

新闻简报

2

探讨文章

集成直流对数放大器

3

精密计时—自动化和大众化

10

用USB为电池充电

13

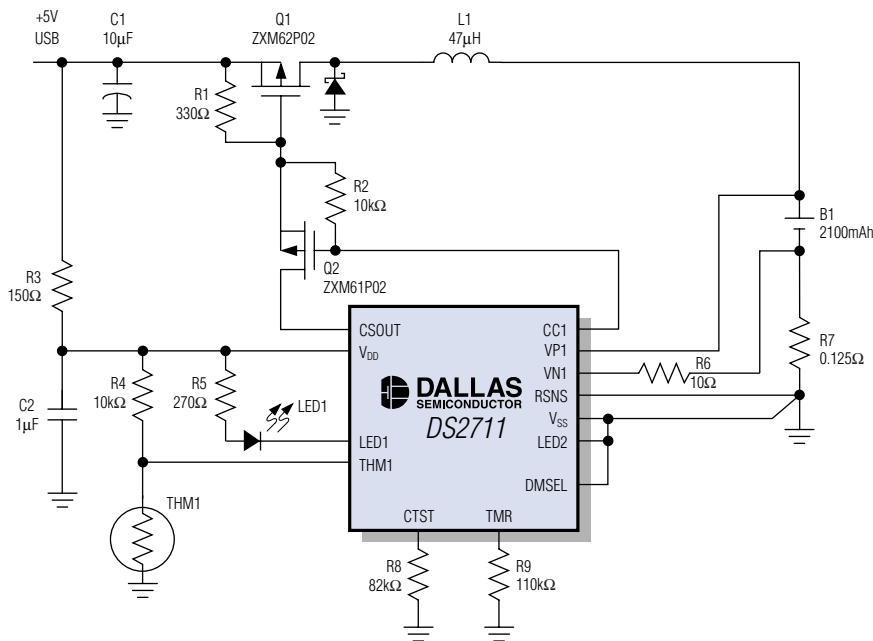
设计实例

利用数字电位器实现电压-电阻转换

18

利用GPIO扩展器构建电荷泵，驱动蓝光LED

19



利用高功率USB端口给单节2100mAh镍氢电池充电。从端口吸取的电流为420mA。(见内文，第13页。)

News Brief

MAXIM公布2005财年每股收益的年增长率高达32%

Maxim Integrated Products, Inc. (MXIM) 公布其截至2005年6月25日的财务第四季度净营业收入为400.4百万美元。第四季度的净利润为126.1百万美元，比上年同期的124.7百万美元略有增加。第四季度稀释后的每股收益为0.37美元，比上年同期的0.36美元增加了2.8%。第四季度的净收入、净利润和稀释后的每股收益与2005财年第三季度公布的结果持平。

整个2005财年，Maxim公布的净营业收入为16.72亿美元，较之上一年度为14.39亿美元，增加了16.2%。2005财年的净利润为540.8百万美元，较之2004财年公布的结果为419.8百万美元，增长了28.8%。稀释后的每股收益由2004财年公布的每股1.20美元增加了31.7%，至2005财年的每股1.58美元。

2005财年第四季度公司的自由现金流为145百万美元，或每稀释股0.43美元，与之相比2004财年第四季度为111百万美元，或每稀释股0.32美元。如不包括一项为解决专利许可事务而付出的40百万美元的一次性支出的话，2005财年第四季度的自由现金流可达185百万美元，或每稀释股0.54美元。

自由现金流定义为按照公司现金流报表所公布的，在支付了所有营运费用、进行了必需的资产、厂房与设备投资后的税后现金流量。

本季度，公司在用71.7百万美元回购了约1.8百万股自己的普通股，支付了32.7百万美元的红利，并采购了20.9百万美元的固定设备后，现金和短期投资增加了71.5百万美元。截至年末，现金和短期投资总值达14.75亿美元。第四季度应收账款没有变化，为192.3百万美元，库存增加8.3百万美元，至167.8百万美元。

第四季度的研发费用为84.9百万美元，或净收入的21.2%，与之对比2005财年第三季度为83.1百万美元，或净收入的20.8%。第四季度增加的研发费用被用于雇用增加的工程师，以支持新产品开发。销售、日常行政开支从第三季度的24.7百万美元，或净收入的6.2%，微降至本季度的23.4百万美元，或净收入的5.8%。第四季度销售及日常行政开支的降低主要归因于诉讼费用的降低。2005财年第三和第四季度的待付支出均为净营业收入的27.0%。

第四季度的订货约为398百万美元，较第三季度的373百万美元增加了7%。Maxim的订货上升了11%而Dallas的订货降低了7%。本季度收到的流通订单约为171百万美元，占净订货的43%，比上个季度的156百万美元，或净订货的42%增加了10% (流通订单是指要求在同一季度发货，如果公司存有满足这些订单的库存的话，即可在同一季度获得销售收入的客户订单)。订货增长来自于除美国之外的所有地理区域。截至第四季度末，未来12个月内可交货的订单约为313百万美元，其中约273百万美元的订单要求在2006财年第一季度发货。

公司董事会主席、总裁兼首席执行官 Jack Gifford 评论道：“尽管我们这个行业在2005财年经历了显著的库存调整，我们的净利润和稀释后的每股收益仍能赢得显著的增长。本年度，净利润增长了大约29%，而稀释后的每股收益增长了近32%”。

Gifford先生继续道：“我们仍然是模拟混合信号领域提供创新器件最多的高产创造者。这也不仅仅是一个数字。令我们骄傲的是，我们的两项新产品赢得了年度产品奖。Electronic Products杂志将该奖项授予我们的数字视频均衡器产品。我们的低成本、高精度模拟输出温度传感器赢得了来自于analogZONE的类似荣誉。这两个产品展示Maxim在模拟技术领域的深厚底蕴。”

Gifford先生总结道：“公司董事会已宣布0.10美元每股的季度现金分红。将于2005年8月30日，向2005年8月15日登记的股东付讫。”

集成直流对数放大器

半个多世纪以来，工程师一直采用对数放大器来压缩信号和进行计算。尽管在计算应用中，数字IC几乎全部取代了对数放大器，工程师还是采用对数放大器进行信号压缩。因此，对数放大器仍旧是许多视频、光纤、医疗、测试以及无线系统中的关键元件。

顾名思义，对数放大器的输出和输入之间为对数函数关系（由于对应不同的底，对数函数之间仅差一个常数系数，因此对数的底并不重要）。利用对数函数，您可以压缩系统信号的动态范围。将宽动态范围的信号进行压缩有多种优点。组合应用对数放大器和低分辨率ADC通常可以节省电路板空间，并降低系统成本。否则，可能需要采用高分辨率ADC。而且，通常当前系统中已经包含低分辨率ADC，或者微控制器已内置这种ADC。转换成对数参数也有利于很多实际应用，例如以分贝表示测量结果的应用，或者转换特性为指数或近似指数的传感器应用。

上世纪90年代，光纤通信领域开始采用对数放大器电路来测量某些光学应用中的光信号强度。在这之前，精密对数放大器IC不但成本高，而且体积也较大；只有少数电子系统能承担这种高昂的成本。这些IC解决方案的唯一替代方案是采用分立元件构建对数放大器。由分立元件构建对数放大器不但电路板面积更大，而且通常对温度变化敏感，必须仔细进行设计和布板。还需要各构成元件之间高度匹配，以便在较宽的输入信号范围内保证良好的性能。从那以后，半导体制造商开发出了体积更小、价格更低的集成对数放大器产品，其温度特性较好并且也增加了更多功能。

对数放大器的分类

对数放大器主要分为3类。第一类是直流对数放大器，一般处理变化较慢的直流信号，带宽可达到1MHz。毫无疑问，最普遍的实现方法是利用pn结固有的对数I-V传输特性。这些直流对数放大器采用单极性输

入（电流或者电压），通常是指二极管、跨二级管、线性跨导和跨阻对数放大器等。由于采用电流输入，直流对数放大器通常用于监视宽动态范围的单极性光电二极管电流——绝对值或者相对值。不但光纤通信设备需要光电二极管电流监视功能，化学和生物样品处理设备中也可以找到这种电路。也有其它类型的直流对数放大器，例如基于RC电路时间-电压对数关系的对数放大器。但是这种电路一般比较复杂，离散性较大，分辨率和转换时间与信号有关，并且对温度变化比较敏感。

第二类对数放大器是基带对数放大器。这类电路处理快速变化的基带信号，适用于需要对交流信号进行压缩的应用（通常是某些音频和视频电路）。放大器输出与瞬时输入信号的对数成正比。一种特殊的基带对数放大器是“真对数放大器”，可以输入双极性信号，并输出与输入极性一致的压缩电压信号。真对数放大器可用于动态范围压缩，例如射频IF级和医疗超声波接收器电路等。

最后一类对数放大器是解调对数放大器，或连续检波对数放大器。这类对数放大器对RF信号进行压缩和解调，输出整流信号包络的对数值。RF收发器普遍采用解调对数放大器，通过测量接收到的RF信号强度来控制发射器输出功率。

经典的直流对数放大器

在典型的基于pn结的直流对数放大器中，采用双极型晶体管来产生对数I-V关系。如图1所示，运算放大器的反馈通路采用了晶体管（BJT）。根据所选的不同晶体管类型（npn或者pnp），对数放大器分别是电流吸收或者电流源外型（图1a和1b）。采用负反馈，运算放大器能够为BJT的基-射结提供足够的输出电压，可确保所有输入电流由器件的集电极吸入。注意，悬浮二极管方案会使运放输出电压中包含等效输入失调；基极接地的方法则不会出现这一问题。

增加输入串联电阻后，直流对数放大器也可以采用电压输入。采用运算放大器的虚地作为参考端，输入电压通过电阻转换为成比例的电流。显然，运算放大器输入失调必须尽可能小，才能实现精确的电

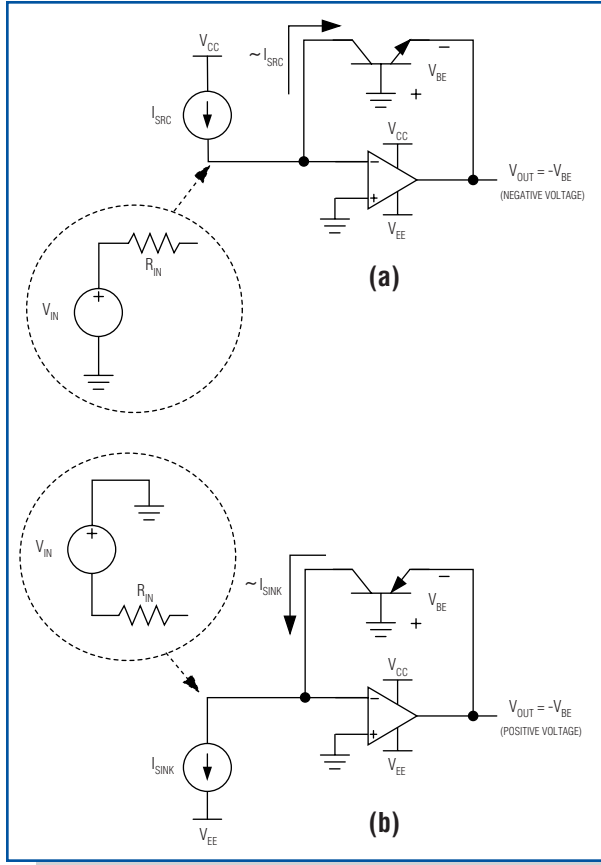


图1. (a) 直流对数放大器的基本BJT实现方案，具有电流吸收输入，产生负输出电压。(b) 将BJT由npn型改为pnp型，对数放大器变为电流源出电路，输出为正极性。

压-电流转换。双极型晶体管实现方案对温度变化敏感，但采用基准电流和片内温度补偿能够显著降低这种敏感性，下文将对此进行讨论。

详细讨论

在图2所示电路中，BJT对数放大器具有两个输入： I_{IN} 和 I_{REF} 。如上一节所述，输入到 I_{IN} 的电流使运算放大器 A_1 输出相应的电压：

$$V_{OUT1} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{IN}}{I_S}\right) \quad (\text{等式1})$$

其中：

$$k = 1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$T = \text{绝对温度 (°K)}$$

$$q = 1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$$

I_C = 集电极电流 (mA 或与 I_{IN} 和 I_S 的单位相同)

I_{IN} = 对数放大器输入电流 (mA 或与 I_C 和 I_S 的单位相同)

I_S = 反向饱和电流 (mA 或与 I_{IN} 和 I_C 的单位相同)

(在等式1中，“ln”表示自然对数。在后面的等式中，“Log₁₀”表示以10为底的对数)。

尽管该表达式清楚地表明了 V_{OUT1} 和 I_{IN} 之间的对数关系，但是 I_S 和 kT/q 项与温度有关，会使 V_{BE} 电压产生较大的变化。为消除 I_S 引起的温度影响，由 A_3 及其外围电阻构成差分电路，将第二个结电压从 V_{OUT1} 中减去。第二个结电压的产生方式与 V_{OUT1} 相似，只是输入电流为 I_{REF} 。提供两个结的晶体管特性必须非常一致，温度环境也必须非常接近，以实现正确的抵消功能。

$$V_{OUT} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_S}\right) - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) \quad (\text{等式2})$$

$$= \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) \quad (\text{等式3})$$

$$= \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (\text{等式4})$$

$$= \frac{kT}{q} \ln(10) \log_{10}\left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}}\right) \quad (\text{等式5})$$

采用 I_{REF} 带来两个好处。第一，它能够设置需要的x轴“对数截距”电流—使对数放大器输出电压理论上等于零的电流。第二，除了绝对测量外，还允许用户进行相对测量。相对测量通常用于光学传感器和系统中，在这类系统中，需要将衰减后的光源与参考光源进行对比。

等式5仍然具有温度效应， V_{DIFF} 与绝对温度成正比 (PTAT)。通过加入后续的温度补偿电路 (通常是带有电阻温度探测器 [RTD] 的运算放大器级，或者类似

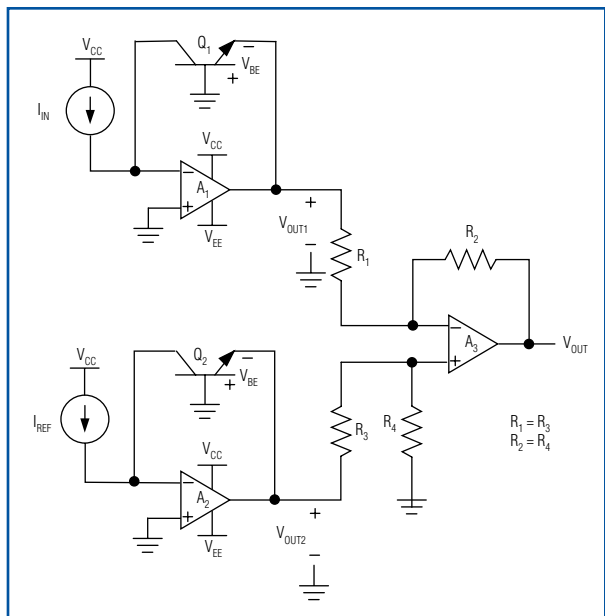


图2. 采用两个基本BJT输入结构，并从 V_{OUT1} 中减去 V_{OUT2} ，可在输出端消除 I_S 的温度影响。剩余的“PTAT”影响，可通过选择合适的RTD（电阻温度探测器）以及差分放大器的增益设置电阻，使其降至最低。

器件，也是增益构成的一部分)，能够有效消除PTAT误差，产生理想的对数放大关系：

$$V_{OUT} = K \log_{10} \left(\frac{I_{LOG}}{I_{REF}} \right) \quad (\text{等式6})$$

其中，K是新的比例常数，也称作对数放大器增益，以V/10倍程表示。由于采用 $\log_{10}$ 运算的比例 I_{LOG}/I_{REF} 确定了 I_{LOG} 大于或小于 I_{REF} 的10倍程数量，乘上K之后将产生所需的电压单位。

直流对数放大器非常适合采用集成设计方案，这是因为关键的温度敏感元件可以共同放置在电路中，方便跟踪这些元件的温度变化。而且，在生产过程中，也容易微调各种剩余误差。在对数放大器的数据手册中会详细说明各种剩余误差指标。

当今的直流对数放大器

图3所示功能框图给出了一个典型的当代直流对数放大器 (MAX4206) 的结构。与以前的放大器相似，现今的直流对数放大器也采用了运算放大器输入结构、BJT反馈、差分放大器和温度补偿电路等。为省去射极的负驱动电压，重新布置了BJT晶体管电路的连接，

以便于实现单电源工作。内置通用运算放大器，可用于实现后面的增益、失调调整甚至PID控制电路。

与以前放大器不同的是，现在的对数放大器在微小的封装 (MAX4206采用4mm x 4mm、16引脚TQFN封装) 内集成了所有的电子电路。2001年以前，只能购买到体积较大、采用DIP封装的直流对数放大器，其引脚数量在14至24之间。这些早期产品价格保持在20至100美元之间，而现在的替代产品价格为5至15美元之间。

单电源工作是一些现代直流对数放大器的一项新革新，非常适合单电源工作的ADC/系统。MAX4206既可采用+2.7V至+11V单电源供电，也可采用 ± 2.7 至 ± 5.5 V双电源供电。采用单电源供电会产生一个后果，即这些对数放大器通常在其输入端保持一个典型值为0.5V的共模电压，以正确偏置求对数BJT。由于这些对数放大器是电流输入器件，对于大多数电流测量应用来说，这个由内部产生的共模电压通常不会产生问题。

现在大部分直流对数放大器普遍提供片内电流基准。该基准可连接至对数放大器的基准输入，从而允许对对数放大器的主电流输入进行绝对测量，而不是相对测量。对于MAX4206，其基准电流通过0.5V直流电压源、电压-电流转换器和一个10:1电流镜产生。需要采用外部电阻来设置所需的基准电流。

直流对数放大器还有另一个新特点，有些对数放大器提供片内电压基准，用于调节通用运算放大器的放大器失调。该基准也可用于其它通用目的。

应用实例

毫无疑问，直流对数放大器的大多数应用涉及光信号测量。通常采用两种方案。在第一种方案中，单个光电二极管连接至对数输入，而基准电流连接至基准输入。第二种方案采用两个光电二极管，一个连接至对数输入，另一个连接至基准输入。需要测量光信号强度绝对值时采用第一种方案，第二种方案用于光信号强度的对数相对测量。

图4给出了这两种方案的常用电路。在图4a中，单个光电二极管通过检测光纤支路中 (1%) 辐射出的光信号来测量光纤通道的光信号强度。图中所示为一个PIN光电二极管，也可以采用雪崩光电二极管实现更

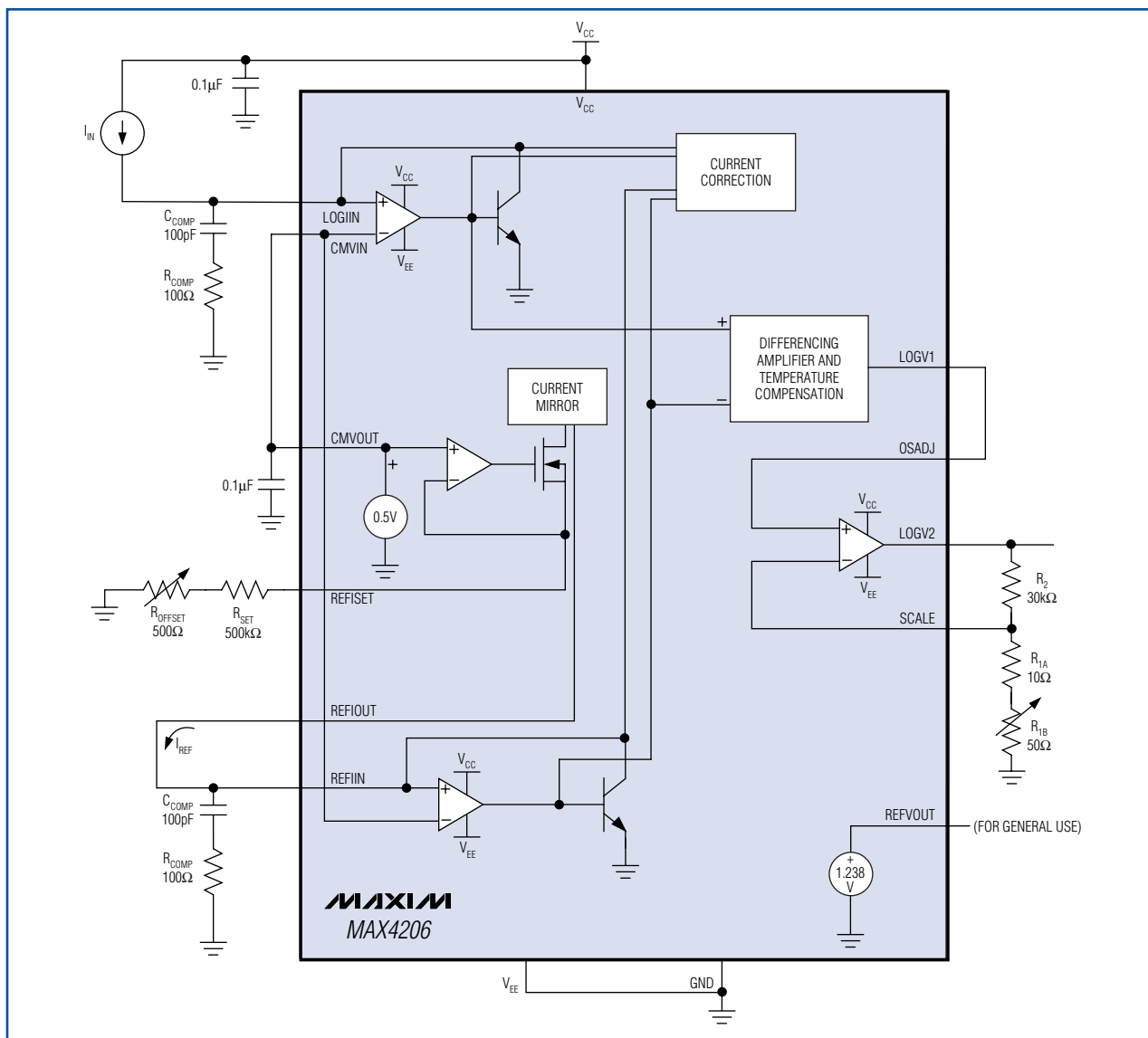


图3. 典型的直流对数放大器，如MAX4206，集成了微调电位器和输出放大器等元件。因此只需要极少的外围元件即可正常工作。

高的测量灵敏度 (如果采用高电压来偏置光电二极管，应采取正确的电源安全措施)。由于光电二极管的输出电流通常与输入光功率成线性关系 (光电二极管灵敏度典型值为0.1A/mW)，并且MAX4206可工作于5个10倍程动态范围，因此这种电路能够可靠测量10 μ W至1W的光纤光信号强度。注意，尽管MAX4206能够保证工作在-40°C至+85°C温度范围内，工作温度和光信号频率的变化会显著影响光电二极管的性能。

对于光电二极管阳极保留用于其它电路的情况，例如许多光纤模块中的高速跨阻放大器 (TIA)，可以采用

精密电流镜/监视器置于光电二极管阴极。MAX4007系列产品非常适合于这种应用。请参考MAX4206和MAX4007的数据手册，了解更多详细信息。

当对数应用采用两个光电二极管时，其目的是对比基准光源信号和基准光源衰减后的光信号。在这种方式下，可以独立于光源光信号强度 (或者至少在光信号强度变化不大时)，测量给定介质造成的衰减。这种应用在许多光学气体传感器中非常普遍。在图4b中，光源输出被等分成两路。第一路入射到基准PIN光电二极管，其阳极馈入MAX4206的REFIIN输

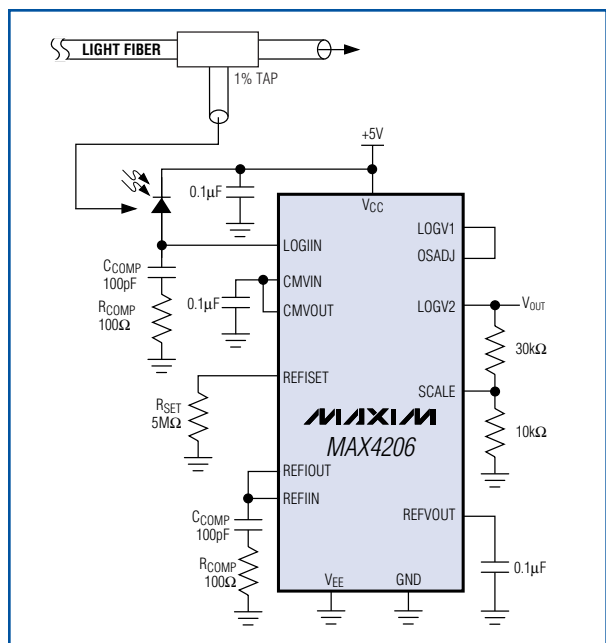


图4a. 通过对数放大器输入端放置一个光电二极管，可轻松实现测量光信号强度的对数应用。

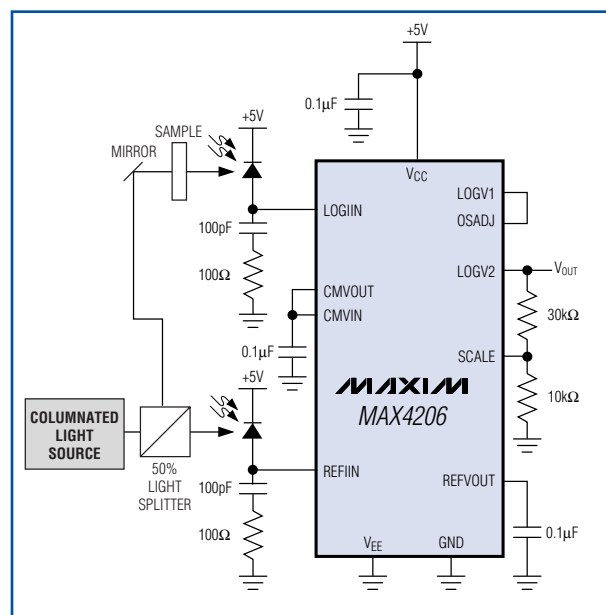


图4b. 对数相对应用采用两个光电二极管，通常用于测量光信号衰减。

入。另一路经过90°镜面反射，通过测试介质，入射到另一个PIN光电二极管（连接至LOGVIN输入）。当基准光电二极管电流校准为1mA时，另一光电二极管的电流将小于或等于1mA，大小取决于光信号的衰减。通过将基准输入电流锁定为1mA或者偏小的数值，可充分利用MAX4206的5个10倍程宽动态范围。

值得一提的是，尽管MAX4206不保证工作在10nA至1mA输入电流范围之外，但是器件通常可以超出此范围工作，并仍能维持输入和输出之间的单调关系。

直流对数放大器的误差源

现在的直流对数放大器仍然受到与早期产品一样的限制。等式6是直流对数放大器的理想近似。为获得尽可能精确的表达式，还必须考虑增益、偏置电流、失调和线性误差等误差项。特别是当温度和时间漂移导致这些误差更为严重时，尤其需要考虑这些方面。

以下等式可更全面的反映基于BJT的直流对数放大器特性：

$$V_{OUT} = K(1 \pm \Delta K) \left[\log_{10} \left(\frac{I_{LOG} \pm I_{BIAS1}}{I_{REF} \pm I_{BIAS2}} \right) \pm (V_{CONF} \pm V_{OSOUT}) \right] \quad (\text{等式7})$$

其中， ΔK 是增益变化； I_{BIAS1} 和 I_{BIAS2} 分别是LOGVIN和REFVIN输入偏置电流。 V_{CONF} 是对数一致性误差， V_{OSOUT} 是输出失调。前面已经定义了K、 I_{LOG} 、 I_{REF} 和 V_{OUT} 。在许多应用中，偏置电流的误差相对于输入和基准电流非常小，通常可以在误差表达式中忽略。对数一致性误差定义为实际输出相对于等式6理想对数关系的最大偏移（假设其它所有误差源已调零）。该误差通常以差值的形式出现，因此可以很容易检查出相对于理想曲线的微小偏移（图5a）。

虽然其影响不会立即体现出来，但基准电流 I_{REF} 是潜在的最大误差源，它由初始误差、温度漂移和器件老化造成的漂移构成。在评估对数放大器的全部误差预算时，应考虑这些误差。

图5b中的转换曲线显示了这些非理想变量的影响（出于演示目的，对这些影响进行了夸大）。黑色实线表示理想/期望的情况，其对数截距为100nA，增益为1V/10倍程。如蓝色虚线所示，输出失调误差使黑色实线向上或者向下偏移。增益误差使由失调产生的偏移转换特性曲线发生偏转，并由黑色虚线标出。蓝色点线反映了非线性和输出容限误差的总体影响。

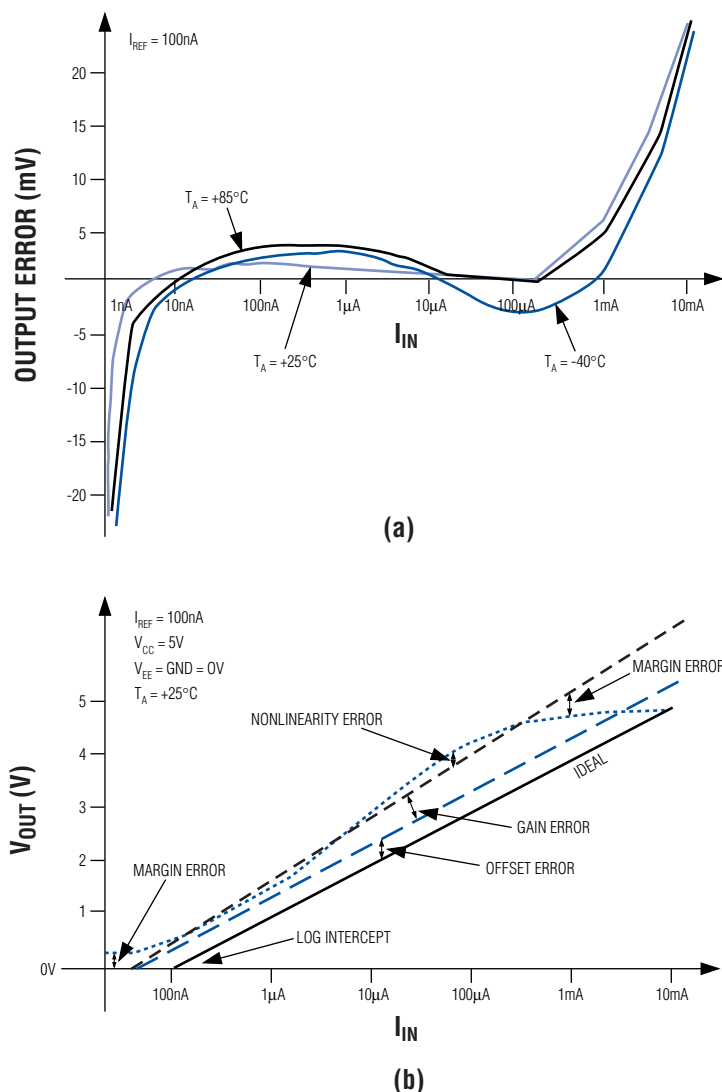


图5. (a) 对数一致性误差曲线通常表示为输入电流和工作温度的函数。(b) 等式7给出的不同误差对对数传递函数的影响。为清楚起见，夸大了各误差。

实际上，对数放大器生产厂商已经将本节中列出的多种误差降到了最小。采用额外的校准和温度监视手段，设计人员能够进一步降低这些误差的影响。设计人员通常在对数放大器输出数字化后，采用校准表来进行校准。

直流对数放大器实现方案

直流对数放大器的性能与其所在电路有关。良好的设计和布板能够最大程度降低输入漏电流和元件的温度特性所造成的影响。但是，仅有良好的设计和布板通常还不足以保证实现大多数对数放大器应用所需的性能，特别是在输入电流和温度变化较大的

情况下。根据不同的应用要求和工作条件，应采用恰当的校准手段来减小累积误差。

构建直流对数放大器时，以下一些建议可供参考。

单点校准 这种“最低性能”的技术能够有效地上下移动图5b中的原始性能曲线（蓝色点线），使其能够与理想性能曲线（黑色实线）单点相交。在典型工作温度下，对数放大器的两个输入分别输入标称输入电流和基准电流，其输出与理想输出之间会有一个偏差。正常工作时，从对数放大器输出中减去该偏差值。

优点：校准过程迅速，可在最终产品测试阶段进行，并且无需大量计算。也可以采用一个微调电阻，进行模拟校准。

缺点：增益和失调误差校准统一笼统进行。输入和温度条件不同于校准条件时，校准值失效。

两点校准 比前面的校准技术稍微复杂一些，能够产生更好的结果。它能够有效地旋转和上下移动图5b中的蓝色点线，以逼近理想的黑色实线。同样地，应选择典型工作温度。输入电流应跨越所需的工作范围。如果在校准和工作中都采用同一个基准电流，则能够大大简化校准过程。

优点：校准过程比较迅速，大大降低了增益和失调误差。通过增益和失调计算，可进行数字校准；也可以采用增益和失调微调电阻，进行模拟校准。

缺点：输入和温度变化后，校准值失效。

多点校准 该技术由多个关键采样点生成一个校准数据表。采样是在恒定工作温度下进行的。通过在采样点之间进行插值运算，实现校准功能。

优点：由于可以选择充分多的重要输入条件，因此，能够大大降低增益、失调和非线性误差。

缺点：需要某种形式的插值运算，这增加了计算量。输入和温度变化后，校准失效。

温度调整校准 与多点校准类似，该技术同时还考虑了测试温度，额外增加了一个独立变量。

优点：该技术极大地降低了增益、失调、非线性误差以及温度变化对总误差的影响。是高性能、小批量产品的不错选择。

缺点：由于跨越整个温度范围进行校准，因此最终产品测试阶段的校准时间大大延长。采样数据的多维插值运算需要占用更多的计算资源。还需要额外的温度监视电路。

维持合适的输入容限 对数放大器输出不应靠近电源轨，这是因为靠近电源轨时，其源出和吸收电流的能力将受到限制。当试图测量的电流接近或低于基准电流、或者接近最大输入电流时，很容

易忽视这一建议。选择的基准电流应低于最低输入电流。仔细设置增益，以保证在最大输入电流时，输出不会达到对数放大器最大输出电压。双电源对数放大器也会有助于解决该问题，因为在大多数设计中，相同的输入和基准电流使放大器输出处于中间值。

优点：提高了极端输入条件下的精度和响应时间。

缺点：可用输出范围略有降低。

元件选则 采用温度系数较低的同类型外部电阻。这对于那些电阻值会影响性能的电阻（例如，基准电流产生电路）来说，尤其重要。对于受电阻比例影响的参数，如增益和失调，温度改变所产生的影响较小。补偿元件的温度稳定性一般不是很关键。为避免测量小电流时的泄漏问题，应考虑采用低泄漏PC板材。

优点：最大程度降低由外部元件造成的性能恶化。

缺点：低温度系数元件一般稍微贵一些，但考虑到它们能够显著提高性能，还是物有所值。

保持温度环境一致 对数放大器电路的任何部分都不应该与电路的其它部分处在明显不同的温度下。这种防范措施可保证温度变化对所有电路的影响尽量相同。

优点：校准过程中消除了额外的独立变量。

缺点：可能会对布局布线或者电路整体尺寸设计带来不便。

结论

总之，直流对数放大器已经发展为小型、易于使用的高性价比电路，非常适合某些模拟设计。对数功能可方便地压缩宽动态范围信号，对传递函数为（准）指数的传感器线性化。数字化宽动态范围信号需要高分辨率ADC，而对数函数的压缩功能支持使用低分辨率ADC。直流对数放大器IC的电路实现比较直观，只需很小的努力即可实现性能优化。校准能够提高对数放大器的性能，但并不是所有的应用都必须校准。

精密计时—— 自动化和大众化

长期以来电子计时一直缺少高精度的解决方案，主要原因是石英晶体的温度特性较差。为了提高32.768kHz石英晶体的计时精度，设计人员采用了各种不同的技术。本文介绍了一款高度集成器件，可以提供独一无二的计时精度，价格则与未经校准的独立实时时钟 (RTC) 相当。该器件的推出使得当前的精度提高技术黯然失色，使得精确计时成为一种标准，而不再是奢望。

"你会迟到，但时间不会。"

- 本杰明·弗兰克林

如果本杰明·弗兰克林用石英晶体和RTC来计时，恐怕他要重新考虑这一陈述。晶体在整个温度范围内所产生的误差，会使时钟变慢 (有时会使时钟变快)。

对于绝大多数电子应用，带有32.768kHz音叉晶体振荡器的RTC是标准的计时参考方案。RTC通过秒计数完成计时和日期功能，这需从32.768kHz晶体振荡器中获取1Hz的时钟信号。当前时间和日期保存在一组寄存器中，可通过通信接口访问。

存在的问题

用RTC计时本身并没有错，但计时精度取决于参考时钟。遗憾的是，典型的32.768kHz音叉晶体在宽温范围内并不能提供较高精度。在整个温度范围内精度呈抛物线型 (图1)，室温下 (+25°C) 精度典型值为 ±20ppm。这相当于每天快或慢1.7秒，即每年快或慢10.34分钟。如图1所示，在高温和低温区域精度进一步变差，典型精度会远低于150ppm，这相当于每天慢13.0秒，或每年慢1.3小时。

特定频率和温度的典型晶体具有频率偏差 (Δf):

$$\Delta f/f = k(T - T_0)^2 + f_0$$

其中， f 是晶体的标称频率， k 是曲率常数， T 是温度， T_0 是转折温度， f_0 是室温下的频偏。

从上式可以看出：只有三个变量控制着每个晶体频率的温度特性。这三个参数是：曲率常数、转折温度和室温下的频偏。曲率常数对整个温度范围内频偏的抛物线形状影响最大，但这个常数本身的偏差很小。不同的转折温度会将抛物线左/右平移；而不同的室温频率偏差会将抛物线上下平移。

各种解决方案

对于要求精确计时的系统，仅有几种选择方案可以克服晶体的误差。可通过晶体筛选、集成晶体、校准寄存器或温补晶体振荡器来改善应用的计时精度。

筛选晶体

提高计时精度的方法之一是要求供应商提供室温精度处于指定范围内的晶体。这需要供应商在发货前对每个晶体的室温频偏进行分析，显然，这种筛选过程将增加成本。另外，该方法并不会影响晶体精度的抛物线特征。

通过筛选，晶体生产厂商可以提供一部分室温精度可达 ±20ppm 至 ±10ppm，甚至 ±5ppm 的晶体。但是，这些精度“提升”的晶体并没有改善高温和低温区域的精度。取决于要求的精度等级和负载电容，生产中还会有一部分不能满足要求。结果造成能够满足条件的晶体数量不足。

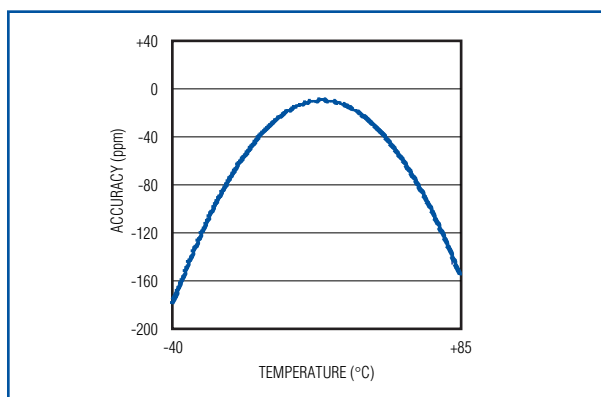


图1. 32.768kHz典型音叉晶体精度与温度的关系曲线。

制造商也可以通过控制晶体切割的角度来控制转折温度,但这种方法不切实际,而且成本高昂。尽管晶体厂家采用了多种自动生产流程,但仍然不能满足要求。要求生产厂家为一个非标准器件而打乱生产秩序的可能性非常小。

集成晶体

比晶体筛选更进一步,一些公司将音叉晶体和计时电路放在同一个封装内,从而把提供晶体的负担转交给了器件厂商。提供集成晶体省去了选购晶体的难题,降低了设计者的工作负担。同时不必担忧晶体参数与计时器件的要求是否匹配的问题,并简化了印刷电路板(PC板)的布板难题。

一些非纵向产品集成的公司通常不具备测试和微调晶体参数的能力。他们从供应商那里采购晶体,并将晶体和裸片安装在单个封装内。这种作法一般不会提高计时精度。Dallas Semiconductor也提供类似的集成器件,包括:DS1337C、DS1338C、DS1339C、DS1340C和DS1374C。对于精度要求不是非常高的应用来说,这些RTC可提供非常理想的性能。

另外,有些能够生产晶体的公司可以将晶片(未封装的晶体)放入一个较小尺寸的密封封装内,并对晶片进行微调,以使其满足一定的精度要求。这种方法并不改变抛物线的特征,仅仅可以微微提高室温下的精度。高温和低温区域的精度几乎并未得到改善。这种方法的缺点是陶瓷封装和晶体微调增加了总体成本。

温度补偿

为在宽温度范围内实现精确计时,必须采用某种形式的温度补偿。温度补偿需要周期性检测温度,然后根据所测温度调整晶体的负载,或者调整时钟源。

温度补偿可以采用以下两种方法之一实现。第一种方法是研究一种温度补偿算法,利用温度传感器和计时器件来完成模拟或数字的时钟校准。这种方法通常需要较大的开发和校准投入。第二种方法是使用现成的温补晶体振荡器(TCXO)作为RTC的时钟源。

校准寄存器

某些RTC,例如DS1340,提供了一个数字校准寄存器,可以周期性调整时间。这种方法并不改变晶体的任何特性,而是根据特定温度下的预期频偏来周期性地调整时间。即上下平移32.768kHz抛物线,从而在特定温度下可使精度达到0.0ppm。这是通过在振荡器分频链上加、减时钟脉冲实现的。需要减去的时钟脉冲数(负校准时减时钟),或需要插入的时钟脉冲数(正校准时加时钟)由校准寄存器的数值设置。加入时钟脉冲,时钟加快(晶体抛物线上移);减去时钟脉冲,时钟减慢(晶体抛物线下移)。图2展示了典型晶体曲线如何上移至精度接近0.0ppm的位置。该例中,温度检测点为+55°C。

带有校准寄存器的RTC配合温度传感器,能够在特定温度下实现-2.034ppm到+4.068ppm的计时精度。总的调整范围为-126ppm至+63ppm,因此在最高和最低温度下无法将曲线校准到接近0.0ppm。需要处理器开销,以周期性地测量温度,计算新的校准寄存器数值,并调节适当的RTC寄存器。

这种方法的主要难点在于需要工厂校准。因为每个晶体的特性不尽相同,所以在整个要求的工作温度范围内,为每个计时器件提供定制的校准表尤为重要。这样做要投入较多的人力和较长时间,比较麻烦。通常需要采用非易失存储器来保存校准数据,这也增加了总成本。另外,补偿数值并未对不可避免的晶体老化进行补偿,而仅第一年老化就会产生 ± 3 ppm的误差。

尽管校准寄存器不能随着温度的变化自动进行调整,它仍然提高了计时精度。但与花费的成本相比,这种方法是否物有所值呢?

温补晶体振荡器

另一种可大大提高计时精度的方法是使用32.768kHz温度补偿晶体振荡器(TCXO),如DS32kHz,作为独立RTC的时钟源。这些TCXO经过工厂校准,在整个工业级温度范围内(-40°C至+85°C)能够提供 ± 7.5 ppm的精度。事实上,TCXO使晶体的抛物线变得较为平坦(图3)。

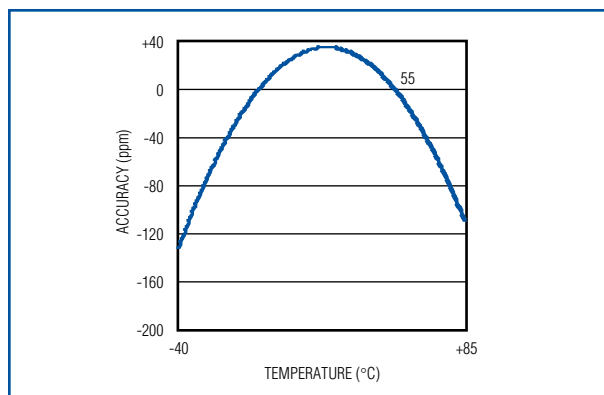


图2. 典型晶体曲线向上平移, 使精度接近0.0ppm。

TCXO的内置温度传感器可以周期性检测器件温度。根据测量结果寻址访问查找表, 利用查找到的参数计算并产生内部32.768kHz晶体的负载电容, 以实现0.0ppm的精度。TCXO已内置该查找表, 不需要外部输入。

晶体在生产过程中针对特定的负载电容进行了优化, 并在数据资料中给出该电容值。如果实际负载电容不符合指标要求, 将导致实际频率相对于标称频率产生偏差。TCXO正是利用这一点来提高精度的。如果知道特定晶体在每个温度点的频偏, TCXO可以通过调整负载电容来补偿由温度引起的频偏。

使用现成的TCXO, 好处是不需要研究算法, 也不需要工厂校准。缺点是增加了成本, 这种多芯片方案也增大了PC板面积。

最精确的方案 — 集成RTC/TCXO/晶体

理想的精确计时器件是在单个封装内集成RTC、TCXO和石英晶体。DS3231S就是这样一款器件。该器件提供无与伦比的精度: 0°C到+40°C范围内精度可达 ± 2.0 ppm, 相当于每年 ± 1.0 分钟; -40°C到0°C和+40°C到+85°C范围内精度可达 ± 3.5 ppm, 相当于每年 ± 1.8 分钟。最差情况下该器件所能提供的精度如图4所示。如前一节所述, 集成TCXO使整个温度范围内的晶体抛物线特性曲线变得较为平坦。

与上述DS32kHz的TCXO方案相同, 集成的DS3231S经过工厂校准, 无需用户校准或开发投入。单封装

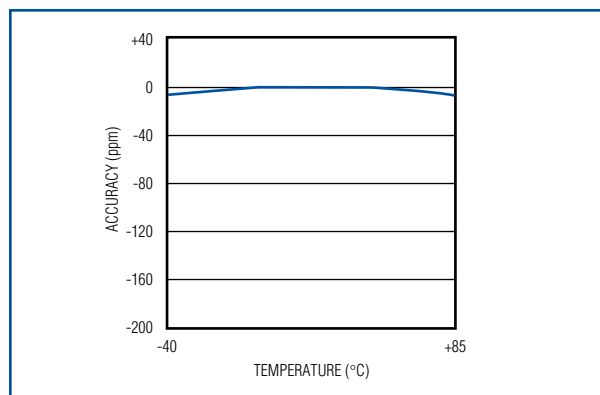


图3. 利用TCXO使晶体特性曲线变得较为平坦。

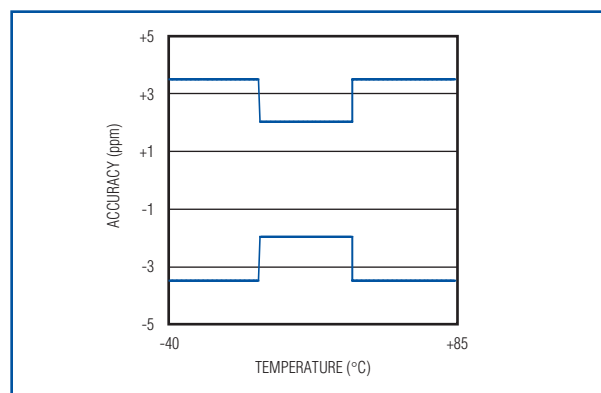


图4. 内置RTC/TCXO/石英晶体的DS3231S在最差情况下的精度。

解决方案在更小的面积上完成同样的功能, 同时也降低了系统成本。

与独立TCXO不同的是, 该器件可以通过串行接口访问其内部寄存器。片内的老化寄存器用于负载电容和温度补偿调节。这可补偿晶体老化造成的精度损失。

结论

在将TCXO、RTC和32.768kHz晶体集成到一个器件内之前, 要实现精确计时, 可供选择的方案很少。而且, 这些方案都需要一定的开发投入、工厂校准和额外的成本。DS3231S在单个封装内集成了TCXO/RTC/晶体, 随着该器件的问世, ± 2.0 的计时精度不再是一种奢求, 而是可以服务于所有应用!

用USB为电池充电

通用串行总线 (USB) 端口是一种带有电源和地的双向数据端口。USB可以连接所有类型的外围设备, 包括外部驱动器、存储设备、键盘、鼠标、无线接口、摄像机和照相机、MP3播放器以及数不尽的各种电子设备。这些设备有许多采用电池供电, 其中一些带有内置电池。对于电池充电设计来说, 应用广泛的USB既带来了机遇, 也带来了挑战。本文阐述了如何将一个简单的电池充电器与USB电源进行接口。文章回顾了USB电源总线的特性, 包括电压、电流限制、浪涌电流、连接器以及电缆连接问题。同时介绍了镍氢电池 (NiMH) 和锂电池技术、充电方法以及充电终止技术。给出了一个完整的示例电路, 用于实现USB端口对NiMH电池智能充电, 并给出了充电数据。

USB特性

无处不在的USB总线能够为所有类型的低功耗电子设备提供电源。总线电源与电网隔离, 并且具有很好的稳定性。但是, 可用电流是受限的, 同时负载和主机或电源之间存在潜在的互操作问题。

USB 端口由90Ω双向差分屏蔽双绞线、V_{BUS} (+5V 电源) 和地组成。这4条线由铝箔内屏蔽层和编织网外屏蔽层进行屏蔽。最新的USB规范标准是2.0版, 可以从USB组织 (www.USB.org) 免费获得。要做到完全符合该规范标准, 需要通过一个功能控制器来实现设备和主机间的双向通信。规范定义了1个单位负载为100mA (最大)。任何设备允许吸取的最大电流为5个单位负载。

表 1. USB 2.0规范电源质量标准

参数	要求
直流电压, 高功率端口	4.75V 至 5.25V
直流电压, 低功率端口	4.40V 至 5.25V
最大静态电流 (低功率, 挂起模式)	500μA
最大静态电流 (高功率, 挂起模式)	2500μA
允许最大输入电容 (负载侧)	10μF
要求最大输出电容 (主机侧)	120μF
允许流入负载的最大浪涌电荷	50μC

* 这些指标适用于上游端主机或集线器端口的连接器引脚。电缆和连接器上的I x R跌落需另外考虑。

USB端口可分为低功率端口和大功率端口两类, 低功率端口可提供1个单位负载的电流, 大功率端口可最多提供5个单位负载的电流。当设备刚连接到USB端口时, 枚举过程对设备进行识别, 并确定其负载要求。在此过程中, 只允许设备从主机吸取最多1个单位负载的电流。枚举过程完成后, 如果主机的电源管理软件允许, 则大功率设备可以吸取更大的电流。

某些主机系统 (包括下游USB集线器) 通过保险丝或者有源电流检测器提供限流功能。如果USB设备未经枚举过程便从USB端口吸取大电流 (超过1个单位负载), 则主机会检测到过流状态, 并会关闭正在使用的一个或多个USB端口。市场上供应的许多USB设备, 包括独立电池充电器, 都没有功能控制器来处理枚举过程, 但吸取的电流却超过了100mA。在这种不恰当的条件下, 这些设备可能导致主机出现问题。例如, 如果一个吸取500mA电流的设备插入总线供电的USB集线器, 而且未进行正确的枚举过程, 则可能导致集线器端口和主机端口同时过载。

主机操作系统采用高级电源管理时情况会更加复杂, 特别是笔记本电脑, 它总是希望端口电流尽可能低。在某些节电模式下, 计算机会向USB设备发出挂起命令, 而后则认为设备进入了低功耗模式。设备中包含一个能与主机进行通信的功能控制器始终是一个比较好的做法, 即使对于低功耗设备来说也是如此。

USB 2.0规范非常全面, 规定了电源的质量、连接器构造、电缆材质、容许的电压跌落以及浪涌电流等。低电流和大电流端口具有不同的电源指标。这主要是由主机和负载间的连接器和电缆上的电压跌落决定的, 并包括由USB供电的集线器上产生的电压跌落。

落。包括计算机或者自供电USB集线器在内的主机，都具有大电流端口，可提供最大500mA的电流。无源、总线供电的USB集线器具有低电流端口。表1列出了USB大电流和低电流端口上游端（电源）引脚允许的电压容限。

在符合USB 2.0规范的主机中，大功率端口的上游端具有120μF、低ESR电容。所连接的USB设备的输入电容限制在10μF以内，在最初的负载连接阶段，允许负载从主机（或自供电集线器）吸取的最大电荷数为50μC。这样一来，当新设备连接至USB端口时，上游端口的瞬态电压跌落小于0.5V。如果负载正常工作时需要更大的输入电容，则必须提供浪涌电流限制器，以保证对更大的电容充电时电流不会超过100mA。

当USB端口带有一个总线供电的USB集线器，集线器上接了低功耗设备时，USB口上允许的直流电压跌落如图1所示。大功率负载与总线供电的集线器连接时，电压跌落将超过图1给出的指标，并会引起总线过载。

电池充电要求

单节锂离子和锂聚合物电池

如今的锂电池充电至最大额定容量后，其电压通常为4.1V至4.2V之间。当前市场上正在出售的、更新的、容量更大的电池，其电压范围在4.3V至4.4V之

间。典型的棱柱形锂离子（Li+）和锂聚合物（Li-Poly）电池容量为600mAh至1400mAh。

对Li+和Li-Poly电池来说，首选的充电曲线是从恒流充电开始，一直持续到电池电压达到额定电压。然后，充电器对电池两端的电压进行调节。这两种调节方式构成了恒流（CC）恒压（CV）充电方式。因此，这种类型的充电器通常称为CCCV充电器。CCCV充电器进入CV模式后，电池的充电电流开始下降。若采用0.5C至1.5C的典型充电速率充电，则当电池达到其充满容量的80%至90%时，充电器由CC模式转换为CV模式。充电器一旦进入CV充电模式，则对电池电流进行监视；当电流达到最低门限（几毫安或者几十毫安）时，充电器终止充电。锂电池的典型充电曲线如图2所示。

从图1所示的USB电压跌落指标可以看出，端口供电集线器的下游低功耗端口电压不具备足够的余量，很难将电池充至4.2V。充电通路上存在的小量额外电阻会妨碍正常充电。

Li+和Li-Poly电池应在合适的温度下进行充电。制造商推荐的最高充电温度通常为+45°C至+55°C之间，允许的最大放电温度可再高出10°C左右。这些电池使用的材料，化学性质非常活泼，如果电池温度超过+70°C，会发生燃烧。锂电池充电器应具备热关断电路，该电路监视电池温度，如果电池温度超过制造商推荐的最大充电温度时，则终止充电。

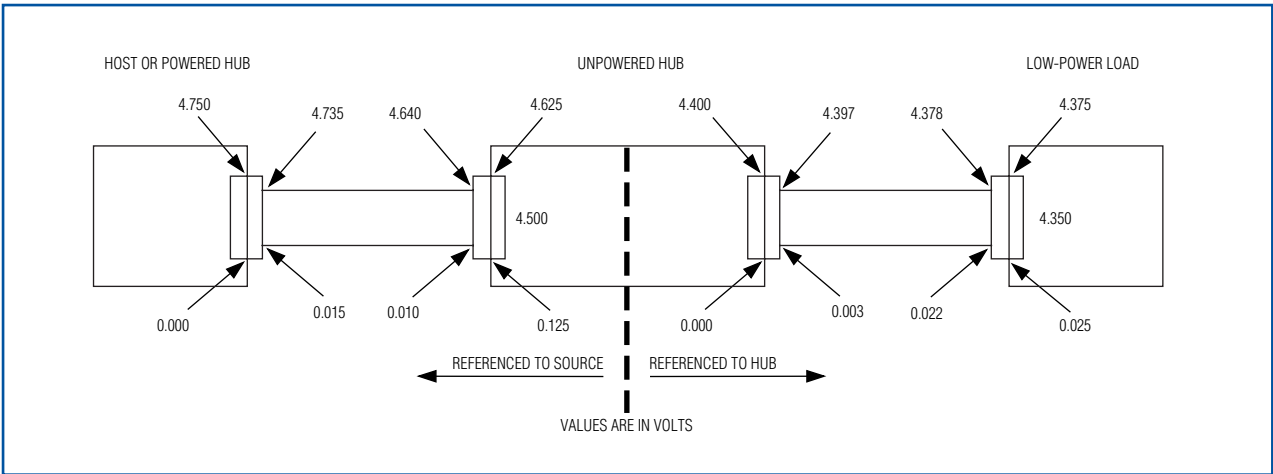


图1. 主机至低功耗负载的电压跌落大于图中给出的允许直流电压跌落时，会引起总线过载。

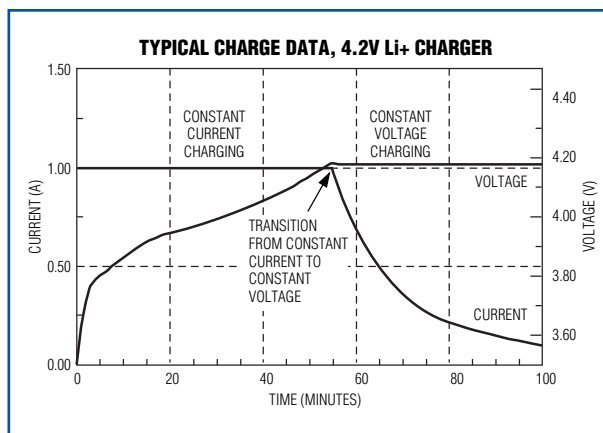


图2. 使用CCCV充电器对Li+电池充电时的典型曲线

镍氢电池 (NiMH)

NiMH电池比锂电池要重一些，其能量密度也比锂电池低。一直以来，NiMH电池比锂电池要便宜，但是最近二者的价格差在缩小。NiMH电池具有标准尺寸，在大多数应用中可直接替换碱性电池。每节电池的标称电压为1.2V，充满后会达到1.5V。

通常采用恒流源对NiMH电池充电。当达到充满状态时，会发生放热化学反应，并导致电池温度上升，电池端电压降低。可检测电池温度上升速率或者负向电压变化率，并用来终止充电。这些充电终止方法分别称为 dT/dt 和 $-\Delta V$ 。充电速率非常低时， dT/dt 和 $-\Delta V$ 不太明显，很难精确检测到。电池开始进入过充状态时， dT/dt 和 $-\Delta V$ 响应开始显现。此时如果继续充电，将损坏电池。

终止检测在充电速率大于C/3时要比低充电速率时容易得多。温度上升速率大约为 $1^{\circ}\text{C}/\text{分钟}$ ， $-\Delta V$ 响应也比低充电速率时更明显。快充结束后，建议以更小的电流再充一段时间，以彻底充足电池（补足充电）。补足充电阶段结束后，采用C/20或者C/30的涪充电流来补偿自放电效应，使电池维持在充满状态。图3所示为采用DS2712 NiMH充电器对NiMH电池（事先已充了一部分电）进行充电的电池电压曲线。在该图中，上面一条曲线的数据在充电电流正在灌入电池时获得，下面那条曲线的数据在切断电流时测得。在DS2712中，该电压差被用来区分NiMH电池和碱性电池。如果检测到碱性电池，则DS2712不会对它进行充电。

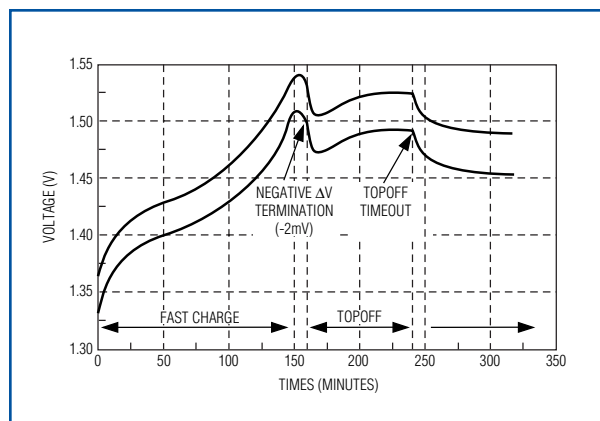


图3. 采用DS2712充电控制器对NiMH电池充电。

开关还是线性

USB 2.0规范允许低功率端口提供最大100mA电流，大功率端口提供最大500mA电流。如果采用线性调整器件来调节电池充电电流，这也就是最大可提供的充电电流。线性调整器件（图4）的功耗为 $P = V_Q \times I_{\text{BATT}}$ 。这会造成调整管发热，可能需要安装散热器，以防止过热。

对应5V标称输入电压，调整器件消耗的功率与电池类型、数量和电池电压有关。

标称输入电压为5.0V时，线性USB充电器对NiMH电池充电的功耗计算结果如图5所示。对单节电池充电时，线性充电器的效率仅为30%；对两节电池充电时，效率为60%。用500mA电流对单节电池充电时，功耗会高达2W。这样的功耗通常需要加散热器。功耗为2W时，热阻为 $+20^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 的散热器在 $+25^{\circ}\text{C}$ 环境温度下

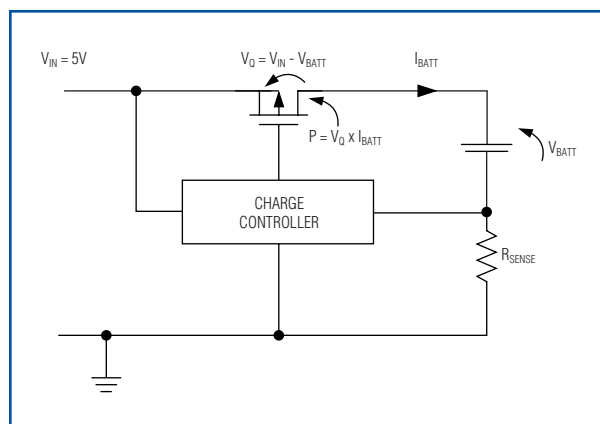


图4. 功耗等于电池充电电流乘以调整管两端的电压。

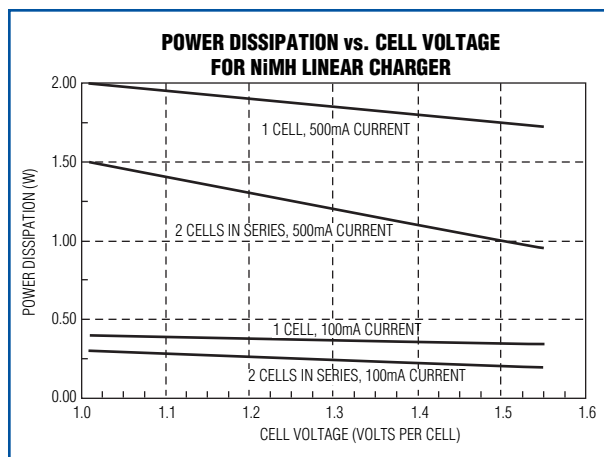


图5. 采用5.0V电压的USB端口对NiMH电池充电时，线性调整器件的功耗。

会被加热至大约+65°C，要得到满额性能，还需要有流动空气来协助其散热。处于空气静止的封闭空间内，温度会更高。

采用基于开关调节器的充电器可解决多个问题。首先，与线性充电器相比，能够以更快的速率、更大的电流对电池进行充电（图6）。由于功耗较低、发热较少，热管理方面的问题也减少了。同时，由于运行温度降低，充电器更加可靠。

图6中的计算结果基于以下条件和假设得到：采用高功率USB口最大允许电流（500mA）的大约90%充电；开关调节器采用非同步整流的buck转换器，具有77%效率。

电路实例

图7所示电路是用于单节NiMH电池充电的开关模式降压型调节器。它采用DS2712充电控制器调节充电电流和终止充电。充电控制器监视温度、电池电压和电池电流。如果温度超过+45°C或者低于0°C，控制器不会对电池充电。

如图7所示，Q1是降压型充电器的开关功率晶体管；L1是滤波电感；D1是续流或整流二极管。输入电容C1为10μF、超低ESR的陶瓷滤波电容。用钽电容或者其它电解电容替代C1会使充电器的性能降低。R7是电流调节器检测放大器的检流电阻。DS2712的基准电压为0.125V，并具有24mV滞回。通过CSOUT提供闭环、开关模式电流控制。充电控制引脚CC1将

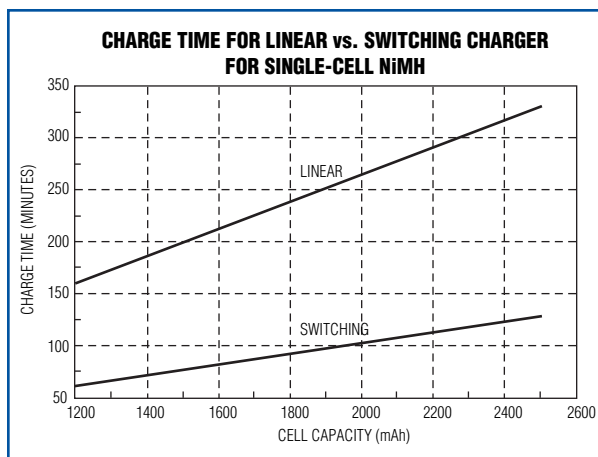


图6. 对单节NiMH电池充电时，线性充电器和开关充电器的充电时间不同。

Q2的栅极拉低时，使能Q1的栅极驱动。Q1和Q2均为低 V_t （栅-源门限电压）的pMOSFET。CC1和CSOUT均为低电平时，Q2的漏-源电压将稍大于 V_t 。该电压以及CSOUT的正向压降构成了Q1的栅极开关电压。

CC1为低电平时，启动电流闭环控制。图8所示为启动开关时的波形。上方波形是0.125Ω检流电阻两端的电压，下方波形是Q1漏极至GND的电压。开始时，当Q1打开（CC1和CSOUT均为低电平）时，电感电流向上爬升。当电流增大到使检流电阻两端的电压达到0.125V时，CSOUT变为高电平，开关关断。此后，电感电流开始下降，直到检流电阻两端的电压达到约0.1V，CSOUT又变为低电平。只要CC1为低电平，该过程将一直持续。

DS2712的内部状态机控制着CC1的工作。充电开始时，DS2712先对电池进行状态测试，以确保电池电压在1.0V至1.65V之间，并确认温度在0°C至+45°C之间。如果电压低于1.0V，DS2712将以0.125的占空比拉低CC1，对电池缓慢充电，以防损坏电池。一旦电池电压超过1.0V后，状态机转为快充模式。快充时占空比为31/32，即大约97%。“跳过”的间隙内进行电池阻抗测试，以确保不会对错误放入充电器的高阻抗电池（例如碱性电池）进行充电。检测到-2mV的-ΔV后，快充结束。如果未检测到-ΔV，将持续快充，直到快充定时器超时，或检测到过温或者过压故障状态（包括阻抗不合格）为止。快充完成（由于-ΔV或快充定时器超时）后，DS2712进入定时补充充

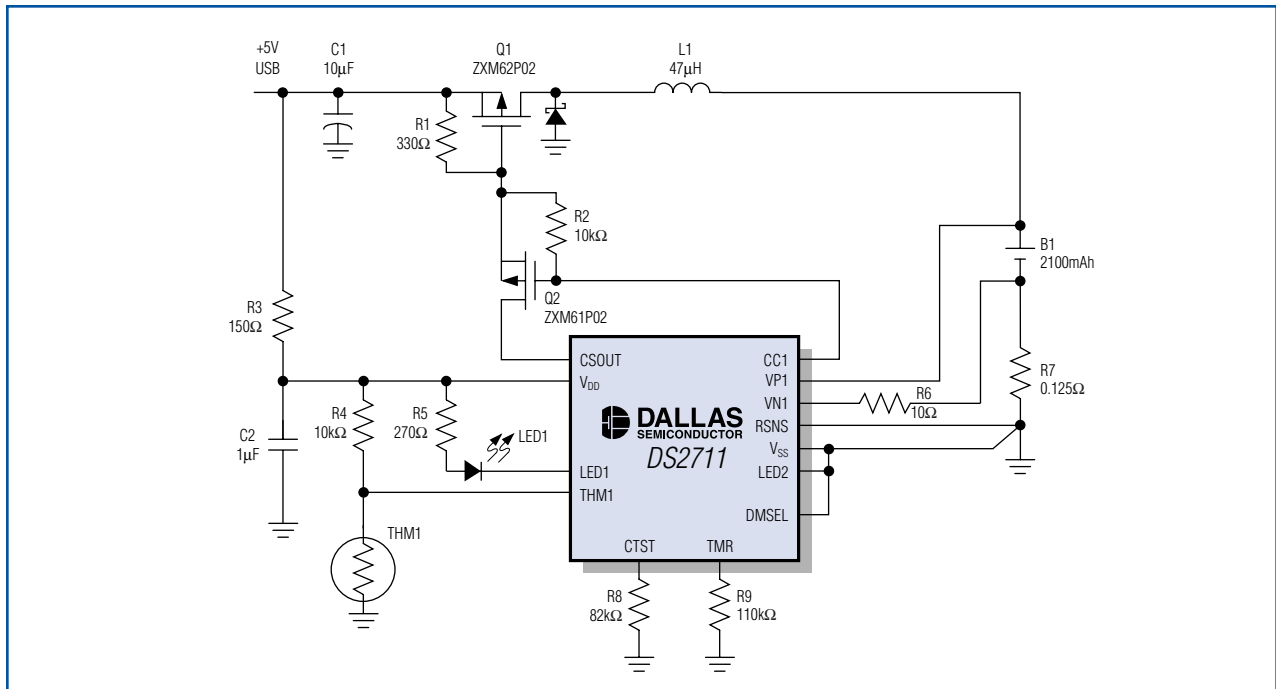


图7. USB端口对单节NiMH电池快速充电的原理图。

电模式，占空比为12.5%，持续时间为所设快充定时的一半。补足充电完成后，充电器进入维持模式，占空比为1/64，直到电池被拿走或重新上电。

采用图7所示充电器和大功率USB端口对2100mAh NiMH电池充电时，快充时间为2小时多一点，大约3个小时完成包括补足充电在内的全部充电过程。从端口吸取的电流为420mA。如果需要与主机进行枚举过程，并需要大电流使能操作，可在R9和地之间串联一个开漏极nMOSFET。如果MOSFET关断，则TMR浮空，DS2712进入挂起状态。

总结

对于小型消费类电子设备的电池充电而言，USB端口是一个经济、实用的电源。为完全符合USB 2.0规范，连接在USB端口上的负载必须能够与主机进行双向通信。负载也必须符合电源管理要求，包括低功耗模式，以及便于主机确定何时需要从端口吸取大电流的手段。尽管部分兼容的系统能够适应大部分USB主机，但有时会出现意想不到的结果。只有很好地理解USB规范要求和负载的期望，才能在对于规范的兼容性与负载复杂度之间取得较好的平衡。

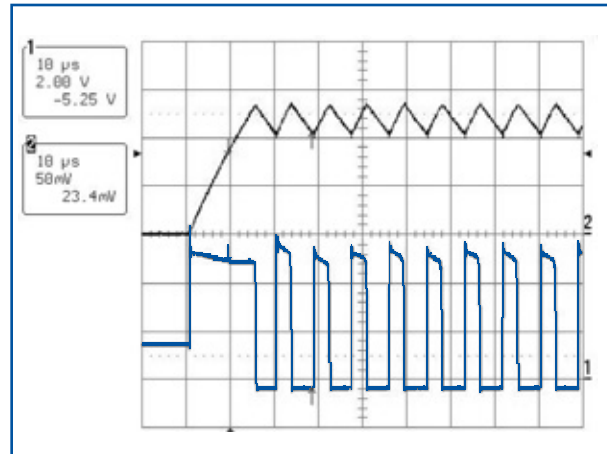


图8. USB NiMH充电器的启动波形。

DESIGN SHOWCASE

利用数字电位器实现电压-电阻转换

在工业控制和偏置调节电路中有时需要将电压转换成电阻，这一过程在具体实施时有一定的难度。图1所示电路利用两路数字电位器提供了一个简单的转换方案。

图中，数字电位器U1和运算放大器U3构成数字式跟踪-保持电路，U1通过调节其内部分压比来保证 V_{WIPER} 跟踪 V_{IN} 。这样，滑动电阻将与 V_{IN} 成正比。由于数字电位器U1和U2的数字输入是连接在一起的，因此U2的滑动端位置与U1相同，对应端之间的电阻也相同。从而可得到与 V_{IN} 成正比的电阻，从而实现了电压至电阻的转换。

数字式跟踪-保持电路的工作过程

为跟踪 V_{IN} ，在每一个时钟脉冲到达时，数字电位器U1的滑动端位置（中心抽头）会向上或向下移动。U3对模拟输入（ V_{IN} ）和滑动端电压（ V_{WIPER} ）进行比较。如果 $V_{IN} > V_{WIPER}$ ，比较器输出逻辑高电平，并使滑动端位置向上移动， V_{WIPER} 增大。 V_{WIPER} 将保持递增状态，直到 V_{WIPER} 大于 V_{IN} 为止；然后，比较器输出翻转为低电平，控制滑动端向下移动。对应每个时钟周期，滑动端将根据需要向上或向下移动，以跟踪 V_{IN} 。分压器的参考输入（ V_H 和 V_L ）决定输入电压的范围；如果 V_{IN} 在0V至5VDC之间，则使 $V_L = GND$ 、 $V_H = 5VDC$ 。

由于U1和U2的数字输入连接在一起，并且滑动端位置相同，所以LOCK置为低电平时，输出电阻将随着 V_{IN} 而改变；LOCK置为高电平时，将保持阻值不变。

可以将LOCK始终接地，但这种情况下，即使 V_{IN} 保持恒定，输出电阻也会在两个相邻状态之间连续转换。例如，如果电位器的端到端电阻为10k Ω ，当滑动端电阻设置在5k Ω 时，输出电阻将随时钟在5k Ω 和5.3125k Ω 之间转换。如果需要，可以在滑动端输出接一个电容，滤除电阻变化的影响。可以采用100Hz至10kHz的时钟频率。

输出电阻并非实时跟随 V_{IN} 变化，而是需要经过若干时钟周期之后才达到终值。时钟数（最多32个）取决于滑动端的初始位置和输入电压。

如果需要更高的分辨率，可以用6位或8位数字电位器替代图1中的5位器件。注意，MAX5160上电复位时将滑动端设置在中心位置，从而可使两路数字电位器同步至相同的电阻。需选用上电时具有确定输出电阻的数字电位器。

相似的设计思想还发表在2004年6月7日出版的*Electronic Design*上。

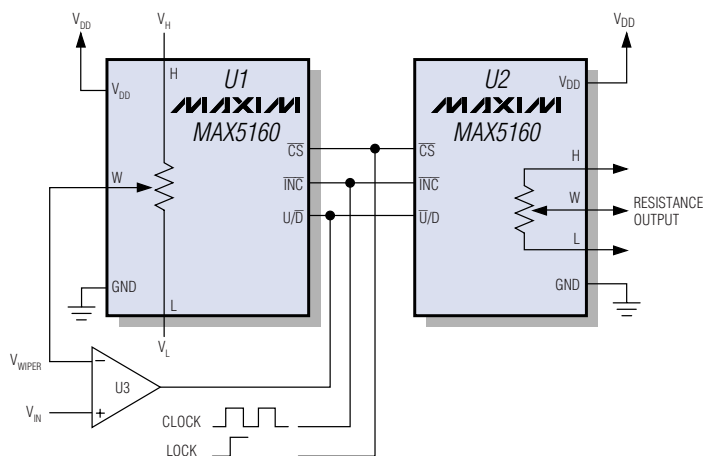


图1. 利用两路相同的数字电位器 (U1和U2) 实现电压-电阻转换。

DESIGN SHOWCASE

利用GPIO扩展器构建电荷泵，驱动蓝光LED

蓝色LED在工业应用领域越来越受欢迎，有时甚至用作控制面板上的彩色指示器。但是，它们的正向电压较高，这与电源电压不断降低的趋势背道而驰。控制面板具有3.3V电源电压时，若要点亮需要高达3.5V驱动电压的LED照明指示灯，就会碰到难题。若要驱动多个蓝色LED，您可能需要一个电荷泵或者升压型调节器。但是如果只驱动单个LED，您可以使用少数几个分立元件和PC电路板上已有的IC来实现。

控制面板内通常设计有I²C[‡] GPIO扩展器，以适应远距离传输。(采用一条串行总线来替代8根或者16根并行连线，实现更加方便；而且采用较小型的电缆和连接器，可节省成本)。您可以使用两路GPIO口线来驱动蓝色LED。GPIO扩展器的每个I/O端口内置脉宽调制(PWM)电路，并具备50mA电流吸收能力，因此可以构成一个价格便宜的分立元件电荷泵(图1)。尽管该电荷泵的振荡器开关频率很低(2kHz)，但由于LED只需要10mA驱动电流，所以该方法仍可以很好地工作。

在8路输出中的一路上(P4)接入一个电容和一个肖特基二极管，并将该输出置为PWM模式(占空比约为50%)，这样就可以产生足够高的LED驱动电压。第二路输出(P6)用来点亮和关闭LED。如果LED正

向电压接近或低于电源电压，则需要开-关控制，因为这时即使振荡器关闭，电流也会流过CR1。

当P4输出为低时，电容C1充电至大约3V。当P4输出为高时，电容上的电压加上电源电压可通过R1向LED提供电流。在P4关闭期间(输出为高)，C1通过LED电流放电，所以在下一个周期，电容必须重新充满电。

采用3.3V电压供电时，该电路可提供大约15mA(典型值)电流，这可以使蓝色LED非常明亮。电压为3.0V时，电流降至大约10mA；电压为2.0V时，电流降至大约3mA。通过改变R1和C1的取值，您可以对电流进行调整，以使其适合特定的LED。注意，您必须在P6关闭前，先停掉PWM信号。否则电荷泵在P6端口加载的电压会高达电源电压的两倍，这已经非常接近输出端的极限加载电压了。

[‡] 向Maxim Integrated Products, Inc.或其从属许可名义下的相关公司购买I²C元件，将传递Philips I²C专利许可，允许这些元件用于I²C系统，如果该系统符合Philips定义的I²C标准规范的话(美国专利号: 4,689,740)。

类似的设计思想还发表在2005年1月17日出版的EE Times上。

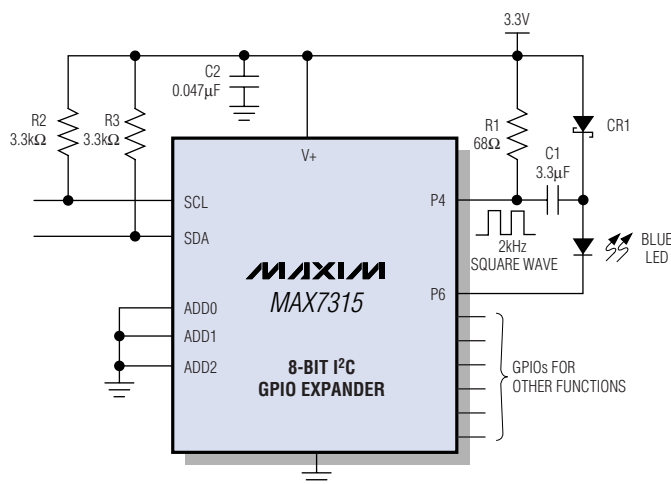


图1. GPIO扩展器在执行其它功能的同时，还可以方便地驱动一个蓝色LED。