

TMP03/04 型数字温度传感器的工作原理*

■ 河北科技大学 沙占友 王晓君 孟志永

摘要 介绍美国模拟器件公司生产的 TMP03 和 TMP04 型串行比率输出式数字温度传感器的性能特点、工作原理、校准方法及使用要点。TMP03/04 采用 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器，能滤除量化噪声并且达到高分辨力指标。

关键词 数字温度传感器 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器 TMP03/04

TMP03 和 TMP04 是美国模拟器件公司 (AD) 生产的串行比率输出式数字温度传感器，适配 80C31、80C51 型单片机 (μC) 或数字信号处理器 (DSP) 构成测温系统。二者主要区别是 TMP03 为集电极开路输出；而 TMP04 为互补型 MOS 场效应管输出，其输出电平与 CMOS/TTL 电路兼容。TMP03/04 既可以检测温度，也可以通过单片机实现温度控制功能，适用于远程温度检测、微机或电子设备的温度监视器及工业过程控制等领域。

1 TMP03/04 性能特点

① TMP03/04 带串行接口，其输出为经过调制的串行数据。解码后高、低电平持续时间的比率 (t_1/t_2) 与温度成比例关系。利用微处理器的定时/计数器接口，很容易计算出摄氏温度或华氏温度值。

② 芯片内部有一个 $\Sigma - \Delta$ 数字调制器，内含输入采样器、模拟求和器、积分器、比较器和 1 位数/模转换器 (DAC)。 $\Sigma - \Delta$ 调制器配上数字滤波器后，即构成了 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器。它具有分辨率高、线性度好、成本低、抑制混叠噪声和量化噪声的能力强等显著优点，特别适用于微传感器系统。

③ 属于三端器件，其外围电路非常简单，数据输出端 (D_{OUT}) 能直接连到单片机的输入口。若经过光耦合器隔离后，还适合检测远程温度。测温范围一般为 $-25 \sim +100$ $^{\circ}C$ ，测温精度为 ± 1.5 $^{\circ}C$ (典型值)。使用时不需要校准。

④ 低电压供电，低功耗。电源电压范围是 $+4.5 \sim +7$ V。采用 $+5$ V 供电时，电源电流不超过 1.3 mA。最大功耗仅为 6.5 mW。

⑤ TMP03 和 TMP04 的数字输出的电路结构不

同。TMP03 的输出级采用一只集电极开路的 NPN 型晶体管作为大电流驱动器，其输出电流可达 5 mA；TMP04 的输出级则采用互补型 MOSFET 电路，其输出电平与 CMOS/TTL 电路兼容。

2 TMP03/04 工作原理

TMP03/04 有三种封装形式：TO-92、SO-8 和 RU-8，引脚排列如图 1 所示。其中， U_+ 接电源的正极，GND 为公共地。 D_{OUT} 为串行数据输出端。

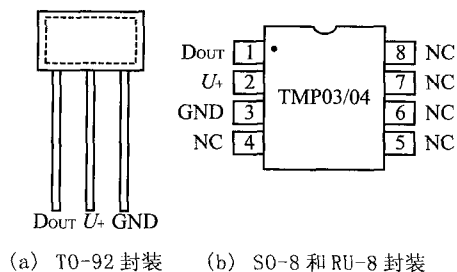


图1 TMP03/04的引脚排列

TMP03/04 的内部框图如图 2 所示。主要包括 4 大部分：① 基准电压源和温度传感器。其中，基准电压源的输出电压接至 1 位的 DAC (图中未画)，

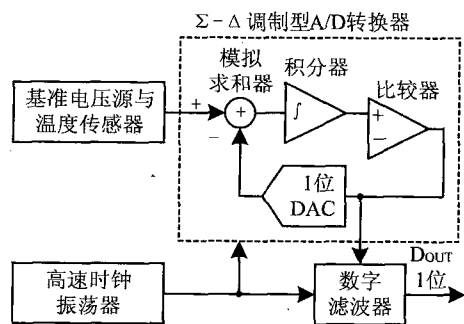


图2 TMP03/04型数字温度传感器的内部框图

* 本刊下期将刊出作者续写的《TMP03/04 型数字温度传感器的应用》一文。

温度传感器输出的与热力学温度成正比的 U_{PTAT} 电压，接到求和器的一个输入端。② $\Sigma - \Delta$ 调制器，内含模拟求和器（亦称加法器）、积分器、比较器（亦称量化器）和 1 位数/模转换器（1bit DAC）。③ 数字滤波器。④ 高速时钟振荡器。由模拟求和器、积分器、比较器和 1 位 DAC 构成一个闭环系统，比较器还起到负反馈作用。它能根据输入温度信号的变化情况，来改变比较器输出信号的占空因数，通过负反馈电路使积分器输出电压 U_{INT} 为最低。上述电路也属于电荷平衡式转换器，经过多次快速比较之后，输出的数字量就与被测温度成比例关系。

2.1 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器

近年来，随着超大规模集成电路（VLSI）技术的发展，采用 VLSI 工艺制成的高性能 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器，不仅已成为数字通信、数字音响等领域的主流产品，还被用于新型数字温度传感器中。 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器由 $\Sigma - \Delta$ 数字调制器和数字滤波器组成。 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器以很高的采样速率和很低的采样分辨率（1 位），将模拟信号转换成数字信号，再使用过采样、噪声整形和数字滤波等方法来提高有效分辨率。一阶 $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器中的模拟电路非常简单，只需 1 个积分器、1 个模拟求和器、1 个比较器。

$\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器采用了“过采样”（oversampling）技术。设采样频率为 f_s ，过采样倍数为 K 。若用 Kf_s 的采样速率对输入信号进行过采样，则量化噪声的频谱就位于 DC（直流）~ $Kf_s/2$ 之间。通过对量化噪声的频谱整形，还可使绝大部分噪声位于 $f_s/2 \sim Kf_s/2$ 之间，仅有很少一部分留在 DC（直流）~ $f_s/2$ 范围内。再利用数字滤波器滤掉绝大部分噪声，只保留有用的信号。这样，不仅提高了信噪比，而且能用低分辨率 A/D 转换器来达到高分辨力的指标。当比较器的采样频率远高于模拟输入信号频率时，就称之为“过采样”。利用过采样技术可将已转换为数字量的输入信号频谱（低频段）与量化噪声频谱（高频段）分离开。这样再通过数字低通滤波器，就很容易滤除量化噪声及混叠噪声，获得高信噪比、高分辨力的数字信号。

综上所述， $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器兼有积分式 A/D 转换器和反馈比较式 A/D 转换器的优点：对串模干扰的抑制能力很强，而对外围元件的精度要求较低；由于采用了数字反馈方式，因此比较器的失调电压及零点漂移不会影响转换精度。此外， $\Sigma - \Delta$ 式 A/D 转换器还能

滤除量化噪声并且达到高分辨力指标，这更是其显著特点。

2.2 TMP03/04 的测温原理

TMP03/04 是将温度传感器、 $\Sigma - \Delta$ 调制器和数字滤波器集成到同一芯片上而制成的。由于 VLSI 的工艺和技术日益成熟，因此能大大降低器件的成本，开发出高性价比的数字温度传感器。TMP03/04 的分辨力为 12 位，还可配带 16 位计数器的微处理器。内部比较器的调制输出是经过电路编码的串行数据，在通过 μP 解码后，即可获得摄氏（或华氏）温度数据。采用电路编码技术的优点是便于单线传输数据，并且不依赖于时钟，能避免引入时钟误差。

TMP03/04 的工作原理是将被测温度的模拟量转换成数字量，并且把数字化信号编码成时间比率（ t_1/t_2 ）的形式。 t_1 和 t_2 在时间上是连续的，用同一个时钟即可获得二者的比率。因此温度仅与时间比率有关，而与时钟频率无关，即使时钟频率发生波动，也会在解码过程中被数字滤波器滤掉。

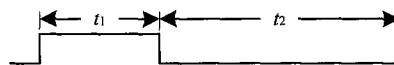


图3 TMP03/04 的输出波形

TMP03/04 的输出信号为矩形波，当 $\theta = +25^\circ\text{C}$ 时，矩形波的标称频率为 35 Hz。输出波形如图 3 所示。图中的 t_1 、 t_2 分别代表 1 位数据波形中的高、低电平持续时间。被测温度与 t_1/t_2 的比率有关：

$$\theta = 235 - \frac{400t_1}{t_2} \quad (1)$$

$$\theta = 455 - \frac{720t_1}{t_2} \quad (2)$$

式（1）被测温度的单位为摄氏度（ $^\circ\text{C}$ ），式（2）被测温度的单位为华氏度（ $^\circ\text{F}$ ）。

举例说明，当 $\theta = 0^\circ\text{C}$ 时， $t_1/t_2 = 58.8\%$ ，代入（1）式中计算出 $\theta = 235^\circ\text{C} - 235.2^\circ\text{C} \approx 0^\circ\text{C}$ 。实际上，只需将 D_{OUT} 信号加至微处理器的定时/计数器接口，利用软件很容易计算出温度值。定时/计数器最大有效计数值与量化误差的对应关系如表 1 所列。不

表 1 最大有效计数值与量化误差的对应关系

μP 中的计数器		最高温度	最高计数频率	+25 $^\circ\text{C}$ 时	+77 $^\circ\text{F}$ 时
位数	最大计数值 N_{max}	$\theta_{max}/^\circ\text{C}$	f_{CPmax}/kHz	的量化误差	的量化误差
12	4 096	+125	94	0.284	0.512
13	8 192	+125	188	0.142	0.256
14	16 384	+125	376	0.071	0.128



难看出， μP 的计数值越大，时钟频率越高，量化误差就愈小。

3 TMP03/04 校准方法及使用要点

3.1 TMP03/04 的校准方法

TMP03/04 在出厂前已对精度和线性度进行了激光修正，一般情况下无须再进行校准。若用户确实需要，也可以进行单点校准。具体方法是在 $+25^\circ\text{C}$ 的室温下，分别记录实际温度值 θ_A 和温度传感器的测量值 θ_B ，再根据式 (3) 求出 TMP03 的偏移常数 k ：

$$k = 235 + (\theta_A - \theta_B) \quad (3)$$

对于 TMP04，应将式 (3) 中的常数改为 455。

3.2 定时 / 计数器的优化设计

使用定时 / 计数器（以下简称计数器）时，可按下述原则来计算 t_2 、 $f_{CP\max}$ 和量化误差 γ 。

(1) 计算 t_2

t_1 是固定的，其标称值为 10 ms，最大值 $t_{1\max} \leq 10(1+20\%) \text{ ms} = 12 \text{ ms}$ 。 t_2 随被测温度而变化，最大值 $t_{2\max} = 44 \text{ ms}$ ，对应于最高温度 $\theta_{\max} = 125^\circ\text{C}$ 。

对于其他温度 θ ，可用下式计算出 t_2 值：

$$t_2 = \frac{400t_{1\max}}{235 - \theta} \quad (4)$$

(2) 计算 $f_{CP\max}$

所选最高计数频率必须合适，才能防止计数器在 t_2 时间内溢出。令最大计数值为 N_{\max} ，计算 $f_{CP\max}$

的公式如下：

$$f_{CP\max} = N_{\max} / t_{2\max} \quad (5)$$

用 12 位计数器计数时，从表中查出 $N_{\max} = 4096$ ，代入式 (5) 中计算出 $f_{CP\max} = 4096 / 44 \text{ ms} = 94 \text{ kHz}$ 。

(3) 计算量化误差

使用 12 位计数器，再给计数频率留出 5% 的余量，实选 $f_{CP} = f_{CP\max} (100\% - 5\%) \approx 90 \text{ kHz}$ 。在 $\theta = +25^\circ\text{C}$ 时，计算量化误差的计算公式为

$$\gamma = 400 \times \left(\frac{N_1}{N_2} - \frac{N_1 - 1}{N_2 - 2} \right) \quad (6)$$

式中， $N_1 = t_{1\max} f_{CP} = 12 \text{ ms} \times 90 \text{ kHz} = 1080$ ， $N_2 = t_{2\max} f_{CP} = 44 \text{ ms} \times 90 \text{ kHz} = 3960$ 。代入式 (6) 中计算出 $\gamma = 0.073^\circ\text{C}$ 。但是，当 θ 超过 $+25^\circ\text{C}$ 时， γ 值会增大。另外，计数器的位数愈高，测温精度也愈高。考虑到 TMP03/04 内部噪声所产生的量化误差约为 0.1°C ，因此 $+25^\circ\text{C}$ 时的总量化误差不会超过 0.3°C 。

参考文献

- 1 美国 AD 公司产品资料，2000
- 2 沙占友，等. A Study of the Control System with Intelligent Temperature Sensors. ICEMI' 第四届国际电子测量学术会议论文集. 电子测量与仪器学报，1999 年 13 卷增刊，1999.8 (被 ISTEP 收录)
- 3 沙占友. 由 DS1820 组成的单线数字温度计原理与应用. 电测与仪表，1999 (2)

飞利浦半导体与 Amkor Technology 达成技术交流协议

Royal Philips Electronics 属下的飞利浦半导体以及 Amkor Technology 宣布签订协议，内容涉及不同层面的技术交流、共同开发技术和直接拓展业务。

根据协议内容，双方会共同享用知识产权、处理过程的资料 and 已注册或正处理注册的商标技术，这些技术早已在业内重点市场广泛应用。此外，协议详细内容将不会公开，以保障双方能专心地投入开发和提供最顶尖的封装技术和产品。

据飞利浦半导体组装及测试部高级副总裁 Ger Schonk 表示，他相信这项技术合作计划是共享和善用资源的最佳方法。透过修订封装方面的技术，飞利浦能在当前竞争激烈的时代更有效地运用公司的专业知识。

Amkor 营销部企业副总裁 Jean-Loup Rousseau 亦认为这项合作为双方带来双赢局面，令 Amkor 跟策略性 IDM 客户如飞利浦半导体的合作关系更加密切。