



Escola Superior de Tecnologia

Relatório final da cadeira de Projeto, do curso de Eng. Electrotécnica.

**“Implementação de um circuito
eletrónico universal de suporte à
implementação de filtros
analógicos na banda do áudio.”**

Departamento de Engenharia Electrotécnica

Autor: David Blasco Rueda (13138)

Orientador: Daniel Albuquerque.

Junho 2012

Agradecimentos.

Gostaria de começar por agradecer a Daniel Albuquerque pela oportunidade dada na realização deste projeto e de aprender com ele, e ao Departamento de Engenharia Electrotécnica por permitir a realização com sucesso deste disponibilizando sempre que necessário as suas instalações bem como todo o material necessário. Também aos coordenadores Erasmus da Escola Superior de Tecnologia de Viseu.

Para todos os meus colegas e amigos, especialmente os meus colegas de Erasmus, Ignacio Roman e Enrique Santero, porque sem eles, sem os seus resumos, sem os seus conselhos e ajuda prestada, certamente não estava a escrever estas linhas.

A toda a minha família por me ajudar, orientar e pelos conselhos recebidos ao longo destes anos e o apoio por estar longe de casa, especialmente aos meus pais e irmãos pelo carinho recebido deles nos bons e maus momentos, e da educação recebida da sua parte.

E à Iliana, porque todo o seu apoio ao longo deste ano foi muito importante para mim.

Para todos eles, muito obrigado.

Resumo.

No presente projeto pretende-se implementar um circuito eletrónico universal de suporte a implementação de filtros analógicos na banda de áudio, projetado e desenhado numa placa PCB para o estudo dos comportamentos dos filtros.

Esta implementação será criada através da seleção de diferentes valores característicos dos filtros que poderão ser escolhidos dentro de uma grande gama de valores. Este filtro de quarta ordem pode ser escolhido entre três tipos de filtros, passa-baixo, passa-alto e passa-banda para observar os diferentes comportamentos e medidas da sua resposta em frequência, para os diversos valores disponíveis, permitindo assim um estudo e comparação do filtro com o comportamento ideal de um filtro de quarta ordem.

Os diferentes comportamentos do circuito eletrónico foram medidos recorrendo ao computador com o programa de medição automática da resposta de filtros analógicos na banda do áudio, neste pode-se observar que estes apresentam uma resposta em frequência muito perto da ideal.

Índice.

1. - Introdução	1
1.1. - Objetivos.....	1
1.2. - Resultados a alcançar.....	1
1.3. - Enquadramento.	2
2. - Organização do relatório.....	3
2.1. - Cronograma do projeto.	4
3. - Teoria de Filtros.....	5
3.1. - Definição de filtro.....	5
3.2. - Classificação de Filtros	5
3.3. - Características dos filtros	13
3.4. - Filtros de 2 ^a ordem.....	16
3.5. - Circuitos de suporte a implementação de filtros.....	17
4. - Requisitos do projeto.	21
4.1. - Introdução.....	21
4.2. - Análise de possíveis circuitos.....	22
4.2.1. - Comparação dos Circuitos.	22
4.2.2. - Escolha do Circuito.....	24
5. - Circuito Integrado de suporte ao Sistema.	25
5.1. - Diagrama de blocos.....	25
5.2. - Diagrama de bloco do filtro MAX 263.....	25
5.3. - Conexão da entrada e saída.....	27
5.4. - Alimentação.....	29
5.5. - Modo de operação.....	31
5.6. - Relógio e cálculo de frequência.....	31
5.7. - Seleção da frequência de corte e fator de qualidade.	37
5.8. - Seleção do tipo de filtro.	38

6. - Projeto do circuito em Protel	40
7. - Implementação da placa PCB	41
7.1. - Desenho.	41
7.2. - Produção.	43
7.3. - Montagem dos componentes.....	44
8. - Testes em laboratório.....	46
8.1. – Alimentação.	46
8.2. - Relógio.....	47
8.3. - Filtro.....	48
8.4. - Testes finais.	49
9. - Manual do Utilizador	59
10. - Conclusão.....	63
11. - Bibliografia.....	64
12. - Anexos.	65
12.1. - Planos.....	65
12.2. - Datasheets.	65

Chave de abreviaturas ou siglas

A – Amperes.

BP – “*Band Pass*” - Filtro Passa-Banda.

C – Condensador.

F0 – Frequência Central.

Fc – Frequência de Corte.

G - Ganho

GND – Massa, 0V

HP – “*High Pass*” - Filtro Passa-Alto.

LC – “*Left Channel*” - Canal Esquerdo.

L – Bobina.

LP – “*Low Pass*” - Filtro Passa-Baixo.

MFB – “*Multiple Feedback*” - Realimentação Múltipla.

N – “*Notch*” – Filtro Rejeita Banda.

OpAmp – Amplificador Operacional.

PCB- “*Printed Circuit Board*” – Circuito Impresso.

Q – Fator de Qualidade.

RC – “*Right Channel*” - Canal Direito.

R – Resistência.

V – Volts.

Lista de Figuras e/ou Tabelas.

Figura 2.1 – Cronograma do projeto.....	4
Figura 3.1 - Diferença entre filtro passa-banda real e filtro passa-banda ideal.....	6
Figura 3.2 - Exemplo de filtro passivo RLC	6
Figura 3.3 - Exemplo de filtro ativo, configuração não inversora.....	7
Figura 3.4 - Comportamento dos diferentes tipos de filtro Bessel Butterworth e Chebyshev. [2].....	8
Figura 3.5 - Filtro Passa Baixo.....	8
Figura 3.6 - Filtro Passa Baixo Real e filtro Passa Baixo Ideal.	9
Figura 3.7 - Filtro Passa Alto.....	10
Figura 3.8 - Filtro passa-banda.....	10
Figura 3.9 - Suma de filtro Passa Baixo e Passa Alto, obtemos filtro passa banda.....	10
Figura 3.10 - Filtro Rejeita Banda.....	11
Figura 3.11 - Diagrama conexão paralelo para filtro Rejeita Banda.....	12
Figura 3.12 - Filtro Rejeita Banda a partir de filtro Passa Baixo e Passa Alto.	12
Figura 3.13 - Banda de passagem e banda de rejeição.....	13
Figura 3.14 - Regiões de sinal filtrado.	14
Figura 3.15 - Filtros A e B com diferentes fatores de qualidade. [3]	14
Figura 3.16 - Filtros Butterworth de ordem 2, 3 e 4. [4]	15
Figura 3.17 - Ordem dos Filtros.....	16
Figura 3.18 - Filtro passivo de 1º ordem e filtro passivo de 2º ordem.	17
Figura 3.19 - Topologia MFB (Ganho = $-R_2 / R_1$).....	18
Figura 3.20 - Topologia Sallen-Key (Ganho a unidade).....	18
Figura 3.21 - Topologia Sallen-Key (Ganho $G=1+R_2 / R_3$).....	19
Figura 3.22 – Conexões do Switch Capacitor.....	19
Figura 4.1 - Conexão USB do Tipo B.....	21
Tabela 4.1 – Características principais dos tipos de filtros.	24
Figura 5.1 – Diagrama de Bloco principal.	25

Figura 5.2 - Diagrama de Blocos do Filtro Max 263	26
Figura 5.3 - Conexões da entrada, saída e alimentação do filtro.....	27
Figura 5.4 - Esquema do modo de conexão da placa eletrónica com o exterior.	28
Figura 5.5 - Canal Esquerdo (L) e Direito (R) na placa electrónica.....	28
Figura 5.6 - Tipos de conexão e pinos correspondentes ao USB. [7]	29
Figura 5.7 - Pinos alimentação conversor DC/DC.....	30
Figura 5.8 - Filtro passivo RLC.	30
Figura 5.9 – Cálculos Filtro passivo RLC.....	31
Figura 5.10 - Equações e gráfico do filtro passa-baixo extraída do Datasheet do filtro MAX 263.....	32
Figura 5.11 - Gráfico de R (Q) filtro Passa-Baixo.	33
Figura 5.12 - Equações e gráfico do filtro passa alto extraída do Datasheet do filtro MAX 26.	34
Figura 5.13 - Gráfico de R (Q) filtro Passa-Alto.....	35
Figura 5.14 - Gráfico de frequências audíveis e operativas do filtro.	36
Figura 5.15 - Modo de seleção dos pinos do fator de qualidade e frequência central.....	38
Figura 5.16 – Equações da Frequência de corte conforme tipo de filtro, LP,BP e HP.	38
Figura 5.17 - Seleção do tipo de filtro passa baixo, passa banda ou passa alto.....	39
Figura 7.1 – <i>Top Layer</i> e <i>Bottom Layer</i> em Protel DXP.....	42
Figura 7.2 – Visualização 3D em Protel DXP.....	43
Figura 7.3 - <i>Top Layer</i> e <i>Bottom Layer</i> da placa PCB.	44
Figura 7.4 - Montagem de todos os componentes da placa PCB.	45
Figura 7.5 - Identificação d os componentes da placa PCB.	45
Figura 8.1 - Medição no Osciloscópio da onda de alimentação do relógio.....	47
Figura 8.2 - Onda de limites máximo e mínimo de alimentação do relógio.	48
Figura 8.3 - Filtro Passa Baixo para Q=0.504, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.51	51
Figura 8.4 - Filtro Passa Baixo para Q=0.504, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase. . .	51
Figura 8.5 - Filtro Passa Baixo para Q=4, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.	52
Figura 8.6 - Filtro Passa Baixo para Q=4, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.	52
Figura 8.7 - Filtro Passa Alto para Q=0.504, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho. . .	53
Figura 8.8 - Filtro Passa Alto para Q=0.504, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.....	53

Figura 8.9 - Filtro Passa Alto para Q=4, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.	54
Figura 8.10 - Filtro Passa Alto para Q=4, Fo(min)=5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.....	54
Figura 8.11 - Filtro Passa Banda para Q=0.504,Fo(min)=5052.5Hz e Fo(max)=9947.279 Hz.Ganho	55
Figura 8.12 - Filtro Passa Banda para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.	55
Figura 8.13 - Filtro Passa Banda para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho. ..	56
Figura 8.14 - Filtro Passa Banda para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.....	56
Figura 8.15 - Erros no fator de qualidade e frequênci a central do Filtro MAX 263.....	57
Figura 9.1 – Diagrama de componentes da placa PCB.	59
Figura 9.2 – Passos a seguir na conexão da placa.	59
Figura 9.3 – Seleção do tipo de filtro.	60
Figura 9.4 – <i>DIP Switch</i> do fator de qualidade e frequênci a central.	60
Tabela 9.1 – Logica binaria para os valores do fator de qualidade Q.	61
Tabela 9.2 – Logica binaria para os valores de frequênci a central f0.	62

1. - Introdução.

1.1. - Objetivos.

Neste projeto pretende-se implementar um filtro universal programável de quarta ordem, que opere na banda de frequência do espetro audível (frequências audíveis para os seres humanos 20Hz a 20KHz). Para além disso, deve permitir escolher a frequência de corte e o fator de qualidade através da seleção de *jumpers*. A alimentação do filtro deverá ser efetuada recorrendo à alimentação fornecida na porta USB de um PC.

No final deste projeto deve-se obter um filtro universal para aplicações genéricas tanto de uso comercial como académico, o seu correto funcionamento deverá ser demonstrado em laboratório para se poder comparar o seu comportamento teórico e prático.

1.2. - Resultados a alcançar.

Hoje em dia existe alguma dificuldade em encontrar um filtro eletrónico capaz de apresentar diferentes comportamentos no que diz respeito à seleção dos seus diversos parâmetros, como por exemplo tipo de filtro, frequência de corte e o fator de qualidade.

Contudo existe uma grande variedade de filtros que fazem este trabalho mas de modo individual, ou seja, é possível encontrar diferentes tipos de filtros, passa-baixo, passa-alto ou passa-banda, com frequências de corte e fator de qualidade pré-estabelecidos. Estas características são normalmente estabelecidas recorrendo a componentes externos escolhidos a quando da implementação do filtro. Isto quer dizer que para uma dada frequência de corte, deve-se determinar, previamente, todos valores dos componentes externos que irão ser necessários para criar o filtro. De forma a cumprir os objetivos, seria necessário mudar os valores dos componentes externos facilmente. Para além disso, seria também necessário mudar o tipo de componente por forma a implementar os diversos tipos de filtros. Deste modo estes tipos de filtros são pouco atrativos no desenho e implementação do nosso filtro universal.

Para se conseguir uma grande diversidade de filtros, deve ser possível selecionar os valores de frequência de corte entre mais de 30 valores diferentes, e para cada um destes escolher entre mais de 120 valores de fator de qualidade. O que quer dizer que, para um dado tipo de filtro, é possível obter mais de 3.600 filtros com características distintas, e se multiplicarmos entre os três diferentes tipos de filtro desejados (passa-baixo, passa-alto e passa-banda) obtém-se mais de 10.800 possíveis

configurações diferentes num mesmo filtro, o que realmente é uma grande vantagem no que diz respeito à facilidade de utilização.

1.3. - Enquadramento.

A implementação deste circuito eletrónico universal de suporte a implementação de filtros analógicos na banda do áudio, enquadra-se no estudo de processamento de sinais, onde se pode, de uma forma rápida, obter diferentes tipos de filtros que modificam, separam, deixam passar ou excluem um dado grupo de sinais.

Para melhorar a compatibilidade deste filtro, este irá ser projetado de forma se poder conectar aos mais diversos tipos de aparelhos de medida presentes num laboratório de eletrónica para o estudo de filtros. Para além disso também será possível ligá-lo à placa de som de um computador para o seu posterior estudo recorrendo a programas de medição. Deste modo será possível interpretar de uma forma muito mais rápida, visível e eficiente os parâmetros e características do filtro.

2. - Organização do relatório.

Com o intuito de se obter um bom relatório do projeto é fundamental iniciá-lo desde o primeiro dia de trabalho. Este relatório será um resumo operacional, funcional e acessível do caminho percorrido no decorrer do projeto: as propostas, os problemas enfrentados e os principais resultados obtidos.

Este deverá ser um resumo operacional na medida em que deverá permitir a qualquer leitor reproduzir todos os pormenores, desde o planeamento inicial até à conclusão do projeto. Deve ser funcional uma vez que permitirá ao utilizador no fim do projeto, colocá-lo em funcionamento e poder aceder a todas as suas funcionalidades. Acessível dado que permitirá a todos os leitores ver qualquer das suas partes de forma direta, clara e fiável, o que implica clareza e homogeneidade no planeamento e conteúdo.

Este relatório foi criado de forma cuidada, deste modo, foram consideradas as seguintes regras na sua elaboração:

O relatório deve conter um índice incial dos pontos mais importantes a desenvolver no projeto. Ferramentas de documentação que serão descritas nos pontos de escolha e seleção de componentes. Partes comuns a todos os projetos com as normas de elaboração, bibliografia, lista de figuras e/ou tabelas etc. Documentação dos componentes utilizados, com inclusão destes em anexos para uma maior pesquisa de pormenores. Versões provisórias coordenadas com o orientador do projeto e outros possíveis componentes, versões revistas e versões definitivas.

Tendo em conta as regras mencionadas o relatório está organizado do seguinte modo:

Nas secções após a introdução (1) e a organização (2), serão desenvolvidas as partes mais importantes do relatório, onde se fará um estudo em pormenor sobre a teoria de filtros (3) com a sua definição, sua classificação e características. Recolhem-se os principais requisitos do projeto (4) com os possíveis circuitos e escolha de componentes dos blocos mais importantes de trabalho: a alimentação, modos de operação, utilização de relógio, seleção de valores e seleção do tipo de filtro explicados em detalhe e de forma individual em (5). Em (6) é apresentado o projeto do circuito com o programa Protel dando especial atenção na implementação, desenho, produção e montagem dos componentes na placa PCB em (7). Finalmente em (8) apresentam-se os testes finais no laboratório com as conclusões obtidas da comparação dos valores medidos com os valores teóricos. Por último (9) apresenta o manual do utilizador fornecendo uma ótima utilização da placa eletrónica bem como com a gama de valores e conexões do filtro disponíveis.

2.1. - Cronograma do projeto.

Com todas as planificações e levando um estudo e controlo do projeto com reuniões feitas com o orientador do projeto Daniel Albuquerque semanalmente e de duração variável conforme o trabalho necessário em cada uma das fases do projeto, e aumentando a duração das reuniões na parte final para a demonstração final junto com os pormenores da apresentação do projeto, apresenta-se o cronograma realizado na evolução dos 4 meses de elaboração do projeto.

Nº	Nome	Começo	Final	Duração	MAR 2012				ABR 2012				MAI 2012				JUN 2012			
					26/2	04/3	11/3	18/3	25/3	01/4	08/4	15/4	22/4	29/4	06/5	13/5	20/5	27/5	03/6	10/6
1	Levantamento Bibliográfico	20/02/2012	04/03/2012	2 s.																
2	Estudo teórico preliminar do circuito	05/03/2012	18/03/2012	2 s.																
3	Desenho do Circuito	19/03/2012	08/04/2012	3 s.																
4	Implementação do Circuito	09/04/2012	29/04/2012	3 s.																
5	Teste do Circuito	30/04/2012	13/05/2012	2 s.																
6	Comparação com os valores teóricos	14/05/2012	20/05/2012	1 s.																
7	Elaboração do manual do utilizador	21/05/2012	03/06/2012	2 s.																
8	Elaboração do relatório final	04/06/2012	17/06/2012	2 s.																

Figura 2.1 – Cronograma do projeto.

3. - Teoria de Filtros.

3.1. - Definição de filtro.

Um filtro pode ser definido como um dispositivo que modifica de algum modo um sinal que passa através dele. Especificamente um filtro eletrônico é um dispositivo desenhado para separar, deixar passar, ou excluir grupo de sinais com determinadas características. Este dispositivo é seletivo em frequência e é desenhado de uma forma específica e previsível.

Os filtros são desenhados, como foi mencionado anteriormente, para deixar passar ou amplificar sinais com determinados valores de frequência e bloquear ou atenuar todas aquelas frequências que não são encontradas dentro dessa gama.

3.2. - Classificação de Filtros

No que diz respeito à classificação de filtros, estas serão apresentadas e explicadas de seguida para se ter uma ideia mais geral dos diferentes tipos de filtros que podemos encontrar.

Podemos diferenciar entre *filtros lineares* e *filtros não lineares* conforme o comportamento possa ou não ser representado matematicamente recorrendo a equações lineares. Os filtros lineares produzem sempre um sinal de saída que é função linear do sinal de entrada, o que não acontece nos filtros não lineares. Os filtros lineares podem ser desenhados para eliminar determinadas bandas de frequência ou mesmo uma dada frequência do sinal. Por outro lado, os não lineares costumam ser utilizados para eliminar picos de sinal, tais como o ruído produzido por uma interferência elétrica ou de outros dispositivos, um exemplo de filtros não lineares pode ser um comparador de tensão ou também um retificador.

Também existe a diferença entre *filtros ideais* e *filtros reais*. Os filtros ideais são seletores de frequência que permitem a passagem sem distorção das componentes espectrais compreendidas nas bandas de passagem, anulando completamente as componentes localizadas fora delas.

No que diz respeito aos filtros reais, as respostas ideias são, de uma forma geral, difíceis de obter com uma quantidade finita de componentes. Logo isso leva a que os filtros reais sejam apenas uma aproximação em maior ou menor medida aos filtros ideais. Na figura a seguir podemos observar a diferença de um filtro passa banda real comparado com o correspondente filtro ideal.

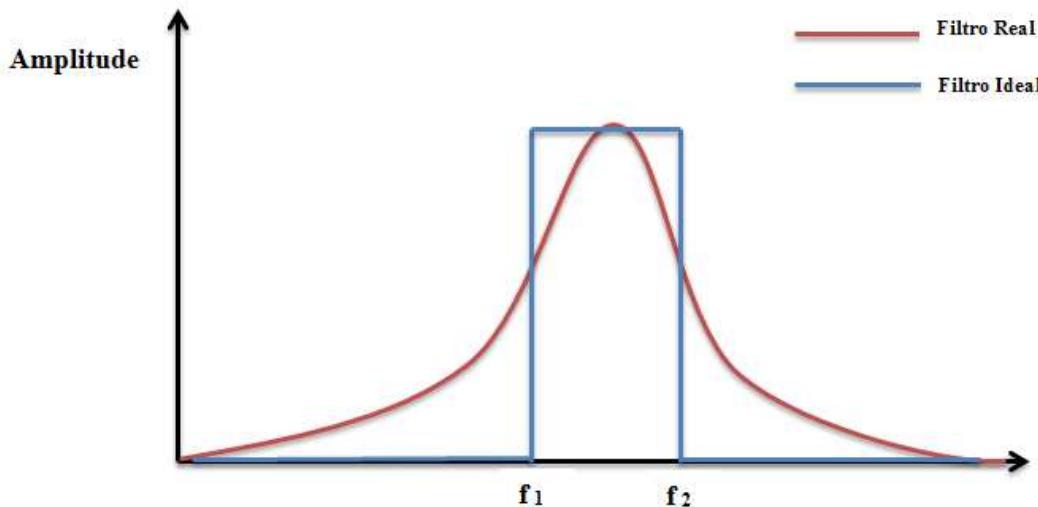


Figura 3.1 - Diferença entre filtro passa-banda real e filtro passa-banda ideal.

Outra classificação importante é a classificação entre *filtros ativos* e *filtros passivos* conforme a necessidade ou não de elementos ativos, tais como amplificadores. Os filtros passivos são conhecidos por este nome, pois para a sua implementação utilizam-se dispositivos passivos tais como: resistências, bobinas e condensadores (R L C). A principal desvantagem destes filtros é o tamanho da bobine, uma vez que estas podem ser muito volumosas para bobines de valor elevado.

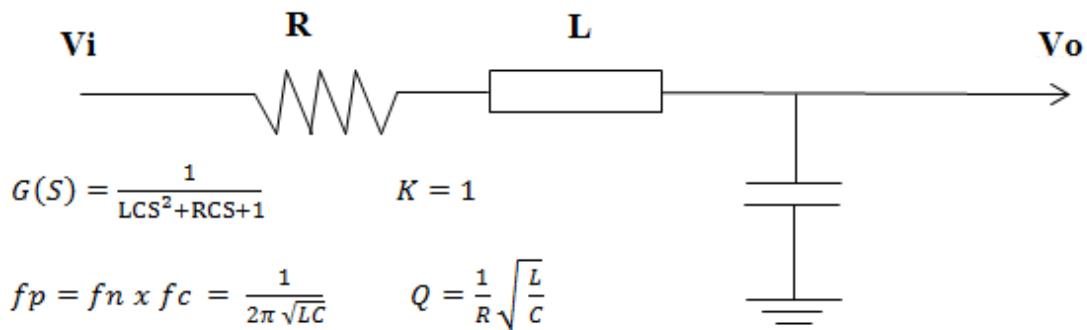


Figura 3.2 - Exemplo de filtro passivo RLC.

Nos filtros ativos incluem-se resistências, condensadores e amplificadores operacionais (R, C, OpAmp), eliminando as bobinas e obtendo-se várias vantagens como por exemplo um comportamento mais próximo do ideal, sobretudo nas baixas frequências devido a eliminação das bobinas. Também tem boa capacidade de isolamento devido a alta impedância de entrada e baixa de saída, para além da possibilidade de amplificação e fator de qualidade (Q) alto.

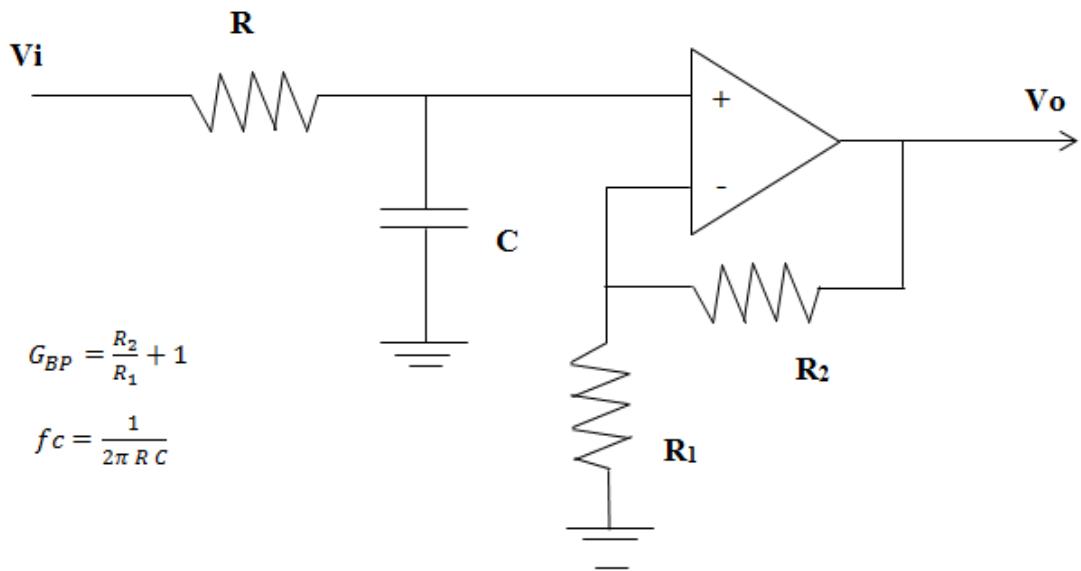


Figura 3.3 - Exemplo de filtro ativo, configuração não inversora.

No que diz respeito ao comportamento de um filtro, este pode ser descrito pela sua função de transferência. Esta determina a forma como o sinal aplicado mudará em amplitude e em fase ao atravessar o filtro. Logo a função de transferência permite identificar as características do filtro. Alguns filtros apresentam características semelhantes, pertencendo, desta forma, à mesma “família” sendo as mais habituais apresentadas a seguir:

-*Filtro Butterworth* [1], em homenagem ao engenheiro britânico Stephen Butterworth; filtro básico com uma banda de passo suave (Ripple=0) e um corte elevado na banda de rejeição, com um decaimento de frequência de $20N$ dB/dec (onde N é a ordem do filtro).

-*Filtro Chebyshev* [1], em homenagem a Pafnuty Chebyshev; filtro com um corte agudo na frequência de corte mas com a banda de passagem com ondulações (Ripple >0) onde as suas características matemáticas podem-se derivar dos polinómios de Chebyshev.

-*Filtro Bessel* [1], em homenagem ao astrónomo e matemático Friedrich Bessel, são filtros que unicamente tem polos e são desenhados para ter uma fase lineal na banda de passagem, contudo apresentam uma maior zona de transição entre as bandas de passagem e rejeição.

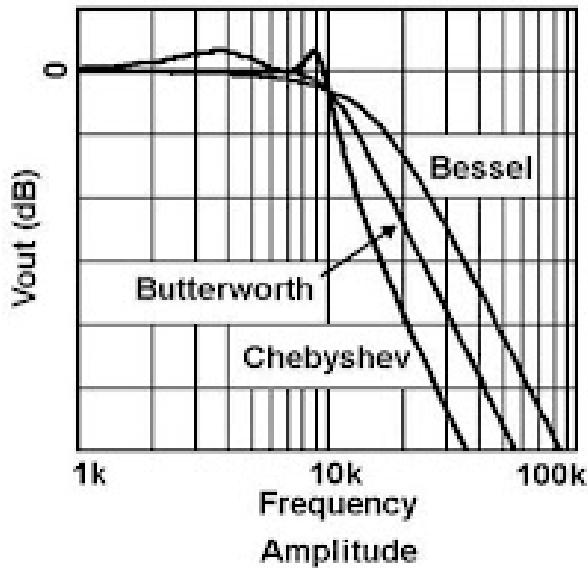


Figura 3.4 - Comportamento dos diferentes tipos de filtro Bessel Butterworth e Chebyshev. [2]

Numa última classificação no que diz respeito à sua resposta em frequência, podemos diferenciar quatro tipos de filtros: filtro passa-baixo, filtro passa-alto, filtro passa-banda e filtro rejeita-banda.

-Filtro Passa Baixo.

O filtro passa baixo tem uma função característica ideal do tipo:

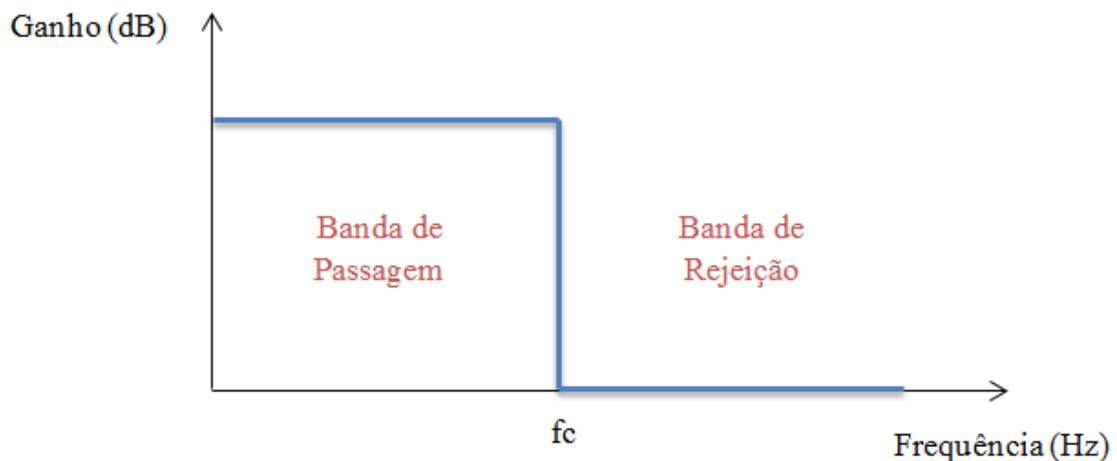


Figura 3.5 - Filtro Passa Baixo.

Quer dizer que quando $f > f_c \rightarrow G(f) = 0$ e quando $f < f_c \rightarrow G(f) = 1$ para o caso ideal.

Desta forma apenas deixa passar as frequências abaixo da frequência de corte (f_c) e elimina todas as frequências acima da frequência de corte (f_c).

Na realidade a função característica real está representada na seguinte figura, onde se pode observar a diferença entre o filtro real e o filtro ideal, comprovando como o filtro real não trabalha de forma ideal, mas sim de uma forma em que vai eliminando a partir da frequência de corte o sinal progressivamente, até chegar a valores mínimos. Na prática os filtros passa-baixo estão longe deste conceito ideal, podendo levar a diversas formas de implementação, o que leva a resultados diversos de acordo o necessário.

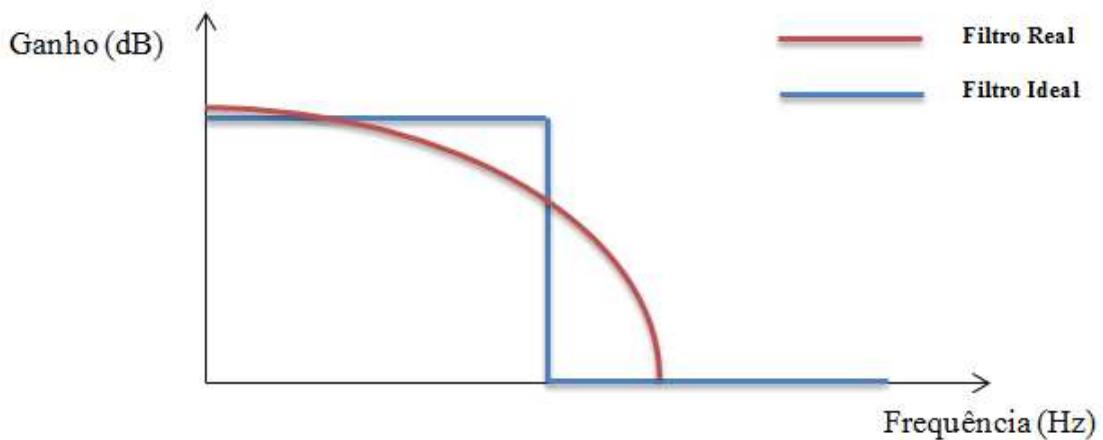


Figura 3.6 - Filtro Passa Baixo Real e filtro Passa Baixo Ideal.

-Filtro Passa Alto.

Um filtro passa-alto é contrário do filtro passa-baixo, é um filtro que permite a passagem de frequências superiores com facilidade, porém atenua a amplitude das frequências abaixo deste valor. A capacidade de atenuação para cada frequência varia de filtro para filtro. Resumindo um filtro passa-alto possui um princípio de funcionamento completamente oposto ao do filtro passa-baixo.

Este pode ser utilizado para bloquear as baixas frequências que não são desejadas de um sinal complexo enquanto permite a passagem das altas frequências. As frequências são consideradas 'altas' ou 'baixas' quando estão acima ou abaixo de uma dada frequência de corte, respectivamente.

O filtro passa-alto ao contrário do passa-baixo, tem um comportamento:

$$G(f) = 0 \text{ se } f < f_c \quad \text{e} \quad G(f) = 1 \text{ se } f > f_c \quad \text{que podemos ver na forma ideal:}$$

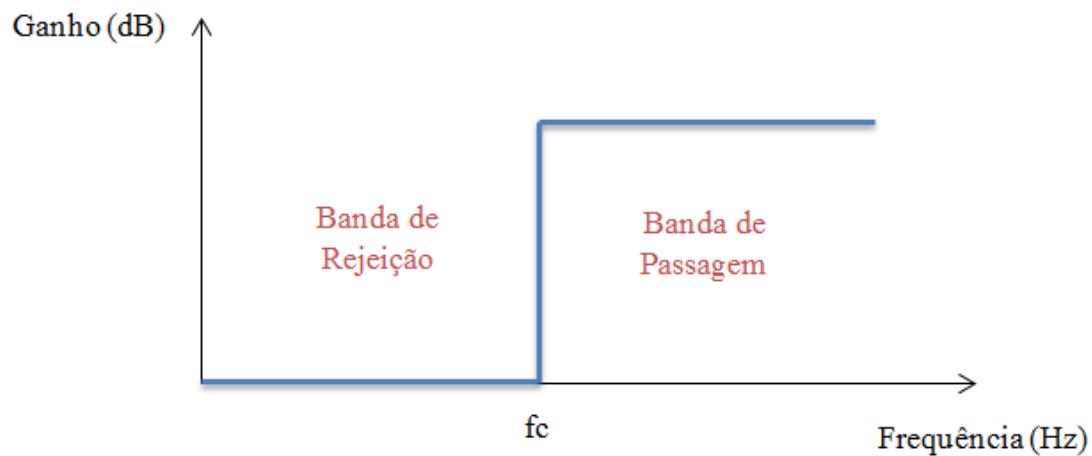


Figura 3.7 - Filtro Passa Alto.

Este filtro deixa passar a frequências acima da frequência de corte (f_c) e elimina as frequências abaixo da frequência de corte (f_c) ao contrário de como atua o filtro passa-baixo.

-Filtro Passa Banda.

O filtro passa-banda tem uma característica ideal:

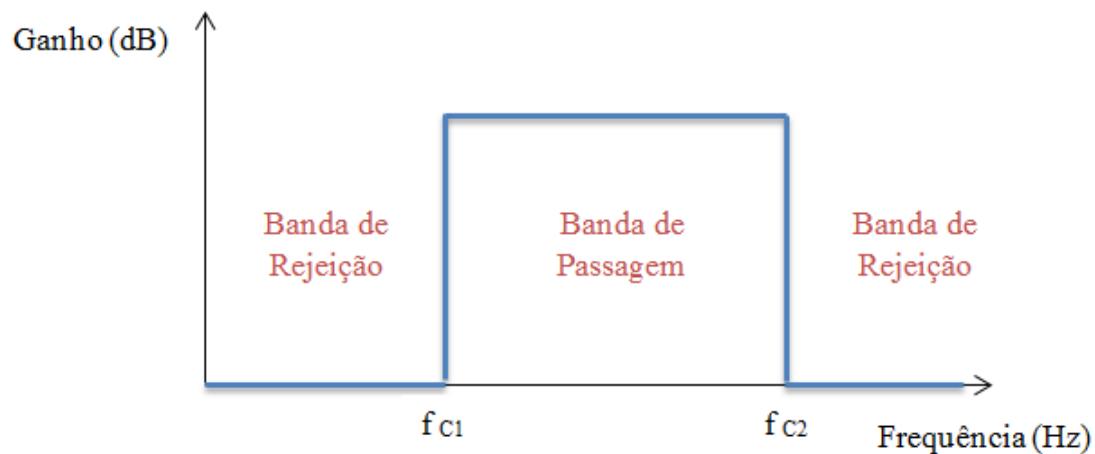


Figura 3.8 - Filtro passa-banda.

$$G(f) = 1 \text{ se } f_{c1} < f < f_{c2}$$

$$G(f) = 0 \text{ se } f < f_{c1} ; f > f_{c2}$$

Este filtro caracteriza-se por ter uma banda de passagem entre as frequências de corte f_{c1} e f_{c2} e elimina os restantes valores. Este filtro pode ser obtido recorrendo à combinação dos dois primeiros filtros (passa-baixo e passa-alto). Assim, por exemplo, se colocarmos em série um filtro passa-alto com f_{c1}

seguido de um filtro passa-baixo com f_{c2} , sendo $f_{c2} > f_{c1}$, obtemos um filtro passa-banda. Este processo pode-se observar na seguinte figura:

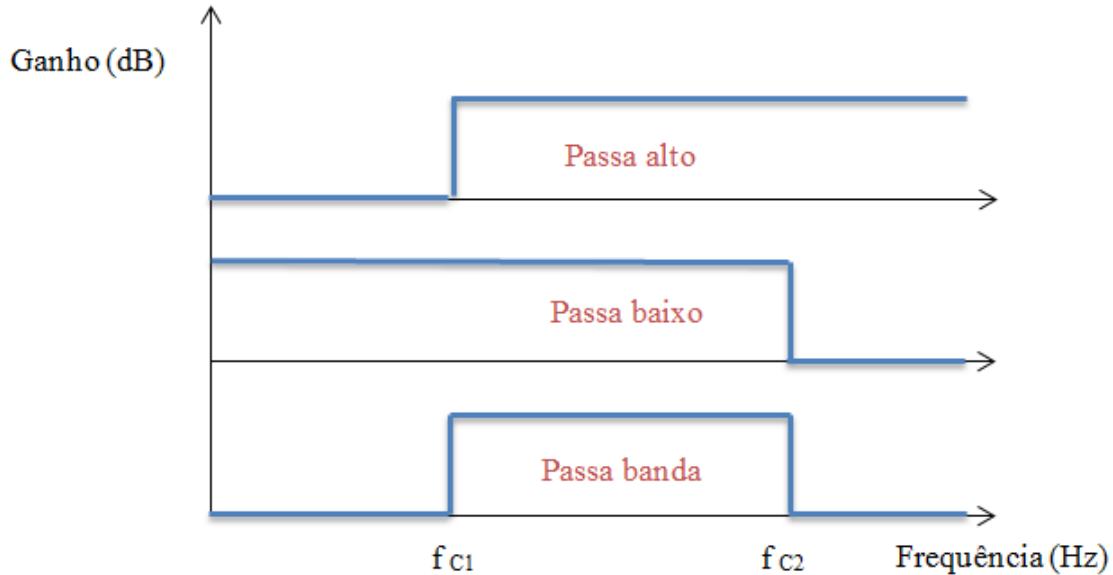


Figura 3.9 - Suma de filtro Passa Baixo e Passa Alto, obtemos filtro passa banda.

Esta combinação dos dois filtros permite a passagem das frequências compreendidas entre f_{c1} e f_{c2} como seria de esperar de um filtro passa-banda.

-Filtro Rejeita Banda.

A característica ideal do filtro rejeita-banda pode-se ver figura 3.10:

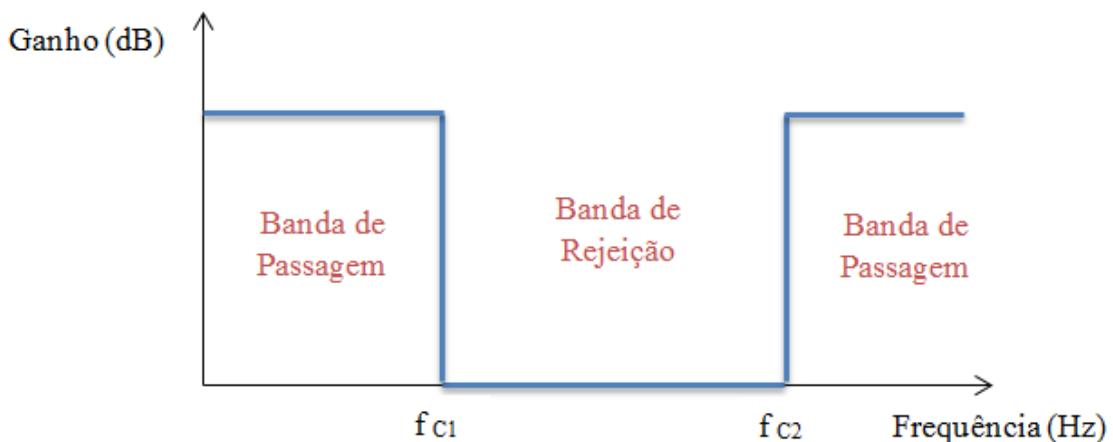


Figura 3.10 - Filtro Rejeita Banda.

$$G(f) = 0 \text{ se } f_{c1} < w < f_{c2}$$

$$G(f) = 1 \text{ se } f < f_{c1} ; f > f_{c2}$$

Ao contrário do filtro passa-banda, o filtro rejeita-banda deixa passar os valores abaixo da frequência de corte f_{c1} e os valores acima da frequência de corte f_{c2} , eliminando a parte central entre as frequências f_{c1} e f_{c2} . À semelhança do filtro passa-banda o filtro rejeita-banda também se pode obter a partir dos dois primeiros filtros (passa-baixo e passa-alto). Desta vez filtra-se o sinal de entrada com um filtro passa-baixo com f_{c1} e um filtro passa-alto com f_{c2} , sendo $f_{c2} > f_{c1}$ e soma-se a saída de ambos filtros, conforme está representado na figura 3.11:

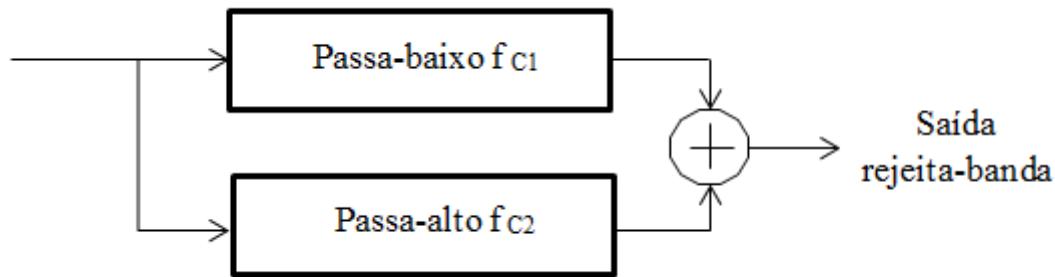


Figura 3.11 - Diagrama conexão paralelo para filtro Rejeita Banda.

O comportamento do conjunto pode-se observar na seguinte figura:

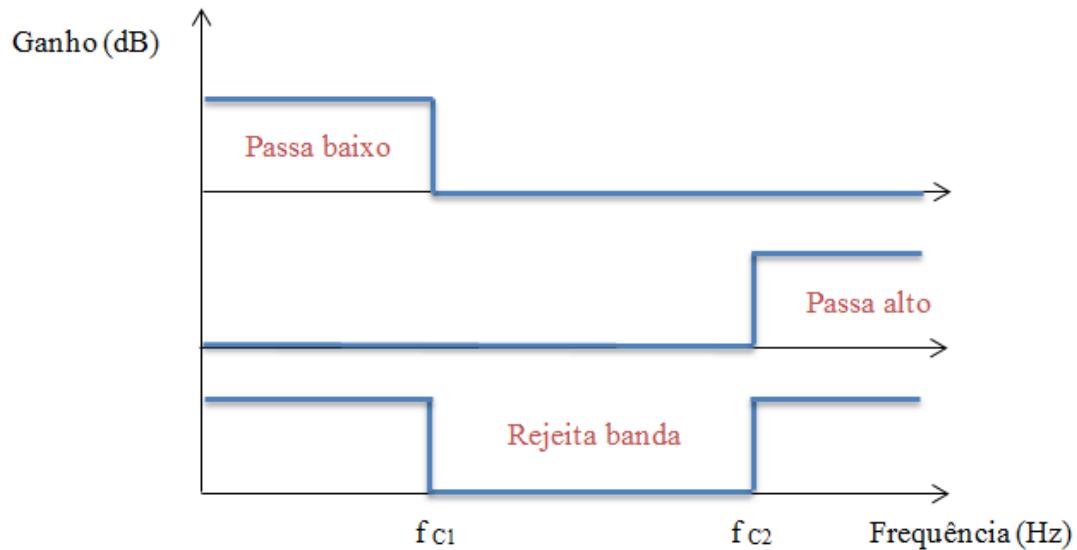


Figura 3.12 - Filtro Rejeita Banda a partir de filtro Passa Baixo e Passa Alto.

3.3. - Características dos filtros

No que diz respeito às características principais dos filtros podemos destacar as seguintes:

- Resposta em amplitude e fase. A resposta em amplitude e fase dos diversos tipos de filtros descreve a forma como filtro modifica a amplitude e fase de uma determinada componente de frequência do sinal de entrada.

-Banda de passagem, banda de rejeição e banda de transição: A banda de passagem é definida pela gama de frequências que um filtro permite passar. Em contraste, a banda de rejeição é definida pela gama de frequências que são atenuadas ou mesmo eliminadas. Banda de transição é a zona entre a banda de passagem e a banda de rejeição. Nas figuras 3.13 e 3.14 podemos observar as diferentes bandas para um filtro ideal e um filtro real.

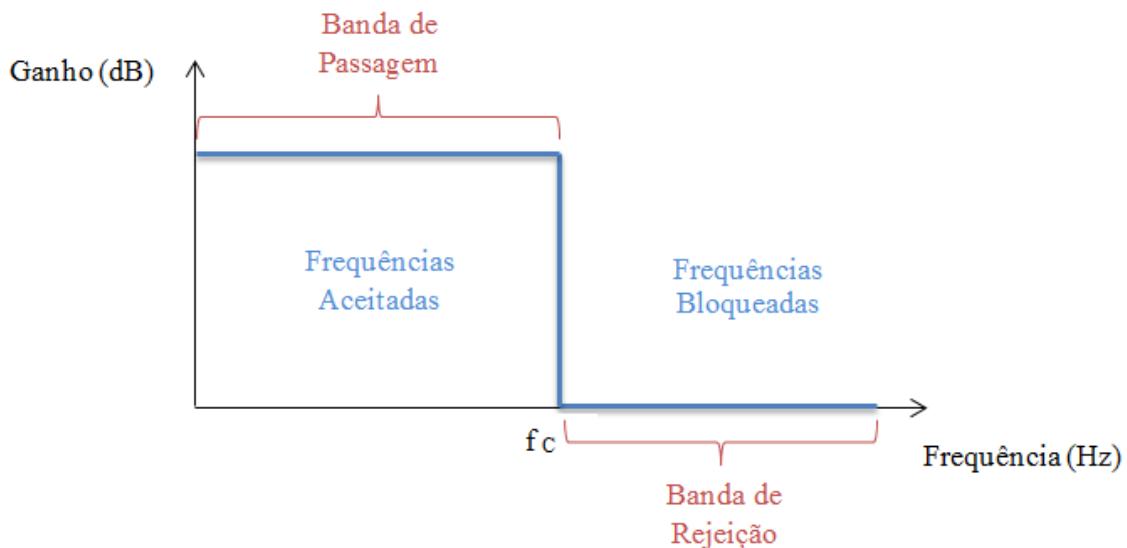


Figura 3.13 - Banda de passagem e banda de rejeição.

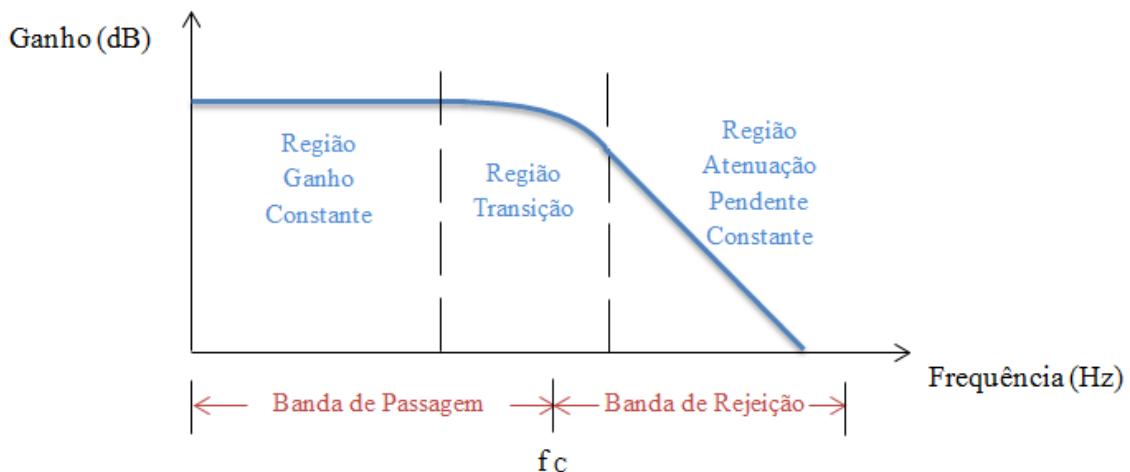


Figura 3.14 - Regiões de sinal filtrado.

-Frequência de corte (f_c): É a frequência onde a resposta em amplitude do filtro é 3 dB inferior à amplitude da banda de passagem e, sendo assim, separa a banda de passagem da banda de rejeição.

- Frequência Central (f_0): Para os filtros com resposta de passa-banda ou rejeita-banda, representa frequência central, enquanto para os filtros passa-baixo e passa-alto representa a frequência onde se situa um “pico” na resposta em amplitude (Q elevados).

-Fator de qualidade (Q): Especifica a eficiência do filtro, ou seja, a idealidade da sua resposta. É a relação entre a frequência de corte e a largura de banda. O fator de qualidade (Q) serve para ver o quanto seletivo é um dado filtro. Um filtro com menor largura de banda (maior Q) será “melhor” que outro com menos largura de banda (menor Q).

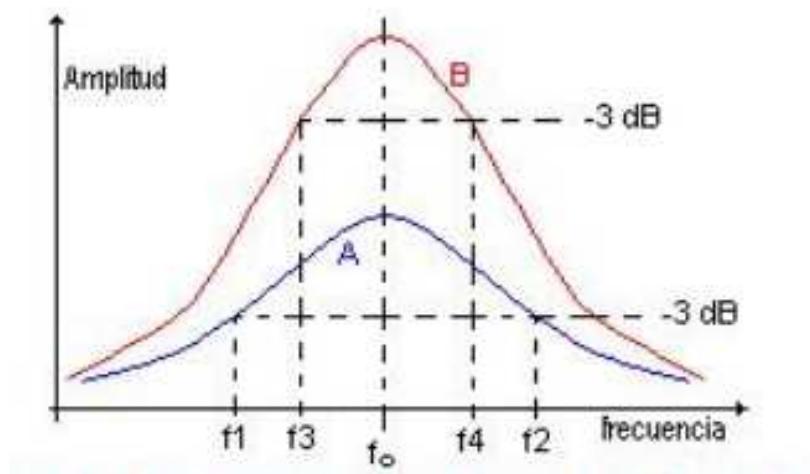


Figura 3.15 - Filtros A e B com diferentes fatores de qualidade. [3]

Na figura 3.15 está apresentado um exemplo onde podemos observar dois gráficos A e B. O gráfico A mostra uma frequência central (f_0) e uma largura de banda de f_1 a f_2 . O gráfico B apresenta a frequência central (f_0) e uma largura de banda que vai de f_3 até f_4 .

As frequências f_1 e f_2 , no gráfico A e as f_3 e f_4 para o B, representam as frequências de corte dos dois filtros.

O gráfico B mostra um filtro de maior seletividade já que as frequências de corte estão mais perto da frequência central, logo a largura de banda do filtro B é menor. Pelo contrário no gráfico A podemos ver um filtro de menor seletividade pois as frequências estão mais afastadas da frequência central logo a sua largura de banda é maior.

Para determinar o fator de qualidade de um filtro, utilizamos ($Q = f_0 / \text{Largura de banda}$), onde para o caso do gráfico A, a largura de banda será ($f_2 - f_1$) e para o caso B ($f_4 - f_3$). Desta forma, pode-se afirmar o fator de qualidade para o gráfico B é maior do que para o gráfico A. [3]

-Ordem: Quando um filtro, no caso dos filtros passivos, é constituído apenas por um circuito simples RC ou RL, diz-se que é de primeira ordem. Quando tem N elementos destes é designado por filtro de ordem N. Como consequência disto, quanto maior for a ordem dos filtros menor será a banda de transição. Na figura 3.16 pode-se observar o efeito da variação da ordem do filtro na sua resposta em amplitude. No caso dos filtros ativos a ordem do filtro produz os mesmos resultados, contudo o seu valor não pode ser obtido pela contagem de circuitos simples. Por outro lado a ordem dos filtros fornece indicações da inclinação da região de atenuação como pode-se observar na figura 3.16. Deste modo, se inclinação da região de atenuação não for suficientemente abrupta, dever-se-á utilizar um filtro de ordem superior.

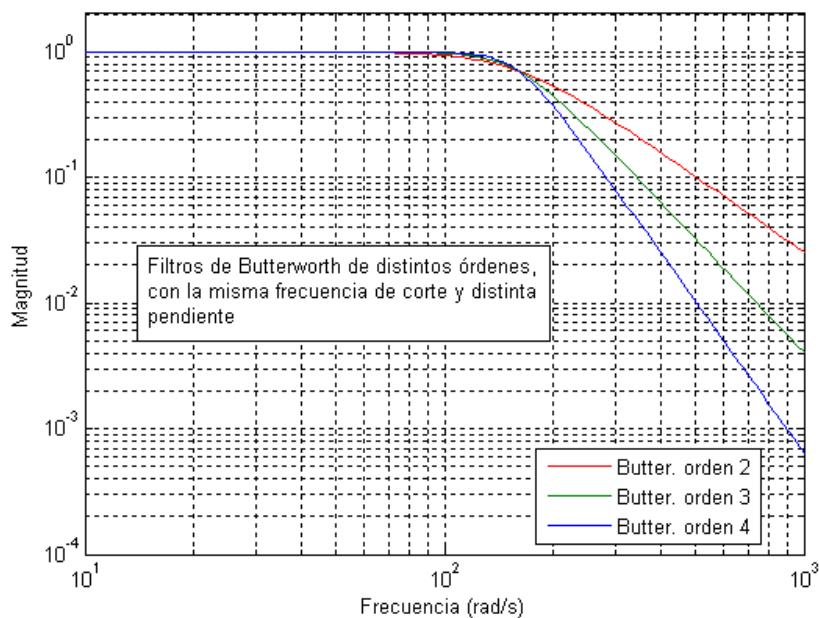


Figura 3.16 - Filtros Butterworth de ordem 2, 3 e 4. [4]

Por outro lado os filtros de ordem superior podem ser construídos recorrendo a filtros de ordem inferior. A figura 3.17 mostra a forma de construir os filtros de ordem superior a um, utilizando basicamente filtros de 1º e 2º ordem, só mostram-se até o filtro de 4º ordem contudo o critério de utilização para filtros de ordem superior é o mesmo:

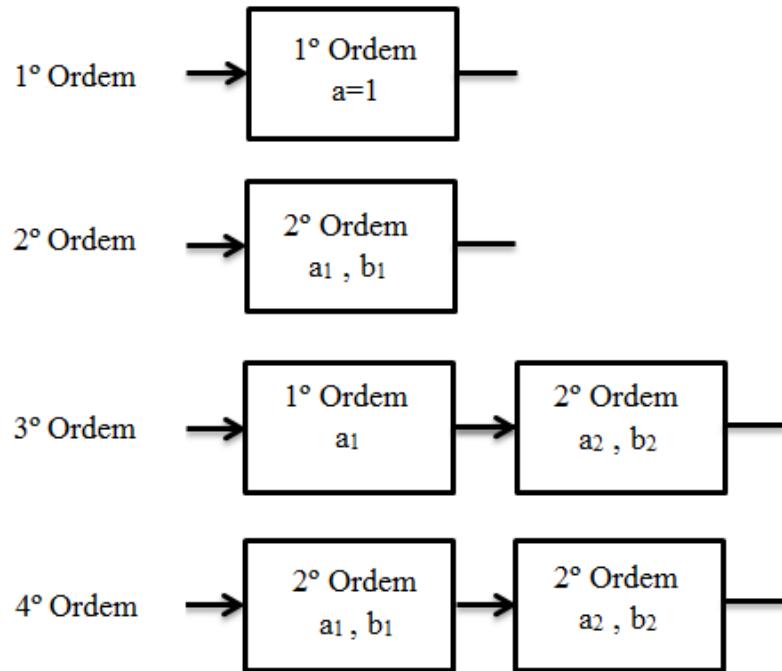


Figura 3.17 - Ordem dos Filtros.

3.4. - Filtros de 2ª ordem.

Como já vimos anteriormente, a ordem dos filtros caracteriza-se, no caso dos filtros passivos, pelo número de elementos RC ou RL que o circuito contém. Em última análise o seu valor pode ser obtido pelo número de bobinas e condensadores que constituem o filtro.

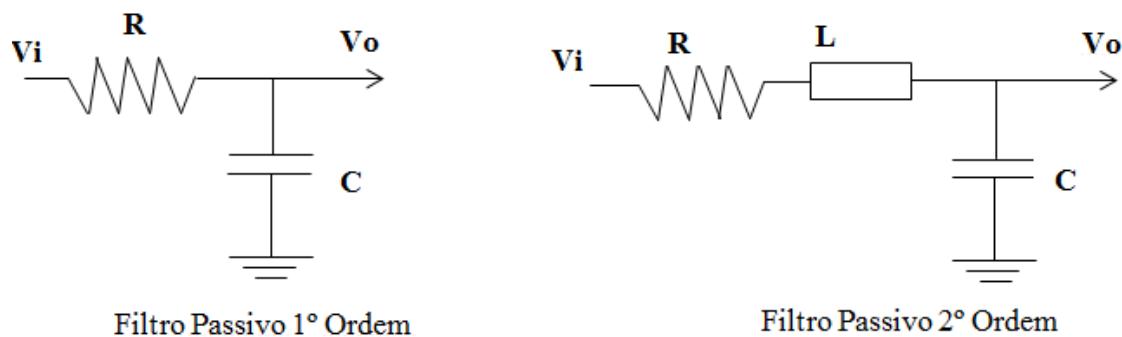


Figura 3.18 - Filtro passivo de 1º ordem e filtro passivo de 2º ordem.

Para os filtros ativos, tipicamente compostos por um Amplificador Operacional (OpAmp), a ordem do filtro é obtida pelo número de elementos com resposta RC ou RL que constituem o circuito.

3.5. - Circuitos de suporte a implementação de filtros.

Durante o desenvolvimento deste trabalho procurou-se recorrer a filtros ativos em vez de filtros passivos, devido às vantagens que eles apresentam, tais como a utilização de apenas resistências e condensadores para implementar todos os tipos de filtros e ocuparem pouco espaço e consequentemente pouco peso especialmente quando implementados em circuitos integrados. Para, além disso, permitem ajustar os parâmetros do filtro, variando simplesmente o valor das resistências. Contudo, a sua largura de banda é limitada para os elementos ativos, que rondam as dezenas MHz, isso limita o comportamento dos filtros em altas frequências. Contudo na realização deste trabalho isso não será uma limitação uma vez que este irá operar em frequências de áudio, (20Hz e 20KHz).

As configurações ativas que se podem utilizar para a implementação de alguns tipos de filtros que facilmente se encontram no mercado são:

-Sallen-Key.

-Realimentação Múltipla (MFB) *Multiple Feedback*.

A topologia Sallen-Key é um filtro ativo valioso pela sua simplicidade. O circuito produz um filtro passa-baixo, passa-alto ou passa-banda de segunda ordem utilizando duas resistências, dois condensadores e um amplificador. Estes filtros apresentam alguma sensibilidade à variação dos componentes. Por outro lado a topologia de Realimentação Múltipla é utilizada para filtros que precisam de um alto ganho e alto fator de qualidade, caracteriza-se por ter uma boa estabilidade, baixa impedância de saída, facilidade de ajuste de ganho e frequência e requerem poucos componentes externos.

A eleição de uma das topologias depende de diversos fatores:

A topologia MFB utiliza-se se quisermos assegurar uma sensibilidade baixa frente a variações dos valores dos componentes.

Em geral, a topologia Sallen-Key é melhor se a exatidão do ganho é importante, se utilizar com ganho a unidade, e se o fator de qualidade Q é baixo.

Também é preferível a topologia MFB para seções de filtros de altas frequências e alto Q, já que nestes casos o valor do condensador C1 é extremamente pequeno para valores de resistência razoáveis.

A seguir, mostra-se uns exemplos de topologias MFB e Sallen-Key:

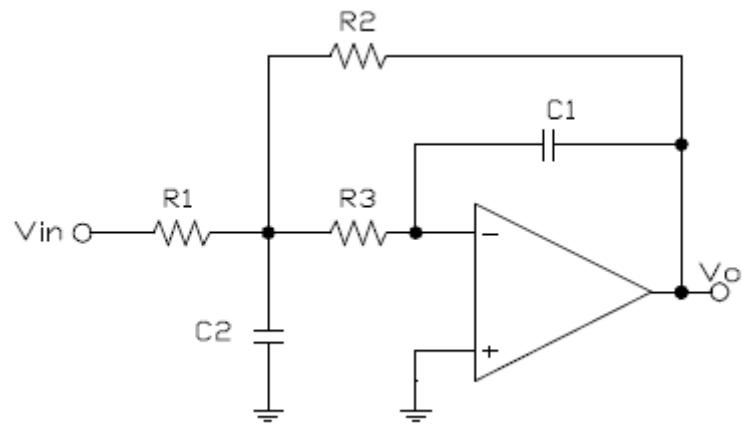


Figura 3.19 - Topologia MFB (Ganho = $-R_2 / R_1$).

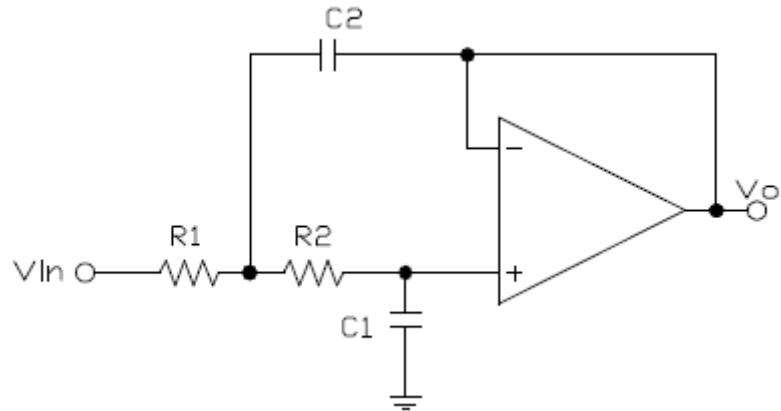


Figura 3.20 - Topologia Sallen-Key (Ganho a unidade).

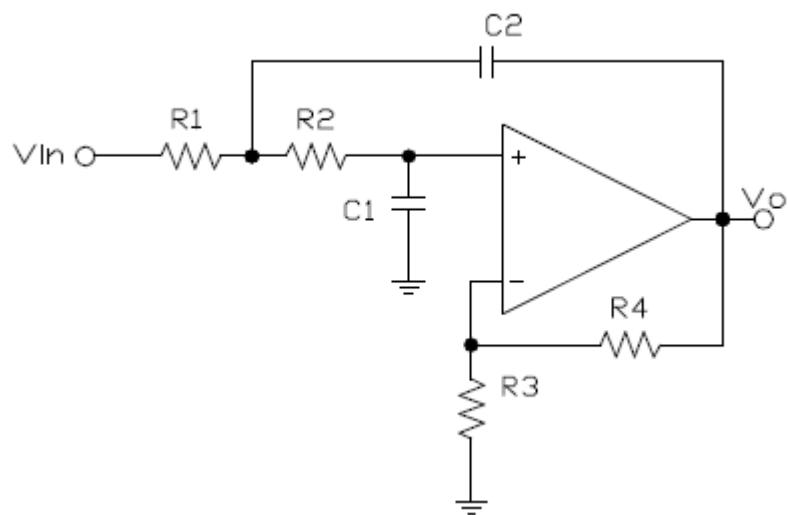


Figura 3.21 - Topologia Sallen-Key (Ganho $G=1+R_2 / R_3$).

Outra técnica bastante importante na implementação de filtros é recorrendo à utilização dos condensadores comutados (*Switched-Capacitor* ou SC).

Os condensadores comutados são elementos de circuitos eletrônicos usados na transformação de um sinal de tempo contínuo em discreto. Funciona por movimento de carga e descarga de condensadores conforme os interruptores são abertos e fechados. Filtros implementados com estes elementos dependem apenas das relações entre capacitâncias e a frequência de oscilação dos interruptores, isto torna-os muito mais adequado para uso em circuitos integrados, onde as resistências de precisão e os condensadores necessários encarecem o sistema. Na última década, os filtros ativos com resistências e condensadores foram substituídos por este tipo especial de filtros. Estes tipos de filtro são muito sofisticados e precisos, e podem ser fabricados circuitos analógicos sem o uso de resistências.

A característica fundamental de este tipo de circuitos é o uso de condensadores e comutadores analógicos, MOSFET, operados periodicamente para simular o comportamento de resistências, conforme a figura:

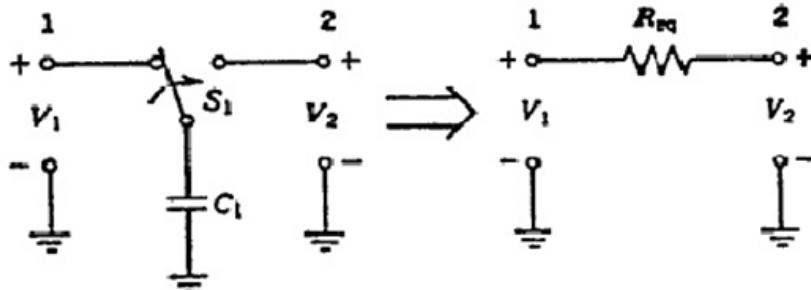


Figura 3.22 – Conexões do Switch Capacitor.

Supondo que os nós 1 e 2 são fontes de tensão com impedância desprezável, quando o comutador conecta-se ao nó 1, o condensador carrega com a tensão V_1 de forma quase instantânea. De seguida, ao retornar o comutador para a posição 2, supondo que a tensão V_2 é inferior a V_1 , produz-se uma descarga do condensador para V_2 . Em cada ciclo de comutação é transferida uma quantidade de carga Q_0 cujo valor é:

$$Q_0 = C_1 \Delta V = C_1 (V_1 - V_2)$$

Se o comutador operar a uma frequência de relógio f_s , a quantidade de carga que se transfere em cada ciclo corresponde ao fluxo de corrente equivalente, o valor é:

$$I_{eq} = Q_0 f_s = C_1 \Delta V f_s = C_1 f_s (V_1 - V_2).$$

Como se deduz de esta equação, a quantidade de carga transferida por unidade de tempo será proporcional ao tamanho do condensador e à frequência de comutação.

Das expressões anteriores podemos definir uma resistência equivalente a este conjunto de condensadores comutados cujo valor é:

$$R_{eq} = \frac{(V1 - V2)}{I_{eq}} = \frac{1}{C_1 f_s}$$

Esta resistência equivalente pode-se utilizar para substituir uma resistência convencional sempre que a frequência de amostragem seja muito maior que a frequência máxima do sinal.

Estes filtros são especialmente atrativos para utilização de tecnologia VLSI, (integração em escala muito grande, circuitos baseados em transístores e em circuitos integrados), onde os elementos básicos são transístores MOS e condensadores na gama dos pF.

Este tipo de estruturas tem três vantagens fundamentais:

- Eliminam-se as resistências. As resistências têm a desvantagem de requerer áreas extensas, para além disso, os seus níveis de tolerância são muito altos para ser aceitáveis.
- As propriedades de frequência do filtro passam a ser determinadas pelas relações entre os valores dos condensadores (não pelo produto RC, como os filtros analógicos) relações que, facilmente, se podem controlar até precisões na ordem dos 0.1% mantendo excelentes características no que diz respeito às variações de temperatura ou envelhecimento.
- As prestações relativamente à frequência dos filtros SC são proporcionais à frequência do relógio, que podendo-se controlar proporcionando assim características programáveis .

Como principal desvantagem dos filtros SC é no que diz respeito ao ruído que o relógio introduz nos sinais analógicos.

4. - Requisitos do projeto.

4.1. - Introdução.

Pretende-se obter um circuito de suporte universal à implementação de filtros analógicos na banda do áudio. Este circuito universal tem que realizar as principais funções dos diversos tipos de filtros. Deverá ser capaz de se comportar como um filtro passa-baixo, onde passam as frequências baixas até uma dada frequência de corte. Como um filtro passa-alto onde exclui as frequências baixas e deixa passar as frequências altas. E finalmente, com um filtro passa-banda, que utiliza a combinação dos dois filtros passa baixo e passa alto para deixamos passar ao mesmo tempo umas frequências abaixo de uma determinada frequência de corte f_{c2} e frequências acima de uma determinada frequência f_{c1} , onde ao final obtemos uma banda de passagem compreendida entre as frequências de corte f_{c1} e f_{c2} .

Para conseguir este comportamento, deve ser permitido selecionar entre os diferentes tipos de filtros mencionados. Esta seleção será feita através de seletores ou conectores podendo mudar entre os três tipos diferentes passa-baixo, passa-alto e passa-banda.

No que diz respeito à alimentação do filtro esta deverá ser feita através de um cabo de ligação USB que fornece uma alimentação de 5 V. O conector na placa do filtro será um USB do tipo B com medidas de 7.3mm x 8.5 mm como podemos observar na figura 4.1.

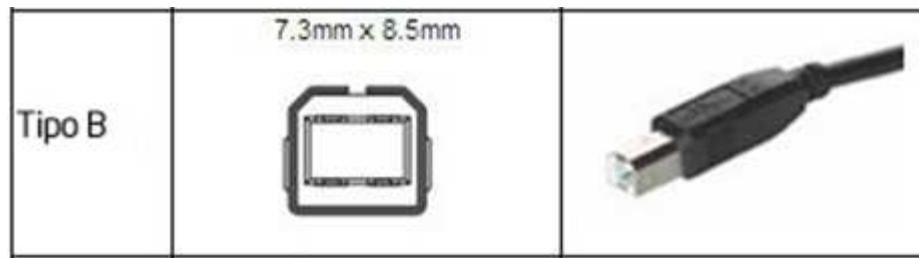


Figura 4.1 - Conexão USB do Tipo B.

Com os diferentes tipos de conversores de alimentação USB que existem no mercado, podemos alimentar o circuito de diferentes fontes e tipos de dispositivos USB, ou seja, através das portas USB existentes nos computadores, ou através de transformadores com saída USB, vulgarmente usados nos telemóveis hoje em dia.

Para além do conector de alimentação existirão dois conectores, uma entrada de áudio que permitirá conectar a entrada do filtro, e uma saída de áudio através da qual poderemos obter os sinais de saída do filtro.

A seleção da frequência de corte poderá ser escolhida através de interruptores (seleção do fator de qualidade Q e seleção da frequência central f_0) que permitam a escolha de diferentes valores dentro da gama audível entre os valores de 20Hz e 20 KHz, que é a gama dos sinais de áudio que o ouvido humano pode ouvir.

Para além de interruptores onde se pode escolher esta gama de frequências, o circuito tem que ter a presença de outros interruptores onde se pode escolher o valor do fator de qualidade.

No que diz respeito às características físicas, pretende-se que a implementação do circuito, em primeiro lugar resulte num tamanho reduzido sendo necessário ter em conta a relação de tamanho dos componentes utilizados na produção da placa, conector USB, entradas e saídas de áudio, interruptores de seleção de frequência e fator de qualidade e outros componentes que na sua implementação sejam precisos introduzir. Por outro lado deve ser resistente de forma a permitir o seu uso diário em ambientes laboratoriais. Deste modo deverá ser capaz de trabalhar numa gama de temperaturas entre 0°C e 70°C.

4.2. - Análise de possíveis circuitos.

Uma vez estudados os requisitos do sistema com os quais temos que trabalhar e observando as diferentes partes que compõe o circuito. Foi decidido iniciar a procura pelo circuito que implementasse um filtro que cumpra os requisitos impostos.

Para a procura recorreu-se aos catálogos dos diversos fabricantes de circuitos integrados, fazendo-se uma recolha dos filtros existentes no mercado que mais se aproximavam às necessidades do projeto. Para além disso, considerou-se também os seguintes fatores: complexidade no desenho da placa eletrónica, tempo de entrega e preço.

4.2.1. - Comparação dos Circuitos.

No mercado não existe uma grande seleção de filtros universais com capacidade de se escolher a frequência (f), o fator de qualidade (Q) e os três tipos de filtros mencionados anteriormente nos requisitos (passa baixo, passa alto, passa banda). Após um exaustivo estudo das diferentes soluções encontradas reduziu-se as possíveis soluções a apenas três circuitos.

A seguir é apresentada uma breve descrição destes três circuitos com as suas características principais.

LTC106

O LTC1060 é constituído por dois filtros (switched capacitor) de alto rendimento. Cada filtro, juntamente com 2 a 5 resistências, pode produzir diferentes filtros de 2^a ordem, como filtros passa-baixo, passa-alto, passa-banda ou rejeita-banda. A frequência central destes filtros pode ser ajustada pela variação de um relógio externo ou por um relógio externo fixo e variação do valor de algumas resistências. Podem-se implementar filtros até quarta ordem. Quaisquer das configurações clássicas de filtros (como Butterworth, Chebyshev ou Bessel) podem ser implementadas.

O LTC1060 opera com tensões de alimentação única ou dupla a partir dos $\pm 2.37V$ até $\pm 8V$. Quando é utilizada uma fonte única de 5V, o filtro geralmente consome 12mW e pode operar com frequências centrais até 10KHz. Com fonte de $\pm 5V$, a gama de frequências sobe até os 30 KHz e estende-se a valores muito altos de Q que podem também ser escolhidos. [5]

MAX263/264 e MAX267/268.

Tanto o MAX263/264 e MAX267/268 são projetados para aplicações de precisão de filtragem recorre a mesma tecnologia do LTC1060 (switched capacitor). O modo de operação da frequência central, o fator de qualidade Q e modo de operação, é selecionado através de entrada de pinos digitais. Não necessitando assim de componentes externos para a seleção do tipo de filtro passa-baixo, passa-alto, passa-banda ou rejeita-banda. Em ambos os dispositivos estão incluídas a seleção de dois filtros de 2^a ordem.

Com um relógio de entrada e uma entrada de programação 5-bit pode-se ajustar ou definir respetivamente a frequência central (f_0), fator de qualidade (Q). Tem entradas de relógio separadas para cada filtro, para além disso, pode operar tanto com um relógio externo como com um cristal.

O MAX263 e 267 operam com frequências centrais até 57KHz, enquanto o MAX264 e 268 ampliam o alcance da frequência central até os 140KHz, utilizando para tal relações mais baixas de f_{CLK}/f_0 . O MAX263/264 é fornecido em 28 pinos DIP enquanto o MAX267/268 é fornecido em 24 pinos DIP. Todos os dispositivos estão disponíveis em faixas de temperatura comerciais. [6]

Como conclusão o filtro LTC106, filtro universal da Linear Technology com alimentação entre $\pm 2.37V$ ou $\pm 5V$, que funciona até os 30KHz é capaz de operar em cinco modos podendo-se implementar todos os tipos de filtro. A seleção do tipo do filtro é efetuada através de resistências externas, o qual encareceria o projeto para, além disso, torna o sistema mais complexo e introduz mais uma fonte de perturbação.

O filtro MAX267/268, filtro universal da Maxim com alimentação de $\pm 5V$, possui apenas um modo de trabalho no qual se pode implementar os seguintes filtros: passa baixo, passa banda e rejeita banda. Não é capaz de executar o filtro passa alto.

Por ultimo o filtro MAX263/264, filtro universal da Maxim com alimentação de $\pm 5V$, que possui quatro modos de trabalho, a partir dos quais se pode implementar todos os tipos de filtro existentes. A seleção do modo de operação, a banda de frequência e o fator de qualidade, realizam-se a través de lógica binária.

4.2.2. - Escolha do Circuito.

Para a escolha do filtro a implementar, teve-se em especial atenção as principais características deles, apresentadas a seguir, bem como as suas vantagens perante a concorrência.

Characteristics	MAX 263/264	LTC 1060	MAX 267/268
Supply Voltage Range	Min $\pm 2,37$ Typ $\pm 5V$ Max $\pm 6,3V$	Min $\pm 2,37$ Max $\pm 8V$	Min $\pm 2,37$ Typ $\pm 5V$ Max $\pm 6,3V$
Power Supply Current	Typ 14 mA Max 20mA	Min 3mA Typ 5mA Max 8mA	Typ 14 mA Max 20mA
Clock Inputs	High (Min 2,4V) Low (Max 0,8V)	10 mV	High (Min 2,4V) Low (Max 0,8V)
Clock Frequency	40 Hz - 4 MHz	Max 1,5 MHz	40 Hz - 4 MHz
Filter Type	LP,HP,BP,N	LP,HP,BP,N	LP,BP,N
Operation Modes	4	5	1
Nº Pin	28	20	24
Pin Type	DIP	DIP	DIP
Nº Filters	2	2	2
Max Order	4	4	4
Accuracy (erro)	2%	$\pm 0,1\%$ Max 2%	2%
Temperature Range	0°C to +70°C	-40°C to +85°C	0°C to +70°C

Tabela 4.1 – Características principais dos tipos de filtros.

Uma vez que o filtro MAX 263 satisfaz todos os requisitos iniciais, escolhemos este circuito integrado para a implementação do sistema.

5. - Circuito Integrado de suporte ao Sistema.

Uma vez escolhido e apresentado o filtro MAX 263, (anexo Datasheet) observamos as características deste, de modo a projetar o circuito final de acordo com os requisitos iniciais.

5.1. - Diagrama de blocos.

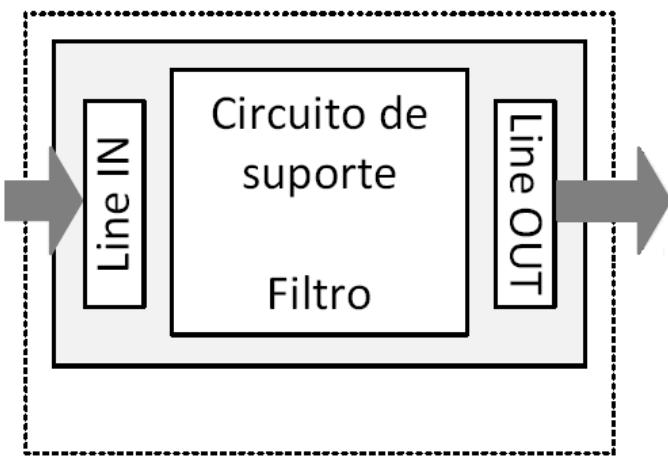


Figura 5.1 – Diagrama de Bloco principal.

O diagrama de bloco principal do projeto centra-se num circuito eletrónico universal de suporte a implementação de filtros analógicos na banda de áudio, onde temos uma entrada e uma saída. Na entrada introduziremos uma onda de áudio que percorre o filtro e a saída tem de se obter essa mesma onda de áudio filtrada de um modo desejado.

5.2. - Diagrama de bloco do filtro MAX 263.

A configuração dos blocos do filtro apresenta-se no seguinte gráfico:

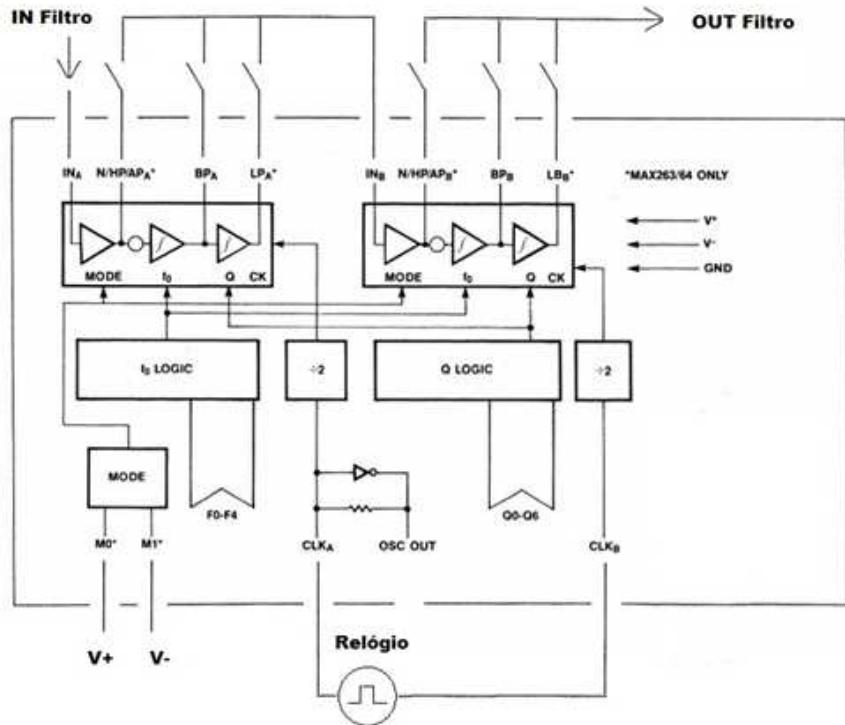


Figura 5.2 - Diagrama de Blocos do Filtro Max 263

Neste diagrama observamos as principais características de funcionamento e montagem do filtro MAX 263, e com especial destaque na forma como estão ligados os diferentes blocos bem como as principais funções de cada um. Destacam-se dois blocos de filtros, A e B, cada um de ordem 2, onde as saídas do primeiro (HPA, BPA e LPA) estão ligadas a entrada do segundo (INB) para obter à saída (OUT FILTRO) resultado num filtro de ordem 4.

Nos dois blocos A e B será sempre escolhido o mesmo tipo de filtro, obtendo-se os diferentes tipos de filtro na saída (OUT FILTRO) com a seguinte configuração:

Passa Baixo (LP) ordem 4 = Bloco A: Passa baixo (LP_A) + Bloco B: Passa baixo (LP_B).

Passa Banda (BP) ordem 4 = Bloco A: Passa banda (BP_A) + Bloco B: Passa banda (BP_B).

Passa Alto (HP) ordem 4 = Bloco A: Passa alto (HP_A) + Bloco B: Bloco A: Passa alto (HP_B).

A tensão de alimentação V+ e V- que vem definida pelas características do circuito integrado foram definidas entre +5 V e -5 V. Estes valores serão usados na conexão com o relógio, bem como nos blocos da lógica binária do fator de qualidade (Q LOGIC) e da frequência central (f0 LOGIC). No que diz respeito ao bloco da lógica binária do fator de qualidade (Q LOGIC) temos a possibilidade de selecionar valores com 7 posições que estão compreendidos entre Q0 até Q6, para o bloco da frequência central (f0 LOGIC) a seleção é feita com 5 posições entre F0 até F4. Estes blocos do filtro MAX 263 vão ser vistos mais detalhadamente e explicados nas seções seguintes.

5.3. - Conexão da entrada e saída.

Temos de dotar ao circuito com conexões de entrada e saída para poder percorrer uma onda de áudio através do circuito, para tal utilizamos conectores áudio dos mais comuns e utilizados como são os conectores fêmea Jack 3.5 mm, para assim poder facilmente conectar um cabo Jack 3,5mm para a entrada e saída de sinais do áudio (utilizados em numerosos dispositivos para a transmissão de som em formato analógico).



Figura 5.3 - Conexões da entrada, saída e alimentação do filtro.

O dispositivo escolhido para a montagem no circuito é um Jack de 3.5mm da marca Lumberg modelo KLBR 4 (anexo Datasheet) que têm 3 polos de conexão versão estéreo, os quais correspondem a massa (GND), canal direito (R), e canal esquerdo (L), para placas de circuito impresso.

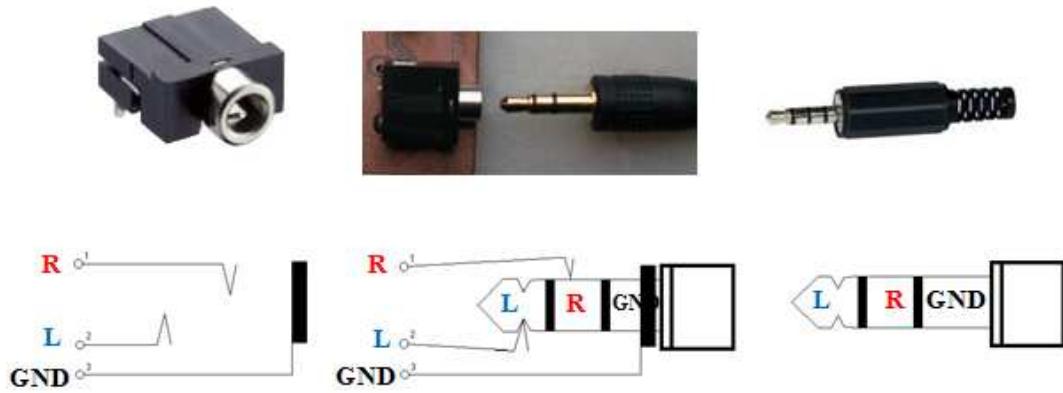


Figura 5.4 - Esquema do modo de conexão da placa eletrónica com o exterior.

No circuito eletrónico a implementar vamos ter na entrada dois sinais, que são os correspondentes ao canal direito (R) e ao canal esquerdo (L). Para poder estudar o sinal que percorre o filtro, é necessário comparar o sinal na entrada do filtro com o sinal na saída do filtro, para isso vamos fazer com que o sinal da direita (R) não vai percorrer nenhum filtro, simplesmente irá passar por uma via da placa eletrónica que liga diretamente a saída do canal direito do conector fêmea Jack 3,5mm da saída, o que quer dizer que o canal direito da entrada passa diretamente para a saída. Enquanto ao canal esquerdo (L) vai ser filtrado e colocado posteriormente no canal esquerdo (L) da saída do Jack 3,5mm.

Esta diferenciação entre os dois canais faz-se para se poder estudar o sinal do filtro com outro que não seja filtrado e poder assim comparar o sinal filtrado no canal esquerdo (L) com o sinal não filtrado do canal direito (R) e facilitar o seu posterior estudo.

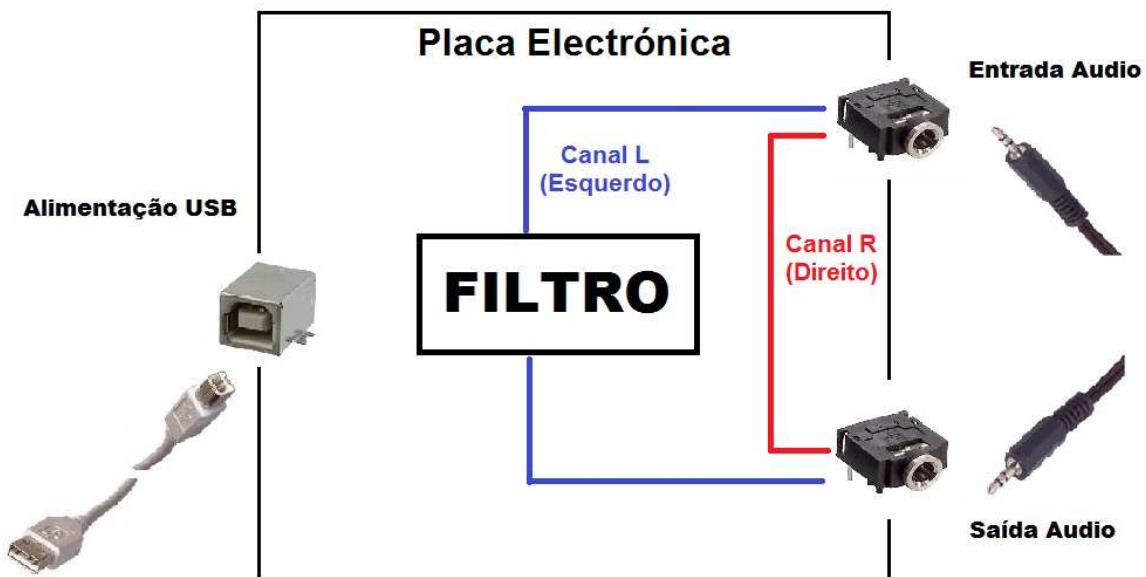


Figura 5.5 - Canal Esquerdo (L) e Direito (R) na placa electrónica.

5.4. - Alimentação.

A alimentação é feita através de uma porta USB tipo B a qual podemos observar a disposição dos pinos de conexão na figura a seguir. Para o nosso caso em particular só precisamos da alimentação do USB (+5V e GND) e não de transmissão de dados, é por isso só iremos utilizar os pinos 1 (+5V) e 4 (GND) do dispositivo fêmea USB Tipo B.

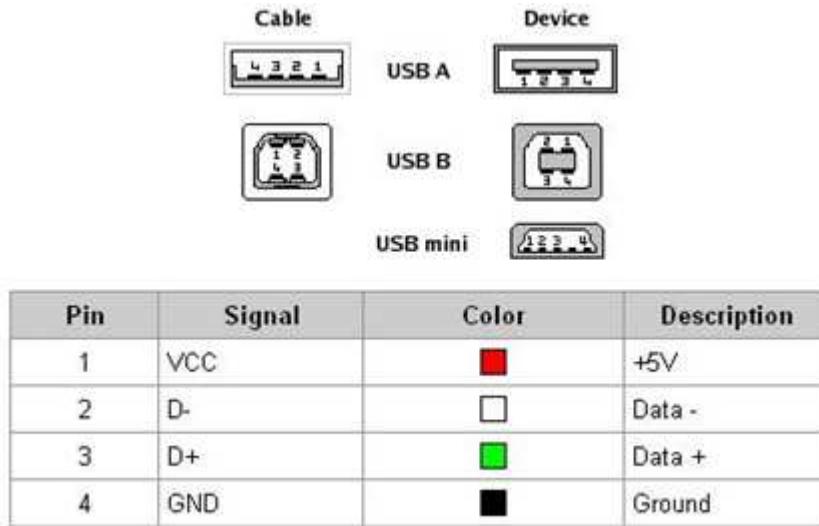


Figura 5.6 - Tipos de conexão e pinos correspondentes ao USB. [7]

Uma vez que o sistema necessita de ser alimentado através da porta USB 2.0 do computador (ou outra fonte externa compatível com USB) o qual fornece uma tensão de +5V e como o circuito MAX 263 necessita de uma tensão de alimentação de $\pm 5V$, temos de introduzir um conversor DC/DC. O qual nos vai proporcionar uma saída de $\pm 5V$ a partir dos +5V do USB.

Devido as características do MAX 263 mais concretamente a corrente máxima de alimentação, o conversor DC/DC necessita de ser capaz de fornecer uma corrente superior a 20mA. Escolhemos o conversor DC/DC da Traco Power TMA0505D (Datasheet em anexos) que nos proporciona uma tensão de saída em três pinos de +5V, -5V e GND (isolada do GND do USB), a partir da tensão do USB o que nos permite alimentar corretamente o filtro e nos proporciona também uma corrente máxima de 100mA superando as necessidades de corrente do filtro (20mA).

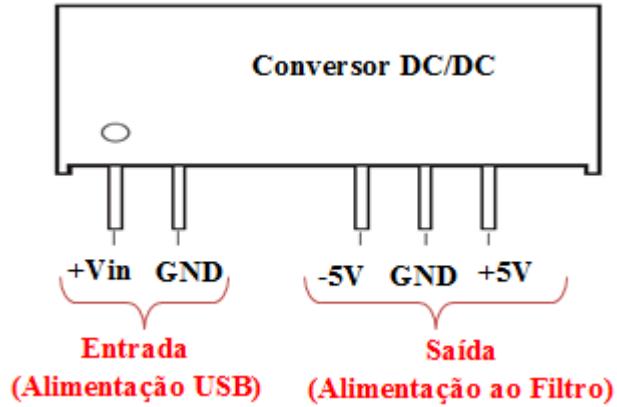


Figura 5.7 - Pinos alimentação conversor DC/DC.

Com a introdução do conversor DC/DC no nosso circuito, que trabalha a 100 kHz vamos introduzir ruído de alta frequência no sistema e para o evitar será necessário colocar um filtro passivo RLC, passo-baixo, nas saídas de +5V e -5V.

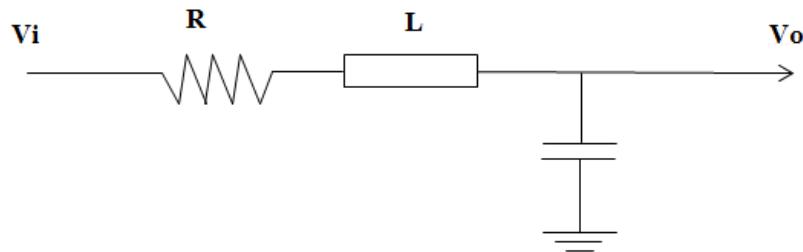
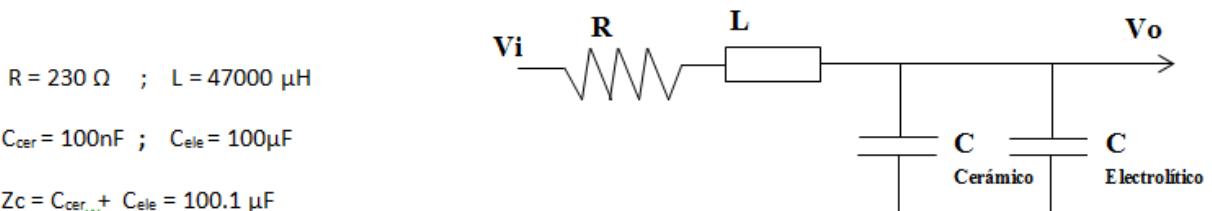


Figura 5.8 - Filtro passivo RLC.

Este ruído será removido com a introdução de uma bobina e dois condensadores em paralelo, a resistência do circuito está incluída na bobina já que as bobinas também se comportam como uma resistência. Para o caso da bobina escolhida, a resistência interna é aproximadamente 230Ω , como observamos no datasheet da bobina (em anexo) para o valor da bobina de $47000 \mu\text{H}$. Para eliminar qualquer tipo de ruído é necessário ter uma frequência de corte o menor possível, para isso, serão introduzidos dois condensadores em paralelo, um condensador eletrolítico de $100\mu\text{F}$, que garante uma frequência de corte baixa e um condensador cerâmico de 100nF que permite compensar o desvio da idealidade do condensador eletrolítico nas altas frequências.

Com os valores escolhidos obtém-se um filtro passa-baixo de segunda ordem com frequência de corte de 73.376 Hz e que apresenta uma atenuação de -125.5 dB nos 100 KHz (frequência de oscilação do conversor DC/DC).



$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{15}{2\pi\sqrt{47000\mu * 100.1\mu}} = 73.376 \text{ Hz}$$

Filtro RLC Passo-baixo de $f_c = 73.376 \text{ Hz}$

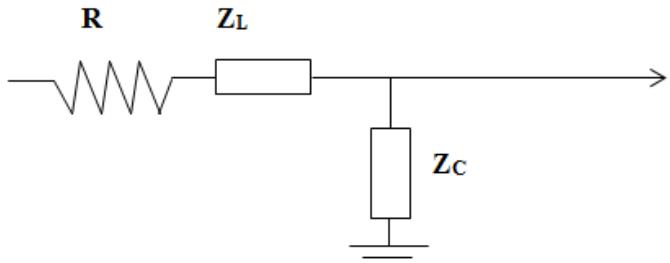


Figura 5.9 – Cálculos Filtro passivo RLC.

Na figura 5.9 observamos os cálculos da frequência de corte para o filtro passivo passa-baixo RLC, e verificamos que as frequências altas introduzidas pelo uso do conversor DC/DC são devidamente removidas, deixando apenas passar as frequências abaixo da frequência de corte, 73,376 Hz, que serão facilmente eliminadas pelo *Power Supply Rejection Ratio* (PSRR) do filtro, eliminando assim ao máximo qualquer perturbação das altas frequências.

5.5. - Modo de operação.

Observando os diferentes modos de operação do filtro MAX 263 (informação detalhada no datasheet em anexo), escolhemos o Modo 3, pois é o único modo capaz de trabalhar com filtro passa-alto, assim temos os 3 tipos requeridos: filtro passa-baixo, passa-banda e passa-alto.

5.6. - Relógio e cálculo de frequência.

O filtro MAX 263 necessita de um relógio externo para o seu correto funcionamento. Recorrendo às tabelas 2 e 3 do Datasheet do filtro MAX 263(em anexo) procedemos ao cálculo dos valores de frequência para o relógio externo.

Da Tabela 3 do datasheet do MAX 263 (página 10 e 11), podemos obter os valores mínimo e máximo que o fator de qualidade Q, pode tomar ($Q_{mínimo} = 0.504$; $Q_{máximo} = 64$). Estes valores irão ser usados para o cálculo das frequências mínima e máxima adequadas para o relógio.

Para encontrar o valor máximo da frequência de relógio vamos usar as equações do filtro passa-baixo e as equações do filtro passa-alto para o valor mínimo de relógio.

FILTRO PASSA-BAIXO (Lowpass Figura 10, pagina 14 Datasheet) MODE 3.

Da figura 10 da página 14, podemos obter as equações fundamentais para o filtro passa baixo:

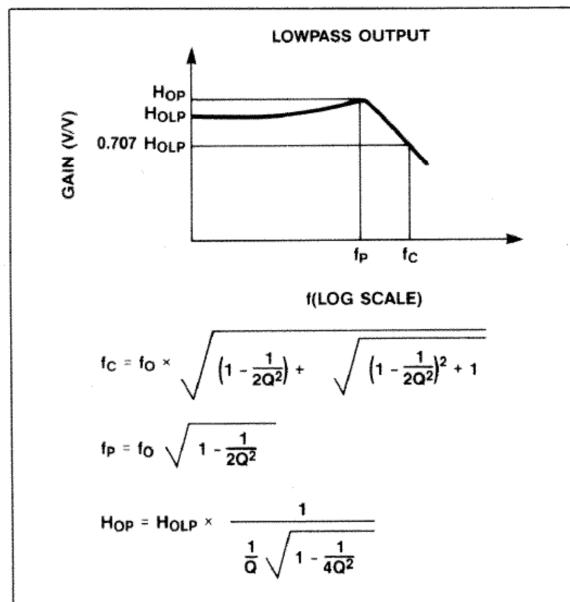


Figure 10. Second-Order Lowpass Characteristics

Figura 5.10 - Equações e gráfico do filtro passa-baixo extraída do Datasheet do filtro MAX 263.

Através da observação das equações podemos verificar que a frequência de corte pode ser escrita em função de f_0 e Q .

$$f_c = f_0 + R(Q)$$

Na figura 5.11 está apresentado o gráfico $R(Q)$ para os vários valores de Q possíveis do filtro passa baixo.

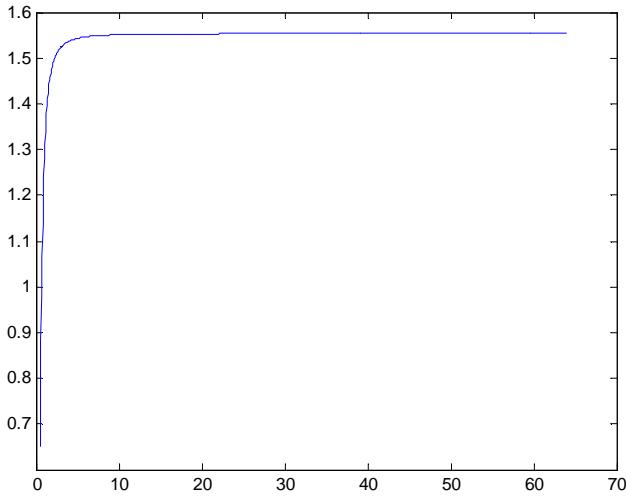


Figura 5.11 - Gráfico de R (Q) filtro Passa-Baixo.

Deste modo o valor mínimo para R(Q) será de 0.6509 e o máximo de 1.5537.

Recorrendo à tabela 2 verificamos que os valores de f_{CLK}/f_0 para o MODO 3, estão compreendidos entre:

$$\rightarrow f_c = f_0 + R(Q) \rightarrow f_0 = f_c - R(Q)$$

$$\rightarrow f_0 = f_{CLK} / X$$

$$f_{CLK} / X = f_c - R(Q) \rightarrow f_{CLK} = X * (f_c - R(Q))$$

$$f_{CLK\ MINIMO} = X\ MINIMO * (f_c\ MINIMO - R(Q)_{MAXIMO})$$

$$f_{CLK\ MAXIMO} = X\ MAXIMO * (f_c\ MAXIMO - R(Q)_{MINIMO})$$

Os valores máximos e mínimos são os seguintes:

$$X\ MINIMO = 100 \quad X\ MAXIMO = 200$$

$$f_c\ MINIMO = 20\ Hz \quad f_c\ MAXIMO = 20000\ Hz$$

$$R(Q)_{MINIMO} = 1.5537 \quad R(Q)_{MAXIMO} = 0.6509$$

Deste modo obtemos para o correto funcionamento do filtro passa-baixo uma frequência de relógio compreendida entre:

$$f_{CLK\ MINIMO} = X\ MINIMO * (f_c\ MINIMO - R(Q)_{MAXIMO})$$

$$f_{CLK\ MINIMO} = 100 * (20\ Hz - 1.5537) = 1,844\ k\ Hz$$

$$f_{CLK\ MAXIMO} = X\ MAXIMO * (f_c\ MAXIMO - R(Q)_{MINIMO})$$

$$f_{CLK\ MAXIMO} = 200 * (20000\ Hz - 0.6509) = 3,99\ M\ Hz$$

$$f_{CLK \text{ MINIMO}} = 1,844 \text{ k Hz}$$

$$f_{CLK \text{ MAXIMO}} = 3,99 \text{ M Hz}$$

Passa Baixo $\rightarrow 1,844 \text{ k Hz} < f_{CLK} < 3,99 \text{ M Hz}$

FILTRO PASSA ALTO (High pass Figura 11 pag.14 data sheet) MODE 3.

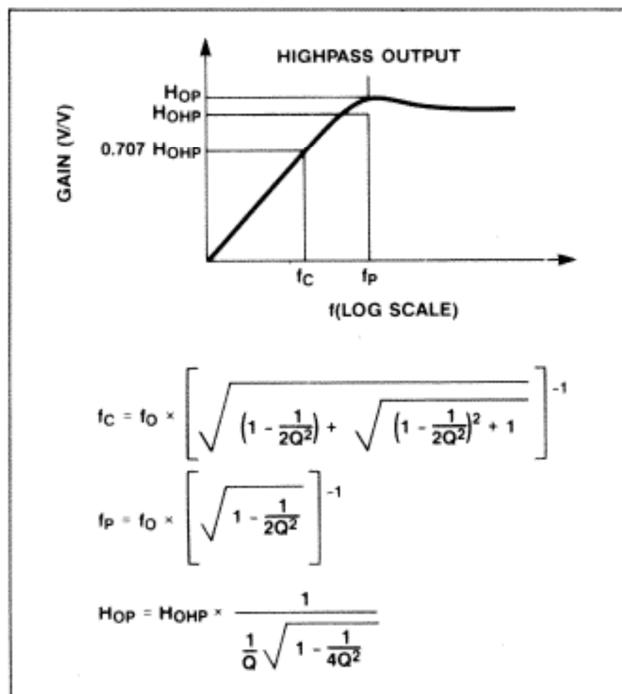


Figure 11. Second-Order Highpass Characteristics

Figura 5.12 - Equações e gráfico do filtro passa alto extraída do Datasheet do filtro MAX 26.

Observamos as equações para a frequência de corte, onde o valor depende de f_0 y do valor Q :

$$f_c = f_0 + R(Q)$$

Na figura 5.13 está apresentado o gráfico $R(Q)$ para os vários valores de Q possíveis do filtro passa-alto.

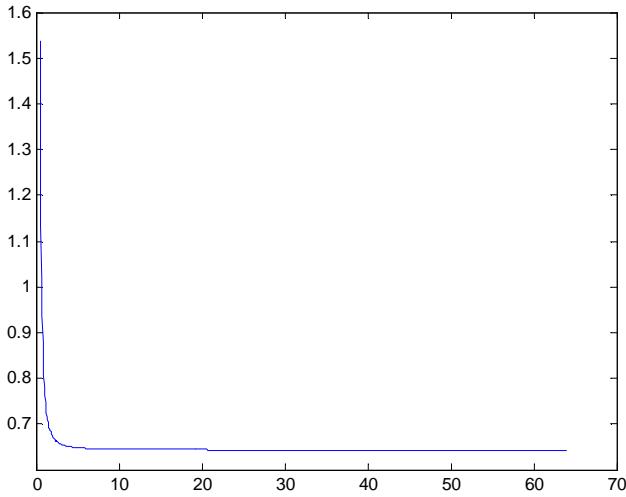


Figura 5.13 - Gráfico de R (Q) filtro Passa-Alto.

Deste modo o valor mínimo para R(Q) será de 0.6436 e o máximo de 1.5364.

Recorrendo à tabela 2 verificamos que os valores de f_{CLK}/f_0 para o MODO 3, estão compreendidos entre:

$$\rightarrow f_c = f_0 + R(Q) \rightarrow f_0 = f_c - R(Q)$$

$$\rightarrow f_0 = f_{CLK} / X$$

$$f_{CLK} / X = f_c - R(Q) \rightarrow f_{CLK} = X * (f_c - R(Q))$$

$$f_{CLK\ MINIMO} = X\ MINIMO * (f_c\ MINIMO - R(Q)_{MAXIMO})$$

$$f_{CLK\ MAXIMO} = X\ MAXIMO * (f_c\ MAXIMO - R(Q)_{MINIMO})$$

Os valores máximos e mínimos são os seguintes:

$$X\ MINIMO = 100 \quad X\ MAXIMO = 200$$

$$f_c\ MINIMO = 20\ Hz \quad f_c\ MAXIMO = 20000\ Hz$$

$$R(Q)_{MINIMO} = 1.5364 \quad R(Q)_{MAXIMO} = 0.6436$$

Deste modo obtemos para o correto funcionamento do filtro passa-alto uma frequência de relógio compreendida entre:

$$f_{CLK\ MINIMO} = X\ MINIMO * (f_c\ MINIMO - R(Q)_{MAXIMO})$$

$$f_{CLK\ MINIMO} = 100 * (20\ Hz - 1.5364) = 1,846\ k\ Hz$$

$$f_{CLK\ MAXIMO} = X\ MAXIMO * (f_c\ MAXIMO - R(Q)_{MINIMO})$$

$$f_{CLK\ MINIMO} = 200 * (20000\ Hz - 0.6436) = 3,99\ M\ Hz$$

$$f_{CLK\ MINIMO} = 1,846\ k\ Hz$$

$$f_{CLK\ MAXIMO} = 3,99\ M\ Hz$$

Passa Alto $\rightarrow 1,844\ k\ Hz < f_{CLK} < 3,99\ M\ Hz$

Através dos valores obtidos para a frequência de relógio escolhemos um valor intermédio de $f_{CLK} = 1\ MHz$ e calculámos a frequência de corte para o filtro passa-baixo:

Frequência de corte mínima ($f_{c\ min}$) ($Q = 0.504$ ye $f_0 = 5052.5$) $\rightarrow f_{c\ min} = 3288,609\ Hz$

Frequência de corte máxima ($f_{c\ max}$) ($Q = 64$ e $f_0 = 9947.279$) $\rightarrow f_{c\ max} = 15455,19\ Hz$

E para o filtro passa-alto:

Frequência de corte mínima ($f_{c\ min}$) ($Q = 0.504$ e $f_0 = 5052.5$) $\rightarrow f_{c\ min} = 3251,9\ Hz$

Frequência de corte máxima ($f_{c\ max}$) ($Q = 64$ e $f_0 = 9947.279$) $\rightarrow f_{c\ max} = 15282,674\ Hz$

No conjunto o filtro passa-baixo e passa-alto, temos uma frequência de corte mínima de 3251.9 Hz e máxima de 15282,674 Hz.

Como podemos verificar estes valores estão dentro do intervalo de frequências do áudio (20Hz – 20 KHz) conforme os requisitos iniciais.

A figura 5.14 apresenta um gráfico onde podemos observar o espectro de frequências audíveis entre os 20 Hz e os 20KHz, e o espectro da frequência de corte com que o filtro pode trabalhar entre 3.2 KHz e 15.2 KHz, como se pode verificar encontram-se dentro da gama de valores do espectro audível.

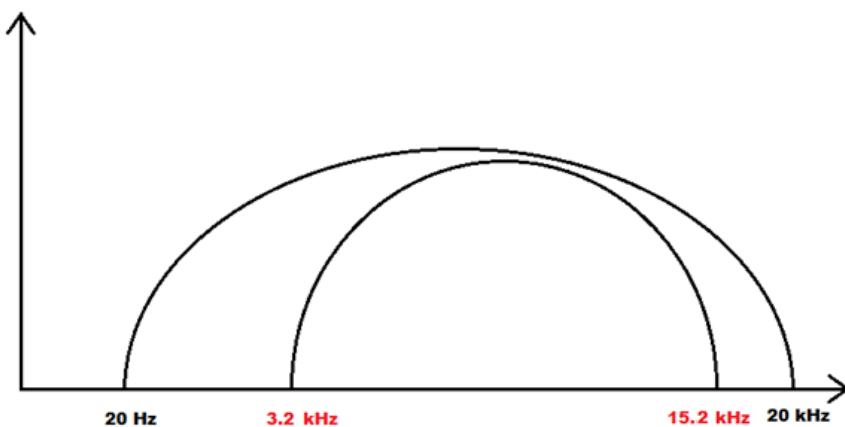


Figura 5.14 - Gráfico de frequências audíveis e operativas do filtro.

O relógio para a montagem do circuito é um relógio de 1 MHz da marca FOX modelo F1100E (Datasheet em anexo) que opera a 5V de alimentação.

5.7. - Seleção da frequência de corte e fator de qualidade.

A seleção da frequência de corte e do fator de qualidade é feita recorrendo a lógica programável. A lógica programável do filtro MAX 263, como observamos no datasheet (anexo), tanto para a seleção do modo de operação como do fator de qualidade e de frequência de corte, é através de lógica binária.

Para trabalhar com a lógica binária, escolhemos interruptores *DIP switch*. Como as entradas digitais não incluem resistências de *Pull up* ou *Pull down*, estas terão de ser acrescentadas ao circuito para o seu correto funcionamento.

Nestas conexões o modo de funcionamento vai ser o seguinte:

Para conseguir um (“1”) na lógica binária, temos que ter, seguindo o datasheet, uma tensão superior a $V^+ - 0.5V$; e para conseguir um (“0”), temos de ter uma tensão inferior a $V^- + 0.5V$.

Com a utilização de resistências *Pull up* para a lógica binária de “0” e “1” e conforme as características do datasheet de tensão e corrente máxima, calculamos o valor de esta resistência.

A corrente máxima para os pinos é de $200 \mu A$, como tensão tem de ser superior a $V^+ - 0.5V$ podemos obter o valor máximo de R_{up} :

$$\text{Tensão Alimentação} - (I_{max} * R_{up}) > (V^+ - 0.5V)$$

$$5V - (200 \mu A * R_{up}) > (5V - 0.5V)$$

$$R_{up} < 2500 \Omega$$

Com este valor máximo de resistência *Pull up*, escolhemos dentro da gama de resistências características um valor de $R_{up} = 2200 \Omega$.

A seleção da correta posição dos *DIP switch* tanto para o fator de qualidade como para a frequência f_0 faz-se presentes na secção do manual do utilizador.

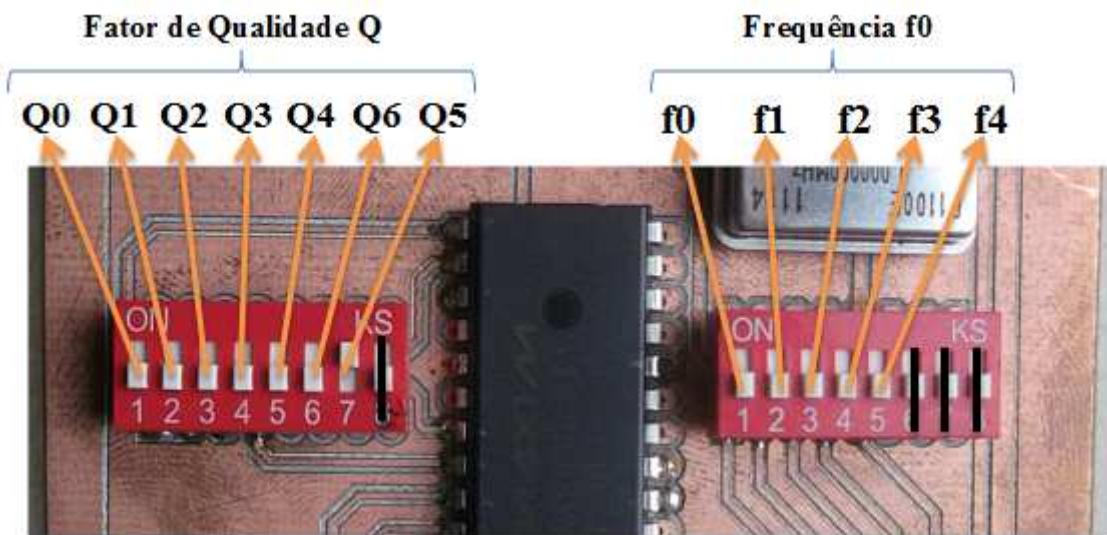


Figura 5.15 - Modo de seleção dos pinos do fator de qualidade e frequência central.

Conforme a posição dos interruptores de fator de qualidade Q e da frequência central f0, obteremos um valor de frequência de corte, que vem definido para cada tipo de filtro conforme as equações do tipo de filtro passa-baixo, passa-banda ou passa-alto, que se encontram no datasheet do filtro MAX 263 (em anexos) e resumidos na figura 5.15.

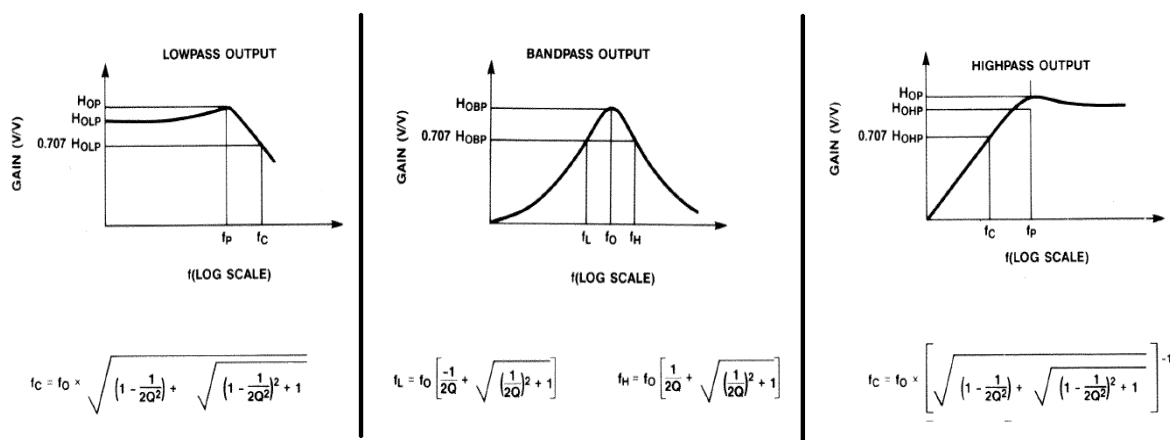


Figura 5.16 – Equações da Frequência de corte conforme tipo de filtro, LP,BP e HP.

5.8. - Seleção do tipo de filtro.

Para a seleção do tipo de filtro no circuito final (filtro passa-baixo, passa-banda e passa-alto) utilizaremos conectores tipo jumper. Estas conexões irão ser feitas com pinos.

O filtro MAX 263 é constituído por dois filtros separados de segundo ordem, onde se pode escolher o mesmo tipo de filtro em cada um deles, resultando na conjugação de dois filtros em série obtendo-se assim um filtro de quarta ordem na saída como mostramos na figura 5.17.

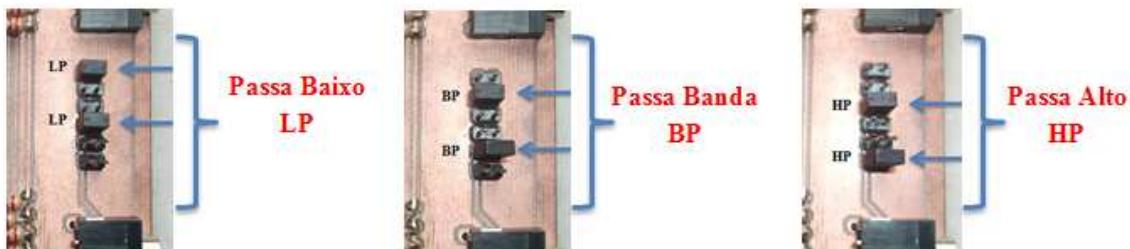


Figura 5.17 - Seleção do tipo de filtro passa baixo, passa banda ou passa alto.

Com a utilização dos dois filtros de segunda ordem consegue-se obter, na saída, um filtro de 4 ordem, contudo existe uma pequena iteração entre o primeiro andar e o segundo andar que não é desprezável na totalidade como inicialmente foi pensado que seria. Isto deve-se a impedância de entrada e de saída que não são ideais, por isso como possível melhoria para o futuro seria considerar a introdução de um *buffer* entre os dois andares, (circuito ganho unitário com elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída), para evitar assim esta iteração entre os dois filtros de segunda ordem conectados.

6. - Projeto do circuito em Protel.

O programa escolhido para a realização da placa PCB foi o Protel DXP, a escolha deve-se ao facto de ser, provavelmente, um dos programas mais potente e completo que atualmente se encontra no mercado para a elaboração de circuitos impressos.

Protel DXP proporciona um sistema de desenho integrado e versátil para o desenho de PCBs junto com um completo conjunto de librarias de componentes. Para além disso permite a geração de múltiplos arquivos de saída necessários para a fabricação do sistema eletrónico, sendo compatível com diferentes máquinas de fabricação.

Uma vez que certos componentes não existiam nas librarias do programa foi necessário proceder à seu desenho. Na elaboração do desenho dos componentes para Protel DXP, estudaram-se os datasheets de todos os componentes (em anexos) de forma a se obter as dimensões e posição dos diversos pinos de cada um deles.

Para o desenho e montagem do circuito foram escolhidos os seguintes componentes com sua marca e modelo respetivos:

- Filtro MAXIM modelo MAX 263 BCPI.
- Ficha USB tipo B para PCB: Molex 67068-7041.
- Conversor DC/DC de 5V para $\pm 5V$: Traco TMA 0505D.
- Jack 3.5mm estéreo para PCB: Lumberg KLBR 4.
- DIP Switch 8 polos: KS DBS9106K.
- Jumpers AKSCT/Z BLACK.
- Barra de Pinos FCI 77313-101-06LF.
- Relógio de 1MHz FOX F1100ELF-010.
- Bobines de filtragem de tensão Epcos B82144A2472K.
- Resistências para os DIP Switch de 2,2 K Ω .
- Condensador eletrolítico 100 μ F.
- Condensador Cerâmico de 100 nF.

7. - Implementação da placa PCB.

7.1. - Desenho.

Para a implementação da placa eletrónica tivemos em conta os diferentes blocos de atuação do filtro. Estes podem ser divididos em alimentação, relógio, seleção do fator de qualidade, seleção da frequência de corte, seleção do tipo de filtro e entrada/saída do circuito.

Para um correto posicionamento prévio dos componentes sobre a placa PCB é preciso ter um certo cuidado e estudar seu posicionamento, orientação e não os posicionar em locais demasiado perto dos extremos da placa. Outro fator importante no desenho do filtro foi fazer a placa PCB com duas faces, *Top Layer* e *Bottom Layer*, para minimizar o tamanho da placa PCB, facilitar o processo de soldar a placa e facilidade de rotear pistas para os diferentes componentes, tendo em conta elaboração de buracos de conexão entre faces e para interconectar os diferentes planos de massas (GND) de ambas as faces.

Na alimentação foi importante isolar a massa do conector USB do plano de massas da placa PCB, contudo estas massas podem ser unidas através de um *jumper* de conexão, deixando para o utilizador a escolha de isolar as massas do circuito. Note-se que este isolamento pode permitir possíveis ruídos e melhorar assim a performance do filtro. Para além disso, o bloco de alimentação foi afastado o mais possível da entradas e saída do filtro, evitando assim possíveis interferências que o conversor DC/DC possa provocar nos sinais de entrada e saída. Em adição a isto, foi introduzido na alimentação um filtro passivo RLC passa-baixo para minimizar assim o efeito dos ruídos produzidos por o conversor DC/DC já que este trabalha a 100 KHz de frequência. Finalmente, outra característica considerada na alimentação, devido a sua importância, foi a largura mínima das pistas de alimentação e massa (GND) já que é preciso ter em conta as impedâncias destas. Grandes correntes sobre largura de pistas mínimas podem provocar quedas de tensão não desprezáveis na placa PCB. Para as pistas de alimentação conforme medidas normalizadas criamos as pistas de 1mm de largura, para o resto de vias da placa PCB são conforme a normativa de 0.7mm de largura.

No posicionamento do relógio foi tido em conta a localização das pistas de sinal evitando possíveis interferências de alta frequência. O filtro MAX 263 foi colocado no centro da placa PCB devido a grande quantidade de pinos de conexões (28 pinos) e, sendo o principal componente, conecta-se praticamente com todos os restantes componentes.

Para a seleção de valores do fator de qualidade Q e frequência de corte fc que podem ser facilmente modificados pelo utilizador, foi considerado um uso intuitivo, separando os dois seletores *DIP switch* para uma maior facilidade de manipulação.

Finalmente as entradas e saídas junto com a seleção dos tipos de filtros foram colocadas de forma acessível e intuitiva ao utilizador, para a seleção dos três tipos de filtros através de *Jumpers* de conexão, colocados no extremo oposto à alimentação para evitar interferências nos sinais de áudio e facilitar a conexão de cabos.

Em anexos estão apresentados todos os planos do desenho, roteamento das pistas e dimensões dos buracos para o desenho da placa PCB.

Na figura 7.1 observamos uma imagem 3D da placa PCB em Protel DXP, e na figura 7.2 observamos a *Top Layer* e a *Bottom Layer* no programa Protel DXP.

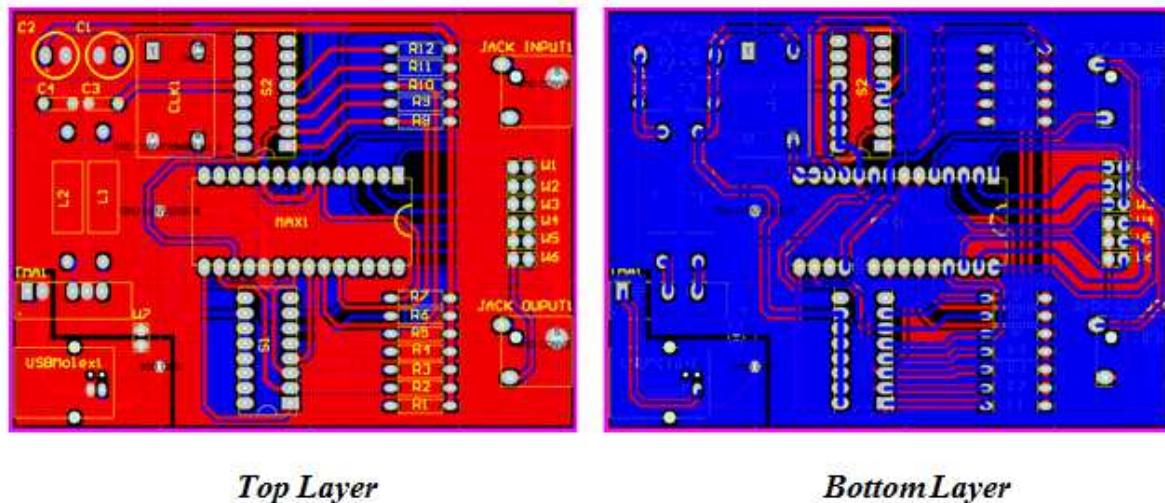


Figura 7.1 – *Top Layer* e *Bottom Layer* em Protel DXP.

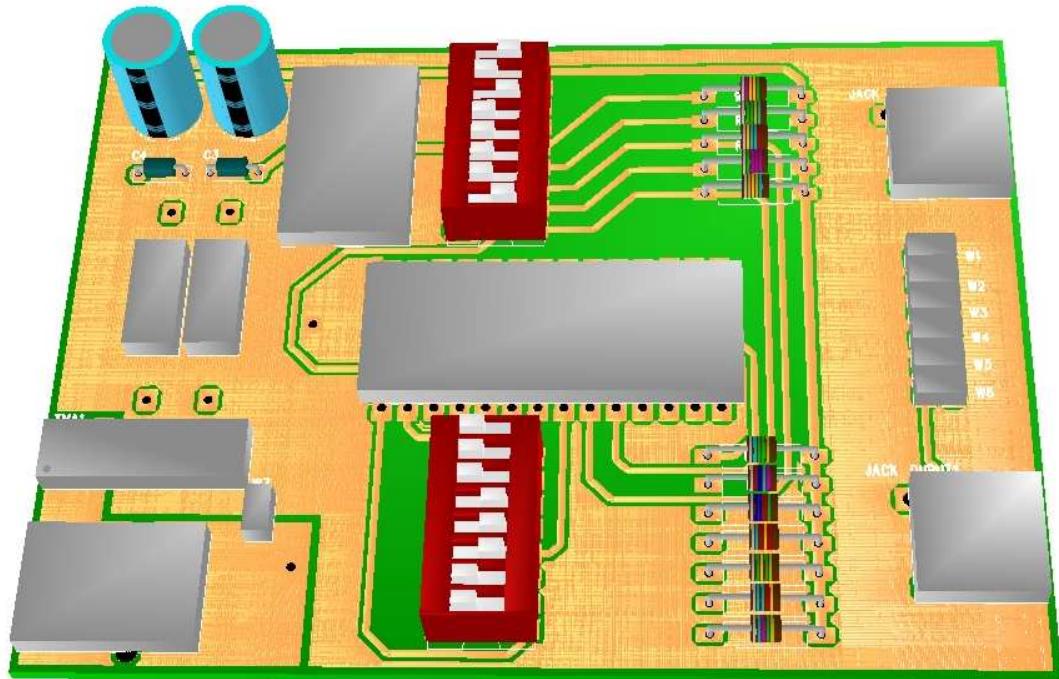


Figura 7.2 – Visualização 3D em Protel DXP.

7.2. - Produção.

Com o desenho da placa PCB terminado, procedemos a fabricação da placa na máquina do Laboratório de Eletrónica no Departamento de Engenharia Eletrotécnica do IPV de Viseu. A máquina para a produção de placas é uma LPKF ProtoMat modelo C30 (C30/S). Foi preciso uma pesquisa do formato em que os arquivos eram carregados na máquina e o estudo do manual do utilizador desta. Para permitir exportar os planos do programa Protel num formato compatível com a máquina LPKF ProtoMat (formato .CAM). Após a obtenção dos ficheiros no formato correto bastou carregar os arquivos no computador do laboratório para obter a placa PCB.

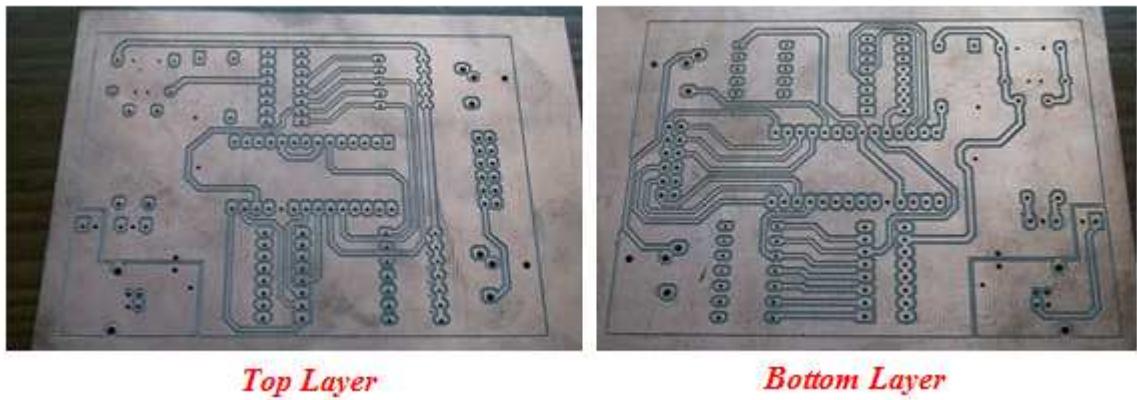


Figura 7.3 - Top Layer e Bottom Layer da placa PCB.

7.3. - Montagem dos componentes.

Uma vez fabricada a placa PCB procedeu-se a montagem dos componentes de uma forma organizada e lógica para ir testando ao mesmo tempo os componentes montados e facilitar o processo de soldar já que as dimensões da placa são pequenas em relação aos componentes montados.

Começamos por montar em primeiro lugar a alimentação, o dispositivo fêmea USB tipo B, e os componentes do filtro passivo RLC com o conversor DC/DC. Cada componente soldado na placa foi testado a continuidade nas vias com o multímetro, e só depois alimentado através do cabo USB para certificar que a alimentação dos componentes irá ser correta e que o conversor DC/DC funciona bem. No teste verificamos que obtínhamos á saída uma tensão de +5V e -5V como seria desejado.

Uma vez que a alimentação das vias funcionava ottimamente, procedeu-se a montagem dos seguintes componentes: o relógio, as resistências de *Pull up* e os *DIP switchs*. A seguir montaram-se os Jack de entrada e saída juntamente com os pinos de seleção de filtro. Só após o teste de todos estes componentes (verificou-se se os planos de massa estavam isolados de todos os pontos e que a tensão de alimentação para o filtro e os pinos de seleção dos *DIP Switch* tinham as tensões) é que se procedeu à montagem do filtro.

Após a montagem do filtro, a placa está pronta para realizar os testes finais e os estudos do filtro e comparação com os valores teóricos.

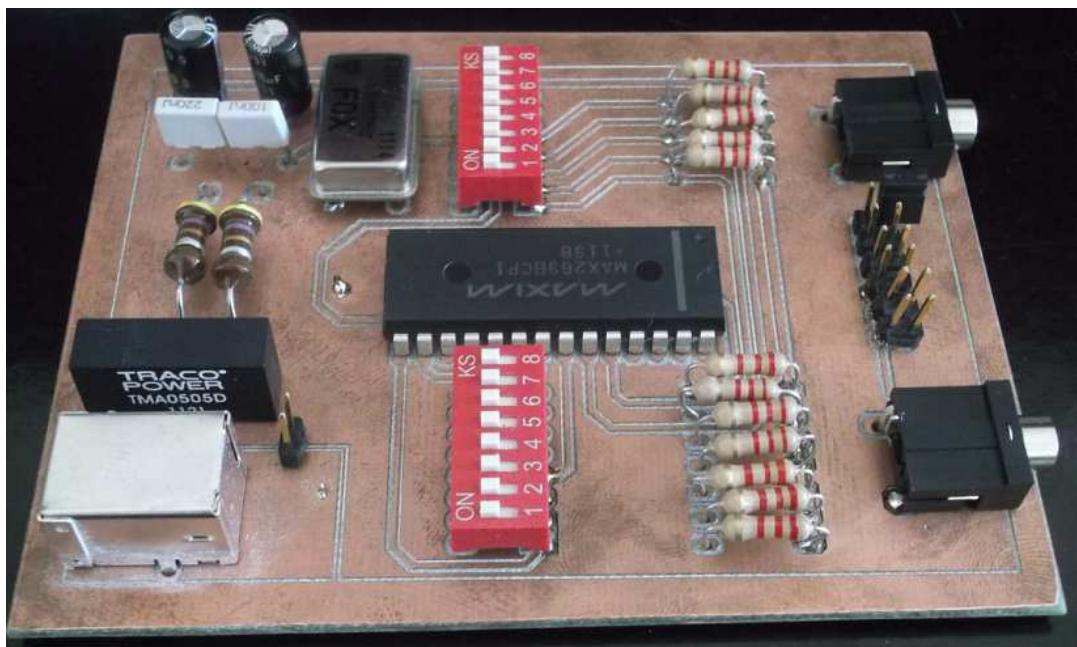


Figura 7.4 - Montagem de todos os componentes da placa PCB.

Na figura 7.5 pode-se identificar facilmente todos os componentes montados na placa PCB.

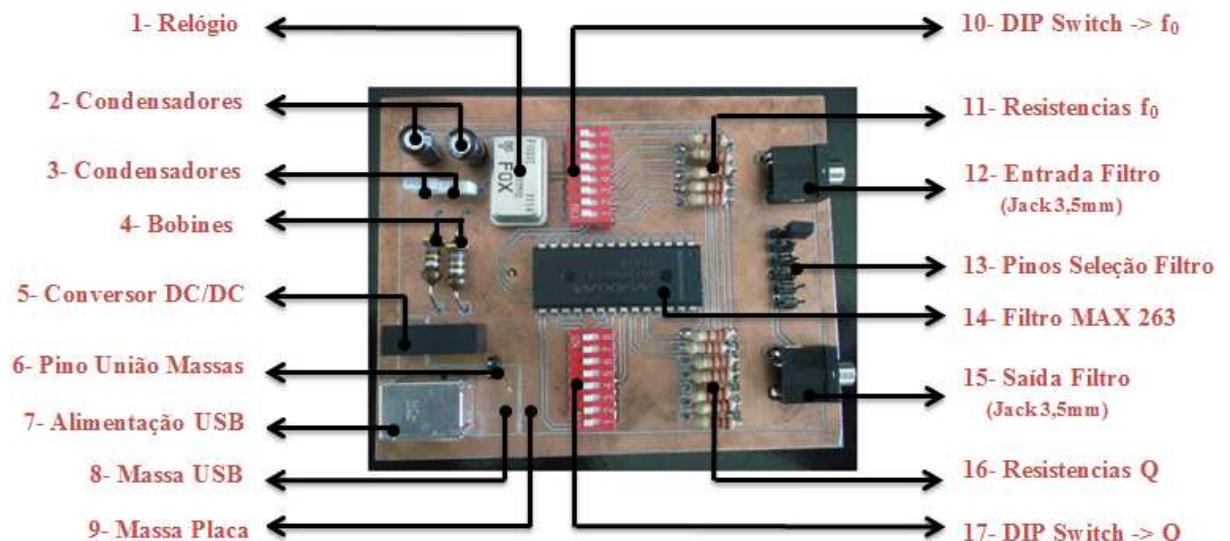


Figura 7.5 - Identificação dos componentes da placa PCB.

8. - Testes em laboratório.

Depois de estarem todos os componentes montados, a placa é testada e revista para o seu correto funcionamento. Nas secções seguintes serão apresentados os testes mais importantes que levámos a cabo nos componentes mais significativos e que precisam ser testados e analisados em pormenor para obter os resultados desejados.

8.1. – Alimentação.

Alimentando a placa com um cabo USB ligado ao computador e utilizando um multímetro, medimos as tensões de alimentação que temos na saída do USB, obtendo uma tensão de 4.97 V, valor próximo do ideal para a alimentação do conversor DC/DC (5V). Com estes 4,97 V na entrada do conversor DC/DC medimos os valores de tensão na saída deste obtendo no pino de tensão positiva o valor de +5.14V e no pino de tensão negativa um valor de -5.15 V. São valores ótimos de alimentação na saída do conversor, os quais continuaram a ser medidos depois do filtro passivo RLC obtendo também um valor de +5,14V e -5.15V para a tensão positiva e tensão negativa respetivamente.

Por último procedeu-se à verificação dos pinos de alimentação do filtro, certificando que estava corretamente alimentado:

$$V+ (\text{Pino 10 do MAX 263}) = +5.14V$$

$$V- (\text{Pino 18 do MAX 263}) = -5.15 V$$

$$GND (\text{Pino 19 do MAX 263}) = 0 V$$

Também foram testados os *DIP Switch* tanto do fator de qualidade como da frequência central, com as resistências *Pull up* que vão aos pinos do filtro MAX 263, comprovando que mudando a posição dos *DIP Switch* de "0" a "1", obtemos nos correspondentes pontos de entrada ao filtro MAX 263 os valores de -5V para o caso de ter um "0" e valor de +5V para o caso de ter um "1".

$$F0, F1, F2, F3, F4 \rightarrow \quad V \text{ para "0"} = -5V. \quad ; \quad V \text{ para "1"} = +5V.$$

$$Q0, Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6 \rightarrow \quad V \text{ para "0"} = -5V. \quad ; \quad V \text{ para "1"} = +5V.$$

8.2. - Relógio.

O relógio FOX modelo F1100E (anexos o Datasheet) de 1 MHz é alimentado a 5V de tensão, o teste do laboratório foi verificado que o relógio trabalha a uma tensão de 5V com uma frequência de 1MHz, medido com o osciloscópio e obtendo a onda quadrada do relógio mostrada no gráfico que demonstra correto funcionamento do relógio. Escala 2 no eixo y com medição de 2,5 quadros, obtemos $2,5 \times 2 = 5V$.

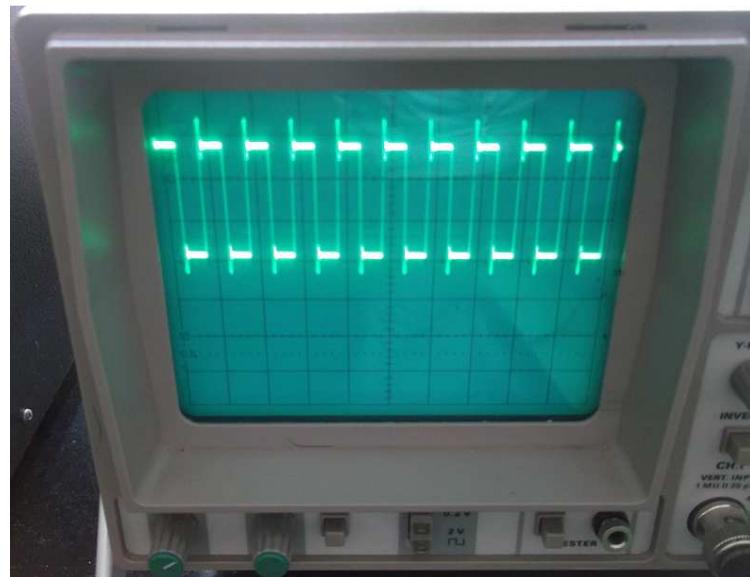


Figura 8.1 - Medição no Osciloscópio da onda de alimentação do relógio.

A importância do teste do relógio deve-se ao facto das características elétricas do MAX 263 uma vez que é necessário obter um sinal na entrada do pino do relógio (pino numero 14 do MAX 263) com determinadas características (anexos datasheet MAX 263 pagina 3, Clock Inputs) onde temos que ter na parte superior uma tensão mínima acima de 2.4 V (obter mais de 2.4 V) e na parte inferior uma tensão máxima abaixo de 0.8V (obter menos de 0.8 V) como observamos no gráfico.

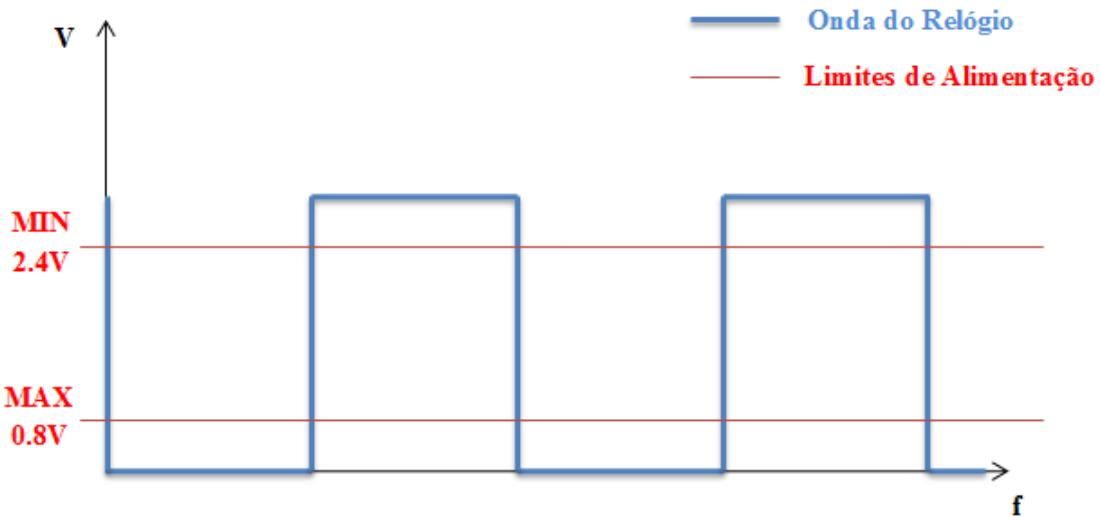


Figura 8.2 - Onda de limites máximo e mínimo de alimentação do relógio.

Com a alimentação entre 0V a 5V como observamos na figura de medição da onda no osciloscópio, conseguimos cumprir estes valores máximo e mínimo de alimentação.

8.3. - Filtro.

Os testes realizados ao filtro no laboratório remeteram-se apenas a testar o correto funcionamento (valor) de todos os 28 pinos de conexão tendo em atenção as características elétricas do filtro presente na tabela de parâmetros e condições do datasheet pagina 2 e 3 (em anexos). A seguir está descrito o resultado obtido do teste dos 28 pinos do MAX 263:

Pino 1 – (IN_B) – Entrada do filtro B do 2º andar ordem 2, Teste de continuidade pista com saída do filtro A do 1º andar ordem 2.

Pino 2 – (LP_A) – Saída filtro A passa baixo, Teste de continuidade pista com entrada filtro B (IN_B)

Pino 3 – (BP_A) – Saída filtro A passa banda, Teste de continuidade pista com entrada filtro B (IN_B)

Pino 4 – (HP_A) – Saída filtro A passa alto, Teste de continuidade pista com entrada filtro B (IN_B)

Pino 5 – (IN_A) – Entrada filtro A, Teste de continuidade pista com entrada Jack 3.5mm canal L da entrada de áudio.

Pino 6 – (Q5) – Valor Q5 fator de qualidade, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 7 – (M1) – Seleção modo. Valor de tensão de alimentação de +5V.

Pino 8 – (M0) – Seleção modo. Valor de tensão de alimentação de -5V.

Pino 13 – (CLK_A) – Entrada do relógio para filtro A, Tensão V = +5V.

Pino 10 – (V+) – Alimentação positiva do Filtro. Valor de tensão de alimentação de +5V.

Pino 11 – (F4) – Valor F4 de frequência central, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 12 – (F3) – Valor F3 de frequência central, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 13 – (CLK_A) – Entrada do relógio para filtro A, Tensão V = +5V.

Pino 14 – (CLK_B) – Entrada do relógio para filtro B, Tensão V = +5V.

Pino 15 – (Q0) – Valor Q0 fator de qualidade, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 16 – (Q1) – Valor Q1 fator de qualidade, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 17 – (F1) – Valor F1 de frequência central, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 18 – (V-) – Alimentação negativa do Filtro. Valor de tensão de alimentação de -5V.

Pino 19 – (GND) – Alimentação 0V, (massa). Valor de tensão 0V. Teste de continuidade em diferentes pontos de massa da placa PCB.

Pino 20 – (OSC OUT) – Saída do relógio. Pino não conectado. Teste de pino isolado.

Pino 21 – (Q2) – Valor Q2 fator de qualidade, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 22 – (Q3) – Valor Q3 fator de qualidade, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 23 – (F2) – Valor F2 de frequência central, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 24 – (F0) – Valor F0 de frequência central, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 25 – (Q4) – Valor Q4 fator de qualidade, Tensão V para “0” = -5V, e para “1” = +5V.

Pino 26 – (HP_B) – Saída filtro B passa alto, Teste de continuidade pista com saída Jack 3.5mm canal L da saída de áudio.

Pino 27 – (BP_B) – Saída filtro B passa banda, Teste de continuidade pista com saída Jack 3.5mm canal L da saída de áudio.

Pino 28 – (LP_B) – Saída filtro B passa baixo, Teste de continuidade pista com saída Jack 3.5mm canal L da saída de áudio.

8.4. - Testes finais.

Nos testes finais realizaram-se testes globais do correto funcionamento da placa PCB, estes testes tem como objetivo verificar o funcionamento do filtro e poder compará-lo com os valores teóricos. Para esse fim, o estudo do filtro faz-se com a ajuda de um programa de medição automática da resposta de

filtros analógicos na banda do áudio, projeto desempenhado por Ignacio Roman e Enrique Santero em paralelo com a elaboração deste projeto e com o mesmo orientador de projetos Daniel Albuquerque com o fim de serem dois projetos que se complementam na perfeição já que um é validado pelo outro como prova final, assim conseguimos desta forma para este projeto ver o estudo e medição do filtro tanto em ganho como em fase a través do projeto de medição automática da resposta de filtros analógicos no computador e poder comparar os valores previamente selecionados e desejados no filtro com os valores teóricos para essa seleção de valores.

Dentro da grande gama de valores que podemos tomar na seleção do fator de qualidade e da frequência de corte, nestes testes finais vamo-nos centrar nuns determinados valores que serão o fator de qualidade Q mínimo e o de Q máximo, e para uns valores de frequência central F0 mínima e F0 máxima. Estes valores máximos e mínimos dentro da gama de seleção foram escolhidos para verificar o comportamento do filtro nos valores limite. O filtro foi testado também para valores intermédios comprovando um ótimo comportamento, mas para a realização do projeto e devido à quantidade de diferentes medições possíveis e gráficos a apresentar, centramo-nos nos gráficos e resultados para os valores extremos de fator de qualidade Q mínima e máxima com frequência central f0 máxima e mínima para cada um deles, já que estes testes multiplicam-se para cada um dos tipos de filtros escolhidos, passa-baixo, passa-banda e passa-alto.

Na seleção do fator de qualidade, o valor mínimo conforme a tabela de seleção de dados (ver tabela 9.1 no manual do utilizador) é o valor de $Q = 0,504$, e para o máximo valor é de $Q = 64$, mas para este último valor e devido ao ganho do circuito do filtro, as medições no programa de medição automática da resposta de filtros analógicos, não se consegue representar corretamente os valores devido a saturação de mesmo, assim selecionamos para o Q máximo dentro de valores que o programa de medição nos permite usar ($Q=4$).

Na seleção da frequência central, o valor mínimo conforme a tabela de seleção de dados (ver tabela 9.2 no manual do utilizador) é $f_0 = 5052.5$, e para o máximo $f_0 = 9947.3$.

Para estes valores realizam-se as medições do filtro com o programa de medição automática da resposta de filtros analógicos na banda do áudio, para os três possíveis tipos de filtro, passa-baixo, passa-banda e passa-alto, obtendo-se os seguintes gráficos de resultados tanto para o ganho como para a fase:

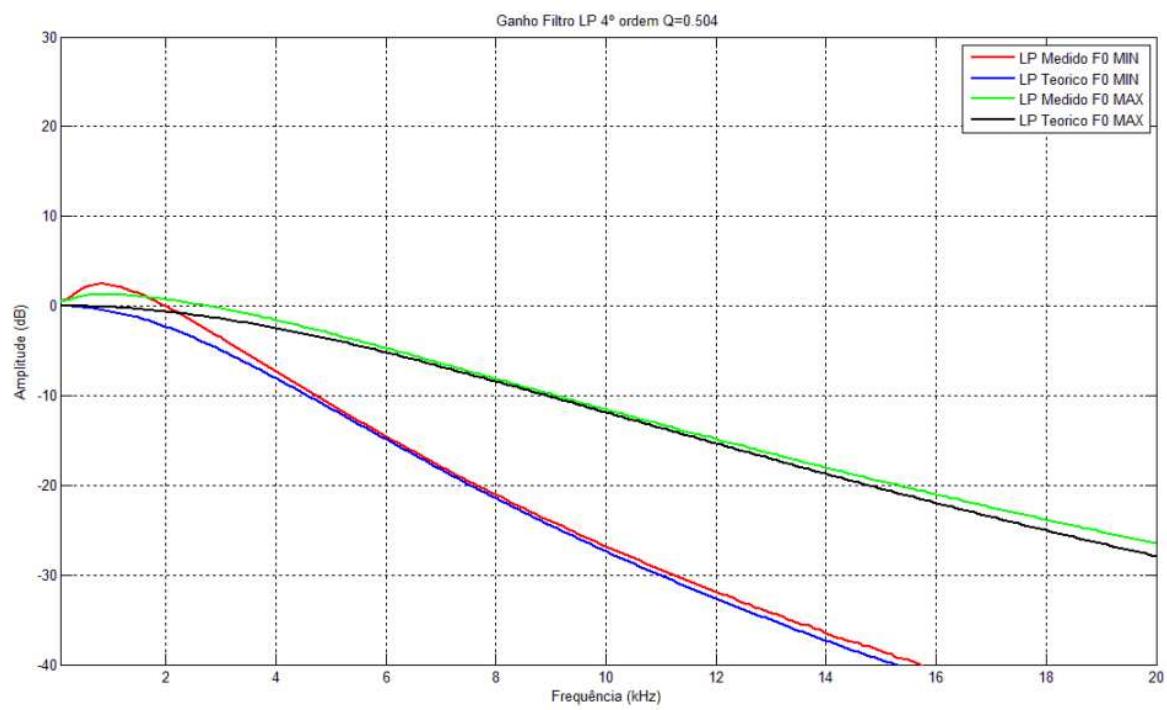


Figura 8.3 - Filtro Passa Baixo para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Gанho.

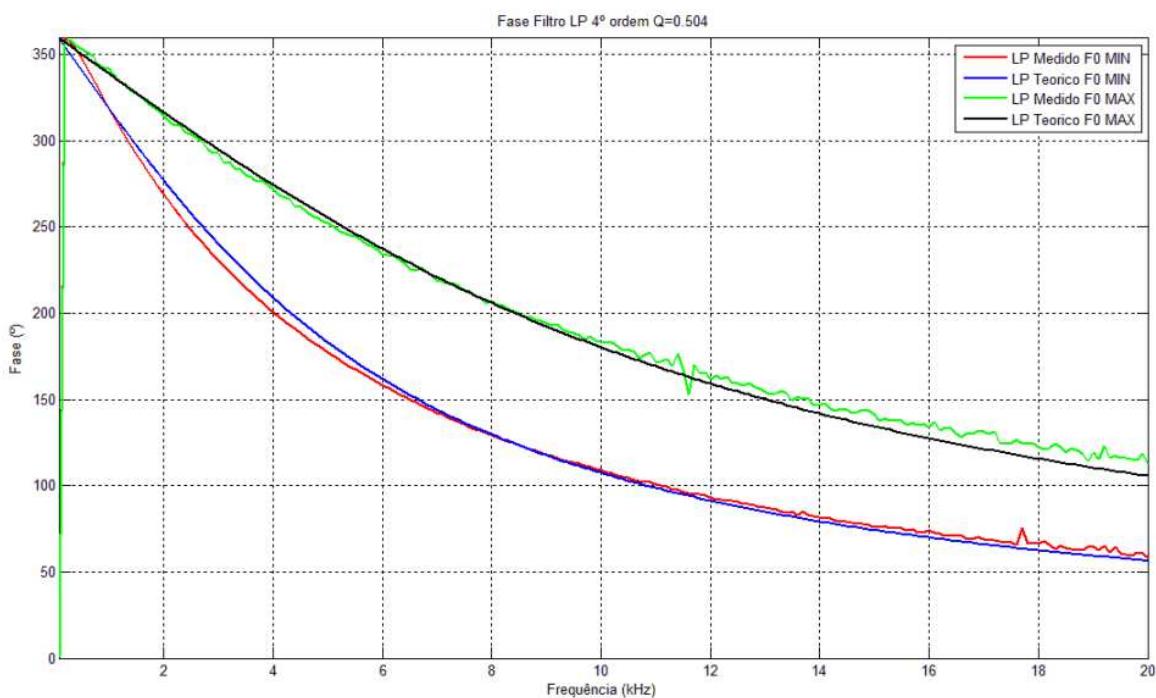


Figura 8.4 - Filtro Passa Baixo para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.

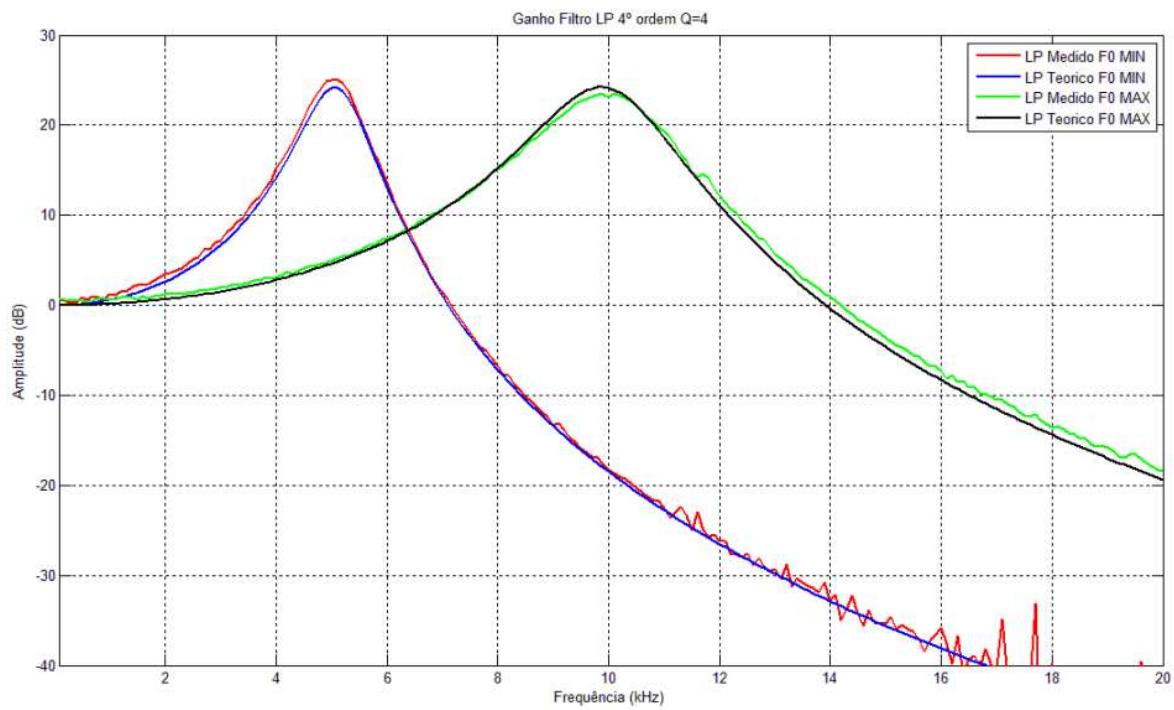


Figura 8.5 - Filtro Passa Baixo para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.

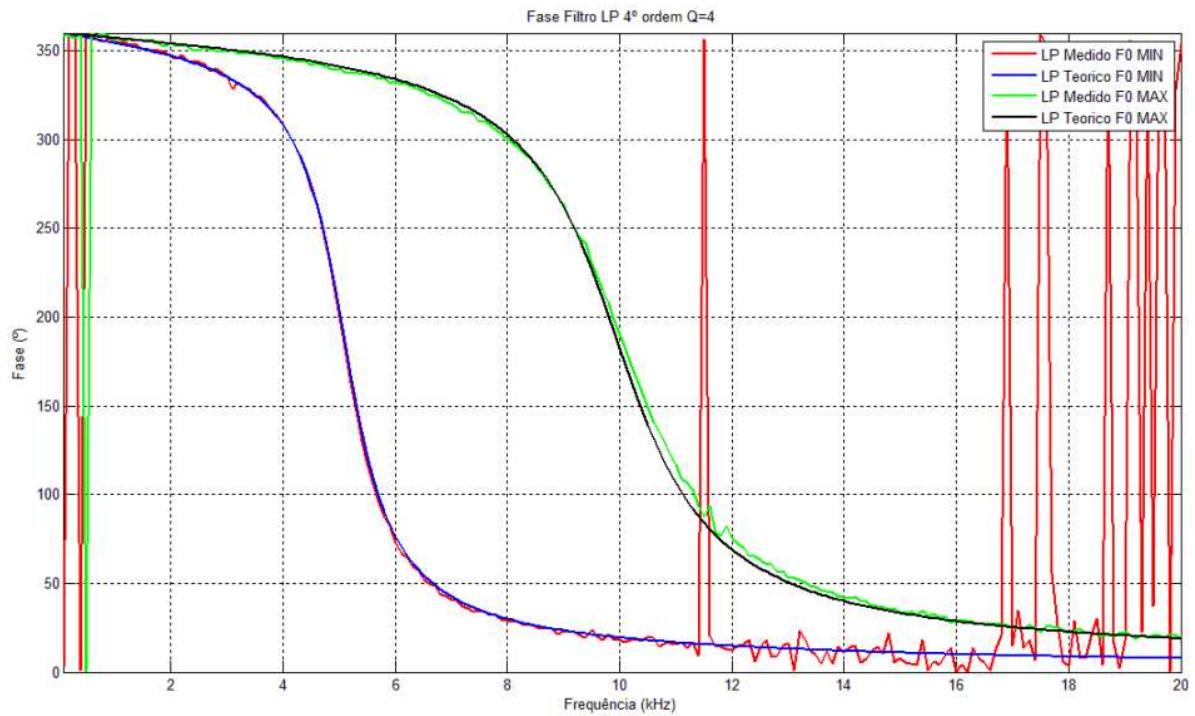


Figura 8.6 - Filtro Passa Baixo para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.

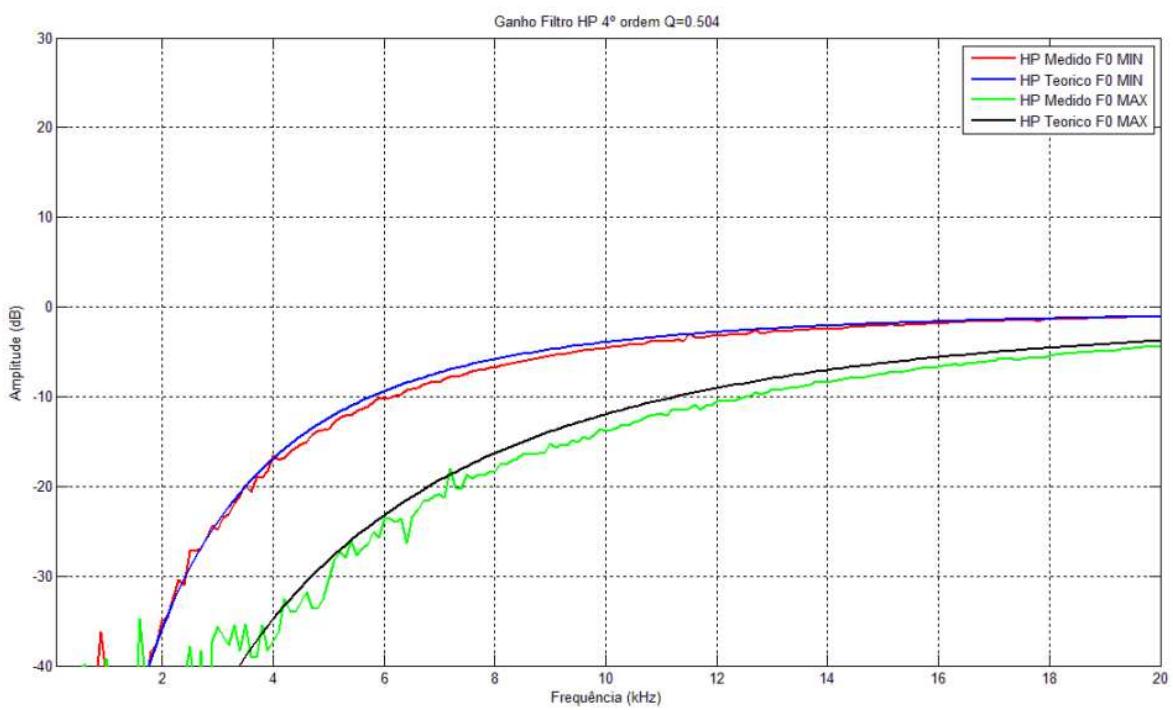


Figura 8.7 - Filtro Passa Alto para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganhos.

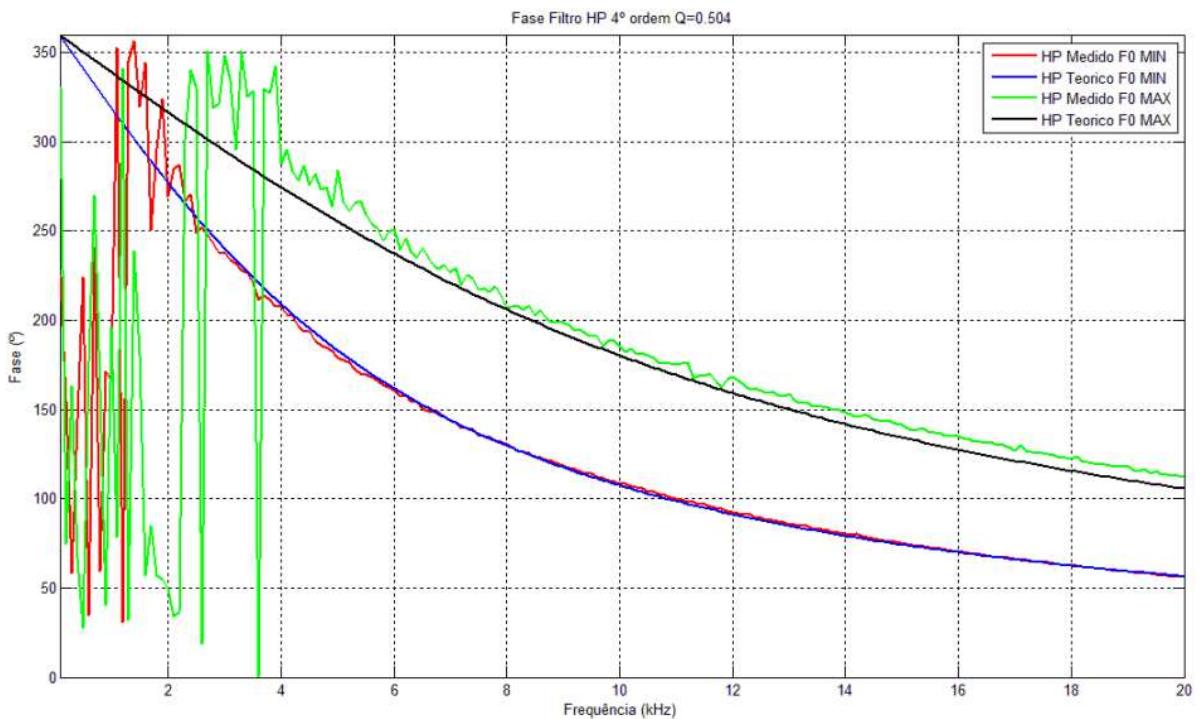


Figura 8.8 - Filtro Passa Alto para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.

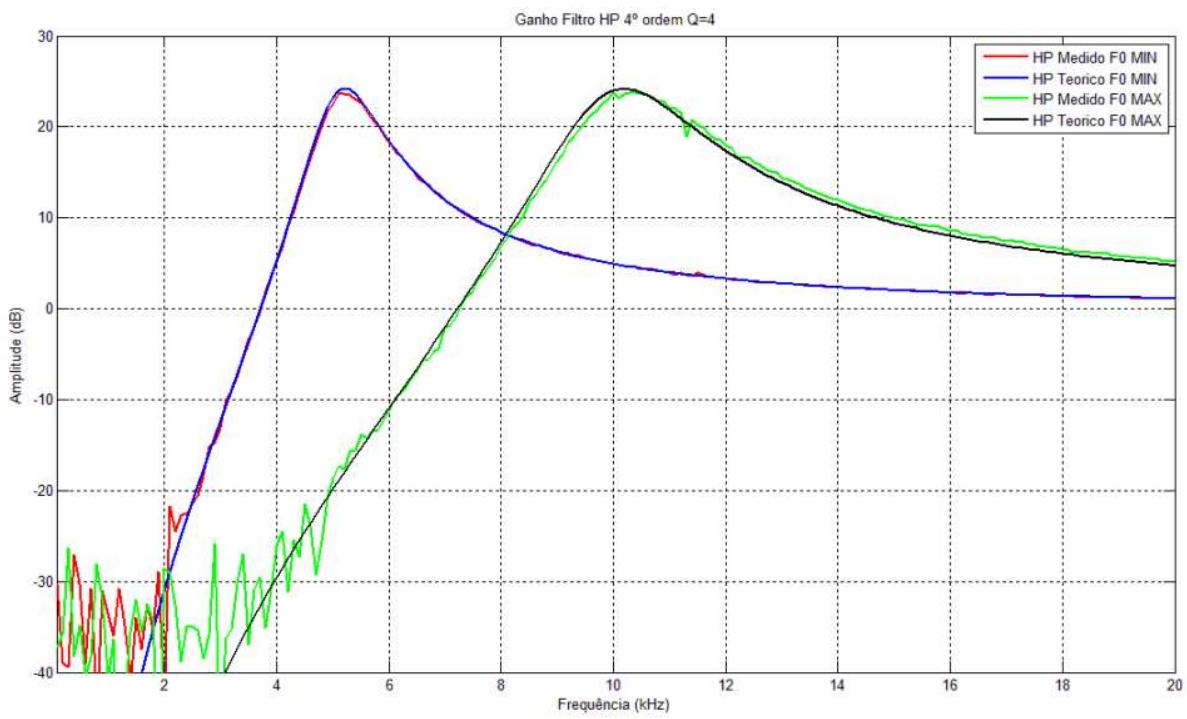


Figura 8.9 - Filtro Passa Alto para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.

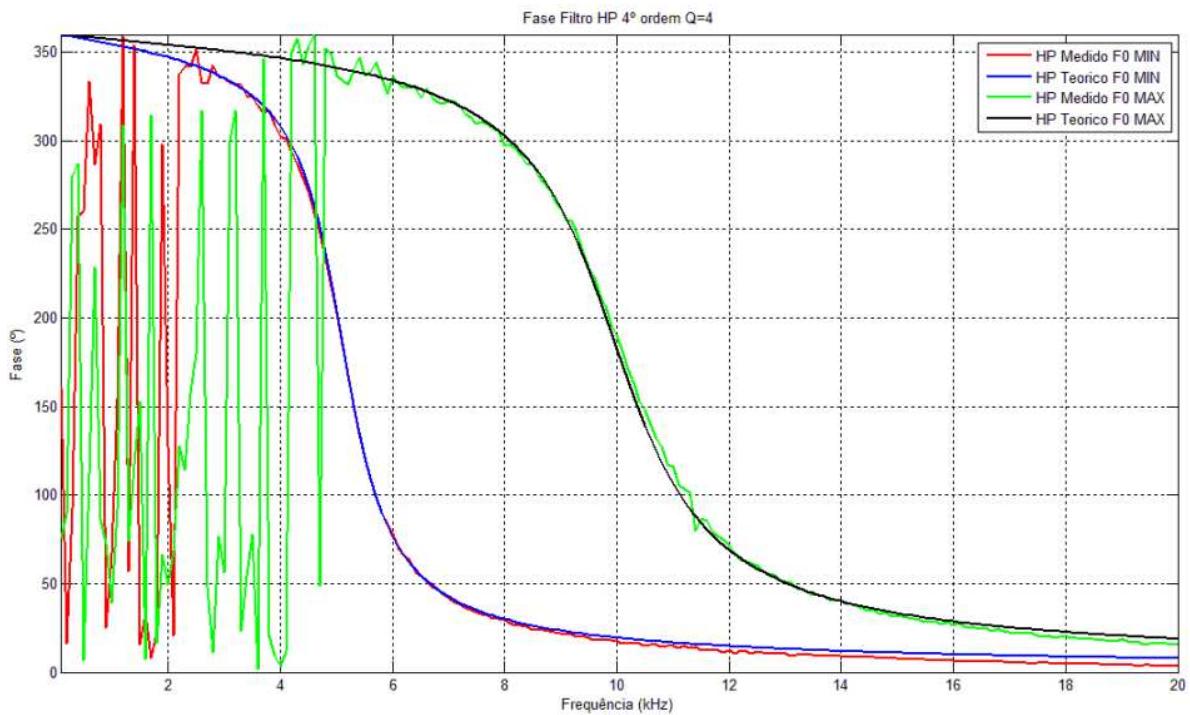


Figura 8.10 - Filtro Passa Alto para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.

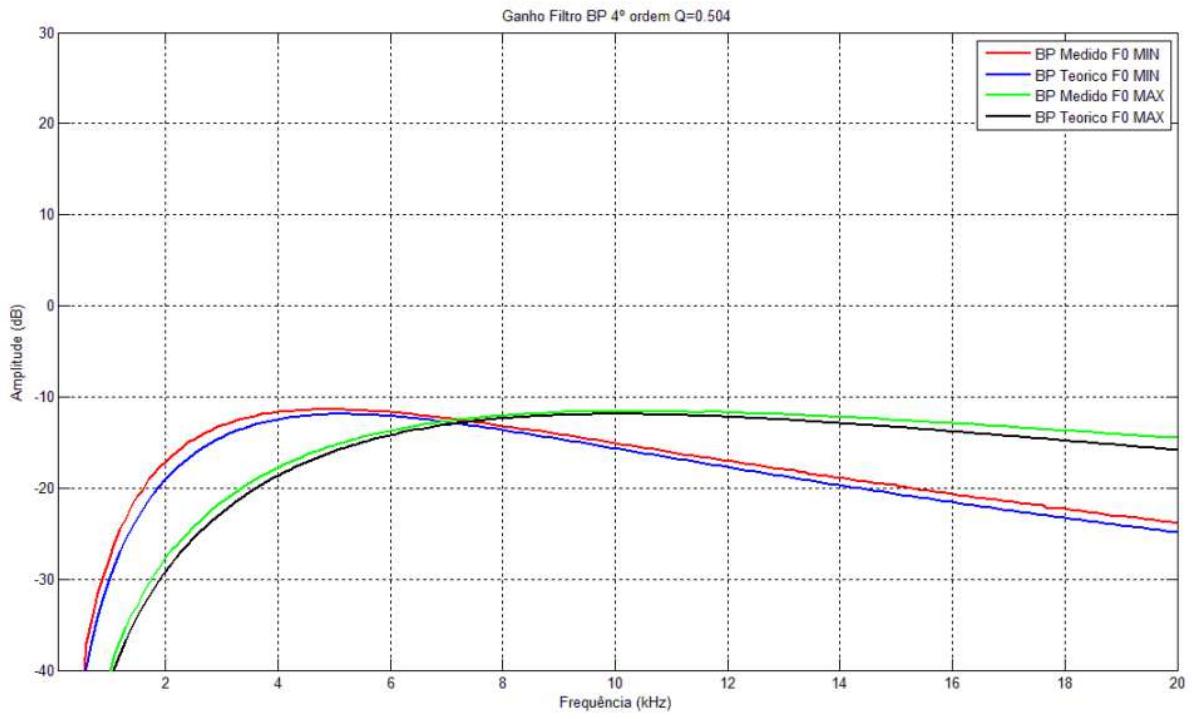


Figura 8.11 - Filtro Passa Banda para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.

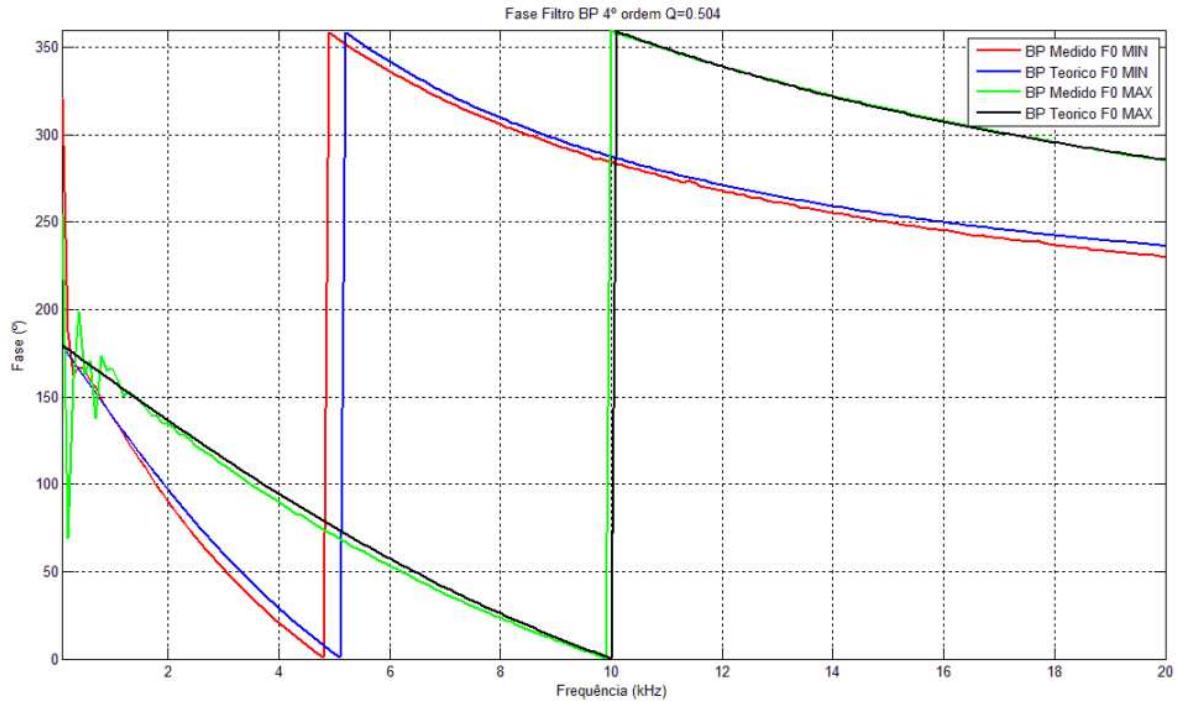


Figura 8.12 - Filtro Passa Banda para Q=0.504, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.

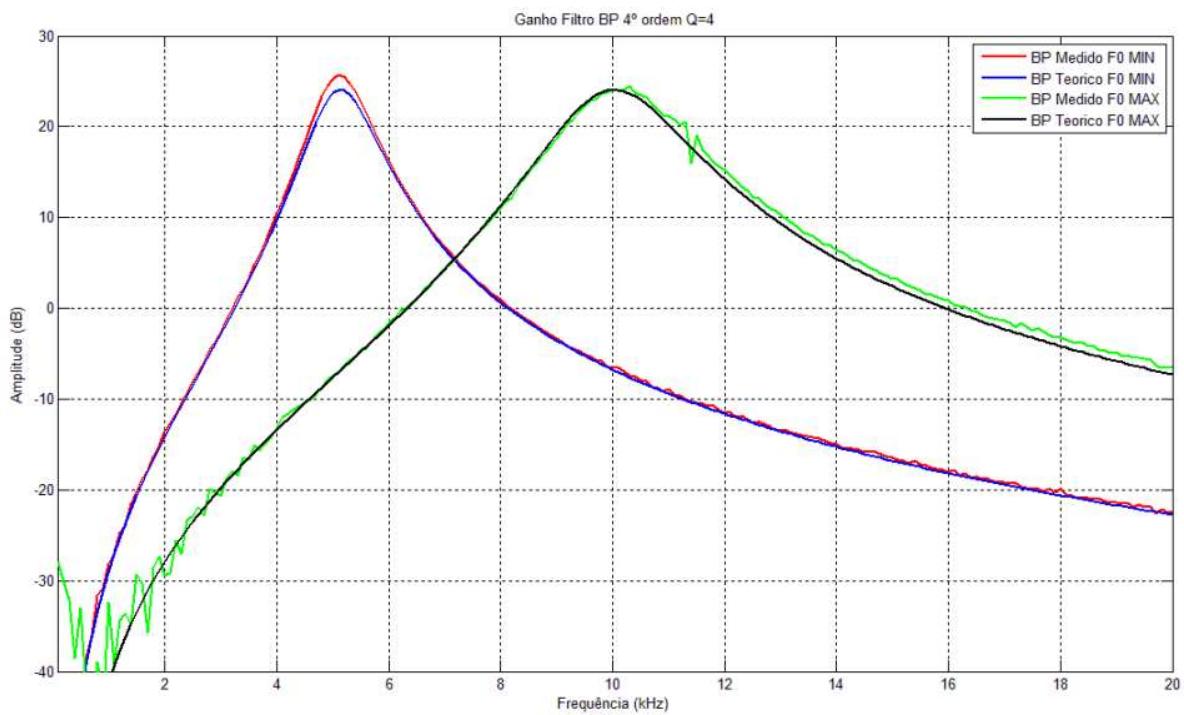


Figura 8.13 - Filtro Passa Banda para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Ganho.

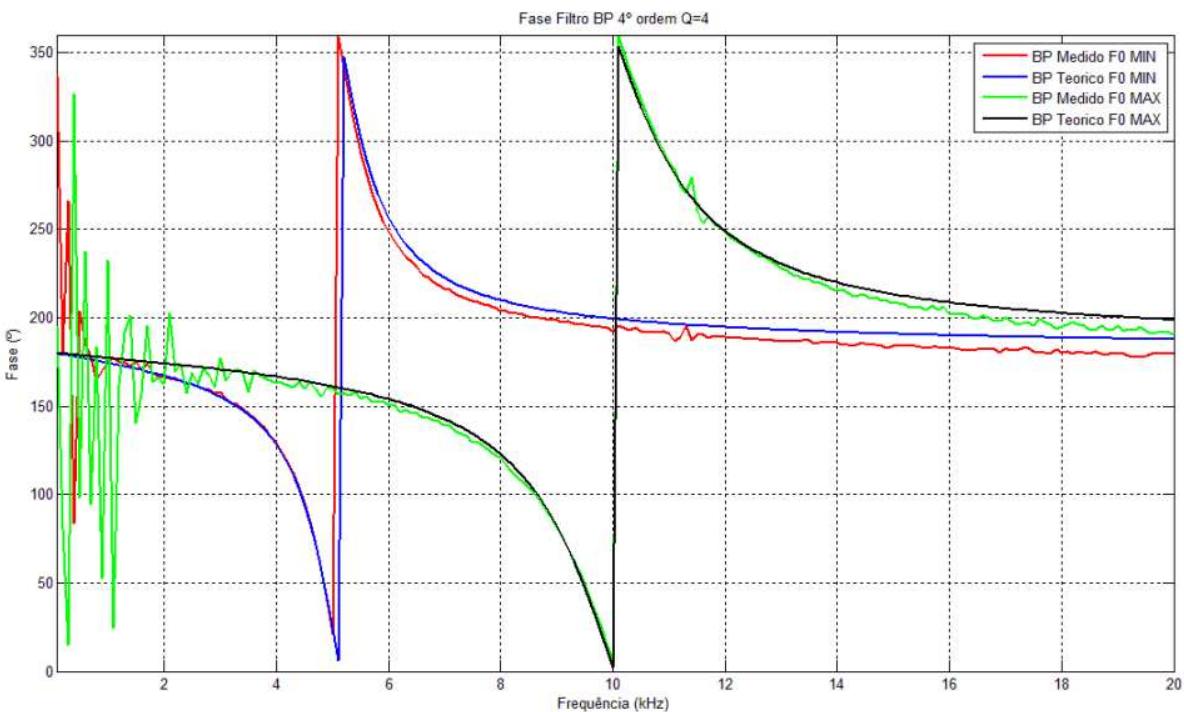


Figura 8.14 - Filtro Passa Banda para Q=4, Fo(min)= 5052.5 Hz e Fo(max)=9947.279 Hz. Fase.

A primeira observação sobre os gráficos é que nas figuras da comparação da fase, parecem ocorrem variações ou oscilações muito grandes, mas neste caso não é ruído ou erro de medição, mas sim deve-se ao facto de se tratar de valores de ângulos entre 0° e 360° , que para determinados casos toma valores próximos de 0° e outros próximos de 360° , mas este valores, na realidade são bastantes próximos ao contrário do que aparenta no gráfico.

Podemos observar que os erros, entre os valores teóricos e os valores ideais, tanto para o ganho como para a fase, não diferem muito. Note-se ainda que temos que ter em conta os erros produzidos pelo próprio filtro MAX 263, onde na figura 8.15 (Datasheet pagina 19) podemos observar os gráficos de erro que temos que ter em conta para o fator de qualidade e para a frequência de corte. Podemos observar no gráfico da figura 8.15 que para a frequência central f_0 o erro é muito maior para valores de Q pequenos que para valores de Q grandes, os quais são quase erros mínimos de pequena percentagem, observando também que os erros produzidos para o f_0 são positivos. Para o fator de qualidade Q, observamos que os erros produzidos também são maiores para valores de Q baixo e muito pequeno para valores de Q grandes, observando que para este caso o erro é negativo.

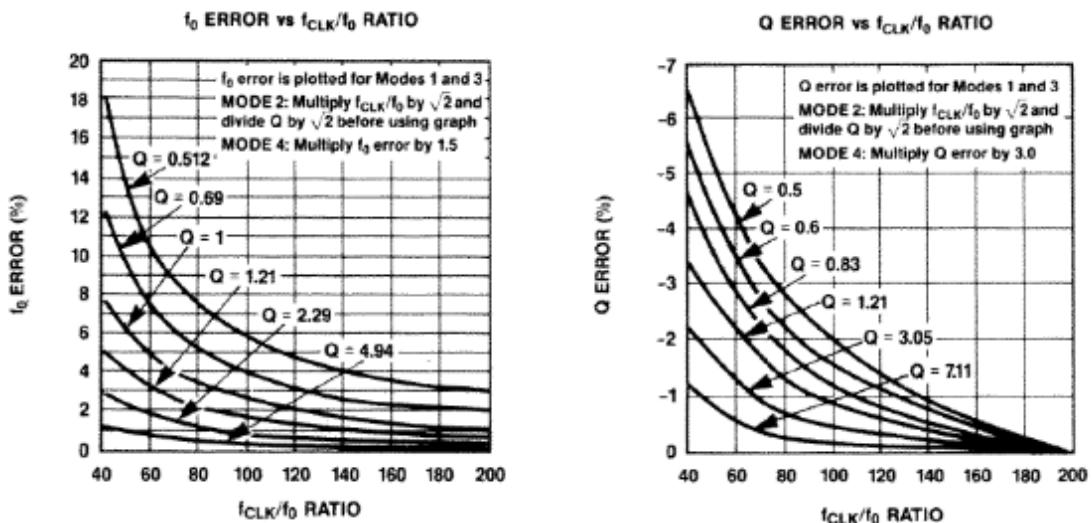


Figura 8.15 - Erros no fator de qualidade e frequência central do Filtro MAX 263.

Como conclusão, considerando o erro produzido pelo filtro MAX 263 e observando os gráficos extraídos do programa de medição automática da resposta de filtros analógicos na banda do áudio, verificamos que para os valores teóricos e medidos para cada tipo de filtro, apresentam uma elevada concordância. Os pequenos desvios, em algumas partes dos gráficos, podem ser devidos a existência de pequenos ruídos introduzidos na placa do filtro já que esta não está isolada das perturbações ambientais e diferentes ruídos que possam ser transmitidos ao filtro. Estas pequenas perturbações aumentam de valor ao estar a trabalhar com ganhos altos, pois é necessário diminuir a amplitude do sinal por forma a evitar a saturação no processo de medição. Contudo, de uma forma geral, mesmo

com estes erros de perturbações e os erros anteriormente mencionados no caso dos valores de 0° e 360° da fase. Verificou-se um ótimo desempenho do filtro na comparação dos valores medidos com os valores teóricos ideais sendo estes muito próximos e validando assim o comportamento do filtro e a placa PCB criada no projeto.

9. - Manual do Utilizador

Nesta secção será apresentado o manual do utilizador do circuito eletrónico universal de suporte a implementação de filtros analógicos na banda do áudio.

Diagrama de componentes:

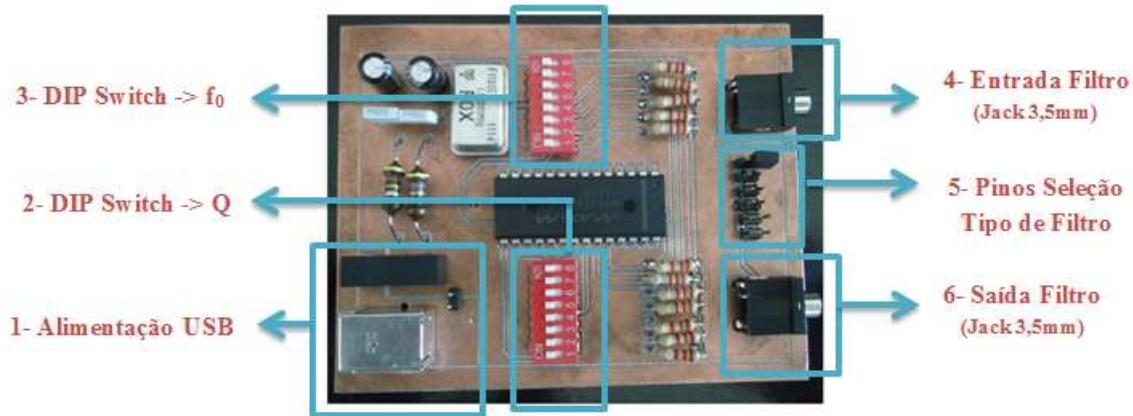


Figura 9.1 – Diagrama de componentes da placa PCB.

Siga os seguintes passos do Manual do utilizador:

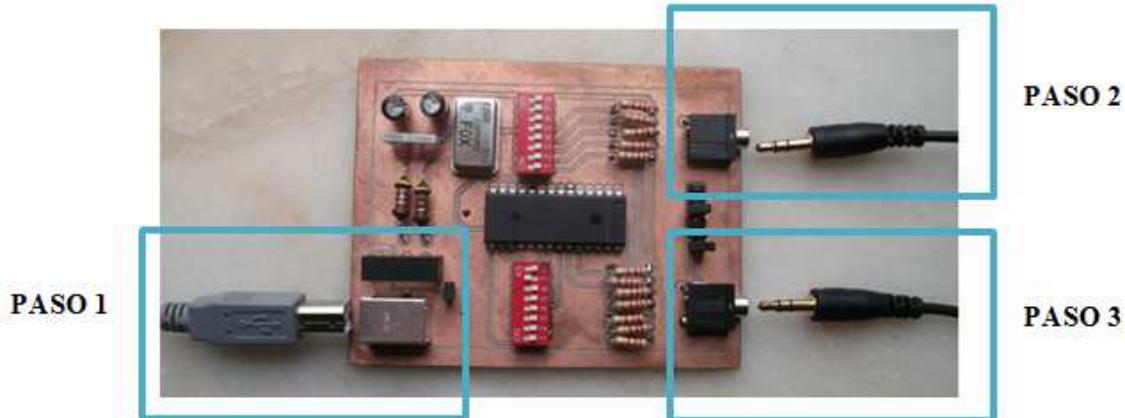


Figura 9.2 – Passos a seguir na conexão da placa.

PASO 1- Ligue a placa eletrónica através de um cabo USB ao computador ou outra fonte de alimentação USB. (Atenção: cumprir os 5 V de alimentação dos formatos USB).

PASO 2- Ligue um cabo de áudio Jack de 3,5mm a Entrada do Filtro.

PASO 3- Ligue um cabo de áudio Jack de 3,5mm a Saída do Filtro.

PASO 4- Selecione com os pinos de Seleção de Filtro (5) o tipo de filtro que deseja:

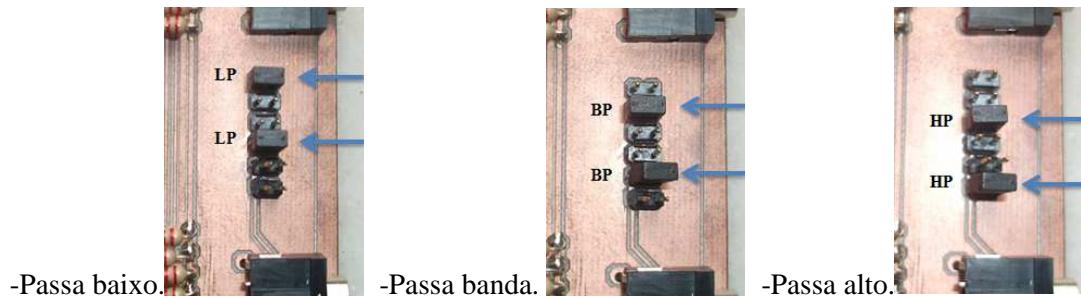


Figura 9.3 – Seleção do tipo de filtro.

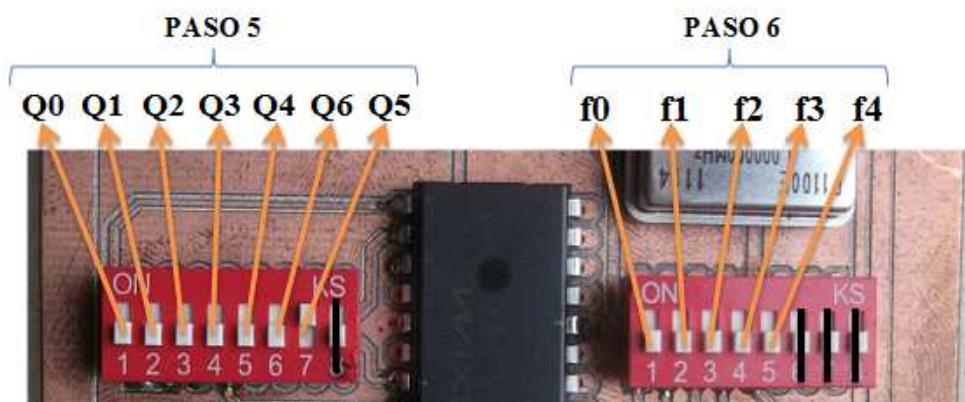


Figura 9.4 – DIP Switch do fator de qualidade e frequência central.

PASO 5- Selecione com os *DIP Switch* de Q (2) o valor de Q desejado conforme a tabela de valores.
(ATENÇÃO: O filtro não funciona com valores de “0” em todos os pinos, primeiro ponto da tabela).

Q	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4	Q6	Q5	MODE 3	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4	Q6	Q5	MODE 3	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4	Q6	Q5
Note 4	0	0	0	0	0	0	0	0,800	0	0	0	0	1	0	1	2,00	0	0	0	0	0	1	1
0,504	1	0	0	0	0	0	0	0,810	1	0	0	0	1	0	1	2,06	1	0	0	0	0	1	1
0,508	0	1	0	0	0	0	0	0,821	0	1	0	0	1	0	1	2,13	0	1	0	0	0	1	1
0,512	1	1	0	0	0	0	0	0,831	1	1	0	0	1	0	1	2,21	1	1	0	0	0	1	1
0,516	0	0	1	0	0	0	0	0,842	0	0	1	0	1	0	1	2,29	0	0	1	0	0	1	1
0,520	1	0	1	0	0	0	0	0,853	1	0	1	0	1	0	1	2,37	1	0	1	0	0	1	1
0,525	0	1	1	0	0	0	0	0,865	0	1	1	0	1	0	1	2,46	0	1	1	0	0	1	1
0,529	1	1	1	0	0	0	0	0,877	1	1	1	0	1	0	1	2,56	1	1	1	0	0	1	1
0,533	0	0	0	1	0	0	0	0,889	0	0	0	1	1	0	1	2,67	0	0	0	1	0	1	1
0,538	1	0	0	1	0	0	0	0,901	1	0	0	1	1	0	1	2,78	1	0	0	1	0	1	1
0,542	0	1	0	1	0	0	0	0,914	0	1	0	1	1	0	1	2,91	0	1	0	1	0	1	1
0,547	1	1	0	1	0	0	0	0,928	1	1	0	1	1	0	1	3,05	1	1	0	1	0	1	1
0,552	0	0	1	1	0	0	0	0,941	0	0	1	1	1	0	1	3,20	0	0	1	1	0	1	1
0,556	1	0	1	1	0	0	0	0,955	1	0	1	1	1	0	1	3,37	1	0	1	1	0	1	1
0,561	0	1	1	1	0	0	0	0,969	0	1	1	1	1	0	1	3,56	0	1	1	1	0	1	1
0,566	1	1	1	1	0	0	0	0,985	1	1	1	1	1	0	1	3,76	1	1	1	1	0	1	1
0,571	0	0	0	0	1	0	0	1,00	0	0	0	0	0	1	0	4,00	0	0	0	0	1	1	1
0,577	1	0	0	0	1	0	0	1,02	1	0	0	0	0	1	0	4,27	1	0	0	0	1	1	1
0,582	0	1	0	0	1	0	0	1,03	0	1	0	0	0	1	0	4,57	0	1	0	0	1	1	1
0,587	1	1	0	0	1	0	0	1,05	1	1	0	0	0	1	0	4,92	1	1	0	0	1	1	1
0,593	0	0	1	0	1	0	0	1,07	0	0	1	0	0	1	0	5,33	0	0	1	0	1	1	1
0,598	1	0	1	0	1	0	0	1,08	1	0	1	0	0	1	0	5,82	1	0	1	0	1	1	1
0,604	0	1	1	0	1	0	0	1,10	0	1	1	0	0	1	0	6,40	0	1	1	0	1	1	1
0,609	1	1	1	0	1	0	0	1,12	1	1	1	0	0	1	0	7,11	1	1	1	0	1	1	1
0,615	0	0	0	1	1	0	0	1,14	0	0	0	1	0	1	0	8,00	0	0	0	1	1	1	1
0,621	1	0	0	1	1	0	0	1,16	1	0	0	1	0	1	0	9,14	1	0	0	1	1	1	1
0,627	0	1	0	1	1	0	0	1,19	0	1	0	1	0	1	0	10,70	0	1	0	1	1	1	1
0,634	1	1	0	1	1	0	0	1,21	1	1	0	1	0	1	0	12,80	1	1	0	1	1	1	1
0,640	0	0	1	1	1	0	0	1,23	0	0	1	1	0	1	0	16,00	0	0	1	1	1	1	1
0,646	1	0	1	1	1	0	0	1,25	1	0	1	1	0	1	0	21,30	1	0	1	1	1	1	1
0,653	0	1	1	1	1	0	0	1,28	0	1	1	1	0	1	0	32,00	0	1	1	1	1	1	1
0,660	1	1	1	1	1	0	0	1,31	1	1	1	1	0	1	0	64,00	1	1	1	1	1	1	1
0,667	0	0	0	0	0	0	1	1,33	0	0	0	0	1	1	0								
0,674	1	0	0	0	0	0	1	1,36	1	0	0	0	1	1	0								
0,681	0	1	0	0	0	0	1	1,39	0	1	0	0	1	1	0								
0,688	1	1	0	0	0	0	1	1,42	1	1	0	0	1	1	0								
0,696	0	0	1	0	0	0	1	1,45	0	0	1	0	1	1	0								
0,703	1	0	1	0	0	0	1	1,49	1	0	1	0	1	1	0								
0,711	0	1	1	0	0	0	1	1,52	0	1	1	0	1	1	0								
0,719	1	1	1	0	0	0	1	1,56	1	1	1	0	1	1	0								
0,727	0	0	0	1	0	0	1	1,60	0	0	0	1	1	1	0								
0,736	1	0	0	1	0	0	1	1,64	1	0	0	1	1	1	0								
0,744	0	1	0	1	0	0	1	1,68	0	1	0	1	1	1	0								
0,753	1	1	0	1	0	0	1	1,73	1	1	0	1	1	1	0								
0,762	0	0	1	1	0	0	1	1,78	0	0	1	1	1	1	0								
0,771	1	0	1	1	0	0	1	1,83	1	0	1	1	1	1	0								
0,780	0	1	1	1	0	0	1	1,88	0	1	1	1	1	1	0								
0,790	1	1	1	1	0	0	1	1,94	1	1	1	1	1	1	0								

Tabela 9.1 – Logica binaria para os valores do fator de qualidade Q.

PASO 6- Selecione com os DIP Switch de f_0 (3) o valor de f_0 desejado conforme a tabela de valores.

f0	fclk/f0	F0	F1	F2	F3	F4		f0	fclk/f0	F0	F1	F2	F3	F4
9947,279	100,53	0	0	0	0	0		6631,3	150,8	0	0	0	0	1
9645,992	103,67	1	0	0	0	0		6494,35	153,98	1	0	0	0	1
9362,419	106,81	0	1	0	0	0		6366,183	157,08	0	1	0	0	1
9094,216	109,96	1	1	0	0	0		6241,418	160,22	1	1	0	0	1
8841,733	113,1	0	0	1	0	0		6121,45	163,36	0	0	1	0	1
8602,891	116,24	1	0	1	0	0		6006,006	166,5	1	0	1	0	1
8376,612	119,38	0	1	1	0	0		5894,489	169,65	0	1	1	0	1
8161,933	122,52	1	1	1	0	0		5787,372	172,79	1	1	1	0	1
7957,982	125,66	0	0	0	1	0		5684,079	175,93	0	0	0	1	1
7763,372	128,81	1	0	0	1	0		5584,408	179,07	1	0	0	1	1
7578,628	131,95	0	1	0	1	0		5488,173	182,21	0	1	0	1	1
7403,02	135,08	1	1	0	1	0		5395,198	185,35	1	1	0	1	1
7234,32	138,23	0	0	1	1	0		5305,321	188,49	0	0	1	1	1
7073,637	141,37	1	0	1	1	0		5218,117	191,64	1	0	1	1	1
6919,936	144,51	0	1	1	1	0		5133,997	194,78	0	1	1	1	1
6772,773	147,65	1	1	1	1	0		5052,546	197,92	1	1	1	1	1

Tabela 9.2 – Logica binaria para os valores de frequênci central f0.

Após a realização dos passos anteriores, o filtro já está alimentado e pronto para ser usado da forma desejada.

10. - Conclusão.

Os objetivos do projeto de implementação de um circuito eletrónico de suporte a implementação de filtros analógicos na banda do áudio foram alcançados na sua totalidade sendo compridos todos os requisitos preliminares, atingindo desta forma todas as expectativas para as quais o projeto foi desenvolvido.

Para uma linha de desenvolvimento futura e como melhoria do projeto, propõe-se como uma ampliação um novo tipo de filtro a implementar, o filtro rejeita-banda, para um completo estudo de todos os filtros possíveis, junto também com a fabricação de uma caixa que seja capaz de isolar a placa PCB de possíveis ruídos externos e poeiras. Para além de proteger, permite ocultar o tipo de filtro escolhido para possíveis estudos de filtros sinais.

Este projeto fornece uma simplicidade e facilidade no estudo de processamento de sinal através da utilização do circuito criado para o estudo dos diferentes tipos de filtros que existem, com uma grande gama de configurações e características possíveis num único dispositivo.

Finalmente como contribuição pessoal, este projeto ajudou-me a compreender e melhorar os meus conhecimentos no tratamento de sinais, tipos de filtros e implementação de circuitos impressos e conhecimentos em eletrónica em geral, junto com o conhecimento na elaboração de projetos para o meu futuro profissional e inclusão no mundo laboral.

11. - Bibliografía.

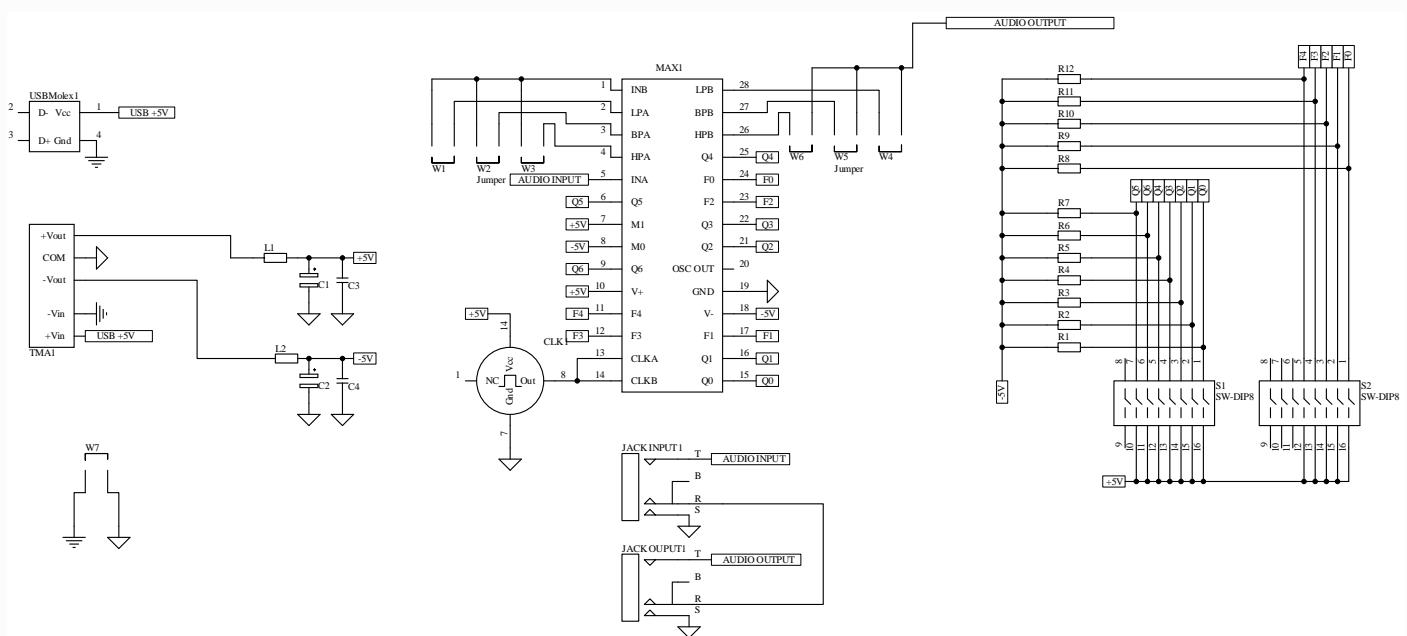
- [1] - Arthur B. Williams, Alexis Méndez Chamorro “*AMPLIFICADORES OPERACIONALES Teoría y sus Aplicaciones*”
- [2] - Wikipédia Website: http://sr.wikipedia.org/wiki/Batervortov_filter
- [3] - Electrónica Unicrom, Filtros eléctricos / electrónicos: concepto, tipos, características.
http://www.unicrom.com/tut_filtros.asp
- [4] – Web Site: http://es.wikipedia.org/wiki/Filtro_de_Butterworth
- [5] - Web Site: <http://www.linear.com/product/LTC1060>
- [6] - Web Site: <http://www.maxim-ic.com/datasheet/index.mvp/id/1186>
- [7] – Isabel Isaac Eleuterio - *¿QUÉ ES EL USB?* <http://isabel-isaac-eleuterio.wikispaces.com/>

12. - Anexos.

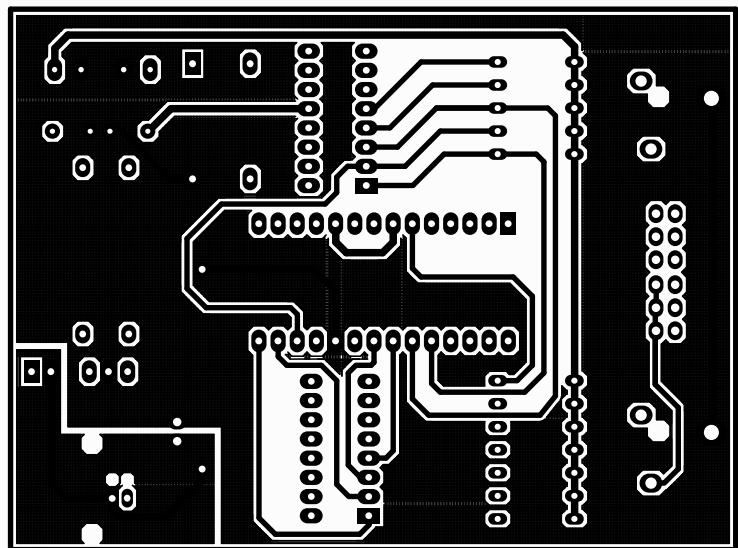
12.1. - Planos.

12.2. - Datasheets.

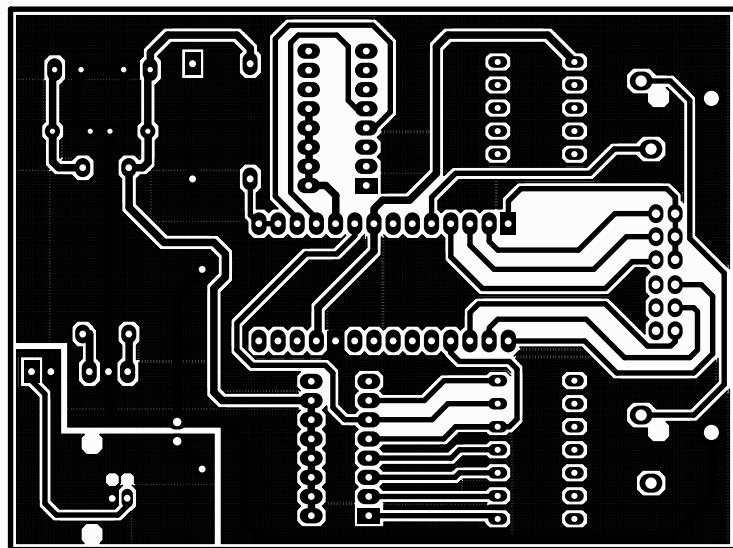
PLANOS



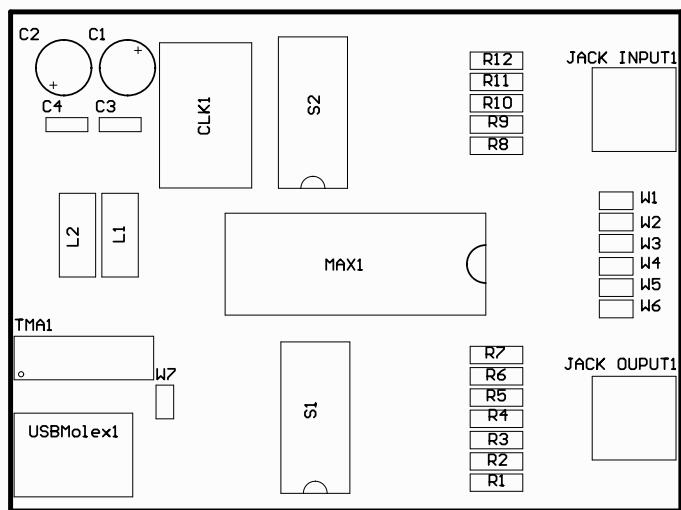
	<i>Data</i>	<i>Nombre</i>	<i>Firma:</i>	<i>ISPV - ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA VISEU</i>
<i>Desenhado</i>	18-06-2012	David Blasco Rueda		
<i>Comprovado</i>		Daniel Albuquerque		
<i>Normas</i>				
<i>Escala:</i> 1:1	FILTRO UNIVERSAL AUDIO Plano Esquema Conexões		<i>Plano n.º</i>	1
			<i>N.º Alumno:</i>	
			<i>Curso:</i>	Projeto



	Data	Nombre	Firma: <i>ISPV - ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA VISEU</i>		
Desenhado	18-06-2012	David Blasco Rueda			
Comprovado		Daniel Albuquerque			
Normas					
Escala: 1:1	FILTRO UNIVERSAL AUDIO Plano Top Layer		Plano n.º 2	 ESPV Escola Superior de Tecnologia de Viseu	
N.º Alumno:					
Curso:		Projeto			

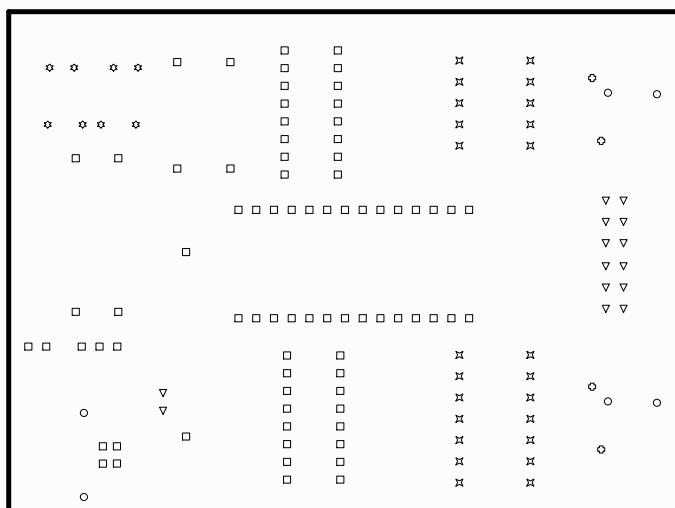


	Data	Nombre	Firma: <i>ISPV - ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA VISEU</i>	
Desenhado	18-06-2012	David Blasco Rueda		
Comprovado		Daniel Albuquerque		
Normas				
Escala: 1:1	FILTRO UNIVERSAL AUDIO Plano Bottom Layer		Plano n.º 3	 Escola Superior de Tecnologia de Viseu ESPV
		N.º Alumno:		
		Curso: Projeto		



	<i>Data</i>	<i>Nombre</i>	<i>Firma:</i>	<i>ISPV - ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA VISEU</i>	
<i>Desenhado</i>	18-06-2012	David Blasco Rueda			
<i>Comprovado</i>		Daniel Albuquerque			
<i>Normas</i>				<i>Plano n.º</i> 4	
<i>Escala:</i> 1:1	FILTRO UNIVERSAL AUDIO Serigrafia Top Layer			<i>N.º Alumno:</i>	
				<i>Curso:</i>	Projeto

◊	8	27.559mil	0.7mm	PTH
☒	24	31.496mil	0.8mm	PTH
□	79	35.433mil	0.9mm	PTH
▽	14	43.307mil	1.1mm	PTH
◊	4	59.055mil	1.5mm	PTH
○	6	78.74mil	2mm	PTH
	135	Total		



	<i>Data</i>	<i>Nombre</i>	<i>Firma:</i>	<i>ISPV - ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA VISEU</i>	
<i>Desenhado</i>	18-06-2012	David Blasco Rueda			
<i>Comprovado</i>		Daniel Albuquerque			
<i>Normas</i>					
<i>Escala:</i> 1:1	FILTRO UNIVERSAL AUDIO Furos		<i>Plano n.º</i>	5	 Escola Superior de Tecnologia de Viseu
			<i>N.º Alumno:</i>		
			<i>Curso:</i>	Projeto	

DATASHEETS

Filtro MAXIM

modelo MAX 263 BCPI.



Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

General Description

The MAX263/264 and MAX267/268 CMOS switched-capacitor active filters are designed for precision filtering applications. Center frequency, Q, and operating mode are all selected via pin-strapped inputs. The MAX263/264 uses no external components for a variety of bandpass, lowpass, highpass, notch and allpass filters. The MAX267/268 is dedicated to bandpass applications and includes an uncommitted op-amp. Two second-order filter sections are included in both devices.

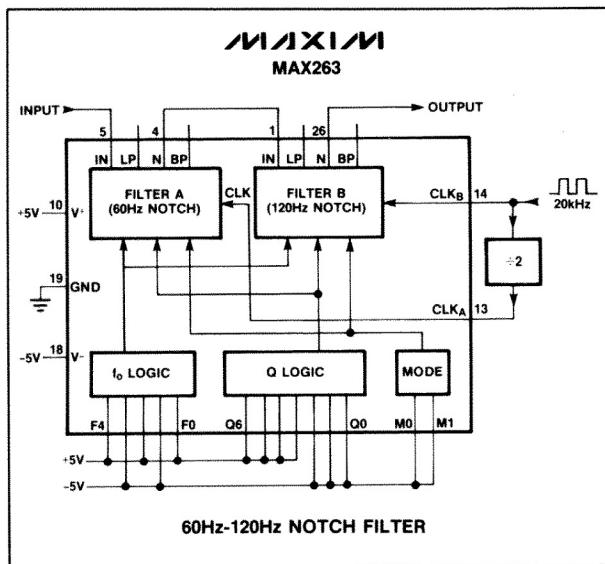
An input clock and a 5-bit programming input precisely set the filter center/corner frequency. Q is also programmed from 0.5 to 64. Separate clock inputs for each filter half operate with either an external clock or a crystal.

The MAX263 and 267 operate with center frequencies up to 57kHz while the MAX264 and 268 extend the f_0 range to 140kHz by employing lower fCLK/ f_0 ratios. The MAX263/264 is supplied in 28 pin wide DIP and small outline packages while the MAX267/268 is supplied in 24 pin narrow DIP and wide SO packages. All devices are available in commercial, extended, and military temperature ranges.

Applications

- Sonar and Avionics Instruments
- Anti-Aliasing Filters
- Digital Signal Processing
- Vibration and Audio Analysis
- Matched Tracking Filters

Typical Application



Features

- ◆ 32-Step Center Frequency Control
- ◆ 128-Step Q Control
- ◆ Independent Q and f_0 Programming
- ◆ Guaranteed Clock to f_0 Ratio—1% (A grade)
- ◆ 75kHz f_0 Range (MAX264/268)
- ◆ Single +5V and ±5V Operation

Ordering Information

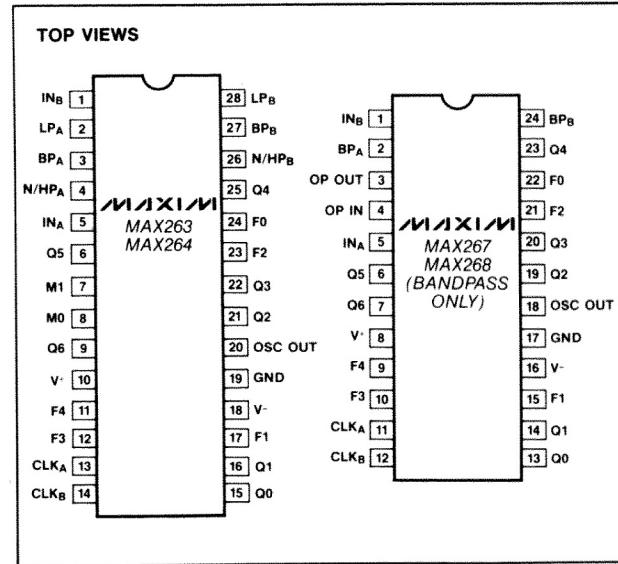
PART	TEMP. RANGE	PACKAGE*	ACCURACY
MAX263ACPI	0°C to +70°C	Plastic DIP	1%
MAX263BCPI	0°C to +70°C	Plastic DIP	2%
MAX263AEPI	-40°C to +85°C	Plastic DIP	1%
MAX263BEPI	-40°C to +85°C	Plastic DIP	2%
MAX263ACWI	0°C to +70°C	Wide SO	1%
MAX263BCWI	0°C to +70°C	Wide SO	2%
MAX263AMJI	-55°C to +125°C	CERDIP	1%
MAX263BMJI	-55°C to +125°C	CERDIP	2%
MAX264ACPI	0°C to +70°C	Plastic DIP	1%
MAX264BCPI	0°C to +70°C	Plastic DIP	2%

(Ordering Information continued at end of data sheet.)

* MAX263/264 packages are 28-pin 0.6" wide DIP and 28-pin 0.3" wide SO (Small Outline).

MAX267/268 packages are 24-pin 0.3" narrow DIP and 24-pin 0.3" wide SO (Small Outline).

Pin Configuration



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 1-800-835-8769.

MAX263/MAX264/MAX267/MAX268

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Total Supply Voltage (V^+ to V^-)	15V
Input Voltage, any pin	V^- -0.3V to V^+ +0.3V
Input Current, any pin	\pm 50mA
Power Dissipation	
Plastic DIP (derate 8.33mW/ $^{\circ}$ C above 70 $^{\circ}$ C)	660mW
CERDIP (derate 12.5mW/ $^{\circ}$ C above 70 $^{\circ}$ C)	1000mW
Wide SO (derate 11.8mW/ $^{\circ}$ C above 70 $^{\circ}$ C)	944mW

Operating Temperature	
MAX26XXCXX	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C
MAX26XXEXX	-40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C
MAX26XXMXX	-55 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C
Storage Temperature	-65 $^{\circ}$ C to +160 $^{\circ}$ C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+300 $^{\circ}$ C

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specification is not implied. Exposure to absolute Maximum ratings conditions for extended periods may affect the device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V^+ = +5V$, $V^- = -5V$, $CLK_A = CLK_B = \pm 5V$, 1.5MHz, $f_{CLK}/f_0 = 197.92$ for MAX263/67 and 138.23 for MAX264/68, Filter Mode 1, "1" = V^+ and "0" = V^- on F and Q inputs, $T_A = +25^{\circ}C$ unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS	
f_0 Center Frequency Range			See Table 1				
Maximum Clock Frequency			See Table 1				
f_{CLK}/f_0 Ratio Error (Note 1)	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}	MAX26XA MAX26XB	± 0.2 ± 0.2	± 1.0 ± 2.0	%		
f_0 Temperature Coefficient			-5		ppm/ $^{\circ}$ C		
Q Accuracy (deviation from ideal continuous filter) (Note 2)	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} Q = 0.5 to 8 Q = 0.5 to 8 Q = 16 to 32 Q = 16 to 32 Q = 64 Q = 64	MAX26XA MAX26XB MAX26XA MAX26XB MAX26XA MAX26XB	± 1 ± 1 ± 2 ± 2 ± 4 ± 4	± 6 ± 10 ± 10 ± 15 ± 20 ± 25	%		
Q Temperature Coefficient			± 20		ppm/ $^{\circ}$ C		
DC Lowpass Gain Accuracy			± 0.1		dB		
Gain Temperature Coefficient	Lowpass (at D.C.) Bandpass (at f_0)	MAX263/4	-5 $+20$	ppm/ $^{\circ}$ C		V	
Output Offset Voltage (Note 3)	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , Q = 4 Mode 1 BP Output	MAX263/67A MAX263/67B MAX264/68A MAX264/68B	± 0.05 ± 0.05 ± 0.05 ± 0.05	± 0.20 ± 0.30 ± 0.20 ± 0.30			
	Mode 1 LPN Outputs	MAX263A MAX263B MAX264A MAX264B	± 0.40 ± 0.80 ± 0.40 ± 0.80	± 1.00 ± 1.60 ± 1.20 ± 1.60			
	Mode 3 BP, HP Outputs	MAX263A MAX263B MAX264A MAX264B	± 0.10 ± 0.10 ± 0.10 ± 0.10	± 0.20 ± 0.30 ± 0.20 ± 0.30			
	Mode 3 LP Output	MAX263A MAX263B MAX264A MAX264B	± 0.50 ± 0.90 ± 0.50 ± 0.90	± 1.10 ± 1.60 ± 1.30 ± 1.60			
Offset Voltage Temperature Coefficient	$f_{CLK}/f_0 = 100.53$, Q = 4 $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}	± 0.75		mV/ $^{\circ}$ C			
Clock Feedthrough			± 4		mV		
Crosstalk			-70		dB		
Wideband Noise (Note 4)	Q = 1, 2nd-Order, LP/BP 4th-Order LP 4th-Order BP	See Typ. Oper. Char. 90 100		μ V _{RMS}			

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

($V^+ = +5V$, $V^- = -5V$, $CLK_A = CLK_B = \pm 5V$, 1.5MHz, $f_{CLK}/f_0 = 197.92$ for MAX263/67 and 138.23 for MAX264/68, Filter Mode 1, "1" = V^+ and "0" = V^- on F and Q inputs, $T_A = +25^\circ C$ unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Harmonic Distortion at f_0	$Q = 4$, $V_{IN} = 1.5V_{PP}$	-67			dB
Supply Voltage Range	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}	± 2.37	± 5	± 6.3	V
Power Supply Current (Note 5)	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX}	14 14	20 20		mA
Shutdown Supply Current (Note 5)	$Q0-Q6 = \text{all } 0$		2.5		mA
f_0 , Q Programming Inputs	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , F0-F4, Q0-Q6 High Threshold Low Threshold		$V^+ - 0.5$	$V^- + 0.5$	V
Clock Inputs	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , CLK_A , CLK_B High Threshold Low Threshold		2.4	0.8	V
Input Leakage Current	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} $CLK_B = V^+$ or V^- $CLK_A = V^+$ or V^- M0, M1, F0-F4, Q0-Q6 = $V^+ - 0.5V$ or $V^- + 0.5V$ M0, M1, F0-F4, Q0-Q6 = V^+ or V^-	6 20 5	10 60 200		μA
INTERNAL AMPLIFIERS					
Output Signal Swing	$T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , 10k Ω load		± 4.75		V
Output Short Circuit Current	Source Sink		50 2		mA
Power Supply Rejection Ratio	0Hz to 10kHz		-70		dB
Gain Bandwidth Product			2.5		MHz
Slew Rate			6		V/ μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (for $V^{\pm} = \pm 2.5V \pm 5\%$)

($V^+ = +2.37V$, $V^- = -2.37V$, $CLK_A = CLK_B = \pm 2.5V$ 1MHz $f_{CLK}/f_0 = 197.92$ for the MAX263/67 and 138.23 for MAX264/68, Filter Mode 1, $T_A = +25^\circ C$ unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f_0 Center Frequency Range			(Note 6)		
Maximum Clock Frequency			(Note 6)		
f_{CLK}/f_0 Ratio Error (Notes 1, 7)	$Q = 8$	MAX26XA MAX26XB	± 0.1 ± 0.1	± 1 ± 2	%
Q Accuracy (deviation from ideal continuous filter) (Notes 2, 7)	$Q = 8$ $f_{CLK}/f_0 = 197.92$ $f_{CLK}/f_0 = 138.23$	MAX263/67A MAX263/67B MAX264/68A MAX264/68B	± 2 ± 2 ± 2 ± 2	± 6 ± 10 ± 6 ± 10	%
Output Signal Swing	All Outputs		± 2		V
Power Supply Current			7		mA
Shutdown Current			0.45		mA

Note 1: f_{CLK}/f_0 accuracy is tested at 197.92 on the MAX263/67, and at 138.23 on the MAX264/68.

Note 2: Q accuracy tested at $Q = 8$, 32, and 64. Q of 32 and 64 tested at 1/2 stated clock frequency.

Note 3: The Offset Voltage is specified for the entire filter. Offset is virtually independent of Q and f_{CLK}/f_0 ratio setting. The test clock frequency for Mode 3 is 750kHz.

Note 4: Output noise is measured with an RC output smoothing filter at $4 \times f_0$ to remove clock feedthrough.

Note 5: TTL logic levels are: HIGH = 2.4V, LOW = 0.8V. Power supply current is typically 4mA higher with TTL clock input levels.

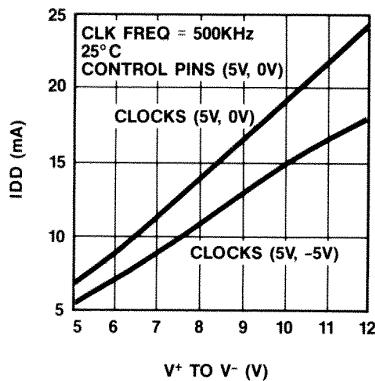
Note 6: At $\pm 2.5V$ supplies, the f_0 range and maximum clock frequency are typically 75% of values listed in Table 1.

Note 7: f_{CLK}/f_0 and Q accuracy are a function of the accuracy of internal capacitor ratios. No increase in error is expected at $\pm 2.5V$ as compared to $\pm 5V$, however these parameters are only tested to the extent indicated by the MIN or MAX limits.

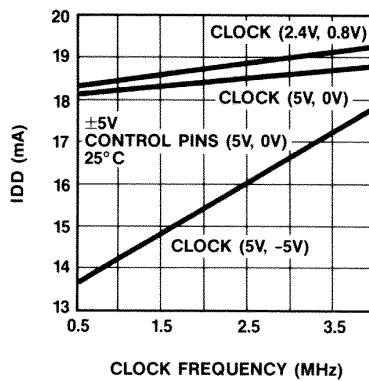
Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Typical Operating Characteristics

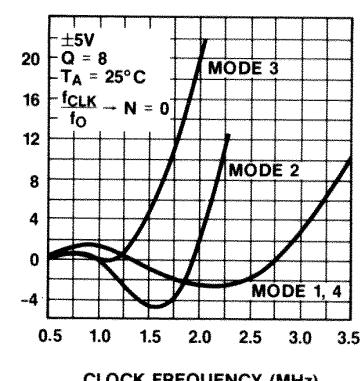
IDD vs POWER SUPPLY VOLTAGE



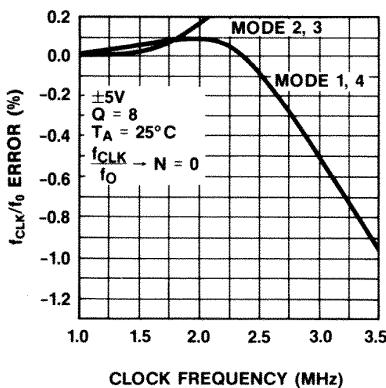
IDD vs CLOCK FREQUENCY



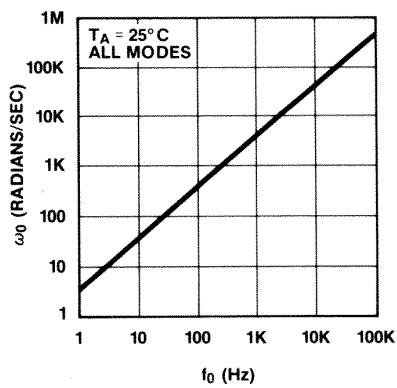
Q vs CLOCK FREQUENCY



f_{CLK}/f₀ vs CLOCK FREQUENCY



ω₀ vs f₀



Wideband RMS Noise (db ref. to 2.47V_{RMS}, 7V_{p-p}), ±5V Operation

Mode	Q = 1			Q = 8			Q = 64		
	LP	BP	HP/AP/N	LP	BP	HP/AP/N	LP	BP	HP/AP/N
1	-84	-90	-84	-80	-82	-85	-72	-73	-85
2	-88	-90	-88	-84	-82	-84	-77	-73	-76
3	-84	-90	-88	-80	-82	-82	-73	-73	-74
4	-83	-89	-84	-79	-81	-85	-71	-73	-85

Notes:

1. f_{CLK} = 1MHz
2. f_{CLK}/f₀ ratio programmed at N = 31 (see Table 2)
3. Clock feedthrough is removed with an RC lowpass at 4f₀, i.e. R = 3.9kΩ, C = 2000pF for MAX263.

Noise Spectral Distribution

(MAX263/67, f_{CLK} = 1 MHz, dB ref. to 2.47V_{RMS}, 7V_{p-p})

Measurement Bandwidth	Q=1	Q=8	Q=64
Wideband	-84	-80	-72
3kHz	-87	-87	-86
C Message Weighted	-93	-93	-93

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Pin Description

MAX263 MAX264 PIN #	MAX267 MAX268 PIN #	NAME	FUNCTION
10	8	V ⁺	Positive supply voltage
18	16	V ⁻	Negative supply voltage
19	17	GND	Analog Ground. Connect to the system ground for dual supply operation or mid-supply for single supply operation. GND should be well bypassed in single supply applications.
13	11	CLK _A	Input to the oscillator and clock input to section A. This clock is internally divided by 2.
14	12	CLK _B	Clock input to filter B. This clock is internally divided by 2.
20	18	OSC OUT	Connects to crystal for self clocked operation
5, 1	5, 1	IN _A , IN _B	Filter inputs
3, 27	2, 24	BP _A , BP _B	Bandpass outputs
2, 28		LP _A , LP _B	Lowpass outputs (MAX263/264 only)
4, 26		HP _A , HP _B	Highpass/Notch/Allpass outputs (MAX263/264 only)
8, 7		M0, M1	Mode select inputs (MAX267/268 are fixed in Mode 1)
24, 17, 23 12, 11	22, 15, 21 10, 9	F0-F4	Clock/center frequency ratio (f_{CLK}/f_0) programming inputs
15, 16, 21 22, 25, 6 9	13, 14, 19 20, 23, 6 7	Q0-Q6	Q programming inputs
	4	OP IN	Inverting input of uncommitted op-amp on MAX267/268 only. Noninverting input is internally connected to ground.
	3	OP OUT	Output of uncommitted op-amp on MAX267/268 only.

MAX263/MAX264/MAX267/MAX268

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

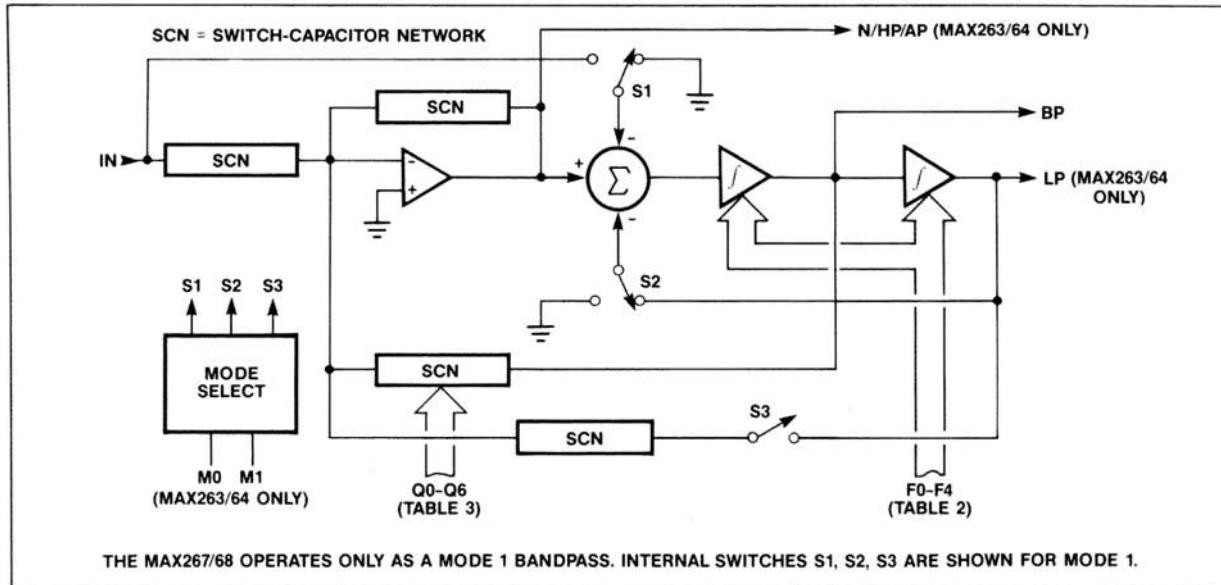


Figure 1. Filter Block Diagram (One Second-Order Section)

Introduction

Each MAX26X device contains two second-order filters. In Figure 1, a block diagram of the state variable topology employed in one filter section shows how on-chip switched capacitor networks provide adjustable feedback to control f_0 and Q. Shared programming inputs require that both halves of the filter be set for the same f_{CLK}/f_0 ratio and Q. In the MAX263 and MAX264 universal filters, switches S1-S3 are controlled by inputs M0 and M1 to set the filter operating mode. The MAX267/68 bandpass filter operates only in Mode 1.

The MAX264/68 uses a lower range of sampling (f_{CLK}/f_0) ratios than the MAX263/67 to allow higher signal bandwidths and a wider programming range. The reduced f_{CLK}/f_0 ratios result in somewhat more deviation from ideal continuous filter parameters than with the MAX263/67, however these differences can be compensated using Figure 17 (See "Applications Hints") or Maxim's filter design software.

The second-order sections in the MAX263/64/67/68 are identical and may be used as matched dual tracking filters, or can be cascaded to form higher-order filters. They can also be combined with external resistors and amplifiers for multiple feedback all-pole bandpass filters.

In all MAX26X series filters, the internal sample rate is one half the input clock rate (CLK_A or CLK_B) due to an internal division by two. All clock related data, tables, and other discussions in this data sheet refer to the frequency at the CLK_A or CLK_B input, i.e. twice the internal sample rate, unless specifically stated otherwise.

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Detailed Description

***f₀* and Q Programming**

Figure 2 shows a block diagram of a complete filter. Each 2nd-order filter section has its own clock input, however, package pin limitations require that f_0 , Q, and Mode control be shared by both sections. The actual center frequency is a function of the filter's clock rate, 5-bit f_0 control word (see Table 2), and operating Mode.

For some filter designs, the MAX263/64/67/68 may require separate clocks for each second-order section since separate programming inputs are not provided. Such designs may be implemented with different clock inputs, or, in the case of bandpass filters, by

using multiple feedback and one clock (see "Description of Filter Functions"). When implementing two or more matched filters, however, the programming restrictions are easily overcome and one clock can still be used as demonstrated by the design example in Figure 21. Another alternative is to use the MAX260/261/262 microprocessor programmed filters or the MAX265/266 resistor programmed filters which allow independent programming of each filter section. Refer to the device data sheets for further details on those products.

MAX263/MAX264/MAX267/MAX268

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Table 1. Typical Clock and Center Frequency Limits (MAX267/268 are operated in Mode 1 only.)

PART	Q	MODE	f_{CLK}	f_0	PART	Q	MODE	f_{CLK}	f_0
MAX263/ 267	1	1	40Hz-4.0MHz	0.4Hz-40kHz	MAX264/ 268	1	1	40Hz-4.0MHz	1.0Hz-100kHz
	1	2	40Hz-4.0MHz	0.5Hz-57kHz		1	2	40Hz-4.0MHz	1.4Hz-140kHz
	1	3	40Hz-4.0MHz	0.4Hz-40kHz		1	3	40Hz-4.0MHz	1.0Hz-100kHz
	1	4	40Hz-4.0MHz	0.4Hz-40kHz		1	4	40Hz-4.0MHz	1.0Hz-100kHz
	8	1	40Hz-2.7MHz	0.4Hz-27kHz		8	1	40Hz-2.5MHz	1.0Hz-60kHz
	8	2	40Hz-2.1MHz	0.5Hz-30kHz		8	2	40Hz-1.4MHz	1.4Hz-50kHz
	8	3	40Hz-1.7MHz	0.4Hz-17kHz		8	3	40Hz-1.4MHz	1.0Hz-35kHz
	8	4	40Hz-2.7MHz	0.4Hz-27kHz		8	4	40Hz-2.5MHz	1.0Hz-60kHz
	64	1	40Hz-2.0MHz	0.4Hz-20kHz		64	1	40Hz-1.5MHz	1.0Hz-37kHz
	90	2	40Hz-1.2MHz	0.4Hz-18kHz		90	2	40Hz-0.9MHz	1.4Hz-32kHz
	64	3	40Hz-1.2MHz	0.4Hz-12kHz		64	3	40Hz-0.9MHz	1.0Hz-22kHz
	64	4	40Hz-2.0MHz	0.4Hz-20kHz		64	4	40Hz-1.5MHz	1.0Hz-37kHz

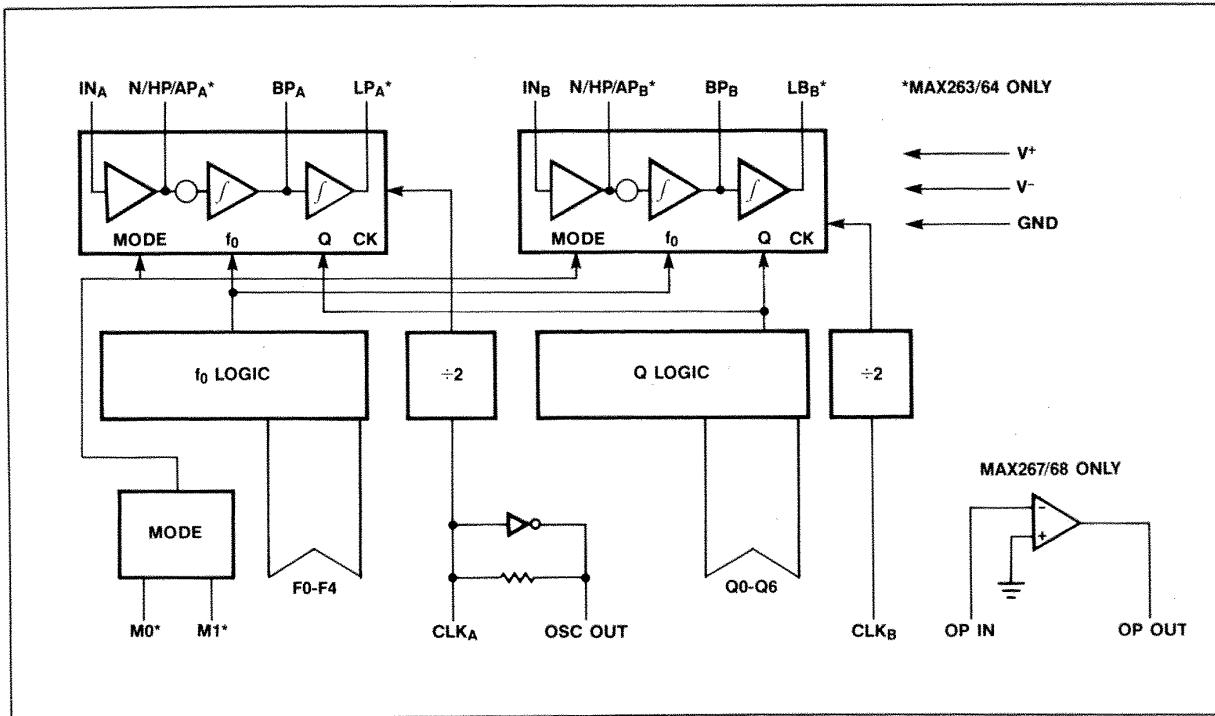


Figure 2. MAX263/264/267/268 Block Diagram

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Table 2. f_{CLK}/f_0 Program Selection Table

f _{CLK} /f ₀ RATIO				PROGRAM CODE					
MAX263/67		MAX264/68		N	F4	F3	F2	F1	F0
MODE 1,3,4	MODE 2	MODE 1,3,4	MODE 2						
100.53	71.09	40.84	28.88	0	0	0	0	0	0
103.67	73.31	43.98	31.10	1	0	0	0	0	1
106.81	75.53	47.12	33.32	2	0	0	0	1	0
109.96	77.75	50.27	35.54	3	0	0	0	1	1
113.10	79.97	53.41	37.76	4	0	0	1	0	0
116.24	82.19	56.55	39.99	5	0	0	1	0	1
119.38	84.42	59.69	42.21	6	0	0	1	1	0
122.52	86.64	62.83	44.43	7	0	0	1	1	1
125.66	88.86	65.97	46.65	8	0	1	0	0	0
128.81	91.80	69.12	48.87	9	0	1	0	0	1
131.95	93.30	72.26	51.10	10	0	1	0	1	0
135.08	95.52	75.40	53.31	11	0	1	0	1	1
138.23	97.74	78.53	55.54	12	0	1	1	0	0
141.37	99.97	81.68	57.76	13	0	1	1	0	1
144.51	102.89	84.82	59.98	14	0	1	1	1	0
147.65	104.41	87.96	62.20	15	0	1	1	1	1
150.80	106.63	91.11	64.42	16	1	0	0	0	0
153.98	108.85	94.25	66.64	17	1	0	0	0	1
157.08	111.07	97.39	68.86	18	1	0	0	1	0
160.22	113.29	100.53	71.09	19	1	0	0	1	1
163.36	115.52	102.67	73.31	20	1	0	1	0	0
166.50	117.74	106.81	75.53	21	1	0	1	0	1
169.65	119.96	109.96	77.75	22	1	0	1	1	0
172.79	122.18	113.10	79.97	23	1	0	1	1	1
175.93	124.40	116.24	82.19	24	1	1	0	0	0
179.07	126.62	119.38	84.81	25	1	1	0	0	1
182.21	128.84	122.52	86.64	26	1	1	0	1	0
185.35	131.07	125.66	88.86	27	1	1	0	1	1
188.49	133.29	128.81	91.08	28	1	1	1	0	0
191.64	135.51	131.95	93.30	29	1	1	1	0	1
194.78	137.73	135.09	95.52	30	1	1	1	1	0
197.92	139.95	138.23	97.74	31	1	1	1	1	1

Notes: 1) For the MAX263/67, $f_{CLK}/f_0 = \pi(N+32)$ in Mode 1, 3, and 4, where N varies from 0 to 31.
 2) For the MAX264/68, $f_{CLK}/f_0 = \pi(N+13)$ in Mode 1, 3, and 4, where N varies 0 to 31.
 3) In Mode 2, all f_{CLK}/f_0 ratios are divided by $\sqrt{2}$.

MAX263/MAX264/MAX267/MAX268

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Table 3. Q Program Selection Table (Continued on following page)

PROGRAMMED Q		PROGRAM CODE							
MODE 1,3,4	MODE 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
Note 4	Note 4	0	0	0	0	0	0	0	0
0.504	0.713	1	0	0	0	0	0	0	1
0.508	0.718	2	0	0	0	0	0	1	0
0.512	0.724	3	0	0	0	0	0	1	1
0.516	0.730	4	0	0	0	0	1	0	0
0.520	0.736	5	0	0	0	0	1	0	1
0.525	0.742	6	0	0	0	0	1	1	0
0.529	0.748	7	0	0	0	0	1	1	1
0.533	0.754	8	0	0	0	1	0	0	0
0.538	0.761	9	0	0	0	1	0	0	1
0.542	0.767	10	0	0	0	1	0	1	0
0.547	0.774	11	0	0	0	1	0	1	1
0.552	0.780	12	0	0	0	1	0	0	
0.556	0.787	13	0	0	0	1	1	0	
0.561	0.794	14	0	0	0	1	1	1	0
0.566	0.801	15	0	0	0	1	1	1	1
0.571	0.808	16	0	0	1	0	0	0	0
0.577	0.815	17	0	0	1	0	0	0	1
0.582	0.823	18	0	0	1	0	0	1	0
0.587	0.830	19	0	0	1	0	0	1	1
0.593	0.838	20	0	0	1	0	1	0	0
0.598	0.846	21	0	0	1	0	1	0	1
0.604	0.854	22	0	0	1	0	1	1	0
0.609	0.862	23	0	0	1	0	1	1	1
0.615	0.870	24	0	0	1	1	0	0	0
0.621	0.879	25	0	0	1	1	0	0	1
0.627	0.887	26	0	0	1	1	0	1	0
0.634	0.896	27	0	0	1	1	0	1	1
0.640	0.905	28	0	0	1	1	1	0	0
0.646	0.914	29	0	0	1	1	1	0	1
0.653	0.924	30	0	0	1	1	1	1	0
0.660	0.933	31	0	0	1	1	1	1	1
0.667	0.943	32	0	1	0	0	0	0	0
0.674	0.953	33	0	1	0	0	0	0	1
0.681	0.963	34	0	1	0	0	0	1	0
0.688	0.973	35	0	1	0	0	0	1	1
0.696	0.984	36	0	1	0	0	1	0	0
0.703	0.995	37	0	1	0	0	1	0	1
0.711	1.01	38	0	1	0	0	1	1	0
0.719	1.02	39	0	1	0	0	1	1	1
0.727	1.03	40	0	1	0	1	0	0	0
0.736	1.04	41	0	1	0	1	0	0	1
0.744	1.05	42	0	1	0	1	0	1	0
0.753	1.06	43	0	1	0	1	0	1	1
0.762	1.08	44	0	1	0	1	1	0	0
0.771	1.09	45	0	1	0	1	1	0	1
0.780	1.10	46	0	1	0	1	1	1	0
0.790	1.12	47	0	1	0	1	1	1	1
PROGRAMMED Q		PROGRAM CODE							
MODE 1,3,4	MODE 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
0.800	1.13	48	0	1	1	0	0	0	0
0.810	1.15	49	0	1	1	0	0	0	1
0.821	1.16	50	0	1	1	0	0	1	0
0.831	1.18	51	0	1	1	0	0	1	1
0.842	1.19	52	0	1	1	0	1	0	0
0.853	1.21	53	0	1	1	0	1	0	1
0.865	1.22	54	0	1	1	0	1	1	0
0.877	1.24	55	0	1	1	0	1	1	1
0.889	1.26	56	0	1	1	1	0	0	0
0.901	1.27	57	0	1	1	1	0	0	1
0.914	1.29	58	0	1	1	1	0	1	0
0.928	1.31	59	0	1	1	1	0	1	1
0.941	1.33	60	0	1	1	1	1	0	0
0.955	1.35	61	0	1	1	1	1	0	1
0.969	1.37	62	0	1	1	1	1	1	0
0.985	1.39	63	0	1	1	1	1	1	1
1.00	1.41	64	1	0	0	0	0	0	0
1.02	1.44	65	1	0	0	0	0	0	1
1.03	1.46	66	1	0	0	0	0	1	0
1.05	1.48	67	1	0	0	0	0	1	1
1.07	1.51	68	1	0	0	0	1	0	0
1.08	1.53	69	1	0	0	0	1	0	1
1.10	1.56	70	1	0	0	0	1	1	0
1.12	1.59	71	1	0	0	0	1	1	1
1.14	1.62	72	1	0	0	1	0	0	0
1.16	1.65	73	1	0	0	1	0	0	1
1.19	1.68	74	1	0	0	1	0	1	0
1.21	1.71	75	1	0	0	1	0	1	1
1.23	1.74	76	1	0	0	1	1	0	0
1.25	1.77	77	1	0	0	1	1	0	1
1.28	1.81	78	1	0	0	1	1	1	0
1.31	1.85	79	1	0	0	1	1	1	1
1.33	1.89	80	1	0	1	0	0	0	0
1.36	1.93	81	1	0	1	0	0	0	1
1.39	1.97	82	1	0	1	0	0	1	0
1.42	2.01	83	1	0	1	0	0	1	1
1.45	2.06	84	1	0	1	0	1	0	0
1.49	2.10	85	1	0	1	0	1	0	1
1.52	2.16	86	1	0	1	0	1	1	0
1.56	2.21	87	1	0	1	0	1	1	1
1.60	2.26	88	1	0	1	1	0	0	0
1.64	2.32	89	1	0	1	1	0	0	1
1.68	2.40	90	1	0	1	1	0	1	0
1.73	2.45	91	1	0	1	1	0	1	1
1.78	2.51	92	1	0	1	1	1	0	0
1.83	2.59	93	1	0	1	1	1	0	1
1.88	2.66	94	1	0	1	1	1	1	0
1.94	2.74	95	1	0	1	1	1	1	1

Notes: 4) Writing all 0s into Q0-Q6 activates a low power shutdown mode. BOTH filter sections are deactivated. 0 = V-, 1 = V+.

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Table 3. Q Program Selection Table (Continued)

PROGRAMMED Q		PROGRAM CODE							
MODE 1,3,4	MODE 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
2.00	2.83	96	1	1	0	0	0	0	0
2.06	2.92	97	1	1	0	0	0	0	1
2.13	3.02	98	1	1	0	0	0	1	0
2.21	3.12	99	1	1	0	0	0	1	1
2.29	3.23	100	1	1	0	0	1	0	0
2.37	3.35	101	1	1	0	0	1	0	1
2.46	3.48	102	1	1	0	0	1	1	0
2.56	3.62	103	1	1	0	0	1	1	1
2.67	3.77	104	1	1	0	1	0	0	0
2.78	3.96	105	1	1	0	1	0	0	1
2.91	4.11	106	1	1	0	1	0	1	0
3.05	4.31	107	1	1	0	1	0	1	1
3.20	4.53	108	1	1	0	1	1	0	0
3.37	4.76	109	1	1	0	1	1	0	1
3.56	5.03	110	1	1	0	1	1	1	0
3.76	5.32	111	1	1	0	1	1	1	1

Notes: 5) In Modes 1, 3, and 4: $Q = 64/(128-N)$

6) In Mode 2, the listed Q values are those of Mode 1 multiplied by $\sqrt{2}$. Then $Q = 90.51/(128-N)$

PROGRAMMED Q		PROGRAM CODE							
MODE 1,3,4	MODE 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
4.00	5.66	112	1	1	1	0	0	0	0
4.27	6.03	113	1	1	1	0	0	0	1
4.57	6.46	114	1	1	1	0	0	1	0
4.92	6.96	115	1	1	1	0	0	1	1
5.33	7.54	116	1	1	1	0	1	0	0
5.82	8.23	117	1	1	1	0	1	0	1
6.40	9.05	118	1	1	1	0	1	1	0
7.11	10.1	119	1	1	1	0	1	1	1
8.00	11.3	120	1	1	1	1	0	0	0
9.14	12.9	121	1	1	1	1	0	0	1
10.7	15.1	122	1	1	1	1	0	1	0
12.8	18.1	123	1	1	1	1	0	1	1
16.0	22.6	124	1	1	1	1	1	0	0
21.3	30.2	125	1	1	1	1	1	0	1
32.0	45.3	126	1	1	1	1	1	1	0
64.0	90.5	127	1	1	1	1	1	1	1

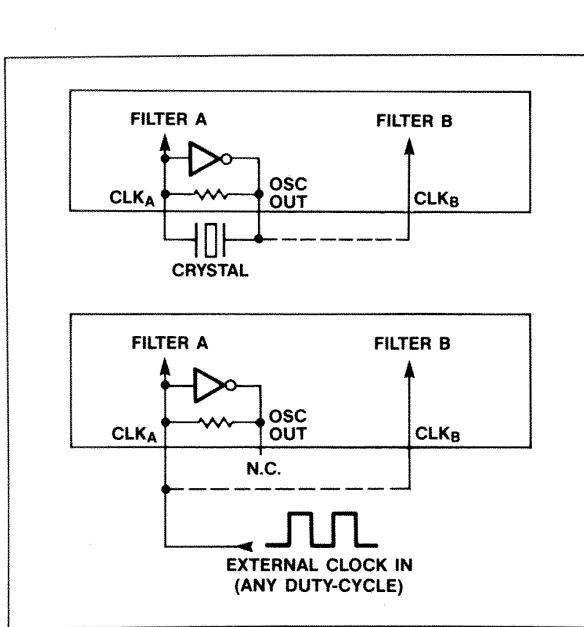


Figure 3. Clock Input Connections

Oscillator and Clock Inputs

The clock circuitry of the MAX263/64/67/68 can operate with a crystal or an external clock generator as shown in Figure 3. The duty cycle of the clock at CLK_A and CLK_B is unimportant because the input is internally divided by two to generate the sampling clock for each filter section. It is important to note that this internal division also halves the sample rate when considering aliasing and other sampled system phenomenon.

Shutdown Mode
The filter enters a shutdown mode when all Q inputs, Q_0-Q_6 , are tied low. When shut down, power consumption with $\pm 5V$ supplies typically drops to 25mW. When reactivating the filter after shutdown, allow 2ms to return to full operation.

Filter Operating Modes (MAX263/264 Only)

The MAX263/264's filter sections can be configured in four basic "Modes" as selected by inputs $M0$ and $M1$ (see Table 4). The MAX267/68 operates only in Mode 1. A fifth mode, 3A, uses an external op amp and resistors but is selected the same way and uses the same internal configuration as Mode 3.

Figures 4 through 8 show symbolic representations of the MAX263/64 filter modes. Only one second-order section is shown in each case, however the f_0 , Q, and Mode select inputs are common to both halves of the IC. The f_0 , f_N (notch), Q, and various output gains for each mode are shown in Table 4.

Filter Mode Selection

All operating modes listed in this section can be used with the MAX263/64. The MAX267/68 bandpass filter operates only in Mode 1.

MODE 1 (Figure 4) is useful when implementing all-pole lowpass and bandpass filters such as Butterworth, Chebyshev, Bessel, etc. It can also be used for notch filters, but only second-order notches because the relative pole and zero locations are fixed. Higher order notch filters require more latitude in f_0 and f_N , which is why they are more easily implemented with Mode 3A.

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Table 4. Filter Modes for Second-Order Functions—MAX263/264 (MAX267/268 = MODE 1, BP only)

MODE	M1, M0	FILTER FUNCTIONS	f_0	Q	f_N	H_{OLP}	H_{OBP}	H_{ON1} ($f \rightarrow 0$)	H_{ON2} ($f \rightarrow f_{CLK}/4$)	OTHER
1	0, 0	LP, BP, N	SEE TABLE 2	SEE TABLE 3	f_0	-1	-Q	-1	-1	
2	0, 1	LP, BP, N			$f_0\sqrt{2}$	-0.5	$-Q/\sqrt{2}$	-0.5	-1	
3	1, 0	LP, BP, HP				-1	-Q			$H_{OHP} = -1$
3A	1, 0	LP, BP, HP, N			$f_0\sqrt{\frac{R_H}{R_L}}$	-1	-Q	$+\frac{R_G}{R_L}$	$+\frac{R_G}{R_H}$	$H_{OHP} = -1$
4	1, 1	LP, BP, AP				-2	-2Q			$H_{OAP} = -1$ $f_Z = f_0$, $Q_Z = Q$

Notes: f_0 = Center Frequency

f_N = Notch Frequency

H_{OLP} = Lowpass Gain at DC

H_{OBP} = Bandpass Gain at f_0

H_{OHP} = Highpass Gain as f approaches $f_{CLK}/4$

H_{ON1} = Notch Gain as f approaches DC

H_{ON2} = Notch Gain as f approaches $f_{CLK}/4$

H_{OAP} = Allpass Gain

f_Z , Q_Z = f and Q of Complex Pole Pair

Mode 1, along with Mode 4, supports the highest clock frequencies (see Table 1) because the input summing amplifier is outside the filter's resonant loop (Figure 4). The gain of the lowpass and notch outputs is 1, while the bandpass gain at the center frequency is Q. For bandpass gains other than Q, the filter input or output can be scaled by a resistive divider or op amp. In multiple feedback filters, the gain is set by the feedback resistors.

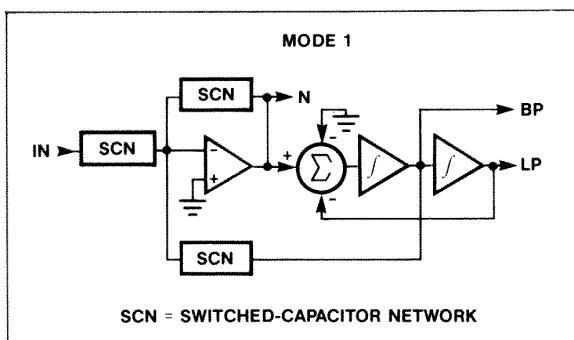


Figure 4. Filter Mode 1: Second-Order Bandpass, Lowpass and Notch

MODE 2 (Figure 5) is used for all-pole lowpass and bandpass filters. Key advantages compared to Mode 1 are higher available Qs (see Table 3) and lower output noise. Mode 2's available f_{CLK}/f_0 ratios are $\sqrt{2}$ less than with Mode 1 (see Table 2) so a wider overall range of f_0 s can be selected from a single clock when both modes are used together.

MODE 3 (Figure 6) is the only mode which produces high-pass filters. The maximum clock frequency is somewhat less than with Mode 1 (see Table 1).

MODE 3A (Figure 7) uses a separate op amp to sum the highpass and lowpass outputs of Mode 3,

creating a separate notch output. This output allows the notch to be set independently of f_0 by adjusting the op amp's feedback resistor ratio (R_H , R_L). R_H , R_L , and R_G are external resistors. Because the notch can be independently set, Mode 3A is also useful when designing pole-zero filters such as elliptics.

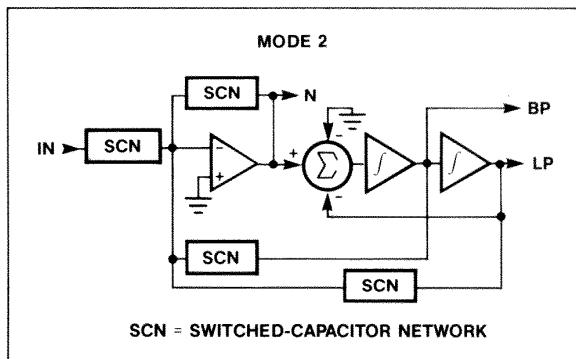


Figure 5. Filter Mode 2: Second-Order Bandpass, Lowpass and Notch

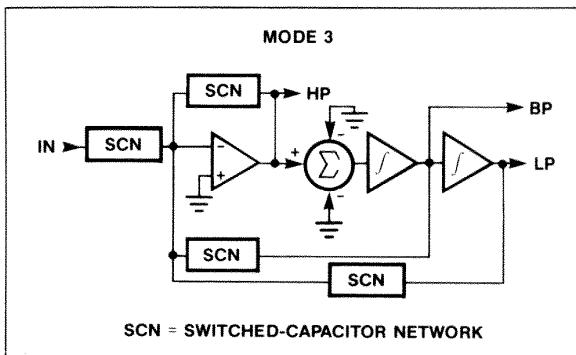


Figure 6. Filter Mode 3: Second-Order Bandpass, Lowpass and Highpass

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

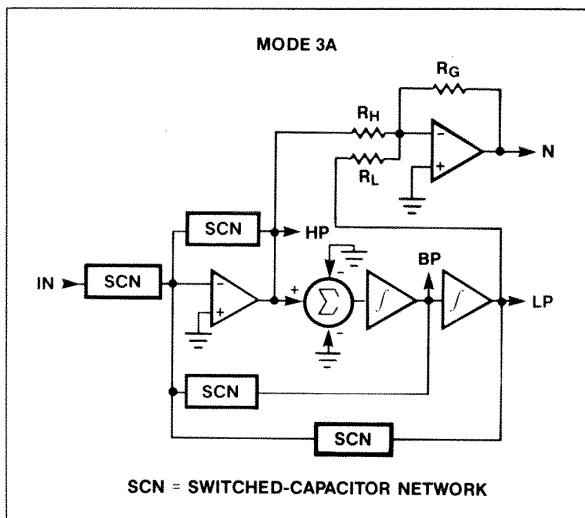


Figure 7. Filter Mode 3A: Second-Order Bandpass, Lowpass, Highpass and Notch. For elliptic LP, BP, HP and Notch, the N output is used.

MODE 4 (Figure 8) is the only mode that provides an allpass output. This is useful when implementing group delay equalization. In addition to this, Mode 4 can also be used in all pole lowpass and bandpass filters. Along with Mode 1, it is the fastest operating mode for the filter, although the gains are different than in Mode 1. When the allpass function is used, note that some amplitude peaking occurs (approximately 0.3dB when Q = 8) at f_0 . Also note that f_0 and Q sampling errors are highest in Mode 4 (see Figure 17).

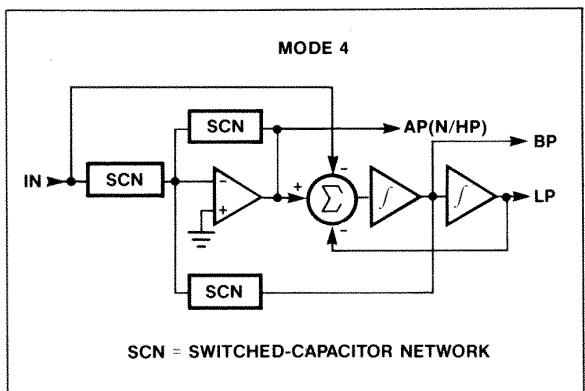


Figure 8. Filter Mode 4: Second-Order Bandpass, Lowpass and Allpass

Description of Filter Functions

The MAX263/64 performs all filter functions listed in this section. The MAX267/68 operates only as a bandpass filter.

BANDPASS (Figure 9)

For all pole bandpass and lowpass filters (Butterworth, Bessel, Chebyshev) use Mode 1 if possible. If appropriate f_{CLK}/f_0 or Q values are not available in Mode 1, Mode 2 may provide a selection that is closer to the required values. Mode 1 however has the highest bandwidth (see Table 1). For pole-zero filters such as elliptics see Mode 3A.

$$G(s) = H_{OBP} \frac{s(\omega_0/Q)}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OBP} = Bandpass output gain at $\omega = \omega_0$

$f_0 = \omega_0/2\pi$ = The center frequency of the complex pole pair. Input-output phase shift is -180° at f_0 .

Q = The quality factor of the complex pole pair. Also the ratio of f_0 to -3dB bandwidth of the second-order bandpass response.

LOWPASS See Bandpass text. (Figure 10)

$$G(s) = H_{OLP} \frac{\omega_0^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OLP} = Lowpass output gain at DC

$f_0 = \omega_0/2\pi$

HIGHPASS (Figure 11)

Mode 3 is the only mode with a highpass output. It will work for all pole filter types such as Butterworth, Bessel and Chebyshev. Use mode 3A for filters employing both poles and zeros such as elliptics.

$$G(s) = H_{OHP} \frac{s^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OHP} = Highpass output gain as f approaches $f_{CLK}/4$

$f_0 = \omega_0/2\pi$

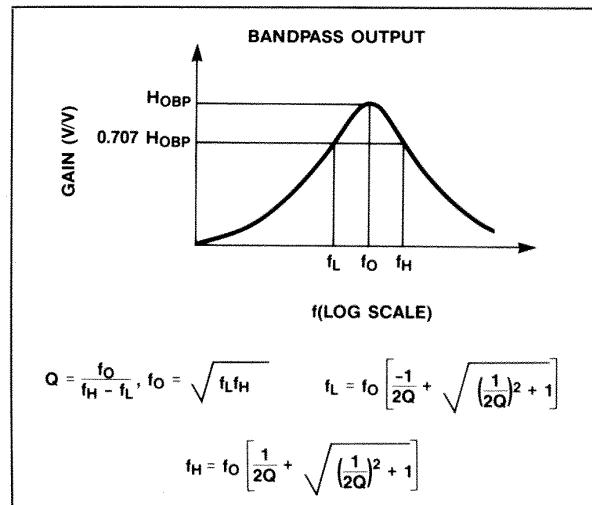


Figure 9. Second-Order Bandpass Characteristics

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

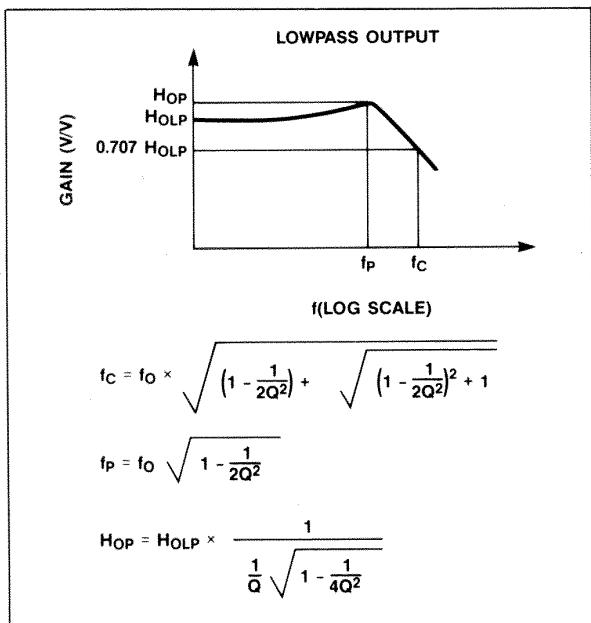


Figure 10. Second-Order Lowpass Characteristics

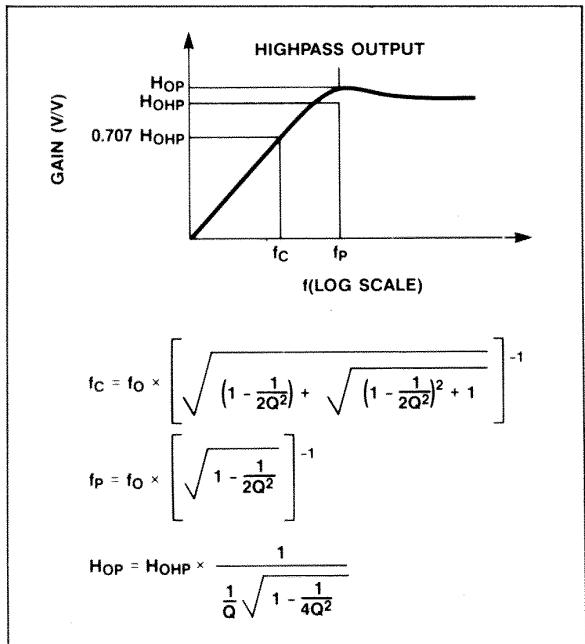


Figure 11. Second-Order Highpass Characteristics

NOTCH (Figure 12)

Mode 3A is recommended for multi-pole notch filters. In 2nd order filters, Mode 1 can also be used. The advantages of Mode 1 are higher bandwidth compared

to mode 3 (Higher f_N can be implemented) and no need for external components as required in Mode 3A.

$$G(s) = H_{ON2} \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{ON2} = Notch output gain as f approaches $f_{CLK}/4$

H_{ON1} = Notch output gain as f approaches DC

$$f_n = \omega_n/2\pi$$

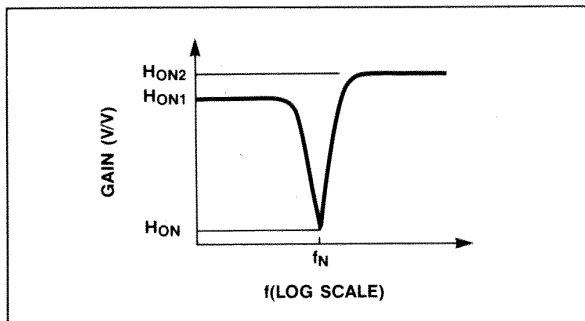


Figure 12. Second-Order Notch Characteristics

ALL PASS

Mode 4 is the only configuration in which an allpass function can be realized.

$$G(s) = H_{OAP} \frac{s^2 - s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}{s^2 + s(\omega_0/Q) + \omega_0^2}$$

H_{OAP} = All pass output gain for DC < f < $f_{CLK}/4$

$$f_0 = \omega_0/2\pi$$

Filter Design Procedure

The procedure for most filter designs is to first convert the required frequency response specifications to f_0 s and Q s for the appropriate number of second-order sections that implement the filter. This can be done by using design equations or tables in available literature, or can be conveniently calculated using Maxim's filter design software. Once the f_0 and Q s have been found, the next step is to turn them into the digital program coefficients required by the filter. An operating Mode and clock frequency (or clock/center frequency ratio) must also be selected.

Next, if the sample rate ($f_{CLK}/2$) is low enough to cause significant errors, the selected f_0 s and Q s should be corrected to account for sampling effects by using Figure 17 or Maxim's design software. In most cases, the sampling errors are small enough to require no correction, i.e. less than 1%. In any case, with or without correction, the required f_0 s and Q s can then be selected from Tables 2 and 3. Maxim's filter design software can also perform this last step. The desired f_0 s and Q s are stated, and the appropriate digital coefficients are supplied.

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Multiple Feedback Bandpass Filters

An alternate implementation of all-pole bandpass filters (i.e. Butterworth, Chebyshev) requires only one clock and common programming for all second-order sections. This can be useful with MAX26X pin-programmed filters since the two second-order halves must be programmed with the same f_{CLK}/f_0 ratio and Q (although they may use different clocks).

As shown in Figure 13, external resistors connect the outputs of cascaded filter sections to a summing op-amp at the input. Since each 2nd-order section inverts (gain = -Q) the output from odd numbered sections (except for the first) must be inverted before being fed back as in the 8th-order example in Figure 13. The MAX267/68 has an on-chip amplifier for this purpose but the MAX263/64 requires external op-amp(s).

In multiple feedback filters, the bandpass response is a function of the clock, f_{CLK}/f_0 ratio, Q, and feedback resistor ratios. In Table 5, constants for calculating resistor ratios in common bandpass configurations are listed. Maxim's filter design program "BP" also selects resistors for multiple feedback bandpass designs. A 4th-order design example (Figure 13) best illustrates how Table 5 is used.

Multiple Feedback Example

Requirements: 4th-order Chebyshev with 1 dB pass-band ripple, $f_0 = 10\text{kHz}$, and bandwidth (BW) = 2kHz.

- 1) The overall filter Q is $Q_F = f_0/\text{BW} = 10\text{kHz}/2\text{kHz} = 5$

Table 5. Multiple Feedback Bandpass Filter Constants

TYPE (RIPPLE)	ORDER	K0	K2	K3	K4	KQ
Butterworth (3.0 dB)	4	2.0000	4.0000			1.4142
	6	2.3704	2.6667	9.1429		1.5000
	8	2.9142	2.000	5.8284	14.315	1.5307
Chebyshev (0.1 dB)	4	1.6983	2.9512			0.8430
	6	1.3183	1.2137	4.5125		1.5473
	8	0.7986	0.5782	1.8809	2.0343	2.2176
Chebyshev (0.2 dB)	4	1.5757	2.5998			1.0378
	6	1.1128	0.9894	3.7271		1.8413
	8	0.5891	0.4551	1.4954	1.3309	2.6057
Chebyshev (0.5 dB)	4	1.3405	2.0161			1.4029
	6	0.8143	0.6897	2.6447		2.3944
	8	0.3389	0.3040	1.0114	0.6365	3.3406
Chebyshev (1.0 dB)	4	1.0930	1.5039			1.8219
	6	0.5822	0.4756	1.8475		3.0354
	8	0.1869	0.2038	0.6840	0.3002	4.1981
Chebyshev (1.5 dB)	4	0.9192	1.1934			2.1688
	6	0.4515	0.3616	1.4145		3.5705
Chebyshev (2.0 dB)	4	0.7850	0.9767			2.4881
	6	0.3641	0.2878	1.1308		4.0660
Chebyshev (2.5 dB)	4	0.6769	0.8148			2.7962
	6	0.3005	0.2353	0.9275		4.5462
Chebyshev (3.0 dB)	4	0.5875	0.6886			3.1013
	6	0.2519	0.1959	0.7739		5.0231

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Table 6. Cascading Identical Bandpass Filter Sections

Total Sections	Total B.W.	Total Q
1	1.000 B	1.00 Q
2	0.644 B	1.55 Q
3	0.510 B	1.96 Q
4	0.435 B	2.30 Q
5	0.386 B	2.60 Q

Note: B = individual stage bandwidth, Q = individual stage Q. Bandwidth are listed for up to five identical second-order sections. B is the bandwidth of each section.

In high order bandpass filters that do not use multiple feedback, stages with different f_0 s and Qs may also be cascaded. When this happens the overall filter gain at the bandpass center frequency is not simply the product of the individual gains because f_0 s, the frequency where each section's gain is specified, is different for each second-order section. The gain of each section at the cascaded filter's center frequency must be determined to obtain the total gain.

For all-pole filters the gain, $H(f_0)$, at each second-order section's f_0 is divided by an adjustment factor, G, to obtain that section's gain, $H(f_{0BP})$, at the overall center frequency:

$$H_1(f_{0BP}) = H(f_{01})/G_1 = \text{Section 1's Gain at } f_{0BP}$$

$$G_1 = \frac{Q_1[(F_1^2 - 1)^2 + (F_1/Q_1)^2]^{1/2}}{F_1}$$

$$\text{where } F_1 = f_{01}/f_{0BP}$$

G_1 , Q_1 , and f_{01} are the gain adjustment factor, Q, and f_0 for the first of the cascaded second-order sections. The gain of the other sections (2, 3 etc.) at f_{0BP} is determined the same way. The overall gain is:

$$H(f_{0BP}) = H_1(f_{0BP}) \times H_2(f_{0BP}) \times \text{etc.}$$

For cascaded filters with zeros (f_Z) such as elliptics, the gain adjustment factor for each stage is:

$$G_1 = \frac{Q_1[F_{Z1}^2 - F_1^2] [(F_1^2 - 1)^2 + (F_1/Q_1)^2]^{1/2}}{F_1^2(F_{Z1}^2 - 1)}$$

$$\text{where } F_{Z1} = f_{Z1}/f_{0BP}, \text{ and } F_1 \text{ is the same as above.}$$

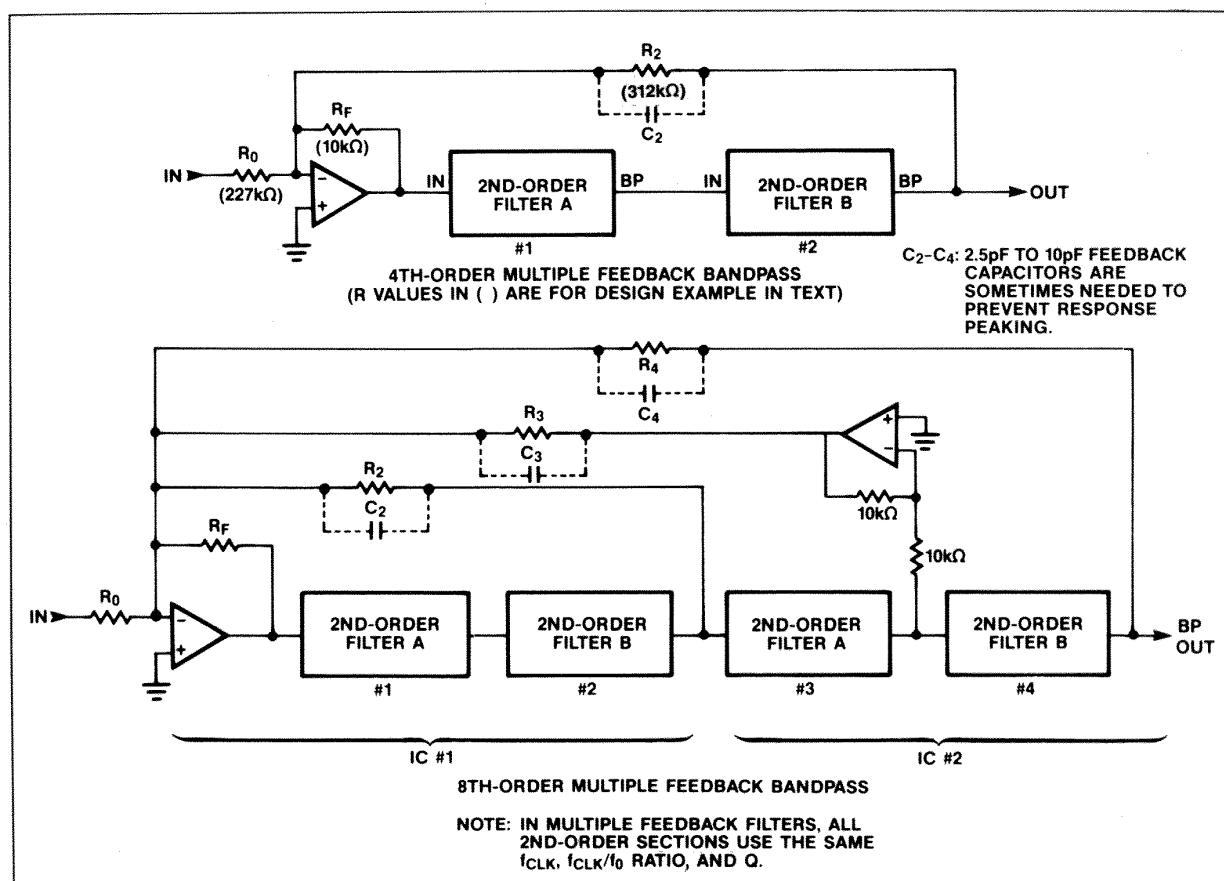


Figure 13. Multiple Feedback Bandpass Block Diagram (See Text for R Values)

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

Application Hints

Power Supplies

The MAX263/64/67/68 can be operated with a variety of power supply configurations including +5V to +12V single supply, or $\pm 2.5V$ to $\pm 6V$ dual supplies. When a single supply is used, V^- is connected to system ground and the filter's GND pin should be biased at $V^+/2$. The input signal is then either capacitively coupled to the filter input or biased to $V^+/2$. Figure 14 shows circuit connections for single supply operation.

Power consumption at $\pm 5V$ is reduced if CLK_A and CLK_B are driven with $\pm 5V$, rather than TTL or 0 to 5V levels. Operation with +5V or $\pm 2.5V$ power lowers power consumption but also reduces bandwidth by approximately 25% compared to +12V or $\pm 5V$ supplies.

Best performance is achieved if V^+ and V^- are bypassed to ground with $4.7\mu F$ electrolytic (Tantalum is preferred.) and $0.1\mu F$ ceramic capacitors. These should be located as close to the supply pins as possible. The lead length of the bypass capacitors should be shortest at the V^+ and V^- pins. When using a single supply V^+ and GND should be bypassed to V^- as shown in Figure 14.

Output Swing and Clipping

MAX26X outputs are designed to swing to within 0.15V of each supply rail with a $10k\Omega$ load.

To ensure that the outputs are not driven beyond their maximum range (output clipping), the peak amplitude response, individual section gains (H_{OBP} , H_{OLP} , H_{OHP}), input signal level, and filter offset voltages must be carefully considered. It is especially important to check UNUSED outputs for clipping (i.e. the lowpass output in a bandpass hookup) because overload at ANY filter stage severely distorts the overall response. The maximum signal swing with $\pm 4.75V$ supplies and a 1.0V filter offset is approximately $\pm 3.5V$.

For example let's assume a fourth-order lowpass filter is being implemented with a Q of 2 using Mode 1. With a single 5V supply (i.e. $\pm 2.5V$ with respect to chip GND) the maximum output signal is $\pm 2V$ (w.r.t. GND). Since in Mode 1 the maximum signal is Q times the input signal, the input should not exceed $\pm(2/Q)V$, or $\pm 1V$ in this case.

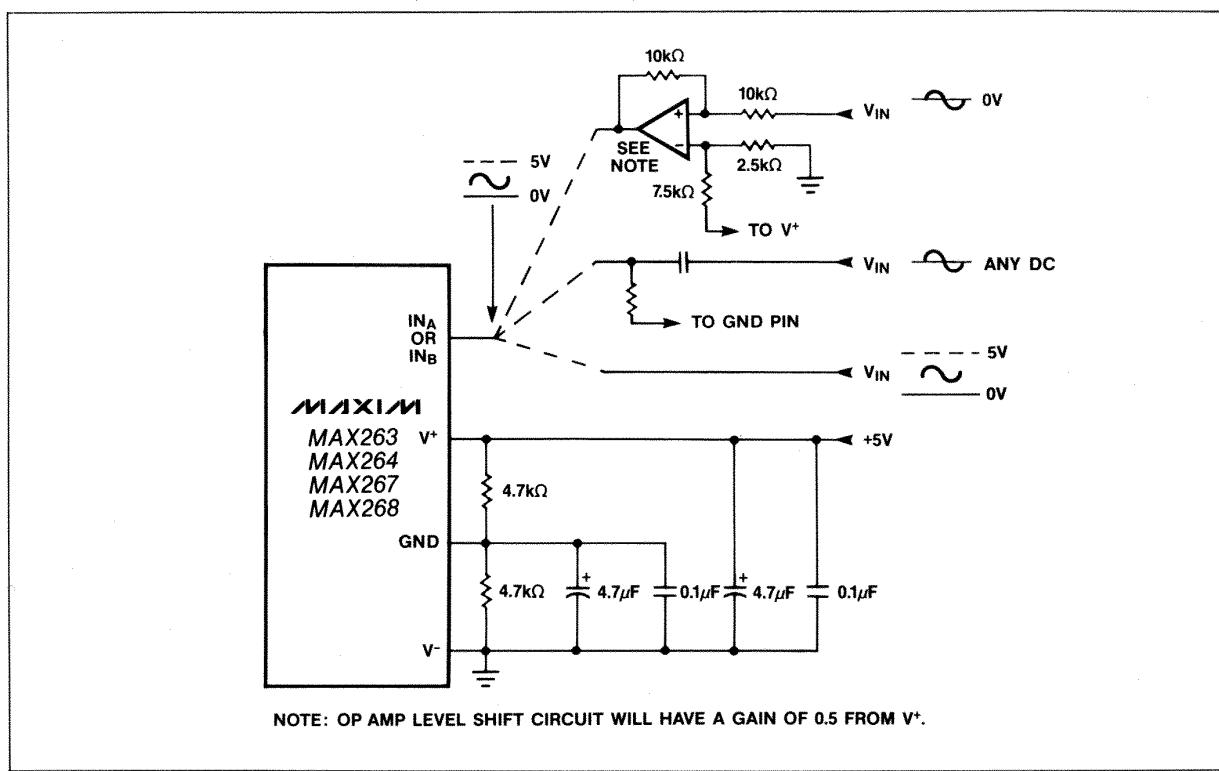


Figure 14. Power Supply and Input Connections for Single Supply Operation

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

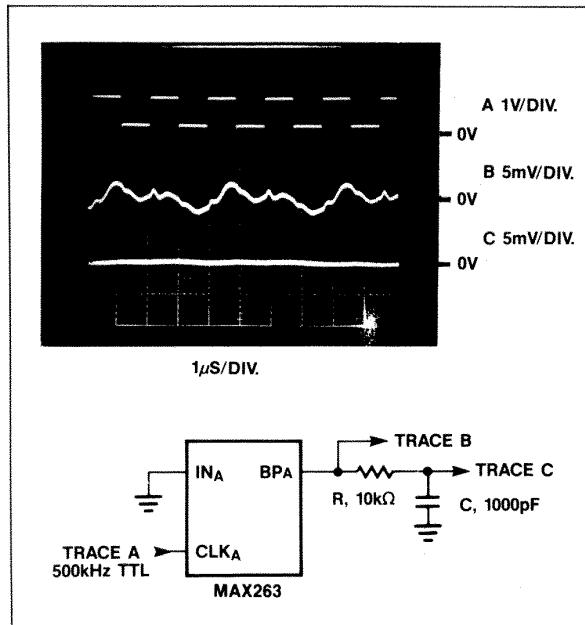


Figure 15. MAX263 Bandpass Output Clock Noise

Clock Feedthrough and Noise

Typical wideband noise for MAX26X series devices is 0.5mV_{pp} from DC to 100kHz. The noise is virtually independent of clock frequency. In multistage filters, the section with the highest Q should be placed first for lower output noise.

The output waveform of the MAX26X series and other switched capacitor filters appears as a sampled signal with stepping or "staircasing" of the output waveform occurring at the internal sample rate ($f_{\text{CLK}}/2$). This stepping, if objectionable, can be removed by adding a single pole RC filter. With no input signal, clock related feedthrough is approximately 8mV_{pp} . This can also be attenuated with an RC smoothing filter as shown with the MAX263 in Figure 15.

Input Impedance

The filter input model is shown in Figure 16. Input capacitor C_A is shunted by C_B which is switched at one half the input clock frequency ($f_{\text{CLK}}/2$). The input impedance is described by: $R_{\text{IN}} = 2/(C_A \times f_{\text{CLK}})$. There is also a fixed stray capacitance of about 5pF to ground.

Digital Inputs

Filter programming is accomplished by tying input pins M0, M1, F0-F4, and Q0-Q6 to high or low voltage levels, typically V^+ and V^- . Inputs are not internally pulled up or down, so these inputs must not be left unconnected. Input thresholds are guaranteed to be no higher than $V^+ - 0.5\text{V}$ and no lower than $V^- + 0.5\text{V}$. When driving the digital inputs (i.e., the digital inputs

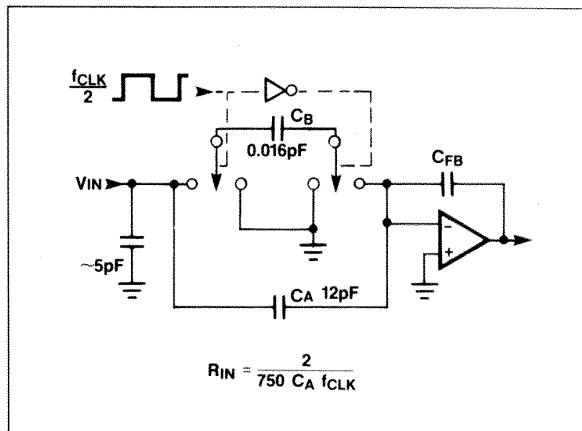


Figure 16. MAX263/64/67/68 Input Model

are tied to microprocessor I/O lines), additional protection is provided by placing a $1\text{k}\Omega$ resistor in series with the programming pins. If pull-up resistors are used with switches at the programming inputs, as might be the case in prototype breadboards, the pull-up resistors should be no more than $3.3\text{k}\Omega$.

f_0 and Q at Low Sample Rates

When low f_{CLK}/f_0 ratios and low Q settings are selected, deviation from ideal continuous filter response may be noticeable in some designs. This is due to interaction between Q_s and f₀ at low f_{CLK}/f_0 ratios and Q_s. The data in Figure 17 quantifies these differences. Since the errors are predictable, the graphs can be used to correct the selected f₀ and Q so that the actual realized parameters are on target. These predicted errors are not unique to MAX26X series devices and in fact occur with all sampled filters. Consequently, these corrections can be applied to other switched-capacitor filters. In the majority of cases, the errors are not significant, i.e. less than 1%, and correction is not needed. However, the MAX264/68 does employ a lower range of f_{CLK}/f_0 ratios than the MAX263/67 and is more prone to sampling errors as the tables show.

Maxim's filter design software applies the previous corrections automatically as a function of desired f_{CLK}/f_0 , and Q. Therefore, Figure 17 should NOT be used when Maxim's software determines f₀ and Q. This results in overcompensation of the sampling errors since the correction factors are then counted twice.

The data plotted in Figure 17 applies for Modes 1 and 3. When using Figure 17 for Mode 4, the f₀ error obtained from the graph should be multiplied by 1.5 and the Q error should be multiplied by 3.0. In Mode 2 the value of f_{CLK}/f_0 should be multiplied by $\sqrt{2}$ and the programmed Q should be divided by $\sqrt{2}$ before using the graphs.

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

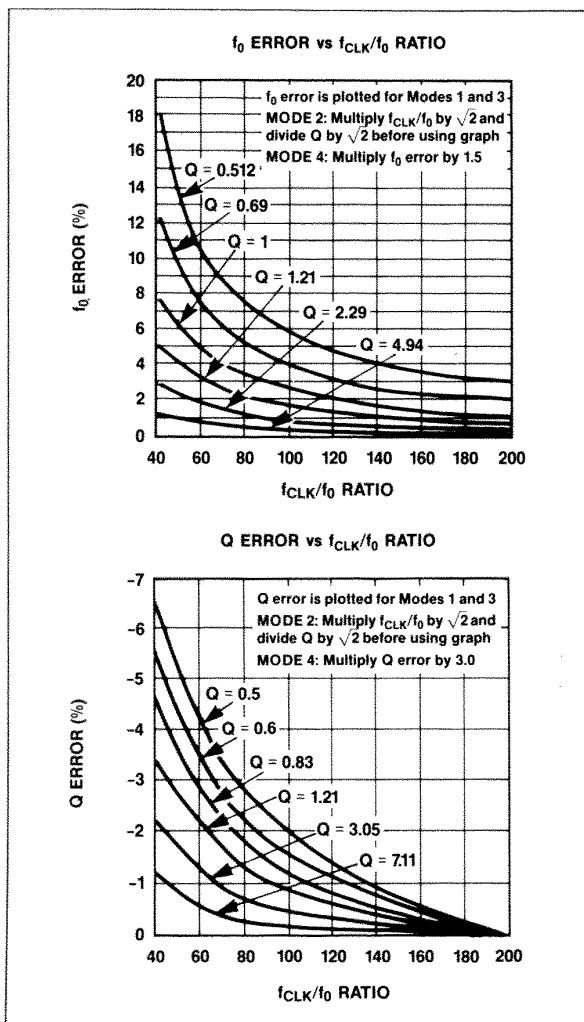


Figure 17. Sampling Errors in f_{CLK}/f_0 and Q at Low f_{CLK}/f_0 and Q Settings

Aliasing

As with all sampled systems, frequency components of the input signal above one half the sampling rate will be aliased. In particular, input signal components near the sampling rate generate difference frequencies that often fall within the passband of the filter. Such aliased signals, when they appear at the output, are indistinguishable from real input information. For example, the aliased output signal generated when a 99kHz waveform is applied to a filter sampling at 100kHz, ($f_{CLK} = 200\text{kHz}$) is 1kHz. This waveform is an attenuated version of the output that would result from a true 1kHz input. Remember that with the MAX26X series filters, the nyquist rate (one half the sample rate) is in fact $f_{CLK}/4$ because f_{CLK} is internally divided by two.

A simple passive RC lowpass input filter is usually sufficient to remove input frequencies that can cause aliasing. In many cases the input signal itself may be band limited and require no special anti-alias filtering. The wideband MAX264/68 uses lower f_{CLK}/f_0 ratios than the MAX263/67 and for this reason is more likely to require input filtering than the MAX263 or MAX267.

Trimming DC Offset

The DC offset voltage at the LP or Notch output can be adjusted with the circuit in Figure 18. This circuit also uses the input op-amp to implement a single pole anti-alias filter. Note that the total offset will generally be less in multistage filters than when only one section is used since each offset is typically negative and each section inverts. When the HP or BP outputs are used, the offset can be removed with capacitor coupling.

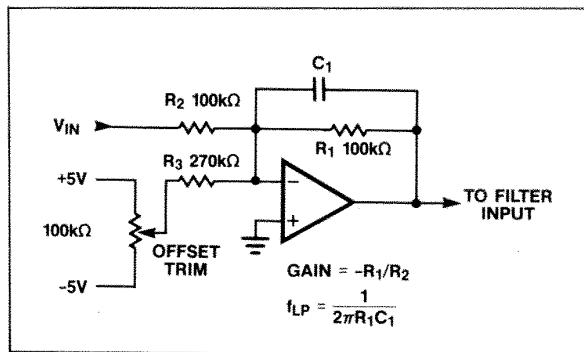


Figure 18. Circuit for DC Offset Adjustment

Design Examples

4th-Order Multiple Feedback Bandpass—MAX268

In Figure 19, a pin-programmed MAX268 operates as a 4th-order 50kHz Chebyshev bandpass. The specifications are:

Center frequency (f_0) = 50kHz
Pass bandwidth = 10kHz
Max. passband ripple = 0.1dB
Gain at center freq. = 1V/V

Two identical 2nd-order sections and the internal op amp are used with multiple feedback. The general form is as in Figure 13. Maxim's design program, BP, generates the programming codes and feedback resistor values. With a 2.5MHz crystal clock the realized parameters are:

Center frequency = 50.305kHz
Pass Bandwidth = 10.07kHz
Programmed f_{CLK}/f_0 ratio = 50.27 (N = 3)
Programmed Q = 4.27 (N = 113)
(desired Q = 4.215)
Actual Q (with error correction) = 4.21
Resistors: $R_2 = 131\text{k}\Omega$, $R_0 = 75\text{k}\Omega$, $R_F = 10\text{k}\Omega$

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

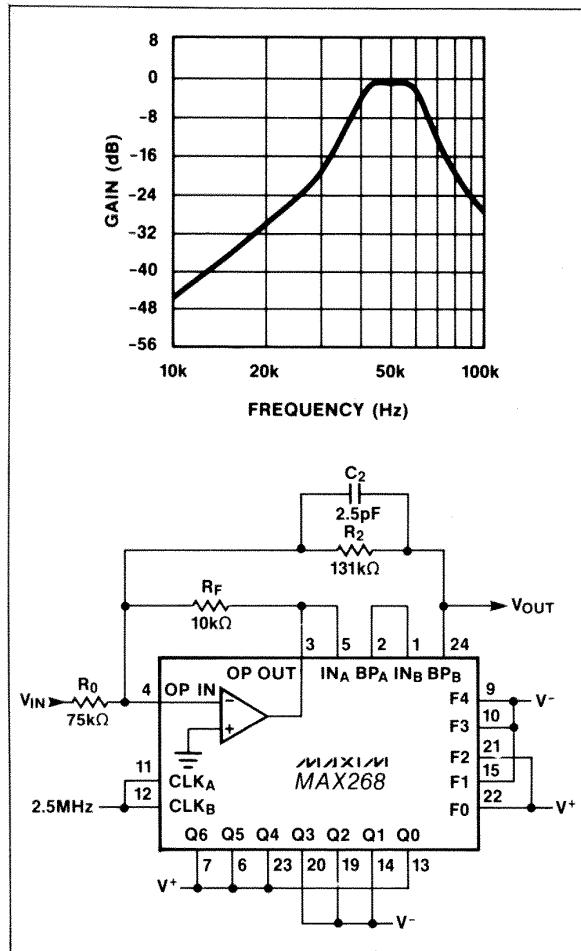


Figure 19. 4th-Order 50kHz Chebyshev Bandpass Using Multiple Feedback

Other clock rates and f_{CLK}/f_0 ratios can be chosen to implement the same filter, but larger f_{CLK}/f_0 ratios provide performance closer to the ideal. Capacitor C_2 may be needed to prevent response peaking at the passband edge. In this example $C_2 = 2.5\text{pF}$.

Multiple feedback can also be extended to 8th-order designs while still using one clock by adding a second MAX268 and 2 additional feedback resistors. These can also be calculated with the design program, BP. Note that for filter order above 4, the feedback signal from odd filter sections is inverted before it is summed (see Figure 13).

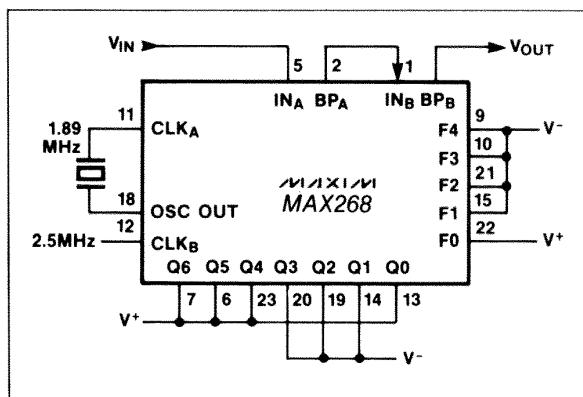


Figure 20. 4th-Order 50kHz Chebyshev Bandpass Using No External Resistors

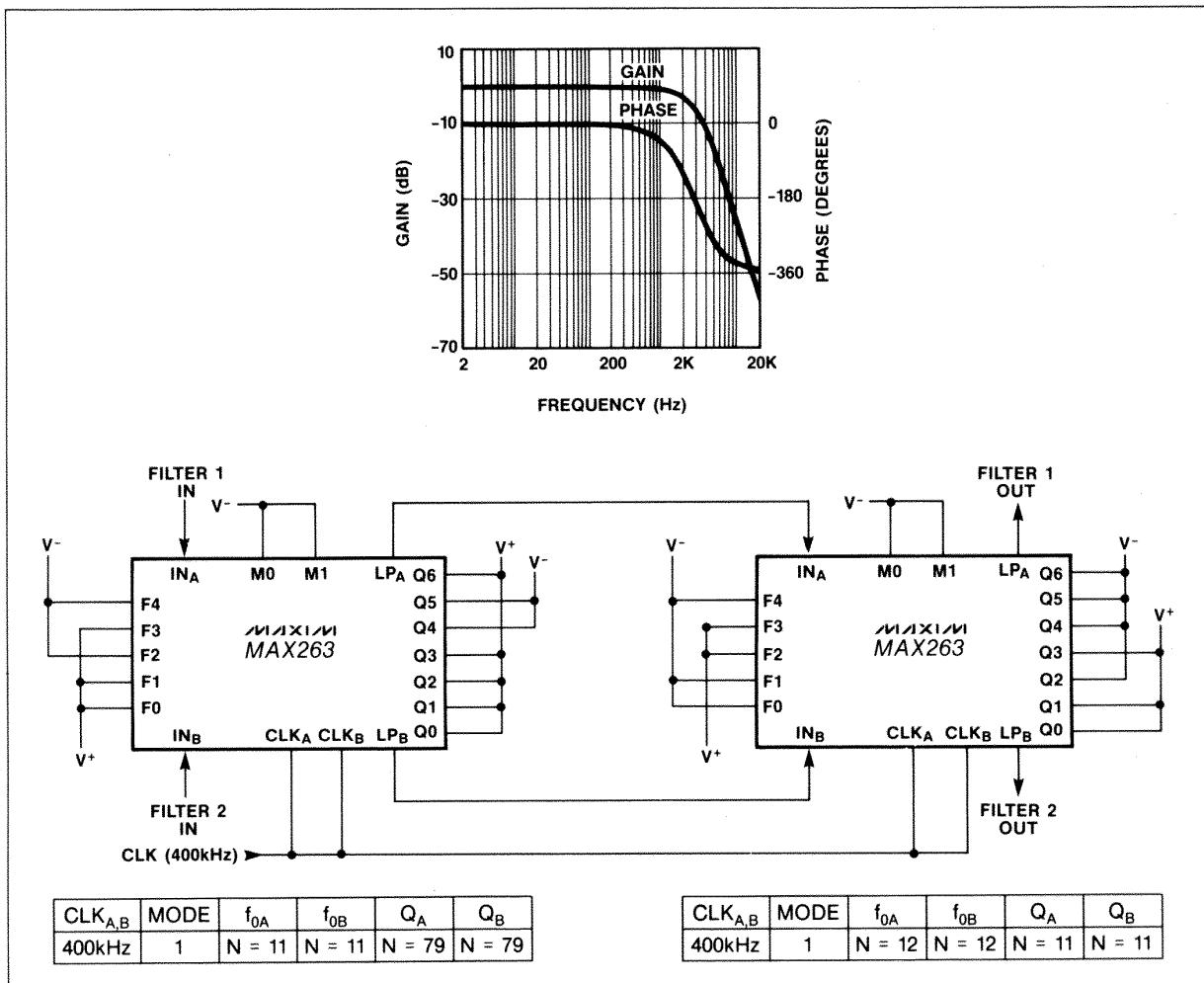
4th-Order Bandpass (No Multiple Feedback)—MAX268

Without multiple feedback, the previous example can be implemented with no external components, however separate clocks are required for CLK_A and CLK_B (Figure 20). The target specifications are the same as before. The realized parameters are now:

$CLK_A = 1.89\text{MHz}$, $CLK_B = 2.5\text{MHz}$
 Center frequency = 50kHz
 Pass bandwidth = 10kHz
 Programmed f_{CLK}/f_0 ratio = 43.98 ($N = 1$)
 Programmed $Q = 4.27$ ($N = 113$) (desired $Q = 4.215$)
 Actual Q (with error correction) = 4.2

With the chosen f_{CLK}/f_0 ratio, a crystal may be used at CLK_A while a divided system clock, if available (2.5, 5, 10, or 20MHz), drives CLK_B . This is suggested because CLK_A has internal circuitry to drive a crystal while CLK_B does not. Other clock sources may be used with a different programmed f_{CLK}/f_0 as long as the ratio between CLK_A and CLK_B remains the same as above. Another advantage of this circuit is that higher center frequencies can be achieved relative to equivalent multiple feedback designs because lower Q sections are used compared to multiple feedback.

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters



Dual 4th-Order Tracking Lowpass—MAX263

In Figure 21, two Butterworth lowpass filters are set up to accurately track each other. By "splitting" two MAX263s only one clock is needed. The specifications are:

$$\begin{aligned} \text{Cutoff frequency} &= 3\text{kHz} \\ f_{0A} &= f_{0B} = 3\text{kHz} \\ Q_A &= 1.307, Q_B = 0.541 \end{aligned}$$

These values can be programmed directly into the filter. However, since the Qs are low, sampling errors may be large enough to deserve attention. From Figure 17, if f_{CLK}/f_0 is near 130 (f_{CLK} is 400kHz), f_{0A} and f_{0B} will be about 4% and 1.5% high respectively. Q_A and Q_B will be 1.2% and 0.5% low. These errors may not be large enough to worry about but are corrected here (within the programming resolution of the MAX263)

by the filter design programs PZ and MPP. f_{0A} and f_{0B} are programmed to different values ($N_A = 11, N_B = 12$) for this reason.

$$\begin{aligned} \text{Mode 1, } CLK_A &= CLK_B = 400\text{kHz} \\ f_{CLK}/f_{0A} &= 135.08, N = 11 \\ (\text{target } f_{0A} &= 2961\text{Hz, actual} = 3008\text{Hz}) \\ f_{CLK}/f_{0B} &= 138.23, N = 12 \\ (\text{target } f_{0B} &= 2894\text{Hz, actual} = 3015\text{Hz}) \\ Q_A &= 1.31, N = 79 \text{ (actual } Q_A = 1.30) \\ Q_B &= 0.547, N = 11 \text{ (actual } Q_B = 0.542) \end{aligned}$$

Pin Programmable Universal and Bandpass Filters

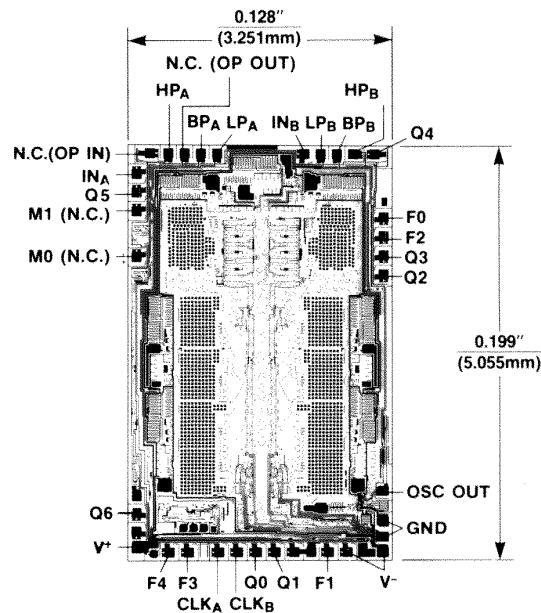
Ordering Information (continued)

Chip Topography

PART	TEMP. RANGE	PACKAGE*	ACCURACY
MAX264AEPI	-40°C to +85°C	Plastic DIP	1%
MAX264BEPI	-40°C to +85°C	Plastic DIP	2%
MAX264ACWI	0°C to +70°C	Wide SO	1%
MAX264BCWI	0°C to +70°C	Wide SO	2%
MAX264AMJI	-55°C to +125°C	CERDIP	1%
MAX264MBJI	-55°C to +125°C	CERDIP	2%
MAX267ACNG	0°C to +70°C	Plastic DIP	1%
MAX267BCNG	0°C to +70°C	Plastic DIP	2%
MAX267AENG	-40°C to +85°C	Plastic DIP	1%
MAX267BENG	-40°C to +85°C	Plastic DIP	2%
MAX267ACWG	0°C to +70°C	Wide SO	1%
MAX267BCWG	0°C to +70°C	Wide SO	2%
MAX267AMRG	-55°C to +125°C	CERDIP	1%
MAX267BMRG	-55°C to +125°C	CERDIP	2%
MAX268ACNG	0°C to +70°C	Plastic DIP	1%
MAX268BCNG	0°C to +70°C	Plastic DIP	2%
MAX268AENG	-40°C to +85°C	Plastic DIP	1%
MAX268BENG	-40°C to +85°C	Plastic DIP	2%
MAX268ACWG	0°C to +70°C	Wide SO	1%
MAX268BCWG	0°C to +70°C	Wide SO	2%
MAX268AMRG	-55°C to +125°C	CERDIP	1%
MAX268BMRG	-55°C to +125°C	CERDIP	2%

* MAX263/264 packages are 28-pin 0.6" wide DIP and 28-pin 0.3" wide SO (Small Outline).

MAX267/268 packages are 24-pin 0.3" narrow DIP and 24-pin 0.3" wide SO (Small Outline).

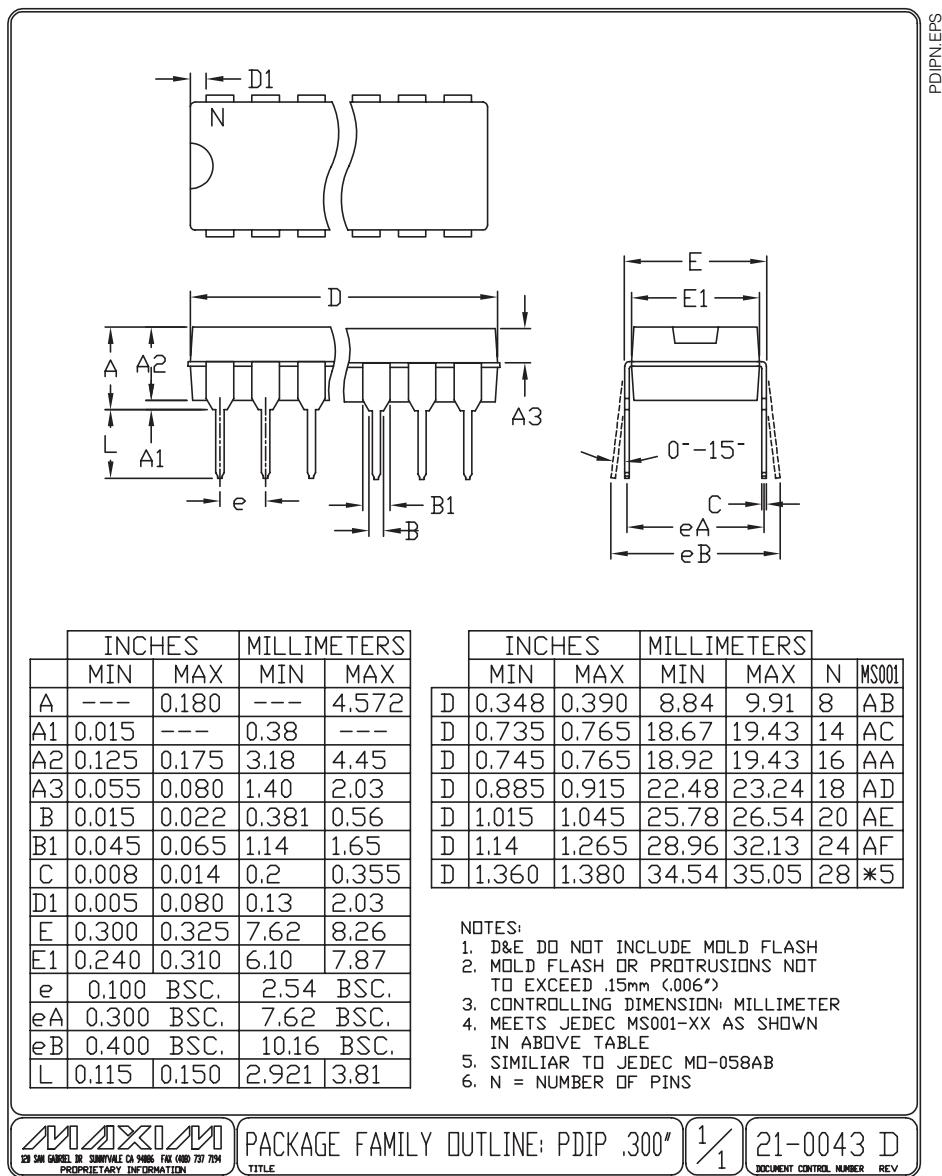


NOTE: LABELS IN PARENTHESES () ARE FOR MAX 267/268 ONLY

Pin Programmable Universal and Bandwidth Filters

Package Information

(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information go to www.maxim-ic.com/packages.)

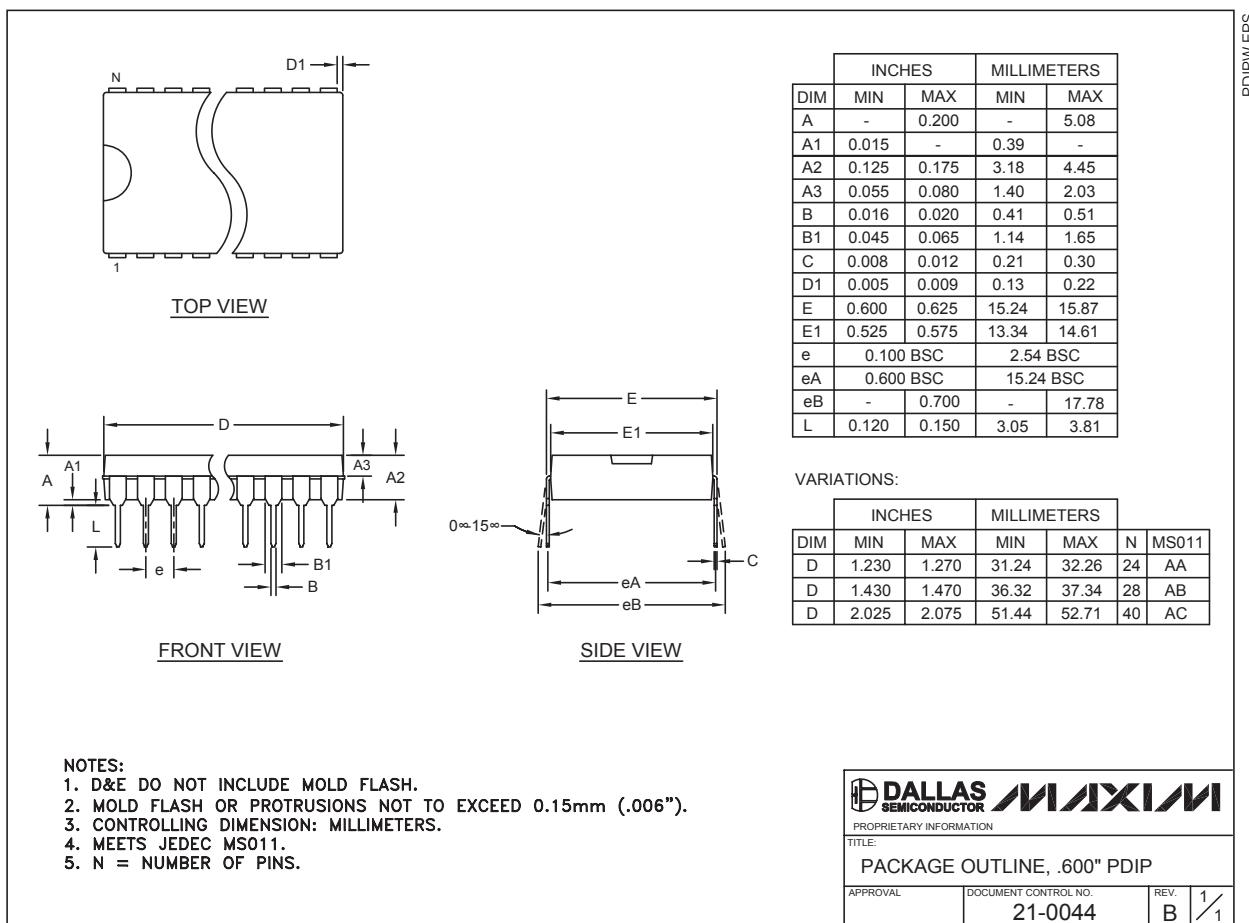


MAX263/MAX264/MAX267/MAX268

Pin Programmable Universal and Bandwidth Filters

Package Information (continued)

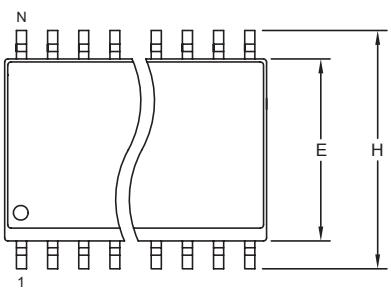
(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information go to www.maxim-ic.com/packages.)



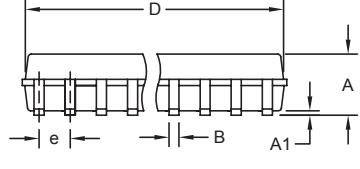
Pin Programmable Universal and Bandwidth Filters

Package Information (continued)

(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information go to www.maxim-ic.com/packages.)



TOP VIEW

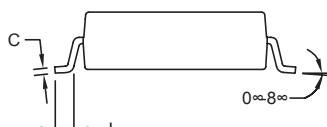


FRONT VIEW

DIM	INCHES		MILLIMETERS		N
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.093	0.104	2.35	2.65	
A1	0.004	0.012	0.10	0.30	
B	0.014	0.019	0.35	0.49	
C	0.009	0.013	0.23	0.32	
e	0.050		1.27		
E	0.291	0.299	7.40	7.60	
H	0.394	0.419	10.00	10.65	
L	0.016	0.050	0.40	1.27	

VARIATIONS:

DIM	INCHES		MILLIMETERS		N	MS013
	MIN	MAX	MIN	MAX		
D	0.398	0.413	10.10	10.50	16	AA
D	0.447	0.463	11.35	11.75	18	AB
D	0.496	0.512	12.60	13.00	20	AC
D	0.598	0.614	15.20	15.60	24	AD
D	0.697	0.713	17.70	18.10	28	AE



SIDE VIEW

NOTES:

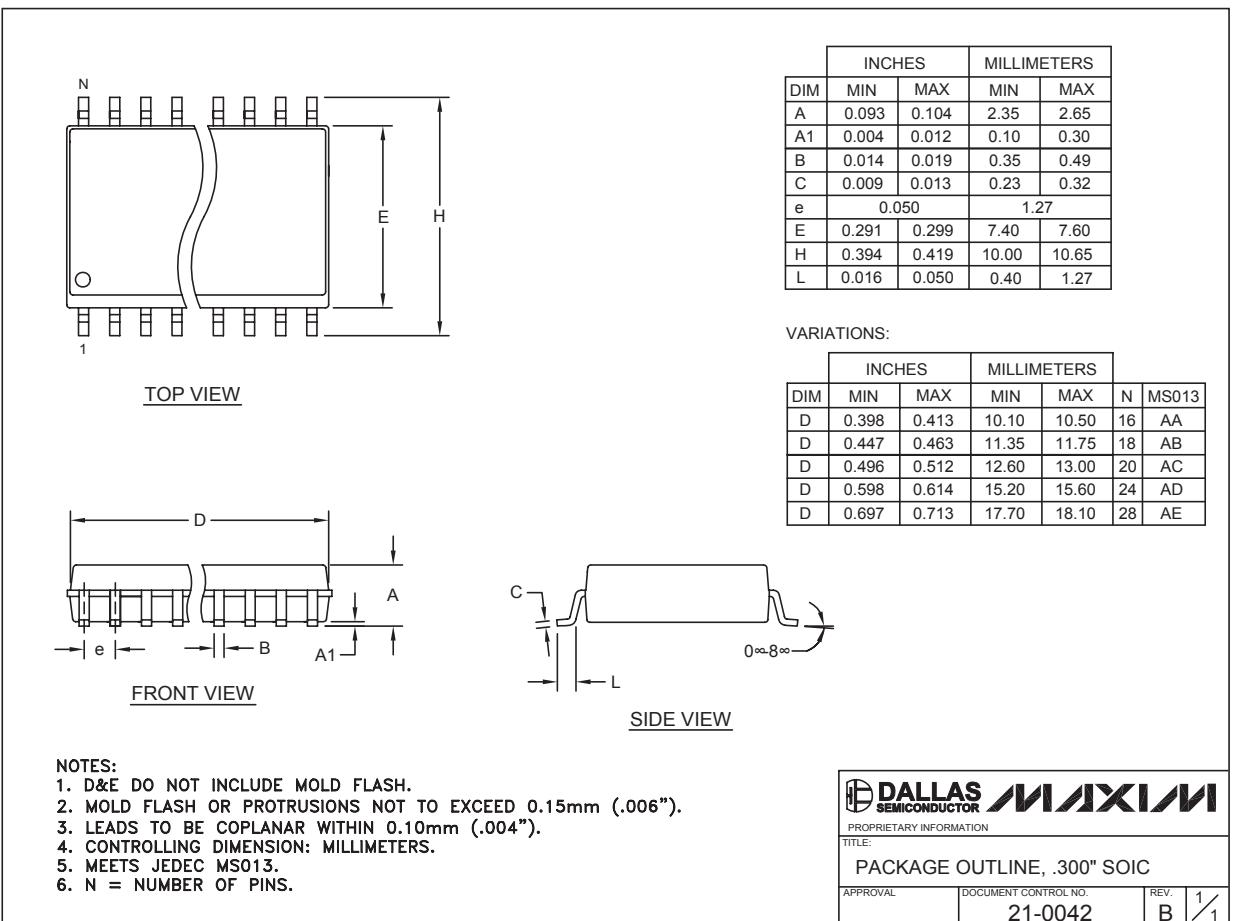
1. D&E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH.
2. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.15mm (.006").
3. LEADS TO BE COPLANAR WITHIN 0.10mm (.004").
4. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS.
5. MEETS JEDEC MS013.
6. N = NUMBER OF PINS.

DALLAS SEMICONDUCTOR MAXIM
PROPRIETARY INFORMATION
TITLE:
PACKAGE OUTLINE, .300" SOIC
APPROVAL DOCUMENT CONTROL NO. 21-0042 REV. B 1/1

Pin Programmable Universal and Bandwidth Filters

Package Information (continued)

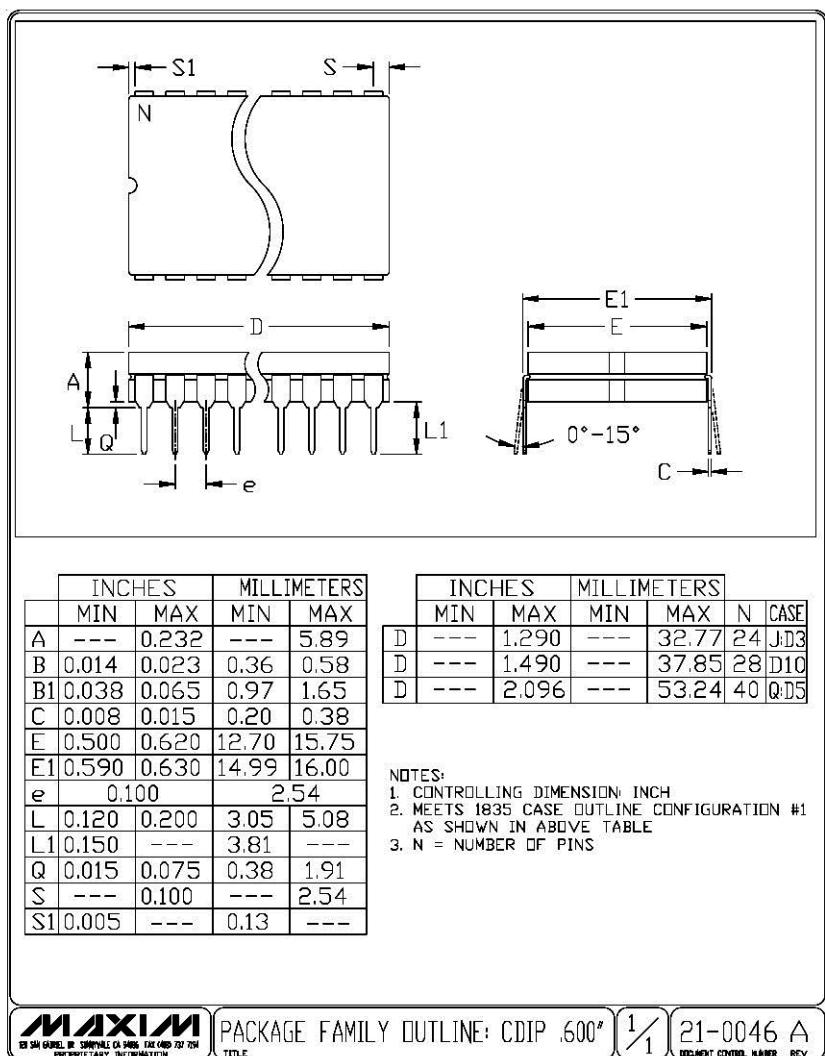
(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information go to www.maxim-ic.com/packages.)



Pin Programmable Universal and Bandwidth Filters

Package Information (continued)

(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information go to www.maxim-ic.com/packages.)



MAXIM
18 SAN GABRIEL DR., SANTA CLARA, CA 95051, TEL (408) 737-7304
PROPRIETARY INFORMATION

PACKAGE FAMILY OUTLINE: CDIP .600"

1/1

21-0046 A
DOCUMENT CONTROL NUMBER REV

MAX263/MAX264/MAX267/MAX268

Pin Programmable Universal and Bandwidth Filters

Revision History

REVISION NUMBER	REVISION DATE	DESCRIPTION	PAGES CHANGED
4	12/07	Removed information related to available design software	1, 6, 7, 24

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

28 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600**

© 2008 Maxim Integrated Products

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

Conversor DC/DC

Traco TMA 0505D. (OUTPUT $\pm 5V$).

Features

- ◆ Single-in-line (SIP) package
- ◆ Single and dual output models
- ◆ I/O isolation 1'000 VDC
- ◆ High efficiency up to 81%
- ◆ Operating temp. range -40°C to +85°C
- ◆ Industry standard pinout
- ◆ 100% Burn-in (8 h)
- ◆ Lead free design, RoHS compliant
- ◆ 3-year product warranty



The TMA series are miniature, isolated 1 W DC/DC-converters in a Single-in-Line package (SIP). Requiring only 1.2 cm² board space they offer the ideal solution in many space critical applications for board level power distribution. The use of SMD-technology makes it possible to offer a product with high performance at low cost.

Models				
Ordercode	Input voltage	Output voltage	Output current max.	Efficiency typ.
TMA 0505S	5 VDC ± 10%	5 VDC	200 mA	71 %
TMA 0512S		12 VDC	80 mA	78 %
TMA 0515S		15 VDC	65 mA	78 %
TMA 0505D		± 5 VDC	±100 mA	72 %
TMA 0512D		±12 VDC	± 40 mA	78 %
TMA 0515D		±15 VDC	±35 mA	79 %
TMA 1205S	12 VDC ± 10%	5 VDC	200 mA	73 %
TMA 1212S		12 VDC	80 mA	80 %
TMA 1215S		15 VDC	65 mA	80 %
TMA 1205D		± 5 VDC	±100 mA	74 %
TMA 1212D		±12 VDC	±40 mA	81 %
TMA 1215D		±15 VDC	±35 mA	81 %
TMA 1505S	15 VDC ± 10%	5 VDC	200 mA	73 %
TMA 1512S		12 VDC	80 mA	80 %
TMA 1515S		15 VDC	65 mA	80 %
TMA 1505D		± 5 VDC	±100 mA	74 %
TMA 1512D		±12 VDC	±40 mA	81 %
TMA 1515D		±15 VDC	±35 mA	81 %
TMA 2405S	24 VDC ± 10%	5 VDC	200 mA	71 %
TMA 2412S		12 VDC	80 mA	78 %
TMA 2415S		15 VDC	65 mA	79 %
TMA 2405D		± 5 VDC	±100 mA	72 %
TMA 2412D		±12 VDC	±40 mA	79 %
TMA 2415D		±15 VDC	±35 mA	80 %

Input Specifications

Input current no load /full load	5 Vin models: 30 mA / 260 mA typ. 12 Vin models: 12 mA / 110 mA typ. 15 Vin models: 12 mA / 100 mA typ. 24 Vin models: 7 mA / 55 mA typ.
Surge voltage (1 sec. max.)	5 Vin models: 9 V max. 12 Vin models: 18 V max. 15 Vin models: 21 V max. 24 Vin models: 30 V max.
Reverse voltage protection	0.3 A max.
Reflected input ripple current	can be reduced by ext. 1–3.3 µF polyester film capacitor
Input filter	internal capacitors

Output Specifications

Voltage set accuracy	±3 %
Voltage balance (dual output models)	±1 % max.
Regulation	– Input variation – Load variation 20 – 100 %
Ripple and noise (20 MHz Bandwidth)	75 mV pk-pk max.
Temperature coefficient	±0.02 %/K
Short circuit protection	limited 1 sec. max.
Capacitive load	– Single output models – Dual output models

General Specifications

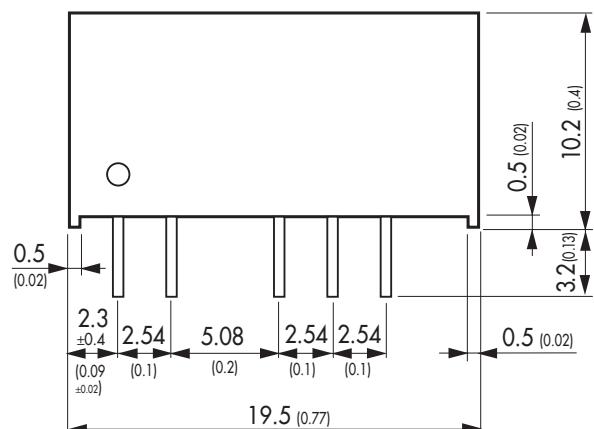
Temperature ranges	– Operating – Case temperature – Storage	–40°C to +85°C +95°C max. –40°C to +105°C
Humidity (non condensing)		95 % rel H max.
Reliability, calculated MTBF (MIL-HDBK-217F, @ +25°C, ground benign)		>2'000'000 h
Isolation voltage (input/output)		1'000 VDC
Isolation capacity (input/output)		60 pF typ.
Isolation resistance (input/output)		>1'000 Mohm
Switching frequency		100 kHz typ. (frequency modulation)
Frequency change over line and load		±30 % max.

All specifications valid at nominal input voltage, full load and +25°C after warm-up time unless otherwise stated.

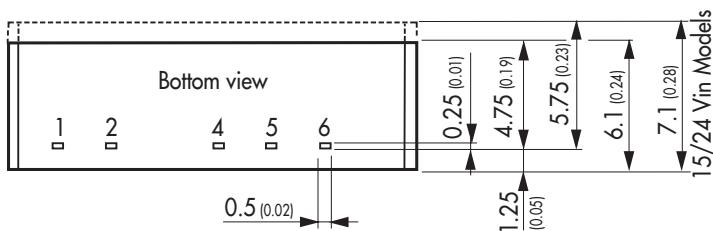
Physical Specifications

Casing material	non conductive black plastic (UL 94V-0 rated)	
Package weight	Single output models:	2.1 g (0.07 oz)
	Dual output models:	2.6 g (0.09 oz)
Soldering temperature	max. 265°C / 10 sec	

Outline Dimensions mm (inches)



Pin-Out		
Pin	Single	Dual
1	+Vin (Vcc)	+Vin (Vcc)
2	-Vin (GND)	-Vin (GND)
4	-Vout	-Vout
5	No pin	Common
6	+Vout	+Vout



Tolerances ± 0.25 (± 0.01)
pins ± 0.05 (± 0.002)

Specifications can be changed any time without notice.

Relógio

FOX F1100ELF-010. (1MHz).

5.0V TTL CLOCK OSCILLATOR

FOX MODEL: F1100E

FEATURES

- 5.0V Operation
- TTL Output
- 14-Pin DIP



Quote it!



• PART NUMBER SELECTION <small>Learn More - Internet Required</small>				
Part Number	Model Number	Frequency Stability ¹	Operating Temperature (°C)	Frequency Range (MHz)
049-Frequency-xxxxxx	F1100E	±100PPM(STD)	0 ~ +70	1.000 ~ 100.000
343-Frequency-xxxxxx	F1100ER	±100PPM	-40 ~ +85	1.000 ~ 100.000
060-Frequency-xxxxxx	F1145E	±50PPM	0 ~ +70	1.000 ~ 100.000
061-Frequency-xxxxxx	F1145ER	±50PPM	-40 ~ +85	1.000 ~ 70.000
055-Frequency-xxxxxx	F1144E	±25PPM	0 ~ +70	1.000 ~ 100.000
465-Frequency-xxxxxx	F1144ER	±25PPM	-40 ~ +85	1.000 ~ 70.000

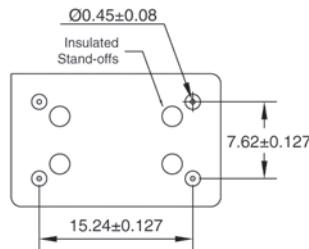
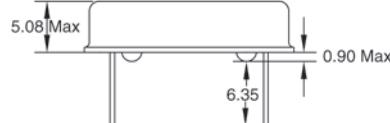
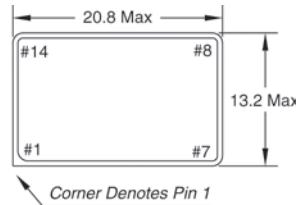
• ELECTRICAL CHARACTERISTICS	
PARAMETERS	MAX (unless otherwise noted)
Frequency Range (Fo)	1.000 ~ 100.000 MHz
Storage Temperature Range (TSTG)	-55°C ~ +125°C
Supply Voltage (VDD)	5.0V ± 10%
Input Current (IDD)	
1.000 ~ 8.000 MHz	15mA
8.000+ ~ 24.000 MHz	30mA
24.000+ ~ 70.000 MHz	70mA
70.000+ ~ 100.000 MHz	80mA
Output Symmetry (1.4V Level)	
1.000 ~ 8.000 MHz	45% ~ 55%
8.000+ ~ 100.000 MHz	40% ~ 60%
Rise Time (0.5V ~ 2.4V) (TR)	
1.000 ~ 25.000 MHz	10 nS
25.000+ ~ 70.000 MHz	5 nS
70.000+ ~ 100.000 MHz	4 nS
Fall Time (2.4V ~ 0.5V) (TF)	
1.000 ~ 25.000 MHz	10 nS
25.000+ ~ 70.000 MHz	5 nS
70.000+ ~ 100.000 MHz	4 nS
Output Voltage	
1.000 ~ 25.000 MHz (VOL)	0.4V
25.000+ ~ 100.000 MHz	0.5V
1.000 ~ 100.000 MHz (VOH)	2.4V Min
Output Current (IOL)	20mA Min
(IOH)	-1.0mA Min
Output Load	10TTL
Start-up Time (Ts)	
1.000 ~ 3.500 MHz	20mS
3.500+ ~ 4.000 MHz	35mS
4.000+ ~ 6.000 MHz	30mS
6.000+ ~ 20.000 MHz	20mS
20.000+ ~ 100.000 MHz	15mS

¹ Inclusive of 25°C tolerance, operating temperature range, input voltage change, load change, aging, shock, and vibration.

All specifications subject to change without notice. Rev. 6/1/04

Learn more about:
[Part Marking Identification](#)
[Mechanical Specification](#)

Internet required



Pin Connections

#1 N.C.	#8 Output
#7 GND (Case)	#14 +5Vdc

All dimensions are in millimeters.

Bobina

B82144A2472K..



Chokes and inductors

For high frequency and EMC
RF chokes, LBC series, axial

Series/Type: **B82144A**

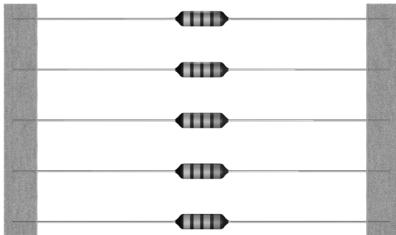
Date: November 2005

LBC choke (Large Bobbin Core)

Rated current 20 to 2200 mA

Rated inductance 1 to 100 000 μ H**Construction**

- Large ferrite drum core
- Winding: enamel copper wire
- Flame-retardant lacquer coating

**Features**

- Very wide inductance range
- High rated current
- RoHS-compatible (see page 6)

Applications

- RF blocking and filtering
- Decoupling and interference suppression
- For telecommunications (12- or 16-kHz blocking filter), automotive electronics, energy-saving lamps, entertainment electronics

Terminals

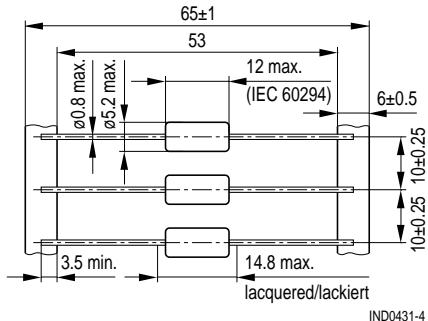
- Central axial leads, lead-free tinned

Marking

Inductance indicated by color bands to IEC 60062

Delivery mode

Taped, Ammo and reel packing (packing see page 8)

Dimensional drawing

Minimum lead spacing 15 mm

Approx. weight 1.1 g

Characteristics and ordering codes

For further technical data see page 6.

L_R μH	Toler- ance ¹⁾	Q_{min}	f_Q MHz	I_R mA	R_{max} Ω	$f_{res, min}$ MHz	Ordering code (reel packing) ²⁾
1.0	$\pm 10\%$ $\triangle K$	40	7.96	2200	0.08	200	B82144A2102K000
1.5		40	7.96	2100	0.09	190	B82144A2152K000
2.2		40	7.96	1900	0.11	140	B82144A2222K000
3.3		40	7.96	1750	0.13	120	B82144A2332K000
4.7		40	7.96	1600	0.16	100	B82144A2472K000
6.8		40	7.96	1500	0.19	80	B82144A2682K000
10		60	2.52	1400	0.22	60	B82144A2103K000
15		60	2.52	1250	0.28	20	B82144A2153K000
22		50	2.52	1100	0.35	12	B82144A2223K000
33	$\pm 5\%$ $\triangle J$	40	2.52	900	0.43	8.0	B82144A2333J000
47		40	2.52	800	0.50	5.0	B82144A2473J000
68		30	2.52	700	0.60	4.5	B82144A2683J000
100		50	0.796	600	0.70	3.5	B82144A2104J000
150		50	0.796	500	0.90	3.0	B82144A2154J000
220		50	0.796	400	1.60	2.4	B82144A2224J000
330		50	0.796	330	1.90	2.0	B82144A2334J000
470		40	0.796	280	2.50	1.5	B82144A2474J000
680		30	0.796	240	2.80	1.3	B82144A2684J000
1000		60	0.252	200	3.80	1.2	B82144A2105J000
1500		60	0.252	160	6.00	1.0	B82144A2155J000
2200		60	0.252	120	9.00	0.8	B82144A2225J000
3300		60	0.252	110	12.0	0.6	B82144A2335J000
4700		60	0.252	90	20.0	0.5	B82144A2475J000
6800		60	0.252	80	30.0	0.4	B82144A2685J000
10000		50	0.0796	60	42.0	0.35	B82144A2106J000
15000		50	0.0796	50	68.0	0.30	B82144A2156J000
22000		50	0.0796	40	120	0.26	B82144A2226J000

1) Closer tolerances upon request.

2) For Ammo pack the last digit has to be a »9«. Example: B82144A2102K009

Characteristics and ordering codes (continued)

For further technical data see page 6..

L_R μH	Toler- ance ¹⁾	Q_{min}	f_Q MHz	I_R mA	R_{max} Ω	$f_{res, min}$ MHz	Ordering code (reel packing) ²⁾
33000	± 5 % △ J	50	0.0796	35	150	0.22	B82144A2336J000
47000		40	0.0796	30	230	0.18	B82144A2476J000
68000		40	0.0796	25	290	0.15	B82144A2686J000
100000		40	0.0796	20	420	0.12	B82144A2107J000

For telecommunications in the blocking filter for 12-kHz and 16-kHz counting pulses

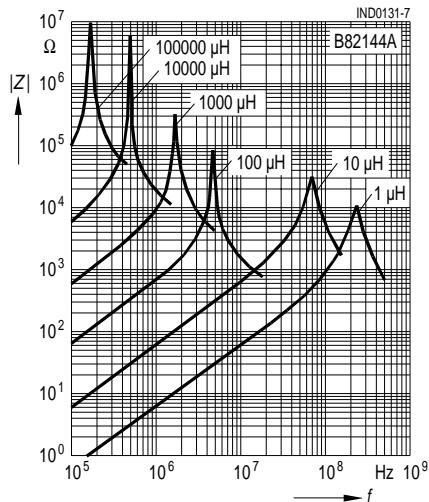
980	± 3 % △ A	25	0.016	200	3.8	1.2	B82144A2984A000
1450		25	0.016	140	6.0	1.0	B82144A2145A500
2600		20	0.012	120	11.0	0.7	B82144A2265A000
3050		25	0.016	100	12.0	0.6	B82144A2305A500
5330		20	0.012	90	25.0	0.5	B82144A2535A300

1) Closer tolerances upon request.

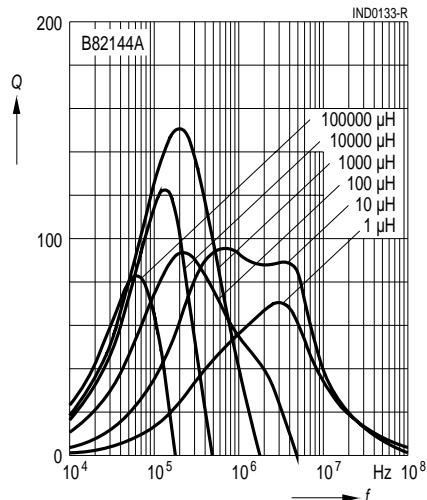
2) For Ammo pack the last digit has to be a »9«. Example: B82144A2336J009

RF chokes
LBC series
B82144A

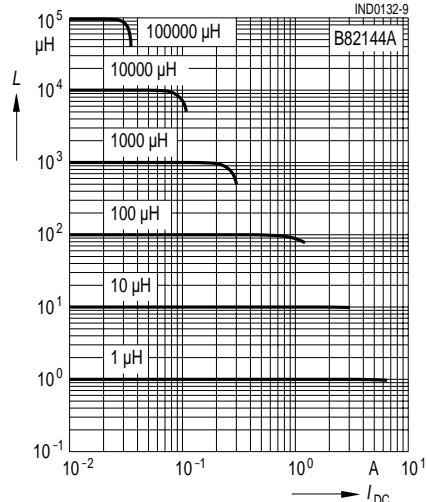
Impedance $|Z|$
versus frequency f
measured with impedance analyzer
HP 4191A / HP 4194A



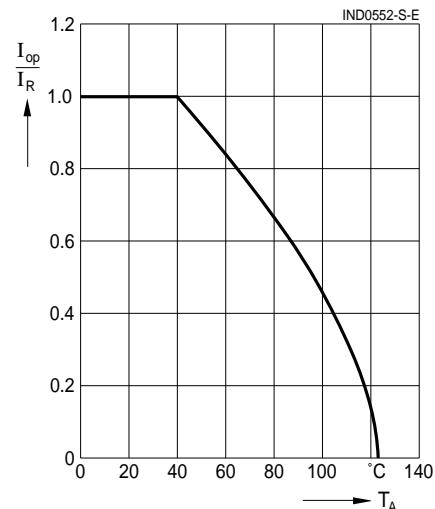
Q factor
versus frequency f
measured with impedance analyzer
HP 4194A



Inductance L
versus DC load current I_{DC}
measured with LCR meter
HP 4275A



Current derating I_{op}/I_R
versus ambient temperature T_A
(rated temperature $T_R = 40^\circ C$)



Please read the *Important notes* at the end of
this document.

General technical data

Rated inductance L_R	Measuring frequency: $L \leq 10 \mu\text{H} = 1 \text{ MHz}$ $10 \mu\text{H} < L \leq 4700 \mu\text{H} = 100 \text{ kHz}$ $L > 4700 \mu\text{H} = 10 \text{ kHz}$ Measuring current: $\leq 1 \text{ mA}$ Distance between measuring clamps: 25.4 mm
Q factor Q_{\min}	Measured with HP 4342A
Rated current I_R	Maximum permissible DC current referred to 40 °C ambient temperature, for derating see below
Inductance decrease $\Delta L/L_0$	$\leq 10\%$ (referred to initial value) at I_R at 20 °C ambient temperature
DC resistance R_{\max}	Measured at 20 °C ambient temperature, distance between measuring clamps: 25.4 mm
Resonance frequency $f_{\text{res, min}}$	Measured with Scalar Network Analyzer ZAS from Rohde & Schwarz
Climatic category	55/125/56 (-55 °C/+125 °C/56 days damp heat test) to IEC 60068-1
Solderability	235 °C, 2 s, $\geq 90\%$ wetting to IEC 60068-2-20, test Ta
Resistance to soldering heat	To IEC 60068-2-20, test Tb 260 °C, 10 s
Tensile strength of leads	To IEC 60068-2-21, test Ua $\geq 20 \text{ N}$
RoHS-compatible	RoHS-compatible is defined as compatible with the following documents: DIRECTIVE 2002/95/EC OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL of 13 February 2003 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment COM (2004) 606 final Proposal for a COUNCIL DECISION amending Directive 2002/95/EC of the European Parliament and of the Council for the purposes of establishing the maximum concentration values for certain hazardous substances in electrical and electronic equipment.
 Mounting information	When bending the leads, take care that the start-of-winding areas at the face ends (protected by glue and lacquer) are not subjected to any mechanical stress.

Color coding of the inductance value

The inductance value and tolerance are encoded by means of colored bands in accordance with IEC 60062. The basic unit is μH .

1st band 1st digit of inductance value

2nd band 2nd digit of inductance value

3rd band multiplier, i.e. the power of ten, by which the first two digits have to be multiplied.

4th band tolerance of the inductance value.



Color code	1 st band = 1 st digit	2 nd band = 2 nd digit	3 rd band = multiplier	4 th band = tolerance
Colorless	—	—	—	$\pm 20\% (\text{M})$
Silver	—	—	$\times 10^{-2} \mu\text{H} =$	$0.01 \mu\text{H} \quad \pm 10\% (\text{K})$
Gold	—	—	$\times 10^{-1} \mu\text{H} =$	$0.1 \mu\text{H} \quad \pm 5\% (\text{J})$
Black	—	0	$\times 10^0 \mu\text{H} =$	$1 \mu\text{H} \quad —$
Brown	1	1	$\times 10^1 \mu\text{H} =$	$10 \mu\text{H} \quad —$
Red	2	2	$\times 10^2 \mu\text{H} =$	$100 \mu\text{H} \quad \pm 2\% (\text{G})$
Orange	3	3	$\times 10^3 \mu\text{H} =$	$1000 \mu\text{H} \quad —$
Yellow	4	4	$\times 10^4 \mu\text{H} =$	$10000 \mu\text{H} \quad —$
Green	5	5	$\times 10^5 \mu\text{H} = 100000 \mu\text{H}$	Special designs manufactured to customer specifications are identified by a white tolerance band.
Blue	6	6		
Violet	7	7		
Grey	8	8		
White	9	9		

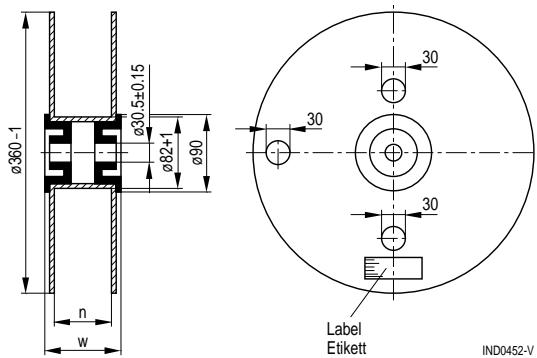
Examples:



1 st band	2 nd band	3 rd band	4 th band	Decoding
Yellow 4	Violet 7	Gold $\times 0.1 \mu\text{H}$	Silver $\pm 10\%$	$= 47 \times 0.1 \mu\text{H} \pm 10\% = 4.7 \mu\text{H} \pm 10\%$
Brown 1	Green 5	Red $\times 100 \mu\text{H}$	Gold $\pm 5\%$	$= 15 \times 100 \mu\text{H} \pm 5\% = 1500 \mu\text{H} \pm 5\%$

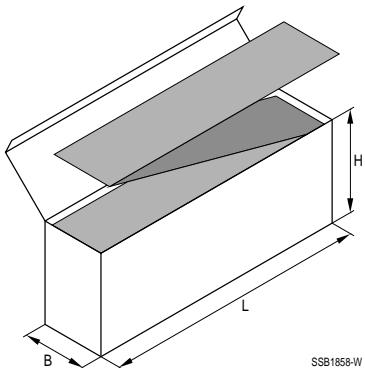
Packing

Reel packing



	Axial
n (mm)	72 +1
w (mm)	84 max.

Ammo packing



	Axial
L (mm)	265 max.
B (mm)	75 max.
H (mm)	125 max.

Packing units

	Reel packing pcs./reel	Ammo pack pcs./pack.
Axial	1500	1250

Important notes

The following applies to all products named in this publication:

1. Some parts of this publication contain **statements about the suitability of our products for certain areas of application**. These statements are based on our knowledge of typical requirements that are often placed on our products in the areas of application concerned. We nevertheless expressly point out that **such statements cannot be regarded as binding statements about the suitability of our products for a particular customer application**.
As a rule, EPCOS is either unfamiliar with individual customer applications or less familiar with them than the customers themselves. For these reasons, it is always ultimately incumbent on the customer to check and decide whether an EPCOS product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular customer application.
2. We also point out that **in individual cases, a malfunction of passive electronic components or failure before the end of their usual service life cannot be completely ruled out in the current state of the art, even if they are operated as specified**. In customer applications requiring a very high level of operational safety and especially in customer applications in which the malfunction or failure of a passive electronic component could endanger human life or health (e.g. in accident prevention or life-saving systems), it must therefore be ensured by means of suitable design of the customer application or other action taken by the customer (e.g. installation of protective circuitry or redundancy) that no injury or damage is sustained by third parties in the event of malfunction or failure of a passive electronic component.
3. **The warnings, cautions and product-specific notes must be observed**.
4. In order to satisfy certain technical requirements, **some of the products described in this publication may contain substances subject to restrictions in certain jurisdictions (e.g. because they are classed as “hazardous”)**. Useful information on this will be found in our Material Data Sheets on the Internet (www.epcos.com/material). Should you have any more detailed questions, please contact our sales offices.
5. We constantly strive to improve our products. Consequently, **the products described in this publication may change from time to time**. The same is true of the corresponding product specifications. Please check therefore to what extent product descriptions and specifications contained in this publication are still applicable before or when you place an order.
We also **reserve the right to discontinue production and delivery of products**. Consequently, we cannot guarantee that all products named in this publication will always be available.
6. Unless otherwise agreed in individual contracts, **all orders are subject to the current version of the “General Terms of Delivery for Products and Services in the Electrical Industry” published by the German Electrical and Electronics Industry Association (ZVEI)**.
7. The trade names EPCOS, CeraDiode, CSSP, PhaseCap, PhaseMod, SilverCap, SIFI, SIMID, SIKOREL, SIOV, SIP5D, SIP5K, TOPcap, UltraCap, WindCap are **trademarks registered or pending** in Europe and in other countries. Further information will be found on the Internet at www.epcos.com/trademarks.

USB tipo B

Molex 67068-7041.

10 9 8 7 6 5 4 3 2 1

F
NOTES :

I. MATERIAL :

HOUSING : (a) HIGH TEMP. NYLON ,GLASS FIBER FILLED,UL94V-0, COLOR: BLACK,
(b) POLYESTER , GLASS FIBER FILLED,UL94V-0, COLOR: WHITE,

TERMINAL : PHOSPHOR BRONZE
METAL SHELL : COPPER ALLOY

2. PLATING :

TERMINAL :
CONTACT AREA : (a) GOLD FLASH.

(b) GOLD (Au), THICKNESS = 30 MICROINCH MINIMUM.
/0.76 MICROMETER MINIMUM.

SOLDER TAIL :

PURE TIN(Sn) THICKNESS= 75 MICROINCH MINIMUM.
/1.9 MICROMETER MINIMUM.

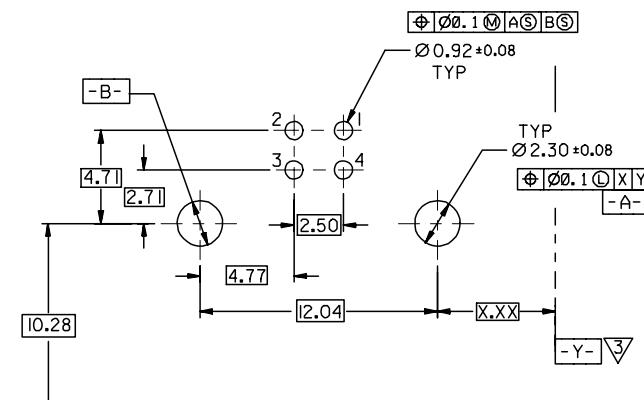
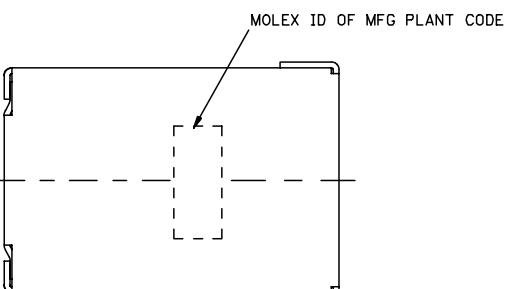
UNDER PLATE : NICKEL (Ni), THICKNESS= 50 MICROINCH MINIMUM.
/1.27 MICROMETER MINIMUM.

METAL SHELL :
PURE TIN(Sn) , THICKNESS= 50 MICROINCH MINIMUM.
/1.27 MICROMETER MINIMUM.

UNDER PLATE : NICKEL (Ni), THICKNESS= 50 MICROINCH MINIMUM.
/1.27 MICROMETER MINIMUM.

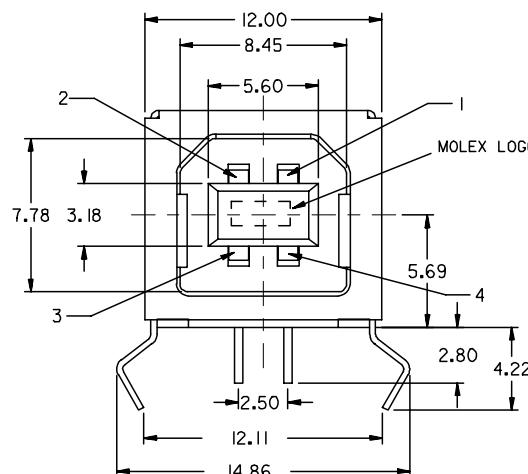
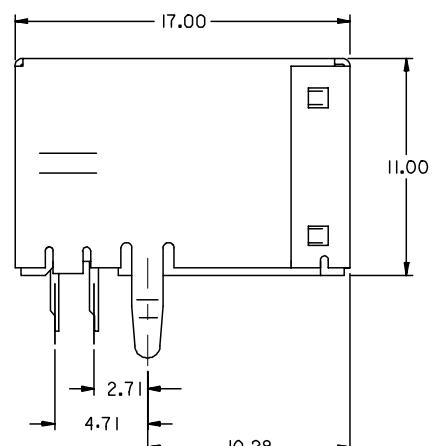
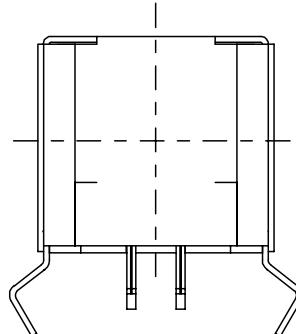
DATUM AND BASIC DIMENSIONS ESTABLISHED BY CUSTOMER
RECOMMENDED PCB THICKNESS : 1.60±0.05

4 PRODUCT SPECIFICATION : REFER TO PS-67998-0000



FRONT EDGE OF CONNECTOR & FRONT EDGE OF PCB

RECOMMENDED PCB LAYOUT



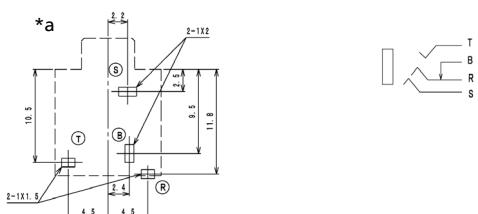
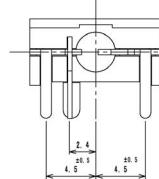
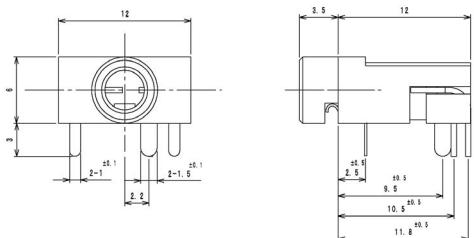
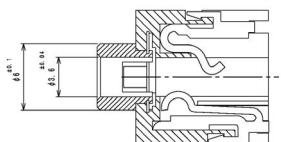
B
PART NUMBER LEGEND:

67068- * * O *
8 : BLACK HOUSING 0 : GOLD FLASH
9 : WHITE HOUSING I : 0.76 MICROMETER/30
 MICROINCH GOLD
O : TRAY PACKAGING
I : TUBE PACKAGING
 KINK TYPE BOARD LOCK

QUALITY SYMBOLS	GENERAL TOLERANCES (UNLESS SPECIFIED)		DIMENSION STYLE MM ONLY	SCALE 4:1	DESIGN UNITS METRIC	DRAWN BY DAVID HU DATE 2004/11/05	TITLE USB B TYPE CONNECTOR KINK TYPE BOARD LOCK (LEAD-FREE)
	mm	INCH					
▼=0	4 PLACES	± ---	± ---				
▽=0	3 PLACES	± ---	± ---				
△=0	2 PLACES	± 0.25	± 0.01				
△=0	1 PLACE	± 0.25	± 0.01				
△=0	ANGULAR ± 3 °						
▽=0	DRAFT WHERE APPLICABLE MUST REMAIN WITHIN DIMENSIONS		SEE NOTES				
▽=0	MATERIAL NO.	DOCUMENT NO.					
▽=0		SD-67068-003					
▽=0	SHEET NO.	1 OF 4					
▽=0	SIZE	A3	THIS DRAWING CONTAINS INFORMATION THAT IS PROPRIETARY TO MOLEX INCORPORATED AND SHOULD NOT BE USED WITHOUT WRITTEN PERMISSION				

Jack 3.5mm estéreo

Lumberg KLBR 4.



*a Leiterplattenlayout, von der Lötseite gesehen
 printed circuit board layout, solder side view
 modèle de la carte imprimée, vue du côté à souder

KLBR 4

Klinkeneinbaukopplung nach JIS C 6560 JC35J3Z, 3,5 mm, 3-polig/stereo, abgewinkelte Ausführung, mit Öffner, für Leiterplatten

1. Temperaturbereich

-30 °C/+85 °C

2. Werkstoffe

Kontaktträger	PBT, V0 nach UL 94
Kontaktbush	CuZn, vernickelt
Kontaktfeder	CuZn/CuSn/Cu-Legierung, versilbert

3. Mechanische Daten

Steckkraft	5–20 N
Ziehkraft	4–20 N
Steckzyklen	≥ 5000
Kontaktierung mit	Klinkensteckern KLS 40, KLS 44, WKLS 40

4. Elektrische Daten

Durchgangswiderstand	≤ 50 mΩ
Bemessungsstrom	1 A
Bemessungsspannung	34 V AC/DC
Prüfspannung	500 V/60 s
Isolationswiderstand	≥ 10 ⁸ Ω

KLBR 4

Jack chassis socket, 3.5 mm acc. to JIS C 6560 JC35J3Z, 3 poles/stereo, angular version, with break contact, for printed circuit boards

1. Temperature range

-30 °C/+85 °C

2. Materials

Body	PBT, V0 according to UL 94
Contact bush	CuZn, nickelated
Contact spring	CuZn/CuSn/Cu alloy, silvered

3. Mechanical data

Insertion force	5–20 N
Withdrawal force	4–20 N
Mating cycles	≥ 5000
Mating with	jack plugs KLS 40, KLS 44, WKLS 40

4. Electrical data

Contact resistance	≤ 50 mΩ
Rated current	1 A
Rated voltage	34 V AC/DC
Test voltage	500 V/60 s
Insulation resistance	≥ 10 ⁸ Ω

KLBR 4

Embase femelle jack suivant JIS C 6560 JC35J3Z, 3,5 mm, 3 pôles/stéréo, version angulaire, avec contact repos, pour cartes imprimées

1. Température d'utilisation

-30 °C/+85 °C

2. Matériaux

Corps isolant	PBT, V0 suivant UL 94
Douille de contact	CuZn, nickelé
Ressort de contact	CuZn/CuSn/Cu alliage, argenté

3. Caractéristiques mécaniques

Force d'insertion	5–20 N
Force de séparation	4–20 N
Nombre de manœuvres	≥ 5000
Raccordement avec	connecteurs mâles jack KLS 40, KLS 44, WKLS 40

4. Caractéristiques électriques

Résistance de contact	≤ 50 mΩ
Courant assigné	1 A
Tension assignée	34 V AC/DC
Tension d'essai	500 V/60 s
Résistance d'isolement	≥ 10 ⁸ Ω

Bestellbezeichnung Designation Désignation	Polzahl Poles Pôles	Verpackungseinheit Package unit Unité d'emballage
KLBR 4	3	500

Verpackung: lose im Karton oder Kunststoffbeutel
 Packaging: in bulk in a cardboard box or a plastic bag
 Emballage: en vrac dans un carton ou sachet en plastique

DIP Switch 8 polos

KS DBS9106K..



Dual-in-line Switches

Specifications:

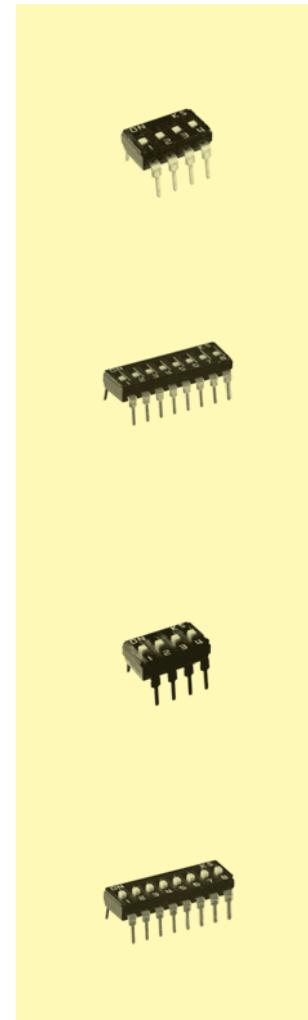
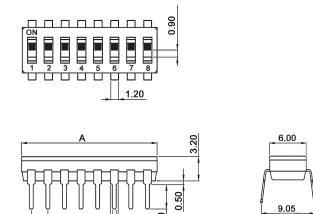
Contact rating:	24 V DC, 25 mA
Contact resistance:	< 50 mΩ
Insulation resistance:	> 100 MΩ at 500 V DC
Dielectric strength:	500 V DC for 1 minute
Operating temperature:	-40° to +85° C
Mechanical life:	minimum 5000 operations per pole
Material:	cover/base: PPS UL 94 V-0, black; actuator: PA66 UL 94 V-0, white
Contacts/Terminals:	brass, tin-plated
Construction:	series DBS 9000 K: slide recessed, front sealed with protective tape
Mounting:	on pc-board
Slide position:	OFF
Soldering conditions:	auto-soldering – max.: 10 sec, 260° C ± 10° C

Models:

Series DBS 9000 K

Type	Poles	Length (A)
------	-------	------------

DBS 9001 K	1	2,98 mm
DBS 9002 K	2	5,52 mm
DBS 9003 K	3	8,06 mm
DBS 9004 K	4	10,60 mm
DBS 9005 K	5	13,14 mm
DBS 9006 K	6	15,68 mm
DBS 9007 K	7	18,22 mm
DBS 9008 K	8	20,76 mm
DBS 9009 K	9	23,30 mm
DBS 9010 K	10	25,84 mm
DBS 9012 K	12	30,92 mm

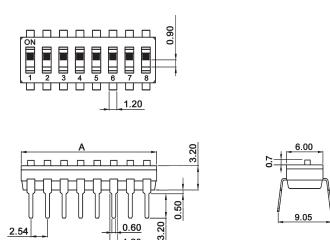


5

Series DBS 9100 TK

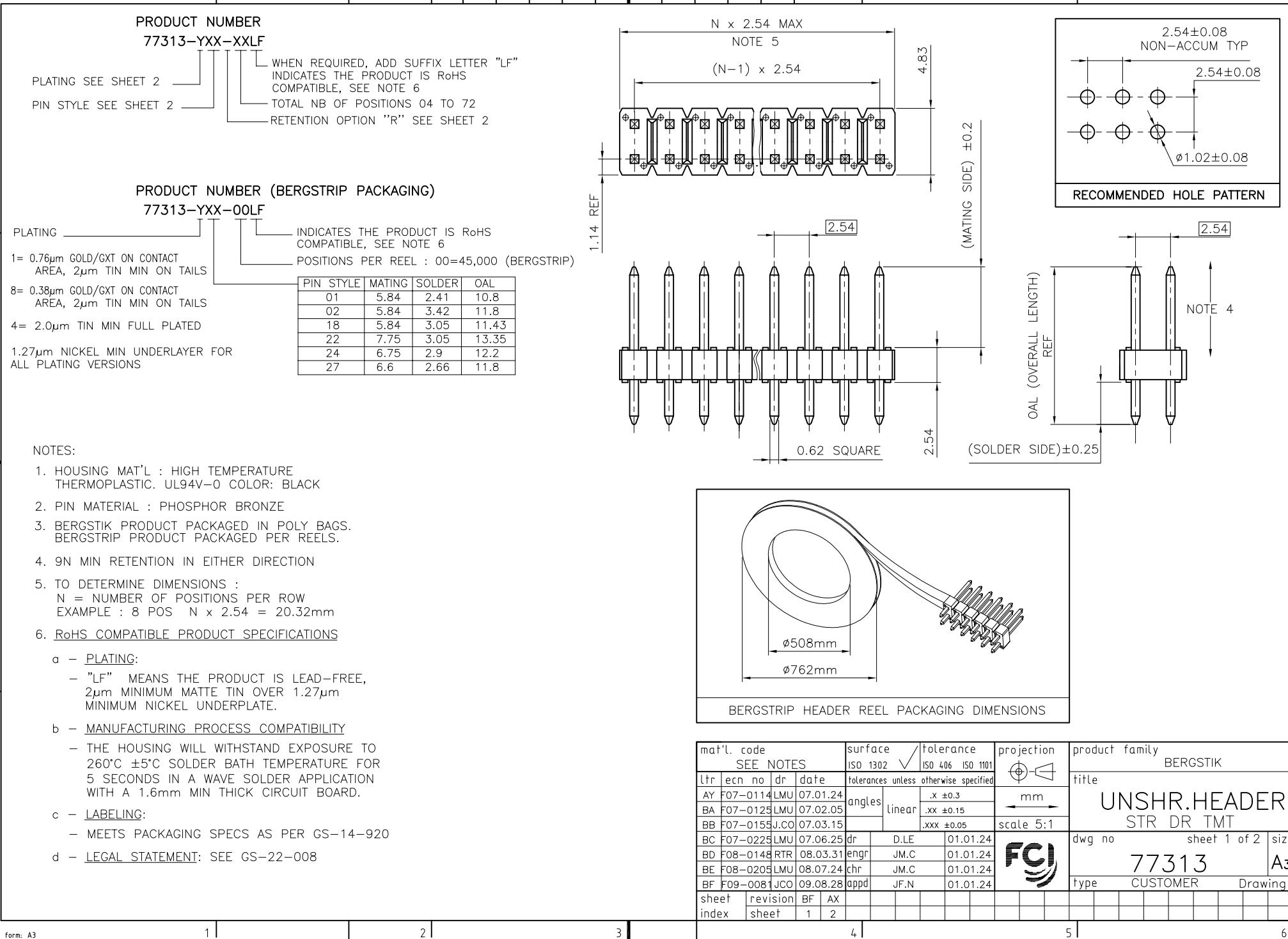
Type	Poles	Length (A)
------	-------	------------

DBS 9101 K	1	2,98 mm
DBS 9102 K	2	5,52 mm
DBS 9103 K	3	8,06 mm
DBS 9104 K	4	10,60 mm
DBS 9105 K	5	13,14 mm
DBS 9106 K	6	15,68 mm
DBS 9107 K	7	18,22 mm
DBS 9108 K	8	20,76 mm
DBS 9109 K	9	23,30 mm
DBS 9110 K	10	25,84 mm
DBS 9112 K	12	30,92 mm



Barra de Pinos

FCI 77313-101-06LF.



CORE RANGE

PLATING	PIN STYLE	MATING	SOLDER	OAL
1	01	5.84	2.41	10.8
1	18	5.84	3.05	11.43

PLATING

1 = 0.76µm GOLD/GXT ON CONTACT AREA
3.81µm TIN-LEAD ON TAIL

- WHEN "LF" IS REQUIRED, 2µm MATTE TIN OVER 1.27µm MIN NICKEL IS PROVIDED INSTEAD OF TIN-LEAD

CATALOGUE RANGE

PLATING	PIN STYLE	MATING	SOLDER	OAL
4/8	01	5.84	2.41	10.8
1/4/8	02	5.84	3.42	11.8
4/8	18	5.84	3.05	11.43
1/4/8	22	7.75	3.05	13.35
1/4/8	24	6.75	2.9	12.2
1/4/8	27	6.6	2.65	11.8

PLATING

1 = 0.76µm GOLD/GXT ON CONTACT AREA
3.81µm TIN-LEAD ON TAIL

4 = 3.81µm TIN-LEAD ON CONTACT AREA AND ON TAIL

8 = 0.38µm GOLD/GXT ON CONTACT AREA
3.81µm TIN-LEAD ON TAIL

- WHEN "LF" IS REQUIRED, 2µm MATTE TIN OVER 1.27µm MIN NICKEL IS PROVIDED INSTEAD OF TIN-LEAD

APPLICATION SPECIFIC

PLATING	PIN STYLE	MATING	SOLDER	OAL
1/4/8	03	5.72	5.09	13.35
1/4/8	15	8.51	2.55	13.6
1/4/8	19	12.83	3.03	18.4
1/4/8	20	15.37	3.04	20.95
1/4/8	29	17.46	3.50	23.5
1/4/8	38	5.84	3.82	12.20
1/4/8	46	8.08	2.98	13.6
1/4/8	52	9.5	3.05	15.09
1/4/8	57	8.46	3.05	14.05
1/4/8	58	14.47	3.05	20.06
1/4/8	85	10.5	2.9	15.9
1/4/8	87	6.98	3.05	12.57
1/4/8	89	6.93	5.00	14.47
1/4/8	90	6.75	4.05	13.34
1/4/8	91	5.60	10.21	18.4
1/4/8	92	5.65	12.76	20.95
1/4/8	93	6.00	4.81	13.35
1/4/8	94	9.65	2.90	15.09

PLATING

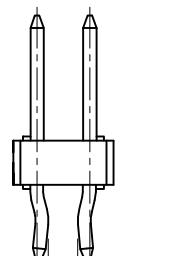
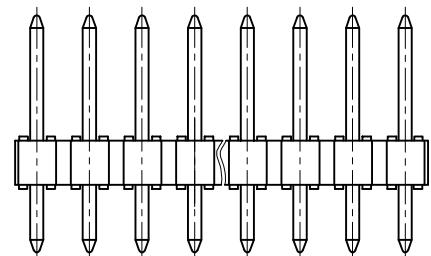
1 = 0.76µm GOLD/GXT ON CONTACT AREA
3.81µm TIN-LEAD ON TAIL

4 = 3.81µm TIN-LEAD ON CONTACT AREA AND ON TAIL

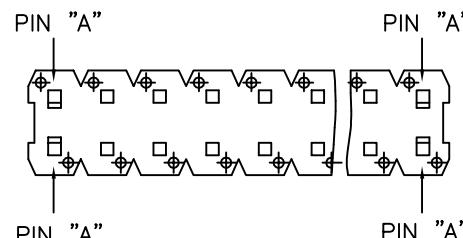
8 = 0.38µm GOLD/GXT ON CONTACT AREA
3.81µm TIN-LEAD ON TAIL

- WHEN "LF" IS REQUIRED, 2µm MATTE TIN OVER 1.27µm MIN NICKEL IS PROVIDED INSTEAD OF TIN-LEAD

RETENTION OPTION



(1.42)



mat'l. code				surface	tolerance	projection	product family
Ltr	ecn no	dr	date	ISO 1302	ISO 406 ISO 1101		BERGSTIK
AW	F08-0148	RTR	08.03.31				
AX	F08-0205	LMU	08.07.24				
				tolerances unless otherwise specified			
				angles	linear		
						mm	
						scale N/A	
				dr	D.LE	01.01.24	
AT	F07-0110	LMU	07.01.17	engr	J.M.C.	01.01.24	
AU	F07-0114	LMU	07.01.24	chr	J.M.C.	01.01.24	
AV	F07-0125	LMU	07.02.05	appd	J.F.N.	01.01.24	
				sheet	revision		
				index	sheet		



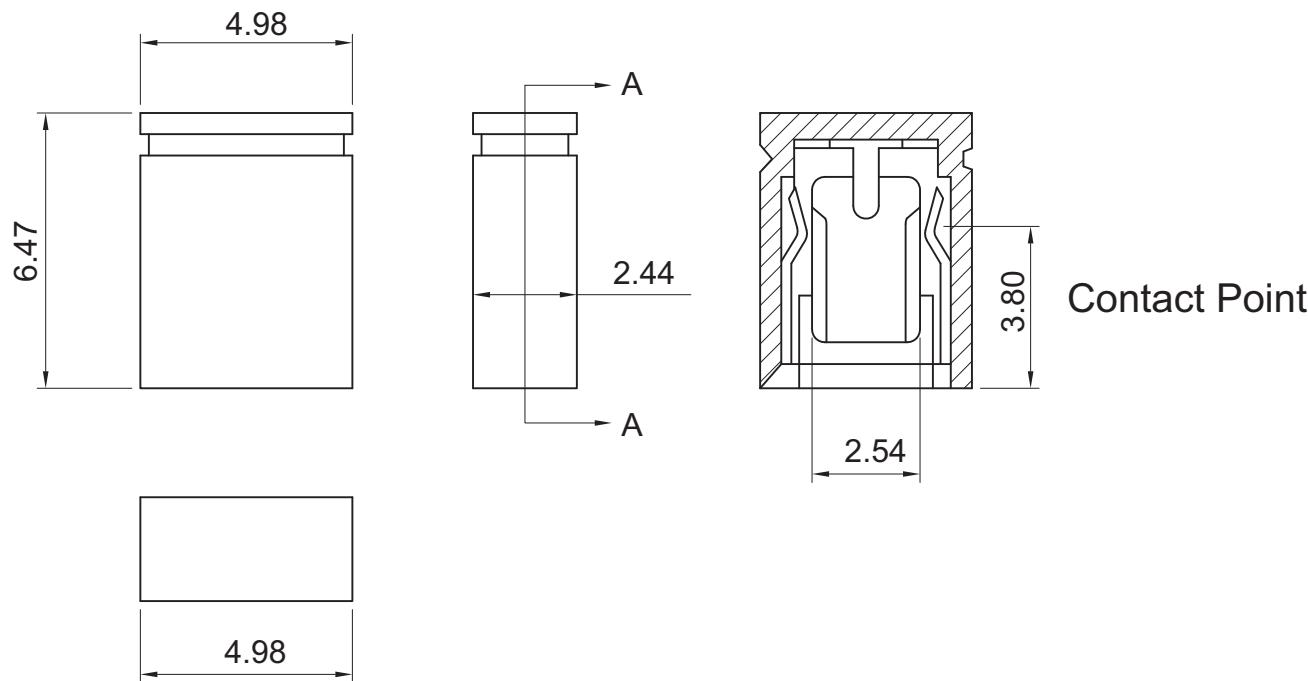
UNSHR.HEADER
STR DR TMT

dwg no sheet 2 of - size
77313 A3

type CUSTOMER Drawing

Jumpers

AKSCT/Z BLACK..



Material:

- Insulation: Glass Filled PBT, UL94V-0
- Contact: Phosphor Bronze

Electrical:

- Current Rating: 3.0A Max.
- Contact Resistance: 30MΩ Max.
- Insulation Resistance: 1,000MΩ Min.
- Dielectric Voltage: 500V R.M.S. @1min.
- Operating and Storage Temperature: -40°C~+105°C

Unit: MM \pm 0.25MM

ITEM NO.

AKSCT-Z-BLK-R

TITLE

Mini Jumper - Closed Housing type, 2.54MM pitch,
Tinned contact plating

RoHS
Compliant

ASSMANN
Electronics, Inc.

1840 W. Drake Drive, Suite 101 • Tempe, AZ 85283
Toll Free: 1-877-277-6266 • Email: info@usa-assmann.com

THIS DRAWING IS UNPUBLISHED
©Copyright 2011 by Assmann Electronic Components
All International Rights Reserved