

如何确保有源 EMI 滤波器的稳定性和性能

Yongbin Chu

Application Engineer

Yogesh Ramadass

Director

Power Management

引言

作为昂贵的传统大型无源滤波器的出色替代品，有源电磁干扰滤波器 (AEF) 可以帮助设计人员应对不断增加的 EMI 挑战、提高功率密度以及降低电源解决方案的成本。参考文献 [1] 和 [2] 展示了在德州仪器 (TI) LM25149-Q1 降压控制器中实施 AEF 后，尺寸减小大约 50%，体积减小超过 75%。

大多数 AEF 使用基于运算放大器的有源电路来检测噪声并注入适当的消除信号以降低 EMI，例如 LM25149-Q1 中集成的 AEF。为了使用这种 AEF 实现出色性能，运算放大器电路需要保持稳定且运算放大器应处于非饱和状态。否则，AEF 的性能会更差，甚至可能会在系统中注入额外的噪声 [3]。本文将探讨如何采用适当的补偿和阻尼技术实现 AEF 的稳定性和出色性能。

AEF 补偿

图 1(a) 显示了一个无补偿的 AEF。在图 1 中， V_S 是噪声源， Z_S 是内部阻抗， Z_L 是线路阻抗稳定网络或电源的阻抗， C_{in} 是电源转换器的输入电容器， L 是差模电感器， C_{sense} 和 C_{inj} 是感应电容器和注入电容器， R_{DC_fb} 为 Op_amp 提供直流反馈， C_{para} 是电源布线和接地之间的寄生电容。

作为一个基于运算放大器的反馈电路，图 1(a) 中的 AEF 会变得不稳定，进而导致运算放大器饱和。在这种情况下，AEF 的性能会受到显著影响，并且 AEF 可能会消耗更多功率并在系统中注入额外的噪声 [3]。由于运算放大器的负载网络很复杂，图 1a 中的 AEF 在低频和高频下都会不稳定。

在低频（例如在 10 kHz 与 50 kHz 之间）下，环路增益的相位会变为正 180 度，系统会变得不稳定，造成这种问题的主要原因是 C_{inj} 与 L 以及 C_{sen} 与 R_{DC_fb} 形成了分压器。低频补偿的一种方法是添加 R_{comp} 和 C_{comp} 与 R_{DC_fb} 并联，如图 1(b) 所示。 C_{comp} 通过使反馈网络在低频下具有容性来进行低频补偿。 R_{comp} 用于确保 AEF 的性能。此外，转换器的输入端通常用电解电容器来存储能量并确保转换器稳定。电解电容器的等效串联电阻 (ESR) 也有助于提高低频稳定性。

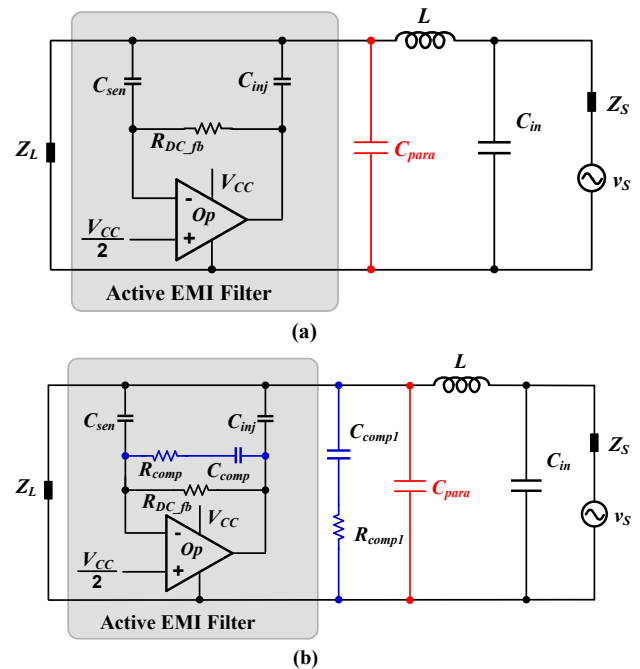


图 1. 无补偿的 AEF (a); 有补偿的 AEF (b)。

在高频下，运算放大器和 C_{para} 的输出阻抗会产生一个极点，造成环路增益的相位滞后。此外，运算放大器通常具有低频极点。因此，环路增益在高频下将具有两个极点且其相位接近负 180° ，这会导致在高频下不稳定。 R_{comp1} 和 C_{comp1} (图 1(b) 中) 用于高频补偿，大小为 100 nF 和 0.5Ω 。 R_{comp1} 和 C_{comp1} 可以增加高频下环路增益的相位，使系统具有足够的相位裕度来保证高频稳定性。在某些应用中，高频陶瓷电容器 (例如 10 nF 或 100 nF) 对于高频噪声过滤或对于保护电路 (例如用于反向保护的智能二极管) 而言是必不可少的。在此类情况下，有几种方法可以保持高频稳定性：

- 在检测/注入节点和陶瓷电容器之间插入铁氧体磁珠以将它们解耦。
- 添加与高频电容器串联的小电阻器以进行补偿。
- 将高频电容器放置在远离 AEF 的位置，因为陶瓷电容器和印刷电路板布线的 ESR 和等效串联电感 (ESL) 也有助于提高高频稳定性。

总体而言，必须确保检测/注入节点对地的阻抗不受高频 (10 MHz 至 50 MHz) 电容控制。

AEF 阻尼

由于热变化或开关抖动，电源转换器可能会在低于开关频率的频率下产生噪声 (在本文中被称为低频干扰)。对于图 1(b) 中的 AEF，方程式 1 将其等效阻抗表示为：

$$Z_{eq_AEF} = \frac{Z_{op} + Z_{C_inj}}{1 + G_{op_amp}} \quad (1)$$

其中， Z_{op} 和 G_{op_amp} 是输出阻抗和从检测节点到运算放大器输出端的电压增益，而 Z_{C_inj} 是注入电容器的阻抗 [2]。

根据方程式 1，图 1(b) 中的 AEF 的等效阻抗在低频下具有容性。因此，AEF 会在低频 (例如在 10 kHz 到 100 kHz 之间) 下与差模电感器 L 发生谐振。考虑到这种谐振，低频干扰会使运算放大器输出电压和输出电流较大。由于运算放大器的输出摆幅和输出电流能力有限，运算放大器会进入非线性区域甚至达到饱和状态，这可能会影响 AEF 性能并导致 AEF 向系统中注入额外的噪声。

处理这一问题需要抑制谐振。图 2 显示的两种阻尼方法使 AEF 在谐振频率下具有较小的电容。在图 2(a) 中，阻尼电阻器 R_{damp} 被插入到注入路径中。这样， R_{damp} 越大，谐振阻尼越佳。然而，插入阻尼网络后，方程式 2 将 AEF 的等效阻抗表示为：

$$Z_{eq_AEF} = \frac{Z_{op} + Z_{damp} + Z_{C_inj}}{1 + G_{op_amp}} \quad (2)$$

其中， Z_{damp} 是阻尼网络的阻抗 [2]。

较大的 R_{damp} 会增加 Z_{eq_AEF} ，从而影响 AEF 的性能。所以这种阻尼方法主要适用于高频开关转换器，比如 2 MHz 的开关转换器。为了有效抑制谐振，品质因数应在 1 左右或以下。若要使品质因数接近 1，请在计算 R_{damp} 时采用方程式 3：

$$R_{damp} = \sqrt{\frac{G_{op_amp}L}{C_{inj}}} \quad (3)$$

为了提高图 2(a) 所示的 AEF 的性能，请将电容器 C_{damp} 与阻尼电阻器 R_{damp} 并联，如图 2(b) 所示。在谐振频率下，电阻器 R_{damp} 将控制阻尼网络的阻抗以抑制谐振。在 AEF 需要进行噪声衰减的高频下，电容器 C_{damp} 将控制阻尼网络的阻抗，从而确保 AEF 的性能。按照 [4] 中所示的类似优化方法，方程式 4 和方程式 5 表示了一个用于谐振阻尼的良好 R_{damp} 和 C_{damp} 组合：

$$C_{damp} = \frac{1}{2}C_{inj} \quad (4)$$

$$R_{damp} = \sqrt{\frac{G_{op_amp}L}{C_{inj}}} \quad (5)$$

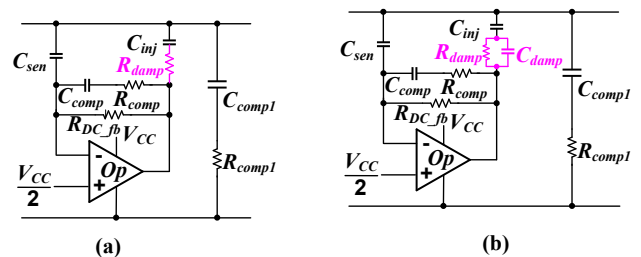


图 2. 抑制差模电感器和 AEF 谐振的方法：电阻器阻尼 (a)；电阻器和电容器并联阻尼 (b)。

图 3 显示了 400 kHz 降压转换器在 10 kHz 至 1 MHz 范围内的频谱测试结果 (对应于 AEF 关闭、AEF 开启但无阻尼、AEF 开启且有电阻器-电容器并联阻尼的情况)，其中

基于**方程式 4**和**方程式 5**选择 R_{damp} 和 C_{damp} 。在**图 4**中无阻尼的情况下，谐振会在大约 30 kHz 处出现尖峰，这会影响 AEF 性能并使本底噪声增加。使用阻尼网络后，谐振尖峰现在位于 45 kHz 处，但其幅度大大降低，这意味着已成功抑制谐振。因此，AEF 有效地抑制了高频噪声，并且本底噪声大幅降低。

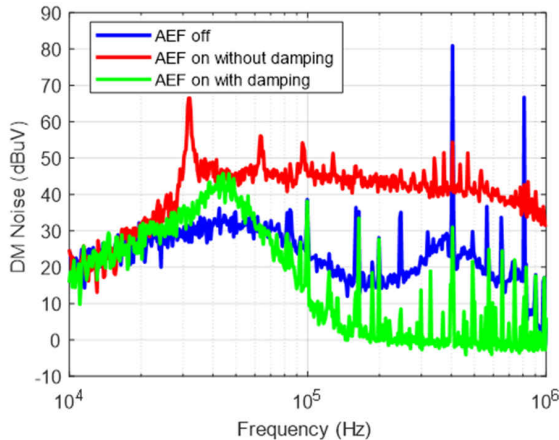


图 3. 有阻尼和无阻尼的测试结果。

同时具有补偿和阻尼特性的 AEF 性能

通过进行适当的补偿和阻尼，AEF 可以实现显著的降噪效果，如**图 4**所示。测量结果是使用 440 kHz 电源转换器获得的，输入电压为 12V，输出为 5V/5A。AEF 和转换器均采用 LM25149-Q1 实现。L 为 1 μH ， C_{sense} 为 100 nF， $R_{\text{DC_fb}}$ 为 50 k Ω ， C_{inj} 为 470 nF。针对补偿，低频补偿采用 1 k Ω R_{comp} 和 1 nF C_{comp} ，高频补偿采用 0.5 Ω R_{comp1} 和 100 nF C_{comp1} 。

针对阻尼，使用的是电阻器和电容器并联阻尼： R_{damp} 为 15 Ω ， C_{damp} 为 220 nF。如**图 4**所示，AEF 在 440 kHz 下可实现约 50 dB 的噪声衰减。与性能类似的无源滤波器相比，尺寸可以缩小约 50%，体积可以缩小约 75% [1] [2]。

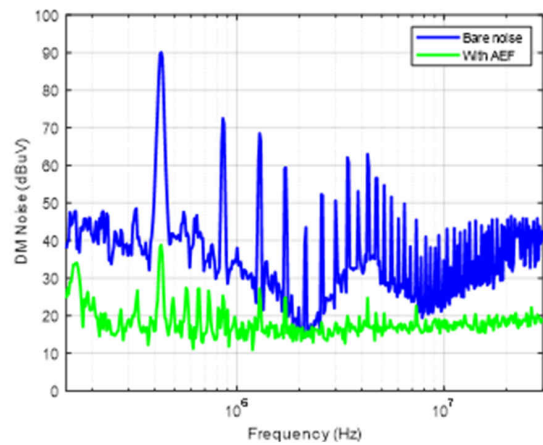


图 4. 进行适当补偿和阻尼的 AEF 的降噪情况。

结论

补偿和阻尼对于实现良好的 AEF 性能至关重要。本文讨论的方法都可以通过 LM25149 中集成的 AEF 轻松实现。通过采用适当的补偿和阻尼，AEF 可以实现显著的降噪效果。电力电子设计人员应该利用 AEF 来实现更高的功率密度、更高的效率和更低的成本。

参考文献

1. Orlando Murray. **如何通过集成式有源 EMI 滤波器降低 EMI 并缩小电源尺寸**。TI E2E™ 设计支持论坛技术文章，2021 年 4 月 5 日。
2. 德州仪器 (TI): **使用有源 EMI 滤波器缩减汽车系统中 EMI 滤波器的尺寸和成本**。
3. Chu, Yongbin, Shuo Wang, and Qinghai Wang. **Modeling and Stability Analysis of Active/Hybrid Common-Mode EMI Filters for DC/DC Power Converters**. Published in IEEE Transactions on Power Electronics 31, no. 9 (September 2016): pp. 6254-6263. doi: 10.1109/TPEL.2015.2502218.
4. Xing, Lei, Frank Feng, and Jian Sun. **Optimal Damping of EMI Filter Input Impedance**. Published in IEEE Transactions on Industry Applications 47, no. 3 (May-June 2011): pp. 1432-1440.

相关网站

产品信息:

- [LM25149-Q1](#)

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

所有商标均为其各自所有者的财产。

© 2022 Texas Instruments Incorporated



ZHCT366

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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司