

第 3 章

信号调理模块及应用

本章的基本模块包含运放电路、PGA(MCP6S26 和 PGA103)的应用电路和并联电压基准 TL431 的应用电路。本章基本模块的实物照片如图 3.1 所示。串联电压基准 REF02 的应用电路置于第 4 章的基本模块电路中。

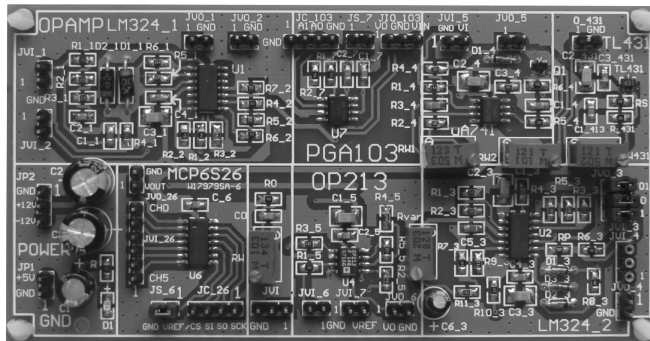


图 3.1 运放电路、PGA 和 TL431 模块实物照片

3.1 实用运放电路

3.1.1 三种运放芯片简介

1. LM324、 μ A741、OP213 功能概述

LM324 是带有差动输入的四运算放大器,但四组运放除电源共用外其他相互独立。LM324 静态功耗小,可单电源使用,价格低廉,因此广泛应用于各种电路中。

μ A741 是高增益通用运算放大器,能够满足一般需求,应用较为广泛。

OP213 是低噪声、低漂移通用运算放大器,广泛应用于电源供电设备、多媒体、张力测量、温度转换器等电路中。

2. LM324 的使用要点

1) LM324 的引脚及功能

LM324 的引脚如图 3.2 所示。各引脚功能如下:

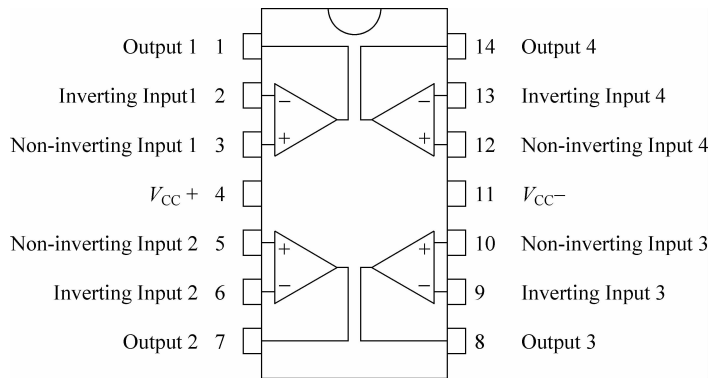


图 3.2 LM324 的引脚

(1) 电源端

V_{CC+} ：正电源端。单电源供电,范围为 3~30V;双电源供电,范围为 $\pm 1.5\sim\pm 15V$ 。

V_{CC-} ：负电源端。使用时可直接接地。

(2) 模拟信号输入/输出端

Non-inverting Input: 模拟信号的同相电压输入端。

Inverting Input: 模拟信号的反相电压输入端。

Output: 模拟信号输出端。

2) LM324 的主要电气特性

LM324 的主要电气特性如下($V_{CC+}=5V, V_{CC-}=0V$ 时):

- 输入失调电压: 2mV(典型值); 7mV(最大值)。
- 输入失调电流: 2nA(典型值); 30nA(最大值)。
- 输入偏置电流: 20nA(典型值)。
- 输入失调电压温漂: $7\mu V/^{\circ}C$ (典型值); $30\mu V/^{\circ}C$ (最大值)。
- 输入失调电流温漂: $10pA/^{\circ}C$ (典型值); $200pA/^{\circ}C$ (最大值)。
- 开环差模电压增益: $100V/mV$ (典型值)。
- 共模抑制比: 80dB(典型值)。
- 增益带宽乘积: 1.3MHz(典型值)。
- 电压转换速率: $0.4V/\mu s$ (典型值)。
- 噪声: 1kHz 时为 $40nV/\sqrt{Hz}$ (典型值)。
- 具有内部补偿的功能。
- 输入端具有静电保护功能。

3. $\mu A741$ 的使用要点

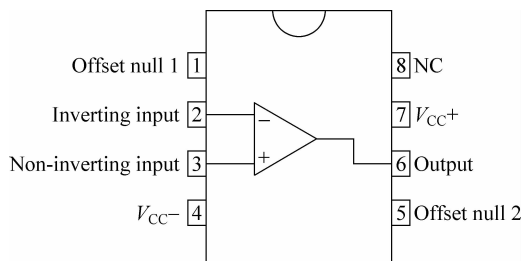
1) $\mu A741$ 的引脚及功能

8 引脚 $\mu A741$ 的引脚如图 3.3 所示。各引脚功能如下:

(1) 电源端

V_{CC+} ：正电源端。单电源供电,范围为 3~36V;双电源供电,范围为 $\pm 1.5\sim\pm 18V$ 。

V_{CC-} 。负电源端。使用时可直接接地。

图 3.3 μA741 的引脚

(2) 模拟信号输入/输出端

Non-inverting input: 模拟信号的同相电压输入端。

Inverting input: 模拟信号的反相电压输入端。

Output: 模拟信号输出端。

(3) 失调调零端

Offset null 1(2): 失调调零端。

(4) NC:空脚

2) μA741 的主要电气特性

μA741 的主要电气特性如下($V_{\text{CC}} = \pm 15\text{V}$ 时):

- 输入失调电压: 1mV (典型值); 5mV (最大值)。
- 输入失调电流: 2nA (典型值); 30nA (最大值)。
- 输入偏置电流: 10nA (典型值); 100nA (最大值)。
- 最大共模输入电压: $\pm 12\text{V}$ (最小值)。
- 开环差模电压增益: 200V/mV (典型值)。
- 共模抑制比: 90dB (典型值); 70dB (最小值)。
- 电压转换速率: $0.5\text{V}/\mu\text{s}$ (典型值)。
- 增益带宽乘积: 1MHz (典型值); 0.7MHz (最小值)。
- 噪声: 1kHz 时为 $23\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (典型值)。

4. OP213 的使用要点

1) OP213 的引脚及功能

OP213 的引脚如图 3.4 所示。各引脚功能如下:

(1) 电源端

V_+ : 正电源端。单电源供电,范围为 $4\sim 36\text{V}$; 双电源供电,范围为 $\pm 2\sim \pm 18\text{V}$ 。

V_- : 负电源端。使用时可直接接地。

(2) 模拟信号输入/输出端

+IN: 模拟信号的同相电压输入端。

-IN: 模拟信号的反相电压输入端。

OUT: 模拟信号输出端。

2) OP213 的主要电气特性

OP213 的主要电气特性如下($V_+ = 5\text{V}, V_- = 0\text{V}$ 时):

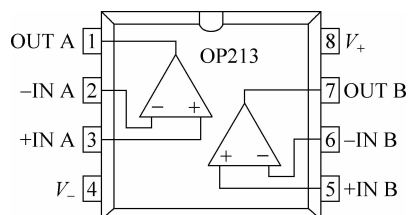


图 3.4 OP213 的引脚

- 输入失调电压：150 μ V(最大值)。
- 输入失调电流：50nA(最大值)。
- 输入偏置电流：300nA(典型值)；650nA(最大值)。
- 输入失调电压温漂：0.2 μ V/ $^{\circ}$ C(典型值)；1.0 μ V/ $^{\circ}$ C(最大值)。
- 开环差模电压增益：2.0V/ μ V(最小值)。
- 共模抑制比：106dB(典型值)。
- 增益带宽乘积：3.5MHz(典型值)。
- 电压转换速率：0.9V/ μ s(典型值)。
- 噪声：1kHz 时为 4.7nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (典型值)；10Hz 时为 9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (典型值)。

3.1.2 运放应用电路

1. 残压测频电路

1) 电路组成与工作原理

由 LM324 构成的残压测频电路如图 3.5 所示。微处理器通过该电路可以很容易地测量残压信号的频率值,这里的“残压”指的是微弱电压。该电路由滤波器电路和比较器电路两部分组成。

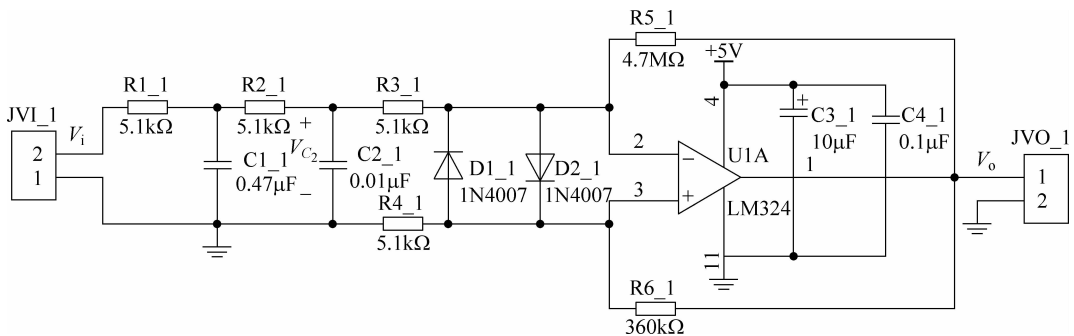


图 3.5 残压测频电路

$R1_1$ 、 $R2_1$ 、 $C1_1$ 和 $C2_1$ (为了描述方便,在以下公式中,它们分别用 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 表示)构成了一个二阶 RC 无源滤波器。其幅频特性的最大衰减斜率为 -40dB/十倍频,过渡带变窄,电路的选择性较好,滤波特性更加理想。其传递函数

$$A_u(s) = \frac{V_{C_2}}{V_i} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \left[\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2} + \frac{C_2 R_2}{C_1 R_1} + \frac{C_2 R_1}{C_1 R_2} \right] \omega_0 s + \omega_0^2}$$

式中, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$ 。

用 $j\omega$ 代替 s , 又 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, 其电压放大倍数表达式

$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j3 \frac{f}{f_0}}$$

式中, f_0 为特征频率。

令上式分母的模等于 $\sqrt{2}$, 可解出通带截止频率 $f_p = 0.37f_0$ 。若增大 $f = f_0$ 附近的电压放大倍数, 可使 f_p 接近 f_0 , 滤波特性更加理想。由于运放输入采用了二阶滤波, 使得残压信号也能顺利通过。

R3_1、R4_1、R5_1、R6_1 和 LM324 的 U1A 构成了一个负反馈电压比较器。当输入为正弦波信号的正半波时, 输出低电平; 当输入为正弦波信号的负半波时, 输出高电平。但由于输入采用了二阶滤波, 使得输出信号相比输入信号有延时。把输入的正弦波信号转换成方波信号, 以便于单片机等微处理器测量正弦波信号的频率。

D1_1 和 D2_1 是运放输入的保护二极管, 保证了运放两输入端的电压差不超出 $\pm 0.7V$ 。

接入电源旁路电容可消除信号电流通过供电电源电阻时给电路带来的影响, 使得电路更加稳定。

2) 电路调试

按图 3.5 接好模块测试电路。用信号发生器 DG1022 产生一个频率为 500Hz、电压峰-峰值为 1V 的正弦波信号接入插针 JVI_1 端, 采用数字存储示波器 TDS2012 观察其输入/输出电压, 其波形如图 3.6 所示。输入信号的频率固定为 50Hz, 改变其电压幅值大小, 用示波器观察电路的输出信号, 可得到此频率下该电路输入信号的最小幅值。

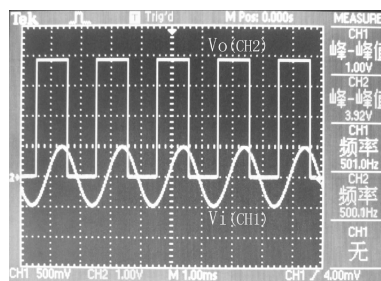
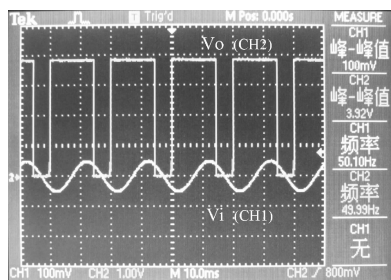


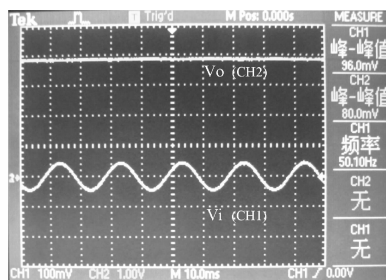
图 3.6 残压测频电路频率为 500Hz 时的输入/输出电压波形

当输入频率为 50Hz 的信号时, 电路在有和无负反馈电阻 R_5 时的输入/输出信号波形分别如图 3.7 和图 3.8 所示。由波形图可知: 负反馈电阻 R_5 的引入可以扩大输入信号的输入范围。此外, 负反馈电阻 R_5 的引入可以增大电压增益值, 提高转换速率。

当输入频率为 50Hz 的信号时, 电路在有和无负反馈电阻 R_5 时的输入/输出信号波形分别如图 3.7 和图 3.8 所示。由波形图可知: 负反馈电阻 R_5 的引入可以扩大输入信号的输入范围。此外, 负反馈电阻 R_5 的引入可以增大电压增益值, 提高转换速率。



(a) 输入信号的峰-峰值为 100mV



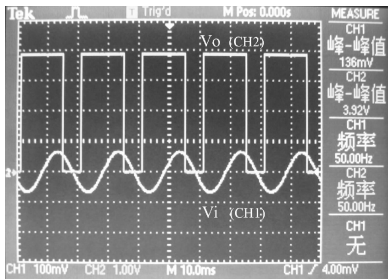
(b) 输入信号的峰-峰值为 96mV

图 3.7 有负反馈电阻 R_5 时的输入/输出电压波形

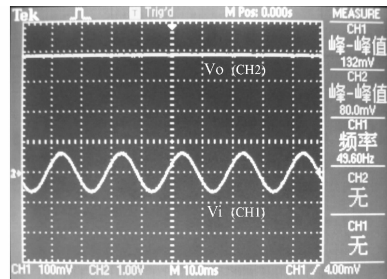
2. 单极性到双极性的转换电路

1) 电路组成与工作原理

单极性信号到双极性信号的转换电路如图 3.9 所示。该电路由两级运放构成, 实现了 $0 \sim +5V$ 单极性信号到 $-5 \sim +5V$ 的双极性信号的转换。其工作原理如下:



(a) 输入信号的峰-峰值为136mV



(b) 输入信号的峰-峰值为132mV

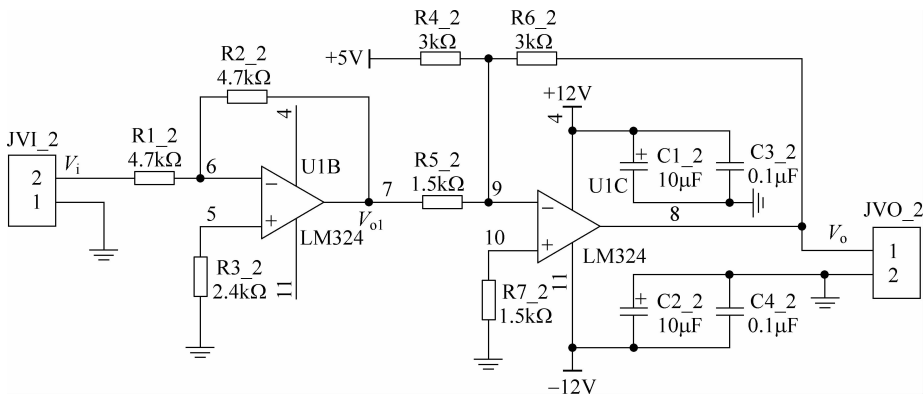
图 3.8 无负反馈电阻 R_5 时的输入/输出电压波形

图 3.9 单极性到双极性的转换电路

第 1 级为反比例放大电路,其电压增益为 1,实现了输入信号 $0 \sim +5\text{V}$ 到 $0 \sim -5\text{V}$ 的转换,即 $V_{o1} = -V_i$ 。

第 2 级电路是在单极性电路的基础上接入反比例加法电路,其输出电压

$$V_o = -\left(\frac{R_6}{R_4} \times 5 + \frac{R_6}{R_5} \times V_{o1}\right)$$

为了描述方便,在该公式中, R_4 、 R_5 和 R_6 分别代表 $R4_2$ 、 $R5_2$ 和 $R6_2$ 。取 $R_5 = 1.5\text{k}\Omega$, $R_4 = R_6 = 3\text{k}\Omega$,得

$$V_o = -(5 + 2V_{o1}) = -5 + 2V_i$$

注意:此电路实际的输出电压范围比单极性时扩大一倍,因此双极性电压输出的灵敏度下降为单极性的一半。

2) 电路调试

按图 3.9 接好模块测试电路:电路上电后,采用信号发生器 DG1022 产生一个频率为 1kHz、电压峰-峰值为 5V、偏移量为 2.5V 的正弦波信号接入插针 JVI_2 端,采用数字存储示波器 TDS2012 观测输入/输出电压,其波形如图 3.10 所示。

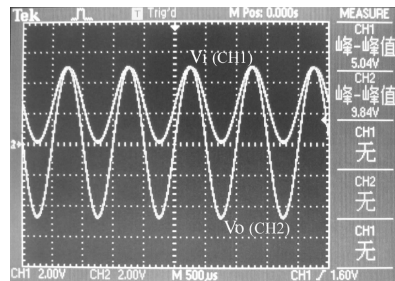


图 3.10 单双极性电路频率为 1kHz 时的输入/输出电压波形

3. 矩形波信号发生电路

1) 电路组成与工作原理

矩形波信号发生电路如图 3.11 所示。为了描述方便,在以下公式中, R_{1_3} 、 R_{2_3} 、 R_{3_3} 、 R_{4_3} 、 R_{5_3} 和 C_{1_3} 分别用 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 和 C_1 表示。其工作原理如下:

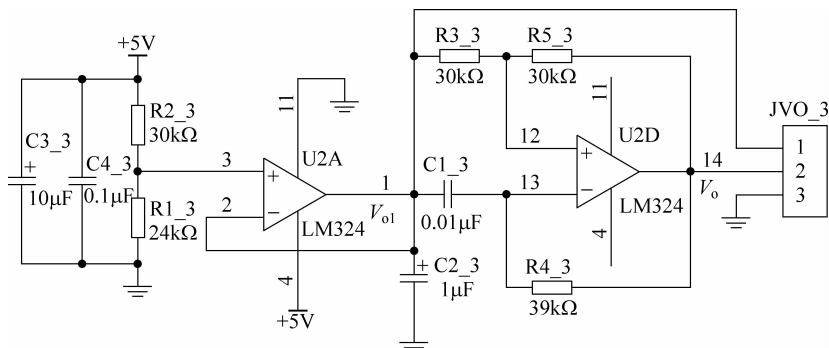


图 3.11 矩形波信号发生电路

第 1 级为 R_{1_3} 、 R_{2_3} 和 U_{2A} 构成的电压跟随器电路。其输入阻抗大,输出阻抗小,向后级电路提供精确、合适的直流偏置电压,可获得最大的动态范围。电路输出电压

$$V_{o1} = V_+ = V_- = \frac{R_1 \times 5}{R_1 + R_2} = 2.22\text{V}$$

第 2 级为矩形波发生电路,由 R_{3_3} 、 R_{5_3} 、 R_{4_3} 、 C_{1_3} 和 U_{2D} 组成。RC 回路既作为延时环节,又作为反馈网络,通过 RC 充放电实现输出状态的自动转换。其振荡频率

$$f = \frac{1}{2C_1 R_4 \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_5}\right)} = 1165.5\text{Hz}$$

调整 R_{3_3} 和 R_{5_3} 的阻值可改变 U_{2D} 反相输入端的电压值,从而改变 U_{2D} 的输出电压值,调整 R_{3_3} 、 R_{5_3} 、 R_{4_3} 和 C_{1_3} 的参数值可改变电路的振荡频率,使之满足后级电路的要求。

2) 电路调试

按图 3.11 接好模块测试电路,采用数字存储示波器 TDS2012 观察输出电压 V_o 的频率与幅值,其输出波形如图 3.12 所示。

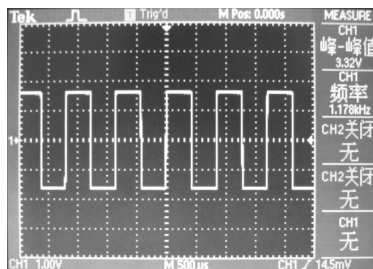


图 3.12 矩形波发生电路的输出波形

4. 电压-电流转换电路

1) 电路组成与工作原理

0~5V 电压到 4~20mA 电流的转换电路如图 3.13 所示。该电路由运放电路和三极管电路构成。运放的反馈电路由三极管的发射极引出,三极管电路具有驱动和扩流作用。为了描述方便,在以下公式中, R_{1_4} 、 R_{2_4} 、 R_{3_4} 、 R_{4_4} 和 R_{6_4} 分别用 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 和 R_6 表示。

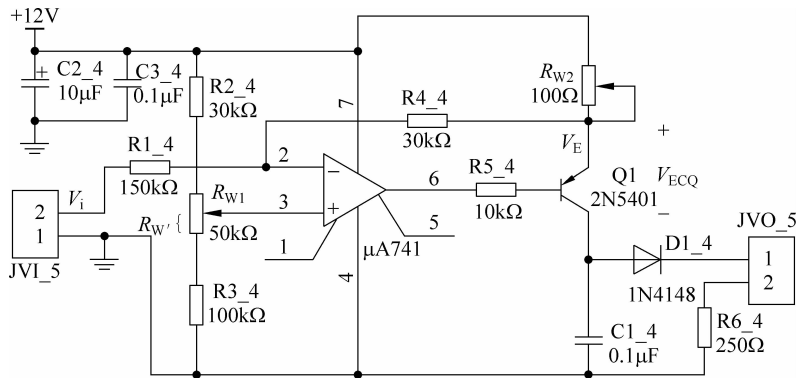


图 3.13 电压电流转换电路

分析电路可得

$$V_- = V_+ = \frac{R_3 + R_{w'}}{R_2 + R_3 + R_{w1}} \times 12$$

$$\frac{V_- - V_i}{R_1} = \frac{V_E - V_-}{R_4}, \quad \text{即 } V_E = 1.2V_- - 0.2V_i$$

$$I_o = I_C \approx I_E = \frac{12 - V_E}{R_{w2}}$$

由此可知：当 $V_i = 0$ 时，调节电位器 R_{w1} 可改变 V_- 的值，从而改变零输入时输出对应的最小电流值，所以 R_{w1} 为零点调节电位器；当 $V_i = 5\text{V}$ 时， V_- 、 V_E 值不变，调节电位器 R_{w2} 可改变输出对应的最大电流值，所以 R_{w2} 为量程满度电位器。 D_1 为保护二极管。

注意：

(1) 负载电阻 R_6 不能过大。 R_6 需要满足

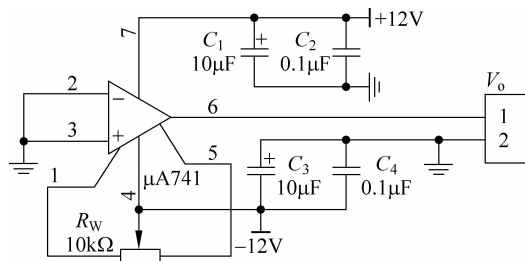
$$V_{CC} \geq I_{\text{omax}}(R_{w2} + R_6) + V_{\text{ECQ}}$$

即

$$R_6 \leq \frac{V_{CC} - V_{\text{ECQ}}}{I_{\text{omax}}} - R_{w2}$$

式中， I_{omax} 为输出电流的最大值， V_{CC} 为电源电压。因此，可取负载电阻 R_6 为 250Ω 。

(2) 实际应用中，若系统对运放的精度要求较高，则需要对运放进行调零操作，以减少运放的失调电压和失调电流引起的输出误差。 $\mu\text{A}741$ 的调零电路如图 3.14 所示。通过调整电位器 R_w 的值，使其输出端对地电位为零，即完成调零操作。

图 3.14 $\mu\text{A}741$ 的调零电路

2) 电路调试

按图 3.13 接好模块测试电路：插针 JVI_5 为输入端，接入 0~5V 的可调直流电压信号；调整输入信号为 0V，调节 R_{w1} ，采用 3 位半数字万用表 VC9802A 测得输出信号为 4mA，最好精确测量 R_{6_4} 的输出电压为 1V（用短路块短接插针 JVO_5）；调整输入信号为 5V，调节 R_{w2} 使输出信号为 20mA；再将输入信号降为 0V，观察输出信号是否回到 4mA。如果偏离 4mA，可微调 R_{w1} 使输出为 4mA；重复上述步骤直到输入 0~5V，输出 4~20mA 即可。

5. 双极性到单极性的转换电路

1) 电路组成与工作原理

双极性到单极性的信号转换电路如图 3.15 所示。该电路由电压跟随器和电压偏置电路两部分构成，实现了信号由 $-1.25 \sim +1.25V$ 到 $0 \sim 2.5V$ 的极性转换。其中， R_{1_5} 和 $U4A$ 构成一个电压跟随器，输出电压 $V_{o1} = V_i$ 。该电压跟随器使输入、输出信号的幅值保持不变，且输入阻抗高，输出阻抗低，起到了现场信号与系统隔离、互不干扰的作用。

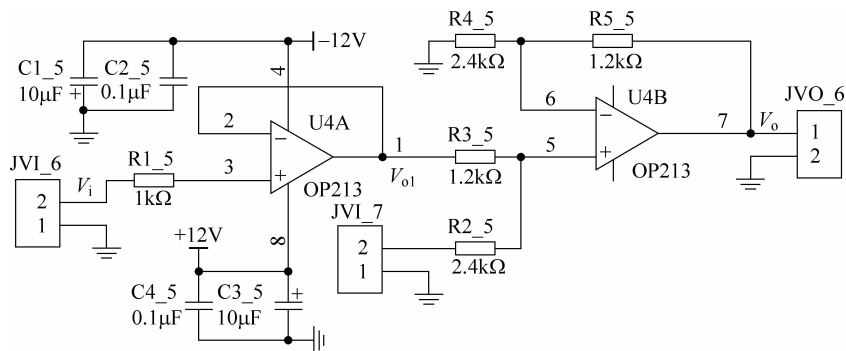


图 3.15 双极性到单极性的转换电路

为了得到精度较高的偏置电压，本电路采用了电压基准芯片 TL431 产生一个幅值为 2.5V 的基准电压源（其详细电路设计见 3.3 节），从该电路的 JVI_7 端输入。

由 R_{2_5} 、 R_{3_5} 、 R_{4_5} 、 R_{5_5} 和 $U4B$ 构成运放电路的输出电压为

$$V_o = \left(\frac{R_5 + R_4}{R_4} \right) V_-$$

$$V_+ = V_- = \frac{R_3 \times 2.5}{R_2 + R_3} + \frac{R_2 \times V_{o1}}{R_2 + R_3}$$

为了描述方便，在以上公式中， R_2 、 R_3 、 R_4 和 R_5 分别代表 R_{2_5} 、 R_{3_5} 、 R_{4_5} 和 R_{5_5} 。取 $R_2 = R_4 = 2.4k\Omega$ ， $R_3 = R_5 = 1.2k\Omega$ ，则有 $V_o = V_i + 1.25V$ ，即输入信号正向平移了 1.25V。

2) 电路调试

按图 3.15 接好模块测试电路，电路上电后，采用信号发生器 DG1022 产生一个频率为 1kHz、电压峰-峰值为 2.5V 的正弦波信号接入插针 JVI_6 端，采用数字存储示波器 TDS2012 观测输入/输出电压，其波形如图 3.16 所示。

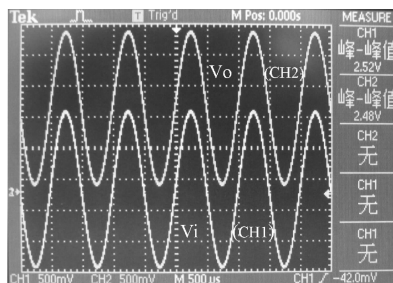


图 3.16 双单极性电路频率为 1kHz 时的输入/输出电压波形

3.2 可编程增益放大器 MCP6S26 和 PGA103 的应用

3.2.1 基础知识要点

1. MCP6S26 和 PGA103 功能概述

MCP6S26 是 Microchip 生产的一种 6 通道复用输入、单端轨到轨输入/输出、低增益模拟的可编程增益放大器(PGA, Programmable Gain Amplifiers)。MCP6S26 的内部功能框图如图 3.17 所示。通过 SPI 端口, MCP6S26 的增益可配置为输出 $+1\text{V/V}$ 到 $+32\text{V/V}$ 之间(8 种增益选择: $+1$ 、 $+2$ 、 $+4$ 、 $+5$ 、 $+8$ 、 $+10$ 、 $+16$ 或 $+32\text{V/V}$); 允许和其他 SPI 器件形成菊花链配置; 输入复用器也可选择最多 6 个通道中的一个工作; 还可以通过 SPI 设置, 并通过内部上电复位(POR)的作用将 MCP6S26 置为关断模式, 以降低功耗。MCP6S26 不需要反馈和输入电阻器, 可大幅减少成本并节省电路板空间。这些 PGA 针对高速度、低失调电压和单电源操作进行了优化, 具有轨到轨输入和输出能力。MCP6S26 可在数据采集、工业仪器、测试设备和医疗仪器等领域应用。

PGA103 是一种通用的双电源供电的可编程增益放大器, 可通过两个与 CMOS/TTL 兼容的输入端把增益设定为 1、10 或 100。PGA103 即使在 $G=100$ 的情况下也能提供快速的稳定时间($G=100$, 精度为 0.01% 时, 稳定时间为 $8\mu\text{s}$)。可在数据采集系统、通用模拟板、医用仪表等信号动态范围宽的场所应用。

PGA 器件可编程控制增益的方法, 大大提高了应用系统的适应性和灵活性。

2. MCP6S26 的使用要点

1) MCP6S26 的引脚及功能

MCP6S26 的引脚如图 3.18 所示。各引脚功能如下:

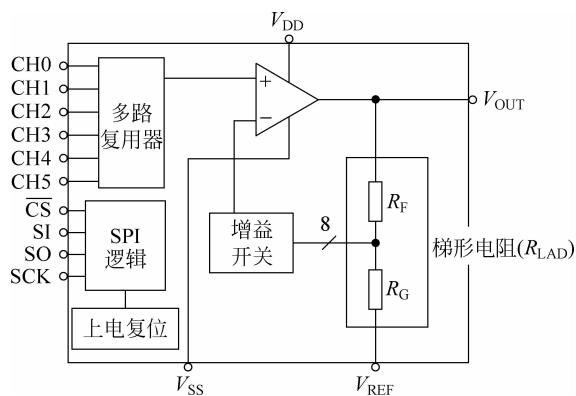


图 3.17 MCP6S26 的内部功能框图

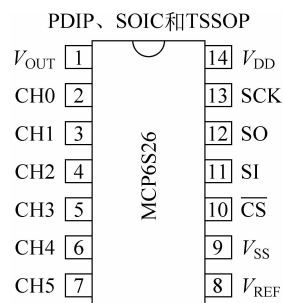


图 3.18 MCP6S26 的引脚

(1) 电源端

V_{DD} : 正电源端。单电源供电, 范围为 $2.5\sim 5.5\text{V}$ 。紧靠 MCP6S26 芯片, 需要在正负电源之间接有去耦电容($0.1\mu\text{F}$)。

V_{SS} : 负电源端。使用时可直接接地。

V_{REF} : 外部参考电压端, $V_{DD} \geq V_{REF} > V_{SS} = 0V$ 。该引脚上的电压将会平移输出电压。

(2) 模拟信号输入/输出端

CH5~CH0: 6个模拟信号输入端, 是高阻抗、低偏置电流的 CMOS 输入。

V_{OUT} : 模拟信号输出端, 是低阻抗电压源。选定的增益(G)和 V_{REF} 的电压决定它的值。

$$V_{OUT} = V_{REF} + G(V_{in} - V_{REF}) \quad (V_{DD} \geq V_{REF} > V_{SS} = 0V)$$

(3) SPI 控制端

SCK: SPI 时钟输入端。

\overline{CS} : SPI 片选端, 低电平有效。

SI: SPI 串行数据输入端。

SO: SPI 串行数据输出端。当 \overline{CS} 变为高电平, 该端将被强制置为低电平。

2) MCP6S26 的主要电气特性

MCP6S26 的主要电气特性如下:

- 增益误差低: $\pm 1\%$ (最大值)。
- 失调电压低: $\pm 275\mu V$ (最大值)。
- 带宽大: 2MHz~12MHz(典型值)。
- 噪声低: 10kHz 时为 $10nV/\sqrt{Hz}$ (典型值)。
- 供电电流低: 1.0mA(典型值)。
- 压摆率: $4V/\mu s$ (最小典型值)。
- 所有引脚带 2kV 的 ESD 保护。
- 输入引脚上的电流: $\pm 2mA$ 。超过 $\pm 2mA$ 的电流可能会导致可靠性问题, 对于超过该参数的应用, 必须使用输入电阻在外部限流。
- SPI 数字特性:

时钟(SCK)频率: 10MHz(最大值), 使用菊花链配置时, 由于 SO 引脚的传播时延, 可达到的最大时钟频率降为 5.8MHz 左右。

输入上升/下降时间(\overline{CS} 、SI 和 SCK): $2\mu s$ (最大值)。

增益选择时间: $1\mu s$ (典型值)。

退出关断模式(\overline{CS} 变为高电平)至放大器输出开通时间: $10\mu s$ (最大值)。

进入关断模式(\overline{CS} 变为高电平)至放大器输出高阻抗关闭时间: $1.5\mu s$ (典型值)。有一个内部 POR(上电复位)可将寄存器复位到低功耗状态。

上电复位的上电时间: $30\mu s$ (典型值); 上电复位的掉电时间: $10\mu s$ (典型值)。

3) MCP6S26 SPI 的操作时序

片选(\overline{CS})翻转为低电平, 以启动与 MCP6S26 的通信。每个 SI 字(双字节长)的第 1 个字节是指令字节, 进入指令寄存器。指令寄存器将第 2 个字节指向其目标单元。在典型的应用中, \overline{CS} 在一个字(16 位)后上升, 以实现所需变化。

SPI 工作模式有(0,0)和(1,1)两种模式。在(0,0)模式下, 时钟在低电平状态空闲, 如图 3.19 所示; 在(1,1)模式中, 时钟在高电平状态空闲, 如图 3.20 所示。在两种模式中, SI 数据都在 SCK 的上升沿按从高到低的顺序装入 PGA。在(0,0)模式中, \overline{CS} 的下降沿也用作

SCK 的第 1 个下降沿。 \overline{CS} 为低电平时,时钟周期(SCK)数必须为 16 的倍数,否则命令将中止。

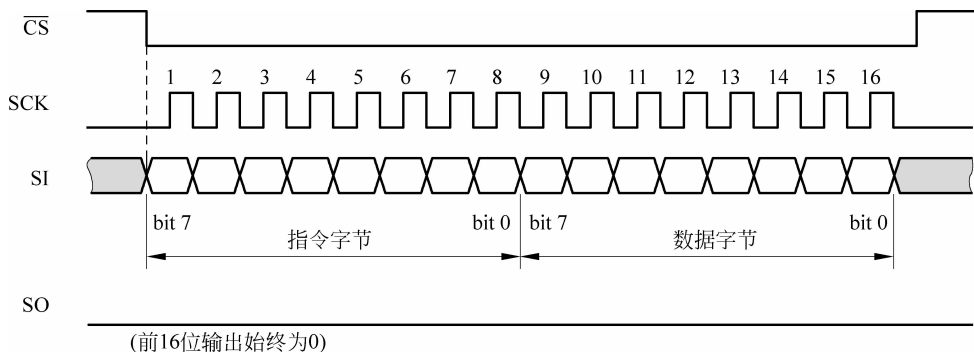


图 3.19 SPI (0,0)模式的时序图

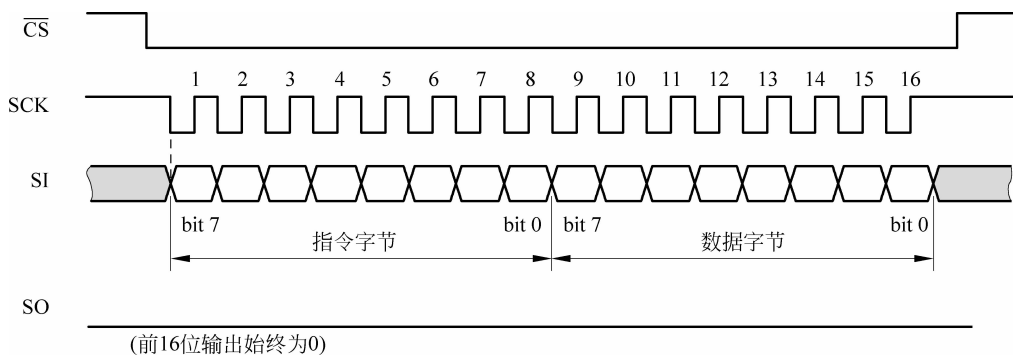


图 3.20 SPI (1,1)模式的时序图

4) 用于 MCP6S26 SPI 操作的寄存器

单片机通过 SPI 接口发送数据到 MCP6S26 的 3 个 8 位寄存器(指令寄存器、增益寄存器和通道寄存器)中的 2 个。3 个寄存器的含义如下所述,其中标注为“—”的是无关位。

(1) 指令寄存器

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
M2	M1	M0	—	—	—	—	A0

- M2~M0: 命令位

000 = NOP(默认)。

001 = 向器件发送了完整的 16 位字且 \overline{CS} 被拉高时,PGA 立即进入关断模式。

010 = 写至寄存器。

其余组合为 NOP,无意义;向器件发送了除 NOP 或关断命令之外的有效命令,并且 \overline{CS} 上升时,器件将退出关断模式,并且将执行该有效命令。关断时不会翻转。

- A0: 间接寻址位

1 = 寻址通道寄存器。

0 = 寻址增益寄存器(默认值)。

(2) 增益寄存器

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
—	—	—	—	—	G2	G1	G0

G2~G0: 增益选择位。

000 = +1 的增益(默认); 001 = +2 的增益; 010 = +4 的增益; 011 = +5 的增益;
100 = +8 的增益; 101 = +10 的增益; 110 = +16 的增益; 111 = +32 的增益。

(3) 通道寄存器

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
—	—	—	—	—	C2	C1	C0

C2~C0: 通道选择位。

000 = CH0(默认); 001 = CH1; 010 = CH2; 011 = CH3;
100 = CH4; 101 = CH5; 110 = CH0; 111 = CH0。

5) 菊花链配置

通过将一个器件的 SO 引脚连接到下一个器件的 SI 引脚, 并使用公共的 SCK 和 \overline{CS} 线, 可以将多个类似 MCP6S21 类型的器件连接为一个菊花链配置。关于这部分内容的使用方法见参考文献[8]。

6) MCP6S26 的上电复位

如果供电电压低于 POR 跳变电压 ($V_{DD} < V_{POR} \approx 1.7V$), 内部 POR 电路会将所有内部寄存器复位为它们的上电默认值(这是针对供电电压太低的防护措施)。POR 电路在激活时还会将器件保持在关断模式中。POR 会暂时覆盖软件关断状态。一旦退出 POR ($V_{DD} > V_{POR}$), 电路将从关断状态被释放。

3. PGA103 的使用要点

1) PGA103 的引脚及功能

PGA103 的引脚如图 3.21 所示。各引脚功能如下:

(1) 电源端

V_+ : 正电源端, 供电电源的范围为 4.5~18V。

V_- : 负电源端, 供电电源的范围为 -18~-4.5V。使用时可直接接地。

Ground: 模拟接地端。输入和输出均以接地端为基准, 在有噪声或高阻抗电源的应用中, 在靠近正负电源端处需要接去耦电容(0.1 μ F)。为了保持精确的增益, 本端可外接一个偏置微调电路。

(2) 模拟信号输入/输出端

V_{IN} : 模拟信号输入端。

V_O : 模拟信号输出端。选定的增益(G)决定它的值:

$$V_O = G \cdot V_{IN}$$

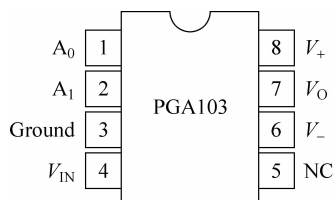


图 3.21 PGA103 的引脚

(3) 增益选择端

$A_1 A_0 = 00$ 时, $G=1$;

$A_1 A_0 = 01$ 时, $G=10$;

$A_1 A_0 = 10$ 时, $G=100$;

$A_1 A_0 = 11$ 时, 无效输入, 虽然这种逻辑代码不会导致器件损害, 但是选择这种代码时放大器的输出将变为不可预计的。当选择有效的代码时, 输出将恢复。

2) PGA103 的主要电气特性

PGA103 的主要电气特性如下:

- 输出电压范围: $V_- + 2.5V \sim V_+ - 2.5V$ (典型值)。
- 增益误差低: $G=10$ 时, $\pm 0.05\%$ (最大值)。
- 失调电压漂移低: $\pm 2\mu V/^\circ C$ 。
- 静态电流低: 2.6mA。
- -3dB 时的带宽 (典型值): $G=1$ 时, 1.5MHz; $G=10$ 时, 750kHz; $G=100$ 时, 250kHz。
- 精度达 0.1% 的稳定时间 (典型值): $G=1$ 时, 2 μs ; $G=10$ 时, 2.2 μs ; $G=100$ 时, 6.5 μs 。
精度达 0.01% 的稳定时间 (典型值): $G=1$ 时, 2.5 μs ; $G=10$ 时, 2.5 μs ; $G=100$ 时, 8 μs 。
- 压摆率: 9V/ μs (典型值)。

3.2.2 硬件电路设计

本模块硬件电路的设计要点是两个 PGA 芯片和单片机的接口设计。电路如图 3.23 所示。注意: PGA103 的数字 I/O 口可以根据需要选择是否外接上拉电阻, 并分别用短路块选择; 若模拟输入干扰较大的信号, 还需在模块外添加滤波电路; 为了模块电路调试方便, 图 3.22 中的分压电路可作为两个 PGA 的模拟输入。

3.2.3 程序设计

本模块程序设计的过程就是设置两个 PGA 芯片增益的过程, 设置 MCP6S26 的增益就是控制 SPI 接口的操作, 所以程序设计的要点是根据 SPI 时序编写 SPI 操作程序; 设置 PGA103 的增益只要控制 A1、A0 即可, 所以程序设计简单, 无须单独编写模块子程序。在两个 PGA 芯片初始化方面: MCP6S26 冷启动时的默认增益为 1, 无须软件初始化; 单片机冷启动时各 I/O 口默认为高电平, 如果直接使用单片机的 I/O 口控制 PGA103 的增益, 则 PGA103 初始将输出一个不确定的电压值, 可通过软件初始化 PGA103 的增益为 1。

MCP6S26 模块程序代码如下:

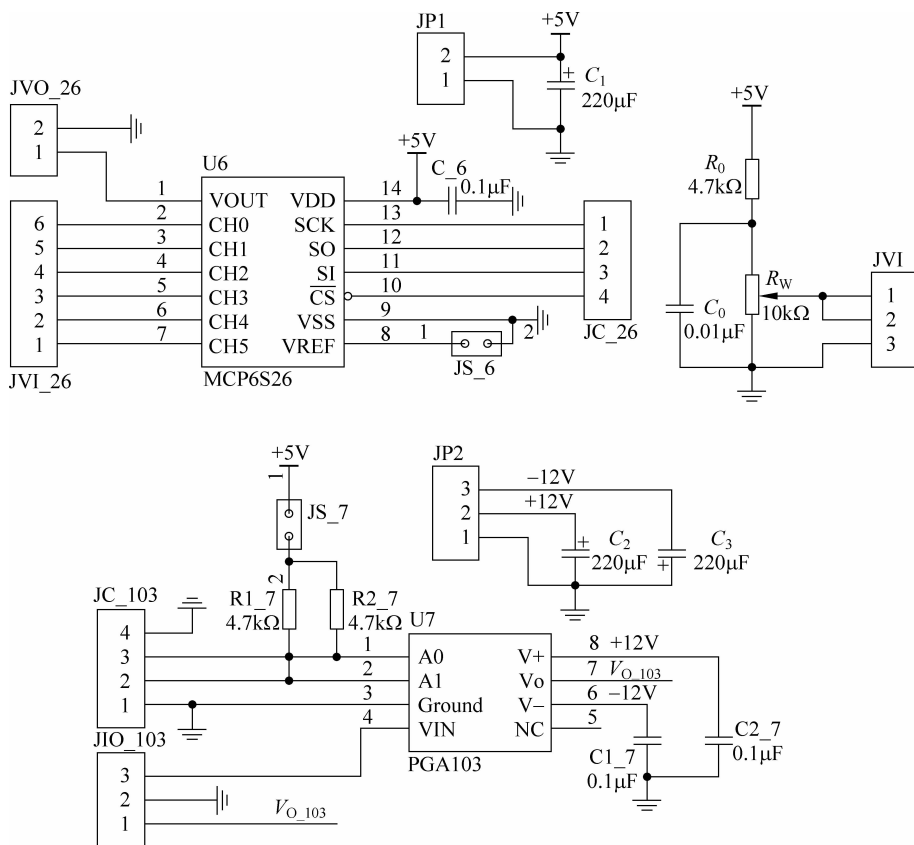


图 3.22 MCP6S26 和 PGA103 的可编程放大模块电路

```

// -----
// MCP6S26 可编程放大操作的头文件
// 头文件名:mcp6s26.h
#ifndef _MCP6S26_H
#define _MCP6S26_H
// 数据类型宏定义
#define uchar unsigned char
#define uint unsigned int
// I/O 口定义:MCP6S26 SPI 接口引脚
sbit MCP6S26_SCK = P1 ^ 5; // SPI 时钟输入端
sbit MCP6S26_SI = P1 ^ 6; // SPI 串行数据输入端
sbit MCP6S26_CS = P1 ^ 7; // SPI 片选端
// 外部函数声明
extern void mcp6s26_write (uint comdata); // 单片机向 MCP6S26 写指令和数据
#endif
// -----
// 程序描述:
// MCP6S26 操作:可编程放大
// 说明:调试使用的工作晶振  $F_{osc} = 12\text{MHz}$ 

```

```

//-----
// 头文件包含
#include <regx51.h>
#include <intrins.h>
#include "mcp6s26.h"
// SPI 接口引脚电平变化所需的延时
#define DELAY_IO {_nop();_nop();}
//-----
// 功能程序区
// 函数功能: 单片机向 MCP6S26 写指令和数据
// 入口参数: 待写的指令和数据
// 注意事项: SPI 的工作模式:1,1 模式;送数的顺序是先高到底
void mcp6s26_write (uint comdata)
{
    uchar i;
    MCP6S26_CS = 0;          // 写命令开始
    DELAY_IO;
    for (i = 0; i < 16; i++)
    {
        // 先送指令再送数据,高位在前
        MCP6S26_SI = comdata&0x8000;
        MCP6S26_SCK = 0;
        DELAY_IO;
        comdata <<= 1;
        MCP6S26_SCK = 1; // 时钟上升沿位数据装入 MCP6S26
        DELAY_IO;
    }
    MCP6S26_CS = 1;          // SPI 的 CS 变高,写完
    DELAY_IO;
}

```

3.2.4 调试

1. 模块测试电路设计

本模块的电源插针 JP1、JP2 分别和电源模块的 +5V 和 ±12V 电源相连。本模块的插针 JC_26 上的 SCK、SI 和 CS 端分别连单片机最小系统模块的 P1.5、P1.6 和 P1.7 端；插针 JS_6 用短路块短接，即 MCP6S26 不平移输出电压；插针 JC_103 上的 A0 和 A1 端分别连单片机最小系统模块的 P1.0 和 P1.1 端；插针 JVI 的第 1~2 脚分别和该模块插针 JVI_26 的第 3 脚 (CH4) 以及 JIO_103 的第 3 脚 (V_{IN}) 相连，即选择模块上的分压电路作为两个 PGA 的模拟输入。单片机最小系统模块也由 +5V 直流稳压电源供电；单片机振荡电路选用 12MHz 晶振。

2. 模块测试功能及主程序设计

按照测试电路，编程测试如下功能：输入的模拟电压

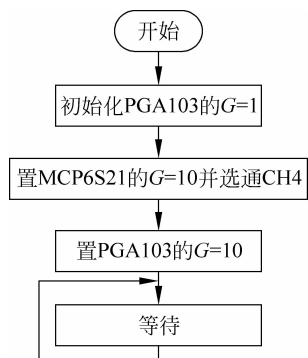


图 3.23 将 MCP6S26 和 PGA103 的输出放大 10 倍的主程序流程图

经过两个 PGA 放大 10 倍后输出, MCP6S26 由 CH4 输入。实现测试功能的主程序流程图如图 3.23 所示。

由图 3.23 编写主程序代码如下:

```
// -----
// 程序描述:
// 将 MCP6S26 和 PGA103 的输出放大 10 倍, MCP6S26 由 CH4 输入
// 说明: 调试使用的工作晶振  $F_{osc} = 12\text{MHz}$ 
// 头文件包含
#include <regx51.h>
#include <intrins.h>
#include "mcp6s26.h"
// I/O 口定义: PGA103 增益选择端
sbit PGA103_A1 = P1 ^ 1;           // A1A0: = 00, G = 1; = 01, G = 10
sbit PGA103_A0 = P1 ^ 0;           // A1A0: = 10, G = 100; = 11, 不确定输出
// 函数声明
void Delay_50ms (unsigned char t); // 延时时基: 50ms
// 主程序
void main (void)
{
    Delay_50ms(1);                  // 待系统上电复位稳定再进行操作, 注意:
                                   // 不大于此的延时将无法得到正确的结果
    PGA103_A1 = 0;                 // PGA103 初始增益为 1
    PGA103_A0 = 0;
    mcp6s26_write(0x40 * 256 + 0x05); // 设 MCP6S26 增益为 10,
    mcp6s26_write(0x41 * 256 + 0x04); // 并置 CH4 工作
    PGA103_A1 = 0;                 // PGA103 增益为 10
    PGA103_A0 = 0;
    _nop();                        // PGA103 输入稳定时间由 G 决定
    _nop();
    _nop();
    while (1);
}
// -----
// 功能程序区
// 函数功能: 时基为 50ms 的延时
// 例子提示: 调用 Delay_50ms(20), 得到 1s 延时
// 入口参数: 无符号 8 位整数
// 注意事项: 基于使用外 12MHz 晶振的标准 8051 (如 STC89C52) 单片机
void Delay_50ms (unsigned char t)
{
    unsigned char i, j;
    do {
        j = 24;
        do {
            i = 208;
            do {
```

```

        _nop_();_nop_();_nop_();_nop_();
        _nop_();_nop_();_nop_();_nop_();
    } while ( -- i);
} while ( -- j);
} while ( -- t);
}

```

3. 调试结果

接好模块测试电路,运行模块测试功能程序,调整分压电路上的 R_w 电阻。使其输出电压为 0.45V,用三位半万用表(VC9802A)测量两个 PGA 输出端的电压,可以看到两个 PGA 的输出电压都为 4.5V 左右。

3.3 电压基准 TL431 和 REF02 的应用电路

3.3.1 基础知识要点

1. 选择最佳的电压基准源

两种常见的基准源是齐纳和带隙基准源。齐纳基准源通常采用两端并联拓扑;带隙基准源通常采用三端串联拓扑。

理想的电压基准源应该具有完美的初始精度,并且在负载电流、温度和时间变化时电压保持稳定不变。实际应用中,设计人员必须在初始电压精度、电压温漂、迟滞以及供出/吸入电流的能力、静态电流(即功率消耗)、长期稳定性、噪声和成本等指标中进行权衡与折衷。

1) 齐纳二极管和并联拓扑

齐纳二极管优化工作在反偏击穿区域,因为击穿电压相对比较稳定,可以通过一定的反向电流驱动产生稳定的基准源。齐纳基准源的最大好处是可以得到很宽的电压范围,2~200V。它们还具有很宽范围的功率,从几个毫瓦到几瓦。齐纳二极管的主要缺点是精确度达不到高精度应用的要求,而且很难胜任低功耗应用的要求。

所有的并联结构基准都需要一个与其串联的限流电阻 R_s 。可以按照下式选择电阻:

$$(V_{IN}(\max) - V_{SHUNT}(\min)) / (I_{SHUNT}(\max) + I_{LOAD}(\min)) \leq R_s \leq (V_{IN}(\min) - V_{SHUNT}(\max)) / (I_{SHUNT}(\min) + I_{LOAD}(\max))$$

其中, V_{IN} 是输入电压; V_{SHUNT} 是调节后的电压; I_{LOAD} 是输出电流; I_{SHUNT} 是最小并联工作电流。

注意: 无论是否加有负载,并联电路消耗的电流都是 $I_{LOAD}(\max) + I_{SHUNT}$ 。利用下式,可确保电阻有足够的额定功率:

$$P_R = I_{IN}(V_{IN}(\max) - V_{SHUNT}) = I_{IN}^2 R_s = (V_{IN}(\max) - V_{SHUNT})^2 / R_s$$

2) 带隙基准源和串联模式拓扑

并联基准源和串联基准源的最大不同是三端串联模式电压基准不需要外部电阻,并且静态功耗要小得多。最常见的是带隙基准源,它提供两个电压:一个具有正温度系数,另一

个具有负温度系数,两者配合使输出温度系数为零。

2. 串联型或并联型电压基准的选择

串联型电压基准类似于线性稳压器,但其输出电流较低,具有非常高的精度。串联型电压基准具有以下特点:

- 电源电压必须足够高,保证在内部电阻上产生足够的压降,但电压过高时会损坏器件。
- 器件及其封装必须能够耗散串联调整管的功率。
- 空载时,唯一的功耗是电压基准的静态电流。
- 相对于并联型电压基准,串联型电压基准通常具有更好的初始误差和温度系数。

并联型电压基准在原理上和稳压二极管很相似,但具有更好的稳压特性,类似于稳压二极管,它需要外部串接电阻并且与负载并联工作。并联型电压基准通过使负载电流与流过电压基准的电流之和保持不变,来维持输出基准电压的恒定。并联型基准具有以下特点:

- 外部串接电阻的阻值和额定功率要选择适当,以维持输出基准电压的恒定并保证符合功率要求。
- 电源提供的最大电流与负载无关。
- 并联型电压基准可配置成一些新颖的电路,例如负电压稳压器、浮地稳压器、削波电路以及限幅电路等。
- 相对于串联型电压基准,并联型电压基准通常具有更低的工作电流。

串联型和并联型电压基准的选择,可从以下几个方面综合考虑:

- 如果需要高于 0.1% 的初始精度和 25ppm 的温度系数,一般选择串联型电压基准。
- 如果要求获得最低的工作电流,则选择并联型电压基准。
- 并联型电压基准在较宽电源电压或大动态负载条件下使用时必须倍加小心。请务必计算耗散功率的期望值,它可能大大高于具有相同性能的串联型电压基准。
- 对于电源电压高于 40V 的应用,并联型电压基准可能是唯一的选择。
- 构建负电压稳压器、浮地稳压器、削波电路或限幅电路时,一般考虑并联型电压基准。

3. TL431 和 REF02 功能概述

来自 TI 公司的 TL431 是一款具有良好的热稳定性能的三端可调精密并联电压基准芯片,它的输出电压通过两个电阻就可以任意地设置为从 V_{REF} (2.5V) 到 36V 范围内的任何值。TL431 性能好、价格低,在数字电压表、运放电路、可调稳压电源和开关电源等许多应用中可代替齐纳二极管使用。

来自 AD 公司的 REF02 是一款 +5V 精密输出的、带隙的、串联电压基准和温度传感器芯片,可以通过外部调整使其输出电压范围在 $5V \pm 300mV$ 内,且对其本身良好的温度稳定性影响很小。REF02 采用单电源供电方式,具有宽输入电压、低静态漏电流、低噪声、低功耗、低温漂和高性价比等优点,且还带有温度检测功能,可广泛应用在需要电压基准的场合,比如 A/D、D/A、便携式仪表和数字电压表等。

4. TL431 和 REF02 的使用要点

1) TL431 和 REF02 的引脚及功能

TL431 的引脚、常见封装及电气符号如图 3.24 所示,REF02 的引脚如图 3.25 所示。

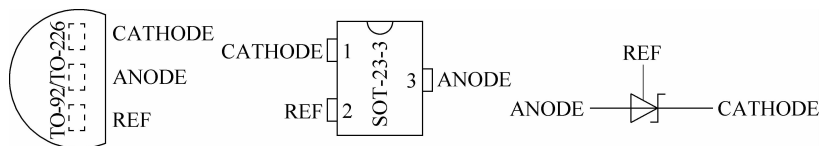


图 3.24 TL431 的引脚、常见封装及电气符号

TL431 各引脚功能: ANODE 和 CATHODE 脚是 TL431 的阳极和阴极,经常用符号 A 和 K 表示,使用时 A 需接地,B 需经限流电阻接正电源;REF 是电压基准输出端,使用时外接电阻分压器。注意:有的 SOT 封装的引脚顺序为 1—REF,2—K,3—A。

REF02 各引脚的功能如下:

- NC: 表示不使用。第 1、7 和 8 脚为空脚。
- V_{IN} : 输入电源电压端,范围为 7~40V。
- Temp: 温度电压输出端,1.96mV/°C,温度输出电压和摄氏温度(T)的关系如下:

$$\text{输出电压} = 1.96(T + 273)\text{mV}$$

注意:这个引脚的输出对电压基准的输出有影响,可以选用低偏置电流运放作为该端输出的缓冲器以减小影响。

- GND: 电源地端。
- Trim: 电压基准输出微调端。
- V_{OUT} : 电压基准输出端。当未使用 Trim 端外部调整输出电压时,输出电压范围为 4.975~5.025V;当使用 Trim 端外部调整输出电压时,输出电压范围为 5V \pm 300mV。

2) TL431 和 REF02 的主要电气特性

TL431 的主要电气特性如下:输出基准电压 V_{REF} 的范围为 2.5~36V;常温下输出基准电压的精度,TL431 为 2%,TL431A 为 1%,TL431B 为 0.5%;阴极至阳极电压 V_{KA} 的范围为 $V_{REF} \sim 36V$;灌电流能力(即阴极电流 I_{KA})为 1~100mA;基准电流的最大值为 4 μ A;输出动态阻抗的典型值为 0.2 Ω ;温漂的典型值为 14mV;阴极关断电流的最大值为 1 μ A,此时 V_{REF} 为 0。

REF02 的主要电气特性如下:静态工作电流的典型值为 1mA;输出短路电流的典型值为 30mA;输出电压温度系数的典型值为 10ppm/°C;基准电压输出稳定时间的典型值为 5 μ s。

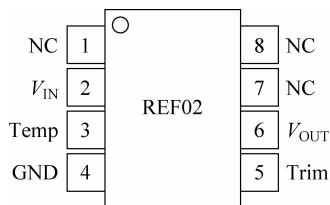


图 3.25 REF02 的引脚

3.3.2 应用电路设计

1. TL431 应用电路设计

TL431 输出 2.5~5V 电压基准的应用电路如图 3.26 所示。本应用电路设计的要点就

是如何估算与基准相串联的限流电阻 R_S 的值:

$$(12\text{V} - 2.5\text{V}) / (100\text{mA} + 2.5\text{V} / 9.7\text{k}\Omega) \leq R_S \leq (12\text{V} - 5\text{V}) / (1\text{mA} + 5\text{V} / 4.7\text{k}\Omega), \text{即} \\ 95\Omega \leq R_S \leq 3.4\text{k}\Omega$$

本电路中 R_S 取 $1\text{k}\Omega$ 。注意: 在选择限流电阻时必须保证 TL431 工作的必要条件, 就是通过阴极的电流要大于 1mA 。

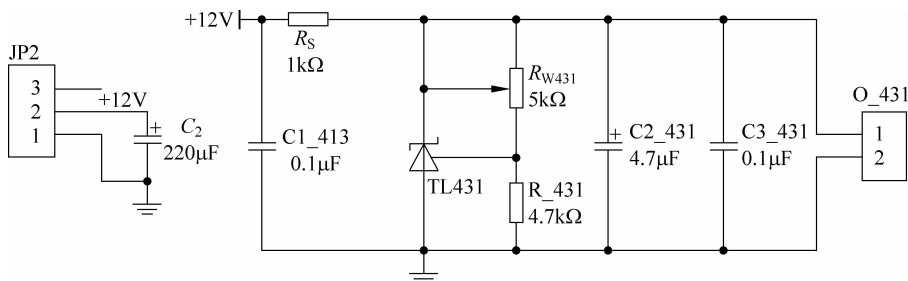


图 3.26 TL431 输出 2.5~5V 电压基准的应用电路

2. REF02 应用电路设计

REF02 输出 5V 和 $0 \sim 2.58\text{V}$ 电压基准的应用电路如图 3.27 所示。 R_1 、 R_2 和 R_{W1} 用于微调输出电压基准, K1 和 K2 是其微调的选择开关; R_3 和 R_{W2} 作为输出 $0 \sim 2.58\text{V}$ 电压基准的分压器, K3 是其选择开关; 为了获得更稳定可靠的电压基准, 可在输入的电源电压端连接一个 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路电容。注意: 输入的电源电压范围为 $7 \sim 40\text{V}$; 在干扰较为严重的场合, REF02 电压基准的输出端可并联 $4.7\mu\text{F}$ 的胆电容和 $0.1\mu\text{F}$ 的瓷片电容; 为了减少电源地对输出电压的干扰, 将电源地和芯片所用的模拟地分开, 并使用 0Ω 绕线电阻连接。

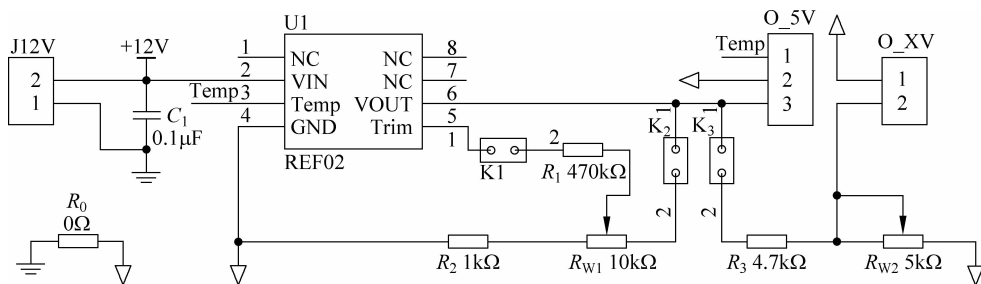


图 3.27 REF02 输出 5V 和 $0 \sim 2.58\text{V}$ 电压基准的应用电路

特别说明: TL431 还可以在串联稳压器、恒流源、电压监视器、具有温度补偿门限的单电源比较器和高效降压开关变换器等电路中得到应用; 利用 REF02 还可以实现温度检测、精密电流源输出等功能。实现这些功能的应用电路请参考对应的芯片手册。