

UNIVERSIDAD DE



VALLADOLID

E.T.S.I. TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN

Análisis, diseño y caracterización de filtros activos implementados mediante el circuito integrado UAF42

Autor:

Dña. Raquel Pérez García

Tutor:

D. Luis Quintanilla Sierra

Valladolid, 24 de Enero de 2018





TÍTULO: Análisis, diseño y caracterización de filtros activos implementados mediante el circuito integrado UAF42

AUTOR: Dña. Raquel Pérez García

TUTOR: D. Luis Quintanilla Sierra

DEPARTAMENTO: Departamento de Electricidad y Electrónica

TRIBUNAL

PRESIDENTE: Dña. Lourdes Enríquez Giraudo

VOCAL: Dña. Ruth Pinacho Gómez

SECRETARIO: D. Luis Quintanilla Sierra

SUPLENTE: D. Emiliano Rubio García

SUPLENTE: D. Héctor García García





Resumen

El Proyecto lleva a cabo el análisis detallado de filtros activos implementados mediante el circuito integrado UAF42 el cual presenta una topología de filtro de estado variable. A continuación, se realiza el diseño de dos filtros concretos de acuerdo con sus correspondientes especificaciones: un filtro pasa banda con una frecuencia central en el rango de las decenas de kHz y un filtro de rechazo de banda a una frecuencia arbitraria de 562 Hz. Estos filtros se montarán experimentalmente y se caracterizarán en el laboratorio.

Objetivos

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es el análisis, diseño, montaje y caracterización de filtros activos basados en el circuito integrado UAF42 que presenta una topología de filtro de estado variable.

Se ha realizado una revisión bibliográfica de las posibles arquitecturas para la implementación de filtros activos: Sallen and Key, Multifeedback, Estado Variable y Biquad. También consideramos otras soluciones basadas en filtros de capacidades conmutadas. En nuestro caso, hemos elegido una topología de estado variable por la ventaja de proporcionar simultáneamente las distintas respuestas en frecuencia en distintos nodos del circuito.

Se han considerado dos casos concretos de aplicación del filtro activo en el ámbito de la modificación y manipulación de formas de onda. En primer lugar, diseñaremos e implementaremos diferentes filtros paso banda con frecuencias centrales de 1 kHz, 10 kHz, 50 kHz y 80 kHz con dos valores diferentes del factor de calidad del filtro; compararemos los resultados y extraeremos las conclusiones pertinentes. En segundo lugar, realizaremos un filtro rechaza banda para una frecuencia elegida arbitrariamente.

Estructura

Este Trabajo se encuentra estructurado en cuatro capítulos.

El capítulo 1 es una breve introducción de los filtros activos, se discuten las diferentes soluciones existentes para su implementación y se describen las principales arquitecturas. Además, se recogen las especificaciones del circuito integrado UAF42, junto con el funcionamiento básico del programa de diseño que proporciona el distribuidor: el programa FILTER42. Finalmente, en este capítulo se recogen otras opciones para el diseño de filtros activos basadas en capacidades conmutadas.

El capítulo 2 se centra en el análisis de la estructura interna del circuito integrado UAF42 donde se consideran los diferentes bloques básicos que lo constituyen: el bloque integrador y el bloque sumador/restador. Se han obtenido analíticamente las respuestas en frecuencia de los diferentes filtros que se pueden obtener utilizando este integrado: filtro paso bajo, paso banda, paso alto y rechazo banda.

En el capítulo 3 se diseñan e implementan filtros con dos valores del factor de calidad para distintas frecuencias dentro del rango de las decenas de kHz (1 kHz, 10 kHz, 50 kHz y 80 kHz). También se implementa un filtro rechaza banda a una frecuencia arbitraria (562 Hz).

Por último, en el capítulo 4 se presentarán las conclusiones obtenidas tras la realización de este Trabajo Fin de Grado, así como posibles líneas de trabajo futuras.

Índice

Índice de Figuras.....	9
Índice de Tablas.....	14
Capítulo 1: Introducción.....	16
❖ Filtros activos.....	16
▪ Motivación y arquitectura.....	16
○ Filtros Sallen and Key.....	17
○ Filtros Multifeedback (MFB).....	20
○ Filtros de estado variable (State Variable, SV).....	22
○ Filtros biquad o filtros universales.....	24
❖ Circuito integrado UAF42.....	25
▪ Especificaciones del circuito integrado UAF42.....	25
▪ Programa de diseño: Filter 42.....	29
❖ Otras opciones para el diseño de filtros activos.....	32
▪ LTC1068.....	33
▪ LTC1562-2.....	35
▪ LTC1060.....	36
Capítulo 2: Análisis de la estructura interna del integrado UAF42. Respuesta en frecuencia.....	38
❖ Bloque integrador.....	38
❖ Bloque sumador/restador.....	39
Capítulo 3: Diseño, implementación y caracterización de dos filtros activos para la manipulación de formas de onda.....	45
❖ Diseño filtro paso banda en el rango de los kHz.....	45



▪ Factor de calidad $Q=2$	45
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=1$ kHz...	45
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=10$ kHz..	51
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=50$ kHz..	56
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=80$ kHz..	60
▪ Factor de calidad $Q=5$	66
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=1$ kHz... ..	66
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=10$ kHz..	70
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=50$ kHz..	74
Filtro paso banda con frecuencia central de $f_o=80$ kHz..	78
❖ Diseño e implementación de un filtro rechazo banda para la frecuencia de 562 Hz.....	83
Capítulo 4: Conclusiones y líneas de trabajo futuras.....	88
Bibliografía.....	90
Apéndices.....	93
❖ Apéndice 1: UAF42 Universal Active Filter.....	93
❖ Apéndice 2: Filter Design Program for the UAF42 Universal Active Filter.....	99
❖ Apéndice 3: Estructura interna del circuito integrado que utiliza el generador de funciones.....	115



Índice de figuras

Figura 1: Filtro Sallen-Key básico (Paso-Bajo), junto con su función de transferencia.....	18
Figura 2: Filtro Sallen-Key básico (Paso-Alto), junto con su función de transferencia.....	19
Figura 3: Filtro Sallen and Key básico (Paso-Banda), junto con su función de transferencia.....	19
Figura 4: Filtro Sallen and Key básico (Rechazo-Banda).....	20
Figura 5: Filtro multifeedback básico, junto con su función de transferencia...	21
Figura 6: Filtro multifeedback (Paso Bajo), junto con su función de transferencia.....	21
Figura 7: Filtro multifeedback (Paso Alto), junto con su función de transferencia.....	21
Figura 8: Filtro multifeedback (Paso Banda), junto con su función de transferencia.....	22
Figura 9: Filtro de estado variable.	23
Figura 10: Filtro biquad, junto con dos de sus funciones de transferencia.....	24
Figura 11: Sintetización de la respuesta rechazo banda.....	25
Figura 12: Universal Active Filter UAF42.....	26
Figura 13: Filtro de tiempo continuo.....	26
Figura 14: Encapsulado UAF42AP.....	27
Figura 15: Encapsulado UAF42AU.....	28
Figura 16. Información de cada encapsulado.....	28
Figura 17. Pantalla inicial del programa de diseño FILTER42.....	30
Figura 18: Parámetros respuesta Lowpass/ Highpass.....	30
Figura 19: Parámetros respuesta Bandpass.....	31
Figura 20: Parámetros respuesta Notch.....	31
Figura 21: Filtro paso bajo con dos polos.....	32
Figura 22: Filtro de capacidades conmutadas.....	33
Figura 23: Diagrama de bloques LTC1068.....	33



Figura 24: Conexiones básicas del LTC1562-2 para implementar un filtro paso bajo.....	35
Figura 25: Bloque básico para respuesta paso alto y paso banda del integrado LTC 1562-2.....	36
Figura 26: Diagrama de bloques del LTC1060.....	36
Figura 27: Filtro Activo Universal UAF42.....	38
Figura 28: Integrador básico.....	38
Figura 29: Circuito sumador/restador.....	39
Figura 30: Circuito sumador/restador etapa no inversora.....	40
Figura 31: Divisor de tensión V_+	40
Figura 32. Respuestas filtro paso bajo, filtro paso banda, filtro paso alto, (a) filtro notch paso bajo, (b) notch simetrico y (c) notch paso alto.....	44
Figura 33: Implementación filtro paso banda $f_o = 1$ kHz.....	46
Figura 34: Resumen implementación con esquema PP1.....	46
Figura 35: Configuración UAF42 PP1 filtro paso banda $f_o = 1$ kHz ($R_{F1} = R_{F2} = 158$ k Ω y $R_Q = 24,9$ k Ω).....	47
Figura 36: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 1$ kHz.....	47
Figura 37: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_o = 1$ kHz y amplitud 100 mVp-p; Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_o = 1$ kHz dominio del tiempo.....	48
Figura 38: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	49
Figura 39: Señal de salida del filtro paso banda $f_o = 1$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	49
Figura 40: Implementación filtro paso banda $f_o = 10$ kHz.....	51
Figura 41: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 10$ kHz.....	52
Figura 42: Señal de salida en el dominio de la frecuencia correspondiente a un tono puro usado como señal de entrada cuya frecuencia se barre desde 1 kHz hasta 25 kHz. Se ha aumentado la persistencia de la señal en la pantalla mediante un promediado fuerte de la señal en la salida. De este modo, la envolvente de los tonos da cuenta de la respuesta en frecuencia de la ganancia del filtro.....	53



Figura 43: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 10$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 10$ kHz en el dominio del tiempo.....	54
Figura 44: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	54
Figura 45: Señal salida en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div....	55
Figura 46: Implementación filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz.....	57
Figura 47: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz.....	57
Figura 48: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 50$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz en el dominio del tiempo.....	58
Figura 49: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	58
Figura 50: Señal salida del filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	59
Figura 51: Implementación filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz.....	61
Figura 52: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz.....	62
Figura 53: Tono fundamental (80 kHz) junto con armónicos no deseados con escala: 10 dB/div.....	63
Figura 54: Tercer armónico (240 kHz) junto con armónicos no deseados con escala: 10 dB/div.....	63
Figura 55: Quinto armónico (400 kHz) junto con armónicos no deseados con escala: 10 dB/div.....	63
Figura 56: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 80$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz dominio del tiempo.....	64
Figura 57: Tono fundamental (80 kHz) de la señal de salida en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	65
Figura 58: Tercer armónico (240 kHz) de la señal de salida en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	65
Figura 59: Implementación filtro paso banda $f_0 = 1$ kHz.....	67
Figura 60: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_0 = 1$ kHz.....	67



Figura 61: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_o = 1$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_o = 1$ kHz en el dominio del tiempo.....	68
Figura 62: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	68
Figura 63: Señal salida del filtro paso banda $f_o = 1$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10dB/div.....	69
Figura 64: Implementación filtro paso banda $f_o= 10$ kHz.....	70
Figura 65: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o= 10$ kHz.....	71
Figura 66: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_o = 10$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal de salida filtro paso banda $f_o = 10$ kHz en el dominio del tiempo.....	72
Figura 67: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	72
Figura 68: Señal de salida del filtro paso banda $f_o = 10$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	73
Figura 69: Implementación filtro paso banda $f_o= 50$ kHz.....	74
Figura 70: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o= 50$ kHz.....	75
Figura 71: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_o = 50$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_o = 50$ kHz en el dominio del tiempo.....	76
Figura 72: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	76
Figura 73: Señal de salida del filtro paso banda $f_o = 50$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	77
Figura 74: Implementación filtro paso banda $f_o= 80$ kHz.....	78
Figura 75: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o= 80$ kHz.....	79
Figura 76: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_o = 80$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_o = 80$ kHz en el dominio del tiempo.....	80
Figura 77: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	80
Figura 78: Señal de salida del filtro paso banda de $f_o = 80$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	81



Figura 79: Dependencia del parámetro THD con la frecuencia central del filtro paso banda para los factores de calidad 2 y 5.....	83
Figura 80: Implementación filtro notch con $f_{\text{notch}} = 562$ Hz.....	84
Figura 81: Respuesta ganancia/fase filtro rechazo banda $f_{\text{notch}} = 562$ Hz.....	85
Figura 82: Configuración UAF42 PP4 filtro notch $f_{\text{notch}} = 562$ Hz.....	85
Figura 83: Canal 1: Señal de entrada: sinusoidal, $f_o = 562$ Hz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro notch $f_{\text{notch}} = 562$ Hz en el dominio del tiempo.....	86
Figura 84: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.....	87
Figura 85: Señal de salida del filtro rechazo banda de $f_{\text{notch}} = 562$ Hz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.....	87



Índice de tablas

Tabla 1: Funciones de transferencia.....	29
Tabla 2: Filtros paso bajos o paso altos.....	34
Tabla 3: Filtros paso banda o rechazo banda (Notch).....	34
Tabla 4: Relación frecuencia del reloj y frecuencia central de cada encapsulado.....	34
Tabla 5: Características de las respuesta paso bajo, paso banda, paso alto y notch. Todos los filtros implementados son de segundo orden.....	44
Tabla 6: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 1$ kHz y ancho de banda de 500 Hz. Los armónicos 7º, 9º y 11º no se detectan experimentalmente.....	50
Tabla 7: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 10$ kHz y ancho de banda 5 kHz. El 9º armónico no puede detectarse experimentalmente.....	56
Tabla 8: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 50$ kHz y ancho de banda 25 kHz.....	60
Tabla 9: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos no deseados presentes en la señal cuadrada de entrada del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 40 kHz.....	64
Tabla 10: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 40 kHz.....	66
Tabla 11: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 1$ kHz y ancho de banda 200 Hz. Los armónicos 7º y 9º no se detectan experimentalmente.....	70
Tabla 12: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 10$ kHz y ancho de banda 2 kHz. Los armónicos 5º, 7º y 9º no se detectan experimentalmente.....	74



Tabla 13: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 50$ kHz y ancho de banda 10 kHz. Los armónicos 7º y 9º no se detectan experimentalmente..... 77

Tabla 14: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos no deseados presentes en la señal cuadrada de entrada del filtro paso banda de frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 16 kHz..... 81

Tabla 15: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 1$ kHz y ancho de banda 200 Hz. Los armónicos 7º y 9º no se detectan experimentalmente..... 82



Capítulo 1: Introducción

FILTROS ACTIVOS

▪ Motivación y arquitectura

Comenzare este Trabajo Fin de Grado destacando la importancia de la operación de selección en frecuencia o filtrado de señales en multitud de áreas y aplicaciones. Para su propia realización pueden utilizarse soluciones basadas en filtrado pasivo o en filtrado activo.

Los filtros pasivos tienen la ventaja de ser fáciles de implementar, son baratos, su respuesta se aproxima a la función ideal del filtro y destacan por ser utilizados en aplicaciones de alta frecuencia y en aplicaciones de potencia. Pero también presenta serios inconvenientes que hay que destacar, pues su respuesta en frecuencia está condicionada por el valor de los componentes pasivos del circuito y ciertos elementos como las inductancias son difíciles de implementar a bajas frecuencias.

La otra opción a considerar para la selección de frecuencias es el filtrado activo debido a que también es una solución barata, su buen aislamiento, permite el diseño de filtros por etapas, de manera que la función de transferencia total es el producto de la función de transferencia de las etapas y la ganancia se puede modificar según sea necesario para cada aplicación. También nos encontramos con una serie de inconvenientes como que se requiere una fuente de alimentación externa, el amplificador operacional tiene unos límites de señal a partir de los cuales surgen las no linealidades y no es capaz de responder a altas frecuencias, su frecuencia de corte puede ser pequeña para determinadas aplicaciones.

Los filtros activos son cada vez más usados en una gran variedad de aplicaciones, tales como la generación del tono telefónico, instrumentación, sistemas de adquisición de datos, audio y generación de señales.

El procesado de señales de audio es uno de los principales campos en los que los filtros activos tienen múltiples usos. Los principales sistemas de audio de alta calidad son los preamplificadores ecualizados, el control del tono y los ecualizadores gráficos.

Los preamplificadores ecualizados se utilizan para compensar los distintos niveles del espectro de audio. El control del tono, en el que destaca el control de los agudos y los graves, permite ajustar independientemente la ganancia de las frecuencias bajas y altas del rango de audio, mientras que los ecualizadores gráficos permiten controlar los graves y los agudos no solo en los extremos, sino también en las frecuencias intermedias, por lo que estos dos sistemas se encargan de ajustar la respuesta para



compensar la respuesta no ideal del altavoz para que coincida con la acústica del entorno.

En este Proyecto, elegimos la solución basada en filtros activos para la implementación de un filtro paso banda con una frecuencia central en el rango de las decenas de kHz y un filtro de rechazo a una frecuencia arbitraria, en concreto a una frecuencia de 562 Hz.

Los filtros activos están formados por una red de elementos pasivos –tales como resistencias y condensadores- y uno o más elementos activos. Es frecuente que dicho elemento activo sea un amplificador operacional, que permite obtener resonancia y un elevado factor de calidad sin el empleo de bobinas. De esta manera, se implementa de forma efectiva un típico filtro pasivo RLC.

Los filtros activos proporcionan exactitud, un ajuste estable en frecuencia y alta inmunidad ante interferencias electromagnéticas. La elevada impedancia de entrada y la baja impedancia de salida permiten la combinación de dos o más etapas en cascada sin que exista interacción entre las distintas etapas como ocurre en los circuitos con filtros pasivos en cascada.

Para conseguir las características del filtro deseadas se deben interconectar integradores, inversores/sumadores, etc. La eficiencia y el bajo coste en el diseño de filtros activos dependen de la realización de la función de transferencia deseada en un circuito utilizando los menos componentes posibles manteniendo todos los requisitos establecidos. Existen una serie de circuitos que han conseguido estos objetivos, como los conocidos con configuración Sallen-Key, multifeedback, filtros de estado variable y biquad. En el filtro de estado variable nos centraremos con mayor profundidad en sucesivos puntos de este trabajo, ya que se corresponde con la configuración que emplea el circuito integrado UAF42.

Veamos, a continuación, algunas características de estas arquitecturas.

Filtros Sallen and Key

La configuración de filtros Sallen-Key (Fig. 1), también conocida como una fuente de voltaje controlada por tensión (VCVS), fue introducida por primera vez en 1955 por R. P. Sallen y E. L. Key de los laboratorios Lincoln Labs. Los filtros Sallen and Key emplean un único amplificador operacional para obtener una función de transferencia de segundo orden. El amplificador operacional se comporta como un buffer con ganancia unidad, proporcionando el máximo ancho de banda.

Una de las ventajas de esta configuración es la pequeña diferencia entre el valor más alto y el valor más pequeño tanto de las resistencias como de los condensadores incluidos en el circuito, lo que comúnmente se denomina en electrónica la dispersión de los componentes, haciendo que su proceso de



implementación sea más sencillo. La frecuencia y el factor de calidad (Q) son independientes, pero son muy sensibles a la ganancia. Es importante tener en cuenta que la configuración Sallen-Key es muy sensible a los valores que toman los diferentes componentes, especialmente cuando se requiere un factor de calidad elevado.

Aunque este tipo de filtro es ampliamente utilizado, presenta un gran inconveniente ya que el filtro no se sintoniza fácilmente debido a la gran sensibilidad que causan los valores de los componentes en la frecuencia central y el factor de calidad del filtro.

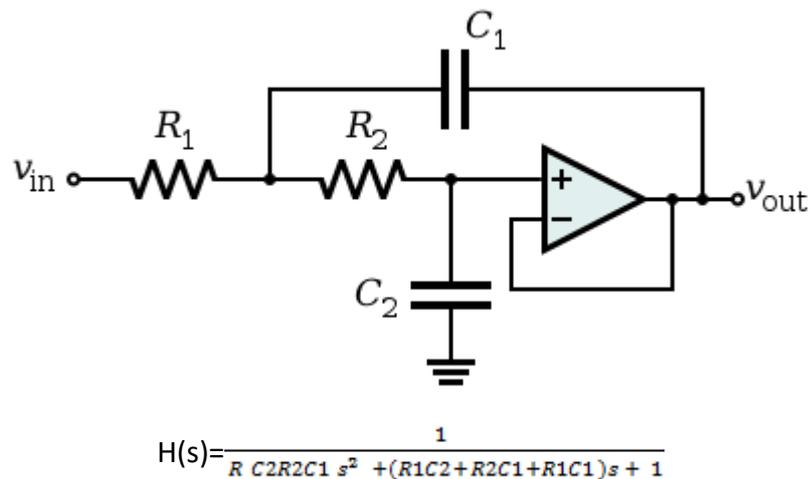
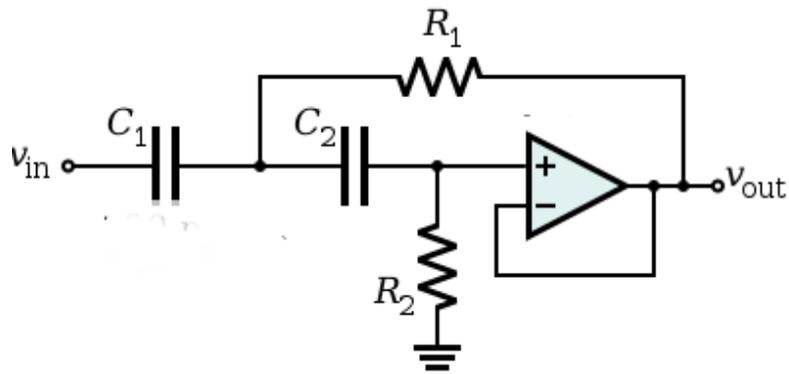


Figura 1: Filtro Sallen-Key básico (Paso-Bajo), junto con su función de transferencia.

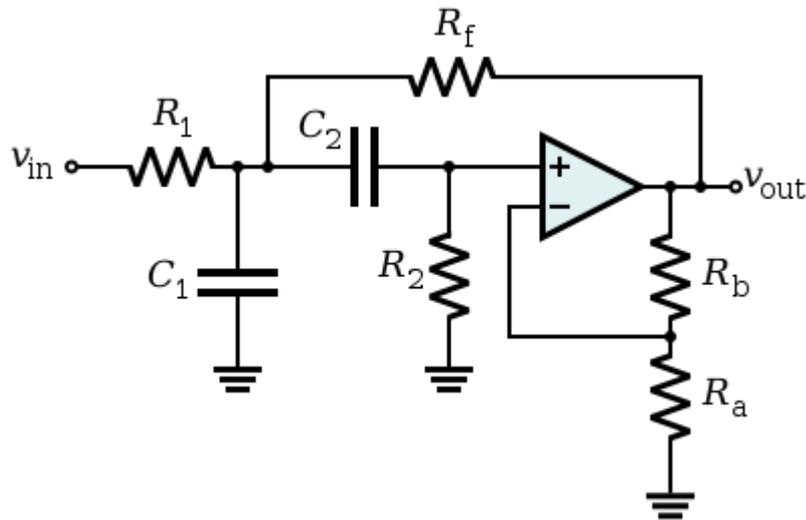
Este circuito (Fig. 1) produce un filtro paso bajo utilizando dos resistencias, dos condensadores y un amplificador. Si se desea implementar un filtro paso alto, debemos intercambiar las posiciones de las resistencias y los condensadores (Fig. 2). El factor K que aparece en la función de transferencia del filtro paso alto es introducido por el divisor de tensión de la realimentación negativa que controla la ganancia del amplificador.



$$H(s) = \frac{K s^2}{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1-K}{R_2 C_1} \right] \frac{1}{s} + 1}$$

Figura 2: Filtro Sallen-Key básico (Paso-Alto), junto con su función de transferencia.

Mediante la combinación de una etapa de R-C con otra etapa de C-R, conseguimos una respuesta paso banda (Fig. 3), donde la resistencia R_f introduce realimentación positiva. Esta realimentación está diseñada para reforzar la respuesta en torno a la frecuencia central o de resonancia del filtro. Cambiando el valor de la resistencia R_1 , sintonizamos la frecuencia central (ω_0) y cambiando el valor de la resistencia R_b ajustamos el factor de calidad del filtro (Q).



$$H(s) = \frac{K \frac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-K}{R_2 C_2} - \frac{1-K}{R_f C_1} \right] s + \frac{R_1 + R_f}{R_1 R_f R_2 C_1 C_2}}; \text{ donde } K = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

Figura 3: Filtro Sallen and Key básico (Paso-Banda), junto con su función de transferencia.

Por último, la implementación del filtro Sallen-Key rechazo banda (Fig. 4) consiste en una red twin-T y un bloque de ganancia proporcionando realimentación positiva a través de la capacidad superior. Las redes T proporcionan una alternativa para que la tensión de la entrada (V_i) llegue a la entrada del amplificador: la ruta de baja frecuencia está formada por R-R y la ruta de alta frecuencia está formada por C-C. A frecuencia intermedia, las dos rutas proporcionan ángulos en oposición de fase, lo que hace que las señales se cancelen mutuamente en la entrada del amplificador.

Este filtro presenta un gran número de características poco deseables, donde merece destacar que la frecuencia de resonancia o la frecuencia de rechazo no se puede ajustar fácilmente debido a la sensibilidad en el valor de los componentes. No se suele implementar este tipo de filtro con esta configuración debido a la existencia de circuitos más simples de usar.

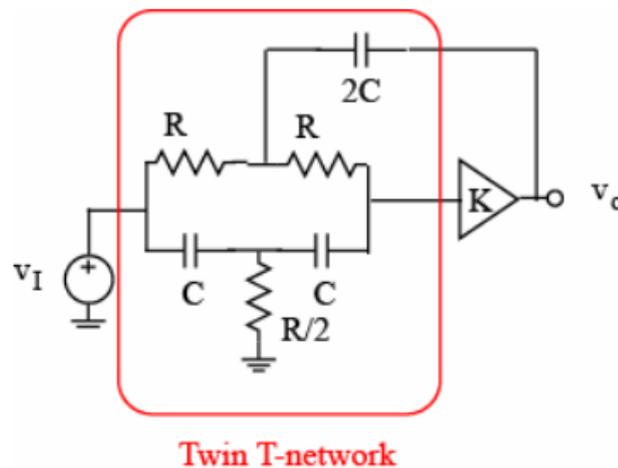


Figura 4: Filtro Sallen and Key básico (Rechazo-Banda).

Filtros multifeedback (MFB)

Los filtros multiple-feedback (Fig. 5) utilizan un amplificador operacional como integrador. Por lo tanto, la dependencia de la función de transferencia con los parámetros del amplificador operacional es mayor que en el caso de la configuración Sallen-Key. Es difícil proporcionar un adecuado factor de calidad a altas frecuencias debido a las limitaciones de la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional.

El filtro multiple-feedback invertirá la fase de la señal, lo que es equivalente a añadir un desfase de 180° resultante del cambio de fase del propio filtro.

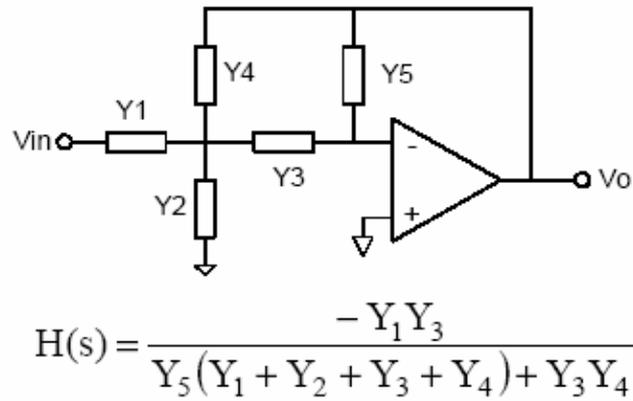


Figura 5: Filtro multifeedback básico, junto con su función de transferencia.

Modificando los elementos que nos encontramos en la configuración básica por diferentes componentes resistivos o capacitivos podemos obtener los tipos de filtros que se muestran a continuación:

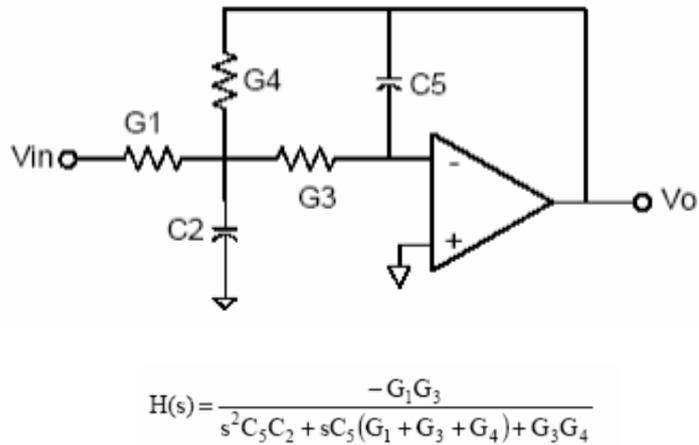


Figura 6: Filtro multifeedback (Paso Bajo), junto con su función de transferencia.

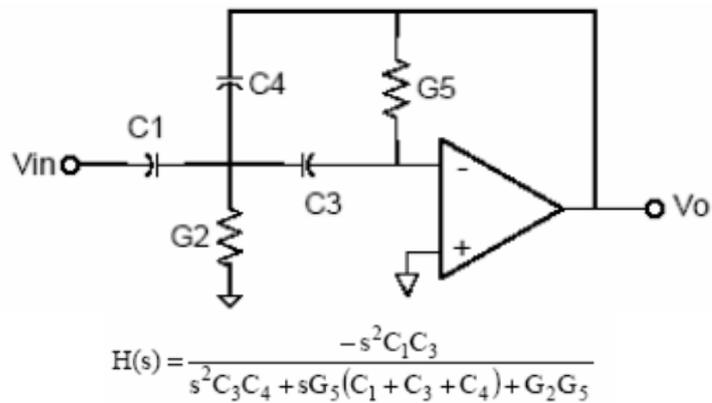
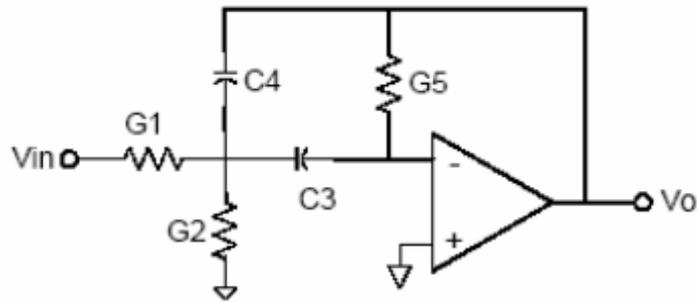


Figura 7: Filtro multifeedback (Paso Alto), junto con su función de transferencia.



$$H(s) = \frac{-sG_1C_3}{s^2C_3C_4 + sG_5(C_3 + C_4) + G_2G_5}$$

Figura 8: Filtro multifeedback (Paso Banda), junto con su función de transferencia.

La estructura de realimentación múltiple es la más básica en la implementación de filtros activos. En esta configuración para convertir el filtro paso bajo en paso alto, se intercambian condensadores y resistencias de manera similar al caso de la configuración Sallen-Key.

Los filtros MFB proporcionan buenos resultados cuando se usa en la realización de filtros de segundo orden con un pequeño valor del factor de calidad del circuito (Q) y operando a baja frecuencia. La presencia de realimentación negativa proporciona estabilidad, aunque la variación en los componentes es proporcional a Q^2 . La desventaja de la gran dispersión de los componentes puede reducirse mediante el uso de la realimentación positiva. Este enfoque nos lleva hasta los filtros biquad, que nos permiten además la realización de filtros rechazo banda.

Filtros de estado variable (State Variable, SV)

Los filtros de estado variable (Fig. 9), también conocido como filtro universal, usan dos integradores y un amplificador sumador, proporcionando simultáneamente una respuesta de segundo orden paso bajo, paso alto y paso banda. Puede incluirse un cuarto amplificador operacional para sintetizar el filtro de rechazo de banda.

Una desventaja de estos filtros es que el número de elementos que se necesitan para implementar un filtro de un orden determinado es mayor que en el caso de otras configuraciones que hemos visto anteriormente. Sin embargo, debido precisamente a la utilización de más componentes en el circuito esta configuración proporciona mayor precisión. Una de las principales ventajas en el diseño de un filtro de estado variable es que los tres parámetros principales del filtro (ganancia, frecuencia central y factor de calidad) pueden ajustarse independientemente.

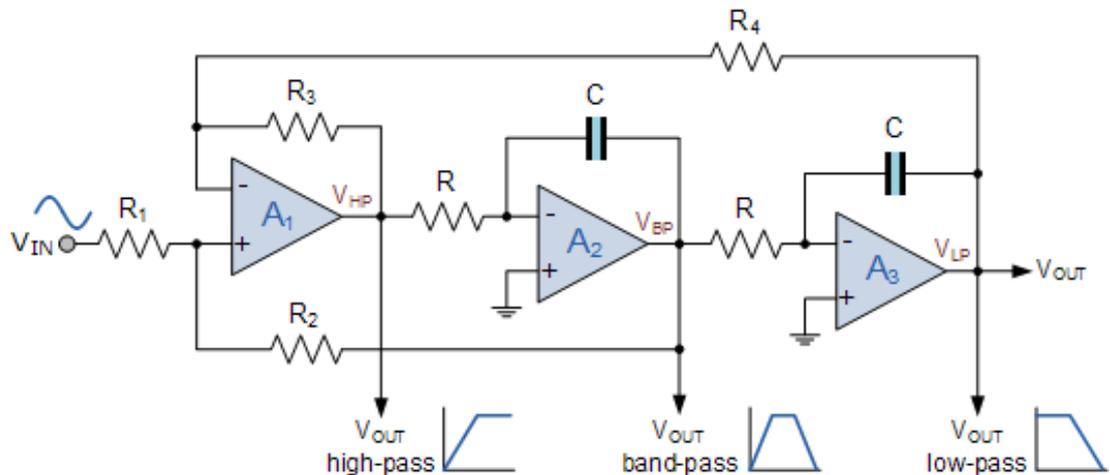


Figura 9: Filtro de estado variable.

Hay que tener en cuenta que las salidas paso bajo y paso alto invierten la fase mientras que la salida paso banda mantiene la fase. Añadiendo un nuevo amplificador que sume las respuestas paso bajo y paso alto se obtiene la respuesta del filtro rechazo banda. Cambiando las respuestas que sumamos, podemos obtener un filtro de rechazo de distintos rangos de frecuencia.

Puesto que todos los parámetros del filtro variable de estado se pueden ajustar independientemente, la dispersión de los componentes puede minimizarse. Además, las variaciones debidas a la temperatura y las tolerancias de los componentes se minimizan.

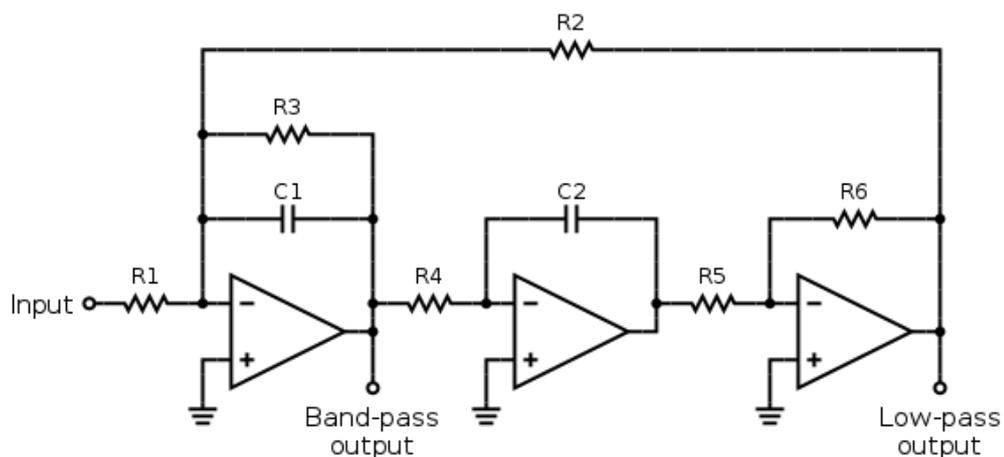
El ajuste de la frecuencia de resonancia se logra sintonizando las resistencias de los integradores, preferiblemente sobre un amplio rango de valores. Manteniendo constante el valor de la resistencia R_1 , la sintonización de R_4 ajusta la ganancia paso bajo, mientras que la sintonización de la resistencia R_3 ajusta la ganancia paso alto. La ganancia del filtro paso banda y el factor de calidad se establecen por medio de la resistencia R_2 .

Dado que los parámetros de un filtro variable de estado son independientes y sintonizables, es fácil añadir control electrónico de la frecuencia, del factor de calidad y de la frecuencia de corte; este ajuste se realiza mediante un multiplicador analógico (MDAC). En definitiva, el filtro sintonizable obtenido ofrece gran utilidad en aplicaciones de medición y control.

Estos filtros activos están comercializados por distintos fabricantes de circuitos integrados. Podemos destacar entre ellos la serie AF de National Semiconductors y la serie UAF de Burr-Brown. Este último fabricante proporciona programas para diseñar estos filtros, como el programa FILTER42 que utilizaremos más adelante en este trabajo.

Filtros biquad o filtros universales

Uno de los filtros biquad más ampliamente utilizados es el propuesto por Tow-Thomas, que se muestra en la Figura 10. El nombre deriva del hecho que la función de transferencia es una función cuadrática tanto en el numerador como en el denominador; por lo tanto, la función de transferencia es una función bicuadrática. Este circuito es una reordenación del filtro variable de estado, que consiste en dos integradores, en el primero de ellos se añade la resistencia R_3 para crear un integrador con pérdidas. El tercer amplificador operacional es un amplificador inversor de ganancia unidad cuyo único propósito es invertir la polaridad. La única diferencia con los filtros de estado variable es que no hay salida paso alto independiente.



$$H_{BP} = \frac{-s}{s^2 + \frac{1}{R_3 C_1} s + \frac{1}{R_4 R_2 C_1 C_2}}$$

$$H_{LP} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_3 C_1} s + \frac{1}{R_4 R_2 C_1 C_2}}$$

Figura 10: Filtro biquad, junto con dos de sus funciones de transferencia.

Este filtro biquad solo proporciona funciones de transferencia paso bajo y paso banda, pero con una serie de modificaciones se puede obtener también una respuesta paso alto. Una de las ventajas de este circuito es que al igual que en el filtro de estado variable los parámetros de diseño se pueden ajustar independientemente, pero en este caso se controlan mediante relaciones simples de resistencias en lugar de por un conjunto de resistencias. La resistencia R_3 ajusta el factor de calidad del filtro, R_2 la frecuencia de resonancia y con R_1 ajustaremos la ganancia. Establecer los parámetros de esta forma minimiza los efectos de la interacción del valor de los diferentes componentes del circuito. También podemos destacar que todos los terminales no inversores

de los amplificadores están conectados a tierra por lo que no surgen problemas con las limitaciones que impone el modo común.

Añadiendo un amplificador operacional y dos resistencias más en los filtros biquad y los filtros de estado variable se puede obtener una respuesta rechazo banda (Fig. 11), lo que justifica que estos tipos de filtros sean conocidos como universales. La respuesta rechazo banda (notch) obtenida se muestra en la ecuación (1) donde el signo \pm depende de la posición del conmutador que se incorpora en el circuito.

$$V_N = -\left[\frac{R_5}{R_2} (V_i - V_{BP}) \pm \frac{R_5}{R_4} V_{LP} \right] \quad (1)$$

Cuando se conmuta hacia la izquierda, un término paso bajo se añade a la combinación de V_i y $-V_{BP}$, se obtiene un filtro de rechazo de las bajas frecuencias. Mientras que, si conmuta hacia la derecha, el término paso bajo se resta y se obtiene un filtro de rechazo de las altas frecuencias.

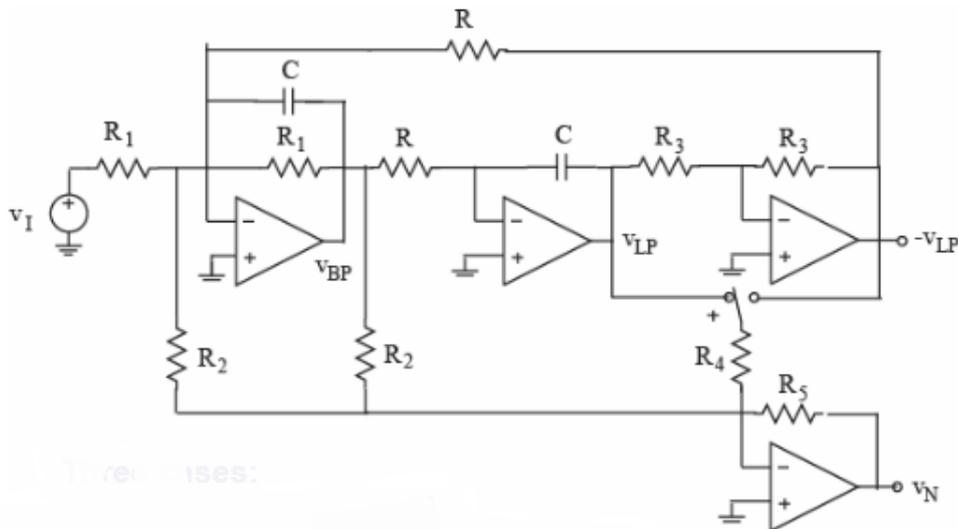


Figura 11: Sintetización de la respuesta rechazo banda.

Circuito integrado UAF42

▪ Especificaciones del circuito integrado UAF42

El circuito integrado UAF42 es un filtro activo universal que se caracteriza por implementar filtrado paso bajo, paso alto, paso banda y rechazo banda en un único chip, con un procedimiento de diseño de gran simplicidad. Proporciona una frecuencia y un factor de calidad adecuado.

El UAF42 usa una arquitectura de estado variable analógica con un amplificador inversor y dos integradores. Los integradores incorporan “on chip” una capacidad de 1000 pF con precisión de 0.5 % en paralelo con el amplificador operacional (Fig. 12). De esta forma, se resuelve uno de los principales problemas en el diseño de filtros activos, permitiendo obtener condensadores con bajas pérdidas y mejoras en las tolerancias del filtro.

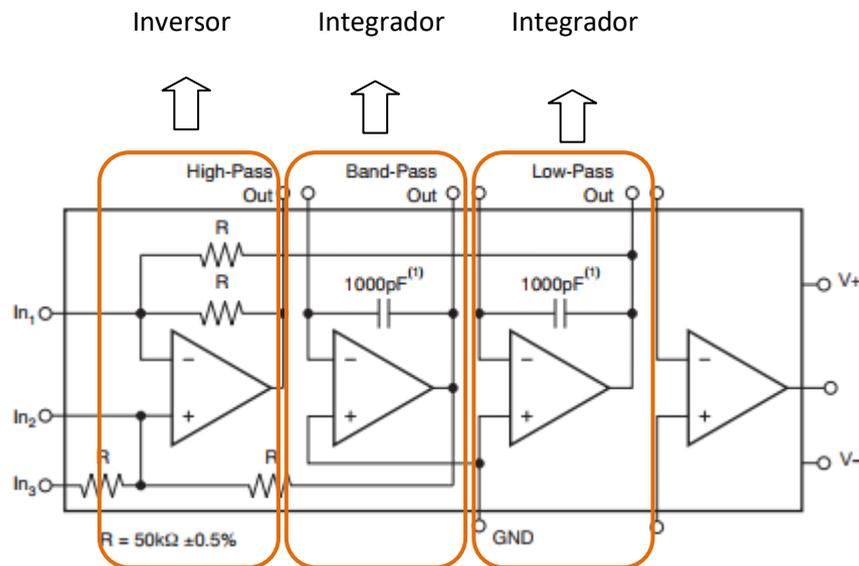


Figura 12: Universal Active Filter UAF42.

La topología del UAF42 es de un filtro de tiempo continuo (CTF, Continuous - Time Filters). En estos circuitos la señal de entrada, continua en el tiempo, es procesada directamente por el filtro, sin necesidad de ningún muestreo intermedio (Fig. 13).

Se caracterizan por no presentar ruido de conmutación asociado a los filtros de capacidad conmutada, que consideraremos en el apartado de “Otras opciones para el diseño de filtros activos”.

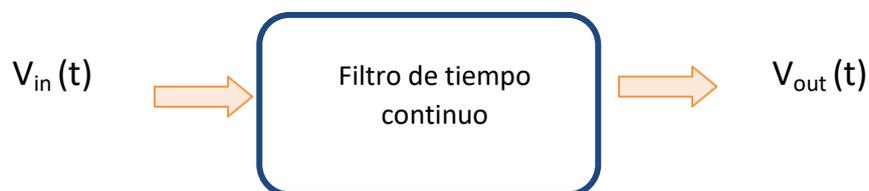


Figura 13: Filtro de tiempo continuo.

El circuito integrado UAF42 está disponible comercialmente en dos encapsulados diferentes. El primero de plástico DIP (“Dual in line Package”) de 14 pines (encapsulado prácticamente en desuso en productos comerciales) que se usa para la implementación de prototipos por su facilidad para ser empleado en placas de proyectos. Se trata de un encapsulado de inserción, es decir que

las patillas atraviesan la placa de circuito impreso. El segundo encapsulado es de montaje superficial (de tipo Surface Mount Device, SMD) con Small Outline Integrated Circuit (SOIC) de 16 pines, que se caracteriza porque sus patillas se doblan de forma plana a modo de ala de gaviota (“sea gull’s wing”). Ambos encapsulados están especificados para un rango de temperaturas entre -25 °C y +85 °C (Fig. 14 y Fig. 15, respectivamente).

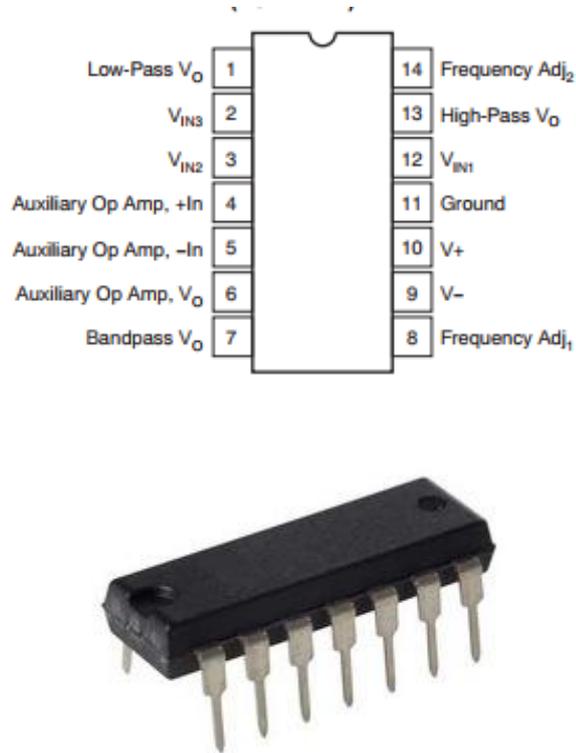


Figura 14: Encapsulado UAF42AP.

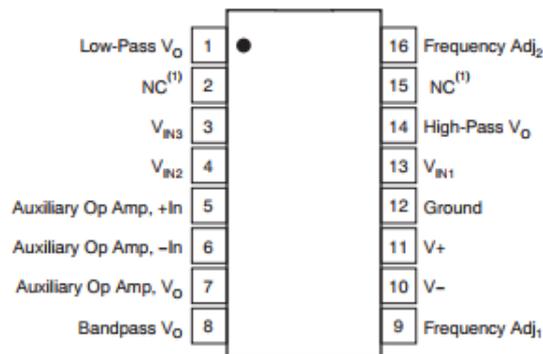


Figura 15: Encapsulado UAF42AU.

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
UAF42AP	Plastic 14-pin DIP	010	-25°C to +85°C
UAF42AU	SOL-16	211	-25°C to +85°C

Figura 16. Información de cada encapsulado.

En este Proyecto, para implementar el filtro paso banda a distintas frecuencias y el filtro rechazo banda a 50 Hz, utilizaremos el encapsulado UAF42AP que consta de 14 pines para poder insertar el circuito integrado en las placas de pruebas del laboratorio.

El filtro UAF42 permite la implementación integrada de un filtro analógico de estado variable con un mínimo de componentes discretos. Este circuito integrado es compatible con el filtro analógico UAF41, proporcionando varias mejoras. Entre ellas podemos destacar, que el parámetro slew-rate del UAF42 ha aumentado a 10 V/ μ s frente a los 1.6 V/ μ s que nos proporcionaba el UAF41. El producto frecuencia por factor de calidad también se ha mejorado y la frecuencia ha sido aumentada por un factor de cuatro hasta alcanzar los 100 kHz. En cuanto a la tensión de alimentación, operan en un rango entre 6 y 18 V. El valor típico de corriente al que operan se encuentra entre \pm 6 mA. Otras características a destacar del filtro activo universal UAF42 son: producto ganancia – ancho de banda de 4 MHz y distorsión armónica total de 0.0004 %. Por último, decir que operan en un rango de temperaturas entre - 25 °C y +85 °C. Los amplificadores operacionales que forman el integrado UAF42 presentan



una corriente de entrada muy baja. La implementación del UAF42 tiene un coste menor y mayor fiabilidad que su predecesor.

Las funciones de transferencia de las diferentes respuestas que se pueden obtener con el circuito integrado UAF42, se muestran a continuación (Tabla 1):

Tipo de filtro	Función de transferencia
Lowpass	$H_{LP}(s) = \frac{A * \omega^2}{s^2 + s * \frac{\omega}{Q} + \omega^2}$
Highpass	$H_{HP}(s) = \frac{A * s^2}{s^2 + s * \frac{\omega}{Q} + \omega^2}$
Bandpass	$H_{BP}(s) = \frac{A * \frac{\omega}{Q} * s}{s^2 + s * \frac{\omega}{Q} + \omega^2}$
Band-Reject	$H_{BR}(s) = \frac{A * (s^2 + \omega^2)}{s^2 + s * \frac{\omega}{Q} + \omega^2}$

Tabla 1: Funciones de transferencia.

▪ Programa de diseño: FILTER42

Para el diseño de los filtros se utiliza un programa compatible con el sistema operativo DOS que permite diseñar fácilmente diferentes tipos de filtros activos, tales como Butterworth, Bessel y Chebyshev. Un cuarto amplificador operacional idéntico a los demás se puede usar para añadir etapas adicionales o para implementar filtros rechazo banda. Este programa de diseño, conocido como FILTER42, presenta una interfaz muy sencilla que guía al usuario en la selección de los parámetros del filtro que desea diseñar.

La pantalla inicial (Fig. 17) muestra todas las opciones disponibles de respuesta en frecuencia, lo cual corresponde a su característica de filtro universal.

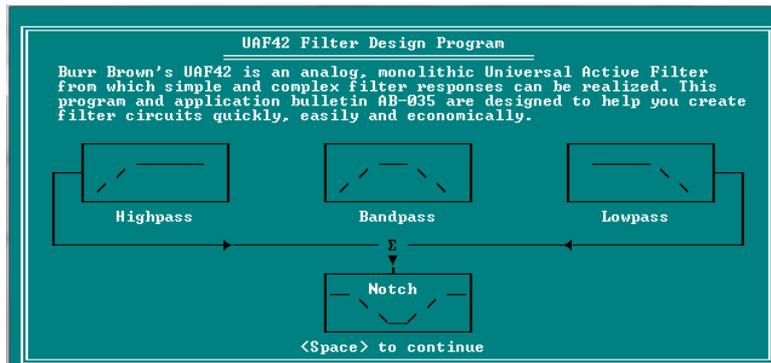


Figura 17. Pantalla inicial del programa de diseño FILTER42.

Entre los parámetros que el usuario puede seleccionar en el diseño del filtro, se encuentra la respuesta deseada (Lowpass, Highpass, Bandpass, Notch), el tipo de filtro (Butterworth, Bessel, Chebyshev, Inverse Chebyshev); en el caso del tipo Chebyshev, podemos elegir también el rizado y en el de Chebyshev Inverso, la atenuación mínima o la máxima ganancia en la banda de rechazo del filtro. Este último, proporciona mayor rendimiento en la banda de paso que el filtro de Butterworth y que el filtro de Chebyshev excepto muy cerca de la frecuencia de corte, ya que, en la banda de transición, el filtro Chebyshev Inverso tiene una pendiente más pronunciada.

En función de la respuesta en frecuencia seleccionada se configuran diferentes parámetros del filtro:

- a) Para la respuesta Lowpass y Highpass podemos seleccionar el orden del filtro, que es el grado del polinomio del denominador y determina la pendiente de la atenuación y la frecuencia de corte o la frecuencia a -3 dB, ya que es aquella frecuencia en la ganancia del filtro cae a -3 dB por debajo de la ganancia máxima (Fig.18).

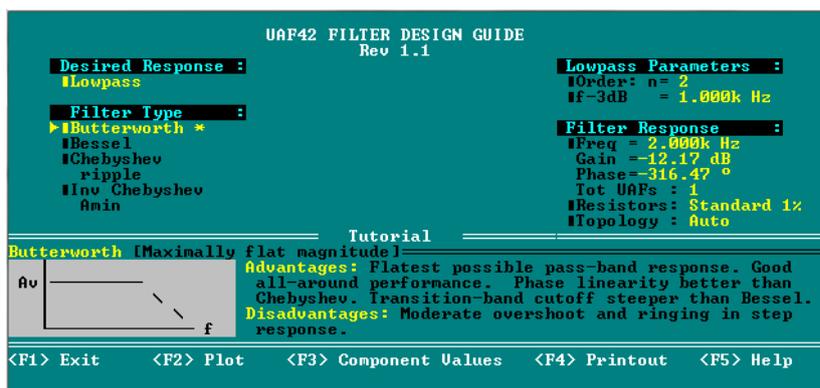


Figura 18: Parámetros respuesta Lowpass/ Highpass.

- b) En el caso de la respuesta Bandpass podemos seleccionar también el orden del filtro y a diferencia de las dos respuestas anteriores seleccionaremos la frecuencia central del filtro y el ancho de banda, que determina el rango de

frecuencias en los que la concentración de la energía de la señal es mayor, ya que se permite el paso de la señal (Fig. 19).

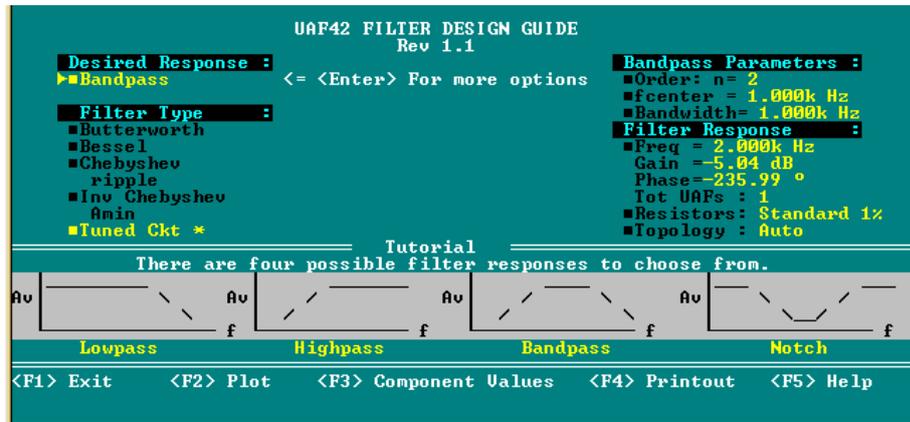


Figura 19: Parámetros respuesta Bandpass.

- c) Por último, en la respuesta rechazo banda se puede seleccionar la frecuencia de rechazo (f_{notch}), que nos indica la frecuencia que se desea eliminar (Fig. 20).

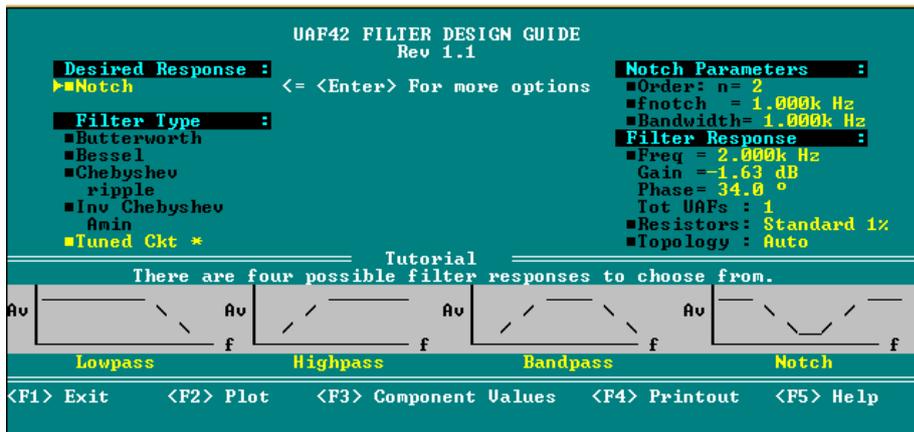


Figura 20: Parámetros respuesta Notch.

También podemos seleccionar la frecuencia, la ganancia, la fase, el número total de integrados UAFs, la precisión de las resistencias que se utilizan en el interior del integrado y la topología (siempre seleccionaremos la opción Auto, pues optimiza el rango dinámico de señal en la entrada).

En definitiva, utilizando el programa FILTER42 y el integrado UAF42 es fácil diseñar e implementar todo tipo de filtros activos. El programa se encarga de calcular automáticamente los valores de los componentes externos necesarios y proporciona las gráficas ganancia/fase (diagrama de Bode) para cualquier tipo de respuesta. La respuesta en frecuencia del filtro se obtiene mediante simulación (tipo Spice) basada en un macromodelo del circuito integrado completo implementado y caracterizado por el fabricante.



Los filtros implementados con el UAF42 son de tiempo continuo, sin los problemas del ruido de conmutación y de aliasing asociado a los filtros de capacidades conmutadas. Otra de las ventajas que presenta es la baja sensibilidad de los parámetros del filtro a los valores de los componentes externos y es capaz de proporcionar simultáneamente una respuesta paso bajo, paso alto y paso banda. Filtros con dos polos simples pueden ser implementados con el UAF42 y dos resistencias externas, R_{F1} y R_{F2} . En la figura 21, se muestra a modo de ejemplo un filtro paso bajo con dos polos usando el integrado UAF42.

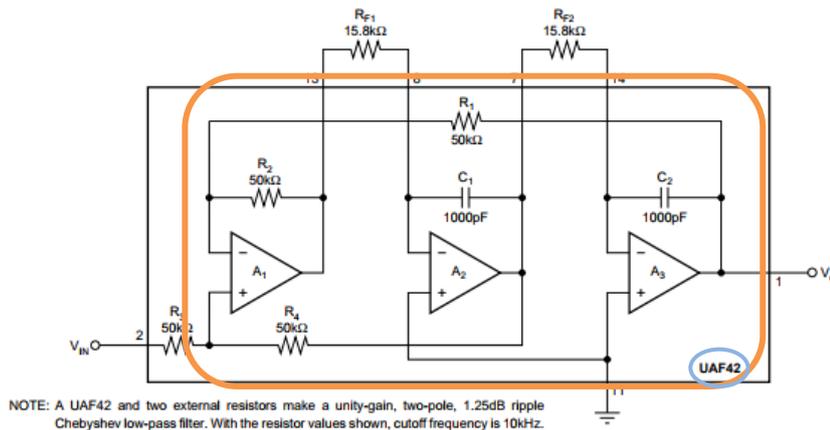


Figura 21: Filtro paso bajo con dos polos.

Los filtros activos están diseñados para aproximarse lo máximo posible a la respuesta de un filtro ideal. Intentaremos diseñar los filtros lo mas optimizados posible para proporcionar la máxima ganancia en la banda de paso, pero con la contrapartida de que aparecerá un cierto rizado en la banda de paso.

Otras opciones para el diseño de filtros activos.

Otra opción a considerar para el diseño de Filtros Activos Universales son los que están basados en capacidades conmutadas (Switched – Capacitor Filters, SCF). Un diagrama de bloques de estos filtros se muestra en la Fig. 22. Este tipo de filtros requiere un filtro adicional a la entrada de los mismos, para atenuar las componentes frecuenciales elevadas de la señal, y eliminar los problemas asociados al aliasing de dichas componentes en el proceso de muestreo (filtro-antialiasing). A la salida se necesita otro filtro de aislamiento (filtro smoothing) que suavice la señal de salida del proceso de muestreo, eliminando de esta forma el ruido de alta frecuencia. Dentro de este tipo de filtros de capacidades conmutadas, algunos integrados comerciales son el LTC1068, LTC1562-2 y LTC1060.

Estos tipos de filtros basados en capacidades conmutadas tienen un coste mucho menor, en algún caso más de la mitad, respecto al integrado UAF42 que utilizare en este Proyecto.

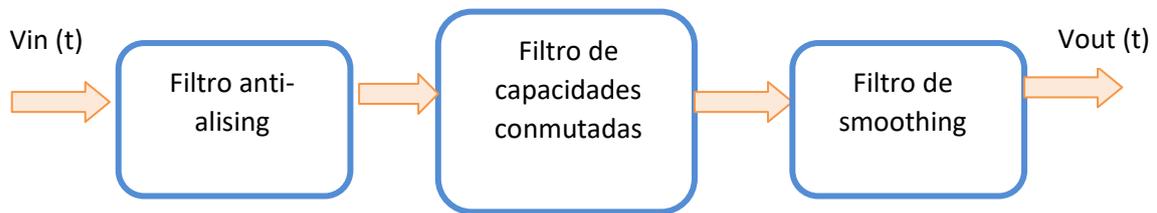


Figura 22: Filtro de capacidades conmutadas.

▪ **LTC1068**

Filtro activo universal que consta de 4 secciones idénticas de filtro de segundo orden en encapsulado de tipo SSOP (Fig. 23). El error que se produce en la frecuencia central se encuentra entre $\pm 0.3\%$ como valor típico y un máximo de $\pm 0.8\%$.

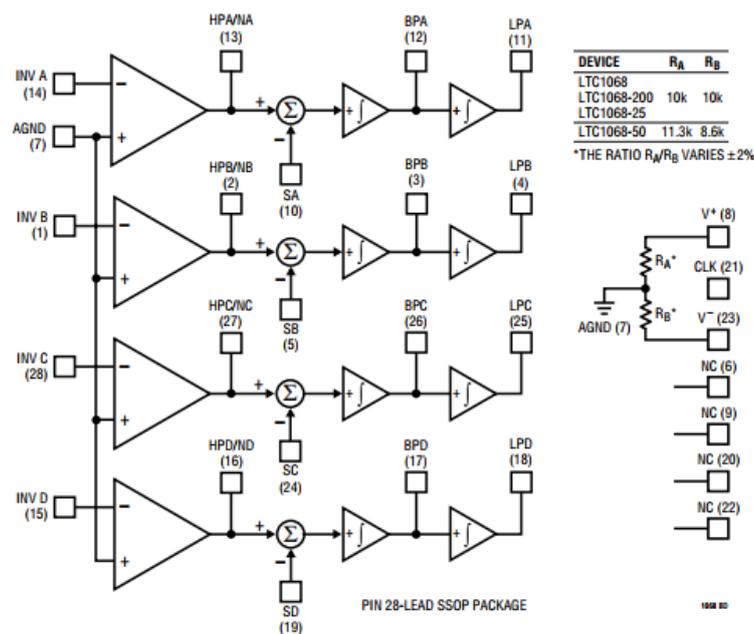


Figura 23: Diagrama de bloques LTC1068.

Para el diseño de filtros paso bajo o paso alto, se emplean distintas versiones de este circuito integrado según el rango de frecuencias en el que opere (Tabla 2). De la misma forma para el diseño de filtros paso banda o de rechazo de banda (Tabla 3).



Encapsulado	Rango de frecuencias
LTC1068-200	0,5 Hz a 25 kHz
LTC1068	1 Hz a 50 kHz
LTC1068-50	2 Hz a 50 kHz
LTC1068-25	4 Hz a 200 kHz

Tabla 2: Filtros paso bajos o paso altos.

Encapsulado	Rango de frecuencias
LTC1068-200	0,5 Hz a 15 kHz
LTC1068	1 Hz a 30 kHz
LTC1068-50	2 Hz a 30 kHz
LTC1068-25	4 Hz a 140 kHz

Tabla 3: Filtros paso banda o rechazo banda (Notch).

Los encapsulados LTC1068 consisten en cuatro bloques monolíticos de filtros sintonizables por medio de un reloj con una frecuencia de reloj máxima de 5.6 MHz. Cada uno contiene cuatro capacidades conmutadas de segundo orden emparejados (“matcheados”), de bajo nivel de ruido y alta precisión. Un reloj externo sintoniza la frecuencia central de cada sección del filtro. La diferencia entre los encapsulados es la relación entre la frecuencia del reloj y la frecuencia central (Tabla 4); dicha relación puede modificarse por medio de resistencias externas.

Estos filtros disponen de su propio programa para facilitar su diseño, conocido como FilterCADTM.

Encapsulado	Relación frecuencia de reloj y frecuencia central
LTC1068-200	200:1
LTC1068	100:1
LTC1068-50	50:1
LTC1068-25	25:1

Tabla 4: Relación frecuencia del reloj y frecuencia central de cada encapsulado.

- **LTC1562-2**

El LTC1562 es un circuito integrado de tiempo continuo de bajo ruido y con poca distorsión, que opera en un rango de frecuencias central de 20 kHz a 300 kHz. Se utiliza en aplicaciones que requieran una resolución alta; así, por ejemplo, en filtros antialiasing/reconstrucción, ecualizadores, sustitución los filtros LC o para filtrado de la fase, entre otras.

A diferencia de la mayoría de los circuitos integrados basados en capacidades conmutadas, no se necesita un reloj externo. Consta de cuatro bloques independientes que por medio de tres resistencias externas permite ajustar la frecuencia central (f_o), el factor de calidad (Q) y la ganancia, usando unas fórmulas de diseño muy sencillas. Cada bloque proporciona respuestas paso bajo y paso banda; si una de las resistencias externas se sustituye por un condensador, se obtiene una respuesta paso alto. También se pueden obtener respuestas paso todo y rechazo banda (Fig. 24).

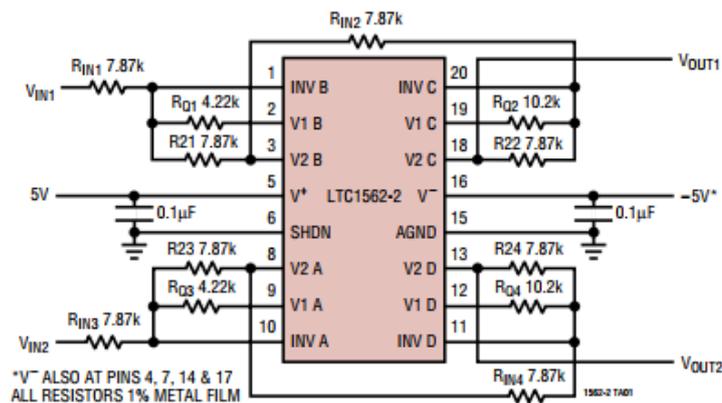


Figura 24: Conexiones básicas del LTC1562-2 para implementar un filtro paso bajo.

En el caso de implementar un filtro con respuesta paso alto o paso banda se debe modificar la resistencia R_{IN} de cada bloque básico por un condensador C_{IN} , como se muestra en el siguiente esquema (Fig. 25).

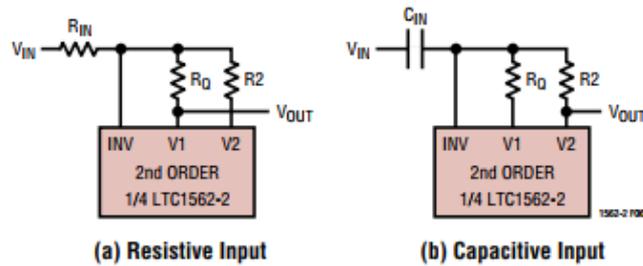


Figura 25: Bloque básico para respuesta paso alto y paso banda del integrado LTC 1562-2.

▪ **LTC1060**

El LTC1060 funciona para un rango de frecuencias de hasta 30 kHz, proporciona baja potencia y un rango dinámico de 88 dB a ± 2.5 V. Su diagrama de bloques se muestra en la Fig. 26. Se utiliza en diferentes aplicaciones, tales como filtros paso banda y rechazo banda con un alto factor de calidad y alto rango dinámico o diferentes tipos de filtros de interés en el campo de las telecomunicaciones.

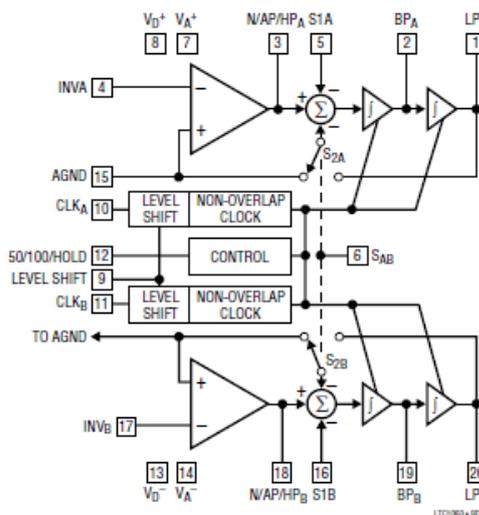


Figura 26: Diagrama de bloques del LTC1060.

Consiste en dos filtros de capacidades conmutadas, que junto con un conjunto de resistencias adicional es capaz de proporcionar una respuesta de segundo orden paso bajo, paso banda, paso alto, rechazo banda y paso todo. La frecuencia central de este tipo de filtro puede ser ajustada por medio de un reloj externo o por un reloj externo y una relación de resistencias. Operan en un rango de tensiones entre ± 2.37 V a ± 8 V; cuando utiliza una alimentación de hasta 5 V consume 12 mW y puede operar con frecuencias centrales de hasta 10 kHz. En el caso de



utilizar una alimentación superior, el rango de frecuencias centrales se extiende hasta los 30 kHz y se pueden obtener factores de calidad elevados.

El filtro basado en este integrado proporciona un rango dinámico alto, un elevado producto frecuencia central – factor de calidad y una excelente estabilidad ante variaciones de temperatura.

Capítulo 2: Análisis de la estructura interna del integrado UAF42. Respuesta en frecuencia.

En este capítulo, se obtendrán analíticamente las funciones de transferencia de las diferentes respuestas en frecuencia que se pueden obtener con el integrado UAF42, que se muestra en la figura 27, que consta de un amplificador inversor y dos integradores; añadiendo un amplificador operacional se puede obtener un filtro de respuesta rechazo banda.

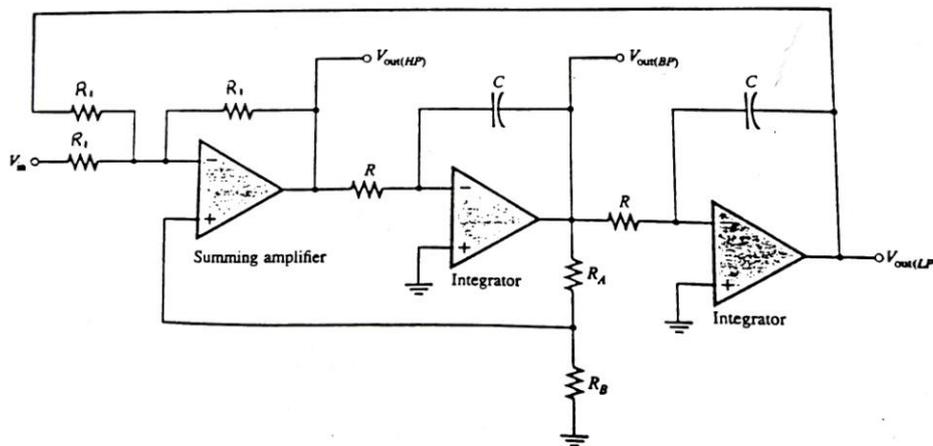


Figura 27: Filtro Activo Universal UAF42.

Consideraremos los dos bloques básicos por separado:

1. Bloque integrador

Comenzaré analizando la señal de salida de un integrador básico como el que se muestra en la figura 28.

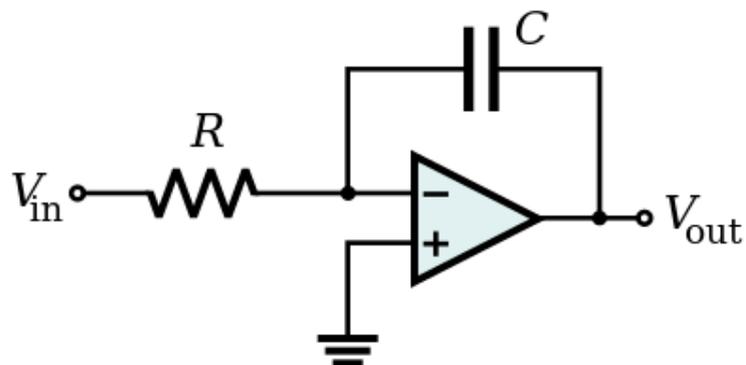


Figura 28: Integrador básico.

En este integrador, al aplicar una tensión de entrada (V_{IN}) a la resistencia de entrada da lugar a una corriente (I_R). La tensión en el terminal negativo del amplificador operacional es nula, puesto que en el terminal positivo está conectado directamente a tierra, y por tener una impedancia infinita toda la corriente de entrada I_R atraviesa el condensador C ; denominaré a la corriente que circula por el condensador I_C . Ambas corrientes son iguales $I_R = I_C$.

Aplicando la ley de ohm sobre la resistencia R , obtendremos que $I_R = \frac{V_{in}}{R}$; por otro lado, la corriente que atraviesa el condensador es $I_C = \frac{-V_{out}}{\frac{1}{sC}}$.

Finalmente, igualando ambas expresiones obtendremos la siguiente relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada (ecuación 2).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-1}{s * R * C} \quad (2)$$

2. Bloque sumador/restador

A continuación, se analizará la tensión de salida del sumador/restador que se muestra en la Fig. 29:

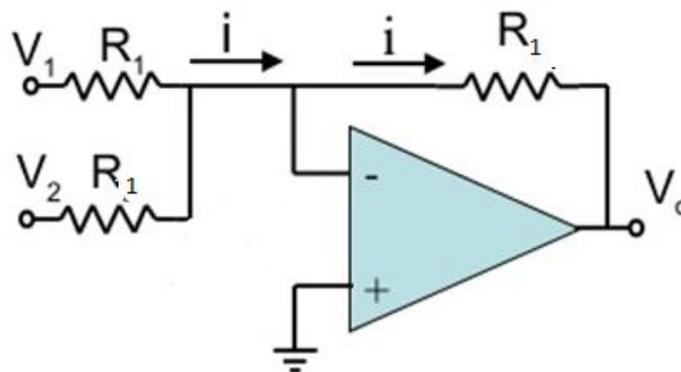


Figura 29: Circuito sumador/restador.

La señal de salida, V_{OUT} , se puede calcular aplicando superposición (ec. 3), ya que suponemos linealidad en el circuito, al tratarse de una aplicación de filtrado.

$$V_{OUT} = V_{OUT/INVERSOR} + V_{OUT/NO INVERSOR} \quad (3)$$

Comenzaré analizando la etapa inversora, donde el terminal positivo del amplificador operacional está conectado directamente a tierra ($V_+ = 0$). Obtendremos (ec. 4):

$$V_{OUT/INVERSOR} = \left(-\frac{R1}{R1}\right) * V_1 + \left(-\frac{R1}{R1}\right) * V_2 = -V_1 - V_2 \quad (4)$$

En el caso del integrado UAF42, a partir del esquema del filtro activo universal UAF42 (Fig. 27), el amplificador sumador coincide con la primera etapa y en ella se puede comprobar que $V_2 = V_{IN}$ y $V_1 = V_{OUT(LP)}$. Por lo tanto, la ecuación 4 anterior quedara:

$$V_{OUT/INVERSOR} = - V_{OUT(LP)} - V_{IN} \quad (5)$$

En la etapa no inversora, sustituimos las tensiones V_1 y V_2 por tierra por lo que el terminal negativo del amplificador operacional estará conectado a tierra través de la resistencia $R_1 \parallel R_1$ (Fig. 30).

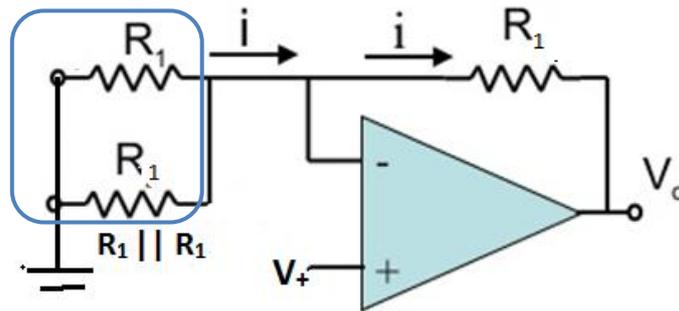


Figura 30: Circuito sumador/restador etapa no inversora.

Por tratarse de una configuración no inversora, y teniendo en cuenta la diferencia de tensión en los extremos de cada resistencia, finalmente obtendremos la siguiente ecuación (ec. 6).

$$\frac{0 - V_+}{R_1/2} = \frac{V_+ - V_{OUT/NO INVERSOR}}{R_1}$$

Despejando:

$$V_{OUT/NO INVERSOR} = \left(1 + \frac{R_1}{R_1/2}\right) * V_+ = 3 * V_+ \quad (6)$$

En nuestro caso, V_+ es un divisor de tensión como el que se muestra en la siguiente figura (Fig. 31) y su ecuación (ec. 7):

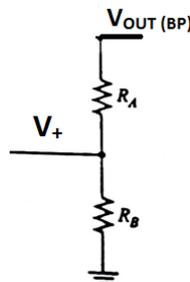


Figura 31: Divisor de tensión V_+ .

$$V_+ = R_B * \left(\frac{V_{OUT(BP)}}{R_A + R_B} \right) \quad (7)$$

Finalmente, sustituyendo las ecuaciones (5) y (6) en la (ec. 3) obtendremos la tensión de la salida del filtro paso alto ($V_{OUT(HP)}$) (ec.8).

$$\begin{aligned} V_{OUT(HP)} &= V_{OUT/INVERSOR} + V_{OUT/NO INVERSOR} = \\ &= -V_{OUT(LP)} - V_{IN} + 3 * V_+ = \end{aligned}$$

Sustituyendo V_+ :

$$V_{OUT(HP)} = -V_{OUT(LP)} - V_{IN} + 3 * V_{OUT(BP)} * \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (8)$$

Por lo que finalmente obtendremos, teniendo en cuenta el esquema de la figura 27, las siguientes tensiones de salida para cada una de las respuestas que proporciona el integrado UAF42:

$$V_{OUT(HP)} = -V_{OUT(LP)} - V_{IN} + 3 * V_{OUT(BP)} * \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (8)$$

, donde denotaremos $\beta = \frac{R_B}{R_A + R_B}$

$$V_{OUT(BP)} = -\frac{1}{s * R * C} * V_{OUT(HP)} \quad (9)$$

$$V_{OUT(LP)} = -\frac{1}{s * R * C} * V_{OUT(BP)} \quad (10)$$

Para obtener las funciones de transferencia de cada respuesta, sustituimos en ec. 10 $V_{OUT(BP)}$ por su expresión de la (ec. 9):

$$V_{OUT(LP)} = -\frac{1}{s * R * C} * V_{OUT(BP)} = \frac{1}{(s * C * R)^2} * V_{OUT(HP)}$$

De esta forma, tendremos todas las tensiones de salida en función de $V_{OUT(HP)}$ y de la tensión de entrada (V_{IN}) para poder sustituir en la ecuación 8, obteniendo la función de transferencia de la respuesta paso alto (ec. 11):



$$V_{OUT(HP)} = - \frac{1}{(s * C * R)^2} * V_{OUT(HP)} - V_{IN} - 3 * \frac{1}{s * C * R} * V_{OUT(HP)} * \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

$$H_{HP} = \frac{V_{OUT(HP)}}{V_{IN}} = - \frac{s^2}{s^2 + \frac{3 * \beta}{C * R} * s + (\frac{1}{C * R})} \quad (11)$$

Para la función de transferencia de la respuesta paso banda, dejando la ecuación 9 expresada en función de $V_{OUT(BP)}$ y V_{IN} , obtendremos la ecuación 12:

$$V_{OUT(BP)} = - \frac{1}{s * C * R} * V_{OUT(HP)} = - \frac{1}{s * C * R} * H_{HP} * V_{IN}$$

$$H_{BP} = \frac{V_{OUT(BP)}}{V_{IN}} = \frac{\frac{1}{R * C} * s}{s^2 + \frac{3 * \beta}{R * C} * s + (\frac{1}{C * R})^2} \quad (12)$$

Finalmente, repetimos los pasos en la ecuación 10 para tenerla en función de $V_{OUT(LP)}$ y V_{IN} , para obtener la función de transferencia de la respuesta paso alto (ec. 13).

$$V_{OUT(LP)} = - \frac{1}{s * C * R} * V_{OUT(BP)} = - \frac{1}{s * C * R} * H_{BP} * V_{IN}$$

$$H_{LP} = \frac{V_{OUT(LP)}}{V_{IN}} = - \frac{(\frac{1}{R * C})^2}{s^2 + \frac{3 * \beta}{R * C} * s + (\frac{1}{C * R})^2} \quad (13)$$

Con un cuarto amplificador operacional y un par de resistencias podremos sintonizar el filtro notch como se observaba en la figura 11, y obtendremos la respuesta notch del filtro. En este caso la tensión a la salida del cuarto amplificador dependerá de la posición de un conmutador.

La función de transferencia de la respuesta notch, utilizando la ecuación 1 indicada anteriormente será (ec.14):

$$H_{notch} = \frac{V_{OUT(notch)}}{V_i} = - \frac{R_5 * \omega_z^2}{R_2 * \omega_o^2} * \frac{1 - (\frac{\omega}{\omega_z})^2}{1 - (\frac{\omega}{\omega_o})^2 + (j * \frac{\omega}{\omega_o}) / Q} \quad (14)$$

Donde la frecuencia central, el factor de calidad y la frecuencia del cero se definen por las siguientes ecuaciones:

$$\omega_0 = \frac{1}{R * C}$$

$$Q = \frac{R_1}{R}$$

$$\omega_z = \omega_0 * \sqrt{1 \pm \frac{R_2}{R_4 * Q}}$$

En este tipo de filtro podemos identificar tres casos distintos:

i). Sin considerar la resistencia R_4 o esta tiende a infinito, obtendremos la respuesta notch recogida en la ecuación 15 (notch simétrico):

$$\omega_z = \omega_0, \quad H_{ON} = -\frac{R_5}{R_2} \quad (15)$$

ii). Si el conmutador se encuentra hacia la izquierda, se añade un término paso bajo, dando lugar a una respuesta notch paso bajo (ec. 16):

$$\omega_z = \omega_0 * \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4 * Q}}, \quad H_{OLP} = -\frac{R_5 * \omega_z^2}{R_2 * \omega_0^2} \quad (16)$$

iii). Si el conmutador se encuentra hacia la derecha, se añade un término paso alto, dando lugar a una respuesta notch paso alto (ec. 17):

$$\omega_z = \omega_0 * \sqrt{1 - \frac{R_2}{R_4 * Q}}, \quad H_{OHP} = -\frac{R_5}{R_2} \quad (17)$$

A continuación se muestra una tabla (Tabla 5), en la que se recogen las diferentes características: ganancia, frecuencia de corte y factor de calidad (Q) de cada respuesta obtenida con el integrado UAF42. También se muestra la respuesta en frecuencia de la magnitud de la ganancia del filtro paso bajo, paso banda y paso alto en la figura 32. El diagrama de Bode incluye también la respuesta en frecuencia de la fase.

	Filtro paso bajo	Filtro paso banda	Filtro paso alto	Filtro notch (simétrico)
Ganancia	$K = -1$	$K = \frac{1}{R * C} * S$	$K = - \left(\frac{1}{R * C} \right)^2$	$K = -1$
Frecuencia de corte	$\omega_H = \frac{1}{C * R}$	$\omega_0 = \frac{1}{C * R}$ (frec. central)	$\omega_L = \frac{1}{C * R}$	$\omega_z = \omega_0$
Factor de calidad	$Q = \frac{\frac{1}{C * R}}{\frac{S * \beta}{C * R}} = \frac{1}{3 * \beta}$	$Q = \frac{\frac{1}{C * R}}{\frac{S * \beta}{C * R}} = \frac{1}{3 * \beta}$	$Q = \frac{\frac{1}{C * R}}{\frac{S * \beta}{C * R}} = \frac{1}{3 * \beta}$	$Q = \frac{R_1}{R}$

Tabla 5: Características de las respuestas paso bajo, paso banda, paso alto y notch.
 Todos los filtros implementados son de segundo orden.

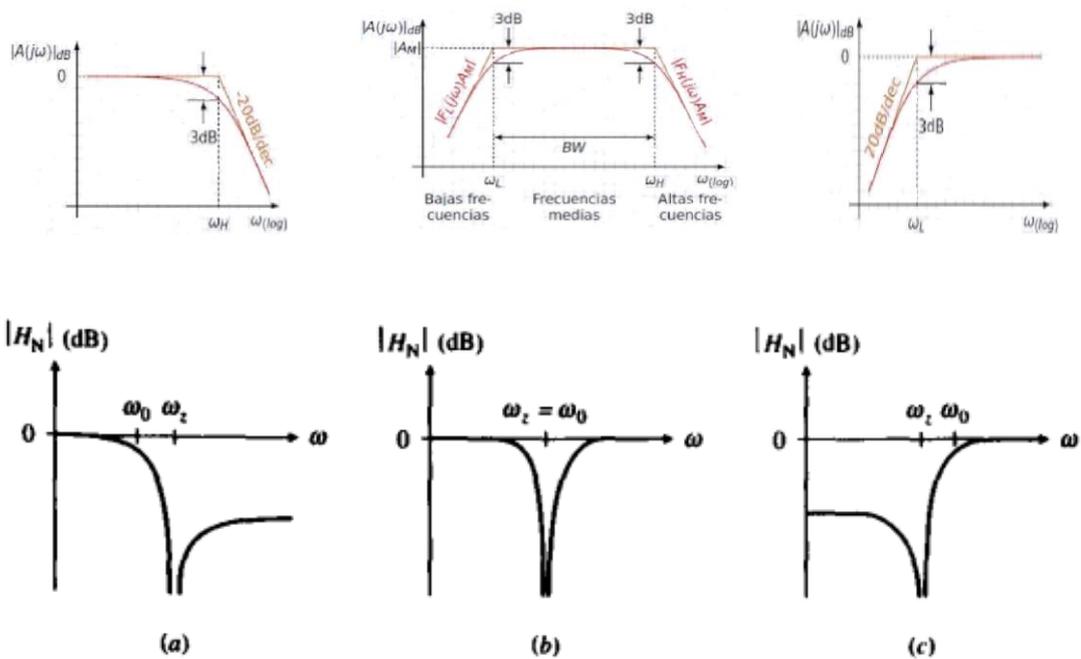


Figura 32. Respuestas filtro paso bajo, filtro paso banda, filtro paso alto, (a) filtro notch paso bajo, (b) notch simétrico y (c) notch paso alto.

Capítulo 3: Diseño, implementación y caracterización de dos filtros activos para la manipulación de formas de onda

Este capítulo corresponde al cuerpo central del Proyecto y en él llevaremos a cabo el diseño y la implementación de dos tipos de filtros: un filtro pasa banda con frecuencia central en el rango de las unidades/decenas de kHz y un filtro rechaza-banda para la frecuencia de 562 Hz.

1. Diseño de un filtro paso banda en el rango de los kHz

En este apartado, diseñaremos e implementaremos diferentes filtros paso banda con distintas frecuencias centrales para dos valores distintos de factor de calidad del filtro ($Q = 2$ y $Q = 5$, respectivamente). Utilizaremos el programa de diseño FILTER42 para determinar los componentes externos (off-chip) necesarios así como sus correspondientes valores para posteriormente proceder al montaje del circuito en la placa en el laboratorio. Una posible aplicación de este filtro es la transformación de formas de onda.

Para ambos factores de calidad, el filtro activo universal UAF42 opera en un rango de frecuencias entre 1 y 100 kHz; seleccionaremos distintas frecuencias dentro de estos límites, por ejemplo, frecuencias centrales de 1 kHz, 10 kHz, 50 kHz y 80 kHz. Consideramos la frecuencia de 1 kHz ya que el fabricante del integrado UAF42 nos proporciona varios datos del datasheet a esta frecuencia.

1.A. Factor de calidad $Q = 2$.

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 1 kHz:**

La figura 33 nos muestra la configuración que debemos utilizar para implementar este tipo de filtro, PP1: (ver Apéndice 2) y en este caso solo se necesitarán tres resistencias externas (R_{F1} , R_{F2} y R_Q). También nos permite conocer la ganancia del filtro (1000mV/V) y la máxima tensión que se puede aplicar a la entrada (9,93 V).

Hay que tener en cuenta que los datos de ganancia y rango dinámico de entrada hacen referencia a una señal de entrada puramente sinusoidal, que no es el caso del análisis llevado a cabo en nuestro filtro en el que vamos a utilizar una entrada cuadrada. En la Figura 34 se presenta un resumen de la implementación que debemos realizar.



Figura 33: Implementación filtro paso banda $f_0 = 1$ kHz.



Figura 34: Resumen implementación con esquema PP1.

La configuración detallada a nivel de circuito PP1 necesaria para implementar este filtro paso banda se muestra en la figura 35: se requieren dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 158 k Ω y la resistencia R_Q de 24,90 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 150 k Ω y 22 k Ω . Optamos por no poner resistencias en serie para aproximarnos más a los valores teóricos de diseño, para no complicar el montaje ni acumular los errores debidos a las tolerancias de las resistencias.

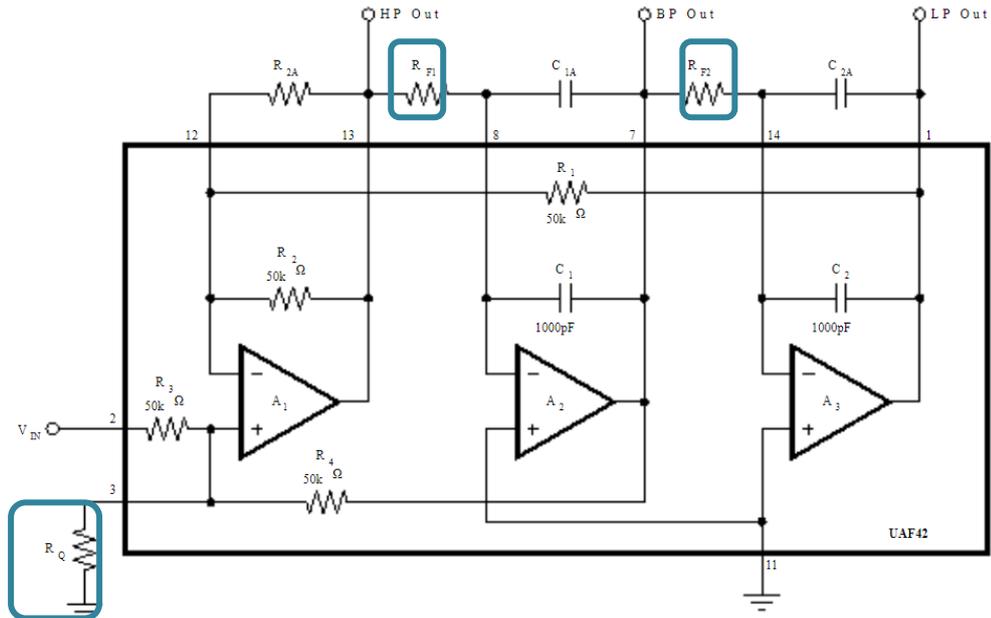


Figura 35: Configuración UAF42 PP1 filtro paso banda $f_0 = 1\text{kHz}$.
 $(R_{F1} = R_{F2} = 158\text{ k}\Omega$ y $R_Q = 24,9\text{ k}\Omega$)

El programa de diseño FILTER42 nos mostrará en una gráfica la respuesta en frecuencia de la ganancia en decibelios (en rojo) y de la fase en grados (en verde) del filtro implementado (Fig.36), en ella podemos comprobar que la frecuencia central del filtro es de 1 kHz.

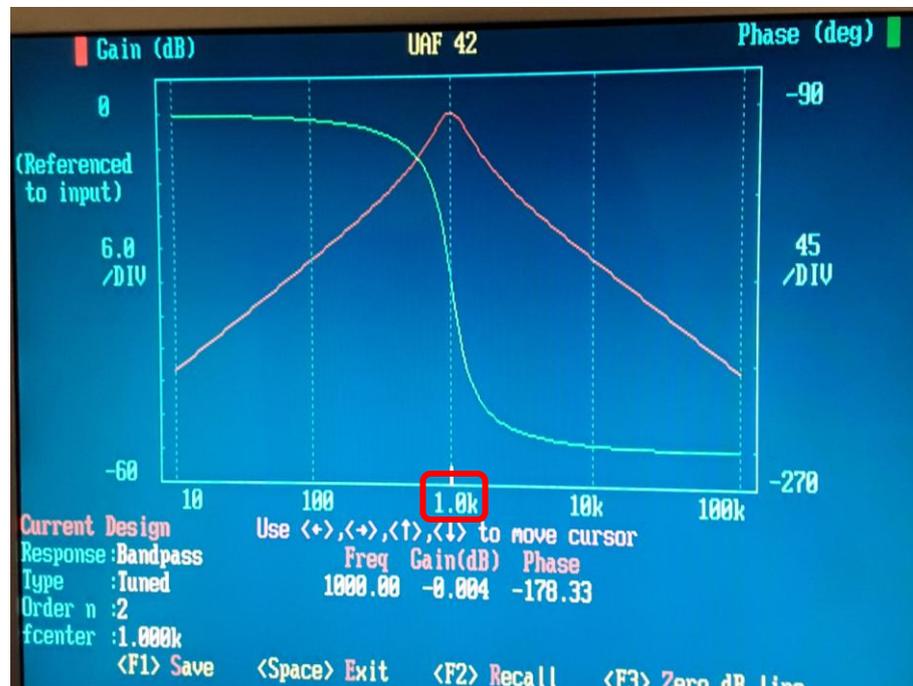


Figura 36: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_0 = 1\text{kHz}$.

Tras montar el circuito PP1 en la placa introducimos una señal cuadrada en el pin entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 37): frecuencia 1 kHz (para que se sintonice con la frecuencia del filtro que estamos implementando) y una amplitud de 100 mVp-p (en realidad, es de 104 mVp-p medido en el osciloscopio) para que pueda considerarse como pequeña señal y así evitar introducir no linealidades (se trata del valor mínimo de amplitud que nos permite introducir el generador de funciones). También se muestra la señal a la salida del filtro paso banda implementado, obtendremos una señal sinusoidal con cierta distorsión. La amplitud de esta señal es de 137,5 mVp-p, existe por tanto algo de amplificación (ganancia de 1.32 ó 2.4 dB).



Figura 37: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_o = 1$ kHz y amplitud 100 mVp-p; Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_o = 1$ kHz dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada del filtro (Fig: 38) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que sufre la señal tras el proceso de filtrado.

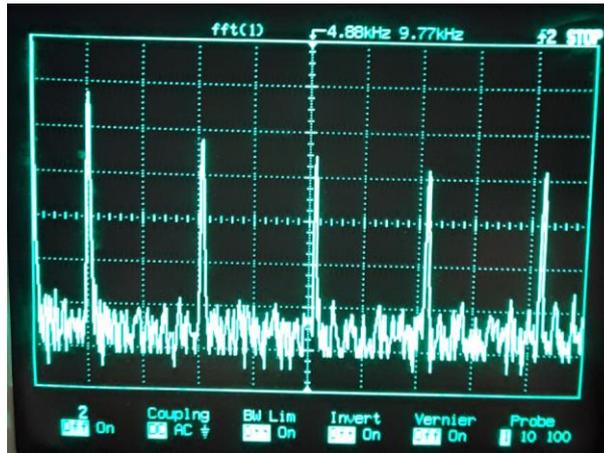


Figura 38: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

Para calcular la distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion, THD) transformamos la señal de salida del filtro paso banda al dominio de la frecuencia (Fig. 39). Este parámetro permite considerar de manera cuantitativa la presencia de armónicos en una señal. En nuestro caso, esos armónicos son debidos a que el filtrado paso banda sólo atenúa parcialmente los armónicos presentes en la señal cuadrada de entrada.

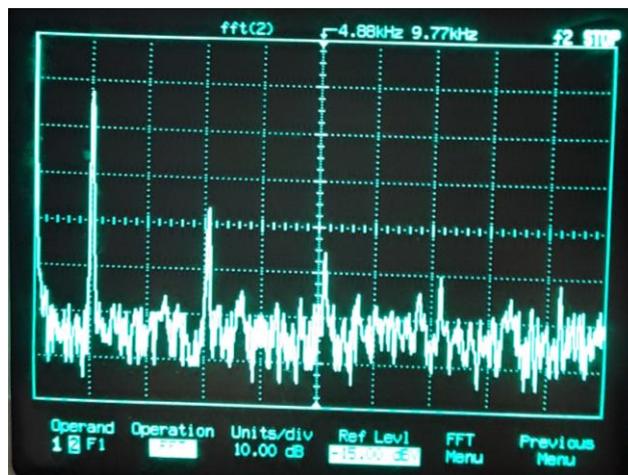


Figura 39: Señal de salida del filtro paso banda $f_0 = 1$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

Comprobamos que el tono fundamental se encuentra en torno a 1 kHz utilizando los cursores del osciloscopio. En concreto, aparece a una frecuencia de 996, 1 Hz.

La desviación respecto al valor nominal diseñado (1 kHz) es debido a los valores de las resistencias utilizados y a su tolerancia. Para las resistencias utilizadas (150 kΩ y 22 kΩ), un análisis estadístico nos lleva a un valor medio y desviación estándar de 148, 82 ± 0,29 kΩ y 21,76 ± 0,01 kΩ, respectivamente.

Al tener una señal cuadrada en la entrada, los armónicos de la señal aparecerán en las frecuencia impares (3 kHz, 5 kHz, 7 kHz, 9 kHz, 11 kHz,...), pero en el espectro de la señal a la salida solo podemos distinguir claramente el tono fundamental y los dos primeros armónicos impares, el resto de armónicos se han atenuado por el proceso de filtrado y no se han podido discriminar en el fondo de ruido.

Por último, procedemos a calcular la distorsión armónica total para este filtro. Se utilizan los cursores de medida de tensión del osciloscopio para obtener las amplitudes de los armónicos de la señal de salida. A continuación, se muestra una tabla (Tabla 6) con las amplitudes en unidades logarítmicas de los diferentes armónicos.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
1 (Fundamental)	62,2
3	37,8
5	29,1

Tabla 6: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 1$ kHz y ancho de banda de 500 Hz. Los armónicos 7º, 9º y 11º no se detectan experimentalmente.

Definiremos la distorsión armónica total mediante (ec. 14):

$$THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1} \quad (18)$$

Para aplicar esta ecuación debemos transformar los valores de amplitud en dB (escala logarítmica) a voltios (escala natural). Para el filtro paso banda de frecuencia central $f_0 = 1$ kHz, se obtiene una THD = 0,0037. Normalmente el valor del parámetro THD se suele expresar en términos de porcentaje, en este caso 0,37 %.

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 10 kHz:**

El siguiente filtro paso banda lo implementaremos con una frecuencia central de 10 kHz. La figura 40 nos muestra la salida del programa FILTER42 para este filtro, implementaremos la configuración PP1 y en este caso necesitamos cuatro resistencias externas (R_{F1} , R_{F2} , R_Q y R_{2A}). El programa de diseño también nos indica la ganancia del filtro en la banda de paso (1 V/V) y la máxima tensión que se puede aplicar a la entrada (3,13 V), para el caso de considerar una señal de entrada puramente sinusoidal.

Para implementar la configuración PP1: (ver Apéndice 2) necesaria para este filtro paso banda a una frecuencia central de 10 kHz, necesitamos dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 4,99 k Ω , una resistencia R_Q de 10 k Ω y una resistencia R_{2A} de 5,49 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 4,7 k Ω , 10 k Ω y 5,6 k Ω . No utilizaré resistencias en serie para aproximarnos más a los valores teóricos necesarios y no complicar el circuito ni acumular errores debidos a las tolerancias de las resistencias utilizadas.



Figura 40: Implementación filtro paso banda $f_0 = 10$ kHz.

El programa de diseño FILTER42 nos mostrará en una gráfica la respuesta en frecuencia de la ganancia en decibelios (en rojo) y de la fase en grados (en verde) del filtro implementado (Fig. 41), en ella podemos comprobar que la frecuencia de central del filtro es de 10 kHz.



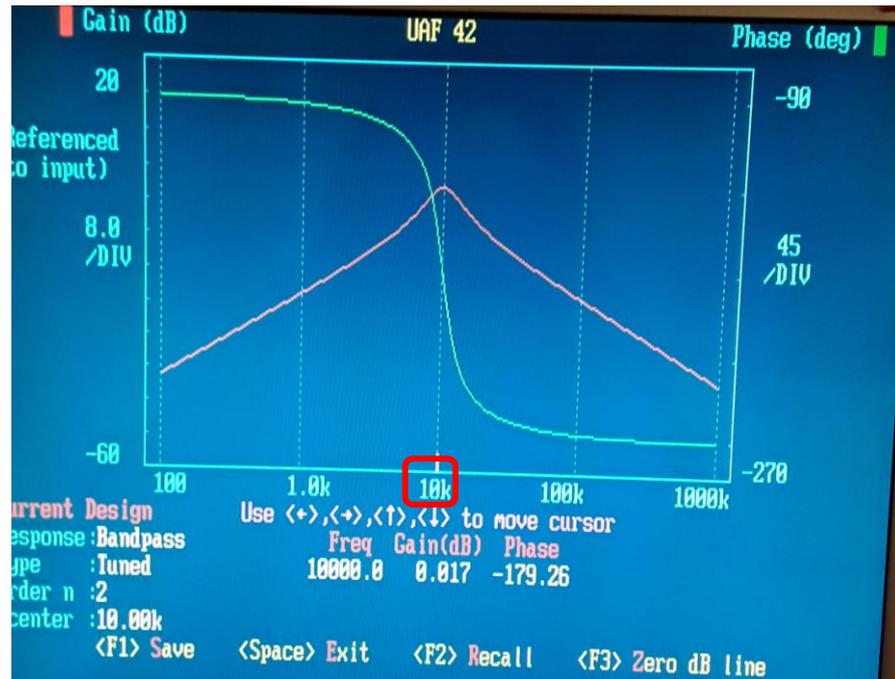


Figura 41: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 10$ kHz.

Antes de mostrar el filtrado sobre una señal de entrada cuadrada, mostramos de manera cualitativa la forma del filtro sintonizado a esta frecuencia. Para ello, montamos el circuito (topología PP1: ver Apéndice 2) e introducimos una señal sinusoidal cuya frecuencia cambia desde 1 kHz hasta 25 kHz, observando el espectro de la señal de salida (Fig. 42). Puede verse la respuesta en frecuencia de la amplitud en la salida donde se puede destacar la forma asimétrica del filtro por encima y por debajo de la frecuencia central. En concreto, se observa mayor atenuación a frecuencias menores de la frecuencia central.

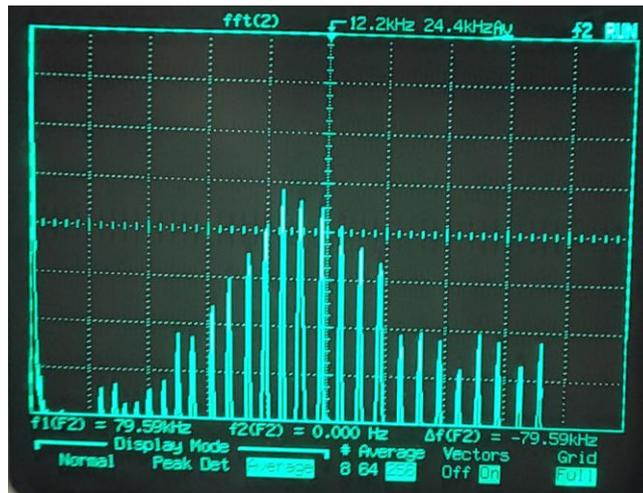


Figura 42: Señal de salida en el dominio de la frecuencia correspondiente a un tono puro usado como señal de entrada cuya frecuencia se barre desde 1 kHz hasta 25 kHz. Se ha aumentado la persistencia de la señal en la pantalla mediante un promediado fuerte de la señal en la salida. De este modo, la envolvente de los tonos da cuenta de la respuesta en frecuencia de la ganancia del filtro.

Tras montar el circuito PP1: (ver Apéndice 2) en la placa introducimos una señal cuadrada en el pin entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 43): frecuencia 10 kHz (para que se sintonice con la frecuencia del filtro que estamos implementando) y una amplitud de 100 mVp-p (en concreto de 104 mVp-p) para que pueda considerarse como pequeña señal y así evitar introducir no linealidades. También se muestra la señal a la salida del filtro paso banda implementado, obtendremos una señal sinusoidal con cierta distorsión cuya amplitud se ha amplificado hasta 137,5 mVp-p. Observamos la misma ganancia que a 1 kHz (2.4 dB).



Figura 43: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 10$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 10$ kHz en el dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada del filtro (Fig. 44) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que sufre la señal tras el proceso de filtrado.

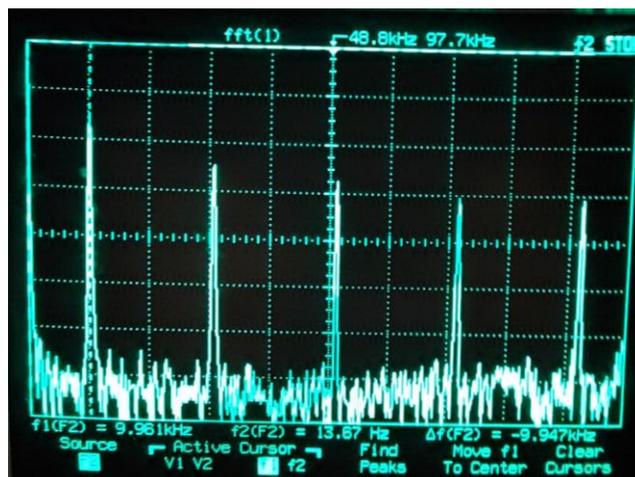


Figura 44: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

Transformamos la señal de salida del filtro paso banda al dominio de la frecuencia (Fig. 45), para poder calcular la distorsión armónica total (THD) de este filtro. En esta figura podemos comprobar que tanto el tono fundamental como los armónicos que teníamos en el espectro de entrada se han atenuado notablemente.

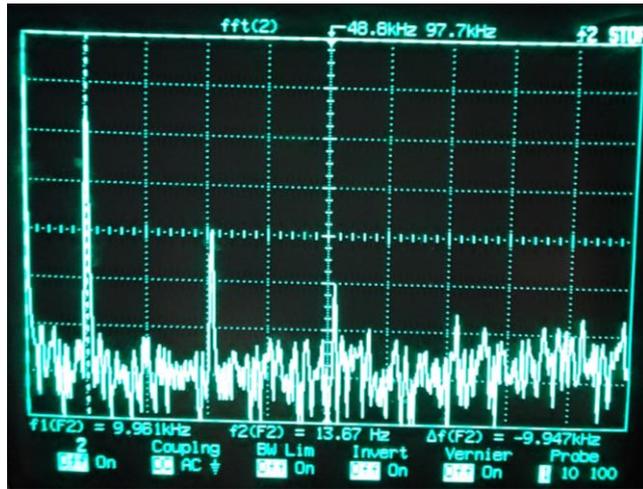


Figura 45: Señal salida en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

A continuación, comprobamos a que frecuencias aparecen el tono fundamental y los armónicos de la señal, que deberán aparecer en múltiplos impares de la frecuencia del fundamental al ser una señal de entrada cuadrada (30 kHz, 50 kHz, 70 kHz, ...).

La desviación respecto al valor nominal implementado (10 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 4,7 k Ω , 10 k Ω y 5,6 k Ω , el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar de 4,66 k Ω \pm 0,03, 9.87 k Ω \pm 0.07 y 5,52 k Ω \pm 0,02, respectivamente.

Por último, procedemos a calcular la distorsión armónica total para este filtro. A continuación, se muestra una tabla (Tabla 7) con las amplitudes de los diferentes armónicos.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
10 (Fundamental)	53,4
30	29,4
50	20,6
70	16,3

Tabla 7: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_o = 10$ kHz y ancho de banda 5 kHz. El 9º armónico no puede detectarse experimentalmente

Utilizaré la ecuación 14 para calcular la distorsión armónica total con los datos anteriores en escala natural, para este filtro paso banda de frecuencia central de 10 kHz el valor de THD = 0,004 (0,4 %).

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 50 kHz:**

El siguiente filtro paso banda lo implementaremos con una frecuencia central de 50 kHz. La figura 46 nos muestra la salida del programa FILTER42 para este filtro, implementaremos la configuración PP1 y en este caso necesitamos cuatro resistencias externas (R_{F1} , R_{F2} , R_Q y R_{2A}). En este caso la ganancia en la banda de paso es la misma que en el filtro anteriormente implementado (1 V/V) y la máxima tensión que se puede aplicar a la entrada se ha reducido hasta los 2,94 V, en el caso de aplicar a la entrada una señal sinusoidal pura.

Para implementar la configuración PP1: (ver Apéndice 2) necesaria para este filtro paso banda a una frecuencia central de 50 kHz, necesitamos dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 1 k Ω , una resistencia R_Q de 11 k Ω y una resistencia R_{2A} de 5,49 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 1 k Ω , 12 k Ω y 5,6 k Ω . Al igual que en los diseños anteriores optamos por no poner resistencias en serie para no complicar el circuito ni acumular errores debido a las tolerancias de las resistencias utilizadas.



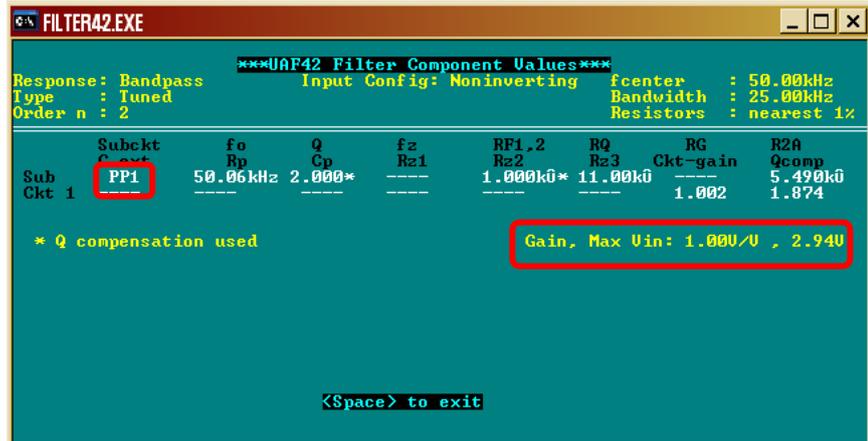


Figura 46: Implementación filtro paso banda $f_o = 50$ kHz.

El programa de diseño FILTER42 también nos mostrará en una gráfica la respuesta en frecuencia de la ganancia en decibelios (en rojo) y de la fase en grados (en verde) del filtro implementado (Fig. 47), en ella podemos comprobar que la frecuencia de central del filtro es de 50 kHz.

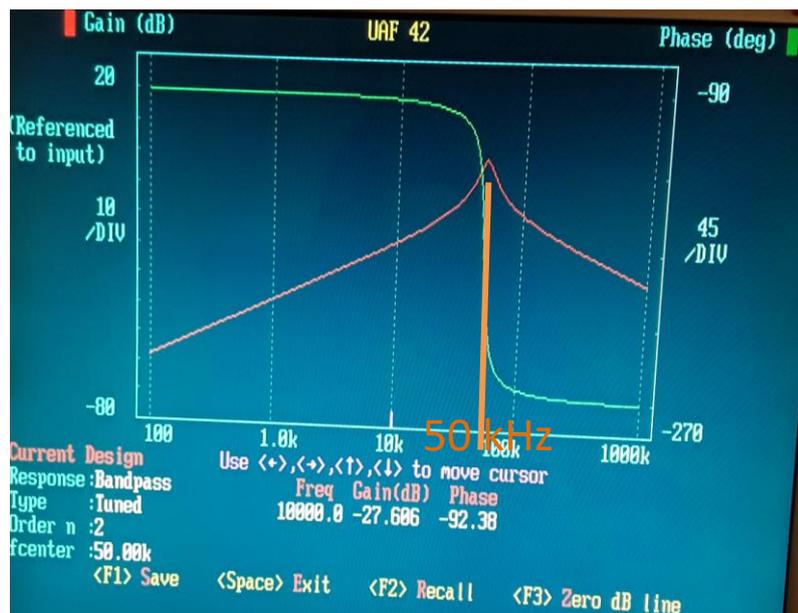


Figura 47: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 50$ kHz.

Introducimos una señal cuadrada en el pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 48): frecuencia 50 kHz, para que se sintonice con la frecuencia del filtro que estamos implementando y una amplitud de 100 mVp-p (109,4 mVp-p) para considerar que sea pequeña señal. También se muestra la señal a la salida del filtro paso banda que estamos implementando, es una señal sinusoidal distorsionada de amplitud 148.4 mVp-p (ganancia de 1.4 ó 2.7 dB).





Figura 48: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 50$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz en el dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada del filtro (Fig. 49) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que sufre la señal tras el proceso de filtrado.

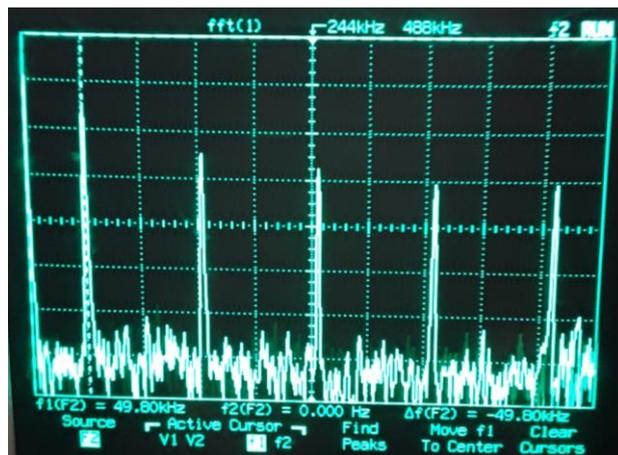


Figura 49: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

A continuación, se muestra el espectro de la señal a la salida del filtro paso banda que estamos implementando (Fig. 50), en ella podemos distinguir la frecuencia del tono fundamental y los distintos armónicos claramente.

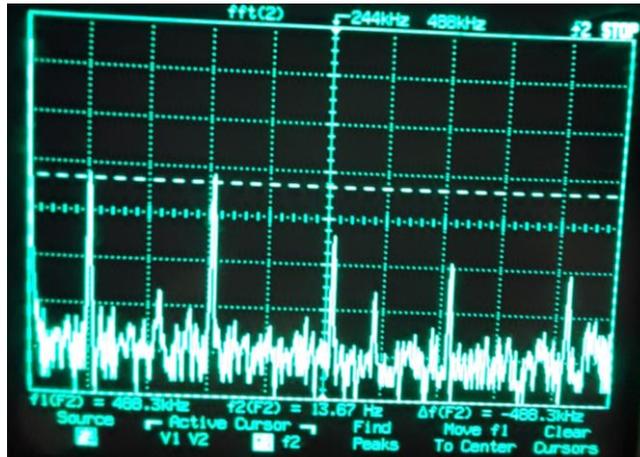


Figura 50: Señal salida del filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

El tono fundamental debe aparecer en la frecuencia en la que el filtro paso banda esta sintonizado (50 kHz) y los armónicos de la señal deberán aparecer en múltiplos impares de la frecuencia del fundamental al tener en la entrada una señal cuadrada (150 kHz, 250 kHz, 350 kHz, ...).

La desviación respecto al valor nominal implementado (50 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 1 k Ω , 12 k Ω y 5,6 k Ω , el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar para cada resistencia de 990,8 $\Omega \pm 0,01$, 11,9 k $\Omega \pm 0,16$ y 5,52 k $\Omega \pm 0,02$, respectivamente.

Calculamos la distorsión armónica total para este filtro paso banda con una frecuencia central de 50 kHz. A continuación, se muestra una tabla (Tabla 8) con las amplitudes de los diferentes armónicos en la señal de salida del filtro.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
50 (Fundamental)	59,4
150	33,8
250	25,6
350	20,0

Tabla 8: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 50$ kHz y ancho de banda 25 kHz.

Utilizaré la ecuación 14 para calcular la distorsión armónica total, los datos recogidos en la tabla deben ser expresados en escala natural para poder aplicar dicha ecuación. Para este filtro paso banda de frecuencia central de 50 kHz obtendré un valor del parámetro THD de $THD = 0,0028$ (0,28 %).

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 80 kHz:**

El último filtro paso banda con un factor de calidad de dos lo implementaremos con una frecuencia central de 80 kHz. La figura 51 nos muestra la salida del programa FILTER42 para este filtro, implementaremos la configuración PP1 y en este caso necesitamos cuatro resistencias externas (R_{F1} , R_{F2} , R_Q y R_{2A}). El programa de diseño también nos indica la ganancia del filtro en la banda de paso que coincide con el valor obtenido en las dos frecuencias anteriormente implementadas (1 V/V) al aplicar una señal sinusoidal pura en la entrada y la máxima tensión que se puede aplicar a la entrada, en este caso se reduce hasta los 2,78 V.

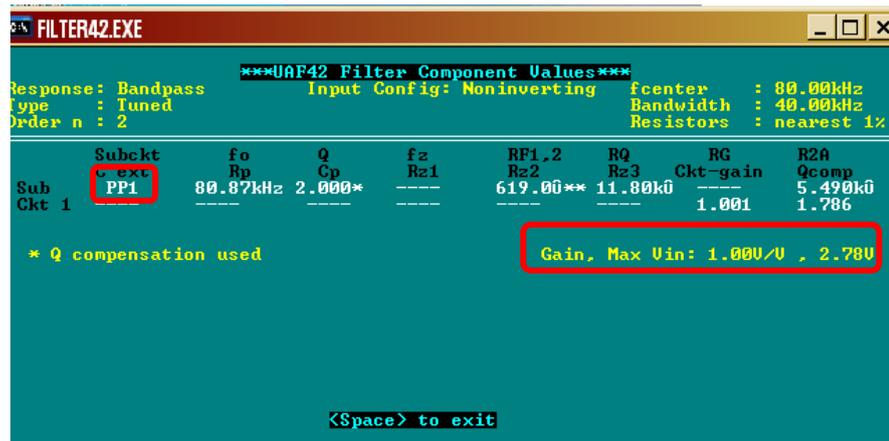


Figura 51: Implementación filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz.

Para implementar la configuración PP1: (ver Apéndice 2) necesaria para este filtro paso banda a una frecuencia central de 80 kHz, necesitamos dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 619 Ω , una resistencia R_Q de 11,8 k Ω y una resistencia R_{2A} de 5,49 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 560 Ω , 12 k Ω y 5,6 k Ω . Tomamos la misma consideración de no poner resistencias en serie para no complicar el circuito y no introducir errores.

El programa de diseño FILTER42 también nos permitirá visualizar en una única gráfica la respuesta en frecuencia de la ganancia en decibelios (en rojo) y de la fase en grados (en verde) del filtro implementado (Fig. 52), en ella vemos la forma que tiene el filtro paso banda implementado y comprobar que la frecuencia de central del filtro es de 80 kHz.

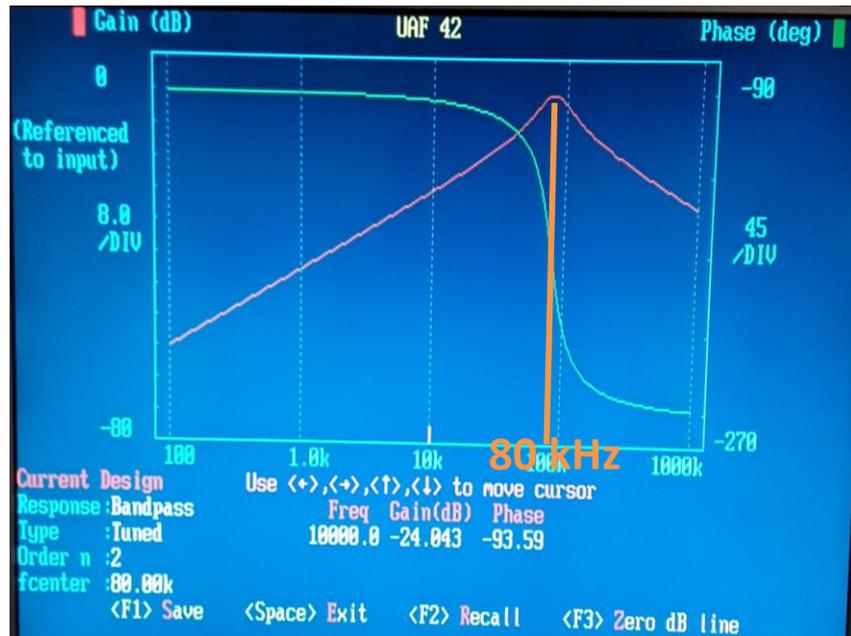


Figura 52: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz.

Introducimos una señal cuadrada por el pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 56): frecuencia 80 kHz y amplitud 100 mVp-p (en realidad de 109.4 mVp-p), para que se cumplan las condiciones impuestas en los filtros anteriores. En este caso, la propia señal de entrada presenta distorsión debida al propio generador de formas de onda. Tal como se ve en el espectro de la señal de entrada, además del tono fundamental a 80 kHz y sus armónicos impares correspondientes, aparecen tonos a 20 kHz, 40 kHz, 60 kHz, 100 kHz, 120 kHz, ... debidos a la distorsión generada por el bloque digital del generador de formas de onda (ver Apéndice 3). En las siguientes figuras (Fig. 53, 54 y 55) se puede ver el espectro de la señal cuadrada que estamos aplicando y como los armónicos no deseados se aprecian en él, siendo mayor su influencia a medida que se aproximan a la frecuencia del tono fundamental y de los armónicos impares (80 kHz, 240kHz, 400 kHz, ...), como indican los datos de amplitud en dB recogidos en la Tabla 9.

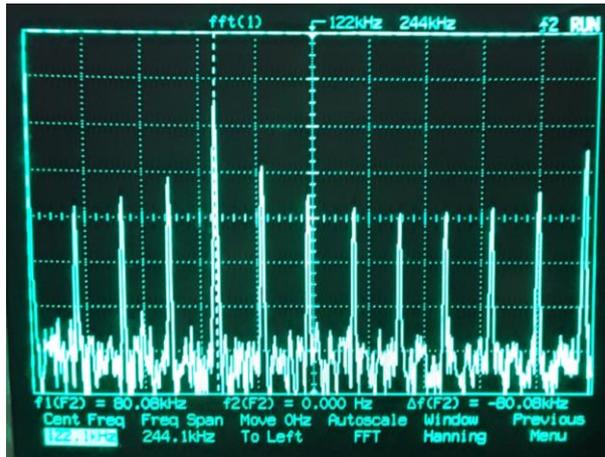


Figura 53: Tono fundamental (80 kHz) junto con armónicos no deseados con escala: 10 dB/div.

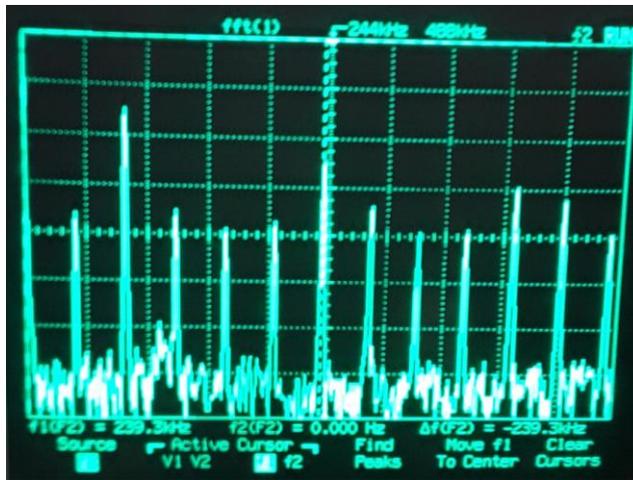


Figura 54: Tercer armónico (240 kHz) junto con armónicos no deseados con escala: 10 dB/div.

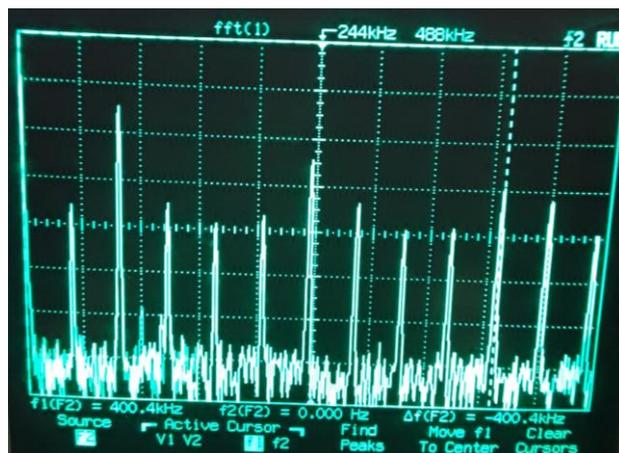


Figura 55: Quinto armónico (400 kHz) junto con armónicos no deseados con escala: 10 dB/div.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
20	37,2
40	40,0
60	43,8
80 (Fundamental)	60,0
100	47,2
120	40,9

Tabla 9: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos no deseados presentes en la señal cuadrada de entrada del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 40 kHz.

En la figura 56 también se puede visualizar la salida del filtro paso banda sintonizado a una frecuencia de 80 kHz, en ella obtendremos una señal sinusoidal con cierta distorsión de amplitud 154.7 mVp-p (ganancia de 1.4 ó 3 dB).

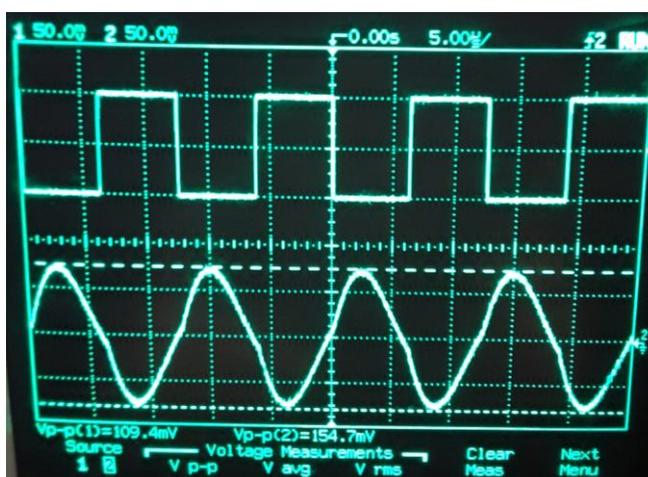


Figura 56: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 80$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz dominio del tiempo.

Se calcula el espectro de la señal de salida del filtro paso banda (Fig. 57 y 58) para poder obtener sus armónicos y calcular la distorsión armónica total de este filtro, que nos permite considerar de forma cuantitativa los armónicos presentes en la señal tras el proceso de filtrado. En las siguientes figuras podemos comprobar los

tonos no deseados que teníamos en la entrada se confunden con el fondo de ruido presente en la señal de salida.

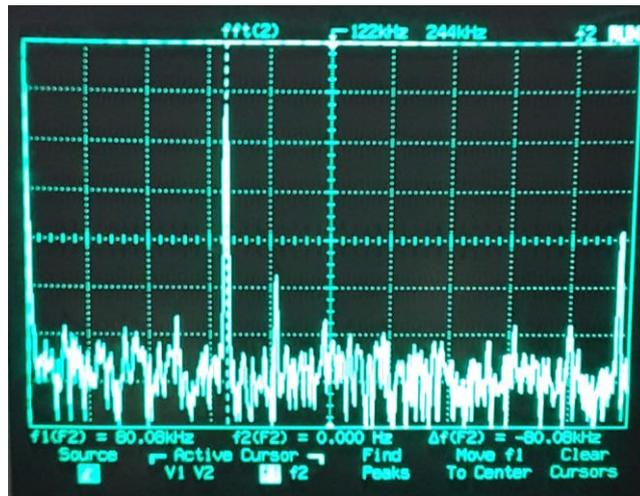


Figura 57: Tono fundamental (80 kHz) de la señal de salida en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

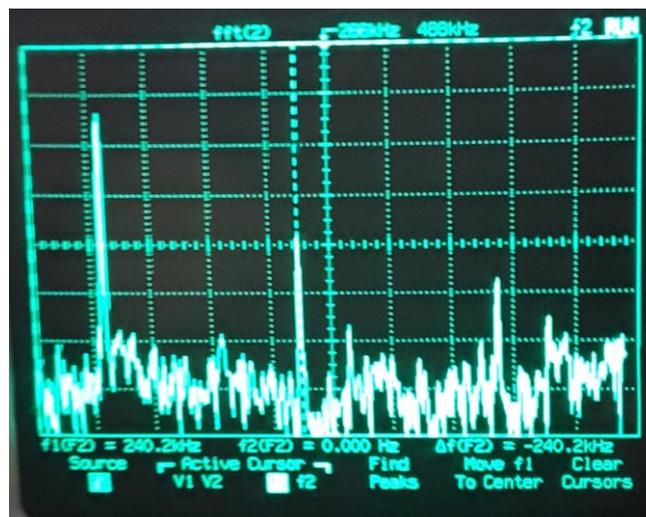


Figura 58: Tercer armónico (240 kHz) de la señal de salida en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

A continuación, se calculan las frecuencias a las que se encuentran cada uno de los armónicos y se detallan sus amplitudes en dB en la Tabla 10.

La desviación respecto al valor nominal implementado (80 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 560 Ω, 12 kΩ y 5,6 kΩ, el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar para cada resistencia de 564,65 kΩ ± 0,44, 11,9 kΩ ± 0,16 y 5,52 kΩ ± 0,02, respectivamente.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
60	19.4
80 (Fundamental)	56.9
100	24.4
240	33.1
400	23.4

Tabla 10: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 40 kHz.

Aplicando la definición de distorsión armónica total, especificada en la ecuación 14 y con los datos recogidos en la tabla anterior en escala natural, para el filtro paso banda de frecuencia central 80 kHz obtendré un valor del parámetro THD = 0,0042 (0,42 %).

1.B Factor de calidad $Q = 5$.

De igual forma como he procedido hasta el momento, implementare una serie de filtros paso banda con frecuencias centrales de 1 kHz, 10 kHz, 50 kHz y 80 kHz, pero de tal forma que el factor de calidad de todos estos filtros sea 5. Al aumentar el factor de calidad, disminuye el ancho de banda de filtrado, el cual se hace más selectivo.

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 1 kHz:**

Utilizando el programa de diseño FILTER42, con la frecuencia central fija de 1 kHz, seleccionamos el ancho de banda de tal forma que el factor de calidad del filtro sea 5. Implementaremos un filtro con un ancho de banda de 0,2 kHz que es menor al ancho de banda del filtro implementado para conseguir un factor de calidad de 2.

En la figura 59, se muestra la configuración del filtro y los valores de las resistencias externas necesarias para implementar el filtro. La ganancia del filtro en la banda de paso es de 997 mV/V y la máxima tensión que se puede aplicar a la entrada del mismo será 9,95 V, estos datos se refieren si por el pin de entrada del integrado

introducimos una señal sinusoidal pura, que no es el caso que estamos analizando.

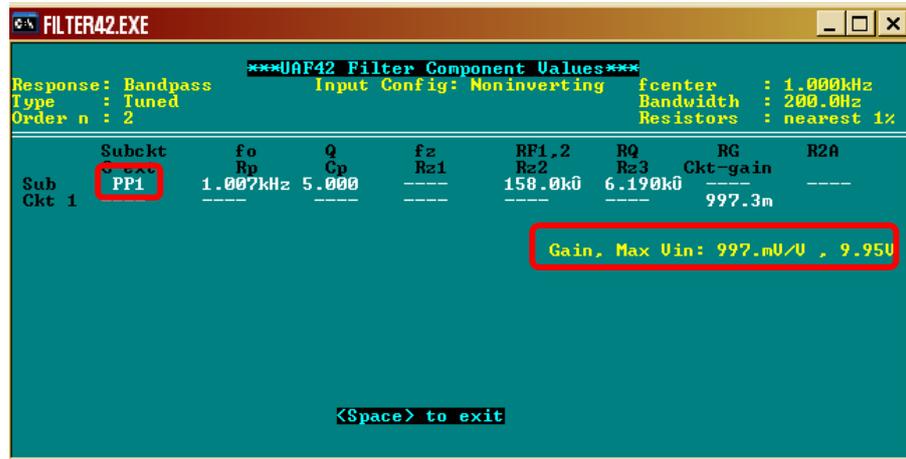


Figura 59: Implementación filtro paso banda $f_o = 1$ kHz.

Otra de las opciones del programa FILTER42, nos permite visualizar la respuesta en frecuencia de la ganancia del filtro en dB (en rojo) y de la fase en grados (en verde), en la siguiente figura (Fig. 60) se muestra el filtro diseñado.

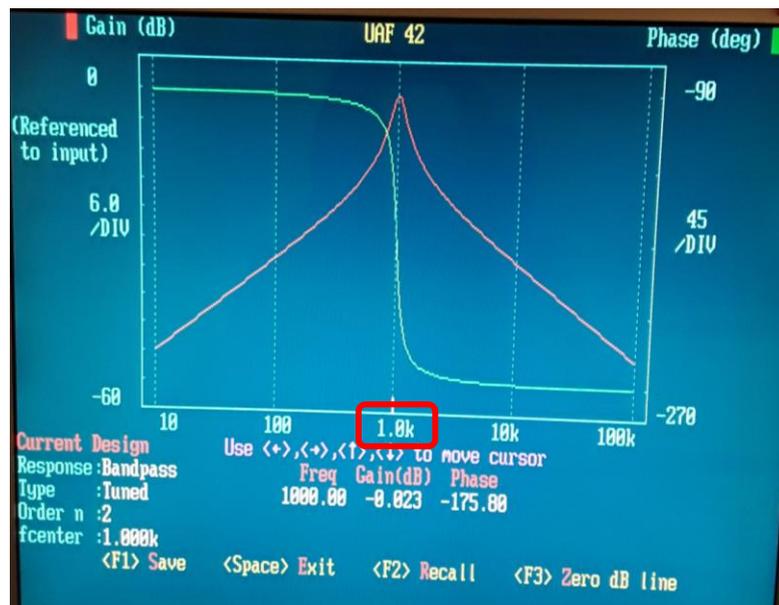


Figura 60: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 1$ kHz.

Para implementar la configuración PP1: (ver Apéndice 2) necesaria para este filtro paso banda a una frecuencia central de 1 kHz, necesitamos dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 158 kΩ y una resistencia R_Q de 6,19 kΩ. Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 150 kΩ y 5,6 kΩ.

Introducimos una señal cuadrada por el pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 61): frecuencia 1 kHz y amplitud 100 mVp-p, para que la señal se sintonice con la frecuencia del filtro y considerar que es pequeña señal, que es donde nos interesa implementar estos filtros. También se muestra la señal a la salida del filtro sintonizado a la frecuencia de 1 kHz, es una sinusoidal distorsionada amplificada.



Figura 61: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 1$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 1$ kHz en el dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada (Fig. 62) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que sufre la señal tras el proceso de filtrado.

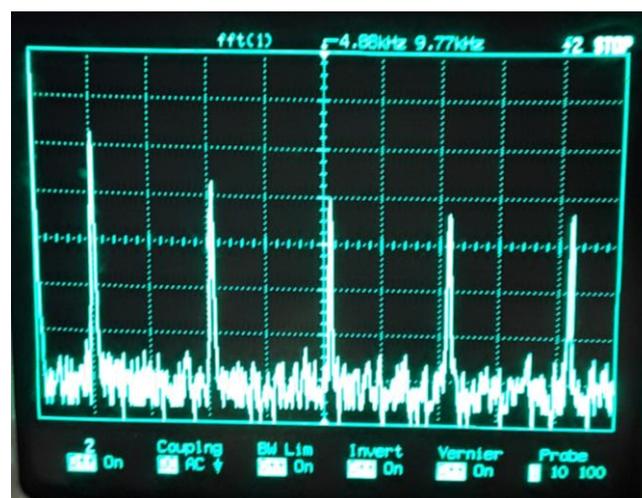


Figura 62: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

Se calcula el espectro de la señal de salida del filtro paso banda (Fig. 63) para poder obtener sus armónicos y calcular la distorsión armónica total de este filtro.

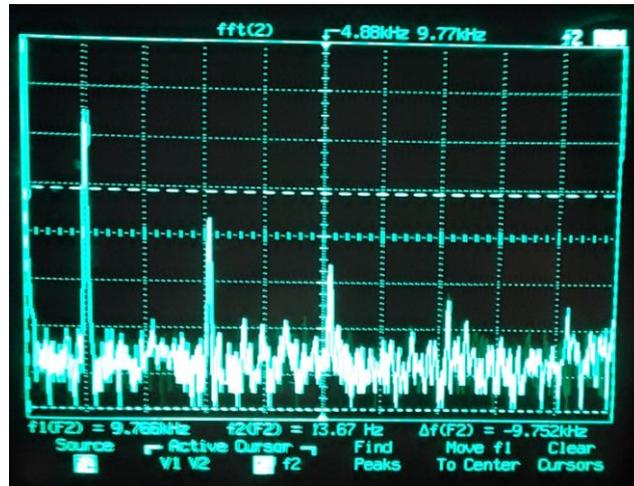


Figura 63: Señal salida del filtro paso banda $f_0 = 1\text{kHz}$ en el dominio de la frecuencia con escala: 10dB/div.

A continuación, se calculan las frecuencias a las que se encuentran cada uno de los armónicos que deberán aparecer en múltiplos impares de la frecuencia fundamental (3 kHz, 5 kHz, 7 kHz, 9 kHz, ...) al aplicar a la entrada una señal cuadrada. El tono fundamental aparece a una frecuencia de 996,1 Hz y sólo es posible distinguir el tercer y quinto armónico, el resto de armónicos no se aprecian entre el fondo de ruido de la señal.

La desviación respecto al valor nominal implementado (1 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 150 k Ω y 5,6 k Ω , el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar para cada resistencia de 148,82 k $\Omega \pm 0,28$ y 5,52 k $\Omega \pm 0,02$, respectivamente.

En la tabla siguiente (Tabla 11) se muestran los armónicos del filtro paso banda que aparecen en múltiplos impares de la frecuencia fundamental del filtro implementado (1 kHz) junto con la amplitud de cada uno de ellos en dB, para posteriormente poder calcular con estos datos la distorsión armónica total del filtro paso banda que estamos implementando en este punto. Los armónicos que aparecen son debidos a que el filtro paso banda solo atenúa parcialmente los armónicos presentes en la señal cuadrada de entrada.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
1 (Fundamental)	62,5
3	34,0
5	25,5

Tabla 11: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 1$ kHz y ancho de banda 200 Hz. Los armónicos 7º y 9º no se detectan experimentalmente.

Analizando los datos de la tabla anterior y convirtiendo las amplitudes de los diferentes armónicos presentes en la señal de salida a escala natural antes de aplicar la definición de THD especificada en la ecuación 14, obtendré para este filtro paso banda de frecuencia central 1 kHz una THD = 0,0014 (0,14 %).

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 10 kHz:**

Diseño de un filtro paso banda con una frecuencia central de 10 kHz y seleccionamos el ancho de banda de 2 kHz para que el factor de calidad de este filtro sea 5. El programa FILTER42 nos proporciona la información de la configuración a implementar y las resistencias exteriores necesarias (R_{F1} , R_{F2} , R_Q y R_{2A}) (Fig. 64). La ganancia de este filtro en la banda de paso será de 1 V/V mientras que la tensión que es capaz de soportar en la entrada es de 3,13 V, al aplicar una señal sinusoidal pura.



Figura 64: Implementación filtro paso banda $f_0 = 10$ kHz.

Otras de las opciones del programa FILTER42 nos permite visualizar la respuesta en frecuencia de la ganancia (en rojo) y de la fase (en verde) del filtro paso banda implementando, como se muestra en la figura 65.

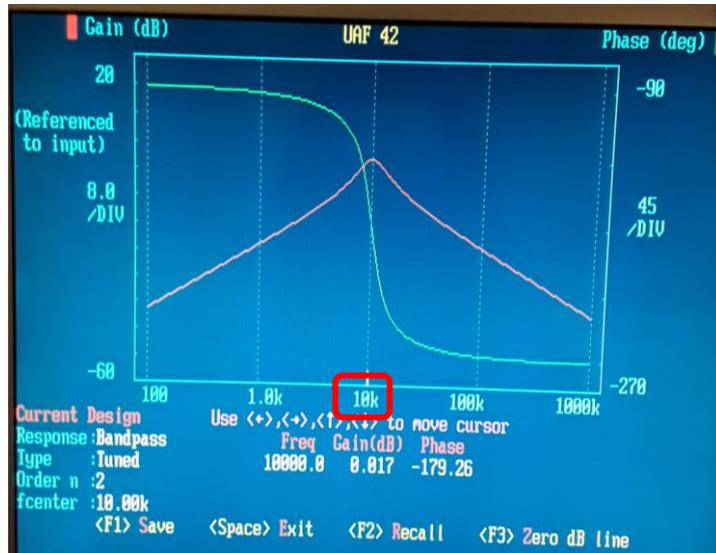


Figura 65: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 10$ kHz.

Para implementar la configuración PP1: (ver Apéndice 2) necesaria para este filtro paso banda a una frecuencia central de 10 kHz, necesitamos dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 4,99 k Ω , una resistencia R_Q de 3,24 k Ω y por último una resistencia R_{2A} de 5,49 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 4,7 k Ω , 3,9 k Ω y 5,6 k Ω . Estos valores son los más próximos a los valores de resistencias que se precisan para este diseño, optamos por no poner resistencias en serie en el diseño para no acumular errores debido a las tolerancias de los diferentes componentes pasivos.

Introducimos una señal cuadrada por el pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 66): frecuencia 10 kHz y amplitud 100 mVp-p (en realidad de 109,4 mVp-p), para que la señal se sintonice con la frecuencia del filtro y considerar que es pequeña señal, que es donde nos interesa implementar estos filtros. En la misma figura podemos ver también la señal tras el proceso de filtrado (canal 2) es una señal sinusoidal con cierta distorsión de amplitud 128,1 mVp-p (ganancia de 1,2 ó 1,6 dB).



Figura 66: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 10$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal de salida filtro paso banda $f_0 = 10$ kHz en el dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada del filtro (Fig. 67) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que sufre la señal tras el proceso de filtrado.

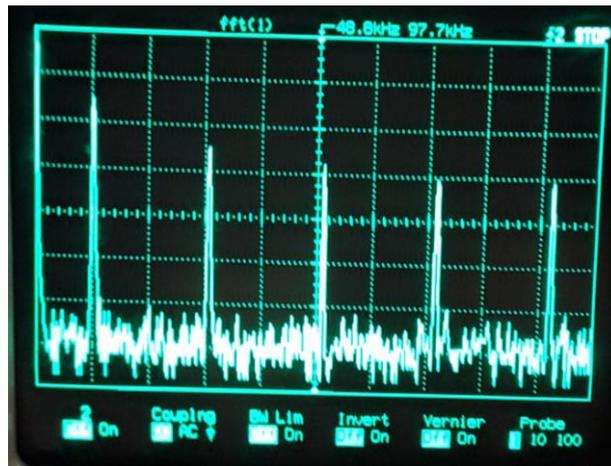


Figura 67: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

Si transformamos la señal sinusoidal distorsionada al dominio de la frecuencia, podemos distinguir los distintos armónicos de la señal como se muestra en la siguiente figura (Fig. 68). Los armónicos que se observan en la señal tras el proceso de filtrado se encuentran parcialmente atenuados respecto a los que presentaba la señal de entrada.

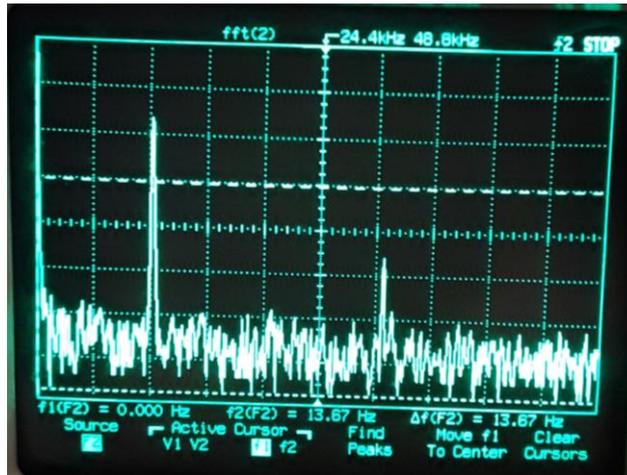


Figura 68: Señal de salida del filtro paso banda $f_0 = 10$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

Utilizando los cursores, obtendremos a que frecuencia aparece cada armónico de la señal y la amplitud de cada uno de ellos en dB, podemos destacar que los armónicos aparecerán en múltiplos impares de la frecuencia del tono fundamental (30 kHz, 50 kHz, 70 kHz, 90 kHz,...) al ser la señal de entrada cuadrada. En el espectro de la señal tras el proceso de filtrado hemos podido comprobar que sólo se distinguen el tono fundamental y el tercer armónico, el resto de armónicos han sufrido una atenuación mayor y no somos capaces de distinguirlos entre el fondo de ruido que presenta la señal de salida.

La desviación respecto al valor nominal implementado (10 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 4,7 k Ω , 3,9 k Ω y 5,6 k Ω , el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar para cada resistencia de 4,66 k $\Omega \pm 0,02$, 3,89 k $\Omega \pm 0,02$ y 5,52 k $\Omega \pm 0,02$, respectivamente.

En la tabla siguiente (Tabla 12) se muestran los armónicos del filtro paso banda junto con la amplitud de cada uno de ellos en dB, para posteriormente poder calcular con estos datos la distorsión armónica total del filtro paso banda que estamos implementando a una frecuencia central de 10 kHz.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
10 (Fundamental)	60,94
30	31,88

Tabla 12: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 10$ kHz y ancho de banda 2 kHz. Los armónicos 5º, 7º y 9º no se detectan experimentalmente.

Analizando los datos recogidos en la Tabla 17, transformándolos a voltios y aplicando la ecuación que define la distorsión armónica total (ecuación 14) a estos datos obtendré un valor del parámetro THD = 0,0012 (0,12 %).

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 50 kHz:**

Para el diseño de un filtro paso banda con una frecuencia central de 50 kHz y ancho de banda de 10 kHz, el programa de diseño FILTER42 nos indica que la configuración a utilizar para su implementación es la PP1 con tres resistencias externas a mayores (R_{F1} , R_{F2} , R_Q y R_{2A}) (Fig. 69). La ganancia en la banda de paso es de 1 V/V y la máxima ganancia que es posible aplicar a la entrada en el caso de que sea una señal sinusoidal pura son 2,65 V.

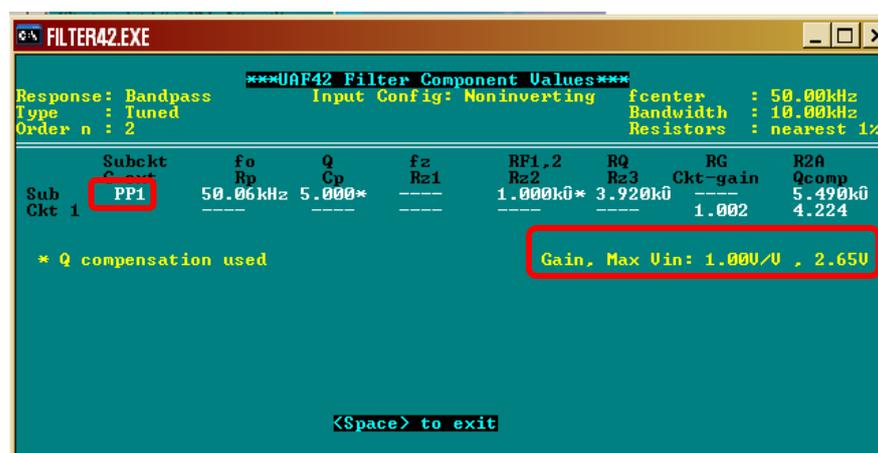


Figura 69: Implementación filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz.

Con el programa que hemos utilizado para el diseño de los diferentes filtros, podemos visualizar también la respuesta en frecuencia de la ganancia en dB (en rojo) y de la fase en grados (en verde) del filtro paso banda que estamos implementando (Fig. 70).

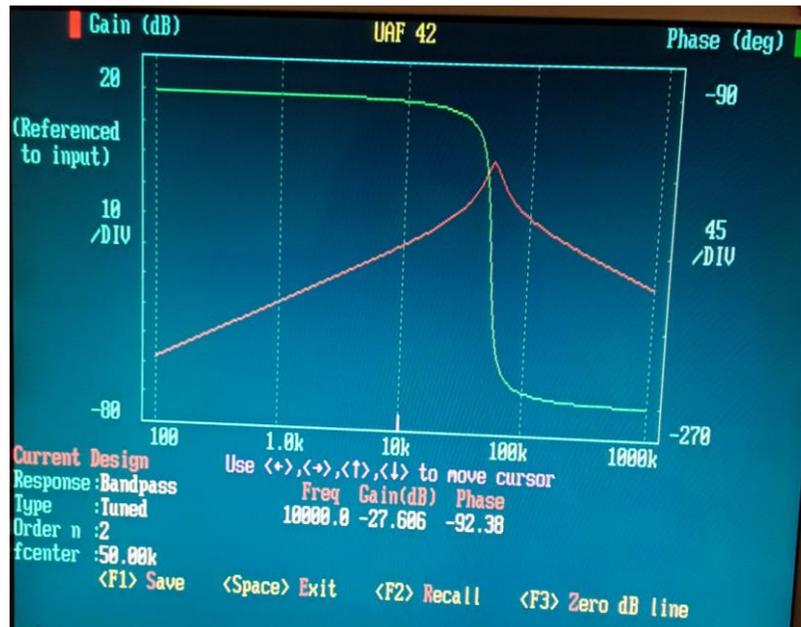


Figura 70: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz.

La configuración PP1 (ver Apéndice 2) para este filtro paso banda a una frecuencia central de 50 kHz, necesita dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 1 k Ω , una resistencia R_Q de 3,92 k Ω y por último una resistencia R_{2A} de 5,49 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 1 k Ω , 3,9 k Ω y 5,6 k Ω . La razón de la utilización de estos valores de componentes pasivos es que son los que más se aproximan para que los errores que se cometan debido a las tolerancias sean mínimas y no complicar el circuito necesario.

Introducimos una señal cuadrada por el pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 71): frecuencia 50 kHz y amplitud 100 mVp-p, para que se cumplan las condiciones de sintonización de la señal y pequeña señal. En la misma figura por el canal 2, se puede visualizar la señal a la salida del filtro paso banda implementado, es una señal sinusoidal distorsionada.



Figura 71: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 50$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz en el dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada del filtro (Fig. 72) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que experimenta la señal tras el proceso de filtrado al que va a ser sometida.

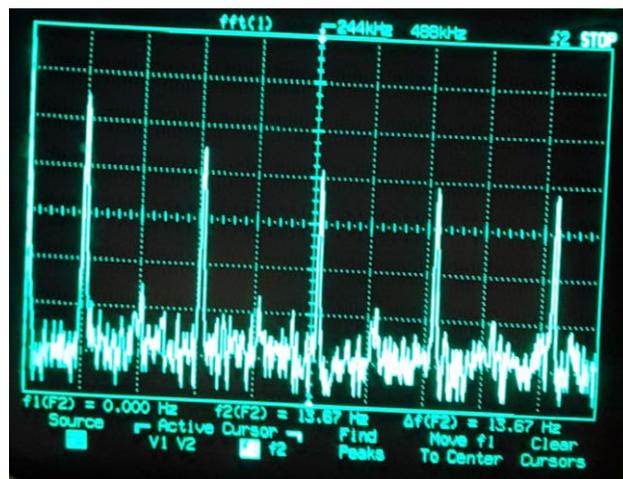


Figura 72: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

Calculamos el espectro de la señal de salida del filtro paso banda (Fig. 73), para poder distinguir sus armónicos y determinar la atenuación que han experimentado con respecto a la señal a la entrada, sólo podemos distinguir claramente el tono fundamental (en torno a 50 kHz, frecuencia a la que se encuentra sintonizado el filtro implementado) y el tercer y quinto armónico, que se encontraran en una frecuencia con un valor múltiplo impar de la frecuencia del fundamental (en torno a 150 kHz y 250 kHz, respectivamente). El resto de armónicos presentes en la señal de entrada no es posible

distinguirlos entre el fondo de ruido de la señal tras el proceso de filtrado.

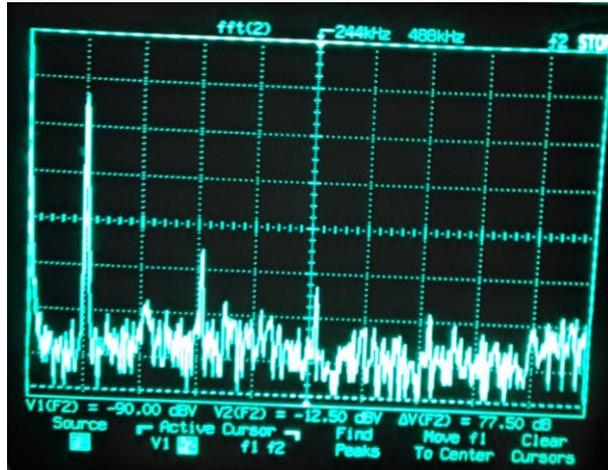


Figura 73: Señal de salida del filtro paso banda $f_0 = 50$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

La desviación respecto al valor nominal implementado (50 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 1 k Ω , 3,9 k Ω y 5,6 k Ω , el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar para cada resistencia de 990,8 $\Omega \pm 0,01$, 3,89 k $\Omega \pm 0,02$ y 5,52 k $\Omega \pm 0,02$, respectivamente.

Con ayuda de los cursores de frecuencia y tensión del osciloscopio, obtengo la frecuencia (en kHz) y la amplitud (en dB) a la que se encuentra cada armónico de la señal a la salida del filtro paso banda de 50 kHz. En la tabla 13 se recogen los datos necesarios de los diferentes armónicos de la señal para calcular el valor de la distorsión armónica total para el filtro paso banda implementado.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
50 (Fundamental)	64,38
150	32,5
250	25

Tabla 13: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 50$ kHz y ancho de banda 10 kHz. Los armónicos 7^º y 9^º no se detectan experimentalmente.

Aplicando la ecuación que define la distorsión armónica total (ecuación 14) y con los datos recogidos en la tabla expresados en escala natural, es decir en voltios, obtendré un valor de THD = 0,0007 (0,07 %).

- **Filtro paso banda con frecuencia central de 80 kHz:**

Diseño de un filtro paso banda con una frecuencia central de 80 kHz y seleccionamos el ancho de banda de 16 kHz para que el factor de calidad de este filtro sea 5. El programa FILTER42 nos proporciona la información de la configuración a implementar y las resistencias exteriores necesarias (R_{F1} , R_{F2} , R_Q y R_{2A}) (Fig. 74). La ganancia de este filtro en la banda de paso será de 996 mV/V mientras que la tensión que es capaz de soportar en la entrada es menor que en los filtros implementados anteriormente con una frecuencia central menor (2,38 V).



Figura 74: Implementación filtro paso banda $f_o = 80$ kHz.

Otras de las opciones del programa de diseño FILTER42 nos permite visualizar la respuesta en frecuencia de la ganancia (en rojo) y de la fase (en verde) del filtro paso banda implementando, como se muestra en la figura 75.



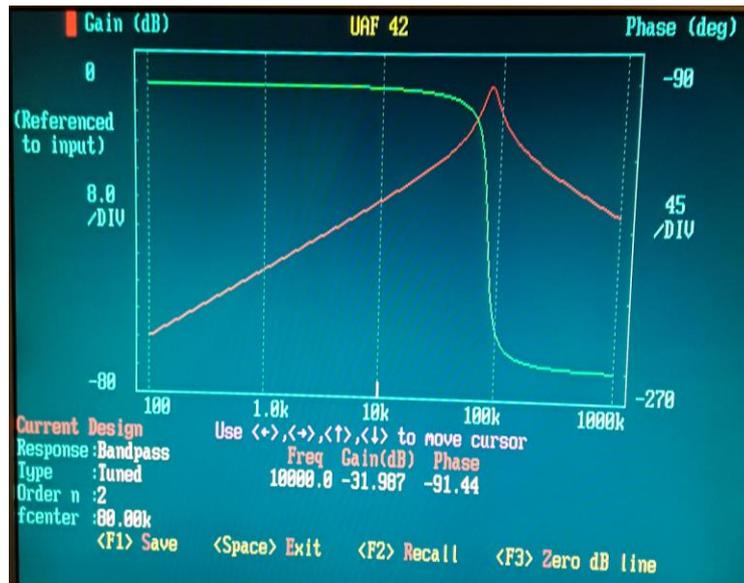


Figura 75: Respuesta ganancia/fase filtro paso banda $f_o = 80$ kHz.

La configuración PP1 (ver Apéndice 2) para este filtro paso banda a una frecuencia central de 80 kHz como nos indica el programa FILTER42, necesita dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 619 Ω , una resistencia R_Q de 4,42 k Ω y una resistencia R_{2A} de 5,49 k Ω . Las resistencias disponibles en el laboratorio para implementar este filtro son resistencias de un valor nominal de 560 Ω , 4,7 k Ω y 5,6 k Ω , respectivamente. Utilizaré estas resistencias para no complicar el circuito ni introducir errores a mayores debidos a las tolerancias de los diferentes componentes pasivos.

Introducimos una señal cuadrada por el pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 con las siguientes características (Fig. 76): frecuencia 80 kHz y amplitud 100 mVp-p (107.8 mVpp), para que se cumplan las condiciones de sintonización de la señal y de pequeña señal. En la misma figura por el canal 2, se puede visualizar la señal a la salida del filtro paso banda implementado, es una sinusoidal distorsionada de amplitud 162.5 mVp-p (ganancia de 1.5 ó 3.6 dB).

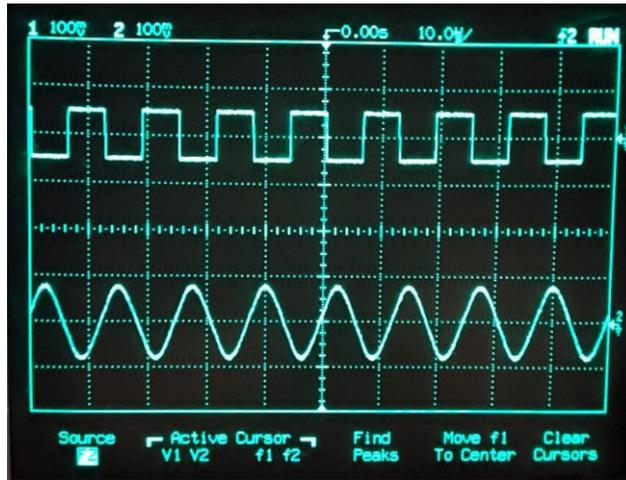


Figura 76: Canal 1: Señal de entrada: cuadrada, $f_0 = 80$ kHz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro paso banda $f_0 = 80$ kHz en el dominio del tiempo.

Calculamos el espectro de la señal que aplicamos a la entrada del filtro (Fig.77) para tener una referencia a partir de la cual medir la atenuación que va a experimentar la señal tras el proceso de filtrado.

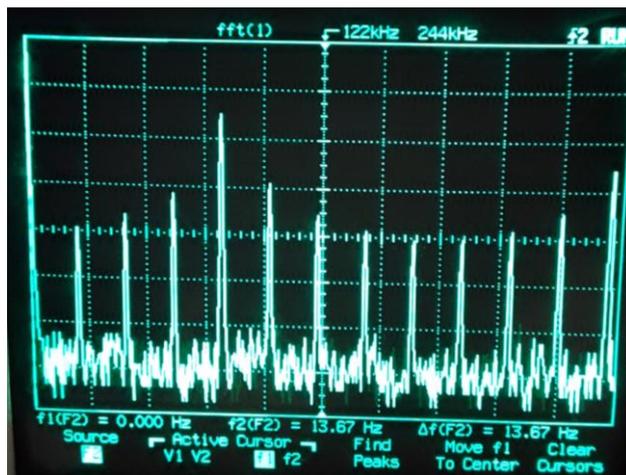


Figura 77: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

Como puede verse, aparecen tonos no deseados a 20 kHz, 40 kHz, 60 kHz, 100 kHz, ... debido a la distorsión generada por el propio generador de formas de onda, de la misma manera que ya observamos en el apartado dedicado al filtro con $Q = 2$.

Con los cursores de tensión del osciloscopio obtendré la amplitud en dB de cada uno de los armónicos que se encuentran presentes en la señal cuadrada de entrada, cuyos valores se recogen en la tabla 14.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
20	37,2
40	40,0
60	43,8
80 (Fundamental)	60,0
100	47,2
120	40,9

Tabla 14: Amplitud (medida con respecto a la línea base de ruido) del tono fundamental y armónicos no deseados presentes en la señal cuadrada de entrada del filtro paso banda de frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 16 kHz.

Calculamos el espectro de la señal tras el filtro paso banda sintonizado a 80 kHz, en la siguiente figura (Fig. 78) se puede comprobar la distribución de los armónicos de la señal, el fundamental aparecerá en torno a la frecuencia a la que se encuentra sintonizado el filtro. También podemos distinguir el tercer armónico que teníamos presente en la señal cuadrada de entrada pero bastante atenuado.

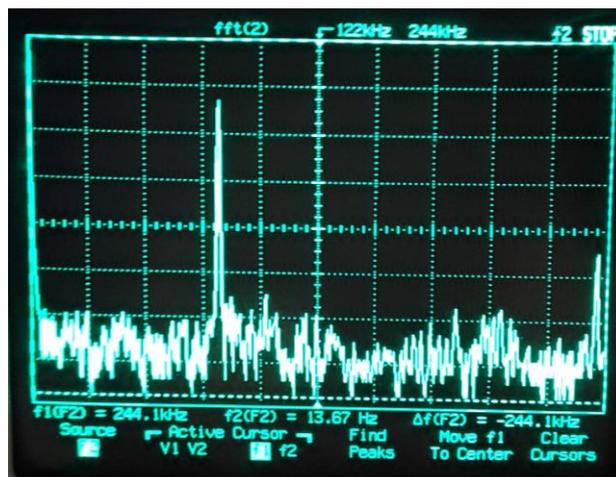


Figura 78: Señal de salida del filtro paso banda de $f_0 = 80$ kHz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

La desviación respecto al valor nominal implementado (80 kHz) es debido a la tolerancia de los componentes pasivos utilizados para la implementación de este filtro. Para las resistencias utilizadas de 560 Ω , 4,7 k Ω y 5,6 k Ω , el análisis realizado nos proporciona unos valores de valor medio y desviación estándar para cada resistencia de 564,65 $\Omega \pm 0,4$, 4,66 k $\Omega \pm 0,02$ y 5,52 k $\Omega \pm 0,02$, respectivamente

En la tabla 15 se recogen las amplitudes de los diferentes armónicos de la señal para calcular el valor de la distorsión armónica total para este filtro paso banda de frecuencia central 80 kHz.

Frecuencia (kHz)	Amplitud (dB)
60	14,4
80 (fundamental)	58,4
100	18,1
240	28,4
400	18,8

Tabla 15: Amplitud (medida con respecto a al alineamiento base de ruido) del tono fundamental y armónicos presentes en la salida del filtro paso banda con frecuencia central $f_0 = 80$ kHz y ancho de banda 16 kHz.

Con los datos recogidos en la tabla expresados en escala natural, transformándolos a voltios antes de sustituirlos en la ecuación que define la distorsión armónica total (ecuación 14), obtendré un valor de THD = 0,001 (0,1 %).

A modo de comparativa entre los dos filtros implementados con distinto factor de calidad (Q), podemos indicar:

1. Al aumentar el factor de calidad, aumenta la selectividad del filtro, lo que se traduce en reducir la amplitud y/o el número de tonos presentes en la salida. La consecuencia cuantitativa es que el valor del parámetro THD (Total Harmonic Distorsion) es menor para $Q = 5$.

En concreto, el parámetro THD toma valores entre 0,3 % y 0,4 % para todos los filtros con factor de calidad de 2, mientras que se reduce hasta un valor alrededor de 0,1 % para todos los filtros con factor de calidad 5.



En la figura 79, se muestra la evolución del parámetro THD con la frecuencia central del filtro paso banda diseñado.

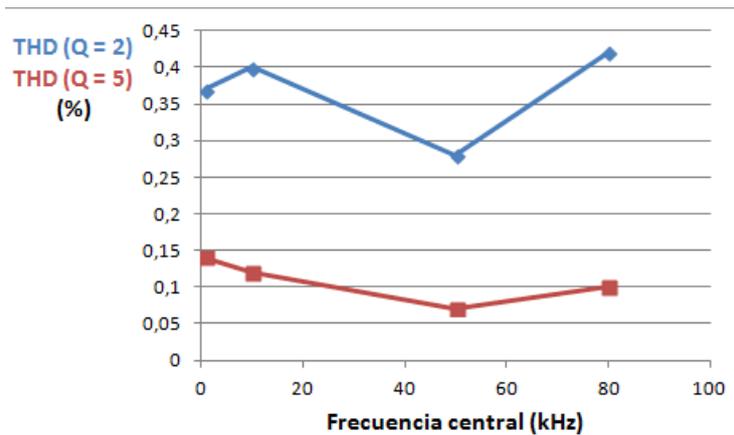


Figura 79: Dependencia del parámetro THD con la frecuencia central del filtro paso banda para los factores de calidad 2 y 5.

En el caso particular de una señal de entrada cuadrada de 80 kHz, donde aparecen tonos indeseados entorno al tono fundamental, se observa claramente en la salida la atenuación de ambos tonos, en mayor medida cuando $Q = 5$.

2. La ganancia del filtro es un poco superior de la unidad (2 - 3 dB) para el tono fundamental en todos los filtros considerados (independientemente de la frecuencia central y del factor de calidad).

2.) Diseño e implementación de un filtro rechazo banda para la frecuencia de 562 Hz

En este último punto del Proyecto nos vamos a centrar en una aplicación en concreto, la motivación para considerar este filtro es la aplicación de rechazo/atenuación de la señal procedente de la línea de alimentación eléctrica europea.

Así pues, una vez realizado su diseño, montaje e implementación observamos que aparecía en el espectro de la señal de salida un tono a 50 Hz incluso cuando el generador de señal de entrada estaba apagado. Era debido a la inyección de señal a 50 Hz en el propio osciloscopio desde la red de alimentación o quizás captado por las propias sondas del osciloscopio. Se trata, por tanto, de un problema de interacción electromagnética que se escapa por completo fuera

del ámbito de este Proyecto. Por tanto, decidimos cambiar notablemente la frecuencia de la señal de entrada para que desapareciera este efecto. Así, elegimos arbitrariamente la frecuencia (baja) de 562 Hz.

En este caso, consideraremos como señal de entrada un tono puro (seno) de frecuencia arbitraria de 562 Hz, que es la frecuencia que nos interesa rechazar. La amplitud puede seguir siendo 100 mVp-p, para considerar también que estamos trabajando con pequeña señal. En este caso, diseñamos un filtro rechaza banda con un factor de calidad de 5. Para ello debemos de implementar un filtro con un ancho de banda de 112,4 Hz, eliminando la señal presente dentro de este rango de frecuencias entorno a la frecuencia de rechazo seleccionada.

El programa de diseño FILTER42 nos proporciona la información de la configuración a implementar (PP4) y las resistencias exteriores necesarias (R_{F1} , R_{F2} , R_Q , R_{Z1} , R_{Z2} , R_{Z3}) (Fig. 80).

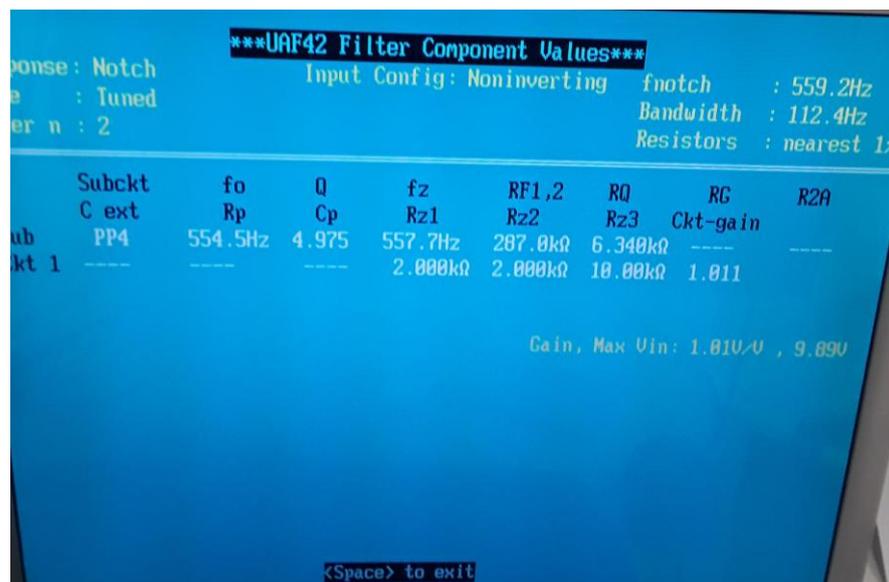


Figura 80: Implementación filtro notch con $f_{\text{notch}} = 562$ Hz.

Podemos comprobar la respuesta en frecuencia de la ganancia (en rojo) y de la fase (en verde) del filtro rechaza banda que estamos implementando en este punto a través de la salida simulada que nos proporciona el programa FILTER42, como se muestra en la figura 81.

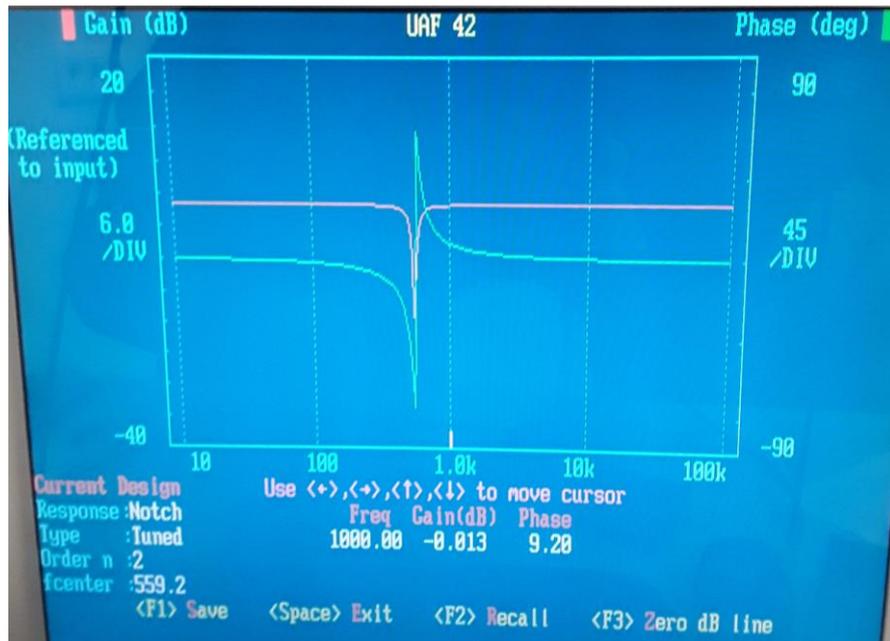


Figura 81: Respuesta ganancia/fase filtro rechazo banda $f_{\text{notch}} = 562$ Hz.

La configuración detallada a nivel de circuito PP4 necesaria para implementar este filtro rechazo banda se muestra en la figura 82 y se requieren dos resistencias R_{F1} y R_{F2} de 287 k Ω , una resistencia R_Q de 6,3 k Ω , resistencias R_{Z1} y R_{Z2} de 2 k Ω y por último una resistencia R_{Z3} de 10 k Ω . Para implementar las resistencias R_{F1} y R_{F2} optamos por utilizar dos resistencias en serie de valores nominales 270 k Ω y 18 k Ω , para el resto de resistencias necesarias utilizare resistencias de valor nominal 5,7 k Ω , 2,2 k Ω y 10 k Ω , respectivamente.

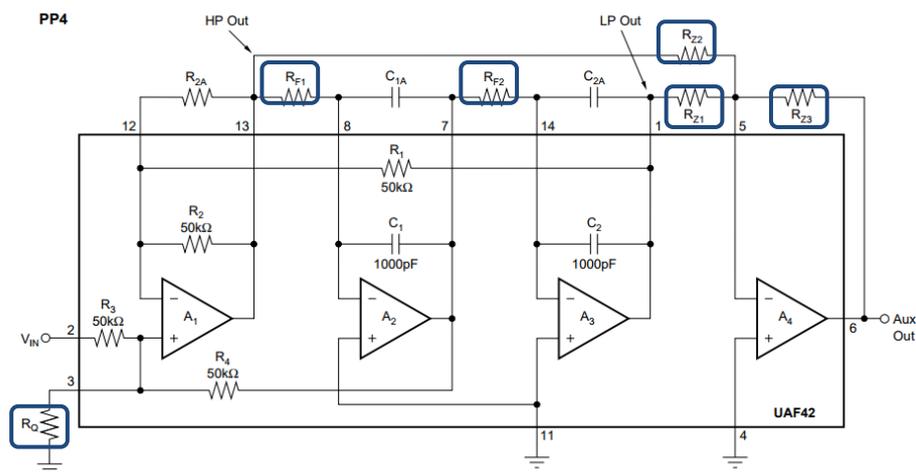


Figura 82: Configuración UAF42 PP4 filtro notch $f_{\text{notch}} = 562$ Hz.

La señal de entrada para esta aplicación consiste en una señal sinusoidal (tono puro) de frecuencia 562 Hz que se aplica al pin de entrada (pin 2) del circuito integrado UAF42 (ver canal 1 de la figura 83). En la misma figura, se puede visualizar la señal a la salida del filtro rechazo banda implementado (canal 2). Podemos comprobar cómo a la salida no se observa señal apreciable como era de esperar al implementar este tipo de filtro.



Figura 83: Canal 1: Señal de entrada: sinusoidal, $f_o = 562$ Hz y amplitud 100 mVp-p. Canal 2: Señal salida filtro notch $f_{\text{notch}} = 562$ Hz en el dominio del tiempo.

A continuación, calculamos el espectro de la señal sinusoidal que estamos aplicando a la entrada del filtro. En realidad, debido a los valores concretos de los componentes utilizados y sus tolerancias, el notch del filtro aparece a una frecuencia algo diferente a la diseñada.

Tal como se ve en las figuras 84 y 85, es un tono puro de frecuencia 550,8 Hz (Fig. 84) aplicado en la entrada, el que aparece totalmente atenuado (en realidad, rechazado) en la salida (Fig. 85).

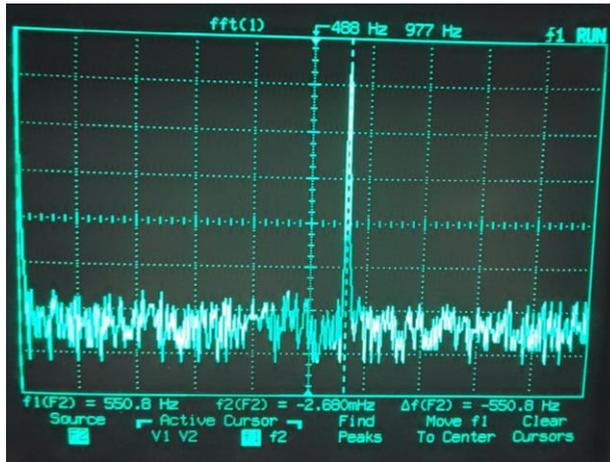


Figura 84: Composición espectral de la señal en la entrada con escala: 10 dB/div.

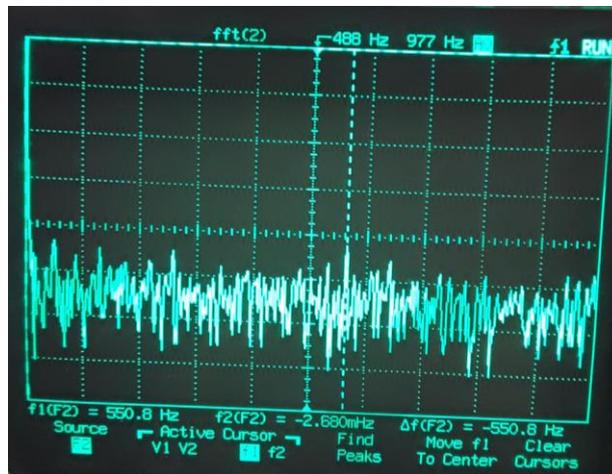


Figura 85: Señal de salida del filtro rechazo banda de $f_{\text{notch}} = 562$ Hz en el dominio de la frecuencia con escala: 10 dB/div.

Por medio de este simple diseño e implementación, podemos concluir que el integrado UAF42 es adecuado para aplicaciones que requieran del rechazo de determinadas frecuencias no deseadas.

Capítulo 4: Conclusiones y líneas de trabajo futuras

En este último capítulo se presentan las conclusiones extraídas durante el desarrollo de este Trabajo Fin de Grado, junto con las posibles líneas de trabajo futuras del mismo.

En primer lugar, nos hemos centrado en filtros activos por la ventaja de su implementación on chip, con bajo consumo de área activa. De este modo, nos mantenemos dentro de la tendencia de la microelectrónica (en realidad, nanoelectrónica) actual que tiende a incluir la mayor parte de los componentes del sistema electrónico en un único circuito integrado (System-on-Chip, SoC).

Se han comentado diferentes arquitecturas disponibles para la implementación de filtros activos: Sallen and Key, Multifeedback, Estado Variable y Biquad. Nos hemos centrado en la arquitectura de estado variable ya que es la que se corresponde con el integrado UAF42.

La topología del UAF42 es de un filtro de tiempo continuo, en los que la entrada, continua en el tiempo, es procesada directamente por el filtro, sin ningún proceso de muestreo intermedio.

También se han estudiado otras opciones para el diseño de filtros activos basadas en capacidades conmutadas, que son importantes de destacar ya que son soluciones más económicas pero que presentan una complejidad mayor y su propia problemática.

Se ha analizado con detalle la estructura interna del UAF42, obteniéndose analíticamente la función de transferencia de todas las respuestas en frecuencia que el circuito proporciona de modo simultáneo en distintos nodos del circuito.

Se han diseñado, montado y caracterizado dos filtros concretos con aplicación directa en la manipulación/modificación de formas de onda: un filtro pasa banda para frecuencias centrales de decenas de kHz y un filtro rechaza banda para una frecuencia baja.

La primera de las aplicaciones permite la transformación de señales cuadradas en señales sinusoidales con reducida distorsión (como hemos podido comprobar en el capítulo de implementación de filtros paso banda a distintas frecuencias centrales) para su utilización en



aplicaciones de transmisión de tonos telefónicos por fibra óptica. En cuanto a la segunda, es inmediato su interés en la atenuación/eliminación de interferencias o señales no deseadas.

Los resultados experimentales han permitido comprobar de forma cuantitativa la presencia de armónicos en la salida, que se cuantifican por medio del parámetro THD (Total Harmonic Distortion). Los resultados obtenidos nos han permitido concluir que al aumentar el factor de calidad, aumenta la selectividad del filtro, como consecuencia se reduce la amplitud y/o el número de tonos presentes en la salida.

En cuanto a las líneas de trabajo futuras, podemos indicar, al menos, dos:

- i) Estudiar la posibilidad de sintonizar el filtro rechaza banda a lo largo de todo el rango de frecuencias donde opera correctamente el circuito UAF42 y no sólo a baja frecuencia.
- ii) En la última década los filtros activos programables han adquirido gran popularidad. Con la utilización de la topología basada en capacidades conmutadas, determinados parámetros de los filtros (frecuencia central y factor de calidad) pueden ser sintonizados variando la frecuencia de reloj. Un filtro digital programable puede ser construido con el integrado UAF42, proporcionando un filtro de estado variable con baja sensibilidad a la variación de los componentes externos, eliminando el aliasing y el ruido común de los filtros de capacidades conmutadas.

Bibliografía

- [1]. B. Razavi. Fundamentals of Microelectronics. 2ª Edition. Wiley Global Education, 2013. ISBN: 0-07-118815-0.
- [2]. C. Savant, M. Rode, G. Carpenter. Diseño Electrónico de Circuitos y Sistemas. Adisson-Wesley, 1992. Capítulo 13: Filtros Activos. ISBN: 978-9-6844-4366-2.
- [3]. E. Téllez Ramírez. Distorsión Armónica. AP&C, Automatización, Productividad y Calidad S.A.
<http://ww.waterymex.org/contenidos/rtecnicos/Optimizando%20la%20Operacion%20y%20el%20Mantenimiento/Distorsion%20Armonica.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [4]. F. Miraya. Filtros Activos. 2ª Edición. Departamento de Electrónica. Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura. Universidad Nacional de Rosario, 2004. <http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/filtros-t.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [5]. F. V. Fernández. Síntesis de Filtros Activos: Biquads. Departamento de Electrónica y Electromagnetismo. Escuela Técnica superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla. http://www2.imse-cnm.csic.es/elec_esi/assignat/ASC/1998-99/pdf/tema10.pdf. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [6]. H. Martínez García. Diseño CMOS de un filtro de tiempo continuo con sistema de sintonía automática. Departamento de Ingeniería Electrónica. Universidad Politécnica de Cataluña, 2003. Capítulo 1: Introducción. <http://upcommons.upc.edu/handle/2117/93640>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [7]. H. Zumbahlen. Linear Circuit Design Handbook. Analog Devices Newnes, 2008. Capítulo 8: Analog Filters. ISBN: 978-0-7506-8703-4.
- [8]. I. Moreno Velasco. Área de Tecnología Electrónica. Universidad de Burgos. Capítulo 6: Filtrado. <http://www.unet.edu.ve/~ielectro/6-Filtrado.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [9]. J. I. Huircán. Filtros Activos, Conceptos Básicos y Diseño. http://quidel.inele.ufro.cl/~jhuircan/PDF_CTOSII/ieeefact.pdf. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.



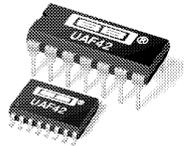
- [10]. J. Karki. Active Low-Pass Filter Design. AAP Precision Analog. Application Report, Texas Instruments, 2002. <http://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [11]. J. Molina. Design a 60 Hz Notch Filter with the UAF42. <http://www.ti.com/lit/an/sbfa012/sbfa012.pdf>. Burr-Brown Corporation, 1994. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [12]. J. Molina. Digitally Programmable, Time- Continuous Active Filters. Burr-Brown Corporation, 1994. <http://www.ti.com/lit/an/sbfa005/sbfa005.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [13]. J. Molina y R. Mark Stitt. Filter Design Program for the UAF42 Universal Active Filter: <http://www.ti.com/lit/an/sbfa002/sbfa002.pdf>. Burr-Brown Corporation, 1993. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [14]. K. Lacanette. A Basic Introduction to Filters - Active, Passive, and Switched-Capacitor. Application Note 779. National Semiconductor, 1991. <http://www.swarthmore.edu/NatSci/echeeve1/Ref/DataSheet/IntroToFilters.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [15]. L. D. Paarmann. Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective. Kluwer Academic Publishers, 2001. Capítulo 11: Active Filters. ISBN: 0-7923-7373-1.
- [16]. LTC1060. Universal Dual Filter Building Block. Linear Technology Corporation. <https://www.tme.eu/es/Document/1ee782a14e843a6f2bf5497fd8297314/1060fb.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [17]. LTC1068 Series. Clock-Tunable, Quad Second Order, Filter Building Blocks. LinearTechnologyCorporation. <https://www.tme.eu/es/Document/d904abb29a298c884700f35289ee3407/ltc1068cn.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [18]. LTC1562-2. Very Low Noise, Low Distortion Active RC Quad Universal Filter. LinearTechnologyCorporation. <https://www.tme.eu/es/Document/2cb52da30efcaf238df65719be8b4443/LTC1562-2.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [19]. M. Giménez. Implementación de Filtros. Teoría de Circuitos. <http://www.labc.usb.ve/paginas/mgimenez/Ec1181ele/Material/Circuitos%20LC/Implementacion%20filtros.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.



- [20]. M. Steffes. Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications. High-Speed Products. Application Report, Texas Instruments, 2006. <http://www.ti.com/lit/an/sboa114/sboa114.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [21]. P. Horowitz y W. Hill. The Art of Electronics. 2ª Edition, Cambridge University Press. ISBN: 978-0-521-37095-0.
- [22]. ¿Qué son los armónicos?. Armónicos en Sectores Industriales. Power Electronics. http://www.downloads.power-electronics.com/16%20POWER%20ACADEMY/01_POWER_ACADEMY_GENERAL_ANTIGUOS/p_general/VF_IFS0003AE.pdf. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [23]. R. M. Stitt. Simple Filter Turns Square Waves into Sine Waves. Burr-Brown Corporation, 1993. <http://www.ti.com/lit/an/sbfa003/sbfa003.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [24]. S. A. Pactitis. Active Filters: Theory and Design. CRC Press Taylor & Francis Group, 2007. ISBN: 978-1-4200-5476-7.
- [25]. S. Franco. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits. San Francisco State University. 3ª Edition. Mc Graw-Hill, 2005. ISBN: 10: 970-10-4595-5.
- [26]. S. Hoyos Alonso. Circuitos integrados para la generación de formas de onda arbitrarias: una perspectiva desde el 8038 hasta la actualidad. Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación. E.T.S.I Telecomunicación, Universidad de Valladolid, 2016. Capítulo 2: ICL 8038 <https://uvadoc.uva.es/bitstream/10324/20983/1/TFG-G%202289.pdf>. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [27]. S. Winder. Analog and Digital Filter Design. 2ª Edition. Newnes, 2002. ISBN: 0-7506-7547-0.
- [28]. Universal Active Filter UAF42: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uaf42.pdf>. Texas Instruments, 1992. Visitado por última vez: 8 de Enero de 2018.
- [29]. Wai-Kai Chen. Passive, Active, and Digital Filters. The Circuits and Filters Handbook. Third Edition. CRC Press Taylor & Francis Group, 2009. ISBN: 978-1-4200-5885-7.



Apéndice 1. Datasheet UAF42

UAF42

UNIVERSAL ACTIVE FILTER

FEATURES

- VERSATILE—
LOW-PASS, HIGH-PASS
BAND-PASS, BAND-REJECT
- SIMPLE DESIGN PROCEDURE
- ACCURATE FREQUENCY AND Q —
INCLUDES ON CHIP 1000pF $\pm 0.5\%$
CAPACITORS

APPLICATIONS

- TEST EQUIPMENT
- COMMUNICATIONS EQUIPMENT
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION SYSTEMS
- MONOLITHIC REPLACEMENT FOR UAF41

DESCRIPTION

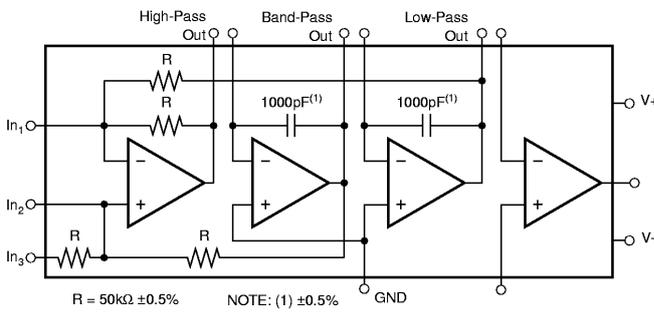
The UAF42 is a universal active filter which can be configured for a wide range of low-pass, high-pass, and band-pass filters. It uses a classical state-variable analog architecture with an inverting amplifier and two integrators. The integrators include on-chip 1000pF capacitors trimmed to 0.5%. This solves one of the most difficult problems of active filter design—obtaining tight tolerance, low-loss capacitors.

A DOS-compatible filter design program allows easy implementation of many filter types such as Butterworth, Bessel, and Chebyshev. A fourth, uncommitted FET-input op amp (identical to the other

three) can be used to form additional stages, or for special filters such as band-reject and Inverse Chebyshev.

The classical topology of the UAF42 forms a time-continuous filter, free from the anomalies and switching noise associated with switched-capacitor filter types.

The UAF42 is available in 14-pin plastic DIP and SOL-16 surface-mount packages, specified for the -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range.



R = 50k Ω $\pm 0.5\%$ NOTE: (1) $\pm 0.5\%$ GND

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
FILTER PERFORMANCE					
Frequency Range, f_n	$f = 1\text{kHz}$		0 to 100		kHz
Frequency Accuracy vs Temperature			0.01	1	%/°C
Maximum Q			400		—
Maximum (Q • Frequency) Product vs Temperature			500		kHz
Q vs Temperature	$(f_o \cdot Q) < 10^4$		0.01		%/°C
Q Repeatability	$(f_o \cdot Q) < 10^5$		0.025		%/°C
Offset Voltage, Low-Pass Output	$(f_o \cdot Q) < 10^5$		2		%
Resistor Accuracy			0.5	±5	mV
				1%	%
OFFSET VOLTAGE⁽¹⁾					
Input Offset Voltage vs Temperature			±0.5	±5	mV
vs Power Supply	$V_S = \pm 6$ to $\pm 18\text{V}$	80	±3		μV/°C
			96		dB
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾					
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		10	50	pA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		5		pA
NOISE					
Input Voltage Noise					
Noise Density: $f = 10\text{Hz}$			25		nV/√Hz
$f = 10\text{kHz}$			10		nV/√Hz
Voltage Noise: BW = 0.1 to 10Hz			2		μVp-p
Input Bias Current Noise					
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			2		fA/√Hz
INPUT VOLTAGE RANGE⁽¹⁾					
Common-Mode Input Range	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$		±11.5		V
Common-Mode Rejection		80	96		dB
INPUT IMPEDANCE⁽¹⁾					
Differential			$10^{13} \parallel 2$		Ω pF
Common-Mode			$10^{13} \parallel 6$		Ω pF
OPEN-LOOP GAIN⁽¹⁾					
Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$	90	126		dB
FREQUENCY RESPONSE⁽¹⁾					
Slew Rate			10		V/μs
Gain-Bandwidth Product	$G = +1$		4		MHz
Total Harmonic Distortion	$G = +1$, $f = 1\text{kHz}$		0.0004		%
OUTPUT⁽¹⁾					
Voltage Output	$R_L = 2\text{k}\Omega$	±11	±11.5		V
Short Circuit Current			±25		mA
POWER SUPPLY					
Specified Operating Voltage			±15		V
Operating Voltage Range		±6		±18	V
Current			±6	±7	mA
TEMPERATURE RANGE					
Specification		-25		+85	°C
Operating		-25		+85	°C
Storage		-40		+125	°C
Thermal Resistance, θ_{JA}			100		°C/W

* Same as specification for UAF42AP.

NOTES: (1) Specifications apply to uncommitted op amp, A_4 . The three op amps forming the filter are identical to A_4 but are tested as a complete filter.

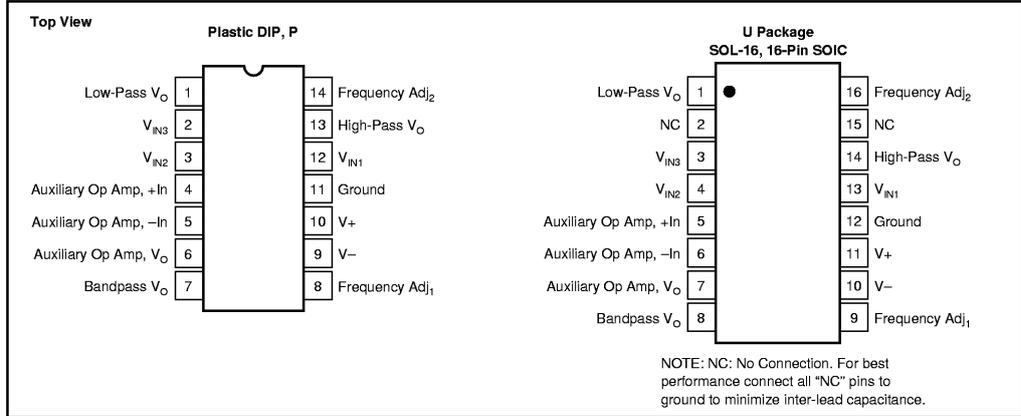
The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.



UAF42



PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply Voltage	±18V
Input Voltage	$\pm V_S \pm 0.7V$
Output Short Circuit	Continuous
Operating Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	-40°C to +85°C
Storage Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	-40°C to +125°C
Junction Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	+125°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
UAF42AP	Plastic 14-pin DIP	010	-25°C to +85°C
UAF42AU	SOL-16	211	-25°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

APPLICATIONS INFORMATION

The UAF42 is a monolithic implementation of the proven state-variable analog filter topology. Pin-compatible with the popular UAF41 Analog Filter, it provides several improvements.

Slew Rate of the UAF42 has been increased to 10V/ μ s versus 1.6V/ μ s for the UAF41. Frequency \cdot Q product of the UAF42 has been improved, and the useful natural frequency extended by a factor of four to 100kHz. FET-input op amps on the UAF42 provide very low input bias current. The monolithic construction of the UAF42 provides lower cost and improved reliability.

DESIGN PROGRAM

Application Bulletin AB-035 and a computer-aided design program, available from Burr-Brown, make it easy to design and implement many kinds of active filters. The DOS-compatible program guides you through the design process and automatically calculates component values.

Low-pass, high-pass, band-pass and band-reject (notch) filters can be designed. The program supports the three most commonly used all-pole filter types: Butterworth, Chebyshev and Bessel. The less-familiar Inverse Chebyshev is also supported, providing a smooth passband response with ripple in the stop-band.

With each data entry, the program automatically calculates and displays filter performance. This allows a spreadsheet-like "what if" design approach. For example, you can quickly determine, by trial and error, how many poles are required for a desired attenuation in the stopband. Gain/phase plots may be viewed for any response type.

The basic building element of the most commonly used filter types is the second-order section. This section provides a complex-conjugate pair of poles. The natural frequency, ω_n , and Q of the pole pair determines the characteristic response of the section. The low-pass transfer function is

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{LP}\omega_n^2}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (1)$$

The high-pass transfer function is

$$\frac{V_{HP}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{HP}s^2}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (2)$$

The band-pass transfer function is

$$\frac{V_{BP}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BP}(\omega_n/Q) s}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (3)$$

A band-reject response is obtained by summing the low-pass and high-pass outputs, yielding the transfer function

$$\frac{V_{BR}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BR}(s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + s\omega_n/Q + \omega_n^2} \quad (4)$$

The most commonly used filter types are formed with one or more cascaded second-order sections. Each section is designed for ω_n and Q according to the filter type (Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.) and cutoff frequency. While tabulated data can be found in virtually any filter design text, the design program eliminates this tedious procedure.

Second-order sections may be non-inverting (Figure 1) or inverting (Figure 2). Design equations for these two basic configurations are shown for reference. The design program solves these equations, providing complete results, including component values.



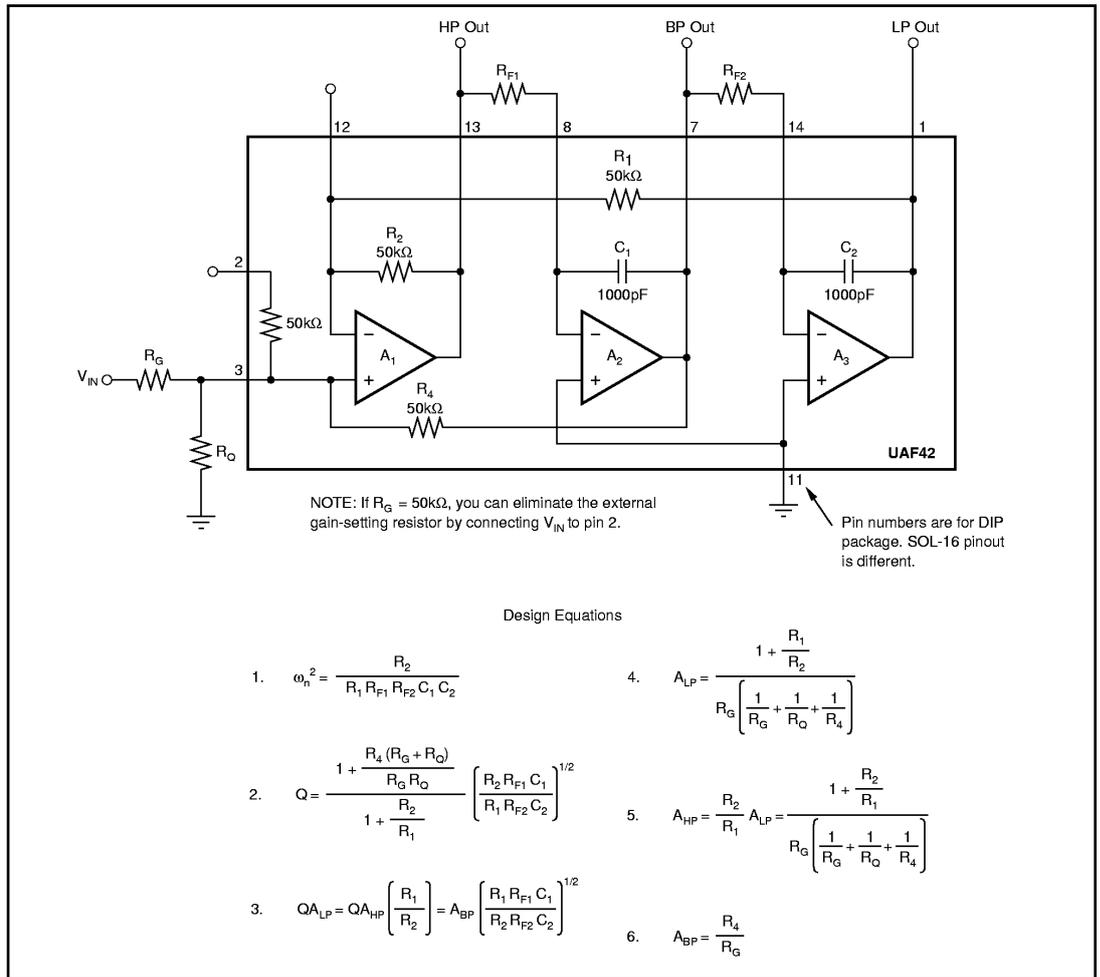


FIGURE 1. Non-Inverting Pole-Pair.



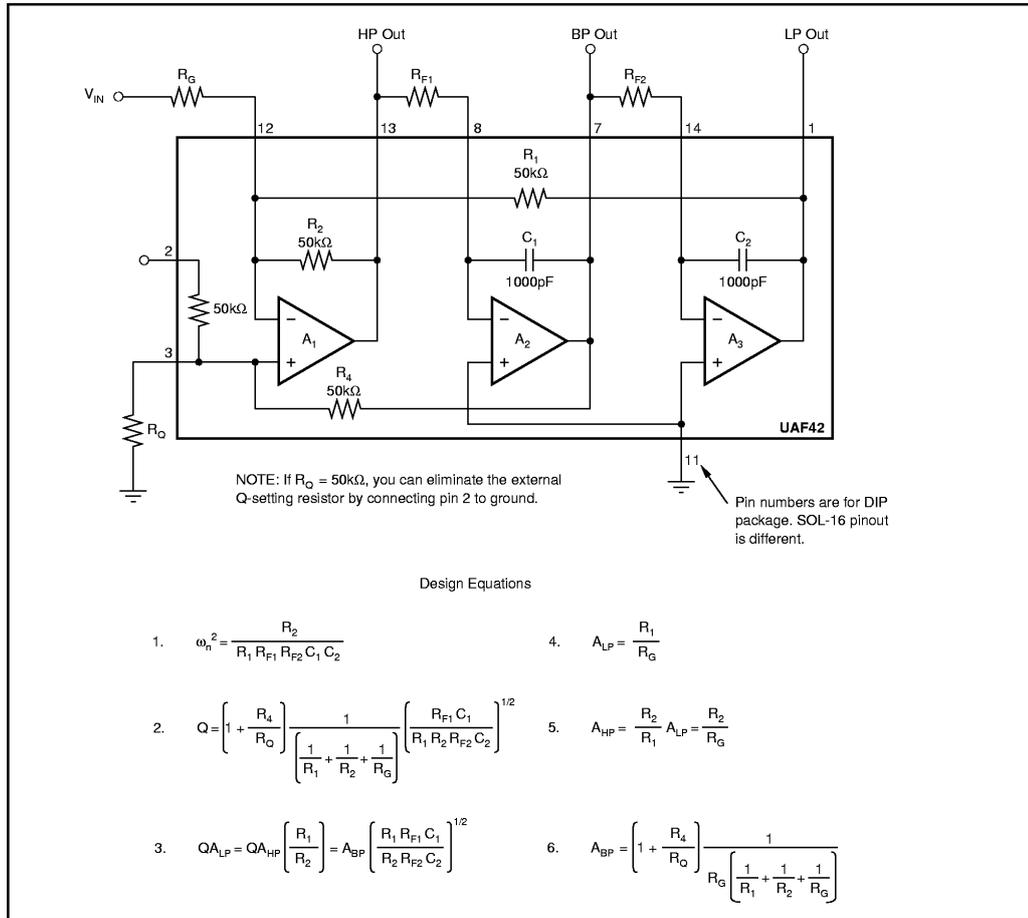


FIGURE 2. Inverting Pole-Pair.



Apéndice 2. Filter Design Program for the UAF42 Universal Active Filter.



FILTER DESIGN PROGRAM FOR THE UAF42 UNIVERSAL ACTIVE FILTER

By Johnnie Molina and R. Mark Stitt (602) 746-7592

Although active filters are vital in modern electronics, their design and verification can be tedious and time consuming. To aid in the design of active filters, Burr-Brown provides a series of FilterPro™ computer-aided design programs. Using the FILTER42 program and the UAF42 it is easy to design and implement all kinds of active filters. The UAF42 is a monolithic IC which contains the op amps, matched resistors, and precision capacitors needed for a state-variable filter pole-pair. A fourth, uncommitted precision op amp is also included on the die.

Filters implemented with the UAF42 are time-continuous, free from the switching noise and aliasing problems of switched-capacitor filters. Other advantages of the state-variable topology include low sensitivity of filter parameters to external component values and simultaneous low-pass, high-pass, and band-pass outputs. Simple two-pole filters can be made with a UAF42 and two external resistors—see Figure 1.

The DOS-compatible program guides you through the design process and automatically calculates component values. Low-pass, high-pass, band-pass, and band-reject (or notch) filters can be designed.

Active filters are designed to approximate an ideal filter response. For example, an ideal low-pass filter completely

eliminates signals above the cutoff frequency (in the stop-band), and perfectly passes signals below it (in the pass-band). In real filters, various trade-offs are made in an attempt to approximate the ideal. Some filter types are optimized for gain flatness in the pass-band, some trade-off gain variation or ripple in the pass-band for a steeper rate of attenuation between the pass-band and stop-band (in the transition-band), still others trade-off both flatness and rate of roll-off in favor of pulse-response fidelity. FILTER42 supports the three most commonly used all-pole filter types: Butterworth, Chebyshev, and Bessel. The less familiar Inverse Chebyshev is also supported. If a two-pole band-pass or notch filter is selected, the program defaults to a resonant-circuit response.

Butterworth (maximally flat magnitude). This filter has the flattest possible pass-band magnitude response. Attenuation is -3dB at the design cutoff frequency. Attenuation beyond the cutoff frequency is a moderately steep -20dB/decade/pole . The pulse response of the Butterworth filter has moderate overshoot and ringing.

Chebyshev (equal ripple magnitude). (Other transliterations of the Russian Чебышев are Tschebychev, Tschebyscheff or Tchevysheff). This filter response has steeper initial rate of attenuation beyond the cutoff frequency than Butterworth.

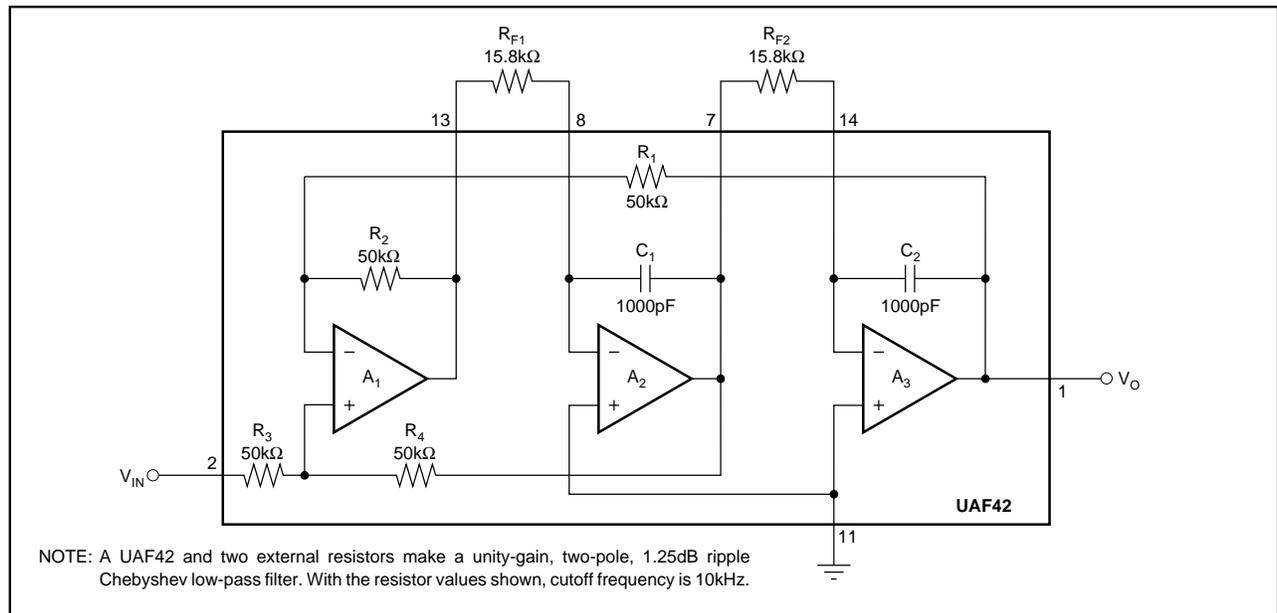


FIGURE 1. Two-Pole Low-Pass Filter Using UAF42.

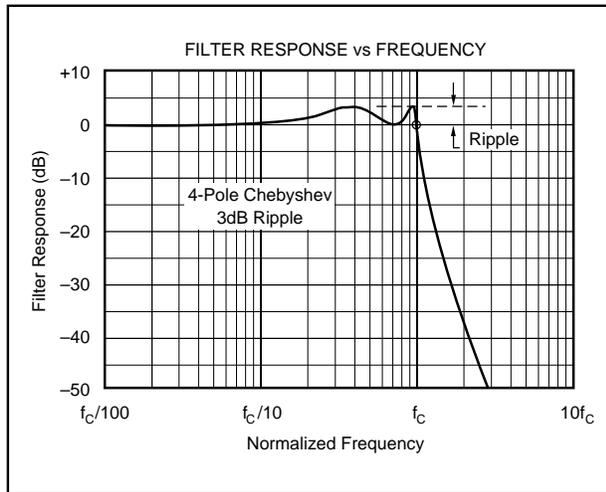


FIGURE 2A. Response vs Frequency for Even-Order (4-pole) 3dB Ripple Chebyshev Low-Pass Filter Showing Cutoff at 0dB.

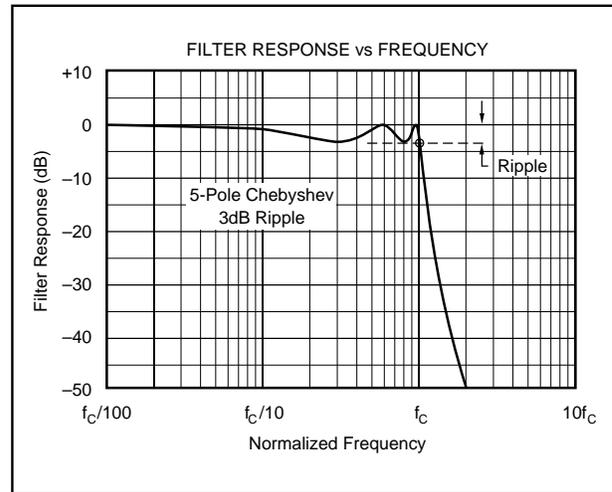


FIGURE 2B. Response vs Frequency for Odd-Order (5-pole) 3dB Ripple Chebyshev Low-Pass Filter Showing Cutoff at -3dB.

This advantage comes at the penalty of amplitude variation (ripple) in the pass-band. Unlike Butterworth and Bessel responses, which have 3dB attenuation at the cutoff frequency, Chebyshev cutoff frequency is defined as the frequency at which the response falls below the ripple band. For even-order filters, all ripple is above the dc-normalized passband gain response, so cutoff is at 0dB (see Figure 2A). For odd-order filters, all ripple is below the dc-normalized passband gain response, so cutoff is at $-(\text{ripple})$ dB (see Figure 2B). For a given number of poles, a steeper cutoff can be achieved by allowing more pass-band ripple. The Chebyshev has more ringing in its pulse response than the Butterworth—especially for high-ripple designs.

Inverse Chebyshev (equal minima of attenuation in the stop band). As its name implies, this filter type is cousin to the

Chebyshev. The difference is that the ripple of the Inverse Chebyshev filter is confined to the stop-band. This filter type has a steep rate of roll-off and a flat magnitude response in the pass-band. Cutoff of the Inverse Chebyshev is defined as the frequency where the response first enters the specified stop-band—see Figure 3. Step response of the Inverse Chebyshev is similar to the Butterworth.

Bessel (maximally flat time delay), also called Thomson. Due to its linear phase response, this filter has excellent pulse response (minimal overshoot and ringing). For a given number of poles, its magnitude response is not as flat, nor is its initial rate of attenuation beyond the -3 dB cutoff frequency as steep as the Butterworth. It takes a higher-order Bessel filter to give a magnitude response similar to a given Butterworth filter, but the pulse response fidelity of the Bessel filter may make the added complexity worthwhile.

Tuned Circuit (resonant or tuned-circuit response). If a two-pole band-pass or band-reject (notch) filter is selected, the program defaults to a tuned circuit response. When band-pass response is selected, the filter design approximates the response of a series-connected LC circuit as shown in Figure 4A. When a two-pole band-reject (notch) response is selected, filter design approximates the response of a parallel-connected LC circuit as shown in Figure 4B.

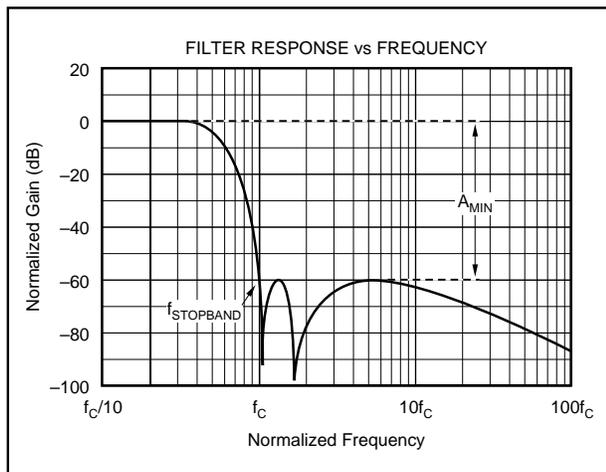


FIGURE 3. Response vs Frequency for 5-pole, -60 dB Stop-Band, Inverse Chebyshev Low-Pass Filter Showing Cutoff at -60 dB.

CIRCUIT IMPLEMENTATION

In general, filters designed by this program are implemented with cascaded filter subcircuits. Subcircuits either have a two-pole (complex pole-pair) response or a single real-pole response. The program automatically selects the subcircuits required based on function and performance. A program option allows you to override the automatic topology selection routine to specify either an inverting or noninverting pole-pair configuration.

The simplest filter circuit consists of a single pole-pair subcircuit as shown in Figure 5. More complex filters consist of two or more cascaded subcircuits as shown in Figure 6. Even-order filters are implemented entirely with UAF42 pole-pair sections and normally require no external capacitors. Odd-order filters additionally require one real pole section which can be implemented with the fourth uncommitted op amp in the UAF42, an external resistor, and an external capacitor. The program can be used to design filters up to tenth order.

The program guides you through the filter design and generates component values and a block diagram describing the filter circuit. The *Filter Block Diagram* program output shows the subcircuits needed to implement the filter design labeled by type and connected in the recommended order. The *Filter Component Values* program output shows the values of all external components needed to implement the filter.

SUMMARY OF FILTER TYPES

Butterworth

Advantages: Maximally flat magnitude response in the pass-band.
Good all-around performance.
Pulse response better than Chebyshev.
Rate of attenuation better than Bessel.

Disadvantages: Some overshoot and ringing in step response.

Chebyshev

Advantages: Better rate of attenuation beyond the pass-band than Butterworth.

Disadvantages: Ripple in pass-band.
Considerably more ringing in step response than Butterworth.

Inverse Chebyshev

Advantages: Flat magnitude response in pass-band with steep rate of attenuation in transition-band.

Disadvantages: Ripple in stop-band.
Some overshoot and ringing in step response.

Bessel

Advantages: Best step response—very little overshoot or ringing.

Disadvantages: Slower initial rate of attenuation beyond the pass-band than Butterworth.

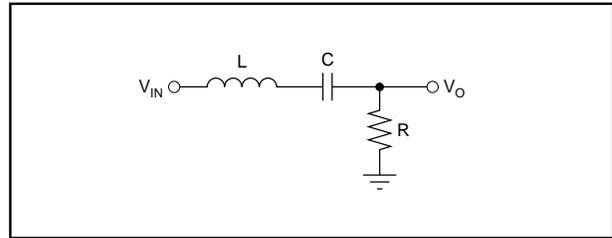


FIGURE 4A. $n = 2$ Band-Pass Filter Using UAF42 (approximates the response of a series-connected tuned L, C, R circuit).

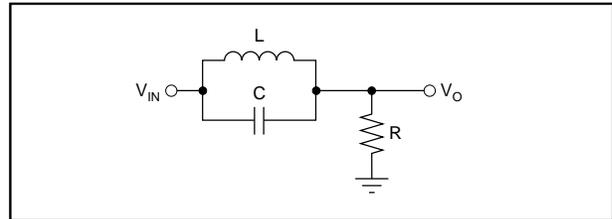


FIGURE 4B. $n = 2$ Band-Reject (Notch) Filter Using UAF42 (approximates the response of a parallel-connected tuned L, C, R circuit).

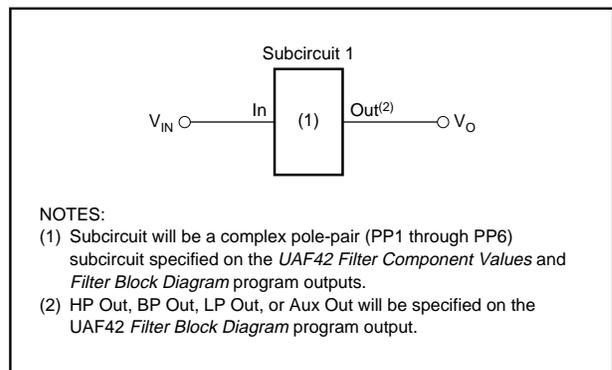


FIGURE 5. Simple Filter Made with Single Complex Pole-Pair Subcircuit.

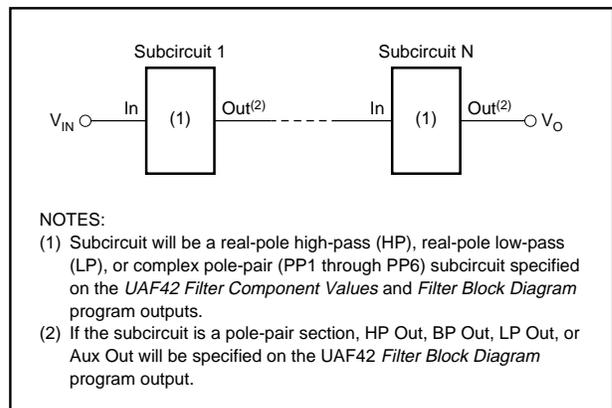


FIGURE 6. Multiple-Stage Filter Made with Two or More Subcircuits.

The program automatically places lower Q stages ahead of higher Q stages to prevent op amp output saturation due to gain peaking. Even so, peaking may limit input voltage to less than $\pm 10\text{V}$ ($V_S = \pm 15\text{V}$). The maximum input voltage for each filter design is shown on the *filter block diagram*. If the UAF42 is to be operated on reduced supplies, the maximum input voltage must be derated commensurately. To use the filter with higher input voltages, you can add an input attenuator.

The program designs the simplest filter that provides the desired AC transfer function with a pass-band gain of 1.0V/V . In some cases the program cannot make a unity-gain filter and the pass-band gain will be less than 1.0V/V . In any case, overall filter gain is shown on the *filter block diagram*. If you want a different gain, you can add an additional stage for gain or attenuation as required.

To build the filter, print-out the block diagram and component values. Consider one subcircuit at a time. Match the subcircuit type referenced on the component print-out to its corresponding circuit diagram—see the Filter Subcircuits section of this bulletin.

The *UAF42 Filter Component Values* print-out has places to display every possible external component needed for any subcircuit. Not all of these components will be required for any specific filter design. When no value is shown for a component, omit the component. For example, the detailed schematic diagrams for complex pole-pair subcircuits show external capacitors in parallel with the 1000pF capacitors in the UAF42. No external capacitors are required for filters above approximately 10Hz .

After the subcircuits have been implemented, connect them in series in the order shown on the *filter block diagram*.

FILTER SUBCIRCUITS

Filter designs consist of cascaded complex pole-pair and real-pole subcircuits. Complex pole pair subcircuits are based on the UAF42 state-variable filter topology. Six variations of this circuit can be used, PP1 through PP6. Real pole sections can be implemented with the auxiliary op amp in the UAF42. High-pass (HP) and low-pass (LP) real-pole sections can be used. The subcircuits are referenced with a two or three letter abbreviation on the *UAF42 Filter Component Values* and *Filter Block Diagram* program outputs. Descriptions of each subcircuit follow:

POLE-PAIR (PP) SUBCIRCUITS

In general, all complex pole-pair subcircuits use the UAF42 in the state-variable configuration. The two filter parameters that must be set for the pole-pair are the filter Q and the natural frequency, f_O . External resistors are used to set these parameters. Two resistors, R_{F1} and R_{F2} , must be used to set the pole-pair f_O . A third external resistor, R_Q , is usually needed to set Q.

At low frequencies, the value required for the frequency-setting resistors can be excessive. Resistor values above about $5\text{M}\Omega$ can react with parasitic capacitance causing poor filter performance. When f_O is below 10Hz , external capacitors must be added to keep the value of R_{F1} and R_{F2} below $5\text{M}\Omega$. When f_O is in the range of about 10Hz to 32Hz , An external $5.49\text{k}\Omega$ resistor, R_{2A} , is added in parallel with the internal resistor, R_2 , to reduce R_{F1} and R_{F2} by $\sqrt{10}$ and eliminate the need for external capacitors. At the other extreme, when f_O is above 10kHz , R_{2A} , is added in parallel with R_2 to improve stability.

External filter gain-set resistors, R_G , are always required when using an inverting pole-pair configuration or when using a noninverting configuration with $Q < 0.57$.

PP1 (Noninverting pole-pair subcircuit using internal gain-set resistor, R_3)—See Figure 7. In the automatic topology selection mode, this configuration is used for all band-pass filter responses. This configuration allows the combination of unity pass-band gain and high Q (up to 400). Since no external gain-set resistor is required, external parts count is minimized.

PP2 (Noninverting pole-pair subcircuit using an external gain-set resistor, R_G)—See Figure 8. This configuration is used when the pole-pair Q is less than 0.57.

PP3 (Inverting pole-pair subcircuit)—See Figure 9A. In the automatic topology selection mode, this configuration is used for the all-pole low-pass and high-pass filter responses. This configuration requires an external gain-set resistor, R_G . With $R_G = 50\text{k}\Omega$, low-pass and high-pass gain are unity.

PP4 (Noninverting pole-pair/zero subcircuit)—See Figure 10. In addition to a complex pole-pair, this configuration produces a $j\omega$ -axis zero (response null) by summing the low-pass and high-pass outputs using the auxiliary op amp, A_4 , in the UAF42. In the automatic topology selection mode, this configuration is used for all band-reject (notch) filter responses and Inverse Chebyshev filter types when $Q > 0.57$. This subcircuit option keeps external parts count low by using the internal gain-set resistor, R_3 .

PP5 (Noninverting pole-pair/zero subcircuit)—See Figure 11. In addition to a complex pole-pair, this configuration produces a $j\omega$ -axis zero (response null) by summing the low-pass and high-pass outputs using the auxiliary op amp, A_4 , in the UAF42. In the automatic topology selection mode, this configuration is used for all band-reject (notch) filter responses and Inverse Chebyshev filter types when $Q < 0.57$. This subcircuit option requires an external gain-set resistor, R_G .

PP6 (Inverting pole-pair/zero subcircuit)—See Figure 12. In addition to a complex pole-pair, this configuration produces a $j\omega$ -axis zero (response null) by summing the low-pass and high-pass outputs using the auxiliary op amp, A_4 , in the UAF42. This subcircuit is only used when you override the automatic topology selection algorithm and specify the inverting pole-pair topology. Then it is used for all band-reject (notch) filter responses and Inverse Chebyshev filter types.

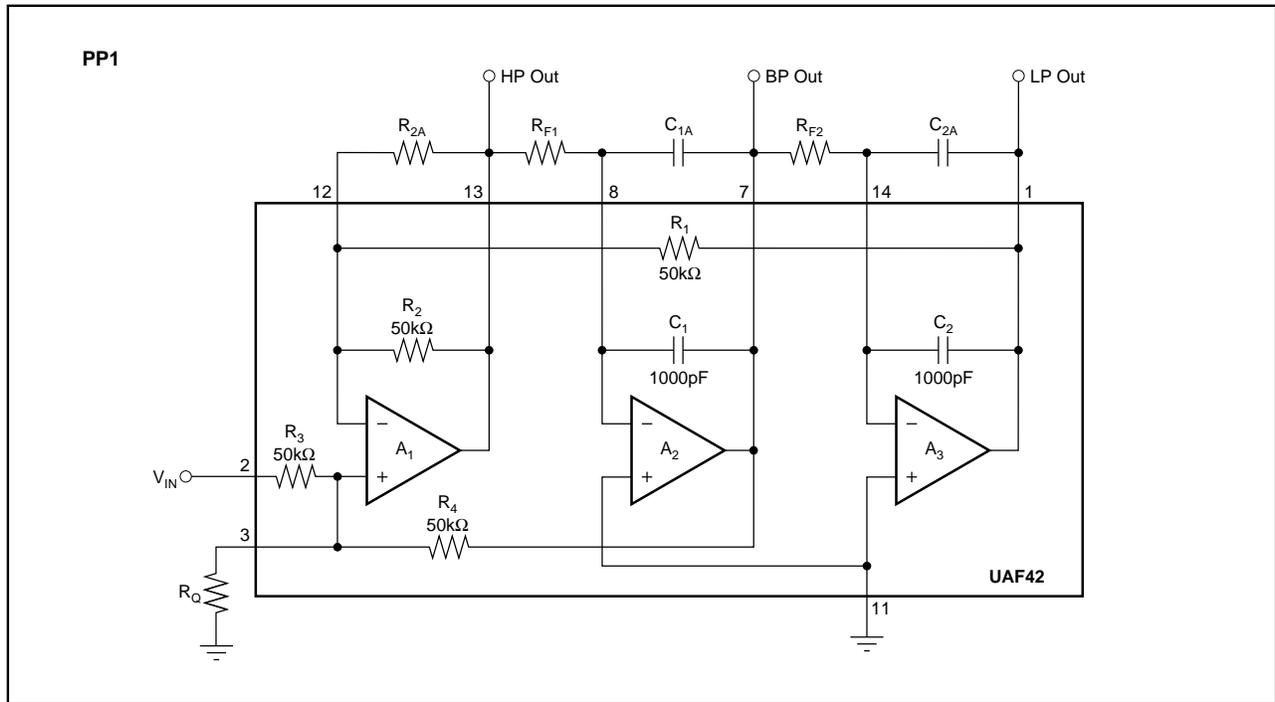


FIGURE 7. PP1 Noninverting Pole-Pair Subcircuit Using Internal Gain-Set Resistor R_3 .

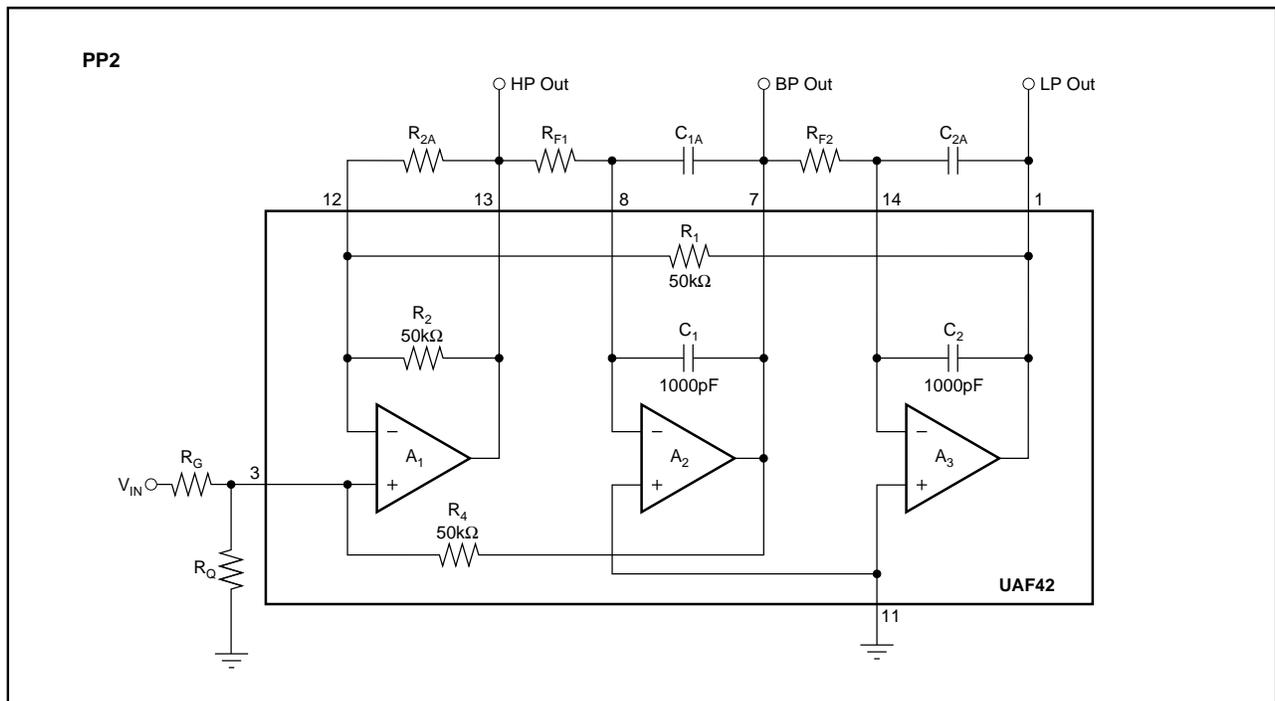


FIGURE 8. PP2 Noninverting Pole-Pair Subcircuit Using External Gain-Set Resistor R_G .

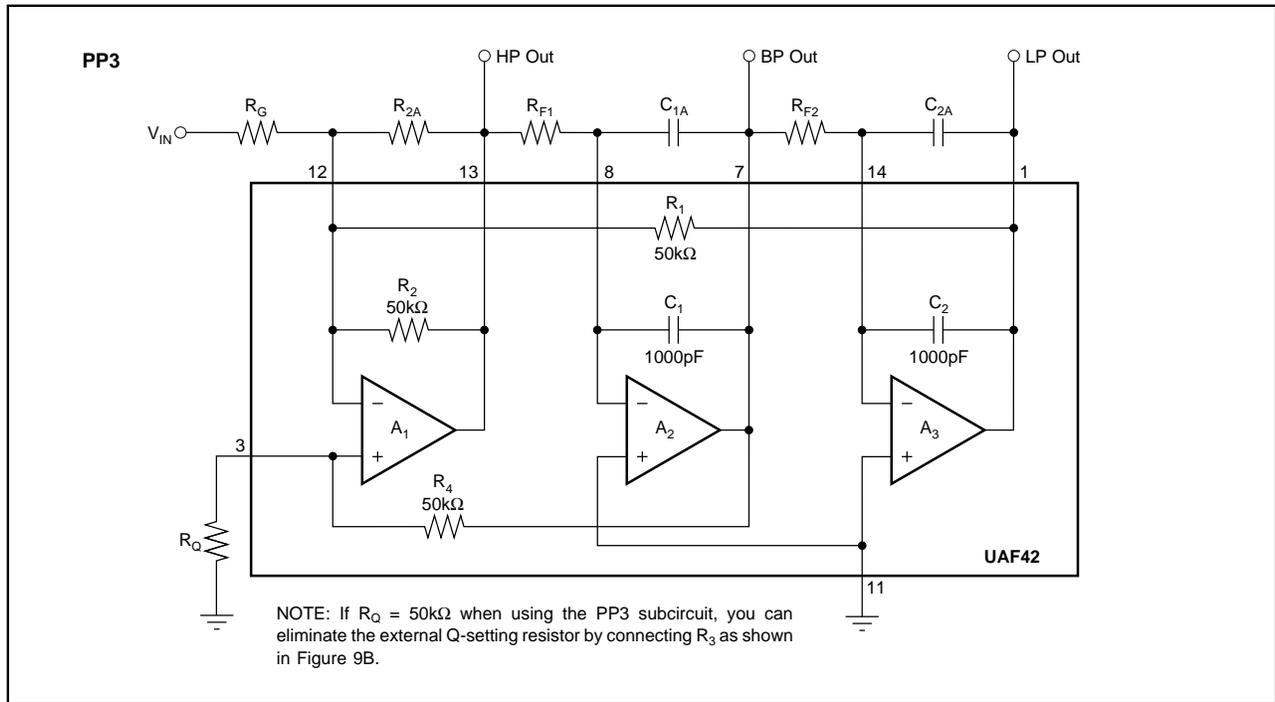


FIGURE 9A. PP3 Inverting Pole-Pair Subcircuit.

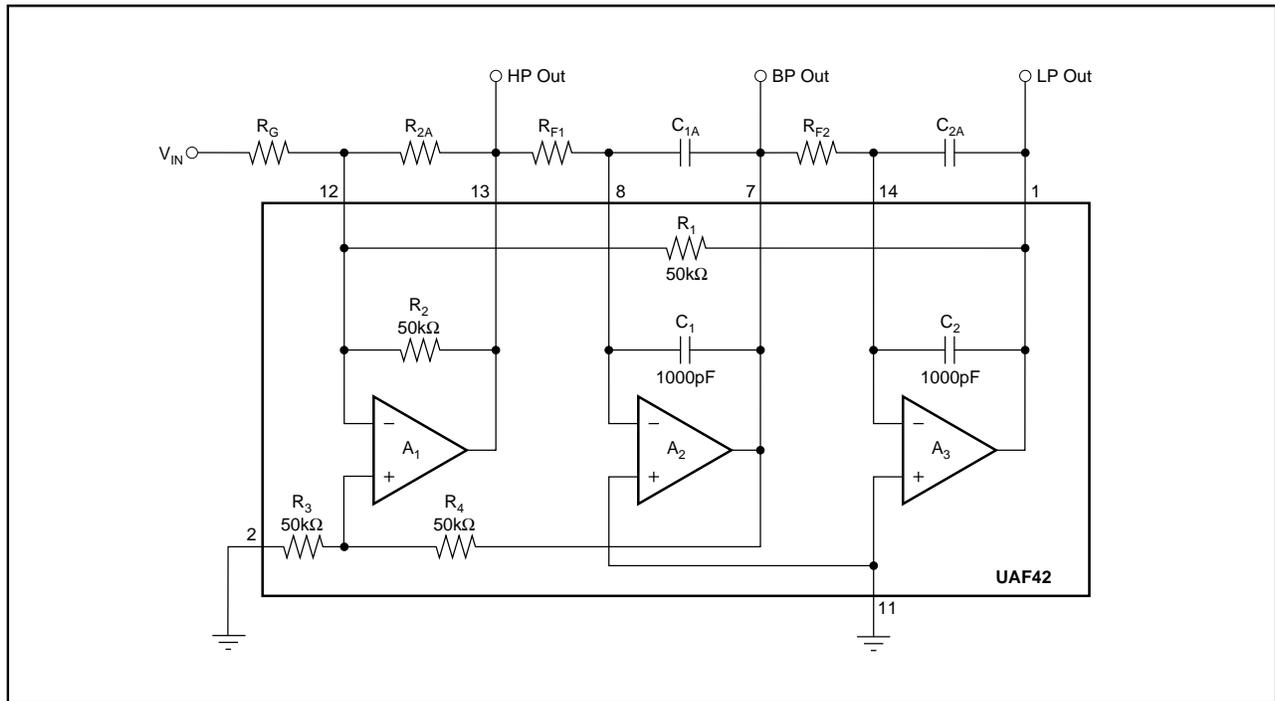


FIGURE 9B. Inverting Pole-Pair Subcircuit Using R_3 to Eliminate External Q-Setting Resistor R_G .

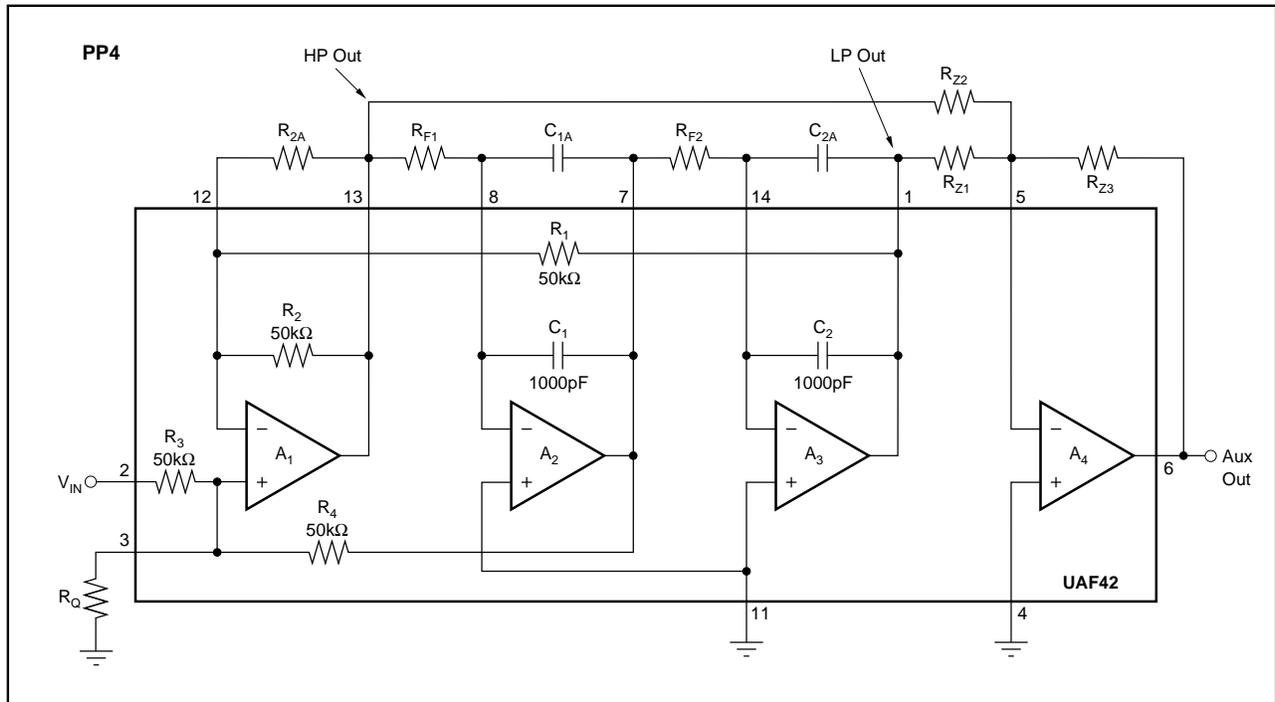


FIGURE 10. PP4 Noninverting Pole-Pair/Zero Subcircuit Using Internal Gain-Set Resistor R_3 .

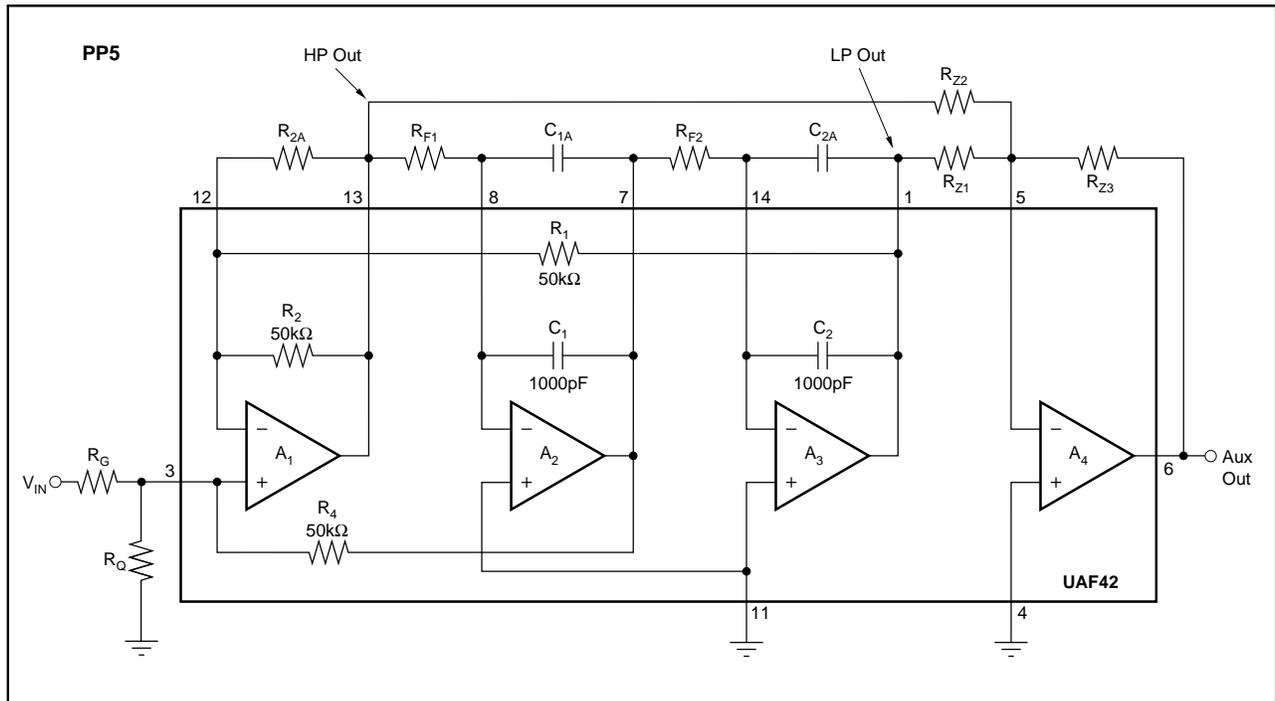


FIGURE 11. PP5 Noninverting Pole-Pair/Zero Subcircuit Using External Gain-Set Resistor R_G .

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

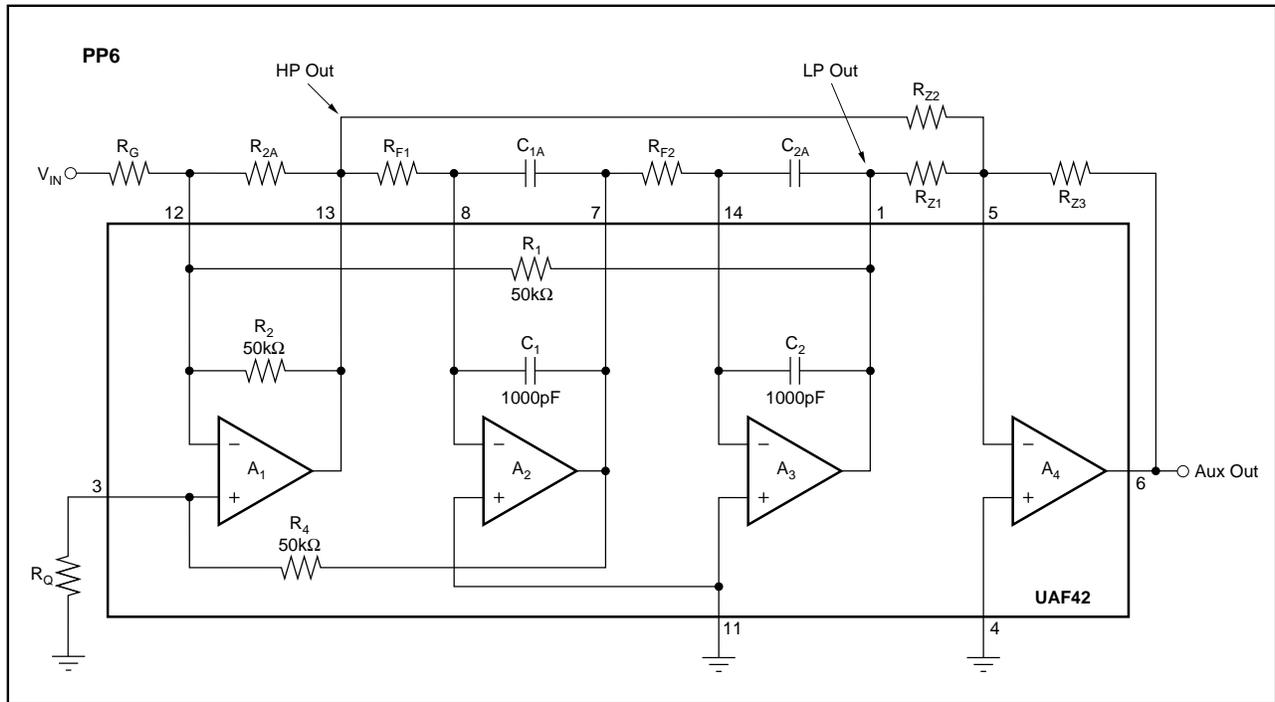


FIGURE 12. PP6 Inverting Pole-Pair/Zero Subcircuit.

This subcircuit option requires an external gain-set resistor, R_G .

LP (Real-pole low-pass subcircuit). The basic low-pass subcircuit (LP) is shown in Figure 13A. A single pole is formed by R_p and C_p . A_2 buffers the output to prevent loading from subsequent stages. If high input impedance is needed, an optional buffer, A_1 , can be added to the input.

For an LP subcircuit with gain, use the optional circuit shown in Figure 13B.

For an LP subcircuit with inverting gain or attenuation, use the optional circuit shown in Figure 13C.

HP (Real-pole high-pass subcircuit). The basic high-pass subcircuit (HP) is shown in Figure 14A. A single pole is formed by R_p and C_p . A_2 buffers the output to prevent loading from subsequent stages. If high input impedance is needed, an optional buffer, A_1 , can be added to the input.

For an HP subcircuit with gain, use the optional circuit shown in Figure 14B.

For an HP subcircuit with inverting gain or attenuation, use the optional circuit shown in Figure 14C.

IF THE AUXILIARY OP AMP IN A UAF42 IS NOT USED

If the auxiliary op amp in a UAF42 is not used, connect it as a grounded unity-gain follower as shown in Figure 15. This will keep its inputs and output in the linear region of operation to prevent biasing anomalies which may affect the other op amps in the UAF42.

ELIMINATING THE LP SUBCIRCUIT IN ODD-ORDER INVERSE CHEBYSHEV LOW-PASS FILTERS

Odd-order Inverse Chebyshev low-pass filters can be simplified by eliminating the LP input section and forming the real pole in the first pole-pair/zero subcircuit. To form the real pole in the pole-pair/zero subcircuit, place a capacitor, C_1 , in parallel with the summing amplifier feedback resistor, R_{Z3} . The real pole must be at the same frequency as in the LP subcircuit. One way to achieve this is to set $C_1 = C_p$ and $R_{Z3} = R_p$, where C_p and R_p are the values that were specified for the LP section. Then, to keep the summing amplifier gains the same, multiply R_{Z1} and R_{Z2} by R_p/R_{Z3} .

Figures 16A and 16B show an example of the modification of a 3-pole circuit. It is a 347Hz-cutoff inverse Chebyshev low-pass filter. This example is from an application which required a low-pass filter with a notch for 400Hz system power-supply noise. Setting the cutoff at 347Hz produced the 400Hz notch. The standard filter (Figure 16A) consists of two subcircuits, an LP section followed by a PP4 section.

In the simplified configuration (Figure 16B), the summing amplifier feedback resistor, R_{Z3} is changed from 10kΩ to 130kΩ and paralleled with a 0.01μF capacitor. Notice that these are the same values used for R_p and C_p in the LP section of Figure 16A. To set correct the summing amplifier gain, resistors, R_{Z1} and R_{Z2} are multiplied by R_p/R_{Z3} (130kΩ/10kΩ). R_{Z1} and R_{Z2} must be greater than 2kΩ to prevent op amp output overloading. If necessary, increase R_{Z1} , R_{Z2} , and R_{Z3} by decreasing C_p .

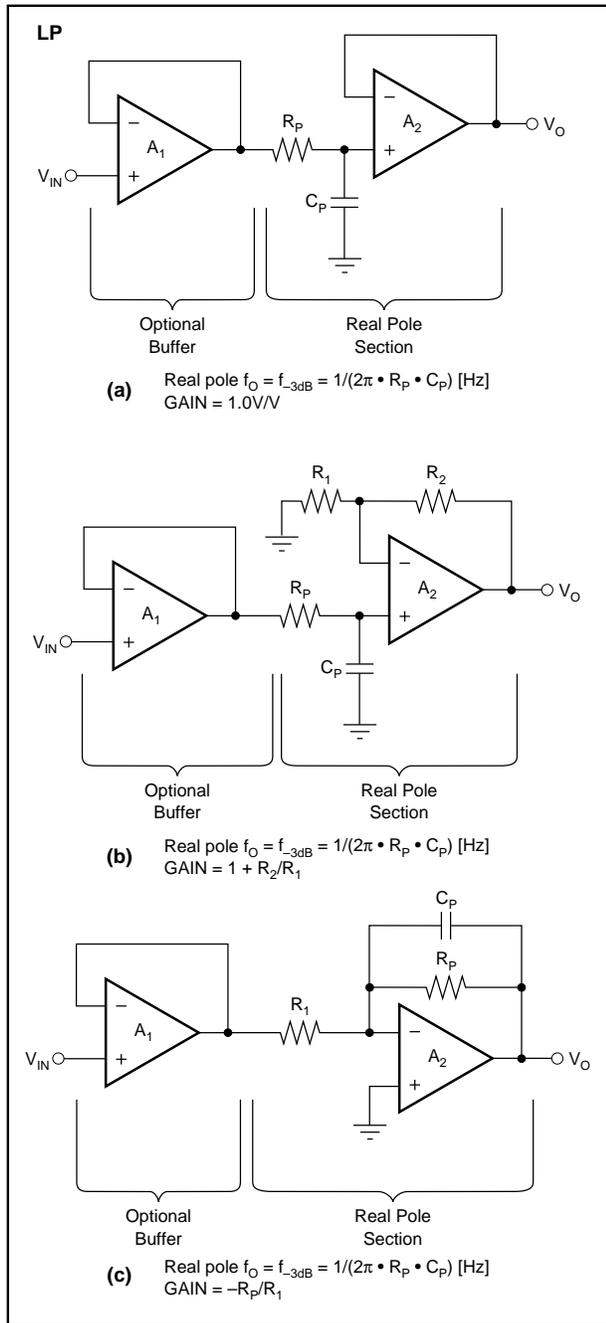


FIGURE 13. Low-Pass (LP) Subcircuit: (a) Basic; (b) with Noninverting Gain; (c) with Inverting Gain.

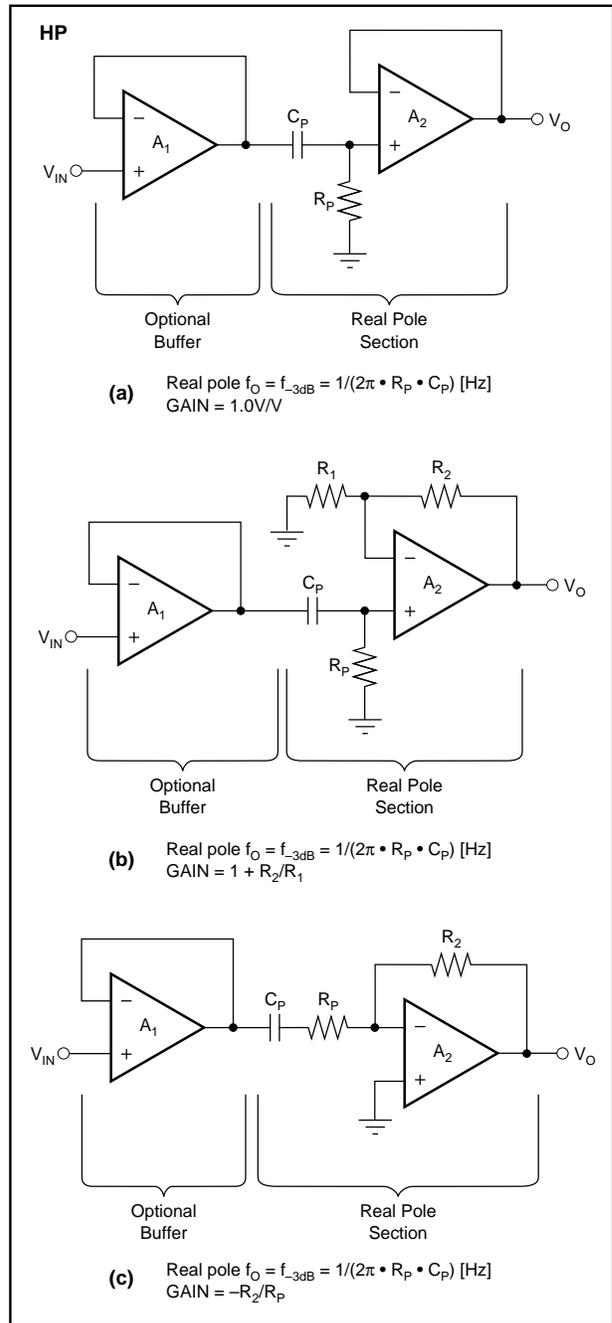


FIGURE 14. High-Pass (HP) Subcircuit: (a) Basic; (b) with Noninverting Gain; (c) with Inverting Gain.

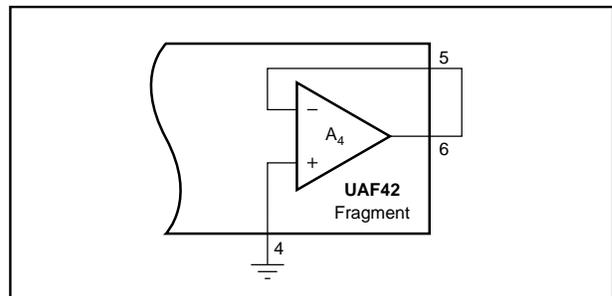


FIGURE 15. Connect Unused Auxiliary Op Amps as Grounded-Input Unity-Gain Followers.

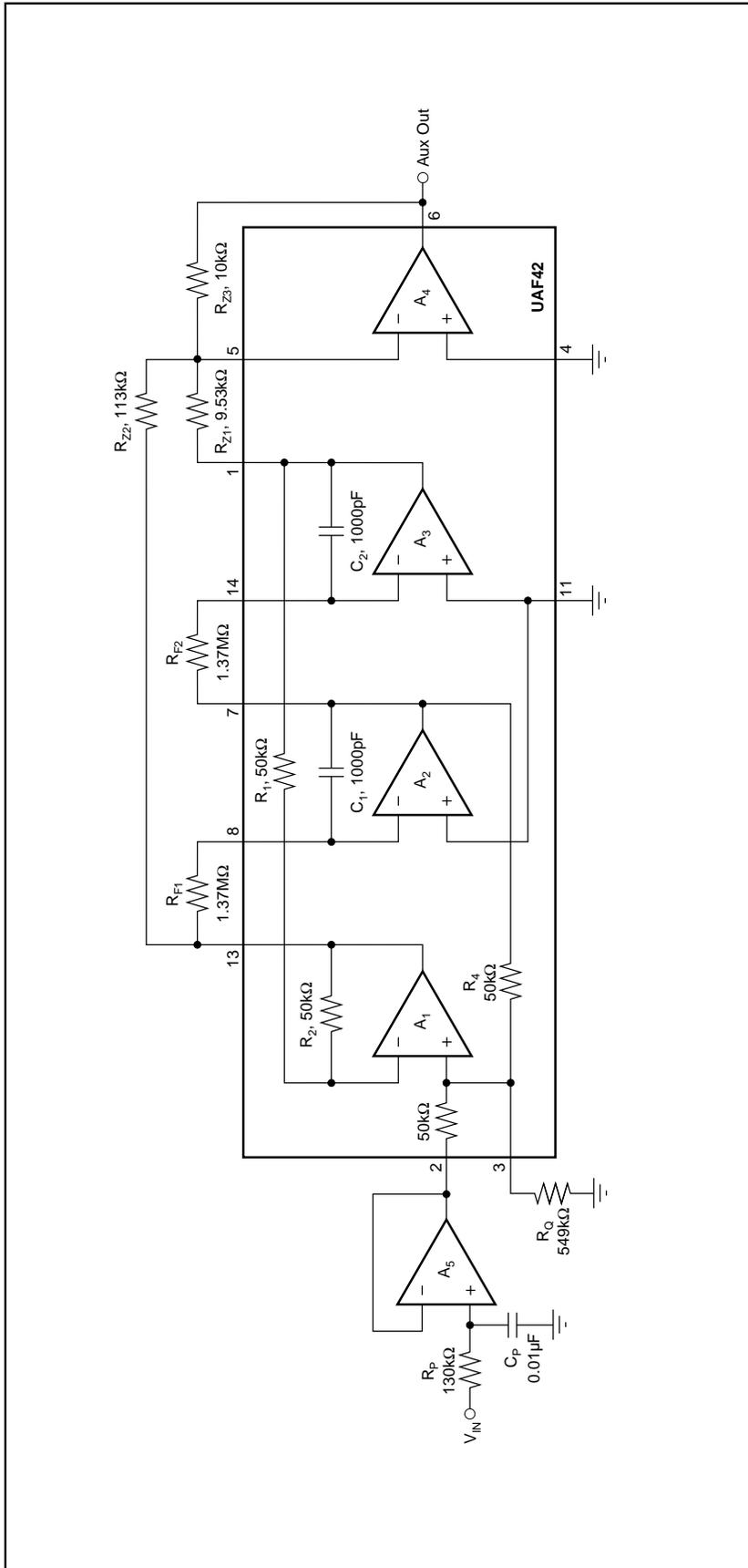


FIGURE 16A. Three-Pole 347Hz Inverse Chebyshev Low-Pass Filter Designed by FilterPro™ Program.

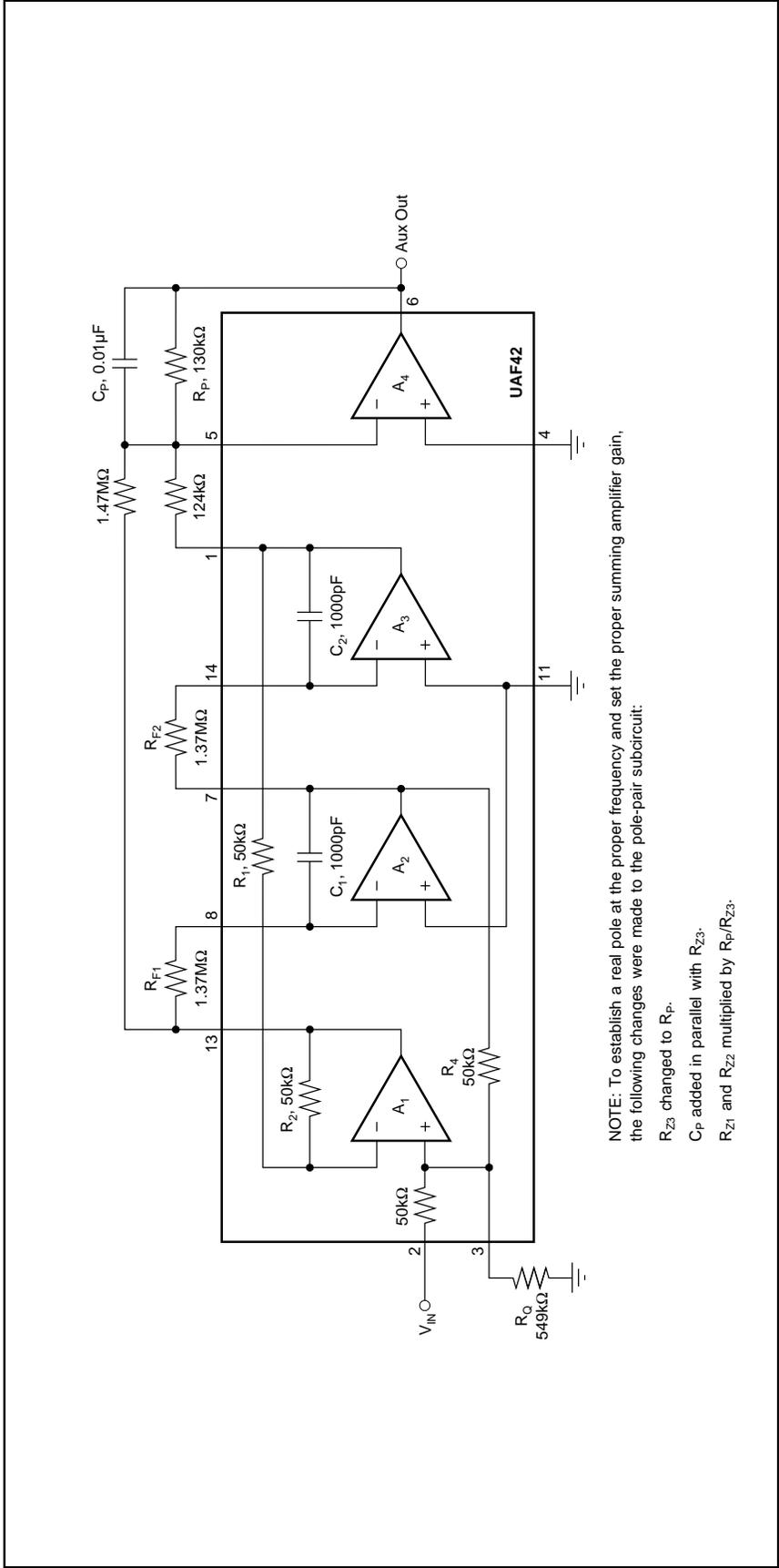


FIGURE 16B. Simplified Three-Pole Inverse Chebyshev Low-Pass Filter (created by moving real pole to feedback of A_4 and eliminating LP input section).

Q ENHANCEMENT

When the $f_O \cdot Q$ product required for a pole-pair section is above $\approx 100\text{kHz}$ at frequencies above $\approx 3\text{kHz}$, op amp gain-bandwidth limitations can cause Q errors and gain peaking. To mitigate this effect, the program automatically compensates for the expected error by decreasing the design-Q according to a Q-compensation algorithm⁽¹⁾. When this occurs, the value under the Q heading on the *UAF42 Filter Component Values* print-out will be marked with an asterisk indicating that it is the theoretical Q, not the actual design Q. The actual design Q will be shown under an added heading labeled Q_{COMP} .

USING THE FilterPro™ PROGRAM

With each data entry, the program automatically calculates filter performance. This allows you to use a “what if” spreadsheet-type design approach. For example; you can quickly determine, by trial and error, how many poles are needed for a desired roll-off.

GETTING STARTED

The first time you use the program, you may want to follow these suggested steps.

Type **FILTER42** <ENTER> to start the program.

Use the arrow keys to move the cursor to the **Filter Response** section.

1) SELECT FILTER RESPONSE

Press <ENTER> to toggle through four response choices:

Low-pass
High-pass
Band-pass
Notch (band-reject)

When the desired response appears, move the cursor to the **Filter Type** section.

2) SELECT FILTER TYPE

Move the cursor to the desired filter type and press <ENTER>. The selected filter type is highlighted and marked with an asterisk. There are four filter-type choices:

Butterworth	Bessel
Chebyshev	Inverse Chebyshev

If you choose Chebyshev, you must also enter ripple (i.e. pass-band ripple—see Chebyshev filter description).

If you choose Inverse Chebyshev, you must also enter A_{MIN} (i.e. min attenuation or max gain in stop-band—see Inverse Chebyshev filter description).

3) ENTER FILTER ORDER

Move the cursor to the **Filter Order** line in the **Parameters** section. Enter filter order **n** (from 2 to 10).

(1) L.P. Huelsman and P. E. Allen, *Theory and Design of Active Filters*, p. 241.

4A) ENTER FILTER FREQUENCY

Move the cursor to the **Filter Frequency** line in the **Parameters** section.

Low-pass/high-pass filter: enter the $f_{-3\text{dB}}$ or cutoff frequency.

Band-pass filter: enter the center frequency, f_{CENTER} .

Band-reject (notch) filter: enter the notch frequency, f_{NOTCH} .

If your filter is low-pass or high-pass, go to step 5.

4B) ENTER FILTER BANDWIDTH

If the filter is a band-pass or band-reject (notch), move the cursor to the bandwidth line and enter bandwidth.

If you press <ENTER> with no entry on the bandwidth line, you can enter f_L and f_H instead of bandwidth. f_L and f_H are the $f_{-3\text{dB}}$ points with regard to the center frequency for Butterworth and Bessel filters. They are the end of the ripple-band for Chebyshev types. This method of entry may force a change in center frequency or notch frequency.

5) PRINT-OUT COMPONENT VALUES

Press function key <F4> to print-out **Filter Component Values** and a **Filter Block Diagram**. Follow the instructions in the filter implementation section of this bulletin to assemble a working filter.

USING THE PLOT FEATURE

A Plot feature allows you to view graphical results of filter gain and phase vs frequency. This feature is useful for comparing filter types.

To view a plot of the current filter design, press <F2>.

GRAPHIC DISPLAY COMMANDS

While viewing the graphic display, several commands can be used to compare filter responses:

<F1> or **S**—Saves the plot of the current design for future recall.

<F2> or **R**—Recalls the Saved plot and plots it along with the current design.

<F3> or **Z**—Plots a Zero dB reference line.

GRAPHIC DISPLAY CURSOR CONTROL

While viewing the graphics display you can also use the arrow keys to move a cursor and view gain and phase for plotted filter responses.

RESISTOR VALUES

With each data entry, the program automatically calculates resistor values. If external capacitors are needed, the program selects standard capacitor values and calculates exact resistor values for the filter you have selected. The **1% Resistors** option in the Display menu can be used to calculate the closest standard 1% resistor values instead of exact resistor values. To use this feature, move the cursor to the **resistors** line in the **Filter Response** section and press

OP AMP SELECTION GUIDE (In Order of Increasing Slew Rate)

T_A = 25°C, V_S = ±15V, specifications typ, unless otherwise noted, min/max specifications are for high-grade model.

OP AMP MODEL	BW typ (MHz)	FPR ⁽¹⁾ typ (kHz)	SR typ (V/μs)	V _{OS} max (μV)	V _{OS} /dT max (μV/°C)	NOISE at 10kHz (nV/√Hz)	C _{CM} ⁽³⁾ (pF)
OPA177	0.6	3	0.2	10	±0.1	8	1
OPA27	8	30	1.9	25	±0.6	2.7	1
OPA2107 dual ⁽²⁾	4.5	280	18	500	±5	8	4
OPA602 ⁽²⁾	6	500	35	250	±2	12	3
OPA404 quad ⁽²⁾	6	500	35	1000	±3 typ	12	3
OPA627 ⁽²⁾	16	875	55	100	±0.8	4.5	7
UAF42 aux amp ⁽²⁾	4	160	10	5000	±3 typ	10	4

NOTES: (1) FPR is full power response at 20Vp-p as calculated from slew rate. (2) These op amps have FET inputs. (3) Common-mode input capacitance.

<ENTER>. The program will toggle between **exact resistors** and **standard 1% resistors**.

CAPACITOR SELECTION

Even-order filters above 10Hz normally will not require external capacitors. Odd order filters require one external capacitor to set the real pole in the LP or HP section. Capacitor selection is very important for a high-performance filter. Capacitor behavior can vary significantly from ideal, introducing series resistance and inductance which limit Q. Also, nonlinearity of capacitance vs voltage causes distortion. The 1000pF capacitors in the UAF42 are high performance types laser trimmed to 0.5%.

If external capacitors are required, the recommended capacitor types are: NPO ceramic, silver mica, metallized polycarbonate; and, for temperatures up to 85°C, polypropylene or polystyrene. Common ceramic capacitors with high dielectric constants, such as “high-K” types should be avoided—they can cause errors in filter circuits.

OP AMP SELECTION

Normally you can use the uncommitted fourth op amp in the UAF42 to implement any necessary LP, HP, or gain stages. If you must use additional op amps, it is important to choose an op amp that can provide the necessary DC precision, noise, distortion, and speed.

OP AMP SLEW RATE

The slew rate of the op amp must be greater than $\pi \cdot V_{OPP} \cdot \text{BANDWIDTH}$ for adequate full-power response. For example, operating at 100kHz with 20Vp-p output requires an op amp slew rate of at least 6.3V/μs. Burr-Brown offers an excellent selection of op amps which can be used for high performance active filter sections. The guide above lists some good choices.

OP AMP BANDWIDTH

As a rule of thumb, in low-pass and band-pass applications, op amp bandwidth should be at least $50 \cdot \text{GAIN} \cdot f_O$, where

GAIN = noise gain of the op amp configuration and f_O = filter f_{-3dB} or f_{CENTER} frequency.

In high-pass and band-reject (notch) applications, the required op amp bandwidth depends on the upper frequency of interest. As with most active filters, high-pass filters designed with the UAF42 turn into band-pass filters with an upper roll-off determined by the op amp bandwidth. Error due to op amp roll-off can be calculated as follows:

$$\% = 100 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{(1 + f^2 \cdot (\text{NGAIN})^2 / (\text{UGBW})^2)}} \right)$$

or

$$f = \frac{\sqrt{200 - \%} \cdot \sqrt{\%} \cdot \text{UGBW}}{\text{NGAIN} \cdot (\% - 100)}$$

Where:

% = Percent gain error f = Frequency of interest (Hz)

NGAIN = Noise gain of op amp (V/V)

= GAIN of noninverting configuration

= 1 + |GAIN| of inverting configuration

UGBW = Unity-gain bandwidth of the op amp (Hz):

GAIN ACCURACY (%)	f (NGAIN)/(UGBW)
-29.29	1.000
-10.00	0.484
-1.00	0.142
-0.10	0.045
-0.01	0.014

EXAMPLES OF MEASURED UAF42 FILTER RESPONSE

Figures 17 and 18 show actual measured magnitude response plots for 5th-order 5kHz Butterworth, 3dB Chebyshev, -60dB Inverse Chebyshev and Bessel low-pass filters designed with the program and implemented with UAF42s. As can be seen, the initial roll-off of the Chebyshev filter is the fastest and the roll-off of the Bessel filter is the slowest. However, each of the 5th-order all-pole filters ultimately rolls off at $-N \cdot 20\text{dB/decade}$, where N is the filter order (-100dB/decade for a 5-pole filter).

The oscilloscope photographs (Figures 19-22) show the step response for each filter. As expected, the Chebyshev filter has the most ringing, while the Bessel has the least.

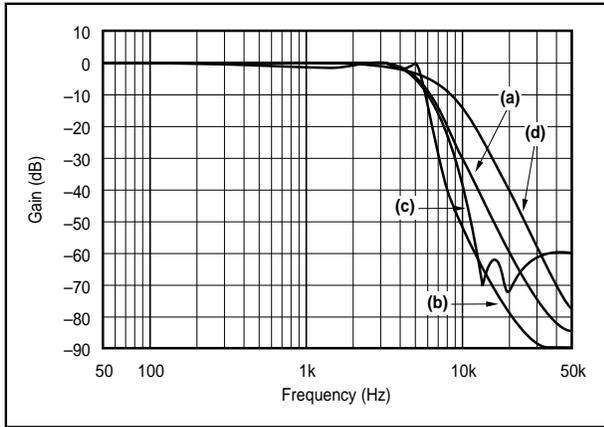


FIGURE 17. Gain vs Frequency for Fifth-Order 5kHz (a) Butterworth, (b) 3dB Chebyshev, (c) -60dB Inverse Chebyshev, and (d) Bessel Unity-Gain Low-Pass Filters, Showing Overall Filter Response.

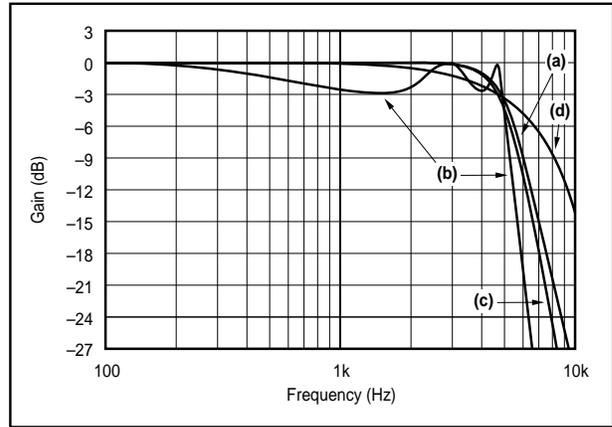


FIGURE 18. Gain vs Frequency for Fifth-Order 5kHz (a) Butterworth, (b) 3dB Chebyshev, (c) -60dB Inverse Chebyshev, and (d) Bessel Unity-Gain Low-Pass Filters, Showing Transition-Band Detail.

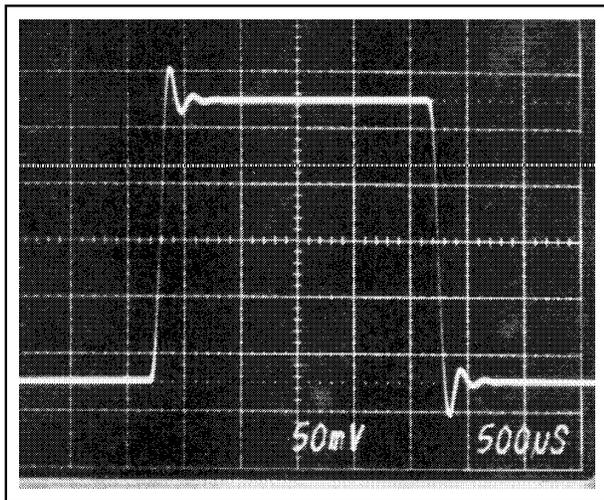


FIGURE 19. Step Response of Fifth-Order 5kHz Butterworth Low-Pass Filter.

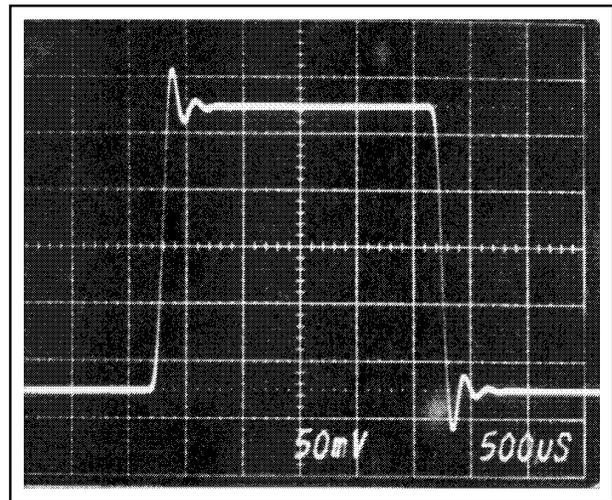


FIGURE 21. Step Response of Fifth-Order 5kHz, -60dB Inverse Chebyshev Low-Pass Filter.

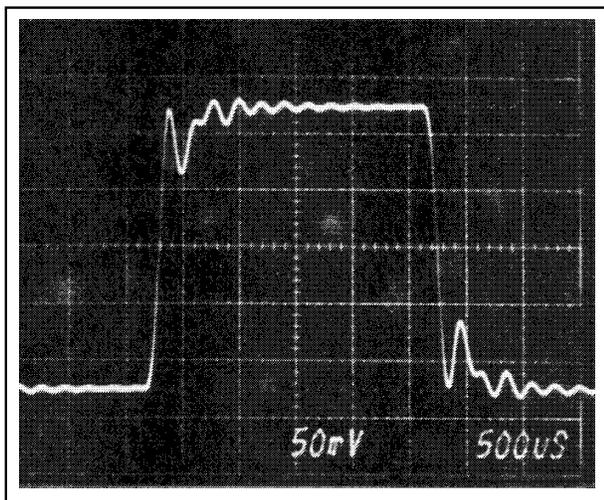


FIGURE 20. Step Response of Fifth-Order 5kHz, 3dB Ripple Chebyshev Low-Pass Filter.

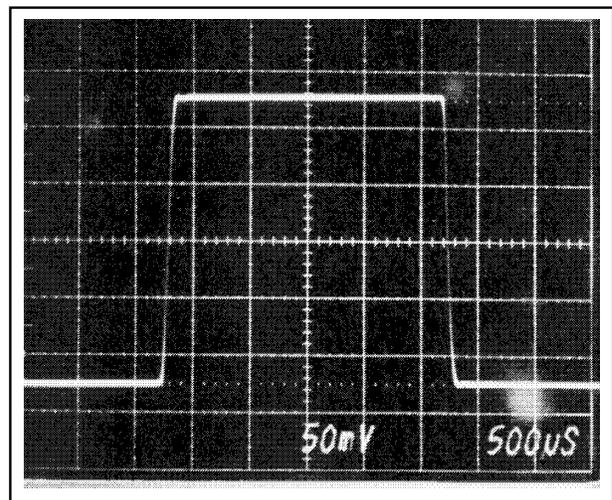


FIGURE 22. Step Response of Fifth-Order 5kHz Bessel Low-Pass Filter.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Customers are responsible for their applications using TI components.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Apéndice 3: Estructura interna del circuito integrado que utiliza el generador de funciones

El generador de funciones utiliza como circuito integrado fundamental el circuito ICL 8038, cuyo esquema se muestra en la Figura Ap. 3.1

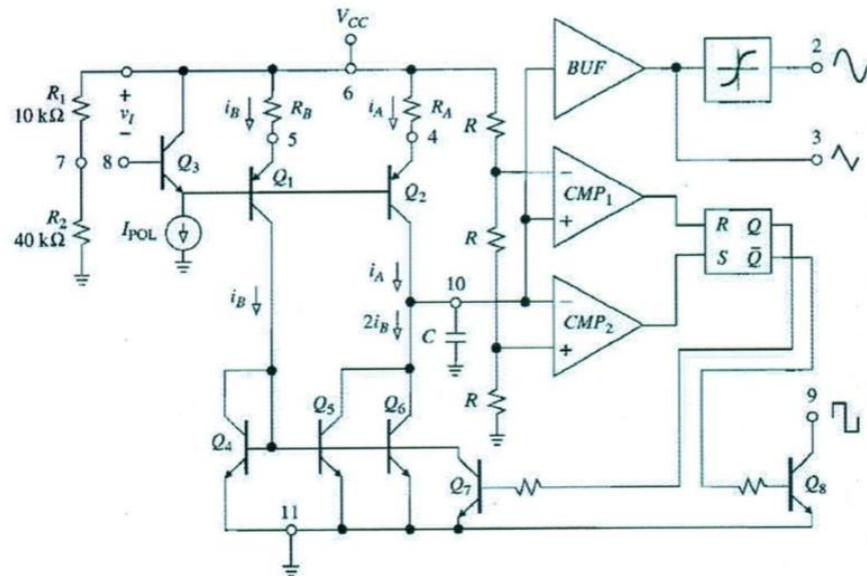


Figura 3.1: Esquema circuito ICL 8038.

Tal como se ve, el circuito genera como forma de onda fundamental una señal triangular y obtiene las formas sinusoidal y cuadrada a partir de un conformador de formas de onda ("shaper") y de una lógica digital, respectivamente.

Dado que en nuestro trabajo es la señal cuadrada la que se utiliza como señal de entrada al filtro, es la parte de lógica digital la que juega partido en nuestro caso.

Hemos observado que, para señales cuadradas de frecuencia mayor de 50 kHz, además del tono fundamental y de los correspondientes armónicos impares, aparecen también otros tonos no deseados. En el caso concreto de 80 kHz, aparecen a 20 kHz, 40 kHz, 60 kHz, 100 kHz, 120 kHz, Se trata por tanto de una distorsión de origen digital existente en el propio generador de formas de onda.

