Se pueden entonces deducir expresiones para las corrientes de colector I_{C_3} , I_{C_4} , I_{C_5} e I_{C_6} en términos de los voltajes de entrada V_1 y V_2 como sigue:

$$I_{C_3} = \frac{I_{EE}}{(1 + e^{-V_1/V_T})(1 + e^{-V_2/V_T})} \quad (2-10)$$

$$I_{C_4} = \frac{I_{EE}}{(1 + e^{-V_2/V_T})(1 + e^{V_1/V_T})} \quad (2-11)$$

$$I_{C_5} = \frac{I_{EE}}{(1 + e^{V_1/V_T})(1 + e^{V_2/V_T})} \quad (2-12)$$

$$I_{C_6} = \frac{I_{EE}}{(1 + e^{V_2/V_T})(1 + e^{-V_1/V_T})} \quad (2-13)$$

La corriente diferencial de salida está dada entonces por

$$\begin{aligned}
 I_o &= I_{C_3+5} - I_{C_4+6} = I_{C_3} + I_{C_5} - (I_{C_4} + I_{C_6}) \\
 &= (I_{C_3} - I_{C_6}) - (I_{C_4} - I_{C_5})
 \end{aligned} \quad (2-14)$$

$$I_o = I_{EE}(\tanh^{V_1/2V_T})(\tanh^{V_2/2V_T}) \quad (2-15)$$

Así pues, la función de transferencia final es el producto de las tangentes hiperbólicas de las dos señales de entrada y, por lo mismo, sólo es lineal para señales de entrada que sean pequeñas con respecto a V_T . Para mejorar la linealidad y permitir la operación sobre un intervalo dinámico más amplio, deberán reducirse a una función lineal las características exponenciales de la función de transferencia del circuito. Esto se consigue por medio del precondicionamiento de la señal de entrada X y linealizando la señal de entrada Y como se ilustra en la figura 2-3. La operación de este circuito puede explicarse como sigue.

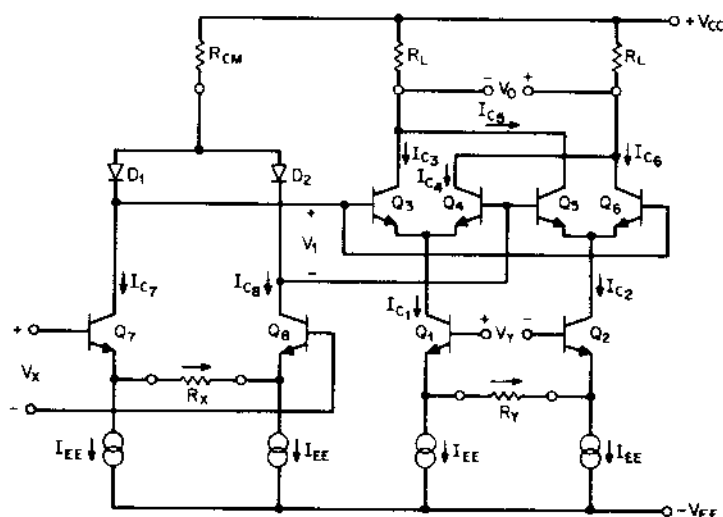


Figura 2-3 Diagrama del circuito de un multiplicador de cuatro cuadrantes.

La entrada V_Y se linealiza dividiendo en dos la fuente de corriente I_{EE} y añadiendo un resistor de degeneración del emisor, R_Y . El efecto de este resistor es el de linealizar la transconductancia del par acoplado por emisor sobre un intervalo de operación más amplio. Sin embargo, no es posible emplear este método para linealizar la entrada V_X debido a que se usa un par de transistores cruzados en esta sección. El preacondicionamiento de esta entrada se realiza por medio del circuito compuesto por D_1 , D_2 , Q_7 y Q_8 . La deducción completa puede hallarse en la bibliografía (véase Grey y Meyer, y Grebene). El resultado es la deducción de

$$V_1 = 2V_T \tanh^{-1} \left(\frac{KV_X}{I_{EE}} \right) \quad (2-16)$$

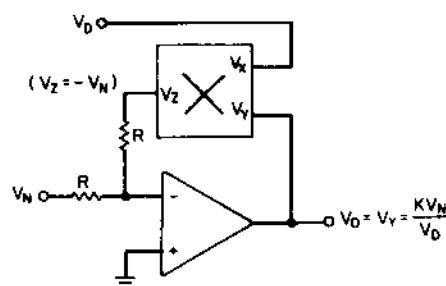
Por lo tanto, la función de transferencia total del sistema se convierte en

$$V_o = \frac{2V_X V_Y R_L}{I_{EE} R_X R_Y} \quad (2-17)$$

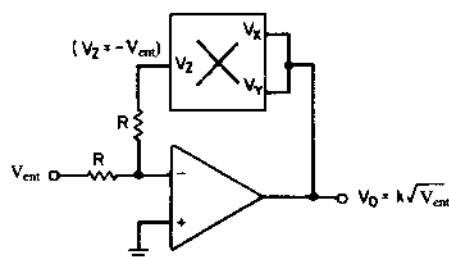
Al utilizar este bloque funcional analógico pueden efectuarse todas las funciones analógicas estándar, como la multiplicación, división, potenciación y extracción de raíz cuadrada de funciones. Mientras que las funciones de multiplicación y de potenciación se obtienen directamente (la función de potenciación se consigue conectando las entradas X y Y), las funciones de división y de extracción de raíz cuadrada pueden requerir alguna explicación.

2-1b División

La figura 2-4a muestra el diagrama de bloques para la función división. En ella podemos apreciar que el multiplicador se conecta al lazo de retroalimentación de un amplificador



(a)



(b)

Figura 2-4 Las funciones de división y extracción de raíz
a) División; b) raíz cuadrada.

operacional. La operación del circuito puede ser descrita brevemente de la siguiente manera. La señal del denominador se conecta a la entrada X del multiplicador, mientras que el numerador se conecta a una de las entradas de suma del amp op, y la otra entrada proviene de la salida del multiplicador. En operación a lazo cerrado, la salida del amp op es forzada a un determinado voltaje, de modo que la salida del multiplicador V_Z sea igual a $-V_N$. Pero dado que V_Z debe ser igual a $V_X V_Y/10$, la salida del amplificador operacional será entonces igual a

$$V_o = \frac{-10V_Z}{V_X} = \frac{10V_N}{V_D} \quad (2-18)$$

Es importante notar que, en tales aplicaciones, el signo del denominador debe ser negativo, pues de lo contrario la polaridad de la retroalimentación se invertirá por sí misma ocasionando que el circuito se sature. Esta saturación no es destructiva y es común en todos los circuitos de división.

2-1c Circuito de raíz cuadrada

El circuito para extraer raíz cuadrada de la figura 2-4b tiene un multiplicador en el lazo de retroalimentación conectado como circuito de potenciación. En términos de la operación real del circuito, el voltaje en la salida Z es V_o^2 veces una constante y también es igual

a $-V_{\text{ent}}$. Por lo tanto, la salida V_o del amplificador es proporcional a la raíz cuadrada de la entrada. Casi siempre se conecta a la salida un diodo en serie para prevenir una condición de saturación que tendría lugar si se permitiera que V_z fuera negativo.

2-1d Ajuste de los multiplicadores

Como se vio anteriormente y como se ilustra en la ecuación 2-2, para obtener la máxima precisión es necesario realizar cuatro ajustes en un circuito multiplicador. Para poder determinar el mejor método de ajuste de estos desbalances, debe reconsiderarse la ecuación 2-2.

$$V_o = K(V_x + \Phi_x)(V_y + \Phi_y) + \Phi_o \quad (2-2)$$

El primer paso en el procedimiento de ajuste es fijar el desbalance de salida Φ_o en cero. Esto se consigue haciendo ambas entradas, X y Y , iguales a cero y ajustando hasta obtener una salida de cero volts. El segundo paso es ajustar el desbalance de Y . Esto se consigue aplicando una entrada de ca a la terminal X y ajustando el desbalance de Y hasta que se observe una señal mínima a la salida. El mismo procedimiento se sigue al ajustar el desbalance de X , haciendo la entrada de X igual a cero, aplicando una entrada de ca a la terminal Y y ajustando hasta obtener la mínima fluctuación de salida. El tercer paso en el procedimiento de ajuste consiste en fijar el factor de escala. Se acostumbra fijar en el punto donde las dos entradas están a su máximo; sin embargo, es posible ajustarlo con diferentes amplitudes y polaridades de las señales de entrada para optimizar la exactitud a lo largo de todo el intervalo dinámico de entrada.

Ejemplo 2-1 Diseño de un multiplicador de cuatro cuadrantes

Diseñe un multiplicador de cuatro cuadrantes que tengan un intervalo dinámico de entrada de ± 10 V, con una fluctuación de salida de ± 10 V, utilizando un XR-2208. Las ecuaciones de ganancia para el multiplicador y el amplificador son

$$K_M \approx \frac{20}{R_X R_Y} \text{ V}^{-1} \quad (2-19)$$

$$K_A \approx \frac{R_f}{5 + R_i} \quad (2-20)$$

donde $R_Y \approx 2R_X$ y todos los resistores están en kilohms.

Solución

El primer paso en el diseño es consultar la hoja de datos del fabricante para el tipo de aplicación específico; después se configura un esquema general (Fig. 2-5) y se determina la constante de la ganancia del multiplicador. Para ese dispositivo, la constante de la ganancia es igual al producto de la constante de ganancia del multiplicador por la ganancia del amplificador, y se define así:

$$K = (K_M)(K_A) = \frac{V_z}{V_X V_Y} \times \frac{V_o}{V_z} \quad (2-21)$$

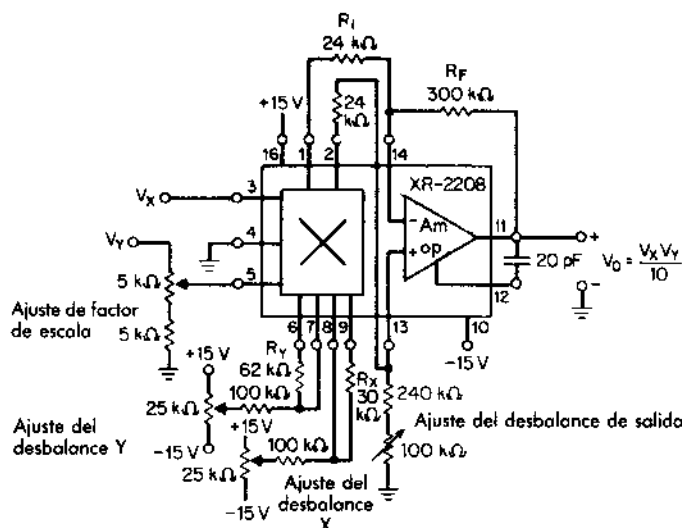


Figura 2-5 Diagrama de conexiones de un XR 2208 para la multiplicación.

Es deseable un valor de K de 0.1 cuando los valores máximos de entrada y salida se sustituyen en la ecuación anterior. El siguiente paso consiste en determinar los valores reales de los componentes necesarios para fijar la constante de ganancia. Se suele ajustar la ganancia ligeramente por encima de 0.1 y después se la sintoniza con mayor fineza por el resistor de ajuste de factor de escala. Los valores deseados de K_M y K_A son sustituidos a continuación en las ecuaciones 2-19 y 2-20 y se calculan los valores de los resistores. Hagamos $R_X = 30 \text{ k}\Omega$, $K_M \approx 0.01$, y $K_A \approx 10$; entonces

$$\begin{aligned} R_Y &= 62 \text{ k}\Omega \\ R_F &= 300 \text{ k}\Omega \\ R_1 &= 24 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

El circuito se construye y ajusta como sigue:

1. Aplique 0 V a ambas entradas y ajuste el desbalance de salida a 0 V utilizando el control de desbalance de salida.
2. Aplique una señal de 20 V p-p a 50 Hz a la entrada X y de 0 V a la entrada Y. Ajuste el desbalance de Y para una salida pico a pico mínima.
3. Aplique una señal de 20 V p-p a la entrada Y y 0 V a la entrada X. Ajuste el desbalance de X para una salida pico a pico mínima.
4. Repita el paso 1.
5. Aplique +10 V a ambas entradas y ajuste el factor de escala para $V_o = 10 \text{ V}$. Este paso puede repetirse con diferentes amplitudes y polaridades de los voltajes de entrada para optimizar la exactitud a lo largo de todo el intervalo de voltajes de entrada o sobre cualquier porción específica del intervalo de entrada.

Debe tenerse en cuenta que el circuito de la figura 2-5 puede fácilmente convertirse en uno de función de potenciación o en un doblador de frecuencia, simplemente conectando entre sí las entradas X y Y . En esta configuración, se ve fácilmente que la función de potenciación y el doblaje de frecuencia se pueden obtener considerando la siguiente identidad trigonométrica

$$\cos A \cos B = \frac{\cos(A+B) + \cos(A-B)}{2} \quad (2-22)$$

Así, cuando las dos entradas se conectan entre sí y $A = B$, la salida comprende una combinación de una componente del doble de la frecuencia y una componente de cc.

Ejemplo 2-2 Diseño de un wattímetro mediante un multiplicador

Diseñe un wattímetro que sea capaz de medir la potencia entregada a una bocina de 8Ω . Suponga que el amplificador tiene una salida pico de 100 W y que el multiplicador tiene una constante de ganancia fija de 0.1 , con un intervalo dinámico de entrada de $\pm 10 \text{ V}$.

Solución

El diagrama de bloques del wattímetro se ilustra en la figura 2-6. Su función es la de multiplicar el voltaje en las terminales de la carga por la corriente que fluye por ella. El resistor de detección R_S se emplea para medir la corriente que pasa por la carga y se escoge el que sea mucho más pequeño que R_L . Así, la caída de voltaje y la potencia disipada en R_S se vuelven despreciables. El primer paso en la realización de este circuito es el de dimensionar las entradas para que se hallen dentro del intervalo dinámico del multiplicador. Así,

$$\begin{aligned} E^2 &= P \times R \\ &= 800 \\ E &\approx 28 \text{ V} \\ I^2 &= P/R \\ &= 12.5 \\ I &= 3.5 \text{ A} \end{aligned}$$

y

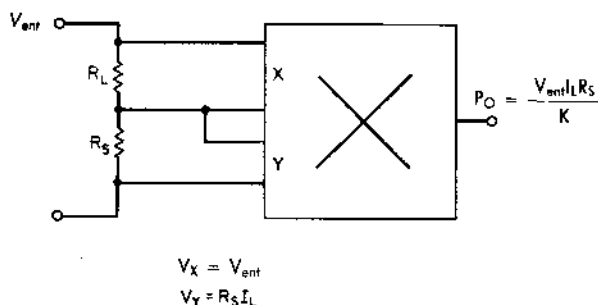


Figura 2-6 Diagrama de bloques de un wattímetro.

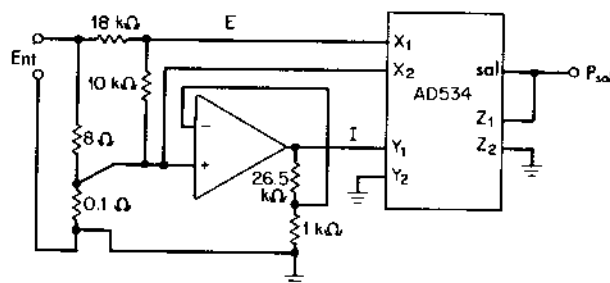


Figura 2-7 Circuito de wattímetro del ejemplo 2-2.

Primero, se debe dimensionar el voltaje de salida del amplificador con un factor determinado dividiendo la entrada máxima del multiplicador entre el voltaje máximo de salida del amplificador. Luego, se deben escoger resistores para el divisor que sean grandes comparados con R_L , de modo que la potencia que se disipe en ellos sea despreciable. Así.

$$\frac{R_1}{(R_1 + R_2)} = \frac{10}{28}$$

Si se escoge R_1 igual a 10 kΩ y R_2 igual a 18 kΩ la potencia que se disipa en ellos es aproximadamente 0.03% de la que se disipa en la carga.

El siguiente paso es convertir el voltaje del detector de corriente en un nivel de entrada compatible. El factor de escala se determina dividiendo la entrada máxima del multiplicador entre el voltaje máximo en los extremos del resistor de detección (donde $R_s = 0.1 \Omega$). Por lo tanto, $10/0.35 = 28.6 =$ factor de escala. Dado que este factor es mayor que uno, deberá emplearse un amplificador.

El diagrama definitivo del circuito se presenta en la figura 2-7. El resistor de detección de 0.1 Ω ocasiona una disminución del 1.25% en el voltaje entregado.

2-1e Moduladores

Cuando se utiliza un multiplicador de cuatro cuadrantes en aplicaciones aritméticas, se da mucha importancia a la operación lineal con respecto a ambas entradas. Sin embargo, existen muchas otras aplicaciones como las de moduladores o mezcladores, en las cuales se requiere operación lineal sólo para una de las entradas. En tales aplicaciones, una de las entradas se llama entrada de la portadora y la otra se denomina señal de modulación. Sólo se requiere una respuesta lineal para la entrada de modulación, dado que la portadora suele ser una señal de ca de amplitud constante y, con frecuencia, una onda cuadrada. En la figura 2-8 se muestra un ejemplo. La forma de onda superior corresponde a la entrada de modulación, la forma de onda del centro corresponde a la entrada de la portadora y la forma de onda inferior corresponde a la señal de salida. La entrada de la portadora de señal grande se usa básicamente para multiplicar alternativamente la entrada de modu-

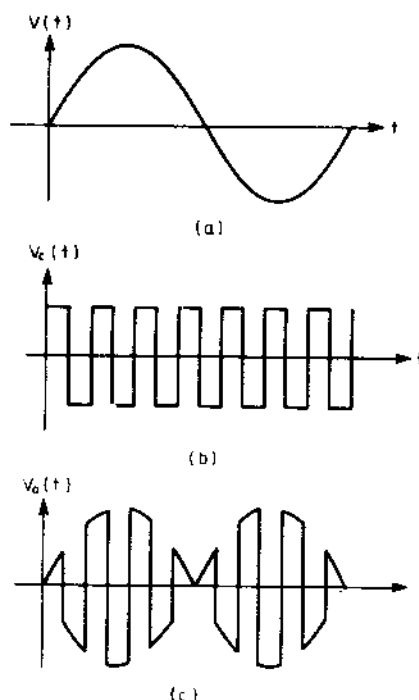


Figura 2-8 Formas de onda de un modulador *a*) Entrada de señal pequeña; *b*) entrada modulante de señal grande; *c*) salida.

lación por $+1$ y -1 . El espectro de la salida se puede deducir con facilidad considerando que la señal de modulación es

$$V_M(t) = V_M \cos(\omega_m t) \quad (2-23)$$

y que la señal portadora es

$$V_C(t) = (4/\pi)[\cos(\omega_c t) + (1/3)\cos(3\omega_c t) + (1/5)\cos(5\omega_c t) + \dots + (1/n)\cos(n\omega_c t)] \quad (2-24)$$

que es la serie de Fourier de una onda cuadrada, con una fluctuación de ± 1 para $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

Entonces

$$V_o(t) = KV_M(t) V_C(t) \quad (2-25)$$

$$\begin{aligned} &= (4K/\pi)V_M \cos(\omega_m t)[\cos(\omega_c t) + (1/3)\cos(3\omega_c t) + \dots + (1/n)\cos(n\omega_c t)] \\ &= (4K/\pi)V_M[\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t + \dots + (1/n)\cos(n\omega_c + \omega_m)t \\ &\quad + (1/n)\cos(n\omega_c - \omega_m)t] \end{aligned} \quad (2-26)$$

Este espectro de salida se muestra en la figura 2-9.

Una característica interesante del modulador balanceado es que el espectro de salida no contiene componentes a las frecuencias de la portadora o de la señal de modulación. Esto es, la señal de salida es una señal de AM con portadora suprimida, siempre que la respuesta de la entrada de modulación sea lineal. Si se añade a la entrada de modulación una componente de cc, la componente de la portadora deja de suprimirse y la señal de

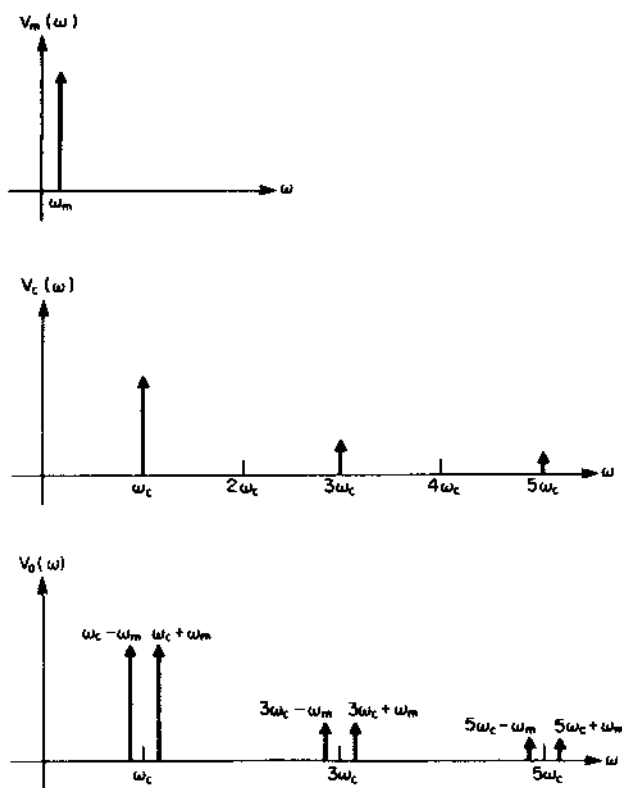


Figura 2-9 Espectro de salida de una señal de AM con portadora suprimida.

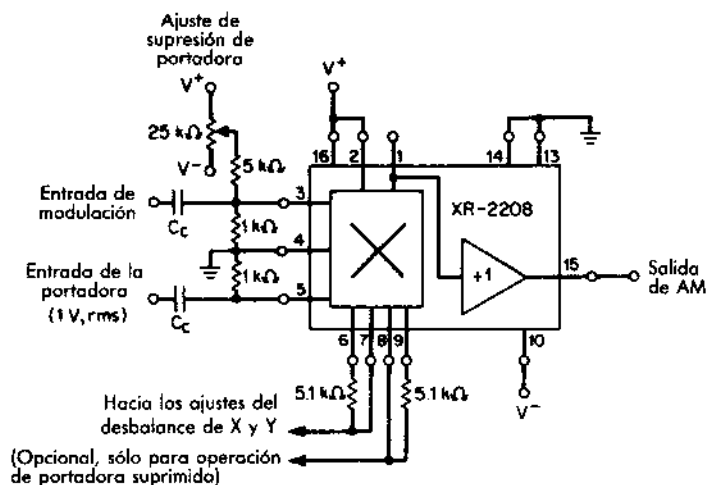


Figura 2-10 Conexión del circuito para la generación de AM.

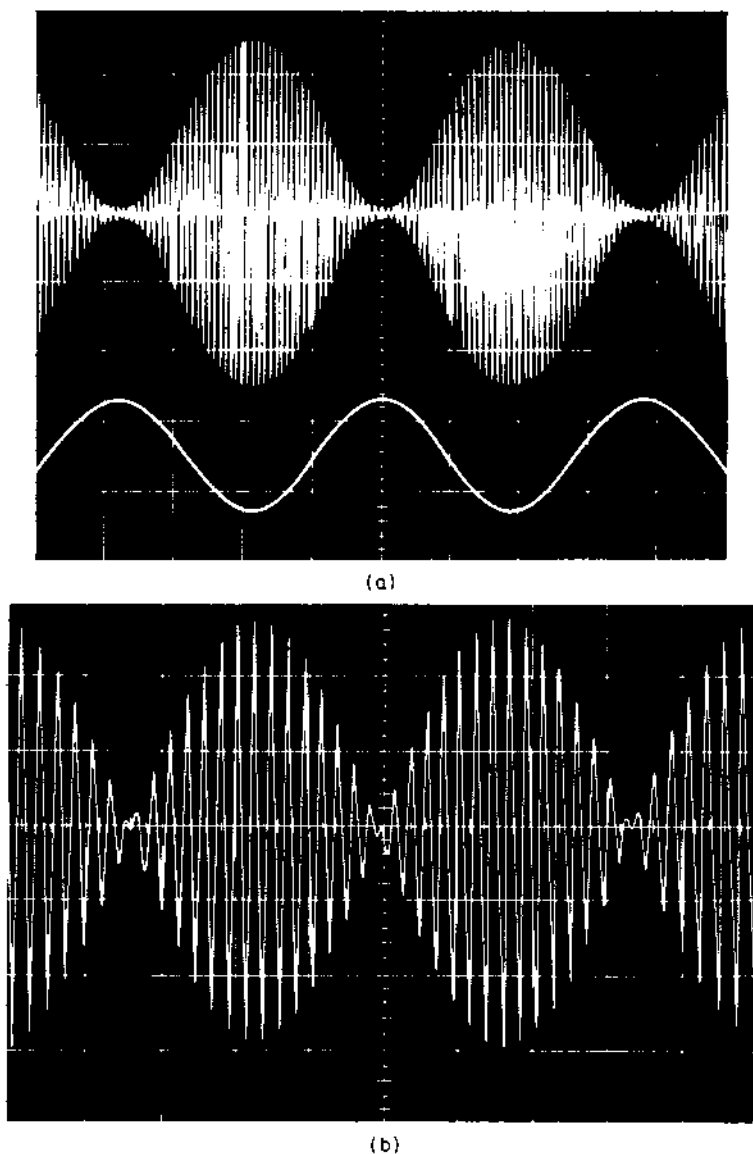


Figura 2-11 Formas de onda de la generación de AM. *a)* Modulación de AM al 95%; *b)* señal de AM con portadora suprimida.

salida se convierte en una señal de AM ordinaria. Esto puede verse fácilmente si se considera que la señal de modulación es

$$V_M(t) = V_M(1 + M \cos(\omega_m t)) \quad (2-27)$$

donde M se llama índice de modulación. La señal de salida puede entonces calcularse sustituyendo las ecuaciones 2-27 y 2-24 en la 2-25, que da por resultado

$$V_o(t) = \frac{4KV_M}{\pi} [\cos(\omega_c t) + M \cos(\omega_c + \omega_m)t + M \cos(\omega_c - \omega_m)t + \dots + \frac{1}{n} \cos(n\omega_c t) + \frac{M}{n} \cos(n\omega_c + \omega_m)t + \frac{M}{n} \cos(n\omega_c - \omega_m)t] \quad (2-28)$$

donde $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

La adición de una componente de cc en la señal de modulación produce un aumento de amplitud de la portadora en el espectro de salida. Esto se añade intencionalmente en los sistemas ordinarios de AM; sin embargo, en los sistemas de portadora suprimida, este fenómeno es el resultado de desbalances internos dentro del modulador, dando por resultado un efecto indeseable que comúnmente se conoce como "paso de portadora". La figura 2-10 muestra un circuito adecuado para usarse como generador de AM ya sea para portadora suprimida o generación normal de AM. La figura 2-11 muestra las señales de entrada y salida para ambos modos de operación.

La principal diferencia entre los dos modos de operación está en que, para la generación de AM con portadora suprimida, la salida es mínima en los puntos de cruce por cero de la señal de modulación, y se presenta una inversión de fase de 180° en la salida cuando la entrada de modulación pasa por debajo de los puntos de cruce por cero. En la generación normal de AM, la fase de salida no se invierte y la señal mínima de salida tiene lugar cuando la entrada de modulación es mínima.

En la sección que sigue se explicará cómo usar los multiplicadores para demodular señales de AM.

2-1f Demoduladores

Con frecuencia se emplean los multiplicadores como detectores sincrónicos de AM o como demoduladores. Esta aplicación es similar a la de un modulador y requiere que sólo una de las entradas tenga linealidad con respecto a la amplitud de la señal de entrada. La figura 2-12 presenta un diagrama de bloques de un demodulador típico de AM. La operación del circuito puede describirse brevemente en la forma siguiente. La entrada se aplica simultáneamente a ambas entradas, X y Y. Sin embargo, antes de que se aplique la señal Y, ésta debe amplificarse y limitarse para convertirla en una señal de amplitud constante (portadora). Entonces esta señal portadora es la que se multiplica o mezcla con la señal de entrada para producir una señal de salida que sea la combinación de la señal de AM demodulada y la componente del doble de la frecuencia. Esta última componente se elimina al hacer pasar la señal por un filtro pasabajos, obteniéndose la señal demodulada de salida.

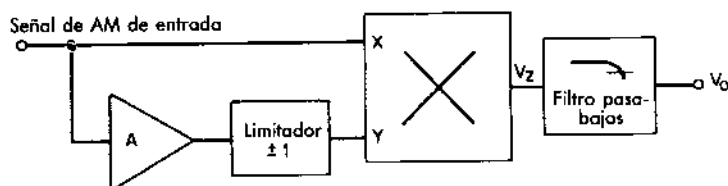


Figura 2-12 Diagrama de bloques de un detector de AM sincrónico.

Puede verse claramente la operación del circuito si se considera que la señal de entrada es de la forma

$$V_{ent} = V_x = V_m(t) \cos \omega_0 t \quad (2-29)$$

donde $V_m(t)$ es la señal de modulación y ω_0 es la frecuencia de la portadora.

Cuando esta señal se amplifica y limita, se genera una señal portadora de amplitud constante de la forma

$$V_r = A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos 3\omega_0 t + A_3 \cos 5\omega_0 t \dots$$

Ya que la salida pasará por un filtro pasabajos, todos los órdenes superiores de este término pueden entonces eliminarse dando por resultado una señal de entrada

$$V_r = A_1 \cos \omega_0 t \quad (2-30)$$

Cuando ambas señales de entrada, V_{ent} y V_r , se multiplican entre sí, la señal de salida puede ser descrita como

$$\begin{aligned} V_z &= K[V_m(t) \cos \omega_0 t](A_1 \cos \omega_0 t) \\ &= KV_m(t)[1 + \cos(2\omega_0 t)] \end{aligned}$$

donde K es la ganancia del multiplicador. Si después esta señal se hace pasar por un filtro pasabajos para eliminar el término $\cos(2\omega_0 t)$, la señal de salida resultante se vuelve

$$V_o = KV_m(t)$$

que corresponde a la señal de entrada detectada.

Ejemplo 2-3 Diseño de un detector de AM

Diseñe un detector de AM de 500 kHz utilizando un XR-2208. El ancho de banda de la señal de modulación fluctúa entre 20 Hz y 20 kHz. La impedancia de salida del multiplicador es de 10 kΩ entre las terminales 1 y 2 del CI. El diagrama de bloques del XR-2208 se muestra en la figura 2-13.

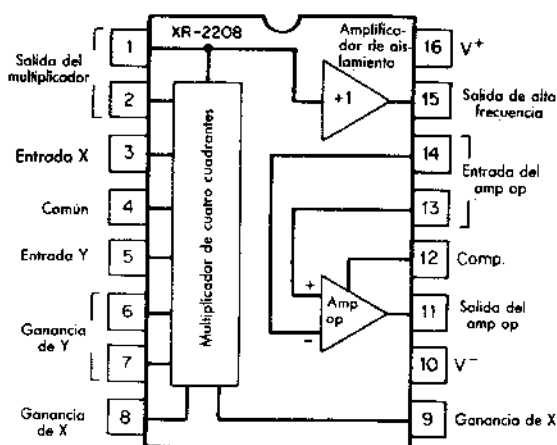


Figura 2-13 Diagrama de bloques de un 2208.

Solución

El diagrama esquemático de un detector de AM aparece en la figura 2-14. Las terminales de la ganancia de entrada de Y se han cortocircuitado para proporcionar la máxima ganancia. Con esto se consigue tanto la amplificación como la limitación de la señal de entrada Y . El filtrado de la salida se consigue conectando un capacitor entre las terminales de salida. La frecuencia de corte se obtiene mediante

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_o C} \quad (2-31)$$

donde R_o es la resistencia de salida del multiplicador y C es el valor del capacitor del filtro. Dado que $R_o = 10 \text{ k}\Omega$, se puede calcular el valor del capacitor despejándolo de la ecuación 2-31:

$$C = \frac{1}{6.28 \times 10^4 f_c} \quad (2-32)$$

La frecuencia de corte se escogió de 25 kHz, lo que asegura que la componente de la portadora del doble de la frecuencia se atenuará en casi 32 dB. Para calcular el valor del capacitor se utiliza la ecuación 2-32

$$C = \frac{1}{(6.28 \times 10^4)(25 \times 10^3)}$$

$$C \approx 620 \text{ pF}$$

El amplificador operacional del XR-2208 se usa para aislar la señal de salida y llevar a cabo la conversión de diferencial a salida asimétrica de la salida del multiplicador. R_D y C_D forman un filtro de postdetección que reduce aún más

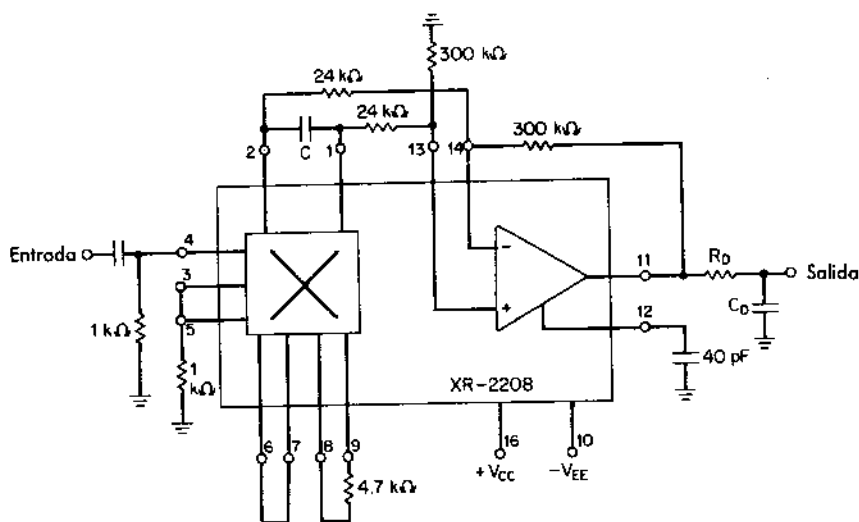


Figura 2-14 Esquema general de un detector de AM.

la componente del doble de la frecuencia presente en la salida. La frecuencia de corte de este segundo filtro se escogió también aproximadamente de 25 kHz. Suponiendo que la resistencia de salida del amp op sea baja, la frecuencia de corte a 3 dB se determina por

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_D C_D}$$

El detector de AM de la figura 2-14 es adecuado para frecuencias de portadora hasta de 100 MHz, dado que el intervalo de operación utilizable depende del ancho de banda de la transconductancia del multiplicador.

2-1g Detectores de fase

La detección de fase es otra aplicación de los multiplicadores, en la que el ancho de banda utilizable esté determinado por el ancho de banda de la transconductancia. Cuando se usa como un detector de fase, el multiplicador genera una salida que es proporcional a la diferencia de fase de las señales de entrada. Esta función es especialmente útil en medidores de fase, lazos de amarre de fase (PLL) y demoduladores de FM. La operación de un detector de fase puede describirse de manera similar a la de un detector de AM, en la cual ambas señales de entrada se encuentran a la misma frecuencia; sin embargo, una diferencia de fase finita existe entre ellas. Las señales de entrada pueden entonces definirse como

$$\begin{aligned} V_x &= A \cos \omega_0 t \\ V_y &= B \cos(\omega_0 t + \phi) \end{aligned}$$

Cuando se multiplican estas dos entradas, la señal de salida resultante se convierte en

$$V_z = V_x V_y = KC \cos \phi + KD \cos(2\omega_0 t + \phi)$$

Posteriormente, se filtra la componente del doble de la frecuencia para obtener:

$$V_o = KC \cos \phi$$

así, la salida es proporcional al coseno de la diferencia de fase entre las dos señales de entrada, siempre que el multiplicador se encuentre operando en su intervalo lineal. En muchas aplicaciones, las señales de entrada son ondas cuadradas, o bien la ganancia del multiplicador se fija en un valor bastante grande para hacer que la señal se recorte y la salida sea igual a

$$V_o = K \left(\frac{1 - 2\phi}{\pi} \right)$$

donde Φ es la diferencia de fase en radianes.

Esto da lugar a la función característica de transferencia de un PLL, donde el voltaje de error de salida es directamente proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada y el oscilador de amarre de fase y, por tanto, también es proporcional a la frecuencia. El PLL básico de la figura 2-15 se compone de tres bloques fundamentales: el detector de fase, un oscilador y un filtro pasabajos. Una vez que se logra el amarre, se genera un voltaje de error proporcional a la diferencia entre la frecuencia nominal o estable del oscilador y la

de la señal de entrada. Esto se ilustra en la función característica de transferencia de un PLL (Fig. 2-16). Esta función en particular es la que permite que un PLL pueda emplearse en la demodulación de FM. Esto se advierte con claridad si se considera que la transmisión de FM es una fórmula de conversión de voltaje a frecuencia, donde la señal que se va a transmitir se emplea para modular en frecuencia una portadora. El PLL recupera entonces la señal transmitida mediante la ejecución de una conversión de frecuencia a voltaje sobre la señal de portadora recibida.

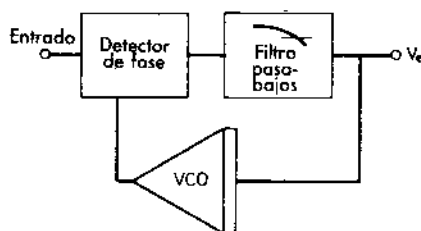


Figura 2-15 Diagrama de bloques de un PLL.

La linealidad de la función de transferencia de la figura 2-16 es de vital importancia para la demodulación de FM, dado que cualquier no linealidad introduce distorsión a la salida demodulada. La sección 2-2 describe los osciladores y generadores de forma de onda que, al combinarse con los CI multiplicadores resultan ser adecuados para usarse como PLL. La tabla 2-1 contiene la lista de los diferentes CI multiplicadores junto con algunas de sus principales características de funcionamiento. Al diseñar con los CI multiplicadores es importante considerar el tipo de aplicación en particular, para poder determinar la solución más rentable.

2-2 GENERADORES DE FORMA DE ONDA

Los generadores de forma de onda poseen una amplia gama de aplicaciones en comunicaciones, telemetría y en el control de procesos. Además, se les encuentra en los laboratorios

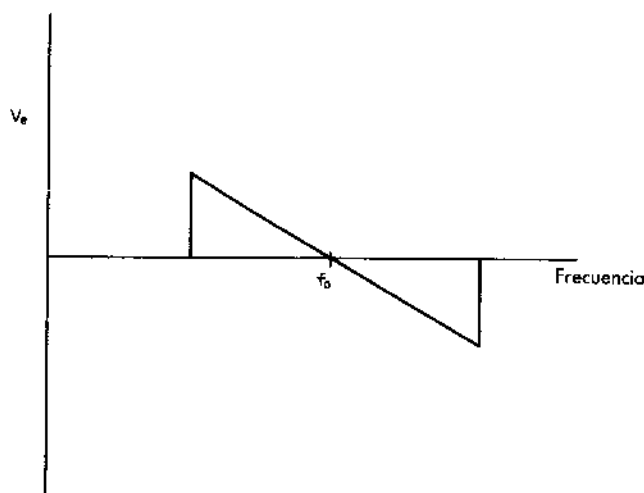


Figura 2-16 Gráfica de la función de transferencia de un PLL amarrado.

TABLA 2-1 Multiplicadores

Tipo	Función	Entradas diferenciales	Ancho de banda		Nolinealidad	Fabricantes
			Factor de escala FE	a señal pequeña		
532	$(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/10$	Sí	Fijado internamente (10)	1 MHz	0.3%	Analog Devices
533	XY/K	No	Fijado externamente	1 MHz	0.8%	Analog Devices
534	$A[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/SF - (Z_1 - Z_2)]$	Sí	Fijado internamente (10)	1 MHz	0.4%	Analog Devices
535	$A[(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)/SF - (Z_1 - Z_2)]$	Sí	Fijado internamente (10)	1 MHz	1%	Analog Devices
1494	XY/K	Sí	Fijado externamente	800 kHz	1.3%	Motorola
1495	XY/K	Sí	Fijado externamente	3 MHz	2%	Motorola
2208	XY/K	No	Fijado externamente	3 MHz	0.5%	Exar
2228	XY/K	Sí	Fijado externamente	3 MHz	0.5%	Exar
4200	I_d/I_a	No	Fijado externamente	4 MHz	0.1%	Raytheon

Nota: 4200 opera con entrada de corriente.

donde se emplean para efectuar calibración y pruebas. En muchos casos, los CI generadores de función ofrecen una alternativa de más bajo costo para las unidades discretas ordinarias.

Un generador de forma de onda básico es un dispositivo que produce una señal de salida estable, bien definida y periódica que puede controlarse externamente. La figura 2-17 muestra el diagrama de bloques de un generador de forma de onda típico, compuesto por tres secciones: (1) un oscilador que genera una onda periódica; (2) un conformador de onda que convierte la salida del oscilador en la forma de onda deseada (generalmente senoidal o triangular) y (3) un amplificador de aislamiento de salida que le permita al generador excitar la carga requerida.



Figura 2-17 Diagrama de bloques de un generador de forma de onda.

Las características generales de funcionamiento de un generador de forma de onda están determinadas por el funcionamiento de cada una de las secciones que integran el sistema completo. El oscilador determina la estabilidad y la linealidad de la señal triangular de salida, como se verá más adelante, y el formador de onda determina la distorsión de la salida de onda senoidal.

2-2a Osciladores

Ya que las características principales de funcionamiento dependen del oscilador, se ha hecho mucho hincapié en el diseño de un oscilador integrado que sea adecuado para la amplia gama de aplicaciones potenciales. Para tener una aplicabilidad máxima, es necesario que el oscilador cuente con las siguientes características:

1. Control de barrido externo con características lineales de conversión de voltaje a frecuencia sobre un amplio intervalo de barrido.
2. Estabilidad con respecto a:
 - a. Temperatura
 - b. Alimentación
 - c. Término corto (ciclo a ciclo)
3. El menor número de componentes externos para fijar la frecuencia.

Tipo de corriente constante En la actualidad se emplean dos configuraciones de oscilador que satisfacen la mayoría de los requisitos anteriores. El primero es el oscilador $I/2I$, en el cual un capacitor se carga y descarga alternativamente por medio de una corriente constante I , mientras que el segundo es un multivibrador acoplado por emisor. El primer tipo se ilustra en la figura 2-18 y se compone de dos comparadores, un biestable (*flip-flop*), una fuente de corriente constante I y de un drenaje de corriente $2I$, que se enciende y apaga alternativamente. La operación del circuito puede describirse como sigue: suponiendo que inicialmente el drenaje de corriente $2I$ esté apagado, al capacitor lo cargará la corriente que le suministra la fuente, con un voltaje que varía de acuerdo a

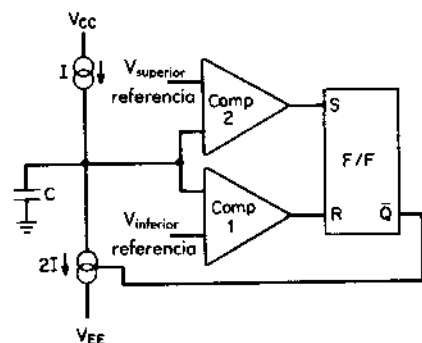


Figura 2-18 Diagrama de bloques de un CI como oscilador.



Figura 2-19 Formas de onda del oscilador de la figura 2-18.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I}{C}$$

Esta carga de corriente lineal continuará hasta que se alcance el umbral superior. En este momento, el segundo comparador cambiará de estado y pondrá a $2I$ el biestable con lo cual se activa el drenaje de corriente. Esta acción cancela la corriente de carga I y descarga el capacitor a una razón de

$$\frac{dv}{dt} = -\frac{I}{C}$$

hasta que se alcance el umbral inferior del comparador y el biestable regrese a su estado inicial, completando así el ciclo de temporización. Las formas de onda de temporización se presentan en la figura 2-19. El periodo de temporización se determina al sumar los ciclos individuales de temporización.

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 \quad \Delta V = V_{\text{superior}} - V_{\text{inferior}} \\ T &= \frac{\Delta VC}{I} + \frac{\Delta VC}{I} \\ T &= \frac{2\Delta VC}{I} \end{aligned}$$

y la frecuencia se define por

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I}{2\Delta VC} \quad (2-33)$$

La deducción anterior estuvo basada en la premisa de que la corriente de descarga es exactamente igual al doble de la corriente de carga. Por lo tanto, la forma de onda triangular es simétrica y el ciclo de trabajo de la onda cuadrada es de 50%. En la mayoría de las aplicaciones, se cuenta con un ajuste de simetría para cancelar cualquier componente de desbalance en el drenaje de corriente. Por ello, la salida es una onda triangular con una fluctuación pico a pico de ΔV .

Este oscilador en particular es bastante adecuado para aplicaciones a baja frecuencia ya que un capacitor polarizado puede emplearse con la función de temporización.

Ejemplo 2-4 Determinación de la frecuencia de salida

Deduzca la expresión para la frecuencia de salida del oscilador de la figura 2-18. Suponga que los voltajes de umbral se fijan en $1/3$ y $2/3$ de V_{CC} y que la corriente de carga se define como

$$I = \frac{2V_{CC}}{3R}$$

Donde R es un resistor externo.

Solución

De la ecuación 2-33

$$f = \frac{I}{2\Delta V C}$$

Sustituyendo el valor de I en la ecuación anterior queda

$$f = \frac{V_{CC}}{3R\Delta V C}$$

Sustituyendo ΔV por $1/3 V_{CC}$

$$f = \frac{1}{RC}$$

Así, la función de transferencia final es independiente tanto de la corriente de temporización como del voltaje de alimentación. Este tipo de oscilador depende del seguimiento de la corriente de carga y descarga para mantener una forma de onda triangular simétrica, y en consecuencia sólo es útil para razones de barrido aproximadamente de 100:1. Este tipo particular de problemas puede eliminarse con

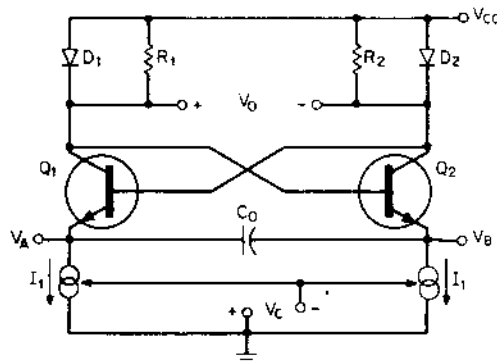


Figura 2-20 Multivibrador acoplado por emisor.

un multivibrador acoplado por emisor. Una variación de 1% entre las dos corrientes producirá un cambio de 2.4% en el ciclo de trabajo de la salida. Por la necesidad de un seguimiento preciso de las corrientes de fuente y sumidero, este tipo particular de oscilador sólo es útil en escalas de barrido aproximadamente de 100:1.

El multivibrador acoplado por emisor. El multivibrador acoplado por emisor de la figura 2-20 cumple con el requisito de que las corrientes de carga y descarga sean iguales gracias a que utiliza un par de transistores de características iguales, configurados como drenadores de corriente, los cuales alternativamente descargan cada lado del capacitor de temporización. Ya que ambos drenajes de corriente están operando con corrientes idénticas, las características del pareamiento de ambos transistores son excelentes y el circuito es capaz de mantener una forma triangular simétrica en una razón de barrido más amplia, generalmente 1000:1. La operación del circuito puede ser descrita brevemente como sigue: suponga que inicialmente tanto Q_1 y D_1 están conduciendo y que Q_2 y D_2 están en corte. En estas condiciones y despreciando los efectos de las corrientes de base, el emisor de Q_1 se mantiene en $1 V_{BE}$ por debajo de V_{CC} y el colector de Q_1 , que es también la base de Q_2 , se mantiene también en un V_{BE} por debajo de V_{CC} . El emisor de Q_2 se descarga con una velocidad de

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I}{C_o} \quad (2-34)$$

Esta descarga continúa hasta que el emisor de Q_2 alcanza un voltaje de $2V_{BE}$ volts por debajo de V_{CC} , momento en que Q_2 conduce. Esto hace que D_2 entre en conducción, lo que corta la conducción tanto de Q_1 como de D_1 , ocasionando que el voltaje del emisor de Q_2 se eleve hasta un voltaje de $1V_{BE}$ por debajo de V_{CC} . Puesto que el voltaje en las terminales del capacitor no puede cambiar instantáneamente, el escalón de voltaje de $1V_{BE}$

se acopla al otro extremo del capacitor de temporización C_o , cambiando el voltaje en el emisor de Q_1 de $1V_{BE}$ por debajo de V_{CC} a V_{CC} . En este momento, la combinación de Q_2 y D_2 se encuentra conduciendo y la de Q_1 y D_1 está en corte, con lo cual el emisor de Q_1 se descarga con una velocidad de

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I}{C_o}$$

completando con esto un semiciclo del periodo de temporización.

Las formas de onda de este oscilador se muestran en la figura 2-21. Se debe notar que es posible tener diferentes señales de salida: una onda cuadrada con una fluctuación de voltaje pico a pico de $2V_{BE}$ en las terminales de los diodos D_1 y D_2 y dos rampas lineales en los emisores de

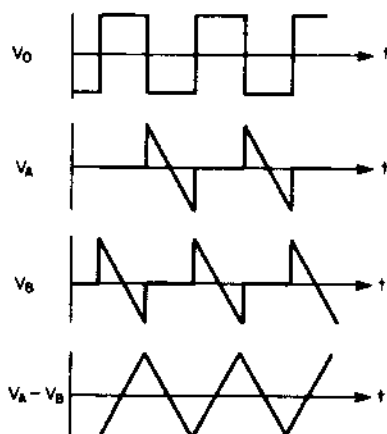


Figura 2-21 Formas de onda del multivibrador acoplado por emisor de la figura 2-20.

Q_1 y Q_2 . Si la forma de onda del emisor de Q_2 se invierte y se suma con la forma de onda de Q_1 , la forma de onda resultante será una onda triangular simétrica, con una fluctuación de voltaje pico a pico de $2V_{BE}$. Como se aprecia en la figura 2-21, las formas de onda, cuadrada y triangular, se encuentran desfasadas 90° . Esto resulta sumamente útil en aplicaciones con PLL que serán estudiadas en el capítulo 5.

La frecuencia del oscilador se determina al calcular el recíproco de la suma de los tiempos de los dos semiciclos.

$$f = \frac{1}{(T_1 + T_2)}$$

Pero, dado que

$$T_1 = T_2 = T$$

y al escribir de otra forma la ecuación 2-34, $T = dvC_o/I$. Al sustituir dv por $2V_{BE}$ al multiplicar por 2 y tomar el recíproco, se obtiene la frecuencia de salida

$$f_o = \frac{I}{4V_{BE}C_o} \quad (2-35)$$

Existen dos problemas potenciales con el oscilador de la figura 2-20. Primero, el ciclo de trabajo de la onda cuadrada y la simetría de la onda triangular son dependientes del seguimiento de las dos fuentes de corriente. Con el fin de eliminar la necesidad de dos fuentes con características similares, se usa una sola fuente de corriente que se conmute alternativamente entre ambos lados del capacitor de temporización. El segundo problema es la sensibilidad de la frecuencia a la temperatura, puesto que el periodo de ésta se halla

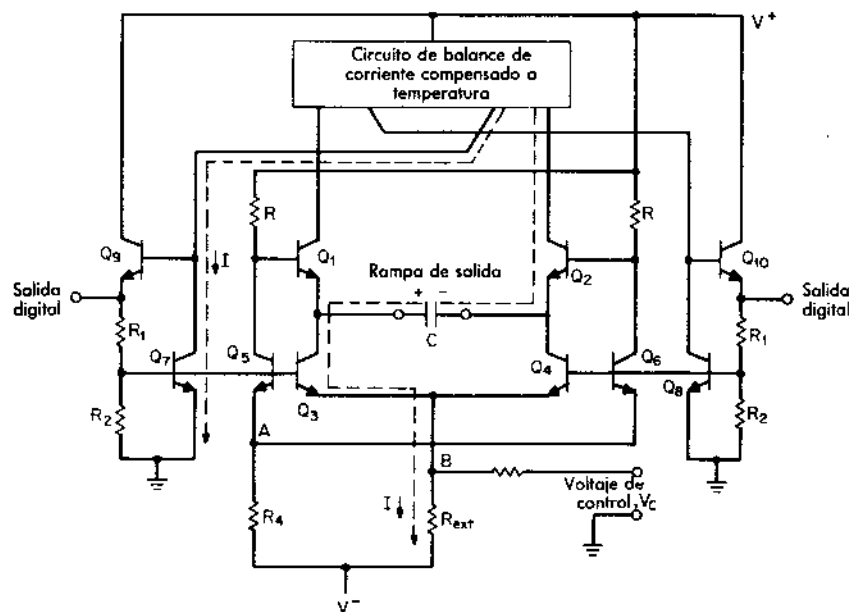


Figura 2-22 Versión mejorada del multivibrador acoplado por emisor.

en función de V_{BE} . La sensibilidad a la temperatura puede calcularse con la siguiente expresión

$$\frac{df}{f} = \frac{-dV_{BE}}{V_{BE}} = +2 \text{ mV}/(600 \text{ mV})^{\circ}\text{C} = 3300 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

Por lo tanto, la frecuencia del oscilador posee un coeficiente positivo de temperatura de $3300 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. Este efecto térmico puede ser compensado suministrándole un efecto igual y contrario. Esto redundará en una mejora de un orden de magnitud y, por tanto, es de esperarse una deriva térmica de $300 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. Para mejorar aún más la operación térmica de este oscilador, se utilizan referencias de precisión para fijar con exactitud la fluctuación del oscilador y controlar la corriente de carga. El oscilador mejorado se muestra en la figura 2-22. La frecuencia se determina por

$$f = 1/RC$$

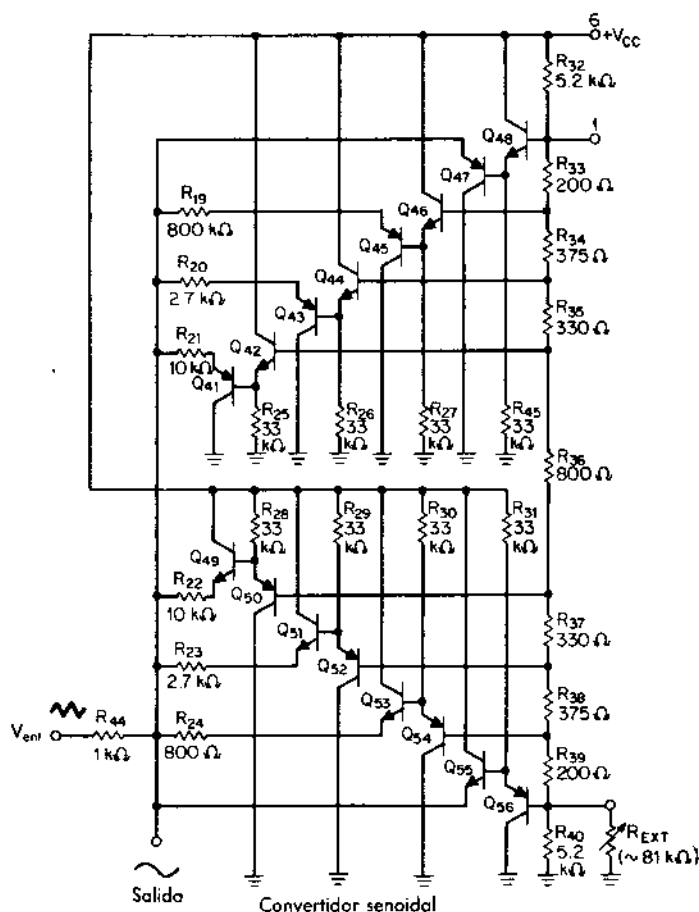


Figura 2-23 Convertidor de onda triangular a senoidal. (Método del punto de ruptura de diodo.)

La deriva en temperatura es aproximadamente de 20 ppm/°C. Una deducción completa se encuentra en la bibliografía (véase Gilbert).

2-2b Conformadores para onda senoidal

Una vez diseñado un buen oscilador estable, se debe escoger un método para convertir la salida en una onda senoidal. Los dos osciladores estudiados en la sección anterior tienen ondas triangulares de salida que simplifican mucho esta conversión. En la actualidad son dos las técnicas de conformación predominantes que se utilizan en la fabricación de CI.

Método del punto de ruptura de diodo Este método consiste en fijar puntos de ruptura (break point) para formar un atenuador no lineal y darle a una onda triangular la forma de onda senoidal. Un circuito que efectúa esta función se presenta en la figura 2-23. Con este método se genera una onda senoidal con pequeñas secciones de curva, y así la distorsión dependerá del número de puntos de interrupción utilizados. Se debe poner mucho cuidado en el diseño de tal conformador senoidal, pues cualquier asimetría en los puntos de ruptura producirá armónicas pares no deseadas. Cuando se emplean 16 puntos de interrupción como en el caso del circuito de la figura 2-23, y se ajusta el circuito es posible obtener una distorsión de 0.5%. Dado que este conformador de onda senoidal contiene en su diseño transistores *pnp*, sólo puede usarse a bajas frecuencias, como se aprecia en la figura 2-24, en la que se ilustra la distorsión en función de la frecuencia.

Par acoplado por emisor Otro método para conseguir la conversión de señal triangular en senoidal recurre a un par diferencial con degeneración de emisor, el cual se ilustra en la figura 2-25. Este circuito es capaz de funcionar hasta una frecuencia de 10 MHz aproximadamente. La operación del circuito puede describirse brevemente de la siguiente manera: se ajusta el resistor de degeneración de emisor R_E de manera que se consiga poner cerca del punto de corte el transistor Q_3 o al Q_4 , cuando la señal triangular de entrada alcanza su valor pico. En este instante, las características de transferencia de los picos

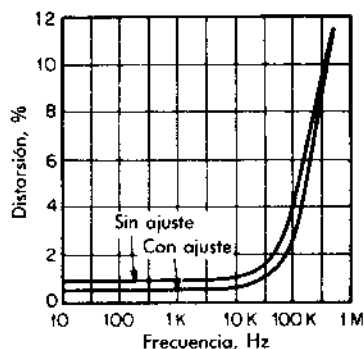


Figura 2-24 Gráfica de la distorsión contra la frecuencia para el convertidor de triangular a senoidal de la figura 2-23.

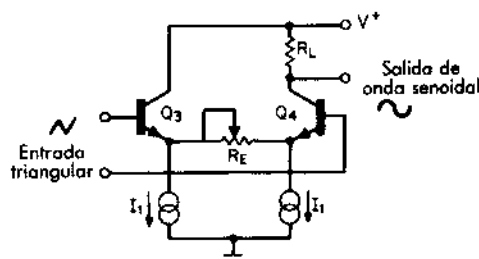


Figura 2-25 Un par acoplado por emisor utilizado como convertidor de triangular a senoidal.

TABLA 2-2 Generadores de forma de onda

N/p	Seno	Triángulo	Frec. superior	Estabilidad (pp M/°C)	Intervalo de barrido	Entrada de AM	Entrada FSK	Fabricantes
555	No	Sí	4 MHz	300 (typ)	7:1	Sí	No	Exar
566	No	Sí	1 MHz	200 (typ)	10:1	No	No	National, Signetics
2206	Sí	Sí	1 MHz	50 máx	2000:1	Sí	Sí	Exar
2207	No	Sí	1 MHz	50 máx	1000:1	No	Sí	Exar, Raytheon
2209	No	Sí	1 MHz	50 máx	1000:1	No	No	Exar
8038	Sí	Sí	1 MHz	50 máx	1000:1	No	No	Exar, Intersil

se tornan logarítmicas en vez de lineales, propiciando que los picos del triángulo se redondeen, como se muestra en la figura 2-25. La distorsión armónica total de la salida es del 0.6%, cuando se ajustan a sus valores óptimos la fuente de corriente, el voltaje de entrada y el resistor de emisor.

Cuando se combinan estos contornos de onda senoidal con los osciladores de la sección anterior se obtiene como resultado un generador de onda integrado. Estos generadores de forma de onda pueden convertirse en generadores de AM, conectando la salida del generador a la entrada de un multiplicador de cuatro cuadrantes.

2-2c Parámetros de funcionamiento

El funcionamiento de un generador de función está calificado por los parámetros siguientes:

Intervalo de frecuencia: es el intervalo de frecuencias sobre el cual se garantiza la operación funcional.

Intervalo de barrido: es la razón de la frecuencia máxima de salida y la mínima, que puede obtenerse aplicando un voltaje de barrido de entrada.

Linealidad de FM: es la desviación de la recta de menor ajuste del voltaje de control vs la frecuencia de salida.

Estabilidad: es el cambio de la frecuencia de salida con respecto a la temperatura y a las variaciones del voltaje de alimentación.

Linealidad de onda triangular: es la desviación de la salida triangular a partir de la recta de mejor ajuste.

DAT: es la distorsión armónica total (THD en inglés) de la onda senoidal de salida.

En la actualidad se consiguen varios generadores de función integrados. La tabla 2-2 condensa estos circuitos junto con sus características de operación básicas. Más información al respecto se puede obtener de las hojas de datos de los fabricantes o en las notas de aplicación suministradas por ellos.

2-2d Aplicaciones

Gran parte de los generadores de forma de onda integrados se han diseñado como bloques funcionales para todo uso y, como tales, pueden emplearse en una gran cantidad de aplicaciones.

Las principales aplicaciones de los generadores de función son:

- Generación de ondas senoidales
- Generación de AM
- Generación de FM
- Generación de FSK
- Generador de funciones para laboratorio

Todas estas aplicaciones requieren que el generador de formas de onda reúna ciertas propiedades específicas. El diseñador deberá conocer qué propiedades y características se requieren para poder

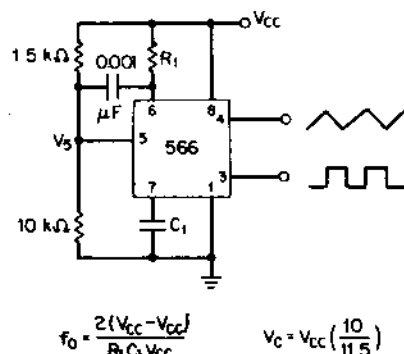


Figura 2-26 Diagrama de un oscilador de señal triangular de 1 kHz.

determinar el tipo de circuito integrado que dé la mejor solución, en cuanto a costo. Por ejemplo, si se requiere un oscilador de frecuencia fija para producir una onda triangular de 1 kHz, todos los circuitos de la tabla 2-2 resultarán adecuados. La elección del CI estaría determinado por el oscilador que tuviera el mínimo costo y el menor número de componentes externos. En este caso, la mejor selección sería el 566 (el diagrama de tal oscilador se muestra en la Figura 2-26). La frecuencia central se determina por

$$f_0 = \frac{2(V_{cc} - V_c)}{R_1 C_1 V_{cc}}$$

donde V_c es el voltaje en la terminal 5, determinada por el divisor de voltaje compuesto por los resistores de 10 kΩ y 1.5 kΩ. Sustituyendo $0.870V_{cc}$ por el valor de V_c , la frecuencia f_0 queda como

$$f_0 \approx \frac{1}{3.8R_1C_1}$$

Si se escoge C_1 igual a 0.1 μF, se puede calcular el valor de R_1 así:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{3.8f_0C_1} \\ &= \frac{1}{(3.8 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} \\ &= 2.6 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

En la mayoría de las aplicaciones, el valor de 2.6 kΩ constará de un resistor fijo de 2.2 kΩ conectado en serie a un potenciómetro de 1 kΩ para poder sintonizar con precisión la frecuencia de oscilación a 1 kHz.

Ejemplo 2-5 Oscilador de barrido, de onda senoidal

Diseñe un oscilador de onda senoidal con un intervalo de barrido de 20 Hz a 20 kHz, utilizando el generador de función 2206. La expresión que describe la operación de este circuito es

$$f_0 = \frac{320I_T(\text{mA})}{C_0(\mu\text{F})} \quad (2-36)$$

donde I_T es la corriente que fluye por la terminal de temporización en miliamperes y C_0 es el capacitor de temporización en microfarads. La terminal de temporización está polarizada internamente en 3.125 V, y la corriente máxima permisible de temporización es de 3 mA. La entrada de señal de barrido puede fluctuar entre 0 y 10 V.

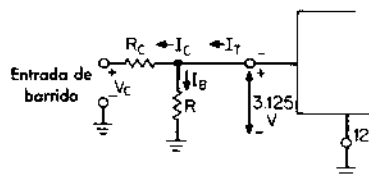


Figura 2-27 Diagrama de conexiones de un 2206 para operación de barrido de frecuencia.

Solución

La función de barrido se consigue al conectar la terminal de temporización como se ilustra en la figura 2-27. La corriente de temporización se define como

$$I_T = I_B + I_C$$

Pero,

$$I_B = 3.125/R$$

y

$$I_C = (3.125 - V_C)/R_C$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 2-36 se obtiene

$$f = \frac{0.320}{C_0} \left[\frac{3.125}{R} + \frac{3.125 - V_C}{R_C} \right] = \frac{1}{RC_0} + \frac{1}{R_C C_0} - \frac{V_C}{3.125 R_C C_0}$$

$$f = \frac{1}{RC_0} \left[1 + \frac{R}{R_C} (1 - V_C/3.125) \right] \quad (2-37)$$

Al obtener la derivada de la ecuación 2-37 se puede determinar la ganancia de conversión de voltaje a frecuencia, K .

$$K = \frac{dF}{dV_C} = -\frac{0.32}{R_C C_0} \text{ (Hz/V)}$$

Para el intervalo requerido de barrido:

$$K \approx 20 \text{ kHz/10 V} = \frac{0.32}{R_C C_0} \quad (2-38)$$

Por lo tanto,

$$R_C C_0 = 160 \times 10^{-6} \quad (2-39)$$

La frecuencia máxima de 20 kHz se obtiene cuando $V_C = 0$. Por lo tanto, utilizando la ecuación 2-37

$$20,000 = \frac{1}{RC_0} \left[1 + \frac{R}{R_C} \right]$$

$$= \frac{1}{RC_0} + \frac{1}{R_C C_0} = \frac{1}{C_0 (R//R_C)} \quad (2-40)$$

La corriente de temporización máxima es de 3 mA, y

$$I_T = 3.125/R_p \text{ cuando } R_p = R // R_c$$

Si se escoge el valor máximo de I_T aproximadamente igual a 2.6 mA, el valor resultante para R_p será de 1.2 k Ω . Se puede entonces calcular el valor del capacitor de temporización a partir de la ecuación 2-40, como:

$$20\,000 = \frac{1}{1200 \times C_0}$$

$$C_0 = 0.04 \mu\text{F}$$

El valor de R_c se calcula por la ecuación 2-39.

$$R_c = \frac{160 \times 10^{-6}}{0.04 \times 10^{-6}} \\ = 4 \text{ k}\Omega$$

y R se calcula por

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} \\ \frac{1}{1200} = \frac{1}{4000} + \frac{1}{R} \\ R \approx 1.7 \text{ k}\Omega$$

de manera que

El diagrama completo se muestra en la figura 2-28. El resistor R_3 controla la amplitud de la salida. La distorsión armónica total de la salida se ajusta a su valor mínimo mediante R_A y R_B . Es importante notar que los valores de R y R_c son indispensables para la determinación del intervalo de barrido del circuito. Se requiere un pareamiento preciso, así como ajustes finos separados. Otra alternativa de diseño que elimina la necesidad de tener un pareamiento preciso, requiere un amp op externo que opere como un convertidor de voltaje a corriente. Esta salida de corriente excita directamente la terminal de temporización, como se advierte

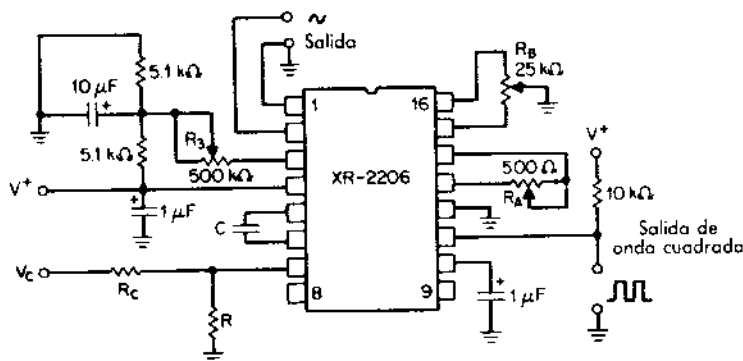


Figura 2-28 Esquema del circuito para operación de barrido frecuencia.

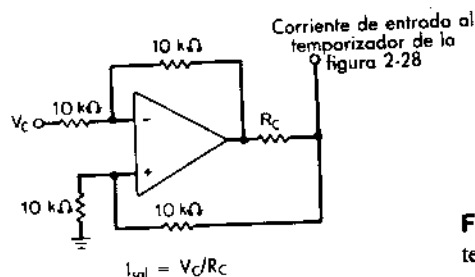


Figura 2-29 Empleo de una fuente de corriente externa para operación de barrido de frecuencia.

en la figura 2-29. Es posible también generar un barrido logarítmico sustituyendo la fuente de corriente lineal por una logarítmica.

Generación de FM La generación de FM se parece a la generación de barrido; sin embargo, la desviación de frecuencia suele ser pequeña, generalmente menor que 10% de la frecuencia de operación normal. Los términos utilizados en los generadores de FM son los siguientes.

Frecuencia de portadora: es la frecuencia de salida en ausencia de señal de entrada.

Desviación: es el porcentaje de cambio de la frecuencia de salida sin señal de entrada a señal de entrada máxima.

Rapidez de modulación: es la rapidez de cambio de la frecuencia de salida.

No linealidad de FM: es la desviación máxima de la salida de frecuencia a la entrada en voltaje, respecto de la función de transferencia ideal en línea recta.

El circuito para la modulación de FM es idéntico al del generador de barrido, exceptuando el hecho que los límites de barrido sean menores que $\pm 10\%$ y que la entrada de modulación esté acoplada por capacitor.

Generación de FSK El FSK es un método que se emplea en la transmisión de información digital a través de canales con buena calidad para la transmisión de señales de voz, como las líneas de teléfono. En estas aplicaciones, la información por transmitir se debe convertirse primeramente en una señal que sea compatible con el ancho de banda

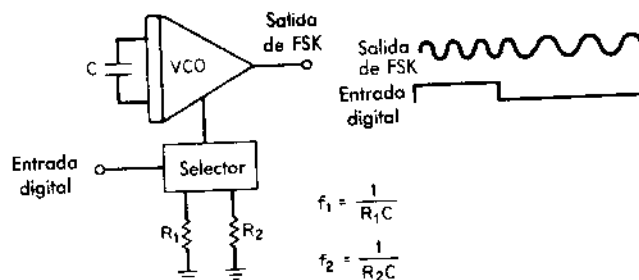


Figura 2-30 Diagrama de bloques de un generador de FSK.

del medio de transmisión. La información se transmite en esta forma al receptor, donde se demodula y convierte en su forma digital original. El dispositivo que ejecuta esta función se llama "modem", palabra formada por la contracción de las dos palabras clave que describen su función, MODulador y DEModulador.

La porción de modulación genera la señal de FSK, mientras que la parte demoduladora la decodifica. Esto es básicamente el caso particular de la transmisión de FM donde la señal de salida es una de dos frecuencias discretas determinadas por el nivel de la entrada digital. Un diagrama de bloques de un generador de FSK se incluye en la figura 2-30, junto con las formas de onda de entrada y salida. Es importante señalar que, en los generadores de FSK, la señal de salida debe ser continua en su fase. Esto evitará que se generen bandas laterales indeseables provocadas por el cambio brusco en el voltaje de salida.

Prácticamente todos los osciladores pueden usarse como generadores de FSK, conectando un transistor y un resistor externos a la terminal de temporización, como se ilustra en la figura 2-31. No obstante, algunos de los generadores de función de la tabla 2-2 ya cuentan con esta característica incorporada al propio dispositivo, lo que simplifica sobremanera el diseño del circuito y elimina cualquier variación en la frecuencia de salida atribuible a cambios en el voltaje de saturación del transistor exterior.

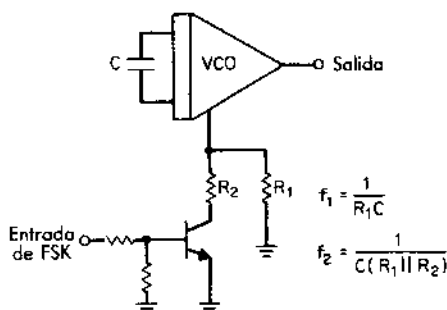


Figura 2-31 Método para convertir un oscilador de frecuencia fija en un generador de FSK.

Ejemplo 2-6 Generación de frecuencia de transmisión tipo Bell 103

Diseñe un generador FSK para un modem tipo 103. La distorsión de la onda senoidal de salida deberá ser menor que un 2.5%. Las frecuencias de salida son 1070 y 1270 Hz para los niveles de espacio y marca, o 1 y 0, respectivamente. Seleccione el dispositivo en la tabla 2-2.

Solución

El único dispositivo con entrada para FSK y salida senoidal incluido en la tabla 2-2 es el 2206. La especificación de 2.5% de distorsión de la onda senoidal se logra conectando un resistor de 200 Ω entre las terminales 13 y 14. Los valores del resistor de temporización se calculan utilizando las expresiones siguientes:

$$f_s = \frac{1}{R_s C}$$

$$f_m = \frac{1}{R_m C}$$

Para conseguir una estabilidad óptima, los valores de los resistores se escogen entre los valores de 10 a 100 k Ω . Si se selecciona el valor del capacitor de temporización como de 0.039 μ F, se tiene que

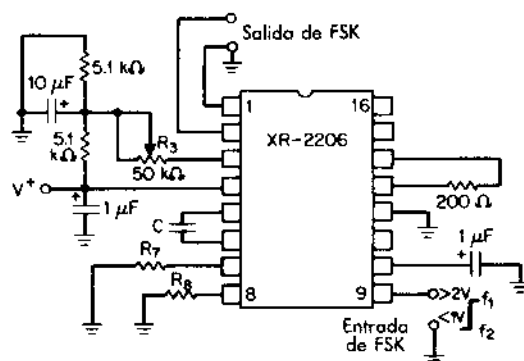


Figura 2-32 Diagrama esquemático de un generador de FSK.

$$R_7 = 20.19 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = 23.96 \text{ k}\Omega$$

Normalmente se consiguen estos valores de resistencia conectando en serie un resistor de valor fijo a un potenciómetro variable, que permita sintonizar con exactitud cada frecuencia. El diagrama completo se da en la figura 2-32. La amplitud de la salida se ajusta por medio del potenciómetro R_3 .

Generadores de diente de sierra La mayor parte de los generadores de funciones son también capaces de generar ondas cuadradas y de diente de sierra. Esto se ilustra en la figura 2-33, donde los datos se aplican en la entrada de FSK. Ésta es una terminal digital de entrada que se utiliza para seleccionar una de las dos resistencias de temporización. El ciclo de trabajo de la salida está dado por

$$\text{Ciclo de trabajo} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

El ciclo de trabajo de este circuito puede ajustarse desde un 0.1 % hasta un 99.9 %. Por lo común, los límites del ciclo de trabajo variable suelen aproximarse por los límites de ba-

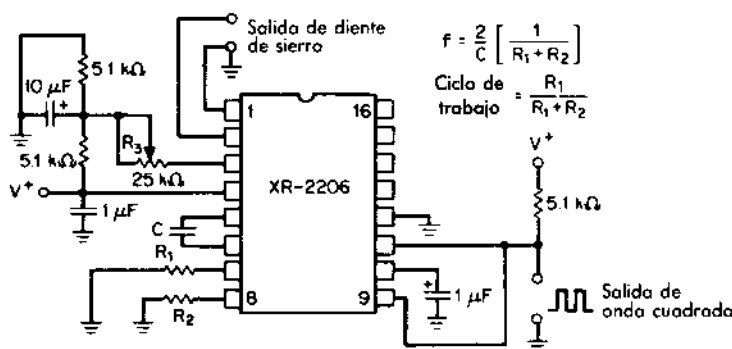


Figura 2-33 Conexión del circuito para generar una onda cuadrada y diente de sierra.

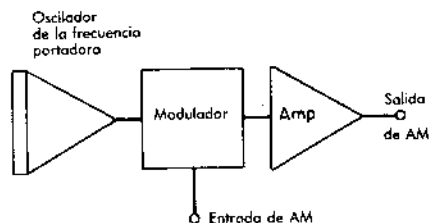


Figura 2-34 Diagrama de bloques de un generador de AM.

rrido o por la razón de la corriente de temporización máxima a la corriente de temporización mínima.

Generación de AM Como se mencionó con anterioridad, cuando la salida de un oscilador se aplica a una de las entradas de un multiplicador de cuatro cuadrantes (portadora) y una señal de modulación se aplica a la otra, la salida del multiplicador será una señal de AM. Algunos generadores de forma de onda han sido especialmente diseñados para tales fines y cuentan con multiplicadores de cuatro cuadrantes internos, como se aprecia en la tabla 2-2. Las características clave de funcionamiento de un generador de AM son la estabilidad de la frecuencia de salida y la linealidad del nivel de salida, respecto a la señal de modulación o la entrada de AM. La figura 2-34 muestra el diagrama de bloques de un generador de AM. Este circuito es capaz de producir tanto modulación en AM ordinaria como señal de AM con portadora suprimida. Las características de transferencia se dan en la figura 2-35, tanto para la amplitud como para la fase de la salida. Debemos notar que, si el nivel de cc en la entrada de la señal de modulación es cero, la señal de la portadora estará suprimida y, por tanto, no se desperdiciará potencia en la transmisión de la señal portadora.

La realización práctica del circuito de un generador de AM puede conseguirse por medio de un solo CI con un multiplicador interno o bien con dos CI, un oscilador para

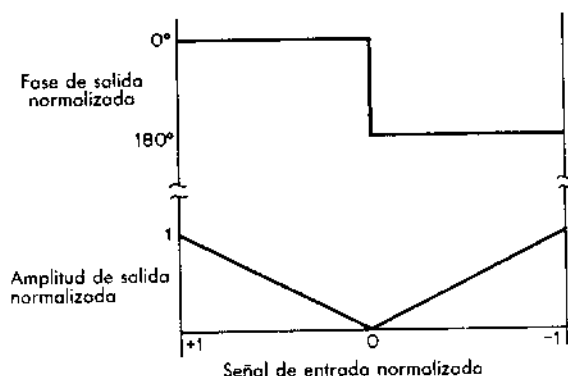


Figura 2-35 Características de la amplitud y la fase de salida de la portadora de un generador de AM.

generar la portadora y un multiplicador que haga las veces de modulador de AM. La decisión sobre qué tipo de circuito será el más conveniente depende de la estabilidad que se requiera, de la frecuencia de la portadora y de la linealidad que se desee en la salida de AM.

2-3 CONVERTIDORES DE VOLTAJE A FRECUENCIA

Existe infinidad de circunstancias en las cuales es necesario convertir un voltaje analógico en determinada frecuencia, que se aplique a un contador para obtener una lectura digital o bien para transmitirla hacia algún punto remoto donde se convierta de nuevo en una señal analógica por medio de un convertidor de frecuencia a voltaje. Las características normalizadas de un convertidor ideal de voltaje a frecuencia se incluyen en la figura 2-36. La expresión que describe tal función es

$$f_{sal} = KV_{ent} \quad (2-41)$$

donde K es la ganancia de conversión del convertidor y tiene las dimensiones de hertz/volt.

El parámetro clave de dicha función es la linealidad de la frecuencia de salida con respecto al voltaje de entrada. Por ello, el elemento más importante del circuito será el oscilador controlado por voltaje. En la sección anterior, se estudiaron varios osciladores controlados por voltaje (VCO) que eran adecuados para este tipo de aplicaciones, cuando se operaban en el modo de barrido.

Otro método para obtener un convertidor de este tipo se presenta en la figura 2-37a. La operación básica de este circuito puede describirse como sigue: el comparador contrasta el voltaje de entrada con el voltaje que hay en el nodo B . Si el voltaje de entrada es más grande, la salida del comparador dispara un monoestable. La salida del monoestable cierra el interruptor que conecta la fuente de corriente con el nodo B durante el tiempo que dure el pulso del monoestable. Al término de éste, el interruptor se vuelve a abrir. En este momento la fuente de corriente I ha inyectado una carga Q en la red $R_B C_B$ igual a

$$Q = I \times T$$

donde T es igual al periodo del monoestable. Si en este instante el voltaje en el nodo B no es mayor que el voltaje de entrada, el comparador volverá a disparar el monoestable inyectando otra carga en la red $R_B C_B$. Esto continuará así hasta que el voltaje en el nodo B sea mayor que el de entrada. En este punto, el monoestable permanecerá apagado, con lo cual C_B se descarga a través del resistor R_B hasta que el voltaje sea igual a V_{ent} y se dispare el monoestable. En este momento se habrá alcanzado una condición de estado estable, donde la velocidad con que la fuente de corriente inyecta carga es suficiente como para mantener $V_B \geq V_{ent}$. Dado que la velocidad de descarga de C_B es proporcional a V_B/R_B , el sistema funcionará a una frecuencia que es proporcional a V_{ent} . La figura

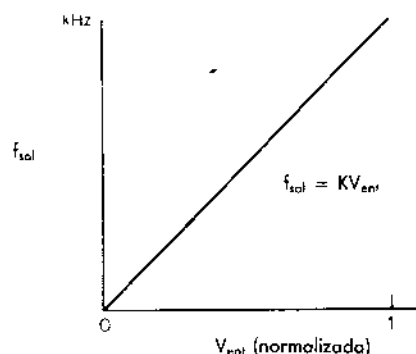


Figura 2-36 Características de transferencia para un convertidor ideal de voltaje a frecuencia.

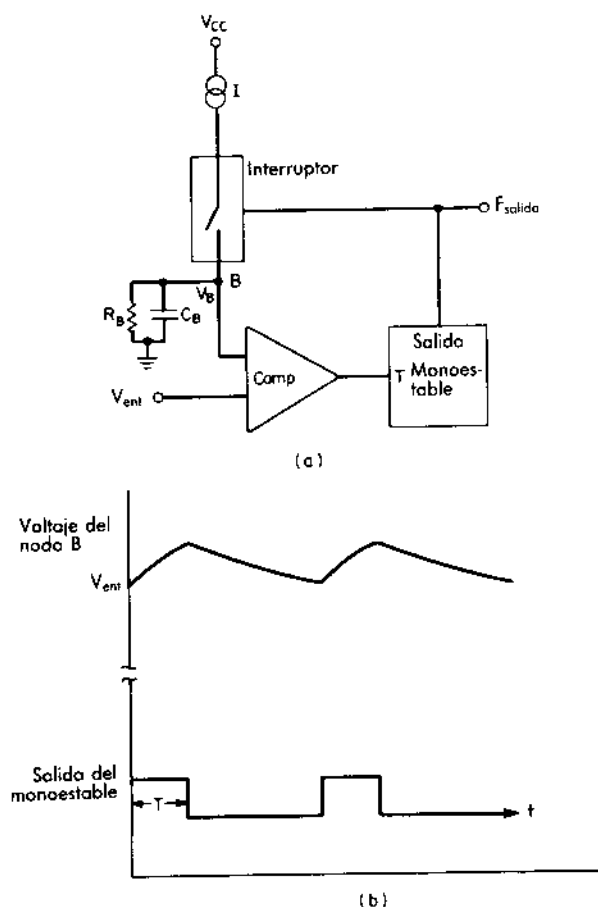


Figura 2-37 Convertidor de voltaje a frecuencia. a) Diagrama de bloques; b) formas de onda.

2-37b contiene las formas de onda observadas en el nodo *B* y el pulso de salida del monoestable. Debemos señalar que el pulso de salida del monoestable permanece constante; tan solo la velocidad de repetición es la que cambia con V_{ent} .

La figura 2-38 es un diagrama de bloques del convertidor estándar de voltaje a frecuencia 4151. La ganancia de conversión K se define como

$$K = \frac{0.486 R_s}{R_B R_0 C_0} \text{ kHz/V} \quad (2-42)$$

Nótese que C_B no figura en la ecuación de la ganancia de conversión. Su función es la de integrar la salida del monoestable y sirve además para evitar que la fuente de corriente se sature, cosa que tendría lugar si el valor de C_B fuera demasiado pequeño.

En la figura 2-39 se muestra el esquema de un convertidor de voltaje a frecuencia con un intervalo dinámico de entrada de 0 a 10 V y un intervalo de frecuencia de salida

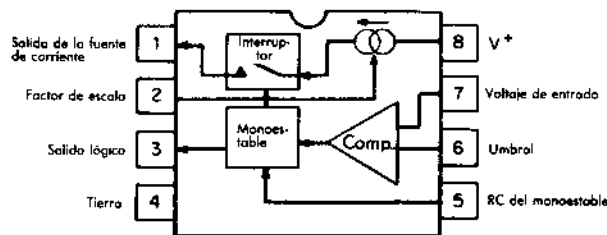


Figura 2-38 Diagrama funcional del convertidor de voltaje a frecuencia 4151.

de 0 a 10 kHz. Las ventajas de este circuito son su sencillez y bajo costo; sin embargo, su linealidad es apenas del 1% aproximadamente y tiene un tiempo de respuesta relativamente lento (cerca de 135 ms para un cambio de 0 a 10 V en el voltaje de entrada). Esto se debe sobre todo al efecto de integración que tiene la red $R_B C_B$.

Se puede conseguir un convertidor de voltaje a corriente de precisión añadiendo un amplificador operacional externo, como se muestra en la figura 2-40. Este circuito mejora la linealidad a un valor aproximado del 0.05% y un tiempo de respuesta de 10 μ s. El circuito mantiene su linealidad sobre todo el intervalo dinámico de entrada, hasta los cero volts de entrada. El amp op mejora la linealidad manteniendo en cero volts el voltaje de la fuente de corriente de salida, terminal 1, eliminando con ello cualquier error producido por la conductancia de salida de la fuente de corriente. El diodo evita que el voltaje en la terminal 7 sea inferior a cero volts. Es necesario que el diodo tenga corrientes de fuga pequeñas, pues cualquier valor disminuirá la precisión.

El ajuste se consigue fijando la señal de entrada en -10 V y ajustando el valor de R_s hasta tener una salida de 10 kHz, para después fijar el voltaje de entrada en -10 mV y ajustar el desbalance hasta tener una salida de 10 Hz.

Ejemplo 2-7 Diseño de un convertidor analógico/digital

Utilizando el 4151, diseñe un convertidor analógico/digital capaz de aceptar una señal de entrada entre 0 y 10 V. Se requiere una precisión de 0.1%.

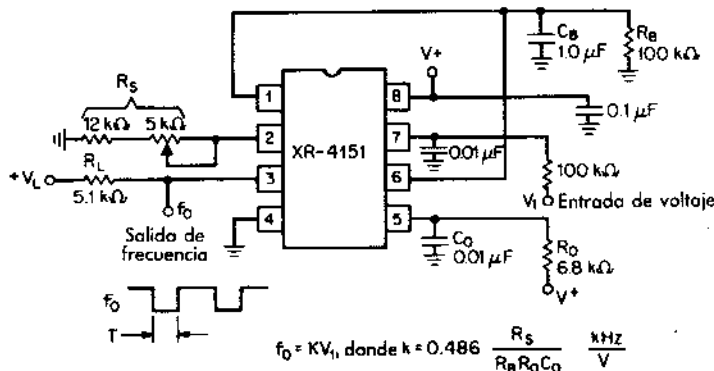


Figura 2-39 Esquema de un convertidor de voltaje a frecuencia.

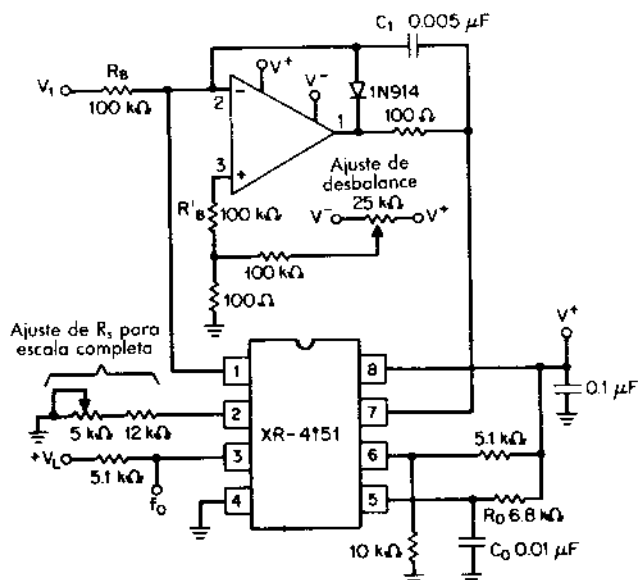


Figura 2-40 Convertidor de precisión de voltaje a frecuencia.

Solución

El diagrama de bloques de un convertidor analógico/digital, utilizando un convertidor de voltaje a frecuencia, aparece en la figura 2-41. Se usa al convertidor de voltaje a frecuencia para convertir el voltaje de entrada en una frecuencia directamente proporcional al mismo. Esta frecuencia se aplica entonces al contador con un tiempo de muestreo de 1 s. Por tanto, la frecuencia de salida se cuenta durante el periodo de 1 s, para después pasarse a la salida. En el circuito de la figura 2-42, se reemplazó la etapa contadora por un bloque titulado "contador de frecuencia" para simplificar el diseño. El primer amp op se usa para convertir la señal

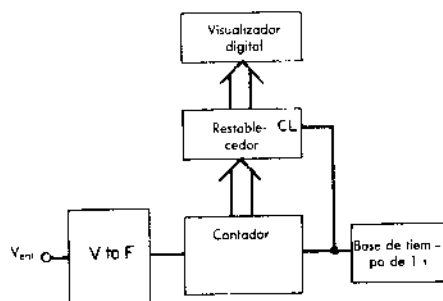


Figura 2-41 Diagrama de bloques de un convertidor analógico/digital.

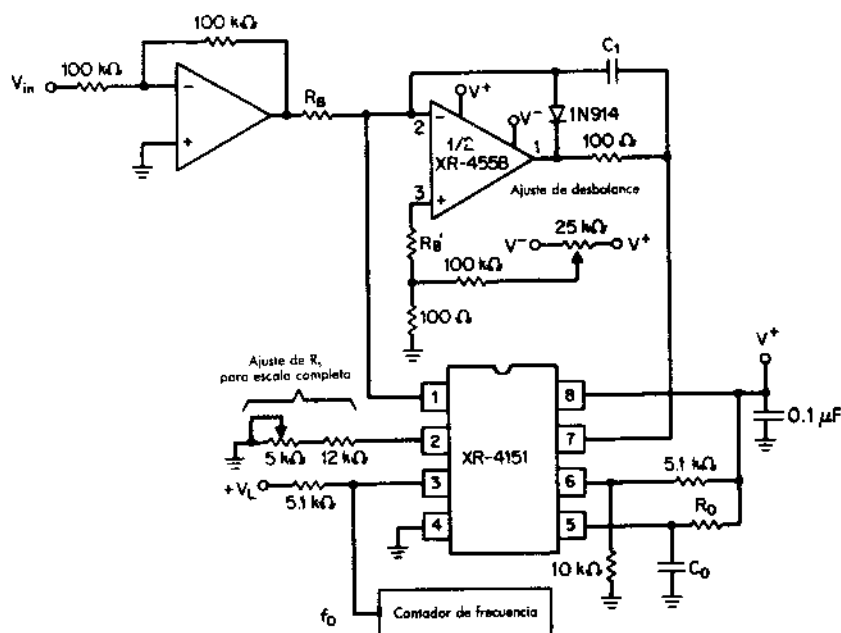


Figura 2-42 Circuito de un convertidor analógico/digital.

de entrada entre 0 y 10 V en una señal entre 0 y -10 V y también para aislar la señal de entrada.

Esta técnica resulta ideal para la transmisión de información analógica a través de enlaces de fibra óptica. En tales aplicaciones, el contador de frecuencia estaría localizado en el extremo receptor del canal. Si se reemplaza el contador de frecuencia por un convertidor de frecuencia a voltaje, se conseguiría recuperar la señal analógica original.

2-4 CONVERTIDORES DE FRECUENCIA A VOLTAJE

Un convertidor de frecuencia a voltaje es un dispositivo que recibe una frecuencia de entrada, convirtiéndola en una señal de salida de cc cuyo valor es proporcional a la frecuencia de entrada. Por lo tanto,

$$V_{\text{sal}} = Kf_{\text{ent}} \quad (2-43)$$

donde K es la ganancia de conversión del convertidor de frecuencia a voltaje, con dimensiones de volts/hertz. Existen varias técnicas adecuadas para realizar una conversión de frecuencia a voltaje. Un método, que será descrito más adelante, utiliza un PLL. Otra técnica emplea un 4151, un convertidor de voltaje a frecuencia. La figura 2-43 muestra el esquema de un circuito adecuado para realizar una conversión de frecuencia a voltaje. La operación del circuito puede describirse de la siguiente manera: el monoestable se dispara con el flanco

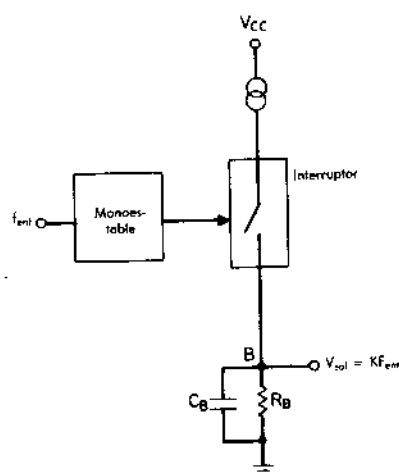


Figura 2-43 Diagrama de bloques de un convertidor de frecuencia a voltaje.

de subida de la señal de entrada. (Es posible también conseguir que el monoestable se dispare con los flancos de bajada, obteniéndose los mismos resultados.) Esto hace que se cierre el interruptor mientras dure el pulso de salida del monoestable, tiempo durante el cual se inyecta una carga en la red $R_B C_B$, aumentando el voltaje en el nodo B . Después de que terminó el pulso del monoestable, el capacitor C_B comienza a descargarse a través de R_B . Esta descarga continúa hasta que llega el siguiente flanco de subida de la señal de entrada, con lo cual se vuelve a disparar el monoestable por otro tiempo T . Conforme aumenta la frecuencia de entrada, el tiempo entre cada disparo disminuye, con lo cual aumenta el voltaje en el nodo B . El capacitor C_B sirve de integrador y filtra el voltaje en el nodo B . El valor

de C_B puede aumentarse con la finalidad de reducir aún más el rizo; sin embargo, la consecuencia es un tiempo de respuesta más lenta para cambios de frecuencia en la entrada.

El circuito completo del convertidor de frecuencia a voltaje se ilustra en la figura 2-44. La función de transferencia está dada por

$$V_o = k f_{ent}$$

donde $K = (2.058 R_B R_O C_O / R_S) \text{ V/Hz}$.

Como se mencionó anteriormente, la conductancia de salida de la fuente de corriente en la terminal 1 afecta a la linealidad de la salida. Esta degradación puede ser compensada incluyendo un amp op, como se muestra en la figura 2-45, que mejora la linealidad de la conversión a un valor aproximado del 0.05%. A diferencia del caso del convertidor de voltaje a frecuencia, no se consigue una mejoría significativa en el tiempo de respuesta.

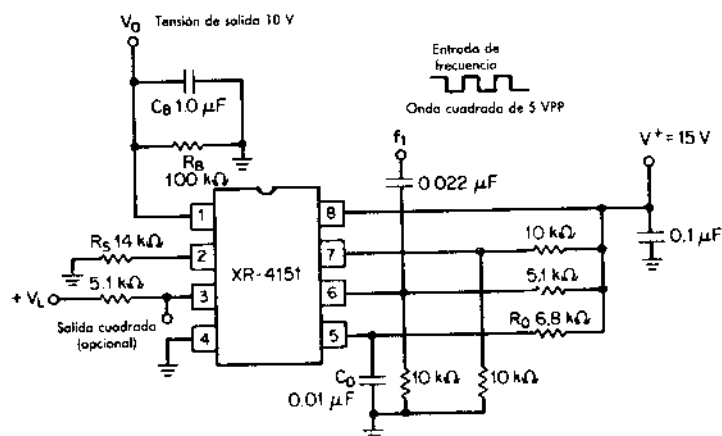


Figura 2-44 Convertidor de frecuencia a voltaje.

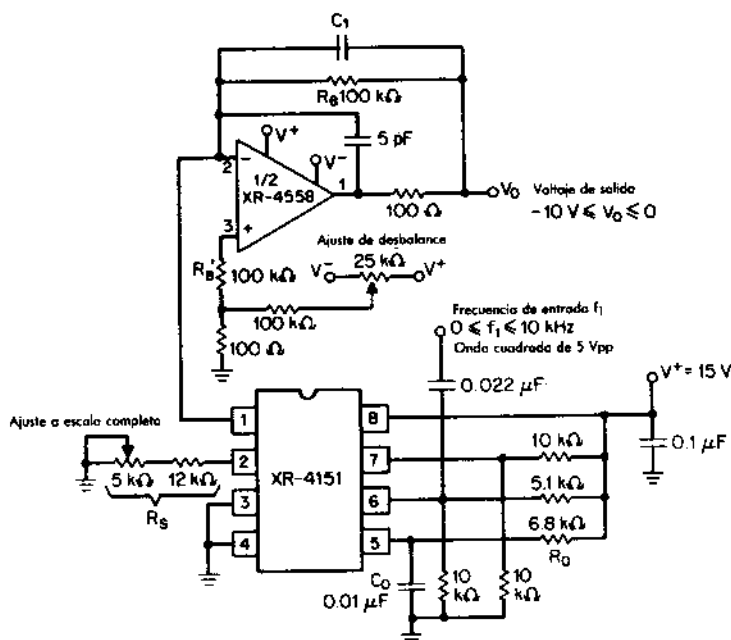


Figura 2-45 Convertidor de precisión de frecuencia a voltaje.

El único método de reducir el tiempo de respuesta es aumentar la frecuencia de corte del filtro pasabajos. Sin embargo, esto ocasionará un rizo de salida mayor; por ejemplo, con

$$C_1 = 0.1\text{ }\mu\text{F}$$

$$R_F = 100\text{ k}\Omega$$

el rizo de salida será aproximadamente de 100 mV y el tiempo de respuesta de unos 10 ms . Es posible filtrar aún más esta señal para reducir el rizo de salida, pero con ello el tiempo de respuesta será todavía más lento.

2-4a Indicaciones generales para el 4151

Un 4151 puede ser programado para que opere a escala completa de frecuencia, desde 1.0 Hz hasta 100 kHz . Para la configuración de convertidor de voltaje a frecuencia, puede tolerar casi cualquier voltaje de entrada a escala completa, desde 1.0 V en adelante, siempre y cuando se empleen los valores de componentes adecuados. Las indicaciones siguientes son útiles al calcular los valores de los componentes externos para cualquier frecuencia a la escala completa deseada.

1. Ajuste $R_S = 14\text{ k}\Omega$, o bien use un resistor de $12\text{ k}\Omega$ y un potenciómetro de $5\text{ k}\Omega$.
2. Ajuste $T = 1.1R_0C_0 = 0.75(1/f_0)$, donde f_0 es la frecuencia para la escala completa deseada. Si desea un funcionamiento óptimo, haga $6.8\text{ k}\Omega < R_0 < 680\text{ k}\Omega$ y $0.001\text{ }\mu\text{F} < C_0 < 1.0\text{ }\mu\text{F}$.

3. a. Para el circuito de la figura 2-39, haga $C_B = 10^{-2}(1/f_0)F$. Valores de C_B más pequeños proporcionarán un tiempo de respuesta más rápido, pero a la vez incrementarán el desbalance de frecuencia y la no linealidad.
- b. Para el circuito integrado activo, tenemos que

$$C_1 = 5 \times 10^{-5} [1/f_0] F$$

La rapidez de respuesta (*slew rate*) del integrador con amp op deberá ser por lo menos de $135 \times 10^{-6} (1/C_1)$ volts/s, donde el valor de C_1 está dado en farads.

4. a. Para el circuito de la figura 2-40, se deben mantener los valores indicados de R_B y R'_B , y usar un atenuador de entrada para tener el voltaje de entrada a la escala completa deseada. ($R'_B = R_B$ para tener el desbalance mínimo.)
- b. Para el circuito de precisión de la figura 2-40, ajuste

$$R_B = V_{IO}/100 \mu A$$

donde V_{IO} es el voltaje de entrada a escala completa.

Otro método consiste en usar la entrada inversora del amp op (nodo de suma) como una entrada de corriente para la entrada a escala completa $I_{IO} = 100 \mu A$.

5. Para los convertidores de frecuencia a voltaje, se debe escoger el valor de C_B o C_1 de tal manera que se obtenga un equilibrio entre el tiempo de respuesta y el rizo de salida para cada aplicación en particular.

Ejemplo 2-8 Diseño de un convertidor de frecuencia a voltaje

Diseñe un convertidor de frecuencia a voltaje que opere con 8 V de alimentación y una frecuencia a escala completa de 750 Hz. La salida debe llegar al 63% de su valor final en un tiempo no mayor que 200 ms. Determinar el rizo de salida.

Solución

Emplee el esquema general de la figura 2-45. Haga $R_s = 14 k\Omega$. Determine la constante de tiempo del monoestable por medio de las ecuaciones programadas:

$$T = 1.1 R_0 C_0 = 0.75 [1/f_0]$$

$$T = 1 \text{ ms}$$

Haga $R_0 = 9.1 k\Omega$ y $C_0 = 0.1 \mu F$. Dado que este circuito debe funcionar con una alimentación de 8 V, se ajustará la salida a escala completa en 5 V. A partir de la indicación 4b, se calcula

$$R_B = 5 \text{ V}/100 \mu A = 50 k\Omega$$

Como la constante de tiempo de salida es $\tau_R \leq 200 \text{ ms}$; por lo tanto, $C_B \leq \tau_R/R_B = 200 \times 10^{-3}/50 \times 10^3 = 4 \mu F$. El valor máximo del rizo (el peor caso) se calcula por

$$\begin{aligned} V_R' &= T \frac{I}{C} \\ &= (1 \text{ ms}) (135 \mu A)/4 \mu F \\ &\approx 34 \text{ mV} \end{aligned}$$

2-5 FUNCIONES DE CIRCUITO CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Existe un gran número de funciones de circuitos que pueden realizarse utilizando amp op y unos cuantos componentes externos. Dado que muchas de las funciones sólo se consiguen como módulos híbridos y no en una forma completamente integrada, resulta necesario conocer su operación. Esto ayudará al diseñador a decidir si la versión discreta o la híbrida representa la solución de mejor costo, pues le indican las ventajas y desventajas que existen en algunas aplicaciones específicas.

2-5a Rectificadores de precisión

Hay muchos casos en los cuales se requiere un diodo que opere de acuerdo a su función de transferencia ideal. Por ello, debe aparecer como un circuito abierto o como un cortocircuito, según la polaridad del voltaje aplicado. Esto es particularmente importante en aplicaciones como las de los rectificadores de precisión y los circuitos de valor absoluto.

Cuando se usan diodos como rectificadores de media onda u onda completa, la salida que se obtiene se desvía de la de un diodo ideal. Esta desviación se debe principalmente a las características del propio diodo incluidas en la figura 2-46. Por ello, cuando se usa este diodo no lineal en un rectificador de media onda, la señal de salida presenta un desbalance ocasionado por el voltaje de la unión en el diodo, lo que produce una señal de salida como la de la figura 2-47. Este efecto puede eliminarse empleando un amp op conectado como un rectificador de precisión. El circuito que realiza esta función se presenta en la figura 2-48. La operación de este circuito es tal que, cuando $V_{ent} < 0$ y $V_{D_1} > 0$, toda la corriente de entrada fluye a través de R_F , dado que D_2 está polarizado inversamente, generando un voltaje de salida

$$V_o = -\frac{R_F}{R_C} V_{ent}$$

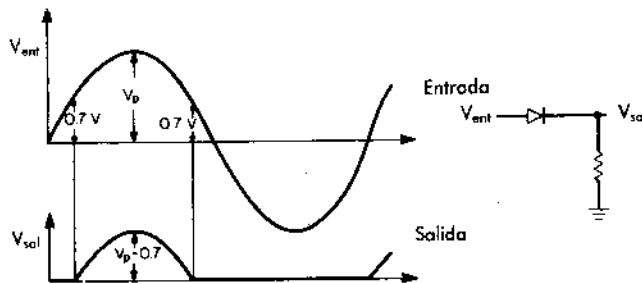


Figura 2-47 Formas de onda para un rectificador de media onda.

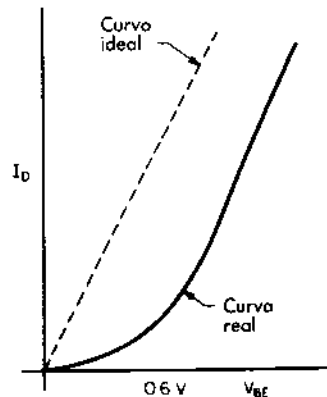


Figura 2-46 Curvas características de un diodo.

Cuando $V_{ent} > 0$ y $V_{D1} < 0$, el diodo D_1 deja de conducir y todas las corrientes de entrada circulan a través del diodo D_2 , manteniendo la salida prácticamente en cero volts.

Un rectificador de precisión tiene varias ventajas en comparación con un diodo ordinario; por ejemplo, el punto de ruptura es agudo y bien definido a la vez que es insensible a variaciones de la temperatura. Este tipo de rectificador también permite la rectificación de onda completa de las señales de entrada de muy bajo nivel.

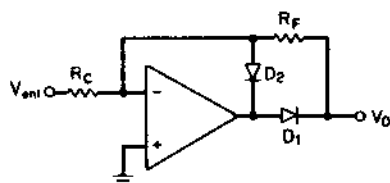


Figura 2-48 Rectificador de precisión de media onda.

Ejemplo 2-9 Diseño de un rectificador ideal

Diseñe un circuito que produzca un voltaje de salida igual al valor absoluto del voltaje de entrada; por lo tanto,

$$V_o = |V_{ent}|$$

Solución

El circuito de valor absoluto se compone de dos diodos ideales conectados como un rectificador de onda completa. Se consigue esta función sumando las salidas de dos circuitos rectificadores de precisión, idénticos al de la figura 2-48, e invirtiendo una de las entradas. Un circuito más práctico aparece en la figura 2-49, que consta de un diodo ideal y de un circuito diferenciador. Cuando V_{ent} es positivo, el diodo D_1 conduce y D_2 está abierto; por lo tanto,

$$V_A = 0$$

$$V_A = -V_{ent} \frac{R_3}{R_1}$$

y la salida es igual a

$$V_o = \frac{V_{ent} R_3 R_5}{R_1 R_4}$$

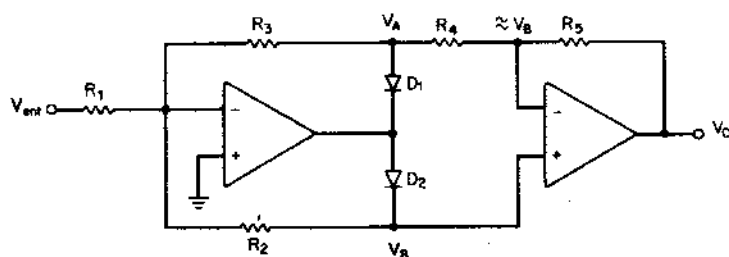


Figura 2-49 Amplificador de valor absoluto.

Si todas las resistencias son iguales

$$V_o = V_{ent}$$

Cuando V_{ent} es negativo, D_2 conduce y D_1 está abierto; por tanto,

$$-\frac{V_{ent}}{R_1} = \frac{V_B}{R_2} + \frac{V_B}{R_3 + R_4}$$

y

$$V_o = V_B \left[1 + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right]$$

Si todas las resistencias son iguales

$$-V_{ent} = V_B + \frac{V_B}{2} = 1.5V_B$$

y

$$V_o = -\frac{V_{ent}}{1.5} [1 + 0.5]$$

por lo tanto,

$$V_o = -V_{ent}$$

$$V_o = |V_{ent}|$$

2-5b Convertidores logarítmicos

En una gran variedad de aplicaciones, un sistema debe ser capaz de procesar señales de entrada que varíen sobre un amplio intervalo dinámico. Esto plantea problemas para el diseñador, dado que el intervalo dinámico operacional de un circuito es dependiente del intervalo operativo de cada elemento del circuito, del ruido de cada componente y del voltaje de alimentación. Muchos de estos problemas pueden evitarse con el empleo de un convertidor logarítmico que comprima la señal de entrada, la procese en esta forma y después la expanda de nuevo. También es posible efectuar operaciones aritméticas, utilizando circuitos logarítmicos y amp op, mediante las identidades siguientes:

$$X \times Y = e^{(\ln x + \ln y)}$$

$$\frac{X}{Y} = e^{(\ln x - \ln y)}$$

Por lo tanto, puede construirse un multiplicador analógico con tres convertidores logarítmicos y un amplificador operacional. Dos de los convertidores se utilizan para calcular

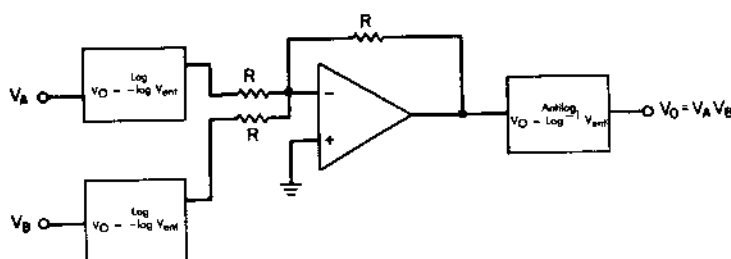


Figura 2-50 Multiplicación de dos señales por medio de convertidores logarítmicos.

el logaritmo de las señales de entrada, y las salidas de los convertidores se suman por medio del amp op. La salida de éste se aplica a la entrada del tercer convertidor, que se encarga de calcular el antilogaritmo de la suma. Por lo tanto, la salida del tercer convertidor es igual al producto de las dos señales de entrada. El diagrama de bloques de dicho circuito se muestra en la figura 2-50.

Actualmente, la mayor parte de los amplificadores o convertidores logarítmicos se fabrican conectando un diodo al lazo de retroalimentación de un amplificador operacional. Para simplificar las cosas, se considerará que todos los diodos que intervienen en las deducciones están pareados y que están definidos por la expresión:

$$I = I_0 (e^{qV_{BE}/KT} - 1) \quad (2-44)$$

donde q = es una carga constante de 1.60219×10^{-19} coulombs

K = constante de Boltzman, 1.38062×10^{-23} J/°K

T = temperatura en °K = °C + 273

I_0 = corriente de saturación inversa

V_{BE} = voltaje de la juntura en un diodo

I = corriente a través del diodo

Esta ecuación puede reacomodarse para despejar el valor de V_{BE} dividiendo ambos lados entre I_0 y después tomando el logaritmo en ambos miembros para obtener

$$\ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right) = \frac{qV_{BE}}{KT}$$

dado que

$$\frac{I}{I_0} \gg 1$$

$$\ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right) \approx \ln \left(\frac{I}{I_0} \right)$$

$$V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I}{I_0} \right)$$

(2-45)

Cuando se conecta un diodo en la trayectoria de retroalimentación de un amp op, como se muestra en la figura 2-51, el voltaje de salida puede definirse como

$$V_o = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{V_{ent}}{R_{ent} I_0} \right)$$

A temperatura ambiente

$$\frac{KT}{q} \approx 25.7 \times 10^{-3} \text{ mV}$$

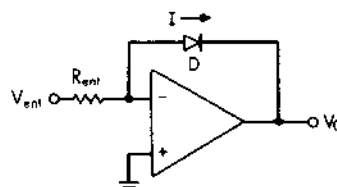


Figura 2-51 Convertidor logarítmico simple.

Si se supone que I_0 es una constante y se grafica

V_o como función de $V_{ent}/R_{ent}I_0$, la salida resulta ser

una función logarítmica como se aprecia en la figura 2-52. Es importante notar que la deducción anterior supone que el diodo tiene un comportamiento ideal sobre todo su inter-

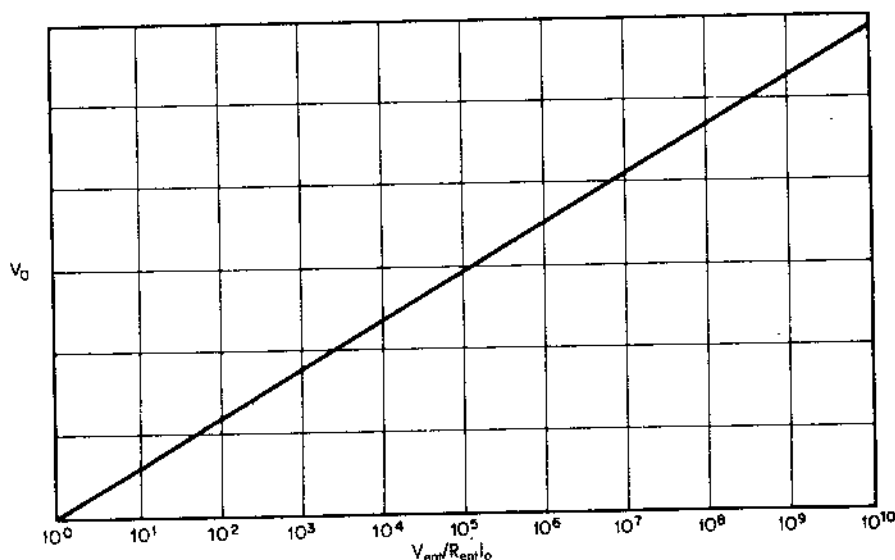


Figura 2-52 Gráfica de la función de transferencia ideal del convertidor de la figura 2-51.

valo dinámico. Sin embargo, la región de operación de un diodo común está limitada tanto en el intervalo de alta corriente como en el de baja corriente. En el extremo de alta corriente, la resistencia volumétrica provoca una caída adicional de voltaje; por ello, para valores grandes de corriente la ecuación 2-45 se convierte en

$$V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln(I/I_0) + IR_B$$

donde R_B es la resistencia de volumen.

En el intervalo de baja corriente, la pendiente sufrirá algunos cambios debido a la inversión de superficies y a la generación de mecanismos de recombinación en la región de espacio-carga.

Para superar estas limitaciones se utilizan dos métodos; la configuración de "transdiodo" de la figura 2-53a y la de transistor conectado como diodo de la figura 2-53b. Los dos métodos son de utilidad para incrementar sustancialmente el intervalo dinámico de operación del convertidor logarítmico. Otras modificaciones más se le han hecho al convertidor de la figura 2-51 para compensar los efectos de las variables dependientes de la temperatura que hay en los módulos híbridos disponibles en el comercio.

Los amplificadores antilogarítmicos se hacen en forma similar a los amplificadores logarítmicos, salvo el hecho de que el resistor de entrada y el elemento logarítmico se encuentran intercambiados.

Ejemplo 2-10 Análisis de un amplificador antilogarítmico

Encuentre la función de transferencia para el amplificador antilogarítmico de la figura 2-54, suponiendo que el diodo sea ideal. Posteriormente, grafique la función de transfe-

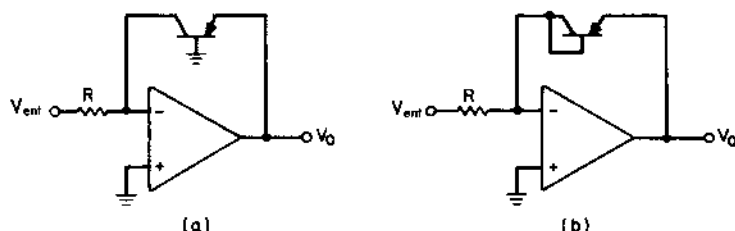


Figura 2-53 Métodos alternativos para amplificadores logarítmicos. *a)* Transdiodo; *b)* transistor conectado como diodo.

rencia para una temperatura de 25°C , -55°C y $+125^{\circ}\text{C}$. ¿Qué restricciones deberán imponerse a V_{ent} para mantener la corriente del diodo inferior en 10 mA? Considere $q/KT = 38.9$ a 25°C , 29.2 a 125°C y 53.2 a -55°C e $I_0 = 7.3 \times 10^{-15}$ A.

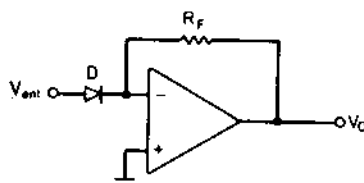


Figura 2-54 Amplificador antilogarítmico.

Solución

Puesto que la entrada inversora del amplificador operacional debe permanecer a un nivel de tierra virtual, el voltaje de entrada aparece en las terminales del diodo. La corriente en el diodo está dada por

$$I = I_0 (e^{qV_{BE}/KT} - 1) \quad (2-44)$$

Esta corriente debe pasar a través de R_F ; por tanto, el voltaje de salida se convierte en

$$\begin{aligned} V_o &= R_F I \\ V_o &= R_F I_0 (e^{qV_{BE}/KT} - 1) \end{aligned}$$

para $T_A = 25^{\circ}\text{C}$:

$$V_o = R_F I_0 (e^{(38.9)V_{BE}} - 1)$$

La figura 2-55 es la gráfica de la función de transferencia del circuito antilogarítmico del ejemplo 2-10 para las temperaturas de -55 , 25 y 125°C . Esta gráfica ilustra claramente la necesidad de compensar en temperatura los circuitos logarítmicos a base de diodos. La señal máxima permisible de entrada para una corriente en el diodo de 10 mA se calcula a partir de la siguiente expresión

$$V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln I/I_0$$

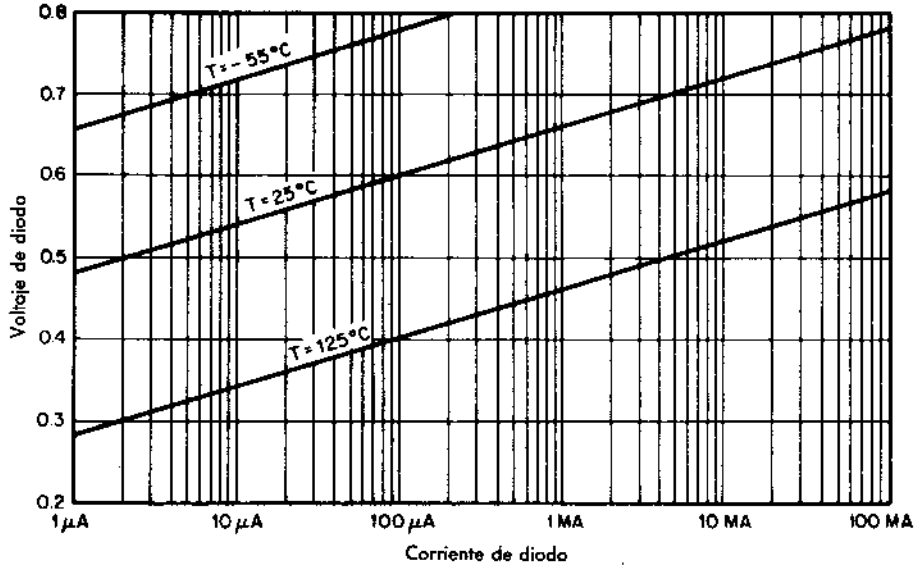


Figura 2-55 Gráfica de la función de transferencia de un diodo vs. temperatura.

Sustituyendo 10 mA por I resulta en una señal de entrada máxima de 0.718 V a 25°C

Las características de transferencia mostradas en la figura 2-55 ilustran la necesidad de compensar en temperatura cuando se requiere precisión absoluta. Las causas principales de la variación térmica son los términos KT/q e I_0 de la expresión para el diodo. El circuito de la figura 2-56 puede ser empleado para contrarrestar estos términos. El término de la corriente de saturación inversa (I_0) se reduce por la inclusión del diodo D_2 y una fuente de corriente I_R . La fuente de corriente obliga a pasar una corriente constante a través de D_2 , que genera un voltaje V_F en el mismo. Si tanto D_1 como D_2 están perfectamente pareados, los términos KT/q e I_0 serán iguales pero contrarios; por lo tanto, el término I_0 no aparecerá en la expresión de V_3 que se transforma en

$$V_3 = V_2 + V_F = -\frac{KT}{q} \left(\ln \frac{V_{ent}}{R_1} - \ln I_0 - \ln I_R + \ln I_0 \right)$$

por ende,

$$V_3 = -\frac{KT}{q} \ln \frac{V_{ent}}{R_1 I_R}$$

A estas alturas, el único componente dependiente de la temperatura se debe a la presencia de T en el término KT/q . Éste puede ser cancelado haciendo que la ganancia del amplificador dependa de la temperatura. Esto se obtiene considerando la salida V_o como

$$V_o = V_3 \left[\frac{R_f}{R_f + R_c} + 1 \right]$$

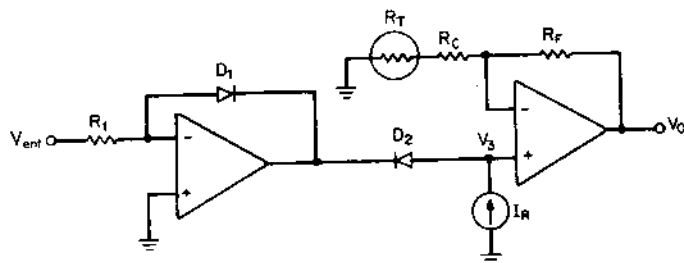


Figura 2-56 Amplificador logarítmico compensado en temperatura.

$$= \left(\frac{R_F + R_C + R_T}{R_C + R_T} \right) \left(\frac{KT}{q} \ln \frac{V_{ent}}{R_1 I_R} \right)$$

Si el cociente $(R_F + R_C + R_T)/(R_C + R_T)$ se escoge de manera que tenga un coeficiente de temperatura que sea igual y opuesto a KT/q , la dependencia del diodo respecto a la temperatura será compensada, propiciando una función de transferencia igual a

$$V_o = K_1 \ln(K_2 V_{ent})$$

donde K_1 es una constante. Resulta conveniente asignar un valor de 1.0 al término K_1 y también convertir a logaritmos en base 10. Esto se consigue utilizando la expresión logarítmica:

$$\frac{\ln X}{\ln 10} = \log_{10} X$$

La ganancia del amp op se escoge de manera que

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_C + R_T} = q(KT \ln 10) = 16.9 \text{ a } 25^\circ\text{C}$$

con la sensibilidad de la ganancia en temperatura ajustada en $-0.33\%/^\circ\text{C}$. Los valores de R_F , R_C y R_T pueden calcularse por

$$\frac{R_F}{R_C + R_T} = 15.9$$

donde la serie de combinación R_C y R_T se escoge con un coeficiente de temperatura (T_R) de aproximadamente $0.33\%/^\circ\text{C}$. Por ejemplo, si R_F fuera de $15.9 \text{ k}\Omega$, la combinación serie de R_C y R_T se habría escogido igual a $1 \text{ k}\Omega$. La razón de R_C a R_T puede determinarse si se considera que R_C tiene un coeficiente de temperatura cero y que R_T tiene un coeficiente de temperatura del $1\%/^\circ\text{C}$. Por lo tanto,

$$\begin{aligned}
 R &= R_C + R_T \\
 T_R &= \frac{dR_C}{dT} \times \frac{R_C}{R} + \frac{dR_T}{dT} \times \frac{R_T}{R} \\
 T_R &= \frac{R_T}{R} \\
 R_T &= (1 \text{ k}\Omega)(0.33)
 \end{aligned}$$

Por lo tanto, $R_T = 330 \text{ k}\Omega$ y $R_C = 670 \text{ k}\Omega$. La función de transferencia resultante se convierte en

$$V_o = 1 \log 10 K_2 V_{\text{ent}}$$

Si se hace que $R_1 I_R$ sea igual a 1, la función de transferencia pasa a ser

$$V_o = 1 \log 10(V_{\text{ent}})$$

Un amplificador antilogarítmico independiente de los efectos de la temperatura puede construirse en forma similar; sin embargo, al diseñar con convertidores logarítmicos es importante considerar si se requiere precisión absoluta. Por ejemplo, si se desea efectuar la multiplicación de dos señales de entrada por medio de una conversión logarítmica, bastará sumar estas dos señales y tomar el antilogaritmo de la suma. La precisión de esta función depende únicamente del seguimiento de los coeficientes de temperatura de los dos convertidores y no de la exactitud absoluta de cada uno de ellos. No obstante, cuando se requiere precisión absoluta, se puede disponer de módulos logarítmicos con compensación interna de temperatura.

BIBLIOGRAFÍA

- Analog Devices: *Multiplier Application Guide*. Analog Devices, Norwood, Mass., 1978.
 Exar: *Function Generator Data Book*, Exar Integrated Systems, Inc., Sunnyvale, Calif., 1979.
 Gilbert, B.: "A Versatile Monolithic Voltage-to-Frequency Converter," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, SC-Dec. 1976, pp. 852-864.
 Gray, P., and R. Meyer: *Analysis and Design of Integrated Circuits*, Wiley, New York, 1977.
 Grebene, A.: *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand-Reinhold, New York, 1972.
 Graeme, J., G. Tobey, and L. Huelsman: *Operational Amplifiers Design and Applications*, McGraw-Hill, New York, 1971.
 Sheingold, D. H.: *Nonlinear Circuit Handbook*, Analog Devices, Inc., Norwood, Mass., 1976.

DISEÑO DE FILTROS ACTIVOS MEDIANTE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Arthur B. Williams Vice President of Engineering,
Research, and Development
Coherent Communications Systems Corp.
Hauppauge, N.Y.

3-1 SELECCIÓN DEL TIPO DE FILTRO

La teoría moderna de circuitos proporciona diferentes tipos de filtros pasabajos. Estos filtros se caracterizan por su función de transferencia, la cual se expresa en forma general así:

$$T(s) = \frac{e_{sal}}{e_{ent}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3-1)$$

El numerador $N(s)$ y el denominador $D(s)$ son polinomios en s , donde $s = j\omega$ y $\omega = 2\pi f$.

Una función de transferencia puede definirse también en términos de las raíces de los polinomios del numerador y del denominador. Las raíces del numerador se llaman ceros, y las del denominador se conocen como polos. El filtro se describe en cuanto a su orden n , donde n es el grado del polinomio del denominador.

Muchas son familias de filtros pasabajos de que disponen los diseñadores. Cada filtro de una familia posee su función de transferencia única. La localización y complejidad de los polos y ceros de la función de transferencia definen por completo la respuesta del filtro.

La mayor parte de los requisitos que debe cumplir un filtro se satisfacen escogiendo cualquiera de las familias siguientes:

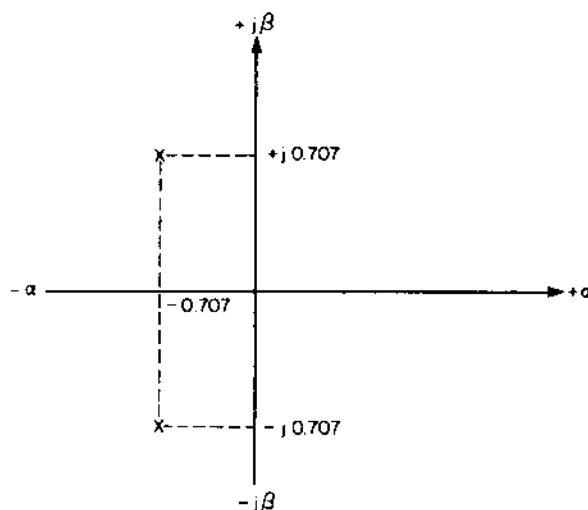


Figura 3-1 Representación en el plano complejo de la expresión 3-2.

Butterworth
Chebyshev

Bessel
Función elíptica

Una función de transferencia normalizada para un tipo Butterworth de $n = 2$ está dada como

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + 1.414s + 1} \quad (3-2)$$

Las dos raíces del denominador son

$$s = -0.707 + j 0.707$$

y

$$s = -0.707 - j 0.707$$

Los números complejos anteriores pueden representarse en el plano complejo de frecuencia en donde la abscisa es α , la parte real de la raíz, y la ordenada es β , la parte imaginaria. Las raíces del numerador (ceros) se representan por medio de 0 y las del denominador (polos) se indican por medio de X. La representación de las raíces anteriores en el plano complejo se muestra en la figura 3-1.

Si evaluamos la ecuación 3-2 para diferentes valores de ω , se obtiene la tabla siguiente:

ω	$T(j\omega)$	Atenuación (dB)
0	1	0
1	$0.707 \angle -90^\circ$	-3
2	$0.242 \angle -137^\circ$	-12.3

La atenuación es siempre de 3 dB a 1 rad/s para todos los filtros normalizados, exceptuados los del tipo de función elíptica, en los cuales la atenuación a 1 rad/s es igual al rizo de la banda pasante.

Cuando el diseñador conoce la respuesta en frecuencia que debe tener el filtro a diseñar, deberá normalizarla para compararla con las curvas de respuestas normalizadas de filtros. De esta manera puede seleccionar en forma satisfactoria un tipo de filtro. Los valores del circuito correspondientes al tipo de filtro escogido deberán entonces desnormalizarse para el intervalo de las frecuencias de operación. Este proceso de desnormalizado puede exigir transformaciones si el requisito central no es sólo el propio filtro pasabajos.

3-1a Escalado de frecuencia e impedancia

Si todos los elementos reactivos de un filtro se dividen entre un factor de escala de frecuencia (FSF), la respuesta resultante tendrá lugar sobre una banda de frecuencias diferente que se encuentra relacionada con la banda original de operación por medio del factor de escala. Esta característica es la que nos permite utilizar filtros normalizados y sus curvas de respuesta.

El FSF es un número sin dimensiones definido como sigue:

$$\text{FSF} = \frac{\text{frecuencia de referencia deseada}}{\text{frecuencia de referencia existente}} \quad (3-3)$$

Tanto el numerador como el denominador deberán estar expresados en las mismas unidades, generalmente radianes/segundo. La frecuencia de referencia suele ser la frecuencia de corte a 3 dB para los filtros pasabajos y pasaaltos, y la frecuencia central en el caso de los filtros pasabanda y rechazo de banda.

El ejemplo siguiente ilustra el escalado de la frecuencia de un filtro activo pasabajos:

Ejemplo 3-1 Escalado de frecuencia de un filtro pasabajos

La figura 3-2a muestra un filtro activo pasabajos del tipo Butterworth con $n = 2$, que tiene la respuesta de la figura 3-2b. Calcule este filtro para un corte de 3 dB a 100 Hz.

Solución

a) Calcule el FSF

$$\text{FSF} = \frac{2 \pi 100 \text{ rad/s}}{1 \text{ rad/s}} = 628 \quad (3-3)$$

b) Dividiendo todos los valores normalizados entre el FSF se obtiene el circuito de la figura 3-2c, que tiene una respuesta en frecuencia como la de la figura 3-2d.

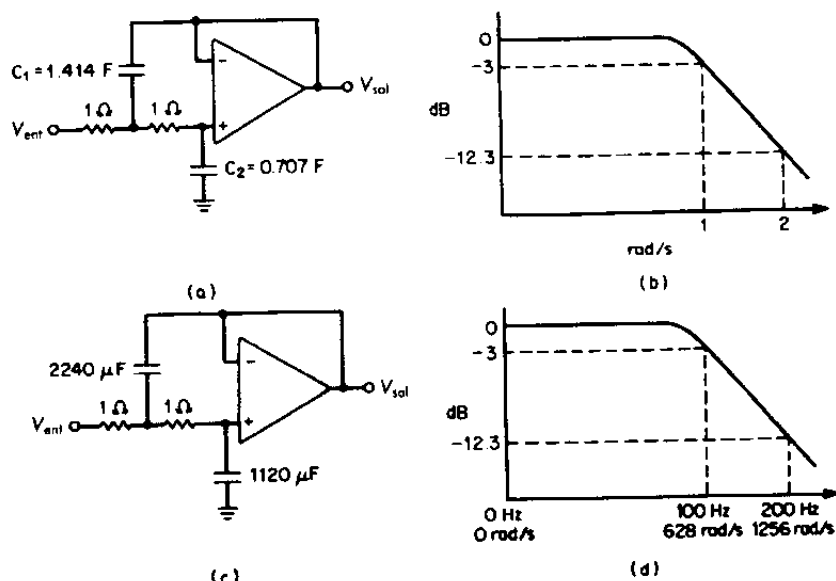


Figura 3-2 Desnormalización del ejemplo 3-1. (a) Filtro Butterworth pasabajos normalizado con $n = 3$; (b) respuesta en frecuencia normalizada; (c) filtro desnormalizado; (d) respuesta en frecuencia desnormalizada.

Los valores de los componentes de la figura 3-2c son claramente imprácticos, ya que los valores de los resistores son muy bajos y los valores de los capacitores muy altos. Este problema puede resolverse por medio del dimensionamiento de la impedancia.

Cualquier malla lineal, ya sea pasiva o activa, mantiene sus características de respuesta si todos los elementos que determinan la respuesta en frecuencia se incrementan (o disminuyen) en impedancia por el mismo factor Z . En el caso de los filtros activos, el escalado en impedancia puede expresarse matemáticamente como

$$R' = ZR \quad (3-4)$$

$$y \quad C' = \frac{C}{Z} \quad (3-5)$$

donde las literales (') denotan los valores calculados.

Calcule entonces el filtro desnormalizado del ejemplo 3-1. Utilizando un valor de Z de 10 000 obtiene el circuito de la figura 3-3. Los valores resultantes son más prácticos y adecuados para la producción en serie.

En general, el cálculo de frecuencia e impedancia se combina en una sola operación. Las fórmulas combinadas son

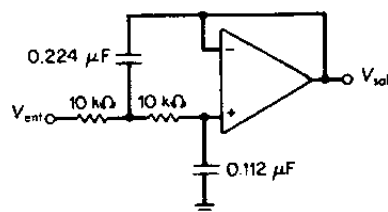


Figura 3-3 Filtro del ejemplo 3-1 escalado en impedancia.

$$R' = R \times Z \quad (3-6)$$

$$C' = \frac{C}{FSF \times Z} \quad (3-7)$$

Normalización para un filtro pasabajos El requisito de respuesta en frecuencia para un filtro pasabajos debe primero ser normalizado a fin de que sea posible consultar las curvas normalizadas y encontrar un tipo de filtro satisfactorio. El circuito correspondiente se calcula entonces a la frecuencia de corte deseada utilizando las fórmulas combinadas para el cálculo en frecuencia e impedancia.

Para normalizar un filtro pasabajos, es necesario calcular el factor de paso A_s , que está dado por

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} \quad (3-8)$$

donde f_s es la frecuencia correspondiente al principio del corte de la banda y f_c es la frecuencia de corte de la banda pasante. Si la atenuación correspondiente a f_c es de 3 dB, el factor de paso puede buscarse directamente en las curvas (donde A_s se expresa en radianes/segundo) para seleccionar un diseño que cumpla o exceda los requisitos de atenuación.

Ejemplo 3-2 Normalización de un filtro pasabajos

Normalice la especificación siguiente:

Filtro pasabajos
3 dB a 100 Hz
35 dB mínimos a 300 Hz

Solución

Calcule A_s como sigue:

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{300 \text{ Hz}}{100 \text{ Hz}} = 3 \quad (3-8)$$

El requisito normalizado queda como

3 dB a 1 rad/s
35 dB a 3 rad/s

Con esto es posible seleccionar un filtro de las curvas normalizadas que exceda una atenuación de 35 dB a 3 rad/s. En consecuencia, los valores correspondientes están desnormalizados para un corte de 3 dB a 100 Hz.

Normalización para un filtro pasaaltos Previamente se estableció que una función de transferencia para un filtro Butterworth pasabajos con $n = 2$ tiene la forma

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + 1.414s + 1} \quad (3-2)$$

Es posible transformar esta función de transferencia en una para un filtro pasaaltos cambiando s por $1/s$, lo que da por resultado

$$T(s) = \frac{s^2}{s^2 + 1.414s + 1} \quad (3-9)$$

Si se evalúa la ecuación 3-9 para 0.5, 1 y ∞ rad/s se obtiene

ω	$T(j\omega)$	Atenuación (dB)
0.5	$0.242 \angle 137^\circ$	-12.3
1	$0.707 \angle 90^\circ$	-3
∞	1	0

La respuesta es claramente de un filtro pasaaltos. También deberá resultar evidente el hecho de que la atenuación del filtro pasabajos calculada mediante la ecuación 3-2 tiene lugar a valores recíprocos de la frecuencia. La transformación en pasaaltos de una función pasabajos normalizada transpone la atenuación del pasabajos a frecuencias recíprocas, reteniendo la frecuencia de corte a 3 dB en 1 rad/s. Esta relación se aprecia claramente en la figura 3-4 donde se comparan ambas respuestas.

El procedimiento de diseño incluye normalmente la conversión del requerimiento del pasaaltos en una especificación normalizada de pasabajos para entrar después en las curvas normalizadas y seleccionar un tipo de filtro apropiado. El correspondiente filtro pasabajos normalizado se transforma en un filtro pasaaltos normalizado, y reemplaza los resistores por capacitores y los capacitores por resistores utilizando valores recíprocos. Y después el filtro pasaaltos se calcula en frecuencia e impedancia a las frecuencias de operación.

El factor de paso para un filtro pasaaltos está dado por

$$A_s = \frac{f_c}{f_s} \quad (3-10)$$

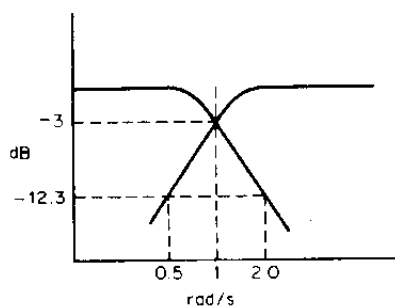


Figura 3-4 Relación entre filtros Butterworth pasabajos y pasaaltos para $n = 2$.

El siguiente ejemplo ilustra el proceso de normalización de un filtro pasaaltos:

Ejemplo 3-3 Normalización de un filtro pasaaltos

Normalice la siguiente especificación:

Filtro pasaaltos
3 dB a 400 Hz
30 dB mínimos a 100 Hz

Solución

Calcule A_s

$$A_s = \frac{f_c}{f_s} = \frac{400 \text{ Hz}}{100 \text{ Hz}} = 4 \quad (3-10)$$

El correspondiente filtro pasabajos normalizado deberá tener las siguientes características:

3 dB a 1 rad/s
30 dB mínimo a 4 rad/s

Normalización para filtros pasabanda Los filtros pasabanda pueden clasificarse en dos categorías: banda angosta y banda ancha. Los filtros de banda ancha son el resultado de la combinación de un filtro pasabajos y otro pasaaltos conectados en serie. Este enfoque es práctico cuando la relación de las frecuencias de corte de la banda pasaaltos entre la banda pasabajos excede a una octava (2:1).

Para normalizar un requisito de banda ancha se deben separar las especificaciones características de pasabajos y pasaaltos independientes. Después se normalizan las especificaciones por separado, se diseñan ambos filtros individualmente y, por último, se conectan en cascada (serie) para obtener la respuesta compuesta.

Ejemplo 3-4 Normalización de un filtro pasabanda ancha

Normalice el siguiente requisito de filtro pasabanda:

3 dB a 50 y 100 Hz
40 dB mínimos a 20 y 200 Hz

Solución

a) Calcule el cociente entre las frecuencias de corte superior e inferior:

$$\frac{100 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 2$$

El filtro deberá ser del tipo de banda ancha.

- b) Separe el requisito del filtro pasabanda en especificaciones de pasabajos y pasaaltos para poder calcular los factores de paso:

<i>Filtro pasaaltos</i>	<i>Filtro pasabajos</i>
3 dB a 50 Hz	3 dB a 100 Hz
40 dB mínimos a 20 Hz	40 dB mínimos a 200 Hz
$A_s = 2.5$ (3-10)	$A_s = 2$ (3-8)

Posteriormente, los filtros pasabajos y pasaaltos se diseñan individualmente para conectarse después en serie.

Si el cociente de la frecuencia de corte superior entre la frecuencia de corte inferior es menor que aproximadamente 2, el filtro no podrá diseñarse como la combinación en serie de un pasabajos y pasaaltos. La razón de esto es evidente si se observa la figura 3-5. Conforme disminuye la relación entre ambas frecuencias de corte, la pérdida en la frecuencia central aumenta, pudiendo llegar a ser prohibitiva para cocientes cercanos a la unidad.

Si se sustituye s por $s + 1/s$ en la función de pasabajos normalizada, se obtiene como resultado la función de transferencia de un filtro pasabanda con una frecuencia central de 1 rad/s. De esta manera la respuesta en frecuencia del filtro pasabajos se ha transformado en el ancho de banda de un filtro pasabanda. Cada polo y cero del filtro pasabajos será transformado en un par de polos o ceros en el caso del pasabanda. La figura 3-6 muestra la relación entre un filtro pasabajos y la transformación pasabanda equivalente.

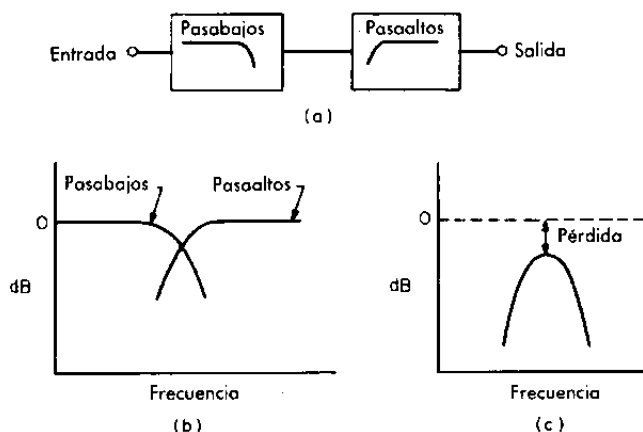


Figura 3-5 Limitación del método de la banda ancha para los filtros pasabanda. (a) Filtros pasabajos y pasaaltos en cascada; (b) respuesta en frecuencia individual de los filtros; (c) respuesta compuesta.

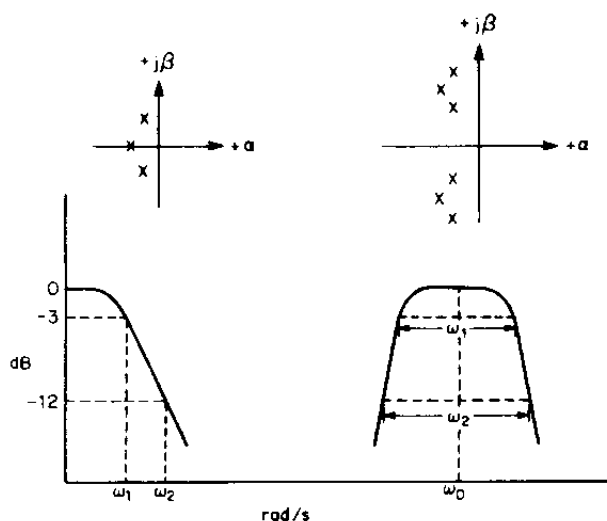


Figura 3-6 Transformación de pasabajos a pasabanda.

Para diseñar un filtro pasabanda deberá seguirse la secuencia siguiente:

1. Convierta el requisito del filtro pasabanda en una especificación para filtro pasabajos.
2. Seleccione un filtro pasabajos normalizado de las curvas de respuesta en frecuencia normalizada.
3. Transforme los parámetros normalizados del pasabajos en un filtro pasabanda a la frecuencia central y ancho de banda requeridos.

La forma de la respuesta en frecuencia de un filtro pasabanda general se muestra en la figura 3-7. La frecuencia central se suele definir como

$$f_0 = \sqrt{f_L f_u} \quad (3-11)$$

donde f_L y f_u son los límites inferior y superior de la banda pasante, respectivamente, y por lo general los puntos a 3 dB. En el caso más común

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (3-12)$$

donde f_1 y f_2 corresponden a los valores de dos frecuencias cualesquiera que tengan la misma atenuación.

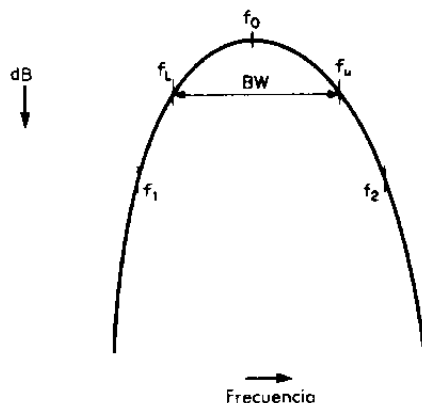


Figura 3-7 Apariencia general de la respuesta de un filtro pasabanda.

Estas ecuaciones implican la existencia de una simetría en la geometría de la respuesta; esto es, toda la curva por debajo de f_0 es la imagen espejo de la porción por encima de f_0 cuando el eje de la frecuencia se encuentra expresado logarítmicamente.

Un parámetro útil en el diseño y especificación de los filtros pasabanda es el factor de selectividad de la frecuencia, Q , que está dado por

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (3-13)$$

donde BW es el ancho de banda de la banda pasante. Cuanto más grande sea el valor de Q , más angosta se volverá la banda del filtro.

Para valores de Q de 10 o más, la respuesta del filtro alcanza una simetría aritmética. La respuesta es entonces simétrica respecto de f_0 cuando se grafica sobre un eje de frecuencia lineal. Por lo tanto,

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (3-14)$$

Para normalizar un requisito de filtro pasabanda se debe primero manipular para hacerlo geoméricamente simétrico. Para puntos de igual atenuación las frecuencias correspondientes deben satisfacer la ecuación

$$f_1 f_2 = f_0^2 \quad (3-15)$$

que es otra forma de la ecuación 3-12. (Para valores de Q mayores que 10 se deberá utilizar la ecuación 3-14.)

La especificación dada se modifica primero calculando la frecuencia geoméricamente opuesta correspondiente para cada frecuencia de detención de banda especificada. Con esto, resultarán dos pares de frecuencia de cada par original, especificada a una atenuación en particular. El par con la menor separación representa un requisito más severo y, por ende, deberá retenerse. Todos los requisitos que deba tener la respuesta deberán ser convertidos en anchos de banda, restando la frecuencia inferior a la superior. Ahora es posible definir un factor de paso en términos del ancho de banda como:

$$A_s = \frac{\text{ancho de banda de detención de banda}}{\text{ancho de banda de pasabanda}} \quad (3-16)$$

Con esto es posible entrar ahora en las curvas normalizadas de pasabajos utilizando directamente A_s en rad/s para seleccionar un filtro pasabajos adecuado. Los valores correspondientes de este filtro se transforman en la red del pasabanda.

El ejemplo siguiente ilustra el proceso de normalización para un filtro pasabanda.

Ejemplo 3-5 Normalización de los parámetros del filtro pasabanda

Normalice los siguientes parámetros de un pasabanda:

Filtro pasabanda

Frecuencia central de 100 Hz

3 dB a ± 15 Hz (85 Hz, 115 Hz)

40 dB a ± 30 Hz (70 Hz, 130 Hz)

Solución

- a) Calcule la frecuencia geométrica central

$$f_0 = \sqrt{f_L f_U} = \sqrt{85 \times 115} = 98.9 \text{ Hz} \quad (3-11)$$

- b) Calcule dos pares de frecuencia de detención de banda relacionadas geométricamente para cada par de frecuencias especificadas a una atenuación dada.

O sea,

$$f_1 = 70 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{f_0^2}{f_1} = 139.7 \text{ Hz} \quad (3-15)$$

$$f_2 - f_1 = 139.7 \text{ Hz} - 70 \text{ Hz} = 69.7 \text{ Hz}$$

O sea,

$$f_2 = 130 \text{ Hz}$$

$$f_1 = \frac{f_0^2}{f_2} = 75.2 \text{ Hz} \quad (3-15)$$

$$f_2 - f_1 = 130 \text{ Hz} - 75.2 \text{ Hz} = 54.8 \text{ Hz}$$

El segundo par de frecuencias tiene una separación menor entre ellas y, por lo tanto, representa el requisito más severo.

- c) Especificación geométricamente simétrica del filtro pasabanda:

$$f_0 = 98.9 \text{ Hz}$$

$$BW_{3 \text{ dB}} = 30 \text{ Hz}$$

$$BW_{40 \text{ dB}} = 54.8 \text{ Hz}$$

Calcule el factor de paso

$$A_s = \frac{\text{ancho de banda de detención de banda}}{\text{ancho de banda de pasabanda}} = \frac{54.8 \text{ Hz}}{30 \text{ Hz}} = 1.83 \quad (3-16)$$

Las curvas de respuesta correspondientes se muestran en la figura 3-8.

Filtros de rechazo de banda Los filtros de rechazo de banda, con una relación de la frecuencia de corte superior entre la inferior de una octava o más, pueden diseñar-

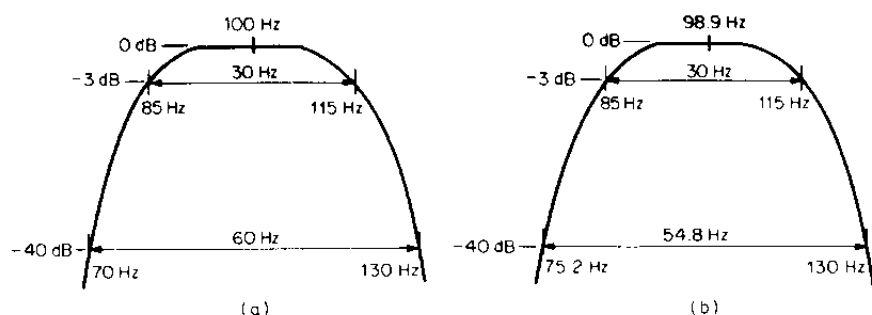


Figura 3-8 Requisitos de respuesta en frecuencia del ejemplo 3-5. (a) Dado el requisito del filtro; (b) requisito geoméricamente simétrico.

se como una combinación de filtros pasabajos y pasaaltos, en la cual ambas entradas se encuentran en paralelo y las salidas se suman. Esta configuración se ilustra en la figura 3-9.

La consideración fundamental de esta técnica radica en que cada filtro tenga suficiente rechazo en la banda del otro como para impedir la interacción cuando se combinen las salidas. Si existe una separación inadecuada, ocurrirá el efecto mostrado en la figura 3-9c.

Otro tipo de filtros de rechazo de banda son las llamadas redes nulas, a las cuales nos referiremos en la sección 3-5.

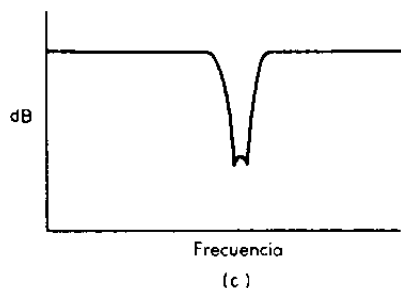
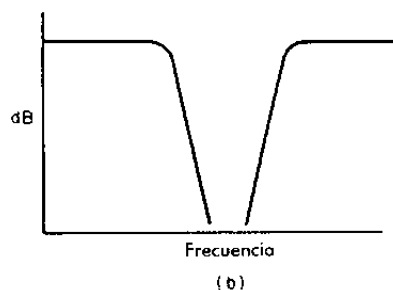
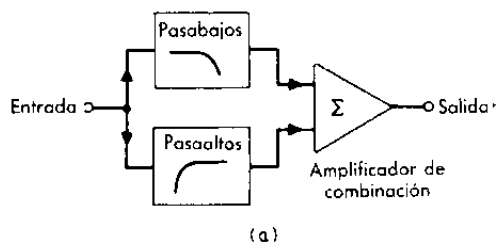


Figura 3-9 Filtros de rechazo de banda ancha. (a) Configuración; (b) respuesta en frecuencia; (c) limitación de la técnica de banda ancha.

Características transitorias La respuesta en frecuencia de un filtro no describe por completo las propiedades de transmisión de la red. Un factor primordial en la operación del filtro son sus características transitorias.

Una forma de onda compleja aplicada a un filtro será distorsionada si las componentes armónicas que conforman la señal sufren retrasos diferentes. Esta distorsión puede no ser aceptable en ocasiones, especialmente si se emplea el filtro en la transmisión de datos.

El retraso sufrido por las bandas laterales de una señal modulada al pasar a través de un filtro se llama "retardo de grupo" (*group delay*). La definición clásica de este parámetro es la siguiente

$$T_{gd} = \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (3-17)$$

El retardo de grupo es la derivada de la fase ϕ con respecto a la frecuencia ω , de manera que para tener un retardo constante se requiere un desfaseamiento lineal.

En la sección siguiente se presentan las curvas de retardo de grupo para las familias de respuesta estándar. Para desnormalizar estas curvas basta con dividir el eje de retardo entre $2\pi f_c$, donde f_c es la frecuencia de corte a 3 dB. El eje de las frecuencias se multiplica por f_c .

Es importante reconocer que el retardo absoluto tiene poco interés. Sin embargo, es la variación del retardo sobre la banda de interés la que ocasiona la dispersión entre las componentes espectrales de la señal.

Un indicio más directo de la distorsión introducida a una señal modulada por un filtro pasabajos es la respuesta de la red ante una entrada escalón. Estas curvas indican el tiempo de respuesta ante un voltaje escalón de amplitud unitaria. En una operación óptima, especialmente en el caso de que la entrada presente un cambio brusco en la amplitud, el sobrepaso deberá ser reducido al mínimo y la parte transitoria de la respuesta escalón deberá decaer rápidamente. Para desnormalizar estas curvas, que se presentan en la sección siguiente, el eje del tiempo se divide entre $2\pi f_c$. Cuando se transforma un filtro pasabajos a cualquier otro tipo, no se conservan estas características.

3-1b Características de las respuestas estándar

Las respuestas de los filtros pueden definirse en términos de las funciones de transferencia. Dichas funciones de transferencia se han estandarizado en las categorías de Butterworth, Chebyshev, Bessel y función elíptica. Cada tipo posee propiedades matemáticas propias. Estas propiedades se estudian en forma breve en esta sección.

Butterworth La familia Butterworth de filtros pasabajos se consideran como redes sin ceros, dado que el numerador de la función de transferencia es la unidad o una constante, lo que significa ausencia total de ceros.

La propiedad única de esta familia es que las raíces (polos) del denominador de la función de transferencia caen dentro de una circunferencia de radio unitario al ser graficadas en un plano complejo.

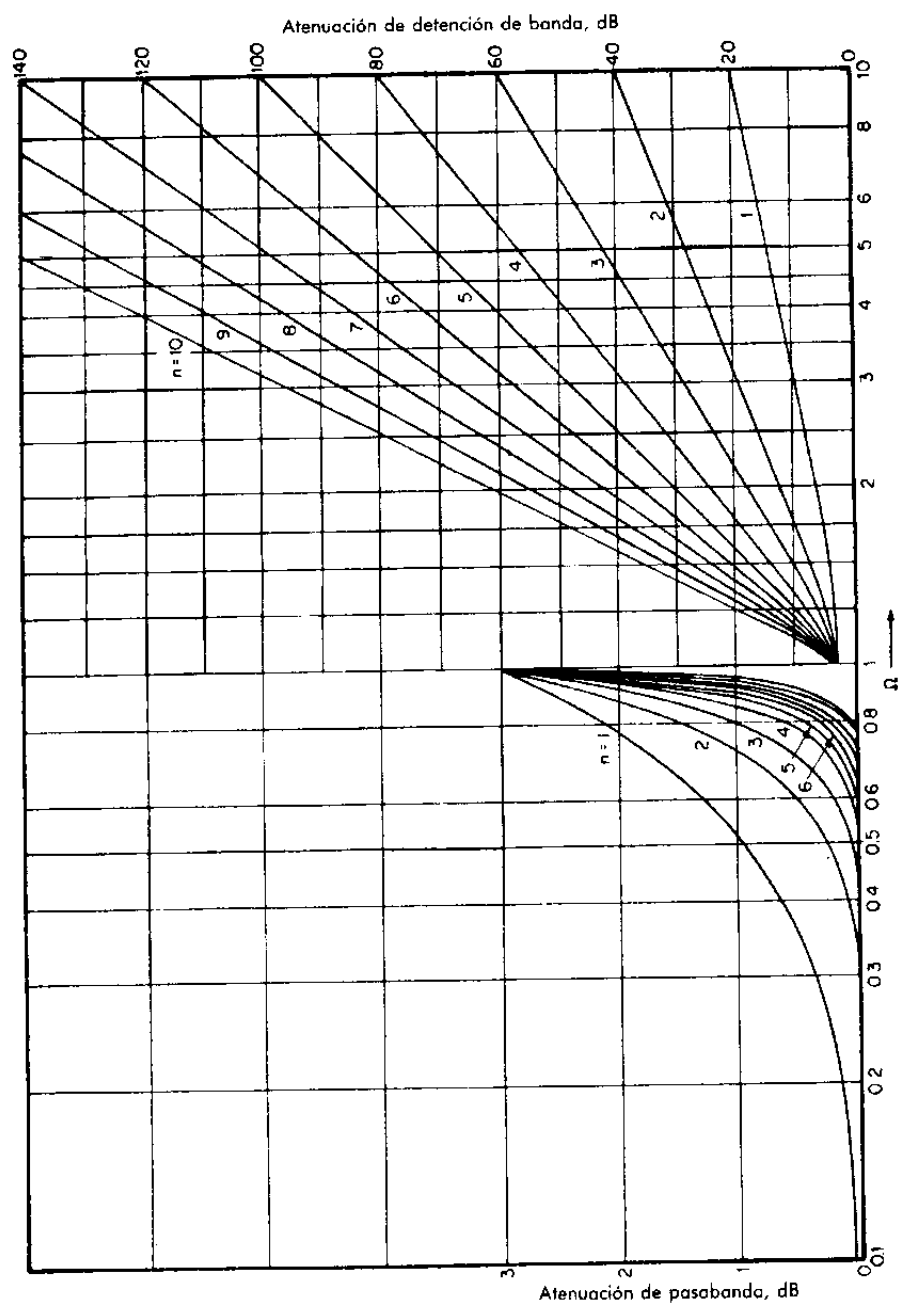


Figura 3-10 Curvas de atenuación para los filtros Butterworth. (Tomadas del Handbook of Filter Synthesis, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Con autorización del autor.)

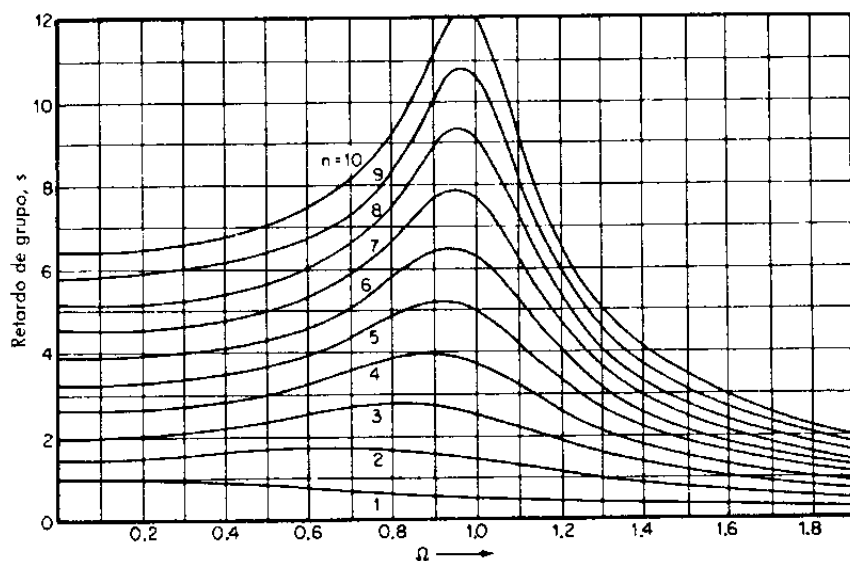


Figura 3-11 Características del retardo de grupo para los filtros Butterworth. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

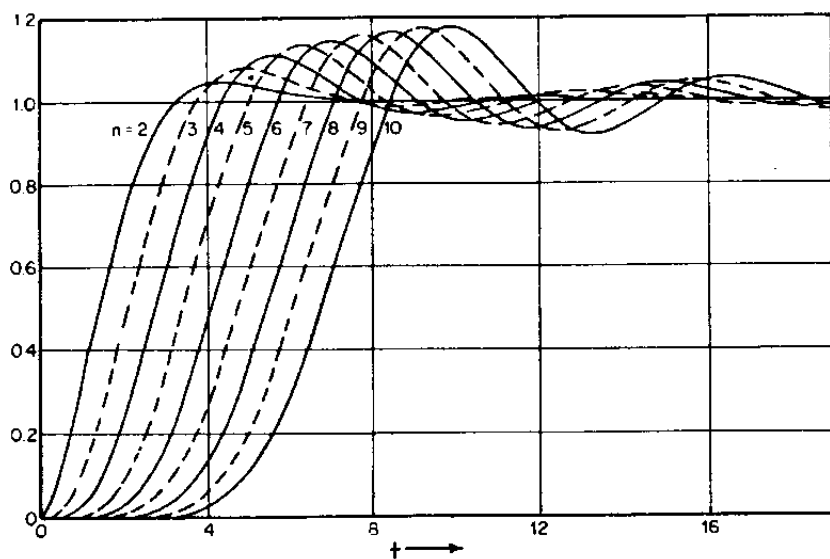


Figura 3-12 Respuesta de los filtros Butterworth ante una señal de entrada de escalón. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

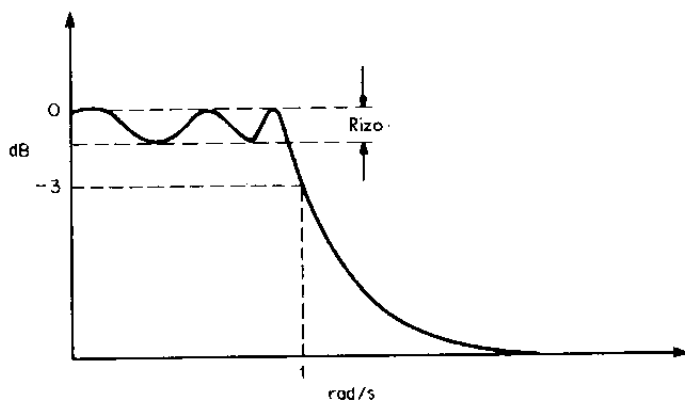


Figura 3-13 Respuesta normalizada de un filtro Chebyshev para pasabajos.

Estos filtros poseen características transitorias relativamente buenas. La respuesta en frecuencia es extremadamente plana cerca de CC y en forma asintótica alcanza un declive con una pendiente de $n \times 6$ dB por octava en la región de detención de banda. En la vecindad del punto de corte la respuesta es algo redondeada. Aun así, la familia Butterworth se utiliza mucho, pues los diseños obtenidos con ella resultan en valores prácticos de los componentes con tolerancias menos críticas que los otros tipos de filtro.

La atenuación de los filtros Butterworth pasabajos normalizados para valores de hasta $n = 10$ se ilustran en la figura 3-10. Las correspondientes respuestas de retardo y escalón se encuentran en las figuras 3-11 y 3-12, respectivamente. Las localizaciones de los polos de un Butterworth y los valores de un filtro activo pasabajos se encuentran en las tablas 3-1 y 3-2 de la sección 3-7.

Chebyshev La familia Chebyshev se caracteriza por una pendiente de atenuación más aguda en la zona de detención de banda en comparación con los Butterworth. Esto se consigue a expensas de rizados en la banda pasante del filtro, como se muestra en la figura 3-13.

Para un filtro particular de orden n , un aumento en la magnitud del rizo incrementa la razón de descenso de banda pasante y detención de banda y hace la respuesta más rectangular en la región de corte. Sin embargo, las propiedades transitorias son menores que las de un Butterworth y se deterioran aún más con un incremento en el rizo.

Los polos se localizan en una elipse. En contraste con los filtros Butterworth, la pendiente de declive de la detención de banda excede a los $n \times 6$ dB por octava en las primeras octavas y al final alcanza los $n \times 6$ dB por octava ya en la zona de detención de banda.

La respuesta en frecuencia normalizada, el retardo y la respuesta escalón para los filtros Chebyshev con rizados de 0.1 dB y 0.5 dB se muestran en las figuras 3-14 a 3-19. Las tablas 3-3 a 3-6 contienen las localizaciones de los polos y los valores del filtro activo pasabajos.

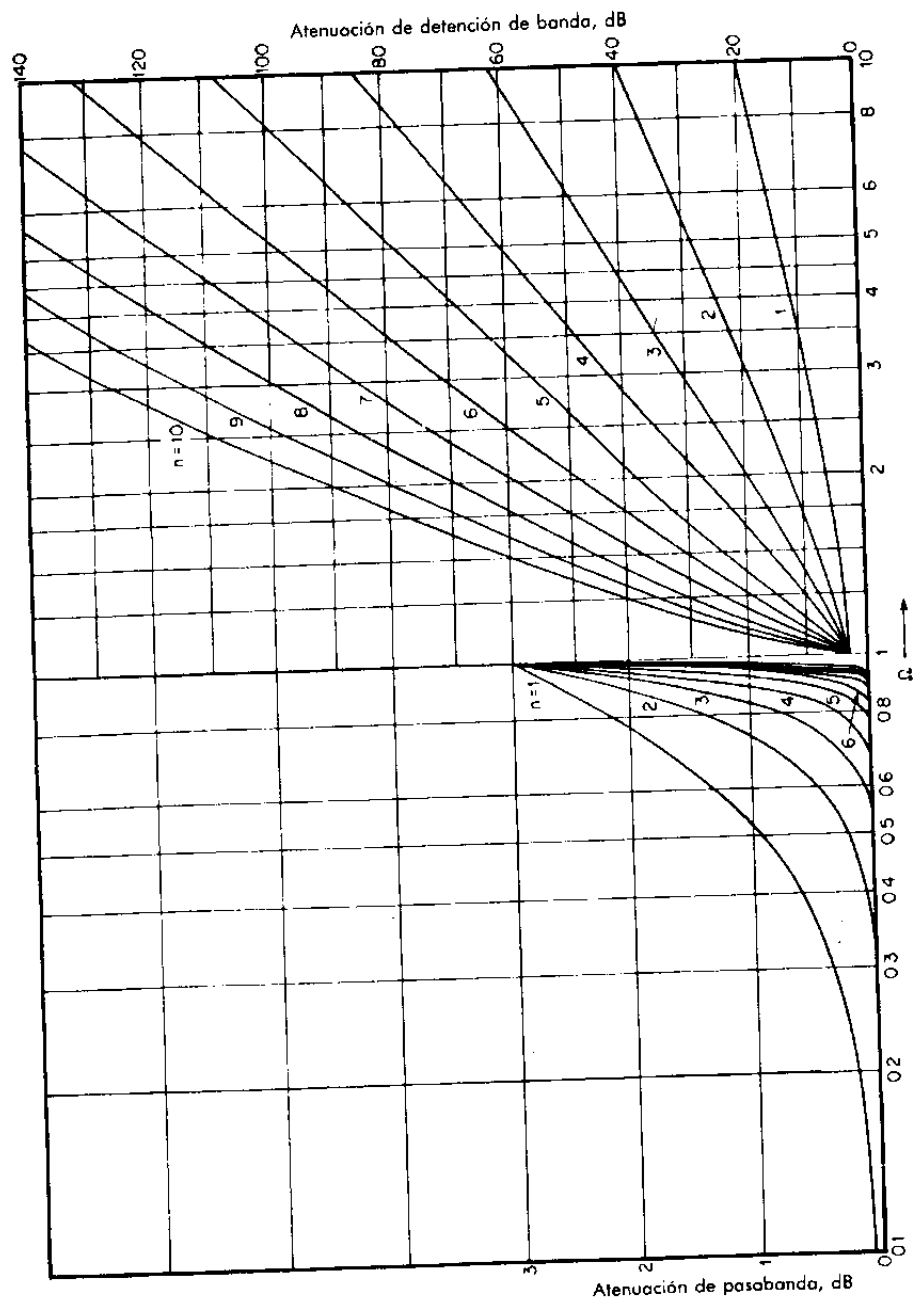


Figura 3-14 Curvas de atenuación para filtros Chebyshev con 0.1 dB de rizo. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

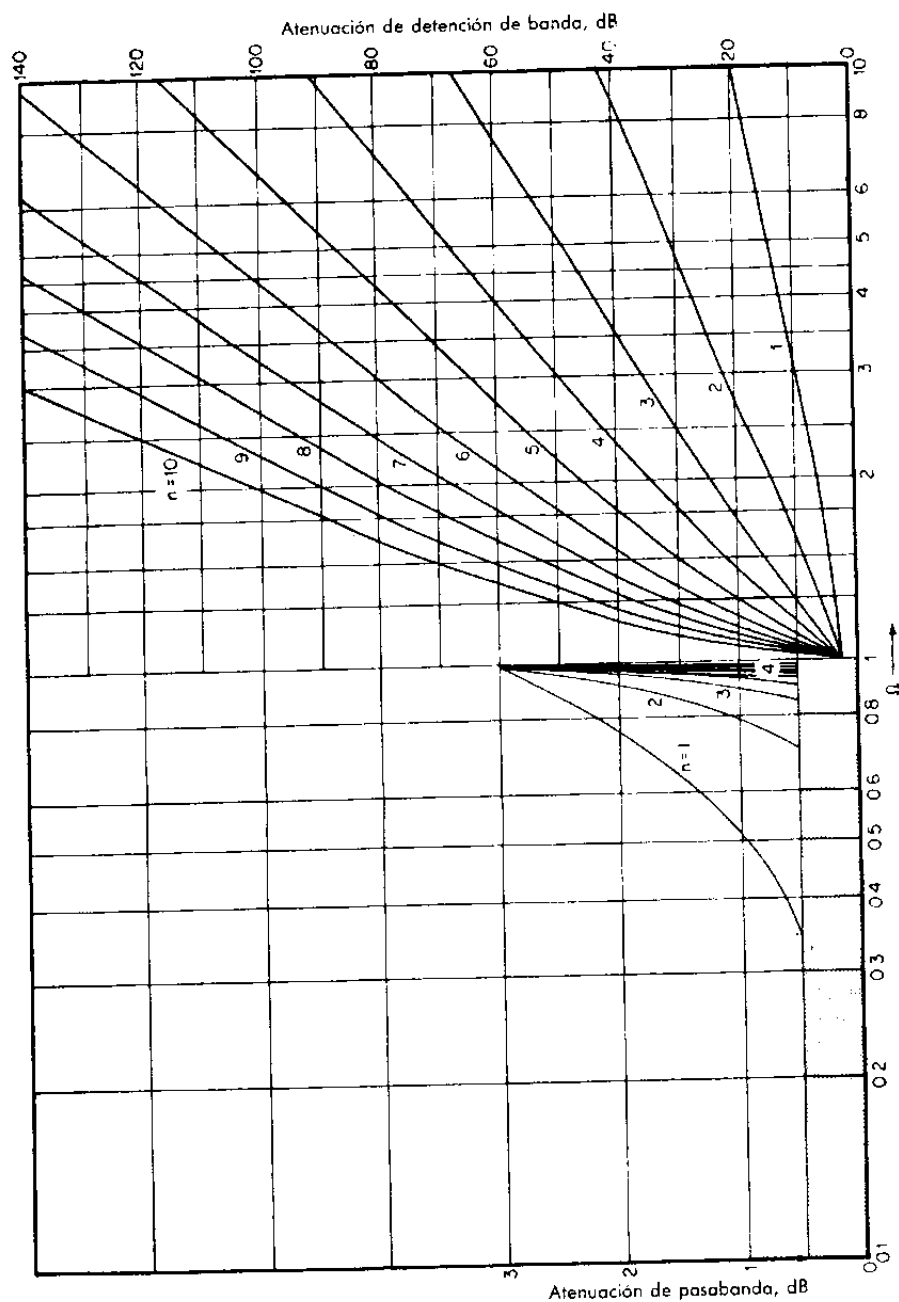


Figura 3-15 Curvas de atenuación para filtros Chebyshev con 0.5 dB de rizo. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

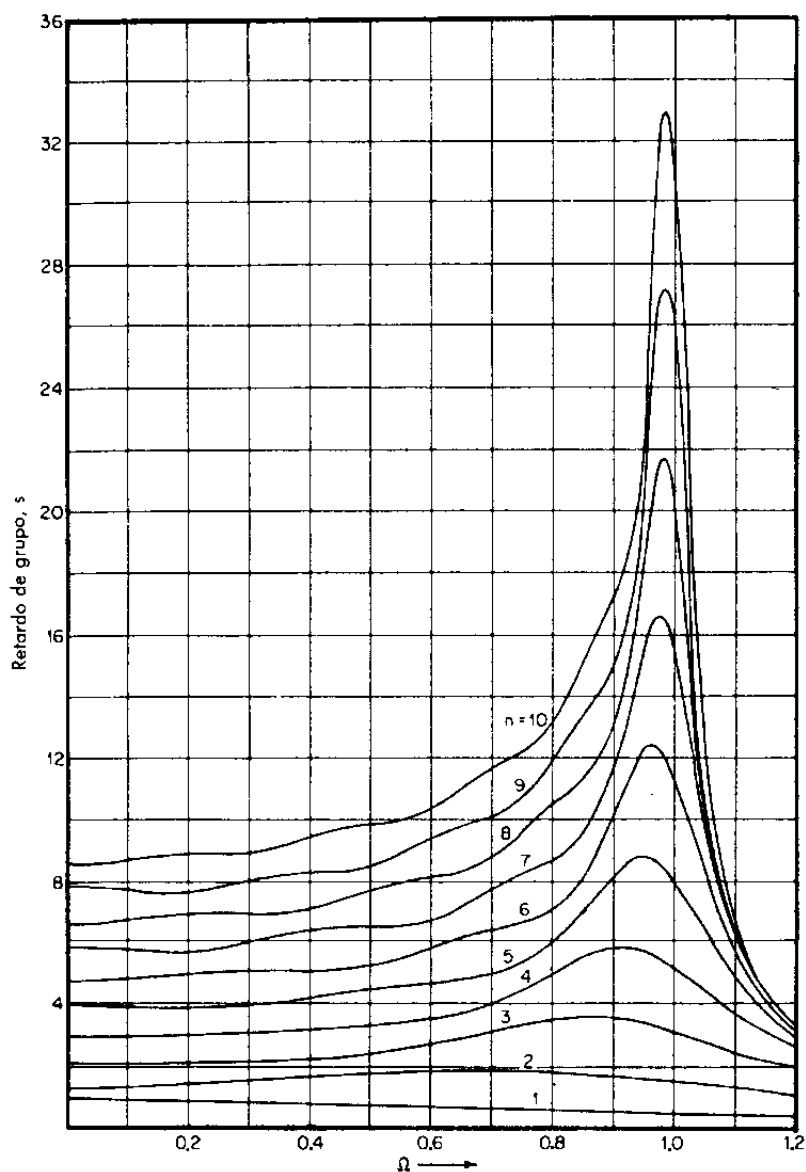


Figura 3-16 Características del retardo de grupo para los filtros Chebyshev con 0.1 dB de rizo. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

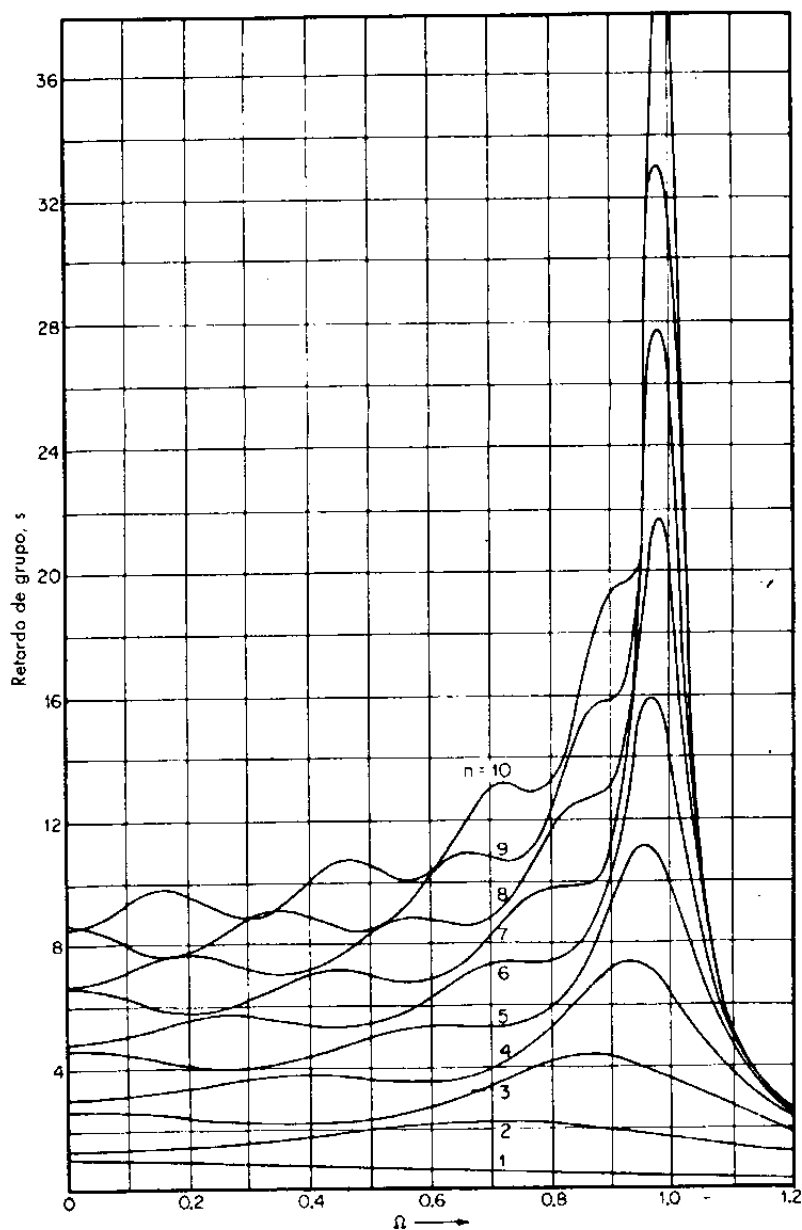


Figura 3-17 Características del retardo de grupo para filtros Chebyshev con 0.5 dB de rizo. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

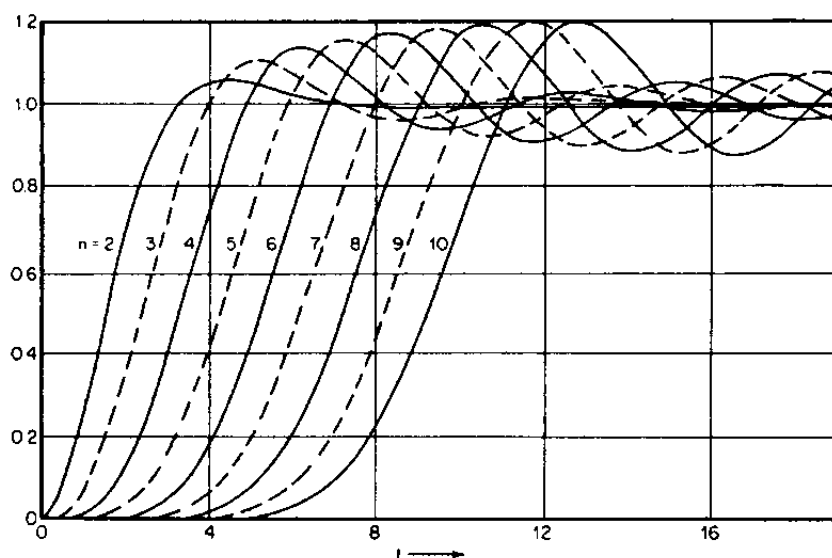


Figura 3-18 Respuesta escalón de los filtros Chebyshev con 0.1 dB de rizo. (Tomas del Handbook of Filter Synthesis, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

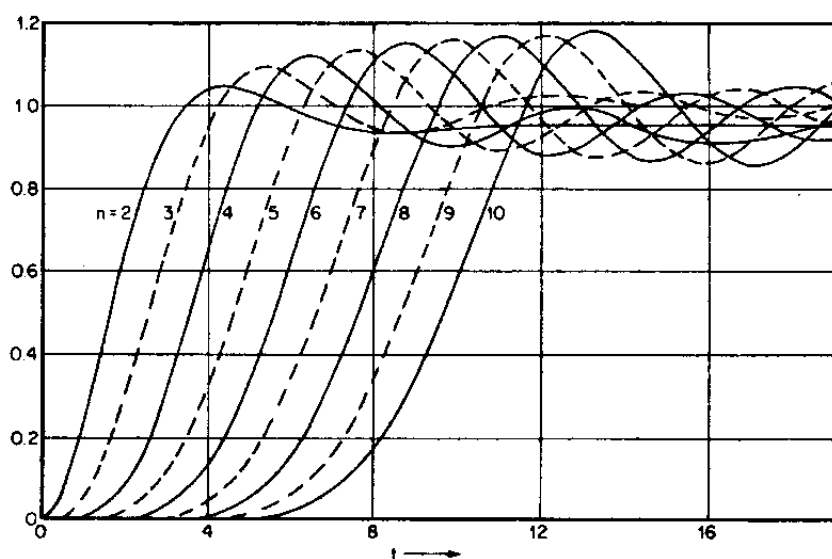


Figura 3-19 Respuesta escalón de los filtros Chebyshev con 0.5 dB de rizo. (Tomas del Handbook of Filter Synthesis, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

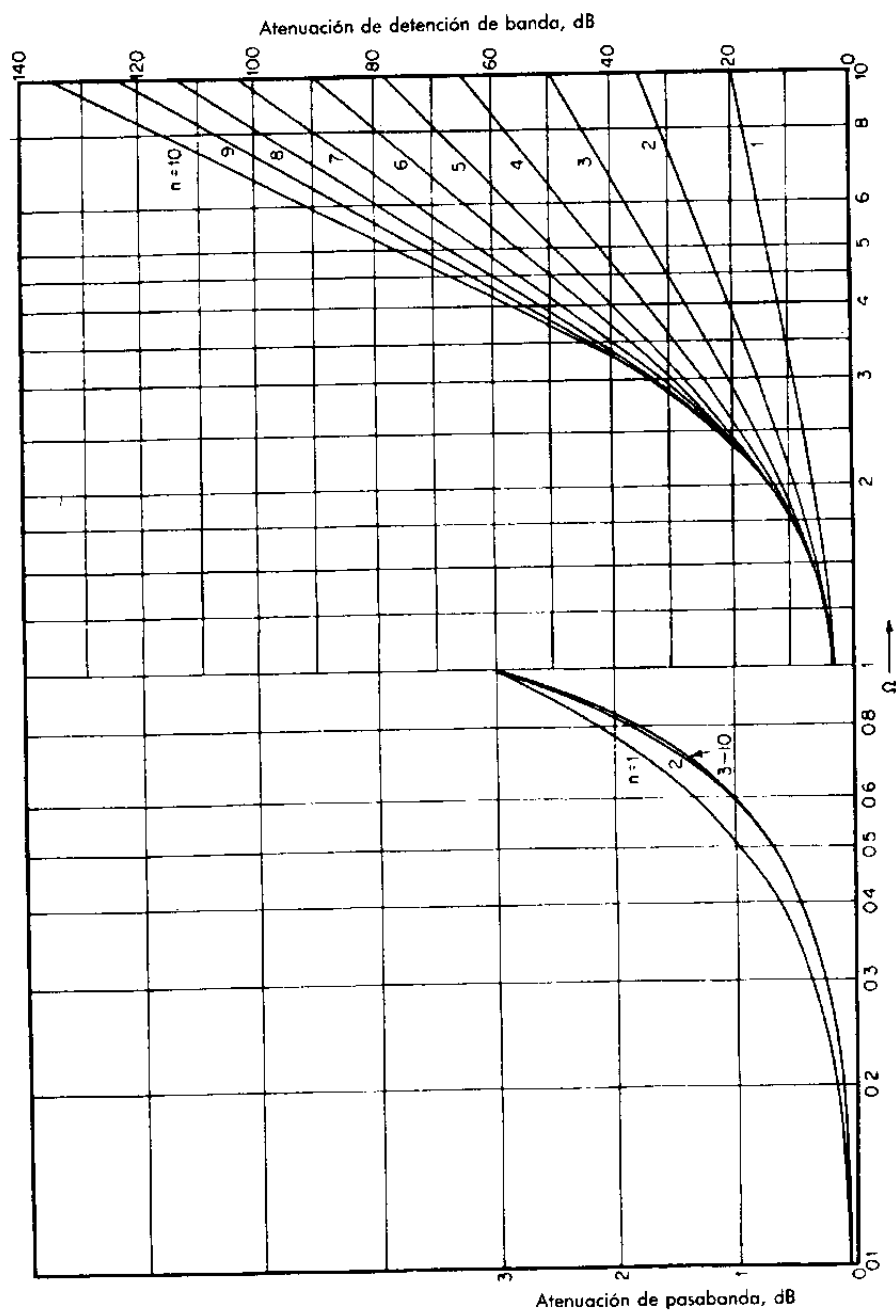


Figura 3-20 Curvas de atenuación para filtros Bessel. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

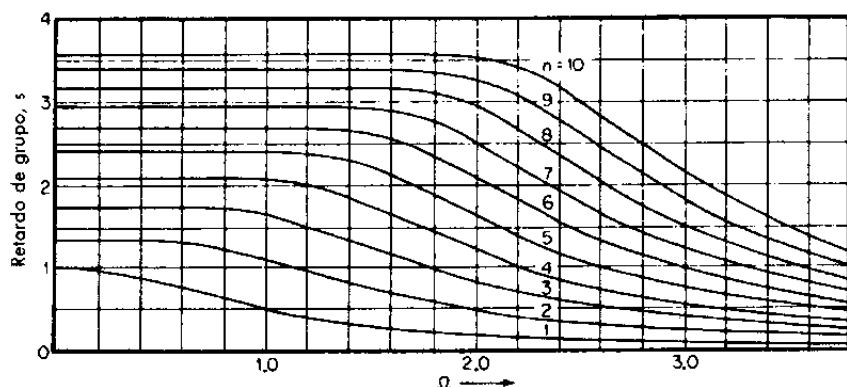


Figura 3-21 Características del retardo de grupo para los filtros Bessel. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

Bessel Cuando la consideración principal que deba cumplir el filtro es la reproducción fiel de una forma de onda pulsante, la familia Bessel de redes pasabajos es la más indicada. Estos filtros tienen una aproximación excelente para un retardo constante, especialmente para valores altos de n . Por lo mismo, la respuesta escalón no presenta distorsión por saturación.

Las características de su respuesta en frecuencia son extremadamente pobres en comparación con los tipos de Butterworth o Chebyshev. La banda pasante es redonda y la pendiente de atenuación es muy inferior en las primeras octavas. No obstante, la superioridad de sus propiedades transitorias hacen que esta familia sea muy útil.

La respuesta en frecuencia normalizada, el retardo y las características de la respuesta escalón se muestran en las figuras 3-20 a 3-22. La localización de los polos y los valores para los filtros activos pasabajos se dan en las tablas 3-7 y 3-8, respectivamente.

Función elíptica Todos los tipos anteriores de filtros se caracterizan por ser de ceros nulos, esto es, que el numerador de su función de transferencia es la unidad o una constante. Un filtro del tipo de función elíptica contiene tanto ceros como polos. La introducción de estos ceros da por resultado frecuencias finitas de atenuación infinita. Estos polos y ceros se localizan de manera que la banda pasante presenta rizos similares a los de la familia Chebyshev y la detención de banda tiene lóbulos de regreso iguales.

La introducción de ceros de transmisión ocasiona que la transición de la banda pasante a la detención de banda sea la más brusca posible para un número dado de polos. La figura 3-23 es una comparación, para $n = 3$, entre filtros pasabajos del tipo Butterworth, Chebyshev y de función elíptica. Obviamente, el filtro de función elíptica es el que presenta el corte más agudo de todos.

Se alcanza una pendiente de corte más aguda a costa de los lóbulos de regreso y de un circuito más complejo. Normalmente los lóbulos de regreso son aceptables, siempre

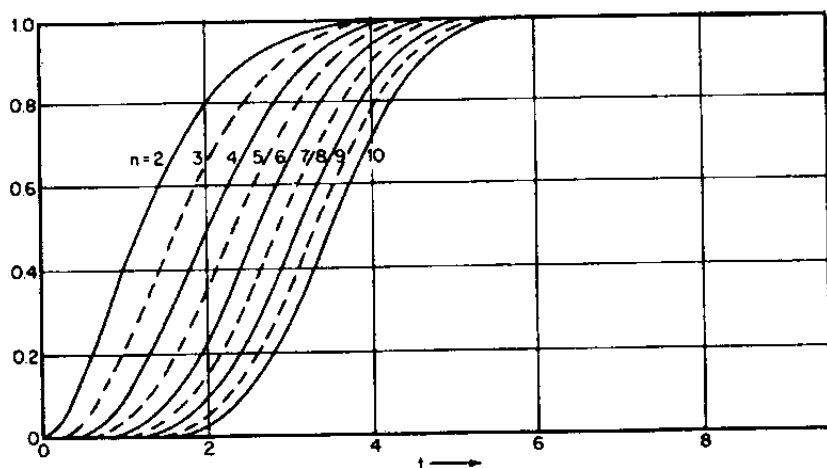


Figura 3-22 Respuesta escalón de los filtros Bessel. (Tomadas del *Handbook of Filter Synthesis*, Anatol I. Zverev, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967. Reimpreso con autorización.)

y cuando se cumpla el requerimiento de atenuación mínima. A pesar de que cada sección del filtro es más complicada que las de los otros tipos, se requerirán menos secciones para el mismo grado de atenuación.

En la figura 3-24 se muestra la respuesta en frecuencia normalizada para un filtro pasabajos de función elíptica. En este caso se aplican las siguientes definiciones:

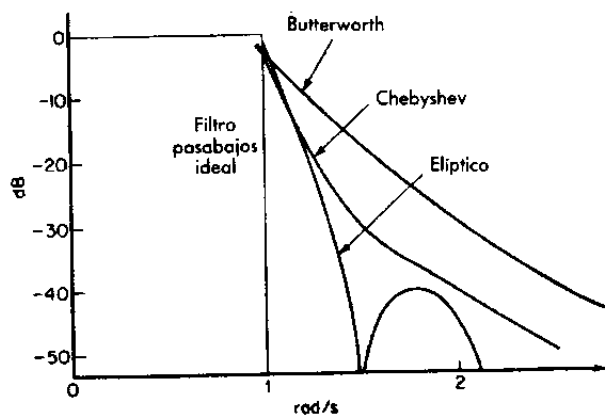


Figura 3-23 Comparación de las respuestas de los filtros Butterworth, Chebyshev y de función elíptica para $n = 3$.

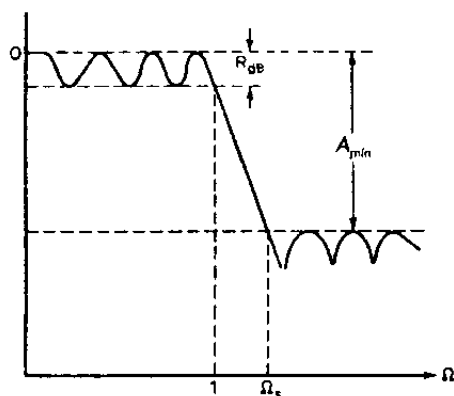


Figura 3-24 Respuesta normalizada de un filtro pasabajos de función elíptica.

R_{dB} = rizo de pasabanda en decibeles.

$A_{mín}$ = atenuación mínima de detención de banda en decibeles.

Ω_s = frecuencia mínima de detención de banda a la cual $A_{mín}$ tiene lugar.

La atenuación de banda pasante a la frecuencia de corte de 1 rad/s es igual al rizo en vez de ser de 3 dB, como en el caso de las otras familias.

Los filtros de función elíptica de la tabla 3-9 se clasifican por n , R_{dB} , $A_{mín}$ y Ω_s . Dado que los últimos tres parámetros definen los límites de la banda pasante y de la detención de banda no se requieren curvas de respuesta normalizada.

3-2 DISEÑO DE FILTROS PASABAJOS

Los filtros activos pasabajos se diseñan, primero, normalizando el requisito de diseño, y seleccionando luego el tipo de filtro de las curvas de respuesta normalizada dadas en la sección 3-1. Los valores correspondientes del filtro dados en la sección 3-7 son desnormalizados por escalamiento en frecuencia e impedancia.

También se puede efectuar el diseño de los filtros activos a partir de los polos y ceros de la función de transferencia utilizando fórmulas de forma cerrada. Este método ofrece cierto grado de libertad que será tratado también.

3-2a Filtros sin ceros (sólo polos)

Una red pasiva RC posee polos que están restringidos a la parte negativa del eje real del plano complejo. A fin de obtener los polos complejos requeridos por una función de transferencia sin ceros será necesario introducir elementos de tipo activo. Amplificadores operacionales configurados como seguidores de voltaje o amplificadores de voltaje

son los encargados de suministrar retroalimentación para obtener los polos complejos necesarios.

Configuración de ganancia unitaria En la figura 3-25 se muestran dos secciones de un filtro activo pasabajos. Estas configuraciones se componen de seguidores de voltaje anidados dentro de redes RC de segundo y tercer orden. La sección de polo doble aporta un par de polos complejos, mientras que la sección de tres polos suministra un par de polos complejos en conjunción con un solo polo real.

Para filtros de orden impar se requieren $(n-3)/2$ secciones de dos polos y una sola sección de tres polos, debido a que las funciones de transferencia de orden impar requieren un solo polo real. En el caso de los filtros de orden par, se requerirán $n/2$ secciones de dos polos. Dado que cada sección tiene una impedancia de salida muy baja a causa del seguidor de voltaje, las secciones del filtro pueden interconectarse entre sí sin que exista ninguna interacción.

Cada etapa posee ganancia unitaria en cc. La respuesta de las secciones individuales puede llegar a alcanzar ganancias superiores a la unidad dentro de la banda pasante dando la impresión de picos agudos, pero la respuesta compuesta corresponderá siempre al tipo de filtro asociado.

En los valores normalizados de filtro activo pasabajos tabulados en la sección 3-7, todos los resistores se consideran de $1\ \Omega$ y se dan las magnitudes de C_1 , C_2 y C_3 . Para diseñar un filtro pasabajos, se debe considerar la secuencia siguiente:

1. Normalice el requisito de pasabajos como se ilustró en la sección 3-1a.
2. Seleccione un tipo de respuesta y complejidad estándar de entre las curvas de la sección 3-1b.
3. Desnormalice los valores correspondientes dados en la sección 3-7 a la frecuencia de corte requerida y a un nivel de impedancia adecuado por medio de la fórmula de desnormalización.

$$C' = \frac{C}{FSF \times Z} \quad (3-7)$$

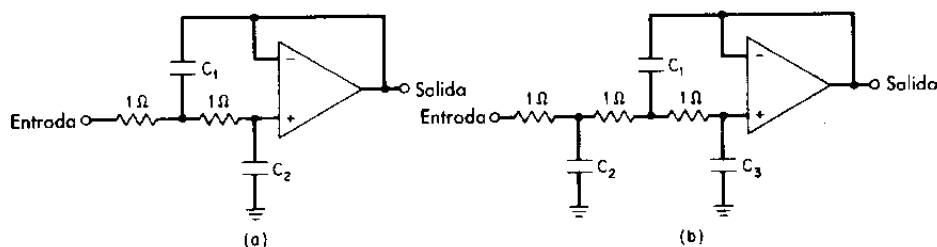


Figura 3-25 Configuraciones de filtros activos pasabajos con ganancia unitaria. (a) Sección de dos polos; (b) sección de tres polos.

donde FSF es el factor de escala de frecuencia $2\pi f_c$ y Z es el factor de impedancia. Todas las resistencias se multiplican por Z , lo que da como resultado valores de resistencia iguales a Z ohms. Valores independientes de Z se pueden escoger para cada sección, dado que cada circuito se encuentra aislado con respecto al otro. Asimismo, es posible rearrreglar la secuencia de las secciones.

El ejemplo siguiente ilustra el diseño de un filtro activo pasabajos utilizando la estructura de ganancia unitaria.

Ejemplo 3-6 Filtro pasabajos de ganancia unitaria

Diseñe un filtro activo pasabajos que tenga la siguiente respuesta:

100 Hz 3 dB
350 Hz 70 dB mínimos
Ganancia unitaria

Solución

a) Calcule el factor de paso

$$A_s = \frac{f_i}{f_c} = \frac{350 \text{ Hz}}{100 \text{ Hz}} = 3.5 \quad (3-8)$$

- b) Escoja un filtro Chebyshev de 0.5 dB. Las curvas de la figura 3-15 indican que para esta familia un valor de $n = 5$ cumple con los requisitos de 70 dB mínimos de atenuación a 3.5 rad/s.
- c) Los valores normalizados correspondientes se dan en la tabla 3-6. La figura 3-26a muestra una sección de tres polos seguida por otra de dos polos.
- d) Seleccione un factor de escala de impedancia arbitrario Z de 5×10^4 y, utilizando un FSF de $2\pi f_c$ o 628, resultan los valores siguientes.

Sección de tres polos

$$C'_1 = \frac{C}{\text{FSF} \times Z} = \frac{6.842}{628 \times 5 \times 10^4} = 0.218 \mu\text{F} \quad (3-7)$$

$$C'_2 = 0.106 \mu\text{F}$$

$$C'_3 = 0.00966 \mu\text{F}$$

Sección de dos polos

$$C'_1 = 0.301 \mu\text{F}$$

$$C'_2 = 0.00364 \mu\text{F}$$

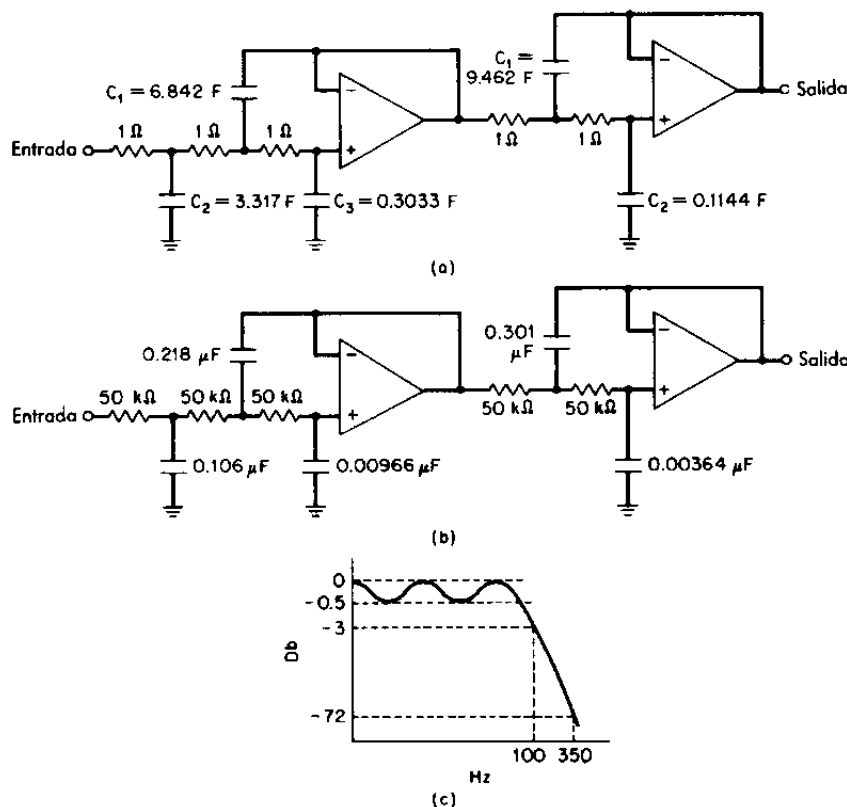


Figura 3-26 Filtro pasabajos del ejemplo 3-6. (a) Filtro Chebyshev pasabajos normalizado de quinto orden y 0.5 dB; (b) filtro desnormalizado; (c) respuesta en frecuencia.

Todos los resistores de 1Ω se multiplicaron por el factor de escala de impedancia Z , obteniéndose valores de resistencia iguales a $50 \text{ k}\Omega$. El circuito desnormalizado se muestra en la figura 3-26b.

Estructura VCVS con capacitores de igual valor La configuración de filtro pasabajos de ganancia unitaria de la sección anterior se ve afectada por valores desiguales de capacitor. La desventaja de esto es que se deberán conseguir valores de capacitancia no comerciales, o bien mediante la conexión en paralelo de distintos capacitores aproximarse al valor deseado.

El circuito de fuente de voltaje controlada por voltaje (VCVS) de la figura 3-27 se caracteriza por contar con capacitores iguales cuyos valores pueden obtenerse comercialmente. En lugar del seguidor de voltaje de la configuración pasabajos de ganancia unitaria, este amplificador está configurado para que tenga una ganancia de 2. Cada sección es del tipo de segundo orden, de manera que se requieren $n/2$ secciones para un filtro

de orden n con n par. Los valores de los elementos se calculan como sigue: seleccione un valor de C , luego

$$R_1 = \frac{1}{4\pi f_c \alpha C} \quad (3-18)$$

y

$$R_2 = \frac{\alpha}{\pi f_c C (\alpha^2 + \beta^2)} \quad (3-19)$$

donde α y β son las coordenadas real e imaginaria normalizadas del par de polos, y R puede ser cualquier valor conveniente.

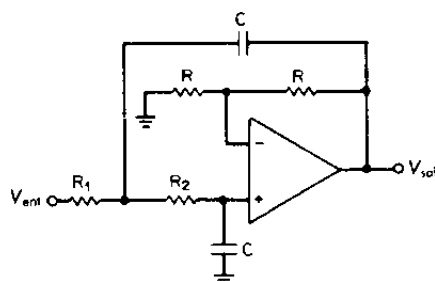


Figura 3-27 Filtro pasabajos sin ceros de estructura uniforme de capacitor de VCVS.

Ejemplo 3-7 Filtro VCVS pasabajos sin ceros

Diseñe un filtro activo pasabajos que cumpla los requisitos siguientes:

$$\begin{array}{ll} 100 \text{ Hz} & 3 \text{ dB} \\ 300 \text{ Hz} & 40 \text{ dB mínimos} \end{array}$$

Además, todos los capacitores deberán ser de $0.01 \mu\text{F}$.

Solución

a) Calcule el factor de paso

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{300 \text{ Hz}}{100 \text{ Hz}} = 3 \quad (3-8)$$

Utilizando la figura 3-14 se encuentra que un filtro Chebyshev de cuarto orden y 0.1 dB satisfará los requisitos de atenuación normalizada.

b) Las correspondientes posiciones de los polos están dadas en la tabla 3-3 y son como siguen

$$\alpha = 0.2177 \quad \beta = 0.9254$$

y

$$\alpha = 0.5257 \quad \beta = 0.3833$$

c) Los valores de los elementos se calculan de

Sección 1 ($\alpha = 0.2177$, $\beta = 0.9254$)

$$R_1 = \frac{1}{4\pi f_c \alpha C} = \frac{1}{4\pi \times 100 \times 0.2177 \times 10^{-8}} = 365 \text{ k}\Omega \quad (3-18)$$

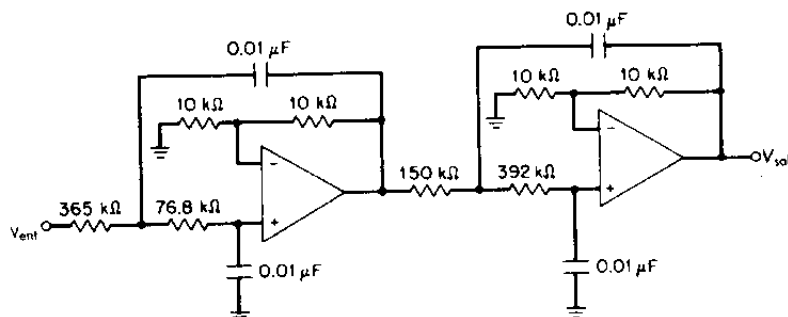


Figura 3-28 Filtro con capacitores de igual valor del ejemplo 3-7.

$$R_2 = \frac{\alpha}{\pi f_c C (\alpha^2 + \beta^2)} = \frac{0.2177}{\pi \times 100 \times 10^{-6} (0.2177^2 + 0.9254^2)} \quad (3-19)$$

$$= 76.7 \text{ k}\Omega$$

Sección 2 ($\alpha = 0.5257$, $\beta = 0.3833$)

$$R_1 = 151 \text{ k}\Omega \quad (3-18)$$

$$R_2 = 395 \text{ k}\Omega \quad (3-19)$$

El filtro resultante se muestra en la figura 3-28 empleando valores estándar de resistores al 1%. La ganancia total del circuito es de 2^2 ó 4.

Para filtros de orden impar, se debe incluir también un polo real. Esto se puede lograr utilizando el circuito de la figura 3-29. Para un polo real normalizado α_0 y una capacitancia arbitraria C , el valor de R_1 vendrá dado como

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c \alpha_0 C} \quad (3-20)$$

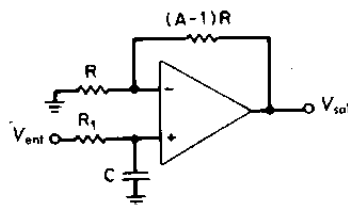


Figura 3-29 Configuración de polo real.

La magnitud de R puede ser cualquier valor conveniente y el valor de A corresponde a la ganancia deseada del circuito. Para una ganancia unitaria el circuito se reduce a un seguidor de voltaje.

La estructura de capacitor uniforme de la VCVS ofrece la conveniencia de escoger valores prácticamente arbitrarios a expensas de resistores adicionales. El circuito es un poco más sensible a las tolerancias de los componentes comparado contra una configuración de ganancia unitaria, pero es bastante útil para la mayor parte de las aplicaciones generales de filtrado.

3-2b Filtros de función elíptica

Los filtros pasabajos de función elíptica se trataron por primera vez en la sección 3-1. Están compuestos tanto por ceros como por polos. Estos ceros empiezan justo afuera de la banda pasante y fuerzan a la respuesta a descender rápidamente dentro de la banda pasante, más allá del corte.

Método de diseño empleando valores tabulados El esquema de una sección de un filtro pasabajos de función elíptica se muestra en la figura 3-30a. Esta sección contiene un par de polos complejos conjugados y un par de ceros imaginarios, como se aprecia en la figura 3-30b. La red R_5C_5 introduce en α_0 un solo polo real y se requiere sólo después de la última sección. El número total de secciones para un filtro completo es de $(n - 1)/2$ donde n define el orden del filtro. Sólo las redes de orden impar normalizadas se encuentran en la tabla 3-9 para propiciar la utilización más eficiente de un número fijo de operacionales.

Los valores en la tabla 3-9 corresponden a la figura 3-30 y están seguidos de la ganancia total del circuito y de las posiciones de los polos y ceros. El circuito está normali-

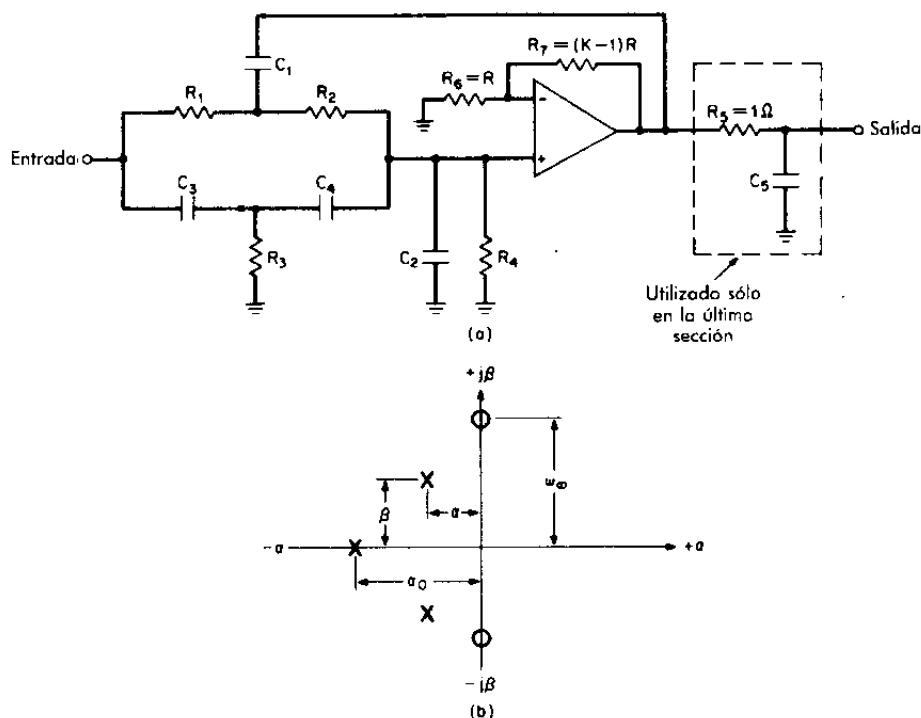


Figura 3-30 Sección de un filtro pasabajos de función elíptica. (a) Configuración del circuito VCVS; (b) representación de polos y ceros.

zadó para una frecuencia de corte de 1 rad/s como se ilustra en la figura 3-24. El circuito puede ser desnormalizado en la misma manera que las secciones de los tipos previamente vistos, esto es, dividiendo todos los valores de capacitor entre $Z \times \text{FSF}$ y multiplicando todos los resistores por Z , excepto para R_6 y R_7 para los que K se determina de la tabla 3-9, y R puede ser cualquier valor adecuado.

El siguiente ejemplo ilustra el diseño de un filtro pasabajos de función elíptica con VCVS.

Ejemplo 3-8 Filtro pasabajos de función elíptica con VCVS

Diseñe un filtro activo pasabajos que cumpla con los siguientes parámetros:

- 1 dB máximo de rizo abajo de 1 kHz
- 38 dB mínimos de atenuación arriba de 2 950 Hz

Solución

a) Calcule la pendiente

$$A_s = \frac{f_s}{f_c} = \frac{2950 \text{ Hz}}{1000 \text{ Hz}} = 2.95 \quad (3-8)$$

b) Seleccione un filtro pasabajos de función elíptica de la tabla 3-9 que pueda hacer la transición de menos de 1 dB a más de 38 dB dentro del cociente de frecuencia de 2.95.

La siguiente red cumple con estos requisitos:

$$\begin{aligned} n &= 3 \\ R_{\text{as}} &= 0.28 \text{ dB} \\ \Omega_s &= 2.924 \\ A_{\text{mín}} &= 39.48 \text{ dB} \end{aligned}$$

El circuito normalizado de la tabla 3-9 se muestra en la figura 3-31a, de donde

$$R_7 = (K - 1)R = 0.410R \text{ con } K = 1.410$$

c) Dimensione en frecuencia e impedancia el filtro normalizado, donde FSF $2\pi f_c = 6\,280$ y Z se escoge arbitrariamente como 5×10^3 . Los valores desnormalizados resultantes son

$$\begin{aligned} R'_1 &= R_1 \times Z = 1860 \, \Omega \\ R'_2 &= 3719 \, \Omega \\ R'_3 &= 10.71 \text{ k}\Omega \\ R'_4 &= 48.19 \text{ k}\Omega \\ R'_5 &= 5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

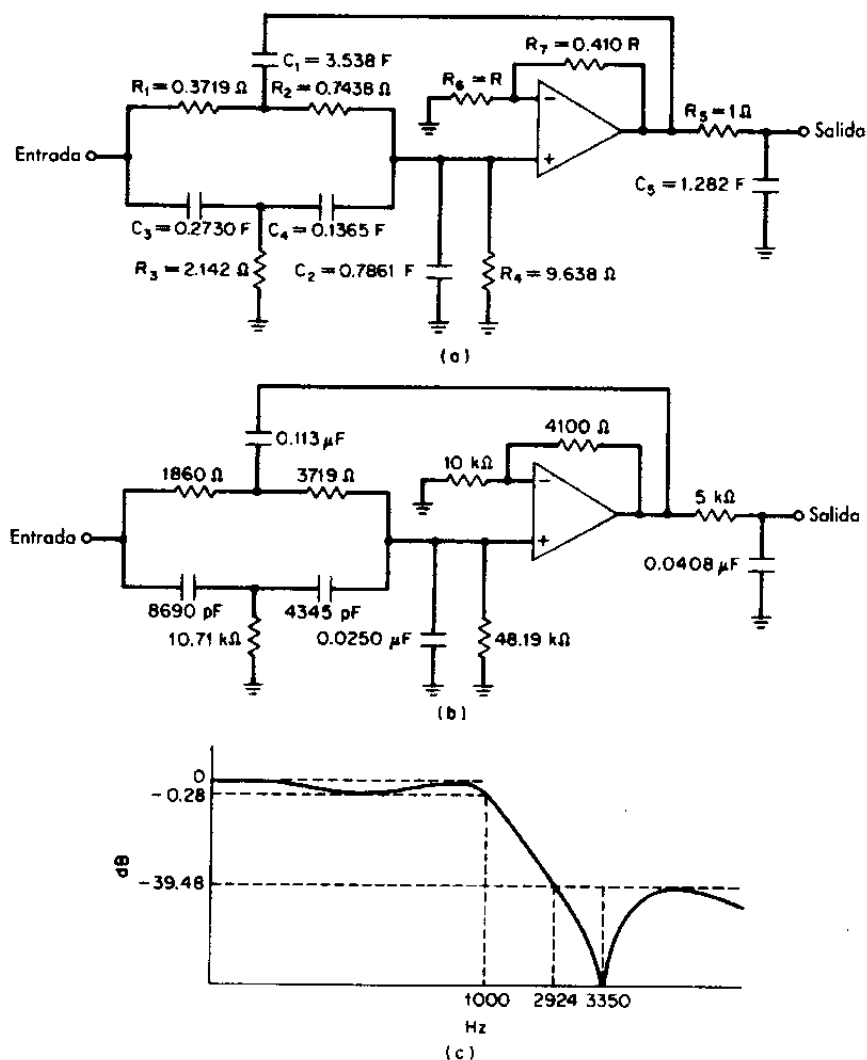


Figura 3-31 Diseño del filtro de función elíptica del ejemplo 3-8. (a) Circuito normalizado de la tabla 3-9; (b) filtro desnormalizado; (c) respuesta en frecuencia.

$$\begin{aligned}
 C'_1 &= \frac{C_1}{\text{FSF} \times Z} = 0.113 \mu\text{F} \\
 C'_2 &= 0.0250 \mu\text{F} \\
 C'_3 &= 8690 \text{ pF} \\
 C'_4 &= 4345 \text{ pF} \\
 C'_5 &= 0.0408 \mu\text{F}
 \end{aligned}
 \tag{3-7}$$

Escogiendo R de $10 \text{ k}\Omega$ los resistores de retroalimentación se vuelven

$$\begin{aligned} R_6 &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_7 &= 4100 \Omega \end{aligned}$$

La sección cero se encuentra a partir de

$$f_z = \omega_z \times f_c = 3.35 \times 1000 \text{ Hz} = 3350 \text{ Hz}$$

La red resultante se muestra en la figura 3-31b, con la respuesta de la figura 3-31c.

Método de diseño empleando capacitores estándar Los valores de los elementos para el filtro pasabajos de función elíptica con VCVS de la figura 3-30 pueden calcularse en forma directa empleando un método que permite libertad adicional en la selección de los capacitores. En comparación con el empleo de la tabla 3-9, este circuito es más sensible a las tolerancias de los componentes, pero la ventaja de poder emplear valores comerciales de capacitores es muy significativa.

El diseño procede como sigue: primero se debe calcular

$$a = \frac{2\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \quad (3-21)$$

$$b = \frac{\omega_z^2}{\alpha^2 + \beta^2} \quad (3-22)$$

$$c = \text{FSF} \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \quad (3-23)$$

donde α , β y ω_z se obtienen de la tabla 3-9 y FSF vale $2\pi f_c$.

Los valores de los elementos se calculan como sigue: escoja C , y entonces

$$C_1 = C \quad (3-24)$$

$$C_3 = C_4 = \frac{C_1}{2} \quad (3-25)$$

$$C_2 \cong \frac{C_1(b-1)}{4} \quad (3-26)$$

$$R_3 = \frac{1}{cC_1\sqrt{b}} \quad (3-27)$$

$$R_1 = R_2 = 2R_3 \quad (3-28)$$

$$R_4 = \frac{4\sqrt{b}}{cC_1(1-b) + 4cC_2} \quad (3-29)$$

$$K = 2 + \frac{2C_2}{C_1} - \frac{a}{2\sqrt{b}} + \frac{2}{C_1\sqrt{b}} \left(\frac{1}{cR_4} - aC_2 \right) \quad (3-30)$$

$$\text{Ganancia de sección} = \frac{bKC_1}{4C_2 + C_1} \quad (3-31)$$

El capacitor C_5 se determina a partir del polo real desnormalizado como

$$C_5 = \frac{1}{\text{FSF} \times R_5 \times \alpha_0} \quad (3-32)$$

donde tanto R como R_5 pueden escogerse arbitrariamente.

Ejemplo 3-9 Filtro pasabajos de función elíptica empleando valores estándar de capacitores

Diseñe un filtro activo pasabajos de función elíptica para $n = 3$, de 0.28 dB de rizo, y $\Omega_s = 2.924$ con ayuda de la tabla 3-9, empleando valores estándar de capacitores. Utilice una frecuencia de corte de diseño de 100 Hz.

Solución

a) Los polos y ceros normalizados están dados por

$$\begin{aligned} \alpha &= 0.3449 \\ \beta &= 1.0860 \\ \omega_z &= 3.350 \\ \alpha_0 &= 0.7801 \end{aligned}$$

b) Los valores de los elementos se calculan de la siguiente forma, donde $\text{FSF} = 2\pi f_c = 628.3$:

$$a = 0.6053 \quad (3-21)$$

$$b = 8.6437 \quad (3-22)$$

$$c = 716 \quad (3-23)$$

Seleccione $C_1 = C = 0.1 \mu\text{F} \quad (3-24)$

$$C_3 = C_4 = 0.05 \mu\text{F} \quad (3-25)$$

$$C_2 \geq 0.191 \mu\text{F} \quad (3-26)$$

Sea $C_2 = 0.22 \mu\text{F} \quad (3-27)$

$$R_3 = 4751 \Omega \quad (3-27)$$

$$R_1 = R_2 = 9502 \Omega \quad (3-28)$$

$$R_4 = 142 \text{ k}\Omega \quad (3-29)$$

$$K = 5.458 \quad (3-30)$$

Sea $R = R_5 = 10 \text{ k}\Omega$

Por tanto, $C_5 = 0.204 \mu\text{F} \quad (3-32)$

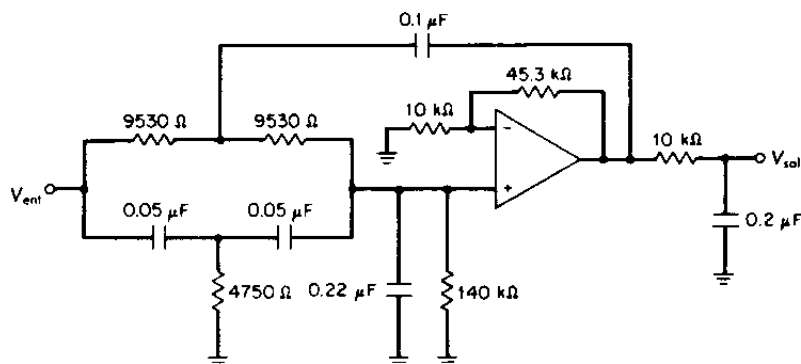


Figura 3-32 Filtro del ejemplo 3-9.

El circuito resultante se muestra en la figura 3-32.

3-3 FILTROS PASAALTOS

Después de que un filtro pasaaltos ha sido normalizado siguiendo el procedimiento de la sección 3-1, se debe escoger un tipo adecuado de filtro pasabajos a partir de la información normalizada de las curvas y entonces transformarlo en un filtro pasaaltos. Esto se consigue sin dificultades reemplazando cada resistor R por un capacitor de un valor $1/R F$. Cada capacitor, a su vez, es reemplazado por un resistor de valor igual a $1/C \Omega$. Hecho esto, el filtro pasaaltos normalizado se escala en la frecuencia de corte f_c deseada, a la vez que simultáneamente, se escala la impedancia a un nivel adecuado.

3-3a Filtros pasaaltos sin ceros

En la sección 3-2 presentamos el diseño de dos tipos de configuraciones de filtros pasabajos sin ceros, el circuito de ganancia unitaria y la estructura de capacitor uniforme con VCVS. La configuración de pasabajos con ganancia unitaria se adapta mejor para transformarse en un pasaaltos porque los valores iguales de resistores darán lugar a un filtro pasaaltos con valores de capacitor iguales después de la transformación. Seleccionando un valor adecuado como factor de escala de la impedancia será posible forzar el valor del capacitor a uno comercial.

El diseño de un filtro pasaaltos sin ceros se ilustra en el ejemplo siguiente.

Ejemplo 3-10 Diseño de un filtro pasaaltos sin ceros

Se requiere un filtro pasaaltos que tenga los siguientes parámetros:

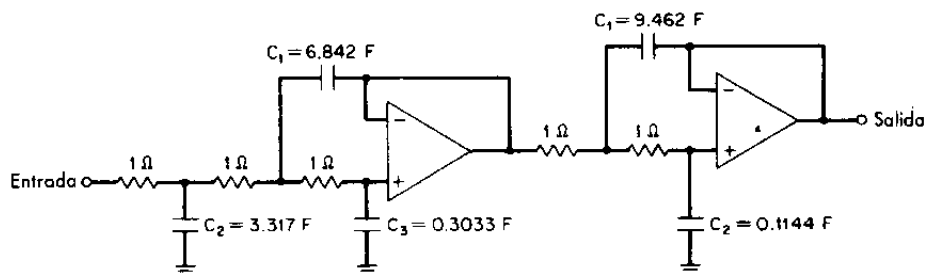
100 Hz	3 dB
33.3 Hz	60 dB mínimos

Asimismo, se desea trabajar con capacitores de $0.015 \mu\text{F}$.

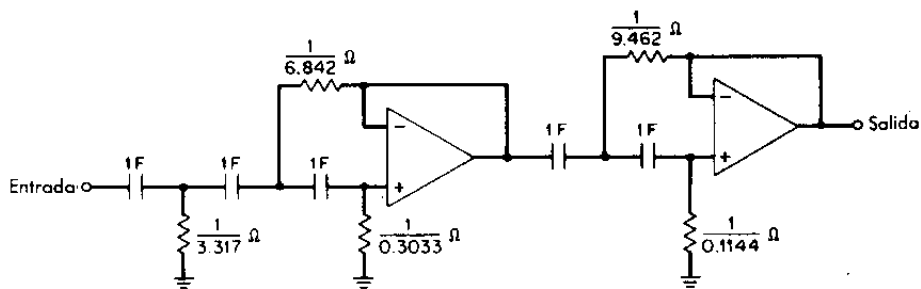
Solución

a) Normalice la especificación calculando el factor de paso

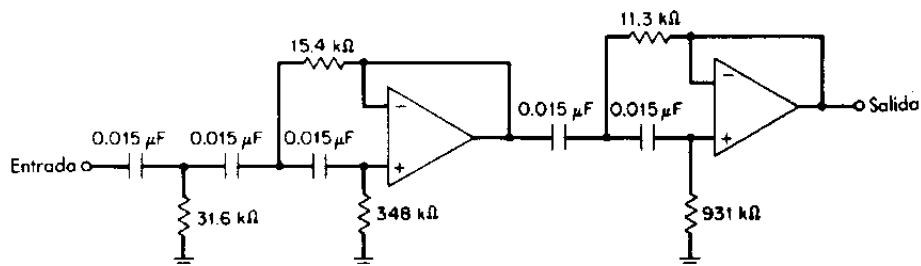
$$A_r = \frac{f_c}{f_s} = \frac{100 \text{ Hz}}{33.3 \text{ Hz}} = 3 \quad (3-10)$$



(a)



(b)



(c)

Figura 3-33 Filtro pasaaltos sin ceros del ejemplo 3-10. (a) Filtro pasabajos normalizado; (b) transformación a pasaaltos; (c) filtro pasaaltos calculado por escalamiento en frecuencia e impedancia.

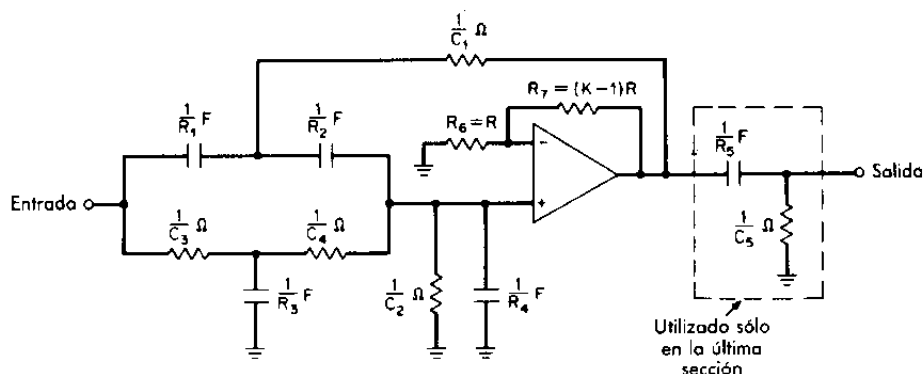


Figura 3-34 Sección de filtro pasaaltos normalizado de función elíptica.

- b) Las curvas de la figura 3-15 indican que un Chebyshev de quinto orden y 0.5 dB satisfará el requisito normalizado. Empleando la configuración de ganancia unitaria, es posible obtener los valores de los componentes mostrados en la figura 3-33a a partir de la tabla 3-6. Para transformar el circuito en una configuración de pasaaltos normalizada, es necesario reemplazar cada resistor con un capacitor y todos los capacitores con resistores, utilizando valores recíprocos. El filtro pasaaltos transformado se muestra en la figura 3-33b.
- c) Para desnormalizar al filtro se debe dividir cada capacitor entre $Z \times \text{FSF}$ y cada resistor deberá multiplicarse por Z . Dado que se desean capacitores de $0.015 \mu\text{F}$, se deberá encontrar que el factor de escala de la impedancia es de

$$Z = \frac{C}{\text{FSF} \times C'} = \frac{1 \text{ F}}{2\pi f_c \times 0.015 \times 10^{-6}} = 106 \times 10^3$$

donde C es el valor de la capacitancia normalizada y C' , el valor desnormalizado.

Si se hace escalamiento en frecuencia e impedancia el filtro pasaaltos de la figura 3-33b, multiplicando las resistencias por Z y dividiendo los capacitores entre $Z \times \text{FSF}$, se obtiene la configuración de la figura 3-33c. Los valores de los resistores se han redondeado al valor comercial más próximo con tolerancia del 1%.

3-3b Filtros pasaaltos de función elíptica

Los filtros pasaaltos de función elíptica pueden diseñarse directamente con los valores normalizados para pasabajos de la tabla 3-9. Se obtiene una configuración de filtro pasaaltos de función elíptica normalizada cambiando cada resistor por un capacitor y cada capacitor por un resistor empleando valores recíprocos. Posteriormente, esta misma red se escala en frecuencia e impedancia a la frecuencia de corte deseada.

Un filtro pasaaltos de función elíptica extraído de la tabla 3-9 es el que se muestra en la figura 3-34. Todos los elementos del pasabajos, exceptuando R_6 y R_7 , han sido reemplazados por valores recíprocos porque los resistores sólo determinan la ganancia y no sufren transformación.

Ejemplo 3-11 Diseño de un filtro pasaaltos de función elíptica

Diseñe un filtro pasaaltos de función elíptica que cumpla con los siguientes requisitos:

3 kHz	0.5 dB máximo
1 kHz	35 dB de atenuación mínima

Solución

- a) Calcule el factor de paso del pasaaltos

$$A_r = \frac{f_r}{f_s} = \frac{3000 \text{ Hz}}{1000 \text{ Hz}} = 3 \quad (3-10)$$

- b) Escoja un filtro pasabajos de función elíptica normalizado que tenga unos 35 dB de atenuación dentro de una relación de frecuencia de 3 y un rizo de pasabanda menor que 0.5 dB.

En la tabla 3-9 se escogió un diseño que tiene los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} n &= 3 \\ R_{dB} &= 0.28 \text{ dB} \\ \Omega_c &= 2.9238 \\ A_{min} &= 39.48 \text{ dB} \end{aligned}$$

El circuito pasabajos normalizado de la tabla 3-9 se muestra en la figura 3-35a.

- c) El circuito normalizado se transforma directamente en un pasaaltos equivalente cambiando los resistores por capacitores y viceversa, si se utilizan valores recíprocos. El filtro pasaaltos normalizado aparece en la figura 3-35b.
- d) Luego se desnormaliza el circuito al aplicar escalamiento en frecuencia e impedancia. Los resistores se multiplican por Z y los capacitores se dividen entre $Z \times \text{FSF}$, donde el valor de Z se escogió arbitrariamente como de 10^5 . El circuito final se incluye en la figura 3-35c.

3-4 FILTROS PASABANDA

Cuando el cociente de la frecuencia de corte superior entre la frecuencia de corte inferior excede a una octava, es posible descomponer un requisito de pasabanda en dos requisitos, uno de pasabajos y otro de pasaaltos. Los filtros separados de pasabajos y pasaaltos se

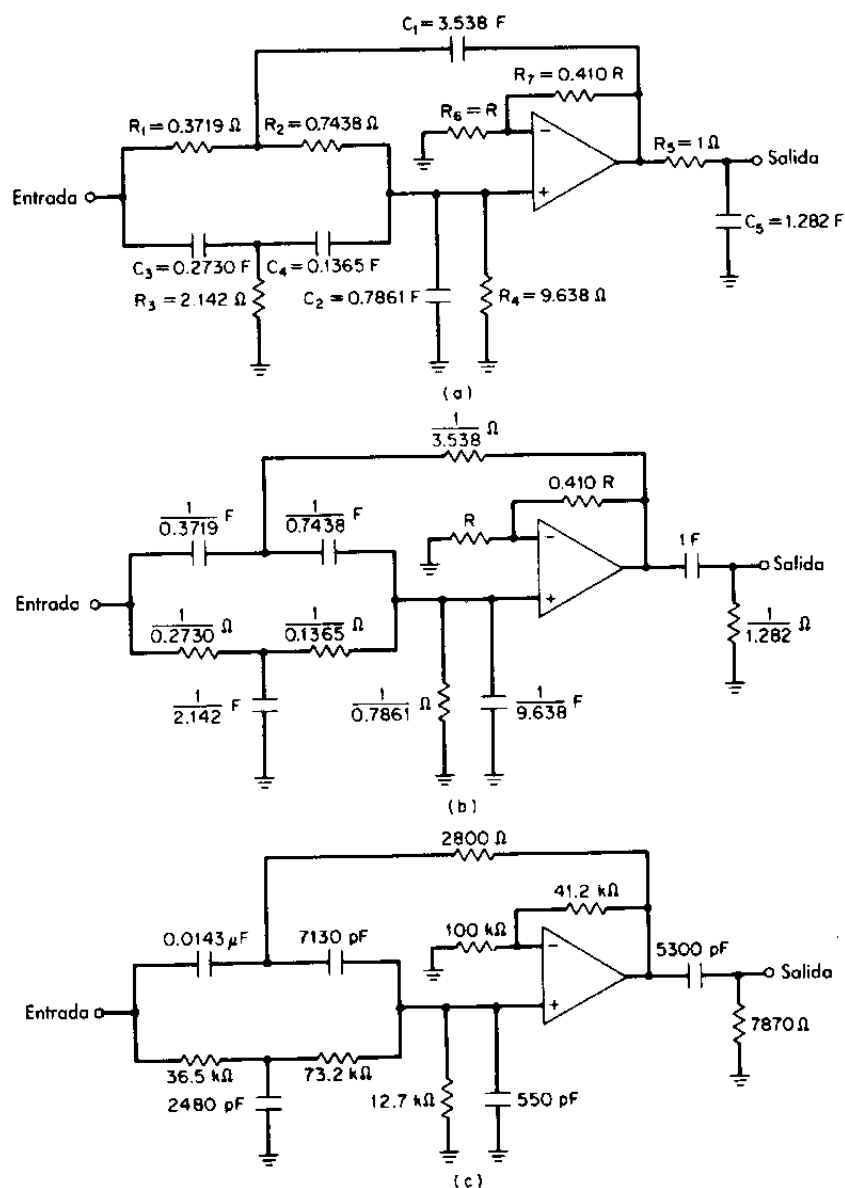


Figura 3-35 Filtro pasaaltos de función elíptica del ejemplo 3-11. (a) Filtro pasabajos normalizado de la tabla 3-9; (b) filtro pasabajos transformado; (c) filtro desnormalizado.

diseñan individualmente de acuerdo con lo estudiado para conectarse después en cascada. Si se desean bandas muy angostas, los filtros activos se diseñan transformando la función de transferencia de un pasabajos en una función de transferencia de pasabanda cuyos

polos de la banda pasante se obtienen mediante la conexión en serie de secciones pasabanda activas.

3-4a Transformación para pasabanda de los polos de pasabajos

Los polos correspondientes a las funciones de transferencia de pasabajos normalizados se tabulan en la sección 3-7. Después de normalizar el requisito de un pasabanda y escoger un orden y tipo de filtro apropiados, los polos del pasabajos normalizados deben ser transformados en polos de pasabanda, lo cual se hace por medio de etapas del tipo activo. Cada polo complejo de pasabajos da lugar a dos pares de polos de pasabanda que requieren dos secciones activas. Un polo real de pasabajos se transformará en un solo par de polos de pasabanda, y sólo necesita una etapa activa.

Cada sección del pasabanda se especifica en términos de la frecuencia central y del factor de selectividad Q , donde

$$Q = \frac{\text{frecuencia de sección central}}{\text{ancho de banda de 3-dB por sección}} \quad (3-33)$$

Para hacer la transformación deberemos primero calcular

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW} \quad (3-34)$$

donde f_0 es la frecuencia central geométrica, calculada a partir del requisito de la banda pasante y del ancho de banda de diseño del filtro. La transformación de banda pasante se realiza como se muestra enseguida.

Polos complejos Los polos complejos tabulados en la sección 3-7 tienen la forma

$$-\alpha \pm j\beta$$

donde α es la parte real y β es la parte imaginaria. Si se conocen los valores de α , β , Q_{bp} y f_0 , se pueden calcular dos juegos de frecuencias centrales y de valores de Q correspondientes a un par de secciones pasabanda, resolviendo las ecuaciones siguientes.

$$C = \alpha^2 + \beta^2 \quad (3-35)$$

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{bp}} \quad (3-36)$$

$$E = \frac{C}{Q_{bp}^2} + 4 \quad (3-37)$$

$$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} \quad (3-38)$$

$$Q = \sqrt{\frac{E + G}{2D^2}} \quad (3-39)$$

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{bp}} \quad (3-40)$$

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1} \quad (3-41)$$

$$f_{ra} = \frac{f_0}{W} \quad (3-42)$$

$$f_{rb} = W f_0 \quad (3-43)$$

Las dos secciones pasabanda resultantes tienen frecuencias de resonancias de valores f_{ra} y f_{rb} y una Q definida por la ecuación 3-39.

Polos reales Un polo real de pasabajos normalizado con un valor tabulado α_0 da por resultado una sección pasabanda única, sintonizada a una frecuencia f_0 , que es la frecuencia central geométrica. La Q de esta sección se obtiene de

$$Q = \frac{Q_{bp}}{\alpha_0} = 10 \quad (3-44)$$

Ganancia de la sección La ganancia de una sola sección pasabanda a la frecuencia central geométrica f_0 está dada por la ecuación

$$A_0 = \frac{A_r}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_0}{f_r} - \frac{f_r}{f_0} \right)^2}} \quad (3-45)$$

donde A_r es la ganancia de la sección a su frecuencia de resonancia, f_r . La ganancia de la sección será siempre menor en f_0 que en f_r , ya que el circuito presenta un pico en f_r (excepto en el caso de polos reales donde $f_r = f_0$, simplificando la ecuación a $A_0 = A_r$). La ganancia compuesta del circuito está determinada por el producto de los valores A_0 de cada sección empleada.

Si la Q de la sección es mayor que 20, la ecuación de la ganancia se puede reducir a

$$A_0 = \frac{A_r}{\sqrt{1 + \left(\frac{2Q \Delta f}{f_r} \right)^2}} \quad (3-46)$$

donde Δf es la separación o diferencia en frecuencia entre f_0 y f_r .

El siguiente ejemplo ilustra el procedimiento de transformación de un pasabanda en un conjunto de polos pasabajos normalizados.

Ejemplo 3-12 Transformación del polo de pasabajos a pasabanda

Calcule las posiciones de los polos y las ganancias de las secciones para un filtro Butterworth pasabanda de $n = 3$, con una frecuencia central (f_0) de

1 000 Hz, un ancho de banda a 3 dB de 100 Hz y una ganancia a media banda de + 30 dB.

Solución

- a) Se obtienen primero las posiciones de los polos normalizados de la tabla 3-1 para un filtro Butterworth pasabajos $n = 3$ y son

$$\begin{aligned} & -0.500 \pm j 0.8660 \\ & -1.000 \end{aligned}$$

- b) Para obtener los polos de pasabanda se debe primero calcular

$$Q_{bp} = \frac{f_0}{BW_{3\text{ dB}}} = \frac{1000 \text{ Hz}}{100 \text{ Hz}} = 10 \quad (3-34)$$

La transformación de polo pasabajo a pasabanda se efectúa como sigue:

Polo complejo

$$\alpha = 0.5000 \quad \beta = 0.8660$$

$$C = \alpha^2 + \beta^2 = 1.000000 \quad (3-35)$$

$$D = \frac{2\alpha}{Q_{bp}} = 0.1000000 \quad (3-36)$$

$$E = \frac{C}{Q_{bp}^2} + 4 = 4.010000 \quad (3-37)$$

$$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} = 4.005010 \quad (3-38)$$

$$Q = \sqrt{\frac{E + G}{2D^2}} = 20.018754 \quad (3-39)$$

$$M = \frac{\alpha Q}{Q_{bp}} = 1.000938 \quad (3-40)$$

$$W = M + \sqrt{M^2 - 1} = 1.044261 \quad (3-41)$$

$$f_{ra} = \frac{f_0}{W} = 957.6 \text{ Hz} \quad (3-42)$$

$$f_{rb} = W f_0 = 1044.3 \text{ Hz} \quad (3-43)$$

Polo real

$$\alpha_0 = 1.0000$$

$$Q = \frac{Q_{bp}}{\alpha_0} = 10 \quad (3-44)$$

$$f_r = f_0 = 1000 \text{ Hz}$$

- c) Dado que se requiere una ganancia a media banda de + 30 dB, se debe distribuir la ganancia equitativamente entre las tres secciones. Cada sección deberá contribuir entonces con + 10 dB de ganancia ($A_0 = 3.162$). La ganancia de la sección a la frecuencia de resonancia f_r se obtiene en la ecuación 3-45 en la siguiente forma:

$$A_r = A_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f_0}{f_r} - \frac{f_r}{f_0} \right)^2} \quad (3-45)$$

Los valores resultantes son

Sección 1

$$f_r = 957.6 \text{ Hz}$$

$$Q = 20.02$$

$$A_r = 6.333$$

Sección 2

$$f_r = 1044.3 \text{ Hz}$$

$$Q = 20.02$$

$$A_r = 6.335$$

Sección 3

$$f_r = 1000.0 \text{ Hz}$$

$$Q = 10.00$$

$$A_r = 3.162$$

La figura 3-36 contiene un diagrama de bloques de las secciones del ejemplo 3-12.

3-4b Sensibilidad

La "sensibilidad" se define como el grado de cambio de una variable dependiente resultante de la variación de una variable independiente. Expresada matemáticamente, la sensibilidad de y con respecto a x está dada por

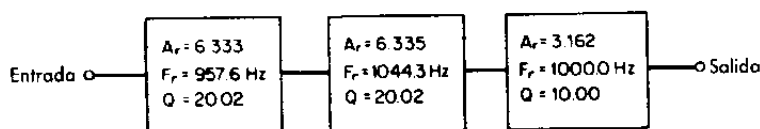


Figura 3-36 Diagrama de bloques de las etapas del filtro del ejemplo 3-12.

$$S_x^y = \frac{\frac{dy}{dx}}{\frac{y}{x}} \quad (3-47)$$

La sensibilidad es un parámetro que se utiliza como figura de mérito para evaluar el cambio en la característica de un filtro, como la frecuencia de resonancia o el valor de Q para un cambio en el valor de un componente de algún parámetro del amplificador. Las desviaciones de los valores de los componentes se deben a las tolerancias, a las fluctuaciones térmicas, a la mala calidad, etc., y provocarán desviaciones en los parámetros del filtro con respecto a los valores de diseño.

Considere, por ejemplo, el caso donde se da el parámetro $S_{R_3}^Q = -5$. Esta convención quiere decir que, para un incremento del 1% en el valor de R_3 , la Q del circuito cambiará en dirección opuesta en un 5%.

La sensibilidad se expresa algunas veces en forma de ecuación como $S_A^Q = 2Q^2$. Esta ecuación indica que la sensibilidad de Q ante la ganancia del amplificador A se incrementará a razón de Q^2 , de modo que para valores de Q grandes la sensibilidad se vuelve inaceptable. En el caso extremo donde Q puede crecer drásticamente ante un pequeño aumento en el valor de un componente, puede llegar a existir una condición de inestabilidad (oscilación). Sin embargo, las configuraciones de filtro susceptibles a la inestabilidad han sido evitadas en este capítulo.

3-4c Configuraciones de pasabanda

Pasabanda de retroalimentación múltiple (MFBP) Una distribución práctica de un par de polos de pasabanda aparece en la figura 3-37. En el diseño se hace uso de un amplificador operacional que funciona en configuración inversora, con varias trayectorias de retroalimentación. El circuito del diagrama es sencillo y se caracteriza por su baja sensibilidad a la tolerancia de las componentes. Los valores de las componentes del circuito de la figura 3-37a fueron calculados como sigue:

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_c C} \quad (3-48)$$

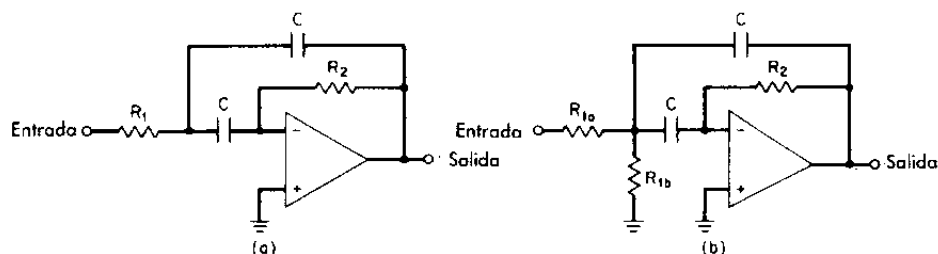


Figura 3-37 Filtro pasabanda de retroalimentación múltiple (MFBP) ($Q < 20$). (a) Circuito básico de MFBP; (b) configuración modificada.

$$R_1 = \frac{R_2}{4Q^2} \quad (3-49)$$

donde el valor de C se escogió arbitrariamente.

La ganancia del circuito en resonancia es de

$$A_r = 2Q^2 \quad (3-50)$$

Por lo tanto, la ganancia del amplificador en lazo abierto en la región de f_r deberá ser mayor que $2Q^2$, de tal manera que la operación del circuito quede regida por los elementos pasivos. Esto ocasiona una limitación en la Q del circuito en un valor que suele ser inferior a 20.

Debido a las ganancias elevadas del lazo cerrado, aun con valores moderados de Q , conviene ejercer control sobre la ganancia del lazo cerrado con objeto de prevenir la sobreexcitación en el amplificador. Esto da lugar al circuito modificado que se presenta en la figura 3-37b. El resistor de entrada se ha dividido en dos resistores, R_{1a} y R_{1b} , que forman un divisor de voltaje por medio del cual se controla la ganancia del circuito. La combinación en paralelo de R_{1a} con R_{1b} permanece igual al valor de R_1 , con objeto de sostener la frecuencia de resonancia.

Los valores de R_{1a} y R_{1b} se calculan a partir de las siguientes ecuaciones

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2A_r} \quad (3-51)$$

$$y \quad R_{1b} = \frac{\frac{R_2}{2}}{2Q^2 - A_r} \quad (3-52)$$

donde A_r es la ganancia de diseño a la frecuencia de resonancia f_r , la cual no puede ser mayor que $2Q^2$.

Las sensibilidades de esta configuración son

$$S_{R_{1a}}^Q = S_{R_{1a}}^{f_r} \frac{A_r}{4Q^2} \quad (3-53)$$

$$S_{R_{1b}}^Q = S_{R_{1b}}^{f_r} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{A_r}{2Q^2} \right) \quad (3-54)$$

$$S_{R_2}^{f_r} = S_C^{f_r} = -\frac{1}{2} \quad (3-55)$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3-56)$$

La ecuación 3-54 da a entender que, para $Q^2/A_r \gg 1$, es posible controlar directamente la frecuencia de resonancia con R_{1b} , de tal manera que puede hacerse variable este elemento si se desea un ajuste en frecuencia.

A pesar de que este circuito produce valores muy diversos de resistores, se recomienda ampliamente para aplicaciones con requisitos de Q muy bajos, por su poca sensibilidad, facilidad de ajuste y sencillez del circuito.

El ejemplo siguiente analiza el diseño de un filtro pasabanda utilizando una configuración del tipo MFBP.

Ejemplo 3-13 Diseño de filtro pasabanda

Diseñe un filtro pasabanda para los valores calculados de frecuencias de resonancia, Q y A_r , del ejemplo 3-12.

Solución

a) Los parámetros del ejemplo anterior fueron:

Sección 1

$$f_r = 957.6 \text{ Hz}$$

$$Q = 20.02$$

$$A_r = 6.333$$

Sección 2

$$f_r = 1044.3 \text{ Hz}$$

$$Q = 20.02$$

$$A_r = 6.335$$

Sección 3

$$f_r = 1000 \text{ Hz}$$

$$Q = 10.00$$

$$A_r = 3.162$$

b) Si se escoge un valor de capacitancia de $0.01 \mu\text{F}$, se puede calcular los elementos de la siguiente manera.

Sección 1

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_r C} = \frac{20.02}{\pi \times 957.6 \times 10^{-8}} = 665.5 \text{ k}\Omega \quad (3-48)$$

$$R_{1a} = \frac{R_2}{2A_r} = \frac{665.5 \times 10^3}{2 \times 6.333} = 52.54 \text{ k}\Omega \quad (3-51)$$

$$R_{1b} = \frac{\frac{R_2}{2}}{2Q^2 - A_r} = \frac{332.8 \times 10^3}{2 \times 20.02^2 - 6.333} = 418 \Omega \quad (3-52)$$

Sección 2

$$R_2 = 610.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{1a} = 48.16 \text{ k}\Omega$$

$$R_{1b} = 384 \Omega$$

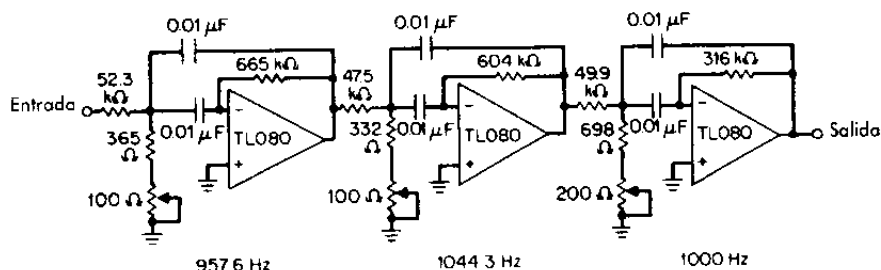


Figura 3-38 Filtro MFBP del ejemplo 3-13.

Sección 31.

$$R_2 = 318.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{1a} = 50.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{1b} = 809 \Omega$$

- c) La figura 3-38 presenta el circuito final. Cada sección se hizo ajustable y se emplearon valores de resistores estándar con tolerancia del 1%. Como la ganancia en lazo abierto en la región de los 1 000 Hz debe ser mayor que $2Q^2$ u 800, resulta adecuado el empleo de un amplificador operacional del tipo TL080.

Pasabanda con doble amplificador (DABP) El circuito pasabanda de la figura 3-39 se caracteriza por su buen funcionamiento y por contar con una Q fácil de obtener, una sensibilidad baja y una gran flexibilidad en comparación con otras configuraciones que utilizan dos amplificadores operacionales.

Los valores de los elementos se calculan como sigue:

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (3-57)$$

$$R_1 = QR \quad (3-58)$$

$$R_2 = R_3 = R \quad (3-59)$$

donde el valor de C se escogió en forma arbitraria (el valor de R' en la figura 3-39 puede escogerse también arbitrariamente), y la ganancia de la sección a f_r se fijó en un valor de dos.

Las sensibilidades del circuito son:

$$S_{R_1}^0 = 1 \quad (3-60)$$

$$S_{R_2}^f = S_{R_3}^f = S_{R_4}^f = S_C^f = -\frac{1}{2} \quad (3-61)$$

$$S_{R_5}^f = \frac{1}{2} \quad (3-62)$$

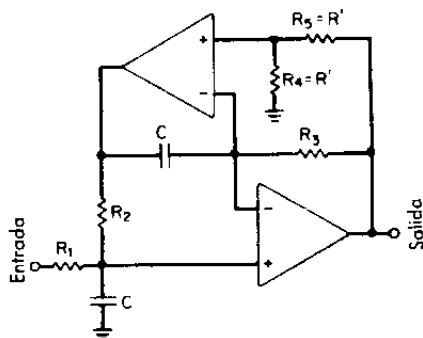


Figura 3-39 Configuración de filtro pasabanda de amplificador doble (DABP) ($Q < 150$).

Los estudios acerca de la sensibilidad han demostrado que, si ambos amplificadores son razonablemente iguales, sólo tendrán lugar pequeñas desviaciones de Q con respecto a los valores de diseño. Por esto se recomiendan los amplificadores operacionales dobles, ya que son sumamente similares entre sí por estar fabricados en una misma pastilla (chip).

Un aspecto interesante de este circuito es el hecho que la Q es directamente proporcional al valor de R_1 y que R_1 no tiene efecto alguno sobre la frecuencia de resonancia. Por tal motivo, haciendo R_1 variable es posible ajustar la Q de cada sección del filtro. Sin embargo, es importante reconocer el hecho de que la respuesta de un filtro pasabanda se ve más afectada por un error en la sintonía que por un porcentaje de error equivalente de la Q , de tal suerte que en la mayor parte de los casos no es necesario ajustar el valor de Q . No obstante, con frecuencia resulta necesario ajustar las resonancias de las secciones, especialmente en el caso de los filtros pasabanda de banda angosta, para evitar que se distorsione la forma de la banda pasante a consecuencia de los errores de sintonía. Se puede ajustar la frecuencia de resonancia de este circuito haciendo variable R_2 .

Dado que cada sección tiene una ganancia fija de dos a una frecuencia f_r , se puede llegar a necesitar una etapa de amplificación adicional si se desean ganancias más elevadas. Si, por el contrario, se desea una reducción de la ganancia, se deberá dividir el resistor R_1 en dos resistores que formen un divisor de voltaje de la manera que se muestra en la figura 3-37b. Los valores resultantes son

$$R_{1a} = \frac{2R_1}{A_r} \quad (3-63)$$

$$y \quad R_{1b} = \frac{R_{1a}A_r}{2 - A_r} \quad (3-64)$$

donde A_r es la ganancia deseada a la frecuencia de resonancia.

La dispersión de los valores de los elementos de una sección de filtro pasabanda del tipo MFBP es igual a $4Q^2$. En cambio, el presente circuito tiene una relación de resistencias determinada por el valor de Q , de manera que la dispersión es mucho menor.

Se ha comprobado que la configuración DABP es muy útil para los diseños que abarcan una amplia gama de las Q y frecuencias. La sensibilidad de los componentes es pequeña, la frecuencia de resonancia y Q son fáciles de ajustar y la dispersión de los elementos es baja.

Configuración de estado variable La configuración de estado variable mostrada en la figura 3-40 tiene excelentes propiedades de sensibilidad y capacidad de controlar en forma independiente la frecuencia de resonancia y la Q . Es especialmente útil en la construcción de filtros activos de precisión del tipo estándar. Algunos fabricantes ofrecen secciones de filtro híbridas, en las cuales la frecuencia y la Q se determinan por medio de resistores externos.

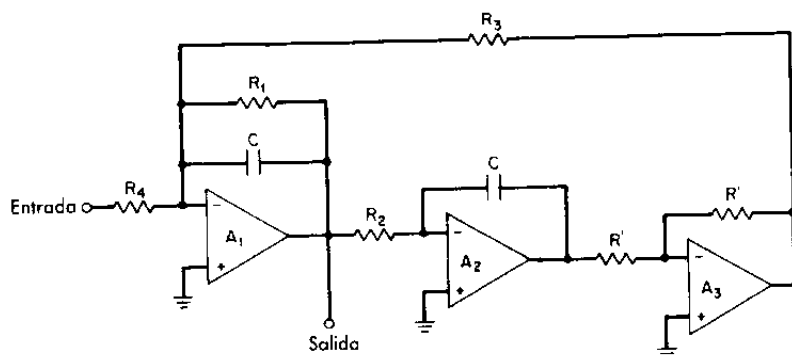


Figura 3-40 Configuración de filtro pasabanda de estado variable ($Q < 200$).

Los valores de los componentes se calculan mediante las ecuaciones siguientes

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_r C} \quad (3-65)$$

$$R_2 = R_3 = \frac{R_1}{Q} \quad (3-66)$$

$$R_4 = \frac{R_1}{A_r} \quad (3-67)$$

donde A_r es la ganancia deseada a la frecuencia de resonancia f_r . R_1 controla la Q y con un R_3 variable es posible ajustar la frecuencia de resonancia. R' puede ser cualquier valor conveniente.

Las sensibilidades del circuito son:

$$S_{R_2}^{f_r} = S_{R_3}^{f_r} = S_{C'}^{f_r} = -\frac{1}{2} \quad (3-68)$$

$$S_{R_1}^Q = 1 \quad (3-69)$$

$$S_{A_0}^Q = \frac{2Q}{A_0} \quad (3-70)$$

donde A_0 es la ganancia del amplificador en lazo abierto a la frecuencia de resonancia f_r . Por lo tanto, de acuerdo con la ecuación 3-70, el valor de Q de la sección está limitado por la ganancia finita del amp op.

Para diseños de Q elevada, el desfase de los amplificadores provocará un efecto denominado "enriquecimiento de Q ", por el cual el valor de la Q real del circuito excede al valor de diseño. Una solución práctica de este inconveniente es hacer variable R_1 . Ajustando el valor de este elemento hasta que la ganancia del circuito sea igual al valor A_r de diseño en la frecuencia de resonancia, la Q quedará restaurada a su valor correcto.

El circuito de estado variable es un filtro de sensibilidad baja muy útil en aplicaciones de precisión. Es posible obtener valores de Q hasta de 200 para un amplio intervalo de frecuencias.

3-5 FILTROS DE RECHAZO DE BANDA

Si el cociente entre la frecuencia de corte superior y la inferior de un rechazo de banda es mayor que una octava, la especificación del filtro puede dividirse en dos requisitos, uno para pasabajos y el otro para un pasaaltos. Por lo tanto, se diseñan filtros individuales utilizando las técnicas vistas previamente para conectar después sus entradas en paralelo y combinar sus salidas de acuerdo con la figura 3-9.

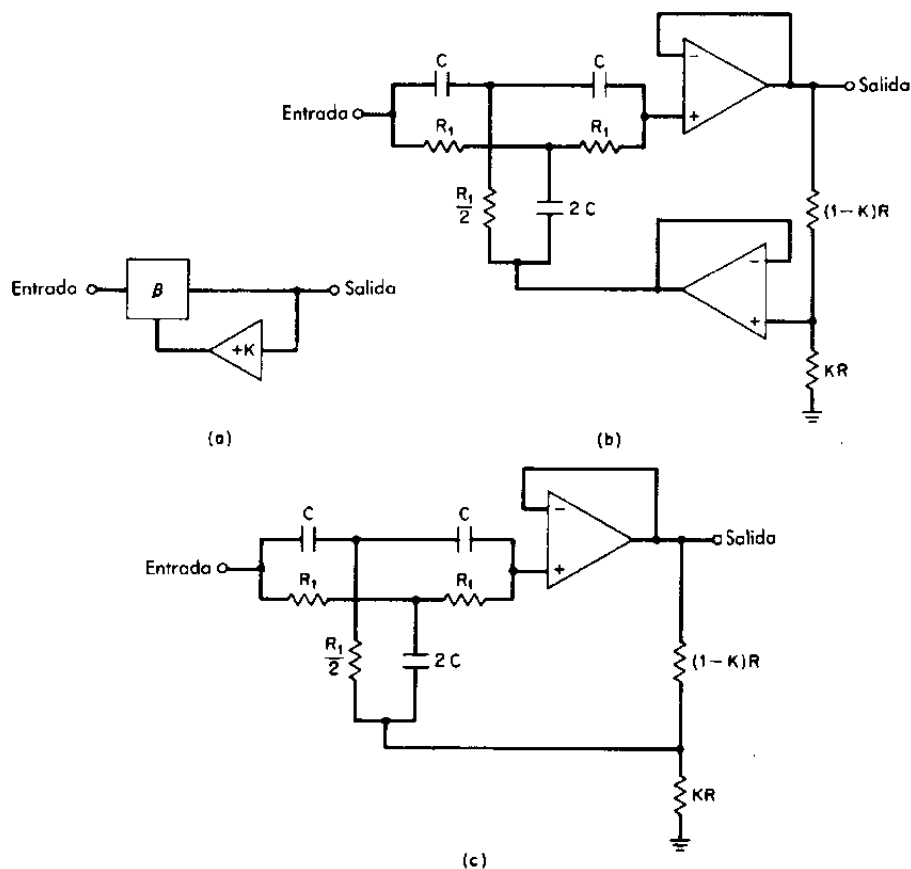


Figura 3-41 Doble T con retroalimentación positiva. (a) Diagrama de bloques; (b) esquema del circuito; (c) configuración simplificada $R_1 \gg (1-K)R$.

3-5a Red ranura de tipo doble T

Una clase de filtros de rechazo de banda son las "redes ranura" (*notch networks*). Son secciones sencillas que se caracterizan por tener una transmisión nula a una frecuencia o banda muy angosta de frecuencias.

Un tipo muy popular de red ranura es la "doble T". Sin embargo, en el caso pasivo, este circuito presenta una Q de sólo $\frac{1}{4}$, de manera que queda muy limitado cuando se desea mayor selectividad. Si se introduce retroalimentación positiva, como se muestra en la figura 3-41, es posible incrementar en forma drástica el valor de Q . Los valores de los elementos del circuito se calculan con las ecuaciones siguientes

$$k = 1 - \frac{1}{4Q} \quad (3-71)$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (3-72)$$

donde tanto C como R son arbitrarios.

La respuesta en frecuencia se observa en la figura 3-42. La atenuación a cualquier ancho de banda está dada por

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{f_0}{Q \times BW_{dB}} \right)^2 \right] \quad (3-73)$$

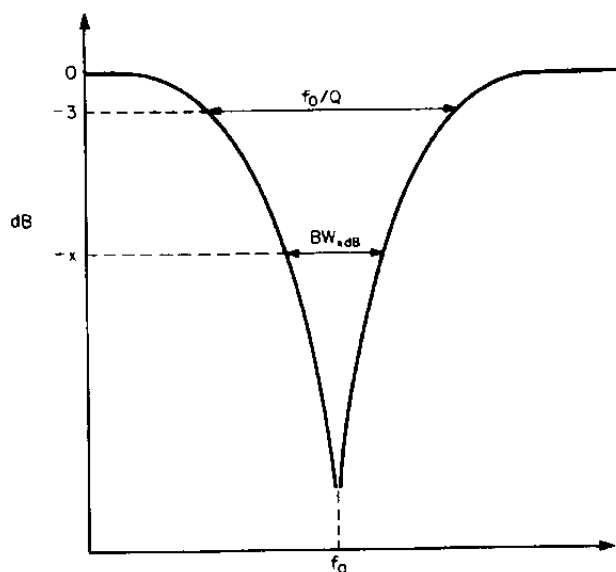


Figura 3-42 Respuesta en frecuencia de una T doble con retroalimentación positiva.

El circuito de la figura 4-41c emplea un amp op menos que la configuración de la figura 3-41b, pero el valor de R_1 deberá ser mucho mayor que $(1 - k)R$, lo que no siempre produce valores deseables.

La ecuación 3-71 puede expresarse también en la forma

$$Q = \frac{1}{4(1 - k)} \quad (3-74)$$

Puesto que el valor de k es muy cercano a la unidad cuando se requieren valores elevados de Q , las desviaciones pequeñas en el valor de k dan por resultado errores muy grandes de Q , de manera que a veces se emplea un potenciómetro para ajustar dicho valor.

3-5b Redes ranura sintonizables

La configuración de doble T no se presta para realizar ajustes con facilidad. Cuando se requieren redes tipo ranura de banda muy angosta, la tolerancia de los componentes puede llegar a ocasionar desintonización excesiva, que puede hacer inservible todo el circuito. Por lo tanto, resulta deseable contar con una red ranura ajustable.

Si se emplea la configuración que aparece en el diagrama de bloques de la figura 3-43, donde $T(s)$ es una sección pasabanda que tiene una ganancia exactamente de +1 a la frecuencia central, existirá una resta entre las señales de entrada y de salida del pasabanda. La salida combinada del amplificador será igual a cero en f_0 y exactamente igual a la señal de entrada a frecuencias lejanas a la frecuencia de resonancia donde la contribución de la sección de pasabanda es despreciable. Se obtiene así una red ranura.

Las tres secciones pasabanda vistas antes se ilustran en la figura 3-44, en la cual con la adición de un amplificador sumador se obtiene una red de tipo ranura. Las partes ajustables de las secciones de pasabanda controlarán ahora la sintonía de la red ranura. Además de poder ajustar la frecuencia de la ranura es posible controlar la Q haciendo variable el elemento apropiado.

Las ecuaciones de diseño para estas secciones pasabanda fueron dadas previamente y no necesitan repetirse. Los parámetros de Q y de la frecuencia de resonancia de la sección de pasabanda determinan directamente la Q y la frecuencia de resonancia de la ranura.

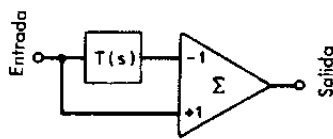


Figura 3-43 Conversión de una sección pasabanda en una red de rechazo de banda.

3-6 CONSIDERACIONES PARA LA SELECCIÓN DEL AMP OP

El tipo de amp op que deberá emplearse depende de la topología del filtro y de los parámetros de diseño del circuito. En muchos casos el amplificador operacional se comporta-

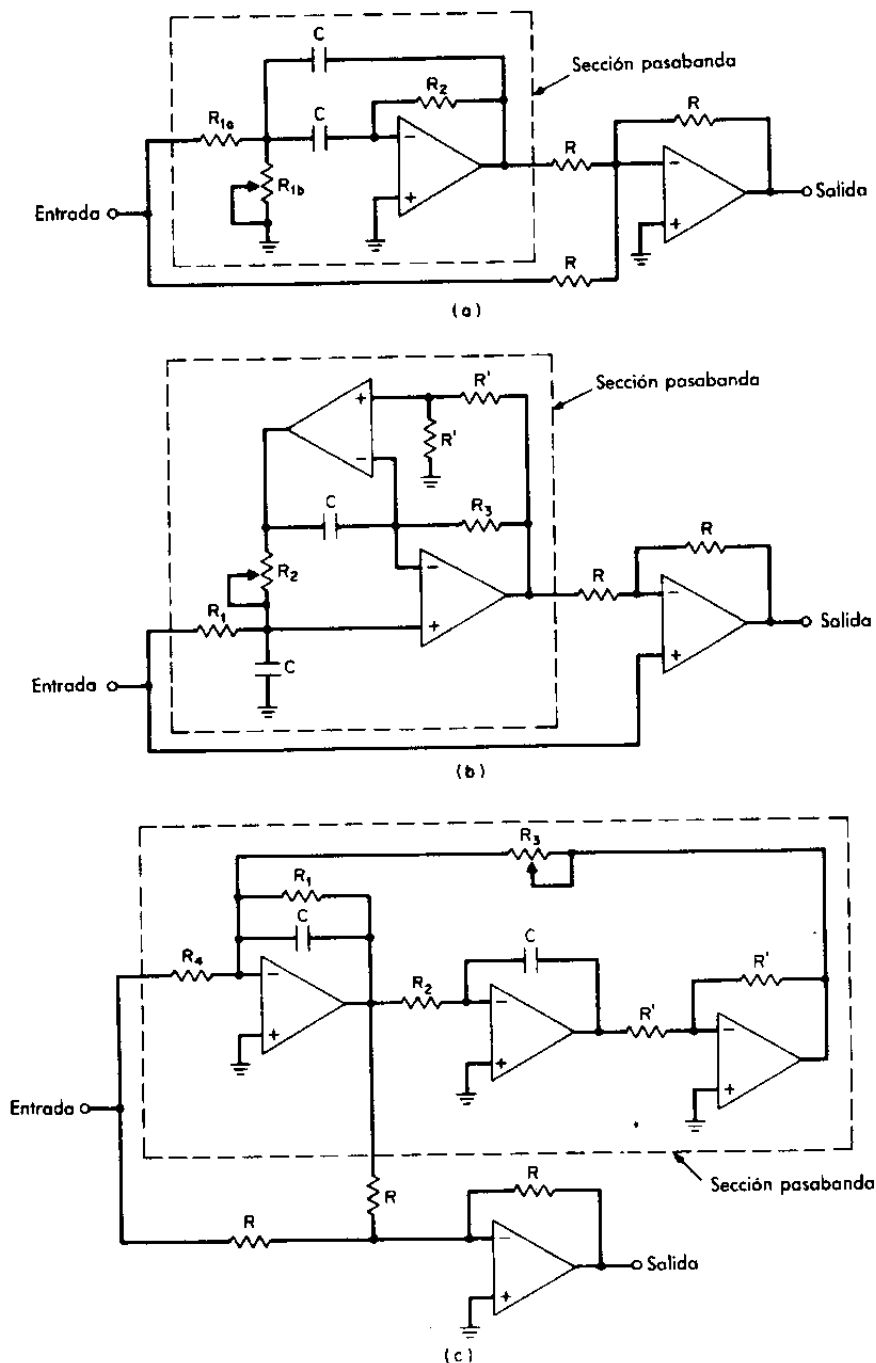


Figura 3-44 Circuitos de ranura ajustables. (a) Sección MFBP ($Q < 20$); (b) sección (DABP) ($Q < 150$); (c) sección de estado variable ($Q < 200$).

rá como un dispositivo ideal, especialmente a bajas frecuencias, a las cuales la ganancia en lazo abierto es muy alta. Para asegurar el éxito de los diseños, el ingeniero debe evaluar con cuidado los requisitos del circuito y escoger un amp op que no llegue a ocasionar desviaciones excesivas con respecto a los valores teóricos de la respuesta en frecuencia.

Los parámetros del operacional son muy importantes dentro de la banda pasante. Una vez que se ha establecido la atenuación mínima de la detención de banda los parámetros del amplificador son de menor importancia.

3-6a Ganancia de lazo abierto

Los requisitos de la ganancia de lazo abierto de un amp op para ser utilizado en un filtro activo se determinan a partir del diseño de la ganancia de lazo cerrado. Los efectos que la ganancia de lazo abierto tiene en la ganancia de lazo cerrado se pueden calcular a partir de la ecuación para un amplificador no inversor.

$$A_c = \frac{A_0}{1 + A_0\beta} \quad (3-75)$$

donde A_0 es la ganancia de lazo abierto a la frecuencia de pasabanda más alta y β es el factor de retroalimentación.

La figura 3-45 muestra el efecto que tiene la ganancia de lazo abierto en el error de ganancia para ganancias de lazo cerrado de 1, 10 y 100. Conforme se aumente la ganancia de lazo abierto, también la precisión en la ganancia aumentará. Una relación de 100:1 de ganancia de lazo abierto entre lazo cerrado es más que suficiente para la mayor parte de los filtros. En muchos casos, una relación de 10:1 dará por resultado una precisión aceptable.

En el caso de las configuraciones de filtro de ganancia unitaria y de filtro de VCVS, se obtienen con facilidad relaciones elevadas de la ganancia de lazo abierto entre la de lazo cerrado. Para la configuración de pasabanda de tipo MFBP la ganancia de lazo abierto deberá ser mayor que $10Q^2$. Para las configuraciones de pasabanda de tipo DABP de

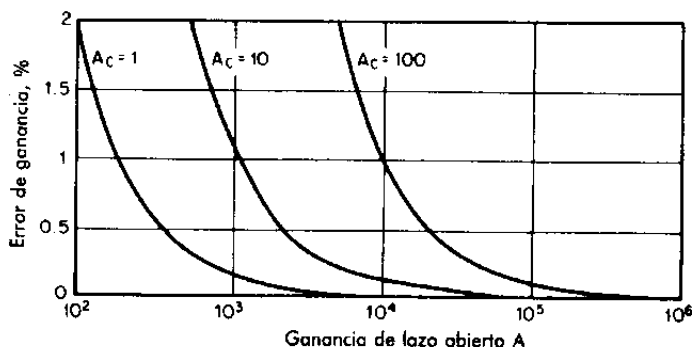


Figura 3-45 Efecto de la ganancia de lazo abierto sobre el error de ganancia.

estado variable, se pueden obtener filtros de precisión con ganancias de lazo abierto de $100Q$. Cuando existan ajustes para sintonía se pueden tolerar ganancias de lazo abierto aún menores.

3-6b Desfase del amplificador

Conforme la ganancia de lazo abierto decaiga con la frecuencia, aumentará el desfase del amplificador. Esto da lugar a un enriquecimiento de Q en los filtros de estado variable, donde un atraso en la fase de salida ocasionará un aumento en la Q del circuito. La nueva Q incrementada puede estimarse como

$$Q' = \frac{Q}{1 + \frac{2Q(f_{3\text{ dB}} - 2f)}{A_0 F_{3\text{ dB}}}} \quad (3-76)$$

donde Q es el valor de diseño de Q , $f_{3\text{ dB}}$ es el punto de ruptura (*break point*) 3 dB, f es la máxima frecuencia de pasabanda de interés y Q' es la Q resultante. Si se calcula un enriquecimiento de Q de más del 5%, se hará necesario un control de ajuste de Q .

El desfase de lazo cerrado de un amplificador se puede estimar a partir de la ecuación

$$\phi_c = \tan^{-1} \frac{f}{\frac{f_{3\text{ dB}}}{1 + A_0\beta}} \quad (3-77)$$

Para las estructuras de filtros pasabajos y pasaaltos del tipo VCVS de las secciones 3-2 y 3-3, el valor de ϕ_c deberá ser menor que 4° en las secciones de segundo orden y menos de 6° en las secciones de tres polos, donde el valor de f es la frecuencia de corte a 3 dB. Los filtros de función elíptica deberán tener menos de 4° de desfaseamiento a la frecuencia de corte.

3-6c Impedancia de entrada y de salida

Las impedancias de entrada y de salida de un amp op no son importantes en el diseño de los filtros activos. Lo más significativo es que la impedancia de entrada sea mucho mayor que el valor máximo del resistor conectado en la entrada y que la impedancia de salida sea menor que el valor mínimo del resistor conectado a la salida.

Si el diseño del filtro activo es tal que su impedancia de entrada es alta con objeto de minimizar los valores de los capacitores, la impedancia de entrada del amp op debe ser bastante grande para evitar errores de carga. En el caso de las configuraciones VCVS no inversoras, la impedancia de entrada se ve favorecida por la retroalimentación negativa, puesto que

$$R_{\text{ent}} = (1 + A_0\beta) R_i \quad (3-78)$$

donde A_0 es la ganancia de lazo abierto, β el factor de retroalimentación y R_i la impedancia de entrada en lazo abierto del amplificador.

Para que la impedancia de entrada sea máxima, se necesita utilizar un dispositivo del tipo JFET. Con estos elementos es posible obtener impedancias de entrada del orden de los $10^{12} \Omega$, de tal manera que puede considerarse ideal en la práctica.

La impedancia de entrada del amplificador se calcula a partir de la expresión

$$R_{sal} = \frac{R_o}{1 + A_0\beta} \quad (3-79)$$

Dado que R_o , la impedancia de salida en lazo abierto es generalmente de 150Ω , los valores de lazo cerrado se encuentran en el nivel de algunos cientos de miliohms en la mayor parte de los casos, lo que en la práctica puede ser despreciado.

3-6d Intervalo dinámico

La fluctuación (valor pico a pico) del voltaje de salida en un filtro activo se encuentra limitada a unos pocos volts respecto del voltaje de alimentación. Tanto la ganancia de la sección como la señal de entrada pueden limitarse con objeto de evitar la sobreexcitación.

Otra consideración, en especial para los filtros pasabanda de banda angosta, es salirse de sintonía de la frecuencia de resonancia para altos valores de voltaje de salida. Esto se debe a la "rapidez de respuesta limitada", que es incapacidad en la etapa de salida para proporcionar una pendiente pronunciada que maneje las fluctuaciones amplias de la salida para frecuencias elevadas.

En el otro extremo, para las bajas frecuencias, el intervalo dinámico se encuentra limitado por el ruido del amplificador. Los filtros pasabanda deberán contar con una ganancia máxima con objeto de tener una razón máxima de señal a ruido en la salida. Esto es importante en las secciones de entrada del filtro.

3-7 TABLAS PARA DISEÑO DE FILTROS

En esta sección están tabulados los valores de los lugares de los polos para los filtros activos pasabajos del tipo Butterworth, Chebyshev, Bessel y de funciones elípticas.

Tabla 3-1 Coordenadas de los polos de los filtros Butterworth

Orden n	Parte real $-\alpha$	Parte imaginaria $\pm j\beta$
2	0.7071	0.7071
3	0.5000	0.8660
	1.0000	
4	0.9239	0.3827
	0.3827	0.9239
5	0.8090	0.5878
	0.3090	0.9511
	1.0000	
6	0.9659	0.2588
	0.7071	0.7071
	0.2588	0.9659
7	0.9010	0.4339
	0.6235	0.7818
	0.2225	0.9749
	1.0000	
8	0.9808	0.1951
	0.8315	0.5556
	0.5556	0.8315
	0.1951	0.9808
9	0.9397	0.3420
	0.7660	0.6428
	0.5000	0.8660
	0.1737	0.9848
	1.0000	
10	0.9877	0.1564
	0.8910	0.4540
	0.7071	0.7071
	0.4540	0.8910
	0.1564	0.9877

Tabla 3-2 Valores de los componentes de los filtros activos Butterworth pasabajos*

Orden n	C_1	C_2	C_3
2	1.414	0.7071	
3	3.546	1.392	0.2024
4	1.082	0.9241	
	2.613	0.3825	
5	1.753	1.354	0.4214
	3.235	0.3090	
6	1.035	0.9660	
	1.414	0.7071	
	3.863	0.2588	
7	1.531	1.336	0.4885
	1.604	0.6235	
	4.493	0.2225	
8	1.020	0.9809	
	1.202	0.8313	
	1.800	0.5557	
	5.125	0.1950	
9	1.455	1.327	0.5170
	1.305	0.7661	
	2.000	0.5000	
	5.758	0.1736	
10	1.012	0.9874	
	1.122	0.8908	
	1.414	0.7071	
	2.202	0.4540	
	6.390	0.1563	

*Tomado del "Electronics", agosto 18, 1969, McGraw-Hill, Inc., 1969.

Tabla 3-3 Coordenadas de los polos de los filtros Chebyshev de 0.1 dB

Orden n	Parte real $-\alpha$	Parte imaginaria $\pm j\beta$
2	0.6104	0.7106
3	0.3490	0.8684
	0.6979	
4	0.2177	0.9254
	0.5257	0.3833
5	0.3842	0.5884
	0.1468	0.9521
	0.4749	
6	0.3916	0.2590
	0.2867	0.7077
	0.1049	0.9667
7	0.3178	0.4341
	0.2200	0.7823
	0.0785	0.9755
	0.3528	
8	0.3058	0.1952
	0.2592	0.5558
	0.1732	0.8319
	0.06082	0.9812
9	0.2622	0.3421
	0.2137	0.6430
	0.1395	0.8663
	0.04845	0.9852
	0.2790	

Tabla 3-4 Coordenadas de los polos de los filtros Chebyshev de 0.5 dB

Orden n	Parte real $-\alpha$	Parte imaginaria $\pm j\beta$
2	0.5129	0.7225
3	0.2683	0.8753
	0.5366	
4	0.3872	0.3850
	0.1605	0.9297
5	0.2767	0.5902
	0.1057	0.9550
	0.3420	
6	0.2784	0.2596
	0.2037	0.7091
	0.07459	0.9687
7	0.2241	0.4349
	0.1550	0.7836
	0.05534	0.9771
	0.2487	
8	0.2144	0.1955
	0.1817	0.5565
	0.1214	0.8328
	0.04264	0.9824
9	0.1831	0.3425
	0.1493	0.6436
	0.09743	0.8671
	0.03383	0.9861
	0.1949	

Tabla 3-5 Valores de los componentes de los filtros activos
Chebyshev pasabajos de 0.1 dB*

Orden n	C_1	C_2	C_3
2	1.638	0.6955	
3	6.653	1.825	0.1345
4	1.900	1.241	
	4.592	0.2410	
5	4.446	2.520	0.3804
	6.810	0.1580	
6	2.553	1.776	
	3.487	0.4917	
	9.531	0.1110	
7	5.175	3.322	0.5693
	4.546	0.3331	
	12.73	0.08194	
8	3.270	2.323	
	3.857	0.6890	
	5.773	0.2398	
	16.44	0.06292	
9	6.194	4.161	0.7483
	4.678	0.4655	
	7.170	0.1812	
	20.64	0.04980	
10	4.011	2.877	
	4.447	0.8756	
	5.603	0.3353	
	8.727	0.1419	
	25.32	0.04037	

* Tomado del "Electronics", agosto 18, 1969, McGraw-Hill, Inc., 1969.

Tabla 3-6 Valores de los componentes de los filtros activos
Chebyshev pasabajos de 0.5 dB*

Orden n	C_1	C_2	C_3
2	1.950	0.6533	
3	11.23	2.250	0.0895
4	2.582	1.300	
	6.233	0.1802	
5	6.842	3.317	0.3033
	9.462	0.1144	
6	3.592	1.921	
	4.907	0.3743	
	13.40	0.07902	
7	7.973	4.483	0.4700
	6.446	0.2429	
	18.07	0.05778	
8	4.665	2.547	
	5.502	0.5303	
	8.237	0.1714	
	23.45	0.04409	
9	9.563	5.680	0.6260
	6.697	0.3419	
	10.26	0.1279	
	29.54	0.03475	
10	5.760	3.175	
	6.383	0.6773	
	8.048	0.2406	
	12.53	0.09952	
	36.36	0.02810	

* Tomado del "Electronics", agosto 18, 1969, McGraw-Hill, Inc., 1969.

Tabla 3-7 Coordenadas de los polos de los filtros Bessel

Orden n	Parte real $-\alpha$	Parte imaginaria $\pm j\beta$
2	1.1030	0.6368
3	1.0509	1.0025
4	1.3270	
5	1.3596	0.4071
6	0.9877	1.2476
7	1.3851	0.7201
8	0.9606	1.4756
9	1.5069	
10	1.5735	0.3213
11	1.3836	0.9727
12	0.9318	1.6640
13	1.6130	0.5896
14	1.3797	1.1923
15	0.9104	1.8375
16	1.6853	
17	1.7627	0.2737
18	0.8955	2.0044
19	1.3780	1.3926
20	1.6419	0.8253
21	1.8081	0.5126
22	1.6532	1.0319
23	1.3683	1.5685
24	0.8788	2.1509
25	1.8575	

Tabla 3-8 Valores de los componentes de los filtros activos Bessel pasabajos

Orden n	C_1	C_2	C_3
2	0.9066	0.6800	
3	1.423	0.9880	0.2538
4	0.7351	0.6746	
5	1.012	0.3900	
6	1.010	0.8712	0.3095
7	1.041	0.3100	
8	0.6352	0.6100	
9	0.7225	0.4835	
10	1.073	0.2561	
11	0.8532	0.7792	0.3027
12	0.7250	0.4151	
13	1.100	0.2164	
14	0.5673	0.5540	
15	0.6090	0.4861	
16	0.7257	0.3590	
17	1.116	0.1857	
18	0.7564	0.7070	0.2851
19	0.6048	0.4352	
20	0.7307	0.3157	
21	1.137	0.1628	
22	0.5172	0.5092	
23	0.5412	0.4682	
24	0.6000	0.3896	
25	0.7326	0.2792	
26	1.151	0.1437	

Tabla 3-9 Valores de los componentes de los filtros pasabajos de función elíptica

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	K	Ganancia	α	β	ω_c
$N = 3 \quad R_{dB} = 0.28 \text{ dB}$															
$\Omega_c = 9.5668$ $A_{min} = 71.10$	0.3369	0.6738	21.02	94.57	1.000	3.9010	0.8670	0.0278	0.0139	1.3400	1.2480	1.2350	0.3693 0.7465	1.0790	11.03
$\Omega_c = 6.3925$ $A_{min} = 60.50$	0.3413	0.6826	9.4920	42.72	1.0000	3.8510	0.8558	0.0616	0.0308	1.3320	1.2680	1.2380	0.3663 0.7505	1.0800	7.3700
$\Omega_c = 4.4454$ $A_{min} = 50.86$	0.3499	0.6998	4.6920	21.11	1.0000	3.7580	0.8350	0.1245	0.0623	1.3180	1.3070	1.2450	0.3604 0.7585	1.0820	5.1170
$\Omega_c = 2.9238$ $A_{min} = 39.48$	0.3719	0.7438	2.1420	9.6380	1.0000	3.5380	0.7861	0.2730	0.1365	1.2820	1.4100	1.2630	0.3449 0.7801	1.0860	3.3500
$\Omega_c = 2.1301$ $A_{min} = 30.44$	0.4069	0.8137	1.2290	5.5330	1.0000	3.2390	0.7198	0.4764	0.2382	1.2210	1.5780	1.2930	0.3191 0.8188	1.0920	2.4230
$\Omega_c = 1.5557$ $A_{min} = 20.58$	0.4739	0.9479	0.7490	3.3710	1.0000	2.7970	0.6215	0.7865	0.3933	1.0930	1.9270	1.3550	0.2643 0.9142	1.1000	1.7420
$N = 5 \quad R_{dB} = 0.28 \text{ dB}$															
$\Omega_c = 2.3662$ $A_{min} = 71.71$	0.3457	0.6913	6.2320	28.04	1.0000	5.7850	1.2860	0.1426	0.0713	2.2240	1.0990	1.0600	0.3410 0.1176	0.6681	3.9010
$\Omega_c = 1.8871$ $A_{min} = 60.51$	0.4258	0.8515	1.0230	4.6060	1.0000	3.6830	0.8185	0.4321	0.2160	2.1400	1.7820	1.5160	0.1176 0.4497	1.0320	2.4770
$\Omega_c = 1.4454$ $A_{min} = 50.86$	0.3544	0.7089	3.7330	16.80	1.0000	5.5190	1.2260	0.2329	0.1164	2.1400	1.1460	1.0770	0.3386 0.1091	0.6879	3.0480
$\Omega_c = 1.1111$ $A_{min} = 40.00$	0.4258	0.8515	1.0230	4.6060	1.0000	3.3970	0.7548	0.6280	0.3140	2.1400	1.9500	1.5260	0.1091 0.4673	1.0310	1.9690

$\Omega_c = 1.5557$ $A_{\min} = 50.10$	0.3685 0.4698	0.7370 0.9396	2.3300 0.7651	10.48 3.4430	5.1420 3.0860	1.1420 0.6858	0.3615 0.8422	0.1807 0.4211	1.2200 2.1730	1.1040 1.5420	0.3339 0.0970	0.7177 1.0300	2.4380 1.6170
$\Omega_c = 1.3054$ $A_{\min} = 39.17$	0.3942 0.5280	0.7884 1.0560	1.4390 0.6027	6.4770 2.7120	4.5720 2.7570	1.0150 0.6127	0.5564 1.0730	0.2782 0.5368	1.3600 2.4790	1.1490 1.5650	0.3226 0.0786	0.7673 1.0270	1.9480 1.3480
$\Omega_c = 1.2361$ $A_{\min} = 35.21$	0.4078 0.5509	0.8157 1.1010	1.2160 0.5627	5.4740 2.5320	4.3170 2.6480	0.9592 0.5884	0.6433 1.1520	0.3216 0.5761	1.4350 2.6040	1.1730 1.5750	0.3154 0.0704	0.7915 1.0250	1.8020 1.2730
$\Omega_c = 1.1666$ $A_{\min} = 30.46$	0.4284 0.5781	0.8568 1.1560	1.0010 0.5249	4.5070 2.3620	3.9820 2.5310	0.8848 0.5624	0.7570 1.2380	0.3785 0.6194	1.5510 2.7560	1.2070 1.5890	0.3031 0.0595	0.8255 1.0230	1.6470 1.1960
$N = 7 \quad R_{dB} = 0.28 \text{ dB}$													
$\Omega_c = 1.3902$ $A_{\min} = 70.19$	0.3493 0.4277	0.6986 0.8555	4.8560 1.0060	21.85 4.5310	7.0290 3.9490	1.5620 0.8777	0.2247 0.7458	0.1123 0.3729	1.0870 1.8440	1.0370 1.4370	0.2882 0.1530	0.5386 0.8746	2.7890 1.6680
$\Omega_c = 1.3250$ $A_{\min} = 65.79$	0.4407 0.5221	0.8815 1.0440	0.9119 0.6146	4.1030 2.7650	3.8030 2.8340	0.8452 0.6297	0.8170 1.0700	0.4085 0.5350	1.9130 2.5250	1.4460 1.6120	0.1478 0.0418	0.8825 1.0120	1.5760 1.3470
$\Omega_c = 1.2521$ $A_{\min} = 60.18$	0.4595 0.5449	0.9189 1.0890	0.8095 0.5723	3.6430 2.5750	6.5180 3.6080	1.4480 0.8018	0.3149 0.9102	0.1574 0.4551	1.1360 2.0130	1.0590 1.4610	0.2932 0.1399	0.5731 0.8909	2.3910 1.4710
$\Omega_c = 1.2062$ $A_{\min} = 56.12$	0.4745 0.5615	0.9490 1.1230	0.7470 0.5468	3.3620 2.4610	6.2720 3.4630	1.3940 0.7696	0.3608 0.9777	0.1804 0.4888	1.1630 2.0950	1.0700 1.4720	0.2952 0.1333	0.5908 0.9030	2.2480 1.4030
$\Omega_c = 1.1547$ $A_{\min} = 50.86$	0.4958 0.5825	0.9916 1.1650	0.6782 0.5195	3.0520 2.3380	6.0800 3.2740	1.2040 0.5866	0.6024 1.2040	0.6024 1.2040	2.7310 2.8430	1.6210 1.6270	0.0346 0.4030	1.0110 1.0100	1.2230 1.1680
$\Omega_c = 1.1000$ $A_{\min} = 45.25$	0.5080 0.5960	1.0160 1.1900	0.6000 0.4500	2.7120 2.0000	5.7120 3.0000	1.1000 0.4500	0.5000 0.4500	0.4500 0.4500	2.5710 2.6840	1.6170 1.6170	0.3889 0.3726	1.0120 1.0120	1.2710 1.2710
$\Omega_c = 1.0500$ $A_{\min} = 40.74$	0.5190 0.6070	1.0300 1.2040	0.5625 0.4125	2.5320 1.8120	5.5190 2.8190	1.0300 0.4125	0.4297 0.4125	0.4125 0.4125	2.4180 2.5320	1.5880 1.6270	0.2974 0.1234	0.6177 0.9157	2.0780 1.3230
$\Omega_c = 1.0000$ $A_{\min} = 36.25$	0.5290 0.6160	1.0400 1.2140	0.5249 0.3749	2.3620 1.6420	5.2900 2.6000	0.5249 0.3749	1.2700 0.6349	0.6349 0.6349	2.8430 2.9570	1.6270 1.6270	0.0302 0.4252	1.0100 1.0100	1.1680 1.1680

BIBLIOGRAFÍA

- Huelsman, L.P.: *Theory and Design of Active RC Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1968.
- Thomas, L.C.: "The Biquad: Part I—Some Practical Design Considerations," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, CT-18, May 1971, pp. 350-357.
- Williams, A.B.: *Active Filter Design*, Artech House, Dedham, Mass., 1975.
- _____: *Electronic Filter Design Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1981.
- _____: "Design Active Elliptic Filters Easily from Tables," *Electronic Design*, 19, No. 21, October 14, 1971, pp. 76-79.
- Zverev, A.I.: *Handbook of Filter Synthesis*, Wiley, New York, 1967.

Índice

- Amplificador antilogarítmico, 101
- Amplificadores:
 - antilogarítmico, 101
 - inversor, 2
 - no inversor, 3
- Amplificadores diferenciales, 20 a 21
- Amplificadores para instrumentación, 22 a 25
- Amplificador operacional ideal, 1 a 5
- Amp op (amplificador operacional):
 - ampliación del ancho de banda, 33
 - ancho de banda, 15
 - compensación en frecuencia, 1
 - desbalances de, 10
 - desplazamiento de fase, 162
 - diferencial, 20 a 22
 - errores, 7 a 18
 - estabilidad, 15 a 18
 - fuerza de alimentación con terminación sencilla, 34
 - ganancia de lazo abierto, 163
 - glosario, 5 a 6
 - ideal, 1 a 5
 - impedancia, 9, 162
 - instrumentación, 22
 - intervalo dinámico, 163
 - margen de fase y de ganancia, 16
 - rapidez de respuesta, 12
 - rechazo de fuerza de alimentación, 13
 - rechazo en modo común, 13
 - retroalimentación con tres resistores, 20
 - ruido, 13
 - selección de, 35, 41
 - como sumadores, 18, 19
- Características temporales de los filtros, 119
- Circuito de función raíz cuadrada, 58, 59
- Conformadores senoidales, 79
- Convertidores A/D, 91
- Convertidores de frecuencia a voltaje, 93 a 96
- Convertidores de voltaje a frecuencia, 89 a 93
- Demoduladores, 67 a 70
- Detector de AM, 68
- Detectores de fase, 70, 71
- Diferenciador, 27
- División (circuito de función), 58
- Doble T, red, 158, 159
- Escalamiento en frecuencia, 109
- Escalamiento en impedancia, 109
- Filtro pasabanda:
 - banda ancha, 113
 - banda angosta, 113
 - configuración DABP (pasabanda con doble amplificador), 154
 - configuración MFBP (pasabanda de retroalimentación múltiple), 151
 - de estado variable, 155
 - normalización, 116
 - polos complejos, 147
 - transformación, 147 a 151
- Filtro de rechazo de banda, 117
- redes ranura de doble T, 158, 159
- redes ranura sintonizables, 159
- Filtros de función elíptica:
 - método de diseño, 137 a 138
 - pasabajos, 138
 - respuesta, 129, 131
- Filtros pasaaltos:
 - de función elíptica, 144 a 145
 - normalización, 112, 113
 - todos polos, 142 a 144
- Filtros pasabajos:
 - configuración de ganancia unitaria, 132
 - escalamiento, 109
 - normalización, 111, 112
 - todos polos, 131 a 136
 - VCVS con configuración de capacitor uniforme, 134
- Fuente de alimentación, rechazo de, 13
- Fuentes de corriente, 28
 - bipolares, 30
 - flotantes, 31
 - unipolares, 29
- Generación de AM, 88, 89
- Generación de FM, 85
- Generador de diente de sierra, 87
- Generadores de formas de onda, 71 a 89
- Integrador ideal, 25, 26
- Moduladores, 63 a 67
- Multiplicadores:

172 **ÍNDICE**

- ajuste, 60
- análisis de, 54
- de cuatro cuadrantes, 54
- división, 58
- Gilbert, 55
- modulador, 61
- raíz cuadrada, 59
- wattímetro, 62
- Multiplificador Gilbert, 55
- Osciladores, 73
 - corriente constante, 73
 - multivibrador, 76
- Oscilador generador de onda senoidal, 82
- Q (factor de selectividad), 116
- Rechazo en modo común, 13
- Rectificador ideal, 98
- Rectificador, precisión del, 97
- Respuesta Bessel, 129
- Respuesta Butterworth, 119
- Respuesta Chebyshev, 122
- Selección de filtros, 107
- Sensibilidad de los filtros activos, 150
- Sumadores, amplificadores operacionales como,
18, 19

SERIE DE CIRCUITOS INTEGRADOS

AMPLIFICADORES

OPERACIONALES

Teoría y sus aplicaciones

- Forma parte de la serie **Circuitos integrados**.
- Permite una rápida selección del circuito más adecuado para un diseño específico.
- Presenta diagramas de selección de dispositivos para hacer una rápida comparación de los diferentes circuitos integrados pertenecientes a la misma familia.
- Es una guía orientada a las aplicaciones, con los siguientes temas: Amplificadores operacionales, circuitos de función, diseño de filtros activos mediante amplificadores operacionales.
- Ofrece muchas configuraciones de circuitos recomendados.
- Incluye abundantes ejemplos de diseño de circuitos integrados.
- Evita el empleo de matemáticas superiores.
- Escrito por especialistas en los diversos tipos de circuitos.

