Application Note

了解罗氏线圈的设计挑战

Daniel Maaya, Nathan Nohr, John Caldwell

摘要

本应用手册是介绍如何将 PCB 罗氏线圈用于电流检测应用的三部曲系列之一。本应用手册详细说明了罗氏线圈电流传感器的工作原理。此外，本文档还介绍了与基于 PCB 的罗氏线圈相关的独特设计挑战，并提供了克服这些挑战的优化设计方法。

内容

1 简介.....2
2 工作原理.....3
2.1 电磁感应.....3
2.2 数学模型和灵敏度.....3
2.3 相移：90° 偏移.....5
3 设计挑战和解决方法.....6
3.1 低信号振幅 (µ V/A).....6
3.2 噪声敏感性.....6
3.3 人工负载的影响.....7
3.4 需要积分.....7
3.5 杂散磁场干扰.....8
3.6 串扰.....8
3.7 机械注意事项.....10
3.8 非理想线圈设计产生的误差.....10
4 总结.....12
5 参考资料.....13

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

1 简介

罗氏线圈是一种间接式电流传感器，由绕在非磁性骨架（空心）上的螺旋线圈构成，其设计旨在通过产生与流经导体的电流变化率成正比的电压，从而测量交流电 (AC)。与传统电流互感器不同，罗氏线圈不需要会饱和的磁芯，因此可以实现高度定制化且轻量化的传感器几何形状。对于现代紧凑且高性价比的应用，这些传感器可以使用 PCB 材料制造，从而实现精确的绕线模式，并集成到高密度的电子组件中。

本应用手册探讨了低信号幅度、噪声敏感度和高性能积分必要性等关键问题，同时提供了切实可行的解决方案，包括 TI 对模拟前端的建议，以及优化的线圈生成工具。此外，本文档以*《在电表应用中改用罗氏线圈的优势》*应用简报为基础，最终提供了一份全面的*《电能表设计指南：从电流传感器到 kWh 计量》*。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2 工作原理

罗氏线圈依靠电磁原理来检测电流。具体而言，罗氏线圈利用载流导体产生的磁通量与缠绕在空心或其他非磁性结构上的线圈匝数之间的直接相互作用。

2.1 电磁感应

罗氏线圈的基本工作原理根植于法拉第电磁感应定律和毕奥-萨伐尔定律，即导线中电流的流动会产生随时间变化的磁场，该磁场穿过闭合回路时会感应出电动势 (EMF) 或电压，且该电动势与磁通量的变化率成正比。

根据毕奥-萨伐尔定律，交流电流 (I_p) 的流动会在载流导体周围产生环形磁场。随着 I_p 随时间波动，穿过罗氏线圈所包围面积 (dA) 的磁通量 (Φ) 也会随之波动。

由于罗氏线圈的输出与磁通量的导数相关联，它本质上是一种频率相关型传感器，响应的是电流的变化率，而不是电流的绝对大小。罗氏线圈响应的是电流的变化率，而不是电流本身的绝对大小。

2.2 数学模型和灵敏度

对于在 PCB 上实现的罗氏线圈而言，其几何结构受限于基板厚度和布局面积。矩形或圆柱形 PCB 绕组的感应电压可通过以下关系式进行建模：

罗氏线圈 (V_{out}) 如方程式 1 所示：

$$B_0 = \frac{\mu_0 I_p \sin(\omega t)}{2\pi R} \quad (1)$$

其中：

- B_0 = 由电流流动在导线周围产生的磁场（毕奥-萨伐尔定律）
- μ_0 = 自由空间的磁导率
- ω = 角频率 = $2\pi f$
- I_P = 一次侧电流
- R = 线中心到测量点的距离

方程式 2 中给出了导电布线的磁通量：

$$\Phi = \int_a^b B_0 \times dA \quad (2)$$

其中：

- Φ = 导电布线上的磁通量
- dA = dr × h，即具有 PCB 高度 (h) 的微元 (dr) 的矩形截面积

其中：

- dr = 距离电线中心 R 处的无穷大电导。
- h = PCB 的高度

因此，穿过导电布线的总通量如方程式 3 所示：

$$\Phi = \frac{\mu_0 I_p \sin(\omega t)}{2\pi} \times h \times \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (3)$$

其中：

- b = 外半径
- a = 内半径

与磁通量变化率成比例的电压（\法拉第感应定律）如方程式 4 所示。假设一次侧电流 (I_p) 和角频率 (w)。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

$$V_{out} = N\left(\frac{d\Phi}{dt}\right) \quad (4)$$

其中：

- N = 匝数

进行代入，可得到：

$$V_{out} = \frac{N\mu_0 h}{2\pi} \times \ln\left(\frac{b}{a}\right) \times \frac{dI_p \sin(\omega t)}{dt} \quad (5)$$

求解导数：

$$V_{out} = \frac{N\mu_0 h}{2\pi} \times \omega I_p \times \cos(\omega t) \times \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (6)$$

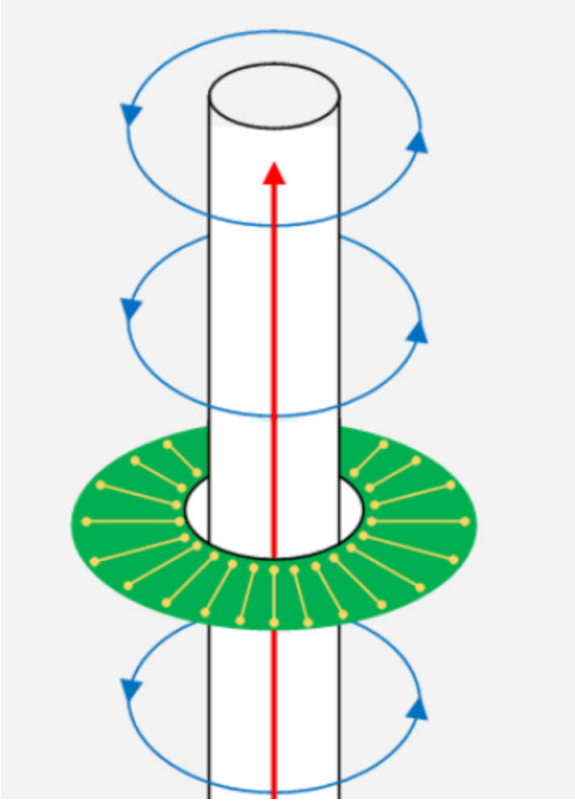
备注

(V_{out}: I_p) 被称为灵敏度，通常以 μV/A 为单位。

备注

互感是 V_{out} 的一部分。

$$M = \frac{N\mu_0 h}{2\pi} \times \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (7)$$



English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2.3 相移：90° 偏移

罗氏线圈的一个关键特性是其与一次侧电流的相位关系。由于线圈的作用相当于微分器（输出与 dI/dt 成正比的信号），因此输出电压波形在数学上是输入电流波形的导数。

对于正弦电流示例：

$$I(t) = I_p \sin(\omega t) \tag{8}$$

输出电压是一次侧电流的导数乘以 PCB 线圈的互感。

一次侧电流的导数：

$$\frac{dI}{dt} I(t) = \frac{dI}{dt} I_p \sin(\omega t) = \omega I_p \times \mathbf{cos}(\boldsymbol{\omega t}) \tag{9}$$

$$V_{out} = \frac{N \mu_0 h}{2\pi} \times \omega I_p \times \mathbf{cos}(\boldsymbol{\omega t}) \times \ln\left(\frac{b}{a}\right) \tag{10}$$

余弦波相对于正弦波偏移了 90°。因此，罗氏线圈的原始输出信号始终与实际电流波形存在 90° 的相位差。为了重建实际电流波形以进行测量，系统必须在信号链中包含一个积分器电路。积分器执行微分的逆运算，在数学上“抵消”了这 90° 的相移，将信号恢复为与一次侧电流同相的波形。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3 设计挑战和解决方法

3.1 低信号振幅 (μ V/A)

问题：由于 PCB 罗氏线圈的灵敏度较低 (μV/A)，其输出电压很小。

原因：物理限制因素，如 PCB 厚度通常仅为 0.4mm 至 2mm、线圈匝数受限，以及自由空间的磁导率（无磁芯），正如方程式 6 中所强调，这些都是导致线圈灵敏度偏低的关键因素。

将此前设计线圈的尺寸（外径 35mm、内径 15mm、235 匝）代入方程式 6，灵敏度大约为 61.3 μ V/A。这意味着，每当有一安培的电流流经穿过线圈中心的导线时，罗氏线圈的输出电压即为 61.3 μ V。

解决方法：需要将信号放大到高于任何测量设备（如模数转换器 (ADC)）噪声底限的水平。

3.2 噪声敏感性

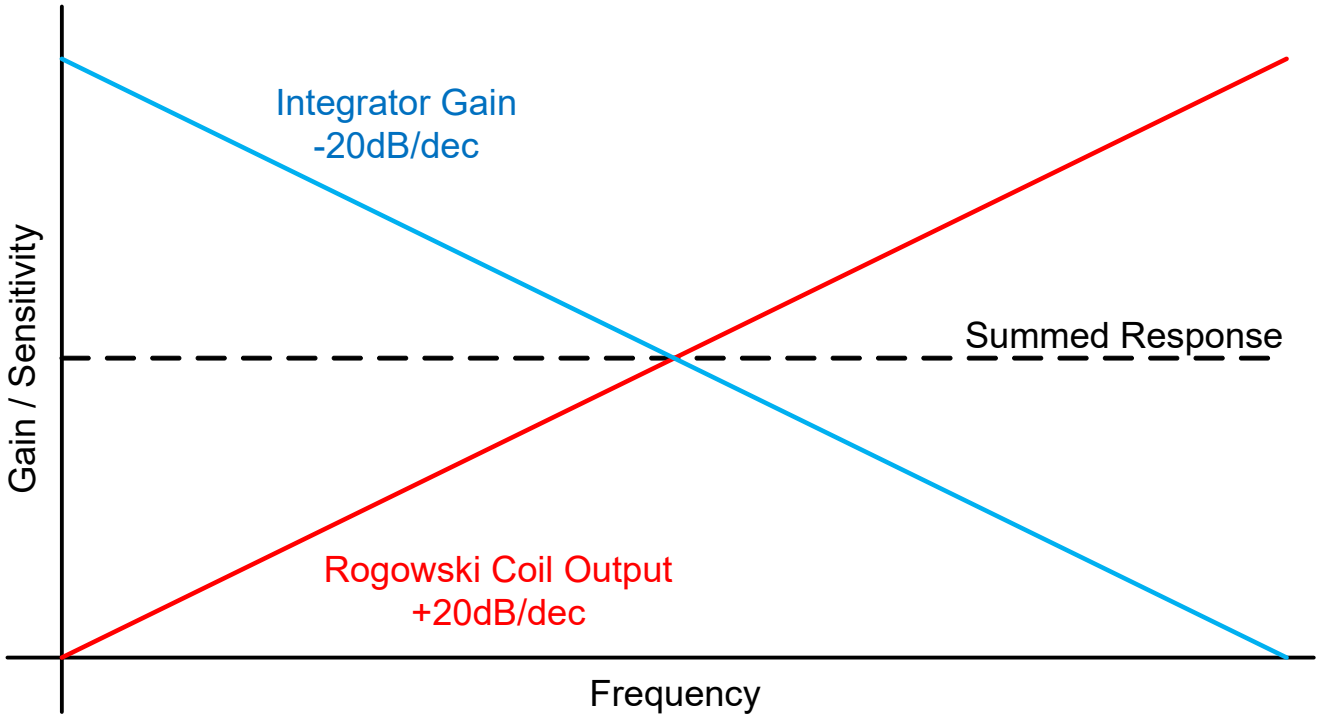
问题：罗氏线圈本质上是一种频率相关型传感器。因此，当高频噪声耦合到导线中时，罗氏线圈会放大噪声。

原因：

$$V_{out} = M \times \omega I_p \times \cos(\omega t)$$

随着频率的增加，di/dt 会变大，从而提高灵敏度。罗氏线圈的灵敏度以每十倍频程 20dB 的速率提高。

解决方法：需要频率响应与罗氏线圈的频率响应相反（每十倍频程 −20dB）的积分器。组合的频率响应在整个带宽范围内变得平坦，确保输出取决于实际电流幅值，而非取决于频率。



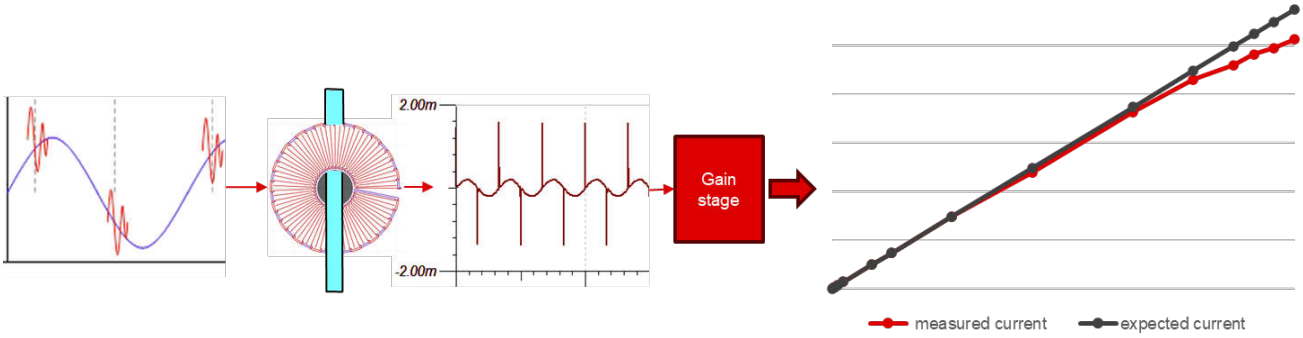
English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3.3 人工负载的影响

问题：在实际应用中，一次侧电流波形并非干净的正弦波，而是可能带有一定的失真。罗氏线圈会放大这种失真，并导致非线性行为。

原因：由非阻性负载（即感性负载和容性负载，如洗衣机、烘干机、电钻和电磁炉）引起的传导干扰。

解决方法：需要设计一个电路，在同一级中同时完成罗氏线圈信号的积分和放大，以防止失真蔓延至整个信号链。



3.4 需要积分

3.4.1 积分理论

问题：

- 罗氏线圈的输出信号与实际的一次侧电流波形存在 90° 的相位差
- 耦合到信号链中的低频噪声会放大并导致不稳定性

原因：

推算出 **Vout** 作为一次侧电流 [$I_p \sin(\omega t)$] 的函数后，线圈输出为一个余弦波——即相对于一次侧电流正弦波偏移了 90° 的信号。线圈后需要一个积分器来恢复正确的相位关系，并恢复与 I_p 本身成比例的信号。

对于有源积分器（具有反馈电容器 C 和反馈电阻器 R 并联的运算放大器），传递函数为：

- 频率 F 下的增益为：

$$\frac{R_F}{R_I}\left(\frac{1}{\sqrt{1+(2\pi F \times R_F \times C)^2}}\right) \tag{11}$$

- 频率 F 下的相位响应为：

$$\tan^{-1}\left(2\pi F \times R_F \times C\right) \tag{12}$$

只有在频率高于其转角频率两个数量级以上的频段内，该电路才表现为具有恒定 -90° 相位差的真正积分器：

$$F_c = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C} \tag{13}$$

在 F_c 下，电路的行为类似于简单的放大器（增益平坦，相移向 0° 收缩），而不是积分器。需要反馈电阻器 R_F 来限制直流增益——如果没有反馈电阻器，当频率趋近于零（直流）时，理想积分器的增益会趋近于无穷大，因此，任何耦合到输入端的直流偏移或低频噪声都会被无限放大，导致运算放大器输出饱和并引起不稳定性。

3.4.2 选择积分频率：相位和增益裕度与十倍频程数之间的关系

随着测量频率 F 进一步高于 F_C，增益和相位响应会迅速缩小。通常，将 F_C 放置在目标最低频率以下一个十倍频程可以将相位误差保持在大约 6° 以下；放置在目标最低频率以下两个十倍频程可以将相位误差保持在大约 0.6° 以下。首先为所需的 F_C 选择一个电容器电阻器对，然后选择 R_I 以设置增益。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

示例元件值：

F_C = 5Hz（低于 50Hz 一个十倍频程）：

设置 C = 68nF (C0G/NP0)

$$R_f = \frac{1}{2\pi F_c C} = \frac{1}{2\pi(5\text{Hz})(68\text{nF})} \cong 470\text{k}\Omega \quad (14)$$

F_C = 0.5Hz（低于 50Hz 两个十倍频程）：

$$R_f = \frac{1}{2\pi F_c C} = \frac{1}{2\pi(0.5\text{Hz})(68\text{nF})} \cong 4.7\text{M}\Omega \quad (15)$$

与其增加反馈电阻 R_f，不如将积分电容增加到 68nF 以上，以便在较低截止频率下保持相同的性能，同时改变 R_I 以在所需频率 F 下维持增益。然而，更高容值的 C0G/NP0 电容更难获得，价格更昂贵，且封装尺寸更大。

请注意，将转折频率下移一个数量级（十倍频程），需要将电容或反馈电阻增大 10 倍（两者可互换使用）。请记住，大电阻会增加热（约翰逊）噪声成分，并且对 PCB 漏电路径和湿度更为敏感。

解决方法：

为实现最佳的积分精度：

- 使用 C0G/NP0 电容器作为 C，这类电容器具有近乎为零的温度系数和电压系数，这一点至关重要，因为 C 的漂移会直接导致 F_C 发生偏移，从而再次引入相位/增益误差。
- R_F 和 R_I 选用匹配的低容差电阻值 (≤0.1%)，以保持增益精度，以及多相应用中的通道间匹配度。
- 使用低噪声、零漂移（斩波稳定）放大器，以最大程度地减小直流偏移和 1/f 噪声，否则积分器的高直流增益会将这些噪声放大。否则，请考虑使用交流耦合级来消除直流失调电压。
- 为了获得最佳且易于控制的性能，建议使用 68nF 电容器和 1MΩ 电阻器，以实现 2.5Hz 的转角频率，同时保持信号链的低噪声性能。

推荐器件：

器件型号	电压轨	输入电压噪声 f = 0.1Hz - 10Hz	Vos
TLVx387	±3	177nVppk	1 µ V
TLVx888	±18	180nVppk	3 µ V
TLVx825	±3	320nVppk	3 µ V

3.5 杂散磁场干扰

问题：罗氏线圈会拾取传感元件附近来自相邻导线或篡改尝试的杂散磁场。

原因：罗氏线圈依靠检测交流电通过磁通量变化的导数。

解决方法：需要设计一个具有匹配且均匀分布的环路的差分线圈。当暴露于外部磁场时，差分配置会产生共模信号，随后可被模拟前端抑制。

3.6 串扰

问题：由于紧邻放置的线圈产生的外部磁场的影响，电流测量不准确。

原因：比奥-萨瓦尔定律描述了载流直导线在远离导线中心的任何点产生的磁场

$$B_1 = \frac{\mu_0 I_p \sin(\omega t)}{2\pi r_1} \quad (16)$$

其中 B1 是导线 1 在距导线中心距离为 (r1) 的任意点处产生的磁场。

$$B_2 = \frac{\mu_0 I_p \sin(\omega t)}{2\pi r_2} \quad (17)$$

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

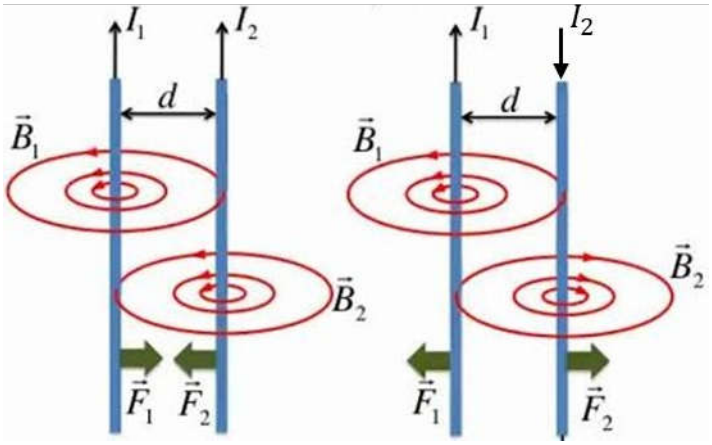
其中 B2 是导线 2 在距导线中心距离为 (r2) 的任意点处产生的磁场。

导线之间任意点的磁场总和如方程式 18 所示：

$$\sum B = B_1(r_1) + B_2(r_2)\cos(\theta) \quad (18)$$

其中 (θ) 是 B1 和 B2 之间的方向夹角；如果两根导线彼此平行，则 (θ) 只能为 180° 或 0°。

- 情况 1：如果 (θ) = 180°，则电流沿相同方向流动，磁场方向相互对立。磁场总和随着距离任一导线更近而增加，如果电流大小相同，则在两根导线之间的中点处抵消。
- 情况 2：如果 (θ) = 0°，则电流反向流动，磁场方向相同且相互增强，从而在导线之间产生均匀的净磁场。磁场总和随着导线之间间距的缩小而增大，并随着间距的增大而减小。
- 情况 1 和情况 2 是多传感器系统的最坏情况。在平衡三相系统等实际应用中，磁场总和是这两种情况的组合。因此，实际应用的影响将不如最坏情况严重。



权变措施：

- 设计具有匹配对称环路的差分线圈，以确保外部磁场生成可由模拟前端管理的共模信号。
- 实施软件校准和串扰补偿以提高信号完整性。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3.7 机械注意事项

问题：

1. 由于使用了非圆形导体（例如母线排）而浪费了 PCB 面积
2. 由于传感元件与信号调节及数据采集部分距离较远，导致信号链存在噪声
3. 在导线已经安装就位的情况下，增加了人工劳动力和安装时间成本

原因：

1. 使用圆形线圈去包裹非圆形导体，会造成大量空间闲置。这种闲置面积会导致丧失额外的灵敏度，而更高的灵敏度本可以提升传感器的精度。
2. 罗氏线圈的输出信号太小，且容易受到噪声干扰。如果线圈距离信号调节电路较远，信号在传输途中极易拾取噪声。
3. 为了安装闭环罗氏线圈而必须断开并重新连接导线，会造成显著的运行停机时间。这种人工干预不仅增加了安装时间，还在重新连接的过程中引入了连接错误或机械磨损的风险

权变措施：

1. 柔性或可开合的线圈设计可以简单地缠绕在导体或母线周围，提供了一种更实用、侵入性更低的替代方案
2. 信号调节电路靠近检测线圈布置

3.8 非理想线圈设计产生的误差

问题：由于线圈匝数不对称，输出电压失真。

原因：在双层圆形 PCB 线圈中布置线圈匝数需要复杂的走线布线。不匹配的环路面积和输入连接会导致噪声耦合到输出端。

导线中电流流动所产生的磁场，在距离中心 R 处，通常沿导线圆周方向是均匀的。罗氏线圈利用了这一原理：它采用两个匹配的绕组环路（线圈 1 和线圈 2），以相反的绕向绕制并进行差分连接，这样一来，由一次侧电流感应出的均匀磁场会产生差分输出，而外部非均匀的干扰磁场则会产生共模信号，并通过差分测量被抑制。

每个线圈都通过互感 M 与一次侧电流 (I_p) 耦合，但这两个线圈同时也会暴露在外部干扰中。这些干扰源可分为感性耦合 (I_N) 或容性耦合 (V_N)。每个线圈的输出是这三种效应叠加的结果：

线圈 1 输出：

$$V_1 = M\frac{dI_P}{dt} + M_{n1}\frac{dI_N}{dt} + \left(\frac{C_{c1}}{C_{c1}+C_P}\right)V_N \tag{19}$$

线圈 2 的输出（反向绕制，因此一次侧电流项 (I_p) 相对于线圈 1 是反相的）：

$$V_2 = -M\frac{dI_P}{dt} + M_{n2}\frac{dI_N}{dt} + \left(\frac{C_{c2}}{C_{c2}+C_P}\right)V_N \tag{20}$$

差分输出：

$$V_{diff} = V_1 - V_2 = 2M\frac{dI_P}{dt} + (M_{n1}-M_{n2})\left(\frac{dI_P}{dt}\right) + \left[\left(\frac{C_{c1}}{C_{c1}+C_P}\right) - \left(\frac{C_{c2}}{C_{c2}+C_P}\right)\right]V_N \tag{21}$$

如果线圈 1 和线圈 2 完全对称——即相对于一次侧导体和任何外部噪声源，它们在所有三个维度（x、y、z）上的匝数密度、环路面积和隔离距离完全一致——则每个线圈对干扰源所感知到的感性耦合和容性耦合都相同：$M_{N1} = M_{N2}$ 且 $C_{C1} = C_{C2}$。此时，噪声项会完全抵消，仅留下翻倍的期望信号：

$$V_{diff} = 2M\frac{dI}{dt} \tag{22}$$

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

为什么 x、y、z 三个维度的对称性至关重要：这种抵消完全取决于一个假设，即两个线圈相对于每一个外部场源都占据着几何上等效的位置。x-y 平面（绕线平面）上的对称性可确保两个环路包围相同的面积，并感知到来自一次侧导体以及平面内干扰源的相同平均磁场。z 轴方向的对称性可确保两个环路与平面外干扰源保持相同的隔离距离——不对称的一个常见来源是过孔环路，其中一个环路可能会比另一个略微更靠近噪声源。如果上述任何一种对称性被破坏，导致 $M_{N1} \neq M_{N2}$ 且 $C_{C1} \neq C_{C2}$，则 V_{diff} 中括号内的噪声项将不再相互抵消——原本通常只产生纯共模信号的外部磁场，就会作为测量误差泄漏到差分输出中。

解决方法：自动化线圈设计流程。PCB 布局是通过软件算法完成，旨在尽可能提高对称性和灵敏度。采用新颖的四重交错线圈拓扑结构，以尽可能提高线圈灵敏度和对称性，与我们的第一代线圈拓扑相比，其灵敏度提升了 55% 以上，EMI 能力增强了 98% 以上（正在申请专利）。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4 总结

本应用笔记探讨了基于 PCB 的罗氏线圈电流传感器的工作原理，以及工程师在实施过程中面临的八项关键设计挑战：信号幅度低、对噪声敏感、非线性负载失真、需要积分处理、杂散磁场干扰、相间串扰、机械布局限制，以及手动布局导致的线圈几何结构不对称。针对各项挑战，本文提出了切实可行的缓解策略——包括使用零漂移运算放大器、C0G/NP0 电容器和匹配的 0.1% 电阻器构成的集成放大级，用于抑制共模噪声的差分线圈拓扑，以及将信号调节电路紧邻放置。为了解决几何不对称的根本原因，强烈建议工程师使用 TI 的自动 PCB 罗氏线圈设计工具，该工具通过算法放置线圈匝数，从而更大限度地提高对称性和灵敏度。

English Document: SDAA566
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，TIDA-011013，参考设计
2. 德州仪器 (TI)，TIDA-010971，参考设计
3. 德州仪器 (TI)，TIDA-010987，参考设计
4. 德州仪器 (TI)，PCB 罗氏设计工具
5. 德州仪器 (TI)，*专为在平衡音频输入中实现高共模抑制而设计*，模拟设计期刊

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

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出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