

Application Note

有源低通滤波器设计



Jim Karki

AAP Precision Analog

摘要

本报告重点介绍使用运算放大器的有源低通滤波器设计。低通滤波器通常用于在数据采集系统中实现抗混叠滤波器。二阶滤波器的设计是需要考虑的主要主题。

滤波器表是根据级联若干较低阶级以实现较高阶滤波器的想法开发的，旨在简化电路设计。这些表包含比例因数 (FSF) (适用于转角频率 (f_c)) 和所设计的特定滤波器的每个级所需的品质因数 (Q)。这些表使设计人员能够直接跳至计算所需的电路元件值。

为了说明实际的电路实现方案，使用 TLV9062 运算放大器对六个电路进行仿真，这些电路分为三种滤波器类型 (贝塞耳、巴特沃斯和切比雪夫) 和两种滤波器配置 (Sallen-Key 和多反馈)。还考察了滤波器高频性能的限制因素。本文档中的表用于 [模拟工程师电路设计指导手册](#) 中：[放大器](#)。

内容

1 引言	3
2 滤波器特性	3
3 二阶低通滤波器标准形式	3
4 数学知识回顾	4
5 示例	5
5.1 二阶低通巴特沃斯滤波器	5
5.2 二阶低通贝塞耳滤波器	6
5.3 具有 3dB 纹波的二阶低通切比雪夫滤波器	7
6 低通 Sallen-Key 架构	7
7 低通多反馈 (MFB) 架构	7
8 级联滤波器级	9
9 滤波器表	10
10 示例电路仿真结果	12
11 非理想电路运行	15
11.1 非理想电路运行：Sallen-Key	15
11.2 非理想电路运行：MFB	16
12 有关元件选择的注释	17
13 结论	17
A 滤波器设计规范	18
A.1 Sallen-Key 设计简化	18
A.2 MFB 设计简化	18
B 更高阶滤波器	19
B.1 五阶低通巴特沃斯滤波器	19
B.2 六阶低通贝塞耳滤波器	20
C 修订历史记录	21

插图清单

图 5-1. 采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器电路	5
图 5-2. 采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器 PSpice® 结果	6
图 5-3. 采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器测量结果	6
图 6-1. 低通 Sallen-Key 架构	7
图 7-1. 低通 MFB 架构	8
图 8-1. 通过级联二阶级构建偶数阶滤波器	9

图 8-2. 通过级联二阶级并添加单个实极点构建奇数阶滤波器.....	9
图 10-1. Sallen-Key 电路和元件值 ($f_c = 1\text{kHz}$).....	12
图 10-2. 二阶巴特沃斯滤波器频率响应.....	13
图 10-3. 二阶贝塞耳滤波器频率响应.....	13
图 10-4. 二阶 3dB 切比雪夫滤波器频率响应.....	14
图 10-5. 二阶巴特沃斯、贝塞耳和 3dB 切比雪夫滤波器频率响应.....	14
图 11-1. 二阶低通 Sallen-Key 高频模型.....	15
图 11-2. 添加了与输出端串联的 RC 的 Sallen-Key 巴特沃斯滤波器.....	15
图 11-3. 二阶低通 MFB 高频模型.....	16
图 11-4. 添加了与输出端串联的 RC 的 MFB 巴特沃斯滤波器.....	16
图 B-1. 级联两个 Sallen-Key 级和一个 RC 的五阶低通滤波器拓扑.....	19
图 B-2. 级联三个 MFB 级的六阶低通滤波器拓扑.....	20

表格清单

表 1-1. 滤波器类型权衡总结.....	3
表 1-2. 架构权衡总结.....	3
表 9-1. 巴特沃斯滤波器表.....	10
表 9-2. 贝塞耳滤波器表.....	10
表 9-3. 1dB 切比雪夫滤波器表.....	11
表 9-4. 3dB 切比雪夫滤波器表.....	11
表 10-1. Sallen-Key 电路和元件值 ($f_c = 1\text{kHz}$).....	12
表 10-2. MFB 电路和元件值 ($f_c = 1\text{kHz}$).....	12

商标

PSpice® is a registered trademark of Cadence Design Systems, Inc.

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

许多书籍提供了有关常用滤波器类型的信息，例如巴特沃斯滤波器、贝塞耳滤波器和切比雪夫滤波器。本应用手册介绍了如何实现这三种类型的滤波器。

研究了用于将标准滤波器表数据转换为构建滤波器电路所需的传递函数的数学运算。使用相同的方法开发出了滤波器表，使设计人员能够直接跳至所需电路元件值的计算。显示了两种电路拓扑的实际滤波器实现方案：**Sallen-Key** 和多反馈 (MFB)。**Sallen-Key** 电路有时称为电压控制的电压源 (VCVS) 滤波器。

电路通常称为巴特沃斯滤波器、贝塞耳滤波器或切比雪夫滤波器，因为它们的传递函数具有与巴特沃斯、贝塞耳或切比雪夫多项式相同的系数。**MFB** 或 **Sallen-Key** 电路通常也称为滤波器。不同之处在于：巴特沃斯滤波器定义了一个可由多种不同电路拓扑（有源和无源）实现的传递函数，而 **MFB** 或 **Sallen-Key** 电路定义了一个可用于实现各种二阶传递函数的架构或电路拓扑。

电路拓扑的选择取决于性能要求。通常优先选择 **MFB**，因为 **MFB** 对元件变化具有更好的灵敏度且具有更好的高频行为。单位增益 **Sallen-Key** 本质上具有更佳的增益精度，因为增益不依赖于元件值。

表 1-1 和表 1-2 简要总结了总体权衡。

表 1-1. 滤波器类型权衡总结

滤波器类型	优势	劣势
巴特沃斯	最大通带平坦度	在响应脉冲输入时发生轻微过冲，在以下条件下衰减率适度：高于 f_c
贝塞耳	恒定群延迟 - 脉冲输入无过冲	在以下条件下衰减率较慢：高于 f_c
3dB 切比雪夫	在以下条件下衰减率较快：高于 f_c	在响应脉冲输入时发生大过冲和振铃

表 1-2. 架构权衡总结

架构	优势	劣势
Sallen-Key	对单位增益下的元件变化不敏感	高频响应受放大器的频率响应限制
MFB	对元件变化不太敏感，并具有出色的高频响应	用于简化设计的可用简化方案较少

2 滤波器特性

如果存在理想的低通滤波器，它将完全消除高于截止频率的信号，并出色地传递低于截止频率的信号。在实际滤波器中，需要进行各种权衡，以获得给定应用的更佳性能。

巴特沃斯滤波器称为最大平坦幅度响应滤波器，针对通带内的增益平坦度进行了优化。在截止频率处，衰减为 -3dB。高于截止频率时，衰减为 -20dB/十倍频程/阶。巴特沃斯滤波器对脉冲输入的瞬态响应表现出适度的过冲和振铃。

贝塞耳滤波器经过优化，可实现更长的平坦延时时间（或恒定群延迟）。这意味着它们对脉冲输入具有线性相位响应和出色的瞬态响应。这以通带平坦度和滚降速率为代价。截止频率定义为 -3dB 点。

切比雪夫滤波器设计为在通带中具有纹波，但在截止频率之后滚降更陡。截止频率定义为响应低于纹波频带时的频率。对于给定的滤波器阶，可通过允许更多的通带纹波来实现更陡的截止频率。与巴特沃斯滤波器相比，切比雪夫滤波器对脉冲输入的瞬态响应表现出更多的过冲和振铃。

在构建滤波器时，可以使用两种拓扑：**Sallen-Key** 拓扑，这是一种非反相电路；或者多反馈 (MFB) 拓扑，这种拓扑会创建一个反相二阶电路。更多有关 **Sallen-Key** 和 **MFB** 滤波器的信息，请参阅[滤波器设计器工具](#)或[滤波指导手册](#)。

3 二阶低通滤波器标准形式

二阶低通滤波器的传递函数 H_{LP} 可以表示为频率 (f) 的函数，如[方程式 1](#) 所示，二阶低通滤波器标准形式。

$$H_{LP}(f) = - \frac{K}{\left(\frac{f}{FSF \times f_c}\right)^2 + \left(\frac{1}{Q} \times \frac{jf}{FSF \times f_c}\right) + 1} \quad (1)$$

在此公式中： f 是频率变量， f_c 是截止频率， FSF 是频率比例因数，而 Q 是品质因数。方程式 1 具有三个运行区域：低于截止频率、处于截止频率区域和高于截止频率。对于每个区域，方程式 1 降至：

- $f \ll f_c \Rightarrow H_{LP}(f) \approx K$
 - 电路传递的信号乘以增益系数 K 。
- $\frac{f}{f_c} = FSF \Rightarrow H_{LP}(f) = jKQ$
 - 信号相移 90° 并由 Q 系数进行修改。
- $f \gg f_c \Rightarrow H_{LP}(f) \approx -K\left(\frac{FSF \times f_c}{f}\right)^2$
 - 信号相移 180° 并按频率比的平方衰减。

随着频率高于 f_c 时衰减率增加 2，最后一个公式描述了二阶低通滤波器。

频率比例因数 FSF 用于缩放滤波器的截止频率，使其遵循之前给出的定义。

4 数学知识回顾

使用变量 s 的二阶多项式可以用两种等效形式给出。

系数形式：

$$s^2 + a_1s + a_0 \quad (2)$$

或因式分解形式：

$$(s - z_1)(s - z_2) \quad (3)$$

总结，

$$P(s) = s^2 + a_1s + a_0 = (s - z_1)(s - z_2) \quad (4)$$

其中 z_1 和 z_2 是 s 平面中多项式为零的位置。

此处讨论的三个滤波器是全极点滤波器，这意味着它们的传递函数包含所有极点而没有零点。表征滤波器响应的多项式用作滤波器传递函数的分母。因此，多项式的零点是滤波器的极点。

所有偶数阶巴特沃斯、贝塞耳或切比雪夫多项式都包含复共轭零对。这意味着方程式 5 和方程式 6 均成立，其中 Re 是实部，而 Im 是虚部。

$$z_1 = Re + Im \quad (5)$$

$$z_2 = Re - Im \quad (6)$$

在典型的数学表示法中， z_1 表示具有正虚部的共轭零，而 z_1^* 表示具有负虚部的共轭零。奇数阶滤波器除了复共轭对之外，还有一个实极点。

一些滤波器书籍提供了描述滤波器多项式零点的表，其他一些书籍则提供了系数，还有一些书籍两者均提供。由于多项式的零点是滤波器的极点，因此一些书籍使用极点一词。零点和极点与多项式的因式分解形式一起使用，而系数与系数形式一起使用。无论信息如何给出，两种形式之间的转换都是常规的。

以因式分解形式表示滤波器的传递函数时，可便于快速查看极点的位置。相反，系数形式的二阶多项式更便于将传递函数与电路元件关联。稍后在探讨滤波器电路拓扑时会看到这一点。因此，工程师通常希望使用因式分解形式，但需要先对多项式进行缩放和标准化。

二阶公式的系数形式表明，当 $s \ll a_0$ 时，公式由 a_0 占主导；当 $s \gg a_0$ 时， s 占主导。 a_0 是公式在主导项之间转换的转折点。要标准化并缩放到其他值，请将每一项除以 a_0 并将 s 项除以 ωc 。结果如方程式 7 所示：

$$P(s) = \left(\frac{s}{\omega_c \sqrt{a_0}} \right)^2 + \frac{a_1 s}{a_0 \omega_c} + 1 \quad (7)$$

这会对多项式进行缩放和标准化，以便转折点位于 $s = \omega_c \sqrt{a_0}$ 。

通过代入 $s = j2\pi f$ ， $\omega_c = 2\pi f_c$ ， $a_1 = \frac{1}{Q}$ 以及 $\sqrt{a_0} = F_{SF}$ ，公式变为：

$$P(f) = - \left(\frac{f}{F_{SF} \times f_c} \right)^2 + \left(\frac{1}{Q} \times \frac{jf}{F_{SF} \times f_c} \right) + 1 \quad (8)$$

这是 [方程式 1](#) 的分母，即低通滤波器的标准形式。在本文的其余部分中，将使用代入项 $s = j2\pi f$ 。

5 示例

下面的示例说明如何获取标准滤波器表信息并将这些信息处理为标准格式。

5.1 二阶低通巴特沃斯滤波器

巴特沃斯多项式对这三种类型的滤波器所需的工作量非常少，因为频率比例因数始终等于 1。

参考一个列出二阶巴特沃斯多项式零点的表：

$$z_1 = -0.707 + j0.707 \quad (9)$$

$$z_1^* = -0.707 - j0.707 \quad (10)$$

这与多项式的因式分解形式一起使用。或者，可以找出多项式的系数 $a_0 = 1$ 和 $a_1 = 1.414$ 。可以确认 [方程式 11](#) 中的公式：

$$(s + 0.707 + j0.707)(s + 0.707 - j0.707) = s^2 + 1.414s + 1 \quad (11)$$

要将多项式转换为标准形式，请在传递函数的分母中使用多项式的系数形式。二阶低通巴特沃斯滤波器由具有以下传递函数的电路实现：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 1.414 \frac{jf}{f_c} + 1} \quad (12)$$

[方程式 12](#) 与 [方程式 1](#) 相同，其 $F_{SF} = 1$ 和 $Q = \frac{1}{1.414} = 0.707$ 。

[图 5-1](#) 是使用 Sallen-Key 拓扑和 TLV9062 (使用 [滤波器设计工具](#) 创建) 的二阶巴特沃斯低通滤波器的示例。该电路的增益为 1V/V，通带频率为 1kHz。该电路在 PSpice 中构建，然后使用增益相位分析仪构建和测量。

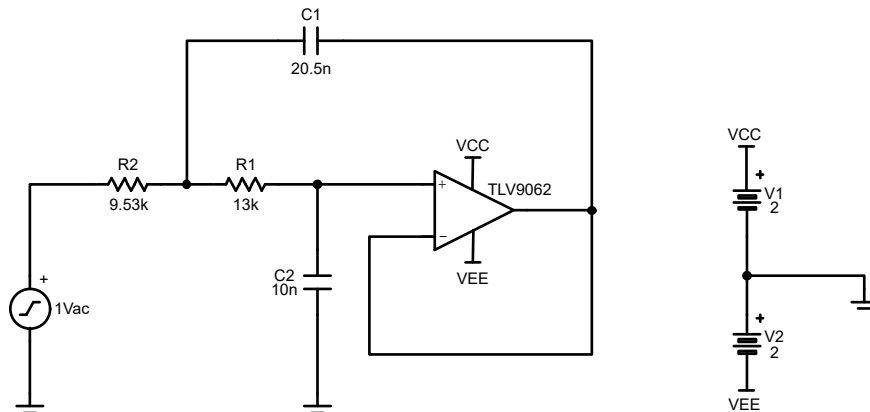


图 5-1. 采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器电路

图 5-2 和图 5-3 分别显示了采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器的 PSpice 结果和测量结果。

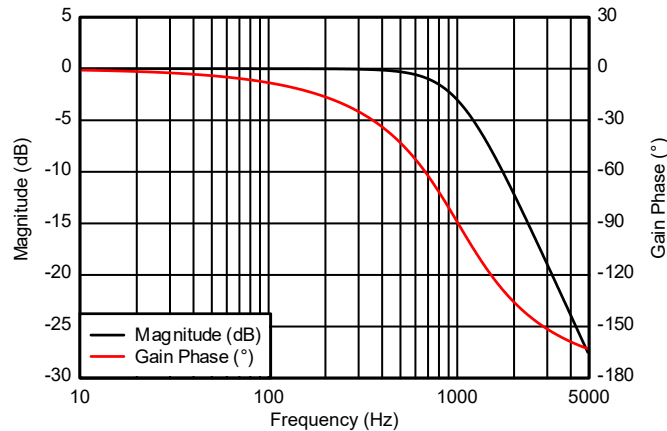


图 5-2. 采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器 PSpice® 结果

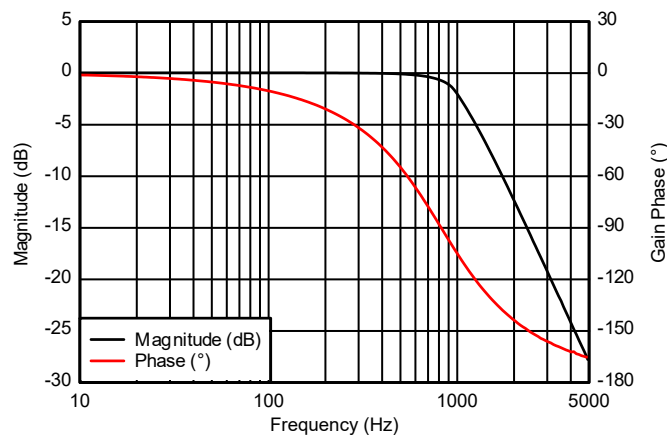


图 5-3. 采用 TLV9062 的巴特沃斯低通滤波器测量结果

5.2 二阶低通贝塞耳滤波器

参考一个列出二阶贝塞耳多项式零点的表：

$$z_1 = -1.103 + j0.6368 \quad (13)$$

$$z_1^* = -1.103 - j0.6368 \quad (14)$$

系数表提供了 $a_0 = 1.622$ 和 $a_1 = 2.206$ 。

同样，系数直接以标准形式出现，因此二阶低通贝塞耳滤波器由具有以下传递函数的电路实现：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 2.206\frac{jf}{f_c} + 1.622} \quad (15)$$

对方程 15 进行标准化，使其采用标准形式。将分子和分母除以 1.622 会缩放增益系数 K （任意值）并提供标准化形式：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{1.274f_c}\right)^2 + 1.360\frac{jf}{f_c} + 1} \quad (16)$$

方程式 16 与方程式 1 相同，其 $FSF = 1.274$ 和 $Q = \frac{1}{1.360 \times 1.274} = 0.577$ 。

5.3 具有 3dB 纹波的二阶低通切比雪夫滤波器

参考一个列出 3dB 二阶切比雪夫多项式零点的表：

$$z_1 = -0.3224 + j0.7772 \quad (17)$$

$$z_1^* = -0.3224 - j0.7772 \quad (18)$$

系数表提供了 $a_0 = 0.7080$ 和 $a_1 = 0.6448$ 。

同样，系数直接以标准形式出现，因此具有 3dB 纹波的二阶低通切比雪夫滤波器的实现由具有以下传递函数的电路实现：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 0.6448\frac{jf}{f_c} + 0.7080} \quad (19)$$

同样，通过以下方式对方程式 19 进行标准化，使之采用标准形式：将分子和分母除以 0.7080 以获得：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{0.8414f_c}\right)^2 + 0.9107\frac{jf}{f_c} + 1} \quad (20)$$

方程式 20 与方程式 1 相同，其 $FSF = 0.8414$ 和 $Q = \frac{1}{0.8414 \times 0.9107} = 1.3050$ 。

前面的工作是设计任何滤波器的第一步。下一步是确定用于实现这些滤波器的电路拓扑。

6 低通 Sallen-Key 架构

图 6-1 显示了低通 Sallen-Key 滤波器架构和传递函数。

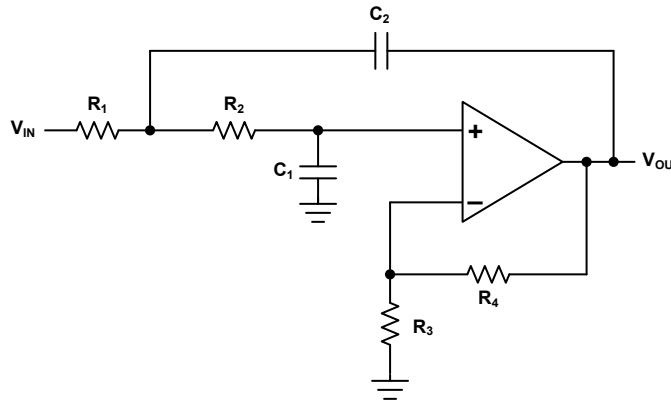


图 6-1. 低通 Sallen-Key 架构

$$H(f) = \frac{\frac{R_3 + R_4}{R_3}}{(j2\pi f)^2 (R_1 R_2 C_1 C_2) + j2\pi f \left(R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_1 C_2 \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) \right) + 1} \quad (21)$$

乍一看，传递函数看起来与方程式 1 中的标准形式有很大不同。但是，通过代入 $K = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$ ：

$$FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \text{以及} \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_1 C_2 (1 - K)}, \quad \text{函数将变得相同。}$$

根据您使用前面的公式的方式，设计过程可能简单或乏味。附录 A 显示了有助于简化这一过程的简化方案。

7 低通多反馈 (MFB) 架构

图 7-1 显示了低通 MFB 滤波器架构和传递函数。

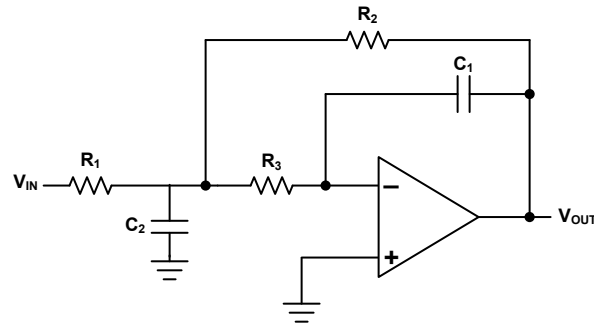


图 7-1. 低通 MFB 架构

$$H(f) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{(j2\pi f)^2(R_2R_3C_1C_2) + j2\pi f\left(R_3C_1 + R_2C_1 + \frac{R_2R_3C_1}{R_1}\right) + 1} \quad (22)$$

同样，传递函数看起来与 [方程式 1](#) 中的标准形式不同。通过代入 $K = \frac{-R_2}{R_1}$ ， $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_3C_1C_2}}$ 以及

$$Q = \frac{\sqrt{R_2R_3C_1C_2}}{R_3C_1 + R_2C_1 + R_3C_1(-K)}$$

，函数将变得相同。

根据您使用前面的公式的方式，设计过程可能简单或乏味。[附录 A](#) 显示了有助于简化这一过程的简化方案。

所示的 **Sallen-Key** 和 **MFB** 电路是二阶低通级，可用于在低通滤波器的传递函数中实现一个复极对。要制成巴特沃斯、贝塞耳或切比雪夫滤波器，请对来自滤波器系数的标准形式的公式使用前面的代入项，以找出电路元件值。

8 级联滤波器级

图 8-1 中说明了级联二阶滤波器级以实现更高阶滤波器的概念。滤波器分解为复共轭极点对，它们可通过 Sallen-Key、MFB 或这些架构的组合来实现。要实现 n 阶滤波器，需要 $\frac{n}{2}$ 级。图 8-2 通过添加一阶实极点将该概念扩展到奇数阶滤波器。

从理论上讲，各个级的阶没有区别，但是为了帮助避免饱和，这些级通常被布置为在输入端附近具有最低的 Q ，而在输出端附近具有最高的 Q 。附录 B 显示使用级联的级实现更高阶滤波器的详细电路示例。

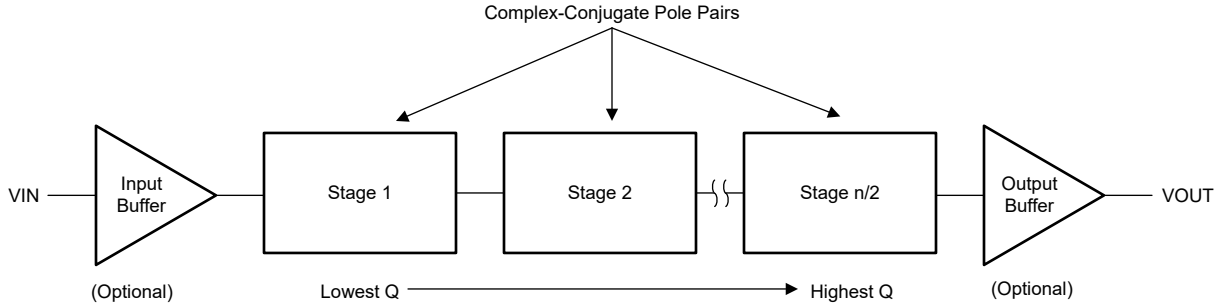


图 8-1. 通过级联二阶级构建偶数阶滤波器

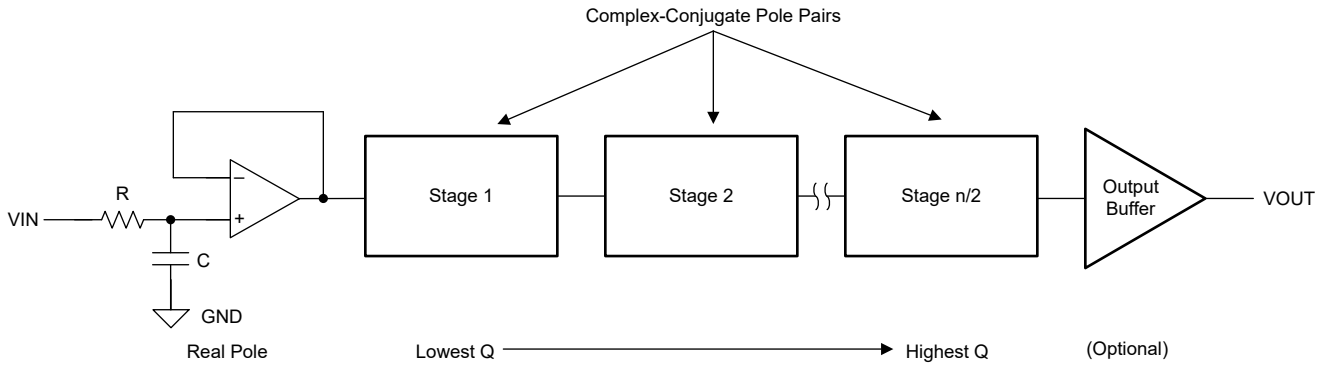


图 8-2. 通过级联二阶级并添加单个实极点构建奇数阶滤波器

9 滤波器表

通常，滤波器书籍会列出用于定义滤波器类型的特定多项式的零点或系数。如本文档前面所述，将此信息转换为电路实现需要进行一定量的数学运算。零点与频率比例因数 (FSF) 和品质因数 (Q) 之间的关系由

$FSF = \sqrt{\text{Re}^2 + |\text{Im}|^2}$ 和 $Q = \frac{\sqrt{\text{Re}^2 + |\text{Im}|^2}}{2\text{Re}}$ 给出，其中 Re 和 Im 是复共轭零对的实部和虚部。表 9-1 至表 9-4 以这种方式生成。更高阶滤波器通过级联二阶级以实现偶数阶滤波器（每个复共轭零对一个）来构造。然后，如果滤波器阶为奇数，则添加一个一阶级。以这种方式排列滤波器表后，初步的数学工作就完成了，设计人员只需根据三个公式计算电路元件值即可。

对于截止频率为 f_c 和通带增益为 K 的低通 Sallen-Key 滤波器，为每个二阶级设置 $K = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$ ，

$FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ 以及 $Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_1 C_2 (1 - K)}$ 。如果需要奇数阶，则为该级设置 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

对于截止频率为 f_c 和通带增益为 K 的低通 MFB 滤波器，为每个二阶级设置 $K = \frac{-R_2}{R_1}$ ， $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$

以及 $Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{R_3 C_1 + R_2 C_1 + R_3 C_1 (-K)}$ 。如果需要奇数阶，则为该级设置 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

这些表的排列使得 Q 的增加与阶级的上升相关联。高阶滤波器通常以这种方式排列，以帮助防止削波。

表 9-1. 巴特沃斯滤波器表

滤波器阶数	级 1		级 2		级 3		级 4		级 5	
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q
2	1.000	0.7071								
3	1.000	1.0000	1.000							
4	1.000	0.5412	1.000	1.3065						
5	1.000	0.6180	1.000	1.6181	1.000					
6	1.000	0.5177	1.000	0.7071	1.000	1.9320				
7	1.000	0.5549	1.000	0.8019	1.000	2.2472	1.000			
8	1.000	0.5098	1.000	0.6013	1.000	0.8999	1.000	2.5628		
9	1.000	0.5321	1.000	0.6527	1.000	1.0000	1.000	2.8802	1.000	
10	1.000	0.5062	1.000	0.5612	1.000	0.7071	1.000	1.1013	1.000	3.1969

表 9-2. 贝塞耳滤波器表

滤波器阶数	级 1		级 2		级 3		级 4		级 5	
	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q	FSF	Q
2	1.2736	0.5773								
3	1.4524	0.6910	1.3270							
4	1.4192	0.5219	1.5912	0.8055						
5	1.5611	0.5635	1.7607	0.9165	1.5069					
6	1.6060	0.5103	1.6913	0.6112	1.9071	1.0234				
7	1.7174	0.5324	1.8235	0.6608	2.0507	1.1262	1.6853			
8	1.7837	0.5060	2.1953	1.2258	1.9591	0.7109	1.8376	0.5596		
9	1.8794	0.5197	1.9488	0.5894	2.0815	0.7606	2.3235	1.3220	1.8575	
10	1.9490	0.5040	1.9870	0.5380	2.0680	0.6200	2.2110	0.8100	2.4850	1.4150

表 9-3. 1dB 切比雪夫滤波器表

滤波器阶数	级 1		级 2		级 3		级 4		级 5	
	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>
2	1.0500	0.9565								
3	0.9971	2.0176	0.4942							
4	0.5286	0.7845	0.9932	3.5600						
5	0.6552	1.3988	0.9941	5.5538	0.2895					
6	0.3532	0.7608	0.7468	2.1977	0.9953	8.0012				
7	0.4800	1.2967	0.8084	3.1554	0.9963	10.9010	0.2054			
8	0.2651	0.7530	0.5838	1.9564	0.5538	2.7776	0.9971	14.2445		
9	0.3812	1.1964	0.6623	2.7119	0.8805	5.5239	0.9976	18.0069	0.1593	
10	0.2121	0.7495	0.4760	1.8639	0.7214	3.5609	0.9024	6.9419	0.9981	22.2779

表 9-4. 3dB 切比雪夫滤波器表

滤波器阶数	级 1		级 2		级 3		级 4		级 5	
	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>	<i>FSF</i>	<i>Q</i>
2	0.8414	1.3049								
3	0.9160	3.0678	0.2986							
4	0.4426	1.0765	0.9503	5.5770						
5	0.6140	2.1380	0.9675	8.8111	0.1775					
6	0.2980	1.0441	0.7224	3.4597	0.9771	12.7899				
7	0.4519	1.9821	0.7920	5.0193	0.9831	17.4929	0.1265			
8	0.2228	1.0558	0.5665	3.0789	0.8388	6.8302	0.9870	22.8481		
9	0.3559	1.9278	0.6503	4.3179	0.8716	8.8756	0.9897	28.9400	0.0983	
10	0.1796	1.0289	0.4626	2.9350	0.7126	5.7012	0.8954	11.1646	0.9916	35.9274

10 示例电路仿真结果

为了进一步展示如何使用先前的信息，计算元件值并在 PSpice 中对滤波器电路进行仿真。

表 10-1 和表 10-2 显示了使用 Sallen-Key 架构和 MFB 架构为探讨的三种不同滤波器计算出的典型元件值。对于每个电路都使用等效简化（请参阅附录 A）：将滤波器元件设置为比率，Sallen-Key 的增益等于 1，MFB 的增益等于 -1。为方便起见，显示了电路和简化。选择的转角频率 f_c 为 1kHz。显示了用于 m 和 n 的值。将为 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 显示的值选择为标准值，或与使用给定公式计算的值最接近的标准值。

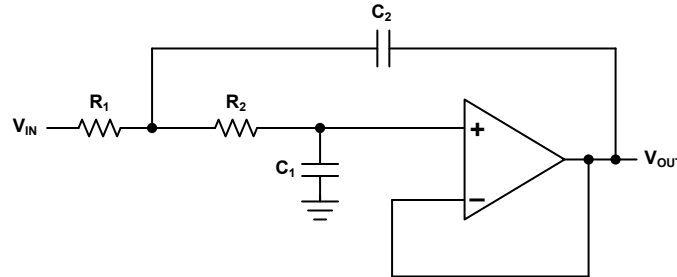


图 10-1. Sallen-Key 电路和元件值 ($f_c = 1\text{kHz}$)

$$R_1 = mR, \quad R_2 = R, \quad C_1 = C, \quad C_2 = nC \text{ 以及 } K = 1 \text{ 使 } FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}} \text{ 和 } Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}。$$

表 10-1. Sallen-Key 电路和元件值 ($f_c = 1\text{kHz}$)

滤波器类型	n	m	C_1	C_2	R_1	R_2
巴特沃斯	3.3	0.229	0.01 μF	33nF	4.22k Ω	18.4k Ω
贝塞耳	1.5	0.5	0.01 μF	15nF	7.23k Ω	14.5k Ω
3dB 切比雪夫	6.8	1.0	0.01 μF	68nF	7.32k Ω	7.32k Ω

$$R_1 = R_2 = R, \quad R_3 = mR, \quad C_1 = C, \quad C_2 = nC \text{ 以及 } K = 1 \text{ 使 } FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}} \text{ 和 } Q = \frac{\sqrt{mn}}{1+2m}。$$

表 10-2. MFB 电路和元件值 ($f_c = 1\text{kHz}$)

滤波器类型	n	m	C_1	C_2	R_1 和 R_2	R_3
巴特沃斯	4.7	0.222	0.01 μF	47nF	15.4k Ω	3.48k Ω
贝塞耳	3.3	0.195	0.01 μF	33nF	15.4k Ω	3.01k Ω
3dB 切比雪夫	15	0.267	0.01 μF	150nF	9.42k Ω	2.52k Ω

使用 TLV9062 运算放大器、1% 容差电阻器和 2% 容差电容器对这些电路进行仿真。图 10-2 至图 10-5 显示了电路的频率响应。

图 10-2 比较了 Sallen-Key 和 MFB 二阶巴特沃斯滤波器的频率响应。滤波器的频率响应在 10Hz 至大约 80kHz 范围内几乎相同。

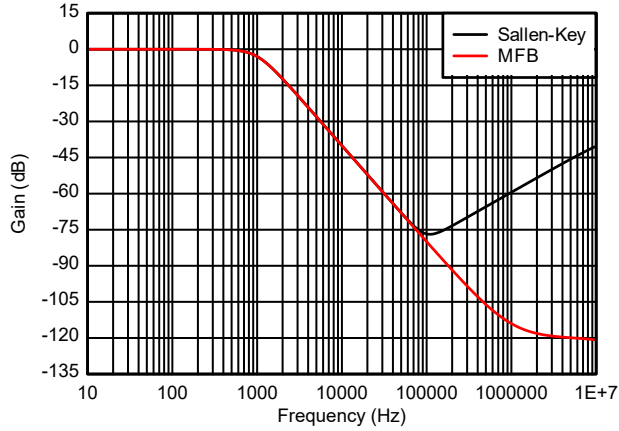


图 10-2. 二阶巴特沃斯滤波器频率响应

图 10-3 比较了 Sallen-Key 和 MFB 二阶贝塞耳滤波器的频率响应。滤波器的频率响应在 10Hz 至大约 90kHz 范围内几乎相同。高于 90kHz 时，MFB 具有出色的性能。

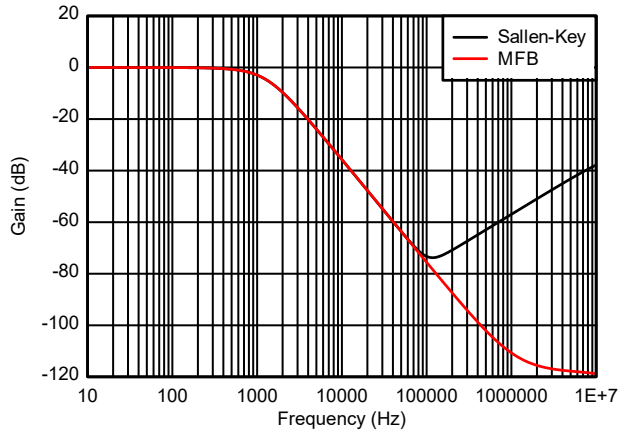


图 10-3. 二阶贝塞耳滤波器频率响应

图 10-4 比较了 Sallen-Key 和 MFB 二阶 3dB 切比雪夫滤波器的频率响应。滤波器的频率响应在 10Hz 至大约 60kHz 范围内几乎相同。高于 60kHz 时，MFB 表现出更好的性能。

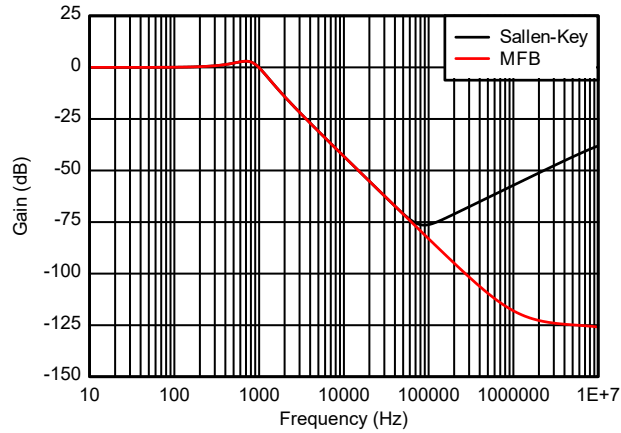


图 10-4. 二阶 3dB 切比雪夫滤波器频率响应

图 10-5 是 MFB 拓扑中三个滤波器的频率响应的扩展视图，接近 f_c (Sallen-Key 电路几乎相同)。该图显示了接近截止频率时衰减率上升，其中贝塞耳滤波器更慢，3dB 切比雪夫滤波器更快。

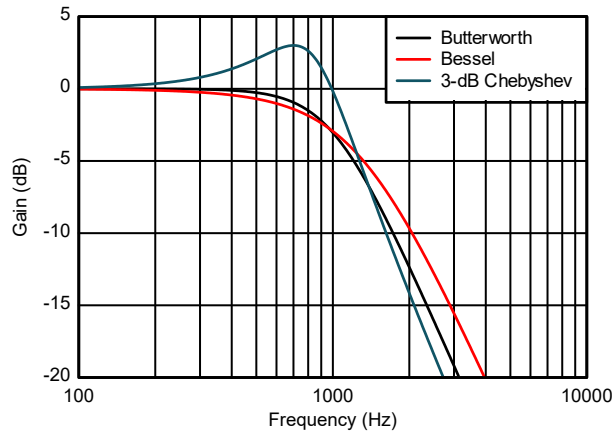


图 10-5. 二阶巴特沃斯、贝塞耳和 3dB 切比雪夫滤波器频率响应

11 非理想电路运行

到目前为止，还没有详细说明电路的非理想运行。以下部分探讨 Sallen-Key 和 MFB 高频行为以及使用 TLV9062 的 PSpice 仿真示例。

11.1 非理想电路运行：Sallen-Key

在远高于截止频率的频率下，简化的高频模型有助于显示电路的预期行为。图 11-1 用于显示二阶低通 Sallen-Key 电路在高频时的预期电路运行情况。此处假设：与 R_1 和 R_2 的阻抗相比， C_1 和 C_2 是有效短路，因此放大器的输入处于交流接地。作为响应，放大器在输出端生成交流接地（仅受限于闭环输出阻抗 Z_{OUT} ）。不同的放大器具有不同的闭环输出阻抗 Z_{OUT} ，并且可能影响基于 Z_{OUT} 的高频滤波器响应。

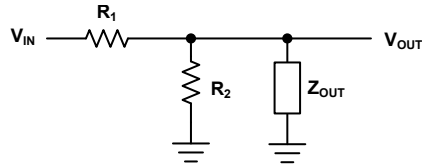


图 11-1. 二阶低通 Sallen-Key 高频模型

在放大器的输出端放置一个低通 RC 滤波器有助于消除高频信号的馈通。图 11-2 比较了原始 Sallen-Key 巴特沃斯滤波器与在输出端使用 RC 滤波器的 Sallen-Key 巴特沃斯滤波器。一个 $100\ \Omega$ 电阻器与输出端串联，一个 47nF 电容器从输出端连接到接地。这会在传递函数中放置一个无源极点，频率约为 40kHz ，从而改善高频响应。

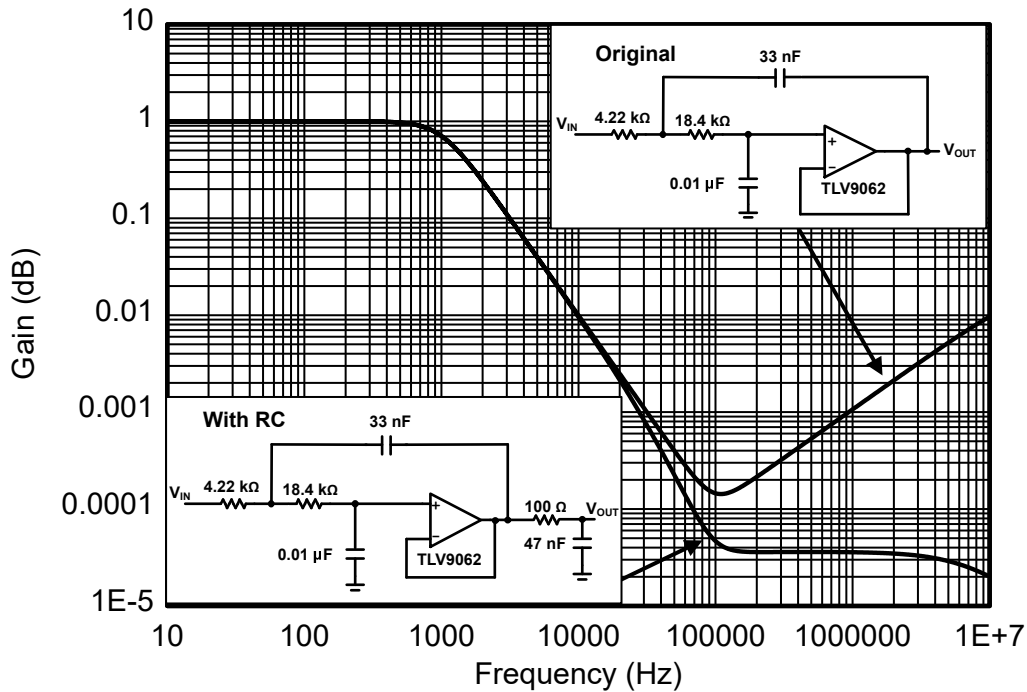


图 11-2. 添加了与输出端串联的 RC 的 Sallen-Key 巴特沃斯滤波器

11.2 非理想电路运行：MFB

图 11-3 用于显示二阶低通 MFB 电路在高频时的预期电路运行情况。此处假设，与 R_1 、 R_2 和 R_3 的阻抗相比， C_1 和 C_2 是有效短路。同样，放大器的输入端处于交流接地，并在输出端生成交流接地（仅受限于闭环输出阻抗 Z_{OUT} ）。电容器 C_P 表示从 V_{IN} 到 V_{OUT} 的寄生电容。电路衰减高频信号的能力取决于 C_P 和 Z_{OUT} 。不同的放大器具有不同的闭环输出阻抗 Z_{OUT} ，并且可能影响基于 Z_{OUT} 的高频滤波器响应。

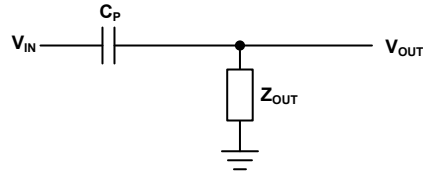


图 11-3. 二阶低通 MFB 高频模型

在对输入和输出信号进行布线时，请确保将电容耦合保持为更低的值。

在放大器的输出端放置一个低通 RC 滤波器有助于消除高频信号的馈通。图 11-4 比较了原始 MFB 巴特沃斯滤波器与在输出端使用 RC 滤波器的 MFB 巴特沃斯滤波器。一个 $100\ \Omega$ 电阻器与输出端串联，一个 47 nF 电容器从输出端连接到接地。这会在传递函数中放置一个无源极点，频率约为 40 kHz ，从而改善高频响应。

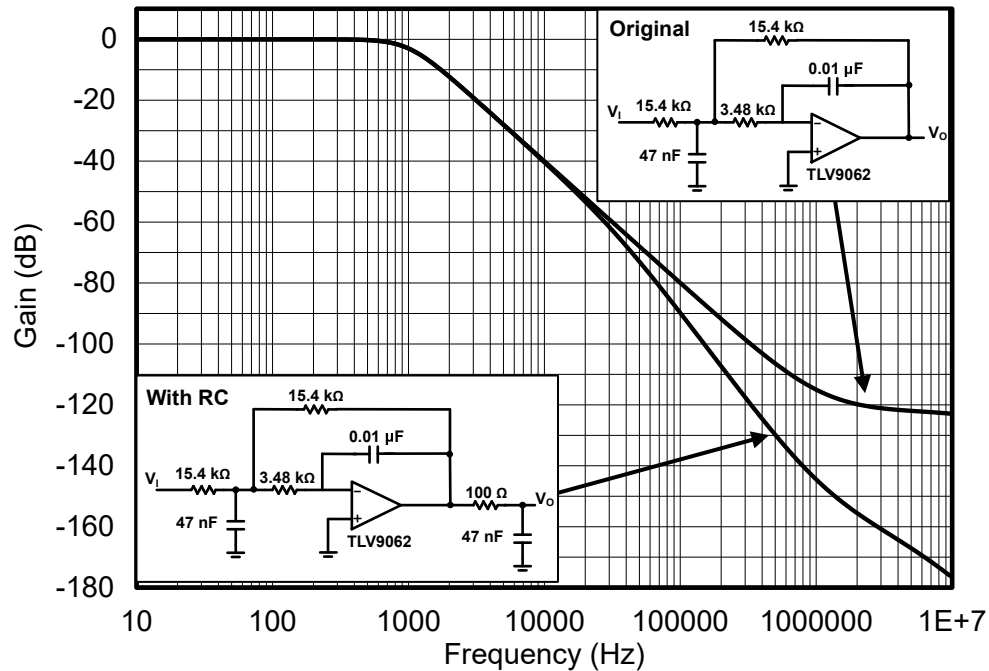


图 11-4. 添加了与输出端串联的 RC 的 MFB 巴特沃斯滤波器

12 有关元件选择的注释

理论上，可以使用满足公式的任何 **R** 和 **C** 值，但考虑到实际情况，需要遵循某些指导原则。

在给定特定转角频率的情况下，**R** 和 **C** 的值彼此成反比。通过使 **C** 变大，**R** 将变小，反之亦然。

使 **R** 变大会使 **C** 变小，以致寄生电容会导致错误。然而，**R** 值越小，电路中的电流就越大，作为权衡，这会消耗更多的功耗。

元件值的更佳选择取决于特定的电路以及设计人员愿意做出的权衡。遵循以下一般性建议有助于减少错误：

- **电容器**
 - 避免值小于 10pF
 - 使用 C0G (NP0) 电介质
 - 使用容差为 1% 的元件
 - 优先选择表面贴装
- **电阻器**
 - 介于几百欧姆至几千欧姆范围内的值更佳
 - 使用温度系数较低的金膜
 - 使用 1% 公差 (或更优)
 - 优先选择表面贴装

13 结论

本文档探讨了使用 **Sallen-Key** 和 **MFB** 架构构建二阶低通巴特沃斯、贝塞耳和 3dB 切比雪夫滤波器。通过级联二阶级以实现偶数阶，并添加一阶级以实现奇数阶，将同样的技术扩展到更高阶滤波器。

每种滤波器类型的优势都以牺牲其他特性为代价。巴特沃斯滤波器可提供更佳的全方位滤波器响应。该滤波器在通带中具有更大的平坦度，在截止频率后具有中等滚降，并且在响应脉冲输入时仅显示出轻微的过冲。

贝塞耳滤波器在对方波信号进行信号调节时很重要。恒定群延迟意味着以更小失真 (过冲) 传递方波信号。其代价是高于截止频率的较慢衰减率。

3dB 切比雪夫滤波器牺牲通带平坦度，以实现接近截止频率的高衰减率。在所讨论的三种滤波器类型中，这种滤波器还表现出在响应脉冲输入时发生更大的过冲和振铃。

Sallen-Key 和 **MFB** 架构也有一些权衡。在设计 **Sallen-Key** 时可以使用的简化方法可让您更轻松地选择电路元件，而在单位增益下，**Sallen-Key** 对元件变化没有增益敏感性。**MFB** 对元件变化的总体敏感性较低，并且具有更好的高频性能。

A 滤波器设计规范

A.1 Sallen-Key 设计简化

滤波器设计可能简单也可能繁琐，具体取决于用于求解公式的方法。以下简化按从难到易排序，但请注意，设计变得越容易，设计自由度就越受限。

A.1.1 Sallen-Key 简化 1：将滤波器元件设置为比率

让 $R_1 = mR$, $R_2 = R$, $C_1 = C$ 以及 $C_2 = nC$ 使 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$ 和 $Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1+mn(1-K)}$ 。开始设计：首先确定增益所需的比率 m 和 n 和滤波器的 Q ，然后选择 C 并计算 R 以设置 f_c 。

A.1.2 Sallen-Key 简化 2：将滤波器元件设置为比率和增益 = 1

让 $R_1 = mR$, $R_2 = R$, $C_1 = C$, $C_2 = nC$ 以及 $K = 1$ 使 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$ 和 $Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}$ 。这会将通带中的增益设置为 0dB。开始设计：首先确定比率 m 和 n （适用于滤波器所需的 Q ），然后选择 C 并计算 R 以设置 f_c 。

A.1.3 Sallen-Key 简化 3：将电阻器设置为比率，并将电容器设置为相等

让 $R_1 = mR$, $R_2 = R$ 以及 $C_1 = C_2 = C$ 使 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{m}}$ 和 $Q = \frac{\sqrt{m}}{1+m(2-K)}$ 。将电容器而非电阻器设置为相等的主要动机是与电阻器相比，值的选择有限。

设置 f_c 和 Q 之间存在交互。开始设计：选择 m 和 K 以设置电路的 Q ，然后选择 C 和计算 R 来设置 f_c 。

A.1.4 Sallen-Key 简化 4：将滤波器元件设置为相等

让 $R_1 = R_2 = R$ 和 $C_1 = C_2 = C$ 使 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ 和 $Q = \frac{1}{3-K}$ 。通过这一简化， f_c 和 Q 是独立的。 Q 现在仅由电路的增益决定。 f_c 由 RC 的选择设置 — 选择 C 并计算相应的 R 。由于增益控制电路的 Q ，为了在通带中实现所需的信号电平，需要进一步的增益或衰减。

A.2 MFB 设计简化

MFB 没有 Sallen-Key 那么多的简化方案，但以下简化方案为两种 MFB 情况提供了指导。

A.2.1 MFB 简化 1：将滤波器元件设置为比率

让 $R_2 = R$, $R_3 = mR$, $C_1 = C$ 以及 $C_2 = nC$ 使 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$ 和 $Q = \frac{\sqrt{mn}}{1+m(1-K)}$ 。开始设计：首先确定增益所需的比率 m 和 n 和滤波器的 Q ，然后选择 C 并计算 R 以设置 f_c 。

A.2.2 MFB 简化 2：将滤波器元件设置为比率和增益 = -1

让 $R_2 = R$, $R_3 = mR$, $C_1 = C$, $C_2 = nC$ 以及 $K = -1$ 使 $FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}$ 和 $Q = \frac{\sqrt{mn}}{1+2m}$ 。这会将通带中的增益设置为 0dB。开始设计：首先确定比率 m 和 n （适用于滤波器所需的 Q ），然后选择 C 并计算 R 以设置 f_c 。

B 更高阶滤波器

本应用手册之前已指出，可通过级联二阶级以实现偶数阶并添加一阶级以实现奇数阶来构建更高阶滤波器。为了说明这是如何实现的，我们考虑两个示例：构建一个五阶巴特沃斯滤波器和一个六阶贝塞耳滤波器。

通过将高于二阶的滤波器分解为复共轭零对，构建了二阶级，当进行级联时，可以实现整体多项式。例如，一个六阶滤波器有三个复零对，可以写为：

$$P_{6th}(s) = (s + z_1)(s + z_1^*)(s + z_2)(s + z_2^*)(s + z_3)(s + z_3^*) \quad (23)$$

每个复共轭零对都可以相乘并写成：

$$(s + z_1)(s + z_1^*) = s^2 + a_{1,1}s + a_{0:1} \quad (24)$$

$$(s + z_2)(s + z_2^*) = s^2 + a_{1,2}s + a_{0:2} \quad (25)$$

$$(s + z_3)(s + z_3^*) = s^2 + a_{1,3}s + a_{0:3} \quad (26)$$

然后，以下列形式重构整体多项式：

$$P_{6th}(s) = (s^2 + a_{1,1}s + a_{0:1})(s^2 + a_{1,2}s + a_{0:2})(s^2 + a_{1,3}s + a_{0:3}) \quad (27)$$

电路实现方案由三个二阶级进行级联以形成整体响应。

B.1 五阶低通巴特沃斯滤波器

参考表 9-1，对于五阶巴特沃斯滤波器，所需的电路传递函数可写为：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{\left(\frac{jf}{f_c} + 1\right) \left(-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + \frac{1}{0.6180} \times \frac{jf}{f_c} + 1\right) \left(-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + \frac{1}{0.6180} \times \frac{jf}{f_c} + 1\right)} \quad (28)$$

图 B-1 显示了 Sallen-Key 电路实现方案和所需的元件值。 f_c 是 -3dB 点。通带中电路的总增益为 $K = K_a \times K_b$ 。

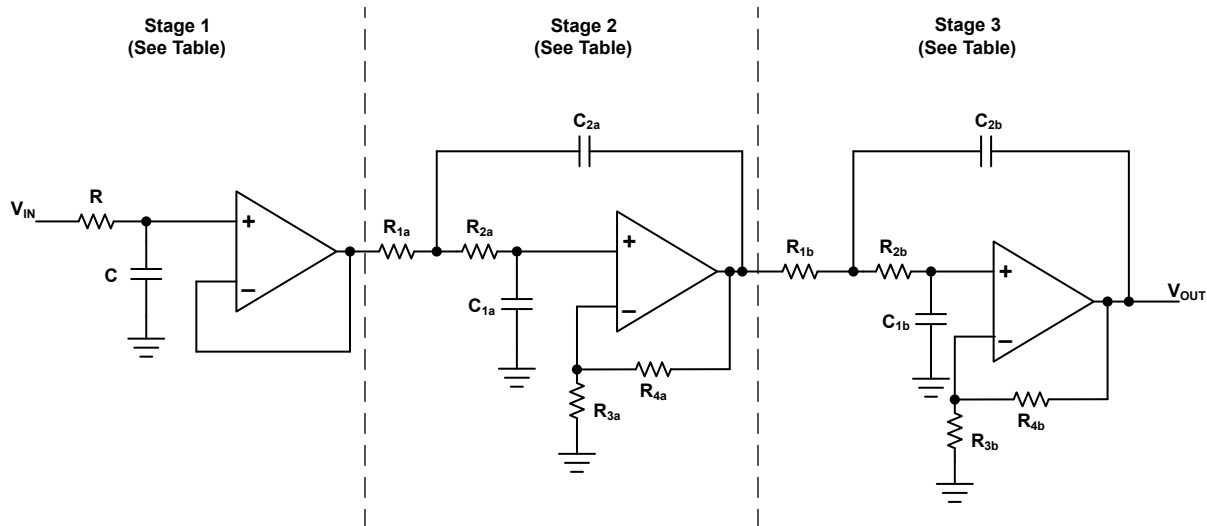


图 B-1. 级联两个 Sallen-Key 级和一个 RC 的五阶低通滤波器拓扑

阶段	f_c	Q	K
1	$\frac{1}{2\pi RC}$	N/A	1
2	$\frac{1}{2\pi\sqrt{R_{1a}R_{2a}C_{1a}C_{2a}}}$	$\frac{\sqrt{R_{1a}R_{2a}C_{1a}C_{2a}}}{R_{1a}C_{1a} + R_{2a}C_{1a} + R_{1a}C_{2a}(1 - K_a)} = 0.618$	$K_a = \frac{R_{3a} + R_{4a}}{R_{3a}}$
3	$\frac{1}{2\pi\sqrt{R_{1b}R_{2b}C_{1b}C_{2b}}}$	$\frac{\sqrt{R_{1b}R_{2b}C_{1b}C_{2b}}}{R_{1b}C_{1b} + R_{2b}C_{1b} + R_{1b}C_{2b}(1 - K_b)} = 1.618$	$K_b = \frac{R_{3b} + R_{4b}}{R_{3b}}$

B.2 六阶低通贝塞耳滤波器

参考表 9-2，对于六阶贝塞耳滤波器，我们可以将所需的电路传递函数编写为：

$$H_{LP}(f) = \frac{K}{\left(-\left(\frac{f}{1.6060 f_c}\right)^2 + 1.2202 \times \frac{jf}{f_c} + 1\right)\left(-\left(\frac{f}{1.6913 f_c}\right)^2 + 0.9674 \times \frac{jf}{f_c} + 1\right)\left(-\left(\frac{f}{1.9071 f_c}\right)^2 + 0.5124 \times \frac{jf}{f_c} + 1\right)} \quad (29)$$

图 B-2 显示了 MFB 电路实现方案和所需的元件值。 f_c 是 -3dB 点。通带中电路的总增益为 $K = K_a \times K_b \times K_c$ 。

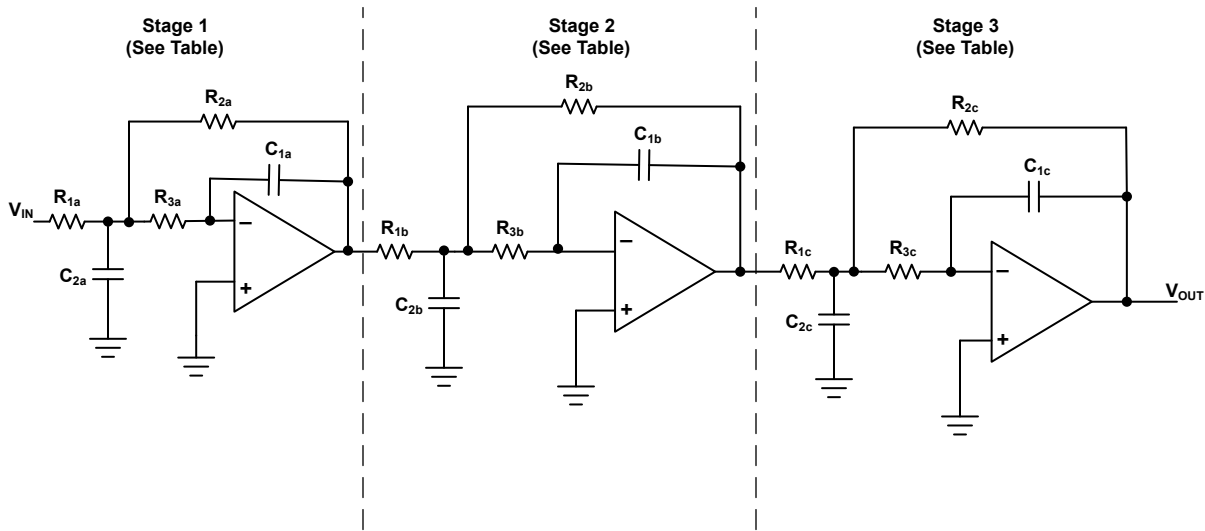


图 B-2. 级联三个 MFB 级的六阶低通滤波器拓扑

阶段	f_c	Q	K
1	$\frac{1}{1.6060 \times 2\pi\sqrt{R_{2a}R_{3a}C_{1a}C_{2a}}}$	$\frac{\sqrt{R_{2a}R_{3a}C_{1a}C_{2a}}}{R_{3a}C_{1a} + R_{2a}C_{1a} + R_{3a}C_{1a}(-K_a)} = 0.5103$	$K_a = \frac{-R_{2a}}{R_{1a}}$
2	$\frac{1}{1.6913 \times 2\pi\sqrt{R_{2b}R_{3b}C_{1b}C_{2b}}}$	$\frac{\sqrt{R_{2b}R_{3b}C_{1b}C_{2b}}}{R_{3b}C_{1b} + R_{2b}C_{1b} + R_{3b}C_{1b}(-K_b)} = 0.6112$	$K_b = \frac{-R_{2b}}{R_{1b}}$
3	$\frac{1}{1.9071 \times 2\pi\sqrt{R_{2c}R_{3c}C_{1c}C_{2c}}}$	$\frac{\sqrt{R_{2c}R_{3c}C_{1c}C_{2c}}}{R_{3c}C_{1c} + R_{2c}C_{1c} + R_{3c}C_{1c}(-K_c)} = 1.0234$	$K_c = \frac{-R_{2c}}{R_{1c}}$

C 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision C (November 2022) to Revision D (February 2023)	Page
--	-------------

- 更新了 [示例电路仿真结果](#) 部分表格和电路中的元件值..... 12
-

Changes from Revision B (September 2002) to Revision C (November 2022)	Page
---	-------------

- 更新了命名规则和新的运算放大器器件。..... 1
-

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司