

MICROCHIP

PIC[®] MCU

比较器
技巧和诀窍

目录

技巧和诀窍介绍

技巧 #1: 低电池电量检测	2
技巧 #2: 更快检测变化的代码	5
技巧 #3: 滞后	7
技巧 #4: 脉冲宽度测量	10
技巧 #5: 窗口比较	12
技巧 #6: 数据脉冲限幅器	15
技巧 #7: 单稳电路	17
技巧 #8: 多谐振荡器 (方波输出)	20
技巧 #9: 多谐振荡器 (锯齿波输出)	22
技巧 #10: 容性电压倍增器	25
技巧 #11: PWM 发生器	28
技巧 #12: 用比较器组成运算放大器	31
技巧 #13: PWM 大电流驱动器	34
技巧 #14: Δ - Σ ADC	38
技巧 #15: 电平转换器	40
技巧 #16: 逻辑: 反相器	42
技巧 #17: 逻辑: 与 / 与非门	44
技巧 #18: 逻辑: 或 / 或非门	47
技巧 #19: 逻辑: 异或 / 同或门	50
技巧 #20: 逻辑: 将触发器置 1 / 复位	53

技巧和诀窍

注:

技巧和诀窍介绍

Microchip 不断提供更小、更快、更易于使用和更可靠的创新产品。基于闪存的 PIC[®] 单片机 (MCU) 广泛用于日常产品，从烟雾探测器到工业、汽车和医疗产品无不涉及。

带有片上电压比较器的 PIC12F/16F 系列器件融合了 PIC MCU 架构的所有优点和闪存程序存储器的灵活性，具有电压比较器的混合信号特征。这些特性结合起来就构成了低成本的混合数字 / 模拟模块，具有能够在模拟领域工作的能力和灵活性。

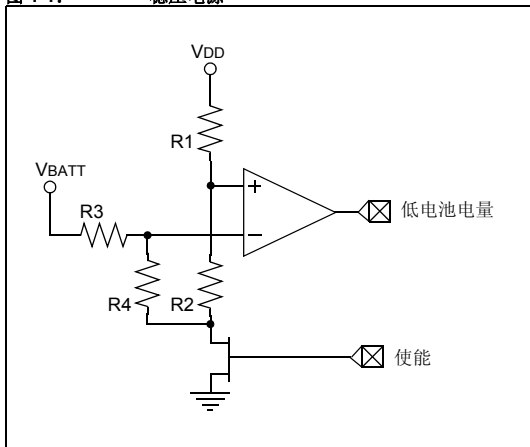
闪存的灵活性以及优秀的开发工具包（包括低成本的在线调试器、In-Circuit Serial Programming[™] (ICSP[™]) 和 MPLAB[®] ICE 2000 仿真器）使得这些器件成为绝大多数嵌入式控制应用的理想选择。

以下技巧和诀窍适用于众多应用，可帮助您充分利用分立电压比较器或带有片上电压比较器的单片机。

技巧 #1 低电池电量检测

用电池供电时，对电路来说能够判断何时电池电量不足以维持电路正常工作是很重要的。通常情况下，这是通过一个基于比较器的电路实现的，该电路与可编程低电压检测（**Programmable Low Voltage Detect, PLVD**）外设类似。如果单片机中无 **PLVD** 外设可用，可使用比较器和一些外部元件构建类似电路（见图 1-1 和图 1-2）。图 1-1 中的电路假定单片机由稳压电源供电。图 1-2 中的电路假定单片机使用的是非稳压电源。

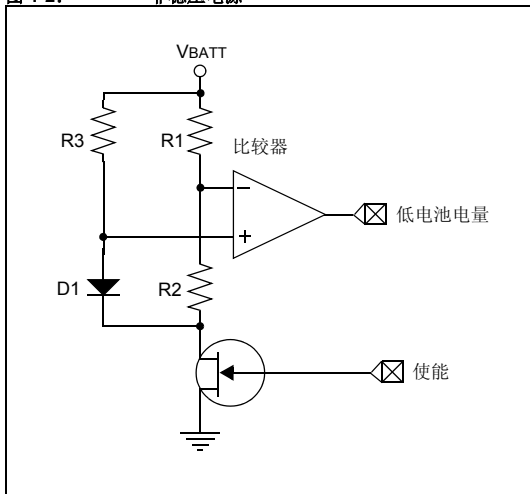
图 1-1: 稳压电源



电池电压 $V_{BATT} = 5.7V$ 时比较器将发生跳变：
 $R1 = 33k$, $R2 = 10k$, $R3 = 39k$, $R4 = 10k$,
 $V_{DD} = 5V$ 。

在图 1-1 中，选择电阻 $R1$ 和 $R2$ 使同相输入电压为 V_{DD} 的 25% 左右。选择 $R3$ 和 $R4$ ，当电池电压等于系统最低工作电压时，使反相输入电压和同相输入电压相等。

图 1-2: 非稳压电源



$V_{BATT} = 3V$ 时比较器将发生跳变: $R1 = 33k$,
 $R2 = 10k$, $R3 = 470\Omega$ 。

在图 1-2 中, 选择电阻 $R3$, 在 V_{BATT} 等于系统最低电池电压时, 偏置二极管 $D1$, 使之高于其正向导通电压。选择电阻 $R1$ 和 $R2$ 使反相输入电压与 $D1$ 的正向导通电压相等。

技巧 #2 更快检测变化的代码

用比较器监视传感器时，知道何时发生变化常常和知道变化的内容同样重要。检测比较器输出中发生变化的传统方法是保存输出值，定期将保存的值与实际输出比较，从而判断是否发生变化。这类程序的示例如下所示。

例 2-1:

```
Test
    MOVF    hold,w    ; 获取旧 Cout 值
    XORWF   CMCON,w   ; 与新 Cout 值进行比较
    ANDLW   COUTMASK
    BTFSC   STATUS,Z
    RETLW   0          ; 如果相等，则返回“无变化”
    MOVF    CMCON,w   ; 如果不等，则获取新 Cout 值
    ANDLW   COUTMASK ; 移除所有其他位
    MOVWF   hold      ; 存储在保持变量中
    IORLW   CHNGBIT   ; 添加变化标志
    RETURN
```

针对每次测试，该程序需要 5 条指令，如果发生变化则需要 9 条指令，还需要 1 个 RAM 存储单元存储旧的输出状态。

对于带有单个比较器的单片机来说，更快的方法是用比较器中断标志位来判断是否发生变化。

例 2-2:

Test

```
BTFSS PIR1,CMIF ; 检测比较器标志位
RETLW 0          ; 如果清零, 则返回 0
BTFSS CMCON,COUT ; 检测 Cout 值
RETLW CHNGBIT    ; 如果清零, 则返回
                  ; CHNGFLAG
RETLW COUTMASK + CHNGBIT; 如果置 1,
                  ; 则返回两者
```

对于每次测试, 该程序需要 2 条指令, 如果发生变化则需要 3 条指令, 且无需 RAM 存储单元。

如果不能用中断标志位, 或两个比较器共用一个中断标志位, 则可使用比较器输出极性位来替代。

例 2-3:

Test

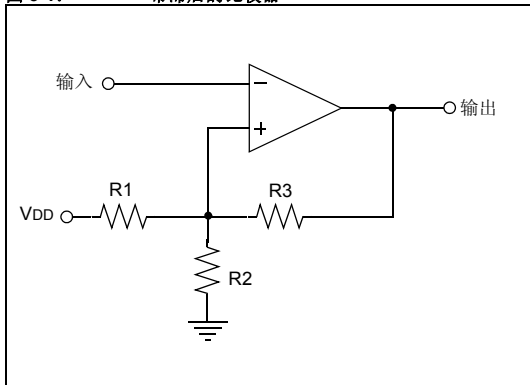
```
BTFSS CMCON,COUT ; 检测 Cout 值
RETLW 0          ; 如果清零, 则返回 0
MOVLW CINVBIT    ; 如果置 1, 翻转 Cout 值
XORWF CMCON,f     ; 强制 Cout 值为 0
BTFSS CMCON,CINV ; 检测 Cout 极性
RETLW CHNGFLAG    ; 如果清零, 则返回
                  ; CHNGFLAG
RETLW COUTMASK + CHNGFLAG; 如果置 1,
                  ; 则返回两者
```

对于每次测试, 该程序需要 2 条指令, 如果发生变化则需要 5 条指令, 且无需 GPR 存储单元。

技巧 #3 滞后

比较器输入端的电压非常接近时，外部噪声和单片机内部的切换噪声会导致比较器输出发生振荡。为防止振荡，将比较器的部分输出电压反馈到比较器的同相输入，从而形成滞后（见图 3-1）。比较器输入低于门限值时，滞后使门限值升高；而比较器输入高于门限值时，滞后使门限值降低。结果就是输入必须超过门限值一定的值，才能导致比较器输出改变。如果输入端的噪声小于该值，比较器输出就不会振荡。

图 3-1：带滞后的比较器



为计算所需的电阻值，首先需要确定可防止振荡的高低门限值（ V_{TH} 和 V_{TL} ）。使用 V_{TH} 和 V_{TL} ，通过下面的公式可计算平均门限电压。

公式 3-1:

$$V_{AVG} = \frac{V_{DD} * V_{TL}}{V_{DD} - V_{TH} + V_{TL}}$$

下一步，选择满足公式 3-2 的电阻值，用公式 3-3 计算等效电阻。

注： 电流将持续流经 R1 和 R2。为限制 R1 和 R2 中的功耗，R1 和 R2 的总阻值至少应为 1k。同时，R1 和 R2 的总阻值应小于 10K，以保持 R3 足够小。如果 R3 阻值过大（如 100k-10M Ω ），则由于比较器的输入偏置电流的关系，会导致同相输入端产生电压失调。

公式 3-2:

$$V_{AVG} = \frac{V_{DD} * R2}{R1 + R2}$$

公式 3-3:

$$R_{EQ} = \frac{R1 * R2}{R1 + R2}$$

然后，用公式 3-4 确定反馈分频比 D_R 。

公式 3-4:

$$D_R = \frac{(V_{TH} - V_{TL})}{V_{DD}}$$

最后，用公式 3-5 计算反馈电阻 $R3$ 。

公式 3-5:

$$R3 = R_{EQ} \left[\left(\frac{1}{D_R} \right) - 1 \right]$$

示例:

- $V_{DD} = 5.0V$, $V_H = 3.0V$, $V_L = 2.5V$
- $V_{AVG} = 2.77V$
- $R = 8.2k$, $R2 = 10k$, 从而使 $V_{AVG} = 2.75V$
- $R_{EQ} = 4.5k$
- $D_R = .1$
- $R3 = 39k$ (计算值为 $40.5k$)
- $V_{HACT} = 2.98V$
- $V_{LACT} = 2.46V$

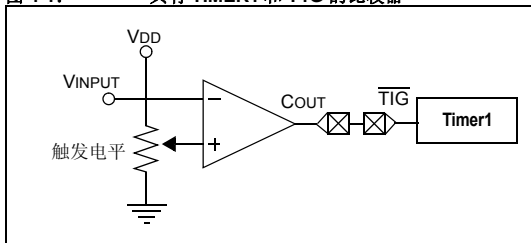
技巧 #4 脉冲宽度测量

为了测量输入模拟信号的高低脉冲宽度，可将比较器与 Timer1 和 Timer1 门控输入选项结合使用（见图 4-1）。Timer1 门控用作 Timer1 的计数使能。如果输入为低电平，Timer1 将计数。如果 T1G 输入为高电平，Timer1 不计数。将 T1G 与比较器结合使用可让设计人员测量从高至低和从低至高输出变化之间的时间。

要测量从低至高和从高至低跳变间的时间，需要做的仅仅是将比较器 CMCON 寄存器中的 CINV 位置 1，使比较器输出翻转。

由于比较器输出可随 Timer1 时钟异步变化，因而只能使用输出与 Timer1 时钟同步的比较器，并将其 C2SYNC 位置 1。

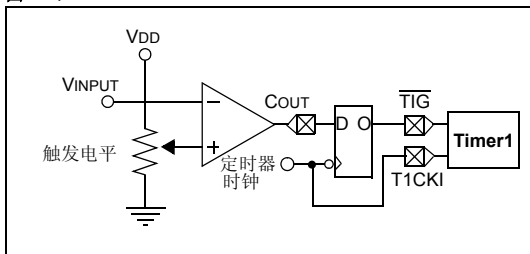
图 4-1：具有 TIMER1 和 $\overline{T1G}$ 的比较器



如果片上比较器不能将输出与 Timer1 时钟同步，则输出可通过外部的分立 D 型触发器来同步（见图 4-2）。

注： 为了防止发生竞争，触发器必须是下降沿触发的。

图 4-2:

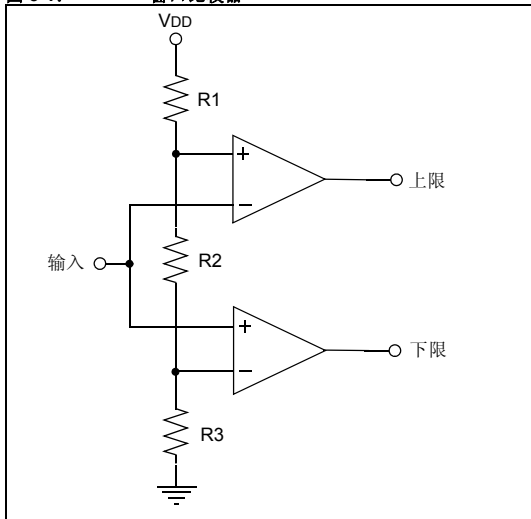


技巧 #5 窗口比较

监视外部传感器时，能够判断信号何时超出预设定的安全工作范围值或工作窗口，往往能带来很多方便。这种窗口划分使电路能够在信号超出安全工作范围的上下限时发出警告，而忽略安全工作范围内的小波动。

实现窗口比较器需要 2 个电压比较器和 3 个电阻（见图 5-1）。

图 5-1： 窗口比较器



电阻 R1、R2 和 R3 组成分压器，产生上下门限电压。输出“上限”和“下限”都是高电平有效的，输入电压超过高门限电压时“上限”输出为 1，输入电压低于低门限电压时“下限”输出为 1。

为了计算 R1、R2 和 R3 的值，要找到满足公式 5-1 和公式 5-2 的值。

注： 电流将持续流经 R1、R2 和 R3。为限制电阻中的功耗，R1、R2 和 R3 的总阻值至少应为 1k。同时，应保持 R1、R2 和 R3 的总电阻小于 1 MΩ，以避免由于比较器的输入偏置电流产生失调电压。

公式 5-1：

$$V_{TH-HI} = \frac{V_{DD} * (R_3 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

公式 5-2:

$$V_{TH-LO} = \frac{V_{DD} * R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

示例:

- $V_{DD} = 5.0V$, $V_{TH} = 2.5V$, $V_{TL} = 2.0V$
- $R_1 = 12k$, $R_2 = 2.7k$, $R_3 = 10k$
- V_{TH} (实际) = 2.57V, V_{TL} (实际) = 2.02V

添加滞后:

要向“上限”比较器添加滞后, 请遵循技巧 #3 中所述的步骤。将 R_2 和 R_3 串联起来, 用作技巧 #3 中的电阻 R_2 。

要向“下限”比较器添加滞后, 请选择适当的 R_{eq} 值 (1k-10 k Ω), 将它置于电路输入和“下限”比较器的同相输入之间。然后用公式 3-4 和公式 3-5 计算所需的反馈电阻。

技巧 #6 数据脉冲限幅器

无论有线还是无线数据传输，都可能由于温度变化、接地电流或系统中的其他因素，而使数据信号发生直流偏移。发生这种情况时，用简单的比较恢复数据是不可能的，因为直流偏移可能超过信号的峰峰幅值。在这种情况下用于恢复信号的电路通常是数据脉冲限幅器。

图 6-1 中所示的数据脉冲限幅器是通过比较输入信号与根据输入信号直流平均值得出的变动参考值来工作的。直流平均值可使用简单的 RC 低通滤波器（R1 和 C1）得到。RC 滤波器的转角频率应高于能充分滤除直流级别偏移的频率，而低于能让传输的数据通过的频率。

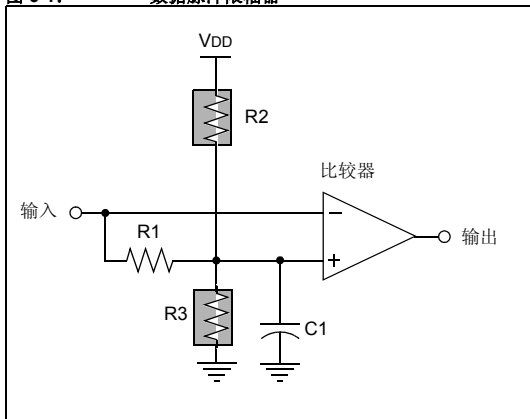
可选择使用电阻 R2 或 R3。它们提供相对于参考的微小偏置（高或低），使得未收到数据时输出状态偏高或偏低。R2 使输出偏低，R3 使输出偏高。两个电阻不能同时使用，并且其阻值至少应为 R1 的 50 到 100 倍。

示例：

数据速率 10Kb/ 秒。低通滤波器频率 500 Hz：

R1 = 10k, C1 = 33 μ F。R2 或 R3 应为 500k 到 1 MB。

图 6-1: 数据脉冲限幅器



技巧 #7 单稳电路

处理短时信号或毛刺时，用单稳多谐振荡器或单稳电路延长输出信号长度，往往会带来很多方便。无论输入脉冲发生于何时，单稳电路激发时都将把脉冲输出保持一段预设的时间。这样就把短暂的触发输入变为单片机能捕捉到的长时间输出。

电路设计中，围绕比较器有两条反馈路径。第一条反馈路径是正的滞后反馈，它根据比较器输出的状态设置两级门限值 V_{HI} 和 V_{LO} 。第二条反馈路径是 RC 时限电路。

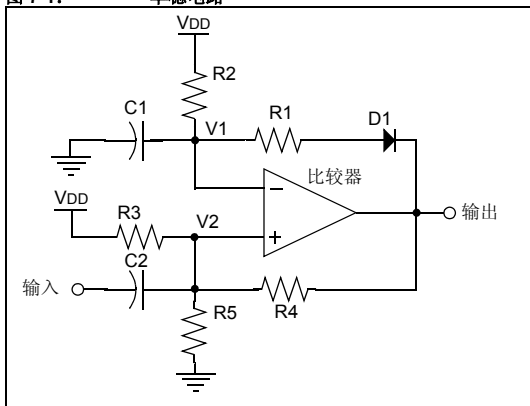
单稳电路（如图 7-1 中所示）由其输入的由低至高跳变触发，并产生高电平输出脉冲。用示例中的元件值，电路的工作原理如下。

在触发之前，由于电阻 R_2 和 D_1 ， C_1 会充电至略高于 $0.7V$ （ $R_1 \ll R_2$ 对电压影响极小）。比较器输出将为低电平，由于经过 R_3 、 R_4 和 R_5 的滞后反馈，同相输入将保持为略低于 $0.7V$ （滞后下限设计为低于 $0.7V$ ）。同相输入保持为低电平， C_2 将充电至电路输入与同相输入端上电压之间的差值。

电路输入得到脉冲变为高电平时，由于 C2 充电，同相输入端的电压上拉至高于 0.7V。这就导致比较器输出变为高电平，同相输入端的滞后电压达到高门限电压，C1 开始通过 R2 充电。

C1 上的电压超过高门限电压时，比较器输出变为低电平，C1 放电至刚好高于 0.7V 的限制，同相输入下拉至低于 0.7V，电路复位，等待下个触发输入。

图 7-1: 单稳电路



为了设计单稳电路，首先用技巧 #3 中的方法产生滞后反馈。请记住，将低门限值设置为低于 0.7V。接下来用公式 7-1 选择 R2 和 C1 的值。

公式 7-1:

$$T_{PULSE} = \frac{R2 * C1 * \ln(V_{TH}/V_{TL})}{4}$$

D1 可以是任何低电压开关二极管。R1 应为 R2 的 1% 到 2%，C2 应在 100 和 220 pF 之间。

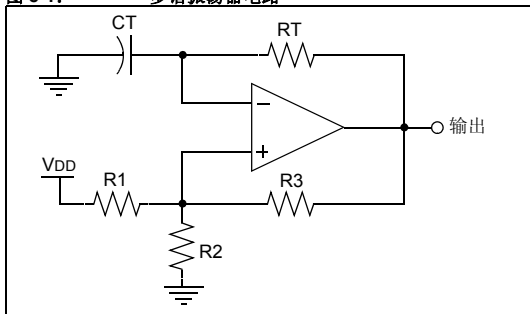
示例:

- $V_{DD} = 5V$, $V_{TH} = 3.0V$, $V_{TL} = 2.5V$
- 从技巧 #3 可知, $R4 = 1k$, $R5 = 1.5k$, $R3 = 12k$
- $T_{PULSE} = 1ms$, $C1 = .1 \mu F$, $R2 = 15k$
- D1 为 1N4148, $R1 = 220\Omega$, $C2 = 150 pF$

技巧 #8 多谐振荡器（方波输出）

多谐振荡器是围绕电压比较器或运算放大器设计的振荡器（见图 8-1）。电阻 **R1** 到 **R3** 构成从输出到同相输入的滞后反馈。电阻 **RT** 和电容 **CT** 构成输出和反相输入之间的延时网络。周期开始时，**CT** 放电，保持同相输入接地，强制输出为高电平。高电平输出使得同相输入达到高门限电压（见技巧 #3），并通过 **RT** 对 **CT** 充电。**CT** 上的电压达到高门限电压时，输出强制变为低电平。低电平输出使同相输入达到低门限电压，并通过 **RT** 使 **CT** 放电。**CT** 上的电压下降到低门限电压时，输出强制变为高电平，周期重新开始。

图 8-1: 多谐振荡器电路



为设计多谐振荡器，首先用技巧 #3 中的步骤设计滞后反馈。小心地选择门限电压 (V_{TH} 和 V_{TL})，它们平均分布在比较器的共模范围内，其中心值是 $V_{DD}/2$ 。然后用 V_{TH} 和 V_{TL} 计算能够产生所需振荡频率 F_{OSC} 的 R_T 和 C_T 值。公式 8-1 定义了 R_T 、 C_T 、 V_{TH} 、 V_{TL} 和 F_{OSC} 之间的关系。

公式 8-1:

$$F_{OSC} = \frac{1}{2 * R_T * C_T * \ln(V_{TH}/V_{TL})}$$

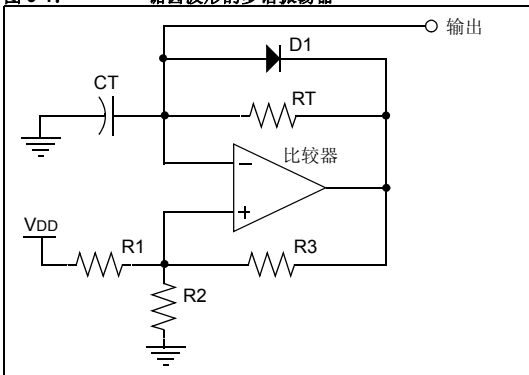
示例:

- $V_{DD} = 5V$, $V_{TH} = 3.333$, $V_{TL} = 1.666V$
- $R_1 = R_2 = R_3 = 10k$
- $R_T = 15\text{ k}\Omega$, $C_T = .1\text{ }\mu F$ (对于 $F_{OSC} = 480\text{ Hz}$)

技巧 #9 多谐振荡器（锯齿波输出）

多谐振荡器（锯齿波输出）是围绕电压比较器或运算放大器设计的振荡器（见图 9-1），以产生不对称输出波形。电阻 **R1** 到 **R3** 构成从输出到同相输入的滞后反馈。电阻 **RT**、二极管 **D1** 和电容 **CT** 构成输出和反相输入之间的延时网络。周期开始时，**CT** 放电，保持同相输入接地，强制输出为高电平。高电平输出强制同相输入达到高门限电压（见技巧 #3），并通过 **RT** 对 **CT** 充电。**CT** 上的电压达到高门限电压时，强制输出变为低电平。低电平输出使同相输入下降到低门限电压，并通过 **D1** 使 **CT** 放电。由于二极管动态电阻明显低于 **RT**，**CT** 的放电与充电时间比起来很短，**CT** 上产生的波形是伪锯齿函数，具有锯齿状充电过程和短而陡峭的放电过程。

图 9-1: 锯齿波形的多谐振荡器



为设计该多谐振荡器，首先用技巧 #3 中的步骤设计滞后反馈。请记住，锯齿波形的峰峰幅值由滞后限值决定。同样，要小心选择门限电压（ V_{TH} 和 V_{TL} ），它们平均分布在比较器的共模范围内。然后用 V_{TH} 和 V_{TL} 计算能够产生所需振荡频率 F_{OSC} 的 R_T 和 C_T 值。公式 9-1 定义了 R_T 、 C_T 、 V_{TH} 、 V_{TL} 和 F_{OSC} 之间的关系。

公式 9-1:

$$F_{OSC} = \frac{1}{R_T * C_T * \ln(V_{TH}/V_{TL})}$$

这是假定 D1 的动态电阻比 R_T 小得多的情况。

示例:

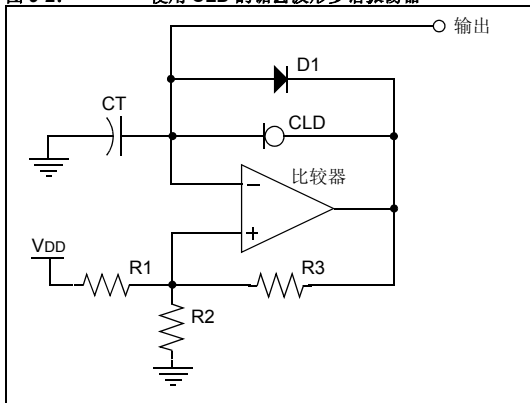
- $V_{DD} = 5V$, $V_{TL} = 1.666V$, $V_{TH} = 3.333V$
- $R_1 = R_2 = R_3 = 10k$
- $R_T = 15k$, $C_T = .1 \mu F$ (对于 $F_{osc} = 906 \text{ Hz}$)

注: 将 R_T 换成限流二极管可显著改善锯齿波形的线性度。例如在上例中, 使用一个 CCL1000 (1 mA 中央半导体 CLD) 可产生线性度很好的 6 kHz 输出 (见公式 9-2)。

公式 9-2:

$$F_{osc} = \frac{I_{CLD}}{C (V_{TH} - V_{TL})}$$

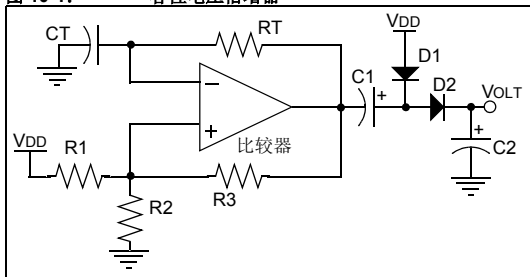
图 9-2: 使用 CLD 的锯齿波形多谐振荡器



技巧 #10 容性电压倍增器

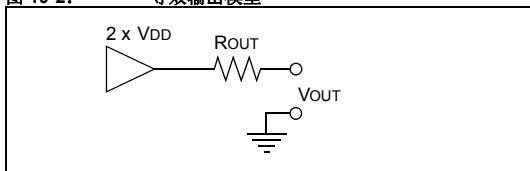
本技巧采用技巧 #8 中所述的多谐振荡器，围绕它构成容性电压倍增器（见图 10-1）。该电路的工作原理如下：通过二极管 D1 对电容 C1 充电，随后通过二极管 D2 用 C2 充电平衡 C1 中的能量，交替进行。周期开始时，多谐振荡器输出为低电平，充电电流从 VDD 流经 D1 进入 C1。多谐振荡器的输出转为高电平时，D1 反向偏置，充电电流中断。C1 上的电压加到多谐振荡器的输出电压上，在 C1 的正接线端形成 $2 \times V_{DD}$ 的电压。该电压正向偏置 D2，C1 中的电荷与 C2 共用。多谐振荡器输出再次转为低电平时，周期重新开始。

图 10-1: 容性电压倍增器



注： 容性倍增器的输出电压未经过稳压，会随着负载电流的加大而下降。通常，输出连接一个串行电阻来构成电压源（见图 10-2）。

图 10-2: 等效输出模型



要设计电压倍增器，首先根据所需输出电流确定容许的最大输出电阻以及最低输出电压。请记住，输出电流限制在比较器输出能力的一半以内。然后用公式 10-1 选择传输电容和开关频率。

公式 10-1:

$$R_{OUT} = \frac{1}{F_{SWITCH} * C1}$$

注： 由于二极管的动态电阻， R_{OUT} 将略高些。比较器电容和输出电阻的等效串联电阻或 ESR。更完整的说明请参见 TC7660 的数据手册。

确定开关频率后，就可以设计技巧 #8 中所述的方波多谐振荡器了。

最后，根据它们的电流额定值选择二极管 D1 和 D2，令 C2 等于 C1。

示例：

根据技巧 #8，针对 F_{OSC} 等于 4.8 kHz 修改这些值。

- $C1 = C2 = 10 \mu F$
- $R_{OUT} = 21 \Omega$

技巧 #11 PWM 发生器

本技巧说明了如何用多谐振荡器（锯齿波）产生电压控制的 PWM 信号。锯齿波多谐振荡器工作原理如技巧 #9 中所述，产生正向锯齿波。另一个比较器比较锯齿波的瞬时电压和输入电压，从而产生 PWM 输出（见图 11-2）。

锯齿波开始时低于输入电压，另一个比较器的输出上拉至高电平，启动 PWM 脉冲。输出保持为高电平直到锯齿波电压超过输入电压，另一个比较器的输出随即变为低电平，结束 PWM 脉冲。另一个比较器的输出在锯齿波波形剩余阶段都保持低电平。锯齿波形返回零点时，下个周期开始，另一个比较器输出再次变为高电平，周而复始。

图 11-1: PWM 波形

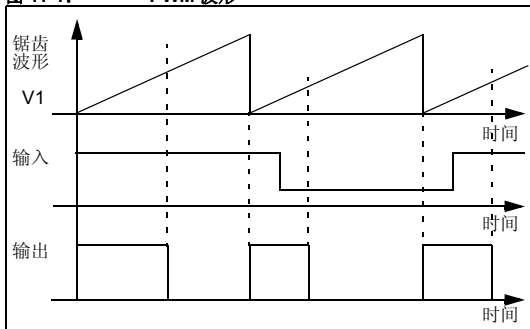
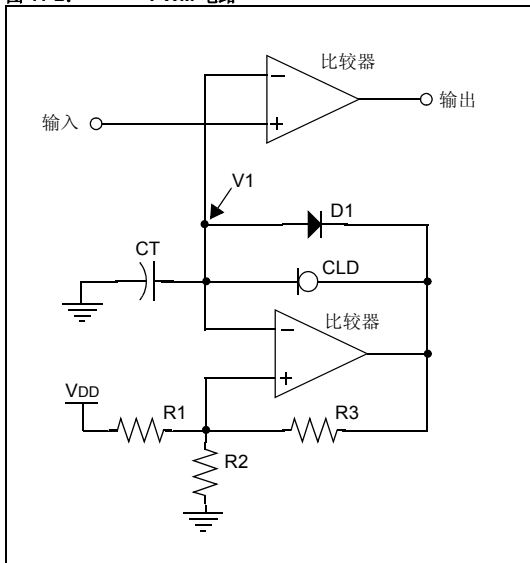


图 11-2: PWM 电路



设计 PWM 发生器可从使用技巧 #9 中的步骤设计锯齿波多谐振荡器开始。为多谐振荡器滞后反馈选择高低门限电压，这两个电压分别略高于和略低于所需的 PWM 控制电压。

注： 对低于多谐振荡器低门限电压的输入，PWM 控制电压会产生 0% 的占空比。高于高门限电压的控制电压会产生 100% 的占空比输出。

使用技巧 #9 中的示例值，将在输入电压是 1.7V 时产生最小脉冲宽度，而在输入电压是 3.2V 时产生最大脉冲宽度。

技巧 #12 用比较器组成运算放大器

当与传感器连接时，通常需要某个增益，使传感器的整个范围与 ADC 的整个范围相匹配。通常此功能用运算放大器来实现，但是对于成本敏感的应用，增加一个有效元件可能超出预算。本技巧说明了如何将一个片上比较器用作运算放大器，如慢速传感器信号的增益级。下面是反相和同相放大器的电路拓扑原型（见图 12-1 和图 12-2）。

图 12-1: 同相放大器

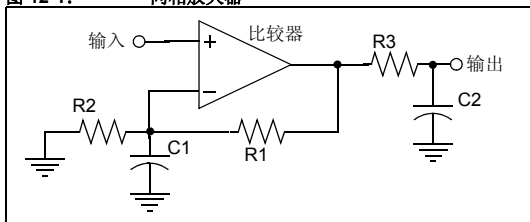
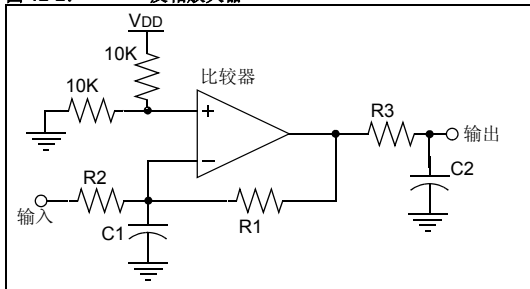


图 12-2: 反相放大器



要设计一个同相放大器，用运算放大器同相放大器的增益公式来选择电阻 **R1** 和 **R2**（见公式 12-1）。

公式 12-1:

$$\text{增益} = \frac{R1 + R2}{R2}$$

一旦确定了增益的值，就可以确定 **R3** 和 **C2** 的值。**R3** 和 **C2** 组成放大器输出的低通滤波器。低通滤波器的截止频率应该是需放大信号的最高频率的 2 到 3 倍，以防止信号衰减，并且 **R3** 应保持较小以使放大器的输出阻抗最小。公式 12-2 显示了 **R3**、**C2** 和低通滤波器的截止频率之间的关系。

公式 12-2:

$$F_{\text{CORNER}} = \frac{1}{2 * \pi * R3 * C2}$$

用公式 12-3 来确定 C1 的值。截止频率应由公式 12-3 确定。

公式 12-3:

$$F_{\text{CORNER}} = \frac{1}{2 * \pi * (R1 \parallel R2) * C2}$$

要设计一个反相放大器，用运放反相放大器的增益公式来选择电阻 R1 和 R2（见公式 12-4）。

公式 12-4:

$$\text{增益} = \frac{R_1}{R_2}$$

选择由 R4 和 R5 组成的电阻分压器的值。最后像在同相放大器设计中那样选择 C1 和 C2。

示例:

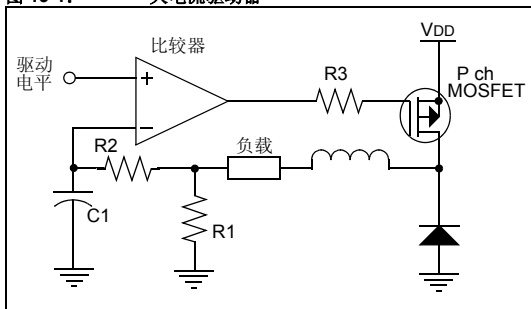
- 针对 C₂ 设置截止频率
- Gain（增益）= 6.156, R₁ = R₃ = 19.8k
- R₂ = 3.84k, C₁ = .047 μF, F_{CORNER} = 171 Hz
- C₂ = .22 μF

技巧 #13 PWM 大电流驱动器

本技巧将具有 MOSFET 晶体管的比较器与电感相结合，构成开关模式大电流驱动电路。（见图 13-1）。

电路开始工作时，MOSFET 关闭，无电流流经电感和负载。R1 上的检测电压为 0 且驱动电平输入上存在直流电压时，比较器输出变为低电平。低电平输出将使 MOSFET 导通，电流通过 MOSFET、电感、负载和 R1 累加。

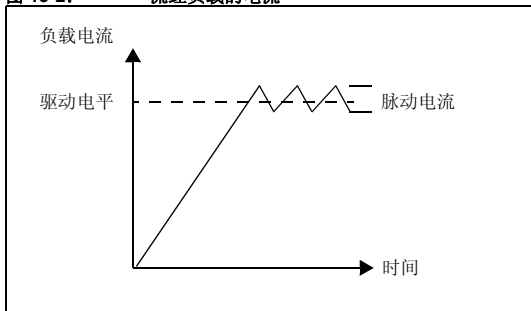
图 13-1：大电流驱动器



电流强度爬升到足以在 **R1** 上产生与驱动电平相等的电压时，比较器输出转为高电平，关断 **MOSFET**。**MOSFET** 和电感连接处的电压随即下降至 **D1** 正向偏置电压。电流继续从其峰值下降到 0。检测电阻 **R1** 上的电压下降到低于驱动电平时，比较器输出转为低电平，**MOSFET** 导通，周期重新开始。

R2 和 **C1** 构成一个延时网络，它限制驱动器的开关速度，使之在工作时略高于和低于驱动电平。这种限制对保持较低开关速度是必要的，这样 **MOSFET** 才能高效开关。如果 **R2** 和 **C1** 不存在，系统将以比较器传播延时和 **MOSFET** 开关速度决定的速度运行。在这种情况下，**MOSFET** 的开关时间将占据开关时间的主要比例，**MOSFET** 的开关效率就太低了。

图 13-2: 流经负载的电流



要设计 PWM 强电流驱动器，首先确定适合于系统的开关速度（F_{swx}）。接下来，选择能够负荷负载电流的 MOSFET 和 D1。随后用公式 13-1 选择 R2 和 C1 的值。

公式 13-1:

$$F_{swx} = \frac{2}{R2 * C1}$$

接下来确定负载能承受的最大纹波电流，用公式 13-2 计算 L1 所需的电感值。

公式 13-2:

$$L = \frac{V_{DD} - V_{LOAD}}{I_{RIPPLE} * F_{SWX} * 2}$$

最后选择 R1 的值，使之在最大纹波电流 I_{RIPPLE} 下产生 100 mV 的反馈纹波电压。

示例:

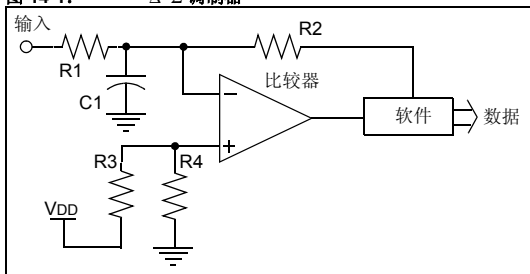
- F_{SWX} = 10 kHz, R2 = 22k, C1 = .01 μF
- I_{RIPPLE} = 100 mA, V_{DD} = 12V, V_L = 3.5V
- L = 4.25 mH

技巧 #14 Δ - Σ ADC

本技巧将说明如何构建基于硬件 / 软件的 Δ - Σ ADC。 Δ - Σ ADC 是基于 Δ - Σ 调制器的，后者由积分器、比较器、时钟采样器和 1 位 DAC 输出组成。在此例中，积分器由 R1 和 C1 组成。比较器是片上电压比较器。时钟采样器用软件实现，1 位 DAC 输出是一个 I/O 引脚。DAC 输出通过 R2 反馈到积分器。

电阻 R3 和 R4 构成电路的 $V_{DD}/2$ 参考电压（见图 14-1）。

图 14-1: Δ - Σ 调制器



在工作中，软件的反馈输出是比较器输出的时间采样副本。在正常工作中，调制器输出产生的 PWM 信号与输入电压成反比。随着输入电压的升高，PWM 信号的占空比将下降进行补偿。而当输入下降时，占空比上升。

要执行模数转换，必须将占空比对时间进行数字积分，将占空比积分为二进制值。软件将启动两个计数器。第一个对转换中的样本总数进行计数，第二个对低电平样本数进行计数。两个计数之比等于输入电压与 V_{DD} 之比。

注： 这是假定 $R1$ 和 $R2$ 相等， $R3$ 和 $R4$ 相等。如果 $R1$ 和 $R2$ 不等，则输入电压也需乘以 $R2$ 与 $R1$ 之比，而 $R3$ 仍需与 $R4$ 相等。

Δ - Σ ADC 工作原理的更详尽说明及示例固件，请参见应用笔记 AN700 “*Make A Delta-Sigma Converter Using a Microcontroller's Analog Comparator Module*”。

示例：

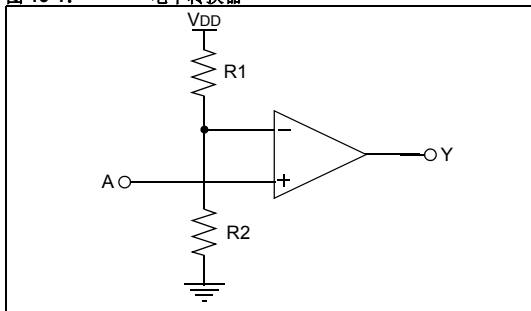
- $R3 = R4 = 10 \text{ kHz}$
- $R1 = R2 = 5.1k$
- $C1 = 1000 \text{ pF}$

技巧 #15 电平转换器

本技巧说明了如何将比较器用作数字逻辑电平转换器。反相输入偏置到输入电压范围的中间值 ($V_{IN}/2$)。随后将同相输入用于电路输入。输入低于 $V_{IN}/2$ 门限时, 输出为低电平。输入高于 $V_{IN}/2$ 门限时, 输出为高电平。 $R1$ 和 $R2$ 的值并不重要, 但它们的比值应在输入信号电压范围的中点产生门限电压 $V_{IN}/2$ 。某些单片机可选择将反相输入连接到内部参考电压。要用参考电压代替 $R1$ 和 $R2$, 只需选择内部参考电压并将它配置为输入电压范围的一半。

注: 使用典型的单片机片上比较器外设, 该电路的典型传播延时是 250-350 ns。

图 15-1: 电平转换器



示例:

- $V_{IN} = 0 - 2V$, $V_{IN}/2 = 1V$, $V_{DD} = 5V$
- $R2 = 10k$, $R3 = 3.9k$

技巧 #16 逻辑：反相器

设计嵌入式控制应用时，常常需要外部门控。用比较器可以实现几种简单门控。本技巧说明了如何将比较器用作反相器。

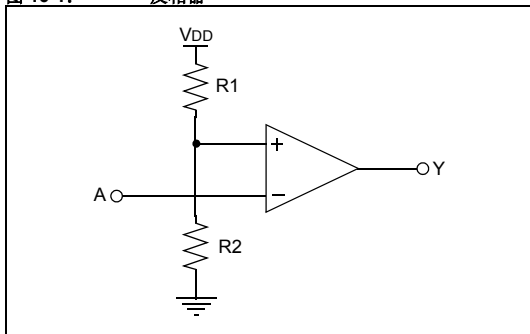
同相输入偏置到输入电压范围的中点，通常是 $V_{DD}/2$ 。随后将反相输入用于电路输入。输入低于 $V_{DD}/2$ 时，输出为高电平。输入高于 $V_{DD}/2$ 时，输出为低电平。

R1 和 R2 的值并不重要，但它们必须相等，以设置门限值 $V_{DD}/2$ 。

某些单片机可选择将反相输入连接到内部参考电压。要用参考电压代替 R1 和 R2，将输入移至同相输入，并将比较器控制寄存器中的输出极性位置 1，从而使比较器输出反相。

注： 使用典型的单片机片上比较器外设，该电路的典型传播延时是 250-350 ns。

图 16-1: 反相器



技巧 #17 逻辑：与 / 与非门

本技巧说明了如何用比较器实现与（AND）门及与其相反的与非（NAND）门（见图 17-2）。电阻 R1 和 R2 以 $2/3$ 供电电压驱动同相输入。电阻 R3 和 R4 取 A 和 B 的电压平均值输入反相输入端。如果 A 或 B 为低电平，平均电压将是 V_{DD} 的一半，比较器输出保持为低电平。只有当输入 A 和 B 都是高电平时，输出才变为高电平，从而使反相输入高于 $2/3 V_{DD}$ 。

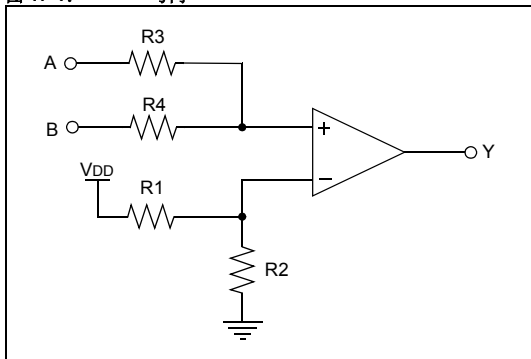
除了由于反相和同相输入位置交换导致输出反相之外，与非门的工作原理和与门相同。

注： 使用典型的单片机片上比较器外设，该电路的典型传播延时是 250-350 ns。延时是用 10k 电阻值测量的。

虽然电路很简单，但要使它正确工作仍需满足一些条件：

1. 输入 A 和 B 必须从接地驱动至 V_{DD} ，这样电路才能正确工作。
2. R_1 和 R_2 的组合会持续消耗电流，因此要使它们保持较大值以减少电流消耗。
3. 反相输入端的所有电阻都会对比较器的输入电容产生影响。因此门的速度受到 A 和 B 的源阻抗及电阻 R_3 和 R_4 大小的影响。
4. 电阻 R_2 必须等于 $2 \times R_1$ 。
5. 电阻 R_3 必须等于 R_4 。

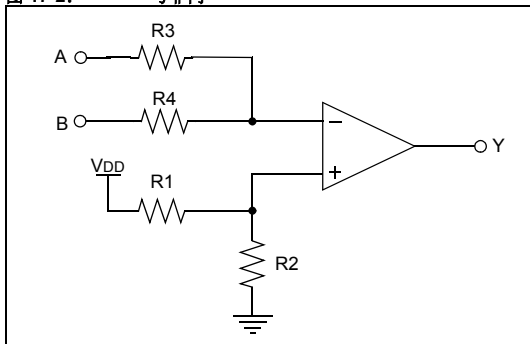
图 17-1: 与门



示例：

- $V_{DD} = 5V$, $R_3 = R_4 = 10k$
- $R_1 = 5.1k$, $R_2 = 10k$

图 17-2: 与非门



技巧 #18 逻辑：或 / 与或门

本技巧说明了如何用比较器实现或（OR）门及与其相反的与或（NOR）门。

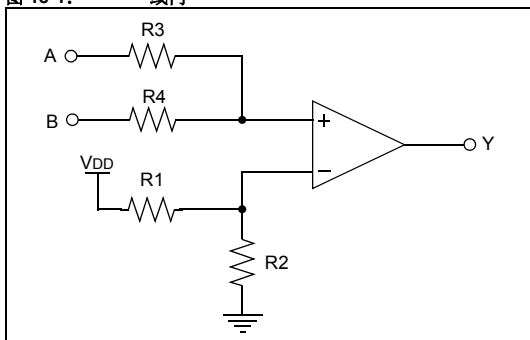
电阻 R1 和 R2 以 $1/3 V_{DD}$ 驱动比较器的同相输入。电阻 R3 和 R4 取 A 和 B 的电压平均值输入反相输入端。如果 A 或 B 为高电平，平均电压将是 $1/2 V_{DD}$ ，比较器输出为高电平。只有当 A 和 B 都为低电平时，同相输入端的平均电压才会降至供电电压的 $1/3$ 以下，使比较器输出变为低电平。除了由于反相和同相输入位置交换导致输出反相之外，或非门的工作原理和或门相同。

注： 使用典型的单片机片上比较器外设，该电路的典型传播延时是 250-350 ns。延时是用 10k 电阻值测量的。

虽然电路很简单，但要使它正确工作仍需满足一些条件：

1. 输入 A 和 B 必须从接地驱动至 V_{DD} ，这样电路才能正确工作。
2. R_1 和 R_2 的组合会持续消耗电流，因此要使它们保持较大值以减少电流消耗。
3. 反相输入端的所有电阻都会对比较器的输入电容产生影响，因此门的速度受到 A 和 B 的源阻抗及电阻 R_3 和 R_4 大小的影响。
4. 电阻 R_1 必须等于 $2 \times R_2$ 。
5. 电阻 R_3 必须等于 R_4 。

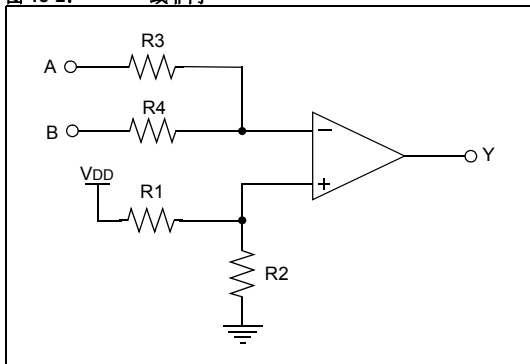
图 18-1: 或门



示例：

- $V_{DD} = 5V$, $R_3 = R_4 = 10k$
- $R_1 = 10k$, $R_2 = 5.1k$

图 18-2: 或非门



技巧 #19 逻辑：异或 / 同或门

本技巧说明了如何用比较器实现异或（XOR）门及与其相反的同或（XNOR）门。

其工作原理最好分三种情况来说明：

1. A 和 B 输入都是低电平
两个输入都是低电平时，反相输入保持为 0.7V，同相输入保持接地。该组合产生低电平输出。
2. A 和 B 输入都是高电平
两个输入都是高电平时，反相输入上拉至 VDD，同相输入等于 $2/3 V_{DD}$ （VDD 输入和 GND 的平均值）。该组合也产生低电平输出。
3. 输入 A 或 B 为高电平
一个输入为高电平，另一个为低电平时，反相输入保持在 .7V，同相输入等于 $1/3 V_{DD}$ （VDD 输入和 GND 的平均值）。该组合产生高电平输出。

注： 使用典型的单片机片上比较器外设，该电路的典型传播延时是 250-350 ns。延时是用 10k 电阻值测量的。

虽然电路很简单，但要使它正确工作仍需满足一些条件：

1. 输入 A 和 B 必须从接地驱动至 V_{DD} ，这样电路才能正确工作。
2. 两个输入端的所有电阻都会对比较器的输入电容产生影响，因此门的速度受到 A 和 B 的源阻抗及电阻 R1、R2、R3 和 R4 大小的影响。
3. 电阻 R1、R2 和 R3 必须相等。
4. 电阻 R4 必须足够小，使得 D1 和 D2 上产生 1.0V 甚至更低的压降。

图 19-1: 异或门

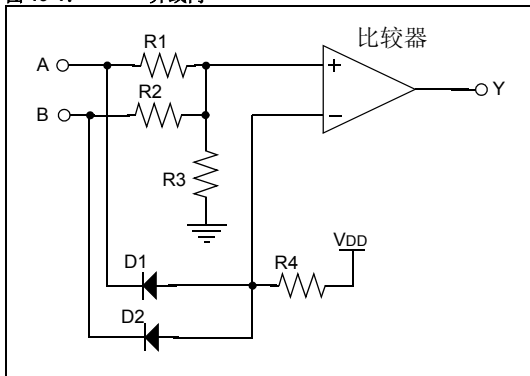
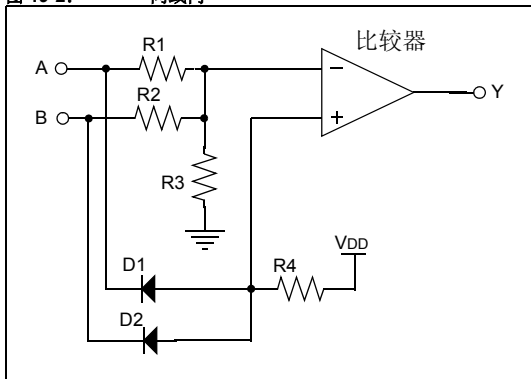


图 19-2: 同或门



示例:

- D1 = D2 = 1N4148
- R4 = 10k, R1 = R2 = R3 = 5.1k

技巧 #20 逻辑：将触发器置 1/ 复位

本技巧说明了用比较器实现触发器的置 1/ 复位。

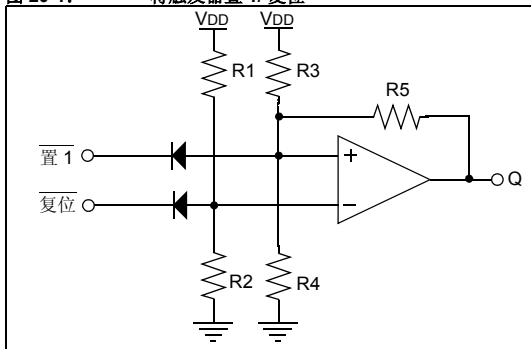
反相和同相输入由电阻 R1 到 R4 偏置到 $V_{DD}/2$ 。同相输入还会通过 R5 从输出接收正反馈。相同的偏置电压和正反馈将比较器配置为双稳态锁存器。如果输出 Q 为高电平，同相输入也会上拉至高电平，加强高电平输出。如果 Q 为低电平，同相输入也会下拉至低电平，加强低电平输出。要改变状态，相应输入必须拉至低电平，以超过正反馈。二极管会阻止两个输入端的正状态将两个输入的偏置上拉至 $V_{DD}/2$ 之上。

注： 使用典型的单片机片上比较器外设，该电路的典型传播延时是 250-350 ns。延时是用 10k 电阻值测量的。

虽然电路很简单，但要使它正确工作仍需满足一些条件：

1. 输入置 1 和复位都必须驱动为接近地电平，电路才能正确工作。
2. R1/R2 和 R3/R4 的组合会持续消耗电流，因此要使它们保持较大值以减少电流消耗。
3. R1 至 R4 必须相等以产生 $V_{DD}/2$ 的跳变电平。
4. R5 必须大于或等于 R3。
5. R1 至 R4 会对比较器的输入电容产生影响，因此较大的值可限制最小输入脉冲宽度。

图 20-1： 将触发器置 1/ 复位



示例：

- 二极管 = 1N4148
- $R1 = R2 = R3 = R4 = 10k$
- $R5 = 10k$

注:

注:

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，不得暗中或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、KeeLoq 徽标、microID、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、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、Linear Active Thermistor、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、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、FlexROM、fuzzyLAB、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、PICkit、PICDEM、PICDEM.net、PICLAB、PICtail、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rLAB、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。

© 2007, Microchip Technology Inc. 版权所有。

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277
技术支持:
http://support.microchip.com
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta

Duluth, GA
Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

波士顿 Boston

Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago

Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas

Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit

Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

印第安纳 Kokomo

Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles

Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara

Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto

Mississauga, Ontario, Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office

Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京

Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都

Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 福州

Tel: 86-591-8750-3506
Fax: 86-591-8750-3521

中国 - 香港特别行政区

Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京

Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛

Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海

Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳

Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳

Tel: 86-755-8203-2680
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 顺德

Tel: 86-757-2839-5507
Fax: 86-757-2839-5571

中国 - 武汉

Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 西安

Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

台湾地区 - 高雄

Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 - 台北

Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹

Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney

Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore

Tel: 91-80-4182-8400
Fax: 91-80-4182-8422

印度 India - New Delhi

Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune

Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama

Tel: 81-45-471-6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Daegu

Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul

Tel: 82-2-5547-1200
Fax: 82-2-558-5932 或 82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur

Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang

Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila

Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore

Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok

Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels

Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark - Copenhagen

Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris

Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich

Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-4

意大利 Italy - Milan

Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen

Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid

Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham

Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV

== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器 and 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能力的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。

DS41215C CN



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

© 2007, Microchip Technology Inc., 4/07 DS41215C_CN

DS41215C_CN