



无源器件使用要点

ADI 智库

一站式电子技术宝库



简介

电阻、电容、电感三种基本元件是构成硬件电路基础，影响着电路的方方面面。其合理的应用与选择不仅决定着硬件电路设计的稳定性，更决定着电子设备的质量优劣。

ADI 推出针对无源元件的电子工具书，搜集了来自 ADI 官方的无源器件相关资料，从器件选择、应用设计、测试测量方面进行分类整理，共 23 篇技术文章，旨在帮助广大工程师、电子工程相关学子梳理电子电路基本元件的基础知识以及在电路设计过程中提供实用的帮助。

ADI 智库
一站式电子技术宝库

ADI 智库是 ADI 公司面向中国工程师打造的一站式资源分享平台，除了汇聚 ADI 官网的海量技术资料、视频外，还有大量首发的、免费的培训课程、视频直播等。九大领域、十项技术，加入 ADI 智库，您可以尽情的浏览收藏、下载相关资源。此外，您还可一键报名线上线下会议活动，更有参会提醒等贴心服务。

目录

电阻电容电感的应用测量问题	4
1. 一种直接测量运算放大器输入差分电容的方法	4
2. 开关电源中的电感电流测量	13
3. 无线电流检测电路检测电阻浮空	15
4. 利用电容-数字转换器检测液位	19
5. 电容数字转换器为诊断系统中的电平检测提供方便	28
6. 医疗保健应用中的 ADI 电容数字转换器技术	36
电路基本元件的选择疑惑	45
7. 是半满还是半空？应该考虑的是容积。	45
8. 在我的电路中，运算放大器与电容之间存在奇怪的相互作用， 你能帮助解决吗？	46
9. 低压差调节器—为什么选择旁路电容很重要	47
10. 选择电阻以最大程度减少接地负载电流源误差	53
11. 为什么我的全差分电压反馈放大器的稳定性收到反馈电阻的 很大影响？	57
12. 电容传感器：坚固耐用，足够应对实际应用？	61
13. 选择合适的无源和分立元件以实现最高系统性能	62
电阻电容电感的应用电路设计	75
14. 在仅有零点电阻和电容可调节的情况下设计 PLL 滤波器	75
15. 为什么 IC 需要自己的去耦电容？	86

16. 实验：PN 结电容与电压的关系	87
17. “如果没坏，就不要修理。” 调节固定增益差分放大器的增益	94
18. 关于在开关模式电源印刷电路板上放置电感的指南	101
19. 对电阻使用的经验法则说不	104
20. 改进低值分流电阻的焊盘布局，优化高电流检测精度	107
21. “切除电容” (capacityectomy)? 听起来很痛苦!	114
22. 通过降低电源对电容的要求来解决 MLCC 短缺问题	115
23. 使用微型模块 SIP 中的集成无源器件	124

电阻电容电感的应用测量问题

1. 一种直接测量运算放大器输入差分电容的方法

简介

输入电容可能会成为高阻抗和高频运算放大器 (op amp) 应用的一个主要规格。值得注意的是，当光电二极管的结电容较小时，运算放大器的输入电容会成为噪声和带宽问题的主导因素。运算放大器的输入电容和反馈电阻在放大器的响应中产生一个极点，从而影响稳定性并增加较高频率下的噪声增益。因此，稳定性和相位裕量可能会降低，输出噪声可能会增加。实际上，以前的一些 C_{DM} （差模电容）测量技术依据的是高阻抗反相电路、稳定性分析以及噪声分析。这些方法可能会非常繁琐。

在诸如运算放大器之类的反馈放大器中，总有效输入电容由 C_{DM} 与负输入共模电容（或对地的 C_{CM-} ）并联组成。 C_{DM} 难以测量的原因之一是运算放大器的主要任务是防止两个输入不相关。与测量 C_{DM} 的难度相比，直接测量对地的正输入共模电容 C_{CM+} 相对容易一些。在运算放大器的同相引脚上放置一个较大的串联电阻并施加正弦波或噪声源，就可以使用网络分析仪或频谱分析仪来测量由运算放大器输入电容而产生的 -3 dB 的频率响应。假定 C_{CM+} 和 C_{CM-} 相同，特别是对于电压反馈放大器。但是，这些年来，测量 C_{DM} 变得日益困难；运算放大器的固有特性会迫使其输入相等，从而自举 C_{DM} ，因此所使用的各种不同的技术都无法令人满意。当输入被强制分开并进行电流测量时，输出将试图进行对抗。检测 C_{DM} 的传统方法是间接测量，该方法依赖于相位裕度的降低，且因并联使用 C_{CM-} 等其他电容而变得更复杂。

我们希望待测运算放大器能够像客户平时的用法一样，在闭环条件下正常运行并执行功能。建议的一种可行方法是分离输入并进行输出削波，但是这可能会使内部电路无法工作（取决于运算放大器拓扑），因此实测电容可能无法反映实际工作电容。在这种方法中，不会对输入进行过度分离，以避免输入级的非线性以及过多的输出摆幅或削波。本文将介绍一种简单直接的 C_{DM} 测量方法。

测量 C_{DM} 的新方法

作者决定只使用增益为 1 的缓冲电路，并使用电流源激励输出和反相输入。输出和反相输入将仅在运算放大器允许的范围内变动。在低频下，输出的变动很小，因此通过 C_{DM} 的电流会很小。而在过高频率下，测试可能会无效，况且结果也没用。但在中频下，运算放大器的增益带宽会下降，但不至于太低，输出变动仍可提供足够大的电压激励和可测量的通过 C_{DM} 的电流。

LTspice® 的本底噪声几乎不受限制，因此可以进行简单的测试仿真，如图 1 所示。当发现该技术在 LTspice 中相当准确有效后，接下来的问题就是“我可否在现实世界中获得足够的 SNR 以进行良好的测量？”

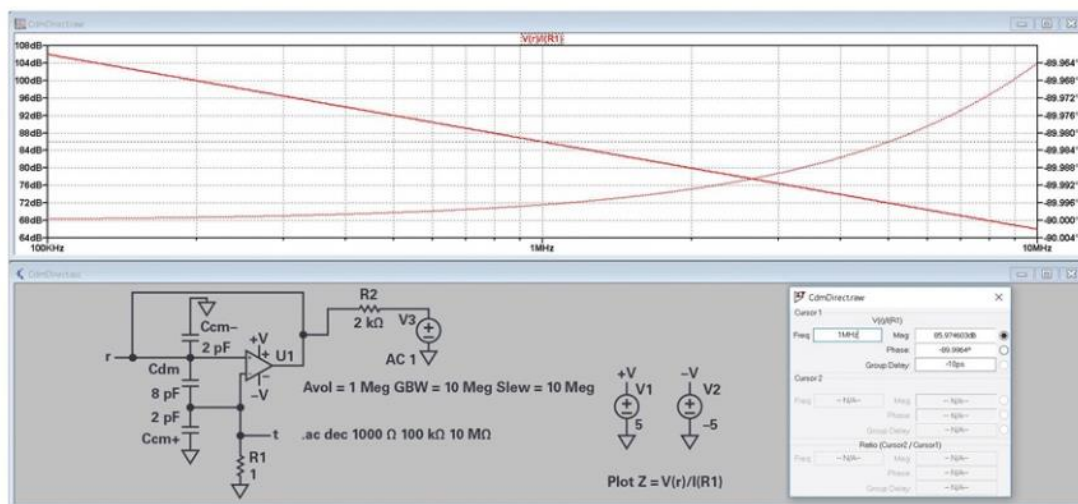


图 1. 直接测量 LTspice 中的 C_{DM} 阻抗。绘制 $V(r)/I(R1)$ 曲线以获得阻抗。在本例中，在 1 MHz 频率下， -89.996° 时 Z 为 $19.89437 \text{ k}\Omega$ ($10(85.97/20)$)，利用公式 $C = 1/(2\pi \times Z \times \text{Freq})$ ， Z 正好为 8 pF。

该相位角几乎等于 -90° ，这表明阻抗是容性的。2 pF 共模电容不会破坏测量，因为 C_{CM-} 不在路径中，且 $1/(2 \times \pi \times \text{Freq} \times C_{CM+}) \gg 1 \Omega$ 。

挑战：找到合适的设备和实际测试设置

如图 1 所示，将 2 kΩ 电阻串联在运算放大器的输出端，以将激励从电压源转换为电流源。这将允许节点“r”中存在小电压（它不会与在运算放大器的同相引脚中所看

到的电压相差太远），并将导致小电流流入待测 C_{DM} 的输入端之间。当然，现在的输出电压很小（由待测器件（DUT）进行缓冲），而且 C_{DM} 中的电流也很小（在本仿真中为 57 nA），因此在工作台上使用 $1\ \Omega$ 电阻进行测量将很困难。LTspice.ac 和 LTspice.tran 仿真没有电阻噪声，但现实世界中的 $1\ \Omega$ 电阻具有 $130\ \text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的噪声，从我们预期的 57 nA 电容电流中只能产生 57 nV 信号。进一步的仿真表明，用 $50\ \Omega$ 或 $1\ \text{k}\Omega$ 代替 $R1$ 不会导致在目标带宽范围内的频率下流入 C_{CM+} 的损耗电流过大。为了获得比简单电阻更好的电流测量技术，可使用跨阻放大器（TIA）代替 $R1$ 。TIA 输入会连接到运算放大器的同相引脚，在该引脚上需要电流，同时电压固定为虚地以消除 C_{CM-} 中的电流。事实上，这正是 Keysight/Agilent HP4192A 等四端口阻抗分析仪的实现方式。HP4192A 可以在 5 Hz 至 13 MHz 的频率范围内进行阻抗测量。市场上采用相同阻抗测量技术的一些新设备包括具有 10 Hz 至 120 MHz 范围的 E4990A 阻抗分析仪和具有 20 Hz 至 2 MHz 范围的精密 LCR 表（如 Keysight E4980A）。

如下面图 2 测试电路所示，由于阻抗分析仪内部的 TIA，运算放大器的同相引脚保持虚地状态。正因如此， C_{CM+} 的两个端子都被视为处于地电位，因此不会影响测量。DUT 的 C_{DM} 两端产生的小电流将流经 TIA 的反馈电阻 R_f 然后由内部电压表进行测量。

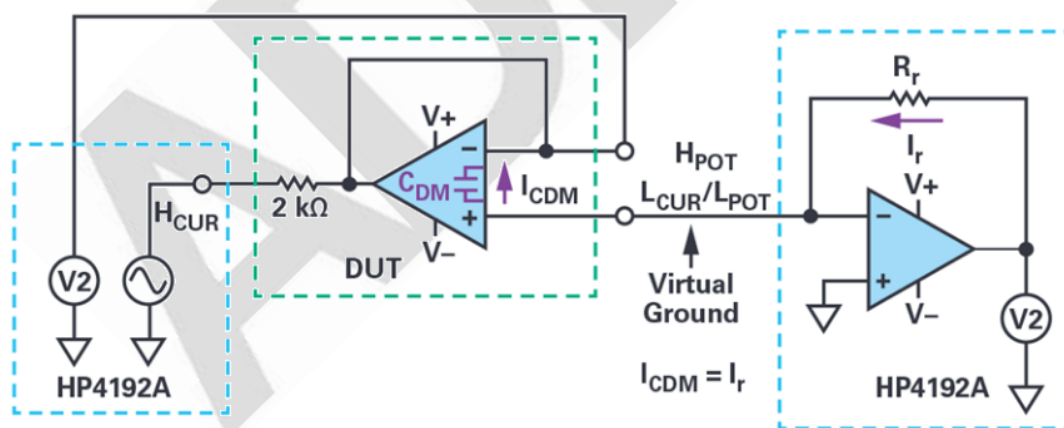


图 2. C_{DM} 测试电路。

任何使用自动平衡电桥阻抗测量方法的四端口设备都是测量 C_{DM} 的合适选择。它们设计为从内部振荡器产生正弦波，该内部振荡器以零为中心点，具有正负摆幅，可用于双电源供电。如果运算放大器 DUT 由单电源供电，则应调整偏置功能，以使信号不会发

生对地削波。图 3 中使用了 HP4192A，并显示了与 DUT 的详细连接。

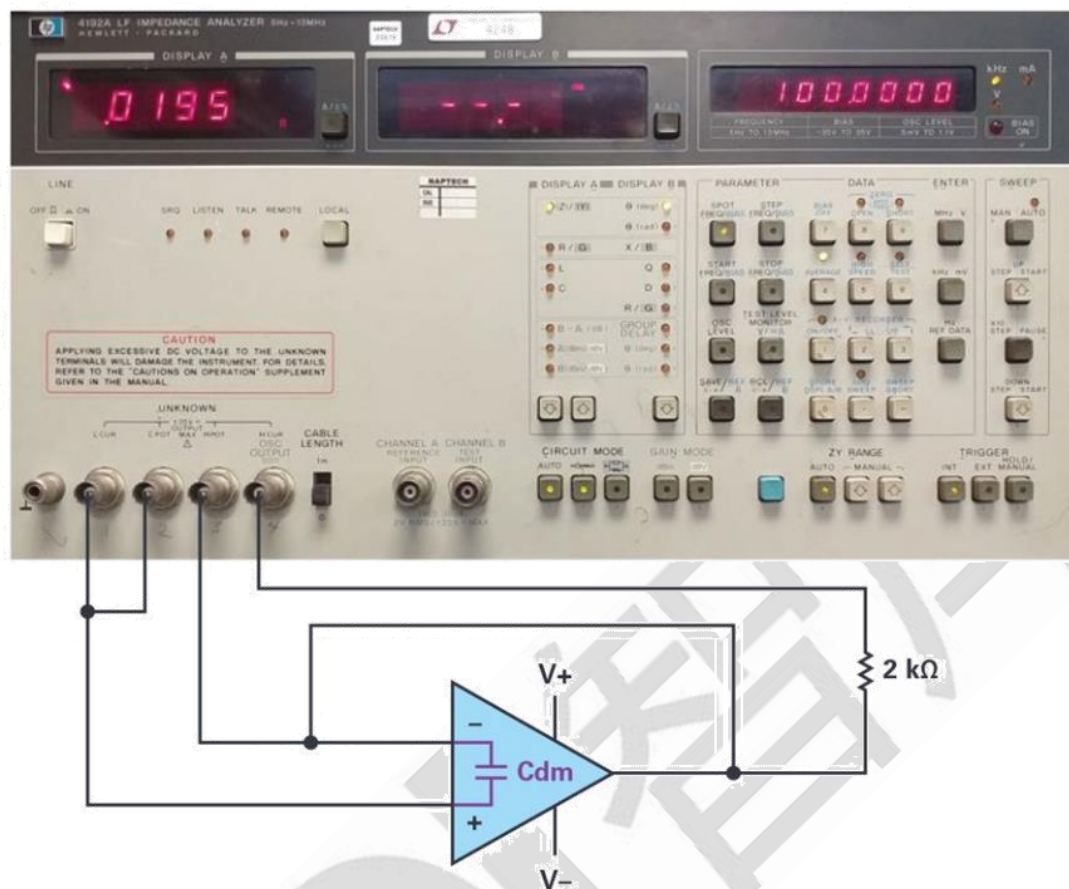


图 3. C_{DM} 直接测量方法的测试设置。

图 4 显示了确切的测试设置，以使电路板和连线对 C_{DM} 的寄生电容贡献极小。任何通用电路板均可用于低速运算放大器，而高速运算放大器则需要更严格的 PCB 板布局。垂直接地的铜分隔板能确保输入端和输出端看不到与 DUT C_{DM} 平行的其他场路径。

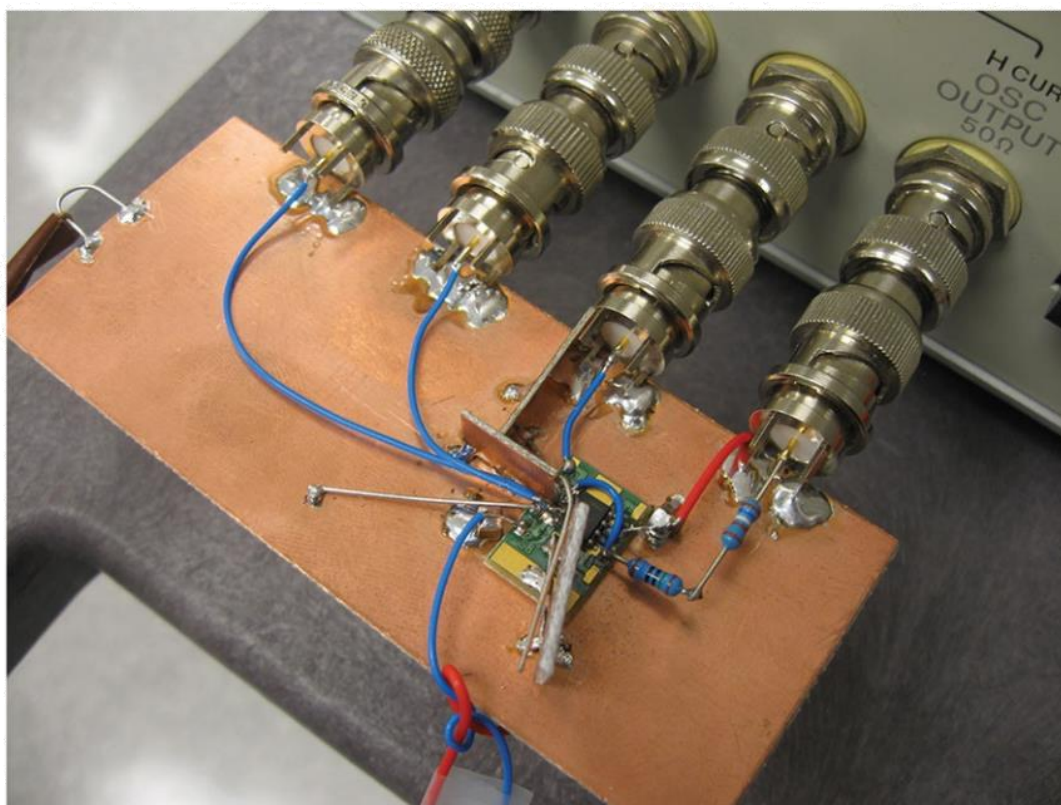


图 4. HP4192A 设置电路板演示。右侧为通过 2 k Ω 的激励和电压回读。所用 DUT 是贴于 LB2223 实验板上的 8 引脚 SO 封装的 LT1792。TIA 位于 HP4192A 内部的左侧。

结果与讨论

首先，在测量电路板的板电容时没有使用 DUT。图 4 所示电路板的测量条件是 16 fF 电容且没有 DUT。这是一个相当小的电容，可以忽略不计，因为通常 C_{DM} 的预期值为几百至几千 fF。

使用这种新的 C_{DM} 测量技术，可以测量大多数 JFET 和 CMOS 输入型运算放大器。为了说明该方法，以测量低噪声精度 JFET 运算放大器 LT1792 为例。下表列出了在一定频率范围内的阻抗 (Z)、相位角 (θ)、电抗 X_S 和 C_{DM} 的计算值。当相位角为 -90° 时，阻抗表现为纯容性。

频率	Z (kΩ)	θ	X _S (kΩ)	C _S = C _{DM} = 1/(2 × π × X _S × Freq) (pF)
500 kHz	33	-89°	-32.9	9.7
600 kHz	27	-90°	-26.9	9.8
700 kHz	22.6	-90°	-22.6	10
800 kHz	19.65	-90°	-19.7	10.1
900 kHz	17.4	-90°	-17.4	10.2
1 MHz	15.64	-89.9°	-15.6	10.2
2 MHz	7.76	-89.8°	-7.76	10.25
3 MHz	5.1	-90°	-5.1	10.4
4 MHz	3.74	-90°	-3.74	10.6
5 MHz	2.92	-90°	-2.92	10.9

表 1. 电源为 ±15 V 时，LT1792 在不同频率下的阻抗测量

上述表 1 给出了在 500 kHz 至 5 MHz 频率范围内的测量结果。在该频率范围内的相位接近于纯容性（相位角为 -89° 至 -90°）。同时，电抗 X_S 决定了总输入阻抗，即 Z ≈ X_S。C_{DM} 的计算平均值约为 10.2 pF。最高测量频率为 5 MHz，因为该器件带宽仅可达 5.6 MHz。更低频率下的结果变得非相干。推测这是由于运算放大器的行为使输出电压降低，C_{DM} 电流迅速消减，同时 X_S 阻抗在低频时变大。

还应在每个阶跃频率处检查运算放大器的输出，以确保它不会被阻抗分析仪产生的信号过驱。来自 HP4192A 的该信号的幅度可在 0.1 V 至 1.1 V 范围内调节，这刚好足以在运算放大器的输出中产生摆动，并使反相输入引脚中的电压电平略微发生变动。图 5 显示了频率为 800 kHz 时，运算放大器输出端的峰峰值无失真信号（绿色信号）为 28 mV。2.76 V 峰峰值幅度 (1 V rms) 的黄色信号是直接从分析仪的振荡输出端口探测得的。公平起见，可以任意决定不允许输出失真，不论是对 DUT 还是对 HP4192A 检

波器。尽管该设置相对来说并不受探头效应的影响，但在获取阻抗和相位的实际数据时已经将探头移除。

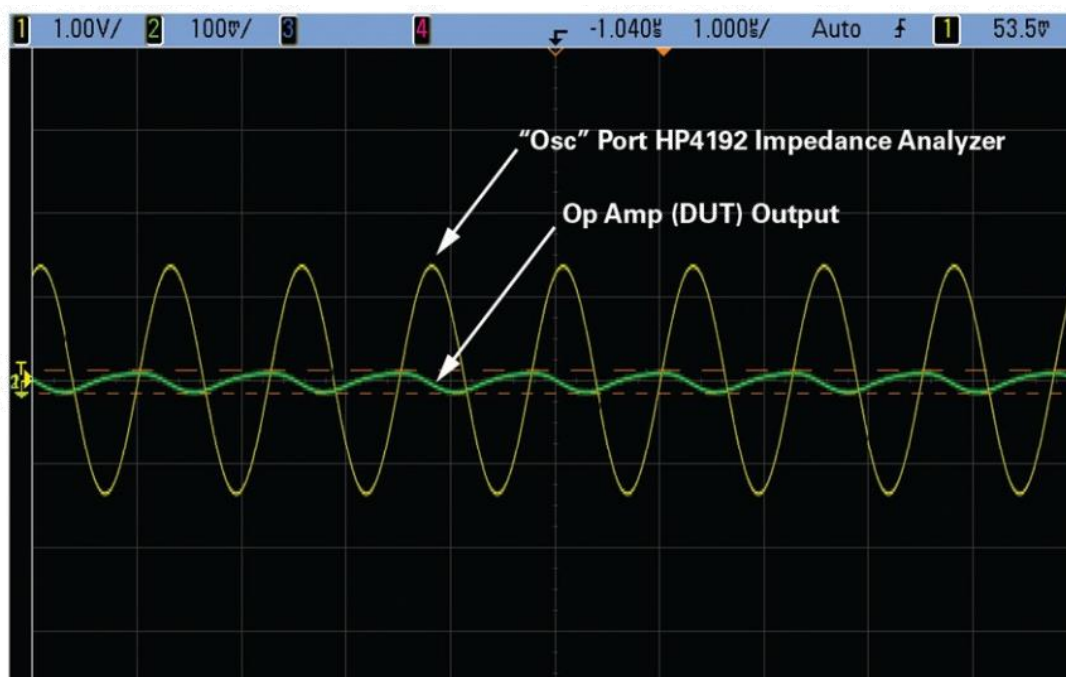


图 5. 在 HP4192A “Osc” 输出端口和运算放大器输出引脚探测到的输出。

我们进行了在不同电源电压下测量 C_{DM} 的测试。 C_{DM} 对电源和共模电压的依赖性会随运算放大器的不同而有所不同；不同的拓扑和晶体管类型预计会导致高压电源和低压电源不同的结寄生效应。表 2 给出了电源稳定在 $\pm 5\text{ V}$ 范围内 LT1792 的结果。 C_{DM} 的测量平均值为 9.2 pF ，与采用 $\pm 15\text{ V}$ 电源时的结果 10 pF 相当接近。因此，可以得出结论，LT1792 的 C_{DM} 不会随电源电压的改变而发生显著变化。这与其 CCM 形成了鲜明的对比，后者会随电源电压发生显著变化。

频率	Z (k Ω)	θ	X _S (k Ω)	C _S = C _{DM} (pF)
500 kHz	37	-90°	-37	8.6
600 kHz	30	-91°	-30	8.8
700 kHz	25.3	-91°	-25.2	9
800 kHz	22	-91°	-22	9
900 kHz	19.5	-91°	-19.5	9
1 MHz	17.5	-91°	-17.5	9.1
2 MHz	8.62	-92°	-8.62	9.2
3 MHz	5.6	-93°	-5.6	9.5
4 MHz	4.07	-94°	-4.07	9.8
5 MHz	3.14	-94°	-3.14	10.1

表 2. 电源为 $\pm 5\text{ V}$ 时，LT1792 在不同频率下的阻抗测量

同时，双极性输入运算放大器几乎与其 FET 同类产品一样简单。但是，由于它们与 C_{DM} 电流并联，因此它们的高输入偏置电流和电流噪声较为明显。此外，双极性差分对输入内在的固有差分电阻 R_{DM} 也与 C_{DM} 并联。表 3 以低噪声精密放大器 ADA4004 为例，显示了其阻抗测量。显然，相位并不表示纯容性行为，因为它远离 -90°。尽管 4 MHz、5 MHz 和 10 MHz 频率非常接近，但并联等效阻抗 RC 模型将适合本例，以便能够从其他电阻中提取出 C_{DM}。因此，表 3 中显示了在一定频率范围内的并联电导 G_P，电纳 B_P 和 C_{DM} 的计算值，其中假定 C_P 等于 C_{DM}。

频率	Z (kΩ)	θ	G _P (μS)	B _P (μS)	C _P = C _{DM} = B _P /(2 × π × Freq) (pF)
500 kHz	29.4	−36°	27.5	20	6.4
600 kHz	27.2	−41°	27.6	24.1	6.4
700 kHz	25.3	−45.4°	27.6	28	6.4
800 kHz	23.5	−49°	27.9	32	6.4
900 kHz	22	−52°	28	35.7	6.3
1 MHz	20.7	−54.3°	28.1	39.3	6.3
2 MHz	12	−72.6°	24.9	79.4	6.3
3 MHz	7.8	−79.2°	24	126	6.7
4 MHz	5.8	−81.8°	24.5	171	6.8
5 MHz	4.7	−83.5°	24.2	212.7	6.8
10 MHz	2.5	−86°	28	319.5	6.3

表 3. 电源为 ±15 V 时，ADA4004 在整个频率范围内的阻抗测量

根据表 3 中的结果，可以估算出 ADA4004 的 C_{DM} 约为 6.4 pF。结果还表明，在表 3 所示的整个频率范围内，C_{DM} 具有相当大的并联电导 G_P，并非纯容性 C_{DM}。测量显示该双极性运算放大器的实际输入差分电阻约为 40 kΩ (1/25 μS)。

附注：我们尝试了对其他类型运算放大器进行测量，例如零漂移运算放大器 (LTC2050) 和高速双极性运算放大器 (LT6200)。结果非相干，推测原因是零漂移运算放大器中的开关伪现象以及高速双极性运算放大器中的过大电流噪声。

参考结论

测量 C_{DM} 并不困难。需要注意的一点是，HP4192A 以幅度和角度报告阻抗。电容读数假定为简单的串联 RC 或并联 RC，而运算放大器的输入阻抗可能要复杂得多。电容读

数不应仅使用表面标称值。每个运算放大器均具有各自的独特情况。输入阻抗由容性电抗主导的频率范围可能因设计而异。输入级设计、所用器件和工艺、米勒效应以及封装都可能对差分输入阻抗及其测量产生很大的整体贡献。我们对 JFET 输入运算放大器和双极性输入运算放大器进行了测量，展示 C_{DM} 结果以及双极性输入运算放大器的 R_{DM} 结果。

2. 开关电源中的电感电流测量

开关电源通常使用电感来临时储能。在评估这些电源时，测量电感电流通常有助于了解完整的电压转换电路。但测量电感电流的最佳方法是什么？

图 1 以典型的降压型转换器（降压拓扑）为例，显示了针对这类测量的建议设置。接入一根辅助小电缆与电感串联。将它用来连接一个电流探头，并通过示波器显示电感电流。建议在电感具有稳定电压的那一侧进行测量。大多数开关稳压器拓扑使用电感的方式是，一侧电压在两个极限值之间切换，而另一侧电压则保持相对稳定。对于图 1 所示的降压型转换器，开关节点（即电感 L 的左侧）上的电压以开关边沿的速率在输入电压和地电压之间切换。电感的右侧是输出电压，通常相对稳定。为了减少由于电容耦合（电场耦合）引起的干扰，电流测量环路应放置在电感安静的一侧，如图 1 所示。

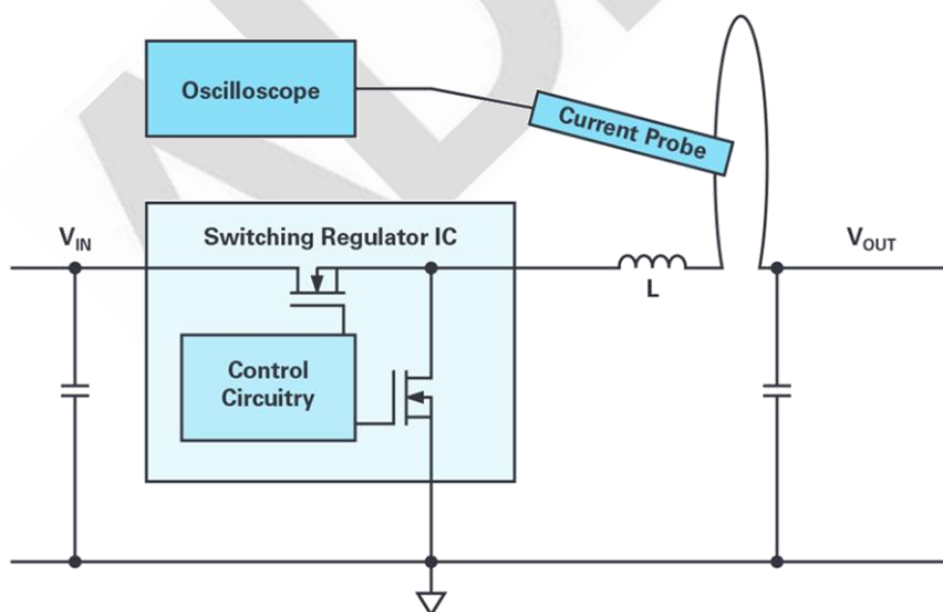


图 1. 开关电源中的电感电流测量示意图。

图 2 显示了用于该测量的实际设置。将电感提起，并将两个端子中的一个斜焊到电路板上。另一个端子通过辅助电线连接到电路板上。这种转换很容易就可以完成。热气流脱焊是拆卸电感的一种行之有效的方法。许多 SMD 返修站都提供温度可调的热气流处理。

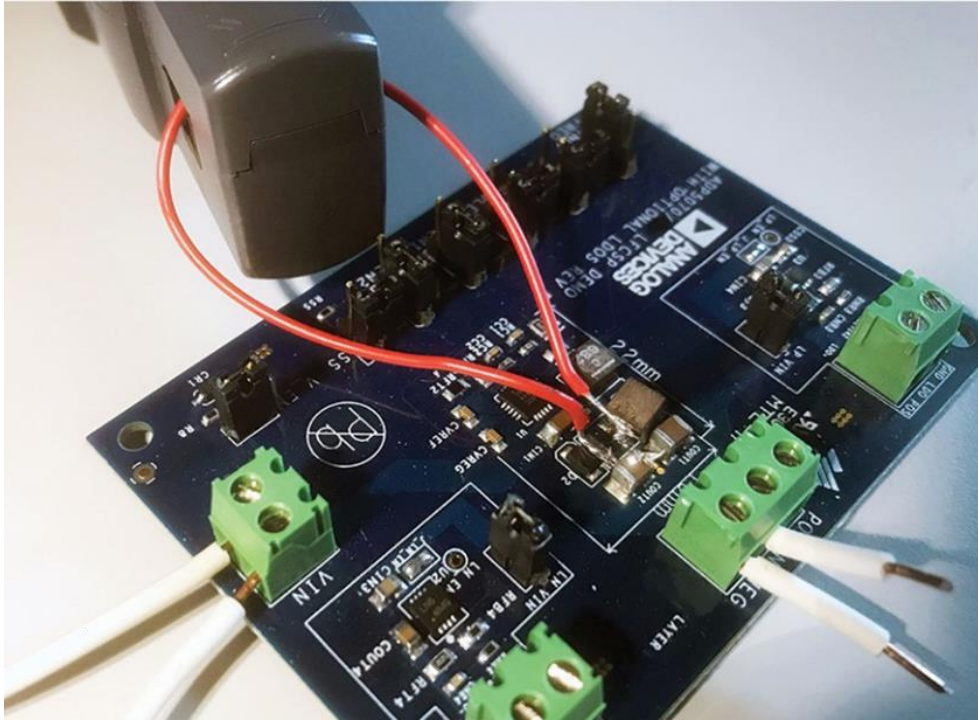


图 2. 电感电流测量的实际设置。

电流探头由示波器制造商提供。遗憾的是，它们通常非常昂贵，因此有一个问题不断地被提出，即是否也可以通过分流电阻来测量电感电流。原则上这是可行的。但是，这种测量方法的缺点是，在开关电源中产生的开关噪声很容易通过分流电阻耦合到电压测量中。因此，特别是在关注的点上，当电感电流改变方向时，测量结果并不能真正代表电感电流的行为。

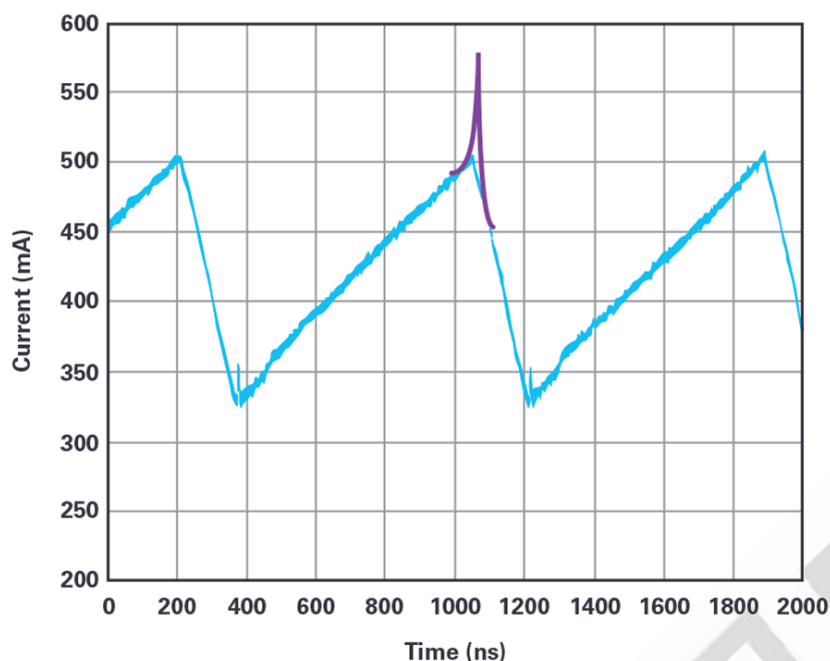


图 3. 电感电流的测量结果显示为蓝色，饱和电感的行为显示为附加的紫色。

图 3 显示了通过与所用示波器兼容的电流探头检测到的开关电源的电感电流（蓝色）的测量结果。除了显示为蓝色的测量结果之外，还添加了紫色标记，它指示当电感开始接近峰值电流进入过度饱和时，流过电感的电流状况。当选择的电感对于给定的应用不能提供足够的额定电流时，就会发生这种情况。在开关电源中进行电感电流测量的主要原因之一是，它可以帮助识别是否正确选择了电感，或者在工作中或故障情况下是否会出现电感饱和。

用分流电阻代替电流箴位进行测量将会出现强耦合噪声，尤其是在峰值电流处，这使得电感饱和的检测非常困难。

线圈电流的检测在电源评估中非常有用，并且可以通过合适的设备轻松实现。

3. 无线电流检测电路检测电阻浮空

简介

测量流经检测电阻的电流似乎很简单。放大电压，用 ADC 读取，就可以知道电流是多少；但如果检测电阻上的电压与系统地电压相差很远，检测就会变得比较困难。典型

解决方案是在模拟域或数字域消弭该电压差。但这里介绍一种不同的方法——无线。

模拟电流检测 IC 是紧凑型解决方案，但其可承受的电压差受限于半导体工艺。很难找到额定电压超过 100V 的器件。如果检测电阻共模电压迅速变化或在系统地电压上下摆动，这些电路便无法精确测量。

数字隔离技术（磁或光学）体积有点大，但能以高精度工作，并且通常可以承受数千伏电压。这些电路需要隔离电源，但有时可以将它集成在隔离器中。如果检测电阻与主系统在物理上隔开，那么可能还要使用长导线或电缆。

无线电流检测电路克服了上述诸多限制。让整个电路随同检测电阻的共模电压浮空，并在空中无线传输测量数据，电压限制也就无从谈起。检测电阻可以位于任何地方，无需布置电缆。如果电路功耗非常低，那么甚至不需要隔离电源，一个小电池便能让它运行多年。

设计概览

图 1 显示了设计的框图。该电流检测电路基于斩波稳定运算放大器 LTC2063，其用来放大检测电阻上的压降。微功耗 SAR ADC AD7988 将值数字化，并通过一个 SPI 接口报告结果。LTP5901-IPM 是无线电模块，不仅包含无线电，而且含有自动形成 IP 网络网络所需的组网固件。此外，LTP5901-IPM 内置微处理器以读取 AD7988 ADCSPI 端口。LTC3335 是一款低功耗 DC-DC 电源，其将电池电压转换为恒定输出电压。LTC3335 还含有库仑计，用以报告从电池获取的累计电荷。

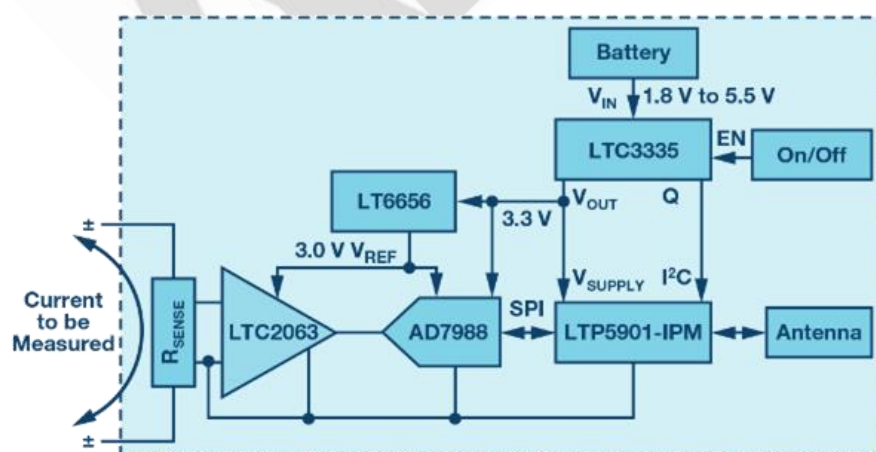


图 1. 低功耗无线电流检测电路由一个低功耗斩波运算放大器（用以放大检测电压）组

成，利用低功耗 ADC 和基准电压源进行数字化处理，连接到 SmartMesh IP 无线电模块。电池输出到低功耗 DC-DC 转换器得到恒定电源，同时记录从电池获取的电荷。

信号链

LTC2063 是一款超低功耗斩波稳定运算放大器，其最大电源电流为 2 μA ，特别适合电池供电应用。失调电压小于 10 μV ，因此它可以测量非常小的压降而不会丧失精度。图 2 显示 LTC2063 配置用来放大 10 $\text{m}\Omega$ 检测电阻上的电压并进行电平转换。选择适当的增益，使检测电阻的 $\pm 10 \text{ mV}$ 满量程输入（对应于 $\pm 1 \text{ A}$ 电流）映射到接近输出端的满量程范围，其以 1.5 V 为中心。这一放大信号被输入至 16 位 SAR ADC。选择 AD7988 是因为其极低的待机电流和良好的直流精度。采样速率较低时，ADC 在两次转换之间自动关断，1 kSPS 时的平均功耗低至 10 μA 。LT6656 用于偏置放大器、电平转换电阻和 ADC 基准输入。LT6656 基准电压源功耗小于 1 μA ，可驱动高达 5 mA 负载，压差很低，因此即使采用 3.3 V 系统电源供电，它也很容易输出精密 3 V 电压。

此信号链中有三个大致相等的失调误差源，相对于 $\pm 10 \text{ mV}$ 满量程输入，它们共同贡献大约 0.5% 的误差。这包括 LTC2063 和 AD7988 的失调电压，以及电平转换电阻的不匹配（推荐使用 0.1% 电阻）。单点校准可在很大程度上消除该失调。增益误差一般以可用检测电阻的不精确性为主，它往往比 LT6656 基准电压源的 0.05%、10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 规格还要差。

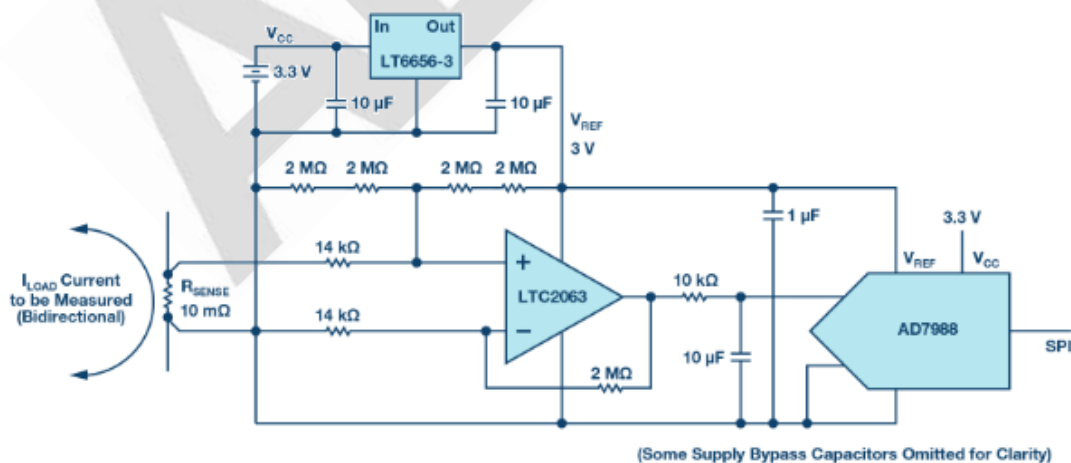


图 2. 电流检测电路随同检测电阻电压浮空。斩波运算放大器 LTC2063 放大检测电

压，把它偏置到 AD7988 ADC 的中间轨。LT6656-3 提供精密 3 V 基准电压源。

电源管理

LTC3335 是一款集成库仑计的纳安功耗降压-升压转换器。它配置用来从 1.8 V 到 5.5 V 的输入电源产生 3.3 V 稳压输出。这使得该电路可以利用两节碱性原电池的电源供电。对于占空比型无线应用，负载电流的变化范围很容易达到 1 μ A 至 20 mA，取决于无线电是处于工作模式还是睡眠模式。LTC3335 在空载时的静态功耗仅 680 nA，因此当无线电和信号链处于睡眠模式时，整个电路的运行功耗非常低。另外，LTC3335 可以输出多达 50 mA 的电流，在无线电发射/接收期间可轻松提供足够的功率，故适合各种信号链电路。

LTC3335 还内置一个库仑计，非常方便。切换时，它会记录从电池获取的总电荷。此信息可通过 I2C 接口读出，用来预测何时需要更换电池。

无线组网

LTP5901-IPM 是一个完整的无线电模块，包括无线电收发器、嵌入式微处理器和 SmartMesh IP 组网软件。LTP5901-IPM 在本应用中执行两个功能：无线组网和管理（进程）。当网络管理器附近有多个 SmartMesh IP 终端上电时，这些终端会自动识别彼此，形成一个无线网格网络。整个网络自动进行时间同步，这意味着每台无线电仅在非常短的特定时间间隔内上电。因此，各节点不仅是传感器信息源，而且充当路由节点，用以将数据从其他节点传递到管理器。这样就形成一个高可靠性、低功耗网格网络，从各节点到管理器有多条路径可走，不过所有节点（包括路由节点）的工作功耗都非常低。

LTP5901-IPM 包括一个运行组网软件的 ARM® Cortex® M3 微处理器内核。此外，用户可以写入应用固件以完成特定于用户应用的任务。在本例中，LTP5901-IPM 内部的微处理器读取电流测量 ADC (AD7988) 的 SPI 端口和库仑计 (LTC3335) 的 I2C 端口。微处理器还能将斩波运算放大器 (LTC2063) 置于关断模式，使其功耗从 2 μ A 进一步降低至 200 nA。在测量间隔时间极长的使用场合中，这可以节省更多功耗。

总功耗

完整应用电路的总功耗取决于多种因素，包括信号链多长时间获取一次读数、节点在网络中如何配置等等。对于一个每秒报告一次的终端，测量电路的典型功耗低于 5 μA ，无线电的典型功耗可能为 40 μA ，很小的电池即可让它工作数年。



图 3. 在小型 PCB 上实现的一个完整无线电流检测电路。唯一的物理连接是待测电流的香蕉插座。无线电模块如右图所示。电路由连接到板背面的两节 AAA 电池供电。

结论

Linear Technology 和 ADI 公司信号链、电源管理、无线组网产品的结合，使得我们可以设计真正的无线电流检测电路。图 3 显示了一个实现示例。新型超低功耗斩波运算放大器 LTC2063 可以精确读取检测电阻上的小压降。包括微功耗 ADC 和基准电压源在内的整个电路随同检测电阻的共模电压浮空。只要一个小电池，纳安功耗 LTC3335 开关稳压器便可为该电路供电数年之久，同时利用内置库仑计报告电池累计使用率。LTP5901-IPM 无线模块管理整个应用，自动连接到一个高可靠性 SmartMesh IP 网络。

4. 利用电容-数字转换器检测液位

简介

输液和输血等程序要求监控液体的确切数量，因此这些应用需要采用精确、易于实施

的方法来实现液位的检测。本文描述 24 位电容-数字转换器和液位检测技术，可通过测量电容对液位进行高性能检测。

电容测量基础知识

电容是物体存储电荷的能力。电容 C 定义如下：C 定义如下：

$$C = \frac{Q}{V}$$

其中，Q 是电容上的电荷，V 是电容上的电压。

在图 1 所示电容中，两个面积为 A 的平行金属板间距为 d。电容 C 为：

$$C = \epsilon_0 \times \epsilon_R \frac{A}{d}$$

其中

C 是电容，单位为 F

A 是两块板的重叠面积， $A = a \times b$

d 是两块板之间的距离

ϵ_R 是相对介电常数

ϵ_0 是自由空间的介电常 ($\epsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$)

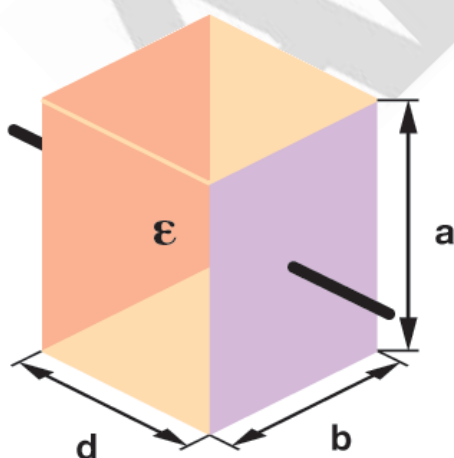


图 1. 两块平行板的电容

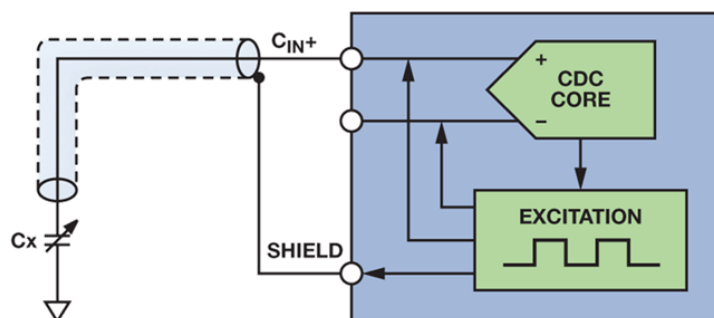
电容数字转换器 (CDC)

单通道 AD7745 和双通道 AD7746 均为高分辨率 Σ - Δ 型电容-数字转换器，可测量直接连接输入端的电容。这些器件具有高分辨率（21 位有效分辨率和 24 位无失码）、高线性度 ($\pm 0.01\%$) 和高精度（出厂校准至 ± 4 fF），非常适合检测液位、位置、压力和其他物理参数。

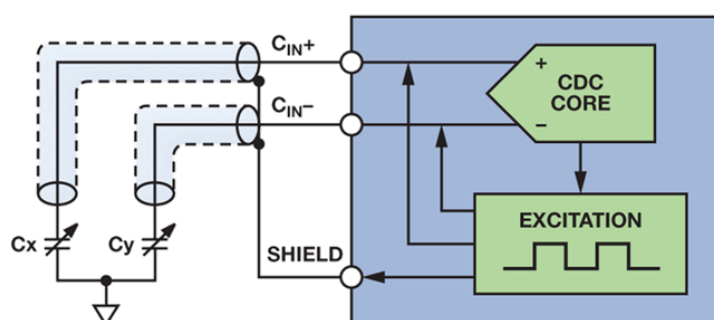
这些器件具有完整的功能，电容输入端集成多路复用器、激励源、用于电容 DAC，温度传感器、基准电压源、时钟发生器、控制和校准逻辑、I2C 兼容型串行接口以及高精度转换器内核，该内核集成二阶 Σ - Δ 型电荷平衡调制器和三阶数字滤波器。转换器用作电容输入的 CDC 和电压输入的 ADC。

所测电容 C_x 连接在激励源和 Σ - Δ 型调制器输入端之间。转换期间在 C_x 上施加方波激励信号。调制器会不间断地对流过 C_x 的电荷进行采样，并将其转换为 0 和 1 的流。调制器输出 1 的密度经数字滤波器处理，确定电容值。滤波器输出通过校准系数缩放调节。然后，外部主机便可通过串行接口读取最终值。

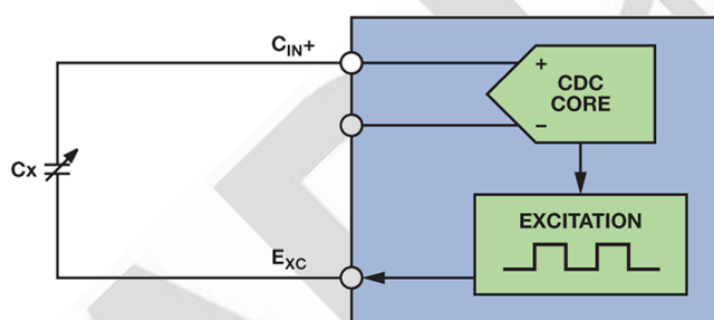
图 2 中的四个配置显示了单端、差分、接地和浮动式传感器应用中 CDC 如何检测电容。



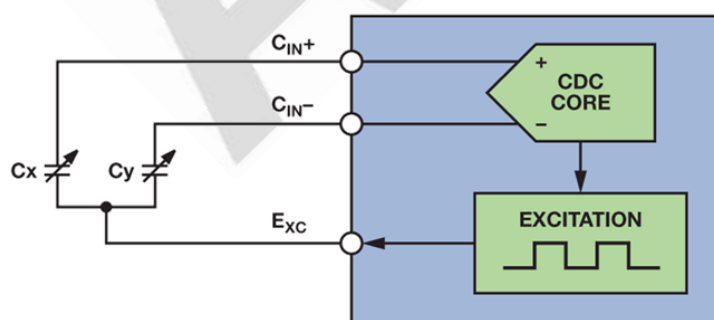
(a) SINGLE-ENDED GROUNDED SENSOR



(b) DIFFERENTIAL GROUNDED SENSOR



(c) SINGLE-ENDED FLOATING SENSOR



(d) DIFFERENTIAL FLOATING SENSOR

图 2. 单端、差分、接地和浮动传感器应用中的配置

电容式液位检测技术

一种简单的液位监控技术是将平行板电容器浸入液体中，如图 3 所示。随着液位变化，板之间的电介质材料数量发生改变，导致电容也随之改变。同时第二对电容传感器（图中为 C2）用作基准。

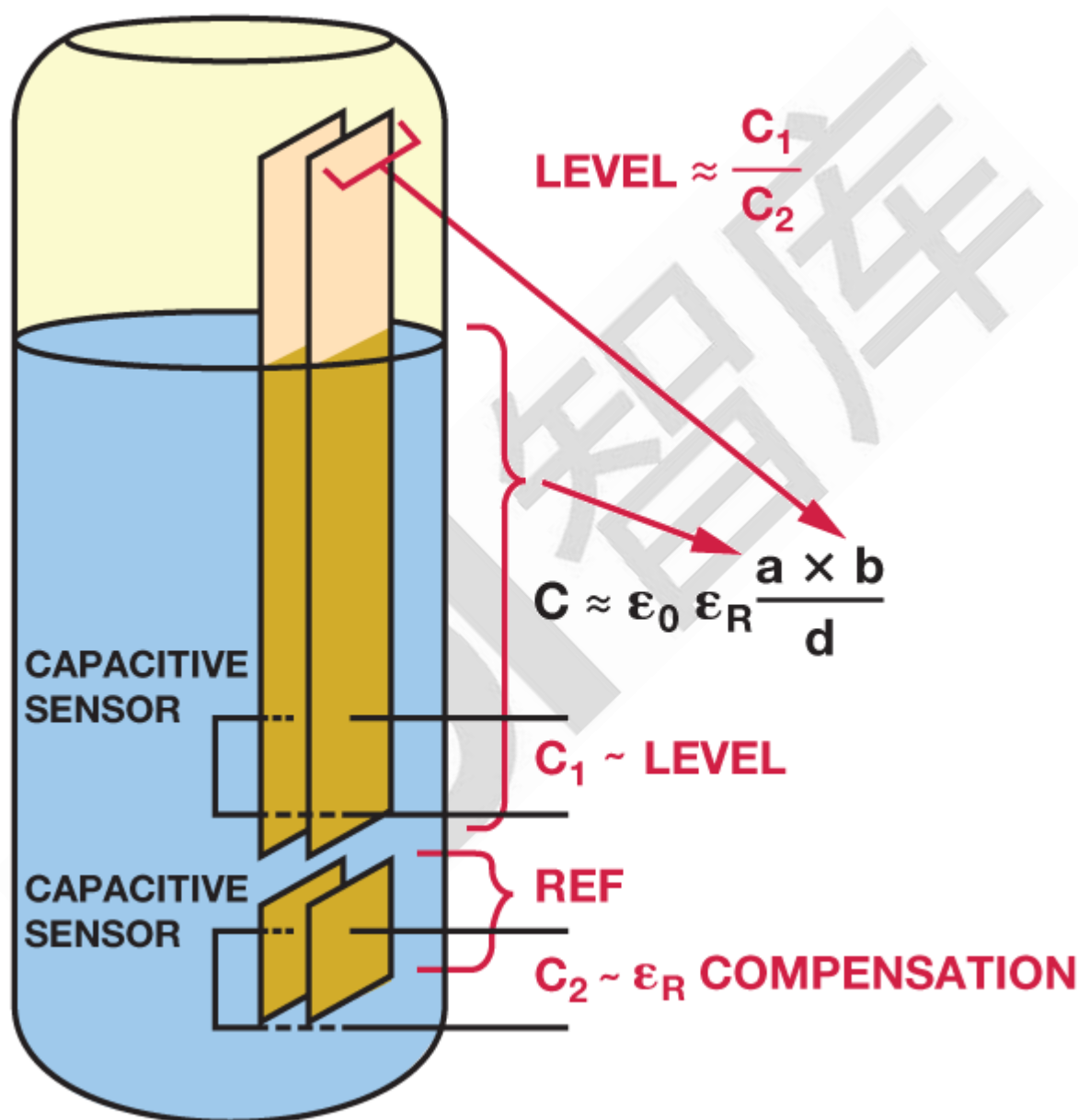


图 3. 电容式液位检测

由于 ϵ_R (水) $\gg \epsilon_R$ (空气)，传感器电容可由浸没部分的电容近似表示。因此，液位为 C_1/C_2 ：

$$C_1 \approx \epsilon_0 \epsilon_R \frac{Level \times b}{d}$$

$$C_2 \approx \epsilon_0 \epsilon_R \frac{Ref \times b}{d}$$

$$Level \approx \frac{C_1}{C_2}$$

其中

Level 是浸入液体的长度

Ref 是基准传感器的长度

电容式液位检测系统硬件

24 位 AD7746 具有两条电容测量通道，非常适合液位检测应用。图 4 显示了系统功能框图。传感器和基准电容信号转换为数字信号，数据通过 I2C 端口传输至主机 PC 或微控制器。

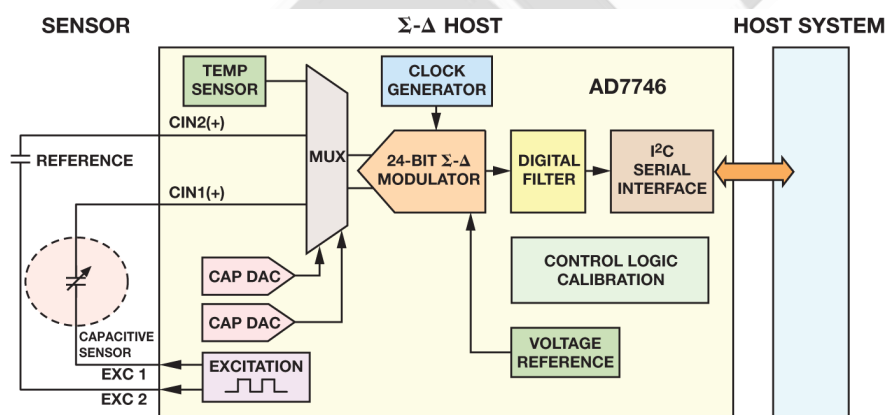


图 4. 电容式液位检测系统

要实现精确测量，PCB 设计很关键。图 5 显示了传感器板和 CDC 连接。为了保证精度，AD7746 安装在 4 层 PCB 表面尽可能靠近传感器的地方。接地层暴露在 PCB 背面。该应用使用了转换器全部的两个输入通道。传感器板如图 6 所示。

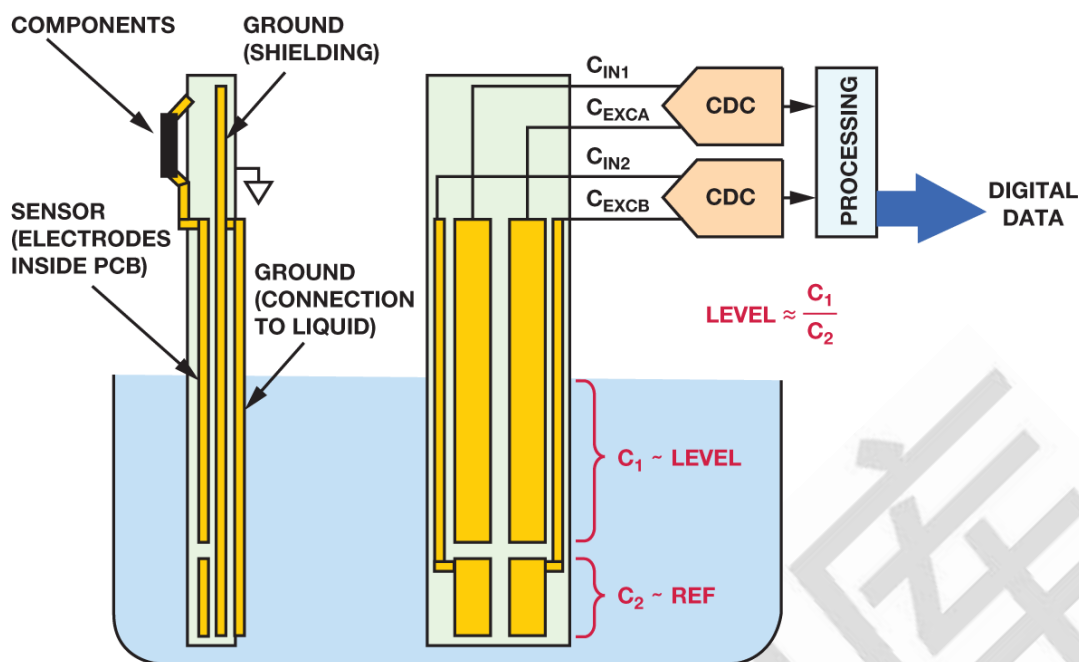


图 5. 传感器板和 CDC 连接



图 6. PCB 正面和反面照片

传感器板设计为在一块 PCB 上的两个共面金属板，而非两个平行板。共面极板在 4 层 PCB 内无需直接接触液体。共面极板电容的电介质由 PCB 材料、空气和液体组成，轨道每一单位长度的电容值约为：

$$\frac{C}{l} = \frac{\pi \epsilon_{R(\text{eff})} \epsilon_0}{\ln \left(\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1 \right)}$$

其中

- d 是两个平行轨道中点之间的距离
- l 是轨道长度
- w 是每一条轨道的宽度（假定宽度相等）
- t 是轨道的厚度
- 有效 ϵR 由 d 与 h 的比值决定（ h 是 PCB 板的厚度）
- 若 $d/h \gg 1$ ；则 $\epsilon R(\text{eff}) \approx 1$
- 若 $d/h \approx 1$ ；则 $\epsilon R(\text{eff}) = (1 + \epsilon R)/2$

就该等式而言，测得的电容值与浸入液体的长度成比例，而共面传感器每一单位轨道长度的电容近似值不变。使用 LabVIEW® 软件执行系统校准有助于实现更高的精度。

LabVIEW 软件

PC 上运行的 LabVIEW 程序通过 I2C 串行接口获取 CDC 数据。图 7 是 PC 监视器上显示的图形用户界面(GUI)。启动液面演示系统后，会实时显示液面数据、环境温度和电源电压。

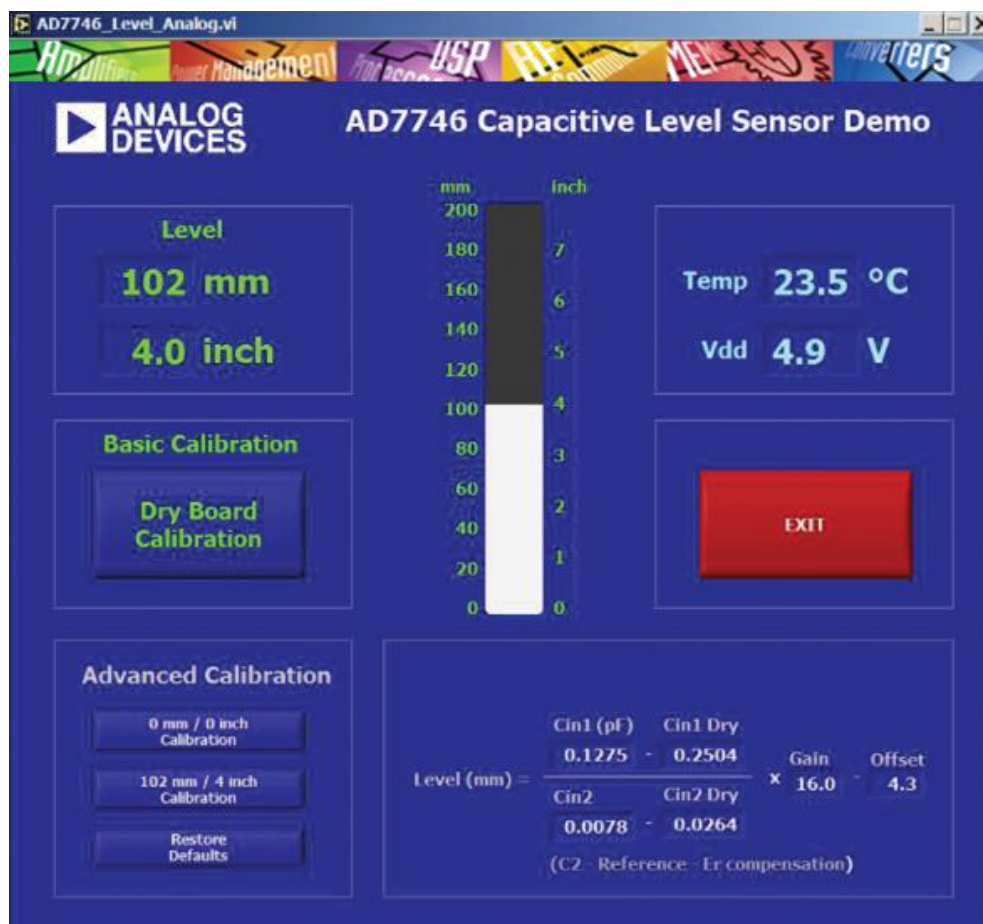


图 7. PC 监视器上显示的系统 GUI

液面推导公式为：

$$\text{Level} = \frac{C_1 - C_{1\text{DRY}}}{C_2 - C_{2\text{DRY}}} \times \text{Gain} - \text{Offset}$$

LabVIEW 程序包括基本校准和高级校准，可实现更精确的测量。在浸入液体时进行干（基本）校准用来确定体中。C1DRY 和 C2DRY。湿（高级）校准则用来确定一阶方程中增益和失调两个未知量，通过在液位 0 英寸和 4 英寸先后进行校准测量可以得到两个方程联立推导出增益和失调。湿校准和测量过程中，基准电容必须完全浸入液体中。

5. 电容数字转换器为诊断系统中的电平检测提供方便

在血液分析仪、体外诊断系统和其他很多化学分析应用中，液体必须从一个容器中转移到另一个，以便将样本从试管中、或者将试剂从瓶中吸取出来。这些实验室系统经常需要处理大量样本，因此尽可能缩短处理时间很重要。为了提高效率，用来吸取样本的探针必须快速移动，因此有必要精确地定位探针与所要吸取液体表面的相对位置。本文演示了电容数字转换器（CDC）的一种新颖使用方法，使用该方法可信心十足地完成这项工作。

CDC 技术

本质上， Σ - Δ 型 ADC 利用简单的电荷平衡电路，将数值已知的基准电压以及数值未知的输入电压施加于固定片内输入电容上。电荷平衡确定未知输入电压。 Σ - Δ 型 CDC 有所不同，其未知值为输入电容。将已知的激励电压施加于输入，且电荷平衡检测未知电容的变化，如图 1 所示。CDC 将保留 ADC 的分辨率和线性度。

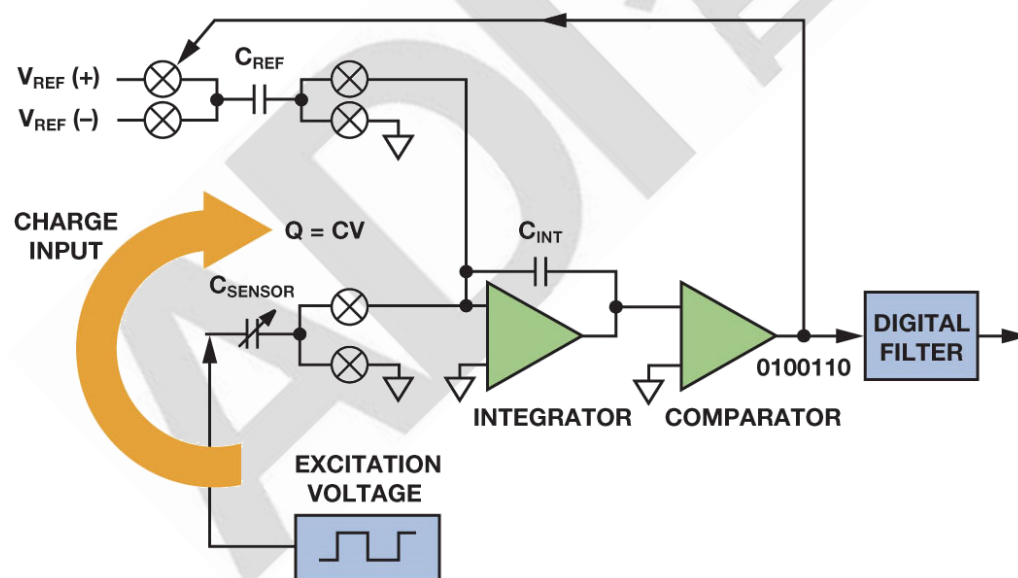


图 1. 基本 CDC 架构

集成式 CDC 通过两种方式部署。单通道 AD7745 和双通道 AD7746 24 位 CDC 与电容一同工作，该电容的一个电极连接激励输出，另一个连接 CDC 输入。单电极器件——如集成温度传感器的 24 位 CDCAD7747 或 16 位 CapTouch™可编程控制器 AD7147 可针对

同一个电极施加激励并读取电容值。另一个接地的电极可以是真实电极，也可以是触摸屏上的用户手指。两种类型的 CDC 均可用作电平检测。

电容

在最简单的形式下，电容可以描述为两块平行板之间的电介质材料。电容值随平行板面积、两板距离和介电常数的变化而改变。利用这些变量，可以测量非常规电容的变化值，确定探针相对液体表面的位置。

在本应用中，电容由导电板组成，该板位于试管或移动探针的下方，如图 2 所示。激励信号施加于一个电极，另一个连接 CDC 输入。无论哪个电极连接激励信号、哪个电极连接 CDC 输入，测得的电容都相同。电容绝对值取决于板和探针的尺寸、电介质的组成成分、探针与板之间的距离以及其他环境因素。注意，电介质包括空气、试管和其中的液体。此应用利用探针接近板（更重要的是，接近液体表面）时混合电介质发生改变的特性。

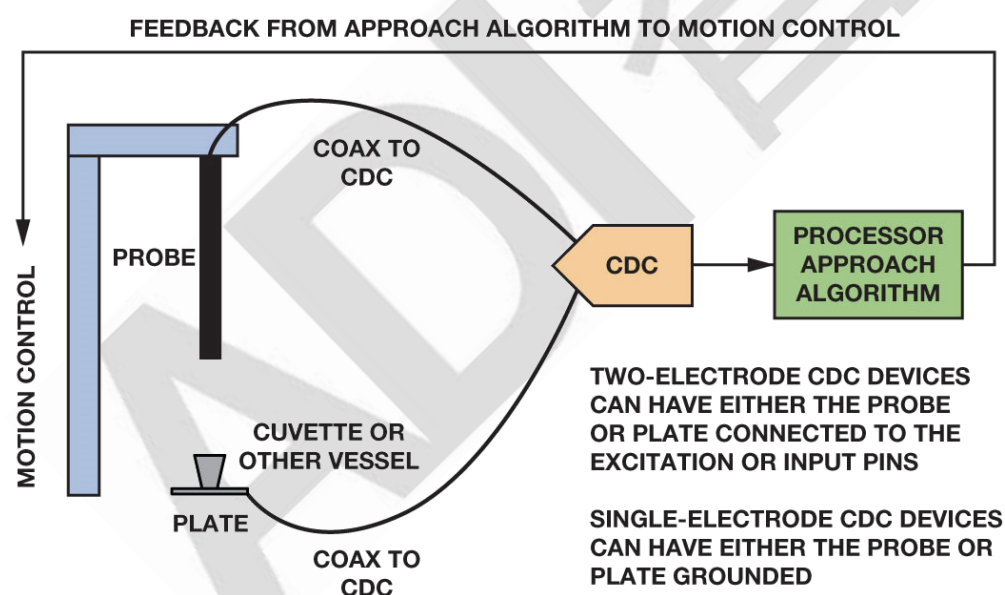


图 2. 电平检测系统框图

图 3 显示电容值随探针靠近干燥试管而增加。通过观察可知，该变化是幂级数函数（二次方程），但系数随液体而变化。相比空气，液体具有高得多的介电常数，因此液体占电介质的比例越高，电容就上升越快。

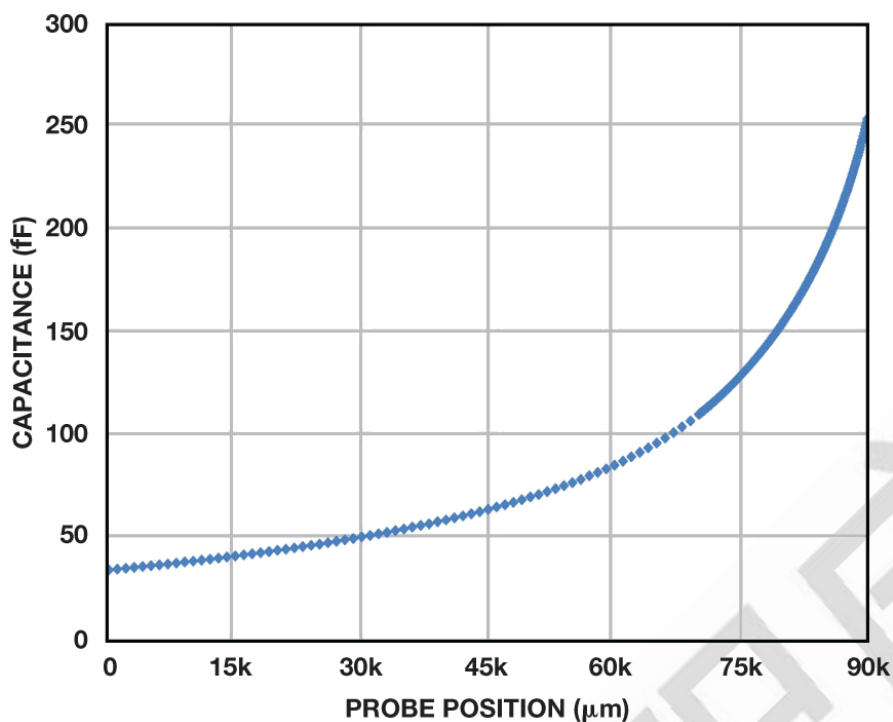


图 3. 干燥试管的电容测量

当探针非常接近液体表面时，测得的电容值加速上升，如图 4 所示。这一较大的变化可用来确定接近液体表面的程度。

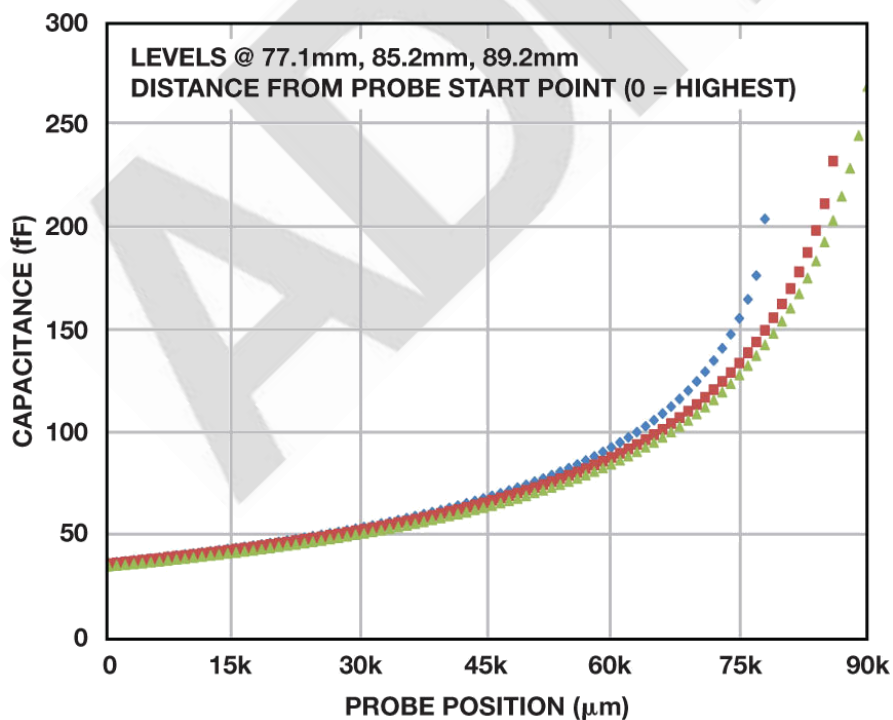


图 4. 充盈试管的电容测量

归一化数据

通过归一化数据，可更好地确定液位。若探针相对某些参照点的位置精确已知，则系统可在无液体存在的的情况下，在多个位置进行特性描述。一旦系统完成特性描述，则靠近液体表面过程中收集的数据便可通过从接近数据中减去干燥数据进行归一化处理，如图 5 所示。

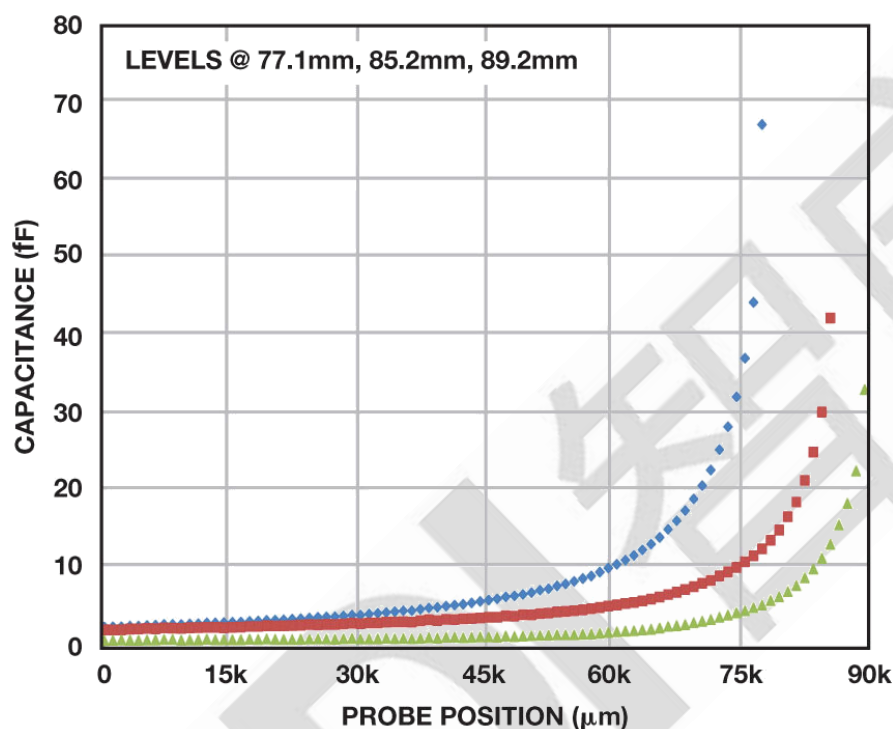


图 5. 归一化电容测量

除了温度、湿度和其他环境变化外，归一化还可移除电容测量的系统性因素。电极尺寸、探针与板之间的距离以及空气和试管的电介质效应均不影响测量。此时，数据表示向混合电介质中加入液体的效应，使接近控制变得更方便、更连贯。

然而，无法在所有情况下使用归一化数据。例如，运动控制系统可能不够精确，无法精准定位；又或者电机控制器的通信链路相对 CDC 输出速率而言较慢。就算归一化数据不可用，本文描述的方法依然可行。

使用斜率和断续

如图所示，随着探针靠近液体表面，测得的电容加速增加，但无法方便地使用此信息

控制探针靠近表面时的速度。当充盈水平较低时，原始电容值将高于容器充盈水平较高时的电容值。使用归一化数据，则情况相反。这为寻找阈值增加了难度——此阈值可在适当时机触发，改变探针速度。

斜率（或电容的变化率）与位置变化之间的关系可用于存在绝对电容的情况。以恒定速度移动探针时，斜率能通过下一个电容读数减去上一个而近似。如图 6 所示，斜率数据的表现形式与原始电容数据一致。

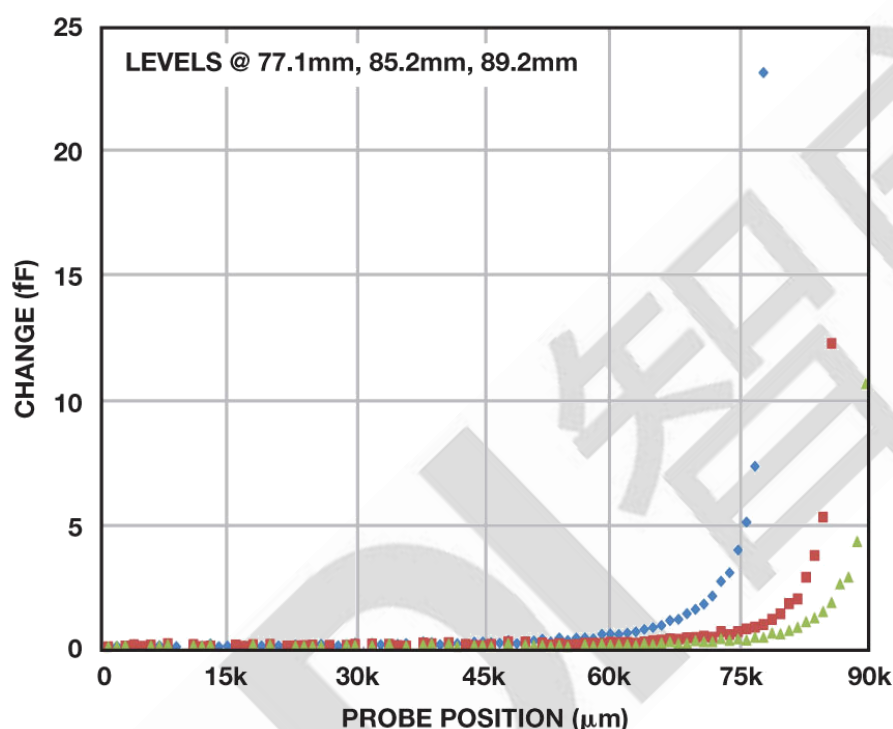


图 6. 使用归一化电容的斜率数据

原始或归一化电容读数的斜率在可变充盈水平下比读数本身要远为一致，且无论何种充盈水平下，找到斜率的阈值相对而言更为简单。斜率数据比电容数据略为噪杂，因此对其求均值将很有用。当计算得到的斜率值上升至噪声以上时，探针十分接近液体表面。利用这种方法可以创建非常稳定的接近曲线。

目前为止涉及的数据都表明随着探针接近液体表面，系统的表现如何；但这种方法的一个重要特性将在探针接触液体时变得更明显。在该点处产生了大量的断续，如图 7 所示。这并非像接触后数据点所显示的那样为电容曲线正常加速的一部分。该点处的电容读数是接触前读数的两倍多。这种关系可能会随着系统配置而改变，但它是稳定

而一致的。断续的尺寸大小使寻找电容阈值变得相对容易，通过该阈值便能可靠地指示突破液体表面的程度。本应用的目标之一便是将探针插入液体已知的短距离，因此这种特性很重要。

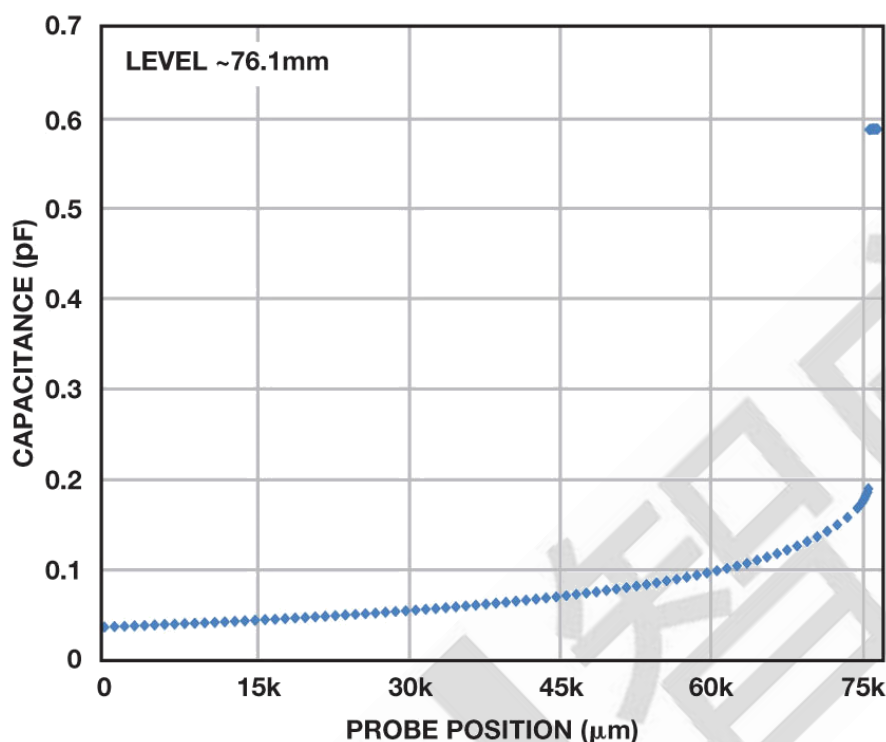


图 7. 液体表面的断续

若要使吞吐速率最大，探针应以可能的最高速度移动，同时尽量减少探针被推进的太远而造成损坏的危险。有时候可能不提供高精度电机控制系统，因此该解决方案必须要能在无法得知探针精确位置的情况下工作。目前为止，我们讨论的测量方法可以让您信心十足地完成这项工作。

方法

图 8 所示的流程图列出了接近液体时采用的技术。探针以能达到的最高速度移动，直到极其接近液体表面。根据位置信息、现有的计算能力以及预先表征系统的能力，该点可通过幂级数计算、电容阈值或电容曲线的斜率确定，如本文所述。对数据求均值可更可靠地确定该点。对电容数据进行归一化也能增加系统的可靠性。

当探针足够接近表面时，探针速度大幅下降，以便最终接近液体表面。为使效率最大

化，该点应尽量靠近表面，但在穿透液体表面之前接近速度必须下降，以确保探针停止移动之前对穿刺距离具有良好的控制。

与液体表面的接触可利用电容值并通过该点的断续程度加以确定（如本文所述），也可通过电容曲线斜率确定。求均值可降低噪声，但不执行该操作也能可靠地检测出较大的偏移。归一化电容数据可改善稳定性，但其影响不如接近阶段那么大。

随后，便可将探针驱至表面以下的预定距离。具有精密电机控制能力时，这很容易做到。若无精密电机控制，可估算速度，且探针可移动一段固定的时间。

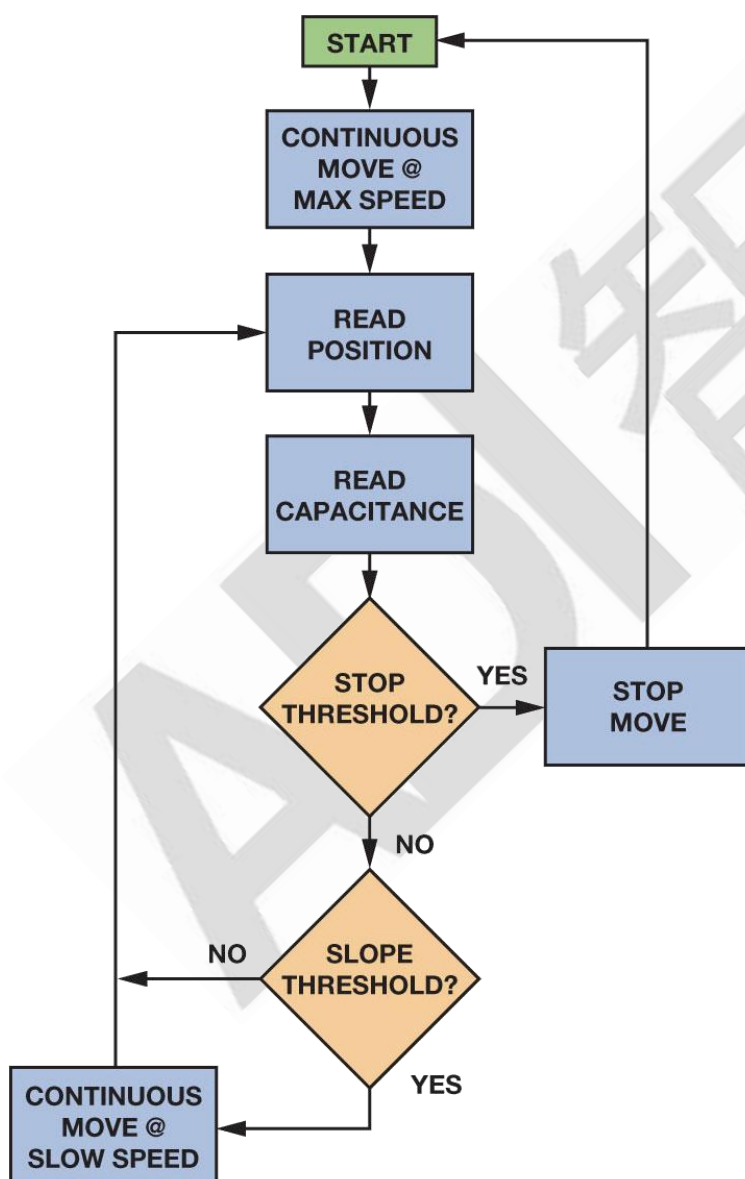


图 8. 简化控制流程图

穿透液体之后，会得到电容读数的两个特性数据。首先，随着探针在液体中移动，测量值的变化相对较小。虽然我们期望恒定变化速率有助于确定穿透深度，但并未观察到这样的现象。其次，不同液位下的测量值变化极小，如图 9 所示。穿透灌满的试管与穿透几乎为空的试管之后，测得的电容值基本相同。

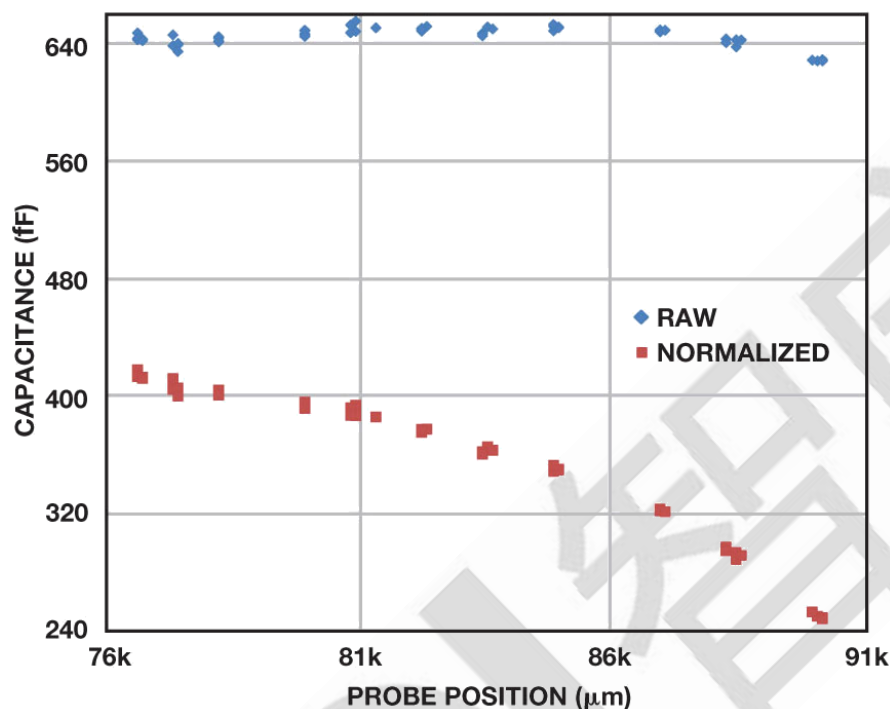


图 9. 电容与液位的关系

但是，归一化的数据却有所不同。随着液位的下降，归一化电容值也随之下落。若要在可靠的位置数据不可用的情况下确定液位是否降低，那么这种特性可能会有所帮助。

穿透液体表面之后，探针需要多少时间才能停止取决于包括电机控制系统本身在内的几个因素，但一条经过仔细研究的接近曲线可保证严格控制探针，并使探针速度最大化。实验室中，探针以最大速度在两个电容读数之间移动约 0.45 mm，可在穿透表面 0.25 mm 距离之内停止。若采样速率更高且探针在两个样本之间移动大约 0.085 mm，则它可在距离液体表面 0.05 mm 距离之内停止。无论何种情况，探针均以最大速度工作，直到距离液体表面大约 1 mm 至 3 mm 处，从而提供最高效率和吞吐速率。

结论

这种打破传统使用集成式电容数字转换器的方法提供了一种简单而稳定的电平检测解决方案。接近曲线同时利用电容和斜率测量控制探针的运动。备用部署方案具有更高的稳定性，或者提供更多信息。本解决方案可在穿透表面后快速可靠地使探针停止移动，同时尽可能以最高探针速度移动至最终位置。本文仅浅显地描述了 CDC 技术用于电平检测的情况。经验丰富的工程师可以本文的思路作为出发点，针对特定应用环境对本解决方案加以改进。

6. 医疗保健应用中的 ADI 电容数字转换器技术

简介

近年来，电子技术的进步为医疗保健行业的诸多创新和改进创造了条件。医疗保健设备面临的挑战包括提出新的诊断和治疗方法，实现远程监控，开发家庭护理设备，提高质量和可靠性，以及增强灵活性和易用性。

40 余年以来，ADI 公司丰富而全面的线性、混合信号、MEMS 和数字信号处理技术给仪器仪表、成像和病人监护等领域的医疗设备设计带来了重大的变革。本文将集中探讨电容数字转换器 (CDC) 技术，该技术使得在医疗保健应用中使用高性能电容检测成为可能。

电容式触摸传感器控制器——一种全新的用户输入法

电容式触摸传感器以类似图 1 所示的按钮、滑动条、滚轮或其他方式提供一种用户界面。

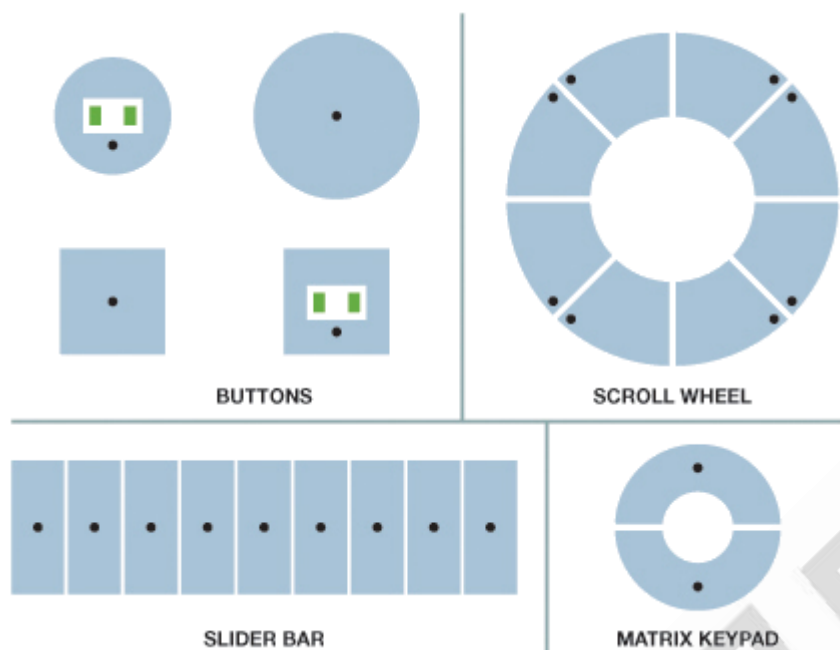


图 1. 触摸传感器布局示例

各个蓝色几何区域表示印刷电路板 (PCB) 上的一个传感器电极，构成虚拟电容器的一个极板。另一极板则由用户的手指构成，实际上，该极板相对于传感器输入是接地的。AD7147/AD7148 CapTouch™ 控制器系列专为激励电容式触摸传感器和与之接口而设计，能够测量来自单电极传感器的电容变化。器件首先输出一个激励信号，使电容器极板充电。当一个物体（如用户手指）靠近传感器时，用户充当电容器的另一个极板，将形成虚拟电容器（如图 2）。利用电容数字转换器 (CDC) 可以测量该电容。

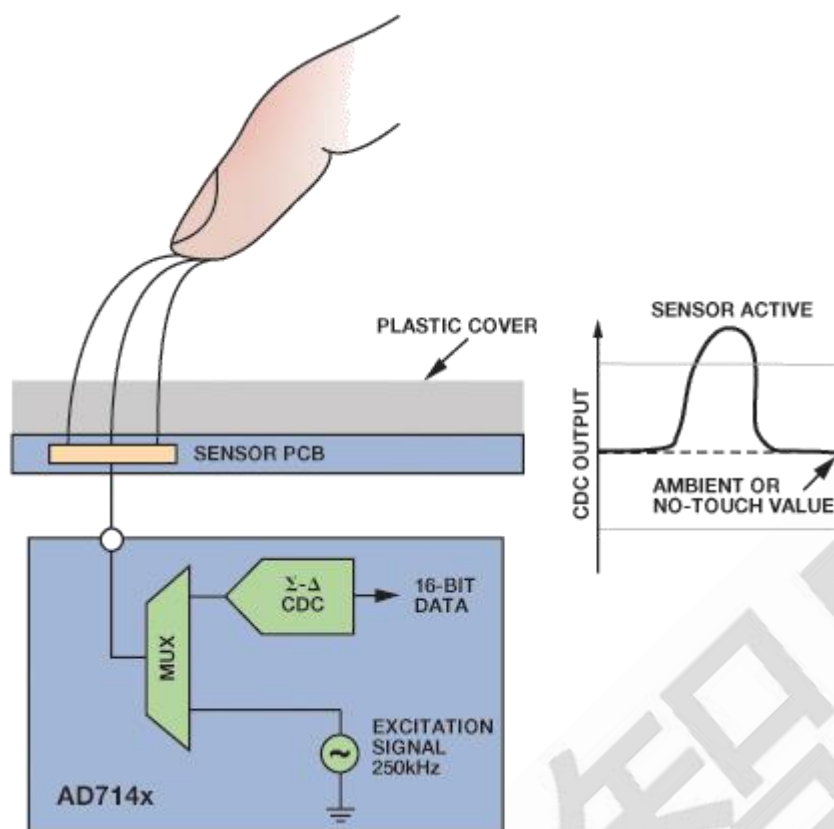


图 2.电容检测示意图和典型响应

该 CDC 能够感知外部传感器的电容变化，并借助此信息来记录传感器激活事件。AD7147 和 AD7148 分别有 13 个和 8 个电容输入，并均配有片内校准逻辑，用以对环境变化引起的测量变化进行补偿，从而确保不会因温度变化或湿度变化而在外部传感器上产生误触发事件。

AD7147 和 AD7148 提供多种工作模式、用户可编程的转换序列和极其灵活的控制功能。这些特性使其成为高分辨率触摸传感器功能的理想选择，比如滑动条或滚轮，而且其对软件的要求很低。另外，无需使用任何软件，即可用片内数字逻辑完整实现按钮传感器应用。

电容检测和测量的基本原理

电容是指电容器在电场中存储能量的能力。在其标称形态中——平行板电容器——电容 C 衡量在给定电压 V 下电容器中存储的电荷 Q ，计算公式为

$$C = \frac{Q}{V}$$

对于平行板电容器，电容检测和测量技术的本质如图 3 所示。

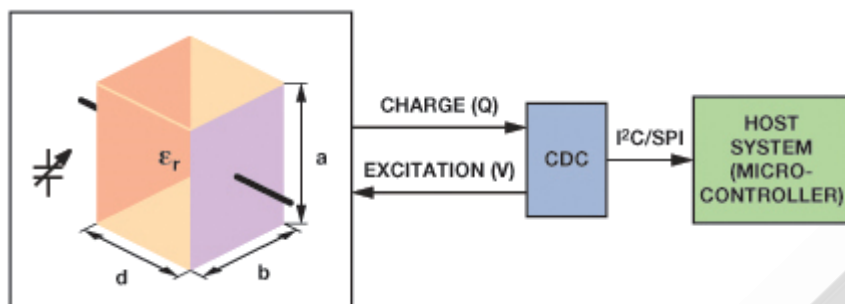


图 3. 测量平行板电容器的电容

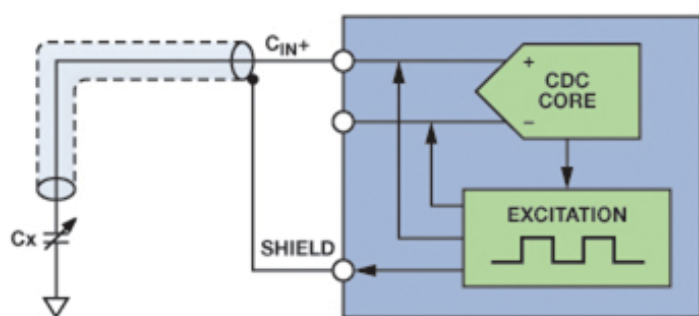
平行板电容器由两个导体（金属板）构成，其特性为

- 导体面积， $a \times b$
- 两个导体极板之间的距离 d
- 两个导体之间的电介质，用介电常数 ϵ_r 表示
- 根据这种几何结构，电容计算公式如下

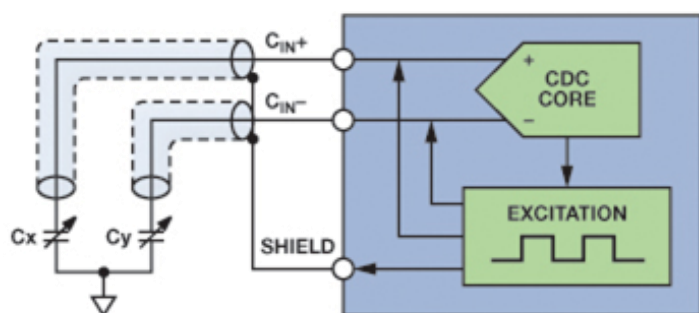
$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{a \times b}{d}$$

其中， ϵ_0 为自由空间的介电常数

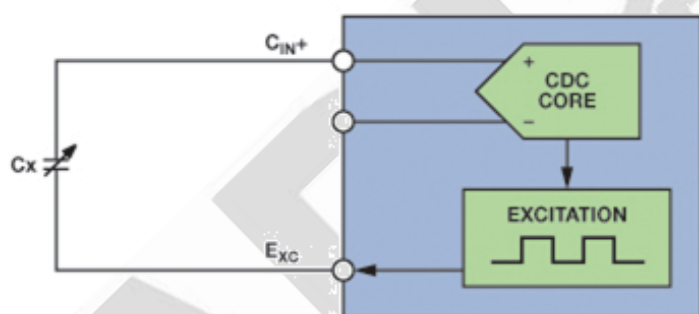
CDC 器件将一个激励施加到电容器的一个极板上，然后测量该电容器中存储的电荷；之后，外部主机即可访问数字结果。根据激励的作用方式，可分为四类电容传感器，如图 4 所示。



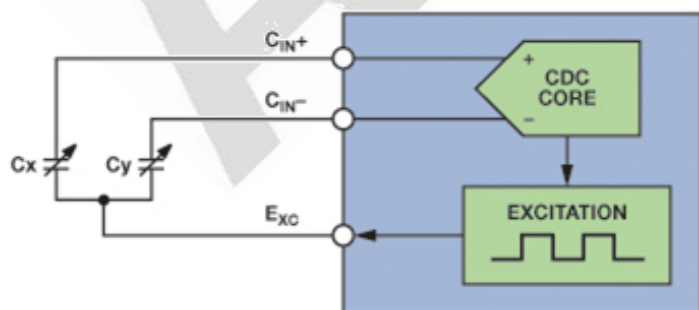
(a) SINGLE-ENDED GROUNDING SENSOR.



(b) DIFFERENTIAL GROUNDING SENSOR.



(c) SINGLE-ENDED FLOATING SENSOR.



(d) DIFFERENTIAL FLOATING SENSOR.

图 4.传感器电气配置

由于传感器电容由 a 、 b 、 d 和 ϵ_r 决定，因此，通过改变这些参数的值，或者观察其值的变化，即可将 CDC 技术用于直接测量电容值以及多种其他应用之中，具体视传感器类型而定。例如，如果 a 、 b 和 ϵ_r 是恒定的，CDC 输入与两个导体之间的距离成反比。

应用

AD714x、AD715x 和 AD774x 系列 CDC 产品适用于涉及各类采样速率、分辨率、输入范围和输入传感器类型的广泛应用。电容检测技术的潜在应用范围仅局限于用户的创造力，我们下面就介绍一些其在医疗保健领域的可能的应用方法。

液位监控

在输液等众多应用中，必须测量所用液体量，或者在输液瓶变空之前必须停止输液。为了节省医护人员的时间，可利用自动液位检测技术来消除人工检查的必要。

液位检测的基本原理如图 5 所示。构建一个平行板电容器，使其极板紧紧地附着在输液瓶的外壁上，并延伸到输液瓶底部附近。随着输液液位的变化，极板之间的电介质数量发生变化，从而导致电容发生变化。为了能够使用介电常数不同的各种输液物质，需在输液瓶底部附近再放一个电容式传感器，充当一个基准通道，以形成比率式测量。

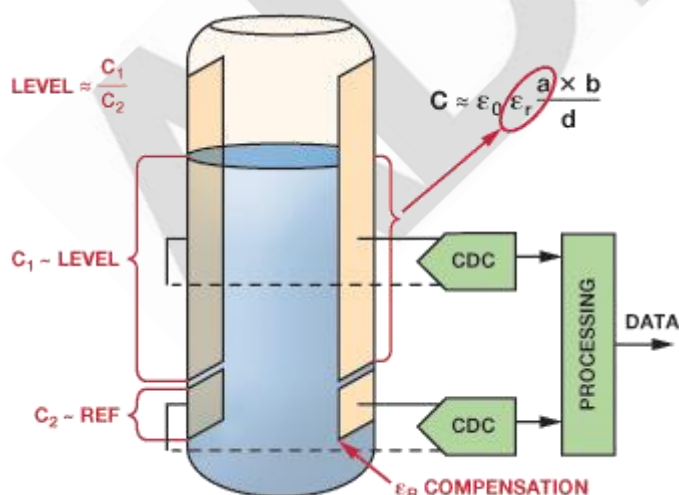


图 5. 液位检测

24 位 AD7746，搭载两个电容测量通道，可以用于这类应用。

电极和人体之间的连接检测

对于在人体皮肤附近使用的设备（如图 6 所示的那些设备），在激活设备或进行测量之前，首先了解设备表面与病人皮肤之间接触的质量通常是有好处的。最终使用的范围可能包括需要接触皮肤的医疗探头、生物电位电极传感器或把导管固定到适当位置的壳体。为了获得这种额外的信息，在生产过程中的注塑阶段可能会将多个电容式传感器电极（以蓝色显示）直接嵌入到设备的塑料壳体中。有了电极信息后，主机控制器上运行的简单算法就可以确定所有传感器电极是否与皮肤进行良好的接触。



图 6.采用电容式传感器电极的设备

图 6 所示示例运用电容式传感器的方式打破了常规：用户将一个含有电容式检测电极的设备固定于人体上，而在传统的电容式检测人机界面应用中，人们一般通过手指触摸的方式启动与传感器电极的接触事件。利用 AD7147/AD7148 开发如图 6 所示应用非常简单。

汗液检测

在某些医疗和保健测试设备中，需要测量人体排出的汗液。这一般是通过测量皮肤的导电性来实现的。然而，如果需要在不进行电接触的情况下进行测量，则可通过用电容传感器检测人体附近的湿度来实现这种功能。

出汗时，人体皮肤附近的湿度（介电常数）会增加；可在出汗处皮肤附近用一个非接触式电极来测量出汗导致的电容变化。

可以再增加一个电容传感器，以测量环境湿度，并用其实现共模补偿。

呼吸速率测量

呼吸速率测量是病人监护系统中的一个重要模块。

在其中一种实现方式中（如图 7 所示），将一块激励极板放在病人背部，同时，将传感器电极带固定到病人胸部右侧。肺部呼吸导致的胸部运动会改变两块极板之间的距离。介电常数也会因呼吸过程中复杂的生理活动而改变。这些电容的变化可以通过 CDC 设备来测量。

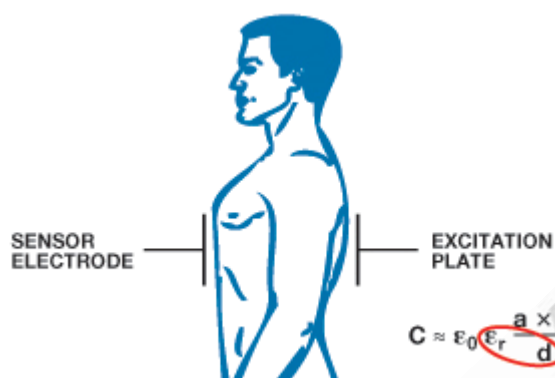


图 7. 呼吸速率测量

将传感器电极置于病人胸部右侧的原因在于，这个位置受其他生理活动的影响最小。然而，通过将多个传感器电极放在病人胸部的不同位置，可以获得有关人体功能的更多信息。这个话题非常有趣，需要进一步研究

血压测

在使用充气臂带的血压测量应用中，一项重要的任务是测量气阀处的压力。在这类压力检测应用中，电容式传感器使用起来非常简单。

如图 8 所示，压力传感器的薄膜基本是由两个电容极板构成。向传感器施加压力时，电容极板之间的距离缩短。极板间的距离缩短会导致电容升高。

可使用一个温度传感器来检测传感器的温度变化，以补偿温度变化导致的特性变化。AD774x 系列内置一个温度传感器，用于测量片内温度——另外还搭载了一个 ADC 电压通道，可用来测量电容传感器位置的温度。

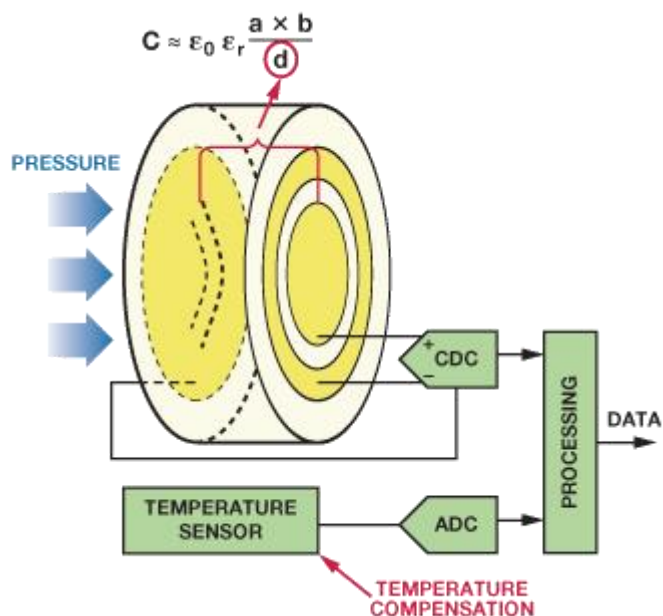


图 8. 用电容式传感器检测压力

结束语

本文简要介绍了 ADI 公司在 CDC 技术领域取得的一些成就，暗示了 CDC 技术在医疗保健应用中的巨大潜力。然而，传感器设计——包括样式、尺寸和位置——相关的详细电子电路设计，以及深入研究、综合实验和有效测试的必要性在很大程度上取决于各种应用的性质，因此，我们在本文中只是抛砖引玉而已。

电路基本元件的选择疑惑

7. 是半满还是半空？应该考虑的是容积。

是否所有组件都只有两条电线，并且像我们最近讨论的电阻器一样复杂？电容当然也是如此。

如果你把 1 品脱的液体倒入一个 1 夸脱的瓶内（注：1 品脱等于 0.5 夸脱），乐观的人会说瓶子一半都满了，但另一方面，悲观的人会抱怨说，瓶子的一半是空的。

从第三个角度，工程师们则会客观的认为这是因为瓶子太大了。

这是一个容积的问题。与我们最近讨论的电阻一样，电容要比从它们的两条引线所想到的更为复杂，而且，并非越大越好。

电容除了它的电容量和工作电压之外，还有其他更多的特性。与它的标称容量相并联的，还有漏电阻和介电吸收。而与之串联的，是电感和有效串联电阻 (ESR)。ESR 是很重要的；我在不经意间所引起的一次最大的爆炸，是在进行超声清洗机工作的时候；当时，我正用一个高 ESR 的油浸电容来代替 5-kW 超声清洗机的振荡电路中的一个失效的高频 (HF) 云母电容。我还算幸运没出事，不过那台超声清洗机则未予幸免。

即使是低频的集成电路 (IC)，也含有频率响应达到数百或数千兆赫的晶体管。如果 IC 的电源引线没有做高频短路，那么，由印制板上的走线所产生的寄生效应可能产生谐振和振荡，这可能是某些示波器无法检测到的高频振荡。用在高频短路的电容必须具有很小的电感，以及很短的引线。太大的电容多半不会有足够小的电感，而有些小型电容（比如，环绕式塑料薄膜电容）也许也不合适。另一方面，这些去耦电容的精度和稳定性相对来说不是重要的考虑因素。

在有源滤波器中，精度和稳定性是至关重要的。在低频电源的去耦中，能够应对很大的纹波电流而又不引起过热的这个性能要求，限制了可供选用的电容类型。

十五或二十年前，介电吸收参数对选择用于采样保持电路 (SHA, S/H, 或 T/H[跟踪保持电路]) 的电容是非常重要的。直到今天，它对于采用分立电容的采样保持放大器仍

然是非常重要的，但现在这些电容一般已集成在芯片上，而不是用分立元件。不过，漏电流在 RC 定时电路中仍然是重要的。电容有极性和无极性的区别，在交流应用中也是重要的。电容的选择除了简单的考虑所需的电容量之外，还涉及到其他复杂得多的问题。

8. 在我的电路中，运算放大器与电容之间存在奇怪的相互作用，你能帮助解决吗？

在我的电路中，运算放大器与电容之间存在奇怪的相互作用，你能帮助解决吗？

这听起来更像是一个常见问题，而不是非常见问题，但其实二者都不是。

运放与电容之间的相互作用可以追溯到运放发明之初，最常出现的有三个经典问题。我试图弄清这位客户面临的具体问题，心想只要几分钟就应该能解决，但结果，我错了。

研究运放的稳定性时，第一个经典问题涉及到反相输入端的电容，原因是反馈电阻与运放输入电容和反相输入端寄生电容的组合之间会发生相互作用。组合电容与反馈电阻会在反馈响应中引入一个极点，导致相位裕量减少和电路不稳定。但这位客户说：“不，不是，是别的问题。”我说：“好吧，没问题，我们继续。”

接着我想到了输出负载电容，输出端电容可能会导致过冲、响铃振荡和不稳定问题。运放输出阻抗与负载电容形成一个极点，改变运放传递函数并降低相位裕量，导致响铃振荡和过冲。但他说：“不，也不是这个问题。”

终于，他说似乎是旁路电容的问题（第三个经典问题）。我正要开始就旁路电容发表我的那套陈词滥调时，他打断了我，“这可不是一般的旁路电容问题，”他提醒道：“不一样的。”当他关闭电源后，旁路电容仍然有电，运放继续提供输出电压。“这是非常普遍的现象。”我对他说：“输出电压会持续到旁路电容放电完毕时，只要几纳秒就会消失。”但他说：“不，这些电容永远不放电。”这个问题已纠结他好几个月了。他一个多月没给电路通电，但电容仍然有电，电路仍然在工作！这怎么可能呢？即便是微功耗器件，到现在也该耗尽电容储存的电荷了。我问他用的哪种电容，他笑着说：“当然是能量电容！”上当了吧？

9. 低压差调节器—为什么选择旁路电容很重要

虽然人们普遍认为电容是解决噪声相关问题的灵丹妙药，但是电容的价值并不仅限于此。设计人员常常只想到添加几个电容就可以解决大多数噪声问题，但却很少去考虑电容和电压额定值之外的参数。然而，与所有电子器件一样，电容并不是十全十美的，相反，电容会带来寄生等效串联电阻（ESR）和电感（ESL）的问题，其电容值会随温度和电压而变化，而且电容对机械效应也非常敏感。

设计人员在选择旁路电容时，以及电容用于滤波器、积分器、时序电路和实际电容值非常重要的其它应用时，都必须考虑这些因素。若选择不当，则可能导致电路不稳定、噪声和功耗过大、产品生命周期缩短，以及产生不可预测的电路行为。

电容技术

电容具有各种尺寸、额定电压和其它特性，能够满足不同应用的具体要求。常用电介质材料包括油、纸、玻璃、空气、云母、聚合物薄膜和金属氧化物。每种电介质均具有特定属性，决定其是否适合特定的应用。

在电压调节器中，以下三大类电容通常用作电压输入和输出旁路电容：多层陶瓷电容、固态钽电解电容和铝电解电容。“附录”部分对这三类电容进行了比较。

多层陶瓷电容

多层陶瓷电容（MLCC）不仅尺寸小，而且将低 ESR、低 ESL 和宽工作温度范围特性融为一体，可以说是旁路电容的首选。不过，这类电容也并非完美无缺。根据电介质材料不同，电容值会随着温度、直流偏置和交流信号电压动态变化。另外，电介质材料的压电特性可将振动或机械冲击转换为交流噪声电压。大多数情况下，此类噪声往往以微伏计，但在极端情况下，机械力可以产生毫伏级噪声。

电压控制振荡器（VCO）、锁相环（PLL）、RF 功率放大器（PA）和其它模拟电路都对供电轨上的噪声非常敏感。在 VCO 和 PLL 中，此类噪声表现为相位噪声；在 RF PA 中，表现为幅度调制；而在超声、CT 扫描以及处理低电平模拟信号的其它应用中，则表现为显示伪像。尽管陶瓷电容存在上述缺陷，但由于尺寸小且成本低，因此几乎在每种电

子器件中都会用到。不过，当调节器用在对噪声敏感的应用中时，设计人员必须仔细评估这些副作用。

固态钽电解电容

与陶瓷电容相比，固态钽电容对温度、偏置和振动效应的敏感度相对较低。新兴一种固态钽电容采用导电聚合物电解质，而非常见的二氧化锰电解质，其浪涌电流能力有所提高，而且无需电流限制电阻。此项技术的另一好处是 ESR 更低。固态钽电容的电容值可以相对于温度和偏置电压保持稳定，因此选择标准仅包括容差、工作温度范围内的降压情况以及最大 ESR。

导电聚合物钽电容具有低 ESR 特性，成本高于陶瓷电容而且体积也略大，但对于不能忍受压电效应噪声的应用而言可能是唯一选择。不过，钽电容的漏电流要远远大于等值陶瓷电容，因此不适合一些低电流应用。

固态聚合物电解质技术的缺点是此类钽电容对无铅焊接过程中的高温更为敏感，因此制造商通常会规定电容在焊接时不得超过三个焊接周期。组装过程中若忽视此项要求，则可能导致长期稳定性问题。

铝电解电容

传统的铝电解电容往往体积较大、ESR 和 ESL 较高、漏电流相对较高且使用寿命有限（以数千小时计）。而 OS-CON 电容则采用有机半导体电解质和铝箔阴极，以实现较低的 ESR。这类电容虽然与固态聚合物钽电容相关，但实际上要比钽电容早 10 年或更久。由于不存在液态电解质逐渐变干的问题，OS-CON 型电容的使用寿命要比传统的铝电解电容长。大多数电容的工作温度上限为 105°C，但现在 OS-CON 型电容可以在最高 125°C 的温度范围内工作。

虽然 OS-CON 型电容的性能要优于传统的铝电解电容，但是与陶瓷电容或固态聚合物钽电容相比，往往体积更大且 ESR 更高。与固态聚合物钽电容一样，这类电容不受压电效应影响，因此适合低噪声应用。

为 LDO 电路选择电容输出电容

输出电容

ADI 公司的低压差调节器 (LDOs) 可以与节省空间的小型陶瓷电容配合使用，但前提是这些电容具有低等效串联电阻 (ESR)；输出电容的 ESR 会影响 LDO 控制环路的稳定性。为确保稳定性，建议采用至少 $1\mu\text{F}$ 且 ESR 最大为 1Ω 的电容。

输出电容还会影响调节器对负载电流变化的响应。控制环路的大信号带宽有限，因此输出电容必须提供快速瞬变所需的大多数负载电流。当负载电流以 $500\text{ mA}/\mu\text{s}$ 的速率从 1 mA 变为 200 mA 时， $1\mu\text{F}$ 电容无法提供足够的电流，因而产生大约 80 mV 的负载瞬态，如图 1 所示。当电容增加到 $10\mu\text{F}$ 时，负载瞬态会降至约 70 mV ，如图 2 所示。当输出电容再次增加并达到 $20\mu\text{F}$ 时，调节器控制环路可进行跟踪，主动降低负载瞬态，如图 3 所示。这些示例都采用线性调节器 ADP151 其输入和输出电压分别为 5 V 和 3.3 V 。

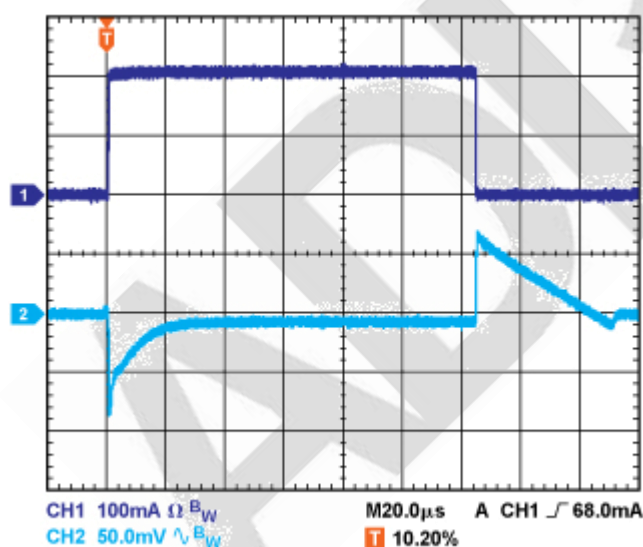


图 1. 瞬态响应 $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$.

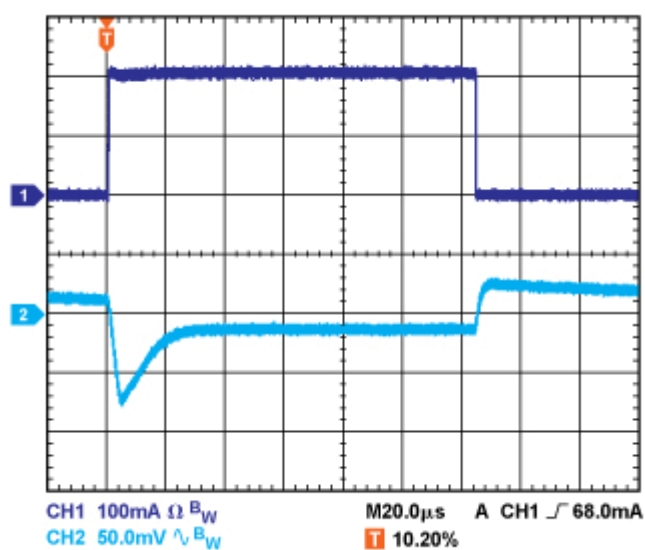


图 2. 瞬态响应 $C_{OUT} = 10 \mu F$.

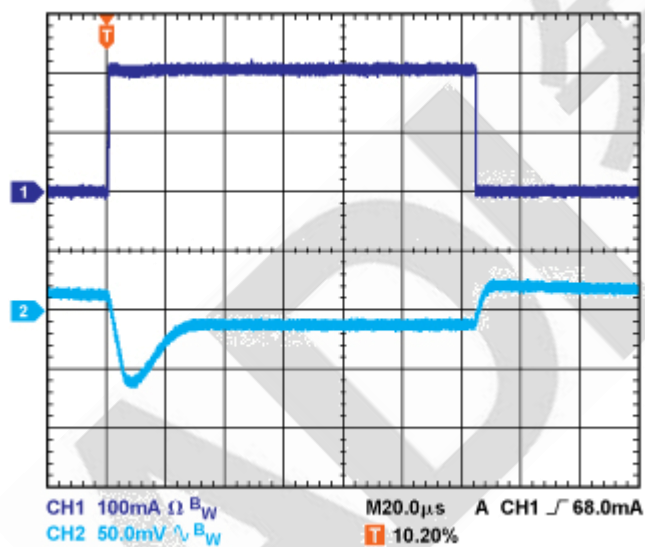


图 3. 瞬态响应 $C_{OUT} = 20 \mu F$.

输入旁路电容

在 V_{IN} 和 GND 之间连接一个 $1 \mu F$ 电容可以降低电路对 PCB 布局的敏感性，特别是在长输入走线或高信号源阻抗的情况下。如果输出端上要求使用 $1 \mu F$ 以上的电容，则应增加输入电容，使之与输出电容匹配。

输入和输出电容特性

输入和输出电容必须满足预期工作温度和工作电压下的最小电容要求。陶瓷电容可采用各种各样的电介质制造，温度和电压不同，其特性也不相同。对于 5 V 应用，建议采用电压额定值为 6.3 V 至 10 V 的 X5R 或 X7R 电介质。Y5V 和 Z5U 电介质的温度和直流偏置特性不佳，因此不适合与 LDO 一起使用。

图 4 所示为采用 0402 封装的 1 μ F、10 V X5R 电容与偏置电压之间的关系。电容的封装尺寸和电压额定值对其电压稳定性影响极大。一般而言，封装尺寸越大或电压额定值越高，电压稳定性也就越好。X5R 电介质的温度变化率在 -40°C 至 $+85^{\circ}\text{C}$ 温度范围内为 $\pm 15\%$ ，与封装或电压额定值没有函数关系。

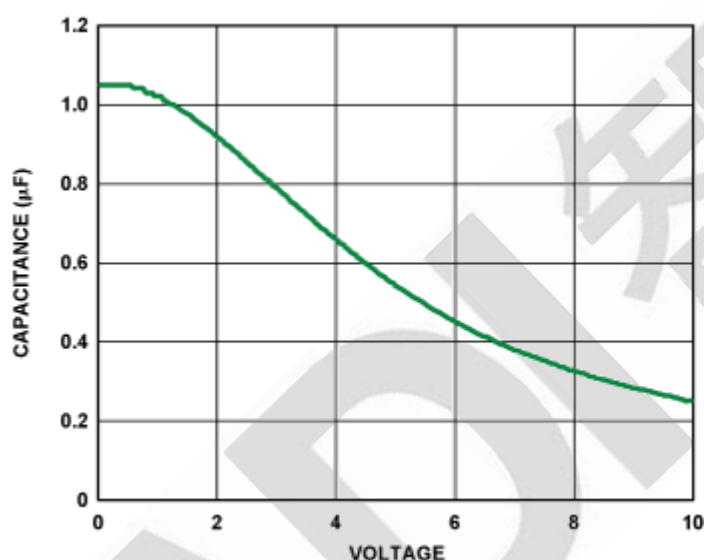


图 4. 电容与电压的特性关系

要确定温度、元件容差和电压范围内的最差情况下电容，可用温度变化率和容差来调整标称电容，如公式 1 所示：

$$C_{\text{EFF}} = C_{\text{BIAS}} \times (1 - \text{TVAR}) \times (1 - \text{TOL}) \quad (1)$$

其中 C_{BIAS} 是工作电压下的标称电容；TVAR 是温度范围内最差情况下的电容变化率（百分率）；TOL 是最差情况下的元件容差（百分率）。

本例中，X5R 电介质在 -40°C 至 $+85^{\circ}\text{C}$ 范围内的 TVAR 为 15%；TOL 为 10%； C_{BIAS}

在 1.8 V 时为 0.94 μF ，如图 4 所示。将这些值代入公式 1，即可得出：

$$C_{\text{EFF}} = 0.94 \mu\text{F} \times (1 - 0.15) \times (1 - 0.1) = 0.719 \mu\text{F}$$

在工作电压和温度范围内，ADP151 的最小输出旁路电容额定值为 0.70 μF ，因而此电容符合该项要求。

总结

为保证 LDO 的性能，必须正确认识并严格评估旁路电容的直流偏置、温度变化率和容差。在要求低噪声、低漂移或高信号完整性的应用中，也必须考虑电容技术。所有电容都存在一些不够理想的行为效应，因此所选的电容技术必须与应用需求相适应。

附录

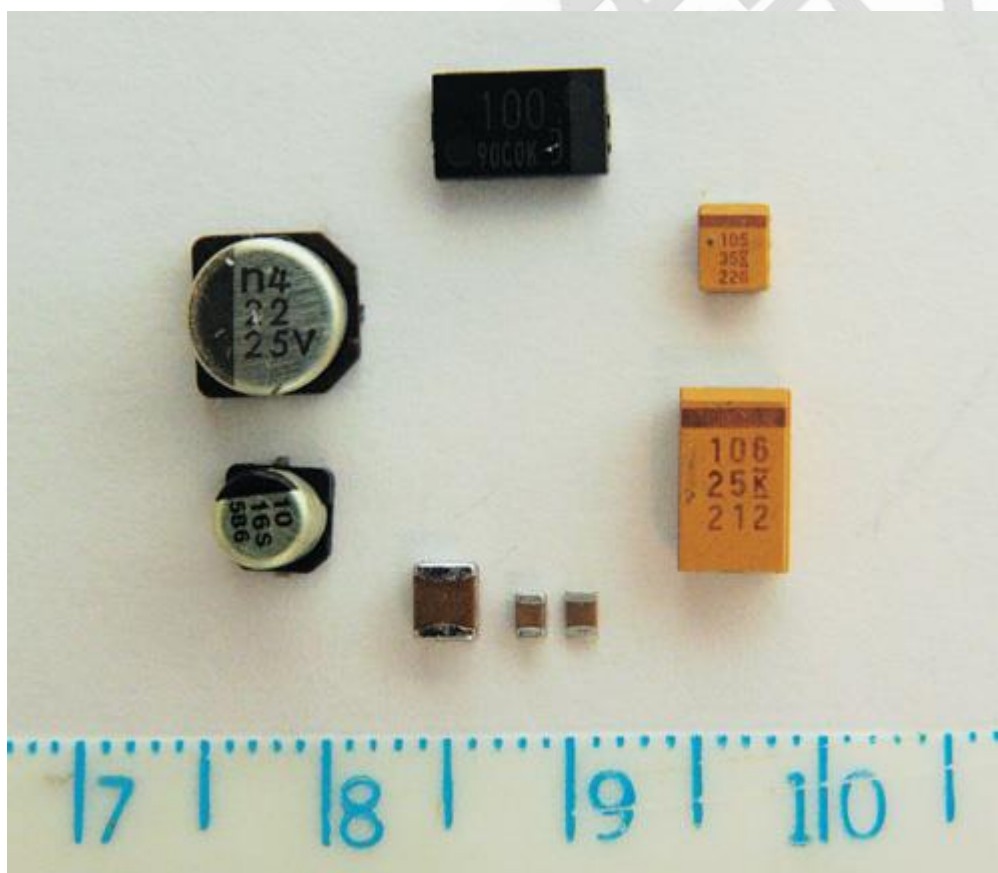


图 A. 用于电源旁路的常用电容

从顶部开始沿顺时针方向依次为（刻度为毫米）：

100- μ F/6.3-V 聚合物固态铝电容

1- μ F/35-V 和 10- μ F/25-V 固态钽电容

1- μ F/25-V，4.7- μ F/16-V 和 10- μ F/25-V 多层陶瓷电容

10- μ F/16-V 和 22- μ F/25-V 铝电解电容

电容技术	等效串联电阻	等效串联电感	电压稳定性	温度稳定性	振动敏感度	电容值/单位体积
铝电解电容	最高	最高	好	最低	低	低
固态钽电容	中等	中等	最佳	好	低	高
聚合物固态铝电容	低	低	最佳	好	低	高
多层陶瓷电容	最低	最低	差	好	高	中等

不同电容技术的关键参数比较

10. 选择电阻以最大程度减少接地负载电流源误差

运算放大器通常用于在工业流程控制、科学仪器和医疗设备等各种应用中产生高性能电流源。《模拟对话》1967 年第 1 卷第 1 期上发表的“单放大器电流源”介绍了几种电流源电路，它们可以提供通过浮动负载或接地负载的恒流。在压力变送器和气体探测器等工业应用中，这些电路广泛应用于提供 4-mA 至 20-mA 或 0-mA 至 20-mA 的电流。

图 1 所示的改进型 Howland 电流源非常受欢迎，因为它可以驱动接地负载。允许相对较高电流的晶体管可以用 MOSFET 取代，以便达到更高的电流。对于低成本、低电流应用，可以去除晶体管，如《模拟对话》2009 年第 43 卷第 3 期“精密电流源的心脏：差分放大器”所述。

这种电流源的精度取决于放大器和电阻。本文介绍如何选择外部电阻以最大程度减少误差。

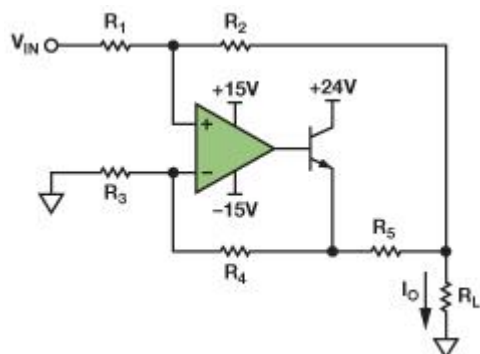


图 1. 改进型 Howland 电流源驱动接地负载。

通过对改进型 Howland 电流源进行分析，可以得出传递函数：

$$I_O = V_{IN} \times \frac{R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_5 R_3}{R_3 (R_2 + R_5) R_L - R_1 R_4 R_L + R_1 R_3 R_5 + R_2 R_3 R_5}$$

提示 1：设置 $R_2 + R_5 = R_4$

在公式 1 中，负载电阻影响输出电流，但如果我们设置 $R_1 = R_3$ 和 $R_2 + R_5 = R_4$ ，则方程简化为：

$$I_O = V_{IN} \times \frac{R_4}{R_3 R_5}$$

此处的输出电流只是 R_3 ， R_4 和 R_5 的函数。如果有理想放大器，电阻容差将决定输出电流的精度。

提示 2：设置 $R_L = n \times R_5$

为减少器件库中的总电阻数，请设置 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 。现在，公式 1 简化为：

$$I_O = V_{IN} \times \frac{R_5 + 2R_2}{R_5(R_L + 2R_2)}$$

如果 $R_5 = R_L$ ，则公式进一步简化为：

$$I_O = V_{IN} \times \frac{1}{R_5}$$

此处的输出电流仅取决于电阻 R_5 。

某些情况下，输入信号可能需要衰减。例如，在处理 10 V 输入信号且 $R_5 = 100 \Omega$ 的情况下，输出电流为 100 mA。要获得 20 mA 的输出电流，请设置 $R_1 = R_3 = 5R_2 = 5R_4$ 。现在，公式 1 简化为：

$$I_O = V_{IN} \times \frac{5R_5 + 6R_2}{5R_5(R_L + 6R_2)}$$

如果 $R_L = 5R_5 = 500 \Omega$ ，则：

$$I_O = V_{IN} \times \frac{1}{5R_5}$$

提示 3： $R_1/R_2/R_3/R_4$ 的值较大，可以改进电流精度

大多数情况下， $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ，但 $R_L \neq R_5$ ，因此输出电流如公式 3 所示。例如，在 $R_5 = 100 \Omega$ 且 $R_L = 500 \Omega$ 的情况下，图 2 显示电阻 R_1 与电流精度之间的关系。要达到 0.5% 的电流精度， R_1 必须至少为 40 k Ω 。

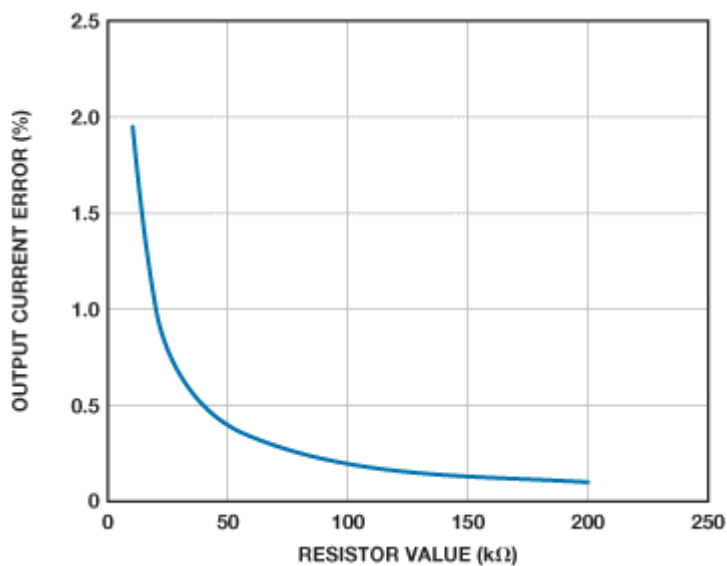


图 2. R_1 与输出电流精度之间的关系。

提示 4: 电阻容差影响电流精度

实际电阻从来都不是理想的，每个电阻都具有指定的容差。图 3 显示了示例电路，其中 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ ， $R_5 = 100 \Omega$ ，而且 $R_L = 500 \Omega$ 。在输入电压设置为 0.1 V 的情况下，输出电流应该为 1 mA 。表 1 显示由于不同电阻容差而导致的输出电流误差。为达到 0.5% 的电流精度，请为 $R_1/R_2/R_3/R_4$ 选择 0.01% 的容差，为 R_5 选择 0.1% 的容差，为 R_L 选择 5% 的容差。 0.01% 容差的电阻成本昂贵，因此更好的选择是使用集成差动放大器（例如 AD8276，它具有更好的电阻匹配，而且更加经济高效。）

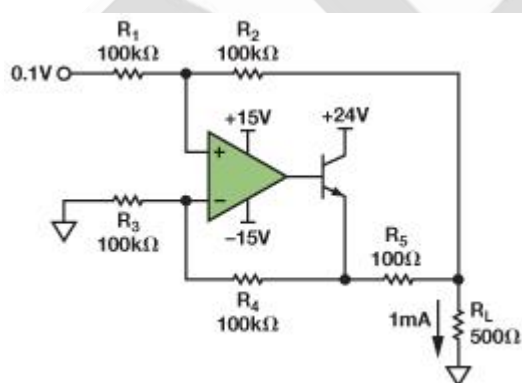


图 3. $I_{OUT} = 1 \text{ mA}$ 的示例电路。

电阻容差/ 电阻变化	5	1	0.5	0.1	0.05	0.01	0
$R_1/R_2/R_3/R_4$	110.11	10.98	5.07	1.18	0.69	0.30	0.20
R_5	5.05	1.19	0.70	0.30	0.25	0.21	0.20
R_L	0.21	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20

表 1. 最差情况输出电流误差 (%) 与电阻容差 (%)

结论

在设计改进型 Howland 电流源时，需要选择外部电阻，使得输出电流不受负载电阻的影响。电阻容差会影响精度，必须在精度和成本之间权衡考虑。放大器的失调电压和失调电流也会影响精度。请查阅数据手册，确定放大器是否满足电路要求。可以使用 Multisim 进行仿真，了解这些规格对精度产生的影响。集成差动放大器具有较低的失调电压、失调电压漂移、增益误差和增益漂移，可以经济高效地实现精确稳定的电流源。

11. 为什么我的全差分电压反馈放大器的稳定性受到反馈电阻的很大影响？

信号需要增益时，放大器是首选组件。对于电压反馈型和全差分放大器，反馈和增益电阻之比 R_F/R_G 决定增益。一定比率设定后，下一步是选择 R_F 或 R_G 的值。 R_F 的选择可能影响放大器的稳定性。

放大器的内部输入电容可在数据手册规格表中找到，其与 R_F 交互以形成传递函数中的一个极点。如果 R_F 极大，此极点将影响稳定性。如果极点发生的频率远高于交越频率，则不会影响稳定性。不过，如果通过 $f = 1/(2\pi R_F C_{in,amp})$ 确定的极点位置出现在交越频率附近，相位裕量将减小，可能导致不稳定。

图 1 的示例显示小信号闭环增益与 ADA4807-1 电压反馈型放大器频率响应的实验室结果，采用同相增益为 2 的配置，反馈电阻为 499 Ω 、1 k Ω 和 10 k Ω 。数据手册建议 R_F 值为 499 Ω 。

小信号频率响应中的峰化程度表示不稳定性。RF 从 499 Ω 增加至 1 k Ω 可稍微增加峰化。这意味着 RF 为 1 k Ω 的放大器具有充足的相位裕量，且较稳定。RF 为 10 k Ω 时则不同。高等级的峰化意味着不稳定性（振荡），因此不建议。

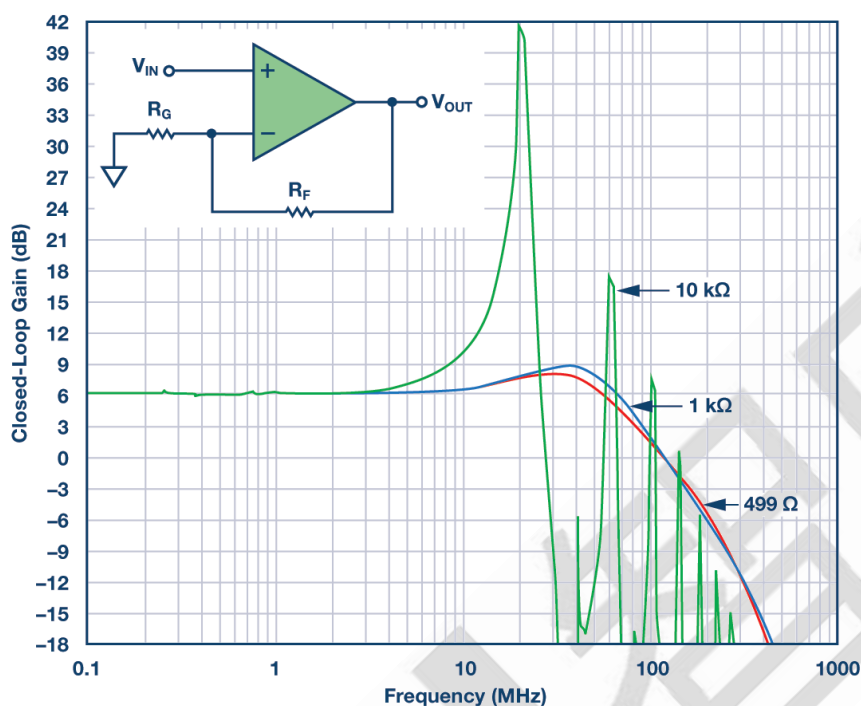


图 1. 使用不同反馈电阻的实验室结果。V_S = ± 5 V，V_{OUT} = 40 mV p-p，R_{LOAD} = 1 k Ω ，针对 499 Ω 、1 k Ω 和 10 k Ω 的 RF 值

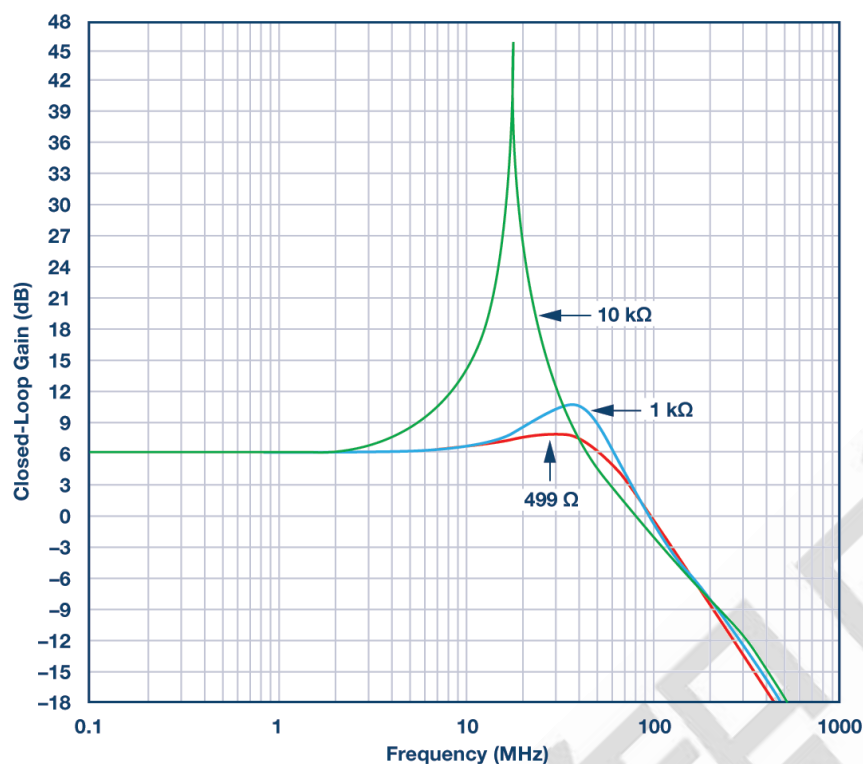


图 2. 使用 ADA4807 SPICE 模型的模拟结果。 $V_S = \pm 5\text{ V}$ ， $G = 2$ ， $R_{\text{LOAD}} = 1\text{ k}\Omega$ ，针对 499 Ω 、1 k Ω 和 10 k Ω 的 RF 值。

在实验室中验证电路不是检验潜在不稳定性的强制步骤。图 3 显示使用 SPICE 模型的模拟结果，采用相同的 RF 值 499 Ω 、1 k Ω 和 10 k Ω 。结果与图 1 一致。图 3 显示了时域内的不稳定性。通过在 RF 两端放置反馈电容给传递函数添加零点，可以去除图 4 所示的不稳定性。

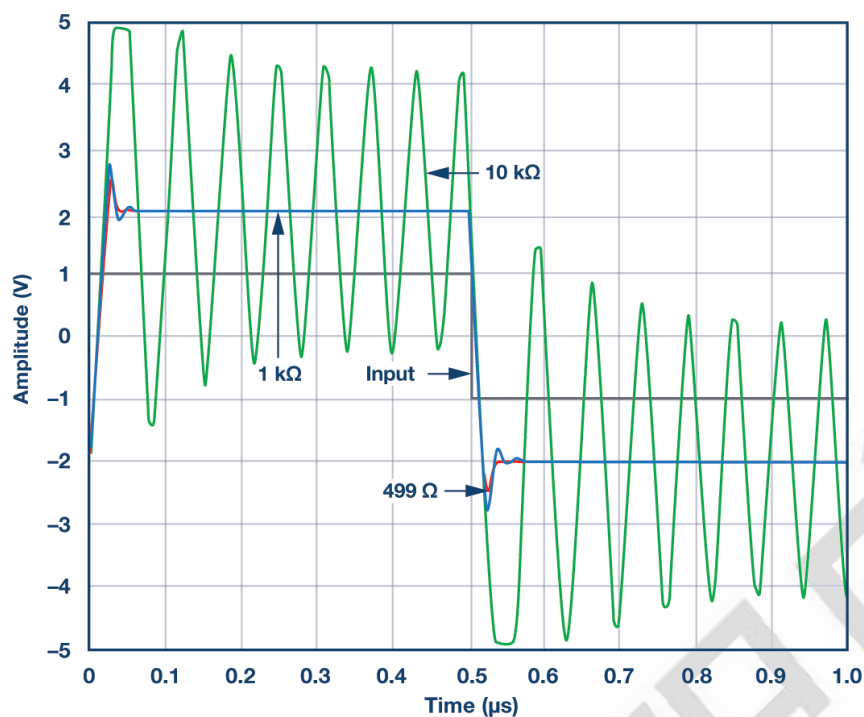


图 3. 使用 ADA4807 SPICE 模型的脉冲响应模拟结果。 $V_S = \pm 5\text{ V}$ ， $G = 2$ ， $R_{\text{LOAD}} = 1\text{ k}\Omega$ ，针对 $499\text{ }\Omega$ 、 $1\text{ k}\Omega$ 和 $10\text{ k}\Omega$ 的 R_F 值

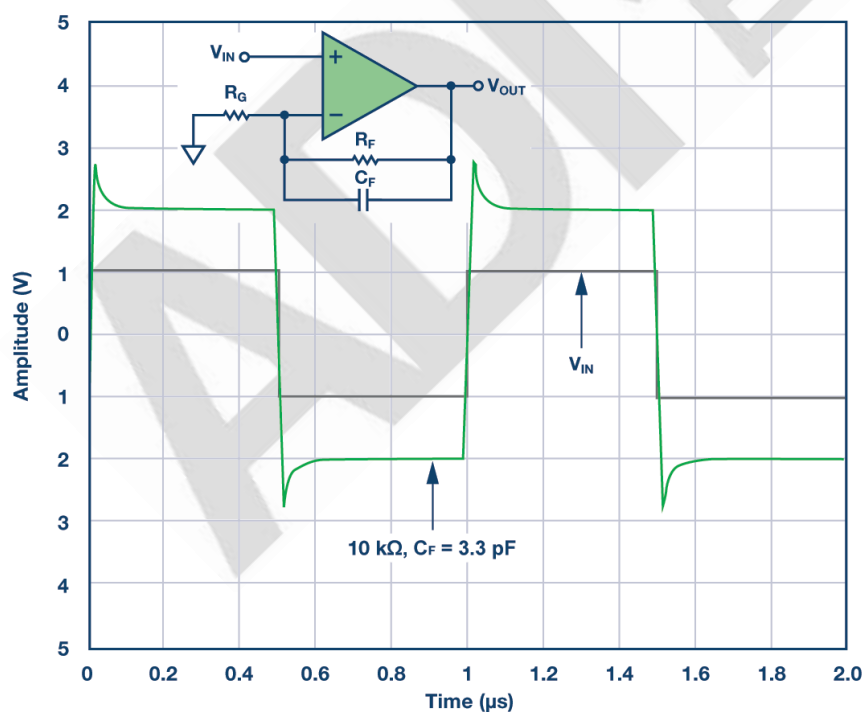


图 4. 脉冲响应仿真结果，使用 3.3 pF 反馈电容 C_F 。 $V_S = \pm 5\text{ V}$ ， $G = 2$ ， $R_F = 10\text{ k}\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 1\text{ k}\Omega$ 。

RF 的选择存在权衡，即功耗、带宽和稳定性。如果功耗很重要，且数据手册建议反馈值无法使用，或需要更高的 RF 值，可选择与 RF 并联放置反馈电容。此选择产生较低的带宽。

为电压反馈型和全差分放大器选择 RF 时，需要考虑系统要求。如果速度不重要，反馈电容有助于稳定较大的 RF 值。如果速度很重要，建议使用数据手册中推荐的 RF 值。忽略 RF 与稳定性、带宽和功率的关系可能妨碍系统，甚至阻碍系统实现完整性能。

12. 电容传感器：坚固耐用，足够应对实际应用？

我看到消费电子产品中使用了容性传感器，但它们是否足够坚固，能用于恶劣的工业环境？当然可以！电容传感器已经在诸如压力、接近度、位置与液面等精密工业测量中使用。作为工业和消费类应用中人机接口的首选方案，电容传感器正在迅速取代开关、按键、滚动条以及滚动轮。

电容传感器 IC 的本质是检测衬垫之间的电场变化。电容传感器会产生电场，当物体通过时会引起电场的变化，电场波动与电容变化成正比。数字电容转换器 (CDC) 处理电容变化并输出数字信号，然后可由微控制器或其他数字接口连接。由于传感器不含机械部件，从本质上讲，它们比早期的机械产品更加可靠。

恶劣的工业应用要求控制器件可以承受环境条件的持续变化，如大范围的温度波动、湿度、尘埃、静电放电 (ESD)、事故性溢漏或长期暴露在湿气中，电容传感器完全可以胜任。在工业应用的控制设备中，电容传感器能为用户提供选择恰当的“触摸感觉”的能力。

电容传感器的衬垫由一个薄的保护塑料层覆盖，因此衬垫不会受到尘埃和液体渗透的影响。塑料厚度可以根据具体应用而不同。针对这些情况，可对传感器进行调谐以补偿塑料层厚度的变化，在潮湿应用或者传感器衬垫可能受到液体、湿气或清洁剂的频繁影响情况下，这是特别重要的。保护塑料层还有助于加强传感器芯片的静电放电防护功能。

除了具有较长的寿命外，电容传感器还能够自动适应本地环境。一些新型的器件中内置了自适应环境补偿 (AEC) 算法，可以连续监控传感器电容量水平，并对任何环境温

度变化、温度变化甚至传感器电介质的退化进行补偿。AEC 有助于确保正确与可靠的使用，不管本地环境如何。

因此，当您的设计需要开关、按键、滚动条、滚动轮，或者需要精密测量时，请相信确实有能实现这些设计的电容传感器。电容传感器相对于传统方案，能提供更为智能与可靠的选择。

13. 选择合适的无源和分立元件以实现最高系统性能

有源和无源元件的选择对电源总体性能影响巨大。效率、产生的热量、物理尺寸、输出功率和成本都会在一定程度上依赖于所选的外部元件。本文描述了在一个典型 SMPS 设计中，对于下列外部无源和有源器件设计人员需要知道的最重要的规格。这些器件包括：电阻、电容、电感、二极管和 MOSFET。

对于效率至关重要的多供电轨应用，开关模式电源 (SMPS) 已成为事实上的标准。在要求长电池续航时间的电池供电和便携式应用中尤其如此。

电源链设计有多种方式。可以使用降压转换器、升压转换器、降压/升压转换器以及其他几种拓扑结构。这些结构的共同点是需要表现出色的外部有源和无源元件才能使系统以最佳状态工作。

某些电源 IC 解决方案可能只需要三个外部元件，如 ADP2108 降压调节器。因为它内置电源开关，所以这种开关模式稳压器只需要三个外部元件：一个输入电容、一个输出电容和一个电感。外部元件的上限几乎是无限的，具体取决于拓扑结构和电源要求。面对设计中的成本、性能和系统可靠性问题，设计人员必须知道哪些参数最为重要，以便选择合适的元件。

电阻

电阻人人都懂，其对 SMPS 的影响相当有限。然而，在反馈、补偿和电流检测等使用它的场合，必须了解其潜在影响。

使用可调稳压器时，一般会使用外部电阻分压器网络来对输出电压分压，以向稳压器提供反馈。在这里，电阻容差和电阻温度系数都会产生影响。新式 FPGA 和处理器的

内核电压更低，因而对电源电压容差的要求更严格。对于 1 V 内核电压的 FPGA，5% 容差只有 50 mV。

图 1 显示了电阻容差和电阻温度系数如何对最终设计产生重大影响。

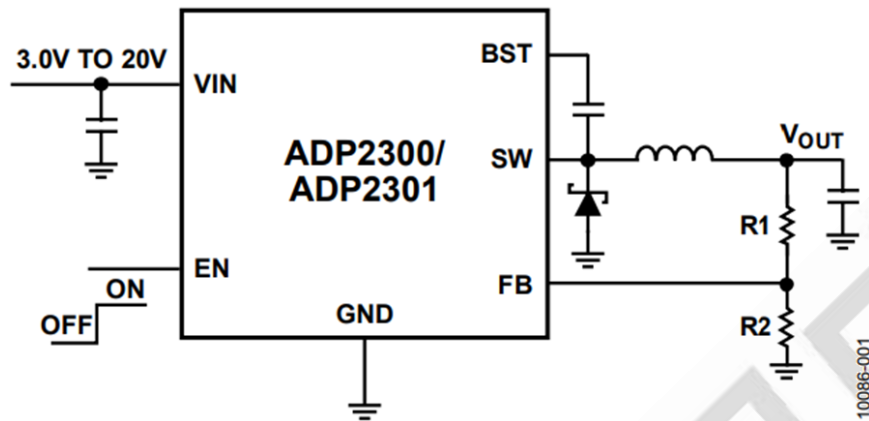


图 1.

ADP2301 降压调节器有一个 0.8 V 基准电压源。输出电压为：

$$V_{out} = 0.8 \text{ V} \times \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

如果将电路的增益定义为

$$\frac{R1 + R2}{R2}$$

设计输出电压 1V，选择 $R2 = 10 \text{ k}\Omega$ ，计算得出 $R1 = 2.5 \text{ k}\Omega$ 电路的增益为：

$$\left(\frac{10\text{k} + 2.5\text{k}}{10\text{k}} \right) = 1.25$$

如果使用 5% 容差电阻并考虑最差情况，则增益为：

$$\left(\frac{10.5\text{k} + 2.375\text{k}}{10.5\text{k}} \right) = 1.226 \quad \text{or}$$

$$\left(\frac{9.5\text{k} + 2.625\text{k}}{9.5\text{k}} \right) = 1.276$$

对输出电压而言，这相当于 $\pm 2\%$ 的容差。在要求电源电压容差为 5% 的系统中，上述容差已消耗掉较大一部分误差预算。

同样的设计如果使用 1% 容差电阻，则仅有 $\pm 0.4\%$ 的误差。

电阻温度系数也会引起系统误差。如果 R_1 的额定温度系数为 $+100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ， R_2 为 $-100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，则温度升高 100°C 将引起额外的 0.4% 误差。由于这些原因，建议使用 1% 容差或更好的电阻。温度系数低至 $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 的电阻很容易购得，但会提高系统成本。

电容

电容在 SMPS 设计中有多重作用：储能、滤波、补偿、软启动编程等。像所有实际器件一样，电容有寄生效应，设计人员必须注意。就 SMPS 储能和滤波而言，两个最重要的寄生效应是有效串联电阻 (ESR) 和有效串联电感 (ESL)。图 2 所示为简化的实际电容图

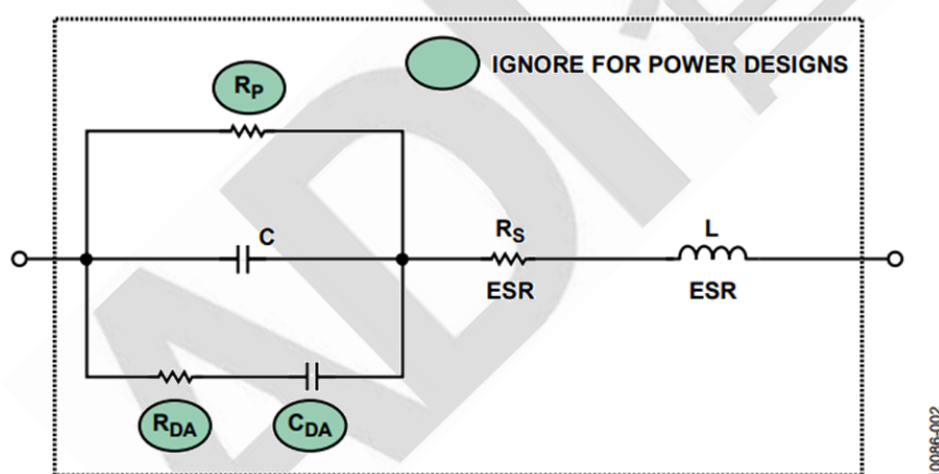


图 2.

理想电容的阻抗会随着频率提高而单调下降。图 3 显示了两个不同 100 F 电容的阻抗与频率的关系。一个是铝电解型，另一个是多层陶瓷电容。在较低频率时，阻抗随着频率提高而单调下降，符合预期。然而，由于存在 ESR，在某一频率时，此阻抗会达到最小值。当频率继续提高时，电容开始表现得像一个电感，阻抗也会随之提高。阻抗与频率的关系曲线称为“浴盆”曲线，所有实际电容都有类似行为。

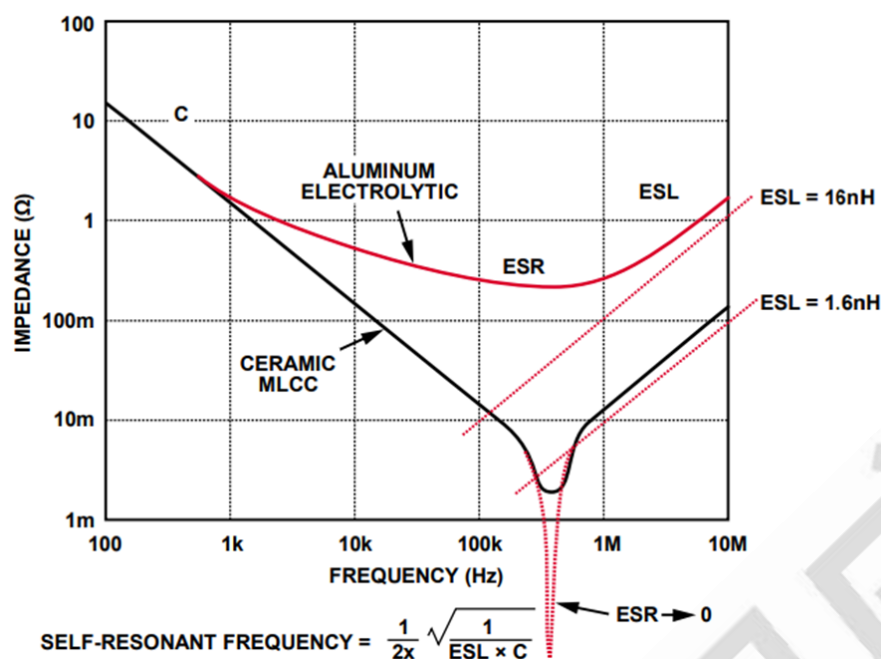


图 3.

图 4 展示了降压转换器设计中的电容功能。输入电容会看到较大的非连续纹波电流。此电容需要能承受高纹波电流（低 ESR）并具有低电感（ESL），如果输入电容 ESR 过高，电容内将产生 I^2R 功耗。这会降低转换器效率，并且有可能使电容过热。输入电流的非连续性质还会与 ESL 相互作用，引起输入上的电压尖峰。这会给系统带来干扰噪声。降压转换器中的输出电容会看到连续的纹波电流，这种电流一般很低。为实现最佳的效率和负载瞬态响应，ESR 应保持低值。

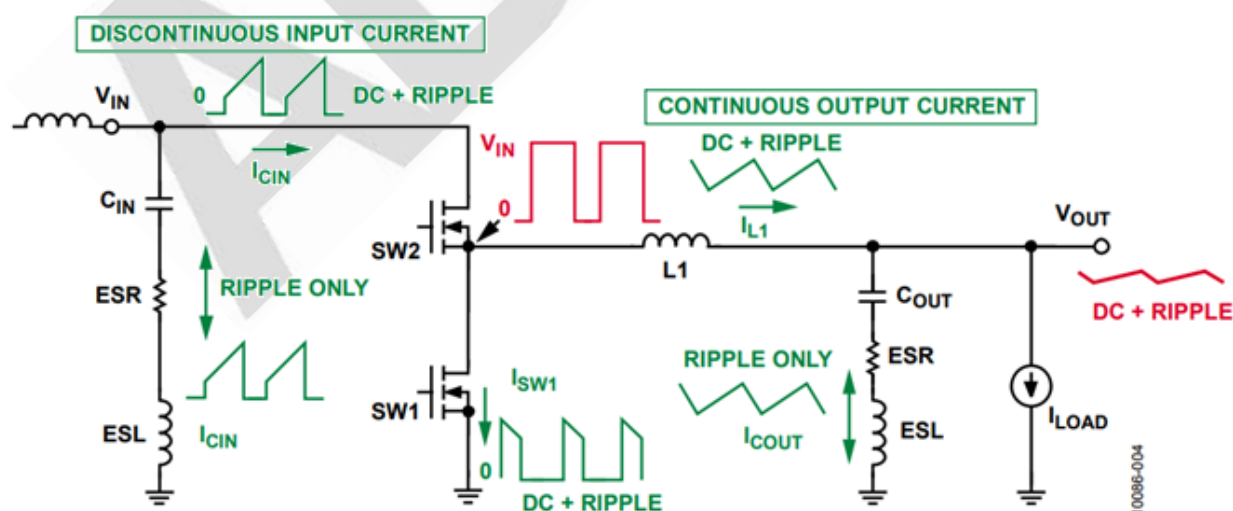


图 4.

图 5 展示了升压转换器中的去耦电容功能。输入电容会看到连续的纹波电流。应选择低 ESR 电容，使输入上的电压纹波最小。输出电容会看到较大的非连续纹波电流。这里需要使用低 ESR 和低 ESL 的电容。

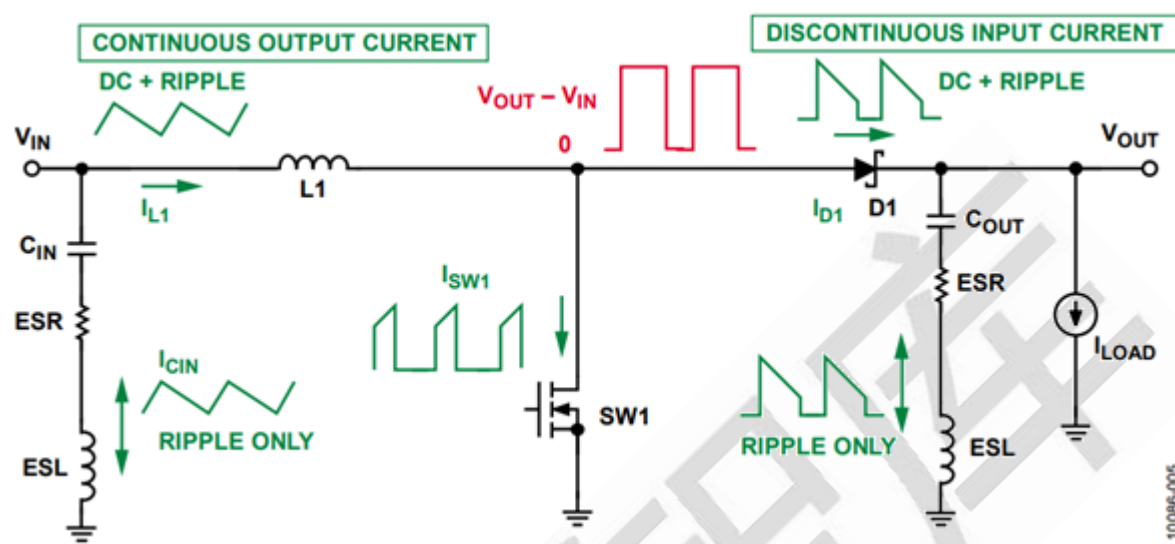


图 5.

在降压/升压转换器中，输入和输出电容均会看到非连续纹波电流。这种拓扑结构需要使用低 ESR 和低 ESL 的电容。

多个电容并联以获得较大的电容也许是明智的。并联情况下电容会增加，而 ESR 和 ESL 则会降低。让两个或更多电容并联，便可获得较大的电容和较低的电感与电阻。很多时候，只有利用这种办法才能获得所需的大电容值和低 ESR，从而满足设计要求。

使用 ADI 公司的 ADIsimPower 等在线设计工具会将这些权衡因素考虑进去，帮助您优化设计。

电容有多种类型可供选择。铝电解电容、钽电容和多层陶瓷电容是三种最常见的类型。像大多数设计决策一样，选择合适的类型涉及一系列权衡因素。铝电解电容的容值大、成本低，在所有选择中，其成本/F 比最佳。铝电解电容的主要缺点是 ESR 较高，可达数欧姆。务必使用开关型电容，因为其 ESR 和 ESL 比通用型要低。铝电解电容还依赖于电解质，由于电解质会逐渐变干，因此电容寿命较短。

钽电容使用钽粉末作为电介质。与同等铝电容相比，钽电容能以更小的封装提供更大

的容值，不过成本较高。ESR 通常在 $100\text{ m}\Omega$ 范围内，比铝电容低。钽电容不使用液态电解质，因而寿命比铝电解型要长。由于这个原因，钽电容在高可靠性应用中很受欢迎。钽电容对浪涌电流敏感，有时需要串联电阻来限制浪涌电流。务必不要超过制造商建议的浪涌电流额定值和电压额定值。钽电容失效时，可能会烧毁并冒烟。

多层陶瓷电容 (MLCC) 提供极低的 ESR ($<10\text{ m}\Omega$) 和 ESL ($<1\text{ nH}$)，采用小型表贴封装。MLCC 的最大容值可达 100 F ，不过当容值大于 10 F 时，物理尺寸和成本会增加。请注意 MLCC 的电压额定值及其结构中使用的电介质。实际容值会随着施加的电压而变化，这称为电压系数。依据所选的电介质，这种变化可能非常大。图 6 显示了三种不同电容的容值与施加电压的关系。X7R 型电介质性能最佳，大力推荐使用。由于电介质的压电效应，陶瓷电容对 PCB 振动敏感，所产生的电压噪声可能会扰乱 PLL 等敏感模拟电路。在此类敏感应用中，不受振动影响的钽电容可能是更好的选择。

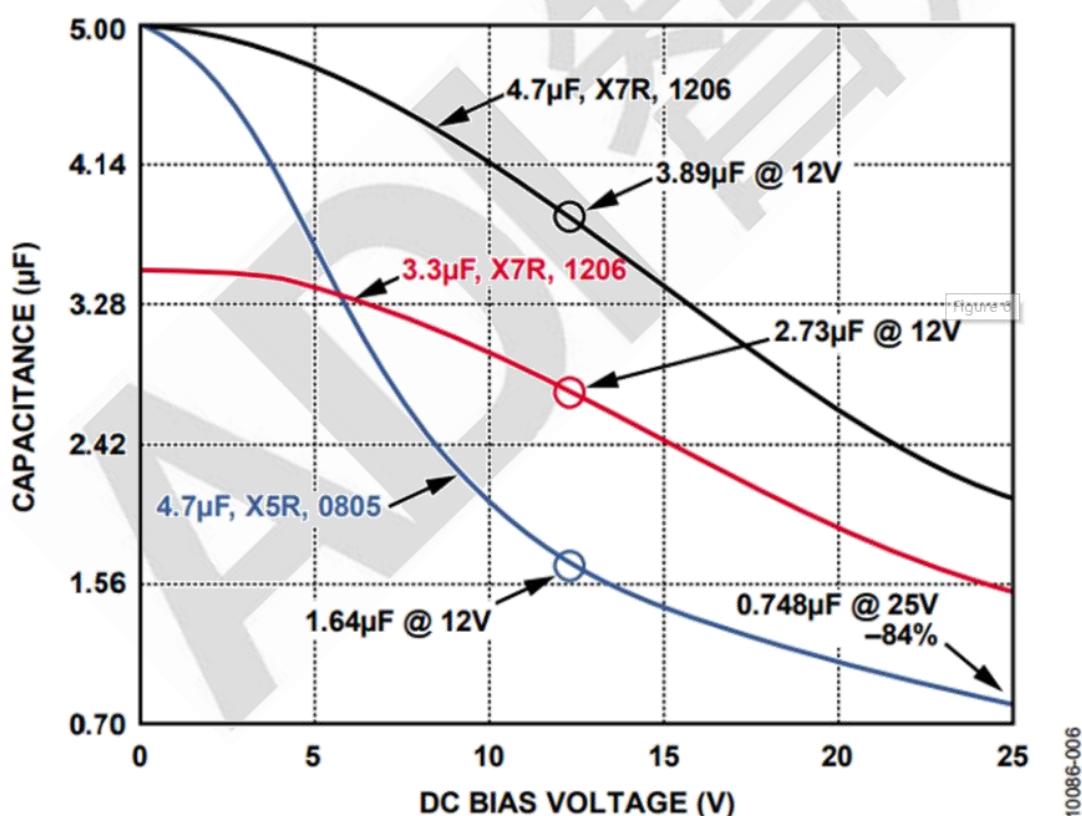


图 6.

电感

电感是磁性储能元件，通常是将线圈缠绕在磁芯上构成。电流流过电感时，会在磁芯中感生一个磁场。该磁场就是储能机制。由于电感中的电流无法立即改变，因此，当把一个电压施加于电感时，电流会斜坡上升。图 7 显示了电感中的电流波形。

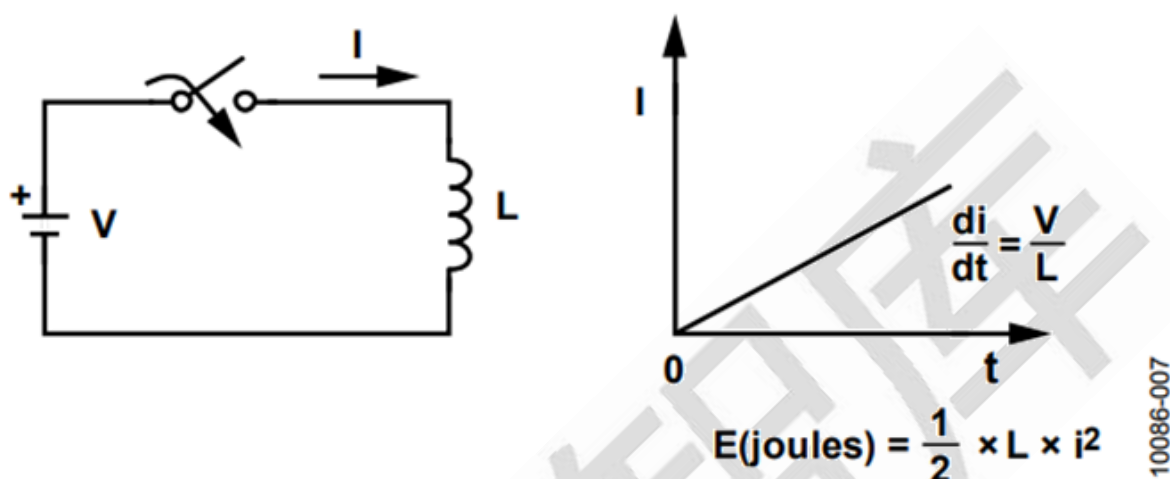


图 7.

开关闭合时，全部电压 (V) 出现在电感上。电感中的电流以 V/L 的速率斜坡上升。开关断开时，电流以同样的速率斜坡下降，磁场消失，并产生一个大电压。该磁场就是储能机制。图 8 给出了电感的简化模型。

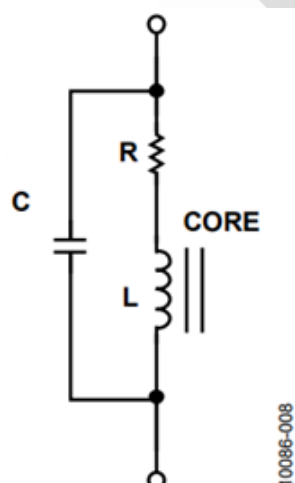


图 8.

除电感外，还有串联电阻 (DCR) 和并联电容。DCR 主要是由线圈电阻引起的，对电感

的功率损耗计算很重要。并联电容与电感一起可能引起电感自谐振。自谐振频率可以通过下式计算：

$$f_{Resonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

一个有效的经验法则是，让开关频率始终比电感的自谐振频率低 10 倍。在大多数设计中，这不是问题。

电感的功率损耗会引起电感温度升高和效率降低。电感的功率损失主要有两类，设计人员对这两类均要了解。绕组电阻 (DCR) 损耗就是导线的 $I^2 \times R$ 损耗，也称为铜损耗。电感功率损耗的另一个因素是所谓铁芯损耗。铁芯损耗是铁芯内磁滞和涡电流的综合效应。铁芯损耗的计算要困难得多，可能连数据手册上都不会提供，但会引起铁芯功耗和温度上升。ADI 公司已从电感制造商处获得铁芯损耗信息，并将其纳入在线设计工具 ADIsimPower 中。这样，设计人员就能获得精确的铁芯损耗信息，以及其对 SMPS 整体设计的影响。

图 9 展示了降压和升压两种电源设计中的电感功能。电感的主要作用是储能，但也可用作滤波器。选择电感值时，首先要确定期望的最大纹波电流。一个很好的出发点是：对降压转换器，使用直流负载电流的 30%；对升压转换器，使用直流输入电流的 30%。这样就可以利用图 9 中的公式计算电感值。

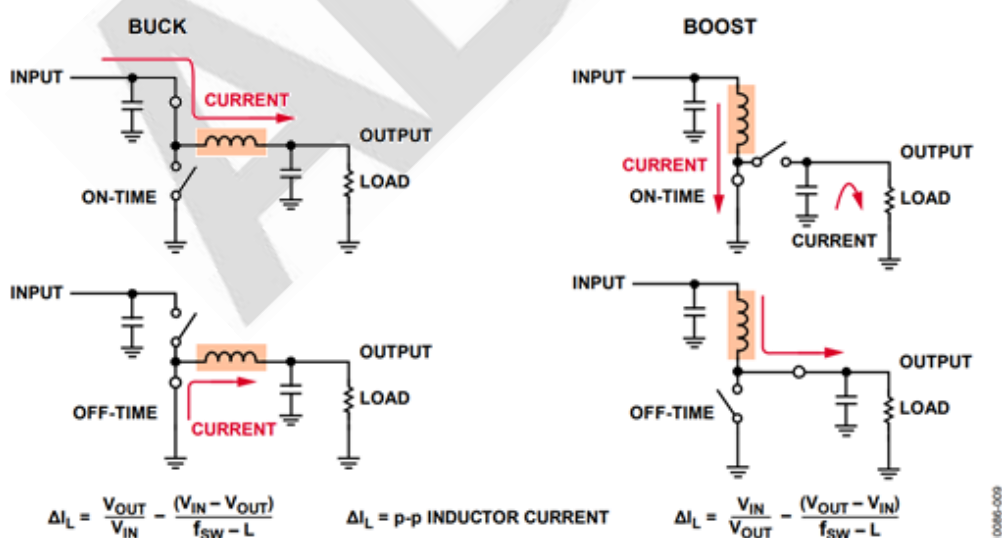


图 9.

现成电感的容差可能高达 $\pm 30\%$ ，计算时务必加以考虑。另外还要根据下式选择电感：

$$I_{sat} \geq I_{dc} + \frac{I_{ripple}}{2}$$

其中 I_{sat} 为电感的饱和电流。饱和电流是指电感感值降低某一百分比时流过的电流。此百分比随制造商不同而异，范围在 10% 到 30% 之间。选择电感时，务必注意饱和电流随温度而变化，因为电感很可能要在高温下工作。最差情况下，电感值降低 10% 一般是可接受的。使用大于必要值的电感会占用更多的 PCB 面积，并且成本通常更高。较高的开关频率支持使用值较低的电感。

用于 SMPS 的电感主要有两种铁芯材料：铁粉芯和铁氧体。铁粉芯的材料之间有气隙，导致饱和曲线较平缓。因此，采用这种铁芯材料的电感更适合需要大瞬时电流的应用。

铁氧体磁芯电感会更快速地饱和，但成本和铁芯损耗较低。

为电路选择合适的电感值并不是简单的计算，但多数设计可支持范围相当宽的电感值。

低值电感的优势有：

- 更低的 DCR
- 更高的饱和电流
- 更高的 di/dt
- 更快的开关频率
- 更好的瞬态响应

高值电感的优势有：

- 更低的纹波电流
- 更低的铁芯损耗

- 电路开关中的电流有效值更低
- 满足输出纹波要求所需的电容更低

电感家族中一个相对较新的成员是多层芯片电感。这种芯片电感的物理尺寸非常小 (0805)，支持超小型设计。电感值目前最高可达 4.7 H，因此，一般适合较高开关频率的设计。小尺寸也限制了其电流处理能力（约 1.5 A），因此，不能用于较高功率的设计。与标准绕线电感相比，芯片电感成本更低、尺寸更小、DCR 更低，设计人员可以酌情使用。

屏蔽电感与无屏蔽电感

虽然屏蔽电感较昂贵且饱和电流较低（物理尺寸和电感值相同的情况下），但它能大大降低 EMI。为了帮助消除设计的 EMI 问题，使用屏蔽电感是值得的。开关频率较高时尤其如此。

二极管

异步开关电源设计采用无源开关。该开关通常是一个二极管。然而，由于二极管的正向压降，异步设计的输出一般小于 3 A，否则效率会大幅下降。

除最高电压设计外，异步稳压器建议使用肖特基二极管，其击穿电压最高可达 100 V 左右。与硅二极管相比，肖特基二极管的正向压降较低，因而功耗显著降低。

另外，其反向恢复时间为 0，这也能消除二极管的开关损耗。

肖特基二极管还提供超低正向压降版本。不过其击穿电压最高只有 40 V 左右，成本也略高，但可进一步降低二极管的功耗。

选择二极管时，必须考虑正向压降、击穿电压、平均正向电流和最大功耗。应选择正向压降尽可能低的器件，但务必使用数据手册中与设计电流相关的正向压降值。很多时候，随着正向电流增加，正向压降会大幅提高。正向压降越高，器件功耗越大。这又会降低转换器效率，并且有可能使二极管过热。

二极管的正向电压温度系数为负值。这是一把双刃剑。一方面，随着二极管温度升高，正向压降会降低，因而器件的功耗会减小。然而，由于这一效应，不宜使用并

联二极管来分流，因为其中一个二极管往往会处于支配地位，得到并联系统中的所有电流。

二极管的击穿电压额定值应高于系统电压。正向电流额定值应大于电路中设计的电感电流有效值。当然，二极管必须能够消散足够的功率，避免过热。所选器件的最大功耗额定值应大于设计要求。ADI 公司的在线电源设计工具 ADIsimPower 有一个很大的二极管数据库，致力于帮您选择最适合特定应用的器件。

MOSFET

开关电源中的“开关”一般是 MOSFET。超高电压和电流设计可能会使用 IGBT 型晶体管。

MOSFET 主要分为 N 沟道和 P 沟道两大类，两者各有千秋。

N 沟道增强模式器件需要一个正栅极-源极电压才能导通，导通电阻低于相同大小的 P 沟道器件，成本也更低。

P 沟道器件需要一个负栅极-源极电压才能导通，导通电阻较大，成本略高。

由于要求栅极-源极电压为正，N 沟道器件往往更难以驱动，因为可能需要将栅极驱动到系统主电源电压以上。这通常是由一个简单的自举电路来处理，但会增加系统的成本和复杂性。最新的 IC 稳压器包括自举二极管，可降低成本和元件数。

P 沟道器件则很容易驱动，无需附加电路。使用 P 沟道 MOSFET 的缺点是成本和导通电阻较高。

选择 MOSFET 时，必须注意一些关键性能参数： R_{ds} 、 V_{ds} 、 V_{gs} 、 C_{dss} 、 C_{gs} 、 C_{gd} 和 P_{max} （排名不分先后）。

R_{ds} 为驱动栅极时器件的导通电阻。在 SMPS 中， R_{ds} 越低越好。这样可以降低器件的 $I_2 \times R$ 功耗并提高效率。MOSFET 的一个良好特性是 R_{ds} 具有正温度系数。这使得 MOSFET 非常适合并联使用，因为并联时，器件会均等地分享电流。

V_{ds} 表示 MOSFET 的击穿电压。应选择大于系统电压的击穿电压额定值。击穿电压越高通常意味着成本越高，因此不要使用额定值过大的器件。

V_{gs} 指栅极-源极阈值电压。这是使器件导通所需的电压。

MOSFET 器件存在最大电流额定值和最大功耗额定值，不得超过这些额定值。内部功耗主要有两个来源： $I_2 \times R_{ds}$ 和开关损耗。

当 MOSFET（开关）导通时，功耗只有一个来源，即 $I_2 \times R_{ds}$ 损耗。开关关断时，器件无功耗。但在转换期间，器件会有功耗。转换期间的功耗称为开关损耗。

图 10 所示为开关损耗曲线。它主要是栅极上的电容引起的，包括栅极-源极电容和栅极-漏极电容。要导通和关断 MOSFET，必须对这些电容充电和放电。注意图 10 中的电压和电流波形。导通期间，在一定时间内，器件上不仅存在电压，而且还有电流流过。这会导致器件的 $V \times I$ 功耗。频率越高，开关损耗越大。这是 SMPS 设计中诸多权衡因素之一。频率越低，电感和电容越大，效率越高。频率越高，电感和电容越小，但损耗较大。

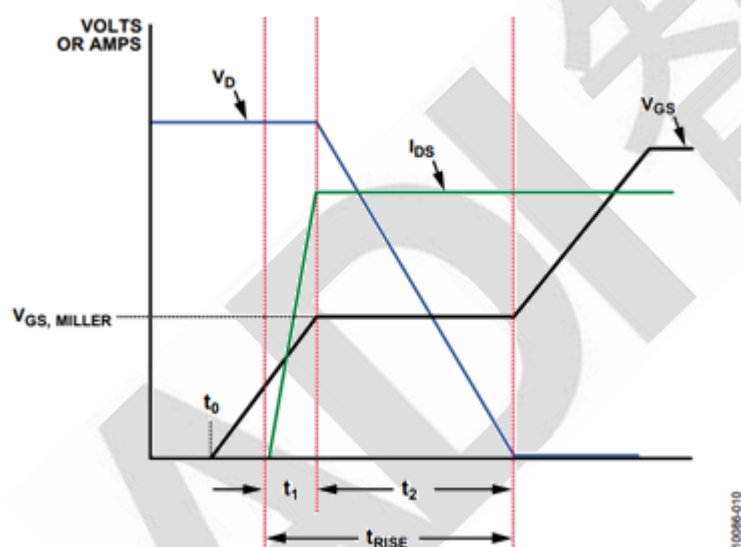


图 10.

小结

设计 SMPS 时，辅助元件的选择常常屈居于控制器或稳压器 IC 之后，但有源和无源元件的选择对电源总体性能影响巨大。效率、产生的热量、物理尺寸、输出功率和成本都会在某种程度上依赖于所选的外部元件。为了做出最佳选择，需要仔细分析性能要求。使用 ADI 公司的 ADIsimPower 等集成设计工具可简化这一过程。ADIsimPower 允

许用户输入设计条件，包括决定电路板空间、价格、效率或成本的优先顺序。然后，它会执行所有必要的计算来分析设计，并推荐符合设计条件的元件。ADIsimPower 有一个很大的元件数据库，数据来自各家制造商。某些情况下，该工具甚至会使用制造商未公开的数据以便给出最精准的建议。

电阻电容电感的应用电路设计

14. 在仅有零点电阻和电容可调节的情况下设计 PLL 滤波器

简介

如参考文献中所描述，可采用标准过程来确定锁相环（PLL）中二阶环路滤波器的 R_0 、 C_0 和 C_P 数值。它采用开环带宽 (ω_0) 和相位裕量 (ϕ_M) 作为设计参数，并可扩展至三阶环路滤波器，从而确定 R_2 和 C_2 （图 1）。该过程可直接解出 C_P ，然后推导出其余数值。

可能是集成在 PLL 内的固定值元件，因此仅有 R_0 和 C_0 用来控制环路响应。这便使得上述过程无效，因为无法调节 C_P 。本文提出一种替代过程，可在 C_P 数值固定时使用，突破了无法控制 C_P 值造成的限制。

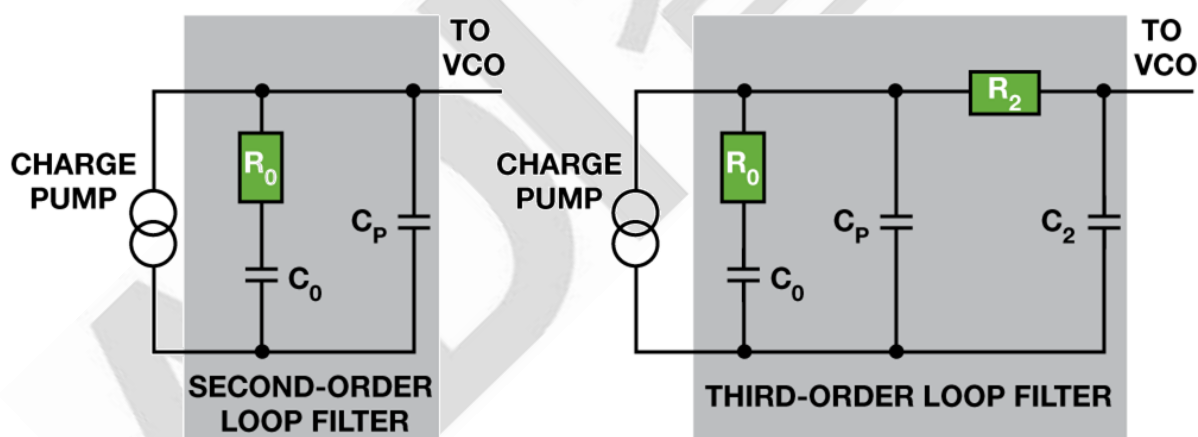


图 1. 典型二阶和三阶无源环路滤波器

假设条件

本环路滤波器设计方法基于两个假设，在三阶无源滤波器设计中，通过调节 R_0 和 C_0 来补偿 R_2 和 C_2 ，可以将一个二阶环路滤波器设计扩展为三阶设计，此时通常会采用这两个假设条件。

R_2 和 C_2 形成的极点频率应当至少比 ω_0 （所需开环单位增益带宽）大一个数量级； $f_0 \leq 0.1/(2\pi R_2 C_2)$ ，其中 $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ 。

R_0 - C_0 - C_P 网络的 R_2 和 C_2 串联组合的负载可忽略不计。

二阶环路滤波器的传递函数

二阶环路滤波器有两个时间常数 (T_1 和 T_2) 与元件有关：

$$T_2 = R_0 C_0 \quad (1)$$

$$T_1 = \left(\frac{C_P}{C_P + C_0} \right) T_2 \quad (2)$$

环路滤波器传递函数的 T_1 、 T_2 和 C_P 很重要，因为它对于 PLL 的整体响应起着很大的作用：

$$H_{LF}(s) = \left(\frac{1}{C_P} \right) \left(\frac{T_1}{T_2} \right) \left(\frac{sT_2 + 1}{s(sT_1 + 1)} \right) \quad (3)$$

PLL 系统函数

图 2 中的小信号模型为 PLL 响应的等式化提供了一种途径，并为分析输入端相位干扰所造成的输出端相位变化提供了模板。注意，压控振荡器 (VCO) 作为一个频率源，表现为理想的相位积分器，因而其增益 (KV) 系数为 $1/s$ （对积分进行等效拉普拉斯变换）。因此，PLL 的小信号模型是复频率 s 的函数 ($s = \sigma + j\omega$)。

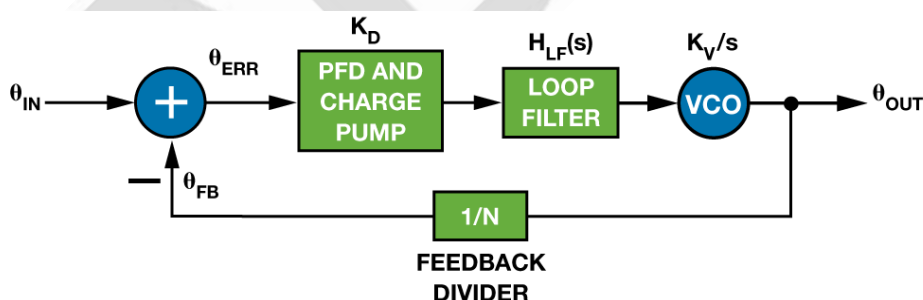


图 2. PLL 小信号模型

PLL 的闭环传递函数 (HCL) 定义为： θ_{OUT}/θ_{IN} 。开环传递函数 (H_{OL}) 定义为： θ_{FB}/θ_{IN} ，与闭环传递函数相关。建议以 H_{OL} 来表示 HCL，因为开环传递函数包含闭环稳定性的线索：

$$H_{OL}(s) = -K \left(\frac{H_{LF}(s)}{sN} \right) \quad (4)$$

$$H_{CL}(s) = -N \left(\frac{H_{OL}(s)}{1-H_{OL}(s)} \right) \quad (5)$$

K 表示鉴频鉴相器 (PFD)、电荷泵和 VCO 的组合增益——也就是说， $K = K_D K_V$ ，其中 K_D 表示电荷泵电流，单位为 A； K_V 表示 VCO 增益，单位为 Hz/V。 H_{OL} 、 H_{CL} 和 H_{LF} 均为 s 的函数。等式 4 中的负号表示图 2 中求和节点的负反馈导致相位反转。根据等式 4 定义的 H_{OL} 导致等式 5 中分母的减法运算，直观地解释了闭环稳定性。

检查等式 5，可以发现潜在的环路稳定性问题。由于 H_{OL} 是复数频率 $s = \sigma + j\omega$ 的函数，它必然具有取决于频率的幅度和相位分量。因此，对于任意的 s 值，如果 H_{OL} 同时表现出单位增益和零点相移特性（或 2π 弧度的整数倍），则 H_{CL} 分母为零，闭环增益再次变为未定义，系统变得极不稳定。这意味着稳定性受依赖于频率的 H_{OL} 幅度和相位特性所控制。事实上，在使得 H_{OL} 为单位幅度的频率处， H_{OL} 相位必须离开零（或离开 2π 任意整数倍）足够远，才能避免等式 5 中的分母为零。

使 H_{OL} 为单位幅度处的频率 ω_0 非常重要。 ω_0 处的 H_{OL} 相位决定了系统的相位裕量 ϕ_M 。 ω_0 和 ϕ_M 都可由 H_{OL} 推导得出。

根据 ω_0 和 ϕ_M 定义 R_0 和 C_0

ω_0 和 C_0

使用设计参数 ω_0 和 ϕ_M 来确定 R_0 和 C_0 值要求表达式包含这四个变量，以及其它常数项。可以从等式 4 入手，因为等式 4 定义了 H_{OL} 。这样便将 H_{LF} 加入其中，进而通过 T_1 和 T_2 加入 R_0 和 C_0 。由于 H_{OL} 具有幅度和相位，因此原则上 ω_0 和 ϕ_M 也能加入其中。将等式 3 代入等式 4，重新排列各项可得等式 6；等式 6 以 T_1 和 T_2 以及常数 K 、 N 和 C_P 来表示 H_{OL} ：

将等式 3 代入等式 4，重新排列各项可得等式 6；等式 6 以 T_1 和 T_2 以及常数 K 、 N 和 C_P 来表示 H_{OL} ：

$$H_{OL}(s) = -\left(\frac{K}{s^2 N C_P}\right) \left(\frac{T_1}{T_2}\right) \left(\frac{s T_2 + 1}{s T_1 + 1}\right) \quad (6)$$

在 $s = j\omega$ 时进行评估，可得 H_{OL} 频率响应如下：

$$H_{OL}(j\omega) = -\left(\frac{K}{(j\omega)^2 N C_P}\right) \left(\frac{T_1}{T_2}\right) \left(\frac{j\omega T_2 + 1}{j\omega T_1 + 1}\right) \quad (7)$$

分母中的 $(j\omega)^2$ 项可简化为 $-\omega^2$ ：

$$H_{OL}(j\omega) = \left(\frac{K}{\omega^2 N C_P}\right) \left(\frac{T_1}{T_2}\right) \left(\frac{j\omega T_2 + 1}{j\omega T_1 + 1}\right) \quad (8)$$

H_{OL} 幅度和相位为：

$$|H_{OL}(j\omega)| = \left(\frac{K}{\omega^2 N C_P}\right) \left(\frac{T_1}{T_2}\right) \left(\frac{1}{1 + (\omega T_1)^2}\right) \sqrt{(1 + \omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_2 - T_1)^2} \quad (9)$$

$$\angle H_{OL}(j\omega) = \arctan(\omega T_2) - \arctan(\omega T_1) \quad (10)$$

记住， T_1 和 T_2 是 R_0 、 C_0 和 C_P 代数组组合的缩写表达式。 $\omega = \omega_0$ 时评估等式 9，并使 $|H_{OL}| = 1$ 即可定义单位增益频率 ω_0 ，表示 H_{OL} 为单位幅度时的频率。

$$1 = \left(\frac{K}{\omega_0^2 N C_P}\right) \left(\frac{T_1}{T_2}\right) \left(\frac{1}{1 + (\omega_0 T_1)^2}\right) \sqrt{(1 + \omega_0^2 T_1 T_2)^2 + \omega_0^2 (T_2 - T_1)^2} \quad (11)$$

类似地， $\omega = \omega_0$ 时评估等式 10，并使 $\angle H_{OL} = \phi_M$ 即可定义相位裕量 ϕ_M ，表示频率为 ω_0 （单位增益频率）时的 H_{OL} 相位。

$$\Phi_M = \arctan(\omega_0 T_2) - \arctan(\omega_0 T_1) \quad (12)$$

扩展等式 11 和等式 12 很容易，将等式 1 中的 T_2 和等式 2 中的 T_1 代入即可将 R_0 和 C_0 带入等式。因此，我们顺利地将 ω_0 和 ϕ_M 与变量 R_0 和 C_0 以及常数 K 、 N 和 C_P 相关联。

同时求解我们所得到的等式中的 R_0 和 C_0 很困难。MathCad® 提供的符号处理器可求解这两个联立方程，但必须以 $\arctan$ 代替 $\arccos$ 。进行变换后，符号处理器便可求解 R_0 和 C_0 ，得到下列解集（ R_{0A} 、 C_{0A} ； R_{0B} 、 C_{0B} ； R_{0C} 、 C_{0C} ；以及 R_{0D} 、 C_{0D} ）。有关对等式 12 进行变换以便使用 $\arccos$ 函数的详细信息请参见附录。

$$\begin{aligned}
 R_{0A} &= \frac{\omega_0 K N \sqrt{1 - \cos^2(\Phi_M)}}{K^2 + 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2} & C_{0A} &= -\left(\frac{K^2 + 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2}{N \omega_0^2 (C_P N \omega_0^2 + K \cos(\Phi_M))} \right) \\
 R_{0B} &= -\left(\frac{\omega_0 K N \sqrt{1 - \cos^2(\Phi_M)}}{K^2 + 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2} \right) & C_{0B} &= -\left(\frac{K^2 + 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2}{N \omega_0^2 (C_P N \omega_0^2 + K \cos(\Phi_M))} \right) \\
 R_{0C} &= \frac{\omega_0 K N \sqrt{1 - \cos^2(\Phi_M)}}{K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2} & C_{0C} &= -\left(\frac{K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2}{N \omega_0^2 (C_P N \omega_0^2 - K \cos(\Phi_M))} \right) \\
 R_{0D} &= -\left(\frac{\omega_0 K N \sqrt{1 - \cos^2(\Phi_M)}}{K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2} \right) & C_{0D} &= -\left(\frac{K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2}{N \omega_0^2 (C_P N \omega_0^2 - K \cos(\Phi_M))} \right)
 \end{aligned}$$

这个结果是有问题的，因为目标是在给定 ω_0 和 ϕ_M 的情况下求解 R_0 和 C_0 ；而运算结果表明存在四对可能的 R_0 和 C_0 ，而非唯一的 R_0 、 C_0 对。然而，若进一步检查这四组结果，便可得出只有一组解。

注意，就 PLL 建模而言，上述等式中的所有变量都具有正值，包括 $\cos(\phi_M)$ ；这是因为， ϕ_M 的范围限制在 0 和 $\pi/2$ 之间。因此， C_{0A} 和 R_{0B} 显然是负数。由此可知， R_{0A} 、 C_{0A} 和 R_{0B} 、 C_{0B} 可立即加以排除，因为元件值不可能为负，但需进一步分析 R_{0C} 、 C_{0C} 和 R_{0D} 、 C_{0D} 。

注意，包含 R_{0C} 、 C_{0C} 和 R_{0D} 、 C_{0D} 在内的四个等式有公因数：

$$K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2 \quad (13)$$

进一步分析可知，等式 13 的形式为： $a^2 - (2ac)\cos(\beta) + c^2$ 。以 b^2 表示该式，可得：

$$b^2 = a^2 + c^2 - (2ac)\cos(\beta) \quad (14)$$

等式 14 即为余弦定理，以 a 、 b 和 c 表示三角形的三条边长度， β 表示顶点对边 b 的内角。由于 b^2 表示三角形一条边长度的平方，它必须为正，这也就意味着等式 14 的等号右边也必须为正。因此，等式 13 必须为正，意味着 R_{0D} 的分母为正。 R_{0D} 的分子同样为正，因此 R_{0D} 必须为负，这便排除了 R_{0D} 、 C_{0D} 。这使得仅有 R_{0C} 、 C_{0C} 对可作为等式 11 和等式 12 的解。

$$R_0 = \frac{\omega_0 K N \sqrt{1 - \cos^2(\Phi_M)}}{K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2} \quad (15)$$

$$C_0 = \frac{K^2 - 2K C_P N \omega_0^2 \cos(\Phi_M) + (C_P N \omega_0^2)^2}{N \omega_0^2 (K \cos(\Phi_M) - C_P N \omega_0^2)} \quad (16)$$

R₀ 和 C₀ 的限制

虽然等式 15 和等式 16 有可能是等式 11 和等式 12 的公共解，但它们仅在 R₀ 和 C₀ 均为正时才有效。仔细检查 R₀ 可知其为正——它的分子为正，因为 cos²(x) 范围为 0 到 1，且它的分母与等式 13 相同，由前文可知其为正。C₀ 分子同样与等式 13 相同，因此只要分母满足下列条件，C₀ 就为正：

$$K \cos(\Phi_M) > C_P N \omega_0^2 \quad (17)$$

图 3 以图形方式表示这种关系；不等式 17 左右两侧均等于 y（蓝色曲线和绿色曲线），水平轴共享 ω₀ 和 φ_M。两条曲线的交点表示 ω₀ 和 φ_M 的边界。红色弧线部分所表示的条件使等式 17 成立。红色弧线下方的水平轴部分决定了 C₀ 为正的 φ_M 和 ω₀ 范围。注意，蓝色曲线和绿色曲线交点正下方水平轴上的点确定了 φ_{M_MAX}，即 φ_M 的最大值；该值确保 C₀ 为正。

$$\Phi_{M_MAX} = \arccos\left(\frac{C_P N \omega_0^2}{K}\right) \text{ radians} \quad (18)$$

等式 18 要求 C_PNω₀² 小于 K，才能满足 φ_{M_MAX} 的 arccos 范围为 0 到 π/2 的限制条件。这便确定了 ω_{0_MAX}，即 ω₀ 的上限，保证 C₀ 为正。

$$\omega_{0_MAX} = \sqrt{\frac{K}{C_P N}} \text{ radians/s} \quad (19)$$

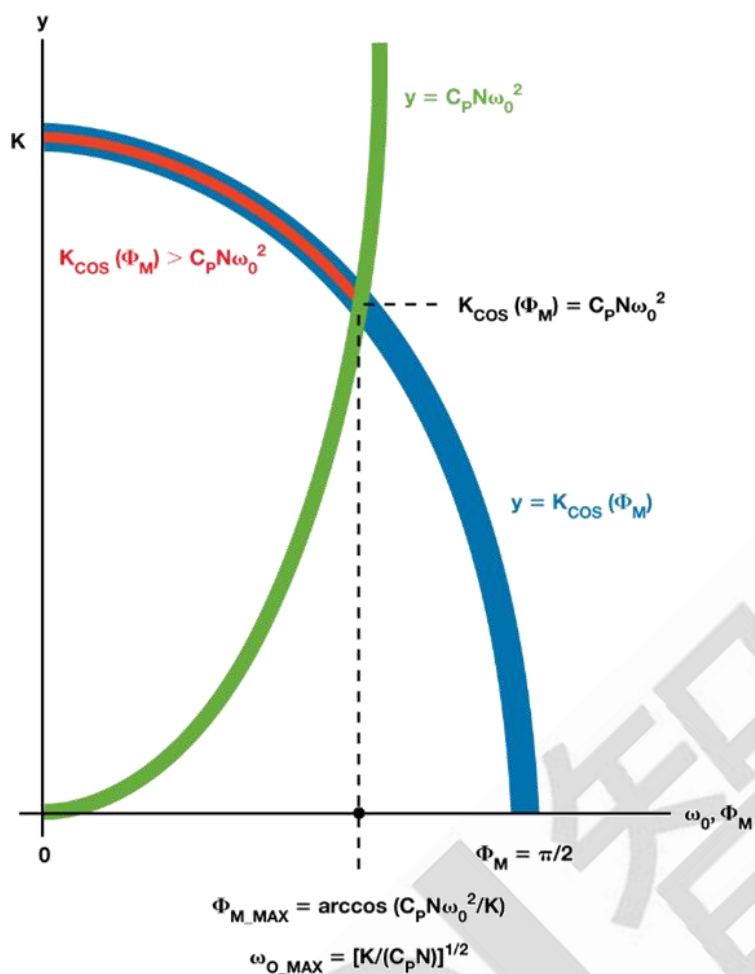


图 3. C_0 分母的限制条件

补偿 R_2 和 C_2 （三阶环路滤波器）

就三阶环路滤波器而言， R_2 和 C_2 分量产生额外的相移 $\Delta\phi$ ；该相移与二阶环路滤波器有关：

$$\Delta\Phi = -\arctan(\omega_0 R_2 C_2) \quad (20)$$

为了处理这个额外的相移，应将其从所需的 ϕ_M 值中扣除。

$$\Phi_{M_MAX} = \Phi_M - \Delta\Phi = \Phi_M + \arctan(\omega_0 R_2 C_2) \quad (21)$$

将 ϕ_{M_NEW} 代入等式 15 和等式 16 可得到不同的 R_0 和 C_0 ，然后针对二阶解，将新数值用来补偿 R_2 和 C_2 引入的额外相移。 R_2 和 C_2 的存在还会影响 ϕ_{M_MAX} ，即 ϕ_M 的最大允许值。 ϕ_M 新的最大值 ($\phi_{M_MAX_NEW}$) 为：

$$\Phi_{M_MAX_NEW} = \Phi_{M_MAX} + \Delta\Phi = \arccos(\omega_0^2 NC_P / K) - \arctan(\omega_0 R_2 C_2) \quad (22)$$

结论

本文演示了仅有 R_0 和 C_0 元件值可调节时，如何使用开环单位增益带宽 (ω_0) 和相位裕量 (ϕ_M) 作为二阶或三阶环路滤波器的设计参数。采用 R_0 和 C_0 的二阶环路滤波器仿真 PLL，结果与 H_{OL} 以及由此得到的相位裕量理论值完美吻合，从而验证了这些等式。根据等式 19 和等式 18，参数 ω_0 和 ϕ_M 针对二阶环路滤波器分别具有上限值。

确定 R_0 和 C_0 的过程中对二阶环路滤波器进行了假设，但通过将所需的相位裕量 (ϕ_M) 根据等式 21 调节为新的值 (ϕ_{M_NEW}) 便可扩展应用到三阶环路滤波器的设计中，进而根据等式 22 得到一个新的上限值 ($\phi_{M_MAX_NEW}$)。

虽然使用二阶环路滤波器进行仿真可验证等式 15 和等式 16，但若要验证将设计过程扩展至三阶环路滤波器的等式则需对环路滤波器响应 $H_{LF}(s)$ 进行重新定义，使其包含 R_2 和 C_2 ，如下所示：

$$H_{LF}(s) = \frac{sR_0C_0 + 1}{s(s^2R_0R_2C_0C_2C_P + sR_2C_0C_2 + sR_0C_0C_P + sR_2C_2C_P + sR_0C_0C_2 + C_0 + C_2 + C_P)}$$

将 H_{LF} 的这种形式应用到 H_{OL} 和 H_{CL} 等式，便可使用 R_0 和 C_0 仿真三阶环路滤波器设计。对其进行仿真可知，当使用三阶环路滤波器时，由理论频率响应和相位裕量推导而得的 R_0 和 C_0 计算值与 PLL 的 H_{OL} 有关。这主要是因为受到了三阶环路滤波器中 H_{OL} 的 R_2 和 C_2 影响。

如前所述， R_0 和 C_0 等式假定为使用二阶环路滤波器，但在二阶滤波器中不存在 R_2 和 C_2 ，因此虽然通过调节 R_0 和 C_0 可以补偿 R_2 和 C_2 造成的相移，但是将它们看做二阶环路滤波器的一部分还是会构成一个误差源。然而，哪怕存在这样的误差，仿真结果也表明，使用经过调节的 R_0 和 C_0 值，但将 ω_0 限制在最高为等式 19 推导结果的 $1/4$ 也能获得令人满意的结果。事实上，仿真开环带宽和相位裕量的结果表明，使用三阶环路滤波器的 PLL，其与设计参数 (ω_0 和 ϕ_M) 的偏差很小。

仿真结果

以下为针对三阶环路滤波器 PLL 运行四次仿真的结果。所有仿真均采用下列固定环路

滤波器元件和 PLL 参数：

$$C_P = 1.5 \text{ nF}$$

$$R_2 = 165 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = 337 \text{ pF}$$

$$K_D = 30 \text{ }\mu\text{A}$$

$$K_V = 3072 \text{ (25 ppm/V at 122.88 MHz)}$$

$$N = 100$$

仿真 1 和仿真 2 使用 $\omega_0 = 100 \text{ Hz}$ ，该值接近 124.8 Hz 的计算上限值 (ω_{0_MAX})。因此，仿真 1 和仿真 2 偏离设计参数值 (ω_0 和 ϕ_M) 约 10%。另一方面，仿真 3 和仿真 4 使用 $\omega_0 = 35 \text{ Hz}$ ，约为上限值的 $1/4$ 。与预期相一致，仿真 3 和仿真 4 非常接近设计参数 (ω_0 和 ϕ_M)，误差仅为 1% 左右。

表 1 汇总了仿真结果，并囊括了给定设计参数 ω_0 和 ϕ_M 的 R_0 、 C_0 、 ω_{0_MAX} 和 ϕ_{M_MAX} 计算值。注意，为了方便进行对比，建议仿真 1 和仿真 3 都使用 $\phi_M = 80^\circ$ ，但仿真 1 必须满足等式 22 的限制条件，即 $\phi_M < 48^\circ$ （因此，选择 42° ）。

	仿真1		仿真2		仿真3		仿真4	
参数	ω_0	ϕ_M	ω_0	ϕ_M	ω_0	ϕ_M	ω_0	ϕ_M
设计	100 Hz	42°	100 Hz	30°	35 Hz	80°	35 Hz	30°
仿真	93.1 Hz	38.7°	92.5 Hz	27.1°	34.9 Hz	79.0°	34.7 Hz	29.3°
R_0	969.6 k Ω		1118 k Ω		240.1 k Ω		139.9 k Ω	
C_0	14.85 nF		3.670 nF		225.5 nF		21.24 nF	
ω_{0_MAX}	124.8 Hz		124.8 Hz		124.8 Hz		124.8 Hz	
ϕ_{M_MAX}	48.0°		48.0°		84.8°		84.8°	

表 1：仿真结果汇总

图 4 和图 5 显示各仿真的开环和闭环响应。

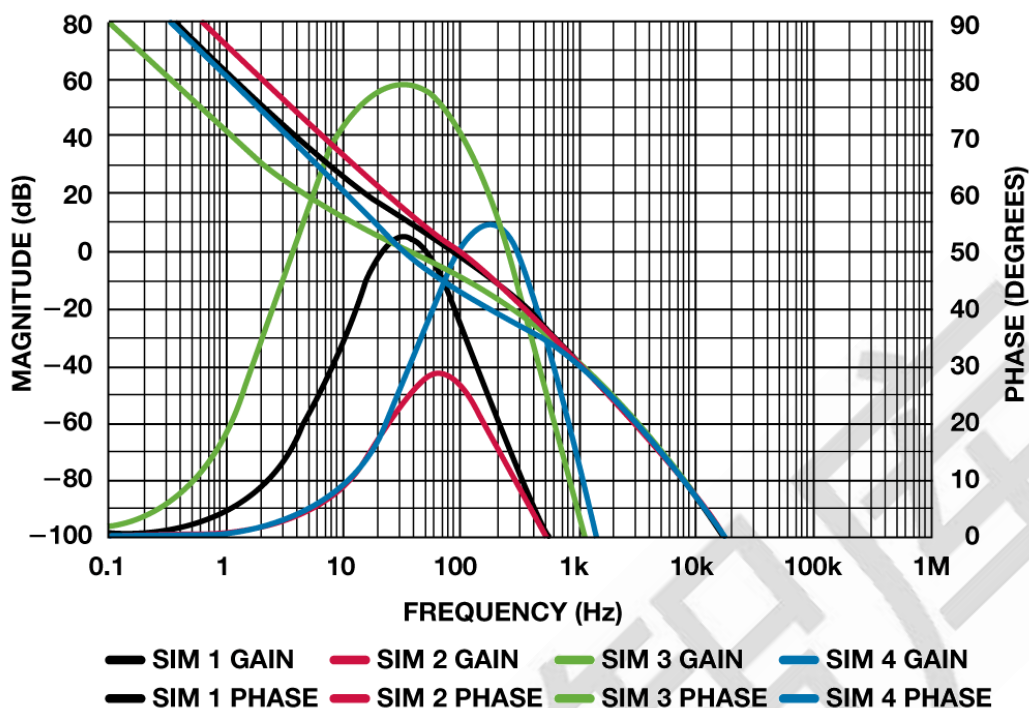


图 4. 开环增益和相位

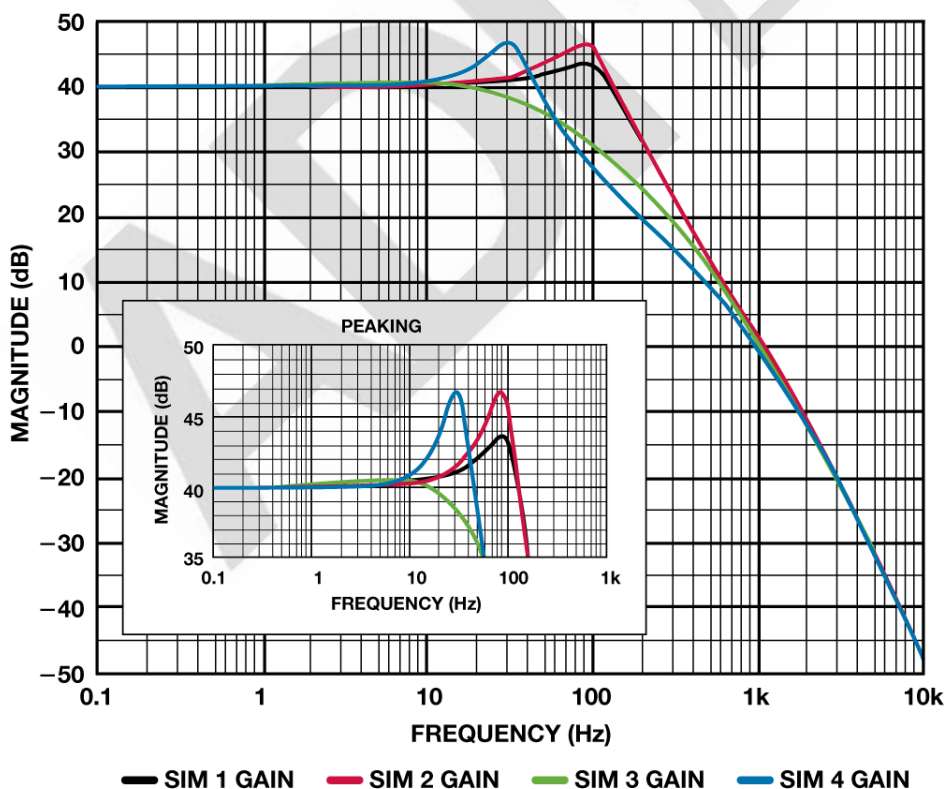


图 5. 闭环增益

附录—将非连续 **Arctan** 函数转换为连续 **Arccos** 函数

等式 10 演示了角度 ϕ 等于角度 θ_2 和角度 θ_1 之差，其中 $\theta_2 = \arctan(\omega T_2)$ ， $\theta_1 = \arctan(\omega T_1)$ 。此外， ωT_2 可以表示为 $x/1$ ； ωT_1 可以表示为 $y/1$ ：

$$\Phi = \theta_2 - \theta_1 = \arctan\left(\frac{x}{1}\right) - \arctan\left(\frac{y}{1}\right)$$

这表明两者之间存在如图 6 所示的几何关系，其中 θ_1 和 θ_2 分别由图 6 (b) 和图 6 (a) 的三角形定义。图 6(c) 结合了这两个三角形，表示 ϕ 等于 θ_1 和 θ_2 之差。

余弦定理将三角形的某个内角 (θ) 与三角形的三条边 (a 、 b 和 c) 相关联，关系式如下：

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab \cos(\theta)$$

(θ is the angle opposite side c)

将余弦定理用在图 6(c) 的 ϕ 角，得到：

$$(x - y)^2 = \left(\sqrt{1 + x^2}\right)^2 + \left(\sqrt{1 + y^2}\right)^2 - 2\sqrt{1 + x^2}\sqrt{1 + y^2} \cos \Phi$$

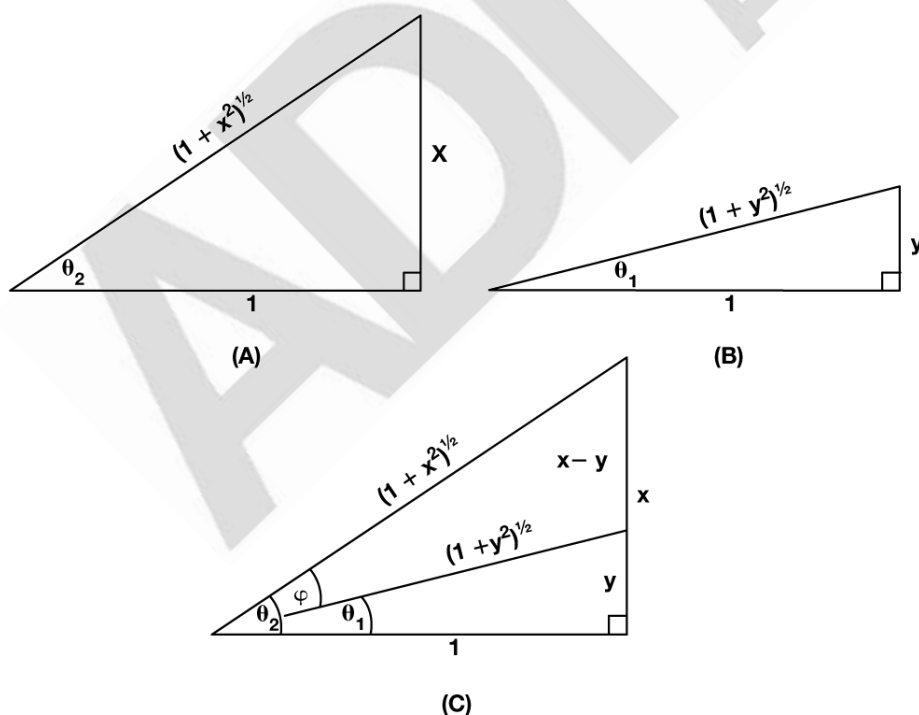


图 6. 等式 10 的几何表示

求解 ϕ :

$$\Phi = \arccos\left(\frac{1 + xy}{\sqrt{(1 + x^2)(1 + y^2)}}\right)$$

但是，由于 $x/1 = \omega T_2$ 且 $y/1 = \omega T_1$ ，因此可用 T_1 和 T_2 来表示 ϕ 。

$$\Phi = \arccos\left(\frac{1 + \omega^2 T_1 T_2}{\sqrt{[1 + (\omega T_2)^2][1 + (\omega T_1)^2]}}\right)$$

15. 为什么 IC 需要自己的去耦电容？

为了保证高频输入和输出。（这不是说电容能跳 Hokey Cokey1。）

每个集成电路 (IC) 都必须使用电容将各电源引脚连接到器件上的地，原因有二：防止噪声影响其本身的性能，以及防止它传输噪声而影响其它电路的性能。

电力线就像天线一样，可能会拾取其它地方的高频 (HF) 噪声，然后通过电场、磁场、电磁场和直接传导等方式耦合到系统中。电源端的高频噪声会影响许多电路的性能，因此，必须将 IC 电源上存在的任何高频噪声短接到地。为实现噪声短接，我们不能使用导体，因为它会造成直流短路，烧毁保险丝，但可以使用电容（通常为 1nF 至 100nF），它不仅能隔直，而且能实现高频噪声的短路连接。

1cm 导线或 PC 走线具有大约 8nH 的电感（5Ω、100MHz 时），很难形成短路。用作高频短路的电容必须具有较低的引线和 PC 走线电感，因此，各电源电容必须非常靠近它去耦的 IC 的两个引脚。选择内部电感较低的电容也很重要，通常使用陶瓷电容。

许多 IC 中的电路会在电源端产生高频噪声，这种噪声也必须通过跨接在电源上的电容进行短路，以免破坏系统的其它部分。同样，引线和 PC 走线的长度至关重要：一方面，长引线会充当电感，使短路不够理想；另一方面，长导体会充当天线，通过电场、磁场和电磁场等方式将高频噪声传输到系统的其它部分。

因此，每个 IC 的每个电源引脚都应通过电感非常低的电容连接到 IC 的地引脚，地引脚可能有多个，必须利用较宽的低电感 PC 走线将所有地引脚接合在一起，使之成为单个

低阻抗等电位星型接地点，这一点非常重要。

16. 实验：PN 结电容与电压的关系

目标

本实验活动的目的是测量反向偏置 PN 结的容值与电压的关系。

背景知识

PN 结电容

增加 PN 结上的反向偏置电压 V_J 会导致连接处电荷的重新分配，形成耗尽区或耗尽层（图 1 中的 W ）。这个耗尽层充当电容的两个导电板之间的绝缘体。这个 W 层的厚度与施加的电场和掺杂浓度呈函数关系。PN 结电容分为势垒电容和扩散电容两部分。在反向偏置条件下，不会发生自由载流子注入；因此，扩散电容等于零。对于反向和小于二极管开启电压（硅芯片为 0.6 V）的正偏置电压，势垒电容是主要的电容来源。在实际应用中，根据结面积和掺杂浓度的不同，势垒电容可以小至零点几 pF，也可以达到几百 pF。结电容与施加的偏置电压之间的依赖关系被称为结的电容-电压 (CV) 特性。在本次实验中，您将测量各个 PN 结（二极管）此特性的值，并绘制数值图。

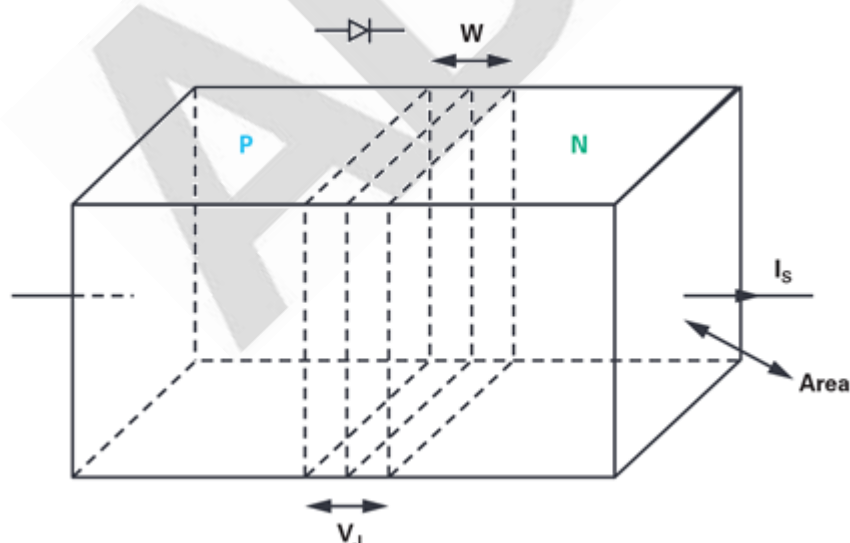


图 1. PN 结耗尽区。

材料

- ADALM2000 主动学习模块
- 无焊面包板
- 一个 10 k Ω 电阻
- 一个 39 pF 电容
- 一个 1N4001 二极管
- 一个 1N3064 二极管
- 一个 1N914 二极管
- 红色、黄色和绿色 LED
- 一个 2N3904 NPN 晶体管
- 一个 2N3906 PNP 晶体管

步骤 1

在无焊面包板上，按照图 2 和图 3 所示构建测试设置。第一步是利用在 AWG 输出和示波器输入之间连接的已知电容 C1 来测量未知电容 C_m。两个示波器负输入 1- 和 2- 都接地。示波器通道 1+ 输入与 AWG1 输出 W1 一起连接到面包板上的同一行。将示波器通道 2+ 插入面包板，且保证与插入的 AWG 输出间隔 8 到 10 行，将与示波器通道 2+ 相邻偏向 AWG1 的那一行接地，保证 AWG1 和示波器通道 2 之间任何不必要的杂散耦合最小。由于没有屏蔽飞线，尽量让 W1 和 1+ 两条连接线远离 2+ 连接线。

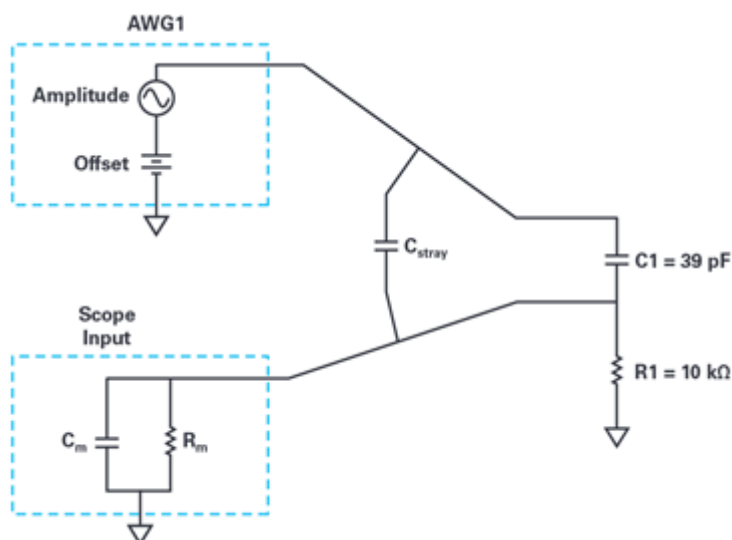


图 2. 用于测量 C_m 的步骤 1 设置。

硬件设置

使用 Scopy 软件中的网络分析仪工具获取增益（衰减）与频率（5 kHz 至 10 MHz）的关系图。示波器通道 1 为滤波器输入，示波器通道 2 为滤波器输出。将 AWG 偏置设置为 1 V，幅度设置为 200 mV。测量一个简单的实际电容时，偏置值并不重要，但在后续步骤中测量二极管时，偏置值将会用作反向偏置电压。纵坐标范围设置为 +1 dB（起点）至 -50 dB。运行单次扫描，然后将数据导出到 .csv 文件。您会发现存在高通特性，即在极低频率下具有高衰减，而在这些频率下，相比 $R1$ ，电容的阻抗非常大。在频率扫描的高频区域，应该存在一个相对较为平坦的区域，此时， $C1$ 、 C_m 容性分压器的阻抗要远低于 $R1$ 。

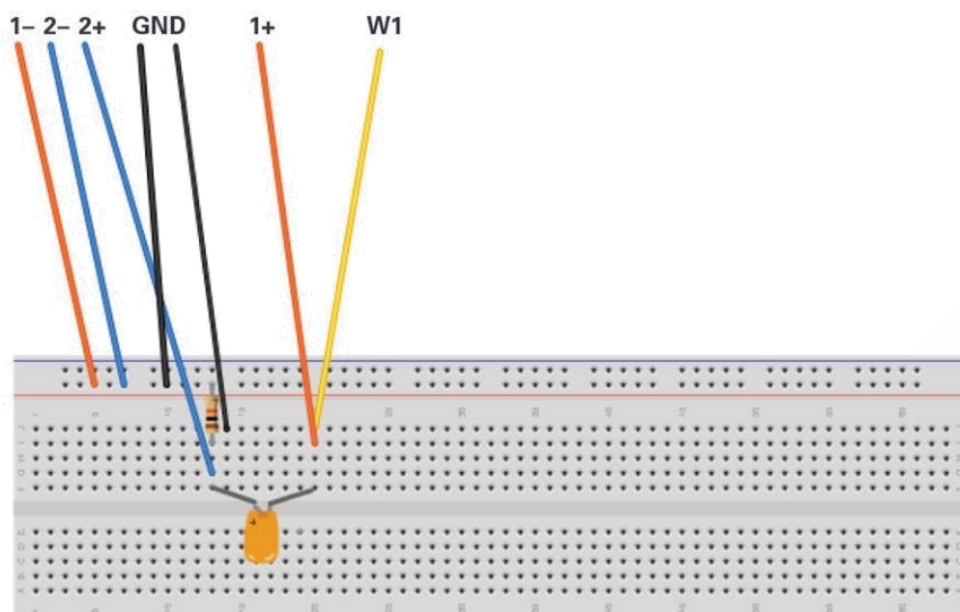


图 3. 用于测量 C_m 的步骤 1 设置

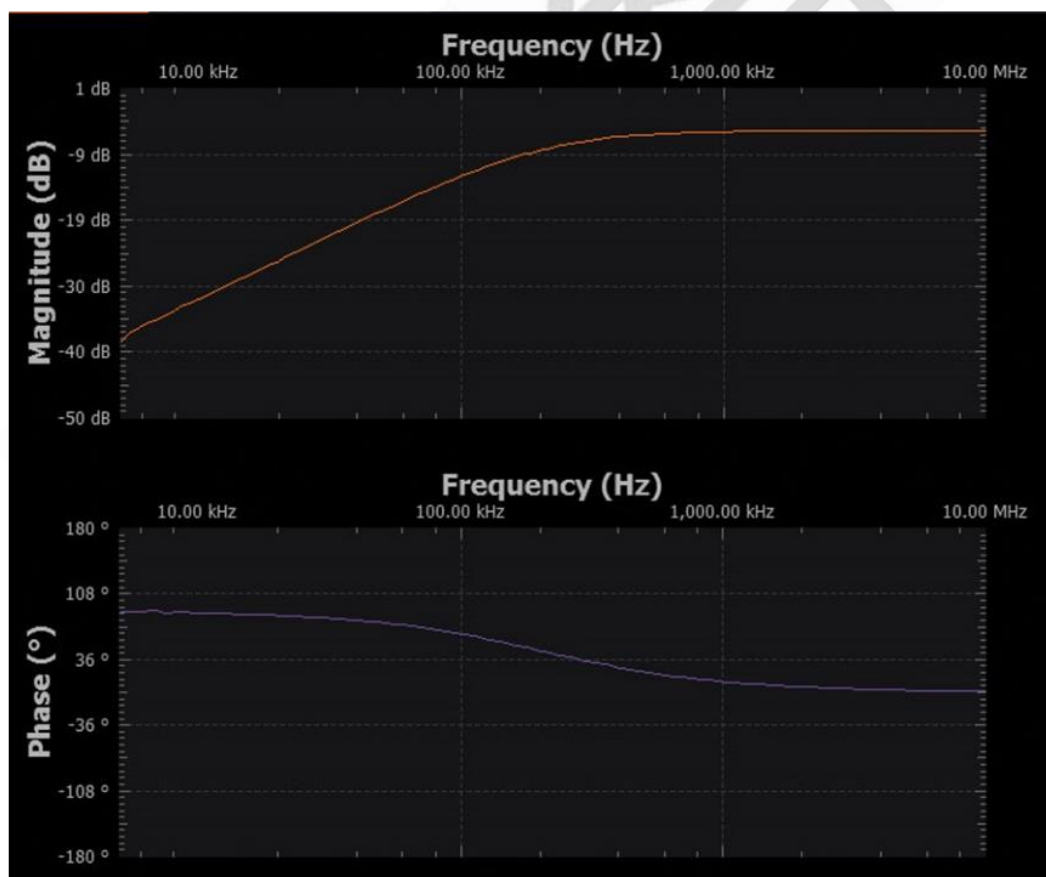


图 4. Scopy 屏幕截图。

我们选择让 $C1$ 远大于 C_{stray} ，这样可以在计算中忽略 C_{stray} 但是计算得出的值仍与未知的 C_m 。

在电子表格程序中打开保存的数据文件，滚动至接近高频 (>1 MHz) 数据的末尾部分，其衰减电平基本是平坦的。记录幅度值为 G_{HF1} (单位: dB)。在已知 G_{HF1} 和 $C1$ 的情况下，我们可以使用以下公式计算 C_m 。记下 C_m 值，在下一步测量各种二极管 PN 结的电容时，我们需要用到这个值。

$$G_{\text{HF1}} = 20 \log \times \frac{C1}{(C_m + C1)} \quad (1)$$

步骤 2

现在，我们将在各种反向偏置条件下，测量 ADALM2000 模拟套件中各种二极管的电容。在无焊面包板上，按照图 4 和图 5 所示构建测试设置。只需要使用 D1 (1N4001) 替换 $C1$ 。插入二极管，确保极性正确，这样 AWG1 中的正偏置将使二极管反向偏置。

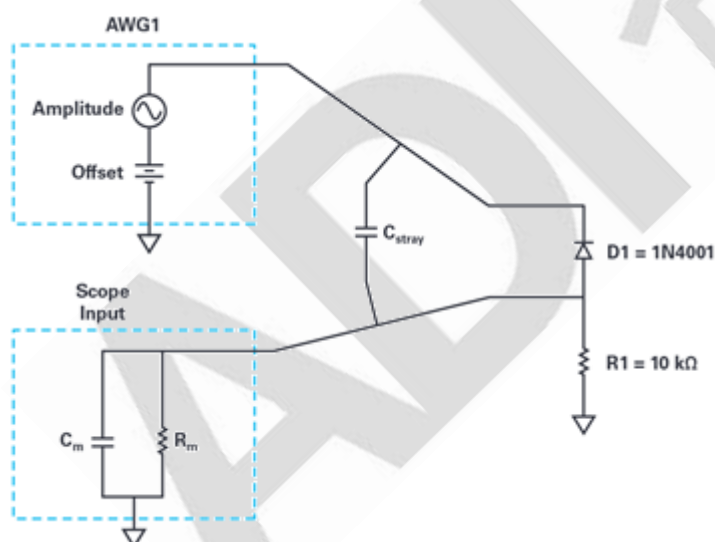


图 5. 用于测量二极管电容的步骤 2 设置。

硬件设置

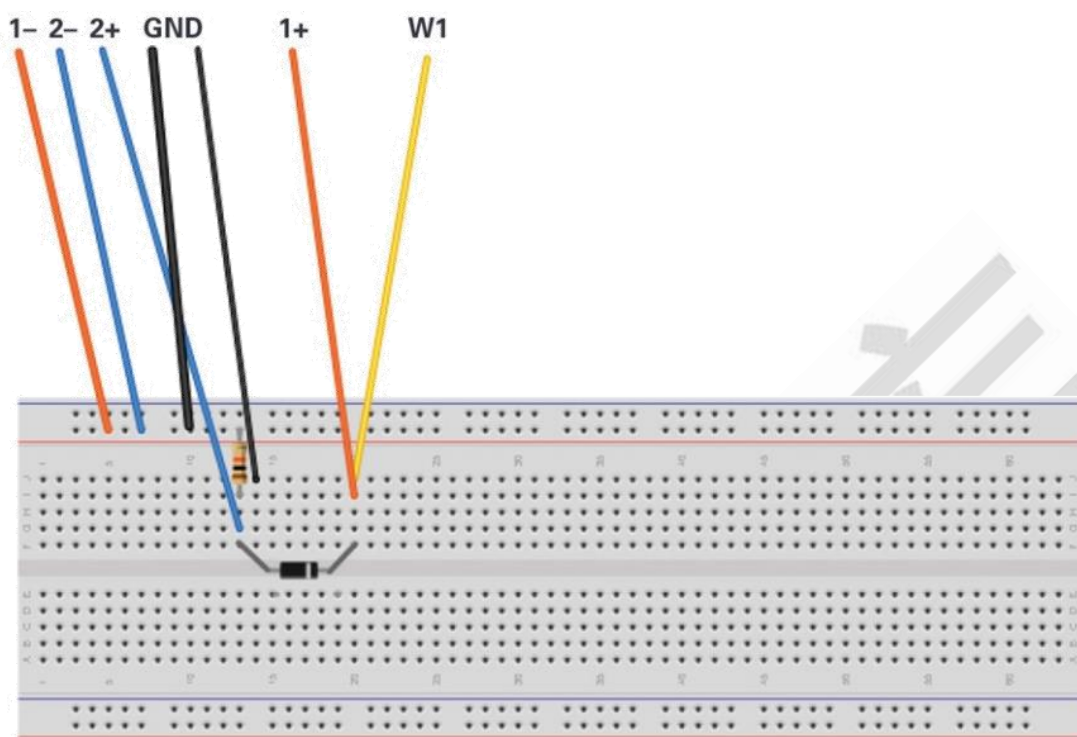


图 6. 用于测量二极管电容的步骤 2 设置。

使用 Scopy 软件中的网络分析仪工具获取表 1 中各 AWG 1 DC 偏置值时增益（衰减）与频率（5 kHz 至 10 MHz）的关系图。将每次扫描的数据导出到不同的 .csv 文件。

程序步骤

在表 1 剩余的部分，填入各偏置电压值的 G_{HF} 值，然后使用 C_m 值和步骤 1 中的公式来计算 C_{diode} 的值。

偏置电压	G_{HF}	C_{diode}
0 V		
1 V		
2 V		
3 V		
4 V		

表 1. 电容与电压数据

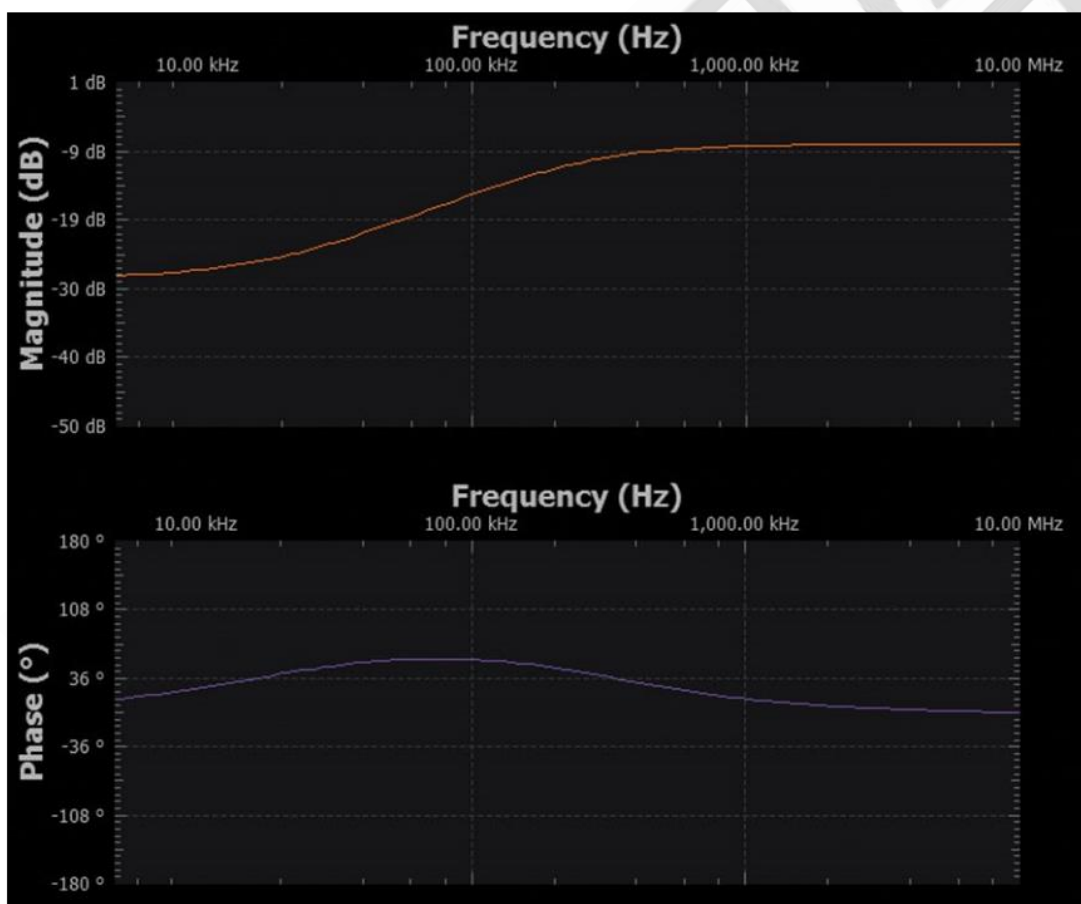


图 7. 偏置为 0 V 时的 Scopy 屏幕截图。

使用 ADALM2000 套件中的 1N3064 二极管替换 1N4001 二极管，然后重复对第一个二极管执行的扫描步骤。将测量数据和计算得出的 C_{diode} 值填入另一个表。与 1N4001 二

极管的值相比，1N3064 的值有何不同？您应该附上您测量的各二极管的电容与反向偏置电压图表。

然后，使用 ADALM2000 套件中的一个 1N914 二极管，替换 1N3064 二极管。然后，重复您刚对其他二极管执行的相同扫描步骤。将测量数据和计算得出的 C_{diode} 值填入另一个表。与 1N4001 和 1N3064 二极管的值相比，1N914 的值有何不同？

您测量的 1N914 二极管的电容应该远小于其他两个二极管的电容。该值可能非常小，几乎与 C_{stray} 的值相当。

额外加分的测量

发光二极管或 LED 也是 PN 结。它们是由硅以外的材料制成的，所以它们的导通电压与普通二极管有很大不同。但是，它们仍然具有耗尽层和电容。为了获得额外加分，请和测量普通二极管一样，测量 ADALM2000 模拟器套件中的红色、黄色和绿色 LED。在测试设置中插入 LED，确保极性正确，以便实现反向偏置。如果操作有误，LED 有时可能会亮起。

17. “如果没坏，就不要修理。” 调节固定增益差分放大器的增益

我们能够增加固定增益差分放大器的增益吗？可以，通过增加更多的电阻。

经典的四电阻差分放大器可以解决许多测量难题。但是，总有一些应用需要的灵活性比这些放大器所能提供的更高。由于在差分放大器中电阻匹配直接影响到增益误差和共模抑制比 (CMRR)，所以将这些电阻集成到同一个裸片上可以实现高性能。但是，仅仅依靠内部电阻来设置增益，用户就无法在制造商的设计选择之外灵活选择自己想要的增益。

在信号链中使用固定增益放大器时，如果需要更多的增益，通常会添加另一个放大器级来实现所需的总增益。虽然这种方法非常有效，但它会增加整体的复杂性、所需的板空间、噪音、成本等。或者，您可以选择另一种方法，在不增加第二个增益级的情况下增加系统增益。通过在固定增益放大器上增加几个电阻来提供正反馈路径，此举可以减少整体的负反馈，从而获得更高的整体增益。

在典型的负反馈配置中，反馈给反相输入的输出部分被称为 β ，电路的增益为 $1/\beta$ 。 $\beta = 1$ 时，整个输出信号被返回给反相输入端，由此实现单位增益缓冲器。 β 值较低时，实现的增益较高。

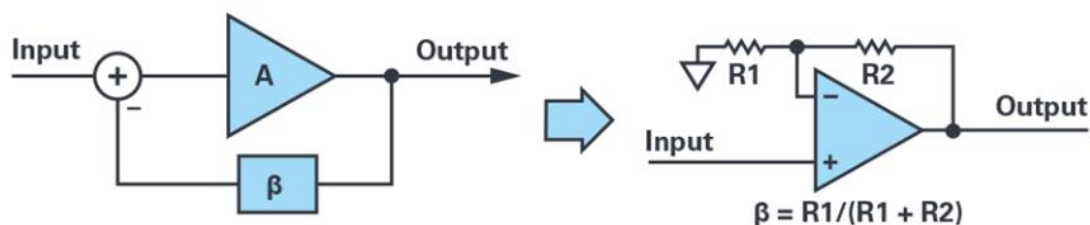


图 1. 负反馈：非反相运算放大器配置。

为了提高增益，必须降低 β 。这可以通过增加 $R2/R1$ 的比率来实现。但是，目前对于固定增益的的差动放大器还没有办法通过降低其传输到反相端的反馈来提高整体增益，因为这需要用到更大的反馈电阻或更小的输入电阻。通过将输出反馈提供给差动放大器的基准引脚，也就是同相输入端，即可提高之前的固定增益放大器的增益。此放大电路产生的复合反馈系数 $\beta(\beta_c)$ 是 β^- 和 β^+ 之间的差值，该系数同时也将决定放大电路的增益和带宽。请注意， β^+ 提供的是正反馈，因此必须确保净反馈仍然为负 ($\beta^- > \beta^+$)。

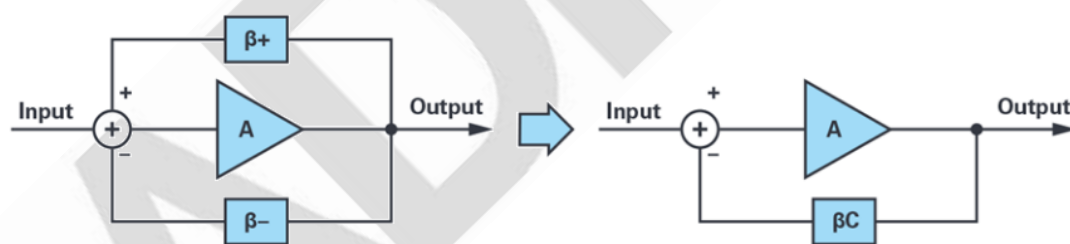


图 2. 组合 β 。

为了使用 β^+ 调节电路增益，第一步是计算 β^- （初始电路的 β ）。注意，衰减项 G_{attn} 是差动放大器的正输入信号与运算放大器的同相端输入之比。

$$\begin{aligned} G0 &= G_{attn} \times \text{Noise Gain} \\ \text{Noise Gain} &= 1/\beta^- \\ \beta^- &= G_{attn}/G0 \end{aligned} \tag{1}$$

一旦选定所需的增益，就可以确定所需的 β 以及 $\beta+$ 。因为固定增益放大器的增益是已知的，所以能够很简单地计算出 β 。

$$\begin{aligned}\beta_c &= G_{\text{attn}}/G1 \\ \beta_c &= \beta - \beta+ \\ \beta+ &= G_{\text{attn}}(1/G0 - 1/G1)\end{aligned}\quad (2)$$

$\beta+$ 的量正好是输出信号返回至运算放大器的同相输入端的一部分。记住，反馈会通过 $\beta+$ 路径至基准引脚，反馈信号会通过两个电阻的分压器（见图 3），这两个分压电阻阻值必须要通过计算才能实现正确的 $\beta+$ 。

差分放大器的一个关键特性是 CMRR。正极和负极网络上的电阻比是否匹配对于能否实现出色的 CMRR 至关重要，因此电阻 (R5) 也应该与正输入电阻串联，以平衡基准引脚上增加的电阻。

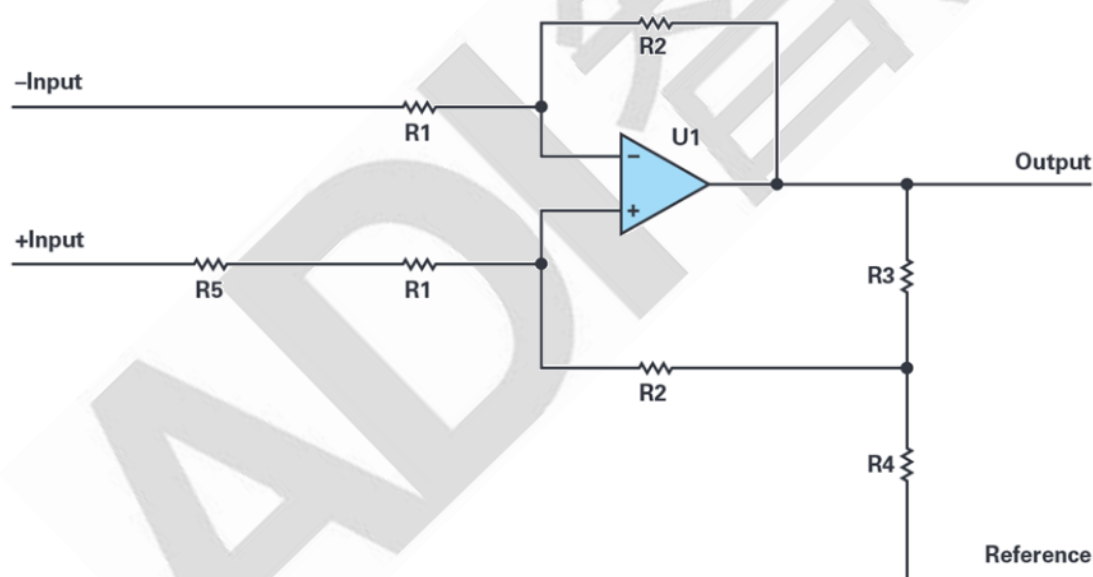


图 3. 四电阻固定增益差分放大器：增益调整。

为了确定电阻 R3 和 R4 所需的值，可以使用戴维南等效电路来简化分析。

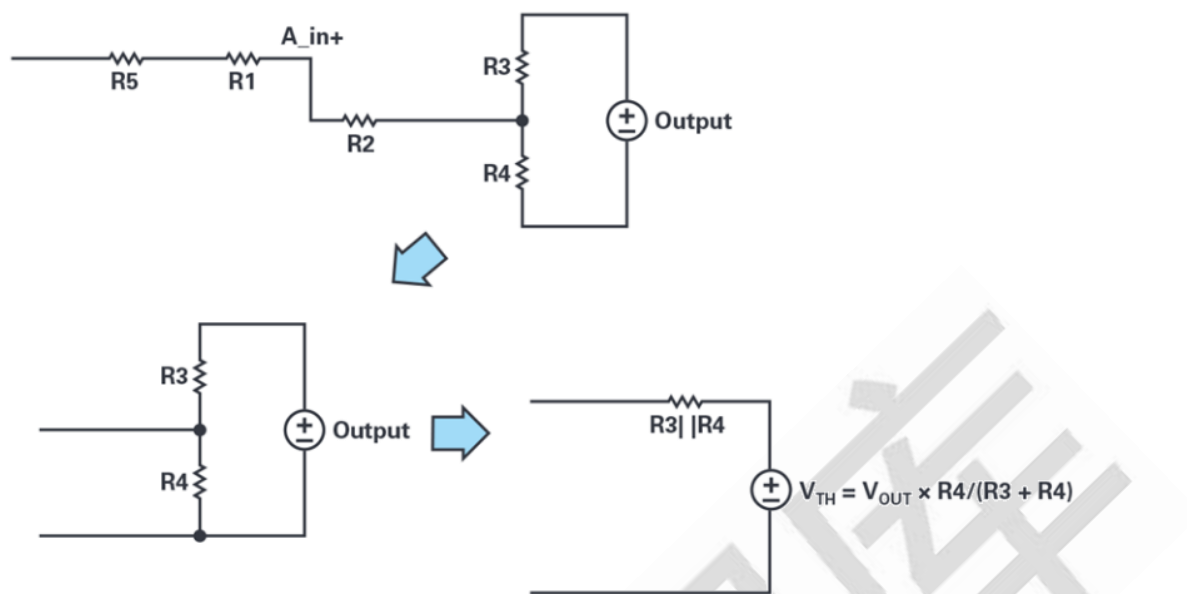


图 4. 戴维南等效电路

如上所述，为了保持良好的 CMRR，必须添加 R5。R5 的值由 R3 和 R4 的并联组合决定，其系数与输入衰减器中的电阻相同。因为 $R1/R2 = (1/G_{attn}) - 1$ 这个比率，R1 和 R5 分别可以用比率已定的 R2 和 $R3 \parallel R4$ 代替。

$$\text{Let } (1/G_{attn}) - 1 = \alpha \quad (3)$$

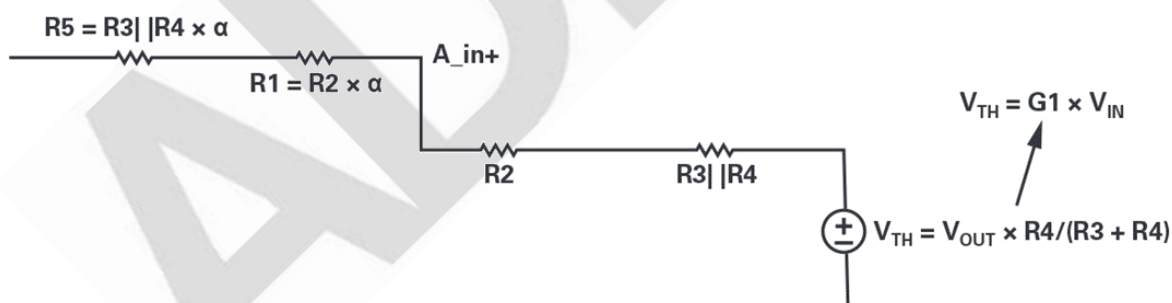


图 5. 经过简化的正输入电阻网络。

如前所述， V_{OUT} 至简化电路的 A_{in+} 的增益必须等于 $1/\beta+$ 。

$$\begin{aligned}
 V_{th} \times \alpha / (\alpha + 1) &= V_{A_in+} \\
 \text{since} \\
 V_{A_in+} / V_{OUT} &= \beta_+ \\
 \text{where} \\
 \beta_+ &= G_{attn}(1/G_0 - 1/G_1) \\
 R_4 / (R_3 + R_4) &= (1/\alpha) \times (1/G_0 - 1/G_1)
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

由于 R3 和 R4 加载运算放大器，所以应该注意不要选择太小的值。一旦选定了所需的负载 (R3 + R4)，就可以利用公式 4 轻松计算得出 R3 和 R4 的值。R3 和 R4 确定之后，可以利用 $R_3 \parallel R_4 \times \beta$ 计算得出 R5。

因为这种技术依赖于电阻比，所以具备很高的灵活性。在噪声和功耗之间需要进行权衡，电阻值应该足够大，可以防止运算放大器过载。此外，由于 R5 与 R3 和 R4 成比例，所以应该使用相同类型的电阻，以在各种温度下保持良好性能。如果 R3、R4 和 R5 一起漂移，那么这个比例将保持不变，并且由于这些电阻，即使有热漂移，也会保持在最低水平。由于运算放大器的噪声增益会增高，所以获得的带宽会按照增益带宽积的 β_c/β 比例降低。

AD8479 就可以实现这种技术的典型应用，它是一个单位增益的高共模差动放大器。AD8479 能够在 ± 600 V 共模下测量差分信号，并且具有固定的单位增益。有些应用需要的增益大于单位增益，因此很适合采用之前提到的技术。电流检测应用需要的另一个常见增益是 10，因此可以让 $G_1 = 10$ 。

由于 AD8479 会衰减共模信号，获得更高的差分信号，然后获得单位系统增益，所以在实施增益调整时需要考虑这一点。

$$G_0 = 1 \tag{5}$$

由于正基准的增益为 60，正输入的增益为 1，所以电路的噪声增益为 61。此外，由于总体增益是一致的，所以 G_{attn} 必须是 $1/\text{噪声增益}$ ：

$$\begin{aligned}
 G_{attn} &= 1/61 \\
 \beta_- &= 1/61 \\
 \beta_c &= 1/610
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

R3 和 R4 可以使用公式 6 计算得出：

$$\begin{aligned} R4/(R3 + R4) &= (1/\alpha) \times (1/G0 - 1/G1) = \\ (1/60) \times (1 - 1/10) &= 9/600 \end{aligned} \quad (7)$$

AD8479 的增益为指定增益，负载为 2 kΩ，所以 R3 + R4 的目标增益如下。

$$\text{Let } R3 + R4 = 2000, R4 = 30, R3 = 1970, R5 = 1773 \quad (8)$$

为了使用标准电阻值构建这个电阻，所以需要使用并联电阻来实现比使用单个标准电阻可以实现的更准确的比例。

$$\begin{aligned} \text{Let } R3 &= 2050, R4 = (32.4 \parallel 866), \text{ and} \\ R5 &= (1910 \parallel 54900) \end{aligned} \quad (9)$$

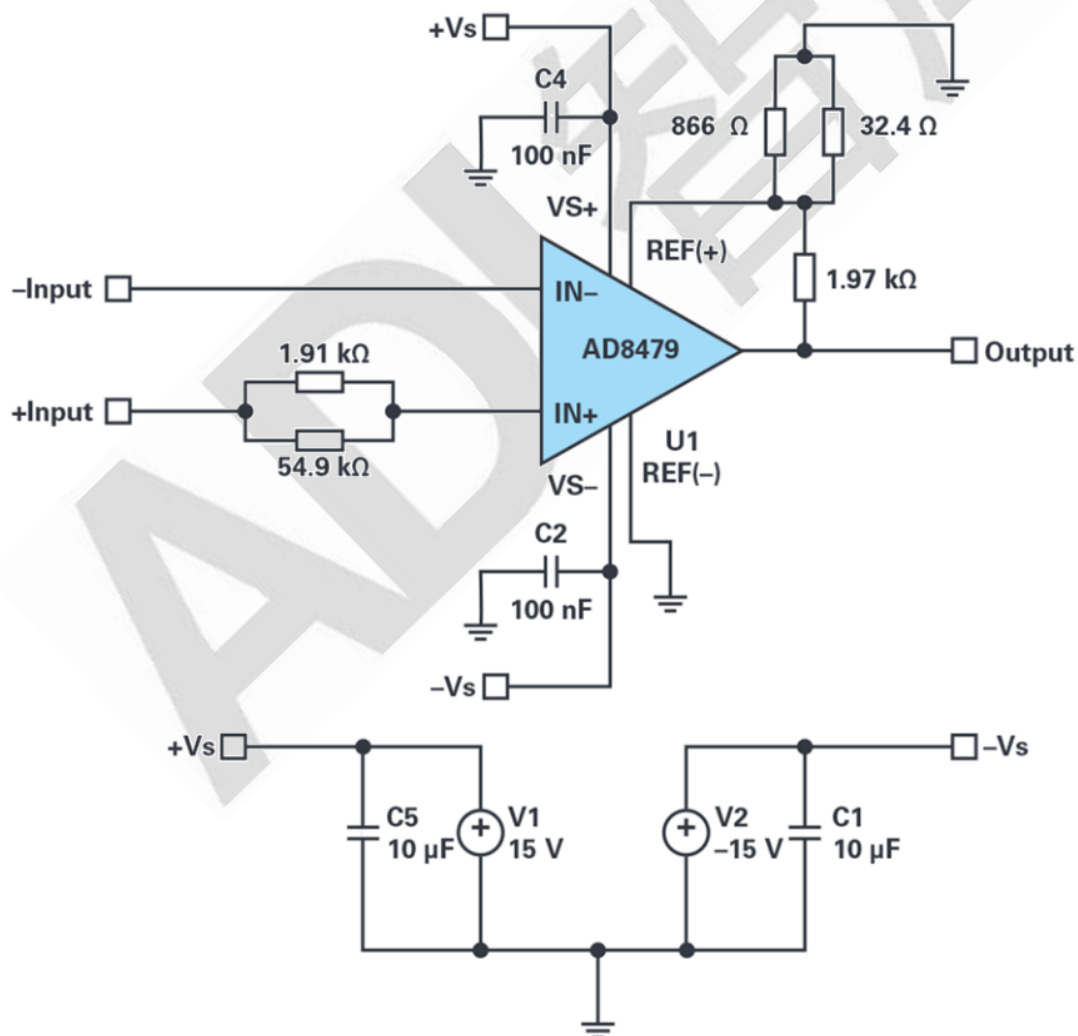


图 6. G = 10 时，AD8479 的最终原理图。

从图 7 中可以看出，获得的输出（蓝色）是预期输入（黄色）的 10 倍。

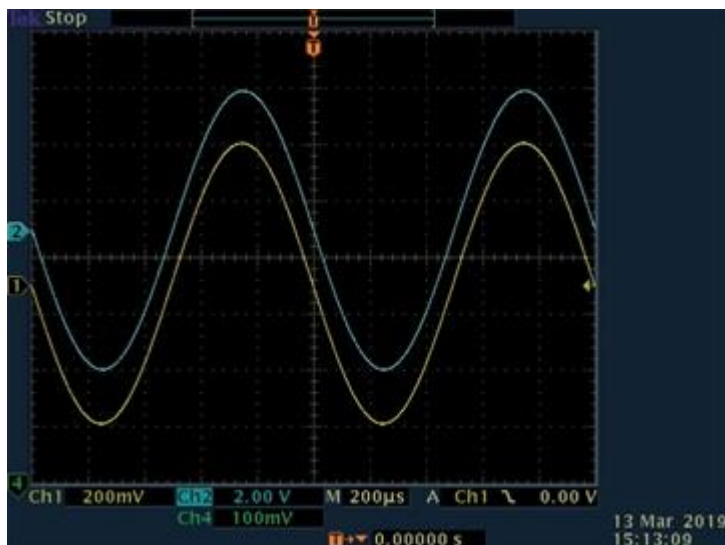


图 7. $G = 10$ 时，AD8479 的输入和输出示波器捕捉图。

增益为 10 的电路的标称带宽应为典型的 AD8479 带宽的 $1/10$ ，这是因为 $\beta_c/\beta_- = 1/10$ ，而实际测量的 -3 dB 频率为 48 kHz。

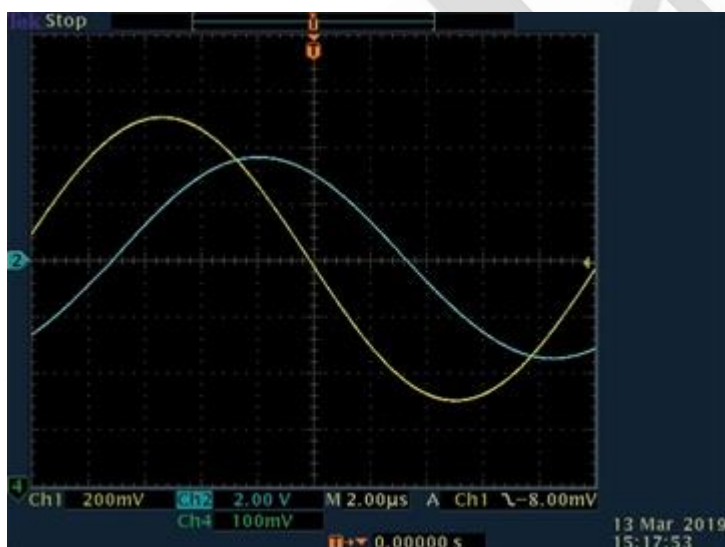


图 8. $G = 10$: -3 dB 频率时的 AD8479。

图 9 显示获得的脉冲响应和特征与预期一致。压摆率与标准的 AD8479 压摆率一致，但因为带宽减小，所需的建立时间更长。

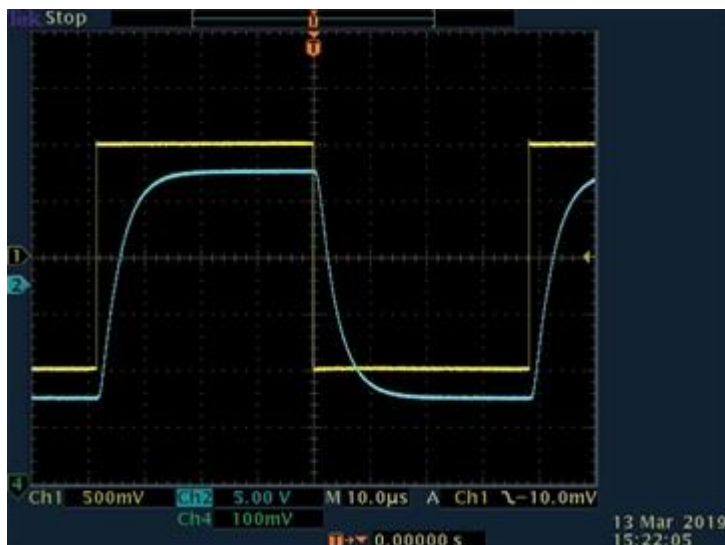


图 9. $G = 10$: 脉冲响应时的 AD8479。

由于新电路为运算放大器的两个输入端提供反馈，所以运算放大器的共模会受到两个输入端的信号影响。这会改变电路的输入电压范围，因此应该对其进行评估，以免过度驱动运算放大器。此外，由于噪声增益增加，所以输出端的噪声电压频谱和峰峰值也会按相同比例增加。但是，当信号被引用到输入时，产生的影响可以忽略不计。最后，增益增加的电路的 CMRR 与前一个电路的 CMRR 相等（假设 R_3 、 R_4 和 R_5 电阻不会额外增加共模误差）。由于 R_5 是用于在增加 R_3 和 R_4 的情况下修正 CMRR 的，所以可以对 CMRR 进行调优，使其比原来使用 R_5 的电路更好。但是，这需要进行微调，且在此过程中，您需要适当权衡和调整 CMRR 的增益误差。

实施这个过程时，您可以利用固定增益差分放大器的优点，而不受其固定特性限制。由于该技术是通用的，它还可以和许多其他差分放大器一起使用。在不增加任何有源组件的情况下，简单增加三个电阻可以在信号链中实现更高的灵活性，这有助于降低成本、复杂性和电路板大小。

18. 关于在开关模式电源印刷电路板上放置电感的指南

用于电压转换的开关稳压器使用电感来临时存储能量。这些电感的尺寸通常非常大，必须在开关稳压器的印刷电路板（PCB）布局中为其安排位置。这项任务并不难，因为通过电感的电流可能会变化，但并非瞬间变化。变化只可能是连续的，通常相对缓慢。

开关稳压器在两个不同路径之间来回切换电流。这种切换非常快，具体切换速度取决于切换边缘的持续时间。开关电流流经的走线称为热回路或交流电流路径，其在一个开关状态下传导电流，在另一个开关状态下不传导电流。在 PCB 布局中，应使热回路面积小且路径短，以便最大限度地减小这些走线中的寄生电感。寄生走线电感会产生无用的电压失调并导致电磁干扰 (EMI)。

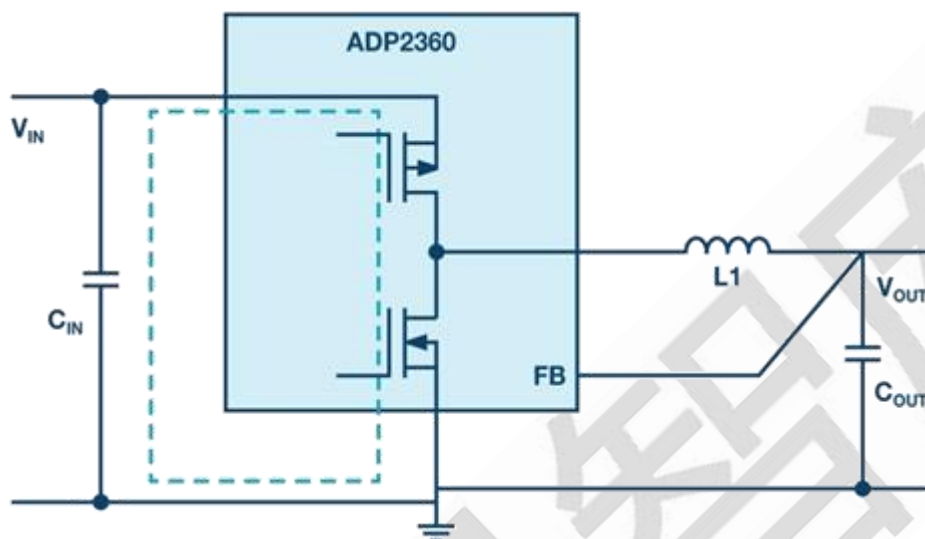


图 1. 用于降压转换的开关稳压器（带如虚线所示的关键热回路）。

图 1 所示为一个降压调节器，其中关键热回路显示为虚线。可以看出，线圈 L1 不是热回路的一部分。因此，可以假设该电感器的放置位置并不重要。使电感器位于热回路以外是正确的——因此在第一个实例中，安放位置是次要的。不过，应该遵循一些规则。

不得在电感下方（PCB 表面或下方都不行）、在内层里或 PCB 背面布设敏感的控制走线。受电流流动的影响，线圈会产生磁场，结果会影响信号路径中的微弱信号。在开关稳压器中，一个关键信号路径是反馈路径，其将输出电压连接到开关稳压器 IC 或电阻分压器。

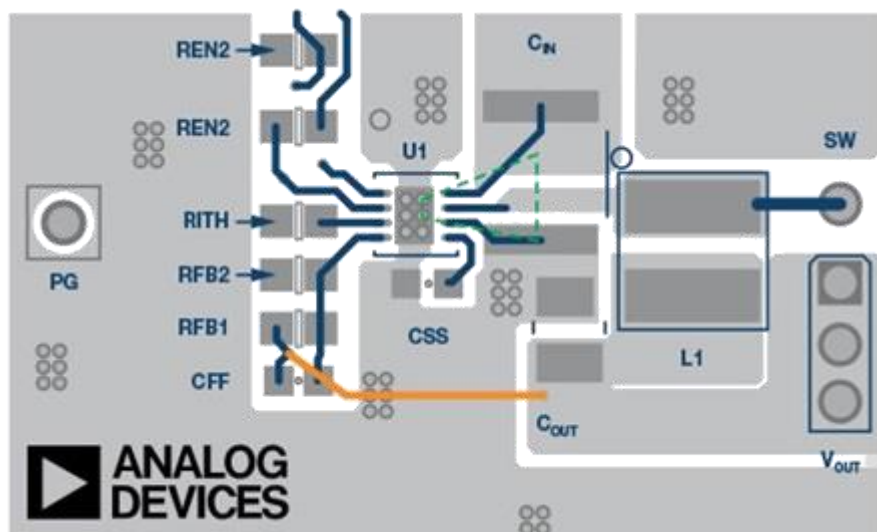


图 2. 带有线圈安放位置的 ADP2360 降压转换器的示例电路。

还应注意，实际线圈既有电容效应，也有电感效应。第一个线圈绕组直接连接到降压开关稳压器的开关节点，如图 1 所示。结果，线圈里的电压变化与开关节点处的电压一样强烈而迅速。由于电路中的开关时间非常短且输入电压很高，PCB 上的其他路径上会产生相当大的耦合效应。因此，敏感的走线应该远离线圈。

图 2 所示为 ADP2360 的示例布局。在本图中，图 1 中的重要热回路标为绿色。从图中可见，黄色反馈路径离线圈 L1 有一定距离。它位于 PCB 的内层。

一些电路设计者甚至不希望线圈下的 PCB 中有任何铜层。例如，它们会在电感下方提供切口，即使在接地平面层中也是如此。其目标是防止线圈下方接地平面因线圈磁场形成涡流。这种方法没有错，但也有争论认为，接地平面要保持一致，不应中断：

- 用于屏蔽的接地平面在不中断时效果最佳。
- PCB 的铜越多，散热越好。
- 即使产生涡流，这些电流也只能局部流动，只会造成很小的损耗，并且几乎不会影响接地平面的功能。

因此，我同意接地平面层，甚至是线圈下方，也应保持完整的观点。

总之，我们可以得出结论，虽然开关稳压器的线圈不是临界热回路的一部分，但不在线圈下方或靠近线圈处布敏感的控制走线却是明智的。PCB 上的各种平面——例如，

接地平面或 VDD 平面（电源电压）——可以连续构造，无需切口。

19. 对电阻使用的经验法则说不

按照许多年前老师的教导，我们会在运算放大器的两个输入端放上相等的阻抗。本文探究为什么会有这么一条经验法则，以及我们是否应当遵循这种做法。

老师的教导

如果您是在 741 运算放大器 1 横行天下的时代长大的，那么平衡运算放大器输入端电阻的观念必定已扎根在您的头脑中。随着时间的流逝，由于不同电路技术和不同 IC 工艺的出现，这样做可能不再是对的。事实上，它可能引起更大直流误差和更多噪声，使电路更不稳定。我们以前为什么要那样做？什么变化导致我们现在这样做可能是错误的？

在二十世纪六十年代和七十年代，第一代运算放大器采用普通双极性工艺制造。为获得合理的速度，差分对电流源电流一般在 $10\ \mu\text{A}$ 到 $20\ \mu\text{A}$ 范围内。

而 β 值为 40 到 70，故输入偏置电流在 $1\ \mu\text{A}$ 左右。然而，晶体管匹配度不是那么高，所以输入偏置电流不相等，导致输入偏置电流之间有 10% 到 20% 的偏差（称为“输入失调电流”）。

在同相接地输入端增加一个与输入电阻 R_1 和反馈电阻 R_2 的并联组合相等的电阻（图 1 中的 R_3 ），可以让阻抗相等。做一些计算可以证明，误差降至 $I_{\text{offset}} \times R_{\text{feedback}}$ 。由于 I_{offset} 为 I_{bias} 的 10% 到 20%，所以这会有助于降低输出失调误差。

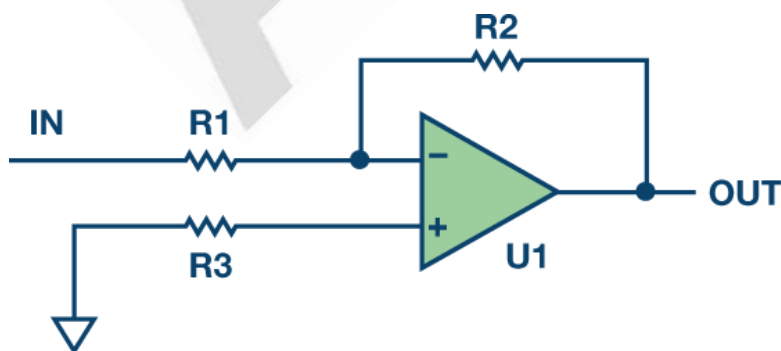


图 1. 经典反相放大器

直流误差

为降低双极性运算放大器的输入偏置电流，许多运算放大器设计集成了输入偏置电流消除功能。OP07 就是一个例子。输入偏置电流消除功能的增加使偏置电流大大降低，但输入失调电流可能为剩余偏置电流的 50% 到 100%，所以增加电阻的作用非常有限。某些情况下，增加电阻反而可能导致输出误差提高。

噪声

电阻热噪声的计算公式为 $\sqrt{4kTRB}$ ，故 1 k Ω 电阻会有 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 的噪声。增加电阻会增加噪声。在图 2 中，出人意料的是，虽然 909 Ω 补偿电阻是值最低的电阻，但由于从该节点到输出端的噪声增益，它给图 2 输出端贡献的噪声最多。R1 引起的输出噪声为 40 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，R2 为 12.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，R3 为 42 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。因此，请勿使用电阻。另一方面，如果运算放大器采用双电源供电，并且一个电源先于另一个电源上电，那么 ESD 网络可能发生闩锁问题。这种情况下，可能希望增加一定的电阻来保护器件。但若使用的话，应在电阻上放置一个旁路电容以减少电阻的噪声贡献。

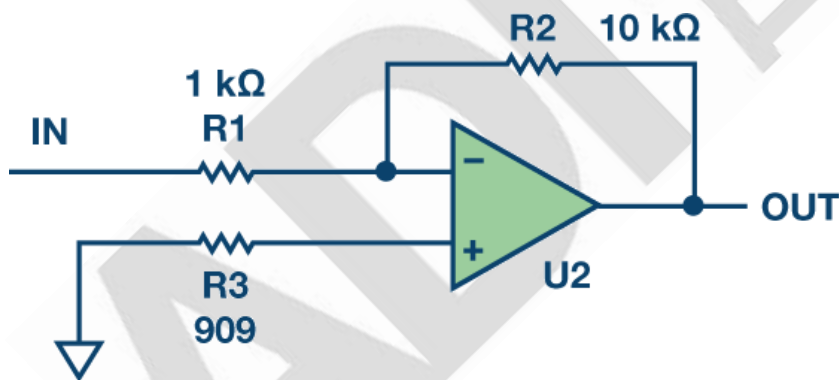


图 2. 噪声分析

稳定性

所有运算放大器都有一定的输入电容，包括差分和共模。如果运算放大器连接为跟随器，并且在反馈路径中放入一个电阻以平衡阻抗，那么系统可能容易发生振荡。原因是：大反馈电阻、运算放大器的输入电容和 PC 板上的杂散电容会形成一个 RC 低通滤波器 (LPF)。此滤波器会引起相移，并降低闭环系统的相位裕量。如果降低得太多，运

算放大器就会振荡。一位客户在一个 1 Hz Sallen-Key 低通滤波器电路中使用 AD8628 CMOS 运算放大器。由于转折频率较低，电阻和电容相当大（参见图 3）。输入电阻为 470 k Ω ，所以客户在反馈路径中放入一个 470 k Ω 电阻。此电阻与 8 pF 的输入电容（参见图 4）一起提供一个 42 kHz 极点。AD8628 的增益带宽积为 2 MHz，因此它在 42 kHz 仍有大量增益，它发生了轨到轨振荡。把 470 k Ω 电阻换成 0 Ω 跳线即解决了问题。因此，反馈路径中应避免使用大电阻。这里，何者为大取决于运算放大器的增益带宽。对于高频运算放大器，例如增益带宽超过 400 MHz 的 ADA4817-1，1 k Ω 反馈电阻就称得上是大电阻。务必阅读数据手册以了解其中的建议。

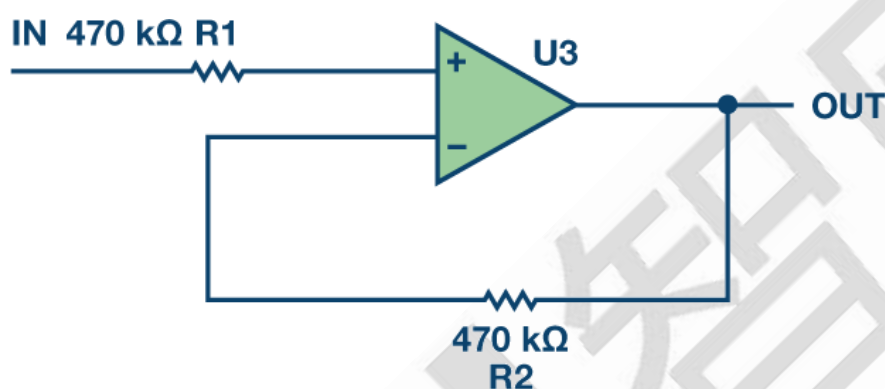


图 3. 您所见

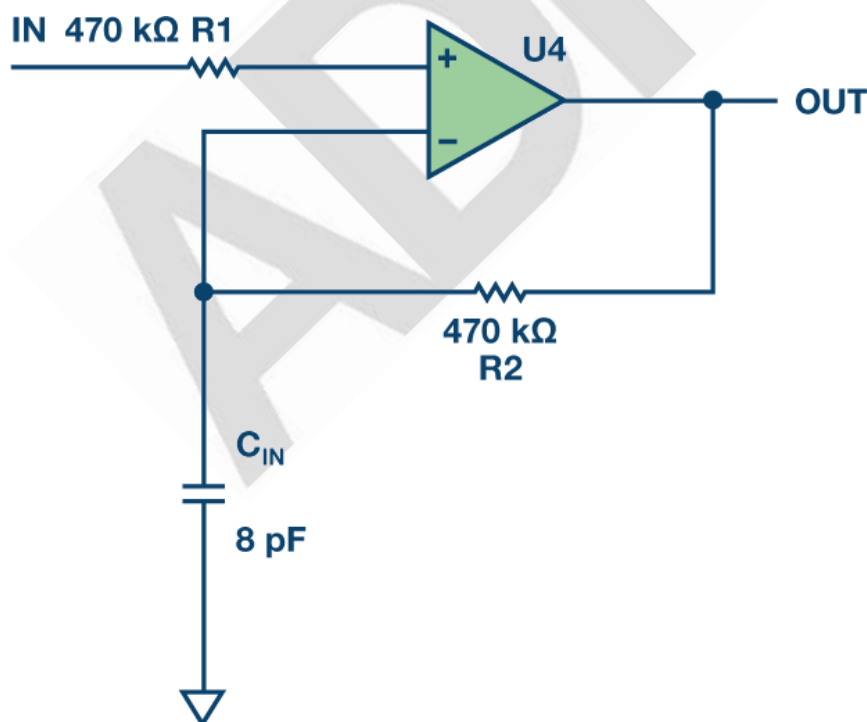


图 4. 电子所见

结语

多年来的实践会产生一些有用的经验法则。审核设计时，仔细检视这些规则，判定它们是否仍然适用是很好的做法。关于是否需要增加平衡电阻，如果运算放大器是带有输入偏置电流消除功能的 CMOS、JFET 或双极型，那么很可能不需要添加。

20. 改进低值分流电阻的焊盘布局，优化高电流检测精度

简介

电流检测电阻有多种形状和尺寸可供选择，用于测量诸多汽车、功率控制和工业系统中的电流。使用极低值电阻（几 $m\Omega$ 或以下）时，焊料的电阻将在检测元件电阻中占据很大比例，结果大幅增加测量误差。高精度应用通常使用 4 引脚电阻和开尔文检测技术以减少这种误差，但是这些专用电阻却可能十分昂贵。另外，在测量大电流时，电阻焊盘的尺寸和设计在确定检测精度方面起着关键作用。本文将描述一种替代方案，该方案采用一种标准的低成本双焊盘检测电阻（4 焊盘布局）以实现高精度开尔文检测。图 1 所示为用于确定五种不同布局所致误差的测试板。

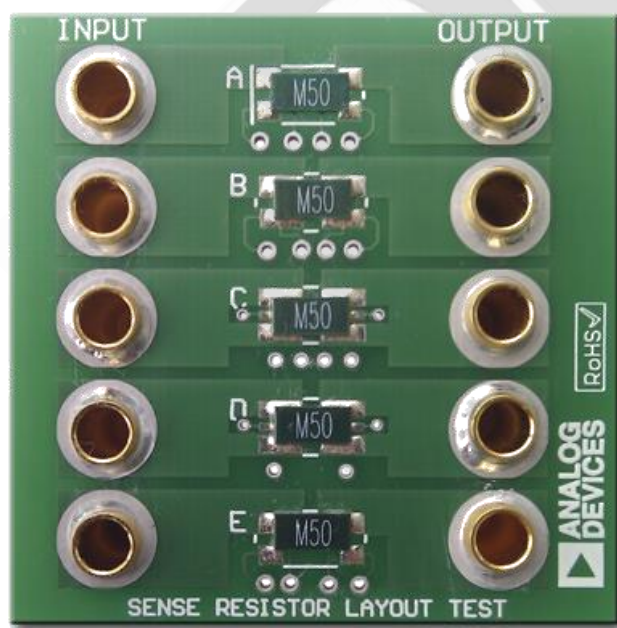


图 1. 检测电阻布局测试 PCB 板。

电流检测电阻

采用 2512 封装的常用电流检测电阻的电阻值最低可达 $0.5\text{ m}\Omega$ ，其最大功耗可能达 3 W 。为了展现最差条件下的误差，这些试验采用一个 $0.5\text{ m}\Omega$ 、 3 W 电阻，其容差为 1%（型号：ULRG3-2512-0M50-FLFSLT 制造商：Welwyn/TTElectronics）其尺寸和标准 4 线封装如图 2 所示。

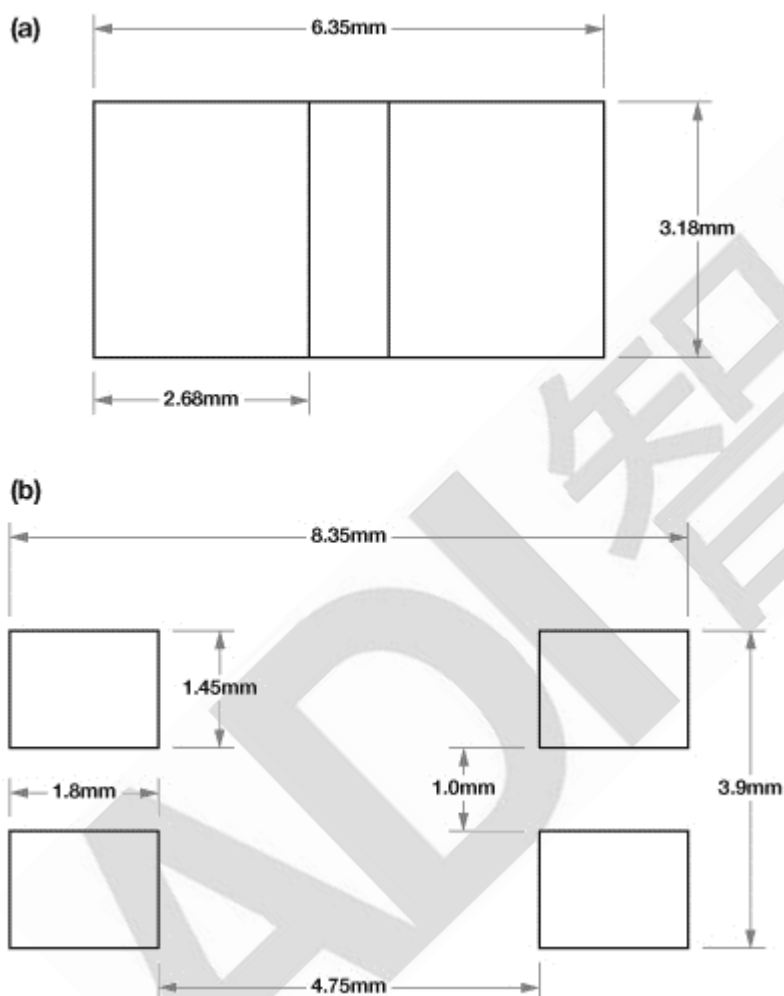


图 2. (a)ULRG3-2512-0M50-FLFSLT 电阻的外形尺寸；(b) 标准 4 焊盘封装。

传统封装

对于开尔文检测，必须将标准双线封装焊盘进行拆分，以便为系统电流和检测电流提供独立的路径。图 3 显示了此类布局的一个例子。系统电流用红色箭头表示的路径。如果使用一种简单的双焊盘布局，则总电阻为：

$$R_{TOTAL} = R_{SENSE} + (2 \times R_{SOLDER})$$

为了避免增加电阻，需要把电压检测走线正确的布局到检测电阻焊盘处。系统电流将在上部焊点导致显著的压降，但检测电流则会在下部焊点导致可以忽略不计的压降。可见，这种焊盘分离方案可以消除测量中的焊点电阻，从而提高系统的总体精度。

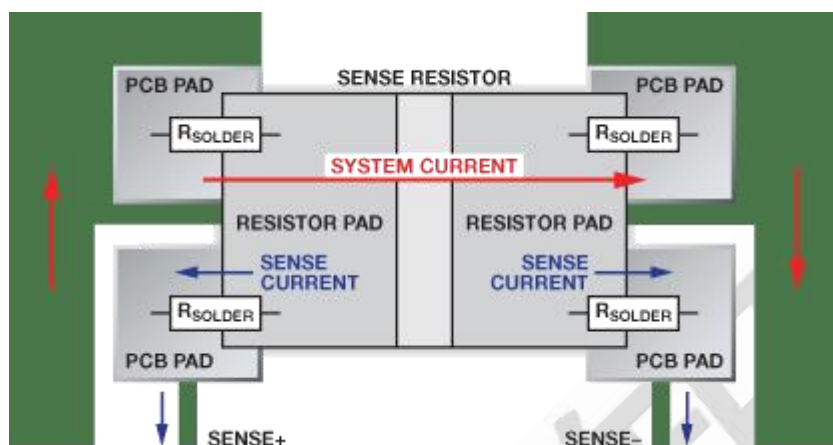


图 3. 开尔文检测。

优化开尔文封装

图 3 所示布局是对标准双焊盘方案的一种显著的改进，但是，在使用极低值电阻（0.5 mΩ 或以下）时，焊盘上检测点的物理位置以及流经电阻的电流对称性的影响将变得更加显著。例如，ULRG3-2512-0M50-FLFSL 是一款固态金属合金电阻，因此，电阻沿着焊盘每延伸一毫米，结果都会影响有效电阻。使用校准电流，通过比较五种定制封装下的压降，可以确定最佳检测布局。

测试 PCB 板

图 4 展示在测试 PCB 板上构建的五种布局模式，分别标记为 A 到 E。我们尽可能把走线布局到沿着检测焊盘延伸的不同位置的测试点，表示为图中的彩点。各个电阻封装为：

基于 2512 建议封装的标准 4 线电阻（见图 2 (b)）。检测点对（X 和 Y）位于焊盘外缘和内缘（x 轴）。

类似于 A，但焊盘向内延伸较长，以便更好地覆盖焊盘区（见图 2 (a)）。检测点位于焊盘中心和末端。

利用焊盘两侧以提供更对称的系统电流通路。同时把检测点移动到更中心的位置。检测点位于焊盘中心和末端。

与 C 类似，只是系统电流焊盘在最靠里的点接合。只使用了外部检测点。

A 和 B 的混合体。系统电流流过较宽的焊盘，检测电流流过较小的焊盘。检测点位于焊盘的外缘和内缘。

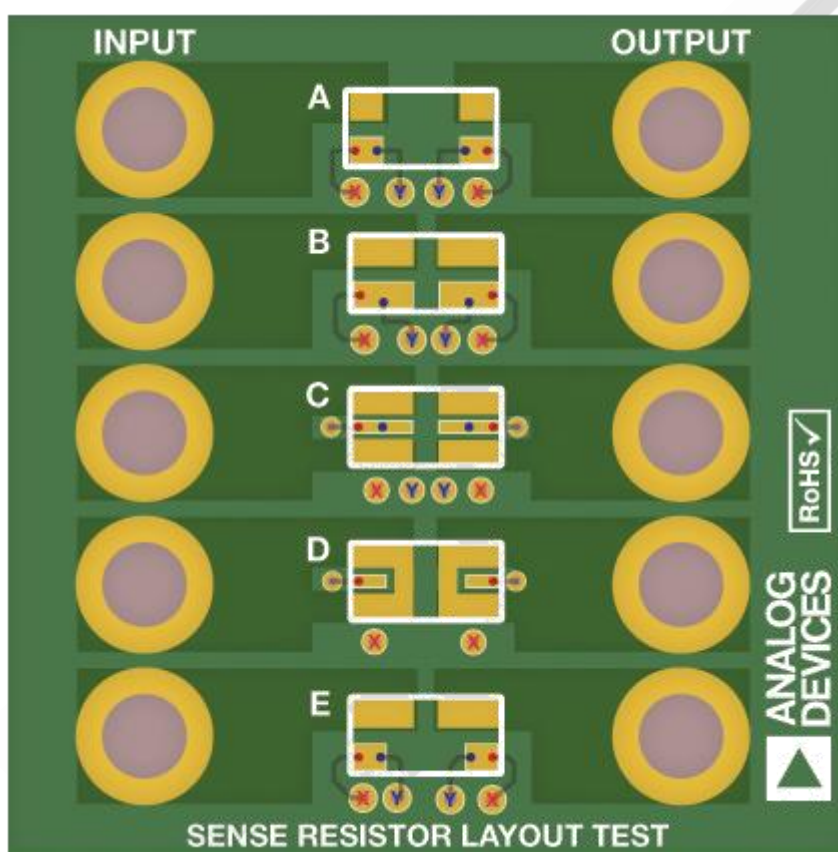


图 4. 测试 PCB 板的布局

在模板上涂抹焊料，并在回流炉中使用回流焊接。使用的是 ULRG3-2512-0M50-FLFSLT 电阻。

测试步骤

测试设计如图 5 所示。使 20 A 的校准电流通过各个电阻，同时使电阻保持在 25°C。在加载电流后 1 秒内，测量产生的差分电压，以防止电阻温度升高 1°C 以上。同时监控各个电阻的温度，以确保测试结果均在 25°C 下测得。电流为 20 A 时，通过 0.5 mΩ 电阻的理想压降为 10 mV。

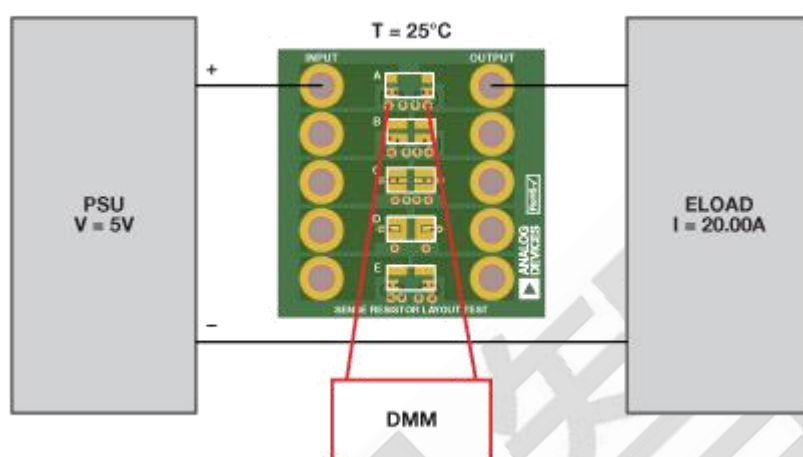


图 5. 测试设置

测试结果

表 1 列出了采用图 4 所示检测焊盘位置测得的数据。

封装	检测焊盘	测得值(mV)	误差(%)
A	Y	9.55	4.5
	X	9.68	3.2
B	Y	9.50	5
	X	9.55	4.5
C	Y	9.80	2
	X	9.90	1
D	X	10.06	0.6
E	Y	9.59	4.1
	X	9.60	4
	Top pad*	12.28	22.8

表 1. 测得电压和误差*无开尔文检测。对通过高电流主焊盘的电压进行测量，以展示与焊料电阻相关的误差。

观察结果

- 由于结果的可比较性以及各电阻偏差都在容限范围之内，所以得出封装 C 和 D 的误差最少。封装 C 为首选封装，因为它不大可能导致与元件放置容限相关的问题。
- 在每一种情况下，电阻外端的检测点提供的结果最准确。这表明，这些电阻是制造商根据电阻的总长度设计的。
- 请注意，在未使用开尔文检测时，焊料电阻相关误差是 22%。这相当于约 0.144 mΩ 的焊料电阻。
- 封装 E 展示了不对称焊盘布局的效应。回流期间，元件通过大量焊料才能焊盘。应避免这种封装。

结论

根据前面所示结果，最佳封装是 C，其预期测量误差小于 1%。该封装的建议尺寸如图 6 所示。

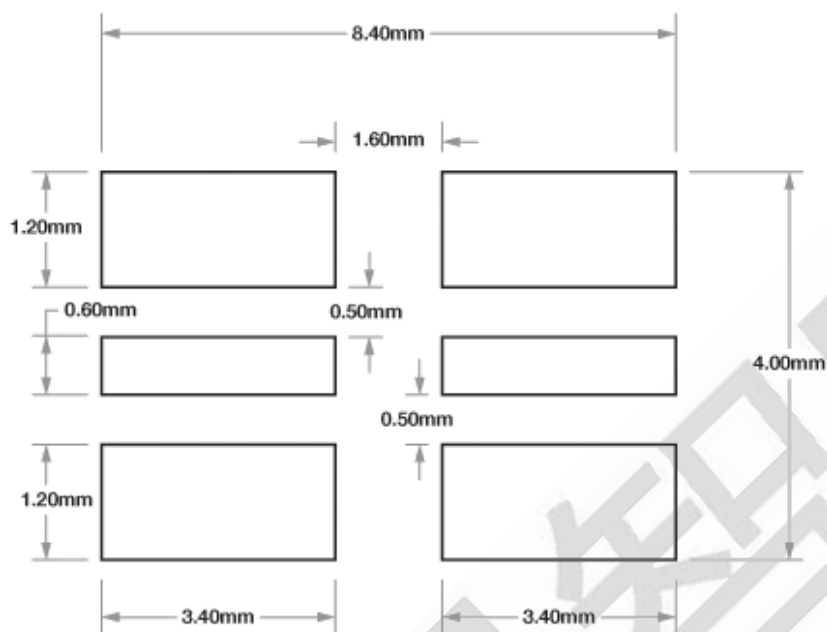


图 6. 最佳封装尺寸

检测走线的布局也会影响测量精度。为了实现最高精度，应在电阻边缘测量检测电压。

图 7 所示建议布局采用通孔，把焊盘外边缘布局到另一层，从而避免切割主电源层。

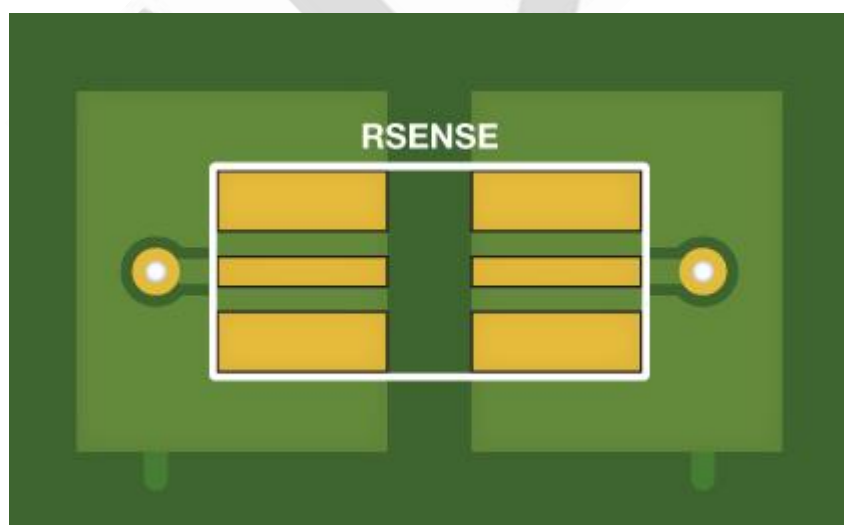


图 7. 建议 PCB 走线路由

本文中的数据可能并不适用于所有电阻，而且结果可能因情况而异，具体取决于电阻的材质和尺寸。应该咨询电阻制造商。用户有责任确保封装的布局尺寸和结构均符合各项 SMT 制造要求。对于因使用本封装而可能导致的任何问题，ADI 概不负责。

21. “切除电容” (capacitycectomy)? 听起来很痛苦!

我的其中一个高速三通道放大器发生振荡。这有什么问题?

电路出现故障的原因有很多，但这很可能不是放大器本身的问题。不过，由于使用了高性能放大器，因此需要注意布局和旁路。如果忽视这些问题，电路可能就会不太正常。

如果使用宽带器件，您需要仔细注意一些细节。在这种情况下，放大器本身不会导致振荡，大多数原因是因为布局的问题。

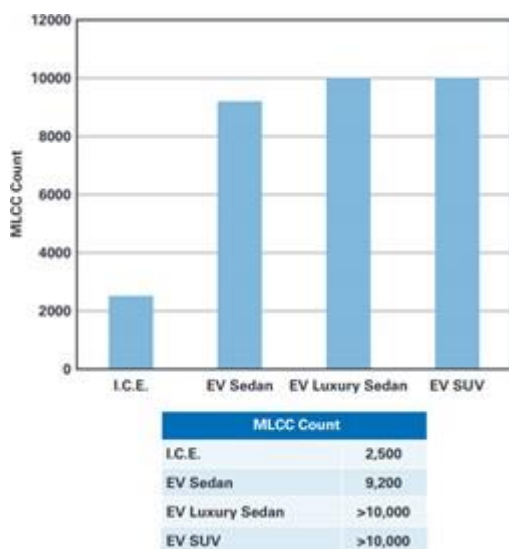
具体说来，问题在于放大器反向输入端与地之间的寄生电容。反向输入端的寄生电容会给放大器环路响应引入一个极点，降低放大器的相位裕度，并导致不稳定、峰化及振铃。引起振荡不需要很大的电容，如果不注意布局，那么在求和节点（反向输入）处很容易就会聚积 2~3 pF 的电容。因此建议客户尽可能的在电路试验板上进行试验与测试。如果不遵循正确的布局指南，那么高性能仿真设计将是毫无价值的。

解决方案是“切除电容 capacitycectomy”（注：这不是一个真正的词汇）——尽管电路板上已存在寄生电容，想要去除它是非常困难的。在这些情况下，预防是关键。电容是由放大器的焊盘、增益设置和反馈电阻焊盘、电路板绝缘介质以及接地层而形成的。我们通常建议去除放大器焊盘下的接地层，以及反馈与增益设置电阻焊盘和反向输入端周围的接地层。这样就可以有效的去除寄生电容的下极板，因此可以消除寄生电容。这个方法也适用于输出，因为输出端的寄生电容也可能带来类似的问题。

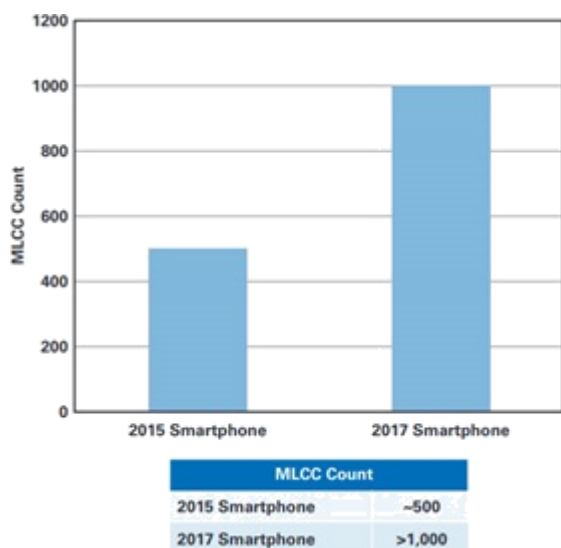
对于用户来说，只需做一些预防工作就可以改善电路性能。在设计初期注意电路板布局，有助于电路性能达到最佳状态!

22. 通过降低电源对电容的要求来解决 MLCC 短缺问题

在全球范围内，多层陶瓷电容（MLCC）供不应求。很大部分原因是因为手机的电子复杂性提高、电动汽车的销售量增加，以及全球各行各业电子内容的扩展。相比几年前，一些智能手机的 MLCC 用量翻了一番；相比使用典型的现代内燃机的汽车，电动汽车的 MLCC 用量增加至少 4 倍（图 1）。MLCC 从 2016 年底开始缺货，这使得生产大电容值产品（几十 μF 或更高）变得尤其困难，而最新电子器件采用的高能电源需要这种电容才能运行。制造工厂想要降低 MLCC 要求不可避免地想要从电源的电容要求着手，尤其是开关稳压器的电容。因此，电源设计人员成为解决电容短缺问题的关键。



(a).



(b).

图 1. 全球范围内电动汽车 (a) 和手机 (b) 对 MLCC 的用量增加，但生产量没有相应增加，导致 MLCC 缺货。

电源电路使用电容——大量电容

典型的直流-直流降压变换器使用下列电容（参见图 2）：

- 输出电容：在负载瞬态响应期间，平缓输出电压波纹和电源负载电流。一般使用几十 μF 到 100 μF 的大电容。
- 输入电容：除了稳定输入电压之外，它还被用于输入电流的即时供应。一般在几 μF 到几十 μF 之间。
- 旁路电容：吸收开关操作产生的噪声和来自其他电路的噪声。一般在 0.01 μF 到 0.1 μF 之间。
- 补偿电容：保证反馈回路中的相位裕量并防止振荡。通常为几百 pF 或几十 nF。有些开关稳压器 IC 中采用了补偿电容。

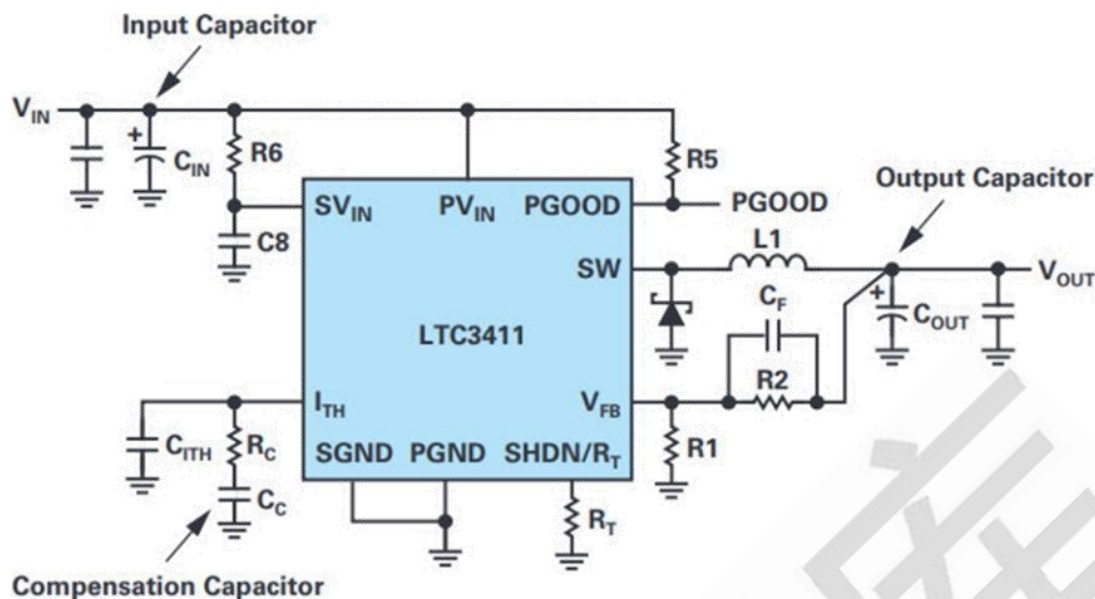
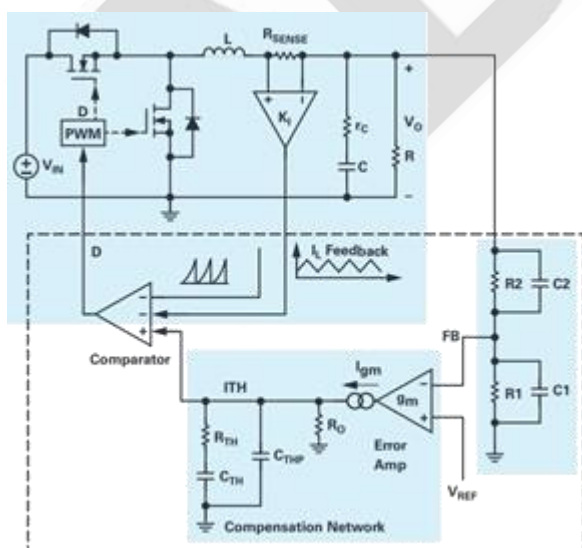


图 2. 典型降压稳压器使用的电容。

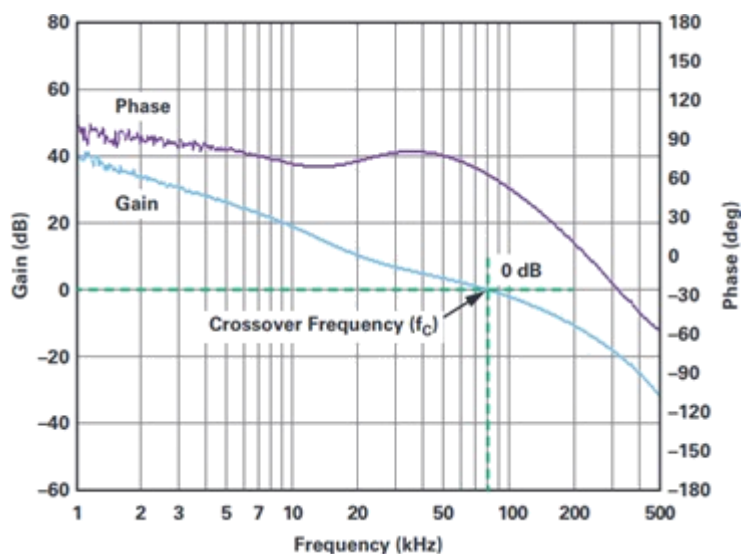
降低电容的最好方法是想办法最小化输出电容的数量。本文接下来将介绍减少输入电容的策略方法，然后介绍降低旁路电容要求，以及，在一定程度上，减少输入电容的解决方案。

增加开关频率，以降低输出电容

图 3a 显示的是典型的电流模式降压变换器的框图，下部电路区域表示反馈回路和补偿电路。



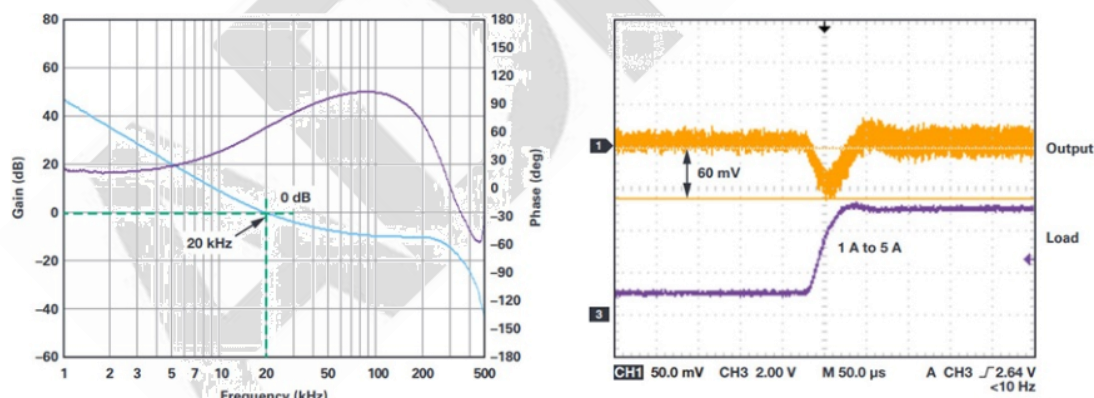
(a).



(b).

图 3. 典型降压稳压器 (a) 的框图和典型的反馈特性 (b)。

反馈回路的特性如图 3b 所示。回路增益为 0 dB（增益 = 1）时的频率被称为交越频率 (f_c)。交越频率越高，稳压器的负载阶跃响应性能越出色。例如，图 4 显示的是支持负载电流从 1A 快速增加到 5A 的稳压器的负载阶跃响应。所示结果对应的交越频率为 20 kHz 和 50kHz，分别导致 60 mV 和 32 mV 压降。



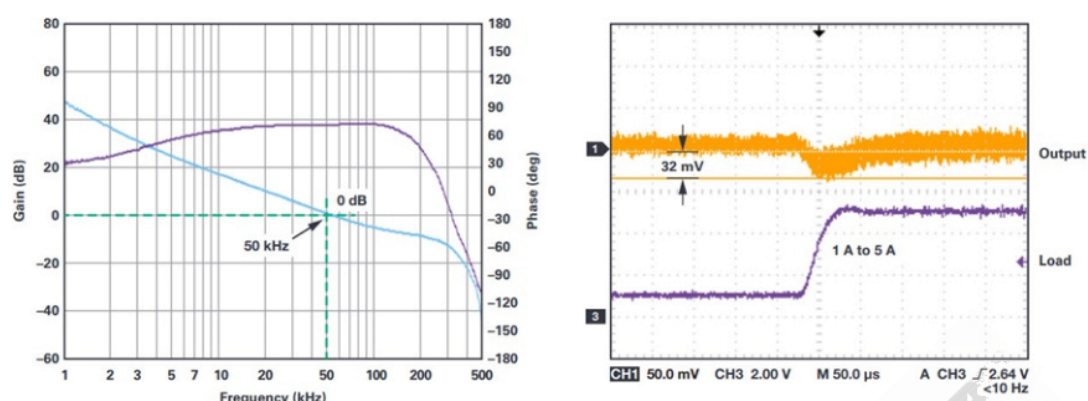


图 4. 比较采用两种交越频率时，降压稳压器的负载阶跃响应。

从表面上看，提高交越频率似乎是个简单方法：可以通过最小化输出压降来改善负载阶跃响应，从而减少输出电容数量。但是，提高交越频率会导致两个问题。第一，需要保证反馈回路具备足够的相位裕量，以防止振荡。一般来说，采用该交越频率时，需要 45° 或更高（最好是 60° 或以上）的相位裕量。

第二，需要注意开关频率 (f_{sw}) 和 f_c 之间的关系。如果它们的幅度相当，负反馈会响应输出电压波纹，从而影响到稳定运行。作为一项指导，可以将交越频率设置为开关频率的 1/5（或更低），如图 5 所示。

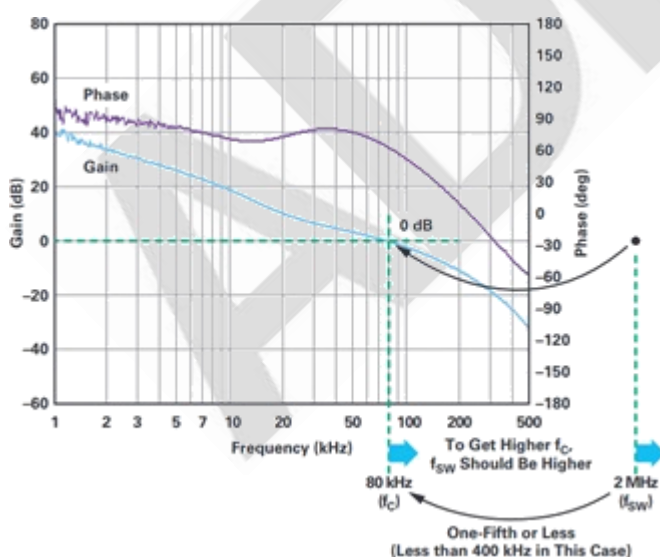


图 5. 如果开关频率和控制回路交越频率太过接近，负反馈可能响应输出电压波纹。最好是让交越频率低于开关频率 1/5。

要增加交越频率，需要同时增加开关频率，但是，这会导致顶部和底部 FET 的开关损耗增加，会降低转换效率和产生更多热量。在电容上实现的节省会因为增加散热元件带来的复杂性抵消：比如鳍状散热器、风扇或额外的板空间。

是否能够在高频率下保持高效率？答案是肯定的。使用 ADI Power 稳压器 IC 就可以达到这种效果，这些稳压器 IC 采用独特的 FET 控制功能，在更高开关频率下也能保持高效率（图 6）。

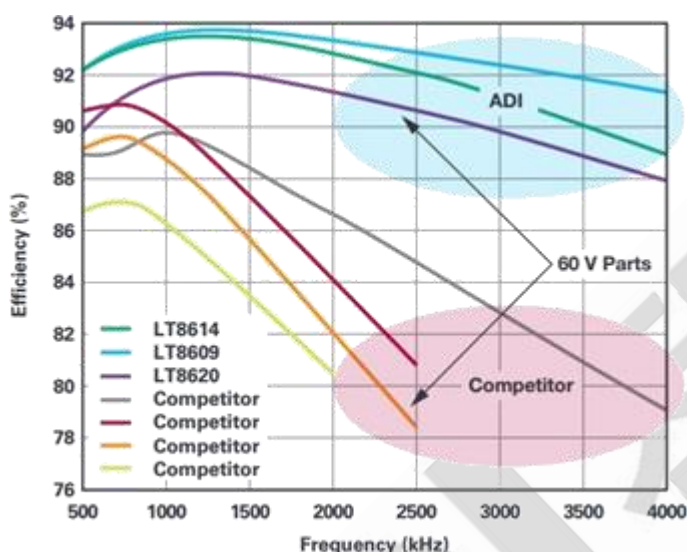


图 6. ADI Power 稳压器与竞争产品。对于典型的稳压器，开关频率增高时，效率会下降。ADI Power 稳压器可以在非常高的操作频率下保持高效率，因而支持使用值更小的输出电容。

例如，LT8640S 6 A 输出降压稳压器在操作频率为 2 MHz 时（12V 输入和 5V 输出），在整个负载范围内（0.5 A 至 6 A）能保持高于 90% 的效率。

这个稳压器也可以通过减少电流波纹 (ΔI_L) 来降低电容要求，从而降低输出波纹电压 (ΔV_{OUT})，如图 7 所示。或者，使用更小的电感。

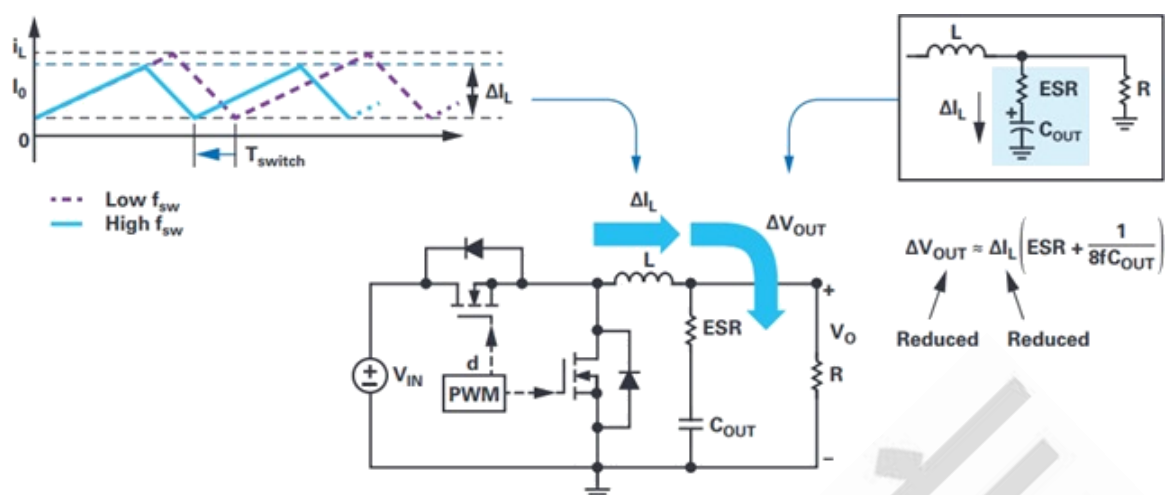


图 7. 通过增加开关频率来减小电容和电感的尺寸。

开关频率更高时，可以增加交越频率，以改善负载阶跃响应和负载调整，如图 8 所示。

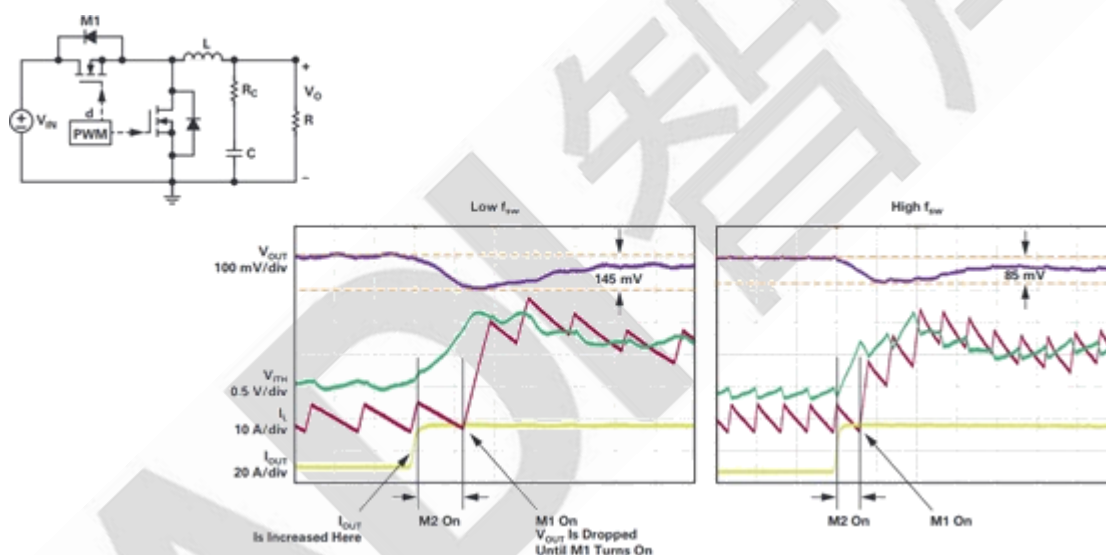


图 8. 增加开关频率可以改善负载阶跃响应。

Silent Switcher 稳压器可以大幅降低旁路电容

如果减少旁路电容的数量，会如何？旁路电容主要被用于吸收开关操作产生的噪声。如果能从其他方面降低开关噪声，就可以减少旁路电容的数量。有一个特别简单的方法可以实现这种效果，即使用 Silent Switcher® 稳压器。

Silent Switcher 稳压器如何降低开关噪声？开关稳压器具有两个电流回路：顶部 FET 开启，底部 FET 关闭（红色回路）；顶部 FET 关闭，底部 FET 开启（蓝色回路），如

图 9 所示。热回路传输完全开关的交流电流，也就是说，从 0 切换到 I_{PEAK} ，然后回到 0。它具备最高的交流和 EMI 能源，会产生最强变化的磁场。

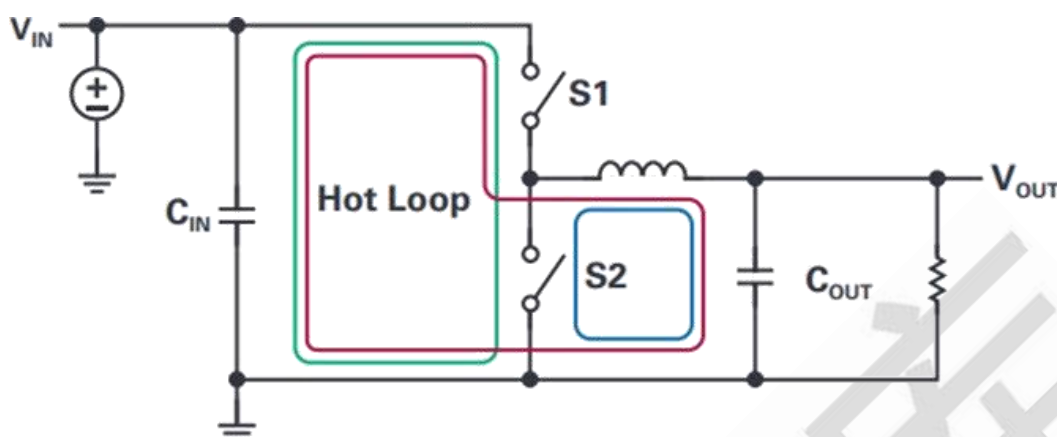


图 9. 开关稳压器中的热回路会因为本身产生的交变磁场而导致大量辐射噪声。

可以使用压摆率控制来降低栅级信号变化的频率（降低 di/dt ），以便抑制开关噪声。这种方法虽然能够抑制噪声，但会增加开关损耗，导致产生更多热量，在之前所述的高开关频率下尤其如此。压摆率控制在某些条件下是有效的，ADI 公司也提供包含这种控制的解决方案。

Silent Switcher 稳压器可以抑制热回路中产生的电磁噪声，但不是使用压摆率控制。而是将 V_{IN} 引脚一分为二，令热回路可以分成两个对称的热回路。产生的磁场被限制在靠近 IC 的区域，其他位置大幅降低，从而最大限度地降低辐射开关噪声（图 10）。

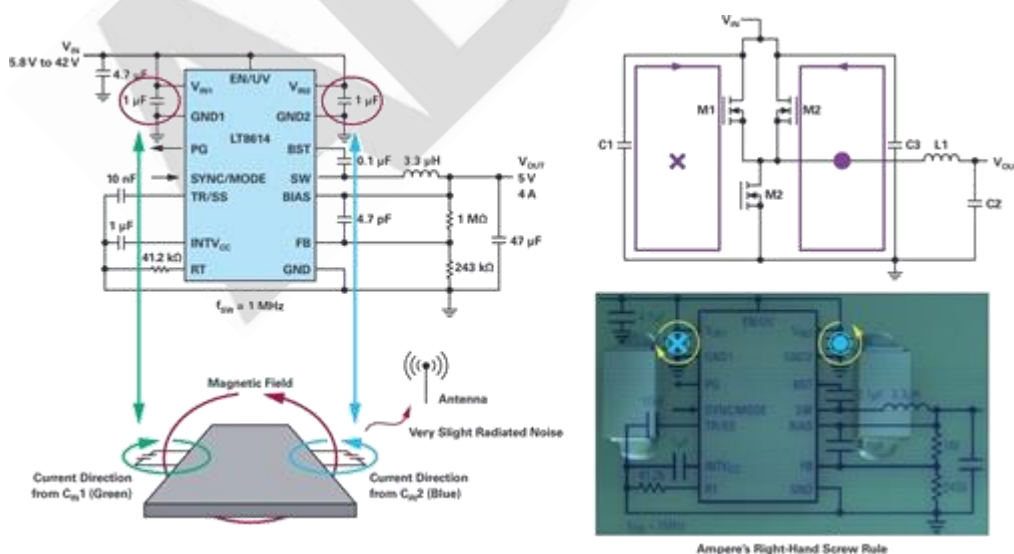


图 10. 获得专利的 Silent Switcher 技术。

LT8640S 是 Silent Switcher 技术的第二代，即 Silent Switcher 2（图 11），IC 内部集成高频输入电容。这可以确保最大限度地抑制噪声，因此也无需如以前一样非常小心地在布局中确定输入电容的位置。毫无疑问，这也会降低对 MLCC 的要求。另一项功能——展频，会通过动态改变开关频率来降低噪声峰值。LT8640S 兼具这些功能，因此能够轻松满足 CISPR 25 5 级 EMC 汽车标准（图 12）。

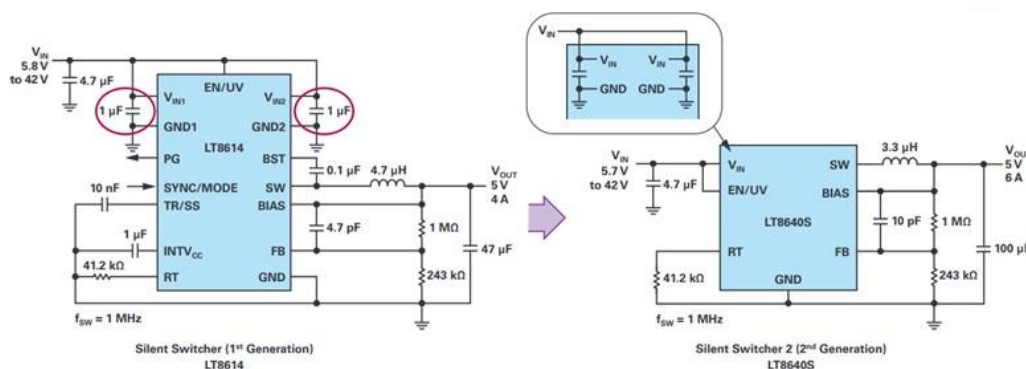


图 11. ADI 公司提供的 Silent Switcher 2 技术在 IC 中集成输入电容，由此简化布局和提升噪声抑制性能。

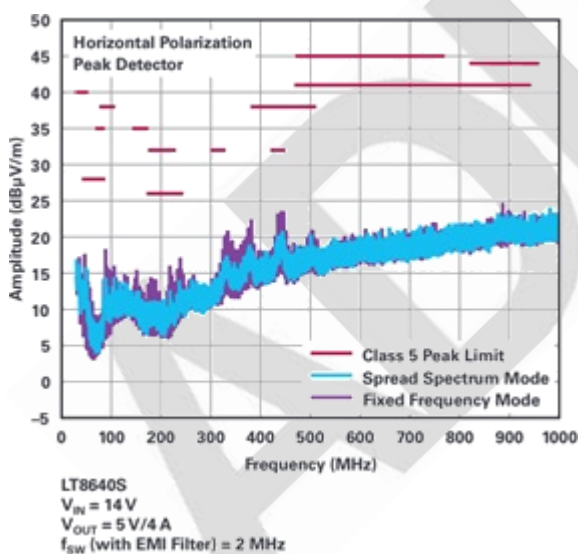


图 12. 在 Silent Switcher 2 器件（例如 LT8640S）中采用这些降噪功能使得产品能够轻松满足 CISPR 25 5 级峰值限值标准，甚至降低输入和旁路电容。

结论

ADI Power 器件有助于降低 MLCC 要求，从而帮助设计人员解决 MLCC 短缺问题。可以通过使用高频率操作来降低输出电容要求，同时保持出色的高效率。采用 Silent

Switcher 架构的器件可以大幅抑制 EMI 噪声，从而降低旁路电容要求。Silent Switcher 2 器件进一步降低了对 MLCC 的需求。

23. 使用微型模块 SIP 中的集成无源器件

简介

集成无源器件在我们的行业中并不是什么新事物——它们由来已久且众所周知。实际上，ADI 公司过去曾为市场生产过这类元件。当芯片组将独立的分立无源器件或者是集成无源网络作为其一部分包含在内时，需要对走线寄生效应、器件兼容性和电路板组装等考虑因素进行仔细的设计管理。虽然集成无源器件继续在业界占据重要地位，但只有当它们被集成到系统级封装应用中时才能实现其最重要的价值。

几年前，ADI 开始推出新的集成无源技术计划 (iPassives™)。ADI 旨在通过这项计划提供二极管、电阻、电感和电容等无源元件，从而能够更广泛地涵盖信号链设计，同时克服现有采用无源元件方法的局限性和复杂性。ADI 的客户群对具有高效空间尺寸的更完整解决方案的需求，也推动了这项计划的发展。从设计人员的角度来看，iPassives 可以被视为一种灵活的设计工具，能够在极短的开发周期内设计出具有同类最佳性能和鲁棒性的系统解决方案。ADI 拥有许多信号调理 IC，我们拥有的独特硅制造工艺使这些 IC 能够实现卓越的性能。ADI 可以充分利用其现有产品的多样性来生产具有卓越性能特征的即插即用系统，而无需开发高度复杂的集成流程。在高度可定制的网络中将集成无源技术与所有这些现有技术紧密结合，并利用系统级封装技术进行封装，从而可创建完全经过认证、测试和表征的 Module® 器件。以前采用板级解决方案的系统现在可以简化为单个器件。从我们的客户角度来看，他们现在可以获得完整的解决方案，具有出色的开箱即用性能，可缩短开发周期并节约成本，而且所有这些都在非常紧凑的封装内实现。

无源技术

现在，我们来简要回顾一下基础知识，回想一下什么是无源元件。无源元件是无需电源供电的器件，它们的电流和电压之间的关系相对简单。这些元件包括电阻、电容、

电感、变压器（即有效耦合电感）和二极管。有时电流-电压之间的关系非常简单，就像电阻中电流随电压线性变化一样。对于二极管来说，电流和电压之间也存在直接关系，只是这种关系是指数关系。在电感和电容中，该关系是电流对电压的瞬态依赖性。表 1 所示为四种基本无源元件定义这些关系的公式：

分立元件	公式	符号	
电阻	$V = I \times R$		V = 电压 I = 电流
电容	$I = C \frac{dV}{dt}$		t = 时间 R = 电阻（欧姆） C = 电容（法拉）
电感	$V = L \frac{dI}{dt}$		L = 线圈电感（亨利） I _S = 二极管饱和电流
二极管	$I = I_s \left(e^{\frac{V}{V_T}} - 1 \right)$		V _T = 热电压 h = 二极管理想因子

表 1. 主要无源元件的基本公式

无源器件既可以单独使用，也可以串联或并联，是模拟信号处理（RLC 用于放大、衰减、耦合、调谐和滤波）、数字信号处理（上拉电阻、下拉电阻和阻抗匹配电阻）、EMI 抑制（LC 噪声抑制）和电源管理（R 用于电流检测和限制，LC 用于能量累积）的重要组成部分。

分立元件的局限性

过去，无源元件是分立的，这意味着它们是分别制造的，并且在电路中通过印刷电路板（PCB）上的导线或电源轨相连。随着时间的推移，它们沿着三条路径发展演变：更

小的尺寸、更低的成本和更高的性能。这些发展现在已经很成熟并经过了优化，但是占位尺寸和高度尺寸意味着分立无源元件总是限制了缩小整体解决方案的面积和体积的努力成效。无源器件通常在一个应用中占物料清单的 80% 以上，占线路板面积约 60%，占整个元件支出约 20%。这些因素综合在一起带来了非常复杂的库存控制和存储挑战。

就其本质而言，分立器件是单独处理的元件。尽管可能有一些方法可以确保从某些工艺批次中选择元件，但每个元件仍然具有高度的独特性。然而，当需要非常匹配的元件时，这是一个显著的缺点。对于需要匹配的设备来说，元件之间的独特性和差异性会导致误差，从而降低时间零点的电路性能。此外，在电路的工作温度范围内及使用寿命期间，这种性能下降总是越来越糟糕。

分立无源器件的另一个缺点是各个元件的组装和布线非常耗时，并且还占用很大的空间。这些元件使用焊接工艺连接，一般是通过通孔或表贴封装技术 (SMT) 组装。通孔是一种比较老的组装技术，它将带引线的器件插入 PCB 的孔中，任何多余的引线长度都将被折弯并切除，并通过波峰焊将器件的引线连接至 PCB 互连电源轨。表贴封装帮助实现了更小的无源元件。在这种情况下，在 PCB 上蚀刻贴装连接图案，将焊锡膏覆盖在图案上，接着使用贴片机来定位放置 SMT 元件。然后，PCB 经过回流焊工艺（其间焊锡膏液化并建立电气连接），并在冷却时，焊锡膏凝固并将 SMT 元件机械连接到 PCB 上。这两种组装技术的主要问题是，焊接过程可能非常不可靠，在缺陷目标是每百万分之几的行业中，这一点越来越令人担忧。在确保焊点可靠性方面有几个因素非常重要：焊锡膏的实际成分（现在基本上都是无铅的，因此可靠性降低）、回流焊工艺中的机械稳定性（机械振动可使焊点干燥）、焊锡膏的纯度（任何污染物都会对焊点的可靠性产生负面影响），以及回流焊工艺中的时间与温度。焊锡膏加热的速度如何、实际温度和温度的均匀性怎样以及焊锡膏加热的时间都非常关键。其中的任何变化都可能导致连接焊盘或通孔的损坏，或者也可能引起器件上的机械应力，随着时间的推移而导致故障。

在 PCB 上采用无源元件的另一个局限是，由于它们板上分布在各处，走线需要很长。这可能会引入未计入的寄生参数，从而使性能和结果的可重复性受限。通常，PCB 走线具有大约 1 nH/mm 自感的长度和电容，取决于线宽和与附近走线的距离。PCB 走线

的容差导致了寄生参数的变异，所以不仅带来寄生效应的破坏性，而且它们还是不可预测的。在 PCB 板上缩小容差会增加成本。

无源器件还提供了许多与外界的潜在接触点，这些接触点经手动处理或机器处理可能会引起 ESD 事件。同样，这对整体可靠性和鲁棒性会造成不利影响和风险。

集成无源器件的优势

在深入探讨集成无源器件相比分立无源器件的优势之前，我们首先概述一下集成无源器件的起源。集成电路现在包含了许多晶体管（实际上是数百万个），它们由精细的金属互相连接在一起。针对模拟类的应用，业界还开发了特殊的工艺，如 DAC 和 ADC 中除了晶体管，还包含电阻和电容等无源元件。为了实现这些精密的模拟应用所需的性能，已经开发出质量非常高的无源元件。用来构建集成无源器件的正是这些高质量的无源元件。正如集成电路中包含许多晶体管一样，集成无源器件可以在一个非常小的封装内包含许多高质量的无源元件。与集成电路一样，集成无源器件在大面积衬底（晶圆）上制造，同时生成多个无源网络。

与分立无源元件相比，集成无源器件最引人注目的优势之一是可以实现精确匹配。在制造集成无源网络时，网络内的所有元件都是在相同条件下同时制造的，具有相同的材料，而且由于网络紧凑，基本上是在同一位置。采用这种方式制造的无源元件比分立无源元件更可能具有出色的匹配。为了说明这一点，我们假设有一个应用需要两个匹配的电阻。这些电阻在圆形衬底（如硅晶圆）上制造，如图 1 所示。由于细微的工艺差异，如电阻薄膜的厚度、薄膜的化学性质、接触电阻等，因此在同一个批次内将存在一定的阻值差异，而在多个批次里差异值更大。在图 1 所示的例子中，深绿色表示电阻在容差范围的高位值端，黄色表示电阻在容差范围的低位值端。对于标准的分立器件来说，两个电阻中的任意一个都可能来自不同的制造批次，如图中用红色表示的两个单独的电阻。这两个分立电阻之间可观察到的容差范围可能是整个工艺的容差范围，因此匹配较差。对于有特殊的订购限制而言，有可能从同一个批次中选择这两个分立电阻，如图中用蓝色标出的两个单独的电阻。这两个电阻之间可观察到的容差只会是在同一个批次内的容差范围。虽然这两个电阻之间的匹配将优于随机分立器件的情况，但仍有可能出现某种程度的不匹配。最后，对于集成无源器件，两个电阻来

自同一个芯片，如图 1 黑色所示。这两个电阻之间唯一可观察到的容差是在同一个管芯内的容差范围。因此，这两个电阻之间的匹配将非常出色。此外，使用交叉四边形布局的其他技术和其他方法可以进一步严格限制两个电阻之间的扩散，使元件的匹配达到最佳值。集成无源元件之间的匹配不仅在时间零点比分立无源元件要好得多，而且由于其制造已经很好地耦合，因此在整个温度、机械应力和使用寿命范围内都可保持更好的匹配记录。

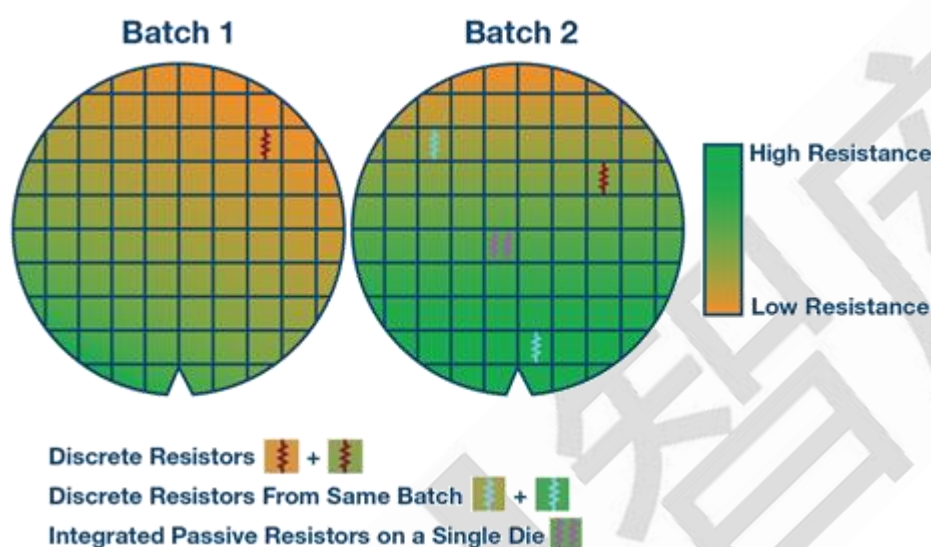


图 1. 分立电阻与无源电阻的匹配比较。

集成无源器件中的各个元件紧密地放置在一起（实际上在微米范围内），因此，互连寄生参数（如布线电阻和电感）可以保持在极低的水平。在 PCB 上，由于走线容差和元件放置容差，互连寄生参数可能会发生变化。由于制造工艺中采用微影工艺，因此使用集成无源器件的互连容差和元件放置容差都很小。在集成无源器件中，不仅寄生参数非常小，而且这些为数不多的参数还是可预测的，因此可靠性很高。

通过集成无源器件实现无源网络的小型化，为电路板直接带来小尺寸的优势。这直接使电路板成本降低，并允许在更小的占位空间上实现更多功能和更高性能。使用集成无源器件时，构建多通道系统变得更加实际可行。

集成无源器件的另一个显著优势是其整个布线网络周围的鲁棒性。集成无源器件本质上是在一个完整的单元里一起锻造，用玻璃密封，然后进一步由牢固的塑料封装进行保护，而不需要大量的焊接连接。在集成无源网络中，不存在焊点干燥、腐蚀或元件

错位的问题。

集成无源网络密封性能出色带来的另一个优势是，系统中暴露节点的数量大大减少。因此，系统因意外短路或静电放电（ESD）事件损坏的可能性显著降低。

维护和控制任何电路板组装的元件库存都是一项非常复杂的任务。集成无源器件在一个器件内包含多个无源元件，大大减轻了客户的物料清单负担，从而降低拥有成本。客户可以获得经过完全测试和充分验证的集成无源网络。这意味着，最终线路板构建的产量得到提高，这不仅可以进一步节省成本，还可以提高供应链的可预测性。

使用 ADI 的集成无源器件 (iPassives)

如前所述，高质量的无源器件一直是 ADI 多年来众多产品所实现的电路性能的核心。在此期间，无源器件的范围不断扩大并且质量不断提高，集成无源器件产品组合现在包含大量元件。集成无源器件采用模块化工艺，这意味着只有在需要特定元件时才需要执行生产某种类型无源器件所需的工艺步骤。iPassives 网络的构建基本上只需要必需的工艺复杂性，不多也不少。如图 2 所示，有许多无源构建块可供选择，构建一个集成无源网络就像将所需元件拼装在一起一样简单。



图 2. iPassives 构建块。

如本文前面所述，集成无源器件与分立无源器件相比具有许多优势。ADI 将它们用于 Module 器件中，进一步加强了这些优势。这些模块利用了各种集成电路的功能。这些

电路通过量身定制的工艺进行制造，所提供的增强性能是无法通过其他任何单一工艺实现的。ADI 正在使用 iPassives 将这些集成电路连接在一起，由此在单个器件内构建完整的精密信号链。图 3 中的两个 Module 器件示例包括数据转换器、放大器和其他元件，通过采用集成无源器件构建的无源增益和滤波网络将它们结合在一起。

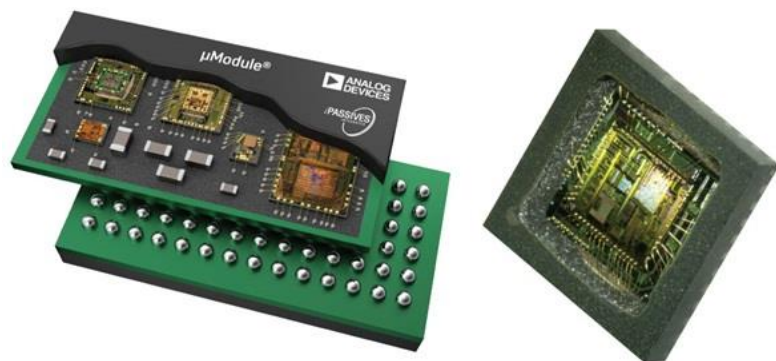


图 3. 使用 iPassives 的 μ Module 产品示例。

ADI 生产高度可定制的精密切信号调理系统。采用来自大量经现场验证的 IC 产品组合的可重复使用的方法，并将其与 iPassives 的多功能性相结合，从而使开发周期时间和成本都显著下降。这一决定为客户提供了巨大的优势，使客户可以自行利用最先进的性能更快、更高效地进入市场。

结论

乍一看，使用集成无源器件可能只会比其他更成熟的方法显得略微有利。然而，实际优势更为显著，ADI 采用 iPassives 不仅重新定义了可以实现的功能，还重新定义了速度、成本和设计尺寸，使之对客户更为有利。