



Zach Olson

摘要

本应用手册探讨了如何使用级联精密运算放大器来优化高增益应用的带宽、失调电压和噪声。本文档介绍了各种增益分级技术的优缺点，并说明了如何通过 Monte Carlo 分析来考虑大量放大器之间的失调电压差异。

内容

| | |
|-------------------------|---|
| 1 引言 | 2 |
| 2 电压失调 | 2 |
| 3 带宽 | 3 |
| 4 级联放大器带宽 | 3 |
| 5 级联放大器失调电压 | 4 |
| 6 多级放大器 | 5 |
| 7 失调电压的正态分布 | 5 |
| 8 噪声注意事项 | 6 |
| 9 总结 | 7 |
| 10 资源 | 8 |
| 10.1 TI 推荐器件 | 8 |
| 10.2 TI 精密实验室培训视频 | 8 |
| 10.3 TI 推荐资源 | 8 |

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

在各种应用中可能需要使用运算放大器来放大非常小的信号，这就要求运算放大器能以数百或数千伏/伏 (V/V) 的高闭环增益运行。如果所需的增益在几十到几百 V/V 的范围内，单个精密运算放大器就能够提供所需的电气性能。然而，一旦增益要求明显提高，单级方法就无法提供足够的性能水平。

2 电压失调

发生电压失调的原因是构成运算放大器差分输入对的晶体管之间存在轻微不匹配。在某些产品上，TI 在生产测试期间采用了单元级 [eTrim 或激光修整](#)，以尽可能降低这种失调电压。然而，完全消除电压失调是不切实际的，因此工程师必须在设计过程中考虑到电压失调的问题。

图 2-1 显示了如何将失调电压建模为直流电压发生器 V_{osi} (与运算放大器的同相输入串联)。 V_{osi} 的确切值因组件而异，可以具有正极性或负极性。运算放大器的数据表“电气特性”表中指定了 V_{osi} 的典型值和最大值规格。

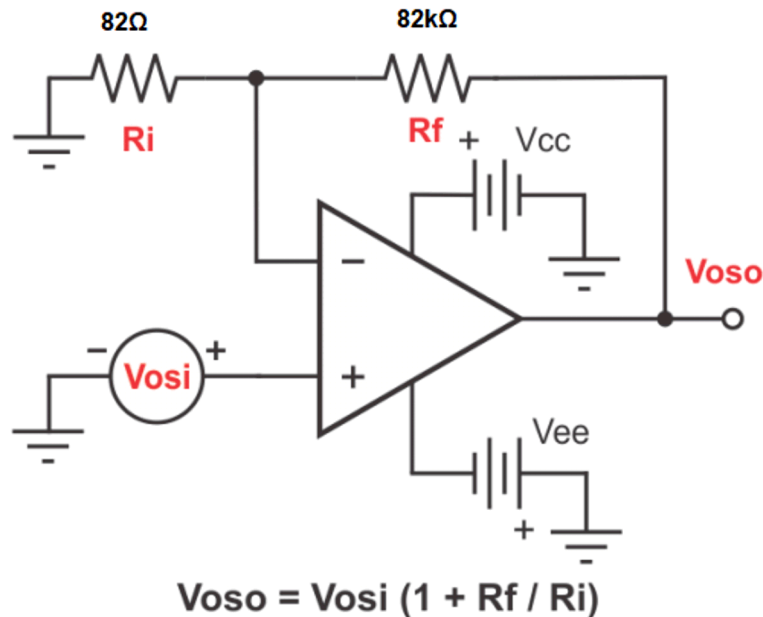


图 2-1. 具有电压失调模型的放大器级

放大器电路的输出端始终存在直流误差电压。这种输出误差是由放大器电路的同相增益使 V_{osi} 成倍提高引起的，在输出端表现为 V_{oso} 。增益更高的电路会在输出端产生更大的 V_{oso} 。

还有其他因素会增加总直流输出误差：有限共模抑制 (CMRR)、电源抑制 (PSRR)、开环增益 (Aol) 和流经源电阻的输入偏置电流 (I_b)。尽管在每个设计中都必须考虑这些误差，但为了简洁起见，本讨论中将不涉及这些误差。

3 带宽

典型的电压反馈运算放大器在其交流响应中存在低频极点，因此会限制器件的带宽。频率响应类似于低通滤波器的频率响应，但在越来越高的频率下会降低增益。放大器电路的带宽由运算放大器的增益带宽积 (GBW) 除以放大器电路的闭环增益来确定。运算放大器的数据表“电气特性”表中指定了 GBW 规格。

$$\text{Bandwidth} = \frac{\text{GBW}}{\text{Gain}} \quad (1)$$

例如，精密运算放大器 OPA2210 的 GBW 为 18MHz。对于需要 1000V/V (60dB) 高增益的应用，单级放大器的有效带宽仅为 18kHz (该电路的交流响应如图 4-2 所示)。虽然此数值对于近直流应用来说可能足够了，但仍有许多应用需要高增益和高带宽。可以使用具有更高 GBW 乘积的高速运算放大器在高增益下扩展系统带宽，但通常会以牺牲直流精度为代价。

市场上鲜有器件能够在单个放大器级中满足高直流精度、高增益和高带宽的需求。实际上，对于高增益应用而言，可以级联多个精密运算放大器来保持高带宽，同时保持低失调电压和低噪声。

4 级联放大器带宽

低通滤波器 (或本例中的放大器) 有效带宽的最常见定义是输出电压相对于通带下降 3dB 的频率。对于单个级，可以使用上面的公式 1 计算截止频率 (或极点频率)。对于多个级，需要考虑多个极点。

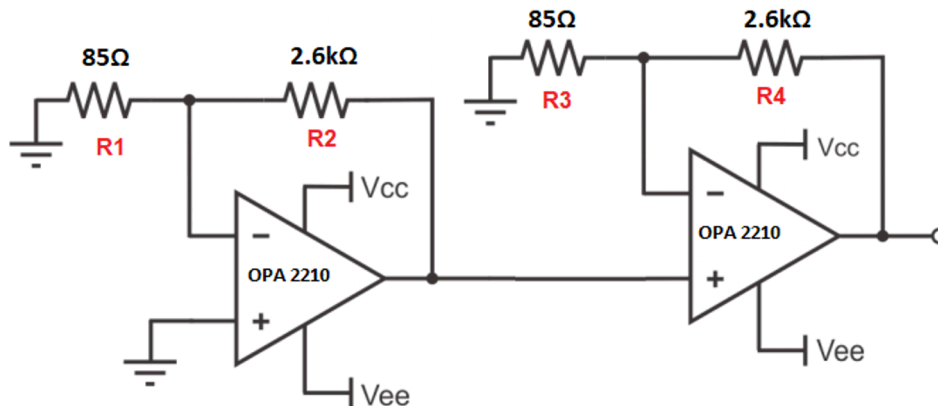


图 4-1. 两级级联放大器

为了展示这一点，图 4-1 显示了同相增益为 1000V/V 的两级放大器电路。每级增益为 31.6V/V，对应于每级约 570kHz 的带宽。然而，图 4-2 中的交流传递曲线显示了在 570kHz 时增益下降 6dB，因为在该频率下有两个极点，每个极点对曲线的贡献为 -3dB。每个极点还贡献了 -20dB/十倍频程的滚降，因此放大器电路中的级数越多，滚降就越陡峭。如果需要“砖墙”响应，这会是一个优势。

整个系统的有效带宽略小于每一级的带宽 (为 364kHz)，但远大于单级放大器的带宽。

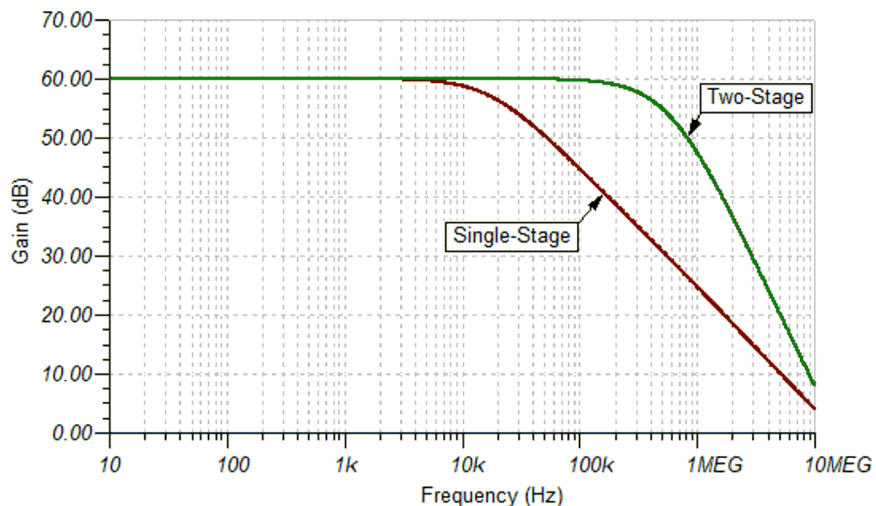


图 4-2. 两级与一级放大器的频率响应

对于 n 级，级联放大器级的总带宽近似值可以通过以下公式计算得出：

$$\left(\frac{1}{f_{c1}^2} + \frac{1}{f_{c2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{cn}^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

其中， f_c 为每级的截止频率，由 GBW 计算得出。

请注意，如果一级的 f_c 远低于其他级，则低 f_c 将在系统的带宽中占据主导。

5 级联放大器失调电压

级联增益级可有效增加系统的增益和带宽，但代价是输出端的噪声和失调电压增加。

为了缓解这种情况，一条良好的经验法则是在设计中将大部分增益应用于放大器电路的第一级。这种技术可确保大部分输出噪声和 V_{os0} 来自第一个运算放大器级，而后续放大器级的贡献极小。在这种情况下，第一级具有低 V_{os1} 和低噪声的精密运算放大器将产生更佳效果。

图 4-1 中的两级放大电路的 V_{os0} 可用以下公式表示：

$$V_{os0} = V_{os1} \times (G_{A1} \times G_{A2}) + V_{os2} \times (G_{A2}) \quad (3)$$

其中：

$$G_{A1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

$$G_{A2} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (5)$$

从公式 3 中可以明显看出，第一个运算放大器的 V_{os1} 被整个系统的增益放大。第二个运算放大器的 V_{os2} 仅被第二级的增益放大，从而减轻了对 V_{os0} 的影响。

6 多级放大器

可以将方程式 3 扩展到任意数量的增益级，即用每级的失调电压乘以它们之后每级的增益，然后再计算总和。

在比较不同的运算放大器或电路布局时，将 V_{os0} 除以系统总增益以获得以输入为基准的失调电压通常很有帮助。表 6-1 显示了从一到四个增益级的 1000V/V 放大器电路的仿真结果。每级都采用 OPA2210 双通道、低噪声、低失调电压、轨到轨输出的精密放大器。

表 6-1. 多级放大器的带宽和失调电压

| | 1 级 | 2 级 | 3 级 | 4 级 |
|--|------|------|------|-------|
| 增益/级 (V/V) | 1000 | 31.6 | 10 | 5.62 |
| 以输入为基准的失调电压 (μV) ⁽¹⁾ | 5.02 | 5.17 | 5.59 | 6.17 |
| F_c ⁽²⁾ (Hz) | 18k | 364k | 957k | 1530k |

- (1) 对每级使用了 V_{osi} 的典型值 (+5 μV)。这对于 SPICE 仿真很常见，但事实证明，每一级的失调电压的极性可能是一个重要因素。
 (2) 对仿真使用了增益带宽的典型值 (18MHz)。在实际中，放大器的带宽会与典型值不同。

我们可以看到带宽、失调电压和增益级数之间存在固有的相互折衷。对于诸如 OPA2210 之类具有低失调电压的精密运算放大器，与带宽的增加量相比，失调电压的增加量很小。这凸显了使用精密运算放大器的重要性，尤其是在放大器电路的前几级。

7 失调电压的正态分布

在实际中，运算放大器的 V_{osi} 并不总是数据表中给出的典型值。实际值属于被限制在器件规格最小值/最大值之间的高斯分布的一部分。图 7-1 所示为从大量 OPA2210 单元采样的失调电压的高斯分布。

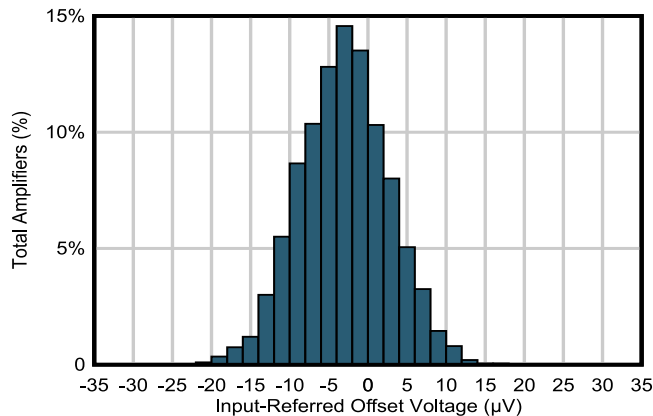


图 7-1. 失调电压产生分布图：OPA2210

如表 7-1 所示，运算放大器的 V_{osi} 可能具有正极性或负极性。这意味着不同级的失调电压可能会合并（相同极性）或抵消（相反极性）。

为了了解这些分布的影响，我们对两级放大器电路（第一级使用 OPA2210，第二级使用 OPA1656）的四种不同增益实现方案进行了 Monte Carlo 分析。OPA1656 是一款低噪声、低失真的精密放大器，针对通常不需要直流精度的高性能音频应用进行了优化。OPA1656 的典型 V_{osi} 在 500 μV 时仍然非常良好，但明显高于 OPA2210 出色的 5 μV 规格。

对四种增益实现方案中的每一种都执行了 Monte Carlo 仿真的一万次迭代。当跨级应用不同的增益量时，这四种设计凸显了失调电压和带宽的差异。每种设计的总增益为 1000V/V。Monte Carlo 仿真的结果如表 7-1 所示。

表 7-1. 四种不同增益实现方案中 10,000 个两级放大器的 Monte Carlo 分析

| | 设计 1 | 设计 2 | 设计 3 | 设计 4 |
|---------------------------|------|------|------|------|
| G_{A1} (V/V) OPA2210 | 200 | 50 | 31.6 | 10 |

表 7-1. 四种不同增益实现方案中 10,000 个两级放大器的 Monte Carlo 分析 (continued)

| | 设计 1 | 设计 2 | 设计 3 | 设计 4 |
|---------------------------|--------|--------|--------|--------|
| G_{A2} (V/V) OPA1656 | 5 | 20 | 31.6 | 100 |
| 平均失调电压 (μ V) | -0.08 | -0.11 | -0.12 | -0.23 |
| 标准偏差 (μ V) | 5.15 | 7.01 | 9.23 | 25.06 |
| 最小失调电压 (μ V) | -19.03 | -25.44 | -32.68 | -90.06 |
| 最大失调电压 (μ V) | 21.53 | 27.05 | 31.96 | 91.54 |
| 带宽 (Hz) | 91k | 374k | 580k | 530k |

分析的标准偏差与使用典型失调电压值的直流仿真结果相当。然而，由于概率分布，始终有必要考虑在多级放大器的大规模生产中可能出现的最大/最小失调电压。

8 噪声注意事项

精密放大器不仅提供低失调电压，而且噪声非常低。在放大器设计中需要考虑三个主要噪声源。它们是电路中的电压噪声密度、电流噪声密度和电阻的热噪声。电压和电流噪声密度是运算放大器固有的参数，并可以在数据表的“电气特性”部分找到相应的值。

很重要的一点是，电阻的热噪声不得超过运算放大器的固有噪声。如果只是为了让电阻噪声在系统中占据主导地位而增加低噪声精密放大器的成本，这种做法并不可取。使用较小的电阻值可以防止这种情况发生。较低阻值的电阻还将限制电流噪声密度的影响。具体而言，必须限制同相输入端的源电阻和反馈网络的等效电阻 $R_f \parallel R_i$ (R_{eq})。注意，本文档中所有电路的 R_{eq} 为 $\sim 82 \Omega$ 。

值得注意的是，大电阻值还会与电路中的寄生电容相互作用，从而在频率响应中产生不良的极点。这些意外产生的极点会导致稳定性问题，应该避免。

与失调电压类似，电压噪声可以建模为与放大器的同相输入端串联的电压源。该噪声将被放大器的同相增益放大。用于限制 V_{oso} 的方法同样可用于限制放大器的输出电压噪声。

表 8-1 所示为 Monte Carlo 分析中考虑的各种两级电路设计的以输入为基准的噪声。OPA2210 和 OPA1656 的宽带电压噪声密度分别为 $2.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $2.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

表 8-1. 四种不同增益实现方案中两级放大器的输出噪声

| | 设计 1 | 设计 2 | 设计 3 | 设计 4 |
|--|------|------|-------|-------|
| G_{A1} (V/V) OPA2210 | 200 | 50 | 31.6 | 10 |
| G_{A2} (V/V) OPA1656 | 5 | 20 | 31.6 | 100 |
| 1/f (0.1Hz 至 10Hz) (nV _{pp}) | 78.1 | 91.7 | 108.6 | 261.4 |
| 宽带 (1kHz) (nV/√Hz) | 2.4 | 2.4 | 2.4 | 2.5 |
| 积分噪声 (0.1Hz 至 91kHz) (μV _{pp}) | 3.9 | 4.3 | 4.3 | 4.4 |
| 总积分噪声 (μV _{pp}) | 5.4 | 10.4 | 12 | 11.5 |

每个设计的宽带噪声 (1kHz 以上的噪声) 都非常一致。这是因为所有四个电路中的第一级都采用低噪声的 OPA2210, 因此热噪声和电流噪声的贡献非常有限。请注意, 与 OPA1656 的 FET 输入晶体管相比, OPA2210 的超 β 双极输入晶体管提供的 1/f 噪声要低得多。超 β 晶体管不仅具有更低的 1/f 噪声, 而且比传统的双极晶体管具有更低的偏置电流和偏置电流噪声。

总噪声是每个放大器带宽上的积分噪声。在这种情况下, 宽带噪声值几乎相同, 因此总噪声成为带宽的函数。也就是说, 电路的带宽越高, 随着频率的增加, 积分噪声就越多。

9 总结

在高增益多级放大器中平衡带宽、失调电压和噪声时：

- 使用实用且符合成本预算的最低输入失调电压运算放大器。
- 如果在级联中使用不同的运算放大器, 请在第一级中使用最低失调电压/噪声运算放大器。
- 如果低失调电压/噪声是最高优先级, 请在第一级中应用最高的闭环增益。
- 如果带宽是最高优先级, 则合理的做法是在各级之间实现更均匀的增益分布。
- 由于每级 Vos 的高斯分布, 预计 Voso 在多个电路板上会有更大的差异。第一级中较高的闭环增益将导致较小的差异。
- 使用小电阻值可以使热噪声远低于运算放大器的固有噪声
- 反馈电阻网络的低源阻抗和低并联组合 (R_{eq}) 将减轻电流噪声的影响。

如前文所述, 高增益应用通常需要多个级来提供所需的带宽和性能。精密运算放大器 (尤其是在级联放大器的前几级中) 将提供最佳性能。当需要多个级时, 下面推荐的双通道运算放大器可以简化布局并节省布板空间。

10 资源

10.1 TI 推荐器件

| 器件型号 | 说明 |
|-------------------------|---------------------------------------|
| OPA2210 | 超 β 双极输入晶体管、低失调电压、低噪声、宽带宽、轨到轨输出 |
| OPA1656 | FET、低失真、低噪声、宽带宽、高 SNR、轨到轨输出 |
| OPA2320 | CMOS、低电压、低噪声、宽带宽、轨到轨 I/O |

10.2 TI 精密实验室培训视频

- [失调电压](#)
- [带宽](#)
- [噪声](#)

10.3 TI 推荐资源

- [失调电压校正](#)

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