

Analog Dialogue

本期介绍

- 2 编者寄语，新产品简介
- 3 高温电子设备给设计和可靠性带来挑战
- 10 采用简单电路提供可调CAN电平差分输出信号
- 11 ADI公司适合医疗保健应用的电容数字转换器技术
- 14 了解麦克风灵敏度
- 17 良好接地指导原则
- 25 改进低值分流电阻的焊盘布局，优化高电流检测精度

200°C

150°C

50°C

本期介绍

高温电子设备对设计和可靠性带来挑战

许多行业都需要电子器件能够在恶劣环境(包括极端高温)下可靠运行。传统上,在设计必须能在正常温度范围之外工作的器件时,工程师不得不依赖有源或无源冷却功能,但有些应用中可能无法实现冷却功能,或者其高成本和低可靠性使得其在另一些应用中根本不适用。详情见第3页。

采用简单电路提供可调CAN电平差分输出信号

控制器局域网(CAN)串行总线拓扑结构允许器件和微控制器在没有主机电脑的情况下彼此通信。它无需仲裁即可进行传输,可在每个设备节点上放置一个控制器和一个主处理器,省去了设备与主机互连时必需的复杂线缆。详情见第10页。

ADI公司适合医疗保健应用的电容数字转换器技术

最近的技术进步已经为医疗保健行业带来很多创新。医疗保健设备面临的挑战包括开发新的诊断方式、简化远程监控和家庭医疗保健、改进质量和可靠性,以及增加灵活性。电容数字转换器技术为医疗保健应用带来了高性能的电容检测能力。详情见第11页。

了解麦克风灵敏度

灵敏度是指模拟输出电压或数字输出值与输入压力的比值,是任何麦克风的关键特性。本文将介绍模拟和数字麦克风之间的敏感度规格差异、如何为某种应用选择最佳麦克风、如何充分发挥该器件的性能,以及增加一点(或更多)数字增益就能增强麦克风信号的原因。详情见第14页。

良好接地指导原则

接地是系统设计中最复杂的话题之一。虽然基本概念很简单,但实施过程可能很难。没有一种方法能够保证产生良好结果,但是如果实施不当,有些情况可能会导致问题。本文介绍了多种技术,具体取决于使用的特定混合信号器件。在实施PC板布局时,提供尽可能多的选项会很有帮助。详情见第17页。

改进低值分流电阻的焊盘布局,优化高电流检测精度

使用极低值的电流检测电阻时,焊料的电阻将在总电阻中占据很大比例,导致测量误差增加。高精度应用使用4引脚电阻和开尔文检测技术,但它们可能十分昂贵。本文将描述一种方案,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。详情见第25页。

Dan Sheingold [dan.sheingold@analog.com]

Scott Wayne [scott.wayne@analog.com]

产品目录: 第46卷 第2期

所有ADI产品数据手册都可在www.analog.com/zh网站查到,只需在搜索框中输入产品型号即可。

4月

D类2 × 10 W音频放大器SSM3302
G类高效率耳机放大器SSM2932
低功耗轨到轨仪表放大器AD8420
1 MHz至31 MHz双通道可变增益放大器ADRF6516
700 MHz至1050 MHz正交解调器ADRF6807
LCD背光式四串白光LED驱动器ADD5207
1电压通道和6电流通道电表ADE7816
低功耗HART调制解调器AD5700/AD5700-1
5 A、20 V双通道同步降压调节器ADP2325
100 Mbps半双工/全双工M-LVDS收发器 ..ADN4690E/ADN4692E
可级联、可编程RMS检波器IF VGA.....ADL5336

5月

0.5 W、400 MHz至4000 MHz RF驱动放大器ADL5324
隔离电源数字控制器ADP1046
集成2 ppm/°C基准电压源的16/14/12位四通道DACAD568xR/
AD569xR
双通道隔离式RS-232线路驱动器/接收器ADM3252E
170 MHz、12位、四通道HDMI接收器ADV7844
100 Mbps半双工/全双工M-LVDS收发器 ..ADN4694E/ADN4695E
200 Mbps半双工/全双工M-LVDS收发器 ..ADN4691E/ADN4693E

6月

3 nV/√Hz低功耗仪表放大器AD8421
17 MHz轨到轨输出双通道JFET放大器AD823A
四通道、低功耗、RRIO运算放大器AD8548
800 mA DC-DC降压转换器ADP2370/ADP2371
可编程工业电流/电压驱动器AD5750-2
CCD相机垂直驱动器ADDI9023
4 A峰值输出隔离式半桥驱动器ADuM3223/ADuM4223
集成电池短路保护功能的SD视频滤波器ADA4433-1
双通道、1 kV rms隔离数字隔离器ADuM7240/ADuM7241
双通道、3 kV rms隔离数字隔离器ADuM128x
SHARC处理器ADSP-21477
高精度、低噪声基准电压源ADR45xx
6 A、20 V低端驱动器降压调节器ADP2381
隔离式开关调节器ADuM3070
6自由度战术级惯性传感器ADIS16485
集成VCO的宽带频率合成器ADF4351

Analog Dialogue

模拟对话杂志(www.analog.com/analogdialogue)是ADI公司于1967年创办的技术杂志,至今已经连续出版46年,主要讨论有关模拟信号、数字信号和混合信号处理产品、应用、技术和技巧。模拟对话杂志提供两种版本。在线版每月发行一期;印刷版每年发行四期,印刷版和电子版作为对在线版中技术文章的定期回顾和汇集。在线版的内容包括:技术文章;近期应用笔记、新产品简介、在线研讨会和教程、已发表文章等及时信息;以及“集锦”栏目,其中包括从ADI网站(www.analog.com)获得重要相关信息的通用链接网址。感兴趣的读者也可以至Analog Dialogue档案库www.analog.com/library/analogdialogue/archives.html查阅自1967年第1卷第1期创刊至今的每期存档,包括三期纪念特刊。如需订阅,请访问www.analog.com/library/analogdialogue/subscribe.html。欢迎提出您的宝贵意见: Facebook: www.facebook.com/analogdialogue; 模拟对话: analogdiablog.blogspot.com; 电子邮件: dialogue.editor@analog.com、编辑Dan Sheingold, [dan.sheingold@analog.com]或出版人兼总编辑Scott Wayne, [scott.wayne@analog.com]。

高温电子设备对设计和可靠性带来挑战

作者：Jeff Watson和Gustavo Castro

简介

许多行业都需要能够在极端高温等恶劣环境下可靠工作的电子设备。依照传统做法，在设计需要在常温范围之外工作的电子设备时，工程师必须采用主动或被动冷却技术，但某些应用可能无法进行冷却，或是电子设备在高温下工作时更为有利，可提升系统可靠性或降低成本。这便提出了影响电子系统方方面面的诸多挑战，包括硅、封装、认证方法和设计技术。

高温应用

最古老以及目前最大的高温电子设备(>150°C)应用领域是地下石油和天然气行业(图1)。在该应用中，工作温度和地下井深成函数关系。全球地热梯度一般为25°C/km深度，某些地区更大。

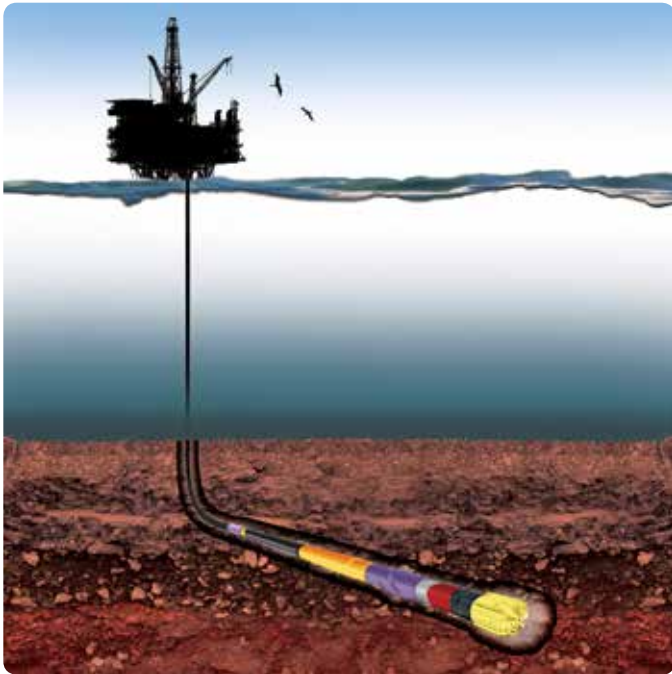


图1. 地下钻探作业

过去，钻探作业最高在150°C至175°C的温度范围内进行，然而，由于地下易钻探自然资源储备的减少和技术进步，行业的钻探深度开始加深，同时也开始在地热梯度较高的地区进行钻探。这些恶劣的地下井温度超过200°C，压力超过25 kpsi。主动冷却技术在这种恶劣环境下不太现实，被动冷却技术在发热不限于电子设备时也不太有效。

地下钻探行业中高温电子设备的应用十分复杂。首先，在钻探作业过程中，电子设备和传感器会引导钻探设备并监控其状态是否正常。随着定向钻探技术的出现，高温地质导向仪器必须将钻孔位置精确引导至地质目标。

钻孔时或钻孔刚结束时，精密的井下仪器会收集周围的地质构造数据。这种做法称为“测井”，可以测量电阻率、放射性、声音传播时间、磁共振和其他属性，以便确定地质构造特性，如岩性、孔隙度、渗透率，以及水/烃饱和度。通过这些数据，地质学家可以从构造上对岩石类型进行判断，还可以判断存在的流体类型及其位置，以及含流体区域能否提取出足够数量的碳氢化合物。

最后，在完成和生产阶段，电子系统会监控压力、温度、振动和多相位流动，并主动控制阀门。要满足这些需求，需要有一个完整的高性能元件信号链(图2)。系统可靠性是最重要的因素，因为设备故障会造成极高的停机成本。在地下数英里作业的钻柱如果出现电子组件故障，需要一天以上的时间来检修及更换，操作复杂深水海上钻井平台每天大约需要花费100万美元！

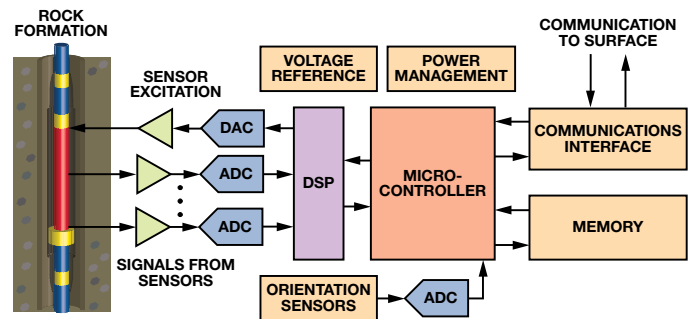


图2. 简化测井仪器信号链

其他应用领域：除了石油和天然气行业外，航空电子等其他应用对高温电子器件的需求也日渐增多。如今，航空业正日益向“多电子飞机”(MEA)的趋势发展。这一方案一方面是为了用分布式控制系统取代传统集中式发动机控制器。¹集中式控制需要采用由数百个导体和多个连接器接口组成的庞大重型线束。分布式控制方案则将发动机控制系统放置在离发动机较近的地方(图3)，将互连的复杂性降低了10倍，使飞机的重量减轻了数百磅，²同时增加了系统可靠性(估计值在某种程度上与连接器引脚数成函数关系(根据MIL-HDBK-217F计算))。³

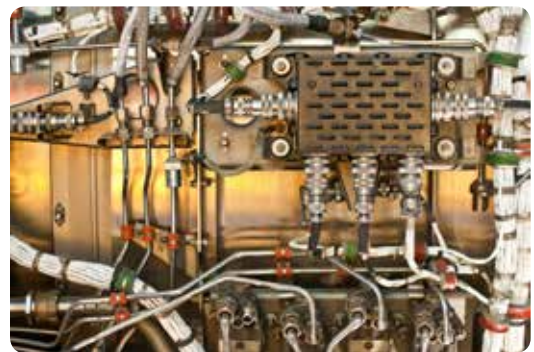


图3. 安装在飞机发动机上的控制系统

但是,代价是发动机附近的环境温度会上升(-55°C 至 $+200^{\circ}\text{C}$)。虽然该应用中电子设备可以进行冷却,但依然会产生不利影响,原因有二:首先,冷却会增加飞机的成本和重量,其次(也是最重要的一点),冷却系统故障会导致控制关键系统的电子设备出现故障。

MEA方案另一方面是要用电力电子和电子控制取代液压系统,以提升可靠性,减少维护成本。理想状态下,控制电子设备必须离执行器很近,这也会产生较高的环境温度。

汽车业提供了采用高温电子设备的另一种新兴应用。和航空电子一样,汽车业也在从纯机械和液压系统向机电一体化系统转变。⁴这就需要离热源更近的定位传感器、信号调理,以及控制电子设备。

最高温度和暴露时间依车辆类型和车辆中电子器件的位置而定(图4)。例如,高集成的电气和机械系统(如变速箱配置和变速箱控制器),可以简化汽车子系统的生产、测试和维护过程。⁵电气车辆和混合动力车需要高能量密度的电子设备,用作转换器,电机控制,充电电路这些和高温相关的部分。

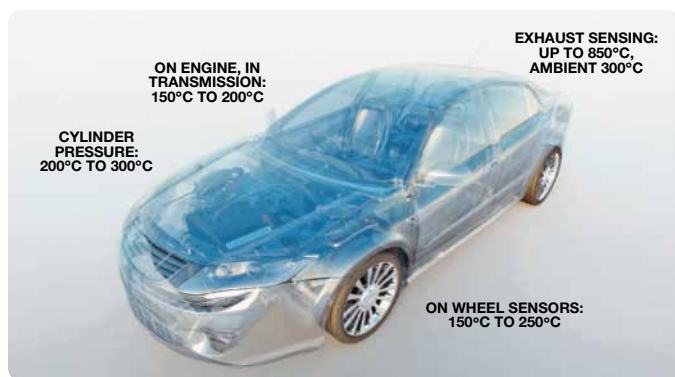


图4. 典型的汽车最高温度范围⁵

使用超出数据手册温度规格的IC

过去,由于无法获得高温IC,石油和天然气等行业的高温电子设备设计师只能使用远高于额定规格的标准温度器件。有些标准温度的IC确实能在高温下工作,但是使用起来非常困难,并且十分危险。例如,工程师必须确定可能选用的器件,充分测试并描述其温度性能,并验证其长期可靠性。器件的性能和寿命经常会大幅递减。这一过程充满挑战且昂贵耗时:

- 器件验证需要用高温印刷电路板(PCB)和设备在实验室烤箱中进行测试,测试时间至少应达到任务剖面所需的时间。由于可能面临新的故障机制,测试速度很难加快。测试过程中如出现故障,需要再次选择器件并经过长期测试,从而延长项目时间。
- 数据手册规格之外的工作情况无法获得保证,性能可能随器件批次而变化。具体而言,IC工艺变化会在极端温度时导致意外故障。
- 塑料封装只在不超过约 175°C 时保持鲁棒,且工作寿命减少。在这一温度限值附近,如果不进行昂贵耗时的实验室故障分析,很难区分故障是因封装还是硅材料引起的。陶瓷封装的标准器件供货较为稀缺。

- 恶劣环境下使用的器件通常不仅要能承受高温,还要能承受冲击和振动。许多工程师都喜欢采用带引脚的封装(如DIP或鸥翼SMT),因为这些封装可以为PCB提供更加鲁棒的安装。由于其他行业倾向于小型无引脚封装,会进一步限制器件的选择。
- 最好采用裸片形式的器件,尤其是在器件只提供塑料封装的情况下。然后,芯片可以采用符合高温的密封封装或多芯片模式重新封装。但是,能够在高温下工作的器件原本就不多,能够通过测试的芯片就更少。
- 由于时间和测试设备限制,业界工程师可能倾向于将器件的条件限制在特定的应用电路中,而不是涵盖所有的关键器件参数,使器件难以不经进一步测试便重新用于其它项目。
- 数据手册未列出的关键IC属性(如金属互连的电子迁移)可能在高温时引起故障。

针对高温设计并通过认证的IC

幸运的是,凭借最近的IC技术,能够保证以数据手册规格在高温下可靠工作的器件已经问世。工艺技术、电路设计和布局技术均有所发展。

要想在高温条件下顺利工作,必须能够同时管理多个关键器件特性。其中一项最重要也是最为人熟知的挑战是因为衬底漏电流上升而产生。其他因素包括载流子迁移率下降、 V_T 、 β 和 V_{SAT} 等器件参数变化、金属互连电子迁移增加,以及电介质击穿强度下降。⁶虽然标准硅可以在 125°C 以上的军用温度要求下正常工作,⁷但每上升 10°C ,标准硅工艺中的泄露就会增加一倍,许多精密应用都不能接受这一情况。

沟道隔离、绝缘硅片(SOI)和标准硅工艺中的其他变化都会大大降低泄露,使高性能工作温度远高于 200°C 。图5所示为SOI双极性工艺减少泄露区域的过程。碳化硅(SiC)之类的宽带隙材料会使性能进一步提升,实验室研究显示,碳化硅IC可在高达 600°C 下工作。但是,SiC是一种新型的工艺技术,目前市场上只有功率开关之类的简单器件。

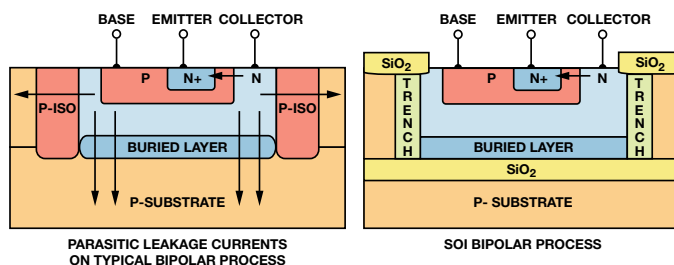


图5. 体硅与SOI的结点泄露机制对比

仪表放大器:用于地下钻探的仪表放大器需要具备高精度,以便放大常见噪声环境中的微弱信号。这种专用放大器通常是测量前端的第一个器件,因此,其性能对整个信号链的信能至关重要。

ADI公司开发团队从一开始就选定AD8229仪表放大器用于高温工作环境,且始终针对这一目的进行设计。为了满足其独特的性能要求,还选用了专有的SOI双极性工艺技术。设计人员采用了特殊电路技术,以保证能够在各种器件参数下工作,例如基极-发射极电压和正向电流增益。

IC布局也会显著影响AD8229的性能和可靠性。为了在整个温度范围内维持低失调和高共模抑制比(CMRR),布局应补偿互连和温度系数的变化。此外,仔细分析关键部分的电流密度可以降低电子迁移的影响,并提升极端条件下的可靠性。同样,设计人员还会预测故障条件,以防止过早击穿。

凭借鲁棒的工艺、电路设计和布局技术,器件可以满足整个温度范围内最严苛的精度和可靠性要求。

封装考虑因素

高温功能化硅的采用只相当于完成了一半的工作。在高温下进行芯片封装并将其连接至PCB绝非易事。高温时许多因素都会影响封装完整性(图6)。

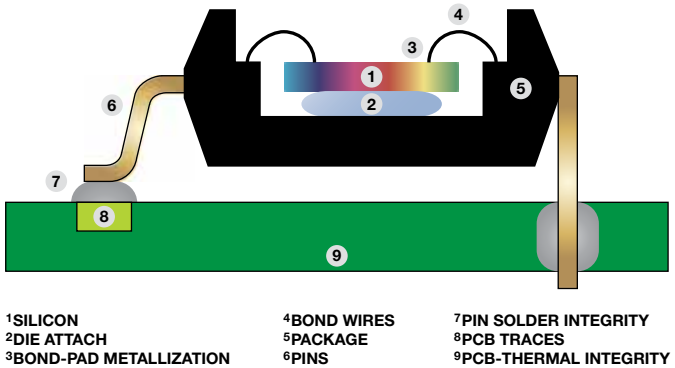


图6. IC封装和贴装元件

芯片粘着材料可以确保将硅连接至封装或基板。许多在标准温度范围能够稳定使用的材料都具有较低的玻璃化转变温度(T_G),不适合在高温下工作。对芯片、芯片粘着材料和基板的热膨胀系数(CTE)进行匹配时需要特别注意,以防止芯片在宽温度范围内反复工作时受到应力或断裂。芯片上即便受到少量的机械应力,也可能导致电气参数发生变化,达到精密应用不可接受的水平。对于需要采用热连接和电气连接连接至封装基板的功率器件,可能需要使用金属芯片粘着材料。

线焊是芯片和引脚互连的一种方法,这种方法是在芯片表面上从引脚架构至焊盘用金属线连接。对高温下的线焊可靠性而言,线所用金属与焊盘金属化层的兼容性是一大问题。由于焊接金属兼容性差产生的故障有两方面,一方面是边界接口的金属间化合物(IMC)生长,这会导致焊接易碎;另一方面是扩散(柯肯达尔效应),这会在接

口处产生空洞,减小焊接强度并增加其电阻。遗憾的是,业界最常见的金属组合之一(金线和铝焊盘金属化层)在高温时就容易产生上述现象。图7是金/铝焊接的剖面图,该图显示了IMC的生长情况,在高温条件下经过500小时后会影响焊接的完整性。

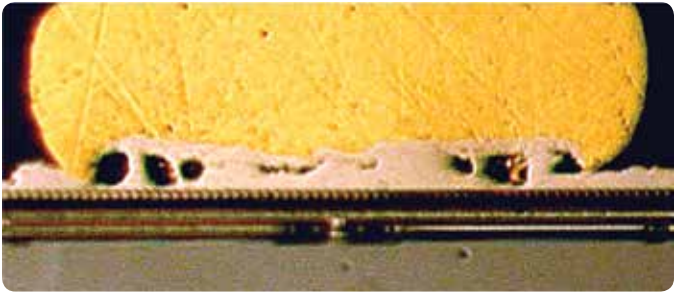


图7. 195°C下500小时后的金/铝焊接

从图8中可以看到,高温焊接失败后出现了明显的金/铝金属间化合物生长和柯肯达尔空洞。更糟的是,溴和氯等卤素(时见于塑封材料)在高温时也会引起边界接口腐蚀,加速焊接失败(幸而业界已转用“绿色”无卤素塑封材料)。因此,焊线和焊盘最好采用相同金属(单金属焊接),以避免上述不良影响。如果不能采用相同金属,工程师应当选择IMC生长和扩散率足够慢的金属,以保证在所需的寿命内可靠使用。

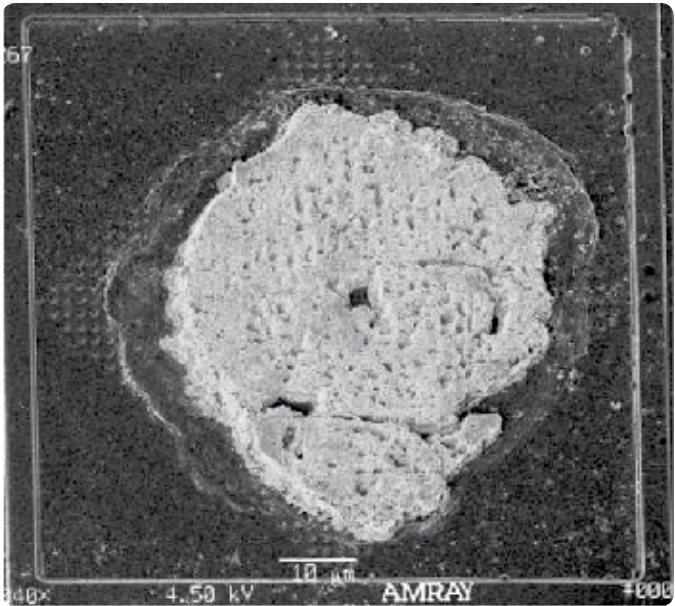


图8. 产生空洞的金属间化合物生长

图9显示了单金属焊接在高温下的鲁棒性。从焊接剖面来看,195°C下经过3000小时后未出现IMC生长迹象。

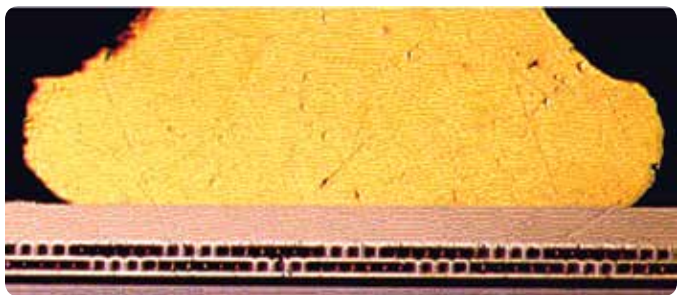


图9. 195°C下3000小时后的单金属焊接

IC封装也必须能够承受恶劣环境下施加的应力。塑料封装尽管达到行业标准,但传统上只能在150°C的额定温度下持续使用。随着近期高温应用日益受到关注,研究表明,这一额定温度可增至175°C,但只能持续较短时间。从封装结构来看,175°C是某些材料(如塑料材料)超过玻璃化转变温度的温度点。在 T_g 以上温度工作会使关键参数(如CTE和弯曲模量)产生显著机械变化,并因热应变引起分层及开裂等焊接失败现象。⁸

因此,高温应用时最好选用密封陶瓷封装(图10)。密封可以防止导致腐蚀的湿气和污染进入。遗憾的是,密封封装通常较大较重,且价格比同类塑料封装贵得多。在极端温度要求(<175°C)较少的应用中,最好采用塑料封装,可以减少PCB面积、降低成本,或是提供更好的振动顺应性。对需要采用密封封装和高器件密度的系统而言,高温多芯片模块是一种比较合理的解决方案。然而,这种方案需要提供已知合格芯片。



图10. 密封侧面钎焊陶瓷DIP封装

封装引脚配置和金属化情况也必须加以评估。表面贴装器件质量仅取决于焊盘面积以及铜层和预浸材料之间的粘结质量。另一方面,通孔DIP配置(业界最可靠的封装之一)也可提供鲁棒的冲击和振动性能。极端情况下,要想进一步提升连接强度,还可以弯曲电路板底侧引脚,并将其“钉”在PCB上,但是,通孔引脚排列不允许电路板低侧的元件密集分布,这可能是空间限制严格的井下仪器等应用面临的一大问题。

许多情况下,鸥翼SMT引脚配置是一种可行的替代方法,但是,无引脚SMT在许多高温环境下面临高冲击和振动时不够鲁棒。采用SMT器件时,设计人员应当考虑其高度和质量。采用高温环氧树脂可以提高连接鲁棒性,但是会增加制造成本,加大维修难度。在所有情况下,引脚金属化层都必须兼容高温焊料。

最常见的标准焊料合金熔点低于200°C。但是,有一些现成的合金可以列入“高熔点”(HMP)合金,其熔点远高于250°C。即便在这些情况下,对任何受应力影响的焊料而言,其最高推荐工作温度也比其熔点低40°C左右。例如,标准HMP焊料合金由5%的锡、93.5%的铅和1.5%的银组成,熔点为294°C,但其推荐工作温度仅为255°C。⁹注意,BGA(球栅阵列)封装有工厂粘结的焊料球,熔点可能不会太高。

最后,PCB本身也可能是焊接失败的原因。标准FR4材料在130°C至180°C时可在任意位置发生玻璃化转变,依具体成分而定。如果在该温度以上使用(即使时间较短),也会出现扩散和分层。聚酰亚胺是一种可靠的替代材料(Kapton中就采用了这种材料),其 T_g 高达250°C,具体依成分而定。但是,聚酰亚胺的吸湿性极强,可能会使PCB由于各种机制迅速出现故障,因此,控制其在湿气中的暴露至关重要。近些年来,业界引进了吸湿性较小且能在高温时保持完整的新型层压材料。

验证、认证与测试

在实验室验证高温器件并非易事,因为工程师需要综合上述各项技术才能在极端温度下测试器件性能。除了在建造测试夹具时采用特殊材料外,测试工程师还必须谨慎操作环境试验箱,使系统调整至所需的温度变化。由于膨胀系数不匹配,快速温度变化会对PCB板上的焊点造成损害,产生翘曲变形,并最终使系统过早出现故障。业界采用的原则是将温度变化率保持在每分钟3°C以下。

为了加快寿命与可靠性测试过程,在高温下测试电子器件是一种可以接受的方法。这里需要引入一个加速系数 α ,根据Arrhenius方程计算:

$$\alpha = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_a} - \frac{1}{T_s} \right)}$$

其中 E_a 为激活能, k 为玻尔兹曼常数, T_a 为使用时的预期工作温度, T_s 为应力温度。虽然加速老化问题对标准产品影响不大,但是,应力温度远高于额定温度可能会引起新的故障机制,并导致结果不准确。因此,为保证AD8229等高温器件的终身可靠性,需要在210°C的最高额定温度下进行为期1000小时(大约六周)的高温工作寿命测试(HTOL)。在低温情况下,预期寿命可以采用图11所示的加速度关系进行预测。

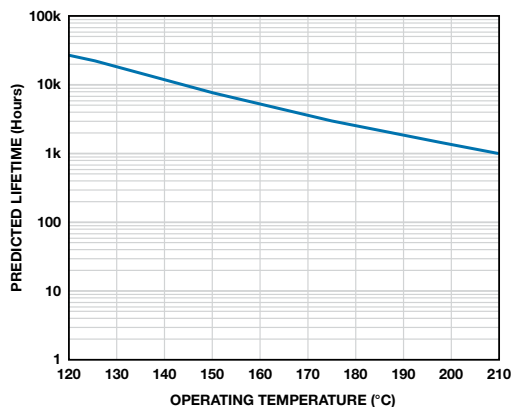


图11. AD8229寿命与工作温度，1000小时(210°C)¹¹

高温IC的可靠特性测试还存在其他阻碍因素。例如，采用的测试和测量系统可靠性取决于其最薄弱的环节。这意味着长期处于高温下的每个要素自身的可靠性都必须优于IC。系统如果不可靠，产生的数据就无法体现器件的长期可靠性，并且使得整个过程不断重复，既昂贵又耗时。统计技术可以提高测试成功率，包括准确加大测试样本，以增加误差余量，防止因DUT(受测试器件)故障导致系统过早出现故障。

另一个阻碍因素由保证极端情况下性能参数所需的生产环节造成，例如测试、探测和调整。开发团队需要针对高温产品对这些环节进行定制。

高温系统设计考虑因素

高温工作电路的设计人员必须考虑IC参数和无源器件在宽温度范围内的变化，特别关注其在极端温度下的特性，以确保电路能够在目标限制内工作。例如失调和输入偏置漂移、增益误差、温度系数、电压额定值、功耗、电路板泄露，以及其他分立器件(如ESD使用的器件和过压保护器件)的固有泄露。例如，在高源阻抗与某放大器输入端串联时，无用的漏电流(非放大器本身的偏置电流)会产生失调，进而引起偏置电流测量误差(图12)。

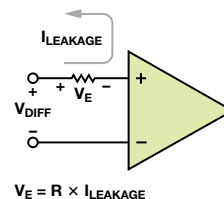


图12. 偏置电流和漏电流如何产生失调误差

在所有情况下，高温工作都会加重由焊剂、灰尘和冷凝等污染引起的电路板泄露。合理的布局有助于最大程度地减少上述影响，具体做法是在敏感节点之间提供足够的空间，例如将放大器输入和含噪声的供电轨分离。

运算放大器和仪表放大器的标准引脚排列方法是将其其中一个输入端放置在负电源端附近。这种做法会大大降低对PCB装配后焊剂残留的耐受能力，这些焊剂残留会增加泄露。为了减少泄露，增加高频CMRR，AD8229采用了与ADI公司其他精密仪表放大器相同的高性能引脚排列(图13)。

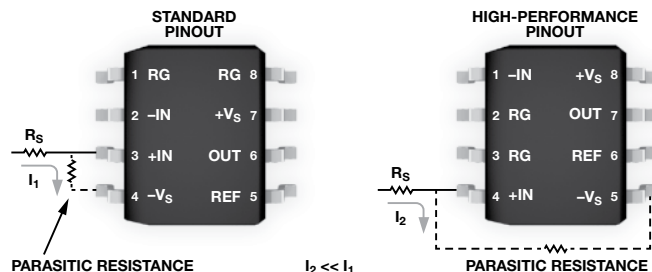


图13. 器件引脚排列改进有助于将寄生泄露降至最低

二极管、瞬态电压抑制器(TVS)和其他半导体器件的泄露都会随着温度升高成指数递增，而且许多情况下都比放大器的输入偏置电流高出很多个数量级。在这些情况下，设计人员必须确保极端温度下的泄露不会降低电路规格，使其超出所需限制。

如今，有多种无源器件可供高温工作环境使用。电阻和电容在各种电路设计中十分常见。表1列出了市场上现有的一些器件。

表1.高温电阻和电容示例

电容	最高额定温度	注释
MLCC(陶瓷)C0G/NP0	200°C	低容值，低温度系数(TC)，提供SMT
MLCC(陶瓷)X7R	200°C	TC高于C0G/NP0，成本低
液体钽电解电容	200°C	高容值，大多数采用通孔封装
钽电解电容	175°C	高容值，提供SMT封装
电阻	最高额定温度	注释
线绕电阻	275°C	高浪涌能力，稳定
金属薄膜电阻	230°C	高精度
金属氧化物电阻	230°C	通用
厚膜电阻	275°C	通用，宽电阻范围
薄膜电阻	215°C	紧凑，低TC，高稳定性，提供电阻阵列
陶瓷复合电阻	220°C	碳素电阻在高温下的替代品

注意,表面贴装器件如果靠着PCB,引脚间就很容易产生泄露,因为焊剂残留在装配结束后还会留在电路板底部。这些焊剂残留会吸湿,从而增加高温时的传导率。此时,表面贴装器件中会出现寄生电阻(特性很难预测),可能会引起其他的电路误差。要解决这一问题,可以考虑选用尺寸较大的芯片、鸥翼引脚,或在特别敏感的电路区域采用通孔器件。最后,在装配过程结束前再增加一道有效的电路板清洗环节(通常采用超声或皂化剂),无用的残留几乎就能全部清除。

设计人员在设计恶劣环境下工作的系统时,必须谨记热管理要求。即使在用到高温专用器件时,也应考虑与其功耗相关的自热效应。例如,AD8229的保证工作温度高达210°C,相当于一个小输出电流负载。由驱动高负载或永久故障条件(如输出短路)造成的额外功耗会增加结温,使其超过器件的最大额定值,大大降低放大器的工作寿命。请务必遵循推荐的散热指南,并且注意电源调节器等邻近热源。

即使是高温电阻,70°C以上时额定功率也会降低。应特别注意目标工作温度时的电阻温度额定值,尤其是在功耗相当大的情况下。例如,假设额定值为200°C的电阻在190°C的环境温度下工作,如果其因功耗产生的自热为20°C,那么还是超过了额定值。

虽然许多无源器件可以承受高温,但其结构可能并不适合长期处于冲击振动和高温兼具的环境。此外,高温电阻和电容制造商也明确规定了其在给定温度下的工作寿命。使所有器件的工作寿命规格保持匹配对建立高度可靠的系统至关重要。最后,不要忘了,许多额定值达到高温的器件可能需要降低额定值,以保持长久工作。

案例研究:绘制烤箱中的热梯度

AD8229和ADXL206(双轴加速度计)在轻便安全的高温环境下工作,可作为高温应用中两种适当的器件进行演示。演示采用了一个小型电烤箱,带有一个旋转组件,上方装有高温PCB,且能够连续工作。烤箱中的加热元件位于顶部附近。这种设计会在烤箱内产生较大的温度梯度。旋转机制用于同时测量温度和位置的实验之中。

AD8229负责调理来自K型热电偶的信号,热电偶在烤箱内不断旋转。热电偶探针伸出PCB约6英寸,目的是为了更好地测量烤箱温度变化。同时,ADXL206负责测量旋转角度。三个信号(温度梯度、x轴加速度和y轴加速度)通过一个额定值达到高温工作条件的滑环(旋转连接器)来传送。滑环可以保持与非旋转线缆的连接,线缆连接至烤箱外的数据采集电路板。由于“冷结点”位于烤箱内部,可以采用附加热电偶为内部温度提供静态参考。AD8495热电偶放大器(也位于烤箱外)采用其集成冷结补偿来调理附加热电偶的信号。

烤箱内的电路板位于中心附近的旋转组件上,该位置的温度约为175°C。电路板结构采用聚酰亚胺材料。铜层上的走线采用0.020英寸的最小宽度,以改进铜与预浸材料的连接(图14)。器件采用标准HMP焊料(5/93.5/1.5锡/铅/银)连接,并采用特氟龙镀膜线连接电路板和滑环。

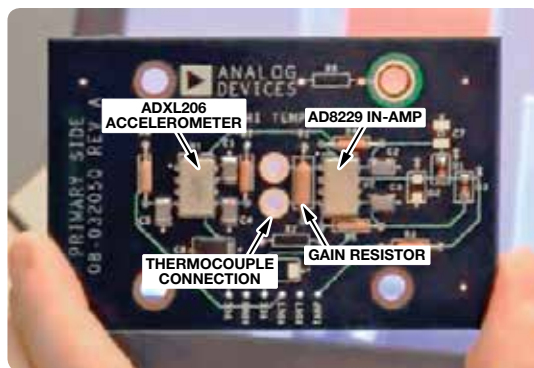


图14. 安装器件的高温PCB

所有的精密器件都采用通孔安装。仪表放大器的增益通过一个25 ppm/°C的金属薄膜电阻来设置。放大器在高增益下工作,因此,放大器到增益电阻的走线长度应尽可能短,以将铜电阻降至最低(4000 ppm/°C TC)。热电偶和放大器的接口位于电路板中心,目的是在旋转时维持温度稳定。热电偶引脚应尽可能靠近,以消除结点上无用的热电动势效应。

高温钽电容和C0G/NP0电容可对电源进行去耦,并用作加速度计输出的滤波器。

计算机处理四个不同来源的数据:旋转角度(矩形x和y分量)、内部温度梯度和参考温度。综合上述各项测量结果即可绘制出温度梯度(图15)。分析结果显示,温度变化达到25°C。正如预期,最高温在烤箱后壁顶部旁边的加热元件附近。由于存在自然对流,烤箱顶部是烤箱内部第二热的区域。最低温在热电偶与加热元件位置相反时测得。

该实验以简化形式表明,在恶劣环境下工作时,记录系统中集成的高温器件如何提取有价值信息。

结论

许多(包括成熟与新兴)应用都需要能够在极端高温环境下工作的器件。过去,由于缺少额定值能够在此类恶劣环境下工作的器件,设计这种可靠的系统十分困难。而现在,能够在这些环境下工作的IC和支持器件都已出现,既节省了工程设计时间,又降低了失败风险。采用这种新技术并遵照高温设计方法,就能使高性能系统在与之前可行环境相比更加极端的环境下可靠工作。

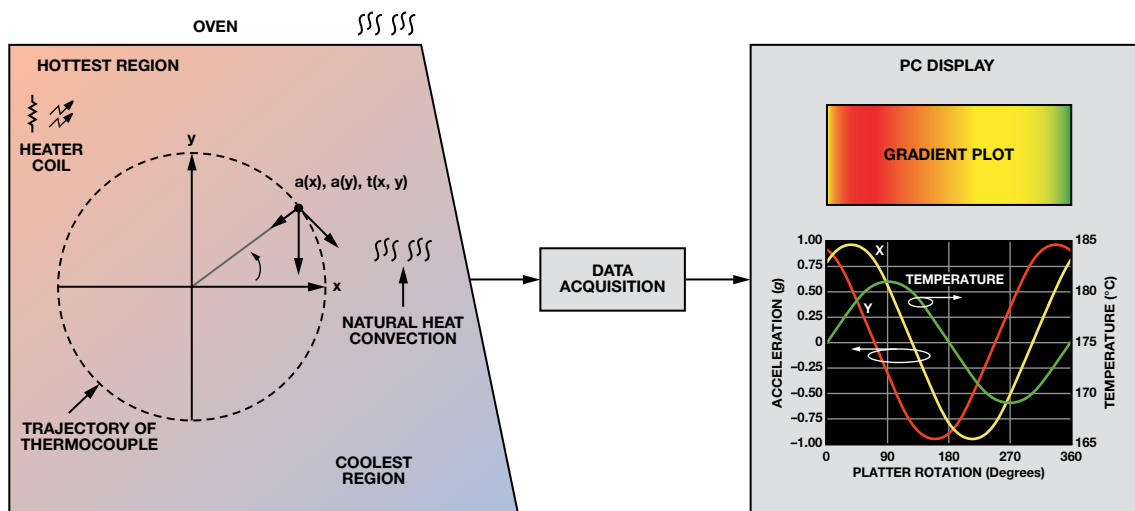


图15. 高温演示图

参考文献

- ¹A.E. I. Mehdi and Karimi K.J Brockschmidt, "A Case for High Temperature Electronics for Aerospace," *IMAPS Int'l. Conference on High Temperature Electronics (HiTEC)*, May 2006.
- ²R.A Normann, *First High-Temperature Electronics Products Survey 2005*, Sandia National Laboratories Sandia Report SAND2006-1580, April 2006.
- ³K.C Reinhardt and M. A. Marciniak, "Wide-Bandgap Power Electronics for the More Electric Aircraft," in *Proc. 3rd Int. High-Temperature Electronics Conf.*, Albuquerque, NM, June 1996, pp. I.9-I.15.
- ⁴B. Blalock, C Huque, L. Tolbert, M. Su, S. Islam, and R. Vijayaraghavan, "Silicon-on-Insulator Based High Temperature Electronics for Automotive Applications," 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics.
- ⁵J. L. Evans, J. R. Thompson, M. Christopher, P. Jacobsen, and R.W Johnson, "The Changing Automotive Environment: High-Temperature Electronics," *IEEE Trans. on Electronics Packaging Manufacturing*, Vol. 27, No. 3, pp. 164-176, July 2004.
- ⁶E.R Hnatek, "Section 5: Thermal Management," *Practical Reliability of Electronic Equipment and Products*, New York, NY: CRC Press, 2002.
- ⁷National Research Council, "Appendix A: Silicon as a High-Temperature Material," *Materials for High-Temperature Semiconductor Devices*, Washington, DC: The National Academies Press, 1995.
- ⁸F.P McCluskey, R. Grzybowski, and T. Podlesak, *High*

Temperature Electronics, CRC Press, New York, 1997.

- ⁹ "Properties of Alloys of Multicore Solder Wires," *Technical Data Sheet*, Henkel Technologies, August 2007.
- ¹⁰ "Power Dissipation Considerations in High Precision Vishay Sfernice Thin Film Chips Resistors and Arrays (P, PRA, etc.) (High Temperature Applications)," *Vishay Application Note*, Doc. Number: 53047, Revision: March 2010.
- ¹¹<http://www.analog.com/hightemp>.

作者简介

Jeff Watson [jeffrey.watson@analog.com] 是工业与仪器仪表部门的系统应用工程师，致力于高温应用。加入ADI公司之前，他是地下石油和天然气仪器仪表行业以及非公路用车仪器仪表/控制行业的一名设计工程师。他拥有宾州州立大学的电气工程学士和硕士学位。



Gustavo Castro [gustavo.castro@analog.com] 是马萨诸塞州威明顿市精密信号调理部门的应用工程师。2011年1月加入ADI公司之前，他曾经从事数字万用表及直流源等高精度仪器仪表设计工作达10年。2000年，他从墨西哥蒙特利技术学院获得电子工程学士学位。他还拥有两项专利。



采用简单电路提供可调CAN电平差分输出信号

作者：Darwin Tolentino

控制器局域网(CAN)串行总线拓扑结构可使设备和微控制器在不采用主机的情况下相互通信。它无需仲裁即可进行传输,可在每个设备节点上放置一个控制器和一个主处理器,省去了设备与主机互连时必需的复杂线缆。

通过使用CANH和CANL线缆上的信号, CAN总线有被动和主动两种状态。差分电压大于0.9 V时, 总线为主动状态, 小于0.5 V时则为被动状态。CAN收发器(如ADM3051)可将CAN控制器连接至物理层总线。

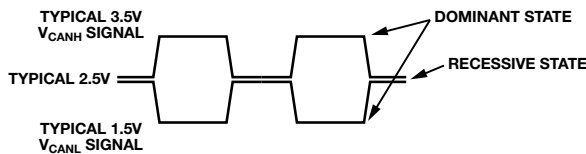


图1. CAN总线信号和状态

CAN收发器可以通过平台上的自动测试设备(ATE)或直流信号进行表征。图2所示的电路采用函数发生器产生的方波信号为收发器提供可调CAN信号。为实现宽带宽和低失真, 选用了AD8138高速差分放大器。维持峰-峰电平时, 输出端的直流电平转换器使输出信号的差分电平能够得到调整。幅度和频率通过信号发生器调整。

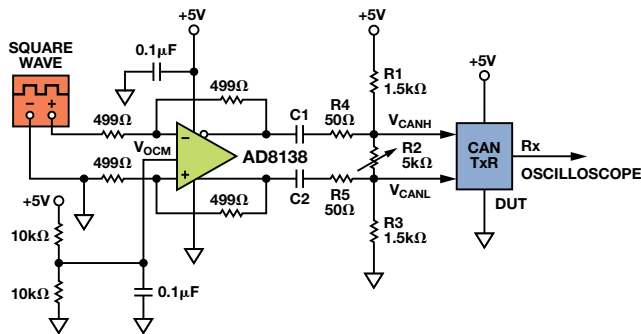
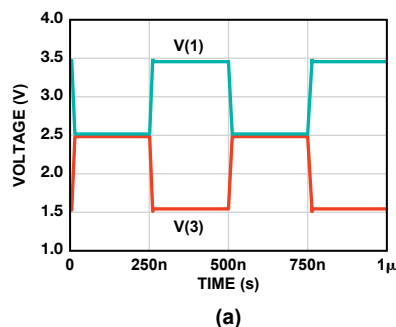


图2. 用AD8138驱动CAN收发器



该电路采用5 V单电源供电, 配置为单位增益单端转差分放大器, 共模设置为中间电压值。R1、R2和R3组成了直流偏置电路, 可将输出信号调节至CAN电平。通过将R4和R5保持在相对于R2的较小值, 电位计可轻松调整两个输出信号之间的差值, 不会显著影响其各自的幅度, 能够向DUT提供具有可变共模电平的CAN信号。由于R1和R3相等, 输出端的交流共模也不会调整R2时受到影响。R4、R5和R2共同组成了AD8138放大器输出端分压器的一部分。R4和R5尽可能选用最小值, 以便最大程度地减小输出衰减, 以及最大程度的降低每个输出端的峰-峰电平在调节R2时受到的影响。若R2短接, R4和R5也能提供最小负载, 以保护放大器输出。电容C1和C2可以将直流偏置和放大器的共模输出相隔离。这些电容还与电阻偏置网络一同构成了高通滤波器, 其截止频率为:

$$f_c = \frac{1}{2\pi[(R_4 + R_5) + (R_2 \parallel R_L)](R_1 + R_3)} \frac{C}{2}$$

其中C = C1 = C2, R_L为负载或DUT输入阻抗, 通常为20 kΩ至30 kΩ。

为了避免方波输出信号失真, 应选用尽可能大的C1和C2, 使输入信号频率达到10倍的最差截止频率, 其中R₂||R_L为最小值。例如, 假设不存在输出(DUT)负载效应, 为使V_{CANH}和V_{CANL}信号达到图3(a)所示的电平, R₂必须达到700 Ω的最小值。0.1 μF或1 μF的耦合电容可处理1 MHz的信号。图3(b)显示了R2调整差分输出电平的过程。

将这些输出信号用做收发器的V_{CANH}和V_{CANL}输入后, 可以通过测量平台表征接收器参数, 如所需频率下的传播延迟、上升时间和阈值。

作者简介

Darwin Tolentino [darwin.tolentino@analog.com]

是菲律宾ADI公司高速产品部门的高级测试开发工程师。他一直从事放大器和线性产品的测试开发工作, 并为高速接口产品提供技术支持。他于2000年进入ADI公司, 在半导体行业已有14年的经验。

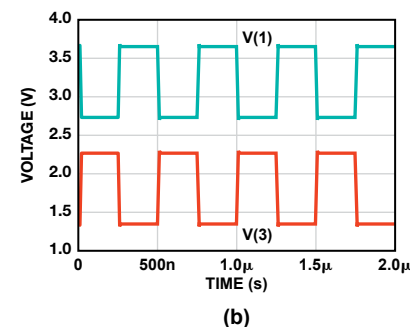


图3. V_{CANH}和V_{CANL}输出

医疗保健应用中的ADI电容数字转换器技术

作者: Ning Jia

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。

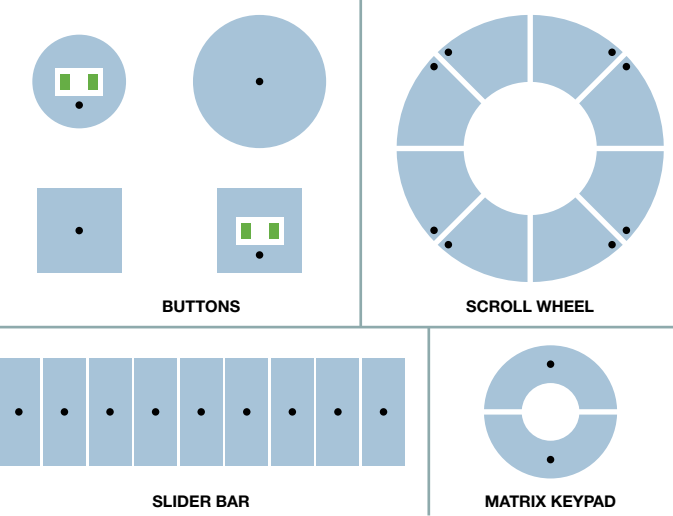


图1. 触摸传感器布局示例。

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。

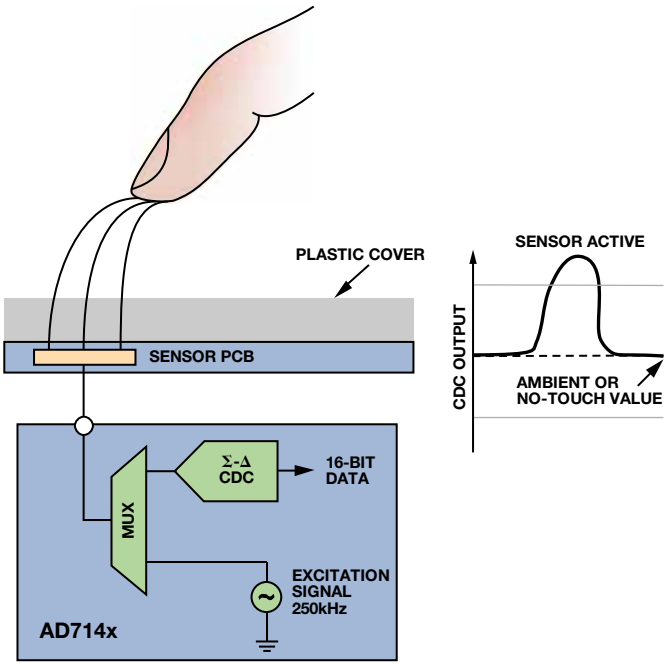


图2. 电容检测示意图和典型响应。

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。

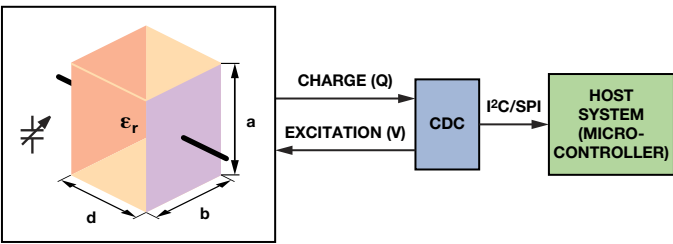


图3. 测量平行板电容器的电容。

平行板电容器由两个导体(金属板)构成,其特性为

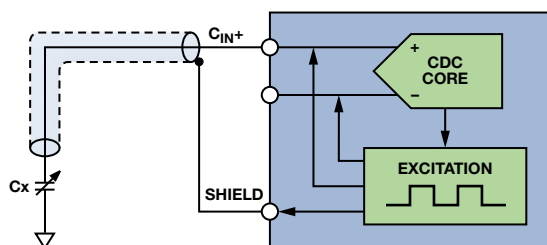
- 导体面积, $a \times b$
- 两个导体极板之间的距离 d
- 两个导体之间的电介质,用介电常数 ϵ_r 表示

根据这种几何结构,电容计算公式如下

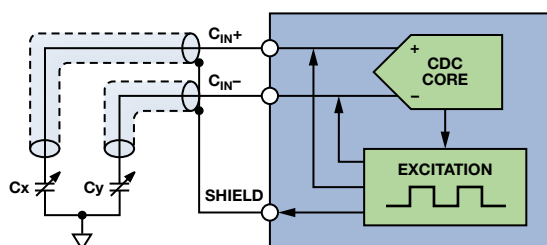
$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{a \times b}{d}$$

其中, ϵ_0 为自由空间的介电常数。

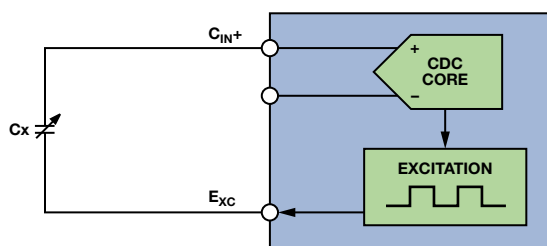
CDC器件将一个激励施加到电容器的一个极板上,然后测量该电容器中存储的电荷;之后,外部主机即可访问数字结果。根据激励的作用方式,可分为四类电容传感器,如图4所示。



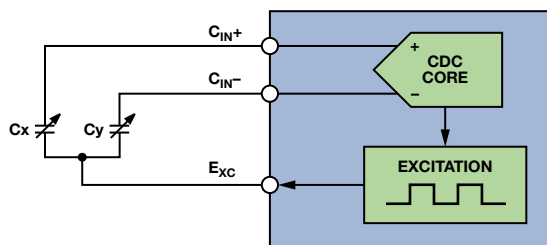
(a) SINGLE-ENDED GROUNDED SENSOR.



(b) DIFFERENTIAL GROUNDED 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。

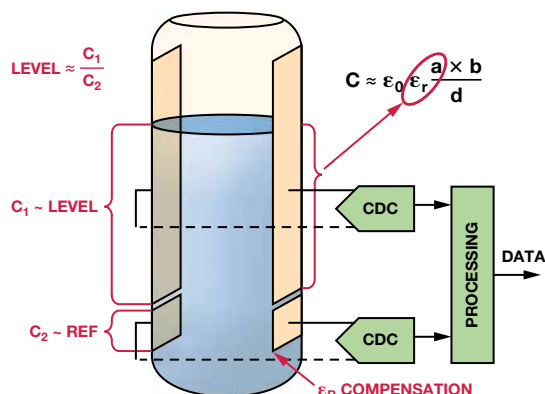


图5. 液位检测。

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。

SENSOR OR PROBE HEAD



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。

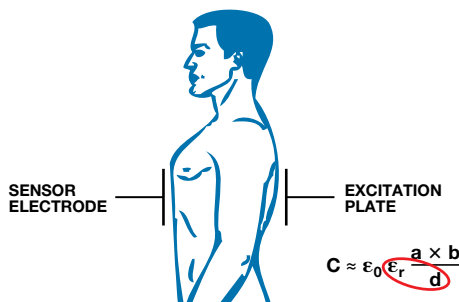


图7. 呼吸速率测量。

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。

血压测量

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极端板构成。向传感器施加压力时，电极端板之间的距离缩短。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。

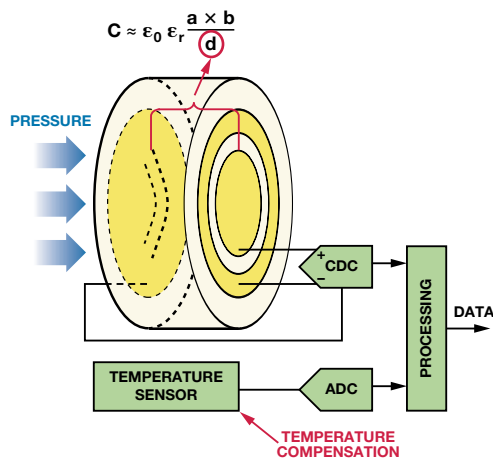


图8. 用电容式传感器检测压力。

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。

参考文献

ADI CDC主页: <http://www.analog.com/cdc>.

ADI公司医疗保健产品主页: <http://healthcare.analog.com>.

Prutchi, David, and Michael Norris. *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation*. ISBN 0-471-67623-3. John Wiley & Sons, Inc., 2005.有关所有ADI公司产品的信息，请访问: www.analog.com。

作者简介

Ning Jia [ning.jia@analog.com]是ADI亚洲客户应用中心的一名应用工程师，负责整个亚洲地区关于众多模拟产品的技术支持。Ning毕业于北京邮电大学，获得信号与信息处理硕士学位，于2007年加入ADI。



了解麦克风灵敏度

作者: Jerad Lewis

灵敏度,即模拟输出电压或数字输出值与输入压力之比,对任何麦克风来说都是一项关键指标。在输入已知的情况下,从声域单元到电域单元的映射决定麦克风输出信号的幅度。

本文将探讨模拟麦克风与数字麦克风在灵敏度规格方面的差异,如何根据具体应用选择灵敏度最佳的麦克风,同时还会讨论为什么增加一位(或更多)数字增益可以增强麦克风信号。

模拟与数字

麦克风灵敏度一般在94 dB的声压级(SPL)(或者1帕(Pa)压力)下,用1 kHz正弦波进行测量。麦克风在该输入激励下的模拟或数字输出信号幅度即是衡量麦克风灵敏度。该基准点只是麦克风的特性之一,并不代表麦克风性能的全部。

模拟麦克风的灵敏度很简单,不难理解。该指标一般表示为对数单位dBV(相对于1 V的分贝数),代表着给定SPL下输出信号的伏特数。对于模拟麦克风,灵敏度(表示为线性单位mV/Pa)可以用对数表示为分贝:

$$Sensitivity_{dBV} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{Sensitivity_{mV/Pa}}{Output_{AREF}} \right)$$

其中 $Output_{AREF}$ 为1000 mV/Pa (1 V/Pa)参考输出比。

有了该信息和正确的前置放大器增益,则可轻松将麦克风信号电平匹配至电路或系统其他部分的目标输入电平。图1显示了如何设置麦克风的峰值输出电压(V_{MAX}),以匹配ADC的满量程输入电压(V_{IN}),其增益为 V_{IN}/V_{MAX} 。例如,以4 (12 dB)的增益,可将一个最大输出电压为0.25 V的ADMP504匹配至一个满量程峰值输入电压为1.0 V的ADC。

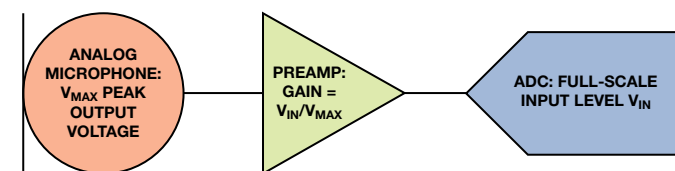


图1. 模拟麦克风输入信号链,以前置放大器使麦克风输出电平与ADC输入电平相匹配。

数字麦克风的灵敏度(单位为dBFS,相对于数字满量程的分贝数)则并非如此简单。单位的差异表明,数字麦克风与模拟麦克风的灵敏度在定义上存在细微差异。对于提供电压输出的模拟麦克风,输出信号大小的唯一限制实际上是系统电源电压的限制。

虽然对多数设计来说并不实用,但从物理本质上讲,模拟麦克风完全可以拥有20 dBV的灵敏度,其中用于基准电平输入信号的输出信号为10 V。只要放大器、转换器和其他电路能支持所需的信号电平,完全可以实现这一水平的灵敏度。

数字麦克风的灵敏度没有这样灵活,而只取决于一个设计参数,即最大声学输入。只要将满量程数字字映射到麦克风的最大声学输入(实际上,这是唯一有用的映射),则灵敏度一定是该最大声学信号与94 dB SPL参考信号之差。因此,如果数字麦克风的最大SPL为120 dB,则其灵敏度为-26 dBFS (94 dB - 120 dB)。除非将最大声学输入降低相同的量,否则无法通过调整设计使给定声学输入的数字输出信号变得更高。

对于数字麦克风,灵敏度表示为94 dB SPL输入所产生的输出占满量程输出的百分比。数字麦克风的换算公式为:

$$Sensitivity_{dBFS} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{Sensitivity_{\%FS}}{Output_{DREF}} \right)$$

其中 $Output_{DREF}$ 为满量程数字输出电平。

现在来比较最后一个非常难懂的地方,数字和模拟麦克风在峰值电平和均方根电平的使用上并不一致。麦克风的声学输入电平(单位为dB SPL)始终为均方根测量值,与麦克风的类型无关。模拟麦克风的输出以1 V rms为参考,因为均方根测量值更常用于比较模拟音频信号电平。然而,数字麦克风的灵敏度和输出电平却表示为峰值电平,因为它们是以满量程数字字(即峰值)为参考的。一般来说,在配置可能依赖于精确信号电平的下游信号处理时,必须记住用峰值电平指定数字麦克风输出的惯例。例如,动态范围处理器(压缩器、限幅器和噪声门)通常基于均方根信号电平来设置阈值,因此,必须通过降低dBFS值从峰值到均方根值按比例调整数字麦克风的输出。对于正弦输入,其均方根电平比峰值电平低3 dB(即 $\sqrt{2}$ 的对数测量);对于更加复杂的信号来说,均方根电平与峰值电平之间的差值可能与此不同。例如,ADMP421(提供脉冲密度调制(PDM)数字输出的MEMS麦克风)的灵敏度为-26 dBFS。一个94 dB SPL正弦输入信号将产生-26 dBFS的峰值输出电平,或-29 dBFS的均方根电平。

由于数字麦克风和模拟麦克风的输出采用不同的单位,因此,对两类麦克风进行比较时可能会使人难以理解;但二者在声域中却有一个共同的测量单位, SPL。一种麦克风可能为模拟电压输出,另一种为调制PDM输出,还有一种为I²S输出,但它们的最大声学输入与信噪比(SNR,即94 dB SPL参考电平与噪声电平之差)却是可以直接比较的。以声域而非输出格式为参考,这两个规格为比较不同麦克风提供了一种便利的方式。图2显

示了给定灵敏度下，模拟麦克风和数字麦克风的声学输入信号与输出电平之间的关系。图2(a)所示为ADMP504模拟麦克风，其灵敏度为-38 dBV，信噪比为65 dB。相对于左侧的94 dB SPL基准点改变灵敏度时，结果会导致以下情况：向上滑动dBV输出条将降低灵敏度，向下滑动输出条则会提高灵敏度。

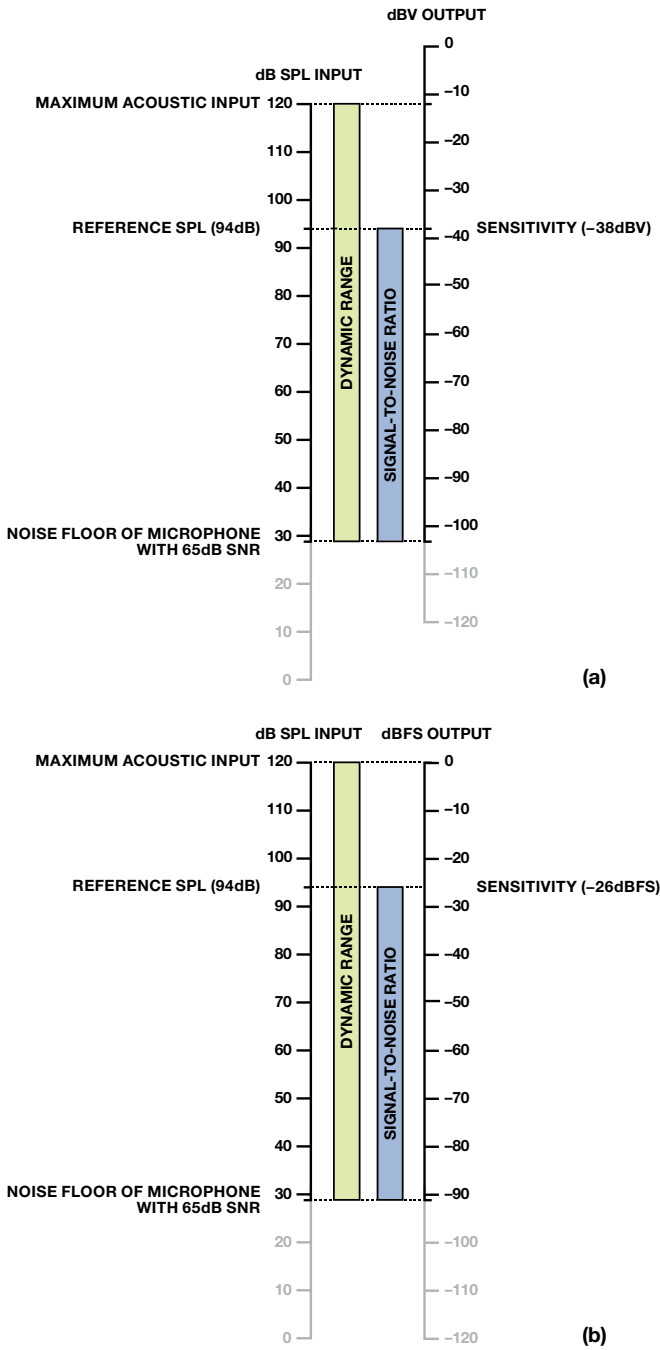


图2. (a)将声学输入电平映射到电压输出电平(模拟麦克风); (b)将声学输入电平映射到数字输出电平(数字麦克风)。

图2(b)所示为ADMP521数字麦克风，其灵敏度为-26 dBFS，信噪比为65 dB。该数字麦克风输入到输出电平映射示意图表明，调整该麦克风的灵敏度会破坏最大声学输入与满量程数字字之间的映射。与灵敏度相比，SNR、动态范围、电源抑制比、THD等规格能更好地显示麦克风的性能。

选择灵敏度和设置增益

高灵敏度麦克风并非始终优于低灵敏度麦克风。虽然灵敏度可以显示麦克风的部分特性，但不一定能体现麦克风的性能。麦克风噪声电平、削波点、失真和灵敏度之间的平衡决定了麦克风是否适用于特定应用。高灵敏度麦克风在模数转换之前需要的前置放大器增益可能较少，但其在削波前的裕量可能少于低灵敏度麦克风。

在手机等近场应用中，麦克风接近声源，灵敏度较高的麦克风更可能达到最大声学输入，产生削波现象，最后导致失真。另一方面，较高的灵敏度可能适合远场应用(如会议电话和安保摄像头)，因为在这类应用中，随着麦克风与声源之间距离的增加，声音会被衰减。图3显示了麦克风与声源之间的距离会对SPL产生什么影响。与声源的距离每增加一倍，声学信号电平将下降6 dB(一半)。

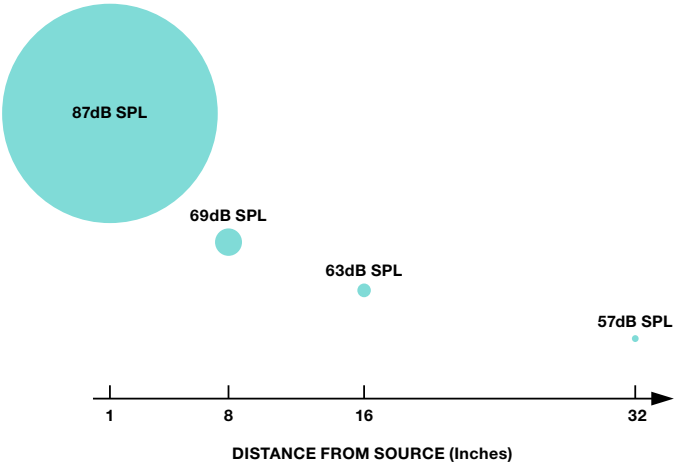


图3. 随着与声源距离的增加，麦克风声压电平将下降。

作为参考，图4显示了各种声源的典型SPL，从安静的录音棚(10 dB SPL以下)到痛阈(130 dB SPL以下)，痛阈指声音给正常人带来痛苦的点。麦克风很少能整个覆盖一甚至大致覆盖一该范围，因此，针对所需的SPL范围选择正确的麦克风是一个重要的设计决定。应利用灵敏度规格，使麦克风在整个目标动态范围内的输出信号电平与音频信号链的常见信号电平相匹配。

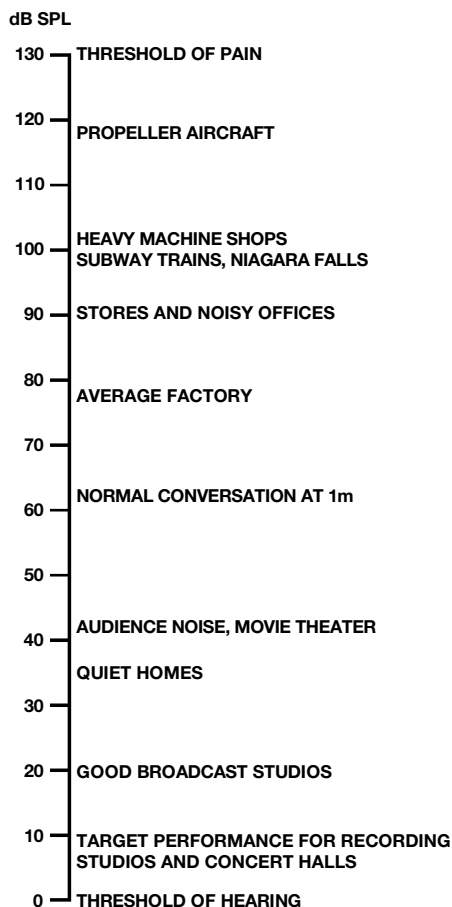


图4. 各种声源的声压电平。¹

模拟麦克风的灵敏度范围较宽。有些动态麦克风的灵敏度可能低至-70 dBV。有些电容麦克风模块集成前置放大器，因而具有极高的灵敏度，达到-18 dBV。多数模拟驻极体麦克风和MEMS麦克风的灵敏度在-46 dBV至-35 dBV(5.0 mV/Pa至17.8 mV/Pa)之间。这种水平代表着本底噪声(ADMP504和ADMP521 MEMS麦克风可能低至29 dB SPL)与最大声学输入(典型值约为120 dB SPL)之间的良好折衷。模拟麦克风的灵敏度可以在前置放大器电路中调节，该电路通常与传感器元件一起集成在封装中。

尽管数字麦克风的灵敏度似乎缺乏灵活性，但可通过数字处理器中的增益轻松调节麦克风信号的电平。对于数字增益，只要处理器的位数足以完全表示原始麦克风信号的动态范围，就不会导致信号的噪声电平降低。在模拟设计中，每个增益级都会向信号中引入一些噪声；需要系统设计师来保证每个增益级的噪声足够低，以避免其注入噪声而降低音频信号。例如，我们可以看看ADMP441，这是一款数字(I²S)输出麦克风，最大SPL为120 dB(灵敏度为-26 dBFS)，等效输入噪声为33 dB SPL(61 dB SNR)。该麦克风的动态范围为其能可靠重现的最大信号(最大SPL)与最小信号(本底噪声)之间的差值(ADMP441为：120 dB - 33 dB = 87 dB)。该动态范围可用一个15位数据字再现。当数字字中的数据发生1位移

位时，信号电平会出现6 dB移位。因此，即便是动态范围为98 dB的16位音频处理器也可使用11 dB的增益或衰减，而不会影响原始动态范围。请注意，在许多处理器中，数字麦克风的最大声学输入被映射到DSP的内部满量程电平。在这种情况下，增加任意增益都会使动态范围等量下降，进而降低系统的削波点。以ADMP441为例，在一个满量程以上无裕量的处理器中，增加4 dB的增益会导致系统对116 dB SPL的信号削波。

图5所示为一个数字麦克风，其提供I²S或PDM输出并直接与一个DSP相连。在该信号链中，不需要使用中间增益级，因为麦克风的峰值输出电平已经与DSP的满量程输入字相匹配。

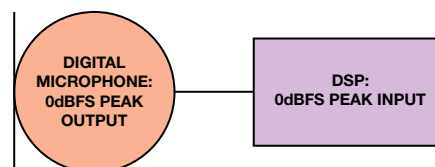


图5. 直接与一个DSP相连的数字麦克风输入信号链。

结束语

本文说明了如何理解麦克风的灵敏度规格，如何将其应用到系统的增益级中，同时解释了虽然灵敏度与SNR相关，但并不像SNR一样可以体现麦克风的质量的原因所在。无论是用模拟麦克风还是用数字MEMS麦克风进行设计，本文都有助于设计师选择最适合具体应用的麦克风，从而发挥麦克风的最大潜能。

参考文献

- “Designing with MEMS Microphones.” http://ez.analog.com/community/ask_the_expert/archived/mems-microphones.
- Lewis, Jerad. [AN-1112 Application Note](#). *Microphone Specifications Explained*. Analog Devices, 2011.
- “MEMS Microphones.” <http://www.analog.com/en/audio/video-products/mems-microphones/products/index.html>.

¹John Eargle, “The Microphone Book,” Elsevier/Focal Press, 2004.

作者简介

Jerad Lewis [jerad.lewis@analog.com] 是ADI公司的一名MEMS麦克风应用工程师。他毕业于宾州大学，获得电气工程学士学位，并于2001年加盟公司。之后，Jerad一直负责为各种音频IC提供支持，包括SigmaDSP、转换器和MEMS麦克风。他目前在宾州大学攻读工学硕士学位。



良好接地指导原则

作者: Hank Zumbahlen

接地无疑是系统设计中最为棘手的问题之一。尽管它的概念相对比较简单,实施起来却很复杂,遗憾的是,它没有一个简明扼要可以用详细步骤描述的方法来保证取得良好效果,但如果在某些细节上处理不当,可能会导致令人头痛的问题。

对于线性系统而言,“地”是信号的基准点。遗憾的是,在单极性电源系统中,它还成为电源电流的回路。接地策略应用不当,可能严重损害高精度线性系统的性能。

对于所有模拟设计而言,接地都是一个不容忽视的问题,而在基于PCB的电路中,适当实施接地也具有同等重要的意义。幸运的是,某些高质量接地原理,特别是接地层的使用,对于PCB环境是固有不变的。由于这一因素是基于PCB的模拟设计的显著优势之一,我们将在本文中对其进行重点讨论。

我们必须对接地的其他一些方面进行管理,包括控制可能导致性能降低的杂散接地和信号返回电压。这些电压可能是由于外部信号耦合、公共电流导致的,或者只是由于接地导线中的过度IR压降导致的。适当地布线、布线的尺寸,以及差分信号处理和接地隔离技术,使得我们能够控制此类寄生电压。

我们将要讨论的一个重要主题是适用于模拟/数字混合信号环境的接地技术。事实上,高质量接地这个问题可以——也必然——影响到混合信号PCB设计的整个布局原则。

目前的信号处理系统一般需要混合信号器件,例如模数转换器(ADC)、数模转换器(DAC)和快速数字信号处理器(DSP)。由于需要处理宽动态范围的模拟信号,因此必须使用高性能ADC和DAC。在恶劣的数字环境中,能否保持宽动态范围和低噪声与采用良好的高速电路设计技术密切相关,包括适当的信号布线、去耦和接地。

过去,一般认为“高精度、低速”电路与所谓的“高速”电路有所不同。对于ADC和DAC,采样(或更新)频率一般用作区分速度标准。不过,以下两个示例显示,实际操作中,目前大多数信号处理IC真正实现了“高速”,因此必须作为此类器件来对待,才能保持高性能。DSP、ADC和DAC均是如此。

所有适合信号处理应用的采样ADC(内置采样保持电路的ADC)均采用具有快速上升和下降时间(一般为数纳秒)的高速时钟工作,即使吞吐量看似较低也必须视为高速器件。例如,中速12位逐次逼近型(SAR)ADC可采用10 MHz内部时钟工作,而采样速率仅为500 kSPS。

$\Sigma\text{-}\Delta$ 型ADC具有高过采样比,因此还需要高速时钟。即使是高分辨率的所谓“低频”工业测量ADC(例如AD77xx-系列)吞吐速率达到10 Hz至7.5 kHz,也采用5 MHz或更高时钟频率工作,并且提供高达24位的分辨率。

更复杂的是,混合信号IC具有模拟和数字两种端口,因此如何使用适当的接地技术就显示更加错综复杂。此外,某些混合信号IC具有相对较低的数字电流,而另一些具有高数字电流。很多情况下,这两种类型的IC需要不同的处理,以实现最佳接地。

数字和模拟设计工程师倾向于从不同角度考察混合信号器件,本文旨在说明适用于大多数混合信号器件的一般接地原则,而不必了解内部电路的具体细节。

通过以上内容,显然接地问题没有一本快速手册。遗憾的是,我们并不能提供可以保证接地成功的技术列表。我们只能说忽视一些事情,可能会导致一些问题。在某一个频率范围内行之有效的方法,在另一个频率范围内可能行不通。另外还有一些相互冲突的要求。处理接地问题的关键在于理解电流的流动方式。

星型接地

“星型”接地的理论基础是电路中总有一个点是所有电压的参考点,称为“星型接地”点。我们可以通过一个形象的比喻更好地加以理解——多条导线从一个共同接地点呈辐射状扩展,类似一颗星。星型点并不一定在外表上类似一颗星——它可能是接地层上的一个点——但星型接地系统上的一个关键特性是:所有电压都是相对于接地网上的某个特定点测量的,而不是相对于一个不确定的“地”(无论我们在何处放置探头)。

虽然在理论上非常合理,但星型接地原理却很难在实际中实施。举例来说,如果系统采用星型接地设计,而且绘制的所有信号路径都能使信号间的干扰最小并可尽量避免高阻抗信号或接地路径的影响,实施问题便随之而来。在电路图中加入电源时,电源就会增加不良的接地路径,或者流入现有接地路径的电源电流相当大和/或具有高噪声,从而破坏信号传输。为电路的不同部分单独提供电源(因而具有单独的接地回路)通常可以避免这个问题。例如,在混合信号应用中,通常要将模拟电源和数字电源分开,同时将在星型点处相连的模拟地和数字地分开。

单独的模拟地和数字地

事实上,数字电路具有噪声。饱和逻辑(例如TTL和CMOS)在开关过程中会短暂地从电源吸入大电流。但由于逻辑级的抗扰度可达数百毫伏以上,因而通常对电源去耦的要求不高。相反,模拟电路非常容易受噪声影响——包括在电源轨和接地轨上——因此,为了防止数字噪声影响模拟性能,应该把模拟电路和数字电路分开。这种分离涉及到接地回路和电源轨的分开,对混合信号系统而言可能比较麻烦。

然而,如果高精度混合信号系统要充分发挥性能,则必须具有单独的模拟地和数字地以及单独电源,这一点至关重要。事实上,虽然有些模拟电路采用+5 V单电源供电运行,但并不意味着该电路可以与微处理器、动态RAM、电扇或其他高电流设备共用相同+5 V高噪声电源。模拟部分必须使用此类电源以最高性能运行,而不只是保持运行。这一差别必然要求我们对电源轨和接地接口给予高度注意。

请注意,系统中的模拟地和数字地必须在某个点相连,以便让信号都参考相同的电位。这个星点(也称为模拟/数字公共点)要精心选择,确保数字电流不会流入系统模拟部分的地。在电源处设置公共点通常比较便利。

许多ADC和DAC都有单独的“模拟地”(AGND)和“数字地”(DGND)引脚。在设备数据手册上,通常建议用户在器件封装处将这些引脚连在一起。这点似乎与要求在电源处连接模拟地和数字地的建议相冲突;如果系统具有多个转换器,这点似乎与要求在单点处连接模拟地和数字地的建议相冲突。

其实并不存在冲突。这些引脚的“模拟地”和“数字地”标记是指引脚所连接到的转换器内部部分,而不是引脚必须连接到的系统地。对于ADC,这两个引脚通常应该连在一起,然后连接到系统的模拟地。由于转换器的模拟部分无法耐受数字电流经由焊线流至芯片时产生的压降,因此无法在IC封装内部将二者连接起来。但它们可以在外部连在一起。

图1显示了ADC的接地连接这一概念。这样的引脚接法会在一定程度上降低转换器的数字噪声抗扰度,降幅等于系统数字地和模拟地之间的共模噪声量。但是,由于数字噪声抗扰度经常在数百或数千毫伏水平,因此一般不太可能有问题。

模拟噪声抗扰度只会因转换器本身的外部数字电流流入模拟地而降低。这些电流应该保持很小,通过确保转换器输出没有高负载,可以最大程度地减小电流。实现这一目标的好方法是在ADC输出端使用低输入电流缓冲器,例如CMOS缓冲器-寄存器IC。

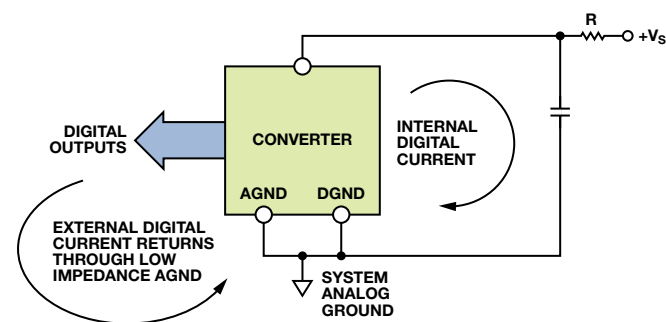


图 1. 数据转换器的模拟地(AGND)和数字地(DGND)引脚应返回到系统模拟地。

如果转换器的逻辑电源利用一个小电阻隔离,并且通过0.1 μF (100 nF)电容去耦到模拟地,则转换器的所有快速边沿数字电流都将通过该电容流回地,而不会出现在外部地电路中。如果保持低阻抗模拟地,而能够充分保证模拟性能,那么外部数字地电流所产生的额外噪声基本上不会构成问题。

接地层

接地层的使用与上文讨论的星型接地系统相关。为了实施接地层,双面PCB(或多层PCB的一层)的一面由连续铜制造,而且用作地。其理论基础是大量金属具有可能最低的电阻。由于使用大型扁平导体,它也可能具有最低的电感。因而,它提供了最佳导电性能,包括最大程度地降低导电平面之间的杂散接地差异电压。

请注意,接地层概念还可以延伸,包括电压层。电压层提供类似于接地层的优势—极低阻抗的导体—但只用于一个(或多个)系统电源电压。因此,系统可能具有多个电压层以及接地层。

虽然接地层可以解决很多地阻抗问题,但它们并非灵丹妙药。即使是一片连续的铜箔,也会有残留电阻和电感;在特定情况下,这些就足以妨碍电路正常工作。设计人员应该注意不要在接地层注入很高电流,因为这样可能产生压降,从而干扰敏感电路。

保持低阻抗大面积接地层对目前所有模拟电路都很重要。接地层不仅用作去耦高频电流(源于快速数字逻辑)的低阻抗返回路径,还能将EMI/RFI辐射降至最低。由于接地层的屏蔽作用,电路受外部EMI/RFI的影响也会降低。

接地层还允许使用传输线路技术(微带线或带状线)传输高速数字或模拟信号,此类技术需要可控阻抗。

由于“总线(bus wire)”在大多数逻辑转换等效频率下具有阻抗,将其用作“地”完全不能接受。例如,#22标准导线具有约20 nH/in的电感。由逻辑信号产生的压摆率为10 mA/ns的瞬态电流,流经1英寸该导线时将形成200 mV的无用压降:

$$\Delta v = L \frac{\Delta i}{\Delta t} = 20 \text{ nH} \times \frac{10 \text{ mA}}{\text{ns}} = 200 \text{ mV} \quad (1)$$

对于具有2 V峰峰值范围的信号,此压降会转化为大约200 mV或10%的误差(大约“3.5位精度”)。即使在全数字电路中,该误差也会大幅降低逻辑噪声裕量。

图2显示数字返回电流调制模拟返回电流的情况(顶图)。接地返回导线电感和电阻由模拟和数字电路共享,这会造成相互影响,最终产生误差。一个可能的解决方案是让数字返回电流路径直接流向GND REF,如底图所示。这显示了“星型”或单点接地系统的基本概念。在包含多个高频返回路径的系统中很难实现真正的单点接地。因为各返回电流导线的物理长度将引入寄生电阻和电感,所以获得低阻抗高频

接地就很困难。实际操作中, 电流回路必须由大面积接地层组成, 以便获取高频电流下的低阻抗。如果无低阻抗接地层, 则几乎不可能避免上述共享阻抗, 特别是在高频下。

所有集成电路接地引脚应直接焊接到低阻抗接地层, 从而将串联电感和电阻降至最低。对于高速器件, 不推荐使用传统IC插槽。即使是“小尺寸”插槽, 额外电感和电容也可能引入无用的共享路径, 从而破坏器件性能。如果插槽必须配合DIP封装使用, 例如在制作原型时, 个别“引脚插槽”或“笼式插座”是可以接受的。以上引脚插槽提供封盖和无封盖两种版本。由于使用弹簧加载金触点, 确保了IC引脚具有良好的电气和机械连接。不过, 反复插拔可能降低其性能。

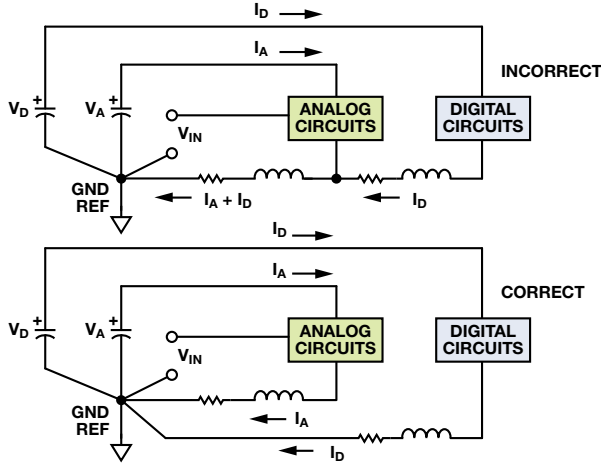


图2. 流入模拟返回路径的数字电流产生误差电压。

应使用低电感、表面贴装陶瓷电容, 将电源引脚直接去耦至接地层。如果必须使用通孔式陶瓷电容, 则它们的引脚长度应该小于1 mm。陶瓷电容应尽量靠近IC电源引脚。噪声过滤还可能需要铁氧体磁珠。这样的话, 可以说“地”越多越好吗? 接地层能解决许多地阻抗问题, 但并不能全部解决。即使是一片连续的铜箔, 也会有残留电阻和电感; 在特定情况下, 这些就足以妨碍电路正常工作。图3说明了这个问题, 并给出解决方法。

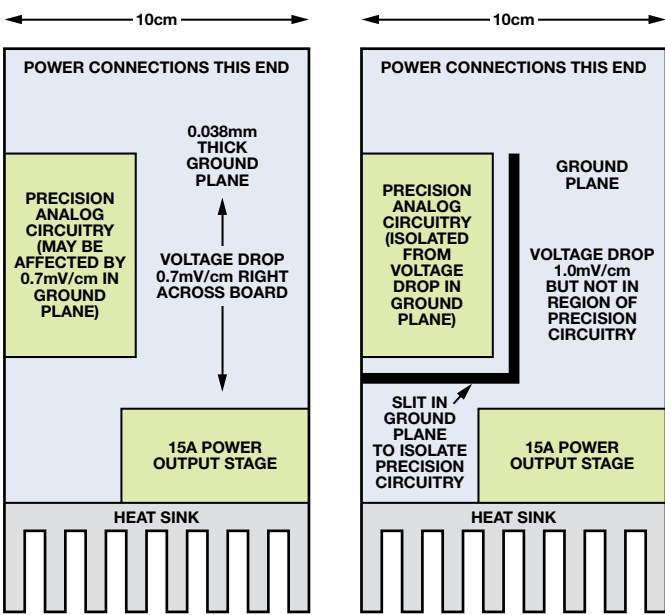


图3. 割裂接地层可以改变电流流向, 从而提高精度。

由于实际机械设计的原因, 电源输入连接器在电路板的一端, 而需要靠近散热器的电源输出部分则在另一端。电路板具有100 mm宽的接地层, 还有电流为15 A的功率放大器。如果接地层厚0.038 mm, 15 A的电流流过时会产生68 $\mu\text{V/mm}$ 的压降。对于任何共用该PCB且以地为参考的精密模拟电路, 这种压降都会引起严重问题。可以割裂接地层, 让大电流不流入精密电路区域, 而迫使它环绕割裂位置流动。这样可以防止接地问题(在这种情况下确实存在), 不过该电流流过的接地层部分中电压梯度会提高。

在多个接地层系统中, 请务必避免覆盖接地层, 特别是模拟层和数字层。该问题将导致从一个层(可能是数字地)到另一个层的容性耦合。要记住, 电容是由两个导体(两个接地层)组成的, 中间用绝缘体(PC板材料)隔离

具有低数字电流的混合信号IC的接地和去耦

敏感的模拟元件, 例如放大器和基准电压源, 必须参考和去耦至模拟接地层。具有低数字电流的ADC和DAC(和其他混合信号IC)一般应视为模拟元件, 同样接地并去耦至模拟接地层。乍看之下, 这一要求似乎有些矛盾, 因为转换器具有模拟和数字接口, 且通常有指定为模拟接地(AGND)和数字接地(DGND)的引脚。图4有助于解释这一两难问题。

再强调一次,没有任何一种接地方案适用于所有应用。但是,通过了解各个选项和提前进行规则,可以最大程度地减少问题。

小心处理ADC数字输出

将数据缓冲器放置在转换器旁不失为好办法,可将数字输出与数据总线噪声隔离开(如图4所示)。数据缓冲器也有助于将转换器数字输出上的负载降至最低,同时提供数字输出与数据总线间的法拉第屏蔽(如图5所示)。虽然很多转换器具有三态输出/输入,但这些寄存器仍然在芯片上;它们使数据引脚信号能够耦合到敏感区域,因而隔离缓冲区依然是一种良好的设计方式。某些情况下,甚至需要在模拟接地层上紧靠转换器输出提供额外的数据缓冲器,以提供更好的隔离。

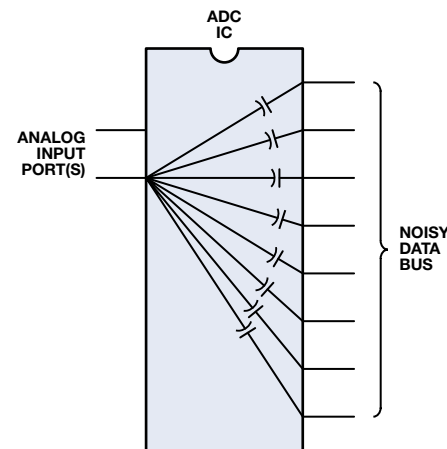


图5. 在输出端使用缓冲器/锁存器的高速ADC具有对数字数据总线噪声的增强抗扰度。

ADC输出与缓冲寄存器输入间的串联电阻(图4中标示为“R”)有助于将数字瞬态电流降至最低,这些电流可能影响转换器性能。电阻可将数字输出驱动器与缓冲寄存器输入的电容隔离开。此外,由串联电阻和缓冲寄存器输入电容构成的RC网络用作低通滤波器,以减缓快速边沿。

典型CMOS栅极与PCB走线和通孔结合在一起,将产生约10 pF的负载。如果无隔离电阻,1 V/ns的逻辑输出压摆率将产生10 mA的动态电流:

$$\Delta i = C \frac{\Delta v}{\Delta t} = 10 \text{ pF} \times \frac{1 \text{ V}}{\text{ns}} = 10 \text{ mA} \quad (2)$$

驱动10 pF的寄存器输入电容时,500 Ω串联电阻可将瞬态输出电流降至最低,并产生约11 ns的上升和下降时间:

$$t_r = 2.2 \times t = 2.2 \times R \times C = 2.2 \times 500 \Omega \times 10 \text{ pF} = 11 \text{ ns} \quad (3)$$

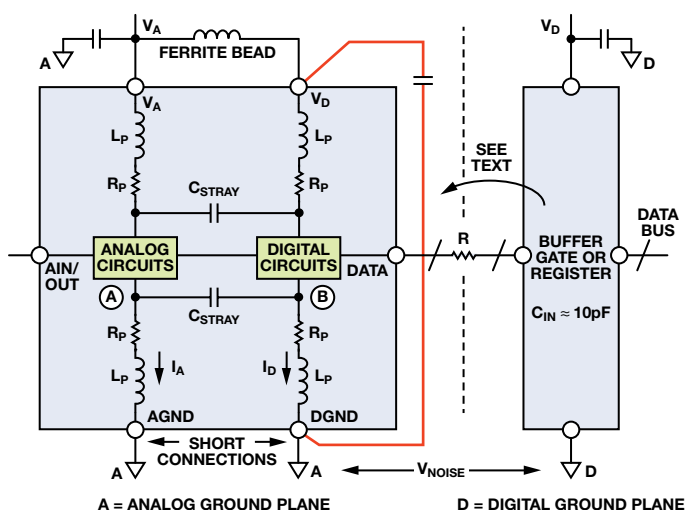


图4. 具有低内部数字电流的混合信号IC的正确接地。

同时具有模拟和数字电路的IC(例如ADC或DAC)内部,接地通常保持独立,以免将数字信号耦合至模拟电路内。图4显示了一个简单的转换器模型。将芯片焊盘连接到封装引脚难免产生线焊电感和电阻,IC设计人员对此是无能为力的,心中清楚即可。快速变化的数字电流在B点产生电压,且必然会通过杂散电容C_{STRAY}耦合至模拟电路的A点。此外,IC封装的每对相邻引脚间约有0.2 pF的杂散电容,同样无法避免! IC设计人员的任务是排除此影响让芯片正常工作。不过,为了防止进一步耦合,AGND和DGND应通过最短的引线在外部连在一起,并接到模拟接地层。DGND连接内的任何额外阻抗将在B点产生更多数字噪声,继而使更多数字噪声通过杂散电容耦合至模拟电路。请注意,将DGND连接到数字接地层会在AGND和DGND引脚两端施加V_{NOISE},带来严重问题!

“DGND”名称表示此引脚连接到IC的数字地,但并不意味着此引脚必须连接到系统的数字地。可以更准确地将其称为IC的内部“数字回路”。

这种安排确实可能给模拟接地层带来少量数字噪声,但这些电流非常小,只要确保转换器输出不会驱动较大扇出(通常不会如此设计)就能降至最低。将转换器数字端口上的扇出降至最低(也意味着电流更低),还能让转换器逻辑转换波形少受振铃影响,尽可能减少数字开关电流,从而减少至转换器模拟端口的耦合。通过插入小型有损铁氧体磁珠,如图4所示,逻辑电源引脚pin(V_D)可进一步与模拟电源隔离。转换器的内部瞬态数字电流将在小环路内流动,从V_D经去耦电容到达DGND(此路径用图中红线表示)。因此瞬态数字电流不会出现在外部模拟接地层上,而是局限于环路内。V_D引脚去耦电容应尽可能靠近转换器安装,以便将寄生电感降至最低。去耦电容应为低电感陶瓷型,通常介于0.01 μF(10 nF)和0.1 μF(100 nF)之间。

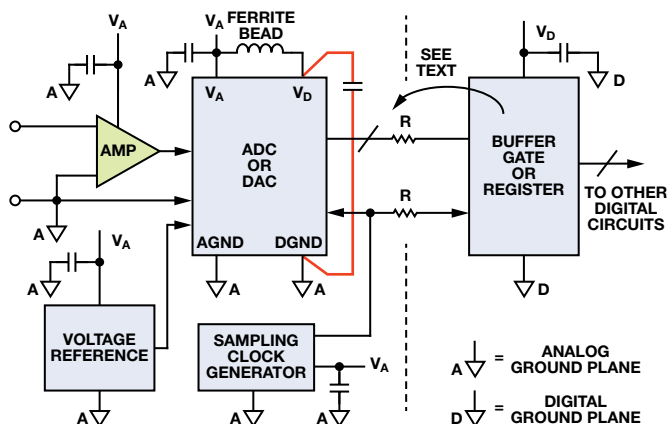


图6. 接地和去耦点。

由于TTL寄存器具有较高输入电容，可明显增加动态开关电流，因此应避免使用。

缓冲寄存器和其他数字电路应接地并去耦至PC板的数字接地层。请注意，模拟与数字接地层间的任何噪声均可降低转换器数字接口上的噪声裕量。由于数字噪声抗扰度在数百或数千毫伏水平，因此一般不太可能有问题。模拟接地层噪声通常不高，但如果数字接地层上的噪声（相对于模拟接地层）超过数百毫伏，则应采取措施减小数字接地层阻抗，以将数字噪声裕量保持在可接受的水平。任何情况下，两个接地层之间的电压不得超过300 mV，否则IC可能受损。

最好提供针对模拟电路和数字电路的独立电源。模拟电源应当用于为转换器供电。如果转换器具有指定的数字电源引脚（ V_D ），应采用独立模拟电源供电，或者如图6所示进行滤波。所有转换器电源引脚应去耦至模拟接地层，所有逻辑电路电源引脚应去耦至数字接地层，如图6所示。如果数字电源相对安静，则可以使用它为模拟电路供电，但要特别小心。

某些情况下，不可能将 V_D 连接到模拟电源。一些高速IC可能采用+5 V电源为其模拟电路供电，而采用+3.3 V或更小电源为数字接口供电，以便与外部逻辑接口。这种情况下，IC的+3.3 V引脚应直接去耦至模拟接地层。另外建议将铁氧体磁珠与电源走线串联，以便将引脚连接到+3.3 V数字逻辑电源。

采样时钟产生电路应与模拟电路同样对待，也接地并深度去耦至模拟接地层。采样时钟上的相位噪声会降低系统信噪比（SNR），我们将稍后对此进行讨论。

采样时钟考量

在高性能采样数据系统中，应使用低相位噪声晶体振荡器产生ADC（或DAC）采样时钟，因为采样时钟抖动会调制模拟输入/输出信号，并提高噪声和失真底。采样时钟发生器应与高噪声数字电路隔离开，同时接地并去耦至模拟接地层，与处理运算放大器和ADC一样。

采样时钟抖动对ADC信噪比（SNR）的影响可用以下公式4近似计算：

$$SNR = 20 \log_{10} \left[\frac{1}{2\pi f t_j} \right] \quad (4)$$

其中， f 为模拟输入频率，SNR为完美无限分辨率ADC的SNR，此时唯一的噪声来自rms采样时钟抖动 t_j 。通过简单示例可知，如果 $t_j = 50$ ps (rms)， $f = 100$ kHz，则SNR = 90 dB，相当于约15位的动态范围。

应注意，以上示例中的 t_j 实际上是外部时钟抖动和内部ADC时钟抖动（称为孔径抖动）的方和根（rss）值。不过，在大多数高性能ADC中，内部孔径抖动与采样时钟上的抖动相比可以忽略。

由于信噪比（SNR）降低主要是由于外部时钟抖动导致的，因而必须采取措施，使采样时钟尽量无噪声，仅具有可能最低的相位抖动。这就要求必须使用晶体振荡器。有多家制造商提供小型晶体振荡器，可产生低抖动（小于5 ps rms）的CMOS兼容输

理想情况下，采样时钟晶体振荡器应参考分离接地系统中的模拟接地层。但是，系统限制可能导致这一点无法实现。许多情况下，采样时钟必须从数字接地层上产生的更高频率、多用途系统时钟获得，接着必须从数字接地层上的原点传递至模拟接地层上的ADC。两层之间的接地噪声直接添加到时钟信号，并产生过度抖动。抖动可造成信噪比降低，还会产生干扰谐波。

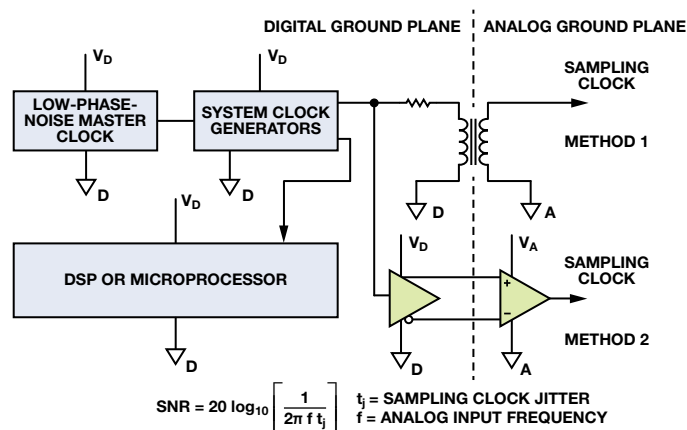


图7. 从数模接地层进行采样时钟分配。

通过使用小型射频变压器（如图7所示）或高速差分驱动器和接收机，将采样时钟信号作为差分信号传输，可在一定程度上解决这个问题。如果使用后者，应该选择ECL来最大程度地减小相位抖动。在单个+5 V电源系统中，ECL逻辑可在地面和+5 V（PECL）之间连接，输出端交流耦合到ADC采样时钟输入。不管是哪种情况，原始主系统时钟必须从低相位噪声晶体振荡器产生。

混合信号接地的困惑根源

大多数ADC、DAC和其他混合信号器件数据手册是针对单个PCB讨论接地，通常是制造商自己的评估板。将这些原理应用于多卡或多ADC/DAC系统时，就会让人感觉困惑茫然。通常建议将PCB接地层分为模拟层和数字层，并将转换器的AGND和DGND引脚连接在一起，并且在同一点连接模拟接地层和数字接地层，如图8所示。这样就基本在混合信号器件上产生了系统“星型”接地。所有高噪声数字电流通过数字电源流入数字接地层，再返回数字电源；与电路板敏感的模拟部分隔离开。系统星型接地结构出现在混合信号器件中模拟和数字接地层连接在一起的位置。

该方法一般用于具有单个PCB和单个ADC/DAC的简单系统，不适合多卡混合信号系统。在不同PCB(甚至在相同PCB上)上具有数个ADC或DAC的系统中，模拟和数字接地层在多个点连接，使得建立接地环路成为可能，而单点“星型”接地系统则不可能。鉴于以上原因，此接地方法不适用于多卡系统，上述方法应当用于具有低数字电流的混合信号IC。

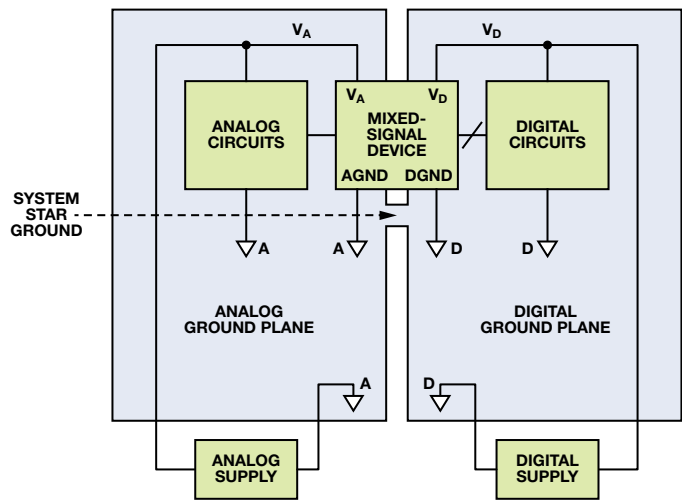


图8. 混合信号IC接地：单个PCB(典型评估/测试板)。

针对高频工作的接地

一般提倡电源和信号电流最好通过“接地层”返回，而且该层还可为转换器、基准电压源和其它电路提供参考节点。但是，即便广泛使用接地层也不能保证交流电路具有高质量接地参考。

图9所示的简单电路采用两层印刷电路板制造，顶层上有一个交直流电流源，其一端连到过孔1，另一端通过一条U形铜走线连到过孔2。两个过孔均穿过电路板并连接到接地层。理想情况下，顶端连接器以及过孔1和过孔2之间的接地回路中的阻抗为零，电流源上的电压为零。

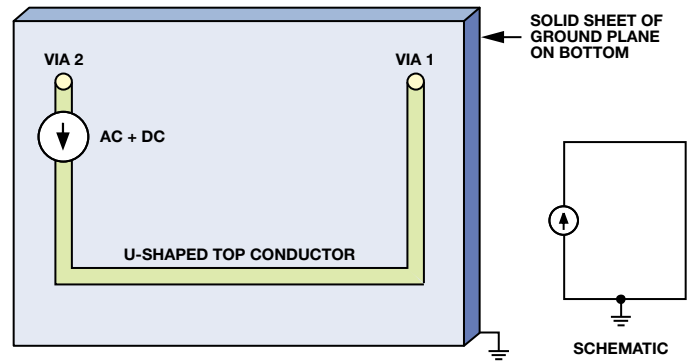


图9. 电流源的原理图和布局，PCB上布设U形走线，通过接地层返回。

这个简单原理图很难显示出内在的微妙之处，但了解电流如何在接地层中从过孔1流到过孔2，将有助于我们看清实际问题所在，并找到消除高频布局接地噪声的方法。

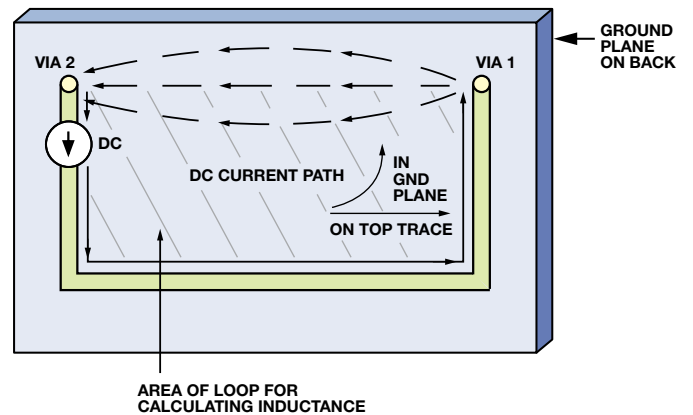


图10. 图9所示PCB的直流电流的流动。

图10所示的直流电流的流动方式，选取了接地层中从过孔1至过孔2的电阻最小的路径。虽然会发生一些电流扩散，但基本上不会有电流实质性偏离这条路径。相反，交流电流则选取阻抗最小的路径，而这要取决于电感。

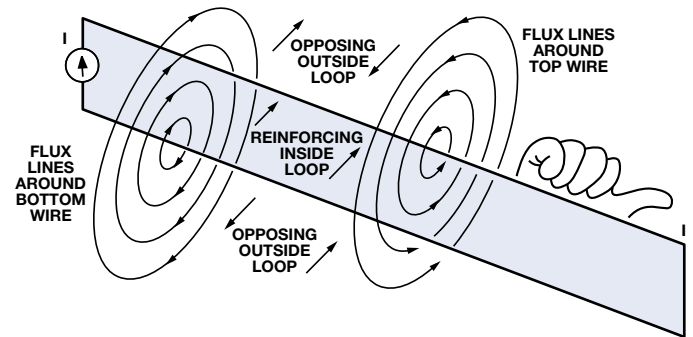


图11. 磁力线和感性环路(右手法则)。

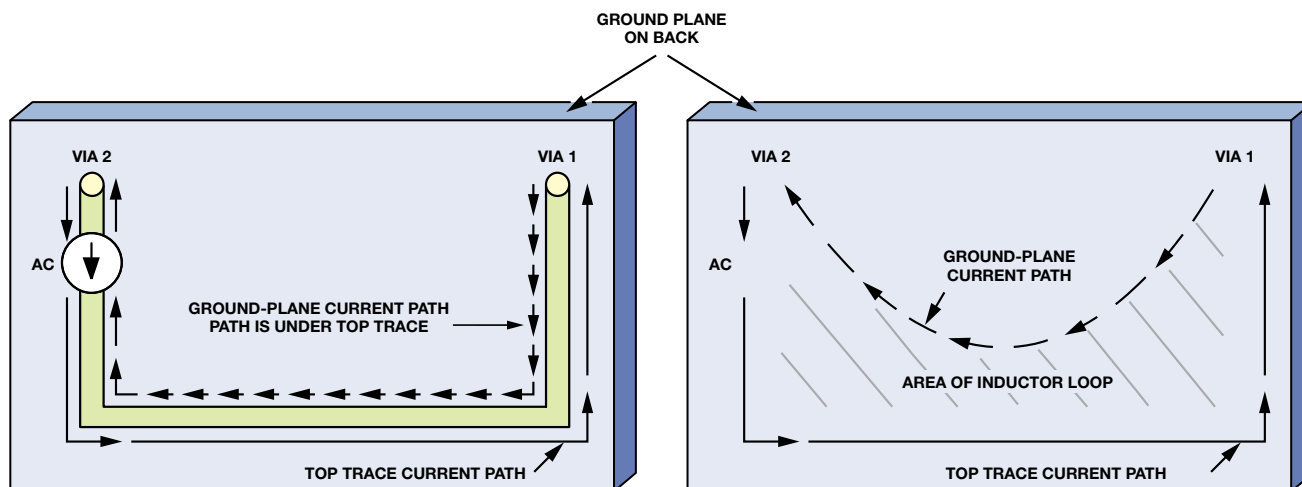


图12. 接地层中不含电阻(左图)和含电阻(右图)的交流电流路径。

电感与电流环路的面积成比例，二者之间的关系可以用图11所示的右手法则和磁场来说明。环路之内，沿着环路所有部分流动的电流所产生的磁场相互增强。环路之外，不同部分所产生的磁场相互削弱。因此，磁场原则上被限制在环路以内。环路越大则电感越大，这意味着：对于给定的电流水平，它储存的磁能(Li^2)更多，阻抗更高($X_L = j\omega L$)，因而将在给定频率产生更大电压。

电流将在接地层中选取哪一条路径呢？自然是阻抗最低的路径。考虑U形表面引线 and 接地层所形成的环路，并忽略电阻，则高频交流电流将沿着阻抗最低，即所围面积最小的路径流动。

在图中所示的例子中，面积最小的环路显然是由U形顶部走线与其正下方的接地层部分所形成的环路。图10显示了直流电流路径，图12则显示了大多数交流电流在接地层中选取的路径，它所围成的面积最小，位于U形顶部走线正下方。实际应用中，接地层电阻会导致低中频电流流向直接返回路径与顶部导线正下方之间的某处。不过，即使频率低至1 MHz或2 MHz，返回路径也是接近顶部走线的下方。

小心接地层割裂

如果导线下方的接地层上有割裂，接地层返回电流必须环绕裂缝流动。这会导致电路电感增加，而且电路也更容易受到外部场的影响。图13显示了这一情况，其中的导线A和导线B必须相互穿过。

当割裂是为了使两根垂直导线交叉时，如果通过飞线将第二根信号线跨接在第一根信号线和接地层上方，则效果更佳。此时，接地层用作两个信号线之间的天然屏蔽体，而由于集肤效应，两路地返回电流会在接地层的上下表面各自流动，互不干扰。

多层板能够同时支持信号线交叉和连续接地层，而无需考虑线路问题。虽然多层板价格较高，而且不如简单的双面电路板调试方便，但是屏蔽效果更好，信号路由更佳。相关原理仍然保持不变，但布局布线选项更多。

对于高性能混合信号电路而言，使用至少具有一个连续接地层的双面或多层PCB无疑是最成功的设计方法之一。通常，此类接地层的阻抗足够低，允许系统的模拟和数字部分共用一个接地层。但是，这一点能否实现，要取决于系统中的分辨率和带宽要求以及数字噪声量。

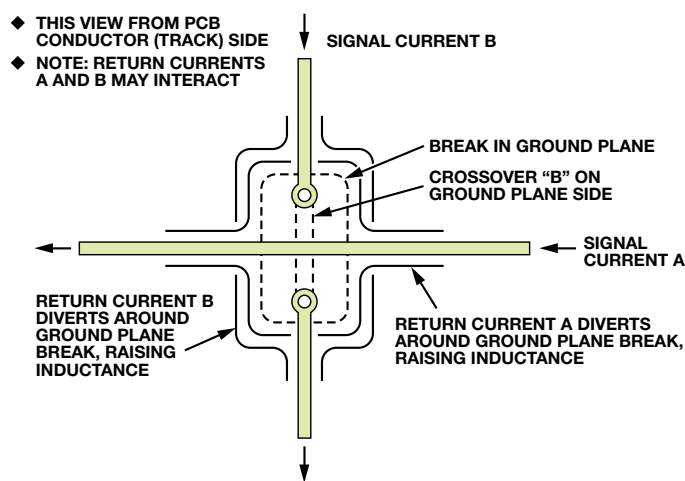


图13. 接地层割裂导致电路电感增加，而且电路也更容易受到外部场的影响。

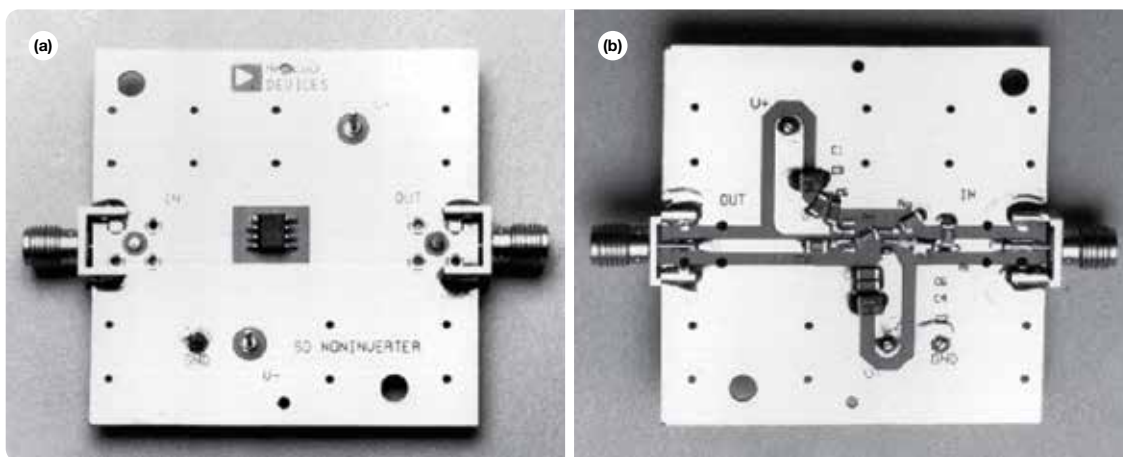


图14. AD8001AR评估板—俯视图(a)和仰视图(b)。

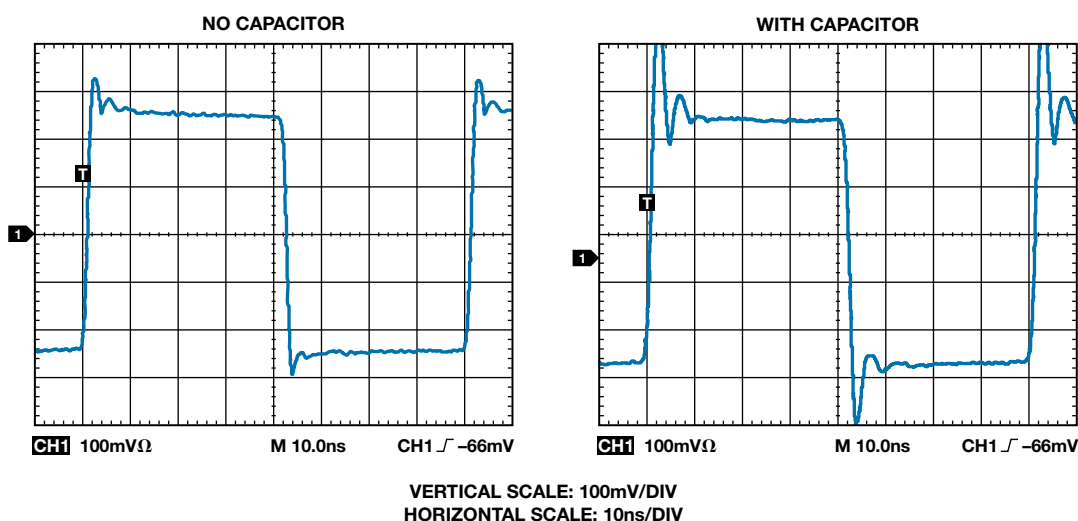


图15. 10 pF反相输入杂散电容对放大器(AD8001)脉冲响应的影响。

其他例子也可以说明这一点。高频电流反馈型放大器对其反相输入周围的电容非常敏感。接地层旁的输入走线可能具有能够导致问题的那一类电容。要记住，电容是由两个导体(走线和接地层)组成的，中间用绝缘体(板和可能的阻焊膜)隔离。在这一方面，接地层应与输入引脚分隔开，如图14所示，它是AD8001高速电流反馈型放大器的评估板。小电容对电流反馈型放大器的影响如图15所示。请注意输出上的响铃振荡。

接地总结

没有任何一种接地方法能始终保证最佳性能。本文根据所考虑的特定混合信号器件特性提出了几种可能的选项。在实施初始PC板布局时，提供尽可能多的选项会很有帮助。

PC板必须至少有一层专用于接地层！初始电路板布局应提供非重叠的模拟和数字接地层，如果需要，应在数个位置提供焊盘和过孔，以便安装背对背肖特基二极管或铁氧体磁珠。此外，必要时可以使用跳线将模拟和数字接地层连接在一起。

一般而言，混合信号器件的AGND引脚应始终连接到模拟接地层。具有内部锁相环(PLL)的DSP是一个例外，例如ADSP-21160 SHARC®处理器。PLL的接地引脚是标记的AGND，但直接连接到DSP的数字接地层。

鸣谢

本文提供的材料由多名投稿人编辑，包括James Bryant、Mike Byrne、Walt Jung、Walt Kester、Ray Stata以及ADI公司的工程设计人员。

请参考第27页的相关文献

改进低值分流电阻的焊盘布局, 优化高电流检测精度

作者: Marcus O' Sullivan

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mΩ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。

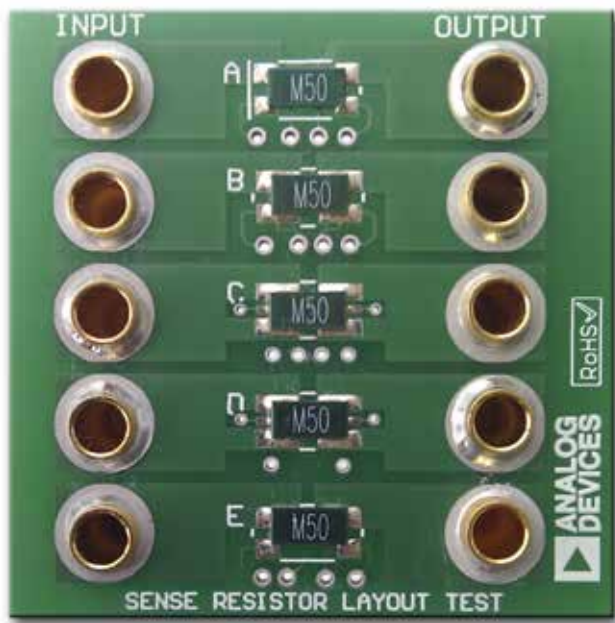


图1. 检测电阻布局测试PCB板。

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 mΩ, 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 mΩ、3 W电阻, 其容差为1%(型号: [ULRG3-2512-0M50-FLFSLT](#); 制造商: [Welwyn/TTelectronic](#))。其尺寸和标准4线封装如图2所示。

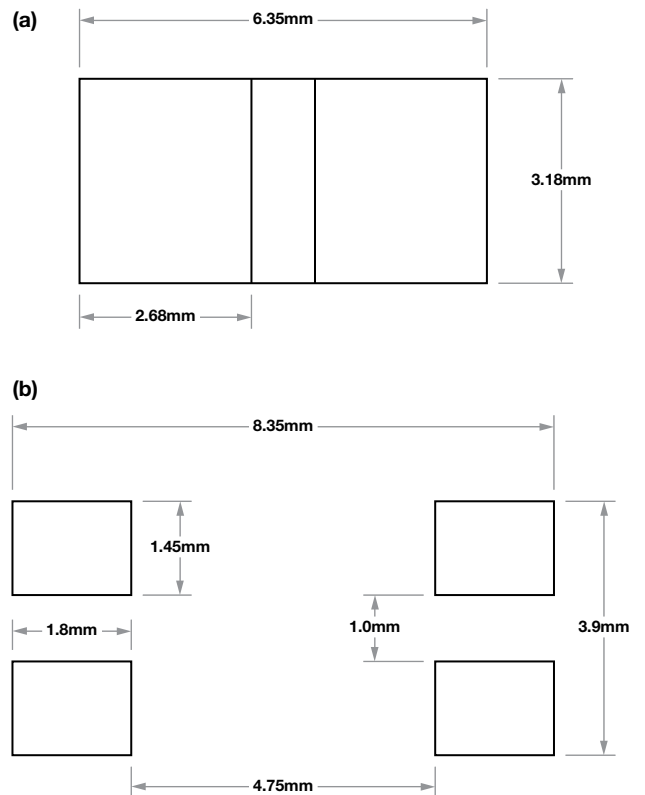


图2. (a) ULRG3-2512-0M50-FLFSLT电阻的外形尺寸; (b) 标准4焊盘封装。

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。

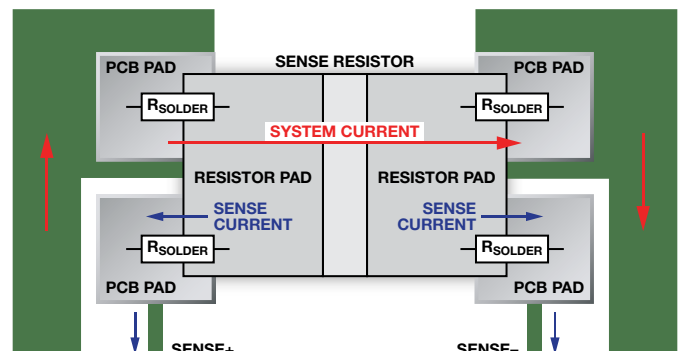


图3. 开尔文检测。

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:

- A. 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)。
- B. 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。
- C. 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。
- D. 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。
- E. 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。

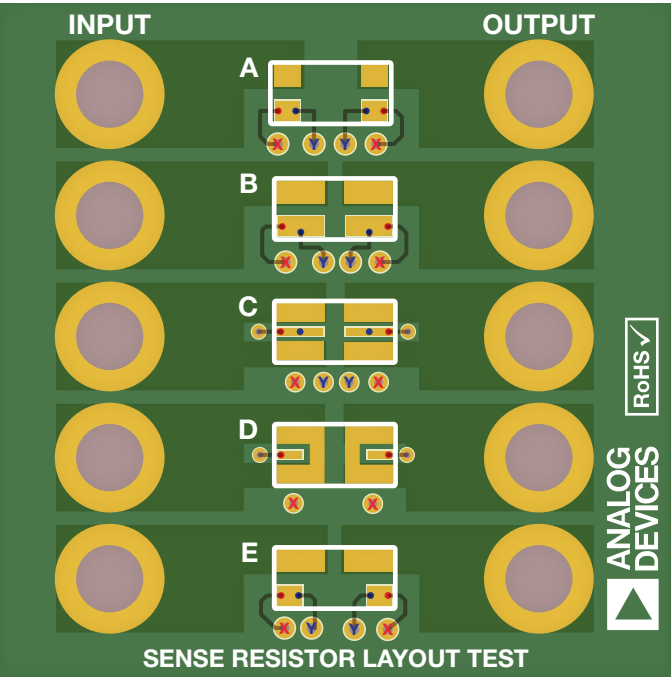


图4. 测试PCB板的布局。

用在模板上涂抹焊料,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。

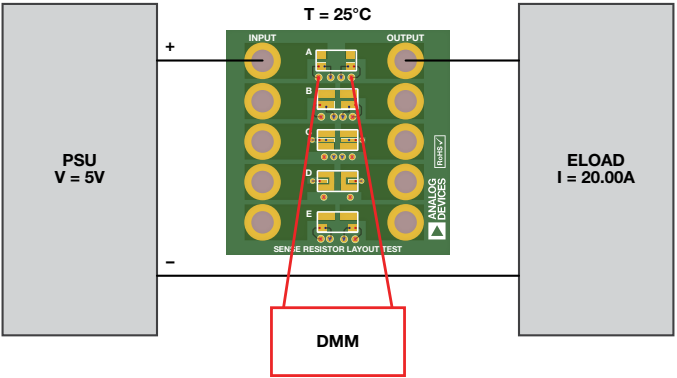


图5. 测试设置。

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。

表1. 测得电压和误差

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
	Y	9.59	4.1
E	X	9.60	4
	上焊盘*	12.28	22.8

*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

1. 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。
2. 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。
3. 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。
4. 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。

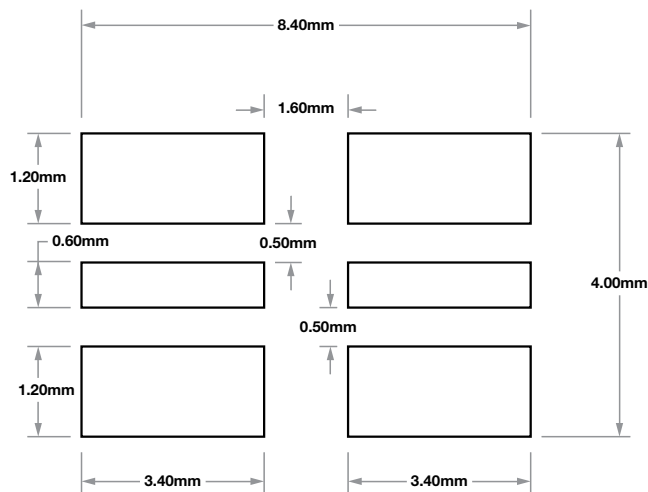


图6. 最佳封装尺寸。

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。

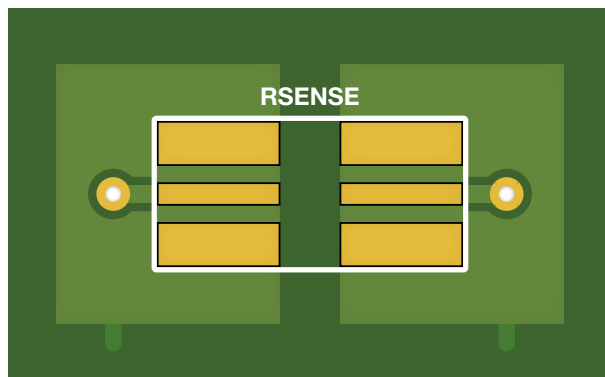


图7. 建议PCB走线路由。

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。

作者简介

Marcus O' Sullivan [marcus.osullivan@analog.com] 于1999年加盟ADI,目前是电源管理组的应用工程师。他毕业于利默里克大学,获电子工程学士学位。



接第24页

参考文献

Barrow, Jeff. "Avoiding Ground Problems in High Speed Circuits." *RF Design*, July 1989.

Barrow, Jeff. "Reducing Ground Bounce in DC-to-DC Converters—Some Grounding Essentials." *Analog Dialogue*. Vol. 41, No. 2, pp. 3-7, 2007.

Bleaney, B & B.I. *Electricity and Magnetism*. Oxford at the Clarendon Press, 1957: pp. 23, 24, and 52.

Brokaw, Paul. AN-202 Application Note. *An IC Amplifier User's Guide to Decoupling, Grounding and Making Things Go Right for a Change*. Analog Devices, 2000.

Brokaw, Paul and Jeff Barrow. AN-345 Application Note. *Grounding for Low- and High-Frequency Circuits*. Analog Devices.

The Data Conversion Handbook. Edited by Walt Kester. Newnes, 2005. ISBN 0-7506-7841-0.

Johnson, Howard W. and Martin Graham. *High-Speed Digital Design*. PTR Prentice Hall, 1993. ISBN: 0133957241.

Kester, Walt. "A Grounding Philosophy for Mixed-Signal Systems." *Electronic Design Analog Applications Issue*, June 23, 1997: pp. 29.

Kester, Walt and James Bryant. "Grounding in High Speed Systems." *High Speed Design Techniques*. Analog Devices, 1996: Chapter 7, pp. 7-27.

Linear Circuit Design Handbook. Edited by Hank Zumbahlen. Newnes, February 2008. ISBN 978-0-7506-8703-4.

Montrose, Mark. *EMC and the Printed Circuit Board*. IEEE Press,

1999 (IEEE Order Number PC5756).

Morrison, Ralph. *Grounding and Shielding Techniques*. 4th Edition. John Wiley & Sons, Inc., 1998. ISBN: 0471245186.

Morrison, Ralph. *Solving Interference Problems in Electronics*. John Wiley & Sons, Inc., 1995.

Motchenbacher, C. D. and J. A. Connelly. *Low Noise Electronic System Design*. John Wiley & Sons, Inc., 1993.

Op Amp Applications Handbook. Edited by Walt Jung. Newnes, 2005. ISBN 0-7506-7844-5.

Ott, Henry W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 2nd Edition. John Wiley & Sons, Inc., 1988. ISBN: 0-471-85068-3.

Rempfer, William C. "Get All the Fast ADC Bits You Pay For." *Electronic Design*. Special Analog Issue, June 24, 1996: pp. 44.

Rich, Alan. "Shielding and Guarding." *Analog Dialogue*. Vol. 17, No. 1, pp. 8, 1983.

Sauerwald, Mark. "Keeping Analog Signals Pure in a Hostile Digital World." *Electronic Design*. Special Analog Issue, June 24, 1996: pp. 57.

作者简介

Louis "Hank" Zumbahlen [hank.zumbahlen@analog.com] 1989年进入ADI公司,最初担任驻加州的现场应用工程师。在过去数年中,他还作为高级应用工程师,参与了培训和研讨会发展工作。此前,他在Signetics (飞利浦)担任类似职位,还曾在多家公司担任设计工程师,主要涉足测试和测量领域。Hank拥有伊利诺伊大学的电子工程学士学位(BSEE)。他是《线性电路设计手册》(Newnes-Elsevier 2008)的作者。



Analog Devices, Inc.
Worldwide Headquarters
One Technology Way
P.O. Box 9106, Norwood, MA
02062-9106 U.S.A.
Tel: (1 781) 329 4700
Fax: (1 781) 461 3113

亚太区总部
上海市黄浦区湖滨路 222 号
企业天地大厦 22 层
邮编: 200021
电话: (86 21) 2320 8000
传真: (86 21) 2320 8222

深圳分公司
深圳市福田区
益田路与福华三路交汇处
深圳国际商会中心 4205-4210 室
邮编: 518048
电话: (86 755) 8202 3200
传真: (86 755) 8202 3222

北京分公司
北京市海淀区
上地东路 5-2 号
京蒙高科大厦 5 层
邮编: 100085
电话: (86 10) 5987 1000
传真: (86 10) 6298 3574

武汉分公司
湖北省武汉市东湖高新区
珞瑜路 889 号光谷国际广场
写字楼 B 座 2403-2405 室
邮编: 430073
电话: (86 27) 8715 9968
传真: (86 27) 8715 9931

亚洲技术支持中心
免费热线电话: 4006 100 006
电子邮箱: china.support@analog.com
技术专栏: www.analog.com/zh/CIC
样品申请: www.analog.com/zh/sample
在线技术论坛: www.analog.com/zh/forum