



MICROCHIP

3V

技巧和诀窍

目录

技巧和诀窍简介

技巧 #1: 使用 LDO 稳压器, 从 5V 电源向 3.3V 系统供电	4
技巧 #2: 选择方案: 采用齐纳二极管的低成本供电系统	6
技巧 #3: 选择方案: 采用 3 个整流二极管的更低成本供电系统	8
技巧 #4: 使用开关稳压器, 从 5V 电源向 3.3V 系统供电	10
技巧 #5: 3.3V → 5V 直接连接	13
技巧 #6: 3.3V → 5V 使用 MOSFET 转换器	14
技巧 #7: 3.3V → 5V 使用二极管补偿	16
技巧 #8: 3.3V → 5V 使用电压比较器	18
技巧 #9: 5V → 3.3V 直接连接	21
技巧 #10: 5V → 3.3V 使用二极管钳位	22
技巧 #11: 5V → 3.3V 有源钳位	24
技巧 #12: 5V → 3.3V 电阻分压器	25
技巧 #13: 3.3V → 5V 电平转换器	29
技巧 #14: 3.3V → 5V 模拟增益模块	32
技巧 #15: 3.3V → 5V 模拟补偿模块	33
技巧 #16: 5V → 3.3V 有源模拟衰减器	34
技巧 #17: 5V → 3.3V 模拟限幅器	37
技巧 #18: 驱动双极型晶体管	41
技巧 #19: 驱动 N 沟道 MOSFET 晶体管	44

技巧和诀窍

注：

技巧和诀窍简介

3.3 伏至 5 伏连接。

概述

我们对处理速度的需求日益增长，伴随着这种增长，用来构建单片机的晶体管尺寸则在持续减小。以更低的成本实现更高的集成度，也促进了对更小的几何尺寸的需求。随着尺寸的减小，晶体管击穿电压变得更低，最终，当击穿电压低于电源电压时，就要求减小电源电压。因此，随着速度的提高和复杂程度的上升，对于高密度器件而言，不可避免的后果就是电源电压将从 5V 降至 3.3V，甚至 1.8V。

Microchip 单片机的速度和复杂性已经到达足以要求降低电源电压的程度，并正在向 5V 电源电压以下转换。但问题是绝大多数接口电路仍然是为 5V 电源而设计的。这就意味着，作为设计人员，我们现在面临着连接 3.3V 和 5V 系统的任务。此外，这个任务不仅包括逻辑电平转换，同时还包括为 3.3V 系统供电、转换模拟信号使之跨越 3.3V/5V 的障碍。

技巧和诀窍

本《技巧和诀窍》提供了一些电源供电组件、数字电平转换组件甚至模拟转换组件，以解决所面临的挑战。全书对每种转换均给出了多种选择方案，从单片（All-in-One）接口器件到低成本的分立解决方案都有涉及。简而言之，无论导致转换的原因是复杂性、成本还是尺寸，设计人员处理 3.3V 挑战可能需要的全部组件均在本文有所讨论。

注： 本《技巧和诀窍》中假设电源为 3.3V。然而对于其他电源电压，给出的方法只需要经过适当的修正，将同样适用。

电源

面对 3.3V 挑战首先要解决的问题之一是产生 3.3V 电源电压。假设讨论的是 5V 系统至 3.3V 系统的连接，我们可以认为已经拥有稳定的 5 VDC 电源。本节将给出针对 5V 至 3.3V 转换而设计的电压稳压器解决方案。只需要适中的电流消耗的设计可以使用简单的线性稳压器。如果电流需求较高的话，可能就需要开关稳压器解决方案。对成本敏感的应用，可能需要简单的分立式二极管稳压器。下面针对这几种情况各给出一个例子，同时包含了必要的支持信息，使其适用于各种最终应用。

表 1: 电源比较

方法	V_{REG}	I_Q	效率	尺寸	成本	瞬态响应
齐纳旁路稳压器	10% 典型值	5 mA	60%	小	低	差
串联线性稳压器	0.4% 典型值	1 μ A 至 100 μ A	60%	小	中	极好
开关降压稳压器	0.4% 典型值	30 μ A 至 2 mA	93%	中到大	高	好

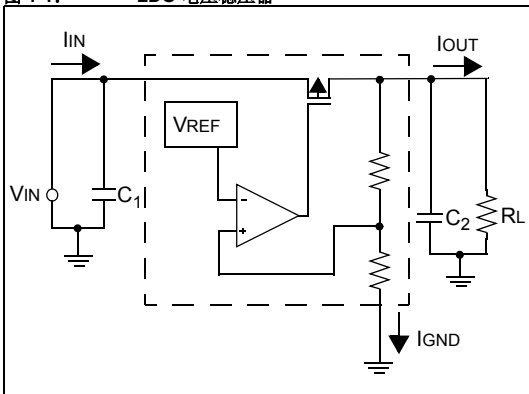
技巧 #1 使用 LDO 稳压器，从 5V 电源向 3.3V 系统供电

标准三端线性稳压器的压差通常是 2.0-3.0V。要把 5V 可靠地转换为 3.3V，就不能使用它们。压差为几百个毫伏的低压降（Low Dropout，LDO）稳压器，是此类应用的理想选择。图 1-1 是基本 LDO 系统的框图，标注了相应的电流。从图中可以看出，LDO 由四个主要部分组成：

1. 导通晶体管
2. 带隙参考源
3. 运算放大器
4. 反馈电阻分压器

在选择 LDO 时，重要的是要知道如何区分各种 LDO。器件的静态电流、封装大小和型号是重要的器件参数。根据具体应用来确定各种参数，将会得到最优的设计。

图 1-1: LDO 电压稳压器

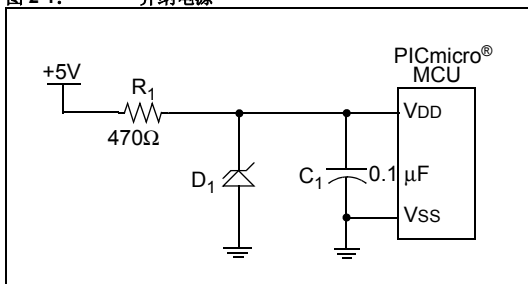


LDO的静态电流 I_Q 是器件空载工作时器件的接地电流 I_{GND} 。 I_{GND} 是 LDO 用来进行稳压的电流。当 $I_{OUT} \gg I_Q$ 时， LDO 的效率可用输出电压除以输入电压来近似地得到。然而，轻载时，必须将 I_Q 计入效率计算中。具有较低 I_Q 的 LDO 其轻载效率较高。轻载效率的提高对于 LDO 性能有负面影响。静态电流较高的 LDO 对于线路和负载的突然变化有更快的响应。

技巧 #2 选择方案：采用齐纳二极管的低成本供电系统

这里详细说明了一个采用齐纳二极管的低成本稳压器方案。

图 2-1： 齐纳电源



可以用齐纳二极管和电阻做成简单的低成本 3.3V 稳压器，如图 2-1 所示。在很多应用中，该电路可以替代 LDO 稳压器并具成本效益。但是，这种稳压器对负载敏感的程度要高于 LDO 稳压器。另外，它的能效较低，因为 R_1 和 D_1 始终有功耗。

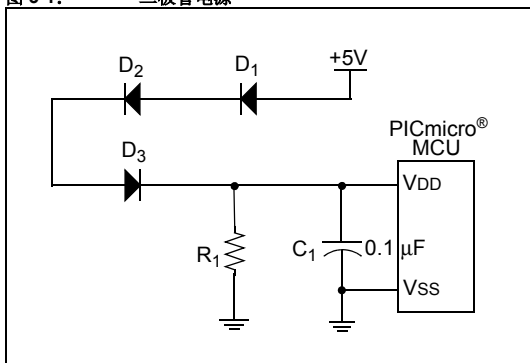
R_1 限制流入 D_1 和 PICmicro[®] MCU 的电流，从而使 VDD 保持在允许范围内。由于流经齐纳二极管的电流变化时，二极管的反向电压也将发生改变，所以需要仔细考虑 R_1 的值。

R_1 的选择依据是：在最大负载时——通常是在 PICmicro MCU 运行且驱动其输出为高电平时—— R_1 上的电压降要足够低从而使 PICmicro MCU 有足以维持工作所需的电压。同时，在最小负载时——通常是 PICmicro MCU 复位时—— V_{DD} 不超过齐纳二极管的额定功率，也不超过 PICmicro MCU 的最大 V_{DD} 。

技巧 #3 选择方案：采用 3 个整流二极管的更低成本供电系统

图 3-1 详细说明了一个采用 3 个整流二极管的更低成本稳压器方案。

图 3-1： 二极管电源



我们也可以把几个常规开关二极管串联起来，用其正向压降来降低进入的 PICmicro MCU 的电压。这甚至比齐纳二极管稳压器的成本还要低。这种设计的电流消耗通常要比使用齐纳二极管的电路低。

所需二极管的数量根据所选用二极管的正向电压而变化。二极管 D_1 - D_3 的电压降是流经这些二极管的电流的函数。连接 R_1 是为了避免在负载最小时——通常是 PICmicro MCU 处于复位或休眠状态时——PICmicro MCU V_{DD} 引脚上的电压超过 PICmicro MCU 的最大 V_{DD} 值。根据其他连接至 V_{DD} 的电路，可以提高 R_1 的阻值，甚至也可能完全不需要 R_1 。二极管 D_1 - D_3 的选择依据是：在最大负载时——通常是 PICmicro MCU 运行且驱动其输出为高电平时—— D_1 - D_3 上的电压降要足够低从而能够满足 PICmicro MCU 的最低 V_{DD} 要求。

技巧 #4 使用开关稳压器，从 5V 电源向 3.3V 系统供电

如图 4-1 所示，降压开关稳压器是一种基于电感的转换器，用来把输入电压源降低至幅值较低的输出电压。输出稳压是通过控制 MOSFET Q1 的导通（ON）时间来实现的。由于 MOSFET 要么处于低阻状态，要么处于高阻状态（分别为 ON 和 OFF），因此高输入源电压能够高效率地转换成较低的输出电压。

当 Q1 在这两种状态期间时，通过平衡电感的电压 - 时间，可以建立输入和输出电压之间的关系。

$$(V_s - V_o) * t_{on} = V_o * (T - t_{on})$$

$$\text{其中： } T \equiv t_{on} / \text{Duty_Cycle}$$

对于 MOSFET Q1，有下式：

$$\text{Duty_Cycle}_{Q1} = V_o / V_s$$

在选择电感的值时，使电感的最大峰 - 峰纹波电流等于最大负载电流的百分之十的电感值，是个很好的初始选择。

$$V = L * (di/dt)$$

$$L = (V_s - V_o) * (t_{on} / I_o * 0.10)$$

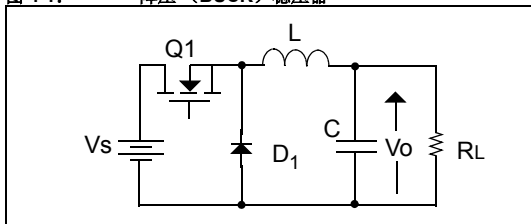
在选择输出电容值时，好的初值是：使 LC 滤波器特性阻抗等于负载电阻。这样在满载工作期间如果突然卸掉负载，电压过冲能处于可接受范围之内。

$$Z_0 \equiv \sqrt{L/C}$$

$$C = L/R^2 = (I_0^2 * L)/V_0^2$$

在选择二极管 D_1 时，应选择额定电流足够大的元件，使之能够承受脉冲周期（ $1L$ ）放电期间的电感电流。

图 4-1： 降压（BUCK）稳压器



数字连接

在连接两个工作电压不同的器件时，必须要知道其各自的输出、输入阈值。知道阈值之后，可根据应用的其他需求选择器件的连接方法。表 4-1 是本文档所使用的输出、输入阈值。在设计连接时，请务必参考制造商的数据手册以获得实际的阈值电平。

表 4-1: 输入 / 输出阈值

	V_{OH} 最小值	V_{OL} 最大值	V_{IH} 最小值	V_{IL} 最大值
5V TTL	2.4V	0.5V	2.0V	0.8V
3.3V LVTTTL	2.4V	0.4V	2.0V	0.8V
5V CMOS	4.7V ($V_{CC}-0.3V$)	0.5V	3.5V ($0.7 \times V_{CC}$)	1.5V ($0.3 \times V_{CC}$)
3.3V LVCMOS	3.0V ($V_{CC}-0.3V$)	0.5V	2.3V ($0.7 \times V_{CC}$)	1.0V ($0.3 \times V_{CC}$)

技巧 #5 3.3V → 5V 直接连接

将 3.3V 输出连接到 5V 输入最简单、最理想的方法是直接连接。直接连接需要满足以下 2 点要求：

- 3.3V 输出的 V_{OH} 大于 5V 输入的 V_{IH}
- 3.3V 输出的 V_{OL} 小于 5V 输入的 V_{IL}

能够使用这种方法的例子之一是将 3.3V LVCMOS 输出连接到 5V TTL 输入。从表 4-1 中所给出的值可以清楚地看到上述要求均满足。

3.3V LVCMOS 的 V_{OH} (3.0V) 大于 5V TTL 的 V_{IH} (2.0V)

且

3.3V LVCMOS 的 V_{OL} (0.5V) 小于 5V TTL 的 V_{IL} (0.8V)。

如果这两个要求得不到满足，连接两个部分时就需
要额外的电路。可能的解决方案请参阅技巧 6、
7、8 和 13。

技巧 #6 3.3V → 5V 使用 MOSFET 转换器

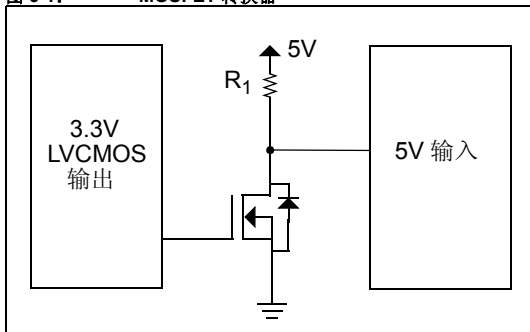
如果 5V 输入的 V_{IH} 比 3.3V CMOS 器件的 V_{OH} 要高，则驱动任何这样的 5V 输入就需要额外的电路。图 6-1 所示为低成本的双元件解决方案。

在选择 R_1 的阻值时，需要考虑两个参数，即：输入的开关速度和 R_1 上的电流消耗。当把输入从 0 切换到 1 时，需要计入因 R_1 形成的 RC 时间常数而导致的输入上升时间、5V 输入的输入容抗以及电路板上任何的杂散电容。输入开关速度可通过下式计算：

$$T_{SW} = 3 \times R_1 \times (C_{IN} + C_S)$$

由于输入容抗和电路板上的杂散电容是固定的，提高输入开关速度的唯一途径是降低 R_1 的阻值。而降低 R_1 阻值以获取更短的开关时间，却是以增大 5V 输入为低电平时的电流消耗为代价的。通常，切换到 0 要比切换到 1 的速度快得多，因为 N 沟道 MOSFET 的导通电阻要远小于 R_1 。另外，在选择 N 沟道 FET 时，所选 FET 的 V_{GS} 应低于 3.3V 输出的 V_{OH} 。

图 6-1: MOSFET 转换器



技巧 #7 3.3V → 5V 使用二极管补偿

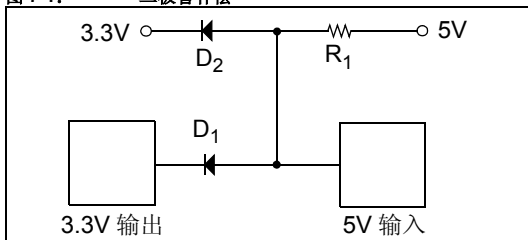
表 7-1 列出了 5V CMOS 的输入电压阈值、3.3V LVTTTL 和 LVCMOS 的输出驱动电压。

表 7-1: 输入 / 输出阈值

	5V CMOS 输入	3.3V LVTTTL 输出	3.3V LVCMOS 输出
高电压阈值	> 3.5V	> 2.4V	> 3.0V
低电压阈值	< 1.5V	< 0.4V	< 0.5V

从上表看出，5V CMOS 输入的高、低输入电压阈值均比 3.3V 输出的阈值高约一伏。因此，即使来自 3.3V 系统的输出能够被补偿，留给噪声或元件容差的余地也很小或者没有。我们需要的是能够补偿输出并加大高低输出电压差的电路。

图 7-1: 二极管补偿



输出电压规范确定后，就已经假定：高输出驱动的是输出和地之间的负载，而低输出驱动的是 3.3V 和输出之间的负载。如果高电压阈值的负载实际上是在输出和 3.3V 之间的话，那么输出电压实际上要高得多，因为拉高输出的机制是负载电阻，而不是输出三极管。

如果我们设计一个二极管补偿电路（见图 7-1），二极管 D_1 的正向电压（典型值 0.7V）将会使输出低电压上升，在 5V CMOS 输入得到 1.1V 至 1.2V 的低电压。它安全地处于 5V CMOS 输入的低输入电压阈值之下。输出高电压由上拉电阻和连至 3.3V 电源的二极管 D_2 确定。这使得输出高电压大约比 3.3V 电源高 0.7V，也就是 4.0 到 4.1V，很安全地在 5V CMOS 输入阈值（3.5V）之上。

注： 为了使电路工作正常，上拉电阻必须显著小于 5V CMOS 输入的输入电阻，从而避免因输入端电阻分压器效应而导致的输出电压下降。上拉电阻还必须足够大，从而确保加载在 3.3V 输出上的电流在器件规范之内。

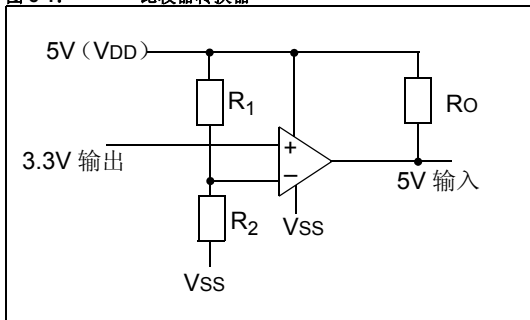
技巧 #8 3.3V → 5V 使用电压比较器

比较器的基本工作如下：

- 反相 (-) 输入电压大于同相 (+) 输入电压时，比较器输出切换到 **Vss**。
- 同相 (+) 输入端电压大于反相 (-) 输入电压时，比较器输出为高电平。

为了保持 3.3V 输出的极性，3.3V 输出必须连接到比较器的同相输入端。比较器的反相输入连接到由 R_1 和 R_2 确定的参考电压处，如图 8-1 所示。

图 8-1: 比较器转换器



计算 R_1 和 R_2

R_1 和 R_2 之比取决于输入信号的逻辑电平。对于 3.3V 输出，反相电压应该置于 V_{OL} 与 V_{OH} 之间的中点电压。对于 LVCMOS 输出，中点电压为：

$$1.75V = \frac{(3.0V + 0.5V)}{2}$$

如果 R_1 和 R_2 的逻辑电平关系如下，

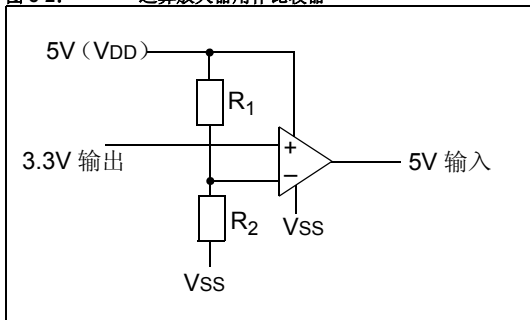
$$R_1 = R_2 \left(\frac{5V}{1.75V} - 1 \right)$$

若 R_2 取值为 1K，则 R_1 为 1.8K。

经过适当连接后的运算放大器可以用作比较器，将 3.3V 输入信号转换为 5V 输出信号。这是利用了比较器的特性，即：根据“反相”输入与“同相”输入之间的压差幅值，比较器迫使输出为高（VDD）或低（VSS）电平。

注： 要使运算放大器在 5V 供电下正常工作，输出必须具有轨到轨驱动能力。

图 8-2: 运算放大器用作比较器

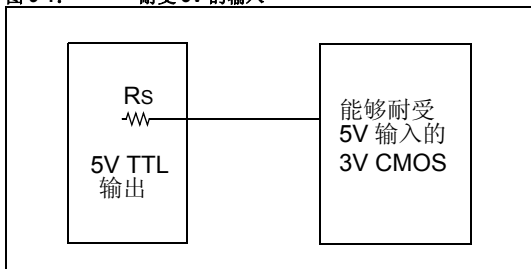


技巧 #9 5V → 3.3V 直接连接

通常 5V 输出的 V_{OH} 为 4.7 伏， V_{OL} 为 0.4 伏；而通常 3.3V LVCMOS 输入的 V_{IH} 为 $0.7 \times V_{DD}$ ， V_{IL} 为 $0.2 \times V_{DD}$ 。

当 5V 输出驱动为低时，不会有问题，因为 0.4 伏的输出小于 0.8 伏的输入阈值。当 5V 输出为高时，4.7 伏的 V_{OH} 大于 2.1 伏 V_{IH} ，所以，我们可以直接把两个引脚相连，不会有冲突，前提是 **3.3V CMOS 输出能够耐受 5 伏电压。**

图 9-1: 耐受 5V 的输入



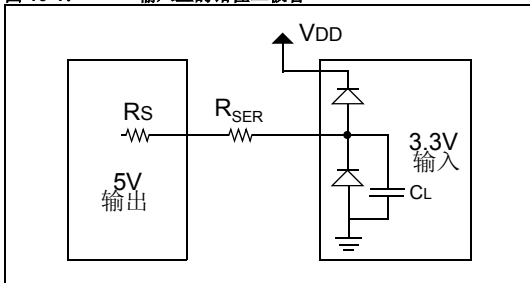
如果 3.3V CMOS 输入不能耐受 5 伏电压，则将出现问题，因为超出了输入的最大电压规范。

可能的解决方案请参见技巧 10-13。

技巧 #10 5V → 3.3V 使用二极管钳位

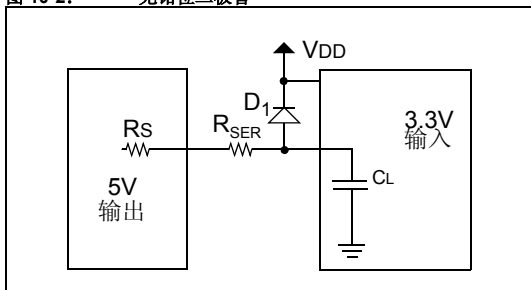
很多厂商都使用钳位二极管来保护器件的 I/O 引脚，防止引脚上的电压超过最大允许电压规范。钳位二极管使引脚上的电压不会低于 V_{SS} 超过一个二极管压降，也不会高于 V_{DD} 超过一个二极管压降。要使用钳位二极管来保护输入，仍然要关注流经钳位二极管的电流。流经钳位二极管的电流应该始终比较小（在微安数量级上）。如果流经钳位二极管的电流过大，就存在部件闭锁的危险。由于 5V 输出的源电阻通常在 10Ω 左右，因此仍需串联一个电阻，限制流经钳位二极管的电流，如图 10-1 所示。使用串联电阻的后果是降低了输入开关的速度，因为引脚（CL）上构成了 RC 时间常数。

图 10-1: 输入上的钳位二极管



如果没有钳位二极管，可以在电流中添加一个外部二极管，如图 10-2 所示。

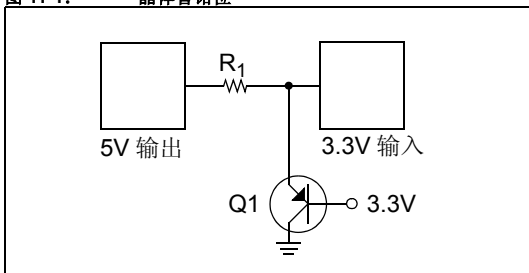
图 10-2: 无钳位二极管



技巧 #11 5V → 3.3V 有源钳位

使用二极管钳位有一个问题，即它将向 3.3V 电源注入电流。在具有高电流 5V 输出且轻载 3.3V 电源轨的设计中，这种电流注入可能会使 3.3V 电源电压超过 3.3V。为了避免这个问题，可以用一个三极管来替代，三极管使过量的输出驱动电流流向地，而不是 3.3V 电源。设计的电路如图 11-1 所示。

图 11-1: 晶体管钳位

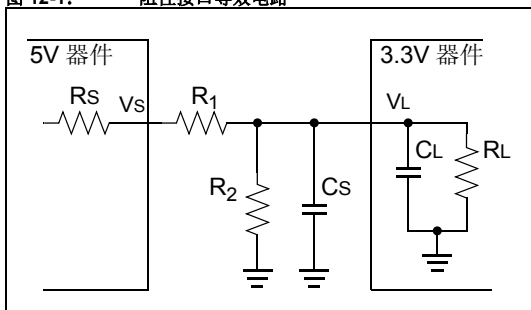


Q1 的基极-发射极结所起的作用与二极管钳位电路中的二极管相同。区别在于，发射极电流只有百分之几流出基极进入 3.3V 轨，绝大部分电流都流向集电极，再从集电极无害地流入地。基极电流与集电极电流之比，由晶体管的电流增益决定，通常为 10-400，取决于所使用的晶体管。

技巧 #12 5V → 3.3V 电阻分压器

可以使用简单的电阻分压器将 5V 器件的输出降低到适用于 3.3V 器件输入的电平。这种接口的等效电路如图 12-1 所示。

图 12-1: 阻性接口等效电路



通常，源电阻 R_s 非常小（小于 10Ω ），如果选择的 R_1 远大于 R_s 的话，那么可以忽略 R_s 对 R_1 的影响。在接收端，负载电阻 R_L 非常大（大于 $500\text{ k}\Omega$ ），如果选择的 R_2 远小于 R_L 的话，那么可以忽略 R_L 对 R_2 的影响。

技巧和诀窍

在功耗和瞬态时间之间存在取舍权衡。为了使接口电流的功耗需求最小，串联电阻 R_1 和 R_2 应尽可能大。但是，负载电容（由杂散电容 C_s 和 3.3V 器件的输入电容 C_L 合成）可能会对输入信号的上升和下降时间产生不利影响。如果 R_1 和 R_2 过大，上升和下降时间可能会过长而无法接受。

如果忽略 R_s 和 R_L 的影响，则确定 R_1 和 R_2 的式子由下面的公式 12-1 给出。

公式 12-1: 分压器值

$$\frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{V_L}{R_2} \quad ; \text{通用关系式}$$

$$R_1 = \frac{(V_S - V_L) \cdot R_2}{V_L} \quad ; \text{求解 } R_1$$

$$R_1 = 0.515 \cdot R_2 \quad ; \text{代入电压值}$$

公式 12-2 给出了确定上升和下降时间的公式。为便于电路分析，使用戴维宁等效计算来确定外加电压 V_A 和串联电阻 R 。戴维宁等效计算定义为开路电压除以短路电流。根据公式 12-2 所施加的限制，对于图 12-1 所示电路，确定的戴维宁等效电阻 R 应为 $0.66 \cdot R_1$ ，戴维宁等效电压 V_A 应为 $0.66 \cdot V_S$ 。

公式 12-2: 上升 / 下降时间

$$t = - \left[R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{V_F - V_A}{V_I - V_A} \right) \right]$$

其中:

- t = 上升或下降时间
- R = $0.66 \cdot R_1$
- C = $C_S + C_L$
- V_I = C 上电压的初值 (V_L)
- V_F = C 上电压的终值 (V_L)
- V_A = 外加电压 ($0.66 \cdot V_S$)

例如，假设有下列条件存在：

- 杂散电容 = 30 pF
- 负载电容 = 5 pF
- 从 0.3V 至 3V 的最大上升时间 $\leq 1 \mu s$
- 外加源电压 $V_S = 5V$

确定最大电阻的计算如公式 12-3 所示。

公式 12-3: 计算示例

从公式 12-2 中求解 R:

$$R = - \left[\frac{t}{C \cdot \ln \left(\frac{V_F - V_A}{V_I - V_A} \right)} \right]$$

代入数值:

$$R = - \left[\frac{10 \cdot 10^{-7}}{35 \cdot 10^{-12} \cdot \ln \left(\frac{3 - (0.66 \cdot 5)}{0.3 - (0.66 \cdot 5)} \right)} \right]$$

戴维宁等效最大电阻 R:

$$R = 12408$$

求解 R₁ 和 R₂ 的最大值:

$$R_1 = 0.66 \cdot R$$

$$R_2 = \frac{R_1}{0.515}$$

$$R_1 = 8190$$

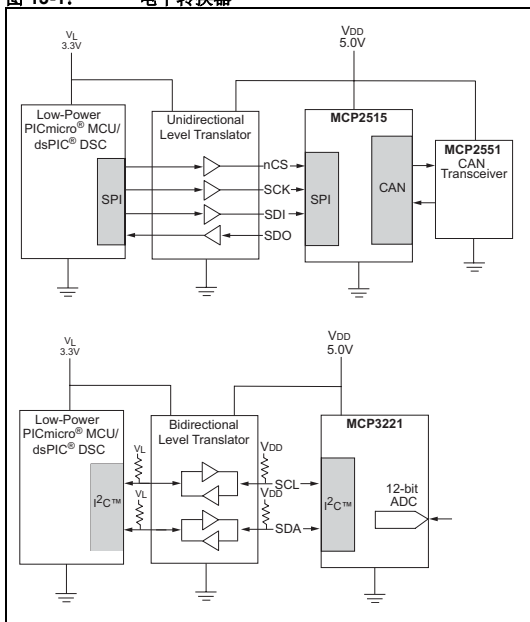
$$R_2 = 15902$$

技巧 #13 3.3V → 5V 电平转换器

尽管电平转换可以分立地进行，但通常使用集成解决方案较受欢迎。电平转换器的使用范围比较广泛：有单向和双向配置、不同的电压转换和不同的速度，供用户选择最佳的解决方案。

器件之间的板级通讯（例如，MCU 至外设）通过 SPI 或 I²C™ 来进行，这是最常见的。对于 SPI，使用单向电平转换器比较合适；对于 I²C，就需要使用双向解决方案。下面的图 13-1 显示了这两种解决方案。

图 13-1: 电平转换器



模拟

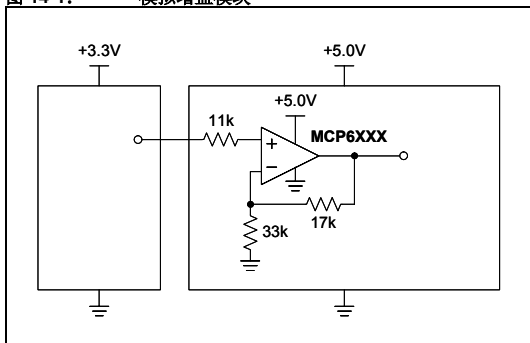
3.3V 至 5V 接口的最后一项挑战是如何转换模拟信号，使之跨越电源障碍。低电平信号可能不需要外部电路，但在 3.3V 与 5V 之间传送信号的系统则会受到电源变化的影响。例如，在 3.3V 系统中，ADC 转换 1V 峰值的模拟信号，其分辨率要比 5V 系统中 ADC 转换的高，这是因为在 3.3V ADC 中，ADC 量程中更多的部分用于转换。但另一方面，3.3V 系统中相对较高的信号幅值，与系统较低的共模电压限制可能会发生冲突。

因此，为了补偿上述差异，可能需要某种接口电路。本节将讨论接口电路，以帮助缓和信号在不同电源之间转换的问题。

技巧 #14 3.3V → 5V 模拟增益模块

从 3.3V 电源连接至 5V 时，需要提升模拟电压。33 k Ω 和 17 k Ω 电阻设定了运放的增益，从而在两端均使用满量程。11 k Ω 电阻限制了流回 3.3V 电路的电流。

图 14-1: 模拟增益模块

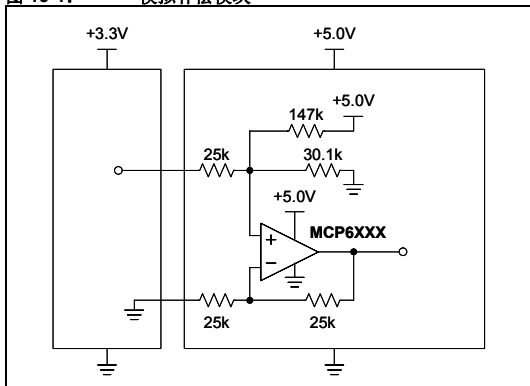


技巧 #15 3.3V → 5V 模拟补偿模块

该模块用于补偿 3.3V 转换到 5V 的模拟电压。

下面是将 3.3V 电源供电的模拟电压转换为由 5V 电源供电。右上方的 147 k Ω 、30.1 k Ω 电阻以及 +5V 电源，等效于串联了 25 k Ω 电阻的 0.85V 电压源。这个等效的 25 k Ω 电阻、三个 25 k Ω 电阻以及运放构成了增益为 1 V/V 的差动放大器。0.85V 等效电压源将出现在输入端的任何信号向上平移相同的幅度；以 $3.3\text{V}/2 = 1.65\text{V}$ 为中心的信号将同时以 $5.0\text{V}/2 = 2.50\text{V}$ 为中心。左上方的电阻限制了来自 5V 电路的电流。

图 15-1: 模拟补偿模块



技巧 #16 5V → 3.3V 有源模拟衰减器

此技巧使用运算放大器衰减从 5V 至 3.3V 系统的信号幅值。

要将 5V 模拟信号转换为 3.3V 模拟信号，最简单的方法是使用 $R_1:R_2$ 比值为 1.7:3.3 的电阻分压器。然而，这种方法存在一些问题。

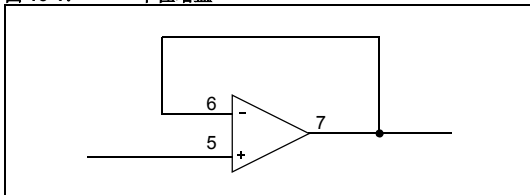
1) 衰减器可能会接至容性负载，构成不期望得到的低通滤波器。

2) 衰减器电路可能需从高阻抗源驱动低阻抗负载。

无论是哪种情形，都需要运算放大器用以缓冲信号。

所需的运放电路是单位增益跟随器（见图 16-1）。

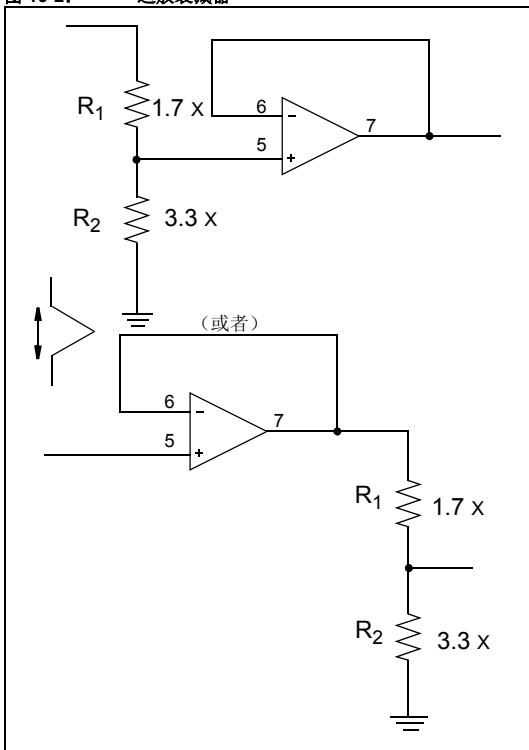
图 16-1: 单位增益



电路输出电压与加在输入的电压相同。

为了把 5V 信号转换为较低的 3V 信号，我们只要加上电阻衰减器即可。

图 16-2: 运放衰减器



技巧和诀窍

如果电阻分压器位于单位增益跟随器之前，那么将为 3.3V 电路提供最低的阻抗。此外，运放可以从 3.3V 供电，这将节省一些功耗。如果选择的 X 非常大的话，5V 侧的功耗可以最大限度地减小。

如果衰减器位于单位增益跟随器之后，那么对 5V 源而言就有最高的阻抗。运放必须从 5V 供电，3V 侧的阻抗将取决于 $R_1 \parallel R_2$ 的值。

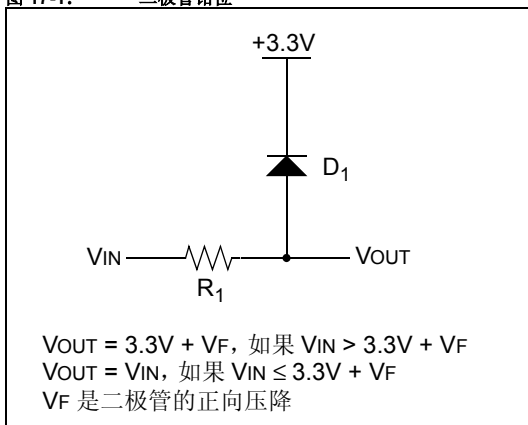
技巧 #17 5V → 3.3V 模拟限幅器

在将 5V 信号传送给 3.3V 系统时，有时可以将衰减用作增益。如果期望的信号小于 5V，那么把信号直接送入 3.3V ADC 将产生较大的转换值。当信号接近 5V 时就会出现危险。所以，需要控制电压越限的方法，同时不影响正常范围中的电压。这里将讨论三种实现方法。

1. 使用二极管，钳位过电压至 3.3V 供电系统。
2. 使用齐纳二极管，把电压钳位至任何期望的电压限。
3. 使用带二极管的运算放大器，进行精确钳位。

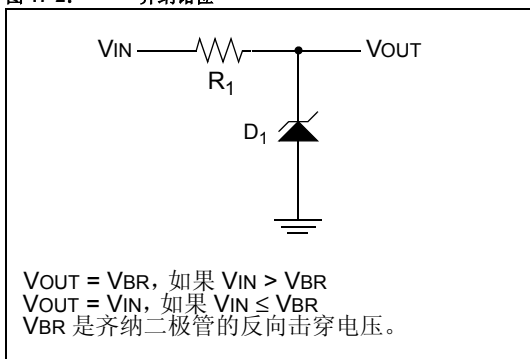
进行过电压钳位的最简单的方法，与将 5V 数字信号连接至 3.3V 数字信号的简单方法完全相同。使用电阻和二极管，使过量电流流入 3.3V 电源。选用的电阻值必须能够保护二极管和 3.3V 电源，同时还不会对模拟性能造成负面影响。如果 3.3V 电源的阻抗太低，那么这种类型的钳位可能致使 3.3V 电源电压上升。即使 3.3V 电源有很好的低阻抗，当二极管导通时，以及在频率足够高的情况下，当二极管没有导通时（由于有跨越二极管的寄生电容），此类钳位都将使输入信号向 3.3V 电源施加噪声。

图 17-1: 二极管钳位



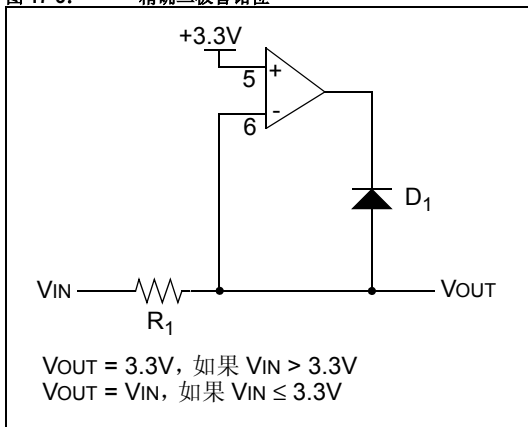
为了防止输入信号对电源造成影响，或者为了使输入应对较大的瞬态电流时更为从容，对前述方法稍加变化，改用齐纳二极管。齐纳二极管的速度通常要比第一个电路中所使用的快速信号二极管慢。不过，齐纳钳位一般来说更为结实，钳位时不依赖于电源的特性参数。钳位的大小取决于流经二极管的电流。这由 R_1 的值决定。如果 V_{IN} 源的输出阻抗足够大的话，也可不需要 R_1 。

图 17-2: 齐纳钳位



如果需要不依赖于电源的更为精确的过电压钳位，可以使用运放来得到精密二极管。电路如图 17-3 所示。运放补偿了二极管的正向压降，使得电压正好被钳位在运放的同相输入端电源电压上。如果运放是轨到轨的话，可以用 3.3V 供电。

图 17-3: 精确二极管钳位

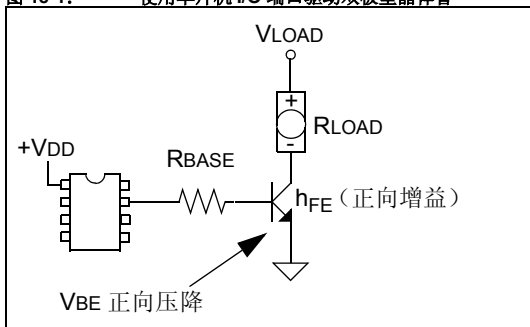


由于钳位是通过运放来进行的，不会影响到电源。运放不能改善低电压电路中出现的阻抗，阻抗仍为 R_1 加上源电路阻抗。

技巧 #18 驱动双极型晶体管

在驱动双极型晶体管时，基极“驱动”电流和正向电流增益 (B/h_{FE}) 将决定晶体管将吸纳多少电流。如果晶体管被单片机 I/O 端口驱动，使用端口电压和端口电流上限（典型值 20 mA）来计算基极驱动电流。如果使用的是 3.3V 技术，应改用阻值较小的基极电流限流电阻，以确保有足够的基极驱动电流使晶体管饱和。

图 18-1: 使用单片机 I/O 端口驱动双极型晶体管



R_{BASE} 的值取决于单机电源电压。公式 18-1 说明了如何计算 R_{BASE} 。

表 18-1: 双极型晶体管直流规范

特性参数	符号	最小值	最大值	单位	测试条件
截止 (OFF) 特性					
集电极 - 基极 击穿电压	$V_{(BR)CBO}$	60	—	V	$I_C = 50 \mu A,$ $I_E = 0$
集电极 - 发射极 击穿电压	$V_{(BR)CEO}$	50	—	V	$I_C = 1.0 \text{ mA},$ $I_B = 0$
发射极 - 基极 击穿电压	$V_{(BR)EBO}$	7.0	—	V	$I_E = 50 \mu A,$ $I_C = 0$
集电极截止电流	I_{CBO}	—	100	nA	$V_{CB} = 60V$
发射极截止电流	I_{EBO}	—	100	nA	$V_{EB} = 7.0V$
导通 (ON) 特性					
直流电流增益	h_{FE}	120 180 270	270 390 560	—	$V_{CE} = 6.0V,$ $I_C = 1.0 \text{ mA}$
集电极 - 发射极 饱和电压	$V_{CE(SAT)}$	—	0.4	V	$I_C = 50 \text{ mA},$ $I_B = 5.0 \text{ mA}$

如果将双极型晶体管用作开关，开启或关闭由单片机 I/O 端口引脚控制的负载，应使用最小的 h_{FE} 规范和裕度，以确保器件完全饱和。

公式 18-1: 计算基极电阻值

$$R_{\text{BASE}} = \frac{(V_{\text{DD}} - V_{\text{BE}}) \times h_{\text{FE}} \times R_{\text{LOAD}}}{V_{\text{LOAD}}}$$

3V 技术示例:

$V_{\text{DD}} = +3\text{V}$, $V_{\text{LOAD}} = +40\text{V}$, $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$,
 h_{FE} (最小值) = 180, $V_{\text{BE}} = 0.7\text{V}$

$R_{\text{BASE}} = 4.14 \text{ k}\Omega$, I/O 端口电流 = 556 μA

5V 技术示例:

$V_{\text{DD}} = +5\text{V}$, $V_{\text{LOAD}} = +40\text{V}$, $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$,
 h_{FE} (最小值) = 180, $V_{\text{BE}} = 0.7\text{V}$

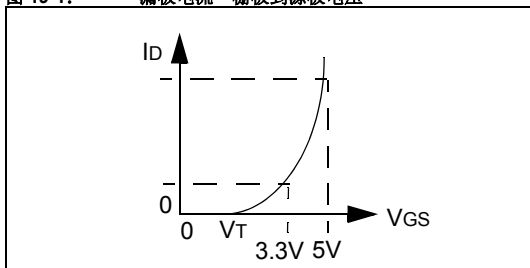
$R_{\text{BASE}} = 7.74 \text{ k}\Omega$, I/O 端口电流 = 556 μA

对于这两个示例, 提高基极电流留出裕度是不错的做法。将 1 mA 的基极电流驱动至 2 mA 能确保饱和, 但代价是提高了输入功耗。

技巧 #19 驱动 N 沟道 MOSFET 晶体管

在选择与 3.3V 单片机配合使用的外部 N 沟道 MOSFET 时，一定要小心。MOSFET 栅极阈值电压表明了器件完全饱和的能力。对于 3.3V 应用，所选 MOSFET 的额定导通电阻应针对 3V 或更小的栅极驱动电压。例如，对于具有 3.3V 驱动的 100 mA 负载，额定漏极电流为 250 μ A 的 FET 在栅极 - 源极施加 1V 电压时，不一定能提供满意的结果。在从 5V 转换到 3V 技术时，应仔细检查栅极 - 源极阈值和导通电阻特性参数，如图 19-1 所示。稍微减少栅极驱动电压，可以显著减小漏电流。

图 19-1: 漏极电流 - 栅极到源极电压



对于 MOSFET，低阈值器件较为常见，其漏-源电压额定值低于 30V。漏-源额定电压大于 30V 的 MOSFET，通常具有更高的阈值电压（ V_T ）。

表 19-1: IRF7467 的 $R_{DS(ON)}$ 和 $V_{GS(TH)}$ 规范

$R_{DS(on)}$	静态漏-源 导通电阻	—	9.4	12	m Ω	$V_{GS} = 10V,$ $I_D = 11A$
		—	10.6	13.5		$V_{GS} = 4.5V,$ $I_D = 9.0A$
		—	17	35		$V_{GS} = 2.8V,$ $I_D = 5.5A$
$V_{GS(th)}$	栅极阈值电压	0.6	—	2.0	V	$V_{DS} = V_{GS},$ $I_D = 250 \mu A$

如表 19-1 所示，此 30V N 沟道 MOSFET 开关的阈值电压是 0.6V。栅极施加 2.8V 的电压时，此 MOSFET 的额定电阻是 35 m Ω ，因此，它非常适用于 3.3V 应用。

表 19-2: IRF7201 的 $R_{DS(ON)}$ 和 $V_{GS(TH)}$ 规范

$R_{DS(on)}$	静态漏-源 导通电阻	—	—	0.030	Ω	$V_{GS} = 10V,$ $I_D = 7.3A$
		—	—	0.050		$V_{GS} = 4.5V,$ $I_D = 3.7A$
$V_{GS(th)}$	栅极阈值电压	1.0	—	—	V	$V_{DS} = V_{GS},$ $I_D = 250 \mu A$

技巧和诀窍

对于 IRF7201 数据手册中的规范，栅极阈值电压最小值规定为 1.0V。这并不意味着器件可以用来在 1.0V 栅 - 源电压时开关电流，因为对于低于 4.5V 的 $V_{GS} (th)$ ，没有说明规范。对于需要低开关电阻的 3.3V 驱动的应用，不建议使用 IRF7201，但它可以用于 5V 驱动应用。

更多在线信息请访问:

www.microchip.com/3volts

- 应用笔记
- 移植文档
- 3 伏快讯
- 常见问题

技巧和诀窍

注:

提供本文档的中文版本仅为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下，不得暗中以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Accuron、dsPIC、KEELOQ、microID、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、PowerSmart、rPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AmpLab、FilterLab、Migratable Memory、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、FlexROM、fuzzyLAB、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Linear Active Thermistor、Mindi、MiWi、MPASM、MPLIB、MPLINK、PICKit、PICDEM、PICDEM.net、PICLAB、PICtail、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rLAB、rPICDEM、Select Mode、Smart Serial、SmartTel、Total Endurance、UNI/O、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2006, Microchip Technology Inc. 版权所有。

全球销售及服务网点

美洲
公司总部
Corporate Office
Tel: 1-480-792-7200
技术支持:
http://
support.microchip.com

亚特兰大
Tel: 1-770-640-0034

波士顿
Tel: 1-774-760-0087

芝加哥
Tel: 1-630-285-0071

达拉斯
Tel: 1-972-818-7423

底特律
Tel: 1-248-538-2250

科科莫
Tel: 1-765-864-8360

洛杉矶
Tel: 1-949-462-9523

圣何塞
Tel: 1-650-215-1444

加拿大多伦多
Tel: 1-905-673-0699

亚太地区
中国 - 北京
Tel: 86-10-8528-2100

中国 - 成都
Tel: 86-28-8676-6200

中国 - 福州
Tel: 86-591-8750-3506

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200

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: 86-755-8203-2660

中国 - 顺德
Tel: 86-757-2839-5507

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7250

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-572-9526

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610

澳大利亚 Australia
Tel: 61-2-9868-6733

印度 India-Bangalore
Tel: 91-80-4182-8400

印度 India-New Delhi
Tel: 91-11-5160-8631

印度 India-Pune
Tel: 91-20-2566-1512

日本 Japan
Tel: 81-45-471- 6166

韩国 Korea-Gumi
Tel: 82-54-473-4301

韩国 Korea-Seoul
Tel: 82-2-554-7200

马来西亚 Malaysia
Tel: 60-4-646-8870

菲律宾 Philippines
Tel: 63-2-634-9065

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870

泰国 Thailand
Tel: 66-2-694-1351

欧洲
奥地利 Austria
Tel: 43-7242-2244-399

丹麦 Denmark
Tel: 45-4450-2828

法国 France
Tel: 33-1-69-53-63-20

德国 Germany
Tel: 49-89-627-144-0

意大利 Italy
Tel: 39-0331-742611

荷兰 Netherlands
Tel: 31-416-690399

西班牙 Spain
Tel: 34-91-708-08-90

英国 England
Tel: 44-118-921-5869

02/16/06

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe、位于俄勒冈州 Gresham 及位于加利福尼亚州 Mountain View 的全球总部、设计中心和晶圆生产厂均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PICmicro® 8 位单片机、KEELOQ® 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产品方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。



MICROCHIP

Microchip Technology Inc.

2355 W. Chandler Blvd. • Chandler, AZ 85224 U.S.A.

电话: 1-480-792-7200 • 传真: 1-480-792-9210

www.microchip.com

© 2006, Microchip Technology Inc., 6/06 DS41285A_CN

