

# 一种实用的毫安电流信号输出电路

## A Practical Milliampere Current Output Circuit

周 樑 姜 波 吴大立 徐正喜

(武汉第二船舶设计研究所,湖北 武汉 430064)

**摘 要:** 在工业控制中,采用传统的 D/A 转换电路将数字信号转换成毫安电流时存在数据路线多、结构复杂的问题。对此,设计了一种实用的变换电路。该电路通过滤波和电压电流变换,将脉宽调制 PWM 信号转换为 4 ~ 20 mA 的电流信号,并通过改变 PWM 信号的占空比简单精确地控制输出电流大小。试验结果表明,该电路线性度好、精度高,适用于前级为可输出 PWM 信号的微处理器。

**关键词:** 滤波 脉宽调制信号 占空比 电压电流转换

**中图分类号:** TN87.2 **文献标志码:** A

**Abstract:** In industrial control, the traditional D/A conversion circuit that converts digital signal into milliampere current is facing problems of many data lines and complicated structure, thus a practical conversion circuit has been designed. Through filtering and voltage to current conversion, this circuit converts PWM signal into 4 ~ 20mA signal, and the output current can be controlled through adjusting duty cycle of the PWM signal. The experimental research indicates that the circuit offers good linearity, high accuracy and suitable for the microprocessor which front stage may output PWM signal.

**Keywords:** Filtering Pulse width modulation(PWM) signal Duty cycle Voltage to current conversion

### 0 引言

在工业仪表的检测和控制过程中,常常需要将采集到的测量信号经过微处理器处理后传输到工业网的接收电路中。尽管有不少数字信号可被直接传输,但是此类数字信号大多需要转换成标准的毫安电流输出信号(0 ~ 20 mA或 4 ~ 20 mA)。这是因为毫安电流输出信号不仅适合远距离的信号传输,也具有较强的抗干扰能力。因此,这就要求将数字信号转换为合适的 0 ~ 20 mA或 4 ~ 20 mA信号,以便与接收设备相匹配。

### 1 系统方案设计

系统主控制芯片采用 TMS320LF2407A,利用其内部事件管理器产生脉宽调制 PWM 信号,并将 PWM 信号转换为三线制的 4 ~ 20 mA信号。

由于 TMS320LF2407A 的输出信号电平为 3.3 V,输出的 PWM 信号须通过一个高速光耦(6N137)进行电气隔离,使信号转换为 5 V 的数字信号;同时,通过调整 PWM 信号的占空比,使经过低通滤波器后的输出电压在 0.5 ~ 4.5 V 之间,再通过 AM462 进行电压电流变送处理,使输出的电流变为 4 ~ 20 mA工业标准

的电流信号。系统设计电路如图 1 所示。

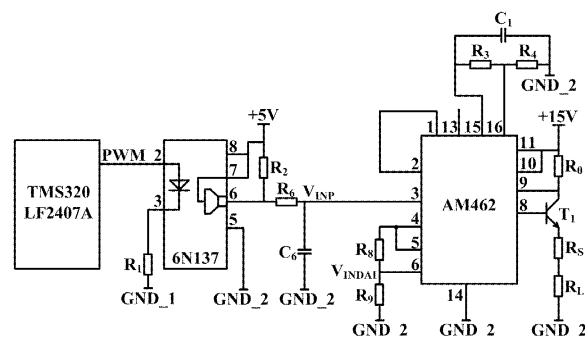


图 1 系统设计电路

Fig. 1 Systematic designing circuits

### 2 脉宽调制信号 PWM

在工业应用中,数字信号处理器 DSP 可以对各种电信号进行采集和校准,其内部程序都是以数字信号进行的,但是其结果往往需要转换为模拟信号。

在工业控制系统中,将数字信号转换为模拟信号最常用的方式是将处理后的数字信号经过 D/A 转换电路转换为合适的模拟电压信号,再经过相关的转换电路转换为电流信号,最后调整到希望的电流输出值<sup>[1-2]</sup>。这个电压电流转换电路可以通过多个运放器和一些元器件组装而成。但在实际应用中,为了得到稳定、温漂小和不依赖于工作电源变化的电流输出,通

修改稿收到日期:2010-03-23。

第一作者周樑,女,1980年生,2006年毕业于华中科技大学电力电子专业,获硕士学位,工程师;主要从事船舶电力系统方面的研究。

常选择一个集成的芯片来实现该功能,如 AM462。

由于大多数 DSP 中没有集成 D/A 转换电路,需要外加 D/A 转换芯片将数字信号转换为模拟电压信号,而采用外部 D/A 则电路复杂,成本较高。因此,通常 DSP 中集成有可输出 PWM 信号的端口,利用它可以实现数字信号转换。

PWM 信号是一种矩形波,它的开启时间  $T_{ON}$  与总周期  $T_c$  的比是根据数字信号变换而变换的,开启时间与总周期的比值看作占空比  $D = T_{ON}/T_c$ 。PWM 信号如图 2 所示。

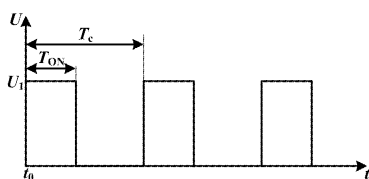


图 2 PWM 信号  
Fig.2 PWM signal

### 3 滤波电路参数

为了将 PWM 信号转换为模拟电压信号,需要通过一个低通滤波器对信号进行算数平均值处理。此时,PWM 信号必须满足:  $f_r \ll f_c$  ( $f_r$  为测量信号的频率,  $f_c$  为载波频率)。设来自 DSP 的矩形波 PWM 信号为  $U_1$ ,通过低通滤波器得到电压信号的平均值为  $U_2$ ,则  $U_2$  与占空比成正比,计算公式为:

$$U_2 = \frac{1}{T_c} \int_{t_0}^{t_0+T_{ON}} U_1(t) dt = \frac{T_{ON}}{T_c} U_1 = D U_1 \quad (1)$$

式中:  $U_1$  为 PWM 信号的电压幅值;  $T_c$  为载波周期。若 DSP 的矩形波 PWM 信号为 5 V,而占空比  $D$  为 0.5,则输出的模拟电压值的算术平均值为 2.5 V。

为了尽可能减少低滤波器的干扰,即纹波电压尽可能小,需要合理选择滤波器的电阻和电容值。考虑到滤波器输出的模拟电压即为芯片 AM462 的输入电压,因此,最佳电阻值  $R$  及电容值  $C$  为<sup>[3]</sup>:

$$R = \frac{\Delta U_{2max}}{I_{INPUT}} \quad C = \frac{I_{INPUT} T_c U_1}{4 \Delta U_{2max}^2} \quad (2)$$

式中:  $\Delta U_{2max}$  为低滤波器的电容上纹波电压值;  $I_{INPUT}$  为 AM462 的输入偏置电流;  $U_1$  为 PWM 信号的电压幅值;  $T_c$  为 PWM 信号的周期。

由式(2)可以看出,电阻值  $R$  与纹波电压  $\Delta U_{2max}$  和 AM462 的输入偏置电流  $I_{INPUT}$  有关。查器件手册可知,AM462 的输入偏置电流  $I_{INPUT} = 10 \text{ nA}$ ,纹波电压误差  $\Delta U_{2max}$  设为 0.5%。电容值  $C$  除了与这两个量有关,还与 PWM 信号的幅值  $U_1$  和频率  $f_c$  有关。

当占空比  $D$  变化时,低通滤波器输出的模拟电压值  $u_2$  也会随之变化,而响应速度随电容值  $C$  变化而变化。下面通过 3 个仿真算例来讨论当 PWM 信号的幅值和频率变化时对模拟电压响应速度的影响。

#### ① 高幅值、低频率的 PWM 信号

令:  $U_1 = 5 \text{ V}$ ,  $f_c = 1 \text{ kHz}$ , 计算得出:  $R = 2500 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 20 \text{ nF}$ 。当占空比  $D$  由 0 突变为 90% 时,模拟电压  $u_2$  响应速度的仿真结果如图 3(a) 所示。从图 3(a) 可以看到,电压  $u_2$  的响应时间约为 250 ms。

#### ② 高幅值、高频率的 PWM 信号

令:  $U_1 = 5 \text{ V}$ ,  $f_c = 10 \text{ kHz}$ , 计算得出  $R = 2500 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 2 \text{ nF}$ 。当占空比  $D$  由 0 突变为 90% 时,模拟电压  $u_2$  响应速度的仿真结果如图 3(b) 所示。从图 3(b) 可以看到,电压  $u_2$  的响应时间约为 25 ms。

#### ③ 低幅值、低频率的 PWM 信号

令:  $U_1 = 1 \text{ V}$ ,  $f_c = 1 \text{ kHz}$ , 计算得出  $R = 2500 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 4 \text{ nF}$ 。当占空比  $D$  由 0 突变为 90% 时,模拟电压  $u_2$  响应速度的仿真结果如图 3(c) 所示。从图 3(c) 可以看到,电压  $u_2$  的响应时间约为 50 ms。

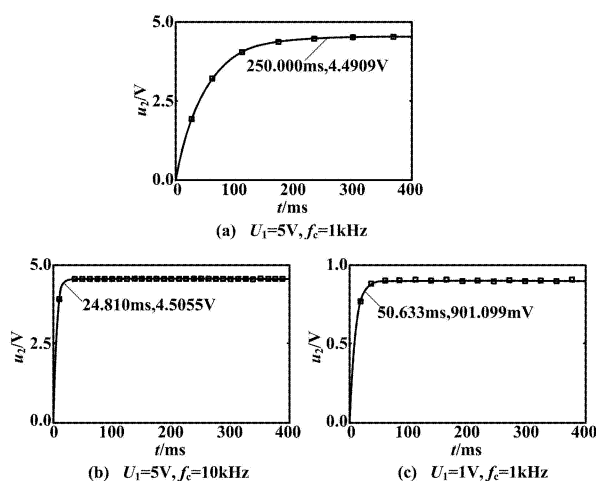


图 3 模拟电压  $u_2$  响应曲线

Fig.3 Response curves of emulated voltage  $u_2$

仿真结果表明,当 PWM 信号的频率  $f_c$  增大或者幅值  $U_1$  减小时,电容值  $C$  随之变小,电压  $u_2$  的响应时间缩短。

由于 DSP 输出的 PWM 信号的幅值一般为固定值 (3.3 V 或 5 V),如果通过光耦降低该值,会使后端的电平识别困难,因此,本文通过增大 PWM 信号的频率  $f_c$  来提高电压  $u_2$  的响应速度。由式(2)可得低滤波器的截止频率  $f_g$  为:

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{2\Delta U_{2max}}{U_1 T_c \pi} \quad (3)$$

因此,当  $U_1 = 5 \text{ V}$ 、 $f_c = 10 \text{ kHz}$  时,滤波参数  $R = 2.500 \text{ k}\Omega$ 、 $C = 2 \text{ nF}$ 、 $f_g = 32 \text{ Hz}$ 。这样的参数设置可以将模拟电压的动态响应时间控制在几十毫秒以内。

#### 4 电压电流变换电路及参数计算

##### 4.1 AM462 芯片简介

AM462 是工业上常用的电压电流信号转换电路<sup>[4-6]</sup>,集成了信号输入放大、输出电流范围可调的功能,同时还带有可调的恒压源和恒流源输出、输出短路过载、过载保护和电源极性保护等功能,且各功能相互独立。

AM462 内部结构及各功能模块如图 4 所示。

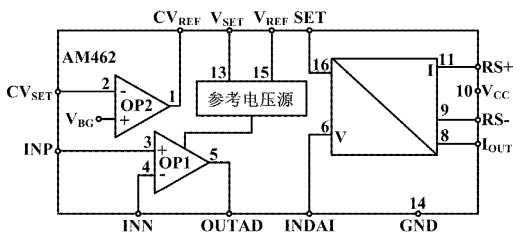


图 4 AM462 内部结构及功能模块

Fig. 4 Internal structure and functional modules of AM462

##### 4.1.1 前置放大级

AM462 的前级是一个运算放大器 OP1,增益可以通过外接 2 个电阻调整,输入的单端接地信号可以为  $0 \sim 5 \text{ V}$ ,在单电源情况下,能达到几乎为 0 的零点输出。该运放具有信号过载饱和功能,可以使输出电压限定在参考电压之下,对后续起到过载保护的作用。

##### 4.1.2 电压电流转换级

通过电压电流转换级,使输入电压信号转换成标准的电流信号(如  $0 \sim 20 \text{ mA}$  或  $4 \sim 20 \text{ mA}$ )输出,并通过外接的三极管驱动输出电流,使电热耗散功率远离集成电路。

电流的输出范围(如零点和满度输出)可以通过两个外接电阻进行简单调整,也可以通过改变 DSP 输出的 PWM 信号的占空比来达到调整电流输出的目的,即数字调整。

##### 4.1.3 参考电压源

AM462 带有一个输出为  $5 \text{ V}$ 、 $10 \text{ V}$  或  $5 \sim 10 \text{ V}$  的参考电压源,为外部元件供电(如传感器、微处理器等),且可以通过 13 脚  $V_{SET}$  设置来选择电压参考值:当  $V_{SET}$  为空时, $V_{REF} = 5 \text{ V}$ ;当  $V_{SET}$  接地时, $V_{REF} = 10 \text{ V}$ 。而  $5 \sim 10 \text{ V}$  之间的参考电压值可以通过外接 2 个电阻来调整。

##### 4.1.4 附加的运算放大器

附加的运算放大器 OP2 既可以作为恒流源也可

以作为恒压源使用,输出电流可以达到  $10 \text{ mA}$ 。该运放的正相输入端已经接在电路内置的固定电压  $V_{BG}$  ( $V_{BG} = 1.27 \text{ V}$ )上,调整两个外接电阻就可以获得较大范围的恒压源或恒流源。

##### 4.2 参数计算

由式(1)可知,当控制 PWM 信号的幅值为  $5 \text{ V}$ ,占空比  $D$  在  $10\% \sim 90\%$  之间时,可以使 PWM 信号经过低通滤波器后输出电压  $V_{INP}$  在  $0.5 \sim 4.5 \text{ V}$  之间( $R_0 = 2.5 \text{ M}\Omega$ 、 $C_0 = 2 \text{ nF}$ )。

由于 AM462 的芯片外围电路参数有以下限制: $R_0 = 27 \Omega$ 、 $R_s = 40 \Omega$ (实际取  $39 \Omega$ )、 $C_1 = 2.2 \mu\text{F}$ 、 $20 \text{ k}\Omega < R_3 + R_4 < 200 \text{ k}\Omega$ 、 $0 < R_L < 600 \Omega$ 。因此,AM462 其他外围电路参数计算如下。

由  $I_{OUT} = \frac{V_{INDAI}}{8R_0} + I_{SET}$  可得<sup>[3]</sup>:

$$I_{OUT(max)} = \frac{V_{INDAI(max)}}{8R_0} + I_{SET} \quad (4)$$

$$I_{OUT(min)} = \frac{V_{INDAI(min)}}{8R_0} + I_{SET} \quad (5)$$

由于  $I_{OUT(min)} = 4 \text{ mA}$ 、 $I_{OUT(max)} = 20 \text{ mA}$ ,因此,6 脚 INDAI 输出电流差为  $\Delta V_{INDAI} = 8R_0 \Delta I_{OUT} = 3.456 \text{ V}$ 。

由于 3 脚 INP 的电压  $V_{INP}$  和 6 脚 INDAI 的电压值  $V_{INDAI}$  存在以下关系:

$$\frac{R_8}{R_9} = \frac{\Delta V_{INP} - \Delta V_{INDAI}}{\Delta V_{INDAI}} \quad (6)$$

因此,可得  $R_9 = 6.35R_8$ ,若取  $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$ ,则  $R_9 = 63.5 \text{ k}\Omega$ 。

当输入电压信号最小( $0.5 \text{ V}$ )时,则输出电流为最小值( $4 \text{ mA}$ ),此时偏置电流为:

$$I_{SET} = I_{OUT(min)} - \frac{V_{INDAI(min)}}{8R_0} = 2 \text{ mA}$$

偏置电流  $I_{SET}$  与  $R_3$  和  $R_4$  的存在以下关系:

$$I_{SET} = \frac{V_{REF}}{2R_0} \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (7)$$

通过式(7)可以得到  $R_3 = 45.3R_4$ ,若取  $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ ,则  $R_3 = 90.6 \text{ k}\Omega$ ;同时, $R_L$  取为  $300 \Omega$ 。

#### 5 试验结果

按照上述计算结果,确定电路参数如下:滤波参数选择  $R_0 = 2.5 \text{ M}\Omega$ 、 $C_0 = 2 \text{ nF}$ ;AM462 外围参数为  $R_0 = 27 \Omega$ 、 $R_s = 39 \Omega$ 、 $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $R_9 = 63.5 \text{ k}\Omega$ 、 $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ 、 $R_3 = 90.6 \text{ k}\Omega$ 、 $R_L = 300 \Omega$ 。

按照该电路参数进行试验,试验结果以及理想的电流值比较如表 1 所示。

表 1 试验结果对照表

Tab.1 Inter-comparison of the test results

占空比 D/%	滤波后 的电压值 V <sub>INP</sub> /V	实际 电流值 I <sub>RL</sub> /mA	电流 拟合值 /mA	理想 电流值 /mA
10	0.505	3.997	3.997 0	4
20	1.024	5.993	5.994 5	6
30	1.544	7.993	7.992 0	8
40	2.063	9.990	9.989 5	10
50	2.582	11.987	11.987 0	12
60	3.102	13.987	13.984 5	14
70	3.621	15.983	15.982 0	16
80	4.140	17.980	17.979 5	18
90	4.659	19.977	19.977 0	20

从表 1 可以看出,当 PWM 信号的占空比  $D$  从 10% ~ 90% 变化时,滤波后的电压按线性增长,经 AM462 转换后,变为按线性增长的电流值。

当占空比为 60% 时,实际值与拟合值的最大偏差  $\Delta L_{\max} = 2.5 \times 10^{-5}$  mA,则按照端点直线拟合的方法求得线性度为<sup>[7]</sup>:

$$\gamma_L = \frac{\Delta L_{\max}}{Y_{FS}} \times 100\% = \frac{2.5 \times 10^{-5}}{(19.977 - 3.997)} \times 100\% = 0.015\%$$

当占空比为 90% 时,实际值与理想值的最大偏差  $\Delta I = 2.3 \times 10^{-2}$  mA,其精度为:

$$\gamma_I = \frac{\Delta L_{\max}}{(I_{\max} - I_{\min})} \times 100\% = \frac{2.3 \times 10^{-2}}{(20 - 4)} \times 100\% = 0.14\%$$

从计算的结果来看,该电路的线性度达到 0.015%,精度达到 0.14%,验证了该电路的正确性。

## 6 结束语

本文设计了一种 D/A 变换电路,可以将 DSP 产生的 PWM 信号变换为工业上常用的 4 ~ 20 mA 标准电流信号,并通过改变 PWM 信号的占空比来控制电流大小;同时,对 PWM 信号的幅值与频率对滤波后电压响应速度的影响也作了有效探讨。该电路将电压电流变换电路与 DSP 技术相结合,便于实现对输出电流信号的精确控制,适用于工业标准电流信号的输出。

## 参考文献

- [1] 王立华,韩敬东,邵玉芹,等.基于 DSP 的 4 ~ 20 mA 电流环的设计[J].工矿自动化,2008(2):121 - 123.
- [2] 郑黎明,王书祗,唐春辉.基于 4 ~ 20 mA 标准的智能仪表设计[J].汕头大学学报:自然科学版,1999,14(2):47 - 50.
- [3] Rauch N,施林生.将单片机 PWM 信号变送成工业标准电流输出 4 ~ 20mA[J].传感器世界,2006,12(10):22 - 25.
- [4] 施林生.多用途的变送集成电路 AM462[J].仪表技术与传感器,2004(4):45 - 46.
- [5] 夏显明,周万里.AM462 在电压信号转换成电流信号中的应用[J].机电设备,2006,23(1):33 - 35.
- [6] 陈清洪,稀永秋,蒙建波.一种用于工业以太网的电压电流变换电路研究[J].自动化与仪器仪表,2006(6):25 - 26.
- [7] 彭俊珍.直线拟合对传感器线性度的影响[J].湖北职业技术学院学报,2005,8(3):73 - 76.

(上接第 63 页)

$f = \delta\Delta$  取值为 0.001 ~ 2 417 483 Hz。显然,只要调整时钟频率、累加器输入位数和累加器容量,就可以轻易地使输出频率覆盖超低频和低频,使频率覆盖系数  $k$  达到  $10^9$ 。

## 3 结束语

本文以正弦波为例,讨论了直接数字合成信号源,但实际上只要更换数字样本即可生成任意所需要的函数波形。DDFS 技术的应用使电子测量技术中这一非数字化领域实现了完全数字化。

与传统模拟信号发生器相比,直接数字合成技术具有以下优越性:①极宽的频率覆盖;②频率的准确度、稳定性与锁相环式合成器一致,频率切换快,频率切换时相位连续,且失真更小、成本更低;③可任意设计频率分辨率,波形精度高;④可将累加器、ROM、D/A

和微处理器集成于一片 IC 之内。DDFS 技术现已广泛应用于通信、导航、雷达、遥控遥测等现代化仪器仪表工业领域。

## 参考文献

- [1] 常新华,林春勋.高频信号发生器原理、维修与鉴定[M].北京:电子工业出版社,1996:10 - 21.
- [2] 崔建鹏,赵敏,江帆.采用 DDS 技术实现的虚拟任意波形发生器[J].计算机测量与控制,2003,11(7):553 - 555.
- [3] 许慧波,张厥盛.DDS-直接数字式频率合成器综述[M].西安:西安电子科技大学出版社,1989:36.
- [4] 白居宪.直接数字频率合成[M].西安:西安交通大学出版社,2007:35.
- [5] 董爱华.检测与转换技术[M].北京:中国电子工业出版社,2007:261.
- [6] 余孟尝.数字电子技术基础简明教程[M].北京:高等教育出版社,2001:166 - 174.
- [7] 陈高松,雷加,郭庆.电子测量与仪器[M].北京:电子工业出版社,2005:89 - 105.