

Application Note

LC 滤波器设计



Jennifer Bruzon

摘要

在功率较高的 D 类放大器中（一般输出功率在 10W 以上），放大器输出端需要添加一个滤波器。该滤波器本质上是无源的，且在每个输出端都使用了一个电感器和一个电容器。因此，它被称为 LC 滤波器。正确选择 LC 滤波器的元件对于满足最终应用所需的音频性能、效率、EMC/EMI 要求和成本至关重要。本应用报告作为指南，可帮助为 D 类放大器选择 LC 滤波器元件，从而实现终端系统的设计目标

内容

1 LC 滤波器设计.....	2
1.1 D 类输出配置.....	2
1.2 D 类调制方案.....	3
1.3 D 类输出 LC 滤波器.....	6
1.4 高性能 D 类音频用电感器选择.....	18
1.5 电容器选型注意事项.....	27
1.6 相关配套资料.....	39
2 参考.....	40
3 参考.....	41
4 修订历史记录.....	42

商标

Coilcraft™ is a trademark of Coilcraft, Inc.
所有商标均为其各自所有者的财产。

1 LC 滤波器设计

在功率较高的 D 类放大器中（一般输出功率在 10W 以上），放大器输出端需要添加一个滤波器。该滤波器本质上是无源的，且在每个输出端都使用了一个电感器和一个电容器。因此，它被称为 LC 滤波器。正确选择 LC 滤波器的元件对于满足最终应用所需的音频性能、效率、EMC/EMI 要求和成本至关重要。本应用报告旨在作为指南，帮助为 D 类放大器选择 LC 滤波器元件，从而实现最终系统的设计目标。

1.1 D 类输出配置

部分 TI D 类音频放大器可在单个器件中支持多种输出配置。这为最终应用提供了高度的灵活性。表 1 提供了 TI 面向工业和扬声器应用的 D 类器件示例，列出了影响 LC 滤波器设计的输出配置、功率等级和电源电压范围。

表 1-1. TI D 类音频放大器示例

规格	TAS2120	TAS2320	TAS5830
输出配置	BTL (单声道)	BTL (单声道)	BTL (立体声) / PBTL (单声道)
输出功率	1 x 8.4W	1 x 15W	2 x 60W
峰值电流	5.1A (升压)	4.1A	8A
PVDD 范围	2.5V 至 15V	2.5V 至 15V	4.5V/30V
架构	开环，数字输入	开环，数字输入	闭环，数字输入

1.1.1 桥接式负载 (BTL)

桥接式负载 (BTL) 是 D 类放大器最常见的输出配置。BTL 配置由两个放大器组成：一个放大器驱动负载的一侧，另一个放大器以第一个放大器的反相信号驱动负载的另一侧。与单端配置（负载一侧接放大器输出，另一侧接地）相比，在给定电源电压下，负载两侧的电压摆幅增至 2 倍。负载两侧的电压摆幅增至两倍，等同于功率增至 4 倍，因为 $P = V^2/R$ 。因此，在相同电源电压下，BTL 负载配置向负载提供的功率是单端配置的 4 倍。

由于负载两侧均被驱动，因此负载不以地为基准。因此，必须相对于地对负载两端的电压进行差分测量。

TAS5830 是以 BTL 输出配置运行的 TI 器件示例。

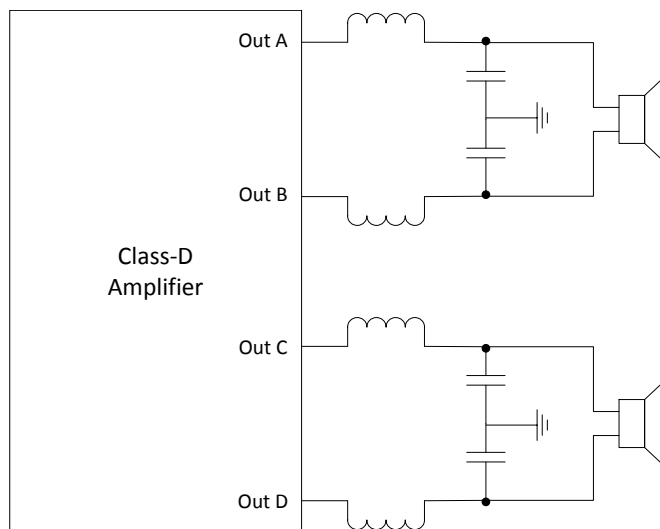


图 1-1. 立体声 (双通道) BTL D 类放大器

1.1.2 并联桥接式负载 (PBTL)

并联桥接式负载 (PBTL) 是一种输出配置：将一个立体声 BTL 放大器的输出端并联，用作单一单声道。虽然最大输出电压摆幅与 BTL 输出配置相同，但最大电流有所增大，因为每个输出端均分担了负载电流。与相同电源电压下的 BTL 相比，这通常允许驱动更低阻抗的负载，从而获得更高的输出功率。放大器的电流限制相比 BTL 翻了一倍。例如，TAS5825 的电流限制为 7.5A，每通道功率输出为 38W；而在 PBTL 模式下，电流限制为 15A，功率输出为 65W。

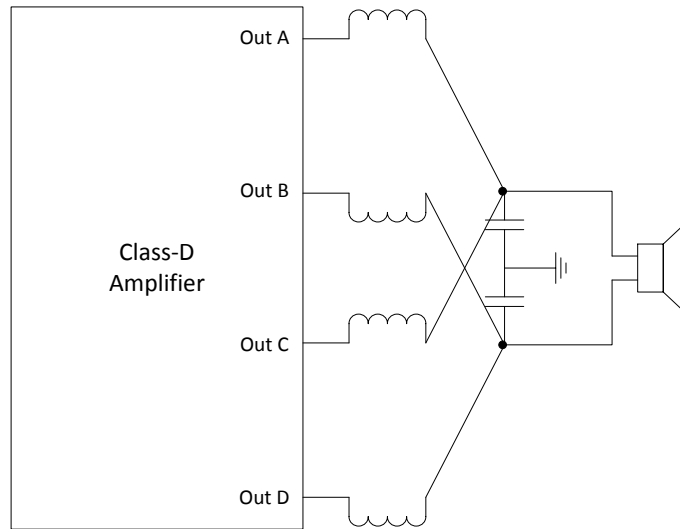


图 1-2. 单声道 PBTL D 类放大器

1.1.3 单端 (SE)

在单端 (SE) 配置中，仅使用一个输出来驱动负载，而非 BTL 和 PBTL 配置中那样使用一对反相输出。因此，与 BTL 相比，仅有一半的信号摆幅可用，即总输出功率的四分之一。但是，这种配置可以用单个立体声 BTL 放大器实现四通道，如 图 1-3 所示。TAS5827 等部分放大器还允许组合使用 1 个 BTL 和 2 个 SE 通道，以通过单个器件支持 2.1 音频系统。

由于 D 类放大器采用 PWM 调制，在 LC 滤波器之后存在 $PVDD/2$ （即电源电压一半）的直流电压。在 SE 模式下，由于扬声器现在以地为基准，因此需要一个直流阻断电容器或其他方式使扬声器以 $PVDD/2$ 为基准，以确保扬声器两端不会出现直流电压。

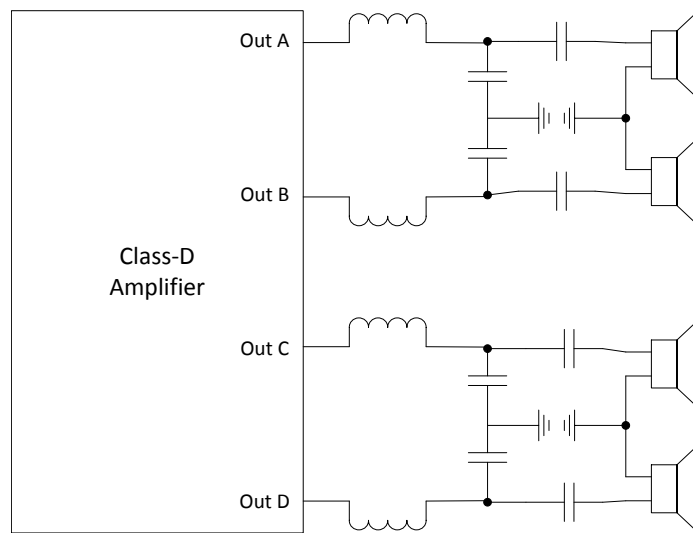


图 1-3. 4 个单端输出

1.2 D 类调制方案

本节介绍如何将模拟信号转换为 PWM 信号，以驱动输出电桥中的 MOSFET。大多数 D 类放大器可归类为使用两种调制技术之一：AD（传统）调制或 BD 调制。

1.2.1 AD (传统) 调制

传统的开关技术 (AD 调制) 对矩形波形的占空比进行调制, 使其平均值对应于输入模拟信号。BTL 输出 (见 图 1-4) 互为反相。AD 调制的输出中无显著的共模开关分量。然而, 由于 PWM 开关的平均值, 输出中存在一个共模直流电压。因为负载两端都存在这一直流电压电平, 所以它不会在负载上产生功率耗散。该直流电压等于 $PVDD/2$, 即电源电压的一半。TPA312xD2 系列采用的就是 AD 调制。

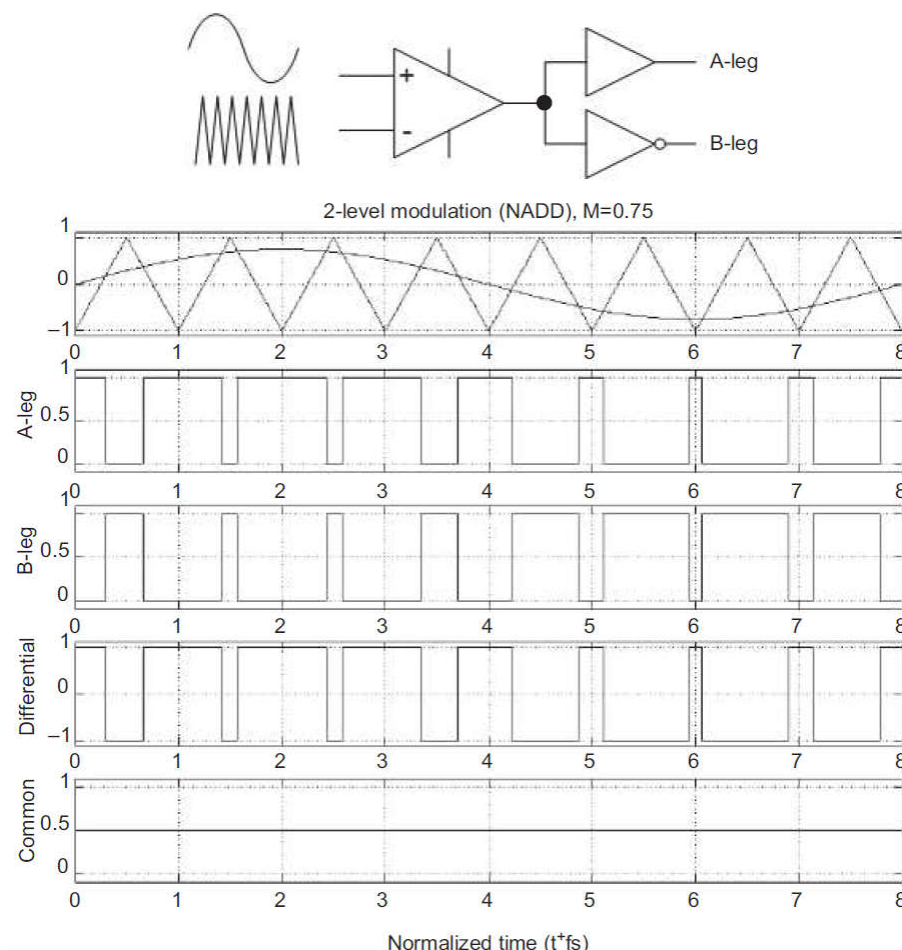


图 1-4. AD (传统) 调制

由于开关波形几乎完全是差分的, 跨接在 A 桥臂和 B 桥臂之间的 BTL 负载承受完整的开关波形。在空闲状态下, 放大器以标称 PWM 频率开关, 负载上的占空比为 50%。这会导致大量电流流入负载, 产生显著功率耗散。因此, 需要使用 LC 滤波器将电流减小至较小的残余纹波, 才能实现良好效率。

一般来说, 对于 AD 调制 D 类放大器, 纹波电流越低, 效率越高, 这是因为负载功率耗散和输出 FET 的 $R_{DS(on)}$ 上的 I^2R 损耗均有所减小。

1.2.2 BD 调制

BD 调制开关技术对输出信号差值的占空比进行调制, 使其平均值与输入模拟信号相对应。BTL 输出 (见 图 1-5) 并非彼此反相。BD 调制的输出中含有显著的共模成分。部分 TAS 调制器还可以配置为 BD 调制。部分 TI 数字输入器件 (例如 TAS2120、TAS2320 和 TAS5830) 默认使用 BD 调制。

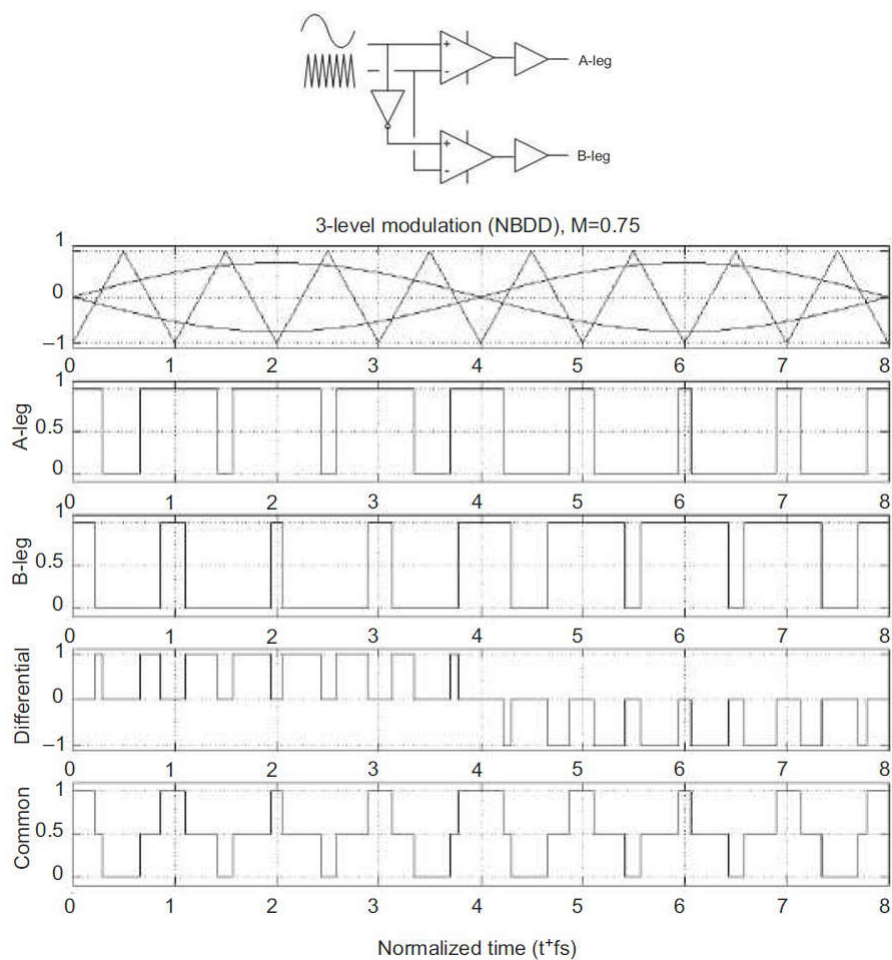


图 1-5. BD 调制

1.3 D 类输出 LC 滤波器

1.3.1 输出 LC 滤波器频率响应特性

为电感器和电容器选择元件值时，二阶 D 类 LC 输出滤波器的频率响应至关重要。LC 滤波器响应也随着扬声器负载阻抗的变化而变化。负载阻抗决定了输出 LC 滤波器的阻尼比，分为过阻尼、临界阻尼或欠阻尼。同样重要的是，了解应用中扬声器负载阻抗的变化，并据此选择适合预期负载变化的 L 和 C 值。理想情况下，LC 滤波器的取值应确保临界阻尼、平坦通带和相位响应。选择二阶低通滤波器元件时的两个关键考虑因素是截止频率和 Q 因子（阻尼比）。

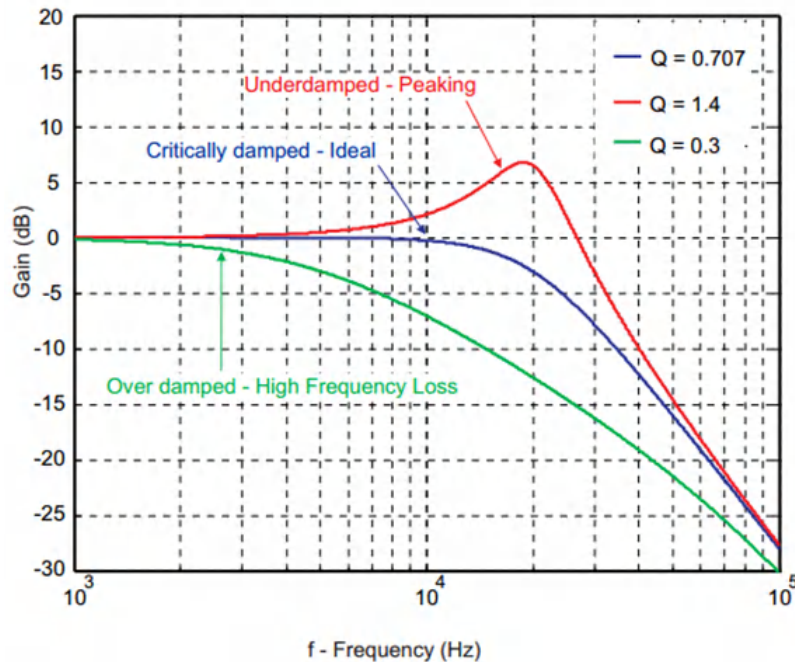


图 1-6. Q 值对频率响应的影响

TI 推荐使用二阶巴特沃斯低通滤波器，因为其通带和相位响应平坦。TI 不推荐使用峰值过大的 LC 滤波器，比如图 1-6 所示的欠阻尼滤波器响应。在高频下，峰值通常对人耳来说非常刺耳，并且还会触发某些放大器的保护电路，例如过电流保护。但是，过阻尼滤波器会导致音频频带内的高频音频内容衰减。

1.3.2 D 类 BTL 输出 LC 滤波器拓扑

对于 D 类放大器，根据调制方案的不同，主要使用两种滤波器类型。I 型滤波器为差分滤波器，仅用于 AD 调制放大器。II 型滤波器为共模滤波器，主要用于 BD 调制。

表 1-2 展示了每种滤波器类型及其对应的单端等效电路，本节后面会使用后者进行频率响应和阻尼分析。使用单端等效电路是为了简化每种滤波器类型的计算。

表 1-2. D 类滤波器类型及其 SE 等效电路

D 类 BTL 滤波器类型					
I 型		II 型		混合	
I 型单端等效电路		II 型单端等效电路		混合单端等效电路	
D 类调制：		AD	D 类调制：		BD 或 AD (见 节 1.3.7)
滤波器类型：		差分	滤波器类型：		共模
D 类调制：		AD	D 类调制：		AD
滤波器类型：		混合	滤波器类型：		混合

C_{BTL} = 差分桥接式负载电容器
 C_g = 单端电容器接地
 R_{BTL} = 差分负载阻抗
 L_{BTL} = 串联电感器

1.3.3 单端滤波器计算

由于目标是使用每种滤波器类型的单端等效电路进行简化分析，因此须已知单端滤波器的频率响应。

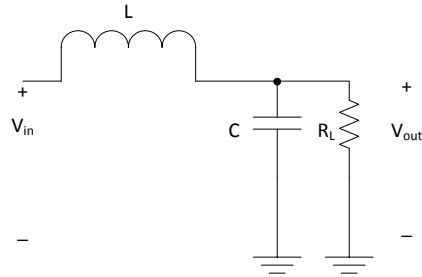


图 1-7. 单端 LC 滤波器

图 1-7 显示了单端 LC 滤波器的公式：

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C}} \quad \text{Cutoff frequency of single-ended LC filter} \quad (1)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad \text{Conversion between radians and frequency in hertz} \quad (2)$$

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{Quality Factor Q} \quad (3)$$

$$\zeta = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \times R_L \sqrt{\frac{C}{L}}} \quad \text{Damping Ratio} \quad (4)$$

如前所述，通常希望设计一个具有巴特沃斯响应的临界阻尼滤波器。对于此类滤波器， $Q = 0.707 = 1/\sqrt{2}$ 。将 $Q = 1/\sqrt{2}$ 代入前面列出的截止频率和品质因子公式中，即可在假设所需截止频率 ω_0 已知的情况下推导出临界阻尼系统的 L 和 C 值。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \quad \text{Inductor value for critically damped Butterworth filter} \quad (5)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \quad \text{Capacitor value for critically damped Butterworth filter} \quad (6)$$

1.3.4 I 型滤波器分析

I 型滤波器是专为 AD 调制 D 类放大器设计的差分滤波器。AD 调制的输出中无显著的共模成分，因此分析时只需考虑差分分量。图 1-8 中所示的 AD 调制 LC 滤波器的差分 BTL 元件 C_{BTL} 和 R_{BTL} 可简化为单端等效电路。

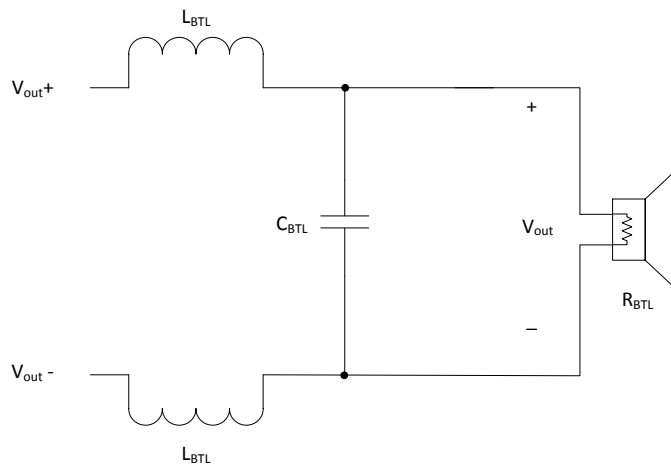


图 1-8. 用于 AD 调制的 I 型滤波器

通过观察可知，I 型滤波器可拆分为一个等效的共模滤波器，如图 1-9 所示。 C_{BTL} 必须乘以系数 2，因为在共模模型中，这两个电容器串联。

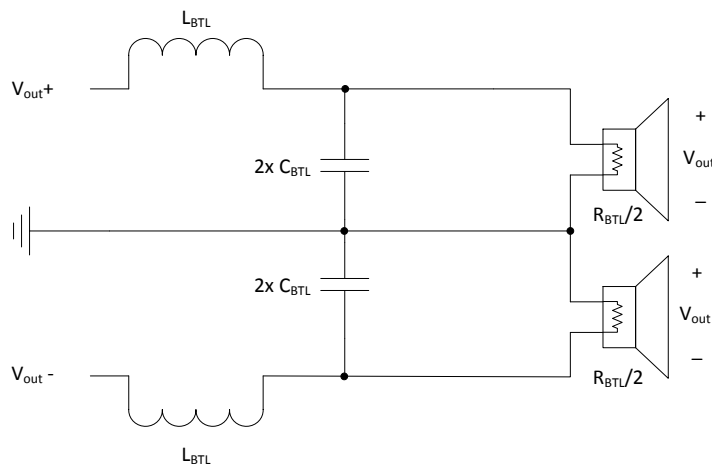


图 1-9. I 型滤波器等效电路

现在单端等效电路可绘制，如 图 1-10 所示。原始滤波器与单端等效电路的区别在于： C_{BTL} 乘以系数 2， R_{BTL} 除以系数 2。

使用单端等效电路求滤波器元件值时， $C_{BTL} = C/2$ 。

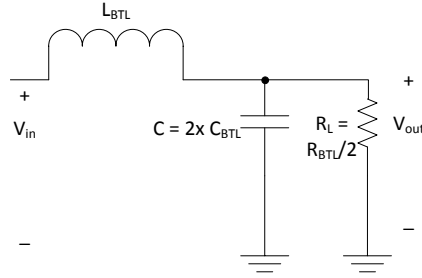


图 1-10. I 型单端等效电路

1.3.4.1 I 型频率响应示例

利用 节 1.3.3 中列出的公式，可设计一个目标带宽为 40kHz、负载为 4 Ω 扬声器的滤波器。

L 和 C 值可计算如下：

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{\frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}}{2\pi f_0} = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi \times 40000} = 11.25 \mu\text{H}$$

最接近的标准电感值是 10 μH。

$$L_{BTL} = L = 10 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi f_0 \times \frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi \times 40000 \times 2\sqrt{2}} = 1.4 \mu\text{F}$$

$$C_{BTL} = \frac{C}{2} = 0.70 \mu\text{F} \approx 0.68 \mu\text{F}$$

标准电容值为 0.68μF。

将前文计算得到的标准电感和电容值代入，4 Ω 下的 Q 因子为：

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_{BTL}}{2} \sqrt{\frac{2 \times C_{BTL}}{L_{BTL}}} = 2 \sqrt{\frac{1.36 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}}} = 0.737 \quad (7)$$

当目标 Q 值为 $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ 时，截止频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{BTL} \times 2 \times C_{BTL}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(10 \times 10^{-6}) \times (1.36 \times 10^{-6})}} = 43156 \text{ Hz}$$

截止频率处的峰值 (以 dB 为单位) 为：

$$\text{Peaking}(\omega_0) = 20\log_{10} Q = -2.65 \text{ dB}$$

利用下方的传递函数 (方程式 8)，可绘制所选 LC 滤波器在不同扬声器负载下的频率响应，从而对 LC 滤波器在不同负载下的响应进行完整的可视化评估。

$$H_{\text{Diff}}(s) = \frac{V_{\text{OUT}}(s)}{V_{\text{IN}}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L_{\text{BTL}}}{R_{\text{BTL}}/2} \times 2 \times C_{\text{BTL}} + s^2} \quad (8)$$

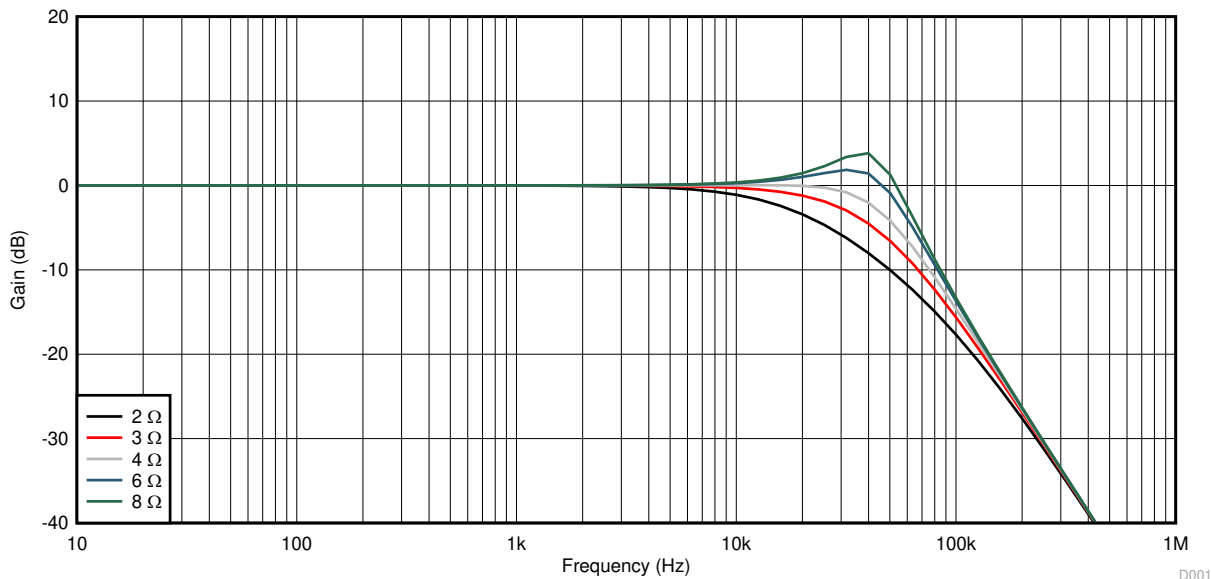


图 1-11. $C_{\text{BTL}} = 0.68\mu\text{F}$ 且 $L_{\text{BTL}} = 10\mu\text{H}$ 时的 I 型 LC 滤波器响应

1.3.5 II 型滤波器分析

II 型 D 类滤波器为共模滤波器，专为 BD 或 AD 调制放大器设计。由于 II 型滤波器为共模结构，因此可以很容易地转换为其等效单端形式。图 1-12 中所示的 LC 滤波器的共模 BTL 元件 C_g 和差分负载 R_{BTL} 可以简化为单端等效电路。

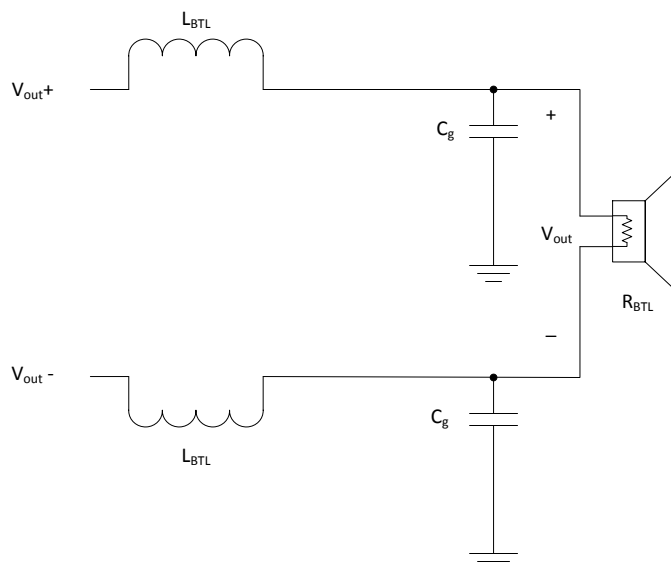


图 1-12. 用于 BD 或 AD 调制的 II 型滤波器

通过观察可知，II 型滤波器可以拆分为一个等效的共模滤波器，如图 1-13 所示。

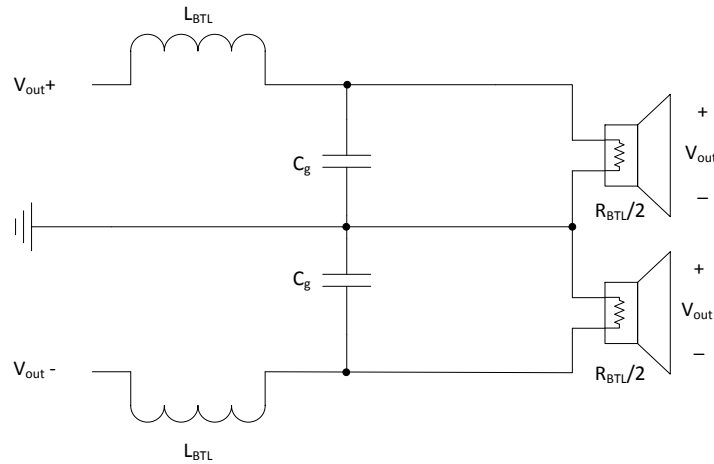


图 1-13. II 型滤波器等效电路

现在可以画出单端等效电路。单端分析的唯一区别是 R_{BTL} 除以系数 2。

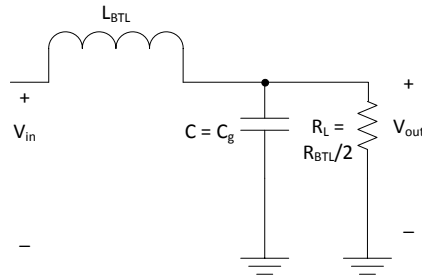


图 1-14. II 型滤波器单端等效电路

1.3.5.1 II 型频率响应示例

利用 节 1.3.3 中列出的公式，可设计一个目标带宽为 40kHz、负载为 4Ω 扬声器的滤波器。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4\Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40\text{ kHz}$$

$$L = \frac{R_{BTL}/2 \times \sqrt{2}}{2\pi f_0} = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi \times 40000} = 11.25\text{ }\mu\text{H}$$

最接近的标准电感值是 $10\text{ }\mu\text{H}$ 。

$$L_{BTL} = L = 10\text{ }\mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4\Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40\text{ kHz}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi f_0 \times R_{BTL}/2 \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi \times 40000 \times 2\sqrt{2}} = 1.4\text{ }\mu\text{F}$$

$$C_g = C = 1.4\text{ }\mu\text{F} \approx 1.5\text{ }\mu\text{F}$$

标准电容值为 $1.5\text{ }\mu\text{F}$ 。

将前文计算得到的标准电感和电容值代入， 4Ω 下的 Q 因子为：

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_{BTL}}{2} \sqrt{\frac{C_g}{L_{BTL}}} = 2 \sqrt{\frac{1.5 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}}} = 0.775$$

当目标 Q 值为 $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ 时，截止频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{BTL} \times C_g}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(10 \times 10^{-6}) \times (1.5 \times 10^{-6})}} = 41093 \text{ Hz}$$

截止频率处的峰化 (以 dB 为单位) 为：

$$\text{Peaking}(\omega_0) = 20\log_{10} Q = -2.22 \text{ dB}$$

利用下方的传递函数，可绘制所选 LC 滤波器在不同扬声器负载下的频率响应，从而对 LC 滤波器在不同负载下的响应进行完整的可视化评估。

$$H_{\text{Diff}}(s) = \frac{V_{\text{OUT}}(s)}{V_{\text{IN}}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L_{BTL}}{R_{BTL}/2} + L_{BTL} \times C_g + s^2} \quad (9)$$

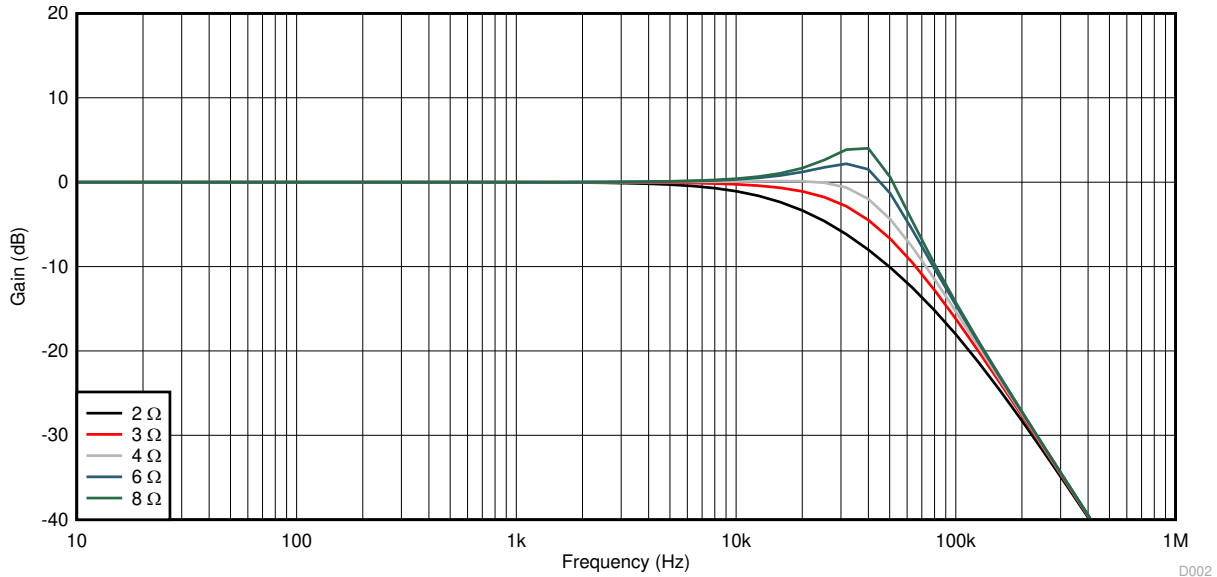


图 1-15. $C_g = 1.5\mu\text{F}$ 且 $L_{BTL} = 10\mu\text{H}$ 时的 II 型 LC 滤波器响应

1.3.6 用于 AD 调制的混合滤波器

在某些应用中，使用结合了 I 型和 II 型滤波器的混合滤波器，对于 AD 调制放大器可能大有好处。通过向 I 型滤波器中添加 C_g ，改善了高频对地去耦，因为放大器的 AD PWM 调制并非完全是差分的。对于该配置，TI 建议 $C_g = 0.1 \times C_{BTL}$ 。

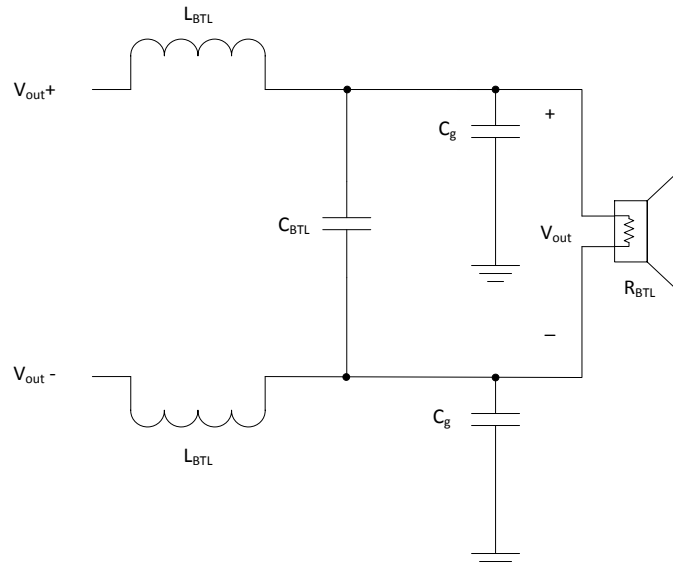


图 1-16. 用于 AD 调制的混合滤波器

根据之前对 I 型和 II 型滤波器的研究，可以很容易地画出混合滤波器的单端等效电路。

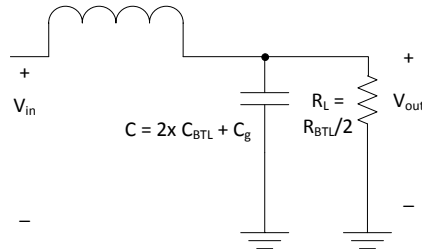


图 1-17. 混合滤波器单端等效电路

1.3.6.1 混合滤波器频率响应示例

利用 节 1.3.3 中列出的公式，可设计一个目标带宽为 40kHz、负载为 4 Ω 扬声器的滤波器。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{\frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}}{2\pi f_0} = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi \times 40000} = 11.25 \mu\text{H}$$

最接近的标准电感值是 10 μH。

$$L_{BTL} = L = 10 \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi f_0 \times \frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi \times 40000 \times 2\sqrt{2}} = 1.4 \mu F$$

$$C = 2 \times C_{BTL} + C_g \text{ where } C_g \approx \frac{2 \times C_{BTL}}{10}$$

$$C = 2 \times C_{BTL} + \frac{2 \times C_{BTL}}{10} = 1.4 \mu F$$

$$C_{BTL} = \frac{C}{2.2} = 0.63 \mu F \text{ and } C_g = \frac{2 \times C_{BTL}}{10} = 0.12 \mu F$$

标准电容值为 0.63μF 和 0.12μF。

将前文计算得到的标准电感和电容值代入，4 Ω 下的 Q 因子为：

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_{BTL}}{2} \sqrt{\frac{2.2 \times C_{BTL}}{L_{BTL}}} = 2 \sqrt{\frac{1.38 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}}} = 0.743$$

当目标 Q 值为 $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ 时，截止频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{BTL} \times 2.2 \times C_{BTL}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(10 \times 10^{-6}) \times (1.38 \times 10^{-6})}} = 42843 \text{ Hz}$$

截止频率处的峰化 (以 dB 为单位) 为：

$$\text{Peaking}(\omega_0) = 20 \log_{10} Q = -2.58 \text{ dB}$$

利用下方的传递函数，可绘制所选 LC 滤波器在不同扬声器负载下的频率响应，从而对 LC 滤波器在不同负载下的响应进行完整的可视化评估。

$$H_{\text{Diff}}(s) = \frac{V_{\text{OUT}}(s)}{V_{\text{IN}}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L_{BTL}}{R_{BTL}/2} + L_{BTL} \times 2 \times C_{BTL} + C_g + s^2} \quad (10)$$

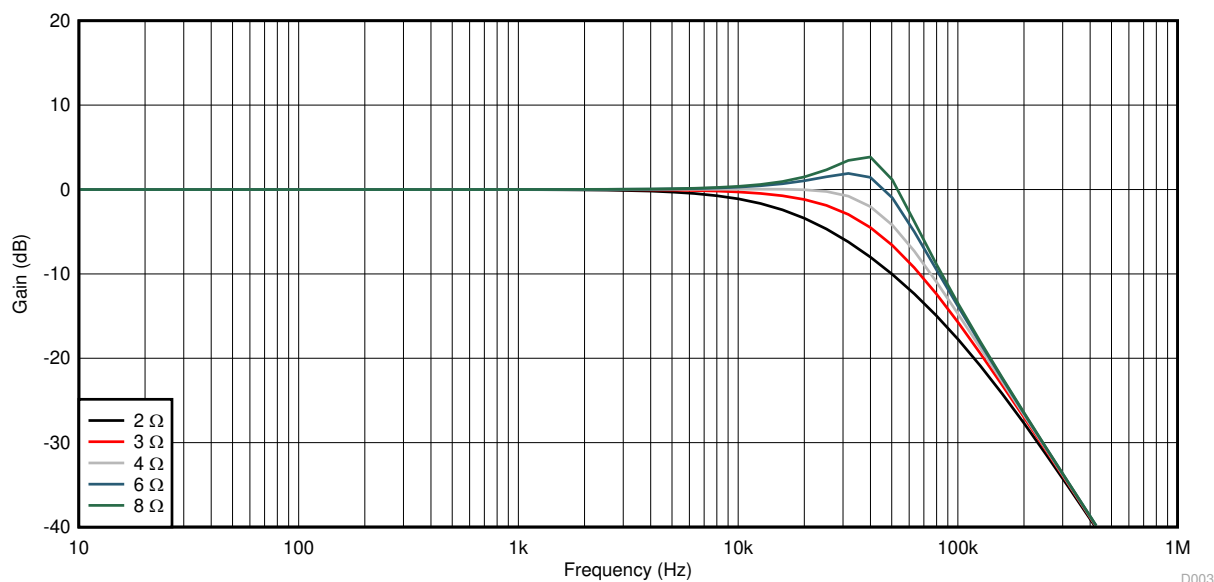


图 1-18. $C_{BTL} = 0.63\mu\text{F}$, $C_g = 0.12\mu\text{F}$, $L_{BTL} = 10\mu\text{H}$ 时的混合 LC 滤波器响应

1.3.7 使用 I 型或 II 型滤波器的 AD 调制

由于 II 型滤波器上的 C_g 电容器通过接地端共享一个公共节点，因此对于差分信号，这两个电容器相当于串联，差分信号看到的电容值为 $C_g/2$ 。因此，通过合理选择 C_g 电容值，II 型滤波器也可用于需要差分滤波器的 AD 调制 D 类放大器。从 I 型转换为 II 型只需要将 C_{BTL} 乘以系数 2。也就是说， $C_g = 2 \times C_{BTL}$ ，即可实现相同的滤波器截止频率和阻尼因子。

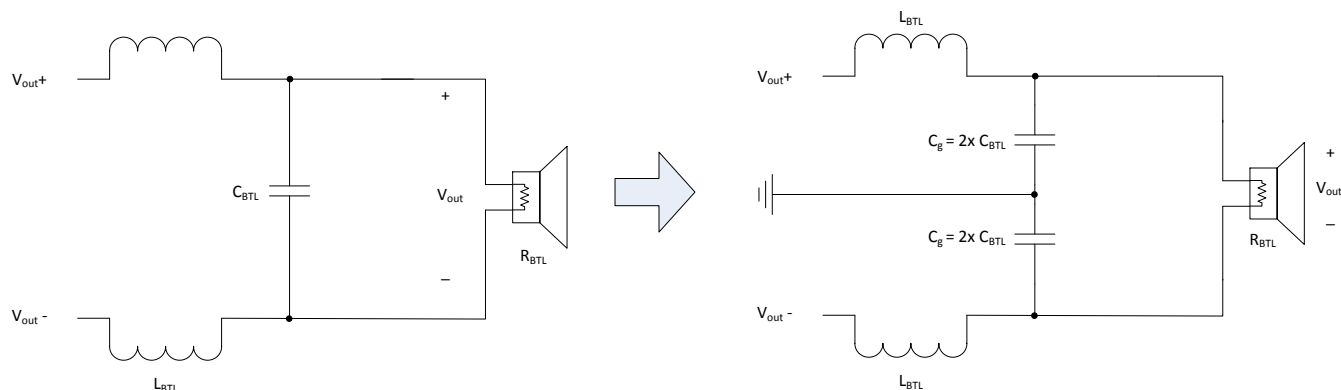


图 1-19. I 型 AD 调制滤波器转换为 II 型

1.3.8 LC 滤波器快速选择指南

下表中的滤波器元件基于前文所示的 II 型滤波器配置。表中的参数是选择电感和电容值时 LC 滤波器响应的参考指标。Q 值反映滤波器的阻尼情况，以及高频处是否存在峰化。 f_0 是滤波器的谐振截止频率，体现了滤波器的带宽。20kHz 处的峰化是滤波器在音频频段内平坦度的参考指标。根据 D 类放大器的 PWM 频率，建议评估滤波器对载波基频的衰减程度。更高的衰减有助于最大程度降低载波信号干扰的风险。

表 1-3. 滤波器元件 - $R_{BTL} = 8\Omega$

Q	f_0 (kHz)	20kHz 处的峰化 (dB)	L_{BTL} (μH)	C_g (μF)	400kHz 处的衰减 (dB)	600kHz 处的衰减 (dB)
0.708	60	-0.051	15	0.47	-33	-41
0.196	73	0.927	10	0.47	-29	-37

表 1-4. 滤波器元件 - $R_{BTL} = 6 \Omega$

Q	f_0 (kHz)	20kHz 处 的峰化 (dB)	L_{BTL} (μH)	C_g (μF)	400kHz 处 的衰减 (dB)	600kHz 处 的衰减 (dB)
0.639	49	-0.408	15	0.68	-36	-44
0.639	61	0.122	10	0.68	-33	-40
0.777	88	0.067	7	0.47	-26	-34

表 1-5. 滤波器元件 - $R_{BTL} = 4 \Omega$

Q	f_0 (kHz)	20kHz 处 的峰化 (dB)	L_{BTL} (μH)	C_g (μF)	400kHz 处 的衰减 (dB)	600kHz 处 的衰减 (dB)
0.791	50	-0.429	10	1.0	-36	-44
0.756	60	0.067	7	1.0	-33	-40

1.4 高性能 D 类音频用电感器选择

1.4.1 电感器线性度

D 类放大器输出 LC 滤波器中使用的电感器，其电感值随电流变化的曲线会显著影响总谐波失真 (THD) 性能。

理想电感器无论通过多大的电流，都能保持其规定电感值。然而，现实中电感器的电感总是随着电流增加而下降。在某一点，电流电平会使电感器饱和，此时电感值急剧下降。该电流电平通常标称为 I_{sat} 。由于电感器线性度是电流的函数，因此负载阻抗越低，电感器失真就越大。

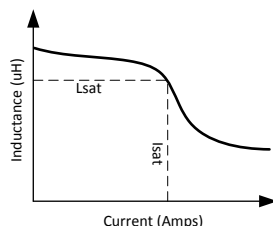


图 1-20. 典型电感器饱和曲线

需要注意，在 I_{sat} 额定电流下，电感的变化因制造商而异，甚至因电感器类型而异。一些制造商规定 I_{sat} 为电感变化达到 30% 或更高时的电流。若在 LC D 类滤波器中使用该电感器直到达到 I_{sat} 额定值，会导致极差的音频性能。

为了说明电感器线性度的影响，使用超低失真的 TPA3251 放大器测试了不同的电感器。表 1-6 展示了从四种具有良好线性度规格、适用于高性能 D 类音频放大器的电感器收集的数据。

在 1A 电流和 20A 电流下，使用 600kHz 测试信号（即 TPA3251 放大器的标称 PWM 开关频率）测量电感值。计算了每种电感器的 10 个样品的电感平均变化。

表 1-6. 10 个电感器样品的平均电感变化

制造商	器件型号	标称电感	平均电感变化 (1A – 20A)
Würth	7443630700	7 μ H	0.94%
Würth	74436301000	10 μ H	1.38%
Coilcraft	MA5173-AE	7 μ H	1.16%
Coilcraft	MA5172-AE	10 μ H	1.55%

根据上述数据，Würth 的 10 μ H 电感器的线性度比 Coilcraft 10 μ H 电感器更好。同样值得注意的是，Würth 的 7 μ H 和 10 μ H 电感器绕在同一磁芯上。同样，Coilcraft 的 7 μ H 和 10 μ H 电感器也绕在同一磁芯上。通常，对于给定的磁芯材料、尺寸和几何形状，电感值越高（导线匝数越多），电感的线性度就越差。

随后，将表 1-6 中测试的电感器安装到 TPA3251 EVM 上，并测试了总谐波失真加噪声 (THD+N) 性能。

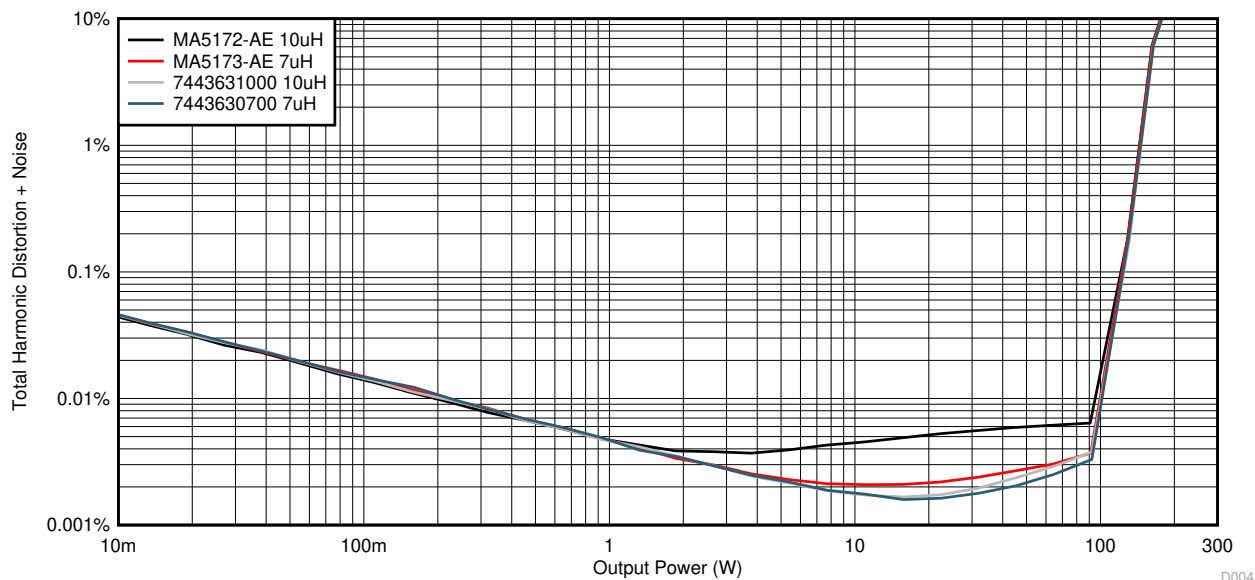


图 1-21. TPA3251EVM THD+N 与输出功率的关系 (4 Ω)

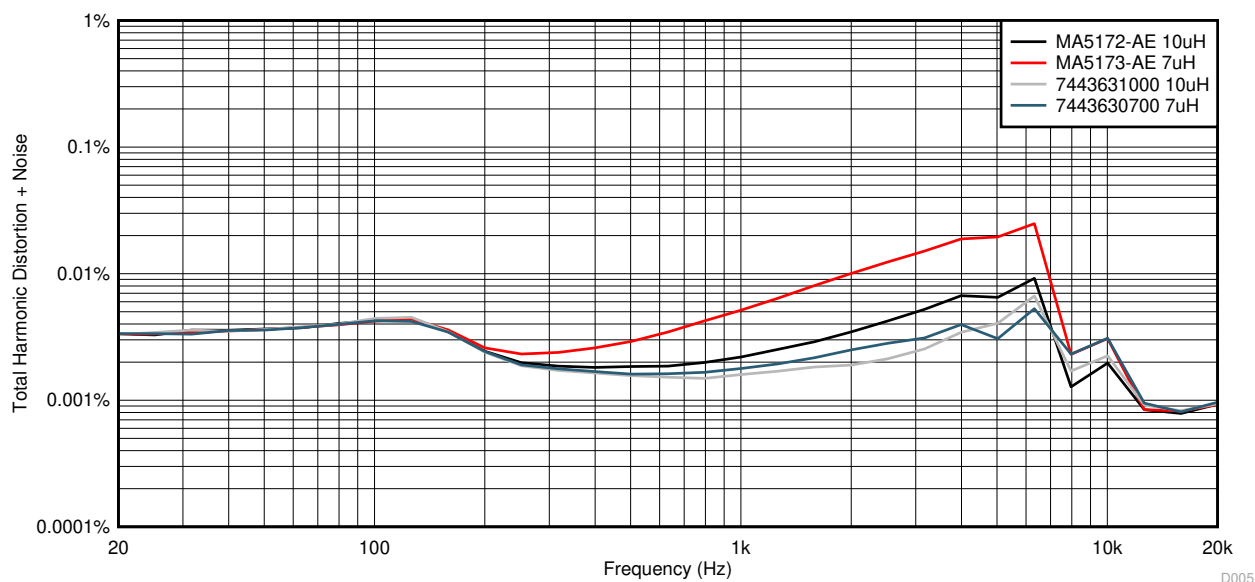


图 1-22. TPA3251EVM THD+N 与信号频率的关系 (20W, 4 Ω)

在图 1-21 中，线性度更好的电感器在中功率下表现出更优的 THD+N 性能。使用 Würth 电感器时，10μH 和 7μH 两款均能提供极高的性能，几乎接近理想放大器的特性曲线。失真性能几乎在整个范围内（直至削波）都受噪声限制，这从 THD+N 曲线斜率持续下降可以看出。使用线性度更好的电感器时，能够在输出信号的谐波成分开始主导噪声之前，更深入地观察到放大器的本底噪声。

从图 1-22 可以看出，THD+N 随频率变化的性能在 1kHz 至 6kHz 范围内也有显著改善。这个频率范围被认为是人耳最敏感的区域，因为它正好位于人耳可听带宽的中间。

如果 LC 滤波器设计所用的放大器允许较高的 THD，或者放大器自身的 THD 原本就较高，那么 Coilcraft™ 的 10μH 电感器可能是合适之选。最终，系统设计者必须在电感器线性度、成本和尺寸之间做出取舍。

1.4.2 纹波电流

纹波电流定义为流经 D 类放大器输出电感器的交流电流。由于 BTL 或 PBTL 放大器在 AD 调制下工作时具有反相特性，如果没有 LC 滤波器，负载两端将呈现完整的 PWM 信号。这会导致高频电流流过负载，从而导致高功耗、效率低下以及潜在的扬声器损坏。

使用 LC 滤波器后，特别是当 LC 滤波器的截止频率相对于放大器的 PWM 开关频率降低时，纹波电流会减小，使得 LC 滤波器之后仅存在很小的残余纹波电压。LC 滤波器的电抗消除了其余纹波，并且理想情况下不会消耗任何功率。扬声器音圈电感可以进一步减小纹波电流。

在 BD 和 AD 调制放大器中，同样希望降低纹波电流，以便降低输出 FET 的 $R_{DS(on)}$ 和输出电感器的 DCR 上的损耗。在 BTL 配置中，必须考虑输出桥两侧因纹波电流引起的总功率耗散。

流经电感器的电流定义为：

$$di / dt = v / L \quad (11)$$

其中

- di/dt = 电感器电流的变化率
- v = 电感器两端的电压
- L = 电感

1.4.2.1 计算单电源 D 类放大器的纹波电流

在空闲状态下，D 类放大器的 PWM 占空比为 50%。现在可以计算放大器在空闲状态下的最大纹波电流了。

对于 AD 调制和 BD 调制的 D 类放大器，在空闲时，经过 LC 滤波器后会产生 $PVDD/2$ 的共模电压，因为这是 50% 占空比 PWM 开关波形的平均值（见图 1-23 和图 1-24）。

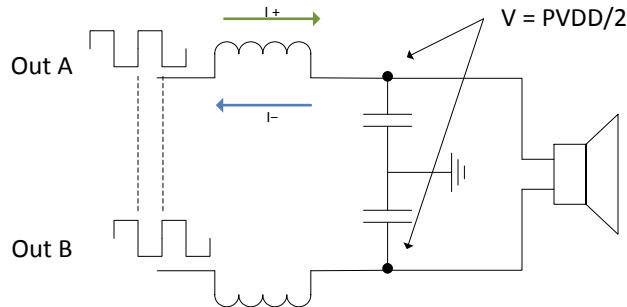


图 1-23. $PVDD/2$ 共模电压

因此，当 PWM 电压达到 $PVDD/2$ 时，输出电感器两端的电压实际上会改变极性。电感器两端的最大电压为 $PVDD/2$ ，最小电压为 $-PVDD/2$ （见图 1-25）。

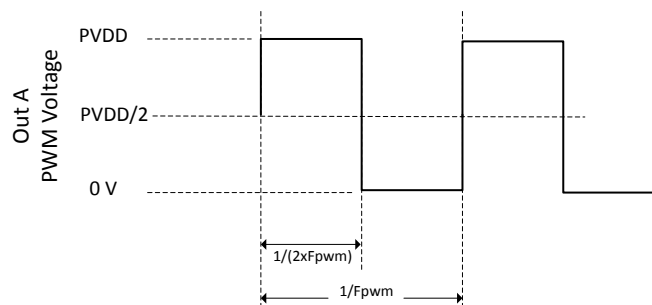


图 1-24. PWM 电压波形

根据以上参数，可以画出电感器的电压和电流波形。

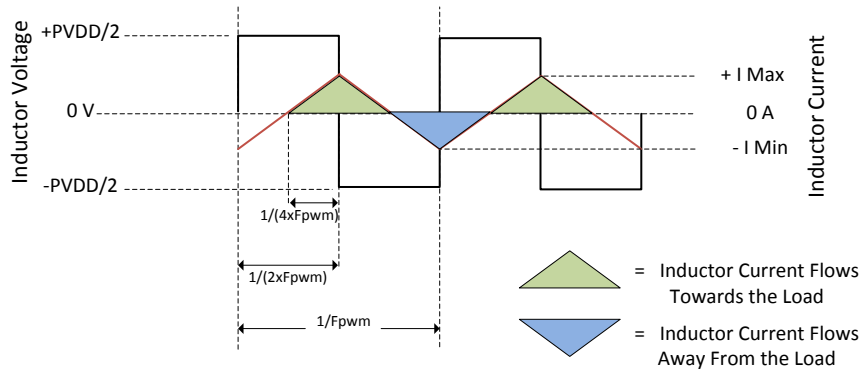


图 1-25. 电感器电压和电流

空闲时，流经电感器的正负电流必须对称，因此以零为中心。否则，扬声器会产生直流偏置，并且会有恒定的平均电流流过负载。图 1-25 中的阴影区域表示电流的方向。

利用图 1-25 和方程式 12，可以计算出空闲状态下的峰值纹波电流。

$$I_{\text{Ripple,Peak}} = \frac{PVDD/2}{L} \delta t$$

$$I_{\text{Ripple,Peak}} = \frac{PVDD}{2 \times L} \times \frac{1}{4 \times f_{\text{PWM}}}$$

$$I_{\text{Ripple,Peak}} = \frac{PVDD}{8 \times L \times f_{\text{PWM}}} \quad (12)$$

增大电感值会减小输出纹波电流，通常也能观察到更高的效率。

1.4.3 最小电感

部分放大器要求输出端具有极小的电感。该规格对于在过流 (OC) 事件期间使放大器保持可靠非常重要。

如果 BTL 放大器的输出在没有电感器的情况下意外对地短路，则当 PWM 输出信号从低电平切换到高电平时，输出电流会立即上升到非常高的水平。由于典型 OC 保护的响应存在时间延迟，该事件期间的输出电流可能超过允许限值，输出级可能发生故障。

有了电感器，短路输出事件期间输出电流的变化率就会受到电感的限制。因此，OC 保护电路可以在电流超过损坏水平之前做出响应。

示例

假设 TPA3251 器件上存在输出对地短路。在此事件期间，LC 滤波器的负载侧处于地电位，而非正常情况下的 PVDD/2。因此，当放大器的 PWM 输出切换为高电平时，电感器两端的电压为完整的 PVDD 电源电压。

根据 [TPA3251 175W 立体声、350W 单声道 PurePath™ HD 模拟输入功率级数据表](#)，规定的最小电感为 5μH。OC 电流保护的响应时间为 150ns。在标称电源电压为 36V 的情况下，可以计算启用 OC 保护前的最大电流上升量。

$$di = \frac{PVDD}{L} \times \text{OC Response Time}$$

$$1.08 \text{ A} = \frac{36 \text{ V}}{5 \times 10^{-6}} \times 150 \times 10^{-9} \quad (13)$$

由于输出端具有 5μH 电感，电流的最大上升量为 1.08A。

通过限制电流上升，可以保护放大器在输出短路事件期间免受大电流影响。

1.4.4 磁芯损耗

磁芯损耗是电感器磁芯中的寄生功率耗散。磁芯损耗也称为磁损耗，会消耗放大器的功率，产生额外热量，并降低效率。理想情况下，电感器会将所有能量存储在所用磁芯材料中；然而，由于磁芯中的感应涡流，总会存在一定的功率损耗。磁芯损耗随开关频率、磁芯材料和开关电流而变化。

图 1-26 展示了电感器磁芯损耗的等效模型。

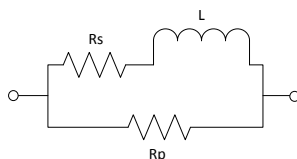


图 1-26. 电感器磁芯损耗模型

R_s 是串联电阻，其阻值等于电感器的直流电阻 (DCR) (该电阻由多匝导线产生)， L 是标称电感值， R_p 是并联电阻，用于表征磁芯或磁损耗。

从上述模型可以明显看出，对于给定的电感器两端电压， R_p 越大，电阻器 R_p 中的功率损耗就越低。虽然大量关于磁芯损耗的计算和理论资源，但仍可使用能够测量 R_p 的高品质 LCR 表来比较不同电感器，从而估算磁芯损耗。

由于磁芯损耗是工作参数的函数，因此务必设置 LCR 来模拟放大器中的工作条件。例如，测试信号频率应设置为放大器的 PWM 频率，同时施加与空闲时峰值纹波电流相等的偏置电流。在这些条件下，可对 R_p 进行比较测量。

示例

使用 Agilent E4980A LCR 表对十个电感器进行了测量。LCR 表使用 600kHz、2V 的测试信号和 1A 直流电流对电感器进行了测试。分别测量了 R_p 和耗散因子。随后将电感器安装在 TPA3251EVM 上，并在放大器处于空闲状态、以 600kHz 开关时测量 PVDD 电源。

表 1-7. 10 个电感器的 R_p 、耗散因子和空闲功耗测量结果

电感器	标称电感 (μH)	1A 时的电感 (μH)	1A 时的 R_p ($\text{k}\Omega$)	1A 时的耗散因子	PVDD 空闲功率 (W)
1	7	7.355	4.28	0.0064	1.0944
2	10	10.63	8.58	0.0047	0.9072
3	7	6.688	1.1	0.0227	2.2248
4	10	9.05	1.5	0.0227	1.692
5	7.3	7.38	1.04	0.0266	3.7944
6	10	9.42	0.568	0.062	3.2832
7	10	11.59	1.08	0.04	3.1608
8	7.6	7.16	0.494	0.055	4.7232
9	8.2	8.82	2.6	0.0126	1.4544
10	7	7.626	3.54	0.0081	1.188

从这些数据可明显看出， R_p 测量值越高，PVDD 电源轨的功率耗散越低，系统效率也越高。电感器 1 和 5 的测得电感值几乎相同，但电感器 5 的空闲功率耗散高出 3 倍以上。该功率耗散可归因于磁芯损耗，因为电感值 (以及由此决定的纹波电流) 是相同的。另请注意，PVDD 功率耗散是在空闲状态下测得的，此时电感器的 DCR 造成的损耗极小。

1.4.5 直流电阻 (DCR)

电感器 DCR (图 1-26 中的 R_s) 是用于制作电感器绕组的导线的串联电阻。该电阻在直流条件下测量，因此电感器阻抗随频率变化的影响不会干扰测量结果。

虽然 DCR 通常很低，但在高输出电流下，DCR 会在音频信号中产生相当大的功率损耗。DCR 导致的损耗计算简单，因为它是串联电阻。

$$\text{Power}_{\text{DCR}} = I_{\text{OUT}}^2 \times \text{DCR}(\Omega) \quad (14)$$

对于 D 类放大器，流过电感器的电流很容易计算，因为负载两端的信号电压和负载电阻均可测量。电感器 DCR 可通过测量获得，也可从数据表中获取。

对于 BTL 放大器，务必注意有两个电感器与负载串联（输出桥每侧各一个），因此单个 BTL 通道的 DCR 功率损耗为单个电感器损耗的 2 倍。

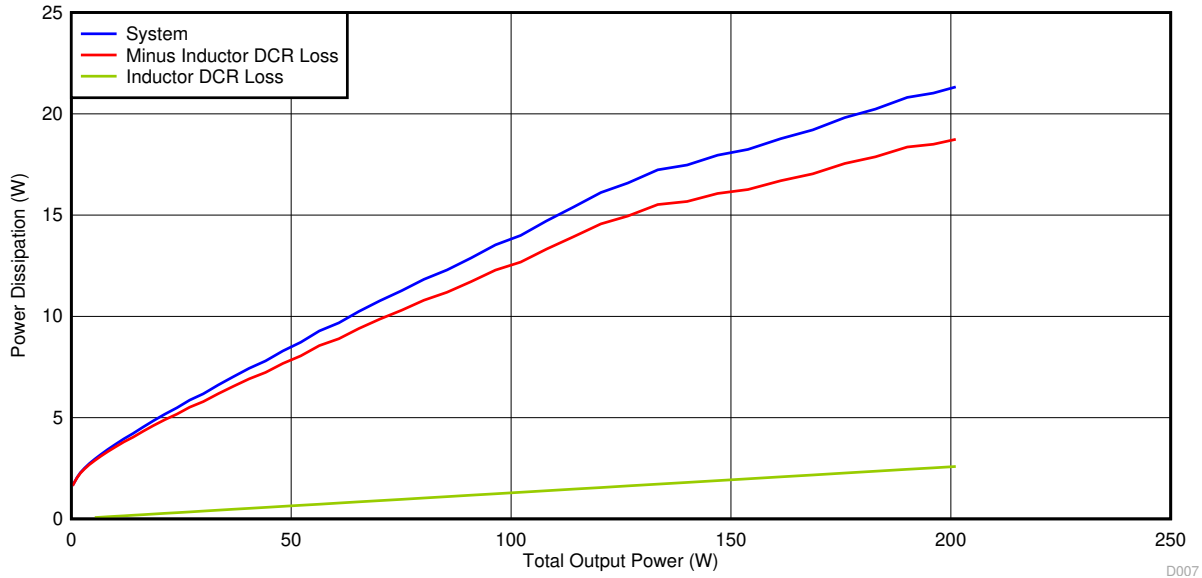


图 1-27. 带电感器 DCR 的 TPA3251 功率耗散 (PVDD = 30V, 600kHz, 2 × BTL, 4 Ω)

图 1-27 展示了 TPA3251 放大器在 2 × BTL 配置下测得的功率耗散与总输出功率的对比。系统曲线显示了系统的总功率耗散。电感器 DCR 损耗曲线显示了仅由 DCR 损耗造成的电感器功率耗散计算值。

通过从系统损耗中减去电感器 DCR 损耗，即可估算出放大器损耗。请注意，上述计算未考虑磁芯损耗。

1.4.6 采用 TPA3251 器件的电感器研究

由于 TPA3251 放大器具有高功率和卓越的音频性能，因此被用作展示电感器性能的测试平台。不出所料，仅由于前文讨论的电感器特性差异，就观察到了非常广泛的性能范围。

备注

对于 TPA32xx 系列器件，基于功率耗散、性能和滤波器截止频率之间的平衡，推荐的电感值范围为 7μH 至 10μH。因此，测试中的大多数电感器都处于该电感值范围内。

使用 TPA3251 器件的以下设置执行了以下测试：2 × BTL 输出，4 Ω 负载。PWM 开关频率设置为 600kHz，PVDD 电源电压设为 36V。

LCR 表测试包括：

- 电感测量 (600kHz、1A 和 7A 电流下)
- 1A 时的串联电阻， R_S
- 1A 时的并联电阻， R_P
- 1A 时的耗散因子

在 TPA3251 放大器上，对电感器进行了以下测试：

- THD+N 与功率性能的关系
- 20W 时 THD+N 与频率的关系
- 空闲时的 PVDD 功率
- 每通道 20W 时的 PVDD 功率

1.4.6.1 结果

表 1-8. 各种电感器的测试结果

LCR 电感器测试 — 600kHz、2V 测试信号									TPA3251 测试 — 36V、600kHz、4 Ω、2 × BTL 通道	
制造商	器件型号	标称电感 (μH)	1A 时的电感 (μH)	7A 时的电感 (μH)	ΔL, 1 至 7A (%)	1A 时的 R _S (mΩ)	1A 时的 R _P (kΩ)	1A 时的耗散因子	PVDD 空闲功率 (W)	20W/通道时的 PVDD 功率 (W)
CoilCraft	MA 10uH	10	10.63	10.64	0.09	187	8.58	0.0047	0.9072	48.348
CoilCraft	MA 7uH	7	7.355	7.366	0.15	179	4.28	0.0064	1.0944	48.456
CoilCraft	MSS1278-103	10							1.9368	48.96
CoilCraft	MSS1278T-682	6.8							2.3904	48.888
CoilCraft	XAL1010-103MEB	10							2.448	52.992
CoilCraft (双电感器)	UA8013-AL	7							2.556	48.888
CoilCraft (双电感器)	UA8014-AL	10							1.6776	48.384
TDK	B82559A5682A20	6.8							1.8792	47.952
TDK	B82559A7103A20	10							1.5192	47.808
Toko (东光)	DFEG12060-8R2M	8.2	8.82	7.78	-13.37	423	2.6	0.0126	1.4544	48.456
Toko (东光)	FDA1254-H-8R0	8							2.0304	48.24
Würth	7443551730	7.3	7.38	6.5	-13.54	774	1.04	0.0266	3.7944	51.408
Würth	7443556680	6.8							4.4928	50.256
Würth	7443557760	7.6	7.16	5.95	-20.34	1486	0.494	0.055	4.7232	51.624
Würth	7443630700	7	6.688	6.684	-0.06	577	1.1	0.0227	2.2248	49.248
Würth	7443631000	10	9.05	9.05	0	777	1.5	0.0227	1.692	48.672
Würth	74435561100	10	11.59	10.9	-6.33	1748	1.08	0.04	3.1608	50.04
Würth	74435571100	10	9.42	8.32	-13.22	2180	0.568	0.062	3.2832	50.904
Sagami	7G13A-100M-R	10							1.4832	48.384
Sagami	7G14C-100M-R	10							1.5264	48.816
Sagami	7G14A-100M-R	10							1.3536	48.024
Sagami	7G13C-100M-R	10							1.5984	48.24
Sagami	7G14J-100M-R	10							1.2168	48.024

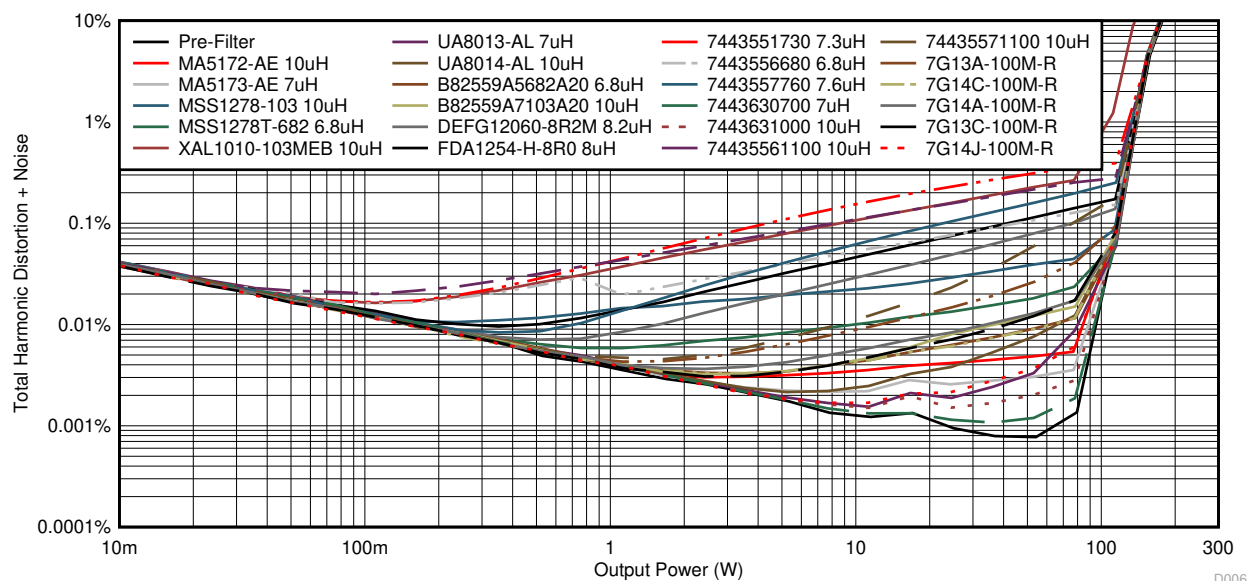


图 1-28. 使用各种电感器时 TPA3251 的 THD+N 与输出功率的关系 (600kHz , 36V , 4 Ω)

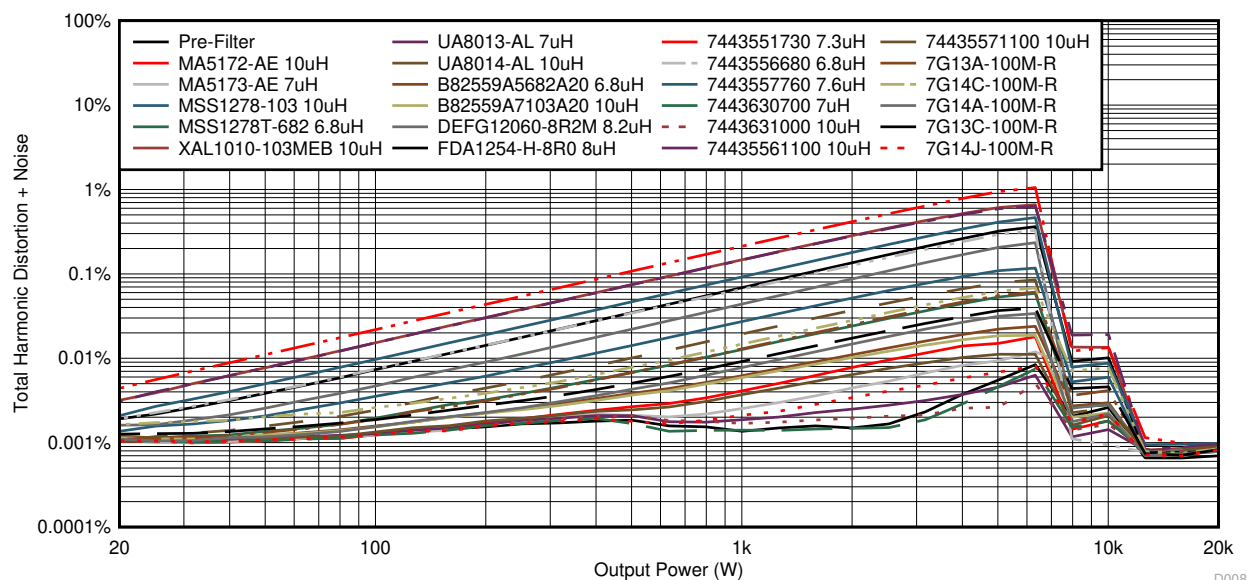


图 1-29. 使用各种电感器时 TPA3251 的 THD+N 与频率的关系 (20W , 600kHz , 36V , 4 Ω)

根据使用 TPA3251 器件测试的电感器，找到了数款适用于高性能 D 类音频的电感器。只要最终应用的目标输出功率和性能指标能够通过这些电感器满足，其中任意一款都是 TPA32xx 系列 D 类放大器的合适选择。

随后，根据已完成的测试，采用 1 到 5 分的评分制（1 为最低，5 为最高），对推荐电感器在音频性能、磁芯损耗、直流电阻 (DCR) 和尺寸方面进行了评比。

表 1-9. 推荐用于 TPA32xx D 类放大器系列的电感器

电感 (μH)	器件型号	制造商	音频性能 (1 - 5)	磁芯损耗 (1 - 5)	DCR (1 - 5)	尺寸 (1 - 5)
10	MA5172-AE	CoilCraft	2	1	5	4
7	MA5173-AE	CoilCraft	4	1	4	4
10	UA8014-AL	CoilCraft	1	3	1	1
7	UA8013-AL	CoilCraft	3	5	1	1
10	7443631000	Würth	5	3	2	5
7	7443630700	Würth	5	4	2	5
10	7G14J-100M-R	Sagami	4	2	3	3

1.4.6.2 结语

根据 TPA3251 器件的电感器研究结果，可以明显看出，电感器在音频性能和系统总功率耗散中起着重要作用。电感值、DCR、线性度和磁芯损耗都会影响系统整体性能，必须根据具体应用的设计目标加以考虑。

对于 TPA32xx 系列器件， $7\mu\text{H}$ 电感器在性能导向型中是更优选择，因为与更高的电感值相比，它具有更好的线性度和整体更优的失真性能。然而，对于更注重能效的系统， $10\mu\text{H}$ 可能是更优选择，因为其纹波电流更小，但性能略有损失。

在这两种情况下，都必须考虑磁芯损耗以及 DCR。虽然 $10\mu\text{H}$ 电感器由于纹波电流减小，在低输出功率时可能表现出更更优的功率耗散，但如果其 DCR 较高，在大电流下的损耗可能比纹波电流较大的 $7\mu\text{H}$ 电感器更大。

1.5 电容器选型注意事项

电容器元件选择对于维持平坦的 LC 滤波器频率响应、最小化失真以实现最佳音频性能至关重要。可用的电容器类型有很多，包括薄膜电容器、陶瓷电容器和电解电容器。本节将讨论为高功率 D 类音频放大器应用选择电容器时的关键参数和权衡因素。

关于与德州仪器 (TI) D 类音频放大器配套使用的电容器建议，请参阅器件评估模块 (EVM) 及 EVM 用户指南。

1.5.1 D 类输出电压概览

D 类输出 LC 低通滤波器中的电容器对于放大器的频率响应至关重要。

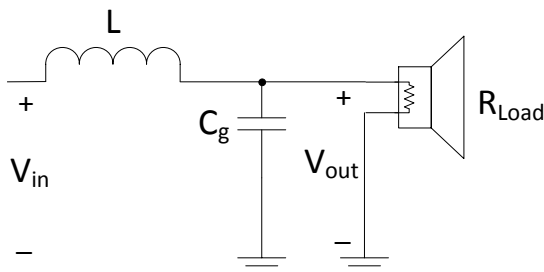


图 1-30. D 类 SE 滤波器 - AD 或 BD 模式

由于温度、电压、电流或其他因素引起的电容值变化，会影响截止频率的位置，最终影响音频性能。

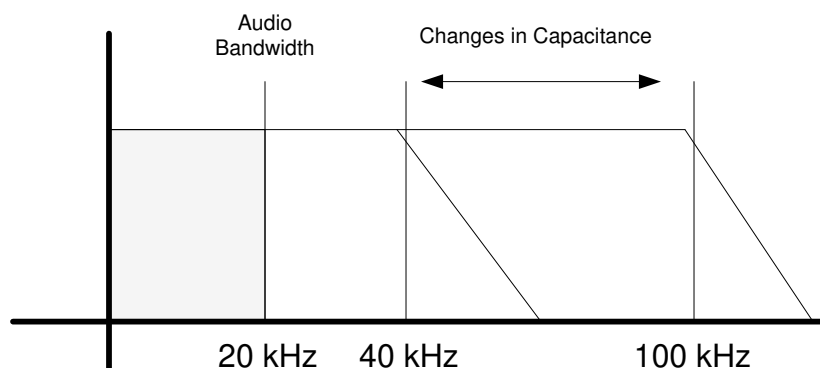


图 1-31. LC 滤波器频率响应

为了选择合适的电容器，图 1-32 展示了 D 类 LC 滤波器之后的音频正弦波信号及其对应的电压。

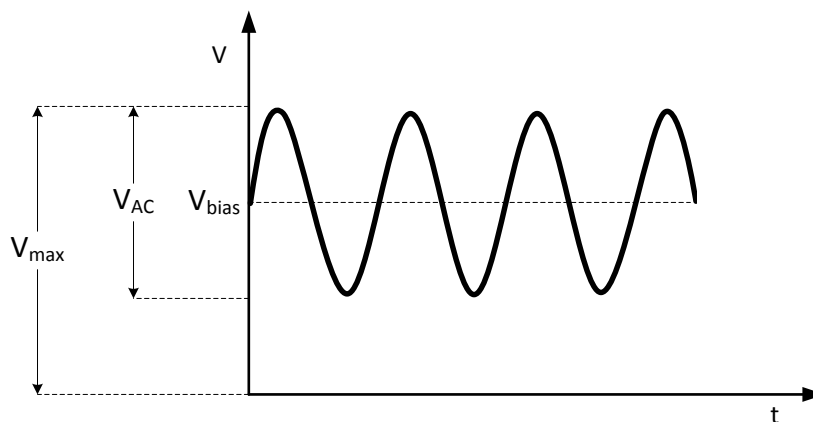


图 1-32. D 类 LC 滤波器输出

参数	说明	值	单位
$V_{\max}^{(1)}$	最大峰值电压	—	VDC

参数	说明	值	单位
V_{bias} (2)	直流偏置电压	—	VDC
V_{AC} (3)	峰值间交流电压	—	V _{PP}

- (1) V_{max} 是最大峰值电压，包括交流和直流输出电压。
(2) V_{AC} 是交流音频电压。
(3) V_{bias} 是大多数单电源 D 类放大器上的直流偏移电压。偏置电压是电源电压的一半。在 BTL 应用中，直流电压在扬声器两端相互抵消。在单端应用中，需要使用交流耦合电容器来阻断直流电压。

1.5.1.1 纹波电压

纹波电压源于电感器的充放电循环。纹波电压表现为叠加在正弦波输出上的三角波形。LC 滤波器中的电容器负责滤除该纹波，从而平滑音频信号。电容器两端的纹波电压会在电容器中产生交流电流，进而导致功率耗散。如果电容器的额定值不足以承受该电流，则可能发生过热。

1.5.1.2

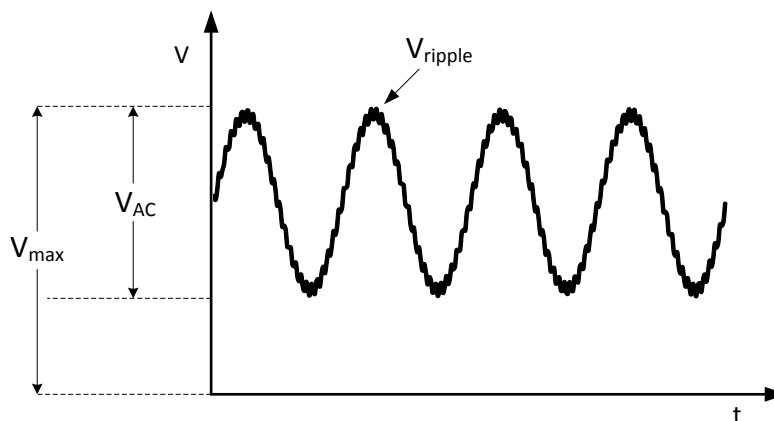


图 1-33. 带纹波的 D 类 LC 滤波器输出

参数	说明	值	单位
V_{max}	最大峰值电压	—	V _{DC}
V_{AC}	峰值间交流电压	—	V _{PP}
V_{ripple}	纹波电压	—	V _{PP}

1.5.2 电容器额定值和规格

为了确保电容器对音频质量的影响尽可能小，以下是选择电容器时需要考虑的一些关键参数。

电容器制造商提供了一系列额定值和规格，用于确保电容器在系统中安全使用。本节简要介绍与电容器相关的额定值和规格，以及如何在 D 类音频信号场景下使用它们。

表 1-10 列出了电容器的常见参数。由于电容器的结构和介电材料不同，某些参数在特定类型的电容中比其他类型更为常见。

表 1-10. 电容器额定值和规格

参数	说明
电容	电容器的主要功能参数，用于表征存储电荷的能力。可用的电容值因技术、额定电压和尺寸而异。制造商在数据表中提供了器件间的电容差异。
最大电压 (V _{MAX}) 或额定电压	确保电容器安全工作的绝对峰值电压（直流、交流或脉冲）。这是电容器所能承受的最高电压，包括音频信号、开关纹波以及任何电压过冲。
最大温升（额定交流电压和交流电流）	导致电容器自发热的最大允许交流 RMS 电压或交流电流。该额定值通常基于正弦波，仅衡量交流信号。使用超过允许值的电压或电流可能导致电容器过热和损坏。
脉冲上升时间 (dv/dt) 或峰值电流 (I _{peak})	该参数定义电容器承受因快速电压变化而产生的高峰值电流的能力，通常以伏特每微秒 (V/μs) 为单位测量。这类似于额定交流电压，但针对的是脉冲或方波等波形。有时，“脉冲上升时间”以峰值电流而非电压来规定。通常，由于结构原因，“脉冲上升时间”对薄膜型电容器很重要，而对其他类型电容器则不太相关，因此可能不会列出。在大多数低于 100kHz 的 LC 滤波器应用中，脉冲上升时间规格通常不会被超出。
等效串联电阻 (ESR)	与电容器串联的电阻，用于表示电容器中的功率损耗。它是引线电阻和电介质损耗之和。ESR 用于估算因交流纹波电流导致温升的电容器中的功率损耗。
耗散因子 (DF)	在特定频率下，电容器所有纯阻性损耗与电容器电抗之比。确定电容器功率损耗的另一种方法，类似于 ESR。
介电材料	电容器中两个导体之间的绝缘材料。
安装	将电容器焊接到电路板所需的组装：表面贴装 (SMT) 或通孔插装。

为了快速缩小电容器选择范围，请首先考虑以下因素：

- 电容 — 在 LC 滤波器中使用典型电感值 7μH 或 10μH 的情况下，0.68μF 或 0.47μF 的电容值可提供约 73kHz 的截止频率，从而最大化 TPA32xx D 类放大器的带宽。

电感 (μH)	电容 (μF)	截止频率 (kHz)
7μH	0.68μF	72.9kHz
10μH	0.47μF	73.4kHz

- 电容器类型 — 大多数高功率音频应用使用金属化薄膜 (MF) 电容器或陶瓷电容器。为了在整个温度、电压、电流和频率范围内实现出色的音频性能，建议使用金属化薄膜电容器或类似器件，而不推荐陶瓷电容器。陶瓷电容器可用于尺寸非常受限的应用，其可靠性应经过充分测试，但音频性能可能会受到影响。
- 电压额定值 — 金属化薄膜电容器和陶瓷电容器的交流及直流电压要求不同。根据电容器类型，请参阅以下相应章节。
 - 金属化薄膜电容器 — 金属化薄膜电容器不像陶瓷电容器那样容易受到电容电压降额的影响；但是，由于结构原因，它们具有电压转换率 (dv/dt) 限制（或允许的峰值电流），以防止薄膜层损坏。

对于 50V 峰值间音频输出和约 73kHz 的 LC 滤波器截止频率，转换率约为 23V/μs。建议的最小 dv/dt 为 100V/μs，以留出裕度。一般来说，大多数金属化薄膜电容器都能满足音频信号转换率的要求。

- 陶瓷电容器 — 一般而言，陶瓷电容器的电容值会随工作电压占额定电压的比例增大而按相同比例降低。

$$C_{\text{derated}} = C_{\text{rated}} \times (1 - V_{\text{applied}} / V_{\text{rated}})$$

例如，当对额定电压为 100V 的电容器施加 50V 时，电容值会降低约 50%。大多数电容器供应商都会提供电容与电压关系曲线，以便进行精确的降额设计。

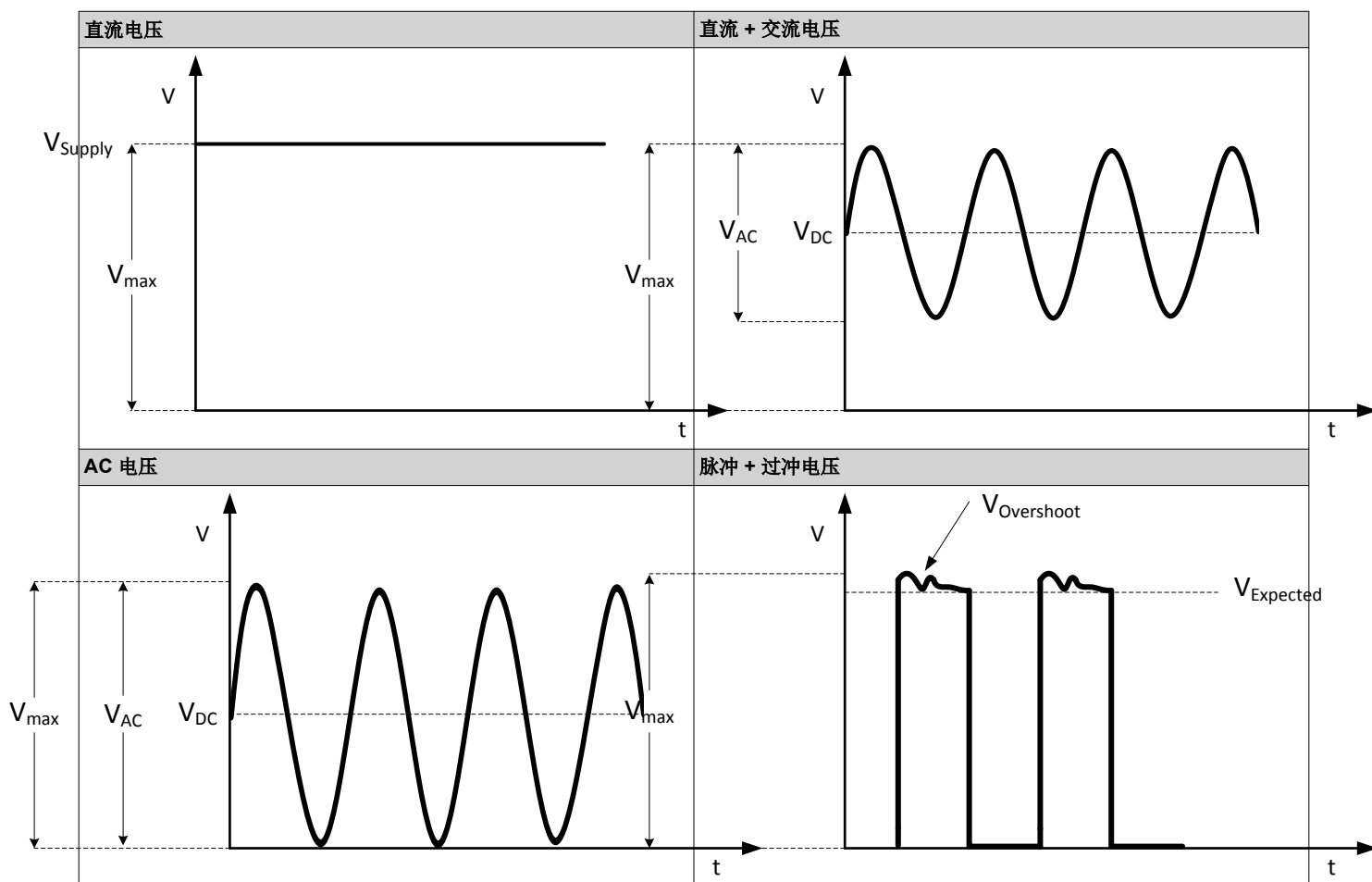
为防止 LC 滤波器特性随频率变化，陶瓷电容器的额定电压必须大于 150V，推荐使用 250V。

- 等效串联电阻 (ESR) — 电容器在特定频率下的等效交流电阻会导致电容器中的功率损耗。对于高功率音频应用，低 ESR 对于减小电容器中的损耗至关重要。建议将低频时的 ESR 峰值设置为 1Ω ，在更高频率下 ESR 值更低。请参阅大多数电容器制造商提供的 ESR 与频率关系图。
- 最大温升 (额定交流电压和交流电流) — 因电介质功率损耗 (ESR) 导致温度在可接受范围内升高的最大允许交流电流。对于高功率音频应用，务必要考虑此参数，因为流过电容的交流纹波电流可能相当大。

1.5.2.1 最大电压或额定直流电压

最大额定电压是电容器端子上的绝对最大电压。该最大值包括交流信号、直流偏移以及因振铃引起的过冲。

单电源 D 类放大器的交流电压带有等于电源电压一半的直流偏移。音频的最佳表示方式为 *直流 + 交流电压* 和交流电压。



使用 [方程式 15](#) 估算电容器两端的最大电压：

$$V_{\text{Cap_max}} = \frac{V_{\text{Supply}}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \times \sqrt{P_{\text{Max}} \times R_{\text{Load}}} \quad (15)$$

参数	说明	单位
$V_{\text{Cap_max}}$	LC 滤波电容器最大峰值电压	VDC
V_{Supply}	电源电压	VDC
P_{Max}	最大输出功率	W
R_{Load}	负载电阻	Ω

1.5.2.2 ESR 与耗散因子

等效串联电阻 (ESR) 和耗散因子在估算电容器损耗时基本可以互换使用。请参阅 [节 1.5.2.3](#)，使用 ESR 或耗散因子来估算功率损耗。

ESR 可表示为与理想电容器串联的电阻。ESR 是一种估算电容器内损耗的简单方法。[图 1-34](#) 描绘了 ESR 电阻器。

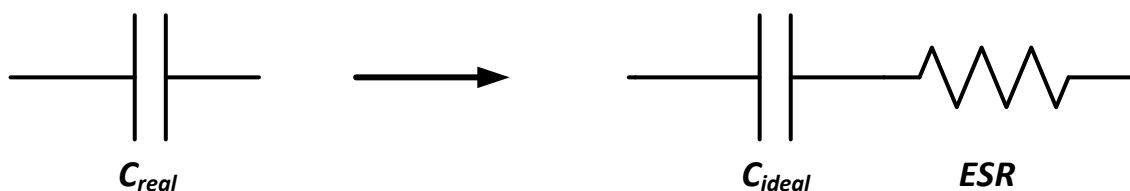


图 1-34. 等效串联电阻

耗散因子是一种略有不同的测量方式，主要用于比较电容器的品质。它是 ESR 与容抗的比值。耗散因子包含介电材料电抗引起的损耗，在比较不同电容器技术时，这有助于更直观地了解哪种电容器的损耗更小。

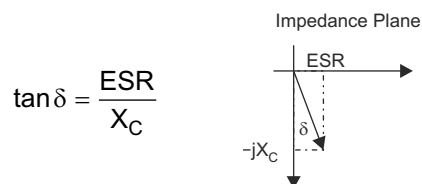


图 1-35. 耗散因子

耗散因子越低，意功率损耗越小。

1.5.2.3 最大温升 (额定交流电压和交流电流)

电容器制造商会提供最大温升或工作温度，以防止电容器过热。为方便起见，大多数制造商均提供与最大温度限制对应的交流电压或电流限制。最大 **RMS** 电压和电流通常以频率特性曲线图形式提供。交流电压和电流限制提供了一种方法，用于限制功率耗散、防止电容器过热。

对于音频 **LC** 滤波器应用，由交流电压和电流引起的损耗源于电感器充放电循环产生的纹波电压。充放电循环频率等于 **D** 类开关频率。

为估算功率损耗和温升，首先使用 [方程式 12](#) 中的纹波电流计算方法，然后使用以下方程计算电容器中的功率损耗。

备注

建议使用 **ESR** 或耗散因子来计算由交流电压和电流通过电容器引起的温升。

ESR	耗散因子																																	
$P_{\text{losses}} = \frac{V_{\text{ripple}}^2}{\text{ESR}} = I_{\text{ripple}}^2 \times \text{ESR}$ (16) <table><tr><th>参数</th><th>说明</th><th>单位</th></tr><tr><td>P_{losses}</td><td>电容器中的功率耗散</td><td>W</td></tr><tr><td>V_{ripple}</td><td>RMS 纹波电压</td><td>V_{RMS}</td></tr><tr><td>I_{ripple}</td><td>RMS 纹波电流</td><td>I_{RMS}</td></tr><tr><td>ESR</td><td>等效串联电阻</td><td>Ω</td></tr></table> 备注 使用与纹波电流同频率下的 ESR 值。	参数	说明	单位	P_{losses}	电容器中的功率耗散	W	V_{ripple}	RMS 纹波电压	V_{RMS}	I_{ripple}	RMS 纹波电流	I_{RMS}	ESR	等效串联电阻	Ω	$P_{\text{losses}} = V_{\text{ripple}}^2 \times 2\pi \times f \times C \times \tan \delta$ (17) <table><tr><th>参数</th><th>说明</th><th>单位</th></tr><tr><td>P_{losses}</td><td>电容器中的功率耗散</td><td>W</td></tr><tr><td>V_{ripple}</td><td>RMS 纹波电压</td><td>V_{RMS}</td></tr><tr><td>f</td><td>纹波频率</td><td>Hz</td></tr><tr><td>C</td><td>电容</td><td>F</td></tr><tr><td>$\tan \delta$</td><td>耗散因子</td><td>-</td></tr></table> 备注 使用与纹波电流同频率下的耗散因子值。	参数	说明	单位	P_{losses}	电容器中的功率耗散	W	V_{ripple}	RMS 纹波电压	V_{RMS}	f	纹波频率	Hz	C	电容	F	$\tan \delta$	耗散因子	-
参数	说明	单位																																
P_{losses}	电容器中的功率耗散	W																																
V_{ripple}	RMS 纹波电压	V_{RMS}																																
I_{ripple}	RMS 纹波电流	I_{RMS}																																
ESR	等效串联电阻	Ω																																
参数	说明	单位																																
P_{losses}	电容器中的功率耗散	W																																
V_{ripple}	RMS 纹波电压	V_{RMS}																																
f	纹波频率	Hz																																
C	电容	F																																
$\tan \delta$	耗散因子	-																																

使用 [方程式 16](#) 和 [方程式 17](#) 中计算的功率损耗，可利用电容器数据表中的热系数计算电容器自发热产生的温度。通常，热系数表示为温升与耗散功率 (单位：瓦特) 之比。热系数通常会考虑电容器的尺寸和表面积。

$$\text{Thermal Coefficient} = \Delta^\circ\text{C} / \text{W} \quad (18)$$

[方程式 18](#) 的解读为：“每耗散 1W 功率，温度变化 $\Delta^\circ\text{C}$ 。”

备注

音频重要性

额定交流电压或电流对于高功率音频应用非常重要，因为具有高纹波电流流过电容器。务必在数据表中确认所选电容器的性能，并在最差条件下测量温度。

1.5.2.4 脉冲上升时间 (dv/dt) 或峰值电流 (I_{peak})

脉冲上升时间或峰值电流通常规定为脉冲型波形（非周期性）交流额定电压的替代参数；然而，对于金属化薄膜电容器 (MFC) 来说，它有着超越温度范围的更重要意义。

MFC 电容器的结构和材料使其容易受到高 dv/dt 电压上升时间或等效峰值电流的影响。超出脉冲上升时间 (dv/dt) 额定值可能导致电容器永久性损坏和容值损失。

应计算电感器电压纹波的上升时间，并确保其低于电容器数据表中列出的值。

$$V_{\text{Cap_max}} = \frac{V_{\text{Supply}}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \times \sqrt{P_{\text{Max}} \times R_{\text{Load}}} \quad (19)$$

参数	说明	单位
V _{Cap_max}	LC 滤波电容器最大峰值电压	V _{DC}
V _{Supply}	电源电压	V _{DC}
P _{Max}	最大输出功率	W
R _{Load}	负载电阻	Ω

$$\text{Max Pulse Rise Time} = 2\pi \times f \times V_{\text{Cap_max}} \quad (20)$$

参数	说明	单位
V _{max}	最大峰值电压	V _{DC}
V _{AC}	峰值间交流电压	V _{pp}
V _{ripple}	纹波电压	V _{pp}

1.5.3 电容器类型

本节介绍每种电容器类型的更多详细信息和需要考虑的关键参数。

1.5.3.1 选择电容器类型

制造电容器有多种不同的材料和工艺技术。下面简要总结了三大类电容器。但请注意，同一类别内的电容器之间也可能存在显著差异，因此请务必查阅电容器数据表，以确定每种电容器的实际性能和行为。

表 1-11 比较了关键电容器参数，可作为在各类型之间权衡取舍的快速概览。对于较高电压的 D 类放大器，金属化薄膜电容器最为常见，而电解电容器在 LC 滤波器中几乎从不使用。

表 1-11. 电容器类型比较

	金属化薄膜	陶瓷	电解
通用名称或变体	金属化薄膜电容器 (MFC)、聚丙烯、聚酯	多层陶瓷电容器 (MLCC)	铝电解、钽电解、POSCAP
电容范围	100pF - 10μF	1.5nF - 47μF	0.1μF - 3F
最大直流额定电压范围	40V - 2,000V，取决于温度	6.3V - 2500V	1.4V - 500V
有极性	否	否	是
安装	通常为通孔插装，也有表面贴装选项	表面贴装、通孔插装	通孔
尺寸	小	最小	大
温度容差	最好	良好	不佳
使用寿命	可接受	可接受	有限制
失效模式	自愈合	短路	
价格	\$\$\$	\$\$	\$
推荐用于 D 类应用	是，大功率 (> 100W)	是，小功耗 (< 100W)	否
音频失真	最好	最差	良好

表 1-12 概述了每种电容器类型的电容变化的主要影响因素。

表 1-12. 电容器类型容差比较

	金属化薄膜	陶瓷	电解
在以下范围内稳定	电压和温度	—	电压
温度 (-55°C 至 85°C)	< 5%	X5R ⁽¹⁾ ±15%	< 20%
温度 (-55°C 至 125°C)	< 5%	X7R ⁽¹⁾ : ±15%	< 20%
频率	< 2.5%	< 10%	< 50%
直流偏置电压	< 2 %	下降 20% - 80% (取决于电容器的额定电压)	< 2%

(1) 陶瓷字母代码 - X = 低温 - 55°C，5 = 85°C，7 = 125°C，R = 电容在整个温度范围内的变化

表 1-13 比较了各类电容器的关键可靠性参数。在考虑电容器的电流和电压能力时，这些参数非常重要。

表 1-13. 电容器可靠性参数比较

	金属化薄膜	陶瓷	电解
RMS 电流或允许的电流	最高	高	高，高达 4A
脉冲上升时间 (dv/dt)	若超出规格，则存在可靠性问题	通常不构成问题	通常不构成问题
等效串联电阻 (ESR)	最 ESR 最低，< 1 Ω		
耗散因子 (1kHz)	最低，< 0.008 (< 0.01%)	较低，0.01 – 0.05	最高，0.08 – 0.2

1.5.3.2 金属化薄膜电容器

表 1-14 列出并描述了在选择金属化薄膜电容器时要考虑的重要参数。

表 1-14. 薄膜电容器关键参数

参数	说明
脉冲上升时间 (dv/dt)	该参数定义电容器承受因快速电压变化而产生的高峰值电流的能力，通常以伏特每微秒 (V/ μ s) 为单位测量。通常，脉冲上升时间对于薄膜型电容器很重要，因为高电流可能会损坏电容器薄膜-金属结构的连接。
AC 电压额定值	导致电容器自发热的最大允许交流 RMS 电压或交流电流
温度系数	薄膜电容器的温度系数远优于陶瓷电容器，通常在整个温度范围内的变化不足 3%。

1.5.3.2.1 交流电压或电流额定值

大多数薄膜电容器制造商都提供了额定交流电压或交流电流图，其中显示了电容器的安全交流工作范围。提供的交流电压或电流额定值可限制功率耗散和电容器发热。

交流电压或电流额定值仅是波形的交流部分。该参数未考虑直流偏置；然而，交流 + 直流电压不应超出最大额定直流电压参数。

图 1-36 和 图 1-37 中的图形显示了两个不同电容器的额定交流电压。请注意，两者的直流电压额定值均为 250V；但交流电压耐受能力相差很大。图 1-36 中的 Kemet 电容器能承受的交流电压比 图 1-37 中的 Vishay 电容器更高。

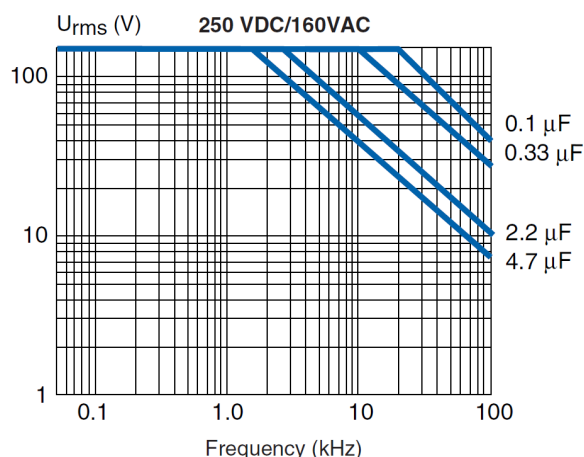


图 1-36. Kemet PHE426HB7100JR06 电容器

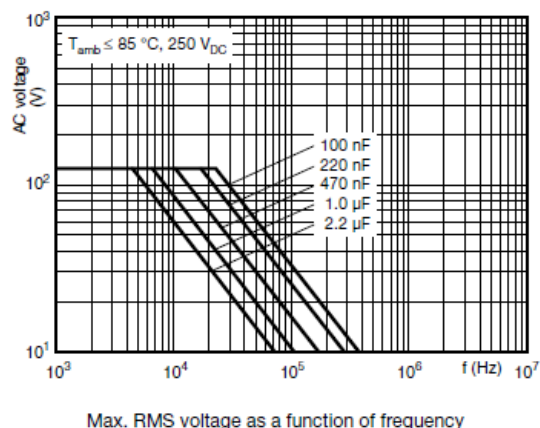


图 1-37. Vishay MMKP383 电容器

大多数薄膜电容器的额定电压还取决于温度。对于高于 85°C 的温度，制造商会提供两张曲线图或一个降额公式。

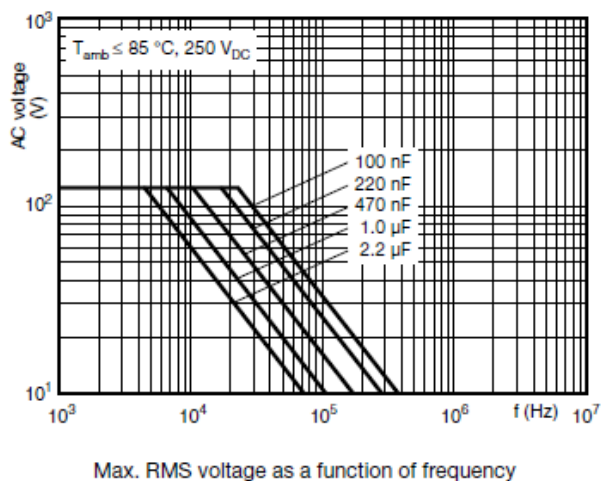


图 1-38. 85°C 以下的交流电压额定值

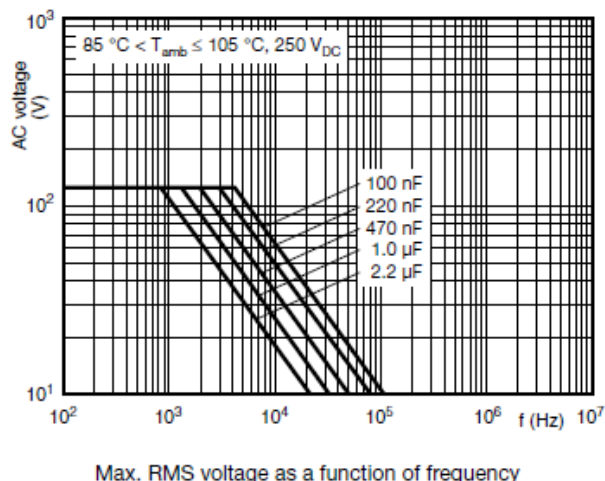


图 1-39. 85°C 至 105°C 的交流电压额定值

1.5.3.2.2 温度系数

电容随温度的变化远优于 X7R 型陶瓷电容器，通常在整个温度范围内变化小于 4%。图 1-40 展示了取自 Vishay 薄膜电容器数据表的曲线图，其中显示了电容变化量占标称电容的百分比与环境温度间的关系。

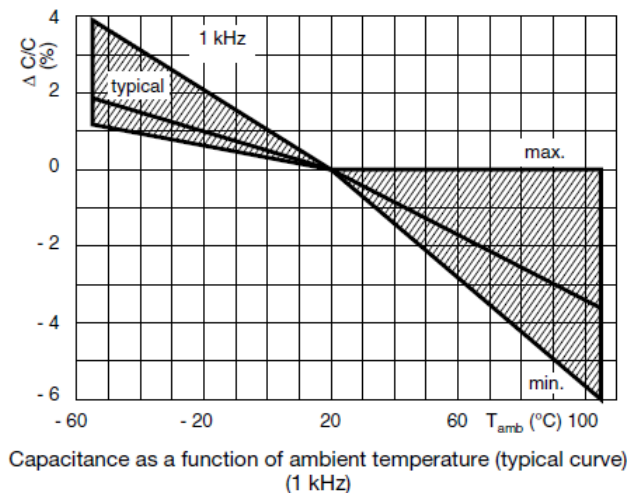


图 1-40. 薄膜电容器温度系数

1.5.3.3 陶瓷电容器

陶瓷电容器是当今电子领域中标准化程度最高的元件之一。但是，不要被表象迷惑，由于结构和材料的不同，陶瓷电容器的表现可能大相径庭。表 1-15 列出并描述了在选择陶瓷电容器时要考虑的重要参数。

表 1-15. 选择陶瓷电容器的参数和说明

参数	说明
尺寸	陶瓷电容器尺寸小、封装紧凑，使其在空间受限的应用中具有优势。
直流偏置电压	陶瓷电容器的电容值会随直流电压（非交流）电压的增加而减小。
温度系数	陶瓷电容器具有标准的温度系数字母编码。X7R 型陶瓷电容器在整个温度范围内的电容变化为 $\pm 15\%$ 。
交流纹波电压与自发热	导致电容器自发热的最大允许交流 RMS 电压或交流电流。数据表中并非总是注明，但大多数制造商要求自发热导致的温升不超过 $10^{\circ}\text{C} - 20^{\circ}\text{C}$ 。
可靠性	陶瓷材料质地脆硬，因此容易因振动和弯曲而产生裂纹。

1.5.3.3.1 尺寸

小尺寸是陶瓷电容器最大的优势之一；然而，随着电容值和额定电压的增加，电容器尺寸也会增大。

例如，一个 X7R 型、 $1\mu\text{F}$ 、额定电压 200V 的电容器，需要使用较大的 2225 标准化表面贴装封装尺寸。

参数	值	单位
电容	1	μF
电压额定值	200	VDC
温度系数	X7R	—
标准尺寸	2225 或 3640	—

陶瓷电容器制造商提供表面贴装和引线式封装。他们还提供各种介电材料，可在不同电压、温度和频率下提供更稳定的电容值。

1.5.3.3.2 直流偏置电压

对于陶瓷电容器，直流偏置电压是需要考虑的一个重要因素，因为电容值会随所加直流电压而变化。直流偏置电压效应源于陶瓷电容器的介电特性。

电容器制造商可提供电容值随直流电压变化的曲线图，类似于图 1-41 所示。请使用该曲线图，确保在直流偏置电压下电容值处于可接受范围内。

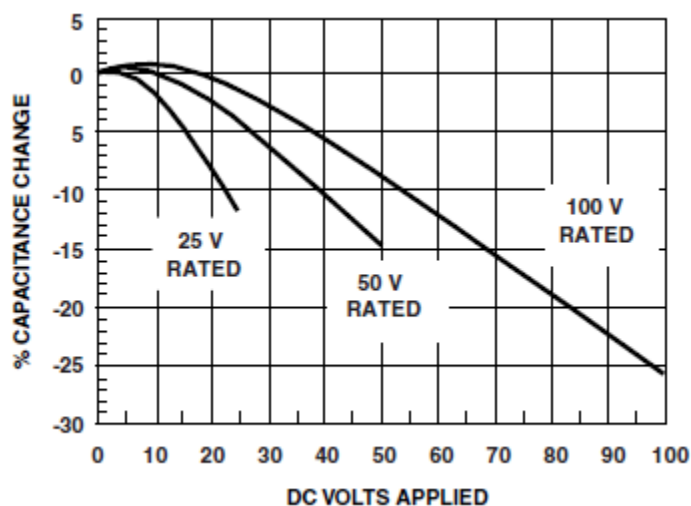


图 1-41. 陶瓷电容器电容变化百分比与直流电压的关系

1.5.3.3.3 温度系数

根据定义，符合 IEC 或 EIA II 类标准的陶瓷电容器适用于高容积效率（小尺寸）应用和滤波器应用。业界采用字母编码标准来标示电容随温度的近似变化量。

该编码由 3 个字母组成，含义如下：

- 第 1 个字母 — 最低工作温度
- 第 2 个字母 — 最高工作温度
- 第 3 个字母 — 电容在整个温度范围内的变化量

例如，X7R 编码的含义为：“在 -55°C 至 125°C 范围内，电容值可能在 $+15\%$ 至 -15% 之间变化。”

X 7 R

其余编码选项如表 1-16 所示。

表 1-16. 其余编码选项

最低温度编码	最高温度编码	整个温度范围内的电容变化百分比
X = - 55°C	4 = 65°C	P = ±10%
Y = - 30°C	5 = 85°C	R = ±15%
Z = 10°C	6 = 105°C	S = ±22%
	7 = 125°C	T = 22% 至 - 33%
	8 = 150°C	U = 22% 至 - 56%
	9 = 200°C	V = 22% 至 - 82%

为实现最佳性能，以及在因尺寸限制而首选陶瓷电容器的应用中，建议使用编码为 X7R 的陶瓷电容器。

1.5.3.3.4 可靠性

标准陶瓷电容器易碎、不柔韧，容易因振动和电路板弯曲而损坏。对于存在剧烈振动或电路板弯曲的应用，请咨询电容器供应商以获取最佳解决方案。

1.6 相关配套资料

使用以下链接访问 *D* 类 LC 滤波器设计工具 (LCFILTER-CALC-TOOL) : ([SLAC729](#))。

2 参考

3 参考

4 修订历史记录

Changes from Revision A (November 2016) to Revision B (June 2026)	Page
---	------

- | | |
|--------------------------------|---|
| • 添加了表 1-1 | 2 |
| • 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式..... | 2 |
-

Changes from Revision * (October 2016) to Revision A (November 2016)	Page
--	------

- | | |
|---|----|
| • 在 相关配套资料部分添加了 LCFILTER-CALC-TOOL 的链接..... | 39 |
|---|----|
-

重要通知和免责声明

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、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月