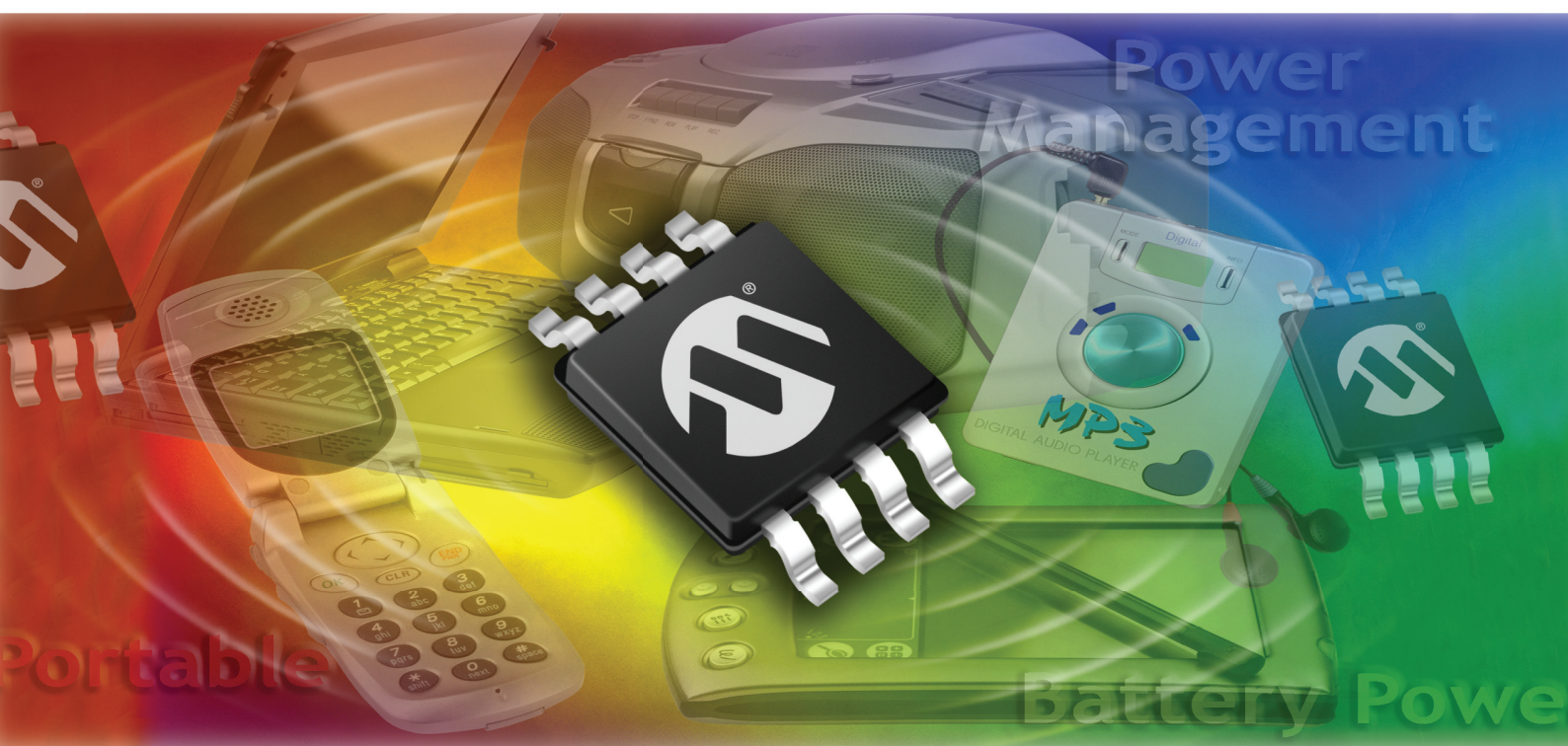




模拟和接口指南——第2卷
技术论文和设计笔记的合辑



目录

最大限度降低噪声的技术

期待技术变迁	1
旁路电容：这里没有捷径	2
消抖失败	3
ETP-248：管理单片机/模拟应用中的电源、地和噪声	4

锂电池充电

大容量锂电池充电	8
锂离子电池充电：充电系统并不都是一样的	10

运算放大器

在单电源电压环境内使用放大器	14
每个放大器都在等待振荡，每个振荡器都在等待放大	18
放大器和SPICE	22

模数转换器

位数与LSb误差	24
您的转换器是否精确——第2部分	25
噪声有时也是有益的	26
利用基本原理实现ACD范围控制	27
通过欠采样来反向利用奈奎斯特采样定理	28

其他

使用nanoWatt Technology技术武装自己	29
巧妙实现单片机引脚复用	32
顺应波峰因数的潮流	33
在嵌入式应用中使用低压差稳压器进行设计	34

期待技术变迁

正如我们所说的，行业技术在不断进步。数字和模拟集成电路芯片工艺的尺寸在不断缩小。随之而来的是，IC器件的电源电压要求、芯片面积和价格也在不断下降。我个人见证了从1.2微米一直到0.25微米的尺寸变迁。我发现用0.7微米工艺制造的器件功能，在改为0.25微米工艺时可能就无法正常工作。

这是怎么回事?!理论上并没有改变什么，但实际电路似乎不是那么一回事。当然，我可以选择不采用已迁移为更小尺寸的器件，但对于一名具有前瞻性的工程师，这是一个非常糟糕的主意。不顺应这一行业趋势，就等于放弃了更低电源电压、更快速度和更低成本这些额外好处。这是非常不明智的!

我的唯一应对措施是在设计时预期尺寸将继续变得越来越小。我知道，器件尺寸越小，能够支持的电源电压就越低。这可以帮助我解决功耗问题，但ESD（静电放电）则达不到最优水平。较小尺寸的器件不仅吸收高电压瞬变的能力较低，而且它们缺乏高电流下的可靠性。制造标准与以往一样高，即具有2000 Vrms到4000 Vrms的抗ESD能力（人体模型）。但是，它们测试检测的是产生灾难性故障的条件，而最终用户可能会由于EMI（电磁干扰）和EFT（电快速瞬变）信号而遭遇RAM损坏。

不过，我可以将精力集中在几个方面，例如，保护电路（MOV和瞬态抑制器）、单片机或处理器引脚保护（I/O、中断和复位引脚），或者固件恢复技术（WDT和寄存器刷新）等。所有这些技术都有助于产生可靠的设计，但经布局优化后我可以得到最大的回报。

如果您想要加入这种向更小尺寸变迁的浪潮，可以检查您的布局，在即将变得敏感的电路中寻找尖峰和毛刺可能进入的位置。一个主要的检查位置就是电源走线。在典型电路中，使用降压或升压转换器来产生电源信号。对于这类有噪声的电源，会在电源电压上接收到EFT。这种EFT会表现为电压或电流尖峰。请记住，对于更高尺寸级别的设计，电路可以在当前布局下正常工作。一般的经验法则是通过管理电源和接地走线（或平面）来最大限度降低这些影响。最后，您的电路总是需要使用去耦电容或旁路电容，不过现在做出正确的选择才是关键。

图1给出了几个说明应该采取和不应采取的做法的示例。

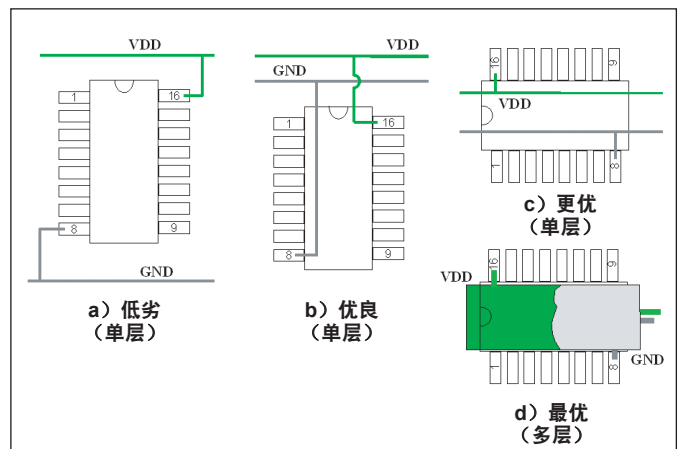


图1: 使用一条地和VDD走线连接几个器件，(a)会形成地和电源环路。这种拓扑还会增强电源毛刺。使用地或VDD跳线(b)是更好的解决方案，但也不是太好。构造器件之间的地和VDD走线(c)是三者中更好的解决方案。但是，最好的解决方案是在多层板上使用独立的地和电源平面(d)。

您之前可能已经听说过所有这些建议，以及这篇短文之外的其他许多有用的注意事项。如果是这样，这是一个好的迹象。作为工程师出身，您可能已经发现自己的电路需要什么和不需要什么。那么祝贺你。但是，风云万变。当您转为采用新的芯片尺寸时，您需要实现那些看似古老的布局规则。在优化您的布局时考虑电源毛刺。添加诸如MOV和瞬态抑制器之类的保护电路，保护控制器或处理器的I/O、中断和复位引脚。采用固件恢复技术（如WDT或寄存器刷新），使它们包含正确的值。所有这些技术将帮助产生可靠的设计。

旁路电容：这里没有捷径

所有电子电路的一个基本要求就是包含旁路电容（也称为去耦电容）。这些元件位于正电源与地之间，尽可能地靠近有源器件的供电引脚。一些低频电路不包含这些电容也可能侥幸没事，但更多情况下，低频电路实际上在有源器件内会有高频信号。所谓的“低频器件”的一个示例就是使用低频系统时钟的单片机。假设时钟的频率很低，但内部和I/O门电路的电平跃变是在几纳秒内完成的。如果不进行适当的电源滤波，这些上升沿和下降沿毛刺会传遍整个电路。对电源进行适当滤波的第一步是包含一个具有适当电容值的旁路电容。

包含数字器件的电路并不是唯一需要旁路电容的系统。包含旁路电容也可以为模拟器件带来好处，但是通过另一种方式。数字系统中的旁路电容用于控制来自器件的快速上升沿和下降沿毛刺，而模拟系统中的旁路电容则用于防止电源噪声进入模拟器件。通常情况下，模拟器件具有内置的预防性电源滤波功能，基本上称为电源或线路抑制能力。这些电源抑制（Power-Supply Rejection, PSR）和噪声抑制机制对于降低低频电源噪声非常有效，但对于较高频率则不是如此。

如果您认可在电路中包含旁路电容是不可违背的法则，那么新的任务就是为电路中的各种器件选择适合的电容值。通常情况下，制造商会在他们的数据手册中给出建议的旁路电容值。如果制造商未提供该信息，您可以自行确定适合的值。

例如，对于单片机或微处理器，当您知道器件信号的典型上升和下降时间（ t_{RISE} ）时，就可以计算旁路电容值。您还需要知道单片机或微处理器工作时的平均电流（ I_{AVE} ）。单片机/微处理器产品数据手册中会给出这两个量。最后，您需要定义电源走线可以承受的最大电压纹波噪声（ V_{RIPPLE} ）。

根据这些值，相应的旁路电容值为：

$$f_{noise} = 1 / (2 * t_{RISE}); \text{ 确定噪声频率}$$

$$I_{SURGE} = I_{AVE} * f_{noise} / f_{micro}; \text{ 近似得到浪涌电流}$$

$$C_{BYPASS} = I_{SURGE} / (2 * \pi * f_{noise} * V_{RIPPLE}); \text{ 计算旁路电容值}$$

模拟器件通过另一种方式受益。对于这些类型的电路，您需要确定会影响电路的电源噪声频率。该信息的最佳来源是产品数据手册中的PSR或线路抑制性能—频率图。另外，您需要确定可以承受的最小容许噪声。例如，对于12位ADC，为了实现真正的12位性能，可以承受的非抑制电源噪声大约为 $\pm 1/4$ 低字节（LSb）。您还需要尝试估算电源和噪声电压大小。对于这两个参数，您可以参考制造商数据手册中的典型PSR—频率曲线。

例如，图1A提供了12位ADC的PSR—频率曲线。该转换器的PSR等于：

$$PSR = 20 \log (V_{POWER-SUPPLY-RIPPLE} / V_{ADC-ERROR})$$

如果您确定转换器电源上的噪声级别为 ± 20 mV（或40 mV峰值），允许的误差为 $\pm 1/4$ LSb或0.61 mV峰值（意味着满量程范围为5V），则来自电源的噪声将在转换器的输出编码中表现为-36.33 dB的噪声。根据图1A，这种情况发生在大约5 MHz处。根据图1B，该转换器相应的旁路陶瓷电容值将介于0.1 μ F和0.01 μ F之间。

这些计算使用的是典型值，而不是最小值或最大值，注意到这一点是有好处的。这对于帮助理解是非常重要的，因为选择正确的旁路电容并不是一门精确的科学。不只是器件特性值在器件之间会稍有差异，电路中使用的电容在器件之间和不同温度下也会有差异。但是，不要让这种因素妨碍您使用旁路电容。不使用任何旁路电容是最糟糕的情况。

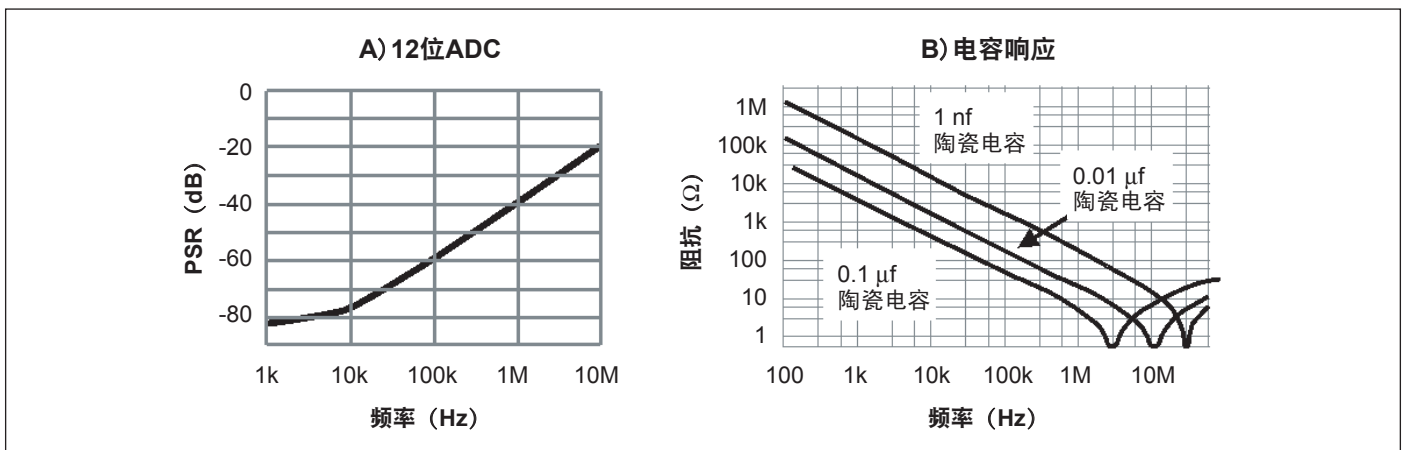


图1：利用模拟元件的PSR—频率曲线（A）与陶瓷电容阻抗—频率曲线（B）确定最适合于模拟元件的旁路电容。

消抖失败

在许多单片机和微处理器应用中，机械开关发挥着重要的作用。这些开关类型的优点是简单、价格低廉和易于安装。但是，如果您希望让您的用户满意，看似简单的机械开关是具有欺骗性的。例如，有的电视按钮会使频道前进两个或三个频道，而不是所预期的一个频道，这种糟糕的开关着实令人厌烦。更严重一点，一个开关传感器可以决定一扇门的状态。一扇门未关闭会触发报警或促使管理人员到现场查看。假报警会产生扰乱作用，代价可能会很高昂。一些开关位于时间关键型环境中（如键盘），快速准确地确定开关位置是非常关键的。

很容易会将这些问题归咎于开关，而不是检测开关位置的电子装置。一种替代方法是检查开关的动态特性并评估其环境影响。所有开关都会在开关断开或闭合时表现出开关触点“抖动”动作。开关触点实际上会相互抖动多次，之后才稳定在它们的最终位置。如果开关位置对于接触非常敏感，当一个喝了太多咖啡的人与之接触时，可能会发生抖动动作。开关制造商将这种行为称为“玩弄”开关。此外，您还需要检查环境干扰，例如振动或电磁干扰（EMI）。在评估这些系统动态因素之后，您就可以开始设计电路中的电子装置。

您可以使用模拟或数字解决方案实现开关接口的电子装置。模拟解决方案使用R/C滤波器来控制抖动信号。一个带滞后功能的数字门电路获取R/C滤波器的输出，并将开关位置信号发送至单片机或微处理器。在这种类型的系统中，假定抖动时间小于R/C时间常数。如果您设计了500 ms的开关闭合时间，则可能是安全的。但是，不要犹豫在试验台上验证对于开关的这种时间设置。您会发现，开关在断开时的抖动次数比它们闭合时少。在这种配置下，单片机或微处理器会在实际时间之后接收到开关位置。

模拟解决方案的替代方法是纯数字解决方案。数字解决方案“几乎”是免费的，因为您不再需要外部元件。模拟方案需要额外的元器件、安装和电路板成本。纯数字解决方案可以立即确定开关是否发生了变化。然后，单片机或微处理器可以使用数字方式对开关抖动进行滤波。这种消抖电路可以视为一种低通/抽取滤波器。

“强制消抖”数字解决方案在固件中使用可编程延时来代替模拟R/C时间常数。

作为一种替代方法，可以使用更智能的编程技术来调节这个可编程延时。这种算法会在开关输出信号为高电平时递增计数器，在开关输出为低电平时递减同一计数器。通过获取多个采样，计数器将高于或低于范围，来识别开关状态。编程人员可以决定采样的数量和采样之间的时间。采样的时间不应与单片机或微处理器时钟的主频相关。

有人说，重视开关断开和闭合动作的问题是一种失传的技艺。如果是这样，那么对系统的所有因素进行评估则也是一种失传的技艺。现实世界中的电子系统通常会在电路中的某个位置具有开关。开关的断开或闭合很少会表现为干脆的电平跃变。在最终的“合”（或“断”）之前，连接包含一系列的“断”和“合”。这种抖动现象会在最终稳定之前发生几到几百次。最具成本效益的解决方案是使用单片机/微处理器方法。您可以在实验中更改或动态地更改您的设计，几乎无需任何成本。

参考资料

“My Favorite Software Debouncers”，Jack Ganssle, Embedded Systems Programming Magazine, 6-16-04。

“PICkit™ 1 Flash Starter Kit, User's Guide”，Microchip Technology Inc., DS40051。

“Examining Switch-Debounce Circuits”，Ron Mancini, EDN, Feb. 21, 2002。

ETP-248：管理单片机/模拟应用中的电源、地和噪声

除了单片机之外，单片机应用通常还具有低阶传感器信号和中阶功率驱动电路。这三个部分和平共处需要细致的电源和接地布线设计。本文将讨论噪声的来源和噪声的传播路径。我们将介绍一些良好布局做法背后的原理，以及它们对噪声的影响。我们还将讨论如何正确选择以及布置噪声隔离和限制元件。对于任何尽力避免数字和电源噪声进入敏感输入电路的设计人员，本文都是非常有用的。

图1显示了为介绍本文中概念而采用的示例系统的框图。该系统的整体功能是获取重量，并将结果显示在LED阵列以及一台笔记本电脑上。另外，一个风扇控制器将根据需要对电路板进行降温。

在示例设计中，存在模拟和数字部分。该设计的难点之一是隔离这两个域。该设计能够基于电路的模拟输入测量重量。图1中的模拟接口模块包含了测力元件、增益模块、抗混叠滤波器和12位模数转换器（ADC）。测力元件是一个惠斯通电桥，如图2所示。

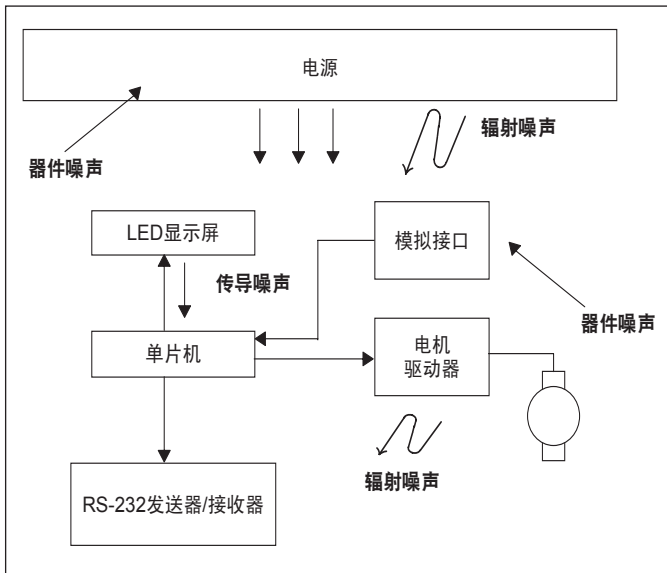


图1：该框图给出了本文中系统的电路和噪声源的模型。模拟接口电路使用测力传感器来测量重量。然后，该接口将这些结果发送给单片机。单片机会将传感器结果发送到LED显示屏和笔记本电脑。此外，还有用于风扇电机驱动器的电路。

在数字部分中，单片机产生测力元件值的数字表示。单片机的活动之一是在LED阵列上显示测量结果。此外，单片机还使用RS-232接口端口将数据传送到笔记本电脑。笔记本电脑获取来自单片机的模拟测量数据，并以直方图形式显示该数据。最后，数字部分还包含了用于风扇的PWM驱动器输出。

该设计包含了敏感的模拟电路、大功率LED显示屏，以及连至笔记本电脑的可能产生噪声的数字接口。所面临的挑战是设计可以让所有这些相互冲突的元件共存的电路和布局。我们将从设计该电路的模拟部分开始，然后再讨论布局问题。

模拟电路设计

该电路的模拟部分具有测力传感器、配置为仪表放大器的双运算放大器（MCP6022，Microchip）、12位100 kHz SAR ADC（MCP3201，Microchip）和参考电压源。ADC的SPI端口与单片机直接连接（见图2）。

测力传感器的满量程输出范围为 ± 10 mV。仪表放大器（A1和A2）的增益为153 V/V。该增益使仪表放大器模块的满量程输出摆幅与ADC的满量程输入范围相匹配。SAR ADC具有内部输入采样机制。对于该功能，每次转换均使用单个采样。单片机获取来自转换器的数据，并将数据转化为可用的格式，用于如LED显示或PC接口之类的任务。

如果该系统的电路实现和布局设计很差（没有地平面，没有旁路电容，也没有抗混叠滤波器），很容易产生噪声问题。低劣实现的一个症状是ADC的数字输出结果存在无法容忍的不确定性。很容易会认为这种症状表明信号链中的最后一个器件产生了噪声问题。但事实上，转换结果不尽如人意的根本原因源于PCB布局。

在最坏情况下，当未采取降噪布局预防措施时，图2中的12位系统将对于直流输入信号输出分布范围很大的编码。图3显示了来自转换器输出的数据。

图3中的数据远远达不到最优。6位的峰-峰误差使12位转换器系统变成了一个无噪声情况下的9.3位系统。可以通过在数字域中对该数据执行求均值运算来重新获得完整的12位，但这在理想情况下需要对 $4^{(12 - 9.3)}$ 或36个采样执行求均值运算。在非理想环境下，还需要更多采样。

最大限度降低噪声的技术

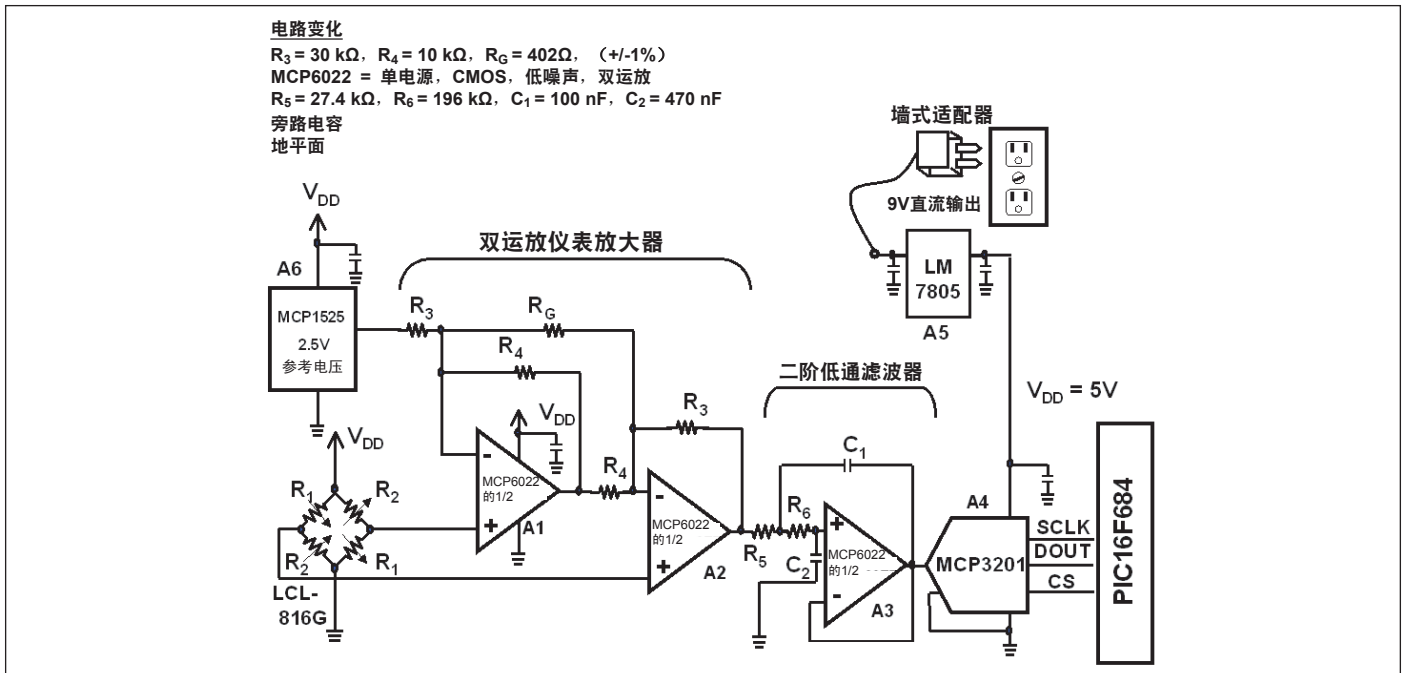


图2: 这是图1中框图的模拟部分。放大器和参考电压连接到ADC, ADC连接到单片机。构造一个二阶低通滤波器(A3)需要两个电阻、两个电容和MCP6022 (Microchip) 运算放大器。其他放大器构成仪表放大器电路。电路中包含了旁路电容。进行测试时, 电路的该部分通过110V交流转9V直流的墙式适配器供电。线性稳压器会将墙式适配器的9V输出转换为5V直流。

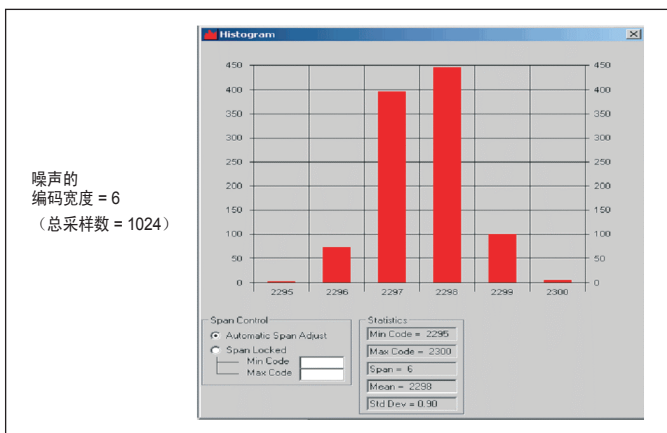


图3: 如果图2所示12位数据采集系统的实现很劣质, 则对于1024个采样, 很容易会得到具有6个不同编码的输出范围。

模拟布局原则

地和电源策略: 在设计低噪声解决方案时, 地平面的布局实现非常关键。对于模拟和/或混合信号器件, 省略地平面是非常危险的做法。地平面可以解决失调误差、增益误差和噪声电路等问题。由于模拟信号通常以地电压作为参考, 当布局缺少地平面时, 这些误差会更为显著。

在确定电路板的接地策略时, 设计人员应确定电路是需要一个还是多个地平面。如果电路中有“最少”量的数字电路, 可能只需要一个地平面和三倍宽的电源走线就可以了。将数字和模拟地平面连接在一起的危险在于模拟电路会接收到来自数字回路电流的噪声。在两种情况下, 设计人员都应在电路板上的一个或多个点处将模拟地、数字地和电源连接在一起。在12位系统中包含地平面是至关重要的。

ADC布局策略: ADC布局技术应根据转换器技术而变化。在使用SAR ADC时, 整个器件应处于模拟电源平面和地平面上。ADC供应商通常会提供模拟和数字地引脚。如果使用的是高分辨率SAR转换器, 则应使用数字缓冲器将转换器与电路数字侧的总线活动隔离。这也是用于 Δ - Σ ADC的正确策略。

图4显示了在布线时考虑了这些注意事项的电路板的性能。该数据表明该电路的模拟部分非常良好地工作。

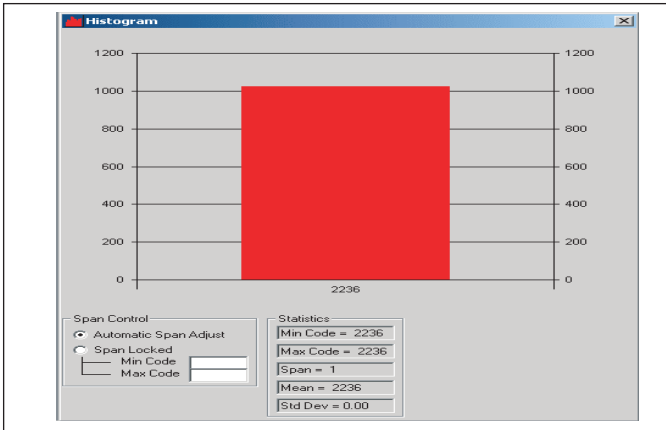


图4：该图显示了来自图2中电路设计的数据结果。这一改善表明我们的低噪声布局策略是有效的。

模拟设计结论

对于第一个部分，结论就是从设计一开始就验证电路器件是否为低噪声是非常重要的。在该示例中，关键的元件是电阻和放大器。在进行器件选择之后，需要确保对信号路径进行适当滤波。这包括信号路径和电源传输。在所有模拟设计中，不间断的地平面是非常关键的。必须消除掉这些噪声，否则将麻烦不断。最后，旁路电容在模拟设计中也是至关重要的。当您安装它们时，请使用短接线将这些电容放置在尽可能靠近电源引脚的位置。

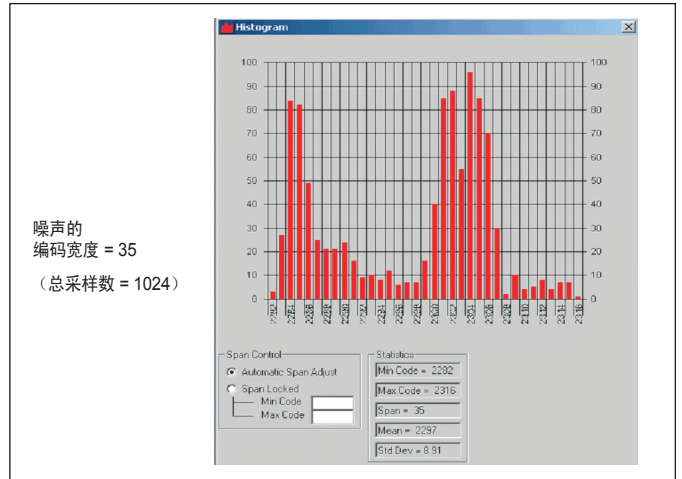
目前，可以认为模拟设计是“优良”的。但是，在添加LED阵列和风扇控制器之后，您会发现模拟部分的性能有下降。

数字设计

我们先开始第一遍的数字/模拟设计集成。在第一遍中，我们将使用一般的经验法则作为布局策略，任意地添加数字部分。设计的这个部分将添加LED、电机驱动器、RS-232发送器/接收器和单片机。

该设计在电机驱动路径上使用了一些旁路电容和一个反激二极管。使旁路电容保持靠近IC电源，使接地走线很短。这是在不改变模拟电路布局的情况下完成的。图5显示了数字/模拟布局第一遍集成的直方图结果。

这个新电路板的ADC输出结果比先前在模拟部分获得的结果更糟。我们将通过改造电源和地策略来恢复原有的模拟行为。第一个修正操作是将电源传输过程中的数字部分与模拟部分隔离。图6A显示了对模拟/数字组合的第一次尝试的结果。图6B显示了第二个更为成功的版本。



噪声的
编码宽度 = 35
(总采样数 = 1024)

图5：数字电路会对模拟部分产生破坏，导致1024个采样得到35个编码的编码宽度。由于数据中的两个特征，该数据（ADC的输出）表明电路板上存在噪声源。该数据的结果很难通过数字滤波来得到一个最终的ADC编码。

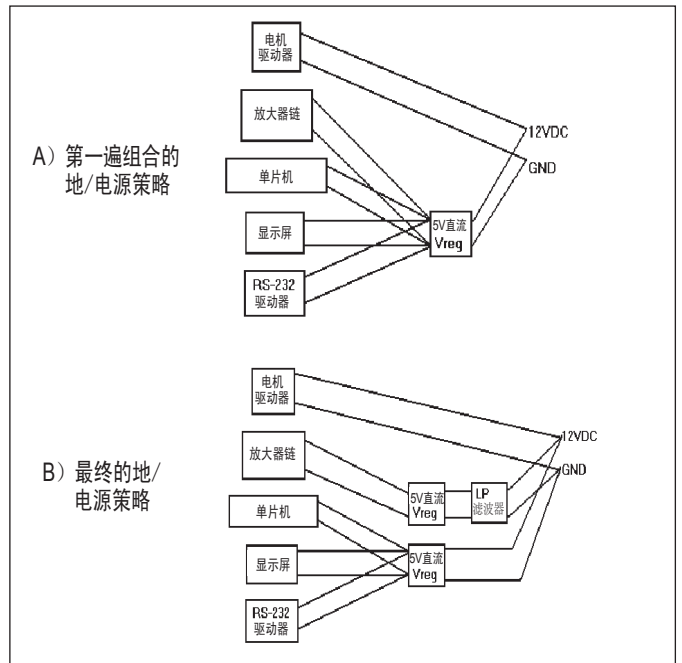


图6：该图说明了电源和地的第一次和第二次集成的策略。请注意，第二次集成尽可能地将噪声与敏感电路隔离。

最大限度降低噪声的技术

在第一个模拟/数字布局中，数字5V电源和地的走线经过了模拟部分。在这种配置下，LED高电流、电机开关和数字控制器噪声会被叠加到敏感的模拟电源和地路径上（图6A）。PCB走线中的噪声来源于电源和地电流与走线电阻和电感的相互作用。这会同时在电路模拟部分的电源和地中产生交流失调。快速解决这个问题 的方法是重新布置电源和地走线，使模拟和数字线路在到达一个中心位置之前保持独立。在到达这个中心位置时，才连接它们（图6B）。这种策略利用了走线电阻、电感和旁路电容来构造对电源和地走线的RC和LC低通滤波器。这可以进一步隔离设计的噪声部分和敏感部分。

辐射噪声的主要可能来源为LED走线（输送高电流）、RS-232接口中的电荷泵（它会汲取中等量的电流）和单片机的I/O（具有快速的上升时间）。LED和RS-232驱动器走线会以感性耦合的方式在电路板上的邻近走线中产生噪声。这种作用会表现为电压噪声。单片机的快速上升时间信号会容性耦合到高阻抗的敏感走线上。如果走线非常靠近，这种耦合作用会表现为电流噪声。

如果在电路布局中考虑这些因素，则可以降低从噪声数字部分耦合到敏感模拟部分的噪声。模拟电路的新布局保持不变，数字电路的大部分也保持不变。不同之处在于LED走线现在是绕开模拟模块，而不是经过它。RS-232接口的电源和地也与电路板上敏感的模拟和数字功能相互分离。并且，使用图6B的电源和地策略来指导布局。

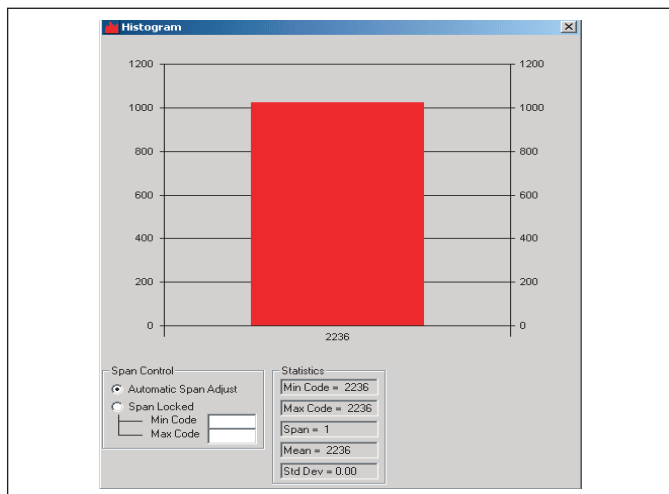


图7：对新布局的测试表明这些更改是有效的。收集了1024个采样。电路板展现了真正的12位操作性能。

结论

降低模拟噪声的第一步是选择低噪声模拟元件。设计人员可以使用滤波器来消除信号和电源噪声。可以适当地使用抗混叠滤波器。在电源总线上，根据需要使用旁路电容和电感扼流圈。此外，实现具有地平面的PCB解决方案。

在添加数字电路时，制定整个电路的接地和电源策略。在平面图中，需要考虑走线的电阻和电感，以及穿过这些路径的电流密度。组合布局中的目标是最大限度减少噪声路径，例如走线之间的容性和感性耦合，并将走线的电感和电阻与旁路电容配合来降低和隔离噪声。

参考资料

- “High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic”, Howard Johnson和Martin Graham, Prentice Hall, 1993.
- “Noise Reduction Techniques in Electronic Systems”, Henry Ott和John Wiley, N.Y., 1998.
- “The RF Capacitor Handbook”, American Technical Ceramics Inc.。
- “The Circuit Designer’s Companion”, Tim Williams.
- “Reference Data for Engineers”, 7th edition, Edward C. Jordan, Editor-in-chief.
- “ABC’s of Transformers & Coils”, Edward J. Bukstein.
- “Techniques that Reduce System Noise in ADC Circuits”, ADN007, Microchip Technology Inc.。
- “Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems”, AN699, Microchip Technology Inc.。
- 《压力传感器与Microchip模拟外设的接口》，AN695, Microchip Technology Inc.。
- 《12位A/D转换器应用的布线技巧》，AN688, Microchip Technology Inc.。
- “Analog Design in a Digital World using Mixed-Signal Controllers”, Keith Curtis, AN823, Microchip Technology Inc.。
- FilterLab有源滤波器设计软件，www.microchip.com。

高容量锂电池充电

新型的便携式电子设计不断在改善着系统性能。设计人员不断地添加新的功能，而这些系统的电源要求也随着它们的性能不断升高。这一趋势促使人们开发容量明显更高、可提供足够系统运行时间的锂离子电池组。锂离子电池已逐渐成为大多数便携式消费类应用的电源选择。与其他电池类型相比，它们具有许多优点，如更高的能量密度和电池电压。然而，随着可用电池容量的升高，解决了当今日益增长的电源需求，消费者对于更短电池充电周期和更小物理尺寸的要求也在上升。满足这些要求成为了一个重要的设计难题。

锂离子或锂聚合物电池组的首选充电速率为1C，这表示一个1000 mAh电池组的首选快速充电电流为1A。以该速率进行充电可以实现最短的充电周期时间，并且不会降低电池组性能或其寿命。在采用容量日益升高的电池的情况下，为了实现首选的充电速率，使用更高的充电电流是不可避免的。这产生了一些重要的设计难题，其中最重要的是在充电管理控制器IC以及系统电路板上产生的热量。为了解决这些问题，需要更加细致的散热设计。如下所示，在充电管理IC上集成传输晶体管（它会耗散大部分的热量）在许多情况下会成为设计性能和工作范围的限制因素。

线性电池充电器是基于一节和两节锂电池的应用最流行的充电器类型，其功耗可以计算如下：

$$P_D = (V_{DD} - V_{BATTERY}) \times I_{CHARGE}$$

其中：

P_D ：功耗

V_{DD} ：输入（适配器）电压

$V_{BATTERY}$ ：电池电压

I_{CHARGE} ：快速充电电流

以上公式表明在输入电压与电池电压的电压差和充电电流很高时，会出现最坏的情况。我们可以计算一种典型情况的功耗，即车载或墙式适配器提供 $5V \pm 10\%$ 的供电电压，电池电压为3.0V，快速充电电流为1A（即，对于1000 mAh电池，充电速率为1C）。在这种情况下，计算得到的功耗为：

$$P_D = (5.5V - 3.0V) \times 1A = 2.5W$$

表1列出了假设功耗为2.5W、最高结温为125°C的情况下，对应于行业中一些最流行封装选项的最高工作环境温度。

封装类型	热阻 (°C/W) *	最高环境温度 (°C)
MSOP-8	206	-391
SOIC-8	163	-283
MSOP-10	113	-158
SOT-23-6	96	-114
3x3 DFN-8	52	-5
功率SOIC-8	43	18
4x4 QFN-16	38	30
5x6 DFN-8	36	35

表1：最高工作环境温度（功耗为2.5W，最高结温为125°C）

从这些结果可以明显看出，大多数封装类型的最高允许环境温度对散热设计提出了很大的限制。此外，实现这些工作条件中的某些条件在现实世界中是不可行的。进行这些计算所作的假定未考虑最坏的情况。例如，电池可能刚刚进行预充（即，完全放电的电池），在这种情况下，在电流稳流开始期间的电池电压最低可能为2.7V。另外，采用的有可能是稳压容差较大的售后适配器，电池充电器接收到的输入电压可能明显高于5V。最后，随着新的应用需要更多的电能，容量大于1000 mAh的电池组正变得越来越流行。

一些电池充电器（如Microchip的MCP7384X）提供了使用外部P沟道MOSFET的能力。分立MOSFET可以在更高温度下运行，不会产生可靠性问题。它们以各种散热封装提供，支持更高的容许功耗以及更高的最大工作环境温度。由于能灵活选择可满足应用功耗和电气要求的MOSFET，设计人员可以实现更高系统性能和成本优化。图1显示了该电池充电器系列的典型电路。

此外，MCP7384X还提供了 $\pm 0.5\%$ 的电压稳压精度（最大值）。因为电池欠充和过充都会降低其性能和寿命，所以充电管理控制器IC需要为电池提供高精度的电压。超出终止电压可以在可用电池能量方面带来短期好处。但是，连续过充会导致周期寿命显著下降或安全问题。另一方面，欠充会降低电池的可用容量，从而缩短电池的可用时间；因此，提供精确的稳压电压可以最大程度提高电池容量利用率，确保安全工作。图2和图3说明了电压精度略微下降会导致电池容量大幅下降。

锂电池充电

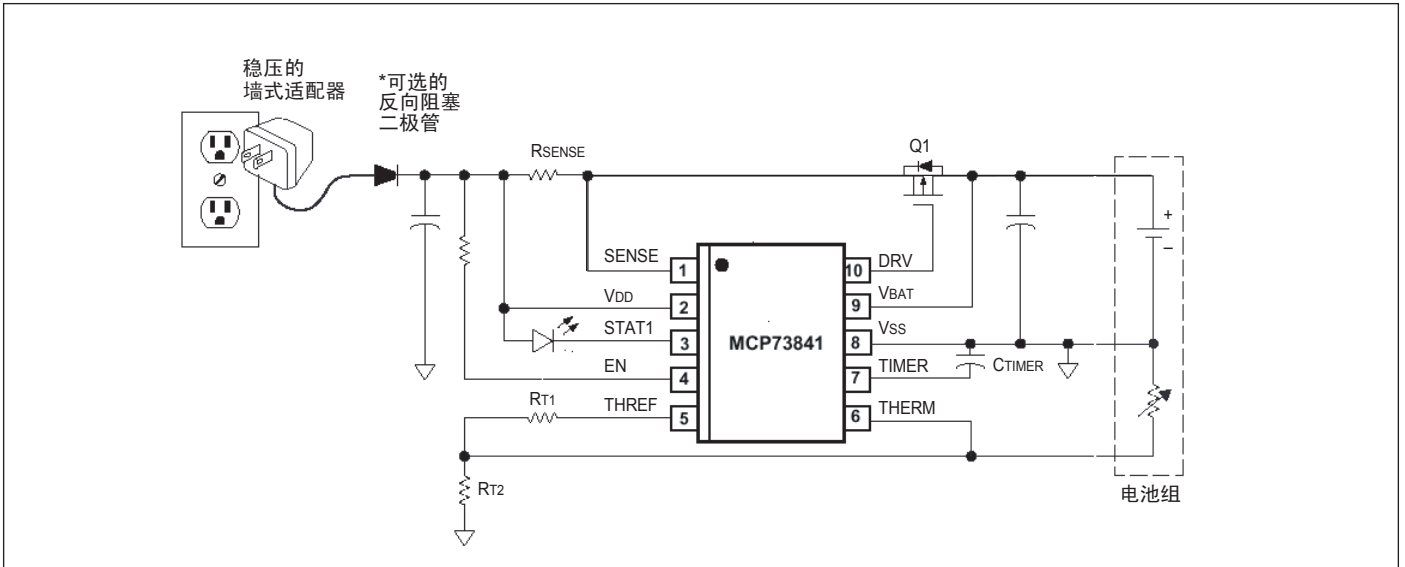


图1：大容量电池组的典型充电电路

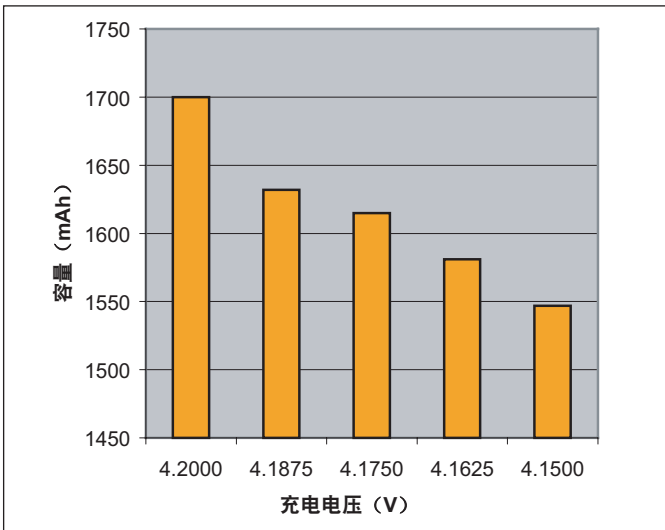


图2：电池容量—充电电压曲线

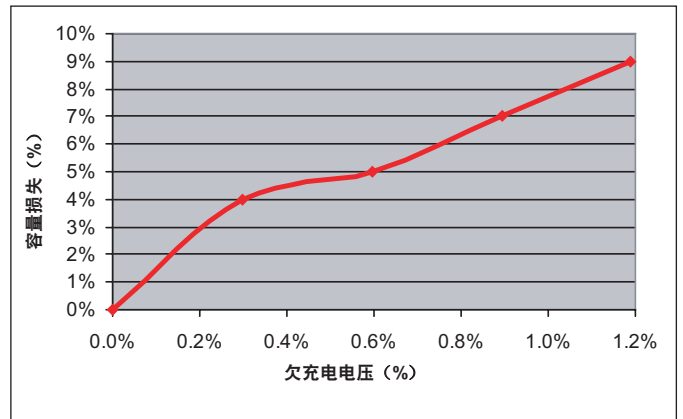


图3：电池容量损失—欠充电电压曲线

当电池电压降至低于再充电阈值时，MCP7384X产品会自动启动新的充电周期。这使电池可以总是保持几乎完全充电，使它随时可供使用。这种操作还可以实现更高的可靠性，因为长期对锂离子电池进行“涓流充电”会导致寿命下降。

预计在未来几年，可用的便携式设备类型的数量将会增加。延长电池使用寿命和减少充电周期时间对于确保良好的用户体验至关重要。电池制造商已经提供了节省空间的新型大容量锂离子电池组来满足当今的电源需求。虽然大容量电池可以延长工作寿命，但它们也带来了重大的设计难题。同时解决这两个问题需要精确的稳压，并采用能够在确保热稳定性的同时提供高充电电流的外部传输晶体管。

锂离子电池充电：充电系统并不都是一样的

简介

当今的便携式设备供电问题对系统设计人员提出了许多挑战。采用电池作为主电源的做法越来越流行。因此，系统设计人员被赋予了一项使命，就是构造可利用电池全部潜能的复杂系统。

每种应用都是不同的，但有一点是相同的：**最大程度地利用电池容量**。这一目标与如何恰当地为可再充电电池充电直接相关。没有一种单一的方法适合于所有应用。为了设计合适且可靠的电池充电系统，需要深入了解电池的充电特性和应用本身的要求。每种方法都具有其相关的优缺点。特定的应用及其具体的要求将决定最适合使用的方法。

充电系统往往不太受重视，特别是在成本敏感的应用中。然而，充电系统的质量对于电池的寿命和可靠性至关重要。在这篇文章中，将探讨锂离子电池充电的基本原理。特别是，将论述线性充电解决方案和基于单片机的开关模式解决方案。本文使用Microchip的MCP73843和MCP73861线性充电管理控制器和PIC16F684单片机以及MCP1630脉宽调制器（PWM）作为示例。

锂离子电池充电

充电或放电速率通常以相对于电池容量的方式表示。该速率被称为C速率。C速率等于充电或放电电流，定义为：

$$I = M \times Cn$$

其中：

I = 充电或放电电流（A）

M = C的倍数或分数

C = 额定容量的数值（Ah）

n = 小时数（对应于C）

以1倍C速率放电的电池将在一个小时内释放标称的额定容量。例如，如果额定容量是1000 mAh，那么1C的放电速率对应1000 mA的放电电流，C/10的速率对应100 mA的放电电流。

通常，制造商标定的电池容量都是指n = 5时，即，5小时放电的容量。例如，上述电池在200 mA恒流放电时能够工作5小时。理论上，在1000mA恒流放电时，电池能够工作1小时。但实际应用中，由于放电周期中的效率损失，工作时间将不到1小时。

那么，如何才能正确地给锂离子电池充电呢？针对锂离子电池化学特性首选的充电算法是恒流（或受控电流）—恒压算法，可以分为4个阶段：涓流充电、恒流充电、恒压充电和充电终止。请参见图1。

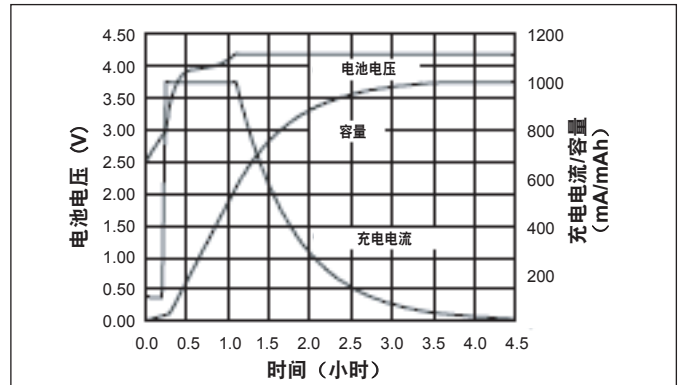


图1：锂离子电池充电曲线图

阶段1：涓流充电——涓流充电用来对完全放电的电池进行恢复性充电。在电池电压低于3V左右时，电池使用最大0.1C的恒流进行充电。

阶段2：恒流充电——在电池电压升到高于涓流充电阈值之后，充电电流将升高，进行恒流充电。恒流充电的电流应介于0.2C至1.0C范围之间。恒流充电时的电流并不要求十分精确，半恒定电流也可以。通常，在线性充电器中，电流随电池电压升高而升高，以最大程度降低传输晶体管中的热耗散。

大于1C的恒流充电速率并不会缩短整个充电周期时间，应当避免。当以更高电流充电时，由于电极反应的过压以及电池内部阻抗上的电压上升，电池电压会更快速地上升。恒流充电阶段会变短，但由于恒压充电阶段的时间会相应增加，因此总的充电周期时间并不会缩短。

阶段3：恒压充电——当电池电压达到4.2V时，恒流充电结束，并调用恒压阶段。为了最大程度提高性能，稳压容差应优于+1%。

阶段4：充电终止——不同于基于镍的电池，建议不要继续对锂离子电池进行涓流充电。继续进行涓流充电会导致金属锂出现极板电镀效应，这会使电池不稳定。这有可能导致电池突然地快速自动解体。

充电通常通过两种方法之一终止：最小充电电流或定时器（或两者的组合）。最小电流法监视恒压充电阶段的充电电流，并在充电电流减小到0.02C至0.07C范围时终止充电。第二种方法决定在何时调用恒压阶段。持续充电2小时后终止充电过程。

锂电池充电

对于完全放电电池，以这种方式进行充电大约需要2.5至3小时。

高级充电器采用了一些额外的安全功能。例如，如果电池温度超出规定范围（通常为0°C至45°C），充电会被暂停。

锂离子电池充电——系统注意事项

要快速可靠地对电池进行再充电，需要一个高性能的充电系统。为实现可靠且经济高效的解决方案，应考虑以下系统参数。

输入源

许多应用都采用非常廉价的墙式适配器作为输入电源。输出电压高度依赖于交流输入电压和来自墙式适配器的负载电流。

在美国，标准的墙式插座上交流供电干线输入电压的变化范围一般为90 VRMS至132 VRMS。假定标称输入电压为120 VRMS，容差为+10%，-25%。充电器必须为电池提供适当的稳压功能，与其输入电压无关。充电器的输入电压与交流供电干线电压和充电电流成一定比例：

$$V_o = \sqrt{2 \times V_{in} \times a - 1} \times (R_{EQ} + R_{PTC}) - 2 \times V_{FD}$$

R_{EQ} 是次级绕组的电阻与初级绕组反射电阻（ RP/a^2 ）的和。

R_{PTC} 是PTC的电阻， V_{FD} 是桥式整流器的正向压降。此外，变压器磁芯损失也会使输出电压略有降低。

通过车载适配器充电的应用会遇到类似的问题。车载适配器的输出电压典型范围为9V至18V。

恒流充电的速率和精度

特定应用的拓扑结构选择可能由所需的恒定电流来决定。许多高恒流应用或多节电池应用都采用开关模式充电解决方案来获得更高的效率，并避免产生过多热量。

出于尺寸和成本方面的考虑，中低档的快速充电电流应用倾向于采用线性解决方案。但线性解决方案会以热能形式耗散更多能量。

对于线性系统来说，恒流充电的容差极为重要。如果稳压容差太大，传输晶体管和其他元件都需要更大体积，这会增加尺寸和成本。此外，如果恒流充电电流很低，则整个充电周期会被延长。

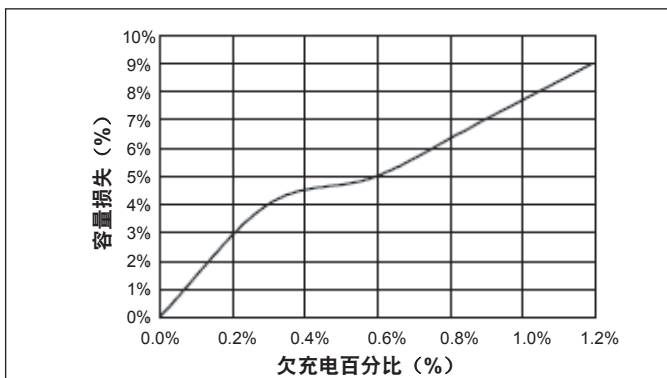


图2：容量损失—欠充电电压曲线

输出电压的稳压精度

为了实现所需的目标，输出电压稳压精度至关重要：最大程度地利用电池容量。输出电压精度略微下降就会导致容量大幅下降。但是，由于安全性和可靠性问题，输出电压不能设置为任意高的值。图2说明了输出电压稳压精度的重要性。

充电终止方法

过充电是锂离子电池的阿喀琉斯之踵，这一点再怎么强调都不为过。精确的充电终止方法对于安全可靠的充电系统是必不可少的。

电池温度监视

一般情况下，锂离子电池充电时的温度范围应为0°C至45°C。在此温度范围之外对电池充电会导致电池过热。在充电周期中，电池内部的压力会上升，导致电池膨胀。温度和压力是直接相关的。随着温度升高，压力可能会变得很大。这可能会导致电池内部发生机械破裂或材料泄漏。在该温度范围之外对电池充电还可能损害电池的性能或降低电池的预期寿命。

一般来说，锂离子电池组中都会包含热敏电阻，用于精确地测量电池温度。充电器会测量热敏电阻接线端和负接线端之间的热敏电阻值。当阻值超出规定工作范围，从而温度超过规定范围时，充电会被禁止。

电池放电电流或反向泄漏电流

在许多应用中，即使输入电源不存在，充电系统仍然与电池相连。充电系统应保证输入电源不存在时，从电池汲取的电流极小。最大泄漏电流应小于几个微安，通常应小于一个微安。

锂离子电池充电——应用示例

考虑上述系统注意事项之后，可以开发适合的充电管理系统。

线性解决方案

在稳压良好的输入源可用时，通常采用线性充电解决方案。在这些应用中，线性解决方案可以提供易用性、尺寸和成本等方面的优点。

由于线性充电解决方案的效率低，所以最重要的因素是热设计。热设计是输入电压、充电电流以及传输晶体管与环境冷却空气之间热阻抗的直接函数。最坏情况出现在器件从涓流充电阶段转换为恒流阶段时。在这种情况下，传输晶体管必须耗散最大的功率。必须在充电系统的充电电流、尺寸、成本和散热需求之间作出权衡。

举例来说，假定应用需要通过 $5V \pm 5\%$ 输入以0.5C或1C恒流充电速率对1000 mAh的单节锂离子电池进行充电。图3显示了用于构造低成本独立解决方案的Microchip MCP73843。在使用少量外部元件的情况下，实现了首选的充电算法。

MCP73843结合了高精度恒定电流、恒定电压稳压和自动充电终止的功能。

锂电池充电

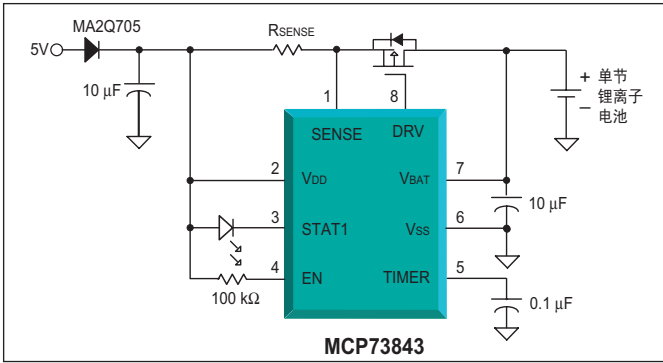


图3: 典型线性解决方案

为了进一步降低线性解决方案的尺寸、成本和复杂性，可以将许多外部元件集成到充电管理控制器中。高级封装和低灵活性带来的是更高的集成度。这些封装需要先进的制造设备，并且在许多情况下可以杜绝返工。通常情况下，集成会涵盖充电电流检测、传输晶体管管和反向放电保护等功能。此外，这些充电管理控制器通常会采用某种类型的温度调节功能。温度调节会基于器件裸片温度限制充电电流，可以在保持器件可靠性的同时优化充电周期时间。温度调节可以极大地减少热设计工作。

图4显示了采用Microchip MCP73861的完全集成线性解决方案。MCP73861包含了MCP73843的所有特性，以及充电电流检测、传输晶体管、反向放电保护和电池温度监视等功能。

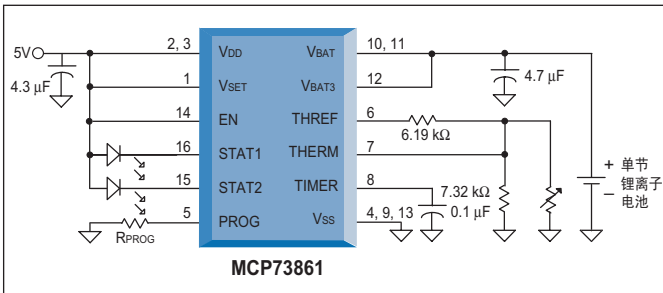


图4: 典型的完全集成线性解决方案

充电周期波形

图5显示了采用MCP73843、恒流充电速率为1C和0.5C时的完整充电周期。以0.5C而不是1C进行充电时，到充电结束的时间需要多大约1小时。MCP73843会根据快速充电电流，按比例地调节充电终止电流。这会使充电时间增加36%，但好处是电池容量上升2%，并且功耗降低。将终止电流从0.07C更改为0.035C可以使电池最终容量从~98%升至~100%。系统设计人员必须在充电时间、功耗与可用容量之间作出权衡。

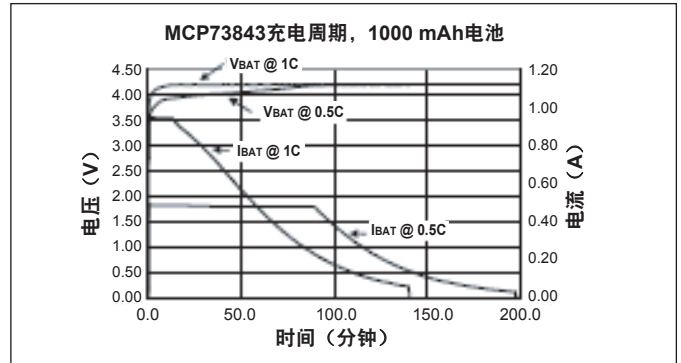


图5: MCP73843充电周期波形

开关模式充电解决方案

在具有宽范围输入或高输入/输出电压差的应用中，通常采用开关模式充电解决方案。在这些应用中，开关模式解决方案具有效率高的优点。缺点是系统的复杂性、尺寸和成本。

举例来说，假定应用需要通过车载适配器以0.5C或1C恒流充电速率对2200mAh的单节锂离子电池进行充电。由于涉及到温度问题，在该应用中采用线性解决方案极为困难。当然也可以采用支持温度调节的线性解决方案，但降低充电电流造成的充电周期延长可能是无法接受的。

设计成功的开关模式充电解决方案的第一步是选择一种拓扑：降压式、升压式、降压/升压式、反激式、单端初级电感转换器（SEPIC）或其他。知道输入和输出要求，再加上已有的经验，可以将该应用的选择范围迅速缩小为两种拓扑：降压式或SEPIC。降压转换器的优点是只需要一个电感。这种拓扑的缺点是需要额外的二极管用于反向放电保护、上桥臂栅极驱动和电流检测，以及脉冲式输入电流（会导致EMI）。

SEPIC拓扑结构的优点是包含下桥臂栅极驱动和电流检测、持续输入电流以及输入/输出间的直流隔离。SEPIC拓扑的主要缺点是需要使用两个电感和一个能量传输电容。

图6给出了开关模式充电器的原理图。在伪智能电池充电器应用中，采用了Microchip的高速脉宽调制器（PWM）MCP1630。MCP1630是一款可由单片机控制的高速脉宽调制器。在与单片机配合使用时，MCP1630通过控制电源系统占空比来提供输出电压或电流调节。PIC16F684单片机可用于调节输出电压或电流，以及开关频率和最大占空比。MCP1630产生占空比，并可根据不同的外部输入提供快速过流保护。外部信号包括输入振荡器、参考电压、反馈电压和电流检测。输出信号是方波脉冲。用于充电器的电源系统是SEPIC。

单片机提供了极大的设计灵活性。此外，单片机还可以与电池组内的电池监视器（Microchip的PS700）通信，从而显著缩短充电周期时间。

锂电池充电

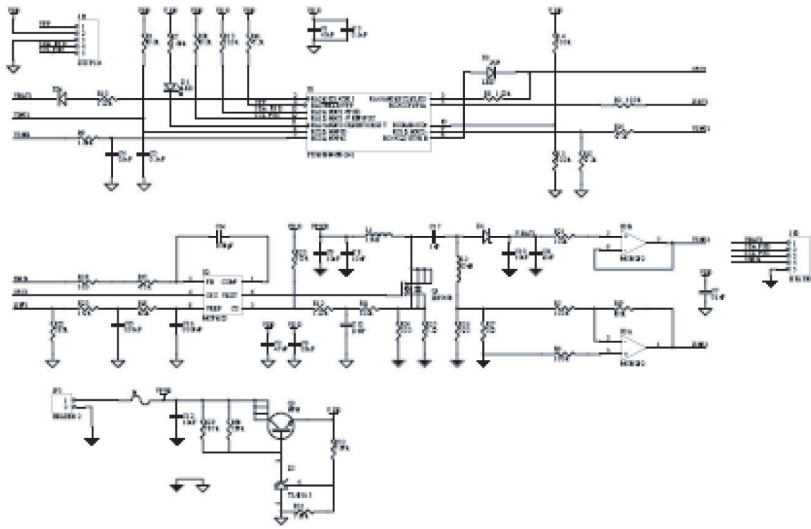


图6: 开关模式SEPIC充电器

充电周期波形

图7显示了采用开关模式充电解决方案的完整充电周期。通过在充电系统中采用电池监视器，可以显著缩短充电周期。由于采用了电池监视器，可以不需要检测由充电电流在电池组保护电路和接触电阻上产生的电压。

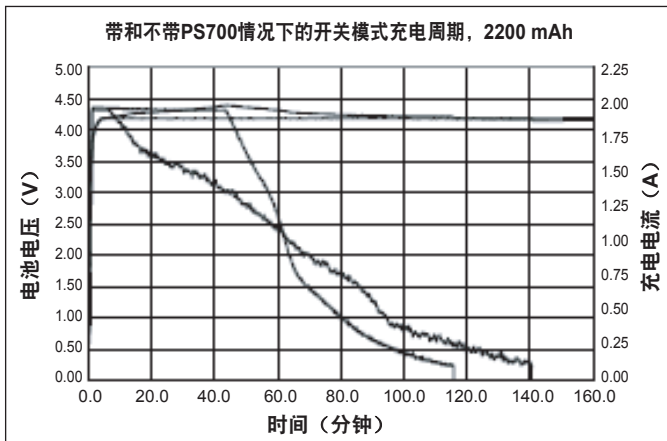


图7: 使用开关模式充电解决方案的充电周期

结论

对于当今的便携式产品，使用最新的电池技术正确充电需要仔细考虑许多方面。为了设计合适且可靠的电池充电系统，需要深入了解电池的充电特性和应用本身的要求。

本文介绍了锂离子电池的线性 and 开关模式充电解决方案。开发任何电池充电系统时，都应考虑本文介绍的原则和注意事项。

参考资料

“Handbook of Batteries Third Edition”, David Linden, Thomas B. Reddy, New York: McGraw-Hill, Inc., 2002.

http://sanyo.com/batteries/lithium_ion.cfm

“MCP73843 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., DS21823.

“MCP73861 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., DS21893.

“MCP1630 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., DS21896.

“PIC16F684 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., DS41202.

“PS700 Data Sheet”, Microchip Technology Inc., DS21760.

在单电源电压环境内使用放大器

将经典的双电源运算放大器电路直接转换到单电源环境看起来似乎很简单。对于一些电路的确如此，但是现在，放大器输出的摆幅远比以前更接近于电源轨电压，而地参考电压消失了。在这篇文章中，我们将讨论标准的电压反馈放大器电路（如同相增益）反相增益、差分放大器、仪表放大器和光电传感配置。在这些讨论中，我们将探讨在单电源环境内工作的优点和局限性。

从双电源转换为单电源时需要考虑的问题

您可以说无论使用的电源电压如何，运算放大器还是运算放大器。其一般特性会在不同器件之间保持一致。所有电压反馈放大器都具有两个高阻抗输入和一个低阻抗输出。处于闭环电路中时，放大器两个输入的电压会相互追随彼此的变化。从输入到输出的放大器开环增益通常为80 dB或10,000 V/V以上。从双电源转换为单电源时，这些一般特性并非给您带来麻烦的问题。在这篇文章中，双电源的电压为 $\pm 15\text{V}$ ，单电源的电压为0-5V。

在执行这种转换时，应关注两个性能特性。这两个问题是输入电压范围和输出电压摆幅。单电源运算放大器数据手册中详细规定了输入和输出特性。一般来说，如果要转换为单电源放大器电路，这些规范值在不同放大器之间是非常接近的。但是，如果不考虑这些性能限制，您可能会将放大器的输入或输出驱动到规定工作范围之外。在这些范围之外，“优良”和“最优”的单电源放大器的行为是相同的。

在以下讨论中，假定您了解单电源放大器的电路设计拓扑。

“Operational Amplifiers Part 1 of 6: What Does “Rail-to-Rail” Input Operation Really Mean?”⁽¹⁾详细介绍了单电源放大器输入级的拓扑。如果您读过这篇文章，您会发现当共模电压超出输入端晶体管的能力范围时，放大器的输出将锁定为任一电源轨电压。“Operational Amplifiers Part 2 of 6: Working with Single-Supply Operational-Amplifier Output Characteristics”⁽²⁾详细介绍了单电源放大器的输出级性能。这篇文章定义了放大器输出级操作的两个区域。如果“强制”将放大器驱动至任一电源轨电压（处于几十毫伏的范围内），放大器将离开其线性区域。如果只将放大器驱动至距离电源轨电压几百毫伏的范围内（如开环增益规范中所定义），放大器将在其线性区域中执行操作。

我们将重点讨论这两个性能特性。您会发现这可以提供足够的指导，帮助您顺利地将所有放大器双电源电路转换为单电源。并且，除了这两个方面之外，正如前面所说的，放大器还是放大器。

缓冲放大器配置

对于从双电源转换到单电源环境来说，缓冲器是最简单的放大器电路。图1显示了一个配置为缓冲器的放大器。

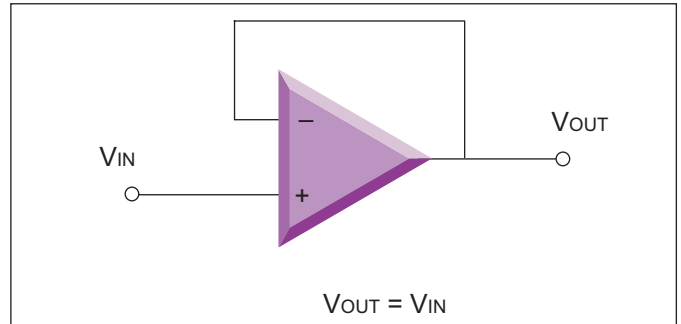


图1：对于双电源或单电源应用，放大器缓冲器使用相同的电路拓扑工作

当放大器配置为使用单电源时，输入级和输出级会存在一些意外的限制。单电源放大器的输入级可能会阻止信号进入放大器。如果放大器的数据手册并未声明轨到轨操作，则它很有可能不是轨到轨输入放大器。这会限制您的输入摆幅。如果放大器的输入 V_{IN} 高于输入晶体管的限制范围，输出将为正电源轨电压。

输出级也会限制该电路在单电源配置下的性能。对于双电源，输出级能够在其完整输出范围内执行操作，而不发生失真。例如，如果图1中的放大器具有 $\pm 15\text{V}$ 电源，并且输入 V_{IN} 为10V， V_{OUT} 也将为10V（假设不存在失调误差）。这一结论是显而易见的。但是，如果对同一电路使用0-5V电源，在输入电压为零伏时，输出不会产生相同的电压。输出将比地电压高几十毫伏。该值的实际限制为输出电压摆幅的下限，并取决于您所使用的特定放大器。

如果您要通过该电路发送负电压，它将无法工作。同样，这似乎也是显而易见的。但是，您要从双电源转换到单电源环境。如果放大器之前的电子器件仍然使用双电源，这会产生问题。

正输出电压轨也会发生这种现象。如果您使用轨到轨输入放大器，并将输出驱动得很高，输出将无法达到电源轨电压或5V。它实际上会比电源电压低几十毫伏。放大器的数据手册将这种实际限制称为输出电压摆幅上限。

除非您要在系统中使用这些极端电压，否则这可能似乎并不是一个严重的问题。例如，如果您的放大器驱动一个输入范围为0至5V的ADC，将永远不会出现数字输出字最小和最大的几个编码。

运算放大器

使用内置增益的同相配置

同相配置比缓冲电路更宽容。对于同相放大器配置（图2），电路的增益大于+1 V/V。该电路将发送在 V_{IN} 上施加的电压，并使用电路中的电阻对它进行放大。

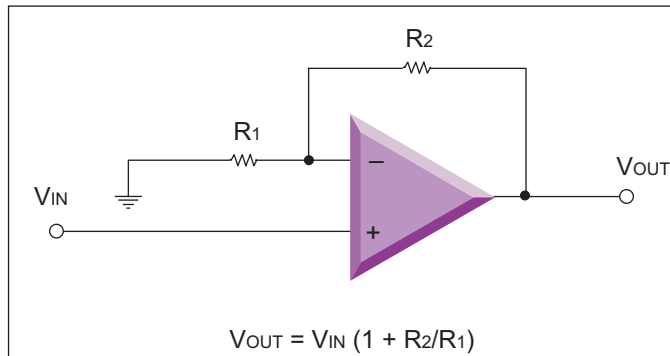


图2：同相增益放大器电路也可以简便地从双电源环境转换为单电源系统。由于信号按公式 $(1 + R_2/R_1)$ 放大后送至输出，所以输入级发挥的作用不如用于缓冲器时。输出级更有可能由于系统中的增益而超出范围。

在双电源和单电源环境之间转换这种电路并不难。输入级限制的作用并不像在缓冲电路中那样大。大多数单电源放大器都具有一个相对于地电压的输入共模范围。这种放大器电路可以将输入 V_{IN} 上的任何信号放大为更高的值。在输入级可以达到任何内部限制之前，输出级有可能就已经将信号限制在正电源轨上。

光电传感问题

用于光电传感应用的跨阻放大器从双电源转换到单电源环境的难度会稍高一点。主要问题是需要在输入接线端之间对光电传感器进行正确偏置。图3显示了正确的连接。

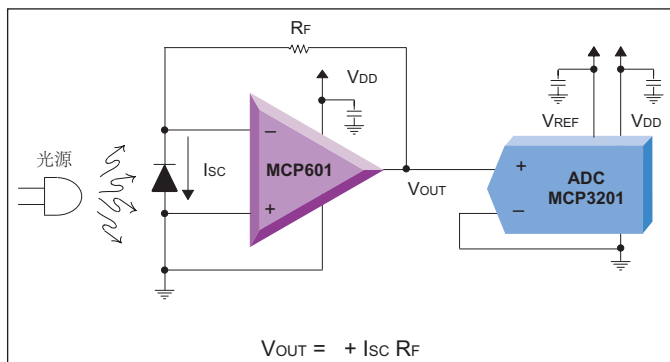


图3：将光电传感器的阳极接地，并将阴极连接到 R_F ，这可以使传感器电流流过 R_F ，从而在 V_{OUT} 处产生正电压。如果在放大器输入接线端上反转光电传感器的极性，则传感器电流方向会被反转，导致放大器输出保持为地电源轨电压。

在这种配置下（图3），光电二极管在受光源激励期间产生的电流会使放大器输出发生正向变化。这种安排似乎可以良好地工作，只是放大器的输出无法达到地电压。因此，当光源的亮度较小时，ADC不会记录相应的数据。

图4提供了解决这个问题的方法。将放大器的输出升高300 mV（相对于地电压），确保放大器在其线性区域内工作。由 R_1 、 R_2 和 A_2 构成的电平移位网络可以实现这一目标。

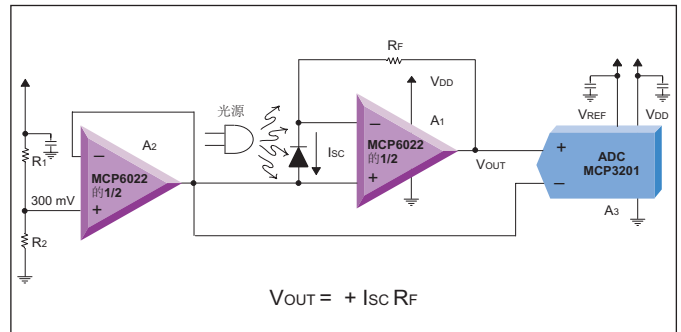


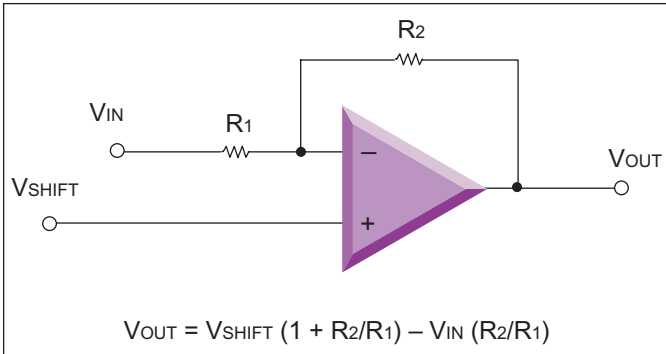
图4： R_1 和 R_2 与 V_{DD} 配合构成一个分压器。该分压器的输出为300 mV。缓冲器 A_2 隔离 R_1 和 R_2 的阻抗，同时连接到光电传感器的阳极。这种电路配置会对送至跨阻放大器（ A_1 ）输出的信号产生300 mV的电平移位作用。ADC也对其输入应用这种电平移位操作。

MCP6022的开环增益规范的条件为“ $V_{OUT} = V_{SS} + 300 \text{ mV}$ ， $V_{DD} - 300 \text{ mV}$ ”。这种电路会对信号产生300 mV的电平移位作用，从而使放大器 A_1 保持在其线性区域内。 A_2 的选择是至关重要的。 A_2 必须能够及时地向光电传感电路提供电流。因此， A_2 的速率必须大于等于 A_1 。双运放可以良好地满足这些要求。 R_1 上方的高精度参考电压（代替 V_{DD} ）可以增加稳定性和降低噪声。

反相配置会给您带来惊喜

只有在具有参考电压时，反相放大器配置（图5）才能在单电源电路中工作。您可以想象，通过将参考电压节点 V_{SHIFT} 接地，电路将仅在输入信号为负时工作。图6显示了参考电压电路的一个示例。

运算放大器



$$V_{OUT} = V_{SHIFT} (1 + R_2/R_1) - V_{IN} (R_2/R_1)$$

图5：在单电源电路中，需要一个电压来使该系统正常工作。将VSHIFT引脚接地时，对于正输入，输出会尝试降至低于地电压。如果输入电压为负，该电路可以在VSHIFT接地的情况下良好地工作。但是，您必须问问自己，“在单电源电路中，负电压是从哪里来的？”

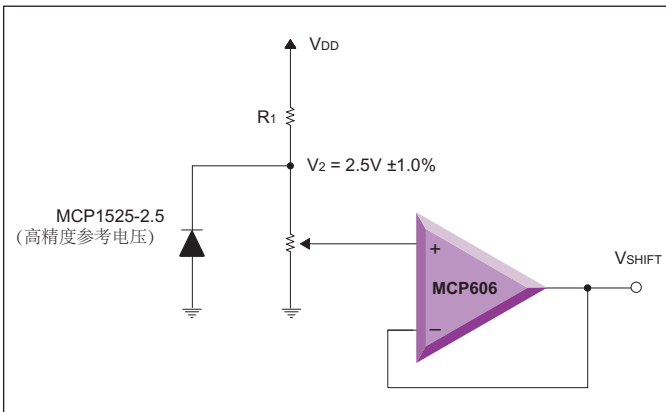


图6：使用这种类型的参考电压电路来驱动配置为反相增益的放大器的VSHIFT (图5) 输入时，会对电路放大器的输出产生电平移位作用，使其进入线性区域。请尝试将VSHIFT电压设置在电路输入范围的中点附近。

差分放大器

图7显示了差分放大器功能的实现。该电路的直流传递函数等于：

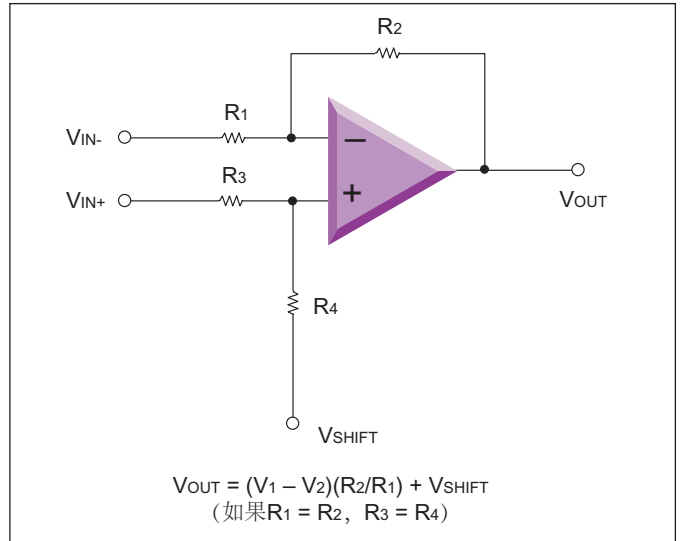
$$V_{OUT} = V_1 R_4 (R_1 + R_2) / ((R_3 + R_4) R_1) - V_2 (R_2 / R_1) + V_{SHIFT} R_3 (R_1 + R_2) / ((R_3 + R_4) R_1)$$

如果R1/R2等于R3/R4，则该电路的闭环输出等于：

$$V_{OUT} = (V_1 - V_2) (R_2 / R_1) + V_{SHIFT}$$

在该电路中，放大器输入的最大允许电压会限制输入共模范围。V1和V2上的输入电压有可能超出电源电压。两个输入信号的增益是相等的。这种电阻配置还会减去两个输入信号的共模电压。此外，通过将两个电阻比率设置为大于1，可以简便地实现大于1的增益。

在单电源环境中，可以通过参考电压 (VSHIFT) 将输出信号的中心点设置在地电压和电源电压之间。否则，可能会将输出驱动至超出地电压或VDD轨电压。该参考电压的目的和作用是对输出信号进行偏移，使其进入放大器的线性区域。



$$V_{OUT} = (V_1 - V_2) (R_2 / R_1) + V_{SHIFT}$$

(如果R1 = R2, R3 = R4)

图7：差分放大器在双电源环境下的工作效果最佳。在双电源环境中，可以连接双电源和单电源来为双运放仪表放大器供电。单电源电路需要一个相对于地电压的中心电源参考电压VSHIFT。在单电源环境中，不存在“中心电源电压”连接，可以将VSHIFT引脚连接到1/2 VDD处。

图8显示了电压VSHIFT的两种可能电路。

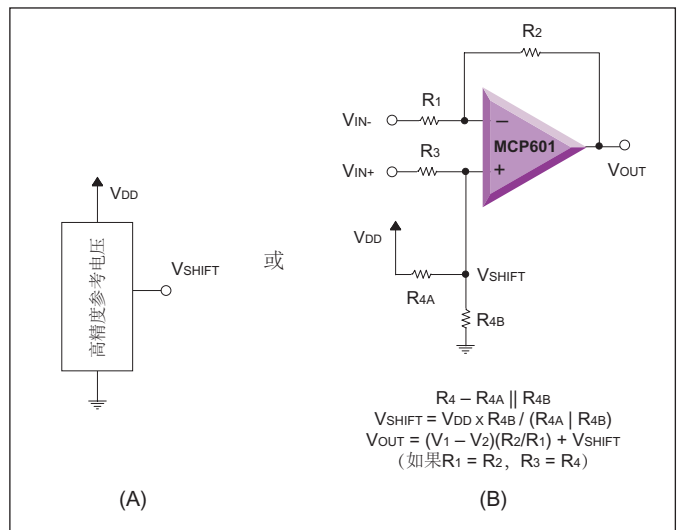


图8：VDD和地之间的高精度参考电压 (A) 或电阻分压器 (B) 用于产生图7中VSHIFT处的电压。单电源差分放大器、三运放仪表放大器和双运放仪表放大器使用了这些电路。

图8A中的高精度参考电压器件是适合于单电源电路的高精度解决方案。该参考电压可以在室温下和整个温度范围内提供精确的直流结果。图8B显示了一种替代解决方案。在该电路中，拆分了VDD和地之间的电阻R4 (图7)，这提供了VSHIFT的电压。图8总结了VSHIFT电压和差分放大器增益的控制方程。该电路的精度取决于电阻匹配和VDD的稳定性。

运算放大器

三运放仪表放大器

最为通用的仪表放大器配置在其实现中使用三个运算放大器。这种仪表放大器非常容易理解，因为三个运算放大器中的每一个都用于一种特定的功能。对于这种电路配置（如图9所示），三个运算放大器中的两个（A1和A2）对两个输入信号进行放大。第三个放大器A3则将两个放大后的输入信号相减，从而提供一个单端输出。该电路的传递函数等于：

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-})(1 + 2R_F/R_G)(R_2/R_1)$$

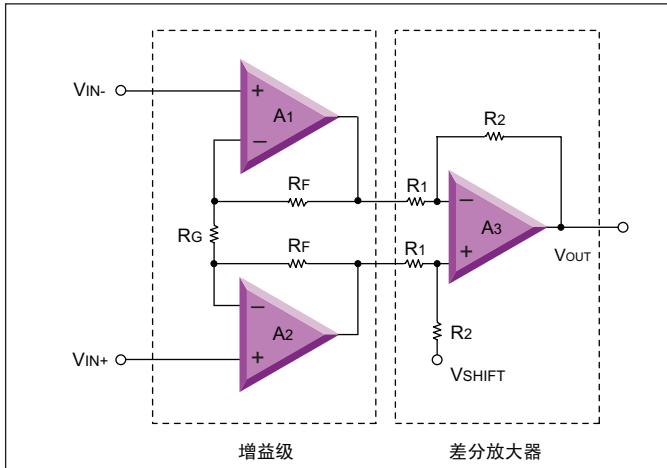


图9：三运放仪表放大器具有两个基本的放大级。第一个放大级（增益级）对输入信号进行放大，并将结果送到第二个放大级（差分放大器）。

在单电源应用中，使用图8中的电路来产生中心电源参考电压 V_{SHIFT} 。

双运放仪表放大器

图10所示的设计采用了两个运算放大器。这种设计配置通常称为双运放仪表放大器。

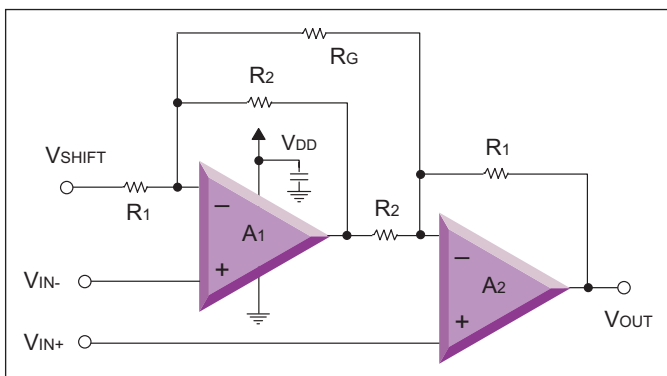


图10：可以使用双电源和单电源来为双运放仪表放大器供电。单电源电路需要一个中心电源参考电压 V_{SHIFT} 。

分立设计使用两个放大器来实现带宽和性能在整个温度范围内的良好匹配。这种仪表放大器利用了运算放大器同相输入的高阻抗，从而显著降低直流下的源阻抗不匹配问题。该电路的传递函数等于：

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-})(1 + R_1/R_2 + 2R_1/R_G) + V_{SHIFT}$$

如果应用处于单电源环境中，则该电路通常需要一个处于电源电压之间中点的参考电压。在图10中， V_{SHIFT} 用于这种功能。该电路不允许单电源系统中的零伏共模输入电压。

中心电源参考电压 V_{SHIFT} 使用图8中的电路实现。

结论

将双电源放大器电路转换到单电源环境的任务是简单直接的。在转换期间，需要注意输入共模范围和违反输出摆幅规范的问题。如果由于使用新电源而违反了单电源放大器的输入或输出级规范，可以通过添加参考电压来消除这些违反规范的问题，使电路变得可用。

参考资料

“Operational Amplifiers Part 1 of 6: What Does “Rail-to-Rail” Input Operation Really Mean?”, Bonnie C. Baker, AnalogZone, March 22, 2004.

“Operational Amplifiers Part 2 of 6: Working with Single-Supply Operational-Amplifier Output Characteristics”, Bonnie C. Baker, AnalogZone, May 3, 2004.

每个放大器都在等待振荡，每个振荡器都在等待放大

什么是运算放大器（运放）电路稳定性，如何知道是否处于“毛糙边缘”呢？通常情况下，运放周围会有一个反馈系统，用于稳定差异性和减小不同器件之间的开环增益大小偏差。使用这种方法时，放大器电路的稳定性取决于电路中电阻而不是运放的差异。在运放前后使用一些电阻可以提供电路“稳定性”。至少您希望可以确保可预测的增益。但是，可能设计出一种完全相反的放大器电路。

您可能会设计出极端不稳定到会产生振荡的放大器电路。在这些电路中，闭环增益是无关紧要的，因为振荡会“淹没”放大器的输出结果。在闭环放大器系统中，如果知道放大器系统的相位裕度，则可以确保稳定性。在这种评估中，通常使用波特图稳定性分析技术。对于这种技术，将同时在波特图中包含放大器开环响应和电路反馈因数的大小（以dB为单位）和相位响应（以度为单位）。这篇文章讨论了这些概念，并就如何在主反馈具有频率稳定性的情况下避免设计出“歌唱”电路提出了一些建议。

运算放大器框图的内部基础

在开始放大器电路的频率分析之前，我们先回顾几个放大器拓扑概念。图1显示了在进行频率分析时需要熟悉的关键内部运放元件。正如所预期的，该放大器具有5个接线端，但它还具有寄生电容（如输入电容）和随频率而变的开环增益。

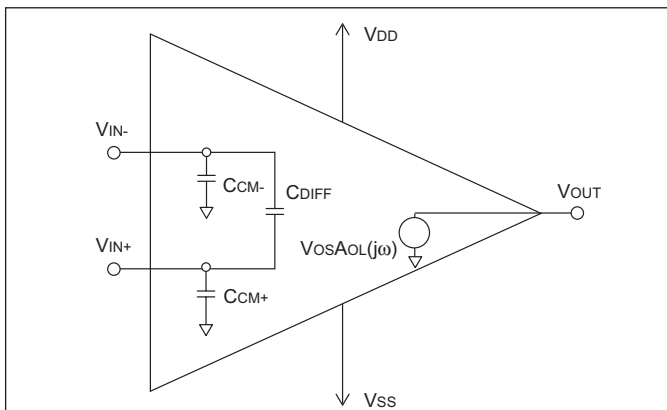


图1：电压反馈运算放大器频率模型包含了输入电容（C_{DIFF}和 C_{CM}），以确保可以在频率评估中考虑外部输入源寄生电容和反馈寄生电容的相互作用。该模型还具有内部开环增益频率响应（A_{OL}(jω)）。这两个参数确保在分析中包含输出级的内部寄生电容。

两个输入接线端具有相对于地的共模电容（C_{CM}）和两个输入之间的差分电容（C_{DIFF}）。A_{OL}(jω)代表放大器的开环增益频率响应。图2使用波特图方法显示了典型电压反馈放大器的频率响应。

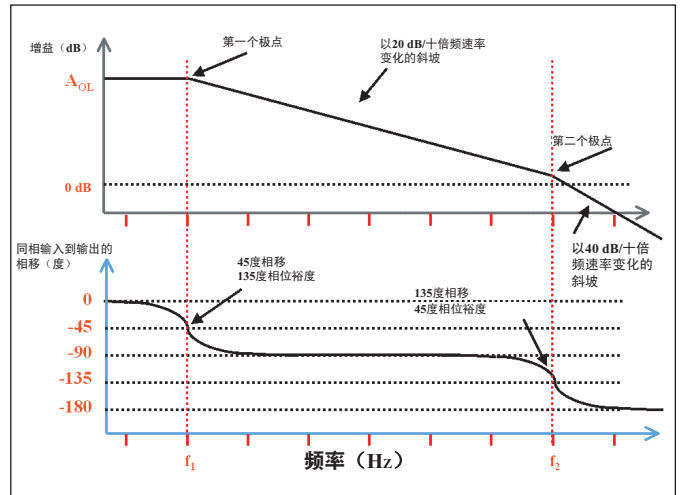


图2：增益图和相位图说明了电压反馈放大器的频率行为。在这种简单表示中，放大器具有两个主极点。第一个极点出现在较低频率下，通常介于10 Hz至1 kHz之间（取决于放大器的增益带宽积）。第二个极点位于较高频率处。该极点出现在比零分贝（dB）频率更高的频率处。如果它更低，则说明放大器在单位增益电路中通常是不稳定的。

电压反馈放大器的放大器增益频率响应（A_{OL}(jω)）通常用一个简单的二阶传递函数来建模。这个二阶传递函数具有两个极点。图2中的两个绘图显示了典型运放的增益（上）和相位响应（下）。增益曲线y轴的单位为dB。

理想情况下，放大器的开环增益等于输出接线端上的电压除以两个输入接线端之间的电压差所得到的比率大小。

$$A_{OL} \text{ (dB)} = 20 \log |(V_{OUT} / (V_{IN+} - V_{IN-}))|$$

如果该开环增益比是无限的就好了。但在现实中，开环增益的完整频率响应 A_{OL}(jω) 在直流下不那么理想，FT会以 20dB/十倍频的速率发生衰减。发生这种衰减的起始频率等于传递函数第一个极点处的频率。图2中的波特图说明了这一点。

通常情况下，运算放大器开环响应的第一个极点出现在1 Hz至1 kHz之间。第二个极点出现在更高频率处，接近开环增益曲线越过0 dB的位置。从第二个极点处的频率开始，放大器的增益响应会以 40 dB/十倍频的速率下降。

运算放大器

图2中相位图(下方绘图)y轴的单位为度。可以使用以下公式将度转换为弧度:

$$\text{以弧度表示的相位} = (\text{以度表示的相位}) * 2\pi / 360^\circ$$

使用以下公式将以度表示的相位转换为相位延时或群延时(秒):

$$\text{相位延时} = -(\delta\text{phase}/\delta f) / 360^\circ$$

两个绘图使用了相同的x轴频率尺度。

放大器在这种开环配置下的相位响应也是可预测的。在直流下,从放大器同相输入到输出的相移或相变为零度。相反,直流下从反相输入接线端到输出的相移等于-180度。

在第一个极点 f_1 之前的一个十倍频程($1/10 f_1$)处,同相输入与输出的相位关系已经开始改变大约-5.7度。在开环增益曲线中出现第一个极点的频率处(f_1),相位裕度已降至-45度。相位会继续下降,到达另一个十倍频程($10f_1$)处时,它比其-90度的最终值高5.7度。对于第二个极点 f_2 ,将会重复这些相位响应变化。

重要的是要了解这种相位关系变化对于放大器输入和输出的影响。在第二个极点之后的一个十倍频程处,同相输入到输出的相移约-180度。在这个相同频率下,反相输入到输出的相移为零或约-360度。对于这种类型的相移, V_{IN+} 实际上在对送至输出的信号进行反相。换句话说,两个输入的作用互换了。如果任一输入的作用发生像这样的变化,放大器会在信号从闭环系统中的输入送到输出时产生振铃。对于独立放大器,唯一可以阻止出现这种条件的情形是增益降至低于0 dB。在闭环系统中,如果放大器的开环增益降至低于0 dB,则实际上等于“关闭”反馈。

闭环放大器系统中的稳定性

通常情况下,运放周围会有一个反馈网络。这可以减小不同器件之间的开环增益响应差异。图3显示了这种网络的框图。

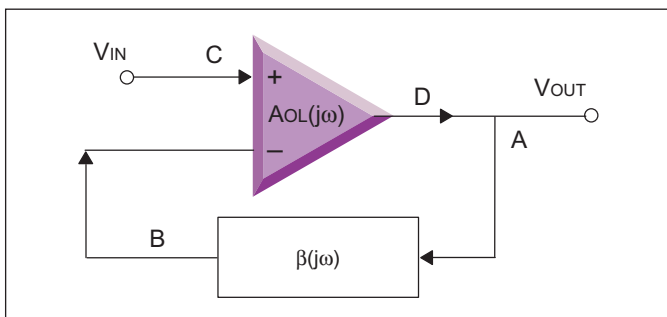


图3：放大器电路的框图，其中包含了放大器增益单元 AOL 和反馈网络 B 。

在图3中, $\beta(j\omega)$ 代表反馈因数。由于放大器的开环增益(AOL)相对较大,反馈因数相对较小,所以将输出电压的一小部分反馈到放大器的反相输入。这种配置会将输出送回到反相接线端,构成负反馈条件。如果将 β 反馈到同相接线端,则将会加上而不是减去这一小部分的输出电压。在这种配置下,将会存在正反馈,输出最终会发生饱和。

闭环传递函数

如果要分析图3中的环路,必须假定存在输出电压。这会使A处的电压等于 $V_{OUT}(j\omega)$ 。信号将会通过反馈系统 $\beta(j\omega)$,所以B处的电压等于 $\beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega)$ 。C处的电压或输入电压将与B处的电压相加;C等于 $(V_{IN}(j\omega) - b(j\omega)V_{OUT}(j\omega))$ 。由于信号通过增益单元 $AOL(j\omega)$,所以D处的电压等于 $AOL(j\omega)(V_{IN}(j\omega) - \beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega))$ 。该电压等于原始节点A或 V_{OUT} 。描述这个完整闭环系统的公式等于:

$$A = D \text{ 或}$$

$$V_{OUT}(j\omega) = AOL(j\omega)(V_{IN}(j\omega) - \beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega))$$

通过整理各项,处理后的传递函数变为:

$$V_{OUT}(j\omega)/V_{IN}(j\omega) = AOL(j\omega) / (1 + AOL(j\omega)\beta(j\omega))$$

该公式实际上等于系统的闭环增益或 $ACL(j\omega)$ 。

这是一个非常重要的结果。如果允许放大器的开环增益($AOL(j\omega)$)接近无穷大,则可以简便地计算反馈因数的响应: $ACL(j\omega) = 1/\beta(j\omega)$ 。通过该公式可以简便地确定放大器的闭环系统的频率稳定性。

计算 $1/\beta$

计算 $1/\beta$ 时使用的最简单技术是将输入源直接置于放大器的同相输入上,并忽略放大器产生的误差。您可能会说这种计算无法给出实际信号相应的电路闭环增益公式,确实是如此。但如果使用这种计算,您可以确定电路的稳定性水平。

图4中的电路说明了如何计算 $1/\beta$ 。

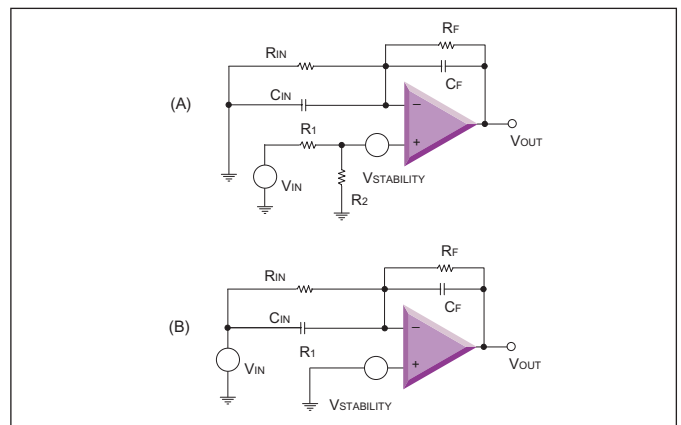


图4：在直流下,电路(a)中的输入信号放大 $(R_2/(R_1+R_2))(1+R_F/R_{IN})$ 倍。电路(b)中的输入信号的直流增益为 $-R_F/R_{IN}$ 。这两个增益公式都与反馈因数 $1/\beta$ 的直流增益不匹配。

运算放大器

在图4A和4B中， $V_{STABILITY}$ 是一个等于零伏的虚构电压源。它用于进行 $1/\beta$ 稳定性分析。请注意，该电压源不是实际的应用输入源。假设放大器的开环增益为无穷大，该电路的传递函数等于：

$$V_{OUT}/V_{STABILITY} = 1/\beta$$

$$1/\beta = 1 + (R_F||C_F)/(R_{IN}||C_1)$$

(对于图4A, $C_1 = C_{IN} + C_{CM-}$;

对于图4B, $C_1 = C_{IN} + C_{CM-} + C_{DIFF}$)

或

$$1/\beta(j\omega) = (R_{IN}(j\omega)R_FC_F + 1) + R_F(j\omega)R_{IN}C_1 + 1) / R_{IN}(j\omega)R_FC_F + 1$$

在以上公式中，当 ω 等于零时：

$$1/\beta(j\omega) = 1 + R_F/R_{IN}$$

当 ω 接近无穷大时：

$$1/\beta(j\omega) = 1 + C_1 / C_F$$

该传递函数具有一个零点和一个极点。零点位于：

$$f_z = 1 / (2\pi R_{IN}||R_F(C_1+C_F))$$

$$f_p = 1 / (2\pi R_FC_F)$$

图4A中电路的 $1/\beta(j\omega)$ 传递函数的波特图如图5所示。

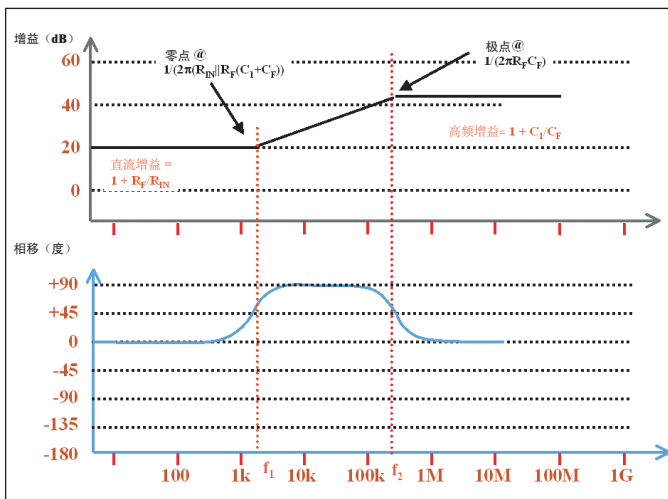


图5：它们是图4A中使用 $V_{STABILITY}$ 作为输入源的电路反馈因数倒数 ($1/\beta$) 的波特图。

再次说明，在图4B中，用于进行这种分析的输入源与实际应用电路的输入源是不同的。但是，放大器稳定性以相同方式确定。使用 $V_{STABILITY}$ 的闭环传递函数等于：

$$V_{OUT}/V_{STABILITY} = 1/\beta$$

$$1/\beta = 1 + (R_F||C_F)/(R_{IN}||C_{IN})$$

或

$$1/\beta(j\omega) = (R_{IN}(j\omega)R_FC_F + 1) + R_F(j\omega)R_{IN}C_1 + 1) / R_{IN}(j\omega)R_FC_F + 1$$

请注意，在图4A和图4B之间， $1/\beta$ 的传递函数是相同的。

确定系统稳定性

如果您知道相位裕度，则可以确定闭环放大器系统的稳定性。在这种分析中，通常使用波特图稳定性分析技术。对于这种方法，将同时在波特图中包含放大器开环响应和电路反馈因数的大小（以dB为单位）和相位响应。

系统闭环增益等于两个增益中的（大小）较小者。系统的相位响应等于开环增益相移减去反相反馈因数的相移。

系统的稳定性在放大器开环增益与闭环增益响应相交处的频率下定义。在此处，系统的理论相移应大于-180度。在实践中，系统相移应小于-135度。图6至图9对这种技术进行了说明。图6和图7给出的情形代表稳定的系统。图8和图9给出的情形代表不稳定的系统。

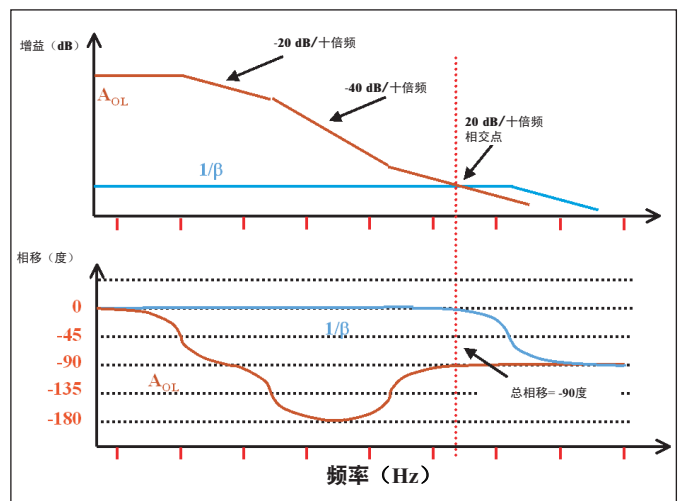


图6：这个闭环系统是稳定的，在 A_{OL} 和 $1/\beta$ 曲线相交点处具有-90度的相移。

在图6中，放大器开环增益 ($A_{OL}(j\omega)$) 在开始时的频率变化为0 dB，然后快速变为-20 dB/十倍频的斜率。在出现第一个极点的频率处，相移为-45度。在该频率下，在高于第一个极点的一个十倍频程处，相移约为-90度。随着增益斜率与频率一起向前，会出现第二个极点，使开环增益响应变为-40 dB/十倍频。同样，它也伴随着相变。该响应中发生的第三个事件是出现一个零点，此时开环增益响应会恢复为-20 dB/十倍频的斜率。

在这个相同图形中， $1/\beta$ 曲线在开始时的频率变化为0 dB。该曲线随着频率上升保持平坦，一直到曲线终点，此处会出现一个极点，曲线开始以-20 dB/十倍频发生衰减。

运算放大器

图6中感兴趣的是 $A_{OL}(j\omega)$ 曲线与 $1/\beta$ 曲线的相交点。两条曲线之间闭合处的速率为20 dB/十倍频，可以指示系统的相位裕度，从而预测稳定性。在该情形中，放大器导致的相移为-90度，反馈因数导致的相移为0度。系统的稳定性在这个相交点处确定。系统相移通过从 $A_{OL}(j\omega)$ 相移中减去 $1/\beta(j\omega)$ 相移计算得到。在此例中，系统相移为-90度。从理论上讲，如果相移介于0到-180度之间，则说明系统是稳定的。在实践中，应设计相移小于等于-135度。

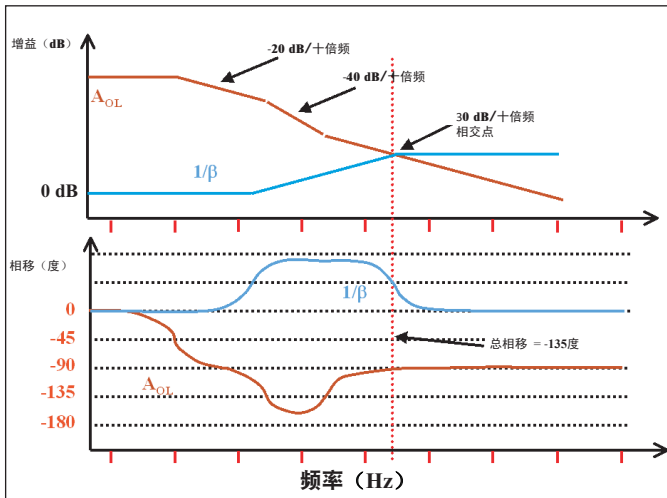


图7：该系统是临界稳定的，两条增益曲线的相交点处的相移为-135度。

在图7给出的例子中， $A_{OL}(j\omega)$ 曲线与 $1/\beta(j\omega)$ 曲线之间的相交点表明这是一个临界稳定的系统。在该点处， $A_{OL}(j\omega)$ 曲线的速率为-20 dB/十倍频。 $1/\beta(j\omega)$ 曲线的斜率则从+20 dB/十倍频变为0 dB/十倍频。 $A_{OL}(j\omega)$ 曲线的相移为-90度。 $1/\beta(j\omega)$ 曲线的相移为+45度。系统相移等于-135度。

虽然该系统看起来是稳定的，即相移介于0至-180度之间，但电路实现并不像计算或模拟所表明的那么洁净。电路板上的寄生电容和电感会产生额外的相位误差。因此，对于这种相移大小，该系统是“临界稳定的”。对于阶跃响应，该闭环电路具有明显的过冲和振铃。

在图8中， $A_{OL}(j\omega)$ 以-20 dB/十倍频的速率变化。 $1/\beta(j\omega)$ 以+20 dB/十倍频的速率变化。这两条曲线闭合处的速率为40 dB/十倍频，系统相移为-168度。该系统的稳定性是非常值得怀疑的。

在图9中， $A_{OL}(j\omega)$ 以-40 dB/十倍频的速率变化。 $1/\beta(j\omega)$ 以0 dB/十倍频的速率变化。这两条曲线闭合处的速率为40 dB/十倍频，相移为-170度。该系统的稳定性也是值得怀疑的。

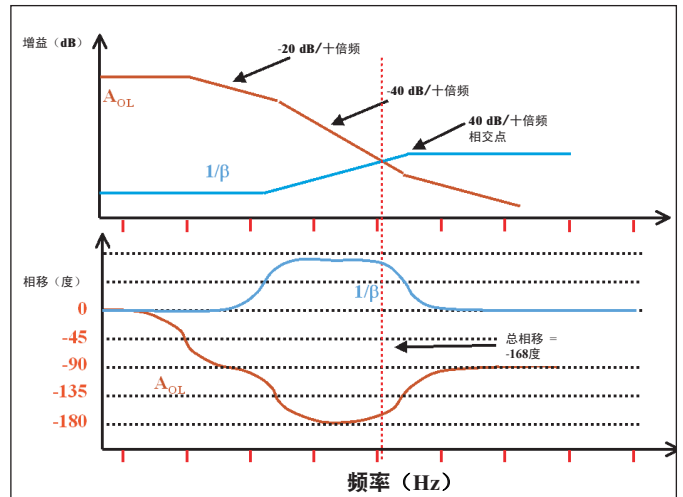


图8：在实际的电路实现中，由于存在布局寄生电容，该系统是不稳定的。

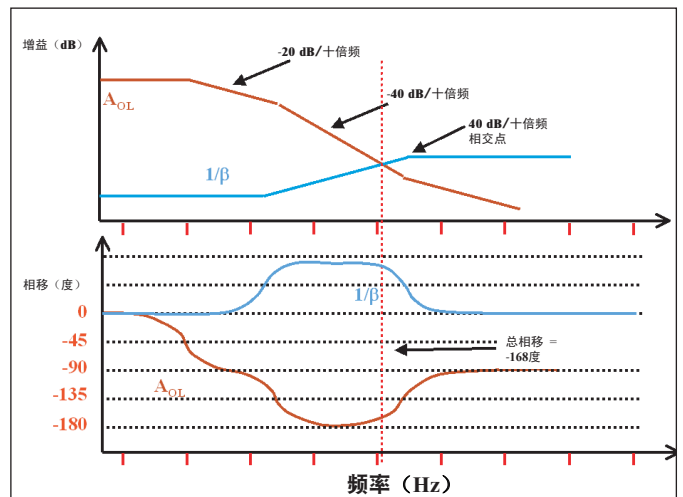


图9：在实际的电路实现中，由于存在布局寄生电容，该系统也是不稳定的。

结论

在这篇文章的开头您被问道，“什么是运算放大器电路稳定性，如何知道是否处于‘毛糙边缘’呢？”在模拟方面，存在许多的稳定性定义，如温度不变性、批次不变性和噪声信号等。但是，当输出在无激励情况下意外振荡时，模拟电路会变得极为不稳定。这种稳定性问题会阻碍电路设计的进展，直到您查明原因为止。

您只能在频域评估这种稳定性。对电路进行快速纸笔检查可以方便地帮助您深入审视电路的振荡问题。放大器开环增益和反馈系统在整个频率范围内的关系可以快速地确定问题的来源。如果使用增益和相位波特图，您可以估测这些问题所在的位置。如果闭环相移保持低于-135度，则不会发生电路振荡，并且振铃会被最小化。如果预先对放大器进行这项工作，则可以避免那些会奏出不受欢迎旋律（也称作“放大器电路蓝调”）的可怕设计。

放大器和SPICE

什么是运算放大器电路稳定性，如何知道是否处于“毛糙边缘”呢？通常情况下，运放会与反馈网络配合使用，以减小不同器件之间开环增益响应的差异。这种技术可以提供电路稳定性。但是，可能设计出一种完全相反的放大器电路。您可能会设计出极端不稳定到会产生振荡的放大器电路。在闭环放大器系统中，如果知道系统的相位裕度，则可以确定稳定性。在这种分析中，通常使用波特图稳定性分析技术。对于这种技术，将同时在波特图中包含放大器开环响应和电路反馈因数的大小（以dB为单位）和相位响应。

有人说，对模拟电路进行基于计算机的仿真是非常重要的。这是因为使用您偏好的计算机SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, 集成电路专用仿真程序) 程序可以降低初始误差和开发时间。如果正确地使用您的SPICE仿真器，您可以在使用面包板之前消除电路误差和细微差异。通过这种方式，您可以在花费时间焊接电路之前先验证您的设计。SPICE可以帮助在试验台上进行故障诊断；它非常适合用于尝试各种不同的假设。它非常适合用于“假定”情形（即，探索性设计）。

您可以在PC上通过用户友好的GUI套件查看来自这些软件工具的结果。该工具可以从根本上提供直流工作（静态）点、小信号（交流）增益、时域特性和直流扫描。在更复杂的层面，它可以帮助您分析谐波失真、噪声功率、增益敏感性，以及执行极点/零点搜索。该列表并不详尽，但一般来说，SPICE软件厂商会为用户提供许多这样的基本功能。通过利用SPICE中的Monte Carlo和最糟情况分析工具，您可以预测最终产品的结果。如果使用面包板来进行这种类型的研究，可能会非常耗费时间和资金。所有这些功能可以帮助加快您的应用电路入市。

但是，请注意。如果SPICE模型或宏模型对于应用来说足够精确，则您可以有效地评估模拟产品。这里的关键词是“足够精确”。这些模型或宏模型应反映元件的实际性能，而不存在电路细节过多的情况。细节过多会导致收敛性问题和极长的仿真时间。细节不足会掩盖电路性能的一些复杂性。更糟糕的是，无论是使用完整模型还是仅仅使用宏模型，您的仿真可能会错误地呈现电路的真正特性。请记住，SPICE仿真只是一堆希望可以代表电路特性的数学公式。它在本质上是一个产生虚拟结果的计算机产品。

所以您可能会问，“何必呢？”SPICE仿真真的值得花费时间和精力吗？一个小测验可以帮助您弄清这个问题。图1中的电路显示了一个基础性的基本电路。该电路是否稳定，它是否会发生振荡？放大器的输出是否会有无法接受的振铃？我猜想您会快速查看这个电路并回答，“这是一个愚蠢的问题。它当然是稳定的！”但话又说回来，如果您经常遇到捉弄人的问题，您可能会有所怀疑。所以答案是什么呢？

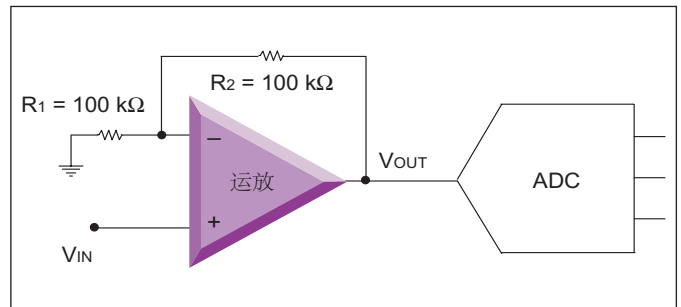


图1：整个行业中的许多应用都在系统中嵌入了这种简单的子电路。该电路只是简单地接收模拟输入信号，对该信号进行放大，并送至放大器输出。例如，+0.5V至+1V的直流输入信号会在 V_{OUT} 处变为+1V至+2V的直流信号。问题是，这种直流信号会发生振荡吗？或者，50 kHz正弦信号是否会产生振荡或振铃？该放大器的带宽为2.8 MHz。

这个简单的放大器电路使用了一个增益为+2 V/V的放大器。该放大器在反相输入和地之间连接了一个100 kΩ电阻，反馈环路连接了一个100 kΩ电阻。很容易想当然地认为这种电路是稳定的。然而，繁琐的计算将证明该放大器电路会产生振铃。这是由于电阻周围存在寄生电容，以及放大器输入级具有很高的差模/共模电容。对于这个特定的放大器，输入共模电容为6 pF，差模电容为3 pF。这些电容会与反馈电阻相互作用，导致半不稳定的情况。如果在试验台上测试该电路，可以立即在示波器上看到这种情况。面包板上的寄生电容会加重这种不稳定性。

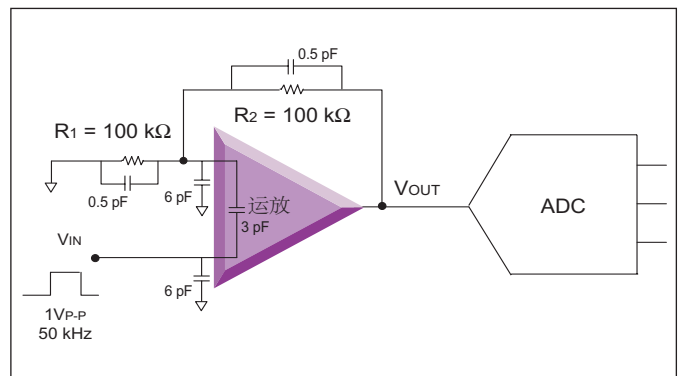


图2：将电阻和放大器的寄生电容添加到图1中的电路，一个简单电路不再是那么简单。在直流量中，这些电容将以开路形式工作。在交流域中，这些电容会影响从输入到输出的完美方波。完美方波将在 V_{OUT} 节点具有一定量的振铃。

运算放大器

将电阻和放大器的寄生电容添加到图1中的电路，但事情并不那么简单。反馈环路中的100 kΩ电阻将具有0.5 pF（近似值）的并联电容，相对于地的寄生电容最高可以达到2 pF或3 pF。在直流域中，这些电容将以开路形式工作。在交流域中，这些电容会影响从输入到输出的完美方波，V_{OUT}节点会有一些量的振铃。如果您使用放大器的SPICE宏模型，以及模型中的输入阻抗和电路板寄生电容，则可以立即在仿真中看到这一问题。如果使用面包板来组装电路，您肯定会看到这种振铃。

更改该电路中两个电阻的阻值可以解决这个问题。手工计算可以帮助您确定正确的值。SPICE仿真可以加快这一过程。这比在面包板上不断地替换电阻，直到确定正确值会稍稍容易一点。在SPICE中，您还可以观察在使用各种电阻情况下的放大器响应。这可以帮助您找到这种振荡的“拐点”。如果后退一步，并将两个值均更改为10 kΩ，在SPICE中和试验台上都会获得巨大的成功。图3显示了仿真结果。

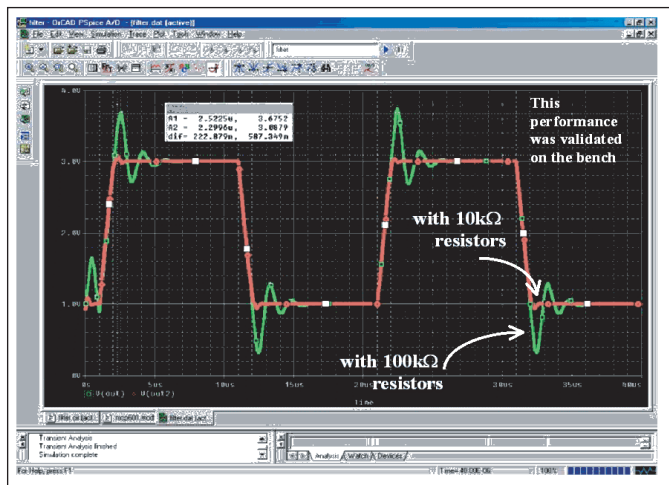


图3：通过SPICE仿真，您可以快速验证这个简单电路会产生振铃。如果您需要使用面包板电路再次检查这种情况（这也是一个好主意），但将100 kΩ电阻减为10 kΩ电阻可以解决这个问题。在继续进行电路设计之前，您需要了解问题的来源。但这种仿真发现了一个重要的稳定性问题。通过检查原理图很容易遗漏这种振铃问题。

在继续进行电路设计之前，您需要了解问题的来源。而仿真发现了一个重要的稳定性问题，仅仅检查原理图是很容易会遗漏这个问题的。

行业中的否定者会告诉您基于计算机的仿真工具不会起作用，使用它们只是在浪费时间。这些人都是有点误导的，在我看来，他们对于这种工具功能的了解很肤浅。没错，SPICE工具可能会将您引入歧途。但像任何工具一样，它的作用取决于用户的能力。如果您了解并正确地使用SPICE工具，则您对于仿真的任何领悟都会浮现出来。更重要的是，SPICE仿真可以指出您从未预料的问题。在大多数情况下，它们使用双精度计算。这使它可以更容易地检测出无法在试验台上发现的低层面问题。在您真正希望获得稳定性时，模拟电路的SPICE仿真只是提供了另一种避免设计出“歌唱”电路的方法。

这篇文章摘自Bonnie Baker所著的“A BAKER'S DOZEN: Real Analog Solutions for Digital Designers”一书，该书由Elsevier在2005年春季出版。

位数与LSb误差

在评判模数转换器(ADC)时,最低有效位(LSb)规范值的含义是什么?一个工程师同事告诉我,X制造商推出的12位转换器只有7个可用位。所以,该12位转换器实质上只是一个7位转换器。他作出这一结论的根据是器件的失调和增益规范值。最大规范值为:

失调误差 = $\pm 3 \text{ LSb}$,

增益误差 = $\pm 5 \text{ LSb}$,

乍一看,我以为他是对的。根据上面所列的规范值,最差的规范值为增益误差($\pm 5 \text{ LSb}$)。应用简单的算术,12位减去5位分辨率等于7位,对吗?为什么ADC制造商会推出这样的器件?增益误差规范值促使我购买成本较低的8位转换器,但这看起来似乎不对。嗯,事实证明这是不对的。

让我们先看一下LSb的定义。假设有一个串行的12位转换器,它产生由12个1或0组成的位串。通常情况下,转换器的第一个发送数字位是最高有效位(MSb)(或LSb+11)。一些转换器会先发送LSb。我们在以下讨论中假设先发送的是MSb(如图1所示)。第二个位是MSb-1(或LSb+10),第三个位是MSb-2(或LSb+9),以此类推。在这个位串的末尾,转换器最终发送MSb-11(或LSb)。

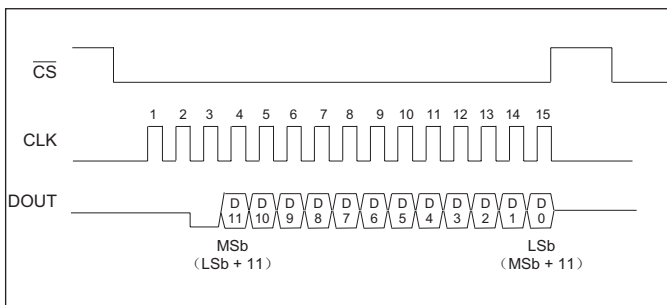


图1: 来自该串行ADC的数据随时钟脉冲先发送MSb,最后发送LSb。

术语LSb是非常特殊的。它描述数字流中的最后一个位置。它也表示满量程输入范围的一小部分。对于12位转换器,LSb值等于模拟满量程输入范围除以 2^{12} 或4,096。如果使用实际数字来表示,对于LSb大小为1 mV的12位转换器,满量程输入范围为4.096V。但是,LSb的最具启发性的定义是它可以表示4096个可能编码中的一个编码输出。

回到规范值的话题,将它们转换到输入满量程范围为4.096V的12位转换器中:

失调误差 = $\pm 3 \text{ LSb} = \pm 3 \text{ mV}$,

增益误差 = $\pm 5 \text{ LSb} = \pm 5 \text{ mV}$,

这些规范值实际上声明的是该转换器会在转换过程中产生(最坏情况)8 mV(或8个编码)的误差。并不是说在转换器的输出位流的LSb、LSb-1、LSb-2、LSb-3、LSb-4、LSb-5、LSb-6和LSb-7位置出现的误差。这些误差最高可以为1个LSb的8倍或8 mV。准确地说,转换器的传递函数最多会丢失4,096个编码中的8个编码。这些丢失的编码将处于编码范围的最高或最低处。例如,转换器的误差为+8 LSb((+3 LSb失调误差) + (+5 LSb增益误差))时,产生的可能输出编码为0至4,088。丢失的编码为4088至4,095。这是一个很小的增量式误差,等于满量程的0.2%。与之相比,转换器的误差为-3 LSb((-3 LSb失调误差) - (-5 LSb增益误差))时,产生的编码为3至4,095。这种情况下的增益误差会生产精度问题,而不是丢失编码。丢失的编码为0、1和2。这两个示例说明的都是最坏的情形。通常情况下,实际转换器中的失调误差和增益误差并不会完全遵循这种规则。

由于ADC失调或增益规范值的不断改进而获得的实际性能增强是可以忽略不计的。对一些设计人员来说这似乎像一个大胆假设,如果高精度是设计目标之一,可以很容易地使用固件实现数字校准算法。但更重要的是,电路的前端放大/信号调理部分产生的误差通常会高于转换器本身。

以上讨论为本文开始时得出的结论提供了新的视角。事实上,正如以上所述,12位转换器的精度约为11.997位。好消息是,微处理器或单片机可以通过简单的校准算法来消除这种失调和增益误差。

您的转换器是否精确?

模数转换器(ADC)精度的真正含义是什么?您可能会说,精度意味着ADC编码输出代表实际的模拟输入电压(减去量化误差)。这可以说得通,但哪里有什么方法可以精确地确定模拟输入呢?精度是否也意味着ADC转换结果是可重复的?转换器输出编码是否在不同跃变之间是可重复的,在连续转换期间电路中的所有方面是否都保持不变?

在您的认知中,ADC编码之间的跃变可能是尖锐的,在某个独特输入电压下发生。实际上,ADC传递函数中的跃变区域可能是很宽的。事实上,这些区域可能横跨几个数字输出编码。在图1中,跃变点出现在数字输出根据特定模拟输入电压从一个编码切换为下一个编码时。但是,由于ADC内部噪声,跃变点通常不是一个单一阈值,而是一个很小的不确定性区域。因此,您需要以多次转换的统计平均值的形式来定义跃变点。换一种方式说,就是在输入电压下,多次转换的平均值存在不确定性,它有50%的概率对应于一个数字编码,50%的概率对应于相邻的数字编码。更仔细地观察,可以发现您采集的转换结果存在噪声,服从高斯概率分布。

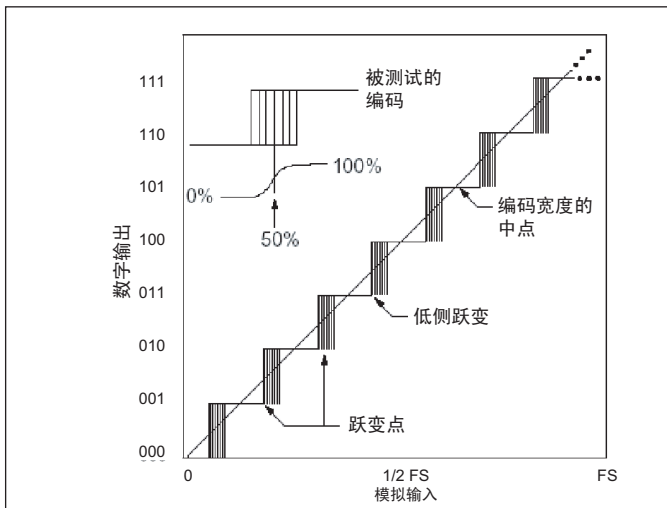


图1: 8位ADC的这种非理想传递函数说明了每个编码的跃变噪声。在该图中,FS表示满量程。

您可以对转换器快速运行一个实验,就是将一个良好的16位ADC的输入接地。当然,我假设您在电路中使用良好的布局技术和旁路电容等。现在,以转换器的规定转换速率采集1,024个采样。您会发现输出数据中存在多个编码。您见证的是转换器的跃变噪声。一些制造商会告诉您他们的ADC的rms跃变噪声。将rms跃变噪声规范值乘以6.6可以得到峰-峰值。

让我们将这种讨论更进一步。失调、增益、微分非线性(DNL)和积分非线性(INL)均为ADC的精度规范值。一些制造商也将它们称为直流规范值。这是因为这些器件测试使用直流输入电压来进行转换。但是,这些规范值不会告诉您不同转换之间结果的可重复性如何。它们只告诉您,在平均情况下,这些误差将不大于或小于ADC制造商数据手册中的最小值和最大值。为了准确地描述转换器的精度,您需要结合交流规范值和直流规范值。

在交流规范值中,您会发现三种类型。但是,其中一种类型是我们的讨论特别感兴趣的。该交流规范值称为信噪失真比,也称为SINAD。该规范值对应的是“有效位数”(ENOB)。ENOB = (SINAD - 1.76 dB)/6.02。该规范值与直流规范值结合,可以让您更好地了解转换器的真正精度如何。

参考资料

“Anticipate the Accuracy of Your Converter”, Bonnie C. Baker, EDN, March 18, 2004.

“Using the Analog-to-Digital (A/D) Converter”, Mitra, D’Souza和Cooper, AN546, Microchip Technology Inc.

“Analog-Digital Conversion Handbook”, David Sheingold, Prentice-Hall, 1986.

这篇文章摘自Bonnie Baker所著的“A BAKER’S DOZEN: Real World Solutions to Real World Analog Design Problems”一书,该书由Elsevier在2005年春季出版。

噪声有时也是有益的

当我开始写这篇文章时，有人看到了标题，问道，“您没有孩子吧？”好吧，在我的生命中曾有一次负责照看孩子，但我认为人们会忘记自己生活中的两件事：极度的快乐和极度的痛苦。这就是为什么我们不断地轮回，寻求更多。本文并不是回顾痛苦的经历，例如一个会产生噪声的电路。它谈论的是在数字域中解决那些困难的模拟噪声问题的快乐。

我们都追求在我们的混合信号电路中实现完美的转换，让转换器每一次都产生可重复的精确数字结果。我们使用降噪技术（如选择低噪声器件）、细致的布局和模拟滤波来消除不需要的信号。但是，解决模数转换噪声问题的另一种方法是“设计”让噪声进入信号，而不是从信号中消除噪声。例如，如果全力对电路采用低噪声策略，您可以从12位转换器获得12位精度。作为一种替代方法，您可以允许一定程度的白噪声进入电路，并在转换之后用一个处理器或控制器进行数字滤波。在这种情况下，您的电路能够产生14、15或甚至16位以上的精度。如果您的电路中有噪声，您可以通过使用过采样技术，在数字滤波器的输出处实现更高的分辨率。

例如，如果您使用简单的滚动平均值数字滤波器，可以使用该公式计算要在转换分辨率中增加的位数(N)：过采样数据数 = 2^{2N} 。如果希望将分辨率从11位升为14位，则需要对64个采样进行累加并求均值。这种分辨率升高的主要代价是时间。为了计算最终结果，滚动平均值数字滤波器算法需要对几个采样进行累加。对这些采样进行累加需要一定的时间。有限脉冲响应(FIR)和无限脉冲响应(IIR)数字滤波器也都非常适合于这项任务。

如果您有时间，这看起来像是一个简单的解决方案。但是，在电路中采用这种模拟与数字系统的组合之前，还有一个问题要考虑。您必须知道随时间变化的ADC数字输出的特性。在检查随时间变化的数字编码时，直方图是一种适合使用的工具。直方图可以显示每个编码的出现次数。例如，图1中的直方图显示了来自12位ADC的1024个重复数据采样（采样速率 = 20 ksps）。

如果希望成功地提高转换器的分辨率，您需要确保ADC的噪声具有高斯分布的性质。在直方图中，高斯噪声看起来类似于围绕某个中心编码的统计正态分布。图1中的数据并不服从正态分布的形状。图1中的数据看起来具有双峰响应。此外，该系统的输出平均值应为2236而不是2297。数字滤波器不会“修复”该数据。该系统中的噪声来源于LED阵列。糟糕的布局和通过阵列的高电流让电路板上的噪声变得不能容忍。

如果在ADC输出上使用一个数字滤波器，您还需要知道所产生的数据的类型。只有您确信数据的噪声响应应具有高斯分布性质时，数字滤波才能提高模数转换的分辨率。

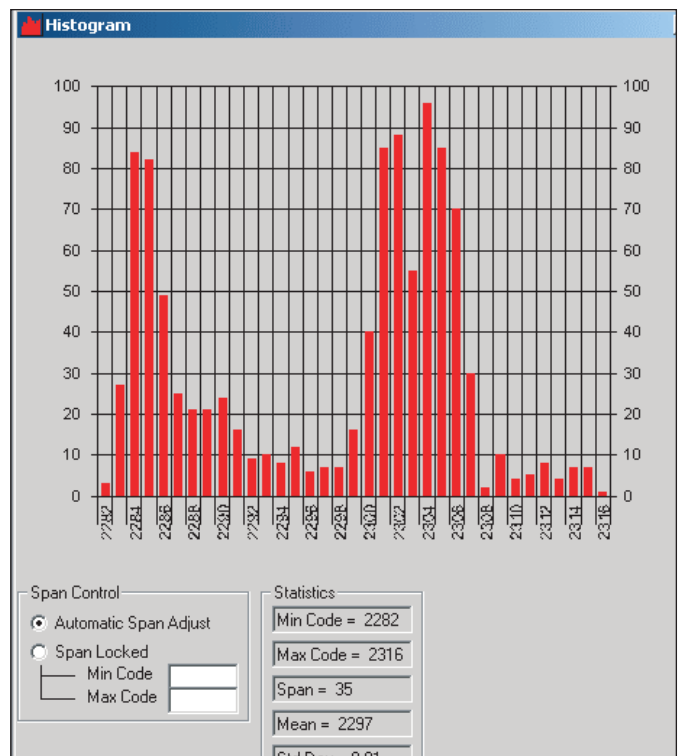


图1：该直方图显示了来自ADC的数据是双峰型的。对于这种数据，应用数字滤波算法来恢复为实际上精确表示输入模拟电压的数字编码是很困难的（如果有可能的话）。

参考资料

“Mixed-Signal and DSP Design Techniques”, Walt Kester, Elsevier, 2003.

利用基本原理实现ADC范围控制

您可以使用高分辨率ADC来简化或免去系统中大部分敏感的模拟前端电路。我知道这听起来好得有点不太真实，但假设具有一个单电源信号路径的压力传感示例，它对现实环境对控制器产生的压力进行测量。该信号路径的电子部分从压力传感器开始。然后，信号传输通过一个仪表放大器（带有参考电压的增益级），进入一个五阶模拟低通滤波器（即，双运放降噪级），通过一个10位或12位ADC进行数字化，最后送入单片机。在单片机或处理器中，您最终实现用于校准数据和减小误差的代码。哇，您不能一口气说完所有这些吗？该信号路径至少需要7个有源器件。

这是一个冗长的方案，尤其是当您考虑使用高分辨率转换器（如24位 Σ - Δ 转换器）作为替代时。对于 Σ - Δ 转换器，转换器之前的唯一外部电路是压力传感器和几个一阶RC滤波器。这是一种绝佳的策略，因为您可以使用 Σ - Δ 转换器来降低噪声和布局误差。此外，您还可以在控制器或处理器中校准系统失调和增益误差，同时重新获得12位的范围。

通常情况下，您需要调节24位转换器在000h和001h之间编码跃变处的失调误差。由于转换器具有一定程度的跃变噪声，您需要对该跃变区域进行多次采样，以验证跃变电压。然后，您可以使用以下公式快速去除转换器的失调误差：

$$\text{失调误差} = (V[0:1] - 0.5 (V_{\text{LSb}})) / V_{\text{LSb}}$$

$$V_{\text{LSb}} = V_{\text{REF}} / 2^n = \text{理想LSb电压大小}$$

$$V[0:1] = \text{第一个编码跃变的模拟电压}$$

$$V_{\text{REF}} = \text{满量程电压}$$

$$n = \text{转换器位数}$$

这个公式是一个良好的起点。我们可以将它转换为一种可在ADC传递函数中的任意点工作的可用形式（另请参见图1）。

$$\text{失调误差（带电平偏移）} = (V[x:(x+1)] - 0.5 V_{\text{LSb}}) / V_{\text{LSb}}$$

“x”是由测试的或选定的失调值产生的编码。

使用这个新的失调误差公式，您可以通过控制器向输出数据中注入电平移位。根据这一点，您可以计算所感兴趣区域的增益误差。计算ADC满量程范围内增益误差的公式为：

$$\text{增益误差} = (V_{\text{REF}} - 2 V_{\text{LSb}} - V[(2^n - 2):(2^n - 1)] - V[0:1]) / V_{\text{LSb}}$$

如果对该增益误差公式进行转换，使之与感兴趣的范围相匹配，它会变成：

$$\text{增益误差} = (V_{\text{REF}} - 2 V_{\text{LSb}} - V[(2^N - 2):(2^N - 1)] - V[0:1]) / V_{\text{LSb}}$$

其中，大写“N”等于要在系统中使用的位数。

您可以对任意ADC的输出数据应用以上失调和增益方程，不论转换器的分辨率如何。通过利用百万多个可能输出编码的一部分，高分辨率ADC可以免去放大器增益级、高阶滤波器级和电平移位电路。使用上面的失调和增益公式，您可以利用控制器或处理器的计算能力，使应用所感兴趣的转换部分处于中心位置。

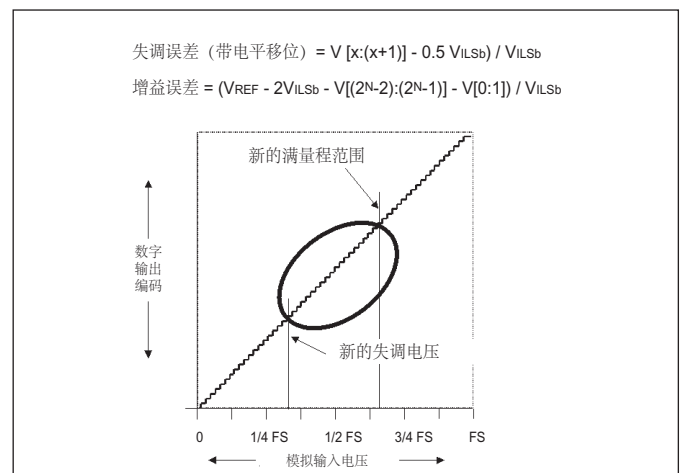


图1：您可以通过使用修改后的失调和增益误差方程来隔离ADC的可用输出编码范围。

通过欠采样来反向利用奈奎斯特采样定理

向哈利·奈奎斯特和克劳德·香农致敬。这两位大师在20世纪20年代创立了著名的奈奎斯特采样定理，该定理指出，“以离散时间间隔对信号进行采样时，采样频率必须大于输入信号最高频率的两倍。”这样做是为了可以基于采样版本完美地重构原始信号。

他们的定理多年来一直保持其权威性。在我与一些工程师进行的讨论中，我使用奈奎斯特定理来解释感兴趣信号的带宽小于转换器采样频率两倍的采样系统的精度。我描述的采样系统在ADC之前使用了一个低通抗混叠滤波器。这通常是一名工程师初次接触到奈奎斯特定理：在采样系统中，频率大于转换器采样速率1/2的信号会被折叠回来，对您产生困扰。专家们亲切地将其称为“折回”现象⁽¹⁾。如果采样速率小于最大输入频率的两倍，数字化系统会产生带内和带外数据的混合结果。一旦发生这种信号信息折回，就没有任何方法可以恢复低于采样频率1/2的原始信号。所以，对于这种类型的系统，我的建议是总是在ADC之前放置一个低通抗混叠滤波器。

这样当然很好，但我们可以尝试反向利用奈奎斯特定理。我们可以换一种方式来利用这个定理，就是有意地采用对高于转换器采样速率的较高频率信号会产生混叠或折回的系统配置。这称为欠采样。欠采样的同义词包括带通采样或超奈奎斯特采样。诸如无线通信接收器、雷达仪器、红外仪器仪表或视频之类的应用非常适合于以这种方式利用奈奎斯特定理。

在这些系统中，感兴趣信号 (Δf_{SIG}) 的带宽的中心位于比转换器采样频率 (f_{SAMPLE}) 更高的频率。此外， Δf_{SIG} 还使用高频载波信号 (f_{CAR}) 进行传输。 Δf_{SIG} 通过在该系统中用作抗混叠滤波器的模拟带通滤波器进行限制。通常实现一个简单的二阶滤波器（一个零点和一个极点）来用于该目的。该滤波器的阶次和响应由用户定义。您设计的滤波器阶次越高， Δf_{SIG} 的带宽就越窄。

可以使用两个公式来帮助确定系统的采样频率。第一个公式是 $f_{\text{SAMPLE}} > 2(\Delta f_{\text{SIG}})$ 。该公式是奈奎斯特定理的直接补充。第二个公式是 $f_{\text{SAMPLE}} = 4 f_{\text{CAR}} / (2 * Z - 1)$ ，其中的Z是一个向下舍入后获得的整数。在计算实际采样频率时，您需要使用第二个公式两次。

根据上面的第一个公式，采样频率应等于 Δf_{SIG} 的两倍。然后，通过使用这个计算值作为采样频率，并使用预先确定的载波频率，可以根据第二个公式计算Z的量。Z的值通常不是一个整数，应进行向下舍入。对于这个新的Z值，应使用第二个公式来重新计算 f_{SAMPLE} 的值。

可以使用一个示例来澄清您具有的任何问题。例如，如果系统的信号具有3.5 MHz的带宽 (Δf_{SIG})，并以70 MHz载波频率 (f_{CAR}) 为中心，则初始时可以计算出采样频率为7 Msps (f_{SAMPLE} ，公式1)。对 f_{SAMPLE} 使用该数值，Z的计算值等于20.5 (公式2)。向下舍入之后，Z等于20，这使实际采样频率 (f_{SAMPLE}) 等于7.18 MHz。

除了选择采样时钟之外，对于欠采样应用还有几个重要的问题需要考虑。您选择的ADC的输入级需要可以接受频率高于转换器采样速率的信号。欠采样转换器的产品数据手册会规定这一点。转换器的采样时钟 (f_{SAMPLE}) 的抖动和相位噪声会使系统性能下降。您可能还需要一个高品质的晶体振荡器。

本文简短地为您介绍了一下欠采样原理。如果需要了解更多信息，请参见下面的参考资料。

参考资料

“Filtering? Before or after?”，Bonnie C. Baker, EDN, February 20, 2003。

“The Data Conversion Handbook”。Walt Kester. Elsevier. ISBN0-506-7841。

“Putting Undersampling to Work”。Pentek, Inc. www.pentek.com/applications

使用nanoWatt Technology技术武装自己

我们对于我们的电池供电设备的期望和要求变得越来越高。我的第一个个人数字助理（PDA）的电池只能使用一天。如果启用了日历闹钟，电池电量很快就没了。今天，在相同的条件下，我的PDA的电池电量可以维持整整一周的时间。这两个PDA采用了相同的化学电池、锂离子电池，具有相同的功率密度。那么，是什么改变了呢？很简单。硬件改进了，并且电源管理技术也得到了优化。电池改进是次要的。

PDA是系统复杂程度迅速提高的一个绝好例证，但命运弄人，电池供电设备的要求越来越高，而电池化学特性却保持不变。只有固件/软件工程师了解基于单片机的处理单元中提供的工具，只有硬件设计人员了解当今市场上可用的解决方案的效率，您才能实现这种功能提升。

让模拟和数字配合工作

如果了解单片机中提供的硬件选项和工具，您就可以实现功耗改善，从而提升功能。节省功耗的一个方面是控制应用中电源电压的大小。应用系统可能在代码运行期间的某一时刻与现实环境交互。如果如此，电路中将具有模拟内容。模拟电源的要求会比数字电源的要求更高。别忘了，模拟噪声裕度会远低于数字噪声裕度。模拟基底噪声并不会随电源电压下降而减小。它会随电源电压变化而保持不变。例如，使用5V电源时，12位模数转换器（ADC）可以产生良好可靠的转换。但是，当使用2V电源时，同一个12位ADC产生的无噪声位数会减小。这是因为最低有效位（LSb）大小变小了，但噪声的大小保持不变。解决这个问题的办法是在运行模拟操作时使用较高的电源电压，在仅数字操作期间使用较低的电压。

图1中显示了一个简单的基于单片机的电池供电系统，它采用了Microchip推出的PIC18F1320闪存单片机。PIC18F1320具有一些可以增强低功耗策略的特性，例如一系列空闲模式和双时钟启动功能。

在硬件方面，行业中在考虑低功耗性能的情况下，不断地开发各类外部外设以及内部单片机外设。在单片机的外部外设方面，您可以通过降低对芯片的电源电压要求和优化低功耗工作的拓扑来实现低功耗。这个简单示例（图1）具有一个低功耗运算放大器、一个ADC和一个稳压的可调电荷泵。

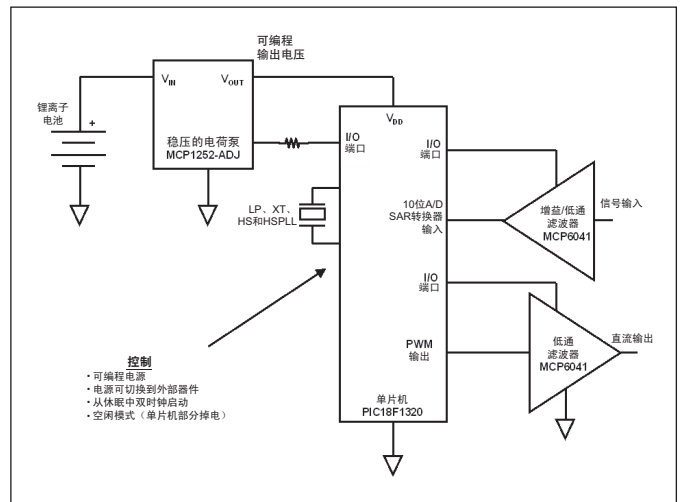


图1：单片机的低功耗外部外设仅提供了这种电池供电系统实现的一个方面。通过单片机的可编程能力，可以控制系统中的电源电压（MCP1252-ADJ）以及控制单片机系统时钟和休眠模式。

图1中的运算放大器设计使用了CMOS。这种类型的运算放大器正在不断地降低最小电源电压要求。图1中来自Microchip的MCP6041是一款14 kHz、600 nA放大器，要求供电电压最低为1.4V，最高为5.5V。低供电电压和低静态电流的组合为电池供电设备中的电源管理问题提供了一种良好的解决方案。

对于内部或外部的集成ADC，功率耗散量更多地取决于转换器拓扑而不是IC设计创新。例如，SAR（逐次逼近寄存器）转换器中的转换时间/电流消耗比大大低于 Δ - Σ 转换器。除非需要更高的分辨率和精度，否则您大概会在电池供电应用中使用SAR转换器。

图1中电路的电源是可调的。5V的较高电压最适合用于模拟电路，2V的较低电压最适合用于数字活动。图1中的可调电源转换器具有很高的效率，具有低输出电流和锂离子电池输入电压（4.2V至2.8V）。出于这些原因，该电路使用了一个稳压的可调电荷泵直流/直流转换器（MCP1252-ADJ）。

控制各种操作的供电电压仅仅是一个方面。如果真正具有低功耗“心境”，您会希望将单片机的一些部分掉电，而让其他部分继续工作。例如，您可以独立地运行A/D或D/A转换或者USART通信接口，使它们独立于单片机。这些器件功能可能只需要局部电源。

优化一些外部外设功耗权衡因素也是非常重要的。此外，如果将外部和内部外设与单片机编程能力配合使用，您将可以实现真正的节能。例如，单片机通过将新配置切换到MCP1252 ADJ输出可调稳压电荷泵的电阻反馈系统中来控制电源电压。为了确保模拟电路在最佳水平下执行操作，电荷泵会产生较高的输出电压。单片机的数字事件可以容忍较低的电源电压。例如，PIC18F1320的电源规范值为2V至5.5V。您可以通过电荷泵两种电压直接比值的方式来计算这种变化的节能效果。如果将外部外设掉电，并在使用I/O端口的情况下提供低功耗电源电压，可以进一步提高节能效果。

控制您的时钟

在设计人员尝试降低嵌入式系统电路的总体功耗时，一个问题经常被忽视，就是在单片机退出其休眠模式时的时钟管理。

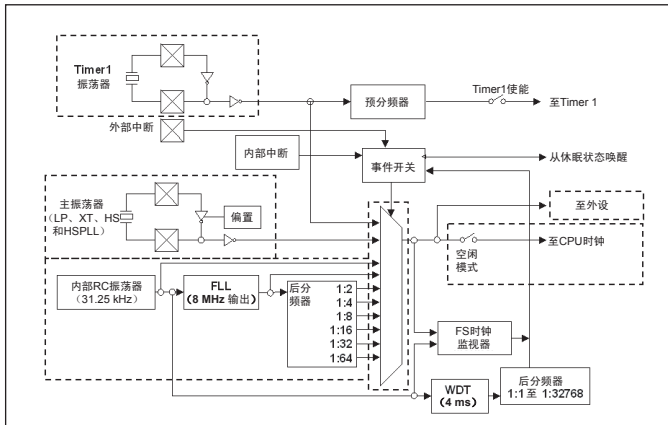


图2: 该图给出了供单片机使用三个振荡器源的示例。外部存在两个时钟连接 (Timer1和主振荡器)。内部存在一个振荡器。

单片机可能具有多种时钟源（图2）。最明显的时钟源是外部时钟。在这种情况下，您需要将晶体振荡器、陶瓷谐振器、内部控制器时钟或时钟发生器与相应的器件引脚连接。除了这些生成时钟信号的元件之外，单片机可能还具有后分频器、预分频器和锁频环（FLL）。后分频器和预分频器用于对输入时钟频率进行分频。FLL用于对输入时钟频率进行倍频。

在实时操作系统（RTOS）中，对于系统短时间唤醒并在唤醒后长时间休眠这样的情况，采取相应的时钟管理策略是非常关键的。如果唤醒时间通常<1秒，并且您使用的是晶体振荡器或陶瓷谐振器，您可能会发现在退出休眠模式和开始执行代码之间会存在一定的延时。在该延时或启动时间期间，单片机不会执行代码。但是，应用电路会消耗功率。

例如，图3显示了4 MHz晶体振荡器的典型启动时间。在图3中，该时间约为450毫秒。如果该晶体振荡器是与单片机连接的唯一时钟，并且为代码执行分配了1秒的时间，则代码的实际执行时间将比预期时间长45%。在时钟启动时间期间，您的电路会消耗功率，但不执行代码。

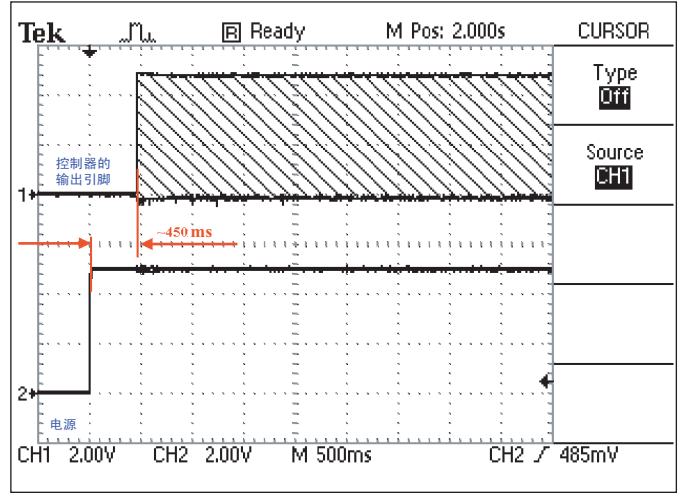


图3: 连接到单片机的时钟是一个4 MHz LP晶振。在该示波器图中，通道1是单片机输出引脚。单片机的程序会每隔12个指令周期翻转该输出引脚。通道2显示的是单片机的电源VDD。单片机的外部时钟在电源启动后大约450毫秒时变为有效。

对于这种类型的应用，可能最好使用内部时钟来执行代码。内部时钟可以近乎瞬时启动。4 MHz内部时钟通常可以在几微秒内启动。图4显示了一个内部时钟的启动时间。

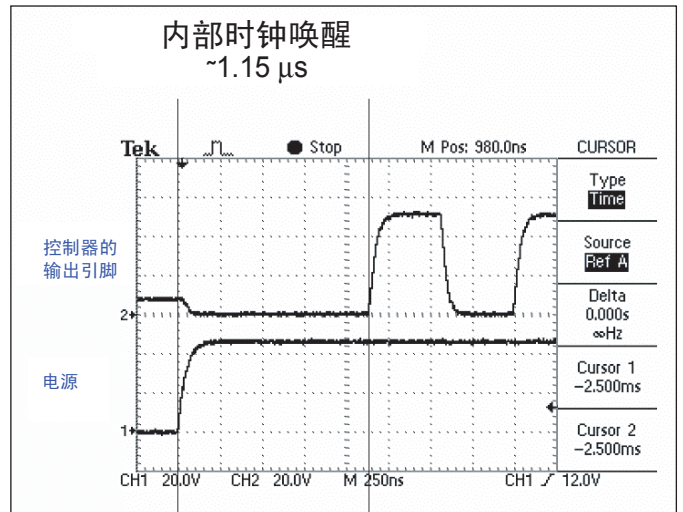


图4: 内部时钟的启动时间大约为1.15微秒。它远远快于振荡器的启动速度（图3）。

其他文章

相对于4 MHz晶体振荡器，速度提高了大约50,000倍。根据该数据，可以总结说适合于这种类型应用的时钟是内部时钟。内部时钟的功耗与晶体振荡器的功耗几乎相等。只要您的单片机不需要运行时间关键型操作，例如USART通信或对高精度脉冲计时，这种策略就可以起到作用。

您可以评估的第三种时钟源是谐振器。图5显示了一个谐振器的启动时间。

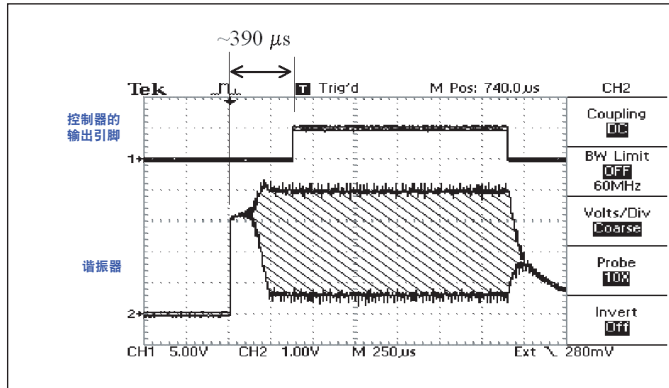


图5：4 MHz谐振器的启动速度比4 MHz晶振快，比4 MHz内部时钟慢。

您可以使用一种比这三种时钟选项都更好的时钟系统。最好的方案就是快速确定电路是否需要高精度时钟。如果单片机需要高精度时钟，则开启振荡器或谐振器。如果不需要，单片机将会关闭。系统在单片机退出其休眠模式之后快速地确定这种条件。如果将内部时钟与外部谐振器或晶体振荡器相配合，可以快速地做出这种决定。在使用两个时钟源（而不是一个）时，您可以显著地改善功耗。

这种技术称为“双时钟启动策略”。在这种硬件/固件配置中，单片机使用两个时钟。在应用的休眠模式期间，这两个时钟均关闭。在唤醒时，将开启内部时钟，以迅速确定是否需要晶体振荡器。如果需要，则该时钟继续执行代码，直到晶体振荡器启动并运行为止。此时，单片机会切换为晶体振荡器并关闭内部时钟。

利用休眠模式从数字角度控制功耗

一个成功的低功耗设计的重点是一个具有各种休眠模式和时钟模式的单片机。您可以通过单片机的空闲模式和休眠模式来节省系统功耗。单片机的空闲模式会将CPU掉电，同时允许10位ADC等功能继续工作。休眠模式则实现了单片机的完全关断。

当单片机的时钟切换状态时，单片机中的各种逻辑门会从电源汲取电流。在查看单片机中的电流消耗时，第一站是查看时钟功耗。如果您检查可供使用的时钟的类型，可以发现内部振荡器的运行功耗低于频率相等的晶振、振荡器或谐振器。

一些单片机具有三种基本的工作模式。第一种是全功能的运行模式，这种模式会启动并运行所有功能。中间模式是空闲或等待模式，这种模式下通常运行外设但不运行单片机。第三种也是最重要一种模式的功耗较低，电池操作处于休眠或停止模式。在这种休眠模式下，器件将完全停止消耗功率。休眠模式通常会禁止系统的时钟，但如果同时也禁止外部时钟源，节能效果会更好。

以下是完成您的低功耗策略的一些额外建议。将所有未用I/O引脚驱动为高电平或低电平状态。在可能的情况下，使用内部振荡器作为时钟源。它们通常是功耗较低的选项。关闭所有不在使用的外设，例如脉宽调制器（PWM）、ADC和USART等。在代码中尽可能使用查找表，而不是使用CPU来计算结果。检查所有外部元件的功耗。例如，测量电路中所有外部电阻的压降。减少用于为外部外设（如串行EEPROM）或外部模拟器件供电的I/O引脚。另一个惊喜可能来自开启的LED。单个LED就可能抹灭您在节能方面做出的努力。总而言之，就是寻找消耗电流的捣蛋鬼。

结论

在电池供电的应用中，器件节能是非常重要的。通过利用单片机的可编程能力，您可以实现真正的价值。您可以通过改变稳压电荷泵输出处的电源电压来实现这一点。第二个方面是在不使用非关键外设时将它们掉电。另一种选项是控制时钟策略，以优化功耗与功能。集成电路制造商在不断地改善其外设器件的动态性能，同时降低静态电流和供电电压要求。单片机制造商也在不断添加可以在很长时间内节省平均功耗的模式，例如空闲和休眠模式。将低功耗外设和单片机模式配合使用，可以让您有更大的机会实现低功耗的电池供电解决方案。

已经获得了您的检查清单？现在，记下所有这些可变因素，戴上您的低功耗“心境”之帽。作为一名具有洞察力的编程/硬件专家，您需要评估您的每一个应用，以及这些应用中的每一种情况，寻找消耗功率的捣蛋鬼。祝您好运！

这篇文章摘自Bonnie Baker所著的“A BAKER'S DOZEN: Real World Solutions to Real World Analog Design Problems”一书，该书由Elsevier在2005年春季出版。

巧妙实现单片机引脚复用

将外部外设与控制器或处理器连接是很简单的。您可以将处理器 I/O 引脚与每个外部外设连接。然后，您就可以独立地控制每个外设。常用的外设包括按钮开关或 LED（发光二极管）。在实际情况下，您的控制器或处理器可以连接的外设种类会比以上所列的多得多。

诀窍就是使用具有足够引脚的单片机或微处理器来连接所需的所有外设。不幸的是，添加的每个外设都会转化为一个额外的器件引脚，这通常意味着更高的应用电路成本。如果您通过限制处理器或控制器上的引脚数量来限制成本，则必须在添加外设时保持谨慎。控制器/处理器成本和所需外设数量之间的这种冲突带来了困难的设计问题。

聪明的设计人员可以绕开这些限制。添加外部多路开关是一种很好的防御性做法。如果使用外部多路开关，您可以显著地降低控制器或处理器的引脚数要求。您可能会说您的电路的成本模型不允许添加另一个器件。这是一种合理的担忧。所以，也许第一种建议并不是适合于您的解决方案。

不采取防御，可以考虑改为使用进攻性做法。使用外部多路开关仍然属于一种处于“框框”内的思维。我所说的框框是指以器件为导向的框框。换句话说，预设的前提就是添加一个功能意味着添加一个器件。考虑采取进攻性做法，使用一种“跳脱框框”的解决方案来解决这个问题。图1显示了一种使用这种类型的设计策略的替代方案。

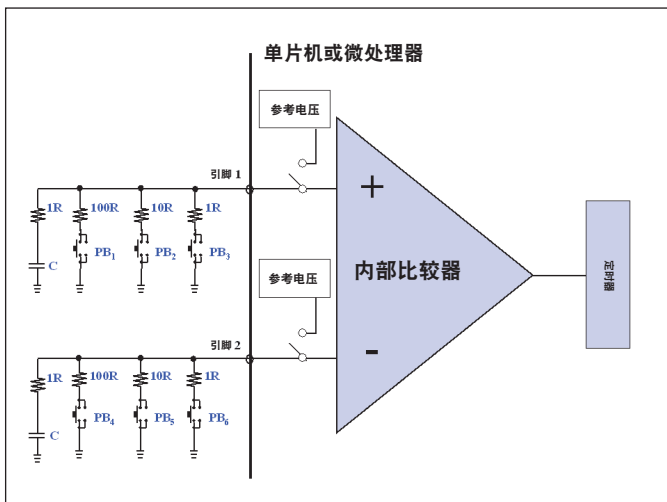


图1：两个简单的R/C网络将6个按钮与控制器或处理器连接。按下按钮会使电容电压通过电阻对地放电。一种替代电路是，将每个按钮与它自己的单片机或微处理器引脚连接。

在图1中，有6个按钮与单片机或微处理器的两个端口连接。这种“跳脱框框”的设计方法可以使按钮功能所需的引脚数从6个减为2个。该电路的工作方式是先将引脚1与参考电压连接。通过将参考电压偏置到其最高电压，电容C将充电至它的最大正值。在C完全充电之后，控制器代码会将参考电压与比较器的同相输入断开。除非用户按下其中一个按钮，否则比较器的同相输入将在测试期间保持高电压。如果用户按下一个按钮，引脚1上的电压将随时间放电至零。对于单个按钮，这种放电的时间常数等于 $(1/(x+1)RC)$ ，其中x是电阻的倍数。此时，比较器的反相端口电压（引脚2）的参考电压约为 $1/4 V_{DD}$ 。在放电期间，比较器输出上的定时器会对比较器输出从高电平翻转为低电平所需的时间进行计数。通过使用查找表，您可以确定所使用的按钮或按钮组合。测试PB1、PB2或PB3的状态会使用该种算法。另外，测试PB4、PB5和PB6的状态会使用类似的算法。

现在，假设您的应用中具有各种各样的外设。在仅使用两个引脚的情况下，其他引脚将可供其他外设使用。这种复用技术可以移植到与相同引脚连接的各种外设。如果您的控制器或处理器具有内部比较器、参考电压和定时器，则您可以使用电阻和电容作为外部的低成本“多路开关”。

顺应波峰因数的潮流

波峰因数是工程师用于描述信号的一种无单位的品质因数。您可以使用波峰因数来描述电压、电流或功率波形的纯度。该品质因数可以描述功率信号、机械振动或半波灯光调光器，仅举几例。在这些应用中，仅仅知道平均功率（或者电压或电流）是不够的，还需要知道设备设计的峰值指标，以适应最大容许偏差。在这些指标内，波峰因数等于峰值与rms值之比。（波峰因数 = $V(\text{peak}) / V(\text{rms})$ ； $V(\text{rms})$ 是信号的统计标准差。）

对于振幅峰值为1伏特的完美正弦波，rms值为0.707V或 $1/\sqrt{2}$ V。该信号的波峰因数等于1.414或 $1/\sqrt{2}$ 。波峰因数大于1.414的正弦波称不上完美，会显现出额外的噪声、失真或尖峰。不幸的是，非周期事件不会显示在快速傅里叶变换（FFT）中。如果存在低级噪声或尖峰，波峰因数会高于理想情况。

如果您不确定信号的幅值，但希望知道随时间变化的信号边界范围，则可以在系统中以另一种方式使用波峰因数。您可以采用上面的公式，并通过重写它来求解信号峰值； $V(\text{peak}) = \text{波峰因数} * V(\text{rms})$ 或 $V(\text{peak-to-peak}) = 2 * \text{波峰因数} * V(\text{rms})$ 。如果您大致了解要处理的信号的类型，那么这个公式结构会非常有用。例如，对于在多个采样之间服从高斯或正态分布的信号，波峰因数是良好定义的。高斯分布噪声由无内部开关电路的模拟系统产生。产生高斯噪声的常见元件包括放大器电路、电阻、参考电压、D/A转换器和ADC。这些器件会在感兴趣信号上产生非周期事件。再次说明，FFT分析无法精确地指示模拟系统噪声。

在计算系统的rms值时，必须获取直流信号的多个周期采样。获得这些采样之后，您可以计算rms值（见图1）。此时，您需要确定可接受的出现值超出预期输出值的百分比（见表1）。

根据上面的器件列表，我最感兴趣的是 Σ - Δ ADC。这是因为 Σ - Δ 转换器可以取代整个分立模拟系统。 Σ - Δ 转换器可以对模拟信号进行过采样，并产生由单个位组成的位流。然后，转换器采用数字滤波算法来计算一位转换结果，获得更高的分辨率。在这个过程中，高斯噪声是一种副产品。转换器分辨率的变化范围可以从1位到24位（或更高）。在这种类型的系统中，精度（不同于分辨率，参考材料1）可以高于22位（rms）。根据这些“噪声”结果，您需要确定可接受的系统精度。使用波峰因数，您可以有效地估算系统的精度（见表1）。

波峰因数 (CF)	以位数表示的波峰因数 (BCF, 位数)	出现值超出峰值的百分比
2.6	2.38	1%
3.3	2.72	0.1%
3.9	2.94	0.01%
4.4	3.13	0.001%
4.9	3.29	0.0001%

表1: 信号中的噪声电压(峰-峰值)等于噪声电压(rms) * 2 * CF。噪声位数(峰-峰值)等于噪声位数(rms) - BCF。根据选定的波峰因数，您可以预测出现值超出所定义峰-峰值限制的概率。

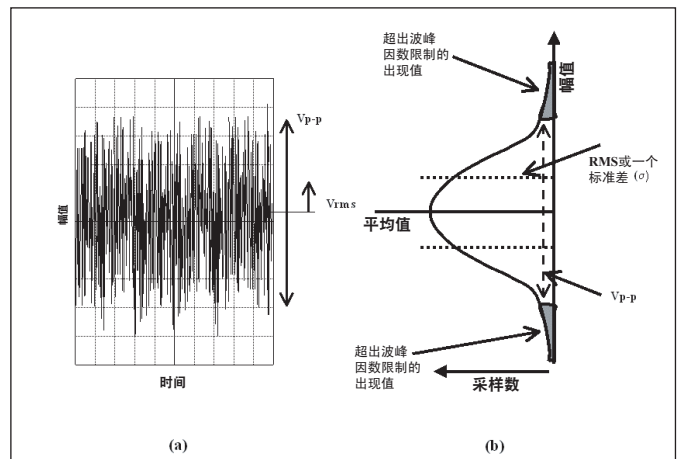


图1: 直流信号的多个采样 (>1024个) 的标准差 (rms) 足以描述系统的未来性能 (根据表1)。

在嵌入式应用中使用低压差稳压器进行设计

低压差稳压器 (LDO) 是基于嵌入式单片机的应用的主流选择。对于主要考虑简单性、灵活性、尺寸和成本问题的设计, LDO 仍然是首选的电源。这些目标应用包括工业和企业应用, 例如工业控制、开关电源 (SMPS) 后置稳压器、服务器主板, 以及消费类电子产品, 如视频/音频系统和机顶盒 (STB)。

嵌入式应用的一个共同特点是它们通过高压多相工业或 110V/220V 50 Hz/60 Hz 民用交流电源进行交流供电。然后, 交流电压被整流为直流高压 (如 12V 或 24V), 并进一步转换为直流低电压。这种直流/直流转换通常通过降压开关稳压器来完成, 以最大程度提高电源转换效率。直流低电压 (最常见的值为 3.3V 和 5.0V) 是嵌入式电路的顶级直流电源或“系统电源轨”。如今的大多数嵌入式单片机都是通过介于 1.8V 和 5.0V 之间的直流电压供电, 这些直流电压通常通过高成本效益的 LDO 器件基于“系统电源轨”进行转换。

除了执行应用级功能之外, 嵌入式单片机还充当“系统监控器”, 执行诸如电源状态监视和电源管理之类的任务。因此, LDO 还需要向嵌入式单片机提供相关的电源状态信息来帮助它作出系统控制决策, 并可在嵌入式单片机控制下对系统状态变化作出反应。

因此, 除了负载电流之外 (它总是设计人员需要考虑的第一个参数), 还有几个 LDO 规范值和功能被认为在嵌入式应用中是非常关键的, 包括电压差、送至单片机的电源状态指示器输出 (如电源正常输出), 以及控制反馈功能 (如关断)。

选择具有最小电压差的 LDO 始终是良好的设计做法, 因为它可以提供最高的灵活性和故障承受能力。例如, 在许多嵌入式应用中, 3.3V 系统电源轨会被转换为 2.5V, 在一个较宽温度范围内 (如 -40°C 至 125°C) 只留下 800 mV 的最大压差余量。这意味着正常条件下 (25°C) 的典型电压差不能高于 300 mV 太多。

电源正常指示器输出也非常关键, 因为嵌入式单片机需要执行一些特定的系统日常功能, 对电源电压波动作出直接响应。在将 3.3V 系统电源轨转换为 2.5V 的嵌入式应用中, 假设系统电源轨降至 2.8V, 则没有足够的压差余量来保持稳压在 2.5V。发生这种情况时, 电源正常输出会被置为有效, 通知嵌入式单片机。由于嵌入式单片机最有可能的响应是复位系统, 所以电源正常输出最好具有可编程延时功能, 以便优化系统复位的时间设置。

另一种关键的 LDO 功能是需要通过嵌入式单片机或其他某种系统级智能功能来关闭它。这是因为当嵌入式单片机决定主动或作为对故障条件的响应而关闭系统时, 需要关闭 LDO, 以节省功耗或防止损坏。

总结以上所有内容, 典型嵌入式应用的理想 LDO 应在单个封装中包含以下关键特性:

- 高负载电流, 最高 1A
- 低压差电压, 典型值小于 300 mV
- 具有可编程延时功能的电源正常输出
- 关断输入

理想 LDO 解决方案的一个示例就是 Microchip Technology 推出的 MCP1726。MCP1726 是业内第一款特别针对嵌入式应用设计的 LDO, 它将所有以上特性容纳在一颗芯片上, 包括 1A 负载电流、150 mV 典型压差、带用户可编程延时功能的电源正常输出, 以及关断功能。

此外, MCP1726 提供了许多应用需要的其他特性, 例如具散热能力的小型 DFN (3 mm x 3 mm) 封装、使用 1 μ F 陶瓷输出电容来保持稳定、低供电电流 (140 μ A, 典型值) 和关断期间的低泄漏电流 (0.001 μ A, 典型值)。MCP1726 的标准输出电压包括 0.8V、1.2V、1.8V、2.5V、3.3V 和 5.0V, 以及涵盖嵌入式单片机完整输入电压范围的可调电压。MCP1726 还提供了更传统的 SOIC 封装。

使用 MCP1726, 系统设计人员不再需要使用多达三个器件来执行所有必需的电源监视、转换和管理任务。MCP1726 的简单性、灵活性、小尺寸和低成本优点使它成为嵌入式应用的首选。

关于 LDO 或 MCP1726 的更多信息, 请访问 Microchip 网站: www.microchip.com

模拟设计笔记

注:

注:

模拟设计笔记

模拟和接口特性

可靠性

- MOSFET驱动器以其抗干扰性/稳定性而处于行业领先地位

低功耗/低电压

- 在给定增益带宽下功耗最低的运放系列
- 600 nA/1.4V/14 kHz带宽运放
- 1.8V电荷泵和比较器
- 采用SOT-23封装的功耗最低的12位ADC

集成

- 在市场上率先推出具有复位功能的集成LDO和带温度传感器的风扇控制器
- PGA 集成了多路开关、梯形电阻网络、增益开关、高性能放大器和SPI接口

节省空间

- SC70封装具有复位和LDO功能，5引脚SOT-23封装的A/D转换器
- CAN和IrDA® 标准协议栈嵌入18引脚封装

精度

- 封装后使用非易失性存储器来微调偏置

创新

- 低引脚数嵌入式IrDA标准协议栈，FanSense技术
- Select Mode工作

更多信息，请访问Microchip网站：www.microchip.com/analogtools。

模拟和接口产品

温度管理	电源管理	接口	混合信号	线性
温度传感器	LDO和开关稳压器	CAN外设	A/D转换器系列	运放
风扇转速控制器/风扇故障检测器	电荷泵	红外外设	数字电位器	可编程增益放大器
	直流/直流转换器	LIN收发器	D/A转换器	比较器
	功率MOSFET驱动器	串行外设	V/F和F/V转换器	线性集成器件
	PWM控制器	以太网控制器	电能测量IC	
	系统监视器			
	电压检测器			
	参考电压			
	电池管理			
	锂离子/锂聚合物			
	电池充电器			
	智能电池管理器			

支持

Microchip致力于帮助客户更快更高效地开发产品。我们拥有一个覆盖全球的现场应用工程师和技术支持网络，随时准备提供产品和系统协助。此外，www.microchip.com上提供了以下服务领域：

- **技术支持**链接提供快速获得问题解答的方法：
<http://www.microchip.com/support>
- **样片**链接提供任何Microchip器件的评估样片：
<http://sample.microchip.com>
- **论坛**链接提供访问知识库和互助信息：
<http://forum.microchip.com>
- **购买**链接提供Microchip各销售渠道合作伙伴的联系方式：
www.microchip.com/sales

全球销售和服务网点

全球技术支持：<http://www.microchip.com/support>

国内技术支持：china.techhelp@microchip.com

美洲

公司总部

Tel: 1-480-792-7200

亚特兰大

Tel: 1-678-957-9614

奥斯汀

Tel: 1-512-257-3370

波士顿

Tel: 1-774-760-0087

芝加哥

Tel: 1-630-285-0071

克里夫兰

Tel: 1-216-447-0464

达拉斯

Tel: 1-972-818-7423

底特律

Tel: 1-248-848-4000

休斯顿

Tel: 1-281-894-5983

印第安纳波利斯

Tel: 1-317-773-8323

洛杉矶

Tel: 1-949-462-9523

纽约

Tel: 1-631-435-6000

圣何塞

Tel: 1-408-735-9110

加拿大多伦多

Tel: 1-905-673-0699

欧洲

奥地利 - 韦尔斯

Tel: 43-7242-2244-39

丹麦 - 哥本哈根

Tel: 45-4450-2828

法国 - 巴黎

Tel: 33-1-69-53-63-20

德国 - 杜塞尔多夫

Tel: 49-2129-3766400

德国 - 慕尼黑

Tel: 49-89-627-144-0

德国 - 普福尔茨海姆

Tel: 49-7231-424750

意大利 - 米兰

Tel: 39-0331-742611

意大利 - 威尼斯

Tel: 39-049-7625286

荷兰 - 德卢内

Tel: 31-416-690399

波兰 - 华沙

Tel: 48-22-3325737

西班牙 - 马德里

Tel: 34-91-708-08-90

瑞典 - 斯德哥尔摩

Tel: 46-8-5090-4654

英国 - 沃金厄姆

Tel: 44-118-921-5800

培训

如果您希望接受额外的培训，Microchip可以助您一臂之力。我们一直在扩充我们的技术培训方式，不仅在各地举行一系列不断丰富的教程和有深度的课程，还提供大量有价值的在线资源，以供您随时使用。

- 技术培训中心及其他资源：www.microchip.com/training
- MASTERS技术精英年会：www.microchip.com/masters
- 全球研讨会：www.microchip.com/seminars
- eLearning：www.microchip.com/webseminars

国内技术支持热线：800-820-6247或400-820-6247

国内免费microchipDIRECT支持热线：400-820-5079

亚太地区

亚太总部

Tel: 852-2943-5100

中国 - 北京

Tel: 86-10-8569-7000

中国 - 成都

Tel: 86-28-8665-5511

中国 - 重庆

Tel: 86-23-8980-9588

中国 - 杭州

Tel: 86-571-8792-8115

中国 - 东莞

Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 香港特别行政区

Tel: 852-2943-5100

中国 - 南京

Tel: 86-25-8473-2460

中国 - 青岛

Tel: 86-532-8502-7355

中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533

中国 - 沈阳

Tel: 86-24-2334-2829

中国 - 深圳

Tel: 86-755-8864-2200

中国 - 武汉

Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7252

中国 - 厦门

Tel: 86-592-238-8138

中国 - 珠海

Tel: 86-756-321-0040

亚太地区

台湾地区 - 高雄

Tel: 886-7-213-7828

台湾地区 - 台北

Tel: 886-2-2508-8600

台湾地区 - 新竹

Tel: 886-3-5778-366

澳大利亚 - 悉尼

Tel: 61-2-9868-6733

印度 - 班加罗尔

Tel: 91-80-3090-4444

印度 - 新德里

Tel: 91-11-4160-8631

印度 - 浦那

Tel: 91-20-3019-1500

日本 - 大阪

Tel: 81-6-6152-7160

日本 - 东京

Tel: 81-3-6880-3770

韩国 - 大邱

Tel: 82-53-744-4301

韩国 - 首尔

Tel: 82-2-554-7200

马来西亚 - 吉隆坡

Tel: 60-3-6201-9857

马来西亚 - 槟榔屿

Tel: 60-4-227-8870

菲律宾 - 马尼拉

Tel: 63-2-634-9065

新加坡

Tel: 65-6334-8870

泰国 - 曼谷

Tel: 66-2-694-1351



MICROCHIP
www.microchip.com

Microchip Technology Inc. • 2355 W. Chandler Blvd. • Chandler, AZ 85224-6199

Microcontrollers • Digital Signal Controllers • Analog • Serial EEPROMs

Microchip的名称和徽标组合、Microchip徽标及PIC均为Microchip Technology Incorporated在美国和其他国家或地区的注册商标。在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。© 2015, Microchip Technology Incorporated版权所有。05/15
DS21975B_CN