

目 录

第一章 单片机系统综合应用技术	1
1.1 使用 8098 单片机的几点体会.....	2
1.2 单片机的冷启动与热启动	3
1.3 大容量动态存储器在单片机系统中的应用.....	11
1.4 MCS-51 单片机系统中动态 RAM 的刷新技巧	14
1.5 MCS-51 单片机系统中外 RAM 空间超 64kB 的扩展方法	16
1.6 8031 单片机 P ₀ 口和 P ₂ 口的应用开发	18
1.7 74LS164 在 8031 单片机中的两种用法	26
1.8 用于 8031 单片机的快速 I/O 接口	28
1.9 MCS-51 定时器定时常数初值的精确设定法	30
1.10 8253 的翻转问题及 MC6840 的替代方法	32
1.11 MCS-51 单片机外部中断源的扩展设计	35
1.12 MCS-51 单片机多外中断扩展方法	40
1.13 用优先权编码器 74LS348 扩展 51 系列单片机的外中断源	42
1.14 用优先权编码器 74LS148 扩展 51 系列单片机的外中断源	47
1.15 8031 单片机与 BG5119A 汉字库的接口方法	52
1.16 可背插 SRAM 的日历时钟 DS1216 及其应用	55
1.17 实时日历时钟集成电路 MSM5832 及其时序	60
1.18 实时日历时钟集成电路 MSM5832 的接口技术	63
1.19 实时时钟/日历芯片 MC146818 及其应用	67
1.20 与 SICE 仿真器通讯的 IBM-PC 机通讯程序的改进	74
1.21 代码形式参数汇编子程序的应用	82
1.22 单片机应用系统中的查表程序设计	86
1.23 用状态综合法设计键盘监控程序	90
1.24 单片机系统程序的加密技术	96
1.25 MCS-96 单片机程序保密的几种方法	100
1.26 GAL 输出宏单元原理及使用	105
1.27 通用阵列逻辑 GAL 应用于步进电机控制实例	110
第二章 传感器与前向通道接口技术	117
2.1 集成温度传感器 LM134 及其应用	118

2.2	AD590 集成温度-电流传感器原理及应用	124
2.3	集成温度传感器 AD590 的应用	129
2.4	GS-800 和 GS-130 可燃气体传感器	133
2.5	集成化霍尔开关传感器	135
2.6	一种新颖实用的氧气/频率转换电路	139
2.7	MCS-51 单片机与数字式温度传感器的接口设计	142
2.8	数字式温度传感器 SWC 与 8031 的接口及应用	145
2.9	低成本高精度压力传感器微机接口设计	147
2.10	峰值检测电路原理及应用	151
2.11	用 LF398 制作的实用峰值和谷值保持电路	153
2.12	AD637 集成真有效值转换器	156
2.13	传感器信号调理模块 2B31	162
2.14	2B31 模块在称重智能仪表中的应用	166
2.15	传感器信号调理模块 2B30/2B31 及其应用	169
2.16	高精度光纤位移测量系统的电路设计	175
2.17	集成电压-电流转换器 XTR100 的工作原理及应用	179
2.18	传感器信号变送器 F693 及其应用	185
2.19	一种用两片 VFC32 构成的隔离放大器电路	191
2.20	实用线性隔离放大器	192
2.21	电桥放大电路中 7650 的一些应用问题	194
2.22	A/D 转换器 ICL7109 的应用研究	196
2.23	5G14433 模数转换器的启停控制	200
2.24	ADC1130 模数转换器及其使用	204
2.25	16 位 A/D 转换器 ADC1143 及其与 80C31 单片机的接口	208
2.26	串行 I/O 口 A/D 转换器与单片机的接口	213
2.27	单片机应用系统中的数字化传感器接口技术	216
2.28	ADVFC32 A/D 转换接口技术	220
2.29	V/F 和 F/V 转换器 TD650 原理与应用	224
2.30	AD650 与 MC-51 单片机的接口技术	230
2.31	利用 VCO 电路与单片机接口实现 A/D 转换	235
2.32	LM2907/2917 系列 F/V 变换器在汽车检测中的应用	238
2.33	单信号多通道输入法改善 A/D 转换器性能	241
2.34	用多片 A/D 转换芯片提高 A/D 转换速度	245
2.35	实时数控增益调整与浮点 ADC 电路	249
2.36	电荷耦合器件的单片机驱动	253
2.37	电荷耦合器件的结构原理与单片机的软件定时驱动	258
2.38	利用模数转换器提高转换信号的线性度	262
2.39	利用微型机解决转换中的非线性问题	268
2.40	利用非线性曲线存储实现线性化的方法	270

2.41	输出无非线性误差的可变电压源单臂电桥	274
第三章	控制系统与后向通道接口技术	279
3.1	DAC1231 与单片机 8031 的接口技术	280
3.2	单路及多路 D/A 的光电隔离接口技术	284
3.3	光电隔离高压驱动器	290
3.4	TRAIC 型光耦在 8031 后向通道接口的应用分析	291
3.5	GD-L 型光控晶闸管输出光耦合器	296
3.6	用于晶闸管过零触发的几种方式	300
3.7	固态继电器	304
3.8	固态继电器在交流电子开关中的应用	308
3.9	JCG 型参数固态继电器	312
3.10	JCG 型参数固态继电器的应用	315
3.11	介绍几种适用于印刷电路板的超小型电磁继电器	319
3.12	用 TWH8751 集成电路构成微机控制的三步进电机驱动电源	322
3.13	3-4 相步进电机控制器 5G8713	325
3.14	5G0602 报警电路及应用	328
3.15	两种新型温控光控 IC 的应用	330
第四章	人机对话通道接口技术	333
4.1	单片机键盘接口设计	334
4.2	由电话机集成电路构成的单片机键盘接口电路	336
4.3	用 GAL 设计的一种编码键盘接口	338
4.4	用 CMOS 电路构成的非编码触摸键盘	342
4.5	设计薄膜开关应注意的一些问题	345
4.6	触摸式电子开关集成电路 5G673 及其应用	350
4.7	8279 用于拨码盘及显示器的接口设计	354
4.8	LED 数码管的构造与特点	358
4.9	LED 数码管的集成驱动器及配套器件	362
4.10	8279 芯片的显示接口分析及 32 位数码管显示驱动电路设计	366
4.11	用三端可调稳压块代替 LED 显示器的限流电阻	370
4.12	液晶显示器件的构造与特点	371
4.13	LCD 七段显示器与单片机的接口	374
4.14	液晶显示器与单片机的接口技术	376
4.15	可编程 LCD 控制驱动器 μ PD7225	381
4.16	微机总线兼容的四位 LCD 驱动电路 TSC7211AM	387
4.17	使用 8255 的双极性归零脉冲驱动液晶显示器接口	391
4.18	DMC16230 型 LCD 显示模块的接口技术	395
4.19	点阵式液晶显示器原理及应用	403

4.20	实用液晶显示电路	409
4.21	8031 控制的 CRT 显示控制接口	414
4.22	用 8031 控制多台彩色显示器的实现方法	419
4.23	高级语言处理器——T6668 的结构与典型电路	423
4.24	延长 T6668 语言电路录放时间的方法	429
4.25	T6668 高级语音开发站	432
4.26	语言处理器 T6668 在电话报警系统中的应用	435
4.27	新型语音处理器 YYH16	439
第五章 网络、通讯控制与多机系统		441
5.1	IBM-PC/XT 和单片机通讯系统的设计	442
5.2	IBM-PC/XT 微机与单片机的两种通讯接口	448
5.3	MCS-51 单片机与 IBM-PC 微机的串行通讯	452
5.4	中央控制端与 MCS-51 单片机间的数据通讯	459
5.5	IBM-PC 机与 MCS-51 单片机的快速数据通讯	466
5.6	8031 单片机与 PC-1500 计算机的通讯	473
5.7	多片 MCS-51 系统的一种串行通讯方式	477
5.8	多单片机处理系统并行通讯的实现	481
5.9	半双工远距离电流环多机通讯接口电路	485
5.10	多微机系统共享 RAM 电路	490
5.11	串行通讯中的波特率设置	492
5.12	在 MCS-51 单片机的串行通讯中实现波特率的自动整定	496
5.13	J274 和 J275 在微机分布式测控系统中的应用	500
5.14	单电缆传送双向数据	504
5.15	新颖的多路遥控 IC 编译码器	505
5.16	DTMF 在单片机无线数据通讯中的应用	508
5.17	MCS-8031 单片机在红外遥控装置中的应用	515
5.18	一种实用光纤数字遥测系统	518
5.19	智能仪表通讯系统中一种冗余通道的设计	524
5.20	EIA RS-232-C 接口使用中的几个问题	528
第六章 电源、电源变换与电源监视		531
6.1	电源扩展电路	532
6.2	一种简单的直流三倍压电路	533
6.3	直流电源变换集成电路	535
6.4	直流电压变换器 ICL7660 的应用	537
6.5	一种廉价高精基准电压源	540
6.6	精密可调基准电压源及其应用	541
6.7	引脚可编程精密基准电压源 AD584 及其应用	549

6.8	几种新型恒流源集成电路	553
6.9	CW334 三端可调恒流源及应用	557
6.10	电源电压监视用芯片 TL7705CP 简介	560
6.11	电源电压监视用芯片 TL7700 简介	564
6.12	WMS7705B 电源监视用芯片简介	567
6.13	具有 HMOS 结构的 MCS-51 系列单片机提供后备电源的方法	570
第七章	系统抗干扰技术	575
7.1	微型计算机系统的抗干扰措施	576
7.2	计算机应用系统抗干扰问题	579
7.3	微机在工业应用中的抗干扰措施	586
7.4	利用电源监视 TL7705 芯片的抗电源干扰新方法	591
7.5	利用电源监视芯片 WMS7705 的抗电源干扰新方法	594
7.6	具有浪涌抑制能力的 TVP	601
7.7	瞬变电压抑制二极管 TVP 的特性及应用	604
7.8	单片机实时控制软件抗干扰编程方法的探讨	607
7.9	一种简单实用的微机死机自复位抗干扰技术	610
7.10	单片机程序的监视保护	612
7.11	软件 WATCHDOG 系统	615
7.12	一种实用的“看门狗”电路	618
7.13	高电压下测量系统的抗干扰措施	619
第八章	应用实例	621
8.1	单片机在多功能函数发生器中的应用	622
8.2	单片机波形发生器	629
8.3	单片机控制的调幅波发生器	633
8.4	用 8031 单片机解调时统信号	636
8.5	具有 114dB 动态范围的浮点数据采集系统	641
8.6	电热恒温箱单片微机控制系统	646
8.7	智能 L、C、R 测试仪的原理及设计	652
8.8	采用 LMS 算法的单片机数字交流电桥	656
8.9	单片微机的数字相位测试仪	659
8.10	单片机的的气体流量测量	662
8.11	单片机的相关流量计	668
8.12	723 型可见分光光度计	675
8.13	多功能微电脑电子秤	679
8.14	智能路面回弹检测仪	683
8.15	使用 CCD 的单片机动态布面检测系统	687
8.16	使用 CCD 的单片机激光衍射测径系统	690

8.17	使用 CCD 的单片机动态线径测量仪	695
8.18	使用 CCD 的单片机中型热轧圆钢直径检测仪	701
8.19	用 MCS-51 单片机实现织布机的监测	705
8.20	单片机在工频参量测试中的应用	709
8.21	单片机 8098 在直线电机控制中的应用	715

第一章

单片机系统综合 应用技术

1.1 使用 8098 单片机的几点体会

西安空军电讯工程学院计算机系 王卫海 谢 华

一、RESET 时序

8098 单片机支持多种总线工作时序以简化总线接口需求和准备就绪控制。在 8098 单片机内部设有芯片配置寄存器(CCR),用来记录用户设置的总线工作模式,当 RESET 线电平变高以后,8098 首先要读取总线上 2018H 单元的内容并存入 CCR 中。此后,8098 将以 CCR 所指定的总线时序工作。

那么,当 RESET 线电平变高以后,8098 是按什么样的总线时序读取 2018H 单元的内容呢?关于这一点,INTEL 手册中并没有提到。我们使用逻辑分析仪对 8098 的复位时序进行了测试后发现,8098 单片机复位后的第一次读操作(即读 2018H 单元)数据总线是按 16 位方式工作的。也就是说此时 P₄ 口的高八位地址并不稳定,而是与低八位地址线一样,在 ALE 下降沿过后不久就转变成数据线。图 1 是总线复位时序。

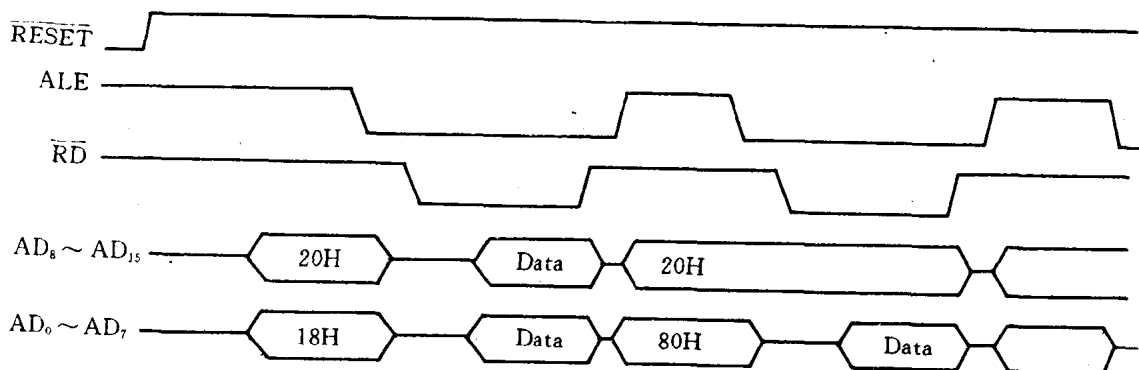


图 1 8098 总线复位时序

如果在复位时,2018H 单元的总线宽度选择位(即第 1 位)为 0,并且被 8098 正确的读入,那么系统将会按照八位数据总线的方式工作,并且自动锁存高八位地址。

在分析中还发现,如果 2018H 单元的总线宽度选择位为 1,那么 8098 将按照 16 位数据总线方式工作。

因此我们建议,在构成 8098 硬件系统时,应使用两片 74LS373 分别锁存高八位和低八位地址,以保证可靠的读出 2018H 单元的内容。

在一些关于 8098 的书籍中给出的 8098 的最小系统如图 2 所示。

通过多次试验证明,这种电路是不能稳定工作的,因为当读信号到来时,高位地址线上的地址信息已消失,不能保证正确的读出 2018H 单元的内容。

8051 的 AJMP, ACALL 和 SJMP 指令。这些区别必须得到编程人员的充分注意。如果在一个程序模块中,全部使用相对转移指令,那么这个模块就可以加载到存储空间的任何位置运行。这也许是 8098 采用相对转跳的原因所在。

下面是两个用 8098 指令实现的 N 路散转的例子:

例一:实现小范围内的散转。入口参数存于 AL 寄存器,取值范围从 0 到 7。

```

RSEG AT 20H
AX: DSW 1
AL =AX:BYTE
AH =AX+1:BYTE
CSEG AT 1000H; Command Number From 0 to 7
LDB AL, #2; AL: Command Number
    LDB AH, #1
    SHLB AH, AL
    JBS AH, 0, PROC0
    JBS AH, 1, PROC1
    JBS AH, 2, PROC2
    JBS AH, 3, PROC3
PROC0:
; .....
PROC1:
; .....
PROC2:
; .....
PROC3:
; .....
RET
END

```

例二:实现 64k 范围内的散转。入口参数存于 AX 寄存器,取值范围是从 0 开始的整数。

```

RSEG AT 20H
AX: DSW 1
CSEG AT 1000H
    LD AX, #2H
    SHL AX, 1
    ADD AX, #TAB
    LD AX, [AX]
TAB: DCW PROC0
     DCW PROC1
     DCW PROC2
     DCW PROC3
     DCW PROC4
PROC0:

```

```

PROC1:
....
PROC2:
....
PROC3:
....
PROC4:
....

END

```

四、间接寻址

8098 是一种内部具有 16 位处理能力的单片机,它支持按字和字节访问存储器。不过在按字访问存储器时,必须保证地址是偶数。但是在实践中,这种情况往往容易被忽略而造成错误,特别是采用间接寻址、变址寻址时,请看下列程序:

```

RSEG AT 20H
AX: DSW 1
CX: DSW 1
NUM EQU 2
CSEG AT 1000H
LD AX, #TAB
LD CX, #NUM
SHL CX, #1
ADD AX, CX
LD AX, [AX]
NOP
NOP
TAB: DEB '0123456789'
END

```

这是一个查表程序,在 CX 寄存器中存有查表索引值,表格中存放有 0~9 十个字符的 ASCII 码值。查得的结果送到 AX 寄存器中。此程序中查表索引值为 2。

按常规程序应将表格中第 5 和第 6 个字符送到 AX 寄存器中。但事实并非如此,执行此程序后 AX 中并没有得到预期的结果。错误的原因在于,本例中的表格 TAB 是从内存奇地址开始的(位于 1013H)。当执行到指令 LD AX, [AX]时,AX 的内容为奇数才导致错误。解决这个问题的方法是使用 DCW 伪指令定义表格。

那么当进行按字访问存储器操作并且起始地址为奇数时会导致什么样的结果呢?关于这一点,在 INTEL 手册上并没有予以说明。我们用自行开发的 DEBUG98 动态调试软件进行分析后得到了如下结果:

1. 对片内 RAM 的按字访问

当按字间接访问片内 RAM(即 00H~0FFH 单元)时,如果间接寻址寄存器的内容为奇

数,那么 8098 将其减去 1 变成偶数,然后进行寻址操作,间接寻址寄存器的内容保持不变。如果是自增量间接寻址,间接寻址寄存器的内容每次加 2。

下面是测试程序及运行结果:

TEST1

-u1000 16

1000 A1410020 LD 20,#0041

1004 A22030 LD 30,[20]

-

-t=1000 2

0020 41 00 31 E4 41 3A 7B 74-49 F2 12 2A CF DA 46 00

0030 00 00 00 00 00 3B 4B E6-00 00 00 00 B8 70 7F 8F

0040 11 22 33 44 55 66 77 87-DF FE 6A D2 5E DB 29 D7

IP=1004 SP=0100 PSW=00000010-10000000

1004 A22030 LD 30,[20]

0020 41 00 31 E4 41 3A 7B 74-49 F2 12 2A CF DA 46 00

0030 11 22 00 00 00 3B 4B E6-00 00 00 00 B8 70 7F 8F

0040 11 22 33 44 55 66 77 87-DF FE 6A D2 5E DB 29 D7

IP=1007 SP=0100 PSW=00000610-10000000

1007 A22030 LD 30,[20]

TEST1 程序仅有两条语句,以 20H 单元作为间接寻址寄存器并将其初始化为 41H。第二条指令执行后,30H 单元的内容为 11H,31H 单元的内容为 22H。显然此段程序是将 40H 开始的两个单元的内容传送到 30H 开始的两个单元。

TEST2

-u1000 19

1000 A1410020 LD 20,#0041

1004 A22130 LD 30,[20]+

1007 A22130 LD 30,[20]+

-

-t=1000 3

0020 41 00 31 E4 41 3A 7B 74-49 F2 12 2A CF DA 46 00

0030 00 00 00 00 00 3B 4B E6-00 00 00 00 B8 70 7F 8F

0040 11 22 33 44 55 66 77 87-DF FE 6A D2 5E DB 29 D7

IP=1004 SP=0100 PSW=00000010-10000000

1004 A22130 LD 30,[20]+

0020 41 00 31 E4 41 3A 7B 74-49 F2 12 2A CF DA 46 00

0030 00 00 00 00 00 3B 4B E6-00 00 00 00 B8 70 7F 8F

0040 11 22 33 44 55 66 77 87-DF FE 6A D2 5E DB 29 D7

IP=1007 SP=0100 PSW=00000010-10000000

1007 A22030 LD 30,[20]+

0020 41 00 31 E4 41 3A 7B 74-49 F2 12 2A CF DA 46 00

```

0030      33 44  00  00  00  00  4B E6-00   00  00  00  B8  70  7F  8F
0040      11 22  33  44  55  66  77  87-DF   FE  6A  D2  5E  DB  29  D7
IP=100A   SP=0100  PSW=00000010-10000000
100A FD      LD      NOP

```

从 TEST2 程序的运行结果中可以看出,20H 单元的初始值为 41H,第二条指令执行后其内容变为 43H,而 30H 和 31H 单元的内容分别变为 11H 和 22H。

2. 对片外 RAM 的按字访问

当 8098 按字间接访问片外 RAM(100H—0FFFFH 单元)时,如果间接寻址寄存器的内容为奇数,对于间接自增量寻址读操作,将两次读出这个奇数单元内容作为结果。对于间接自增量寻址写操作和间接寻址读写操作,8098 仅完成一个奇数单元的访问。

下面是测试程序及运行结果:

```

TEST3
-u 1000 1 b
1000 A1012020      LD      20, #2001
1004 A22130      LD      30, [20]+
1007 A22130      LD      30, [20]+
100A A22030      LD      30, [20]
-d 2000      1  10
2000      11 22  33  44  55  66  77  88-99   AA BB CC DD EE FF  00
-
-t=1000      4
0020      01 20  31  E4  41  3A  7B  74-49   F2  12  2A  CF  DA  46  00
0030      00 00  00  00  00  00  00  E6-00   00  00  00  B8  70  7F  8F
IP=1004      SP=0100  PSW=00000010-10000000
1004 A22130      LD      30, [20]+
0020      03 20  31  E4  41  3A  7B  74-49   F2  12  2A  CF  DA  46  00
0030      22 22  00  00  00  00  00  E6-00   00  00  00  B8  70  7F  8F
IP=1007      SP=0100  PSW=00000010-10000000
1007 A22130      LD      30, [20]+
0020      05 20  31  E4  41  3A  7B  74-49   F2  12  2A  CF  DA  46  00
0030      22 22  00  00  00  00  00  E6-00   00  00  00  B8  70  7F  8F
IP=100A      SP=0100  PSW=00000010-10000000
100A A22030      LD      30, [20]
0020      05 20  31  E4  41  3A  7B  74-49   F2  12  2A  CF  DA  46  00
0030      66 20  00  00  00  00  00  E6-00   00  00  00  B8  70  7F  8F
IP=100D      SP=0100  PSW=00000010-10000000
100D FD      LD      NOP

```

TEST3 程序的功能是读出 2001H 单元开始的一个字的内容到字寄存器 30H。分别使用了自增量间接寻址和间接寻址,从运行结果中可以看出第二条指令是将 2001H 单元的内容 22H 送入了 30H 和 31H 单元,而第四条指令则只将 2005H 单元的内容 66H 送入 30H 单元,而将间接寻址寄存器高字节的内容送入 30H 单元。

TEST4

```

-u 1000 1b
1000 A1012020          LD          20, #2001
1004 A1AA5530          LD          30, #55AA
1008 C22130            ST          30, [20]+
100B C22130            ST          30, [20]+
100E C22030            ST          30, [20]
-d 2000      1  10
2000          00 00  00  00  00  00  00  00-00  00  00  00  00  00  00  00
-t=1000      5
2000          00 00  00  00  00  00  00  00-00  00  00  00  00  00  00  00
IP=1004      SP=0100  PSW=00000010-10000000
1004 A1AA5530          LD          30, #55AA
2000          00 00  00  00  00  00  00  00-00  00  00  00  00  00  00  00
IP=1008      SP=0100  PSW=00000010-10000000
1008 C22130            ST          30, [20]+
2000          00 AA  00  00  00  00  00  00-00  00  00  00  00  00  00  00
IP=100B      SP=0100  PSW=00000010-10000000
100B C22130            ST          30, [20]+
2000          00 AA  00  AA  00  00  00  00-00  00  00  00  00  00  00  00
IP=100E      SP=0100  PSW=00000010-10000000
100E C22030            ST          30, [20]
2000          00 AA  00  AA  00  AA  00  00-00  00  00  00  00  00  00  00
IP=100E      SP=0100  PSW=00000010-10000000
1011 FD              NOP

```

此测试程序的功能是通过字寄存器 30H 将数据 55AAH 送入 2001H 开始的几个单元中。从程序的运行结果中可以看出, 仅将 30H 单元的内容 AAH 送入了 2001H 开始的奇数单元中, 而对偶数单元无影响。

从以上测试和分析中可以看出 8098 单片机在内存访问方面有许多特殊点。在编程时应予以注意。

五、后 记

①本文所述内容是基于目前市场上流行的 Intel8098 芯片。该芯片为塑封。背面印有 KO-REA 字样。

②测试环境为我们自行研制的 SET-98 单片机开发系统。

③测试软件为我们自行编制的 DEBUG98 动态调试程序。

摘自《单片微机及应用》季刊, 1991 年第 3 期

1.2 单片机的冷启动与热启动

重庆巴山仪器厂 荆予今

在单片机系统的实际应用中,常把单片机系统的复位分为冷启动和热启动。所谓冷启动,也就是一般所说的上电复位。冷启动后片内外RAM的内容是随机的,所以一般应先根据系统的要求,利用启动程序将某些内部RAM或外部RAM初始化到某个特定状态。比如在某些存储单元清零,或设置运算标志,然后再转入正常运行。单片机的热启动是通过外部电路给运行中的单片机的 $\overline{\text{RST}}$ 端一复位电平(或脉冲)而实现的。这也就是常说的按键复位或脉冲复位。复位后,RAM的内容都没有改变,这时为了开始新的运算(这往往是热启动的目的),可以根据运算的要求,对一些RAM的内容给予保护,对另一部分RAM的内容则进行初始化。

为了区分两种不同的启动方式,可以采用软件的方式,也可以采用硬件加软件配合的方式。图1是用软件区分两种启动方式的程序流程图。从图中可以看出启动程序中关键的一点是利用单片机复位后RAM内容不变这一特点,在RAM中指定一个或者几个单元作为冷启动标志单元。复位后的启动程序通过检查冷启动标志的有无,从而判定现在进行的是冷启动还是热启动。常用的冷启动标志有A5H(10100101B)或5AH(01011010B)。

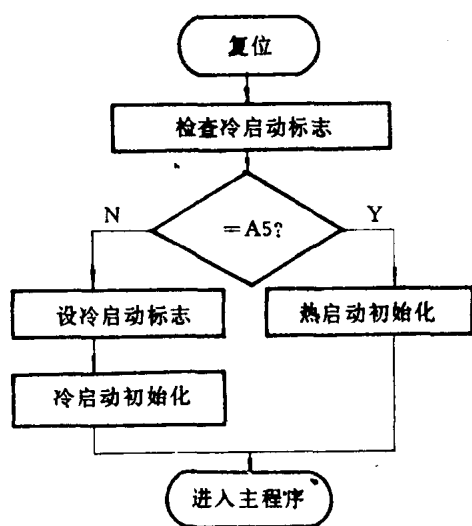


图1 软件区分的冷、热启动的流程图

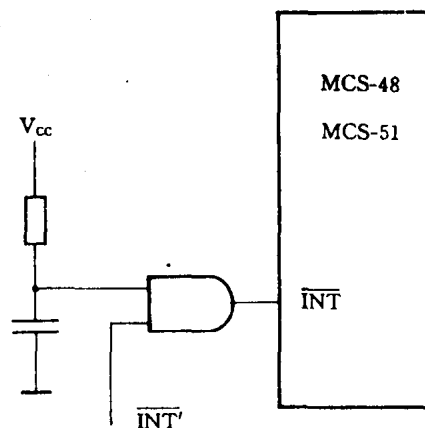


图2 硬件加软件配合的冷、热启动方式

图2是用硬件电路加软件配合区分两种复位方式的原理图,图3是与之配套的软件流程图。在图2电路中,当每次上电时,由于电容C有一个充电过程,使单片机的 $\overline{\text{INT}}$ 脚在上电后的瞬间出现了一个低电平。这时利用启动程序查询这个脚上的电平,如果为低,则执行冷启动初始化操作。初始化完毕,还应再次查询 $\overline{\text{INT}}$ 脚的电平是否升高。如果升高,则执行后面的主程

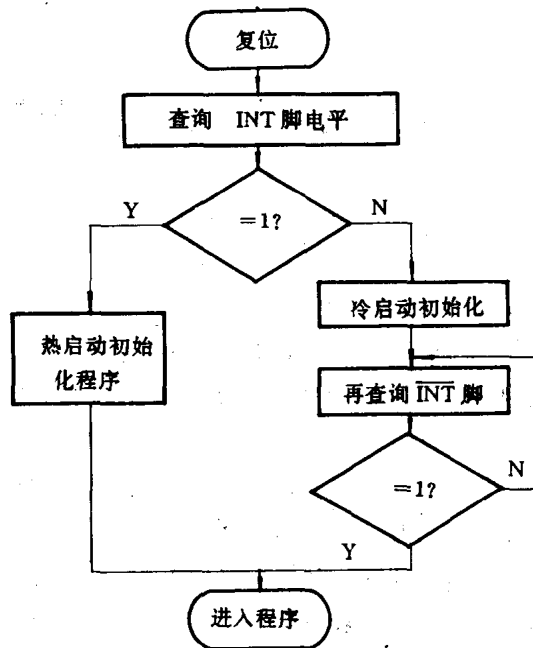


图3 硬件、软件配合的冷、热启动方式流程图

序;否则原地等待,直到 $\overline{\text{INT}}$ 脚升为高电平,才能开始后面的操作。这样规定的原因是考虑到,如果不等 $\overline{\text{INT}}$ 脚电平升高就进入主程序,一旦碰上开中断指令,单片机就可能由于 $\overline{\text{INT}}$ 脚仍然处在上电后的低电平状态,而执行错误的中断操作。

如果不是上电复位,则 $\overline{\text{INT}}$ 脚将不会有一个低电平,这样启动程序查询 $\overline{\text{INT}}$ 脚后,就会转去执行热启动初始化操作。

在图2电路中,用作测试的引脚也可以采用别的输入线。与门的作用是保证 $\overline{\text{INT}}$ 脚的中断功能不变。

最后说明一下,并不是所有单片机系统都需要区分冷启动和热启动,这应该根据系统功能设置来定。

1.3 大容量动态存储器在单片机系统中的应用

蔡大维 郑崇勋 杨 琛等

近年来,体积小、价格便宜的 1M 位、4M 位的动态存储器已大量上市,其价格仅为静态存储器的几十分之一。如果能把动态存储器用到单片机中,将会大大降低应用产品的成本。我们在单片机的应用中,设计了一电路,巧妙地利用单片机所提供的时序,将 OKI514256 256k 动态存储器组成的 1MB 存储阵列应用到 8031 单片机上。这个电路结构简单,能适用所有动态存储器,性能稳定,而且由于动态存储器的功耗比静态存储器小,大大降低了系统的功耗。下面介绍该动态存储器控制电路。

在叙述动态存储器和单片机的连接以前,我们有必要先了解一下动态存储器的时序和单片机中的时序。

首先看一下动态存储器的工作原理。我们知道动态存储器与静态存储器不同,它要求在一定的时间内进行刷新操作以保证存储器内的信息不会丢失,而且动态存储器采用地址复用技术,即地址信息是分两次读入的,这也给我们的应用带来了不便。

现以 OKI514256 256k × 4bit 动态存储器芯片为例加以说明,图 1 是 OKI514256 芯片的管脚图。

DQ_1 、 DQ_2 、 DQ_3 、 DQ_4 是数据端, A_0 、 A_1 、 \dots 、 A_8 是行地址和列地址复用的地址信号输入端, \overline{CAS} 是列地址输入锁存信号, \overline{RAS} 是行地址输入锁存信号, \overline{W} 为写信号, \overline{G} 为读信号。以上各信号相互配合,完成刷新、读和写功能。动态存储器的刷新、读和写的时序图如图 2。

我们再看一下 8031 的时序,由于 8031 采用了程序空间和数据空间独立寻址,因而 8031 具有两个不同的时序,一个是读程序时序和读写外部数据时序,如图 3(a)和(b)所示。

动态存储器的刷新操作主要有两种方

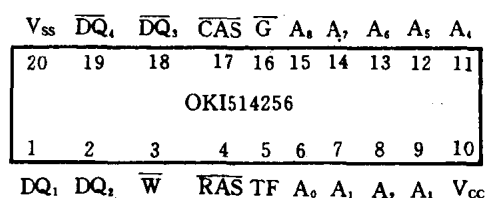


图 1 OKI 514256 芯片的管脚图

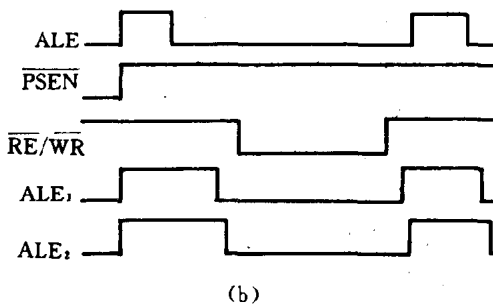
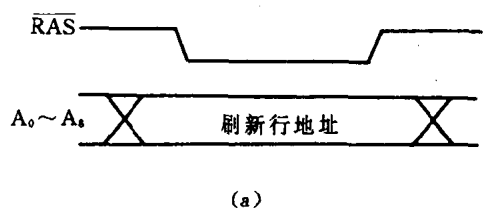


图 2 动态存储器刷新、读和写时序
(a)刷新时序;(b)读、写时序

式：一种是集中刷新，这种方式简单，但需要占用 CPU 时间，实时性差。

另一种是分散刷新，它不需要 CPU 等待，利用 CPU 的空闲时间，但控制时序复杂，使电路结构复杂化。在仔细研究了 8031 的时序以后，我们提出了一种分散刷新的方案，它不需要 CPU 等待，由于利用 8031 的时序，因而控制电路十分简单，便于调试和使用。从 8031 的时序不难发现 8031 在读程序时是绝对不会对数据存储器进行操作的，而且读程序操作是不断进行的，读程序操作和对数据存储器操作是由控制信号 $\overline{\text{PSEN}}$ 来区别的。在 $\overline{\text{PSEN}}=0$ 时进行读程序操作，而在 $\overline{\text{PSEN}}=1$ 时才进行对数据存储器的操作。因此，我们可以利用 8031 读程序操作期间来完成刷新操作，而在 8031 对数据存储器进行操作时，对动态存储器进行正常读写。这样一来，既实现了分散刷新的目的，又避免了 CPU 访问动态存储器与刷新的矛盾。我们利用 8031 的 $\overline{\text{PSEN}}$ 和 ALE 信号，设计了动态存储器控制电路，其框图如图 4 所示，刷新和读写时序如图 5 所示。

在刷新操作期间， ALE_1 信号的下降沿落后于 $\overline{\text{PSEN}}$ 的下降沿，这样就可区别出读程序操作和数据存储器操作。这时由于 $\overline{\text{PSEN}}=0$ ，因而，2 选 1 选择器 1 输出为刷新操作地址，而此时 $\text{ALE}_2=1$ ，从而 2 选 1 选择器 2 的输出为刷新操作地址，这时 ALE_1 下降沿把刷新地址锁存到 DRAM，完成刷新操作。

当 CPU 需要访问 DRAM 时，从图 5(b) 可看到 $\overline{\text{PSEN}}$ 会出现较长时间的高电平，因而在 ALE_1 的下降沿时刻 $\overline{\text{PSEN}}=1$ ，从而 2 选 1 选择器 1 的输出为来自 8031 的读写的行地址 $A_0 \sim A_9$ ，该地址经选择器 2 送到 DRAM，并由 ALE_1 锁存入 DRAM。当 ALE_2 由“1”变为“0”后，2 选 1 选择器 2 的输出为 8031 提供的列地址 $A_9 \sim A_{17}$ ，该地址由 $\overline{\text{WR}}$ 和 $\overline{\text{RD}}$ 的“与”信号锁存入 DRAM，这样就把 $A_0 \sim A_{17}$ 18 位地址信号锁存到 DRAM 中，再配合 $\overline{\text{RD}}$ 或 $\overline{\text{WR}}$ 信号，就可完成动态存储器的读写操作。如果扩展更大容量的动态存储器阵列，只要用译码器对高位地址信号进行译码，再由 8031 的读写信号对译码器进行选通控制就可实现多片动态存储器的读写操作。

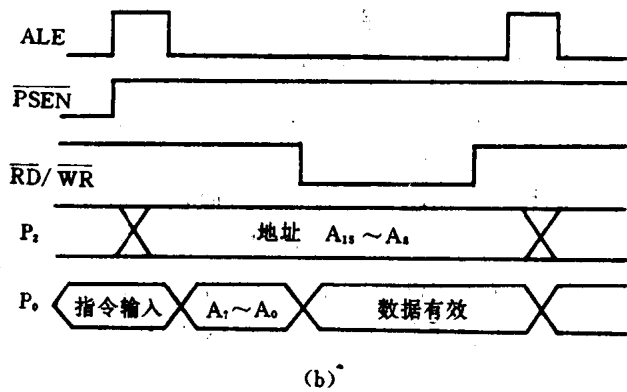
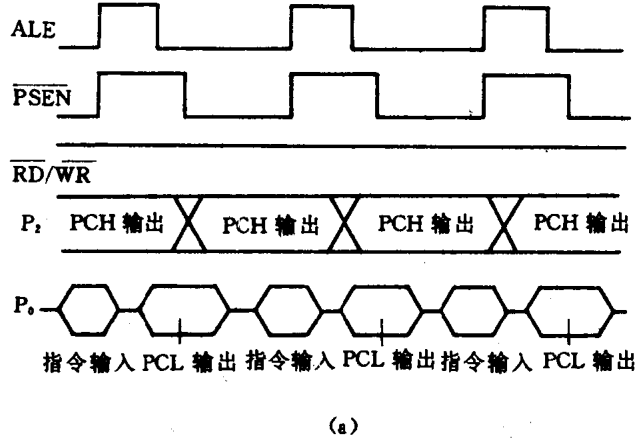


图 3 8031 时序图

(a)外部程序存储器时序；(b)外部数据存储器读、写时序

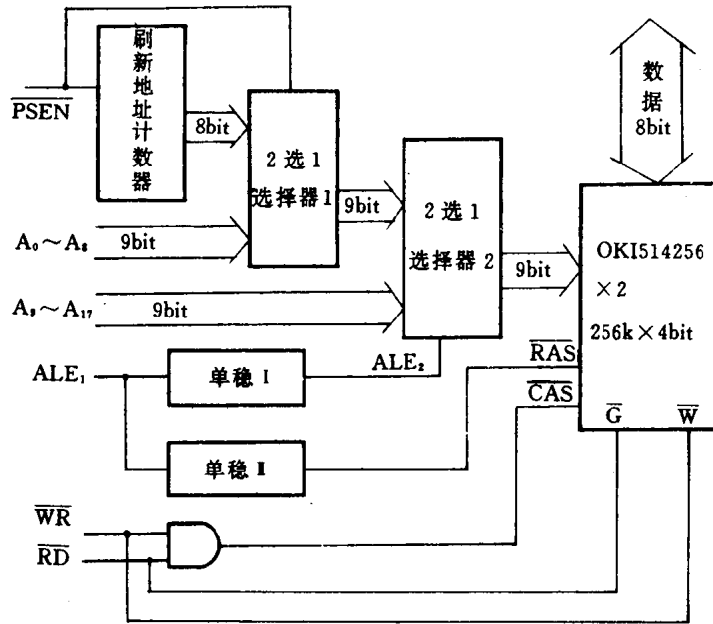


图4 256kbyte 动态存储器扩展电路原理框图

我们利用此技术,为8031扩展了1Mbyte的动态存储器作为数据存储器用。存储器芯片选用OKI514256 256k×4bit的1M位动态存储器芯片。该芯片具有速度快、功耗低的特点,并具有很高的性能价格比。使用结果表明,该电路具有良好的可靠性,效率高,不占用CPU时间,不需软件干预,硬件较简单,成本低。由于控制电路采用通用器件,宜制作和调试。如果采用GAL技术,可进一步减少器件所占空间,降低成本。该电路可广泛应用到利用单片机的高性能而且同时需要大容量数据存储器的场合,可大大减低应用产品成本,有可观的经济效益。

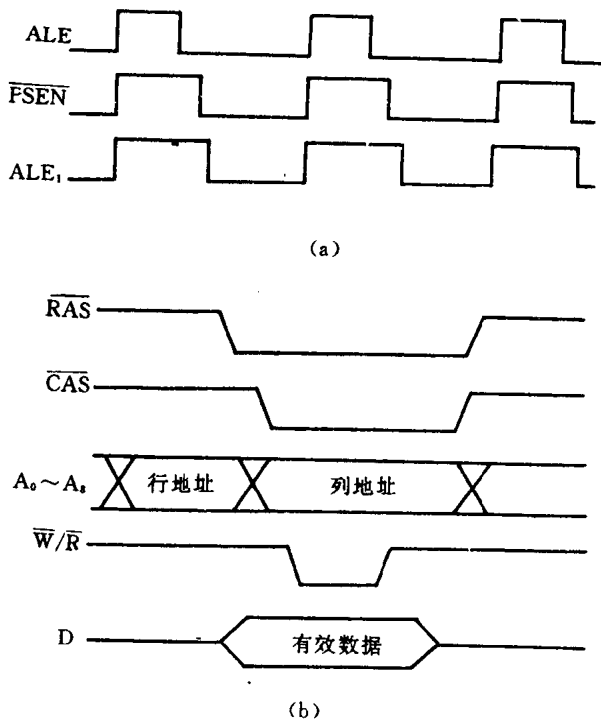


图5 动态存储器各信号的时序图

(a)刷新操作时序;(b)读写时序

1.4 MCS-51 单片机系统中动态 RAM 的刷新技巧

四川省电子计算机应用研究中心 林 化

MCS-51 单片机应用系统中,有时需要大容量的 RAM 存储器,如果仍采用静态 RAM,将大大增加成本,以致影响应用系统的生命力,并且大容量的静态 RAM 在国内市场也难于购买。用大容量的动态 RAM 取代静态 RAM,则可大大降低成本,如 $4 \times 64k$, $4 \times 256k$ 以及 $4 \times 1024k$ 的动态 RAM 价格远低于静态 RAM,在国内市场随处可见。这样的代换,性能并不受多大影响,又使应用系统成本降至人们完全可以承受。

51 单片机应用系统中引入大容量动态 RAM,当然还需对应用系统进行适当修改;其一是设计动态 RAM 的地址译码和行列地址选择电路;其二是设计刷新电路,前者属常规设计,在此不多讲,而刷新则是应用动态 RAM 的难点,无论采用纯硬件还是纯软件完成刷新,都相当困难。充分利用 51 单片机特性,我们发现一种软、硬件结合的刷新技巧能够大大简化刷新电路的设计,硬件部分见示意图 1。

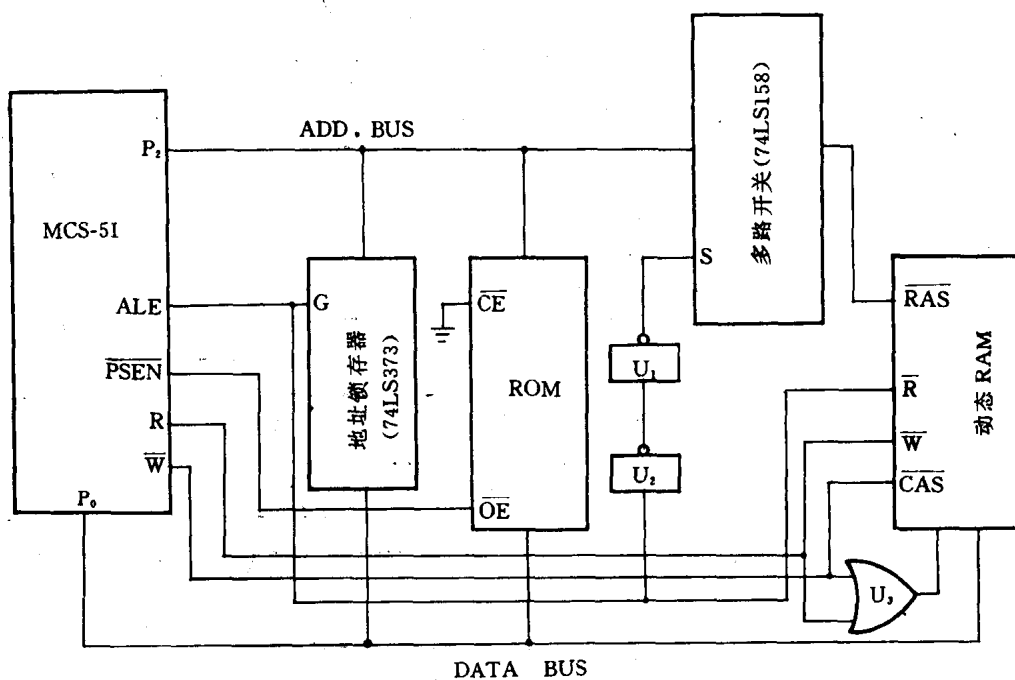


图 1 动态 RAM 的刷新电路

图示应用系统中,低位地址为行地址,这样,刷新只需在软件中,让行地址(4464 的 $A_0 \sim A_7$, 44256 的 $A_0 \sim A_8$)在规定的刷新时间,刷新周期内翻转一次。51 单片机提供了两个定时器中断,只需用一个中断来控制刷新(以下称之为刷新中断)。在应用系统中,将该定时器定为短

于规定的刷新间隔(4164 为 2ms, 4464 同 44256 均为 4ms), 且设该中断优先级别最高, 技巧在于在该中断相应处理的程序中, 什么工作也不做, 只安排相应数量的空指令(NOP), 使程序地址逐一增加(即依次翻转), 硬件上已选择地址低位为行地址, 所以这组空指令的执行, 使动态 RAM 行地址得以翻转。如要求行地址 $A_0 \sim A_7$, 翻转, 只需安排 256 条空指令, 要求行地址 $A_0 \sim A_8$ 翻转, 则只需要安排 512 条空指令, 以此类推。这类空指令也可分几次执行, 例如分两次执行, 第一次执行一半数 NOP, 第二次执行另一半 NOP, 那么两次中断之间时间必须定为短于规定刷新时间的一半, 且第二次 NOP 指令组始地址低位只能比第一次 NOP 指令组末址大一。同理, 可分三次, 四次等执行 NOP 指令组。

图示应用系统中, 执行刷新中断处理程序中 NOP 指令组时, 51 单片机只读 ROM 中指令, 没有其它操作, 所以读、写线(\overline{R} , \overline{W})始终为高电平, 当然 \overline{CAS} 也就为高了。ALE 信号平时为低, 51 单片机将低八位地址打入地址锁存器时, 它变为高, 经两级门延时, 多路选择器选择端 S 为高, S 为高电平选择地址总线上的低位, 即 NOP 指令组所在地址低位。之后 ALE 回复到低电平状态, \overline{RAS} 信号也就为低, 此时动态 RAM 上行地址为 NOP 指令所在 ROM 中地址的低位, 参见刷新时序图, 尽管经两级门延迟后, 多路选择器 S 为低, 但此时已完成指令地址低位所指行的刷新。随指令地址逐一增加和 NOP 指令组的执行, 也就完成了 \overline{RAS} 为低时, 动态 RAM 所有行地址的翻转, 达到了动态 RAM 所有行的刷新。

对动态 RAM 的存取又是怎样完成的呢? 因存取外部存储器, 51 单片机的 \overline{PSEN} 信号为高禁止 ROM 输出, ALE 信号为高将低八位地址打入地址锁存器, ALE 信号经两级门延迟使多路选择器 S 为高, 则选择存取单元行地址。之后 ALE 变低, \overline{RAS} 为低, 选择存取单元行地址, 经两级门延时, S 变为低, 选存取单元列地址, 存取操作必然有 \overline{R} (读)或 \overline{W} (写)信号有效, 在 S 变低后, 读或写信号到达, 使 \overline{CAS} 信号有效, 使列地址加到 RAM 上, 这样数据可以从 RAM 读出或将数据写入动态 RAM。

51 单片机的寻址范围为 $0 \sim 0FFFFH$, 只有 64k 寻址空间, 所以当采用大容量动态 RAM 时, 必须对地址译码, 当然, 刷新电路也必须做相应修改, \overline{RAS} 、 \overline{CAS} 、 \overline{W} 、 \overline{R} 信号等的关系可参照以上原理, 刷新中断程序与上述雷同。

刷新时序如图 2 所示。

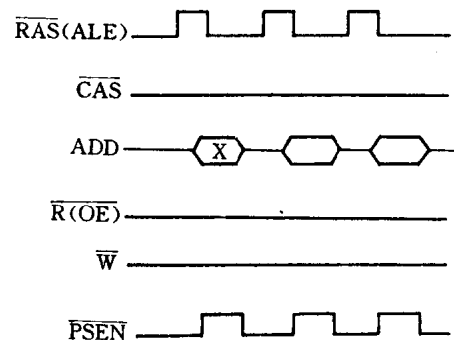


图 2 刷新时序

1.5 MCS-51 单片机系统中外 RAM 空间超 64kB 的扩展方法

江苏地震局 于纪勋

51 系列单片机的外 RAM 空间为 64kB, 某些场合下, 64kB 的空间是不够的, 但只要在硬件线路加上一个只包含触发器和几个门电路的转换器, 并在软件上加上仅有几条指令的一段简单程序即可扩展空间使之超过 64kB。

64kB 的空间是由 16 根地址线决定的, 它由 P_0 提供低 8 位, P_2 提供高 8 位。要想扩大空间, 只有增加地址线。每增加一根地址线, 空间扩大一倍。增加地址线的方法有以下两种。

一种是在物理空间上增加, 如将 P_1 当作地址线使用, 而用 P_1 的“0”、“1”两种状态去分别选中两个 64kB 区, 这种方法简单, 缺点是占用了 I/O 口。

另一种方法是在“时间”上增加地址线。51 单片机是利用 MOVX 指令写外 RAM 的, P_0 先送出外 RAM 的低 8 位地址, 再送出数据。如果将此数据存储起来转为地址则可达到在“时间”上增加地址线的目的。数据存储和转换的功能可由一个转换器完成, 转换器可当作一个外 RAM 给它分配一个地址 40FFFH (此地址易记不易混淆), 再向转换器写入一个数据, 如 FEH 则转换器的输出就可作为新增加的地址线来使用。这样, 它就可和原来 16 根地址线及控制线配合去选中不同的 64kB 区。

转换器的输出作为地址线去选中不同的 64kB 区有线选法和译码法两种。

线选法直接用地地址线作片选线, 可选中 8 个 64kB 区, 在线选法中, 转换器输入数据和输出中有效地址线的关系如表 1:

表 1

输入数据	7F	BF	DF	EF	F7	FB	FD	FE
有效地址线	Q_7	Q_6	Q_5	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0

因为被选中的 64kB 区中地址均从 0000H~FFFEH, 所以不能同时去选二个或更多的区。输入数据只能是上面 8 个之中的一个。如数据输入 FEH, 则选用地址线为 Q_0 。

因为 FFFFH 已用作转换器地址, 所以所有 64kB 区内均要禁用 FFFFH 地址。

转换器使用的程序如下:

```
MOV A, #FEH
MOV DPTR, #FFFFH; 转换器地址定为 FFFFH
MOVX @DPTR, A
```

复位后, 只要在访问外 RAM 前将上述程序运转一遍即可在转换器的 Q_0 选中的 64kB 区内读写。当写满至 FFFE 地址后或需访问另一 64kB 区时, 可将上述程序中 FE 数换成相应数,

重新运转一遍,则访问外 RAM 区就在另一 64kB 区内进行。

如果一个转换器的 8 个 64kB 区嫌不够,可增加一个转换器,地址可为 FFFE_H,这样扩展空间为 16 个 64kB 区,线路连接及运转程序同前,且还可加至三个、四个等,所得空间范围极大。

也可采用译码方法,在转换器后加译码器线路连接与一般计算机相同转换器 8 根地址线全译码可选中 256 个 64kB 区,此处不再赘述。

一个转换器线选 8 个 64kB 区的线路如图 1 所示。(转换器地址为 FFFF_H)。

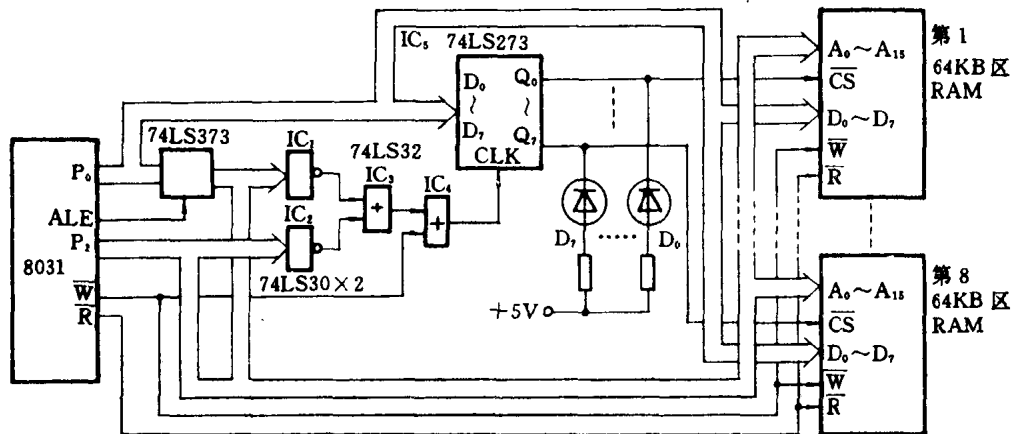


图 1 线选法扩展 8×64kB 的线路图

当 8031 执行转换器程序中 MOVX @DPTR, A 时 P₀ 先送出低 8 位地址,被 74LS373 锁存,当它为 FF_H 时 IC₁ 输出。同样,只有 P₂ 输出高 8 位地址为 FF_H 时 IC₂ 输出 0, IC₃ 为正或门,也可视为负与门,只有 IC₁、IC₂ 同为 0 时 IC₃ 输出。综合以上,仅当访问外 RAM 的地址为 FFFF_H 时 IC₃ 才输出 0,其余为 1, P₀ 送出地址后继而送出数据至 IC₅ 输入端,此时,8031 的 W 变低电平,此时 IC₄ 二个输入皆为 0,相与后输出为 0,当 W 变高电平时, IC₄ 输出变高电平,上升沿将 P₀ 送出的数据锁入 IC₅,如果累加器 A 内容为 FE_H,则 IC₅ 的输出端 Q₀=0, Q_{1~7}=1,只有与 Q₀ 相连,64kB 区被选中,发光二极管 D₀ 发光,指示被选中。

64kB 区内连线视使用不同 RAM 而略有不同,此处使用静态 RAM。

1.6 8031 单片机 P₀ 口和 P₂ 口的应用开发

浙江上虞风机厂 黄迎胜

微机具有很强的计算和控制能力,接入相应的 I/O 接口、键盘显示驱动接口及各种 A/D、D/A 转换器,并配上对应的软件,可以使仪器仪表实现各种功能。利用 8031 单片机的 P₀ 口和 P₂ 口实现一些常用功能,具有一定的实用性,并且可缩小仪器仪表的体积,降低成本。

一、P₂ 口与模拟开关接口

对于 8031 来说,P₀ 口只能作为地址/数据总线口使用,P₂ 口一般也只作为地址总线口使用。CPU 访问外部程序存储器时,P₂ 口输出地址的高 8 位,P₀ 口分时输出地址的低 8 位并传入指令字节,其时序波形如图 1。

控制信号 ALE 上升为高电平后,P₀ 口输出地址低 8 位,P₂ 口输出地址高 8 位。当 ALE 的下降沿到来时,P₀ 口输出低 8 位地址锁存到外部地址锁存器中。接着 P₀ 口由输出方式变为输入方式,而 P₂ 口输出的高 8 位地址信息不变。然后程序存储器选通信号 PSEN 变为低电平,P₂ 口和地址锁存器输出的地址对应单元指令字节传送到 P₀ 口上供 CPU 读取。

仪器仪表或实时控制中的 8031 应用系统的应用程序长度一般不超过 8k 字节,用 2764EPROM 作为外部程序存储器已足够了。此时 8031 单片机 P₂ 口的 P_{2.5}~P_{2.7} 将空闲,用这三根线可以控制模拟开关的八个选通常态,接口逻辑如图 2。这里用单八路模拟开关 CD4051

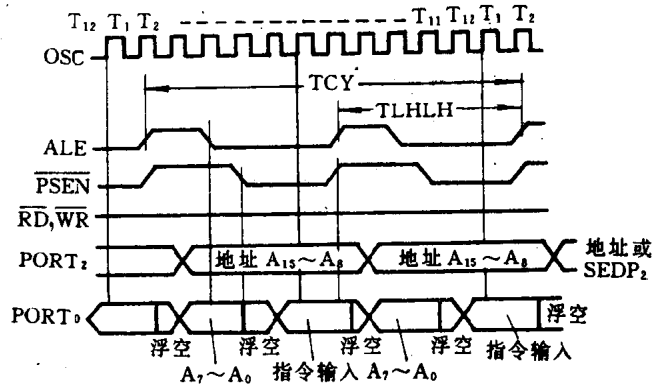


图 1 8031 时序图

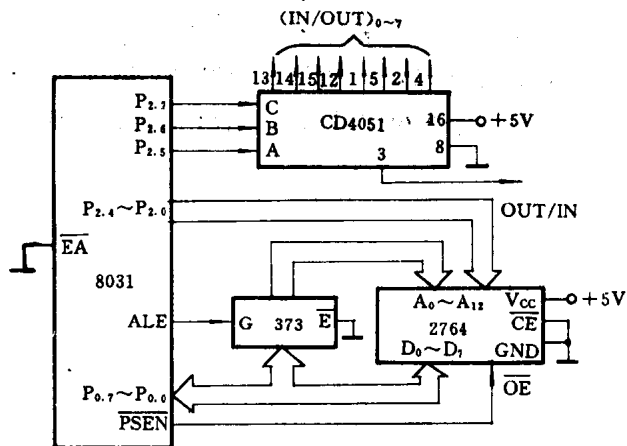


图 2 P₂ 口扩展接口

作为例子,其真值表如表 1。

表 1

A	B	C	OUT/IN 与 (IN/OUT) _i 相通
0	0	0	(IN/OUT) ₀
0	0	1	(IN/OUT) ₁
0	1	0	(IN/OUT) ₂
0	1	1	(IN/OUT) ₃
1	0	0	(IN/OUT) ₄
1	0	1	(IN/OUT) ₅
1	1	0	(IN/OUT) ₆
1	1	1	(IN/OUT) ₇

应用程序存储在 EPROM2764 里,地址为 0000H~1FFFH,假使我们使地址指针 PC 指向初值 3000H 或 5000H,然后执行程序,显而易见,CPU 从地址为 3000H~4FFFH 或 5000H~6FFFH 读出的程序就是 EPROM2764 里地址为 0000H~1FFFH 的那段。这样,当程序执行到某一地址,如 12B0H,我们要求 CD4051 的 3 脚 OUT/IN 与 1 脚 (IN/OUT)₄ 相通,只要在程序中插一句 LJMP92B4H 即可。如:

```

      ⋮
12B0H:MOVR2,A      ;源程序
12B1H:LJMP 92B4H    ;选通 (IN/OUT)4,从地址 12B4H 开始继续执行程序
12B4H:MOV A,P1     ;源程序
      ⋮

```

如果 CPU 在选通各个通道后有部分相同工作,例如八个模拟量由 CD4051 分时选通,经一个 A/D 转换器转换成数字量读入 CPU。此时可编一个读 A/D 转换结果的子程序,以不同地址去调用同一程序。如:

主程序:

```

      ⋮
MOV R2,A
LCALL 12B0H        ;选通 (IN/OUT)0,读 A/D 转换结果
      ⋮
LCALL 32B0H        ;选通 (IN/OUT)1,读 A/D 转换结果

```

子程序:

```

12B0H:MOV R1,#1FH ;读 A/D 转换器子程序
      ⋮
RET

```

二、P₀口、P₂口键盘接口

智能仪器仪表一般都采用键盘或按键输入。可利用 8031 的 P₀ 口和 P₂ 口及一片八位三态门电路,组成 4×8 键盘(最多可扩展成 8×8 键盘),接口逻辑如图 3。这里,八位三态门电路选用 74LS373 三态锁存器。

CPU 读外部 RAM 存储器的时序波形如图 4。P₂ 口输出外部 RAM 单元的高 8 位地址,P₀ 口分时传送低 8 位地址和数据。当地址锁存允许信号 ALE 为高电平时,P₀ 口输出的地址信息有效,ALE 的下降沿将地址打入外部地址锁存器,但图 3 中的键盘接口对低 8 位地址不予理睬。接着 P₀ 口变为输入方式,读信号 \overline{RD} 有效,选通外部 RAM 电路,相应存储器单元内容出现在 P₀ 口上,由 CPU 读入累加器 A。

图 3 中的读信号 \overline{RD} 有效时将三态门 373 接通,这里要求高 8 位地址中只能有一位为高电平,假设 P_{2.0}=1 此时 0~7 号键中若有键闭合,将被读入累加器 A 中。当同一列有两个键同时闭合时,图 3 中的二极管保护 P₂ 口。

CPU 对整个键盘可以采用行扫描方式,CPU 空闲时扫描键盘;也可以采取定时控制方式,每隔一定时间,CPU 对键盘扫描一次,CPU 可随时响应键输入请求。

图 3 中,若 P_{2.0} 为高电平,0 号键闭合一次,锁存器 373 的 3 脚 D₀ 的电压波形如图 5 所示,图中 t₁ 和 t₃ 分别为键的闭合和断开过程中的抖动期,一般为 5~10ms,t₂ 为稳定的闭合期,一般为十分之几秒~几秒,t₀,t₄ 为断开期。为了保证 CPU 对键的闭合仅作一次处理,必须去除抖动,应在键的稳定闭合或断开时读键的状态。还要判别键是否由闭合到释放,如是,再作键输入处理。

键输入子程序流程图如图 6。判断键盘某一行有无键闭合只要判断累加器 A 就可以了,如果 A≠0,则此行程键

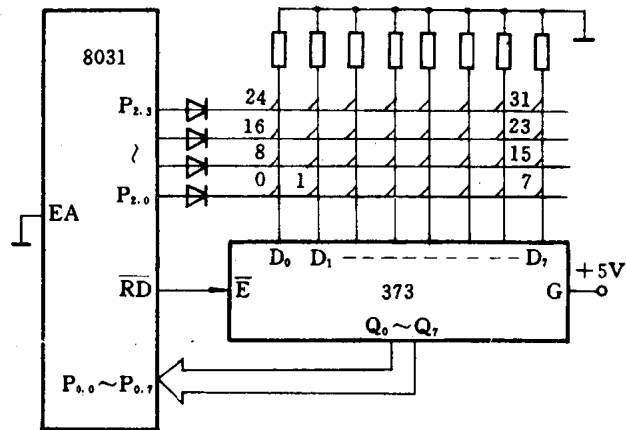


图 3 P₂ 口键盘扩展电路

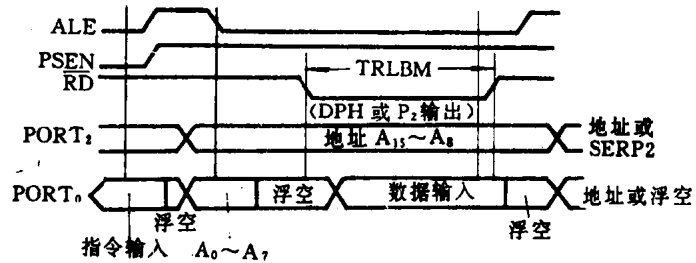


图 4 8031 读外部 RAM 时序

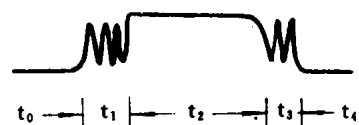


图 5 键操作电压波形

闭合, 否则无键闭合, 当判断到有键闭合后, 为了去除键机械抖动影响, 延迟一段时间再判断键盘的状态, 若仍有键闭合, 则认为键盘上有一处键处于稳定的闭合期, 否则认为是键的抖动。判断闭合键的键号, 方法为对键盘的行线进行扫描, 扫描口 P_{2.0}~P_{2.3} 依次输出:

P _{2.3}	P _{2.2}	P _{2.1}	P _{2.0}
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0

相应地顺次读 P₀ 口。例如: P₂ 口输出为 0010 时, 读出 P₀ 口为 00001000, 则 1 行 3 列相交的键处于闭合状态, 第 1 行的首键号为 8, 列号为 3, 闭合键的键号为

$$N = \text{行首键号} + \text{列号} = 8 + 3 = 11$$

为使 CPU 对键的一次闭合仅作一次处理, 必须等待闭合键释放以后再返回。

键输入子程序:

```

KEY1:  MOV P2, #01H      ;判断 0 行有键闭合否
        MOV R0, #00H    ;0 行首键号为 0
        MOVX A, @R0     ;0 行键状态读入 A
        JZ KE1          ;若无键闭合则判断 1 行
        ACALL DELY      ;延时 15ms
        MOVX A, @R0     ;若有键闭合则判断键号
        JNZ NUMB

KEY1:  MOV P2, #03H      ;判断 1 行有否键闭合
        MOV R0, #08H    ;1 行首键号为 8
        MOVX A, @R0     ;1 行键状态读入 A
        JZ KE2          ;若无键闭合则判断 2 行
        ACALL DELY
        MOVX A, @R0
        JNZ NUMB

KEY2:  MOV P2, #05H      ;判断 2 行有键闭合否
        MOV R0, #10H    ;2 行首键号为 16
        MOVX A, @R0     ;2 行键状态读入 A
        JZ KE3

        ACALL DELY
        MOVX A, @R0
        JNZ NUMB

KEY3:  MOV P2, #07H      ;判断 3 行有键闭合否
        MOV R0, #18H    ;3 行首键号为 24
        MOVX A, @R0
        JZ LOOP         ;若无键闭合则返回
    
```

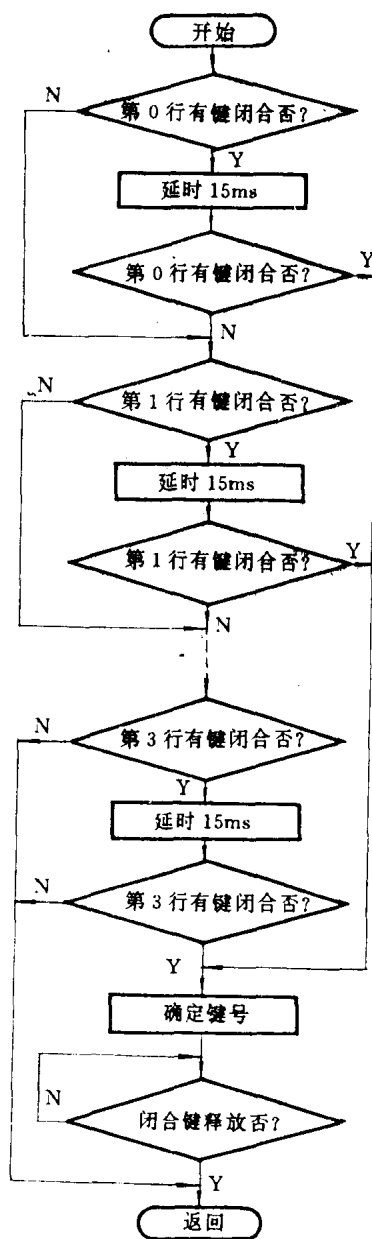


图 6 键输入子程序流程图

```

        ACALL DELY
        MOVX, A, @R0
        JZ LOOP          ;若无键闭合则返回
NUMB:   CLL C           ;判断列号→R1
        MOV R1, #00H
NUM:    INC R1
        RRC A           ;A带进位循环右移一位
        JNZ NUM        ;若A≠0,跳 NUM
        DEC R1
        MOV A, R1       ;列号→A
        ADD R0          ;列号+行首键号=键号
        MOV R0, A       ;键号→R0
WAIT:   MOVX A, @R0    ;若闭合键没释放则等待
        JNZ WAIT
LOOP:   RET
DELY:   MOV R1, #4BH   ;延时 15ms 子程序(时钟为 6MHz)
DL1:    MOV R2, #30H
DL2:    DJNZ R2, DL2
        DJNZ R1, DL1
        RET

```

如果图 3 中同时要外接小于 32k 字节的 RAM 存储器,这时锁存器 373 的选通信号 E 可由 \overline{RD} 和 $R_{2,7}$ 组合得到,具体方案这里不再叙述。

三、 P_0 口 P_2 口与三位液晶显示器接口

液晶显示器以其功耗低、寿命长等特点得到广泛应用。液晶显示器通常都采用交流驱动,驱动电压对时间的积分应等于零,如图 7,当某一笔段电压与公共端电压同相位时此笔段不显示;反相时显示。我们利用 8031 的 P_0 口与 P_2 口及三片锁存器 373 组成三位液晶显示器接口,如图 8。

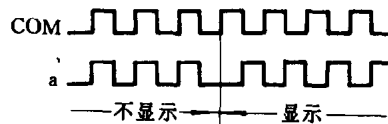


图 7 液晶显示器驱动波形

CPU 写外部 RAM 存储器的时序波形如图 9。 P_2 口输出外部 RAM 单元的高 8 位地址, P_0 口分时传送低 8 位地址和数据。当地址锁存允许信号 ALE 为高电平时, P_0 口输出的地址信息有效,此时若 $P_{2,7}$ 为高电平,则 ALE 的下降沿将地址打入锁存器(3)中。接着写信号线 \overline{WR} 有效,经反相器后变成高电平,当写信号结束时, P_2 口高 8 位地址中的 $P_{2,0} \sim P_{2,6}$ 和 P_0 口的写数据分别被锁入锁存器(1)和(2)中。

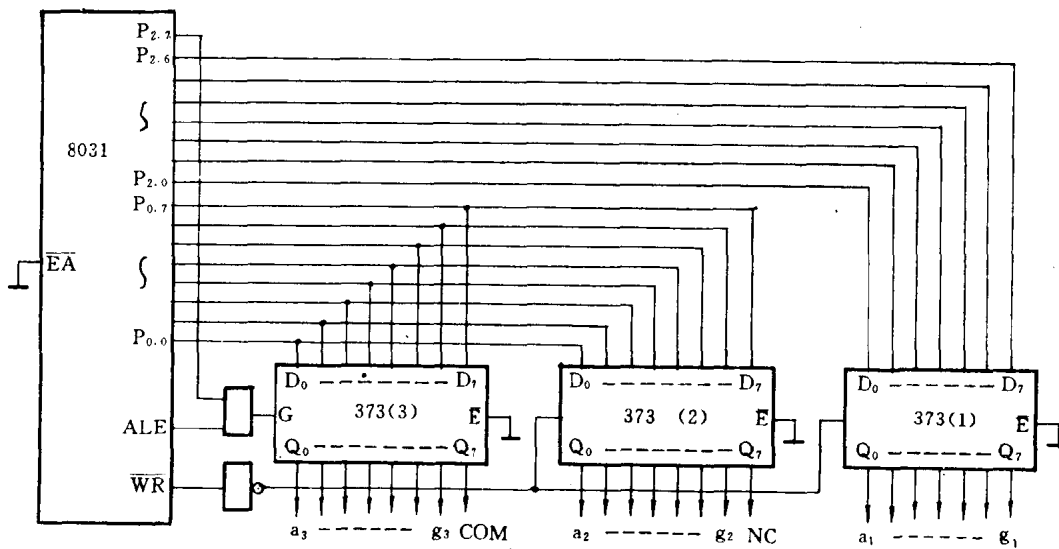


图 8 三位液晶显示器接口

把第一、二、三位段数据分别存入寄存器 P₂、累加器 A 和寄存器 R0 中,执行语句 MOVX @R0,A 后,这三个数据被锁入相应的锁存器中。

驱动液晶显示器的交流频率一般取 32Hz,为了模拟交流驱动电压,只要每隔一定时间对段数据求反,再送显示。时间间隔可以采用 CPU 的定时器 T₀ 工作在方式 1,中断控制。中断响应服务子程序流程图如图 10。

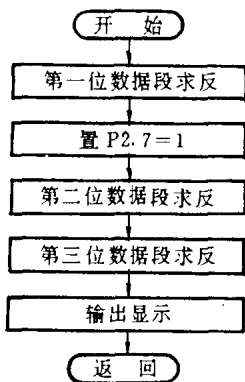


图 9 8031 外部 RAM 写时序

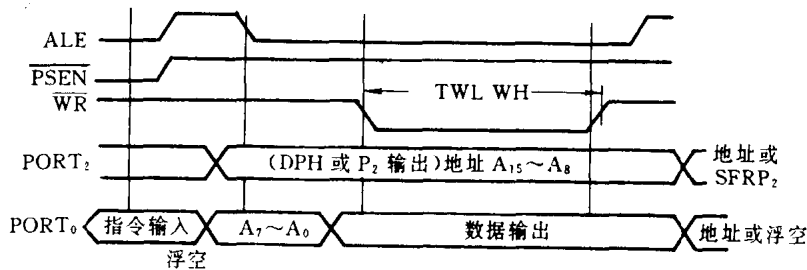


图 10 中断响应服务子程序流程图

液晶显示程序如下：

```

    ORG 0000H
    AJMP MAIN      ;转主程序
    ORG 000BH
    AJMP PIT0     ;转 TH0 溢出中断处理
MAIN: MOV SP, #60H ;栈指针初始化,60H→SP
    MOV TMOD, #01H ;置方式 1
    MOV TL0, #0F7H ;初值 C2F7H→16 位计数器 TH0TL0(设时钟频率为 6MHz)
    MOV TH0, #0C2H
    SETB TR0      ;启动 T0 计数
    MOV IE, #82H  ;开放中断
        :
    MOV DPTR, #TAB ;表首地址 TAB→DPTR
    MOV A, 40H    ;把 40H 中的数值转化成段数据
    MOVC A, @A + DP-
    TR
    MOV 40H, A
    MOV A, 41H    ;把 41H 中的数值转化成段数据
    MOVC A, @A + DP-
    TR
    MOV 41H, A
    MOV A, 42H    ;把 42H 中的数值转化成段数据
    MOVC A, @A + DP-
    TR
    MOV 42H, A
        :
PIT0: MOV TL0, #0F7H ;重新装入计数器
    MOV TH0, #0C2H
DIR:  MOV A, 40H    ;第 1 位段数据求反后送入存储器 P2
    CPL A
    MOV 40H, A
    SETB ACC.7    ;置 P2.7=1
    MOV P2, A
    MOV A, 42H    ;第 3 位段数据求反后送入存储器 R0
    CPL A
    MOV 42H, A

```

```
MOV R0, A
MOV A, 41H      ;第 2 位段数据求反后送入累加器 A
CPL A
MOV 41H, A
MOVX @R0, A    ;送出显示
RETI
```

TAB:DB 3FH,06H,5BH,4FH,66H,6DH,7DH,07H,7FH,6FH,77H,7CH,39H,5EH,79H,71H

图 7 中 NC 可以用来显示负号。

参 考 资 料

徐君毅等编:《单片微型计算机原理与应用》,上海科学技术出版社,1988 年 4 月第 1 版

摘自《电子技术应用》月刊,1991 年第 5 期

1.7 74LS164 在 8031 单片机中的两种用法

南京第一化工仪表厂 何 敏

74LS164 是八位串行移位寄存器,用在 8031 单片机系统中,可达到扩展 I/O 口的目的。其引脚见图 1。在实际应用中,作者尝试了以下两种方法。

1. 用于串行口

8031 单片机有串行 I/O 口(P_{3.0},P_{3.1}脚),将 P_{3.0}、P_{3.1}分别与 74LS164 的输入、时钟端相接(见图 2),通过对数据缓冲器 SBUF 施行写操作,可将数据传入 74LS164 中。设要把 30H 中数

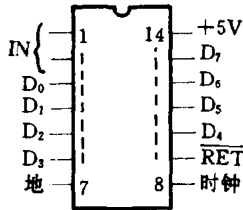


图 1 74LS164 引脚图

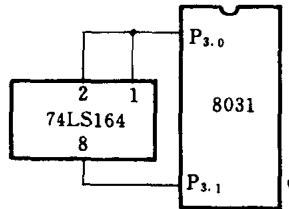


图 2 串行口扩展 74LS164 接线图

送至 74LS164 中,程序如下:

```

MOV A, #00H
MOV SCON, A    ;选串行口方式
MOV A, 30H     ;取数
MOV SBUF, A    ;送数
RET
    
```

2. 用于并行 I/O 口

由于 74LS164 的时钟是取上升沿触发,因而只要在数据输入保持时,时钟端有从 0 到 1 的跳变,就可将数据传入。数据输入端接 8031 单片机并行口中的 P_{1.7}端,时钟端接单片机的 P_{1.6}

端如图 3 所示。对于八位数据先将其最高位输至 P_{1.7} 端,使 P_{1.6} 端发生从 0 到 1 的跳变;然后再将次高位输至 P_{1.7} 端,使 P_{1.6} 端发生从 0 到 1 的跳变;……这样共进行八次循环,便可将数据传入 74LS164 中。设要将 30H 中数送至 74LS164 中,程序如下(31H, 32H 作中间暂存单元):

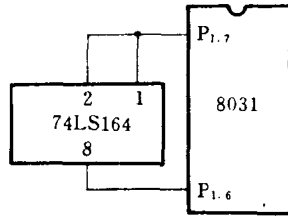


图 3 普通 I/O 口扩展 74LS164

```

MOV A, #08H           ;置循环次数
MOV R0, A
MOV A, P1             ;保持 P1.0~P1.5
ANL A, #3FH
MOV 32H, A
MOV A, 30H           ;取数
LOOP: MOV 31H, A
ANL A, #80H
ORL A, 32H
MOV P1, A           ;送数至 P1.7, P1.6置“0”
ORL A, #40H
MOV P1, A           ;P1.6正跳变
MOV A, 31H
RL A                ;数据左移
DEC R0
CJNE R0, #00H, LOOP
RET

```

对于上述两种方法,后者较实用,对不具有串行口的单片机(如 48 系列),可根据第二种方法扩展 I/O 口。

上述两种方法同样可用于 74LS165 的扩展。

1.8 用于 8031 单片机的快速 I/O 接口

安徽机电学院 周鸣争

针对目前应用十分普遍的 8031 单片机 P₀ 端口的分时功能,提出了一种快速 I/O 接口电路及实现方法。这种方法硬件结构简单,软件编程方便,只需一条指令,即可实现数据的输入,又可进行数据的输出,从而大大地提高了单片机进行 I/O 操作时的工作速度,是一种较适用的接口方法,可用于单片机的任何应用系统中。

一、P₀ 端口分时功能及快速 I/O 接口工作原理

8031 单片机的 P₀ 端口是一个 8 位漏极开路型双向 I/O 口,在访问外部存储器时,它是分时多路转换的地址(低 8 位)和数据总线,它既可作为地址总线使用,又可作为数据总线使用。其工作时序如图 1 所示。若 8031 执行 MOVX @DPTR 指令,则此时 P₀ 作为地址总线,其值就

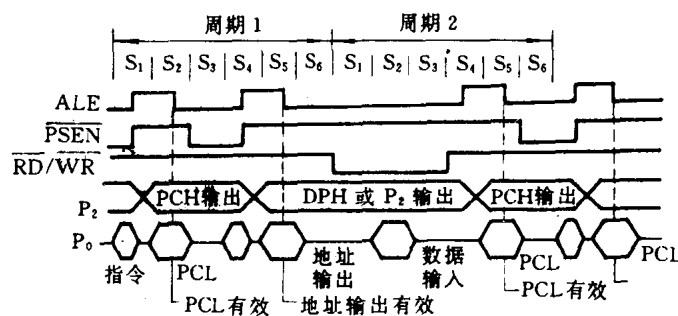


图 1 8031 时序图

是 DPL(数据指针的低 8 位),同时在 P₂ 口出现有效的 DPH 值(数据指针的高 8 位)。若执行 MOVX @R_i 指令,则这时 P₀ 作为地址总线其值就是 R_i 内容,同时在 P₂ 口线上出现的将是专用寄存器 P₂(即口内锁存器)的内容,在同一机器周期的 S₆ 状态将不再出现 PSEN 有效信号,下一个机器周期的第一个 ALE 有效信号也不再出现,而当 RD 或 WR 信号有效时,在 P₀ 总线上将出现有效的输入数据或输出数据。因此,我们可利用这一功能构成一个快速的 I/O 接口,其接口硬件电路如图 2 所示。当单片机 CPU 执行一条 MOVX @R_i 指令后,在 ALE 作用下,先将 R_i 内容经 P₀ 锁存到 74LS2738 位锁存器中作为输出信号。同时在 RD(或 WR)控制信号的作用下,打开 74LS2448 位三态门,使输入数据经 P₀ 口读入累加器 A 中。从而只需一条指令,就同时完成数据的输入和输出,大大提高了 8031 单片机对数据进行输入、输出操作的速度。

二、应用举例

在 8031 单片机应用系统中,通常都存在对多个参数的采集和控制,而 A/D 转换是其中一

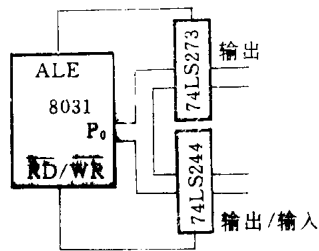


图 2 快速 I/O 口的硬件电路

个不可缺少的重要环节。因此,提高 8031 单片机与多路 A/D 转换器之间数据传送的速度,有着普遍的实际意义。利用图 2 所示的快速 I/O 接口实现多路 A/D 转换电路原理图如图 3 所示。当 A/D 工作结束后,EOC 有效,向 8031 单片机提出中断请求,8031 立即转入相应的中断服务子程序,执行一条 MOVXA, @R_i 指令。其中 R_i 中内容的低三位为下次要转换的模拟量编号,这时 P₀ 先作为地址总线输出地址信号,内容为 R_i 中的数据,在 ALE 信号有效的作用下,被锁存到 74LS273 中,作为多路模拟开关 4051 的译码选择信号,选择下一次所需转换的模拟量,使之送入 A/D 转换器。同时,在大约两个 S 状态后 \overline{RD} 信号有效,使 74LS244 三态门导通,本次 A/D 转换的结果经 P₀ 口送入累加器 A 中,从而仅用一条指令即可完成 A/D 结果的输入,又可完成下一次模拟量选择信号的输出。可使采集系统中的采样速度达到最高。

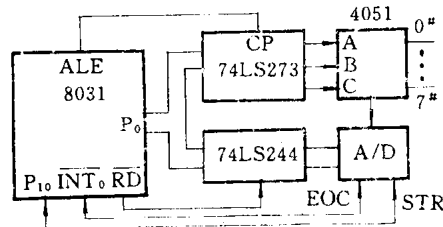


图 3 快速 I/O 口实现 A/D 快速读出

本文所给出的这种用于 8031 单片机的快速 I/O 接口,可以大大提高 8031 单片机的工作效率,使数据的输入和输出操作仅用一条指令即可完成。它不仅可以用于多路 A/D 转换,而且可用作多开关量和多路 D/A 等接口。这种电路的控制软件十分简单方便。经过作者在多个实际应用系统中的使用,证明该接口具有一定的实用性。

1.9 MCS-51 定时器定时常数初值的精确设定法

杭州商学院电子系 赵良煦

利用单片机 8031 设计函数发生器(方波、矩形波、锯齿波、正弦波、三角波等)或采用定时器的应用系统时,需要考虑部分指令或一段程序(如中断服务)与定时常数初值有关的时间问题,即除了定时器为方式 2(自动重装定时常数)外,其余几种方式皆需重新用程序来装入定时常数和启动定时器,才能发出所需脉冲宽度。而在这两次重置定时常数初值之间务必存在一些指令的执行时间,即从当前定时器计数产生溢出($TF_x=1$)起至启动下次定时器计数指令后为止。所以,当需要产生一定周期的脉冲时,定时器的定时常数必须考虑以上这段时间的折算值。设脉冲宽度时间为 x ,两次重置定时常数初值之间的时间为 y ,那么定时常数初值的换算时间 $z=x-y$ 。对此,原来一般用手工查表的方法计算 y 值,然后再进行换算校正。此方法极为繁琐且难免算错,另则,时间常数仍存在很大误差(对时间精度要求较高而言尤为明显)。下面介绍的设计方法是在 MCS-51 开发机上进行的,能精确计算出 y 值,由此可得到精确的定时常数初值。

设计方法

在晶振频率为 6MHz 下:

1. 定时的脉宽 $\leq 0.13s$

在此条件下,原有的 MCS-51 开发机不需要加任何硬件,只要利用定时器 0(或 1)即可实现。

(1) 定时溢出的跟踪用查询方式

即利用 JBC $TF_x rel$ 指令,设定时器 0 为测定 y 值的计数器,定时器 1 为重置定时常数初值的计数器(代表原应用系统的定时器)。程序流程如图 1 所示,程序清单如下:

```
START: MOV SP, #60H
        MOV TMOD, #11H
        MOV TH0, #00H
        MOV TL0, #00H
        SETB TR0
        NOP }
        NOP } ; 代表 JBC TFO, PRG 所执行的时间
PRG:   处理程序首址指令
        .
        .
        .
```

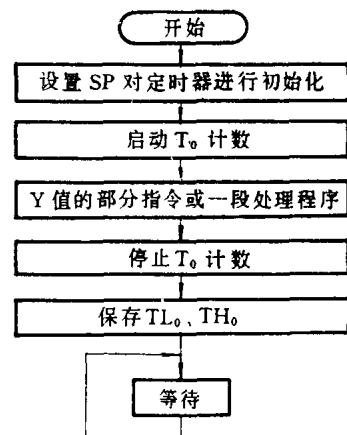


图 1 程序流程图

```

MOV TH1, #00H
MOV TL1, #00H
SETB TR1
CLR TR0
MOV TL0, DATE1
MOV TH0, DATE2

```

LOOP2: AJMP LOOP2

(2) 定时溢出的跟踪用中断方式

设定定时器 0 为测定 y 值的计数器, 定时器 1 为重置定时常数初值的计数器(代表原来应用系统的定时器), 中断矢量地址的标号为 INTB, 程序流程图同图 1, 程序清单如下:

START: MOV SP, #60H

```

MOV TMOD, #11H
MOV, TH0, #00H
MOV TL0, #00H
SETB TR0

```

LCALL INTB; 相当于中断时硬件完成的执行时间

INTB: LJMP LOOP1; 中断矢量地址中的跳转指令

LOOP1: 中断服务程序首址指令

```

*
*
*
MOV TH1, #00H
MOV TL1, #00H
SETB TR1
CLR TR0
MOV TL0, DATE1
MOV TH0, DATE2

```

LOOP2: AJMP LOOP2

2. 定时的脉宽 $> 0.13s$

此情况可用外部触发方式, 即利用系统的 $\overline{ALE} \cdot \overline{WR} \cdot \overline{RD}$ 相与的脉冲(为处理程序中含外部数据传送指令即如 MOVXA, @DPTR 时)通过分频器加至 T_0 或 (T_1) 输入端进行测量, 这样所测得的值较为精确。显然, 需要多加一些硬件, 如图 2 所示, 而程序清单与 1、2 项相同。



图 2 外部硬件连接

1.10 8253 的翻转问题及 MC6840 的替代方法

航空航天部第六三四所(北京) 力 是

一、8253 的“翻转”问题

8253 是常用的可编程计数器,其内部有三个 16 位计数器,每个都可按十进制或二进制计数,共有六种不同的工作方式,工作频率可达 2MHz。它常用来产生定时信号,对外部事件进行计数,以及信号控制或生成特定波形,因此广泛应用于工业控制的各个领域。但经常使用 8253 就会发现它在某些状态下有问题,尤其在对外部事件进行计数时更为明显。例如,当 8253 被置为方式 2,即 16 位二进制的速率发生器,初始值为 0FFFFH 时,随着外部事件脉冲的到来,读回的计数值有时并不是逐次递减,往往出现跳变现象,这种现象不仅出现在计数值到零的时刻,而且是随机发生的。正常计数到零时,输出端一定有变化,而此时输出端则不发生变化。仔细研究,可以得出这样的结论:跳变现象的出现,是由于数值在计量器内,高、低字节发生了一次交换,即高字节的内容换入了低字节,同时低字节内容进入了高字节。这就是所说的“翻转”。

二、8253 的替代器件

产生这种现象的原因,笔者认为主要是因为 8253 在硬件上给每个计数器的高、低字节仅提供了一个物理地址,而区分高、低字节只靠对同一地址读取的顺序来确定(即第一次读是低字节,第二次读是高字节)。因此一旦有一个干扰信号插在二次读操作的中间,就必然导致高、低字节的翻转。

翻转问题的出现,无论从软件上采取方法(如软件判别、增加锁存命令,更换工作方式、更换计数器等),还是从硬件上增加抗干扰硬件(如对 GATE 端进行控制,利用电容消除高频干扰,对输入脉冲进行控制等等),都不能从根本上消除“翻转”现象。

能否用其他类似芯片来代替 8253 呢? 在 8 位微处理器中,MC6840 与 8253 相当,它也有三个 16 位计数器,功能也相差不多,特别是它的每个计数器,高、低字节地址是分开的,因此可以有效地防止干扰信号的影响;不过它只能与 MC6800 系列总线兼容,不能直接替换 8253。

三、MC6840 和接口设计

1. MC6840

MC6840 是 Motorola 公司为扩展其 MC6800 系列的功能而开发的外围支持芯片。如上所述,内部有三个 16 位计数器,一个状态寄存器。和 8253 一样,经过初始化、置初值,启动后就可以独立的工作。根据不同的工作方式,可以输出单脉冲、连续方波或不同占空比的脉冲,还可完成频率比较和脉宽测量,或者对外来事件脉冲进行计数,共有 8 种不同的工作方式。与 8253 比较,仅仅没有十进制计数的功能,其他功能则略强,特别是它的频率比较和脉宽测量,以及内部时钟定时,是 8253 所没有的,只是时钟频率较低,仅为 1MHz。

MC6840 芯片引脚及符号说明见图 1 和表 1,有关其内部结构、控制字格式、软件编程的

说明,可参见相应的手册。

表1 MC6840 引脚及符号说明

符 号	输入/输出	说 明
D ₀ -D ₇	I/O	数据总线
\overline{CS}_0, CS_1	I	片选
R/W	I	读/写
E	I	定时信号
\overline{IRQ}	O	中断请求
RESET	I	复位
RS ₀ , RS ₁ , RS ₂	I	寄存器选择
$\overline{C}_1, \overline{C}_2, \overline{C}_3$	I	外部时钟输入
$\overline{G}_1, \overline{G}_2, \overline{G}_3$	I	门控输入
O ₁ , O ₂ , O ₃	O	定时器输出
V _{ss}	I	参考地
V _{cc}	I	5V 电源

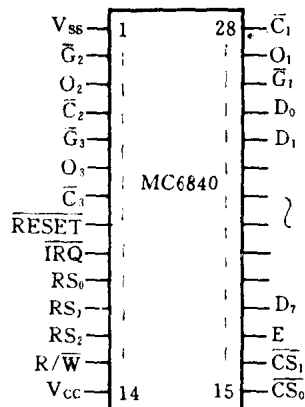


图1 MC6840 芯片引脚

2. 接口设计

MC6840 与 MC6800 系列芯片相兼容,但当与不相

兼容的芯片相连时,应注意时序上的协调。这主要表现在总线的时序上,在不一致的地方,必须加入适当的硬件变换电路,使它们不相互影响。常用办法是将两者总线隔离开来,在需要的时刻,只完成相互间的数据交换。隔离芯线的芯片有 74LS240~245,由于既要向 MC6840 写命令和初值,又要从其中读取计数值,因此数据交换是双向的,这里选用 74LS245。由读写线(R/W)来控制它的方向,由片选(CS₀)来控制数据出现的时刻,接口电路如图 2 所示。其中引脚 E 和 R/W 的连接,依系列不同有所变化,列于表 2 中。

表2 E、R/W 脚信号

系 列	R/W	E
8080	$\overline{IO\overline{W}}$	$\Phi 2$
8085	\overline{WR}	CLK
8088	\overline{WR}	CLK
6800	R/W	$\Phi 2$
6809	R/W	E
6502	R/W	$\Phi 0$
Z80	\overline{WR}	CLK
8051	\overline{WR}	ALE+RD+WR

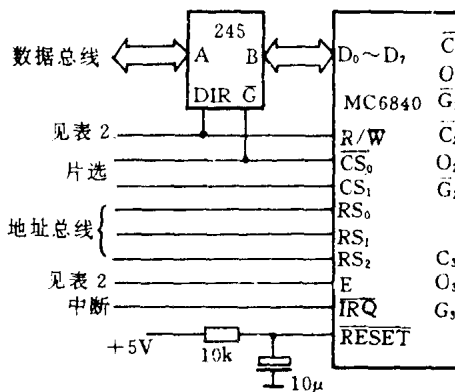


图2 MC6840 接口电路

四、接口举例

8051 系列单片机与 MC6840 的接口比较复杂,因为 8031CPU 上没有时钟信号的输出,E 脚的定时信号,必须由其他信号合成,《电子技术应用》1989 年第 12 期,登出了其中一种方法 ($E=ALE+RD+WR$),通过实验证实,ALE 可以用 \overline{ALE} 、 \overline{PSEN} 或 \overline{PSEN} 来代替。图 3 电路是通过晶振分频来产生定时信号 E 的,证明也是可行的,且不会因 CPU 复位而停止工作。

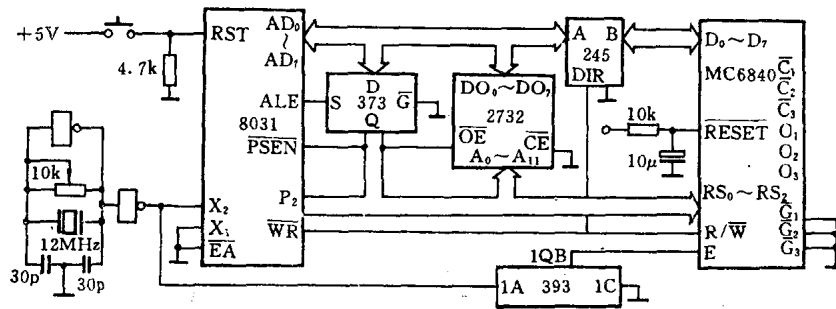


图 3 8031 与 MC6840 接口电路

关于软件编程,参考文献(3)已谈得比较详细,这里不再复述。

另外通过实验发现,当 E 的频率高于 1MHz 时,MC6840 仍能正常工作。表 3 列出了其正常工作的频率范围,若按参考文献(3)的电路连接去掉隔离总线的 74LS245,高频性能略差。

表 3 MC6840 接口电路工作频率

8031 主振(Hz)	6840 工作频率(Hz)
12M	6M~0.75M
6M	6M~375k
3M	3M~187.5k
1.5M	3M~93.79k
0.75M	3M~46.875k
375k	3M~46.875k
187.5k	3M~46.875k
93.75k	3M~46.875k
46.875k	3M~46.875k

参考文献

- [1]周明德、白晓笛、田开亮,《微型计算机接口及应用》,清华大学出版社,1987。
- [2]《中国集成电路大全-微型计算机集成电路》,国防工业出版社 1988。
- [3]吴保芳,“MCS-51 单片机与 MC6840 可编程定时器 PTM 的接口设计”,《电子技术应用》,89 年 12 期。

摘自《电子应用技术》,1990 年第 10 期

1.11 MCS-51 单片机外部中断源的扩展设计

大连大学计算中心 颜用先

MCS-51 单片机由于具有很高的性能价格比而正广泛用于智能化仪表、工业过程控制等各个领域,为了提高控制系统的实时处理能力,微机控制系统大都要采用中断处理技术,然而 51 单片机只提供了直接处理两个外部中断源的能力,往往满足不了控制系统需处理多个中断的要求。为此,本文介绍在只增加少量硬件的基础上,结合软件使 51 单片机能处理多达 16 个中断的多中断源中断系统的设计。实践证明,它可以作为扩展 51 单片机中断能力的一种简单实用的方法被广泛采用。

一、设计思想

1. 利用 $\overline{\text{INT}}_0$ 及 $\overline{\text{INT}}_1$ 各引入 8 个中断源

每个中断源经过一个集电极开路的缓冲器,比如 74LS07 每 8 个一组分别连接到 $\overline{\text{INT}}_0$ 和 $\overline{\text{INT}}_1$ 端。这样每组中的 8 个中断源之间为逻辑或的关系,任一个提出中断请求都会通过 $\overline{\text{INT}}_0$ 或 $\overline{\text{INT}}_1$ 引入到单片机中而申请中断。

2. 利用查询的办法来确定申请中断的中断源

为了确定一组申请中断的中断源,可以借助于软件查询的办法。为此,用两片 74LS244 扩展两个输入端口,用以将两组中断源的状态取到单片机中。这样,当某组有中断请求时,可在其中断处理程序中通过相应的输入端口读取该组 8 个中断源的状态,然后依次查询各中断源的状态,以确定请求中断的中断源的序号。

3. 建立中断散转表,转入相应的中断服务子程序

在为每个中断编好相应的服务子程序后,在内存的适当区域建立两个中断散转表 TAB_0 及 TAB_1 。每个表中依次放置该组从 $0^{\#} \sim 7^{\#}$ 各中断对应的服务子程序的入口地址(低位字节在前)。在确定了申请中断的中断源的序号后,即可根据此序号从相应的散转表中获得对应的中断服务子程序的入口地址。将此入口地址压入堆栈,再执行一条 RET 指令即可转入相应的中断服务子程序。这是因为 RET 指令的功能是将堆栈顶部两个字节的內容送入程序计数器 PC,而此时堆栈顶部正是压入的中断服务程序的入口地址。

4. 采用电平激活的中断方式,以保证不会丢失中断

51 单片机的外部中断有电平激活和边沿激活两种方式。前者是在 $\overline{\text{INT}}_x$ 引脚上检测到低电平,将触发外部中断;后者是在相继的两个机器周期中,对 $\overline{\text{INT}}_x$ 引脚进行连续两次采样,若采样值为 $1 \rightarrow 0$,则将触发外部中断。在这种多中断源中断系统中若采用边沿激活方式,将会发生丢中断的现象。比如,对于 $\overline{\text{INT}}_0$ 这一组的 8 个中断源,若有一中断源 IS_{00} 的电平由 $1 \rightarrow 0$ 提出中断请求,则 $\overline{\text{INT}}_0$ 将由 $1 \rightarrow 0$ 申请中断。若在 IS_{00} 复归(即其电平又从 $0 \rightarrow 1$)前,又有另一中断源 IS_{07} 由 $1 \rightarrow 0$ 提出中断请求,那么即使 IS_{00} 复归后, IS_{07} 这个中断请求也不会得到单片机的响应

而将丢掉。这是因为 IS_{00} 和 IS_{07} 之间为逻辑或的关系,当 IS_{00} 由 $1 \rightarrow 0$ 使 $\overline{INT_0}$ 由 $1 \rightarrow 0$,在 IS_{00} 复归之前 $\overline{INT_0}$ 将一直为 0,此时若 IS_{07} 由 $1 \rightarrow 0$,显然在 $\overline{INT_0}$ 上也不会产生 $1 \rightarrow 0$ 的跳变,即使以后 IS_{00} 复归由 $0 \rightarrow 1$,但因 IS_{07} 早已为 0,故 $\overline{INT_0}$ 仍为 0,单片机不可能再次在其上检测到 $1 \rightarrow 0$ 的跳变,这样 IS_{07} 的中断请求将得不到单片机的响应而被丢掉,显然这是不能允许的。然而,采用电平激活方式则不会出现这种丢中断的现象。这是因为 IS_{00} 中断请求服务完毕后即使其已复归,但由于 IS_{07} 此时为 0,则 $\overline{INT_0}$ 仍将为低电平,单片机检测到这个低电平将再次响应 $\overline{INT_0}$ 的中断请求,进入 $\overline{INT_0}$ 的中断处理程序后用查询的方法确定出是 IS_{07} 在申请中断,从而进行相应的中断服务。这就保证了 IS_{07} 这个中断不仅不会丢掉,而且还会得到及时处理。

5. 增加中断触发器消除误中断

采用电平激活的中断方式虽可保证不会丢失中断,但却带来了另一个问题,那就是要求相应中断服务后,在中断返回前(即执行 RETI 指令前)该中断请求必须撤除,否则会引起再次中断,而这显然是不能允许的误中断。然而生产被控现场的中断源由于受本身条件的限制或受工艺条件的要求,一般不可能在提出中断请求后,在中断服务完毕这段极短的时间内(一般不会超过几毫秒)就立即复归而撤消其中断请求,这是生产过程的一个重要特点。因此我们所设计的中断系统必须能有效地解决这一问题才具有实用意义。为此可在每个中断源和相应的缓冲器间插入一个带置 0 端的 D 触发器(比如 74LS74)作为中断触发器(如图所示)。各中断源接到 D 触发器的 CP 端,只要求提出中断请求时其电平由低变高。由于 D 端恒接高电平,则 CP 端正跳变时,Q 端为 1, \overline{Q} 端为 0,通过缓冲器使对应的 $\overline{INT_x}$ 为低电平,从而请求中断。显然在确定了该组中申请中断的中断源后,只要在相应的中断触发器的置 0 端 R 上给出一个负脉冲,就会使 \overline{Q} 端变为 1,则 $\overline{INT_x}$ 也变为 1。这就使得连接在中断触发器 CP 端的现场中断源未复归前就撤消了该中断请求,因而相应的中断服务完毕后不会再生另一次误中断。为了简捷地获得这个撤消中断请求所需的负脉冲,我们再次采用硬软件结合的方法。扩展两片 3—8 译码器 74LS138 作为单片机的输出端口,将译码器的输出 $y_0 \sim y_7$ 分别接到相应的中断触发器的 R 端。这样,只要由单片机向该译码器送出指定的复位代码,就可在该译码器相应的输出端获得所需的负脉冲。

6. 利用标志位简化程序设计

从以上的分析可看到, $\overline{INT_0}$ 及 $\overline{INT_1}$ 两组中断的处理基本上是不同的:即读取中断状态→查询中断源以确定申请中断的中断源序号→复位对应中断触发器→取消其中断请求→查找相应中断服务子程序入口地址→执行相应的中断服务。所不同的仅是读取中断状态的输入端口地址,复位中断触发器的输出端口地址,以及查找中断服务子程序入口地址的中断散转表的首址。因此我们可以把这些相同的操作编成一个公用的程序段,利用程序状态字 PSW 中的 F0 (PSW. 5)标志位来确定上述不同的地址参数。具体做法是当 $\overline{INT_0}$ 中断时将 F0 置 0,而 $\overline{INT_1}$ 中断时将 F0 置 1,这样在公用程序段中根据 F0 的状态就可得知是 $\overline{INT_0}$ 还是 $\overline{INT_1}$ 中断,从而选取相应的地址参数。这样可大大简化两个中断处理程序的设计。

7. 利用优先级提高中断的实时处理能力

16 个中断分成两组,每组 8 个。利用 51 单片机的优先级结构,我们可使一组 ($\overline{INT_0}$) 中断比另一组 ($\overline{INT_1}$) 中断具有更高的优先级,这样使 $\overline{INT_0}$ 组中断具有更高的实时处理能力,以处理系统中更紧迫的问题。为此只需在初始化程序中将专用寄存器 IP 中的 PX_0 位置 1 即可。在

同组中多个中断同时请求中断时的优先级取决于查询顺序。在本系统设计中,两组中7号中断源在本组中优先级最高,而0号中断源优先级最低。

二、硬件结构

根据上述设计思想,设计出的多中断源中断系统的硬件结构如图1所示。

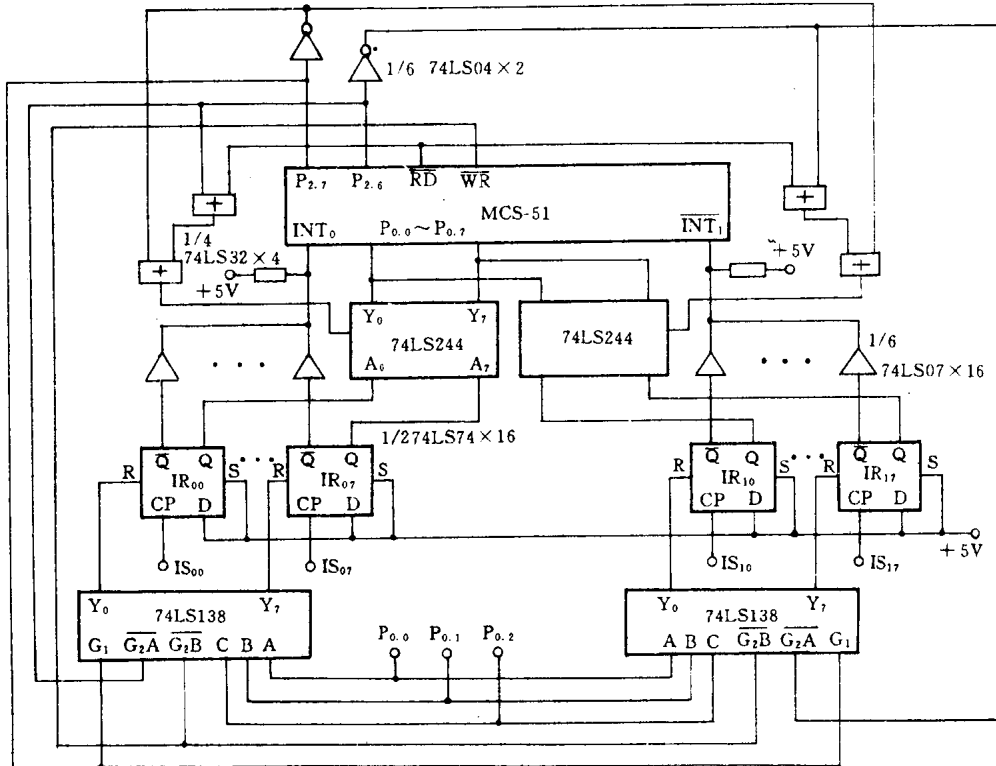


图1 外部中断源扩展电路

从图中可看到 \overline{INT}_0 组的输入输出地址为8000H,而 \overline{INT}_1 组的输入输出地址为C000H。外部数据存储空间的前32k仍留给用户使用。两组中0号到7号中断触发器的复位代码都为00H~07H。

三、实用程序

为了便于用户使用这种中断系统,我们在这里给出了完整的实用程序。其中PINT程序段为两组中断处理程序的公用部分。在0003H和0013H的 \overline{INT}_0 及 \overline{INT}_1 中断处理程序仅是通过F0标志向PINT程序段传递是哪一组中断发生。实质性的处理都是由PINT程序段完成的。PINT程序段设计成可重入的,以保证中断嵌套时仍可再次使用它。

出错处理子程序ERROR用在当8个中断源已查完而仍未发现申请中断的中断源的情况下。此时或是误动作或是74LS244有关的地址译码电路出问题。具体处理方法由用户根据情况自己编写。

程序清单:

```

PORT0    DATA    8000H
PORT1    DATA    0C000H
    
```

TAB0	DATA	NNNN
TAB1	DATA	NNNN
	ORG	0003H
INT0P:	PUSH	PSW
	CLR	PSW.5
	LJMP	PINT
	ORG	0013H
INT1P:	PUSH	PSW
	SETB	PSW.5
	LJMP	PINT
	ORG	1000H
PINT:	PUSH	ACC
	PUSH	B
	PUSH	DPL
	PUSH	DPH
	MOV	DPTR, #PORT0
	JNB	PSW.5, NEXTA
	MOV	DPTR, #PORT;
NEXTA:	MOVX	A, @DPTR
	MOV	B, #08
LOOP:	RLC	A
	JC	INTP
	DJNZ	B, LOOP
	LCALL	ERROR
	SJMP	RETN
INTP:	ACALL	INTS
RETN:	POP	DPH
	POP	DPL
	POP	B
	POP	ACC
	POP	PSW
	RETI	
INTS:	MOV	DPTR, #PORT0
	JNB	PSW.5, NEXTB
	MOV	DPTR, #PORT1
NEXTB:	MOV	A, B
	DEC	A
	MOVX	@DPTR, A
	CLR	C
	RLC	A
	MOV	B, A
	MOV	DPTR, #TAB0
	JNB	PSW.5, NEXTC

```

MOV      DPTR, #TAB1
NEXTC:  MOVC   A, @A+DPTR
        PUSH  ACC
        MOV   A, B
        INC  A
        MOVC A, @A+DPTR
        PUSH ACC
        RET

```

四、几点说明

(1) 若现场中断源为有触点开关,由于它们动作时存在一个抖动过程,这个抖动过程在中断源复归时会引起误中断。所以对于这类中断源必须经过硬件消振电路(比如由两个交叉与非门组成消振电路)再接到中断触发器的 CP 端。

(2) 由于上电时,各中断触发器的状态不定,为了避免误中断发生,在初始化程序中应先将各中断触发器置成 0 态(可通过依次送出相应的复位代码来实现)后再允许 $\overline{INT_0}$ 及 $\overline{INT_1}$ 中断。

(3) 采用本中断系统给出的硬软件来处理多个中断,若 $f_{osc} = 6\text{MHz}$,当只有一个中断产生时,从请求中断(对应的中断触发器的 CP 端出现正跳变)到进入相应的中断服务子程序的最小延时约为 $100\mu\text{s}$ (7 号中断源),最大延时约为 $140\mu\text{s}$ (0 号中断源)。用户可据此来确定本中断系统是否能满足所需控制系统的实时性要求。

(4) 由于 51 单片机的 $P_0 \sim P_3$ 口的驱动力是有限的,除 P_0 口可驱动 8 个 74LSTTL 电路外, $P_1 \sim P_3$ 口只能驱动 4 个 74LSTTL 电路。因此当采用本中断系统后单片机还要扩展存储器和 I/O 口时,应特别注意各口的驱动能力,必要时可采用总线驱动器 74LS244 或 74LS245 来增加驱动能力。

(5) 本中断系统的硬件仅是用一些廉价而易购的 74LS 系列电路构成,简单经济,软件实用有效,用户所作的工作仅是编制相应的中断服务子程序及建立两张简单的中断散转表,从而大大减少了用户程序设计的工作量。因此此设计可作为扩大 51 单片机中断处理能力的一种通用方法。

1.12 MCS-51 单片机多外中断扩展方法

安徽机电学院 骆德汉

一、响应多外中断请求源的扩展设计

根据 MCS-51 中断系统结构特点,在它所具有的五个中断基础上进行扩展设计,可以扩充它响应外中断请求源的个数。

1. 用 CTC₀、CTC₁ 中断扩展外中断

MCS-51 内部 CTC₀ 和 CTC₁ 在某些应用系统中可能不被使用,此时可将它们的中断作为外部中断请求使用。当 CTC₀ 或 CTC₁ 程控为计数器方式工作,则它们计数输入端 P_{3.4} (CTC₀)、P_{3.5} (CTC₁) 引脚有负跳变信号时,CTC₀ 或 CTC₁ 便加 1。利用这个特性,P_{3.4}、P_{3.5} 即可作为扩展的外中断请求输入,而 CTC₀、CTC₁ 的溢出中断请求标志 TF₀、TF₁ 就是相应扩展的外中断请求标志,CPU 响应它们中断请求实际就是响应扩展的外中断请求。例如将 CTC₀ 程控为计数器状态下方式 2 工作(自动恢复常数),将 TH₀、TL₀ 初值设置为 0FFH,当接在 P_{3.4} 引脚的外部中断请求信号发生负跳变时,TL₀ 内容加 1 而溢出,TF₀ 被置“1”向 CPU 发出中断请求,同时 TL₀ 初值又自动恢复为 0FFH。这样 P_{3.4} 上每一次出现负跳变信号将 TF₀ 置“1”,向 CPU 申请中断,CPU 响应该中断请求时,可执行扩展的外中断服务程序。所以 P_{3.4} 相当于边沿触发方式的外中断请求源输入端。

2. 用串行中断扩展外中断

MCS-51 的串行接口被程控为方式 0 工作时,它被定义为移位寄存器,此时可将它用做外中断请求输入。当串行口程控为方式 0 并置串行接收允许位 REN 为“1”,串行口便被启动开始接收数据,RXD(P_{3.0})为串行数据输入端,TXD(P_{3.1})为同步脉冲信号输出端。接收缓冲器以振荡器频率的十二分之一(一个机器周期)的波特率接收 RXD 端输入的数据信息。当接收到 8 位数据时,接收中断标志位 RI 被置“1”,向 CPU 申请中断,CPU 响应此中断时即可执行扩展的外中断服务程序。用串行口扩展外中断的硬件结构如图 1 所示。74LS165 并行输入,串行输出移位寄存器的并行输入端接固定电平,“移/置”控制端接固定高电平,外中断请求信号接“时钟禁止”输入端并设为低电平有效。当外中断请求源为高电平时,移位寄存器被禁止串行移位输

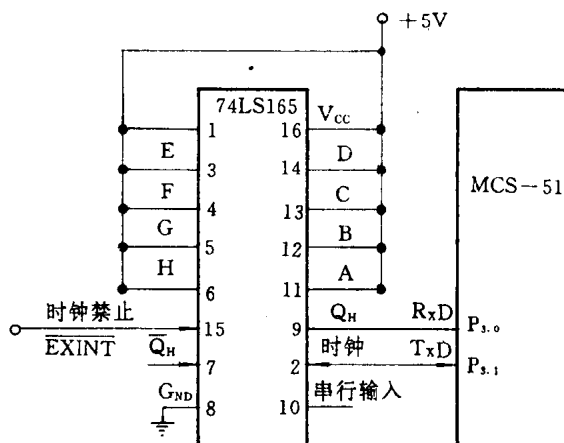


图 1 串行口扩展外中断硬件结构

出,当外设申请中断,请求源为低电平时,74LS165 开始移位输出,MCS-51 便接收数据,并在 8 位数据接收完后向 CPU 申请中断,此时中断服务程序即可设计为扩展的外中断服务程序。

3. 用一个外中断扩展多个外中断

上述方法最多只能扩展三个外中断,若应用系统有更多的中断源时,可利用 MCS-51 的一个外部中断 \overline{INT}_0 或 \overline{INT}_1 ,结合软件查询来扩展,硬件结构如图 2 所示。当某外中断申请中断服务时, \overline{INT}_0 就有中断请求信号,向 CPU 申请中断,CPU 响应中断执行服务程序时,首先依次查询 P₁ 口的中断源输入端状态,辨识中断请求源,然后转入相应的中断服务程序。

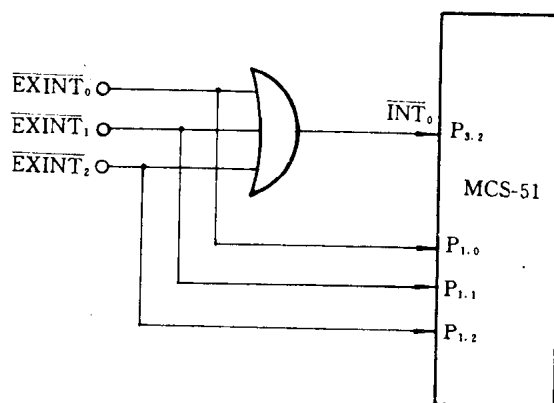


图 2 一个外中断扩展多个外中断硬件结构

二、外中断扩展需注意的问题

在应用系统中,用上述方法扩展 MCS-51 响应外部中断请求源个数时需注意以下问题:

(1)MCS-51 中断系统只有五个中断,两个优先级及两级服务程序嵌套。虽然系统能扩展响应多个外中断源,但它们只能依赖于这五个中断中的某个或某几个来响应外扩展中断请求,不能实现超过两个优先级或两级服务程序嵌套而工作。

(2)MCS-51 的五个中断入口地址是固定的。由内部电路产生,它们分别为 \overline{INT}_0 (0003H)、CTC₀(000BH)、 \overline{INT}_1 (0013H)、CTC₁(001BH)、TI 和 RI(0023H),串行中断的接收中断 RI 和发送中断 TI 是同一个入口地址。CPU 响应某个中断时,则硬件将相应入口地址送入程序计数器 PC,执行中断服务程序。在扩展外中断时,扩展的外中断入口只能和被用来扩展的中断入口一致。

(3)用串行中断扩展外中断时,相当于将外中断请求源设置为低电平触发方式,请求源为高电平时,移位寄存器输入端固定电平被置入计数器,请求源为低电平时,移位寄存器产生串行移位输出,向 CPU 申请中断。CPU 响应串行中断时可以去读接收缓冲器的数据而直接执行中断服务程序,并在中断服务程序执行完之前禁止接收串行口输入的数据,同时需保证在中断服务程序执行完之前外中断请求信号无效,避免重复响应中断的错误。

(4)当 \overline{INT}_0 、 \overline{INT}_1 被设置为电平触发方式时,中断请求信号应是低电平有效,并一直保持到该中断被响应,同时在该中断服务程序执行完之前,请求信号又必须清除,否则将产生另一次中断;当它们被设置为边沿触发方式时,由于 CPU 每个机器周期采样一次外中断输入电平,所以中断请求源的高电平和低电平持续时间都必须都大于一个机器周期(12 个振荡周期),才能保证 CPU 正确检测外中断源从高电平到低电平的负跳变请求信号。因此用 \overline{INT}_0 或 \overline{INT}_1 扩展多外中断时,应用系统外设所产生的中断请求信号应满足上述要求,否则外设中断请求得不到正确响应。

1.13 用优先权编码器 74LS348 扩展 51 系列单片机的外中断源

中国科学院光电技术研究所 张友生

一、前言

本文给出了利用单片机现有外部中断输入端,接受众多的外部中断源申请中断,并在硬件上对这些中断源进行中断优先级排序,以及各中断服务子程序的设计方法。

二、硬件结构

如果单纯的利用单片机的外部中断输入端来接受众多的中断源输入线,显然是不够的,这既要用到中断输入端和部分其他输入口的某些位,更要如何使这些中断源能被计算机接受,以及区分它们的中断优先级。假如现在有八个中断源、八级中断优先级,则可以用一片“三态输出的 8—3 线优先编码器(74LS348)”来完成(图 1)。

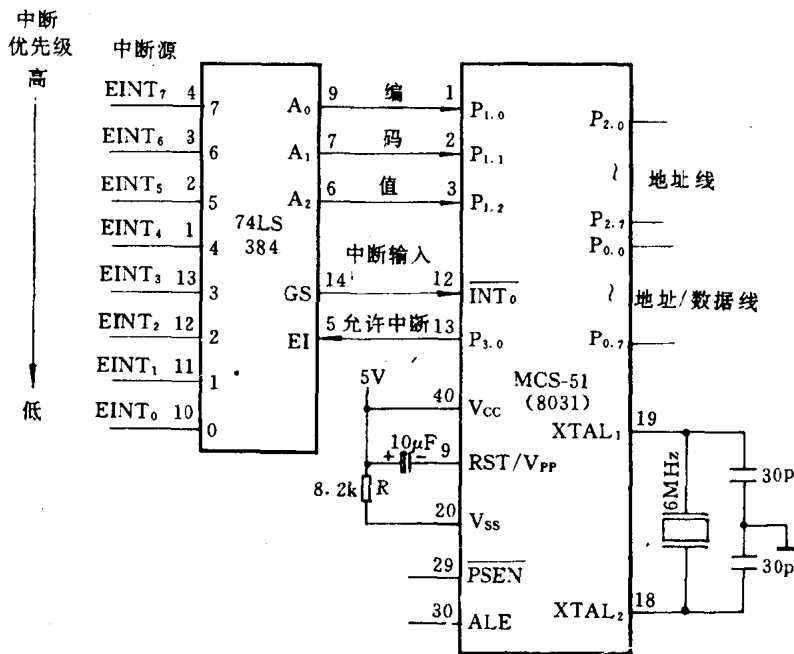


图 1 中断源与中断优先级的扩展

图中八个中断源按照优先级从低到高(EINT₀, EINT₁, …, EINT₇)接到 348 的输入端,经过优先编码, EINT₇ 具有最高中断优先权 EINT₀ 具有最低优先权。74LS 348 的输出为二进制编码值,它与输入的中断源一一对应。每当 348 能有效地接受输入并给出编码值,GS 端就一

定伴随着一个电平从高到低的负跳变并输入到单片机的 INT₀ 端,向单片机申请中断,这样,单片机接到中断申请后可以从 P₁ 口读取编码值,并能确切的知道是哪一个中断源提出的中断申请,进而转到执行相应的中断服务子程序。下表较清楚地表明了其工作情况:

中断允许输入 (EI)	中 断 源								编 码 值			单片机 中断申请 (GS)	申请的 中断源 EINT ₀₋₇	中断 优先级
	0	1	2	3	4	5	6	7	A ₂	A ₁	A ₀			
H	X	X	X	X	X	X	X	X	Z	Z	Z	H	禁止中断	
L	H	H	H	H	H	H	H	H	Z	Z	Z	H	无中断源 申 请	
L	X	X	X	X	X	X	X	L	0	0	0	L	EINT ₇	最高
L	X	X	X	X	X	X	L	H	0	0	1	L	EINT ₆	
L	X	X	X	X	X	L	H	H	0	1	0	L	EINT ₅	
L	X	X	X	X	L	H	H	H	0	1	1	L	EINT ₄	
L	X	X	X	L	H	H	H	H	1	0	0	L	EINT ₃	
L	X	X	L	H	H	H	H	H	1	0	1	L	EINT ₂	
L	X	L	H	H	H	H	H	H	1	1	0	L	EINT ₁	
L	L	H	H	H	H	H	H	H	1	1	1	L	EINT ₀	最低

注:表中“X”表示任意电平;“H”表示高电平;L 表示低电平;Z 表示高阻态

从工作情况表中看出,“中断输入允许(EI)”是受单片机控制的,当 P_{3.0}=1 时,348 禁止中断输入,其输出为高阻态,向单片机(INT₀)提供的中断输入信号也是无效高电平;当单片机允许中断申请时,P_{3.0}输出低电平,即 74LS 348 的 EI=L,此时,74LS348 允许中断信号输入,并能输出确定的编码值,单片机进入处理时读入这一编码值,便可知道执行哪一个中断服务子程序。至于哪一个中断能获得中断处理,要看它所处的中断优先级别,显然,这里的中断源 EINT₇ 具有最高优先权,只要 74LS348 允许,一旦它提出中断申请(低电平),无论其他中断源申请与否(电平为‘X’),74LS348 都输出唯一的编码值(00H)。单片机也唯一地执行 EINT₇ 申请的中断服务子程序;当中断源 EINT₇ 不申请中断时,即为高电平时,中断源 EINT₀ 便据有高优先权,一旦它提出中断申请,除中断源 EINT₇ 外,其他中断源申请均无效。最后,看看中断源 EINT₀,它在中断优先级中最低,它要获得中断申请优先权必须在其他中断源均不提出中断时,即:中断源 EINT₁,EINT₂,……,EINT₇ 均为高电平时才行。另外,GS 信号在不允许中断或无中断时均输出高电平,对单片机无中断请求,每当出现一次有效的中断申请时,GS 信号便从高到低跳变,向单片机输入中断信号,中断处理工作正常进行。

三、编程模式

根据硬件设计及工作原理分析,为简单起见,假设在计算机执行某一个中断源处理子程序时,其他不允许中断它,中断应在主程序中发生,在实际应用中大多属于这类情况。

```

ORG      0000H
AJMP    MAIN      ;上电转入主程序
ORG      0003H    ;中断 0 入口地址

```

```

                LJMP      INTPRTO      ; 转中断服务程序
MAIN:          .....                ; 主程序
                :                      ; 程序初始化
                .....
                CLR      P30          ; 348 允许中断源输入
                .....
                :                      ; 执行主程序
                .....
INTPRTO:      PUSH      PSW          ; 中断服务
                PUSH      ACC
                SETB     P3.0        ; 禁止中断源输入 348
                MOV      A, P1       ; 取编码值
                ANL      A, #07H
                CJNF     A, #00H NEXT6
                AJMP     EINT7       ; 转中断源 7 服务子程序
NEXT6:        CJNE     A, #01H, NEXT5
                AJMP     EINT6       ; 转中断源 6 服务子程序
NEXT5:        CJNE     A, #02H, NEXT4
                AJMP     EINT5       ; 转中断源 5 服务子程序
NEXT4:        CJNE     A, #03H, NEXT3
                AJMP     EINT4       ; 转中断源 4 服务子程序
NEXT3:        CJNE     A, #04H, NEXT2
                AJMP     EINT3       ; 转中断源 3 服务子程序
NEXT2:        CJNE     A, #05H, NEXT1
                AJMP     EINT2       ; 转中断源 2 服务子程序
NEXT1:        CJNE     A, #06H, NEXT0
                AJMP     EINT1       ; 转中断源 1 服务子程序
NEXT0:        AJMP     EINT0       ; 转中断源 0 服务子程序
RETURN:       POP      ACC          ; 退出中断处理
                POP      PSW
                CLR      P3.0        ; 允许中断源输入
                RETI
EINT7:        .....

```

```

        :                               ; 中断源 7 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT6:  .....
        :                               ; 中断源 6 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT5:  .....
        :                               ; 中断源 5 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT4:  .....
        :                               ; 中断源 4 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT3:  .....
        ;                               ; 中断源 3 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT2:  .....
        :                               ; 中断源 2 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT1:  .....
        :                               ; 中断源 1 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN
EINT0:  .....
        :                               ; 中断源 0 服务子程序
        .....
        LJMP    RETURN

```

四、结 语

利用“三态输出的 8—3 线优先编码器”解决单片机中断源和中断优先级的扩展问题,是行

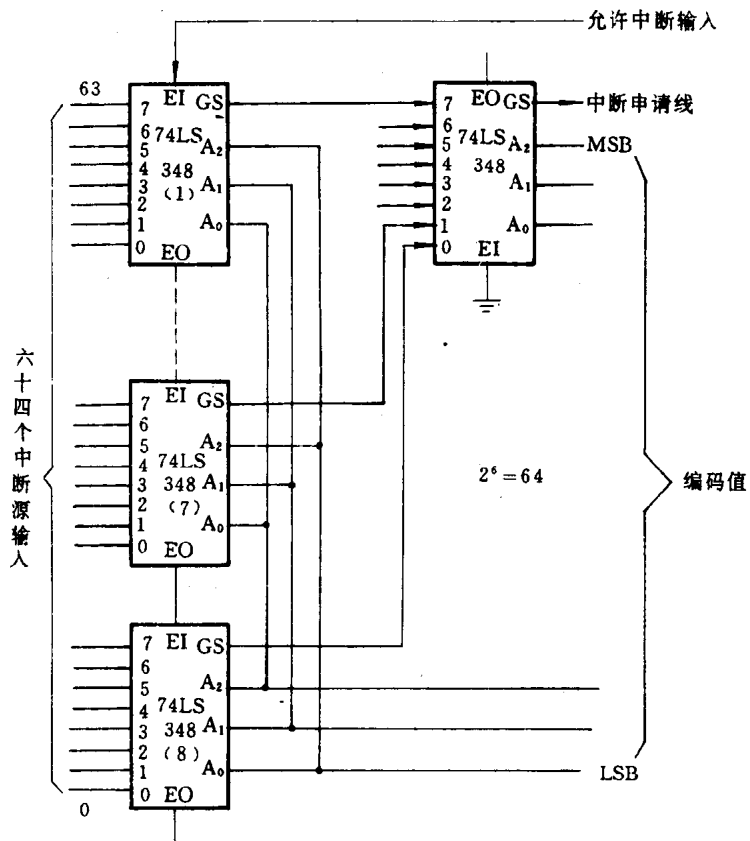


图2 六十四中断源输入的优先编码

之有效的方法,如果将优先编码器级联使用,则可以使中断源和中断优先级得到更大规模地扩展。比如,把9片74LS348级联使用可使中断源数目扩展到64($2^6=64$)个,如图2所示。对于单片机来说,用一条中断输入线和一个口(通常为 P_1 口)可以使中断源扩展到高达256个($2^8=256$)。

摘自《计算机应用研究》双月刊,1990年第5期

1.14 用优先权编码器 74LS148 扩展 51 系列单片机的外中断源

武汉空军雷达学院 胡 戎

本文所提供的方法可将 MCS-51 系列单片机的外中断源 ($\overline{INT_0}$ 或 $\overline{INT_1}$) 扩展到 8 个 (或 8 个以上), 并可实现八级中断服务程序的嵌套。

一、基本硬件电路及其工作原理

用 74LS148 扩展 8031 外中断源的基本硬件电路如图 1 所示。

图 1 中 74LS148 的 8 个输入端“0”~“7”用作 8 个外中断源的输入线, 3 个编码输出端 $A_0 \sim A_2$ 连至 8031P₁ 口的 P_{1.1}~P_{1.3}, 编码群输出端 GS 和 8031 的外中断源 $\overline{INT_1}$ 相连。74LS148 的真值表见表 1。

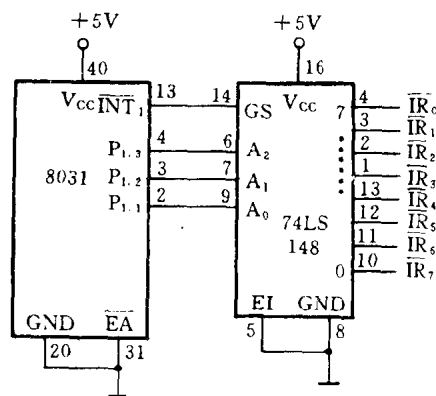


图 1 扩展 8 个外中断源的硬件电路

表 1 74LS148 真值表

输 入									输 出				
EI	0	1	2	3	4	5	6	7	A ₂	A ₁	A ₀	GS	EO
H	×	×	×	×	×	×	×	×	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	L
L	×	×	×	×	×	×	×	L	L	L	L	L	H
L	×	×	×	×	×	×	L	H	L	L	H	L	H
L	×	×	×	×	L	H	H	H	L	H	H	L	H
L	×	×	×	L	H	H	H	H	H	L	L	L	H
L	×	×	L	H	H	H	H	H	H	L	H	L	H
L	×	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H

由表 1 可知, 在 74LS148 的输入使能端 EI 为低电平的前提下, 只要其 8 个输入端中的任意一个输入为低电平, 就有一组相应的编码从 $A_2 \sim A_0$ 端输出, 且编码群输出端 GS 为低电平。因此, 在图 1 中, 当 8 个中断源 $\overline{IR_0} \sim \overline{IR_7}$ 中的任意一个提出中断申请时 (低电平有效), 与其对

应的一组编码就出现在 8031P₁ 口的 P_{1.3}~P_{1.1} 线上,且 8031 外中断 $\overline{\text{INT}}_1$ 为低电平。这时,若 8031 的 $\overline{\text{INT}}_1$ 中断开放,就可以响应中断源所提出的中断申请。

为了使程序转向中断源的中断服务子程序,必须在 8031 $\overline{\text{INT}}_1$ 的中断服务程序中编写如下引导程序:

```

                ORG      0013H          ;  $\overline{\text{INT}}_1$  中断服务程序入口
                AJMP     LAB
                ORG      0040H
LAB:            ORL      P1, #00001110B ; 设置 P1.1、P1.2、P1 为输入线
                MOV      A, P1          ; P1 口内容送累加器
                ANL      A, #00001110B ; 屏蔽除 P1.1、P1.2、P1.3 以外的位
                MOV      DPL, A         ; 中断向量低 8 位地址送 DPL
                MOV      DPH, #10H      ; 中断向量高 8 位地址送 DPH
                CLR      A              ; 清累加器
                JMP      @+DPTR         ; 跳转到中断服务子程序转移表
                ORG      1000H          ; 转移表首地址
JMP-TBL:       AJMP     IR0            ;
                AJMP     IR1            ;
                .          ;
                .          ;
                .          ;
                AJMP     IR7            ;

```

} 8 个中断服务子程序分支转移表

以上程序中的中断向量高 8 位地址由用户自己选定(本例选为 10H),8 个中断服务子程序的分支转移表应放在以数据指针 DPTR 内容为起始地址的 256 个字节空间范围内。另外,中断源中断申请信号的低电平应一直保持到 8031 将 74LS148 提供的编码取走为止,否则会出现错误。

74LS148 是一种优先权编码器,它的输入端“7”具有最高优先权,而输入端“0”的优先权最低,这相当于给图 1 中的 8 个中断源安排了一个中断优先级次序。因此,当同时有多个中断源提出中断申请时,8031 只响应优先权最高的那个中断源的中断申请。

以上电路的最大特点是结构简单,价格低廉,但该电路无法实现中断服务子程序的嵌套。即当一个中断申请正在被服务时,单片机不能响应别的中断源的中断申请(仅指 IR₀~IR₇)。

二、可实现八级中断嵌套的中断控制电路

1. 硬件电路

图 2 所给出的电路是在图 1 电路的基础上改进的,其核心仍是一片 74LS148 优先权编码器。在这个电路中,74LS148 的编码输出端 A₂~A₀ 经一片 74LS373 锁存器连至 8031 的总线口 P₀ 上,锁存器的控制端 $\overline{\text{OE}}$ 受 8031 $\overline{\text{RD}}$ 和 P_{1.7} 相或后的信号控制。当锁存器的 $\overline{\text{OE}}$ 端为高电平时,其 8 个输出端为高阻状态,与 8031 的总线隔离;当锁存器的 $\overline{\text{OE}}$ 端为低电平时,锁存器将锁存的数据送到 8031 总线,以便 8031 读取。锁存器的使能端 G 连至 8031 的 P_{1.7},当 G 为高电平时,各锁存器状态随输入端数据的变化而变化;当 G 为低电平时,各锁存器处于锁存状态。

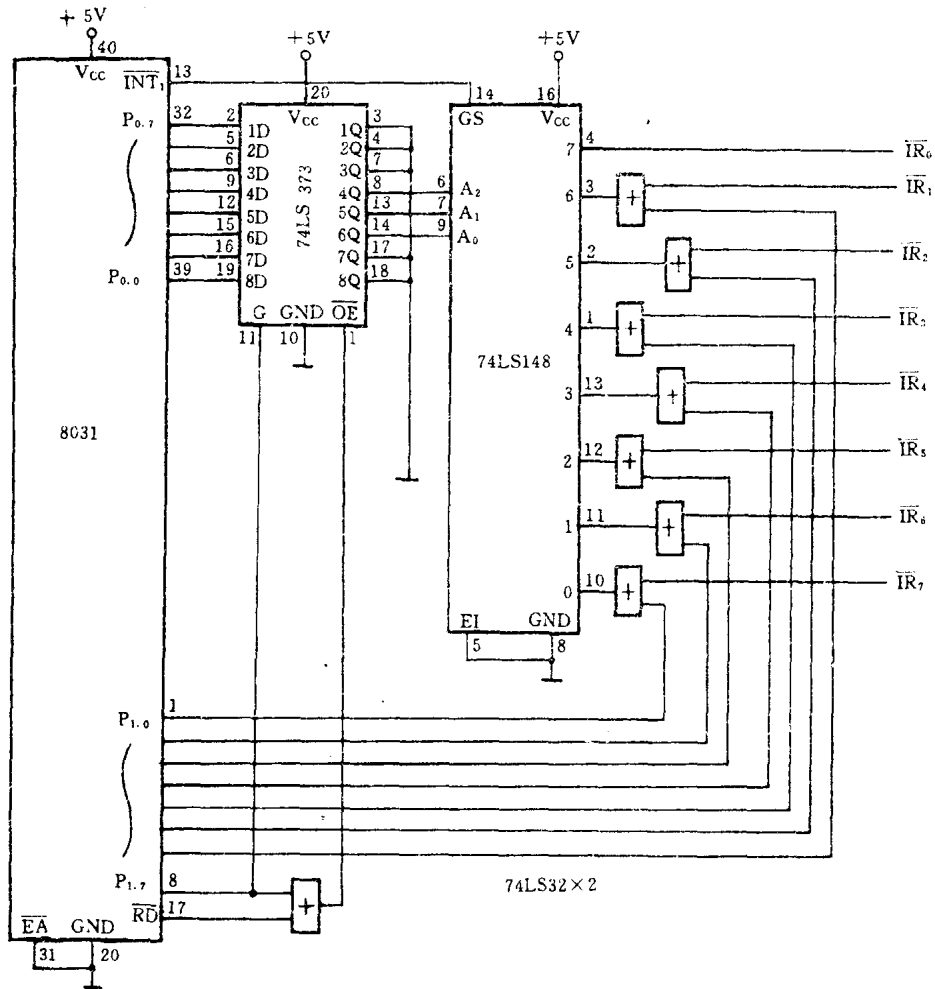


图 2 可实现八级中断嵌套的中断控制电路

在图 2 中,8 个中断源除 IR_0 外,其余七个都经一个中断屏蔽控制门(或门)连至 74LS148 的输入端,中断屏蔽控制门的开启受 8031 P_1 口的 $P_{1.0} \sim P_{1.6}$ 线控制。当 8031 响应某个中断申请后,可通过 P_1 口将现行中断及比现行中断优先级低的中断源加以屏蔽,但仍开放比现行中断优先级高的中断源。因此,所加中断屏蔽控制门是实现八级中断嵌套的硬件保证。由于 IR_0 具有最高优先级,故 IR_0 不经中断屏蔽控制门直接连到 74LS148 的输入端。

2. 软件编程

由于图 2 中的 8 个中断源都是经由 \overline{INT}_1 向 8031 单片机提出中断申请的,当 8031 响应 \overline{INT}_1 中断后,在未执行 $RETI$ 指令以前不会再响应 \overline{INT}_1 上的中断申请。因此,为了实现八级中断的嵌套必须在软件上作些处理。这部分程序包括三个部分:中断控制电路初始化程序、中断引导程序和 IR_4 中断服务程序。其中 IR_4 中断服务程序的框图如图 3 所示。

其程序清单如下:

```

ORG    4000H                ; IR4 中断服务程序入口
IR4:  PUSH  A                ; 现场保护
    
```

```

PUSH PSW
PUSH P1
ORL P1, #00001111B ;置中断屏蔽字
LCALL L2 ;模拟中断返回
.....
IR4 中断服务子程序
.....
POP P1 ;恢复现场
POP PSW
POP A
RET ;返回

```

在 IR₄ 中断服务程序中有几条语句是实现八级中断嵌套的关键,也是 IR₀~IR₇ 八个中断服务程序所必须有的。

如程序清单所示。IR₄ 中断服务程序(地址 4000H)前三条指令的目的是进行现场保护,其中 PUSH P₁ 指令必不可少,因为 P₁ 口的内容为中断屏蔽字,必须加以保护,否则会打乱整个中断优先级的次序,无法实现正常的八级中断嵌套。例如,假设 IR₀ 中断服务程序被另一个更高优先级的中断服务程序 IR₁ 所中断,于是,IR₄ 中断服务程序所置的屏蔽字将改变 P₁ 口原来的内容。当 IR₄ 返回时因无法恢复 IR₀ 所置的屏蔽字而使整个中断优先级出现混乱。ORL P₁, #00001111B 指令是置屏蔽字,其目的是将比 IR₄ 优先级低的中断源以及 IR₄ 本身加以屏蔽。LCALL L2 指令的目的是模拟一次中断返回,因为它所调用的子程序仅有一条指令 RETI,这条指令一方面使子程序返回,更重要的是将 8031 内部不可寻址的优先级状态触发器清零,从而使 8031 可再次响应 $\overline{INT_1}$ 上的中断申请,以实现多级中断的嵌套。至此,8031 才真正开始执行 IR₄ 的中断服务子程序。在 IR₄ 返回前需恢复先前被保护的现场状态,这其中包括恢复 P₁ 口的内容。最后执行一条 RET 指令使程序返回到断点执行。

由于 IR₀ 的优先级最高,当 8031 为 IR₀ 服务时,必须将 IR₁~IR₇ 屏蔽,这可用置屏蔽字的办法,也可采取在 IR₀ 服务程序中不执行模拟中断返回指令的办法来实现。

三、用二片 74LS148 级联进一步扩展中断源

前面介绍了用一片 74LS148 将 8031 单片机的一个外中断源扩展至 8 个的方法,如果用二片 74LS148 级联起来,就可将 8031 的外中断源进一步扩展到 16 个,具体电路如图 4 所示。

在图 4 中,U₁ 的输入使能端 EI 接地,输出使能端 EO 接 U₂ 的输入使能端 EI,编码群输出端 GS 作为编码输出端 D₃,它和 D₂~D₁ 一起作为整个优先权编码器的输出连至单片机的 P₁ 口。中断申请信号由二片 74LS148 的群输出端 GS 相与后产生。当 U₂ 工作时(有中断申请),D₃ 输出为“1”;当 U₁ 工作时(有中断申请),D₃ 输出为“0”,且其 EO 为高电平,从而将 U₂ 封锁。从以上分析可知,16 个中断源中 IR₀ 具有最高优先级,而 IR₁₅ 的优先级最低。

四、特性分析

由于所扩展的外中断源都是经 $\overline{INT_1}$ 向 8031 提出中断申请,因此,这些外中断源在特性上有三点要注意。

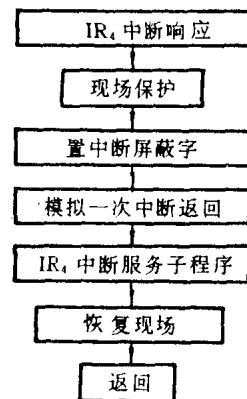


图 3 IR₄ 中断服务程序框图

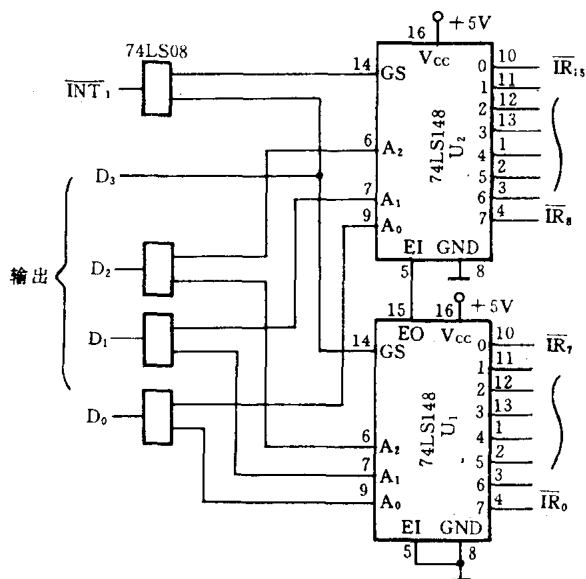


图 4 扩展 16 个外中断源的电路

1. 中断响应时间

MCS-51 系列单片机的外中断响应时间在 3-8 个机器周期内,由于 8031 的真正为所扩展的外中断源($\overline{IR}_0 \sim \overline{IR}_7$)服务之前需执行一段引导程序,对于可实现中断嵌套的情况,这段程序有 18 条指令需 31 个机器周期。因此,对所扩展的外中断源而言,真正的中断响应时间在 34~39 个机器周期内。

2. 中断申请信号的宽度

按本文讨论方法扩展的外中断源,其中断申请信号宜采用负脉冲形式,且负脉冲要有足够的宽度,以保证 8031 能读取到由锁存器提供的中断向量低 8 位地址,8031 读取这个地址要执行四条指令需 7 个机器周期,加上响应 \overline{INT}_1 的时间,共需 10~15 个机器周期。若系统时钟频率为 12MHz,则中断申请信号负脉冲的宽度至少要大于 $15\mu s$ 。

3. 对单片机中断管理的影响

为实现多级中断的嵌套,在进入真正的中断服务子程序以前,单片机需模拟一次中断返回,这以后,尽管单片机确实是在执行一段中断服务子程序,但它并不认为是在为某个中断源服务,因为模拟中断返回后相应的优先级状态触发器被清零。在这种情况下,现行的中断服务子程序既可被系统中的高优先级中断源中断,也可被系统中的低优先级中断源中断。实用中应根据各外设的重要程度,合理安排它们的优先级。

1.15 8031 单片机与 GB5119A 汉字库的接口方法

解放军电子技术学院计算机教研室 王亚弟

目前,国内有市售的固化 PROM 汉字字模点阵库芯片,应用此类芯片,可以方便地组成以 8031 单片机为主控芯片的汉字处理系统。本文将介绍 8031 单片机与 GB5119A 汉字字模点阵库的接口方法。

一、GB5119A 汉字字模点阵库

GB5119A 汉字字模点阵库是用 μ PD23C2000 PROM 芯片固化而成的,包含有国标一、二级全部汉字和字符 8000 余个,点矩阵为 15×16 。

μ PD23C2000 是 2 兆位的只读存储器,操作方式为静态方式,芯片结构为掩膜可编程的,其中:字方式:16 位 131, 072 字;字节方式:262, 144 字节,芯片具有三态输出,所有的输入输出均与 TTL 兼容,单一 +5V 电源,其外形和引脚如图 1 所示。在引脚定义中, $O_{15}/A-1$ 为字方式和字节方式的选择引脚,在字方式应用中,此引脚为数据字最高位;在字节方式应用中,此引脚为最低位有效地址。

GB5119A 汉字字模点阵库中的汉字和字符排列形式如图 2 所示,每个汉字或字符占 32 个字节单元。以顺序结构存放,其目的是简化汉字代码与其点阵在 ROM 中物理位置的对应关

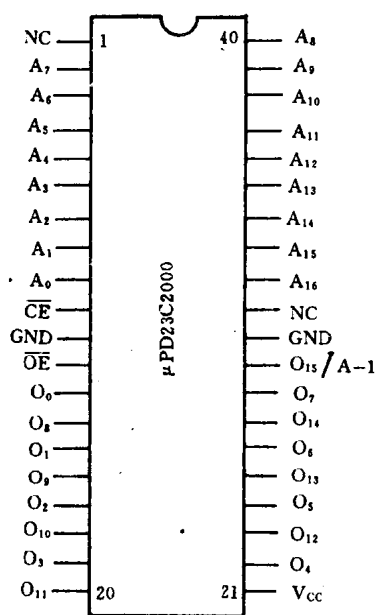


图 1 μ PD23C2000

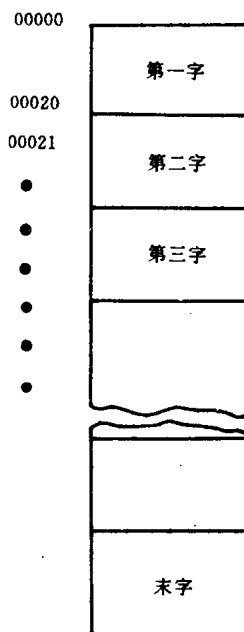


图 2 字 模

系,使代码与地址转换易于实现。

寻址访问汉字库是由国标码作为地址直接寻址的,但由于汉字国标码是不连续的,不可能和 ROM 地址一一对应,因此,用一片门阵列 B202 电路进行国标码到 ROM 地址的转换,完成汉字库的寻址。

B202 是一片 PAL 芯片,其外形和引脚如图 3 所示。

B202 管脚定义如下:

B₂₆~B₂₇: 国标码高字节的 D₉、D₈。

B₁₂~B₁₇: 国标码低字节的 D₂、D₃、D₄、D₅、D₆ 和 D₇。

A₁₆~A₉: 译码地址线接 ROM 地址线。

SA: 禁止国标区位码表中的第 78 区。

SB: 禁止国标区位码表中的第 20 区。

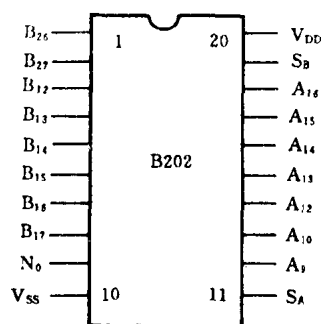


图 3 B202 外形和引脚图

二、8031 单片机与 GB5119A 的硬件接口

GB5119A 汉字库是利用国标码直接寻址汉字字模点阵首字节单元的,而一个汉字字模点阵占 32 个字节单元。根据这个特性,可将 262,144k 字节的汉字库地址范围,缩编为 8k 个寻址地址,与 8031 单片机地址总线直接接口,由 8031 单片机以国标码直接寻址汉字点阵的首字节单元,再通过一个接口逻辑寻址 32 字节单元。这种设计方法,大大缩小了 8031 单片机的寻址范围,同时,也简化了硬件设计,而且,也使得 8031 单片机具有较快的读取速度。根据这种方法设计的接口线路如图 4 所示。

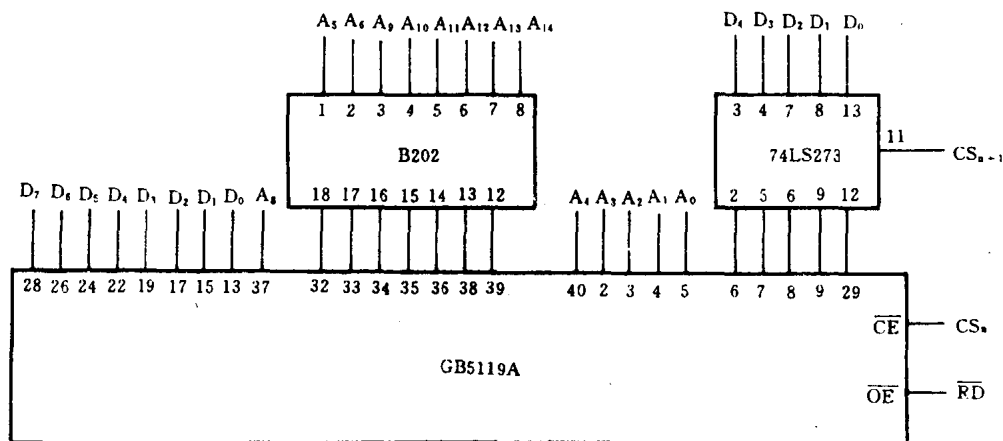


图 4 8031 单片机与 GB5119A 的接口线路图

图 4 中使用了两个片选信号 CS_n、CS_{n+1},前者选字库芯片,后者选 74LS273 锁存器,锁存器用于读取 32 个字节单元。8031 单片机在寻址汉字库时,首先利用数据线送出 32 字节内的地址锁存于 74LS273 芯片中,然后用 MOVXA, @DPTR 指令读取字模点阵信息,循环 32 次,读完一个汉字字模点阵信息。

三、8031 单片机读取字模点阵的编程方法

根据图 4 所示的硬件接口线路,8031 单片机应有相应的程序读取字模点阵信息。8031 单片机读取字模点阵信息后,要做相应的处理,如送 CRT 显示或送打印机打印等。如果采用读一个字节处理一个字节的处理方式,显然处理速度是比较低的。因此,为提高 8031 单片机处理汉字点阵信息的速度,可在 8031 单片机的内 RAM 中,开辟一个 32 字节的高速缓冲区。首先由 8031 单片机将 32 字节的汉字字模点阵信息读进缓冲区,然后再对其做相应的处理。这种方法不仅使读取汉字库的程序简单、通用,而且提高了 8031 单片机对汉字字模点阵信息的处理速度。应用这种方法编制的程序如下:

```
DZK:  MOV  R0, #20H          ;置缓冲区首址
      MOV  R5, #20H          ;读取字节数
      MOV  R1, #00H          ;读 32 字节低地址
LOOP: MOV  A, R1
      MOV  DPTR, #nnH        ;置锁存器地址
      MOVX @DPTR, A
      MOV  DPH, R3
      MOV  DPL, R4
      MOVX A, @DPTR
      MOV  @R0, A
      INC  R0
      INC  R1
      DJNZ R5, LOOP
      RET
```

该程序段为一子程序,读汉字库时,只要将汉字国标码送入 R₃、R₄ 寄存器,调用此程序即可。

四、结 语

文中所叙的 8031 单片机与 GB5119A 汉字字模点阵库的接口方法,硬件线路简单、实用,软件编程方便,而且具有比较快的汉字字模点阵信息处理速度,应用这种缩编地址的接口方法,还可使 8031 单片机方便地与 24×24、32×32 点阵的汉字字模点阵库接口。

1.16 可背插 SRAM 的日历时钟 DS1216 及其应用

镇江船舶学院 黄国建

在由微型计算机构成的控制系统中,常常需要由实时时钟提供采样、定时及各种操作的时间基准。实现实时时钟的方法有多种:以定时器实现的软时钟用于判断年月日等时间的程序要占用大量的 CPU 时间,程序也较复杂,仅能在简单的系统中使用;由硬件实现的时钟为硬时钟。《电子技术应用》1990 年第七期介绍的 MSM5832 即为一种硬时钟芯片,它能较好地解决实时时钟问题。但是 MS5832 芯片存在着数据存取速度慢,难以与单片机直接连接,芯片要占用 I/O 口地址,要外接振荡电路和后备电池,因而使用不便。笔者不久前使用了另一种硬时钟器件,即美国 Dallas 半导体公司生产的 DS1216 器件,很好地解决了上述问题。现将该器件及其使用情况介绍一下。

一、DS1216 的性能和结构

DS1216 是一个具有日历时钟功能、非易失存储器控制电路和嵌入式锂电池的 CMOS 集成器件。它封装在 28 脚 0.6 吋宽的双列直插式外壳中。它上面还带有一个 28 脚插座,可以插入一片 $2k \times 8$ 或 $8k \times 8$ 的 CMOS 静态 RAM(对 DS1216C 来说,可插入 $8k \times 8$ 或 $32k \times 8$ 的 CMOS RAM)。除厚度略大以外,其余尺寸与一块 RAM 芯片相似。

DS1216 内部包含有一个切换开关,它使芯片能分别从外部电源或内部电池获得供电,该开关的自身压降小于 0.2 伏。它内部的失压控制电路能监视外部电源 V_{CC} 的变化。当 V_{CC} 下降到 4.25 伏以下时,它能控制切换开关动作,将芯片转换成由内部电池供电,同时禁止对 RAM 芯片的任何写操作,从而可以保证它上面的 RAM 中的数据不会丢失。

DS1216 具有日历时钟功能,它能提供百分之一秒、秒、分、小时、星期、日期、月和年等信号。精度高于 ± 1 分钟/月。在年月信号控制下,它能自动对每月天数进行调整,包括闰年调整。时钟可以运行于 24 小时制或带上下午指示的 12 小时制。

DS1216 的引脚图见图 1。日历时钟部分只使用了引脚 20、26 和 28,其余引脚均直接与插在上面的 RAM 芯片相连。26、28 脚分别为 24 脚和 28 脚 RAM 芯片的电源,它由片内开关控制。20 脚为片选信号输入端。与日历时钟工作有关的引脚还有 1 脚(RES $\bar{E}T$),22 脚(输出允许),27 脚(写允许)和 11 脚(数据输入/输出的第 0 位)。

DS1216 内部有 8 个日历时钟信息寄存器(图 2),每个寄存器为 8 位,分别存储从百分之一秒到年的信息,可以对这些寄存器进行读/写操作。读操作用于读出当时的时间信息,写操作则用于更新、修改保存的日历时钟信息。寄存器中的数据以 BCD 码形式保存。其中小时寄存器 R_3 的第 7 位 D_7 用于选择 12 小时或 24 小时制工作方式。 $D_7=1$ 时选择 12 小时工作制方式,这时 R_3 的第 5 位 D_5 表示上午($D_5=0$)或下午($D_5=1$)。当 $D_7=0$ 时,表示使用 24 小时制。这时 D_5 位为十位数的第 2 位代码(用于 20~23 小时)。

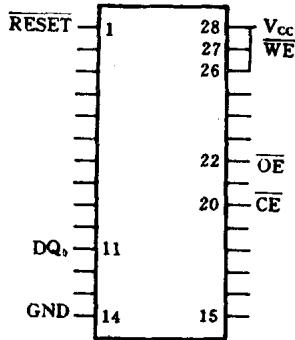


图1 DS1216 引脚图

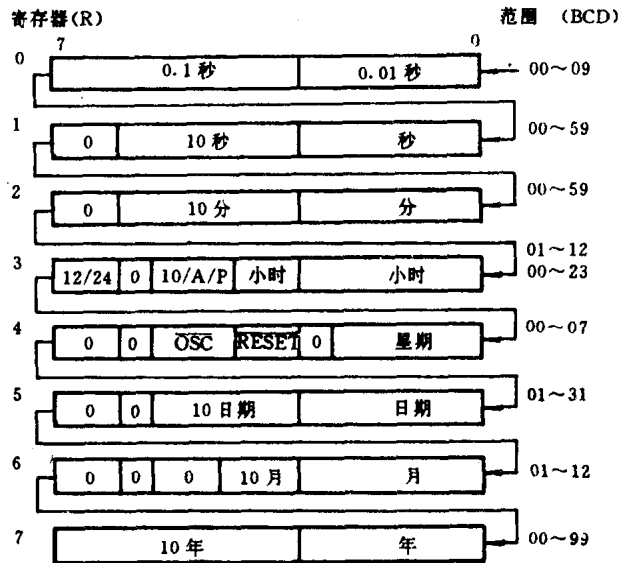


图2 DS1216 内部寄存器

星期寄存器 R₄ 的第 4 位 D₄ 和第 5 位 D₅ 分别用于复位和振荡器的控制。D₄ 位控制 $\overline{\text{RESET}}$ 信号(引脚 1)。当 D₄=1 时, 引脚 1 的输入信号不起作用; 当 D₄=0 时, 引脚 1 上输入的低电平可以保持 DS1216 中时间寄存器的数值而禁止对它进行读/写操作。D₅ 控制振荡器的工作, 出厂时, 该位被置为 1, 停止振荡器的工作。当该位被置为零时, 振荡器开始工作, 为日历时钟提供时间基准值。

由此可见, DS1216 器件内部包含了振荡电路和后备电池, 在它上面插入 CMOS RAM 以后, 可以保持 RAM 中的数据, 停电时也不丢失。它还可以直接插在线路板上原来插 RAM 的插座中, 不必另外占用线路板空间, 因此使用特别方便。

二、DS1216 的读/写操作

由于 DS1216 日历时钟与 RAM 共同使用一个插座, 因此对日历时钟进行读写操作必须严格按照一定的步骤进行。此外, 日历时钟的数据传送只能通过数据的第 0 位 DQ₀ 进行, 因此整个读写过程必须以串行方式进行。

一般情况下, 对 DS1216 器件任一地址进行的读写操作都是访问数据存储器 RAM 单元。为了对日历时钟进行读写, 必须首先对该芯片的任一存储单元进行一次读操作以开始读写过程。接着进入连续 64 个写周期, 向 DS1216 写入 8 个字节的识别码, 每写入一位, DS1216 即与内部比较寄存器中寄存的模式数据进行比较。若比较正确, 则继续读入下一个识别码。若比较不正确或在 64 个周期中出现了读周期, 则比较过程停止, 读入的数据被略去。以十六进制形式表示的 64 位识别码为 C5, 3A, A3, 5C, C5, 3A, A3, 5C。这样组合的数据可以保证误码率小于 10^{-13} 。

上述识别码的写入是针对日历时钟进行的, 其有效位仅为 DQ₀ 位。但由于系统是通过向 RAM 单元写入数据指令来实现这一操作的, 为了不影响 RAM 中的数据, 可以在 RAM 中指

定某一单元(例如最高地址单元)专供日历时钟使用,以免产生数据的混淆。

当 64 位识别码比较正确后,就可对 DS1216 内部的 8 个寄存器进行读写操作。若要对寄存器的数据进行修改,则可用串行方式从 DQ₀ 写入从百分之一秒到年的全部数据。写入的数据必须注意将 12/24 小时、RESET、振荡器控制等有关位置以适当的值。数据写入时,低位在前,共需连续的 64 个写周期。当需要从 DS1216 读出日历时间信息时,可连续执行 64 个读周期,并将从 DQ₀ 位读得的数装配成 8 个字节的数,即可获得年、月、日、星期、时、分、秒和百分之一秒等信号。

对日历时间信号的读写操作必须以寄存器为单位。通常对 8 个寄存器同时进行,即从 R₀ 的 D₀ 位到 R₇ 的 D₇ 位。否则试图对某一寄存器中的某一位进行读写操作将会得到错误的结果。

图 3 为 DS1216 的读写时序图,表 1 为 DS1216 交流电参数。由图可见,读写所需的时间均为毫微秒级,因此完全可以与 8031 之类的单片机相匹配。

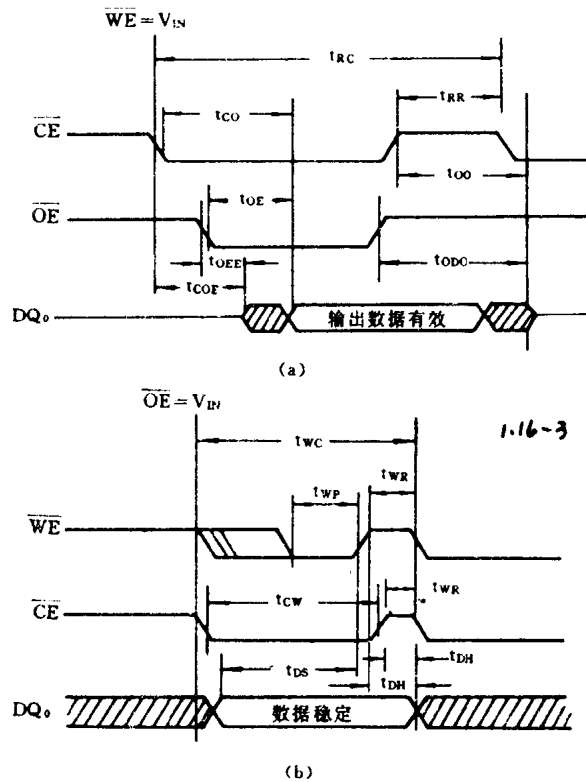


图 3 DS1216 读写时序图

表 1 DS1216 交流电参数 (0°C~70°C, V_{CC} = 4.5~5.5V)

参 数	符 号	最小值	典型值	最大值	单 位	注 解
读周期时间	t _{RC}	250			ns	
\overline{CE} 取数时间	t _{CO}			200	ns	
\overline{OE} 取数时间	t _{OE}			100	ns	
\overline{CE} 到输出低阻抗所需时间	t _{COE}	10			ns	

续表

参 数	符 号	最小值	典型值	最大值	单 位	注 解
\overline{OE} 到输出低阻抗所需时间	t_{OE}	10			ns	
\overline{CE} 到输出高阻抗所需时间	t_{OD}			100	ns	
\overline{OE} 到输出高阻抗所需时间	t_{ODO}			100	ns	
读恢复时间	t_{RR}	50			ns	
写周期时间	t_{WC}	250			ns	
写脉冲时间	t_{WP}	170			ns	
写恢复时间	t_{WR}	50			ns	1
数据建立时间	t_{DS}	100			ns	2
数据保持时间	t_{DH}	0			ns	2
\overline{CE} 脉冲宽度	t_{CW}	170			ns	

- 注： 1. t_{WR} 是 \overline{WE} 或 \overline{CE} 下降沿的函数。
 2. t_{DH} 和 t_{DS} 是 \overline{WE} 或 \overline{CE} 上升沿的函数。
 3. V_{IH} 为逻辑 1 电平,其最小值为 2.2 伏,最大值为 $V_{CC}+0.3$ 伏。

三、硬件连接

由于 DS1216 不需另外占用空间,因此对任何具有数据存储器 RAM 的微机系统,都不必为硬件作任何改动。图 4 所示为它用于 8031 单片机系统时的情况。图中数据 RAM 的地址范围为 0000H~1FFFH。

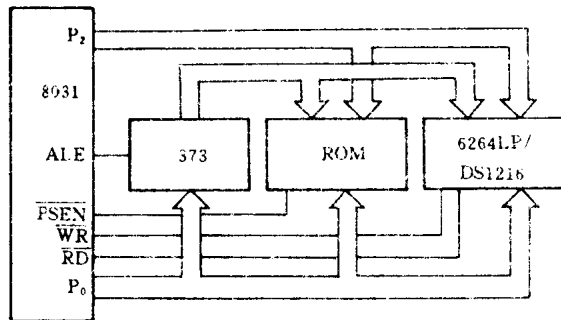


图 4 硬件连接图

四、软件设计

根据上面介绍的 DS1216 读写操作过程,可作出读写程序流程图(见图 5),并依此编写程序,其读写程序如下:

DS1216 读写程序

```

ORG 0000H
AJMP MAIN
ORG 0100H
MAIN: MOV P2, #1FH
      MOV R0, #0FFH
      MOV DPTR, #PATN
      MOVX A, @R0
      MOV R4, #08H
L0:   MOV R5, #08H
      CLR A
      MOVC A, @A+DPTR
L1:   MOVX @R0, A

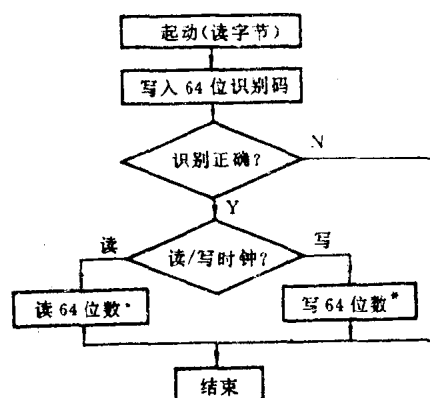
```



```

RR A
DJNZ R5, L1
INC DPTR
DJNZ R4, L0
MOV R1, #30H
CJNE @R1, #00H, RD
WR: MOV R1, #38H
MOV R4, #38H
L2: MOV R5, #08H
MOV A, @R1
L3: MOVX @R0, A
RR A
DJNZ R5, L3
DEC R1
DJNZ R4, L2
AJMP FINI
RD: MOV DPTR, #1FFFH
MOV R0, #38H
MOV R4, #08H
L4: MOV R5, #08H
MOV R2, #00H
L5: MOV A, R2
RR A
MOV R2, A
MOVX A, @DPTR
JNB ACC.0, L6
ORL 02H, #80H
L6: DJNZ R5, L5
MOV @R0, 02H
DEC R0
DJNZ R4, L4
FINI: AJMP FINI
PATN: DB 0C5H, 3AH, 0A3H, 5CH
      DB 0C5H, 3AH, 0A3H, 5CH

```



* 64 位数构成 8 个字节, 分别表示百分之一秒、秒、分、时、星期、日期、月和年。

图 5 DS1216 读写程序流程图

该程序已经较长时间的使用。程序中以 30H 单元作为读写标志。当(30H)=0 时,表示写日历时钟。这时要写入的日历时钟信息连同控制信息预先存放在 31H~38H 单元中,31H 为年信号,38H 为百之一秒信号。当(30H)≠0 时为读日历时钟,读出的年、月、日、星期、时、分、秒、百分之一秒信号连同控制信号分别存放在 31H~38H 单元中。

上述程序必须与单片机开发系统配合才能使用。若配上键盘显示电路和相应的程序,则可以方便地通过键盘修改信息并将读出的日历时间信号显示于显示器上。

1.17 实时日历时钟集成电路 MSM5832 及其时序

南京衡器制造公司研究所 黄长工

OKI 公司生产的 CMOS MSM5832 实时日历时钟芯片可做到参数一次设定,用 3 节镍镉电池可维持工作一年以上(工作时功耗只有 $90\mu\text{W}$);而且有秒、分、时、日、星期、月和年等计时功能。与 CPU 连接也很方便,且无须中断方式工作。因此是一种非常实用的实时时钟集成电路。本文将介绍该集成电路及其在微机系统中的应用。

一、MSM5832 的基本性能

MSM5832 器件引脚如图 1 所示。其中四根地址线($A_0 \sim A_3$)用于选择片内 13 个寄存器。表 1 列出了 13 个寄存器的地址和数据格式。四根数据线 $D_0 \sim D_3$ 用于与 CPU 之间传递数据。数据的形式为 BCD 码。CS 为片选信号,高电平有效。当 $CS=1$ 时,芯片选通,所有操作功能都允许。当 $CS=0$ 时,禁止全部操作。因此,通常把 CS 与正电源相接,这样在断电时,可起到保护作用。由于 CS 的门限电压比其它脚要高,从而保证了操作的正确。WR 和 RD 信号均为高电平有效,因此不能直接与 CPU 对应脚相接。TEST 脚在通常情况下悬空或接地。该脚用于对时间的快速调整。当 $CS=1$ 且 $TEST=1$ 时,在分、时、日、星期和年的寄存器地址被选通的条件下,直接对被选通的计数器进行加 1 操作。 $\pm 30\text{ADJ}$ 脚用于人工 ± 30 秒修正,该脚输入为高电平时,如此时秒数在 $0 \sim 29$ 之间,则将其置为零。如秒数在 $30 \sim 59$ 秒之间,则将秒数置零后把分数加 1。 $\pm 30\text{ADJ}$ 的高电平有效时间需大于 31.25ms 。XT 和 $\overline{\text{XT}}$ 外接 32.768kHz 晶体。HOLD 脚用于在寄存器读写期间,让计数器停止工作。当 $\text{HOLD}=1$ 时,它将禁止 1Hz 的时钟加到计数器上,以便无误差地读取时间。因此该脉冲的宽度不能超过 1 秒,否则会引起计时误差。另外只有在 HOLD 有效时,才能进行写操作。该芯片的数据线输出可带一个 TTL 负载。

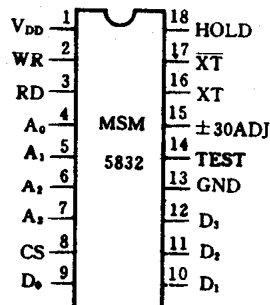


图 1 MSM5832 管脚图

表 1

地 址 输 出				寄存器名	数 据 输 入 输 出				数 据 范 围	备 注
A ₀	A ₁	A ₂	A ₃		D ₀	D ₁	D ₂	D ₃		
0	0	0	0	S ₁	*	*	*	*	0~9	S ₁ 或 S ₁₀ 在写有效和地址被选中的条件下,就被清为 0,而不管输入什么数据。
1	0	0	0	S ₁₀	*	*	*	*	0~5	
0	1	0	0	M ₁₁	*	*	*	*	0~9	
1	1	0	0	M ₁₁₀	*	*	*	*	0~5	
0	0	1	0	H ₁	*	*	*	*	0~9	
1	0	1	0	H ₁₀	*	*	↑	↑	0~1 / 0~2	
0	1	1	0	W	*	*	*	*	0~6	
1	1	1	0	D ₁	*	*	*	*	0~9	
0	0	0	1	D ₁₀	*	*	↑	*	0~3	D ₂ =1 2 月为 29 天 D ₂ =0 2 月为 28 天
1	0	0	1	M ₀₁	*	*	*	*	0~9	
0	1	0	1	M ₀₁₀	*	*	*	*	0~1	
1	1	0	1	Y ₁	*	*	*	*	0~9	
0	0	1	1	Y ₁₀	*	*	*	*	0~9	

* 有效数据位,“0”或“1”。

空格在写状态时不起作用,读状态时为 0。

↑ 数据位,分别用于确定上午、下午、12 小时制、24 小时制及闰年。

二、时序分析

MSM5832 片内寄存器的数据存取速度比较慢。图 2 为其写周期时序图。当 HOLD、CS 和 WRITS 信号都有效时,就可进行写操作。在写状态下,地址信号的脉宽需大于 1.7μs,WR 的

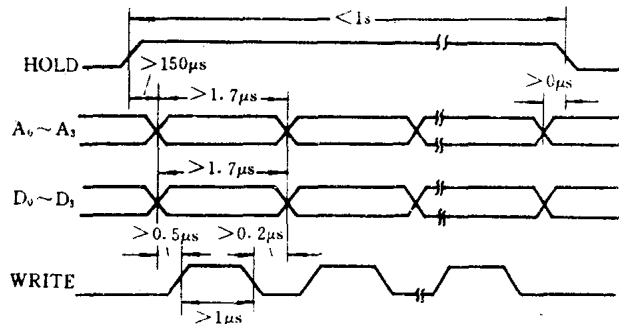


图 2 写周期

脉宽需大于 $1.0\mu\text{s}$ 。如把该芯片直接作为单片机的一个外部数据存储器来处理,就不能完成数据的写入。对于 8031 单片机来说,写外部 RAM 的指令 MOVX @DPTR, A 需要两个机器周期,其中地址有效时间为 5 个状态周期。如用 12MHz 晶振,则执行该指令的地址有效信号宽度不足 $1\mu\text{s}$ 。用 6MHz 晶振也不足 $1.7\mu\text{s}$ 。因此写操作是不可靠的。对于 2.5MHz 晶振的 Z80 CPU 来说,执行一条 LD(HL), A 指令,需 7 个 T 状态,执行该指令的地址有效时间为 $7 \times 0.04\mu\text{s} = 2.8\mu\text{s}$ ($T = 0.04\mu\text{s}$),因此是可以把数据写入的。

图 3 为 MSM5832 的读周期时序图。在读状态下,该芯片要求从地址有效到数据有效为 $6\mu\text{s}$ 。这么长的时间使用 8031 单片机或 Z80 CPU 都无法正确地读到数据。笔者通过实验也证明,在把 MSM5832 直接作为 CPU 的一个外部数据存储器的条件下,6MHz 晶振的 8031 单片机不能正确地读写操作,2MHz 晶振的 Z80 CPU 可写不可读。因此必须考虑一个适合于这种时序的接口电路。

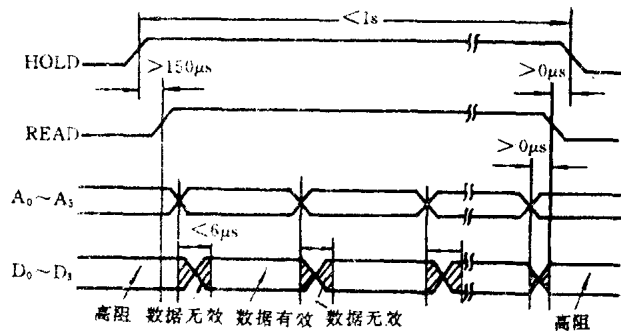


图 3 读周期

表 2

寄存器	S ₁	S ₁₀	M ₁₁	M ₁₁₀	H ₁	H ₁₀	W
地址	00H	01FH	02H	03H	04H	05H	06H
数据	00H	00H	00H	03H	08H	08H	00H
寄存器	D ₁	D ₁₀	M ₀₁	M ₀₁₀	Y ₁	Y ₁₀	
地址	07H	08H	09H	0AH	0BH	0CH	
数据	01H	00H	00H	01H	09H	08H	

摘自《电子技术应用》月刊,1990 年第 7 期

1.18 实时日历时钟集成电路 MSM5832 的接口技术

南京衡器制造公司研究所 黄长工

一、MSM5832 与微机的接口电路

1. 采用 8155 或 8255 作为接口

采用 8155(8255 类似)作为接口器件,MSM5832 与 8031 单片机的接口原理图见图 1。8155 的 B 口七位与时钟芯片的地址线和控制线连接,A 口低四位与时钟芯片的数据线连接,数据线要外接 4.7kΩ 的上拉电阻,这样就可以完成时钟数据的读出和写入。其读出和写入的程序框图分别示于图 2 和图 3。

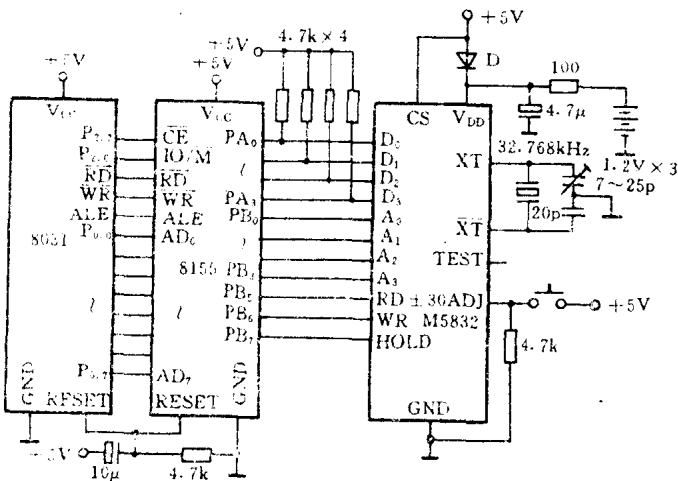


图 1 采用 8155 接口 MSM5832 应用电路

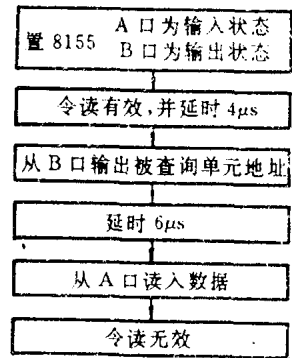


图 2 读出程序框图

2. 采用数据总线作为接口

单片机的 P₀ 口与一片 8D 锁存器 74LS373 相接,用于锁存时钟芯片的地址信号和控制信号。而时钟芯片的四根数据线直接与单片机的数据总线低四位相接,通过在程序上进行一些技巧性安排也可完成对时钟芯片的读写。其连接方法见图 4。读时钟芯片小时数的程序如下:

```

READ: MOV DPTR, #add1      ; 取锁存器 373 的端口
      MOV A, #10H
      MOVX @DPTR, A        ; 置读信号有效
      NOP
      NOP
    
```

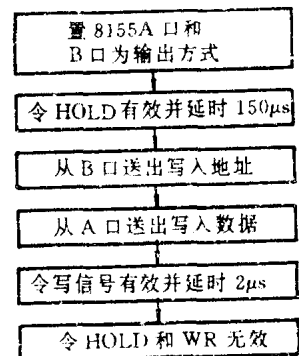


图 3 写入程序框图

```

NOP
NOP ;延时
MOV A, # Hour ;取时寄存器地址
MOVX @DPTR, A ;送锁存器锁存
NOP
NOP
NOP
NOP ;延时
MOV DPTR, #add2 ;取一个与系统无关的地址
MOVX A, @DPTR ;虚读
MOV @R0, A ;存入内存
MOV DPTR, #add1 ;取锁存器口址
MOV A, #0
MOVX @DPTR, A ;令读无效
RET ;结束
    
```

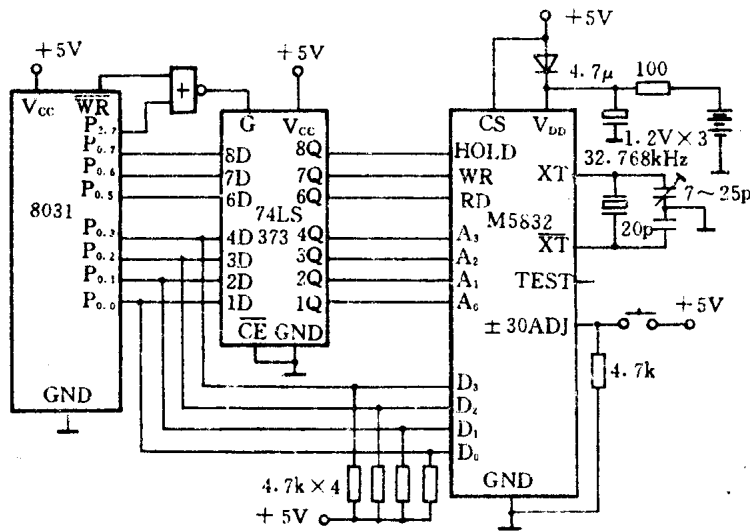


图4 8031数据总线口的MSM5832应用电路

在该程序中,采用虚读的方法,完成了延时后读时钟芯片数据的工作。当地址信号送出并锁存且读信号有效时,约 $6\mu\text{s}$ 后时钟数据便出现在数据线上,这时采用虚读的方法,即可把数据读入累加器。虚读时的地址是虚设的。与单片机系统内的接口器件和RAM等都无关。需要注意的是,在执行这个程序之前必须关中断。否则当时钟芯片的数据出现在数据线上时,如正好来了一个中断,计算机就会转去处理中断程序,这样就会造成数据线上数据重叠,引起混乱。采用这种方法的优点是接口硬件少,缺点是需关中断。在写数据到时钟芯片时,也应采用虚写的方法,并且要要用到 HOLD 信号,其原理同读过程,这时不再赘述。

3. 直接与单片机 P₁ 口连接

用单片机的 P₁ 口与时钟芯片的地址线和控制线相连,数据口(P₀口)的低四位与时钟芯片的数据线相连。采用与上述2中类似的读写方法,也可完成对时钟芯片的读写操作。硬件接

口见图 5。用此电路再配上一个大屏幕显示就可构成一个走时准确的大型电子钟。如把该电路作为一个独立的系统安置在另一个微机系统中,配以适当的硬件接口与软件,就可以完成时钟显示、定时报警等全部电子时钟的功能,而且不影响主机的工作。

二、 时钟参数的设置

在设置时钟参数初值时,有两个特殊的参数需考虑。它们是时参数和日参数。时参数设置时要考虑采用的是 12 小时制还是 24 小时制;在采用 12 小时制时,还要区分设置时间是在上午还是下午,而月参数的设置主要考虑的是是否是闰年。

一般说来,设置时参数为 24 小时制比较方便。这样可不必考虑是上午还是下午,只要按 24 小时制输入即可。这时在程序中始终安排 H_{10} 寄存器的 $D_3 = "1"$,而 D_2 位可以任意,如把 D_3 位置为 "0",时钟就按 12 小时制运行。在输入时参数时要加一个判别符,说明是上午还是下午,计算机根据这个判别符确定 H_{10} 寄存器中 D_2 位的数值。这样才能保证时钟正确运行。另外,也可通过软件编程来实现 24 小时输入,12 小时制运行。具体方法是,如输入的时参数 > 12 ,即为下午,这时程序把 H_{10} 寄存器中 D_2 位置 "1",而 D_3 位始终置 "0"。然后再把输入的时数减去 12 后送 H_1 和 H_{10} 寄存器。这样就把 24 小时制输入转变为 12 小时制输出。

月参数的设置和闰年有关。可利用闰年的有关规定让计算机自动完成 D_{10} 寄存器中 D_2 位的设置。根据公历的定义:凡能被 4 除尽的年为闰年。闰年的二月增加一天,为 29 天。但逢百之年,只有被 400 除尽才是闰年。因此,1988 年是闰年,2000 年是逢百之年,可被 400 整除也是闰年。在编程时,可根据公历的定义,用被输入的年数除以 4 或 400,如能整除,则把 D_{10} 寄存器 D_2 位置 "1",反之则置 "0"。其程序框图见图 6。

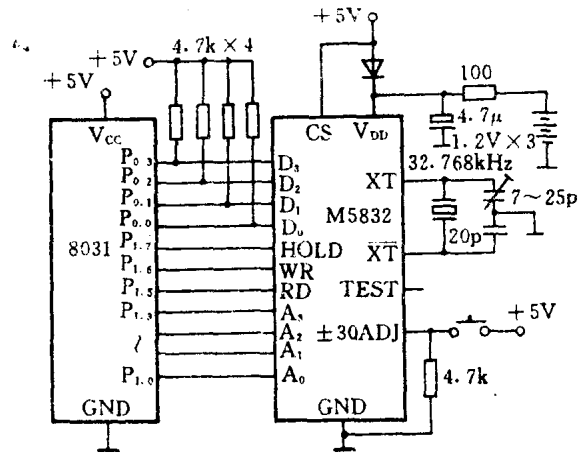


图 5 8031P₁ 口、P₀ 口的连接方法

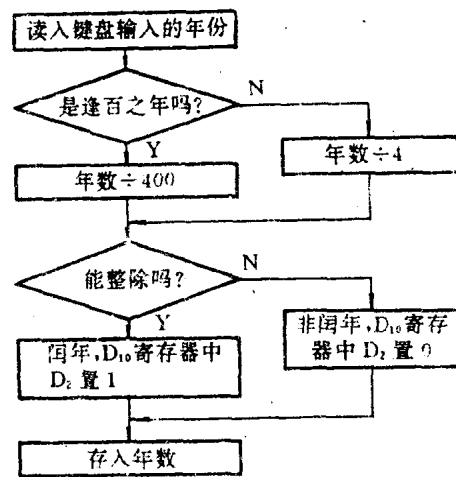


图 6 时钟参数设置程序框图

三、 时钟的显示方法

一般智能仪表上的显示数码管都为七段数码管,而且位数也不太多,不可能在时钟显示时把年、月、日、星期、时、分和秒全部显示出来,并且也没有那个必要。因此可模仿电子表的显示方法分别显示时钟的各参数,这样只要五位数码管就可以了。电子表在同时显示时和分时(其格式见图 7a),一般有两种显示方法。一种

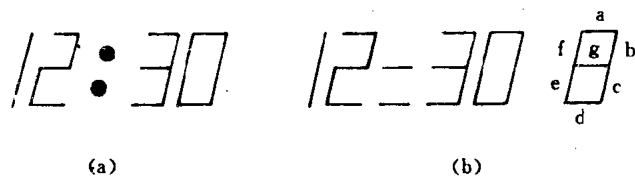


图7 时钟显示格式

(a)电子表显示格式;(b)LED数码管显示格式

是让时、分和时钟符“:”同时作每秒钟一明一暗变化一次的闪烁。另一种则是数字不闪,仅时钟符作每秒一明一暗变化一次的闪烁。这一功能是由电子表集成电路实现的,而MSM5832没有这个功能。但是我们可以利用时钟芯片秒寄存器 D_0 位每两秒钟0~1变化一次的特点和利用七段数码管的g、d段作为时钟符来实现这一功能(见图7b)。具体方法是,在程序读时和分的同时也读一下秒寄存器的 D_0 位。我们规定,如读到 $D_0=“1”$,就点亮时钟符g、d段。反之则熄灭g、d段。这样就得到了与电子表相似的显示方法。所不同的是电子表每1秒钟闪烁一次,而用这种方法每两秒钟闪烁一次,即明一秒,暗一秒。如果想让数字也闪烁,可用同样的原理设计程序。用此法的程序框图见图8。

其它参数显示比较简单,这里不再赘述。

四、TEST及 $\pm 30ADJ$ 的功能

MSM5832芯片的TEST脚可用来对芯片功能进行测试或快速调整。在芯片寄存器地址选通的情况下,如TEST有效,则被选通的寄存器就进行快速加1操作,并完成向上进位的操作。作为快速调整使用时需与适当的软件相配合,否则无法实现。一般此脚不用,让其悬空。

$\pm 30ADJ$ 脚的功能是用于对时钟的秒数进行修正。当时间初值设置好,时钟芯片开始工作后,可能会有几秒到几十秒的时间误差。这时就要利用该脚的功能来实现对时间的修正。如果时钟+25秒,则可在时钟秒数显示到25秒时,按下 $\pm 30ADJ$ 键,这时秒数回到0,而其它参数不变,这样就完成了+25秒的修正。如果时钟-25秒,

则可在时钟秒数显示到35秒时,按下 $\pm 30ADJ$ 键,这时秒数复0,而分数自动加1,这就完成了一25秒的修正。所以 $\pm 30ADJ$ 这个功能还是比较有用的,硬件上要考虑设置。

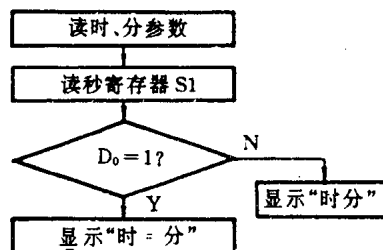


图8 LED闪烁显示框图

1.19 实时时钟/日历芯片 MC146818 及其应用

陈叶毅 黄成军

MOTOROLA 公司生产的 MC146818 是 CMOS 实时时钟/日历芯片。该芯片可产生秒、分、时、星期、日、月及年等七个时标,程序能通过读写获得和修改这些时标,并能编程任意设定产生间隔为 $30.517\mu\text{s}$ 至 1 天的中断申请。该片提供 100 年日历,可广泛用于需要实时时钟/日历的测量仪器和为各种微处理器提供精确的时钟/日历,其主要特点是:

- (1) 带有 14 个寄存器和 50bit 供用户使用的静态 RAM;
- (2) 可选择三种时钟频率:4.194304MHz,1.048576MHz,32.768kHz;
- (3) 时标可选择二进制或 BCD 码表示;
- (4) 可编程方波输出;
- (5) 三种独立的可编程中断:每天的报警中断,从 1 次/s 至 1 次/天;周期中断,周期从 $30.5\mu\text{s}$ 至 500ms;更新周期结束中断。

一、MC146818 芯片简介

MC146818 是 24 引脚双列直插式集成芯片,引脚配置见图 1。各引脚名称及功用分别如下:

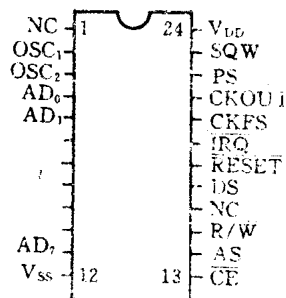


图 1 MC146818 引脚图

V_{DD} : 电源正极, $+3\sim+6\text{V}$, 典型值 $+5\text{V}$ 。

V_{SS} : 接地端, 接电池负极。

OSC1, OSC2: 时钟输入端。

CKOUT: 时钟输出端, 该脚的输出频率可等于输入时钟频率或经四分频后的时钟频率, 供其它微处理器使用。

CKFS: 时钟输出控制端。该脚接高电位时, CKOUT 端输出频率等于该芯片输入的时钟频率; 该脚接低电位时, CKOUT 端输出频率等于该芯片输入的时钟频率 $\frac{1}{4}$ 。

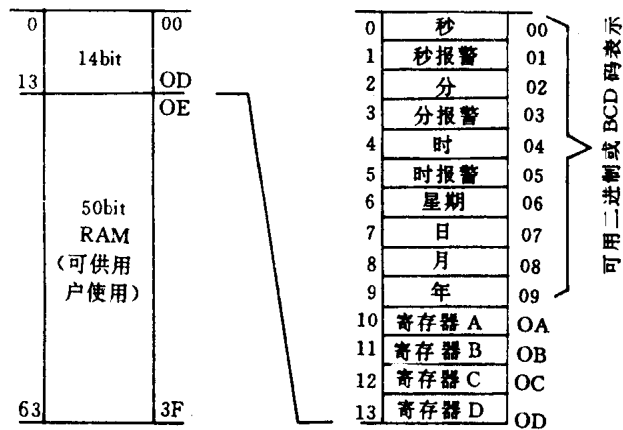


图2 MC146818 片内地址分配

SQW: 可编程方波输出端。

AD₀~AD₇: 双向地址/数据总线。

AS: 地址选通线。

DS: 数据有效或数据读选通。

R/W: 读写使能端。

\overline{CE} : 片选端。

\overline{IRQ} : 中断申请端。

RESET: 复位端。

PS: 电源电位检测端。备用电池低于临界最小值时, 在内部寄存器内作上标志, 以供用户查询。

NC: 空引脚。

MC146818 内部有 10 个时标寄存器, 4 个状态寄存器和 50bit 供用户使用的静态 RAM。地址分配见图 2。

微处理器可以通过读 MC146818 的内部时标寄存器得到时间和日历, 也可通过写初始化芯片的内容。10 个时标寄存器可以选择二进制码或 BCD 码表示。50bit 静态 RAM 可供用户使用, 在主机掉电时可用来保存一些重要的数据。

MC146818 的 4 个状态寄存器用来控制和指出芯片的工作状态, 程序可随时读写这四个寄存器, 下面简介各寄存器的作用。

1. 寄存器 A

寄存器 A 的控制字的格式如下:

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
UIP	DV2	DV1	DV0	RS3	RS2	RS1	RS0

寄存器 A 各位不受复位的影响, 除 UIP 位外, 其它各位均可读写。

(1) UIP 位: 更新周期标志位。该位为“1”时, 表示芯片正处于或即将开始更新周期。此时程序不准读写时标寄存器。该位为“0”时, 表示至少在 244 μ s 后才开始更新周期, 此时程序可读

芯片内时标寄存器。该位是只读位。

(2) DV2, DV1, DV0: 除法器组态位。当除法器解除复位状态时, 另一个更新周期将在半秒后开始。故在程序初始化时可用这三位精确地使芯片在设定的时间开始工作(见表 1)。

表 1

时 钟 频 率	寄 存 器 A			工 作 方 式	除 法 器 是 否 复 位
	DV2	DV1	DV0		
4.194304MHz	0	0	0	是	否
1.048576MHz	0	0	1	是	否
32.768kHz	0	1	0	是	否
任何频率	1	1	0	否	是
任何频率	1	1	1	否	是

注: 其它组合用于测试芯片

(3) RS3, RS2, RS1, RS0: 周期中断可编程方波输出速率选择位。各种不同的组合可以产生不同的输出(见表 2)。程序可以通过设置寄存器 B 的 SQWF 和 PIE 位控制是否允许周期中断和方波输出。

表 2

寄 存 器 A 选 择 位				4.194304 或 1.048576MHz 时基		32.768kHz 时基	
RS3	RS2	RS1	RS0	中 断 周 期	SQW 输 出 频 率	中 断 周 期	SQW 输 出 频 率
0	0	0	0	—	—	—	—
0	0	0	1	30.517 μ s	32.768kHz	3.90625ms	256Hz
0	0	1	0	61.035 μ s	16.384kHz	7.8125ms	128Hz
0	0	1	1	122.070 μ s	8.192kHz	122.070 μ s	8.192kHz
0	1	0	0	244.141 μ s	4.096kHz	244.141 μ s	4.096kHz
0	1	0	1	488.281 μ s	2.048kHz	488.281 μ s	2.048kHz
0	1	1	0	976.562 μ s	1.024kHz	976.562 μ s	1.024kHz
0	1	1	1	1.953125ms	512Hz	1.953125ms	512Hz
1	0	0	0	3.90625ms	256Hz	3.90625ms	256Hz
1	0	0	1	7.8125ms	128Hz	7.8125ms	128Hz
1	0	1	0	15.625ms	64Hz	15.625ms	64Hz
1	0	1	1	31.25ms	32Hz	31.25ms	32Hz
1	1	0	0	62.5ms	16Hz	62.5ms	16Hz
1	1	0	1	125ms	8Hz	125ms	8Hz
1	1	1	0	250ms	4Hz	250ms	4Hz
1	1	1	1	500ms	2Hz	500ms	2Hz

2. 寄存器 B

寄存器 B 的控制字的格式如下:

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
SET	PIE	AIE	UIE	SQWE	DM	24/12	DSE

寄存器 B 可读可写,用于控制芯片的工作状态。

(1) SET 位:当该位为“0”时,芯片处于正常工作状态,每秒产生一个更新周期来更新时标寄存器。为“1”时,芯片停止工作,程序在此期间可初始化芯片的时标寄存器。

(2) PIE、AIE、UIE 位:分别为周期中断、报警中断、更新周期结束中断允许位。各位为“1”时,允许芯片发相应的中断。

(3) SQWE 位:方波输出允许位。

(4) DM 位:时标寄存器用 BCD 码表示或用二进制表示选择位。

(5) 24/12 位:24/12 小时模式设置位。

(6) DSE 位:夏令时服务位。

3. 寄存器 C

寄存器 C 的控制字的格式如下:

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
IRQF	PF	AF	UF	0	0	0	0

该寄存器标志芯片的状态,程序读该寄存器后,该寄存器将自动清零。

(1) IRQF 位中断申请标志位:该位逻辑表达式为: $IRQF = PF \cdot PIE + AF \cdot AIE + UF \cdot UIE$ 。无论何时,当 IRQF 位变“1”时,IRQ 引脚将变低引发中断申请。

(2) PF、AF、UF 位:这三位分别为周期中断、报警中断、更新周期结束中断标志位。只要满足各中断的条件,相应的中断标志位将置“1”。

(3) b3~b0:保留位。读出值始终为 0。

4. 寄存器 D

寄存器 D 的控制字的格式如下:

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
VRT	0	0	0	0	0	0	0

寄存器 D 为只读寄存器。

(1) VRT 位:芯片内部 RAM 与寄存器内容有效标志位。该位为“1”时,指出芯片内部的 RAM 和寄存器内容有效。读该寄存器后,该位将自动置“1”。

(2) b6~b0 位:保留位。读出的数值始终为 0。

MC146818 处于正常工作状态时,每秒钟产生一个更新周期,更新周期的基本功能是秒时标寄存器内容加 1,同时检查是否有溢出。如有溢出则相应进位,并自动辨认月、年的结束。其另一功能是检查 3 个报警时标寄存器的内容是否与相应时标寄存器的内容相符,如相符则 AE 位置“1”。(如报警时标寄存器的内容为 C0H 至 FFH,为“不关心”状态,即任何时刻都作相符合的论。)

在更新周期内,芯片内部时标寄存器数据处于更新阶段,故在该周期内,微处理器不能读

芯片时标寄存器的内容,否则将得到不确定数据。芯片处于更新周期的标志是寄存器 A 中的 UIP 位为“1”。因此我们可以用以下方法获得满意的数据。

第一种方法是:利用更新周期结束发出的中断。

MC146818 专设一项功能,它可以编程允许在每次更新周期结束后发生中断申请,提醒微处理器将有 998ms 左右的时间去获取有效的数据,在中断之后的 998ms 时间内,程序可先将时标数据读到芯片内部的静态 RAM 中。因为芯片内部的静态 RAM 和状态寄存器是可随时读写的,在离开中断服务子程序前应清除寄存器 C 中的 IRQF 位。

第二种方法是:利用寄存器 A 中的 UIP 位来指示芯片是否处于更新周期。在 UIP 位从低变高 244μs 后,芯片将开始更新周期,所以如检测到 UIP 位为低电平时,则用户至少有 244μs 时间去获取有效信息。如检测到 UIP 位为“1”,可暂缓读数据,等到 UIP 变 0 后再读。

二、利用 8031 开发 MC146818

MC146818 内部有专门的接口电路(见图 3),该电路降低了芯片的时序要求,使 MC146818 与各微处理器的接口大为简化,并使该芯片的应用更为广泛。

下面的实例是“电力负荷测试仪”中利用 MC146818 向测试仪提供实时时钟/日历,并可由程序任意设定间隔,让芯片 MC146818 周期发中断,请求 8031 打印测试数据,其硬件电路见图 4。

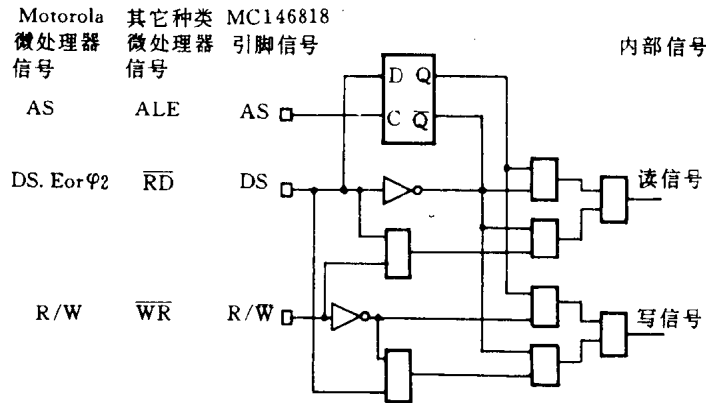


图 3 内部接口电路

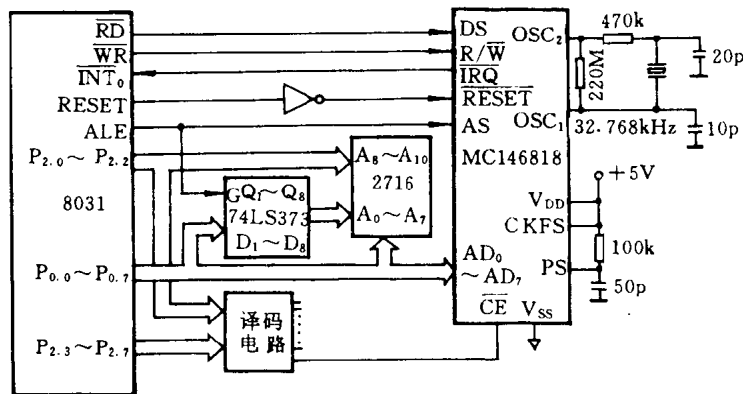


图 4 8031 与 MC146818 的接口电路

本图只画出与 MC146818 有关的部分,其它显示、打印部分均未画出。MC146818 的片选地址为 FFXXH,故芯片寄存器和内部 RAM 的地址为 FF00H~FF40H。

1. 初始化

初始化 MC146818 时,应先将 MC146818 状态寄存器 B 中的 SET 位置“1”,禁止芯片内部的更新周期,然后初始化 10bit 时标寄存器和状态寄存器 A,此后再通过读状态寄存器 C 清寄存器 C 中的中断标志位,通过读寄存器 D 置寄存器 D 中的 VRT 位(读状态寄存器 D 后 VRT 位自动置“1”),最后将状态寄存器 B 中的 SET 位置“0”,让芯片开始工作。

在本例中,状态寄存器 A 置为 20H,它表示采用的时钟频率为 32.678kHz,禁止 SQW 端输出。状态寄存器 B 置为 22H,它表示允许报警中断,禁止其它中断,置 24 小时模式,时标寄存器内容用 BCD 码表示,禁止方波输出和夏令时服务。时报警时标寄存器置 FFH,它表示该报警时标处于“不关心”状态,因为在该测试仪中只要求定时间隔为 1 秒至 59 分钟的中断申请。

MC146818 初始化程序如下:

```

MAIN: MOV DPTR, #0FF0BH ;寄存器 B 中的 Rest 位置“1”;禁止
      MOV A, #0A2H ;芯片内部的更新周期
      MOVX @DPTR, A
      ..... ;初始化 10bit 时标寄存器,其中时报警时标寄存器置“FFH”
      MOV DPTR, #0FF0AH
      MOV A, #20H ;初始化状态寄存器 A
      MOVX @DPTR, A
      MOV DPTR, #0FF0CH
      MOVX A, @DPTR ;清状态寄存器 C
      INC DPTR
      MOVX A, @DPTR ;状态寄存器 D 的 URT 位置“1”
      MOV DPTR, #0FF0BH
      MOV A, #22H ;初始化状态寄存器 B
      MOVX @DPTR, A
      MOV IE, #81H ;8031 开中断
      .....
      RET

```

2. 读芯片时标子程序

本程序采用第二种方法来判别芯片是否处于更新周期。

```

READ: MOV DPTR, #0FF0AH
      MOV A, @DPTR
      JBC ACC. 7, READ ;查询 UIP 位
      ..... ;读时标寄存器内容
      RET

```

因为采用查询方法,故在最坏情况下将会等待 $2228\mu\text{s}$ 时间。另外,查询到 UIP 位为“0”后,读时标寄存器的时间不得超过 $244\mu\text{s}$,否则会出错。

3. 中断服务子程序

中断服务子程序将使 MC146818 以设定的时间间隔定时提供中断申请。时间间隔设定值放在寄存器 R2、R1 中,R2、R1 分别为设定的分秒值。例如:如要求每间隔 15 分 24 秒发一中断

申请,则 R2 中放 15H,R1 中放 24H。设定值范围为 1 秒至 59 分。在每次中断后,先读出当前时间值,然后加上设定的时间间隔,将两者之和写回到 MC146818 报警时标寄存器中作为下次芯片发中断的时间值。相加过程中,还要检查是否有溢出。如果要求设定间隔超过 1 小时,则对报警时标寄存器作类似操作即可,如要求不大于 0.5 秒的间隔,则可用周期中断来实现(见表 2)。所以该芯片可编程定时中断的间隔为 30.517 微秒至 1 天。

中断服务子程序如下:

```

INTO:  LCALL READ           ;读时标
        MOV DPTR, #0FF01H   ;读当前秒报警时标→A
        MOVX A, @DPTR
        ADD A, R1           ;加设定间隔的秒值
        DA A
        CJNE A, #60H, L2    ;检出是否溢出
L2:     MOV PSW. 5, C       ;溢出标志→PSW. 5
        OPL PSW. 5
        JC L3
        SUBB A, #60H        ;如溢出,减去 60 秒
L3:     MOVX @DPTR, A       ;所得值作为下次中断申请的秒值。
        MOV DPTR, #0FF03H
        MOVX A, @DPTR      ;取当前分报警时标
        MOV C, PSW. 5
        ADDC A, R2         ;加设定间隔的分值
        DA A
        CJNE A, #60H, L4   ;检查是否溢出
L4:     JC L5
        SUBB A, #60H        ;如溢出,减去 60 分钟
L5:     MOUX @DPTR, A       ;所得值作为下次申请中断的分值
        MOV DPTR, #0FF0CH  ;清中断标志寄存器
        MOVX A, @DPTR
        .....             ;打印、显示
        RETI

```

1.20 与 SICE 仿真器通讯的 IBM-PC 机通讯程序的改进

邵茂斌 贾中天

SICE 通用单片微机仿真器是开发和维修单片机应用系统的工具,它能和终端或具有 RS-232 串行口的微机系统连接而构成通用单片微机开发系统,具有较强的仿真调试功能。SICE 通讯软件将微机系统变成与 SICE 通讯的终端,提供仿真器的用户界面。我们在用 SICE 仿真器开发以单片机 8031 为核心的控制系统过程中,用 PC/XT 作为仿真器的操作终端,感到原来的通讯软件提供的通讯速度不够,尤其在大量数据传送时花时过多,没能有效地利用 PC 的硬件资源。我们结合 PC 串行通讯适配器 8250 的编程控制方式,设计了新的通讯软件,即在通讯软件中用串行口中断方式通讯取代查询方式,提高了仿真器与 PC 的通讯波特率,取得了较好的效果。

SICE 仿真器与 PC/XT 之间的 RS-232 通讯采用简易的三线连接方式,见图 1。PC 上的通讯软件接收键盘输入,发送给仿真器,同时接收来自仿真器的数据,在显示器上显示。另外还有存储文件、读取文件的盘操作功能,见图 2 所示的原理图。

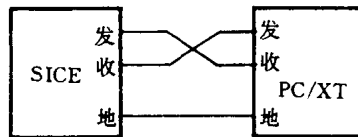


图 1 SICE 仿真器与 PC 连接

SICE 仿真器支持的通讯波特率从最低的 150b/s 到最高的 9.6kb/s。如果选择 3.6kb/s 以上的波特率,使用原通讯软件会出现串行数据丢失,实际上只支持 2.4kb/s 以下的波特率。在开发小系统时由于程序较短影响不大,但当应用系统规模较大时,如源程序代码在 20k 左右,调入调出程序都要花好几分钟,效率很低。

传输速率高而引起数据丢失的原因在于,串行通讯采用查询方式,没有缓存,查询到有数据时读入字符并显示,来不及检查接收数据准备好,而 SICE 的数据又到,尤其在显示滚动(OAH)时会产生超越错误,从而丢失数据。

解决通讯中瓶颈的方法是采用串行中断的通讯方式,设置异步通讯适配器为中断逻辑,并允许串行中断,一旦数据就绪即引起中断,中断服务程序读入数据并存入循环输入队列,通讯软件通过访问输入队列取得串行数据,这就不会因来不及处理而遗失数据。

PC 基本输入输出系统(BIOS)提供的串行通讯功能 14H 中断仅仅具有查询功能而没有中断驱动能力,串行口 1、2 的中断向量指向临时中断服务程序,仅作例行处理,而未提供实质性的中断服务程序,PC 上的一些高级语言如 BASIC 等虽然提供带缓冲的串行通讯方式,但都支持标准的 RS-232C 通讯,即带调制解调器,无法用在简易的 RS-232C 通讯方式中。

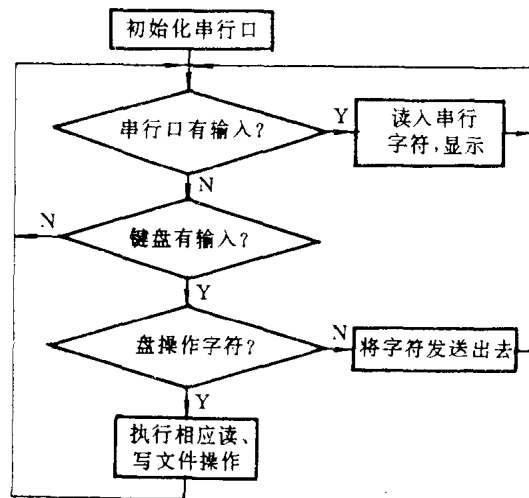


图2 SICE 通讯软件原理图

我们设计的串行口中断服务程序直接控制可编程的通用异步串行通讯片 8250。初始化串行通讯方式为中断型,要做以下几步:

(1)初始化 8259 中断控制器的中断屏蔽寄存器(IMR),使串行中断不被 8259 屏蔽,程序如下:

```

IN AL, 21H
AND AL, 0EFH
OUT 21H, AL;允许 IRQ4 即允许中断优先级 4

```

(2)初始化 8250 有关中断的寄存器。

1)设置中断允许寄存器,允许接收数据准备好中断,程序如下:

```

MOV DX, 3F9H
MOV AL, 1
OUT DX, AL

```

2)初始化调制解调器寄存器,其位 3 须为逻辑 1,允许 8250 产生的中断沿 PC 系统总线到达 8259 中断控制器,程序如下:

```

MOV DX, 3FCH
MOV AL, 0BH
OUT DX, AL

```

除了中断服务程序外,还安排了另一常驻内存程序,以软中断形式由通讯软件调用,负责管理输入数据队列等工作,我们称之为串行通讯管理模块。各模块的关系见图 4。串行通讯管理模块入口参数为:

- AH=0 初始化串行口 1,其中 OX 存放欲设置的波特率因子;
- AH=1 将 AL 中的字符通过串行口发送出去;
- AH=2 读串行输入数据放在 AL 返回,当 AL=FFH 时表示无数据;
- AH=3 读输入数据在 AX 中返回。

通讯软件通过串行通讯管理模块得到来自串行口的数据以及发送数据。

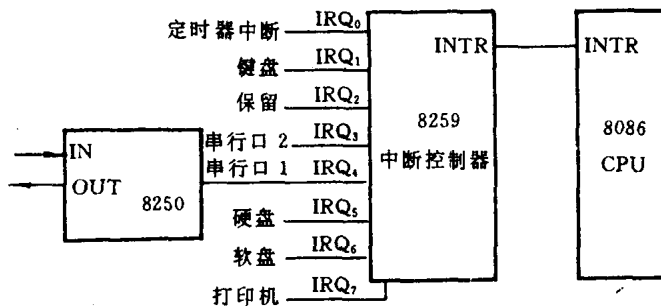


图3 串行口中断请求的设置

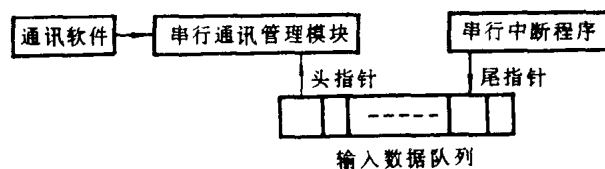


图4 各模块的关系

采用中断方式的串行通讯软件在结构上与查询式的通讯软件相同，区别仅在于取得串行数据的方式不同，克服了查询式通讯存在的问题，能支持高波特率(9.6kb/s)的RS-232C通讯，改善了SICE与PC的数据交换速度。在尝试从PC传送大量数据(如调入程序)到SICE采用中断方式发送，发现这种方法不可行。仿真器在接收两个字符之间需要有一些间隙处理字符，如中断式发送，间隙很小，仿真器收到的数据会乱，因此通讯软件在发送时要有一定延时以与仿真器接收速度相匹配。延时可选择适当值，只要不影响仿真器字符接收即可。

原来的通讯软件在文件传输的同时显示文件的内容，其实调试者没有必要看到具体的内容，只是这些显示一部分充当延时作用，而另一部分则是多余的延时，这部分是可以节省的。

以中断方式进行串行通讯的通讯软件明显提高了PC与仿真器数据交换速度。以存盘为例，将一长度为16k字节的源程序从仿真器中取出存入A盘，中断式的通讯软件整个过程仅用25秒，而查询式的通讯软件则花了三分钟，相差六倍之多。我们在开发单片机控制系统中，由于经常要保存修改的程序作备份，使用此高速通讯软件节省了不少时间，提高了效率。

中断式通讯原理同样适用于其他RS-232C串行通讯场合，如终端仿真等，对于PC与单片机的全双工通讯也有意义。

除已完成的支持中断式异步通讯的通讯软件，我们还准备在此基础上进一步扩充其功能，使仿真调试更方便。

程序清单列出了串行通讯管理模块，串行中断服务程序和SICE通讯程序。考虑到篇幅关系，前两个程序只有SICE通讯程序用到的功能，而SICE通讯程序有关读写盘部分省略了，这样可以更清楚地看到通讯软件的结构。程序清单如下所列。

；串行通讯管理程序及串行中断服务程序

CSEG	SEGMENT		
	ASSUME	CS:CSEG, DS:CSEG	
HEAD	DW	0	;循环数据队列的首尾指针
TALL	DW	0	
COUNT	DW	0	
BUFFER	DB	800 H DUP(?)	;缓存区 2k 字节
START:	JMP	MAIN	
COM1	PROC	FAR	;串行通讯管理程序
	STI		
	PUSH	DS	
	PUSH	ES	
	PUSH	DX	
	PUSH	BX	
	PUSH	CS	
	POP	DS	
	OR	AH, AH	; AH=0 初始化串行通讯口,允许串行中断
	JZ	INIT	
	DEC	AH	
	JZ	SEND	; AH=1 将 AL 中字符发送出去
	DEC	AH	
	JZ	GET	; AH=2 取一串行数据在 AL 中返回
	MOV	AX, COUNT	; AH=3 读输入数据量
EXIT:	POP	BX	
	POP	DX	
	POP	ES	
	POP	DS	
	IRET		
INIT:	MOV	DX, 3FBH	
	MOV	AL, 80H	
	OUT	DX, AL	
	MOV	DX, 3F8H	;根据 OX 内容设置串行口通讯波特率
	MOV	AL, CL	
	OUT	DX, AL	
	INC	DX	
	MOV	AL, CH	
	OUT	DX, AL	
	MOV	DX, 3FBH	
	MOV	AL, 03H	;设置线路控制寄存器
	OUT	DX, AL	
	MOV	DX, OFFSET COM1INT	
	MOV	AX, 250CH	;将中断程序入口地址填入串行中断向量 OCH
	INT	21H	

```

        IN      AL, 21H
        AND     AL, 0EFH          ;初始化中断控制器 8259 的中断屏蔽寄存器,
                                   允许串行中断

        OUT     21H, AL
        MOV     DX, 3F9H
        MOV     AL, 01H          ;初始化 8250 的中断允许寄存器
        OUT     DX, AL
        MOV     DX, 3FCH
        MOV     AL, 0BH          ;置 MODEM 控制寄存器的位 3 为 1
        OUT     DX, AL
        MOV     COUNT, 0        ;初始化缓冲区指针
        MOV     HEAD, 0
        MOV     TAIL, 0
        JMP     EXIT
SEND:   CALL    WAIT
        MOV     DX, 3F8H          ;将 AL 中字符通过 COM1 发送出去
        OUT     DX, AL
        JMP     EXIT
GET:    MOV     AX, COUNT        ;从循环队列中取一输入字符
        OR      AX, AX
        JNZ    GET1              ;若无,返回 0FFH
        MOV     AL, 0FFH
        JMP     EXIT
OET1:   CLI
        MOV     BX, HEAD
        DEC     COUNT
        MOV     AL, BUFFER[BX]
        INC     BX
        CMP     BX, 800H
        JL     GET2
        MOV     BX, 0
GET2:   MOV     HEAD, BX
        JMP     EXIT
COM1    ENDP
WAIT    PROC    NEAR            ;查询状态寄存器直至“输出缓冲器空”
        PUSH   AX
WAT1:   MOV     DX, 3FDH
        IN      AL, DX
        AND     AL, 20H
        JZ     WAT1
        POP    AX
        RET
WAIT    ENDP

```

```

COM1INT PROC FAR ;串行中断服务程序
    STI
    PUSH DS
    PUSH ES
    PUSH AX
    PUSH BX
    PUSH DX
    PUSH DI
    PUSH GS
    POP DS
    MOV DX, 3F8H ; 读入串行数据
    IN AL, DX
    CLI
    MOV BX, TAIL
    MOV BUFFER[BX], AL ; 放入循环队列
    INC COUNT
    INC BX
    CMP BX, 800H
    JL NEXT
    MOV BX, 0
NEXT: MOV TAIL, BX
    CLI
    MOV AL, 20H ; 向 8259 中断控制器发 EOI 命令
    OUT 20H, AL
    POP DI
    POP DX
    POP BX
    POP AX
    POP ES
    POP DS
    IRET
COM1INT ENDP
MAIN: PUSH CS
    POP DS
    MOV DX, OFFSET COM1
    MOV AX, 2550H ; 建立软中断 50H 指向串行通讯管理程序
    INT 21H
    MOV DX, OFFSET MAIN
    ADD DX, 100H
    INT 27H ; 驻留内存并退出
CSEG ENDS
    END START
;PC-SICE 通讯程序(中断式)

```

(有关文件操作部分省略)

```

CSEG      SEGMENT  PART PUBLIC 'CODE'
PROMFT    DB      0DH, 0AH, 0DH, 0AH
          DB      "PC-SICE COMMUNICATION UTILITY", 0DH, 0AH
          DB      "PC-SICE COMMUNICATION UTILITY"0DH, 0AH
          DB      0DH, 0AH, "$"
PROMPT1   DB      "SELECT BAUD RATE:", 0DH, 0AH
          DB      0DH, 0AH
          DB      "1:9600 Bits/s", 0DH, 0AH
          DB      "2:4800 Bits/s", 0DH, 0AH
          DB      "3:3600 Bits/s", 0DH, 0AH
          DB      "4:2400 Bits/s", 0DH, 0AH
          DB      "5:1800 Bits/s", 0DH, 0AH
          DB      0DH, 0AH, "$"
MAIN      PROC     FAR
          ASSUME   CS: CSEG, DS: CSEG, ES: CSEG
START:    PUSH    DS
          SUB     AX, AX
          PUSH   AX
          PUSH   CS
          POP    DS
          MOV    DX, OFFSET PROMPT
          MOV    AH, 09H
          INT    21H
          MOV    DX, OFFSET PROMPT1      ; 显示标题及波特率选择
          MOV    AH, 09H
          INT    21H
          MOV    AH, 07H
          INT    21H
          MOV    CH, 0
          SUB    AL, 30H
          DEC    AL
          JZ     S1
          DEC    AL
          JZ     S2
          DEC    AL
          JZ     S3
          DEC    AL
          JZ     S4
          MOV    AL, 40H
          JMP    COMN
S1:       MOV    CL, 0CH
          JMP    COMN

```

```

S2:      MOV      CL, 18H
          JMP      COMN
S3:      MOV      CL, 20H
          JMP      COMN
S4:      MOV      CL, 30H
COMN:    MOV      AH, 0           ;初始化 COM1
          INT      50H
          MOV      AL, 0DH       ;发送回车符启动自动波特率检测
          MOV      AH, 01H
          INT      50H
LOOP:    MOV      AH, 02H       ;读串行输入数据
          INT      50H
          CMP      AL, 0FFH
          JZ       KEYIN
          MOV      DL, AL
          MOV      AH, 02H       ;若有,则显示
          INT      21H
          JMP      LOOP
KEYIN:   MOV      AH, 0BH       ;读键盘状态
          INT      21H
          OR       AL, AL
          JZ       LOOP
          MOV      AH, 07H
          INT      21H
          CMP      AL, 1BH
          JZ       EXIT
          MOV      H, 01H        ;将键输入字符发送给 SICE
          INT      50H
          JMP      LOOP
EXIT:    RET
MAIN     ENDP
CSEG     ENDS
          END      START

```

1.21 代码形式参数汇编子程序的应用

浙江大学计算中心 张荣清

在汇编语言的编程中,用户虽十分钟爱应用子程序,但由于此时子程序的参数传递并不如高级语言那么自然与直观,对大量参数传递子程序的编程往往会束手无策。因此不少编程者畏而不用之,这对程序的高效与简洁是十分不利的。现对带参数汇编子程序的编程技术作一浅探。

一、参数传递是编好子程序的关键

在实际应用中,我们需编制各类汇编子程序。与高级语言一样,为了使编制的程序简洁实用,常常采用“调用子程序”的编程技术。而使用好子程序的关键是如何设计主程序与子程序之间的参数传递。在高级语言的编程中,用户无需顾及参数传递的各类细节问题,只须注意主程序中的实参与子程序中的形参是否匹配就行了,这是因为操作系统及相应的软件已给你分担了大量的工作。但汇编程序则不同,由于它是软件的最原始扩展,因此实现子程序调用的许多细节及技术性问题必须由用户编程来完成。这样,在汇编程序中的子程序参数传递除应定义好合适的变量符号外,还应设计好参数的传递方法。

参数传递最常用的方法是在调用子程序前,把要传送的参数放在合适的寄存器中,由它们向子程序传送。这种方法最大的缺点是一个参数占用一个寄存器。若有大量的参数需传送,则要占用多个寄存器,这对某些处理器编程是不太适用的。特别是在参数较多或调用频繁的状况下,使用这类编程具有很大的局限性。

另一种编程方法是把要传递的参数放在合适的内存单元中,不过,此种方法的最大缺点是要多条指令才能实现。除此以外,若有多次调用,还需占用不少存储空间,基于这个原因,多数用户对此编程方法不太感兴趣。

若有大量的参数传递或要多次调用子程序,比较有效的是采用直接代码参数的传送方法。这种方法的特点是把要传送的常数作为程序代码的一部分,并紧跟在调用指令的后面。在实现时,子程序能根据堆栈中的位置来求得这些常数。因此,有时简称此种子程序为带参数子程序,也有直接代码参数子程序之称。事实证明,这是一种较实用的编程技术。

二、直接代码参数传递方法的原理是利用了“调用子程序”指令的性质

既然直接代码参数传递是一种高效而实用的方法,那末使用这种方法的原理是什么呢?

大家知道,对于绝大多数微处理器的指令集都有调用子程序及返回子程序操作指令,对于调用子程序指令的操作过程如下:CPU 首先在主程序中把调用子程序指令的下一条指令地址压入堆栈保存,然后立即转向执行子程序,直到遇到返回指令才结束子程序的执行。运行完子程序后,CPU 立即把压入堆栈中保存(调用子程序指令)的下一条指令地址作为 CPU 当前的执行地址,从而使它在主程序中能继续执行下去。

直接代码参数传递就是根据这条指令的特点进行灵活应用而得到的。

如前所述,执行调用子程序命令后,堆栈顶的内容是调用子程序指令的下一条指令地址,我们借助这个特点使调用子程序指令的下一条指令地址内容作为数据来实现常数参数的传递。在此,我们可在调用子程序指令后直接紧跟常数参数,使用时,只要进行堆栈操作就可找到这些参数所在的地址,实践证明,只要堆栈有足够的深度,大量的参数传递也能办到。十分明显,此时主程序中调用子程序指令的下一地址已被参数内容所替代,因而结束子程序的指令若用简单的返回指令来实现就不能在主程序中继续执行下去,那末如何来解决这个矛盾呢?确切地说,先应根据参数的个数来定下参数后面指令的实际地址偏移量,然后再用其它有关指令使CPU在子程序执行完之后,立即跳转到调用子程序的后继指令上,只有这样,才真正完成了调用子程序所需的全部功能。

从另一方面来看,正确使用好直接代码参数传递的难点是怎样编制相应的指令段来代替子程序中的返回指令。由于各类微处理器的寻址方式及指令有很大的差异,因而要得到一个统一的程序模式是不可能的。但不管是那类微处理器的程序模式,它们的共同点是计算并使用好参数地址与下一条指令地址的相对位置。

三、MCS-51 单片机的编程实例

由于MCS-51单片微处理器采用了非冯·诺依曼式的存储结构,因此它存放数据与通用微处理器(如Z80等)存放数据的方式略有不同。现假定要转换的ASCII代码值在片内RAM60H中,与此同时,为了使程序增加易读性,还把片内RAM62H及61H作为暂存合法代码值上下界的存储单元。

MCS-51的具体源程序如下:

```

                                ORG 2000H
2000 122100                    LCALL ASC
2003 60                        DB 60H
2004 30                        DB 30H, 39H
2005 39
;                               ..... ;
;                               .      ;
;                               .      ;
;                               ..... ;
                                } 后续程序

                                ORG 2100H
2100 D083  ASC;                POP DPH
2102 D082                    POP DPL
2104 7401                    MOV A, #01H
2106 93                      MOV A, @A+DPTR
2107 F561                    MOV 61H, A
                                } ;下界数据⇒(61H)
2109 7402                    MOV A, #02H
210B 93                      MOV A, @A+DPTR
210C F562                    MOV 62H, A
                                } ;上界数据⇒(62H)

```

210E	7400		MOV A, #00H	
2110	93		MOVC A, @A+DPTR	} ;要转换数据⇒(A)
2111	F8		MOV R0, A	
2112	E6		MOV A, @R0	
2113	D56102		CJNE A, 61H, L1	
2116	8009		SJMP L3	;与下界数据相等为合法
2118	400C	L1:	JC ERR	;比下界数据还小, 出错
211A	B56202		CJNE A, 62H, L2	;与上界数据比较
211D	8002		SJMP L3	;与上界数据相等为合法
211F	5005	L2:	JNC ERR	;比上界还大, 出错
2121	C3	L3:	CLR C	
2122	9430		SUBB A, #30H	} ;存放结果值
2124	8002		SJMP OVER	
2126	74FF	ERR:	MOV A, #0FFH	
2128	F6	OVER:	MOV @R0, A	
2129	7403		MOV A, #03H	
212B	73		JMP @A+DPTR	;返回主程序
END				

还应指出的是上述源程序的编制并不是最佳的。原因是为了使上述两类典型处理器所对应的源程序多一些共性,我们特在 MCS-51 源程序中用了冗长的指令来实现某些功能,个别地方有些别扭,这点应该引起大家注意。

从上面两个源程序中我们可以看到,只要对上述程序中的数据稍加修改就可以变为其它数值变换的通用程序。如在显示程序中实现显示值与显示代码的转换等。

我们还可以发现,带参数子程序正确编程的关键是如何根据微处理器的寻址方式及参数个数所决定的地址偏移量来结束子程序而返回到主程序原来的地方,这也是能否实现这种编程方法的最基本条件。

四、直接代码参数传递子程序并不是十全十美的

带参数子程序的编程方法虽然对一般的用户比较陌生,但它那优异的特点将促使越来越多的汇编语言设计者使用它;事实也恰好证明了这一点。

任何事物都是一分为二的。对直接代码参数传递方法的编程也不例外。在实际应用中,尽管它突出的优点显示了它强大的生命力,但这种方法仍有不足之处,更不是万能的。

首先,用直接代码参数传递的程序较难理解,特别是在程序运行的状态下,对于参数及指令代码不易分辨,这样,对调试程序带来了许多不便。

其次,用直接代码参数传递对堆栈的深度有一定要求,特别是在多重子程序调用时,有大量参数须传送的状况下,则更需要大的堆栈,象 MCS-51 之类,对堆栈大小有较大限制的微处理器,则对参数个数及调用子程序的层次会产生许多不便,有时会产生意想不到的后果。

另一方面,由于参数的传递都是经过堆栈操作来实现的,这样,对程序的可靠性会降低一些,同时也对程序的调试带来了一定的难度。

此外,从子程序结束后返回到主程序,再也不能简单地用一条返回指令即可完成。要实现

这个功能,必须采用间接寻址,用多条指令才能真正达到返回主程序的目的。这样就增加了程序的长度及运行速度。若对长度及速度十分苛求的系统程序编程,使用带参数子程序应十分慎重。

实践证明,尽管直接代码参数传递方法存在一些不足之处,但在实际应用中,它仍不失为一种有效的编程技术。如果你对这种技术还较陌生,不妨先模拟试用几次此种方法。我们相信,在你掌握了这种编程技术后,在应用时你会十分欣赏它,也会十分乐意使用它。

摘自《电子技术应用》月刊,1991年第10期

1.22 单片机应用系统中的查表程序设计

中船总公司第七二二研究所 卢效印 郑巧珍

一、概 述

在单片机的应用系统中,除了构成合理的硬件结构外,还需配置一些软件。在一些具有繁复的数学运算的编程过程中,如果直接根据数学公式编制软件是很麻烦的事,实际应用中常常用查表技术来实现。从表格存放的地方而言,表格可放于RAM中,也可放于ROM中。对于在程序的整个运行过程中固定不变的表格,一般把它放于ROM中,这样可以随时读取表格中的数据;对于运行过程中每次需要修改的表格,一般把它放于RAM中,以便随时存入和读出。

下面介绍两种比较典型的查表技术。

二、查表程序设计

1. RAM 表的设计

(1) 读出表。设表格中的数据均为三字节数据,表格放于外部RAM中。查表时按寄存器 R_2R_3 的内容找出对应的一个数据送到 R_6, R_2, R_3 中。表格可存放于64k字节的任意位置。程序框图如图1所示。

该程序用单片机汇编语言编程,源程序如下:

```

MOV R6, #00H
MOV R7, #01H
LCALL NSUB      ;(R2)(R3)-1→(R4)(R5)
MOV A, R5
MOV R7, A
CLR C
RLC A
XCH A, R4
MOV R6, A
RLC A
XCH A, R4
ADD A, DPL
MOV DPL, A
MOV R3, A
MOV A, DPH
ADDC A, R4
MOV DPH, A      ;(R2)(R3)×2+(DPTR)
MOV R3, A

```

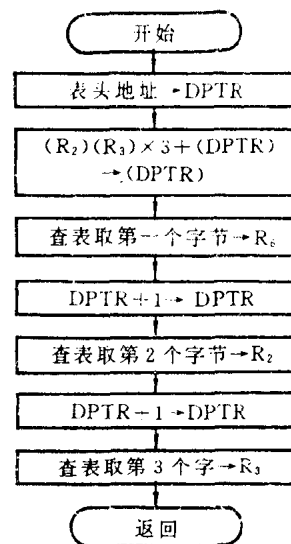


图1 RAM表读出程序框图

```

LCALL NADD
MOV A, R4
MOV DPH, A
MOV A, R5
MOV DPL, A
MOVX A, @DPTR
MOV R6, A
INC DPTR
MOVX A, @DPTR
MOV R2, A
INC DPTR
MOVX A, @DPTR
MOV R3, A
RET
NSUB: MOV A, R3
CLR C
SUBB A, R7
MOV R5, A
MOV A, R2
SUBB A, R5
MOV R4, A
RET
NADD: MOV A, R5
ADD A, R7
MOV R6, A
MOV A, R5
ADDC A, R5
MOV R4, A
RET

```

(2) 写入表。对于写入表,它和读出表相仿,程序流程图如图 2 所示。

设浮点数的三个字节放于 R₀ 所指向的内部 RAM 中,结果放于以表头指针 DPTR 所指示的相继的三个地址中。

2. ROM 表的设计

从本质上而言,ROM 表也就是 RAM 表中的读出表,在前面的 RAM 表,我们要查找的数据即为表中的数据,而 ROM 表要查找的数据不一定刚好就是表中的某个数据,它可能和表中的某个数据很接近,我们可找到和它最接近的一个数据。

设有 128 个数据,所有数据均为二字节,数据指针为 0240H,表格放于 0200H 开始的地址单元中,所对应的控制量放于 0280H 开始的地址单元中,对应控制量的数据从大到小排列。根据 R₄、R₅ 的内容查找比较接近的一个数据,再找出对应表格的最后结果。其详细框图如图 3 所示。

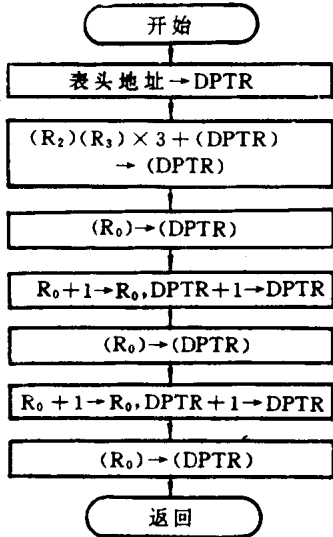


图 2 RAM 表写入程序框图

程序清单为:

```

MOV DPTR, #0240H
MOV R2, #40H
MOV R3, #05H
LINE1: CLR C
MOV A, R2
RR A
MOV R2, A
CLR A
MOVC A, @A+DPTR
SUBB A, R3
MOV A, #01H
MOVC A, @A+DPTR
SUBB A, R4
JC LINE2
MOV A, DPL
ADD A, R2
MOV DPL, A
MOV A, DPH
ADDC A, #00H
MOV DPH, A
SJMP LINE3
LINE2: CLR C
MOV A, DPL
    
```

;初始化

;R2 右移一位

; (DPTR) - (R4R3)

;DPTR + R2 -> DPTR

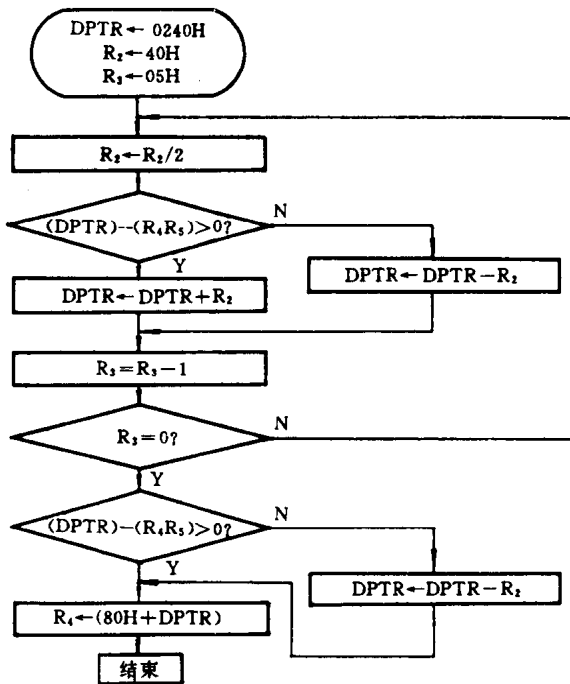


图 3 ROM 表查表程序框图

```

    SUBB A, R2
    MOV DPL, A
    MOV A, DPH
    SUBB A, #00H
    MOV DPH, A      ; DPTR-R2→DPTR
LINE3: DINZ R3, LINE1
    CLR A
    CLR C
    MOVC A, @A+DPTR
    SUBB A, R5
    MOV A, #01H
    MOVC A, @A+DPTR
    SUBB A, R4      ; (DPTR)-(R4R5)
    JNC LINE4
    CLR C
    MOV A, DPL
    SUBB A, R2
    MOV DPL, A
    MOV A, DPH
    SUBB A, #00H
    MOV DPH, A      ;DPTR-R2→DPTR
LINE4: MOV A, #80H
    MOVC A, @A+DPTR
    MOV R6, A
    RET

```

三、结束语

上面介绍的两种典型的查表技术已成功地应用在我们的课题研究中。RAM表应用在FFT谱估计技术中,它被用来进行位倒序和蝶形运算,每次蝶式运算时就修改一下表,简化了程序;ROM表用在一控制系统的中心控制部分的软件中,应用此表可简化对数运算,运算速度也提高了。

1.23 用状态综合法设计键盘监控程序

· 曹永祥

智能仪器与计算机一样,是执行命令的机器。在智能仪器中,命令主要来自键盘和 IEEE488 接口。监控程序的主要任务就是接受、分析并执行这些命令,是整台机器的核心部分。在研制智能仪器时,监控程序设计的优劣直接影响仪器的质量和用户使用的方便程度。

采用状态综合法设计监控程序是最方便的,只需用少数几个功能键,使一键重复或几键交叉使用,即可组建出许多命令来。这样,在面积较小的仪器操作面板上有可能建立一个功能复杂、操作简便的键盘操作系统。本文以研制智能信号源为例,介绍状态综合法设计监控主程序的基本思想。

一、智能信号源功能概念

本仪器可有如下三种波形同时输出:频率为 0.1Hz~200kHz,幅度为 0~70dB 的正弦波;频率为 0.1Hz~200kHz(同正弦波同步变化),幅度为 0~70dB 的函数波;周期为 1~999999 μ s,宽度为 0.1~99.9 μ s,延迟为 0~999.9 μ s,幅度为 0~70dB 的双脉冲。

仪器具有如下功能:

(1) 参数修改功能 上述 7 个主要技术参数都能在面板上用液晶片显示,并能用两种方法程控修改。第一,数字键键入修改值后,进入修改状态,修改值直接显示在液晶片上,并由单位键执行修改结果(如果修改值超出参数有效值范围,则液晶片上显示修改出错信息,并继续修改状态,如果修改值在参数有效值范围内,则修改有效,输出波形参数发生相应变化,并退出修改状态)。第二,用增量/减量键进行修改,达到快速修改的目的。

(2) 函数输出类型选择功能 用波形输出类别选择键和极性键组合成正、负锯齿波;正、负 8 台阶波;正、负 1:2 矩形波;正、负三角波和方波等 8 种函数波形输出。

(3) 存储/调用功能 设置 11 个可寻址的存储区,方便用户把经常使用的一组完整的工作模式及运行参数存储起来。在以后需要使用时,只要使用“调用”功能,就能快速建立需要的波形输出。这种存储是永久性存储,即使关机后,存储信息也不丢失。

(4) 脉冲输出自动/手动延迟选择功能 在自动延迟中,副脉冲的延迟时间在 0~300 μ s 内循环变化,每次步进变化值为 0.3 μ s,故在 0~300 μ s 一个循环内,步跳 1000 次。每次步跳间隔时间可供 4 档选择,分别是 200ms、160ms、133ms 和 67ms。特别适宜作雷达测量仪器使用。

(5) 自诊断功能 可以检测自身 LCD 和 LED 显示器、RAM 和 ROM 以及键盘等有无毛病。

(6) 复位功能 能立即恢复标准波形输出值。

(7) 本仪器带有 IEEE488 接口 上述所有键盘功能都能由控制机实行远控操作,方便用户组成自动测试系统。

二、 状态综合法监控主程序的设计

监控程序是一种管理程序,主要任务是接受键盘命令,解释键盘命令并执行键盘命令(本文对 IEEE488 接口命令不作分析)。它可以分成监控主程序和命令处理子程序两大部分。监控主程序的任务是识别按键,解释按键命令,并获得处理子程序的入口地址。处理子程序是具体执行命令,完成命令所规定的各项实际操作。

我们在设计智能仪器监控程序时,首先得把全部仪器功能分解成若干个命令处理子程序,然后根据确定的键盘系统列出进入该子程序的按键命令,其全部组合构成仪器的指令集。在状态综合法设计监控主程序时,命令处理子程序的进入是由输入按键值和当前程序状态的组合所决定。状态图明确规定了仪器在每个状态接受各种按键时所应进行的实际操作,以及状态的变迁,因而是设计监控主程序的“核心”。在每个状态,各按键都有确定的含义;在不同的状态,同一按键可具有不同的含义。

状态综合法设计监控主程序,可以分成如下几个步骤:

1. 列出键码表

智能信号源的键盘系统共由 38 个按键组成,可分成 10 个类型。根据键盘所产生的键码值,可列出键码表,见表 1。

从键码表中可以看出,各类按键可由特征码 FNKY 来区分,而同一类按键的键名可由键名号 NUMB 来区分。

表 1 键码表

类别	键名	键号	特征码 FNKY	键名号 NUMB	类别	键名	键号	特征码 FNKY	键名号 NUMB
Dig 数字键	0	00	01	00	函数输出 波形类别键	tria	10	03	00
	1	01	01	01		squa(1:1)	11	03	01
	2	02	01	02		squa(1:2)	12	03	02
	3	03	01	03		ramp	13	03	03
	4	04	01	04	step	14	03	04	
	5	05	01	05	修改框选择键	freq	15	04	00
	6	06	01	06		dBs	16	04	01
	7	07	01	07		dBf	17	04	02
	8	08	01	08		peri	18	04	03
	9	09	01	09		wid	19	04	04
DP	0A	01	0A	del		1A	04	05	
Unit 单位键	dB	0B	02	00	dBp	1B	04	06	
	μs	0C	02	01	极性键	+	1C	05	00
	ms	0D	02	02		-	1D	05	01
	Hz	0E	02	03	增量/减量键	↑	1E	06	00
	kHz	0F	02	04		↓	1F	06	01

表 1 续

类别	键名	键号	特征码 FNKY	键名号 NUMB	类别	键名	键号	特征码 FNKY	键名号 NUMB
存储/调用键	STO	20	07	00	延迟方式键	AD	23	08	01
	BCL	21	07	01	自诊断键	ST	24	09	00
自动/手动	MD	22	08	00	复位键	Res	25	0A	00

2. 列出指令集

智能信号源的上述各项功能要求,可以分解成以下 15 个命令处理子程序而完成:

- #0: 无操作等待子程序 <↑/↓><STO/ECL>
- #1: 修改波形参数显示子程序 <Dig>... <Dig>
- #2: 自诊断子程序 <ST>
- #3: 修改框选择子程序 <修改框选择键>
- #4: 改变函峰输出波形类别子程序 <输出波形类别键>
- #5: 改变输出信号极性子程序 <+/->
- #6: 延迟方式选择子程序 <MD/AD>
- #7: 恢复标准波形输出子程序 <Res>
- #8: 修改波形参数执行子程序 <Dig>... <Dig><Unit>
- #9: 波形参数自动增/减量子程序 <↑/↓><Dig>
- #10: 存储/调用子程序 <STO/RCL><Dig>
- #11: 键盘检测子程序 <ST><Res><*>
- #12: 进入键盘检测子程序 <ST><Res>
- #13: 退出键盘检测子程序 <ST><Res><Res>
- #14: 自动延迟执行子程序 <AD/MD><Dig>

每个命令处理子程序之后又列出了进入该子程序的按键命令,其全部组合构成了智能信号源的指令集。指令集中用尖括号“<”表示按键。用符号“/”把两个同类键隔开。用符号“*”表示除了 Res 键之外的所有键。

3. 画出状态图

根据列出的智能信号源指令集,可以设立 8 个独立的状态,画出如图 1 所示的状态图。图中用符号“*”表示状态内未被指明的所有键。

为了避免不必要的两次按键,把 0 状态设计成不稳定状态,用虚线框表示。不稳定状态的含义是:如果取来的次态是 0 时,就以 0 态为现态,根据原按键值进入新的状态。例如,在状态 2 按下了非法键<AD>,则转到 0 状态后,就以 0 态为现态,根据<AD>键进入新的稳定状态 6。

状态图必须具有循环性。从指令集中可以看到。按键命令通常由一个或几个按键组成。命令的第一个按键监控程序脱离 0 状态,命令结束后应返回 0 状态,构成循环。由于 0 状态是不稳定态,因而随即转到其他状态。

从图中我们可以看到一键多义的作用。<Dig>键在智能信号源中具有如下 4 种功能:

- (1) 作为修改参数的数字被键入。 (从 0 态→1 态)
- (2) 作为自动增量/减量的定位键。 (从 7 态→5 态)
- (3) 作为自动延迟的步跳定时键。 (从 6 态→5 态)
- (4) 作为存储/调用的存储区选择键。 (从 2 态→5 态)

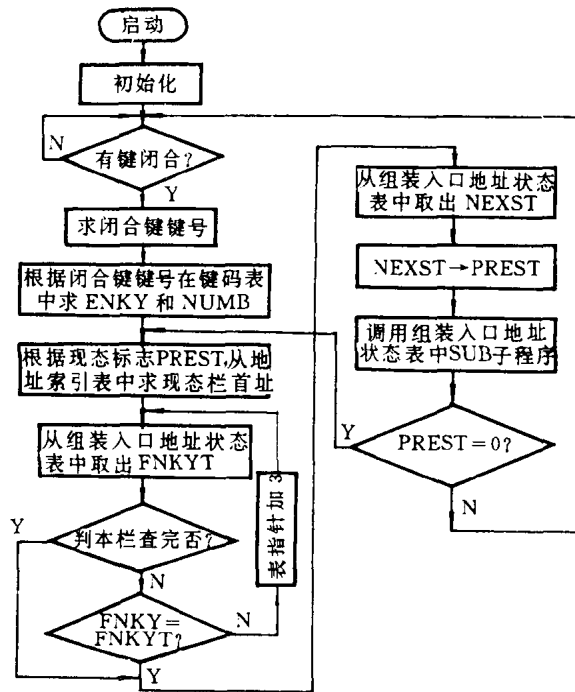


图1 智能信号源状态图

4. 画出状态表

根据状态图、键码表和指令集设计状态表,见表2。

表2 状态表

PREST 现 态	FNKYT 特 征 值	NEXST (次态)	SUB (子程序)	PREST 现 态	FNKYT 特 征 值	NEXST (次态)	SUB (子程序)
0	Dig (01)	1	1	2	Dig (01)	5	10
	STO/RCL (07)	2	0		* (00)	0	0
	ST (09)	3	2	3	Res (0A)	4	12
	↑/↓ (06)	7	0		* (00)	0	0
	修改框选择 (04)	5	3	4	Res (0A)	5	13
	输出波形类别 (03)	5	4		* (00)	4	11
	+/- (05)	5	5	5	* (00)	0	0
	AD/MD (08)	6	6	6	Dig (01)	5	14
	Res (0A)	5	7		* (00)	0	0
	* (00)	5	0		7	Dig (01)	5
1	Unit (02)	5	8	* (00)		0	0
	* (00)	0	0				

状态表由4列数据组成。第一列表示键的现态号,同一现态号组成状态栏。第二列填写键的特

征值 FNKYT,对某个状态栏来说,填写哪些键的特征值是由状态图中箭头的源所确定的。凡本状态下的非法键都用特征值 00(即 * 号)表示。第三列为键的次态号 NEXST,它表示在本状态栏下按该键后所进入的下一状态栏号。根据这状态栏号的迁移顺序能准确地引导命令键进入规定的处理程序。第四列是数据填入命令处理子程序的序号,由此序号计算命令处理子程序的入口地址。

5. 组装入口地址状态表和地址索引表

为节省内存空间,须对上述状态表进一步处理:第一,把表内 FNKYT 和 NEXST 两项组装在一个字节内,使 FNKYT 占一个字节的低 5 位,NEXST 占一个字节的低 3 位。例如,在表 2 的 0 状态栏内,第一个记录的 FNKYT=01, NEXST=01,则两者组装后成 00001001=09H。第二,把子程序的入口地址代替子程序序号直接记入状态表,这样可以省去计算子程序入口地址的过程。组装后的入口地址状态表如表 3 所示。

表 3 组装入口地址状态表

1F80H	FNKYT 和 NEXST 组 装 码		SUB 入口地址		
	09	×	×	×	×
3A	×	×	×	×	(#0)
4B	×	×	×	×	(#2)
37	×	×	×	×	(#0)
25	×	×	×	×	(#3)
1D	×	×	×	×	(#4)
2D	×	×	×	×	(#5)
46	×	×	×	×	(#6)
55	×	×	×	×	(#7)
05	×	×	×	×	(#0)
15	×	×	×	×	(#8)
00	×	×	×	×	(#0)
0D	×	×	×	×	(#10)
00	×	×	×	×	(#0)
54	×	×	×	×	(#12)
00	×	×	×	×	(#0)
55	×	×	×	×	(#13)
04	×	×	×	×	(#11)
00	×	×	×	×	(#0)
0D	×	×	×	×	(#14)
00	×	×	×	×	(#0)
0D	×	×	×	×	(#0)
00	×	×	×	×	(#0)

为加快查表和进入各命令处理子程序的速度,另设一个地址索引表,见表4。表内登记了各个状态栏子表的首址。

5. 编制程序流程图

把上述键码表,组装入口地址状态表和地址索引表都存入内存中,可编制监控主程序流程图,见图2。

表4 地址索引表

1F70H	1F80
	1F9E
	1FA4
	1FAA
	1FB0
	1FB6
	1FB9
	1FBF

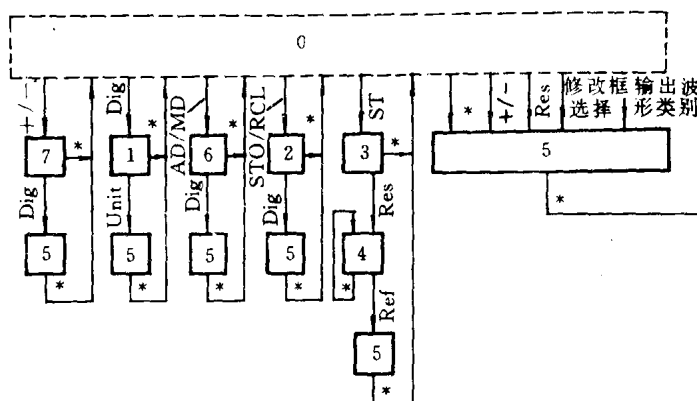


图2 监控主程序流程图

程序首先由键扫描电路获取按键的相应键值,从键码表中检索出对应特征码 FNKY 和键名号 NUMB。程序随后从现态标志 PREST 中取出现时的状态号 j,并由 j 从地址索引表中获得状态栏子表首址。这样程序依次从内存中把本状态栏中的各个键特征值 FNKYT 与已按下键的特征码 FNKY 一一进行比较,当两者一致时,表明已找到了按下键应执行的命令处理子程序的入口地址。而且还查出命令的状态变迁方向,为此须将本栏中对应的次态值 NEXST 送往现态标志 PREST 中,准备响应下一次按键。

倘若按下非法键,则在状态栏中检索不出与按下键特征码相等的特征值,此时程序执行 #0 不操作等待子程序,同时进入不稳定 0 状态。

1.24 单片机系统程序的加密技术

河北机电学院电子系 郎福仲 刘书梅

一、硬件加密技术

为了不影响产品可靠性或增加成本,硬件加密必须在不增加或极少增加芯片、连线等前提下实现。硬件加密可分为简单加密与复杂加密两类。

1. 简单加密

简单加密可通过对单片机的地址、数据总线中的某些线交叉换位、改变逻辑关系等方法实现。图 1 为硬件加密原理图。其基本方法有以下几种:

(1) 数据总线中的某些线换位。图 1 中①所示的部分就是把数据总线中的 D_1 与 D_2 对换。当仅使用这种方法时,单片机执行外部 EPROM 中的实际代码与 EPROM 中的数据完全不同了,下面举例说明。

例 1 双字节算术左移一位(MCS51 汇编语言)

单片机执行实际程序:

```

                ORG 1000H
1000 C3  DSLA: CLR  C           1003 33           RLC  A
1001 33           RLC  A           1004 CB           XCH  A,R3
1002 CB           XCH  A,R3       1005 22           RET

```

把 EPROM 中的数据读出来经反汇编后为

```

                ORG 1000H
1000 C535  DSLB: XCH  A,35H       1003 35CD       ADDC  A,#CDH
1002 CD           XCH  A,R5       1005 24 * *     ADD  A,#* * H

```

可见,从 1000H 开始的程序反汇编结果 DSLB,已不是双字节算术左移一位了,并且该子程序在 1005H 地址也不是返回指令,使整个程序无法读通。

研制者在目标程序的调试过程中,应首先在未加密情况下完成调试,然后对软件进行加密翻译,最后写进 EPROM 中,同时对硬件进行相应的处理。当然,用户最好是编制相应的加密程序进行加密翻译。限于篇幅本文不再给出相应加密程序了。

(2) 地址总线中某些线换位。图 1 中②所示的部分是地址线 A_0 与 A_1 对换。当仅使用这种加密电路时,例 1 中的 DSLA 程序从 EPROM 中读出来反汇编后为 DSLC:

```

                ORG 1000H           1003 CB           XCH  A,R3
1000 33  DSLC: RLC  A           1004 22           RET
1001 C3           CLR  C           1005 CB           XCH  A,R3
1002 33           RLC  A

```

自然 DSLC 也完不成双字节算术左移一位的任务。

(3) 数据总线中某些位求反,如图 1 中③所示。这里要求非门受三态控制。

(4) 地址总线中的某些位求反,但不要求反门是三态电路,如图 1 中④所示。

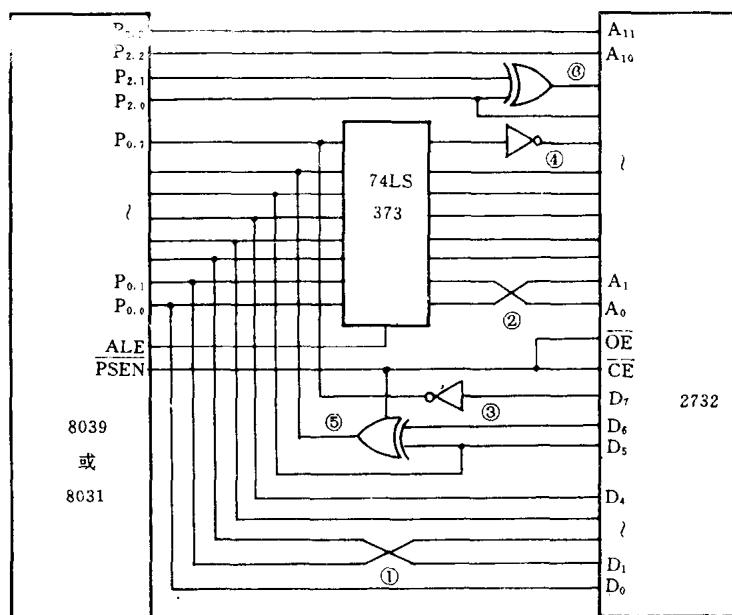


图1 简单硬件加密原理图

(5) 数据总线中的某两条线,如 D_5 、 D_6 通过三态异或门送入单片机的 $P_{0.6}$,而 D_5 直接与 $P_{0.5}$ 相接(当然 $P_{0.5}$ 及 $P_{0.6}$ 也可以对换,使 D_6 与 $P_{0.6}$ 对接),如图 1 中⑤。这时程序存储器 D_5 和 D_6 的数据通过这种逻辑变换,送入单片机的程序代码 D_5' 和 D_6' 的对应关系如下:

$$D_5' = D_5 \quad D_6' = D_5 \oplus D_6$$

(6) 地址总线中某两条线,如 A_8 和 A_9 ,通过异或门送入到程序存储器 EPROM 的 A_9' ,另一条线 A_8 直接与 A_9' 相接,电路如图 1 中的⑥所示。

2. 复杂加密

(1) 把上述的各种加密电路加以组合,可完成较复杂的硬件加密。使用这种方法时,建议用户按各简单加密方法逐层加密。

(2) 采用 ROM 或 EPROM 可寻址的只读存储器阵列,把地址总线(或数据总线)与系统程序的存储器的地址对应关系,按密钥交换。例如用一片 2716 芯片存储密钥,把地址的高 8 位重新按密钥编码,即把原程序页号顺序打乱,如图 2 所示。

(3) 采用门阵列电路 PAL、GAL 或专用芯片 ASIC,把上述电路编制在一块加密芯片上,这使用户更加难破译系统软件。

(4) 有些单片机,如 MCS51 系列的 8751 等,内部的程序存储器是可以加密的,当对 8751 内部加密编程后,就无法读出单片机内部的程序。这类芯片目前还没有程序读出和解密的方法,只能由系统外特性反推其程序功能。

二、软件加密技术

除上述硬件加密技术外,还可以对软件进行适当加密。软件加密简单易行,不增加任何成本。下面介绍几种方法。

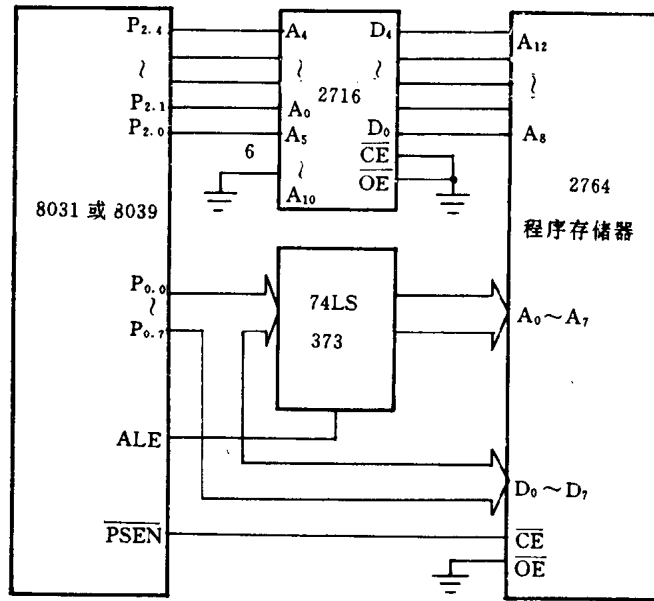


图 2 采用密钥阵列的加密原理图

1. 一般方法

这些方法不仅适用于单片机,而且适用于其他计算机系统。

(1) 在程序模块之间插入一些加密字节。加密字节一般位于下一模块之前的一个或两个字节。采用这种方法后,一般反汇编程序将无法汇编出系统的实际运行程序。

例 2 在两模块间插入一个字节 75H(51 系列)

```

...           ...           0323 F574   MOV 74H, A
0320 22      GMR1: RET           0325 22   RET
0321 75           DB 75H         ...     ...
0322 E0      GMR2: MOVX, A, @DPTR
    
```

对这两块程序连接处用一般反汇编方法将得到:

```

...           ...           0324 7422   MOV A#22H
0320 22      GMR1A: RET         ...     ...
0321 75E0F5           MOV E0H, #F5H
    
```

可见,GMR1A 后面的程序已得不到 GMR2 的汇编语言结果了。

(2) 用返回指令取代条件跳转指令。使用这种加密方法将使某些可跟踪 PC 的反汇编程序无能为力。

例 3 用 RET 指令取代 JMP 指令(48 系列)

原程序为

```

...           ...
100 44      JMP 204H
...           ...
    
```

加密修改后为

...	...	106	60	ADD A,R0	
100	C7	GMR3: MOV A,PSW	107	A0	MOV R0,A
101	17	INC A	108	B004	MOV @R0,#04H
102	D7	MOV PSW,A	10A	18	INC R0
103	5307	ANL A,#07H	10B	B002	MOV @R,#02H
105	A0	MOV R0,A	10D	22	RET

(3) 使程序中的某些字节为两个模块共同使用。

例 4 使 1020H 单元的 EOH 为 GMR4 和 GMR5 两个程序模块共用(51 系列)

...	...	1020	E0	GMR5: MOVX A,@DPTR
101F	11E0	GMR4: AJMP	10E0H	...

(4) 在程序存储器和数据存储器共用的系统中,可以用立即寻址方式将一段加密程序送入随机存储中去执行。限于篇幅不再举例。

2. 采用某些单片机特有指令对软件进行加密

(1) 在 MCS48 系列单片机中,使用 JMPP@A 指令取代 JMP 指令。

例 5 原程序 GMR6 为

023 045A GMR6: JMP 05AH

加密后的程序为 GHR6A:

023	2351	GMR6A:MOV A,#51H	
025	B3	JMPP @A	051	5A	DB 5A

(2) 在 MCS51 系列单片机中,使用 JMP@A+DPTR 指令代替 AJMP,LJMP,SJMP 等指令。

例 6 原程序为 GMR7:

...	...		
0021	8100	GMR7: AJMP	0400H
...	...		

加密后的程序为 GMR7A:

...	...	0025	73	JMP	@A+DPTR
0021	E4	GMR7A:CLR	A
0022	900400	MOV	DPTR,	0400H	

1.25 MCS-96 单片机程序保密的几种方法

王 劲

本文介绍利用 MCS-96 单片机的固有特点实现单片机程序保密的几种简单方法,这些保密方法不需要增加任何硬件就可以实现。

一、 保密字和保密运算

MCS-96 单片机内部 RAM 空间的顶部 16 个字节(F0H~FFH)与其它单元略有区别,若脚 V_{PD} 接有掉电备份电源(5V),这 16 个字节的内容在掉电状态下将不会丢失。利用这一特点,在这 16 个字节设置保密字,并在单片机应用系统的程序中进行保密运算来实现单片机的程序保密。下面举例说明。

1. RAM 中设置保密字

首先,在单片机内部 RAM 空间的顶部 16 个字节中,划出若干个单元作为保密字存储单元,并确定相应的保密字存入其中。例如,事先确定单片机内部 RAM 的 FEH 和 FFH 单元作为保密字的存储单元,两个单元分别存入保密字 01H 和 80H(读者可以根据实际需要确定保密字的个数及内容)。为了设置保密字,先编制以下保密字设置程序。

```
REG1 EQU 0FEH
REG2 EQU 0FFH
    ORG 2080H
    LDB REG1, #01H      ; 01H 送 FEH 单元
    LDB REG2, #80H      ; 80H 送 FFH 单元
    END
```

把以上程序写入 EPROM 并插入系统运行,随后关掉单片机电源,脚 V_{PD} 接 5V 备份电源,保密字 01H 和 80H 已分别设置在单片机内部 RAM 的 FEH 和 FFH 单元内,接着就可以进行保密运算的设计。

2. 在程序中加入保密运算

设置保密字后,根据需要确定保密运算的算法。比如,可以在程序中通过一系列对保密字的算术和逻辑运算来确定程序的流向,从而控制程序的执行,以达到程序保密的目的。对于以上设置的保密字,可以在主程序中插入一段程序,通过对 FFH 单元保密字的算术和逻辑运算,使最终结果和 FEH 单元的保密字相等,从而控制主程序执行后续程序。若运算结果不相等,则控制程序转向错误处理程序。具体程序如下:

```
REG1 EQU 0FEH
REG2 EQU 0FFH
REG3 EQU 20H
REG4 EQU 22H
```

```

... .. ;其它伪指令
      ORG 2080H
BMYS:  LDB REG3, REG1      ; 01H 送 REG3
      LDB REG4, #0FH      ; 0FH 送 REG4
INR:   INCB REG3
      DJNZ REG4, INR
      ADDB REG3, #01H     ; REG3 内容为 11H
      SHLB REG3, #03H
      ANDB REG3, REG2     ; REG3 内容为 80H
      SUBB REG3, REG2
      JEHXCX;             ; 运算后内容相等,转执行后续程序
      ... ..             ; 否则,执行错误处理程序
HXCX:  ... ..             ; 后续程序
      END

```

最后,把插入以上程序的单片机应用程序写入 EPROM,就可以把 EPROM 芯片插入系统运行。这是一个极为简单的例子,读者可以根据自己的需要合理设置保密字,并设计相应的算法来控制程序的执行。比如,把保密字的内容作为循环程序的计数器,从而控制循环程序的执行次数;也可以把保密字的内容进行适当的运算,以产生不同的结果用来调用不同的程序模块或转向不同的程序分支。总之,只要保密运算方法设计得隐蔽,实现程序保密并不困难。反之,就容易被窃密。比如,对于上述例子,甩掉插入的保密运算和错误处理程序,就可能使窃密成功。

二、 单片机应用系统的程序初始化保密

我们知道,一个单片机应用系统的程序初始化模块应对整个系统进行初始化工作。对 MCS-96 系列单片机来说,所谓系统初始化工作无非是通过一段程序对有关内外部 RAM 进行清零或置数、确定各 I/O 的初始状态、设置堆栈指针、设置各中断的优先级别及中断控制字、选择串行口操作模式、选择 HSI 输入引脚产生的外部事件形式等许多初始化工作。所有这些工作,就是通过初始化程序把一些常数送到有关内外部 RAM 以及特殊功能寄存器中去。在整个系统运行之前,通过程序把需送入有关内外部 RAM 单元以及特殊功能寄存器的常数,送入单片机内部 RAM 空间顶部 16 个字节暂存,利用 MCS-96 系列单片机的断电特点,在整个系统的初始化程序中,把掉电后保存在单片机 RAM 空间顶部 16 个字节中的常数,转送到有关 RAM 单元或特殊功能寄存器中去,从而实现了程序初始化保密。

在一个 MCS-96 系列单片机应用系统的初始化程序中,需要把外部 RAM 单元的 1000H~10FFH 单元清零,把单片机内部寄存器阵列的 30H~33H 分别置以十六进制数 0AH、64H、03H、E8H,并把 HSI 形式寄存器的内容置为 55H(HSI. 0~HSI. 3 的方式均为每次正跳变),中断屏蔽寄存器的内容置为 0C0H(允许串行口中断及外部中断),串行口控制寄存器的内容置为 07H(置串行口工作方式 0、偶校验、允许发送)。初始化要做的工作确定以后,就可以先用下一段程序把有关常数送入单片机内部 RAM 空间顶部 16 个单元的 F8H~FFH 单元中。

```

REG1      EQU 0FEH
REG2      EQU 0FCH

```

```

REG0          EQU 0FBH
SAVE-HSI-MODE EQU 0FAH
SAVE-INT-MASK EQU 0F9H
SAVE-ST-CON   EQU 0F8H
ORG 2080H
LDB REG0, #00H;          ;暂存常数 00H
LD REG1, #0A64H        ;暂存常数 0A64H
LD REG2, #03E8H        ;暂存常数 03E8H
LDB SAVE-HSI-MODE, #55H ;暂存 HSI 形式寄存器内容
LDB SAVE-INT-MASK, #0C0H ;暂存中断屏蔽寄存器内容
LDBSAVE-STCON, #07H    ;暂存串行口控制寄存器内容
END

```

与前面所介绍的一样,先把程序写 EPROM 并插入系统运行,掉电后取下 EPROM 芯片,然后在初始化程序中把存入单片机顶部 16 个字节中的常数取出,送有关内外部 RAM 或特殊功能寄存器,整个程序初始化保密工作完成。具体程序如下:

```

REG0          EQU 0FBH
REG1          EQU 0FEH
REG2          EQU 0FCH
REG3          EQU /20H
REG4          EQU 22H
SAVE-HSI-MODE EQU 0FAH
SAVE-INT-MASK EQU 0F9H
SAVE-ST-CON   EQU 0F8H
HSI-MODE      EQU 03H
INT-MASK      EQU 08H
ST-CON        EQU 11H
CSZ-REG1      EQU 30H
CSZ-REG2      EQU 32H
...           ... .. ;其它伪指令
ORG 2080H
LD CSZ-REG1, REG1 ;30H-33H 单元置常数
LD CSZ-REG2, REG2
LDB HSI-MODE, SAVE-HSI-MODE ;置 HSI 形式寄存器初始值
LDB INT-MASK, SAVE-INT-MASK ;置中断屏蔽寄存器初始值
LDB ST-CON, SAVE-ST-CON    ;置串行口控制寄存器初始值
LD REG4, #1000H           ;清零 1000H~10FFH 单元
LDB REG3, #0FFH
QMEM:          STB REG0, [REG4]_
DONZ REG3, QMEM
... .. .. ;其它程序
END

```

经过程序初始化保密后的单片机应用程序,虽然也容易被非法复制,但由于整个初始化程

程序中,所有的初始值都隐含在单片机内部 RAM 中无法读取,非法复制者只能得到一段无法知道初始保密值的程序。

三、 保密字+保密运算+初始化保密

因为程序初始化保密是对整个单片机应用系统的程序初始值进行保密,所以不必担心程序被非法复制,因而隐蔽性较强、保密性能较好。但是程序初始化保密最大的缺点是占用了单片机内部过多的 RAM 单元。对于实际的单片机应用系统来说,有可能因初始值过多而造成单片机顶部 16 个字节不够用。为了解决这个矛盾,可以采用保密字+保密运算+程序初始化保密的方法来实现单片机应用系统的程序保密。

这种保密方法实际上是上述两种方法的结合。具体做法是,在单片机内部 RAM 空间顶部 16 个字节中划出少量单元作为保密字存储单元。同前面介绍的一样,先把保密字存入其中,然后可在系统的初始化程序中,通过对保密字的简单运算,得到各个所需要的初始值,并根据这些初始值,对有关内外部 RAM 或专用寄存器进行置数,在初始化之后,再通过对保密字的一系列算术和逻辑运算,控制程序的流向,达到进一步程序保密的目的。

假设单片机内部 RAM 空间的 FEH 和 FFH 单元已经分别设置好保密字 01H 和 80H,单片机应用系统的程序初始值同上述假设的一样,则可以通过以下程序来实现程序初始化保密功能。

```

REG0      EQU 24H
REG1      EQU 0FEH
REG2      EQU 0FFH
REG3      EQU 20H
REG4      EQU 22H
HSI-MODE  EQU 03H
INT-MASK  EQU 08H
ST-CON    EQU 11H
CSZ1      EQU 30H
CSZ2      EQU 31H
CSZ3      EQU 32H
CSZ4      EQU 33H
...       ...   ...           ;其它伪指令
ORG 2080H
LDB REG3, REG2                ;80 H 送 REG3
SHRB REG3, #04H              ;右移 4 次为 08H
ADDB CSZ1, REG3, #02H        ;0AH 送 30H 单元
SHLB REG3, #03H
ADDB CSZ2, REG3, #24H        ;64H 送 31H 单元
ADDB CSZ3, REG1, #02H;      03H 送 32H 单元
ADDB CSZ4, CSZ2, #10H
SHLB CSZ4, #01H              ;E8H 送 33H 单元
LDB REG3, CSZ1
SHLB REG3, #03H

```


1.26 GAL 输出宏单元原理及使用

中国科技大学四系 周永钊 陆 鸣 梅 文

众所周知,GAL 是一种通用逻辑阵列,它既能模拟 20 多种 PAL 模式,又能创建目前 PAL 所没有的模式。这种通用性,是由器件中八个输出逻辑宏单元(OLMC)所规定的。深刻理解输出宏单元的结构及工作模式,是在 GAL 的应用上取得更大的自由度的关键。

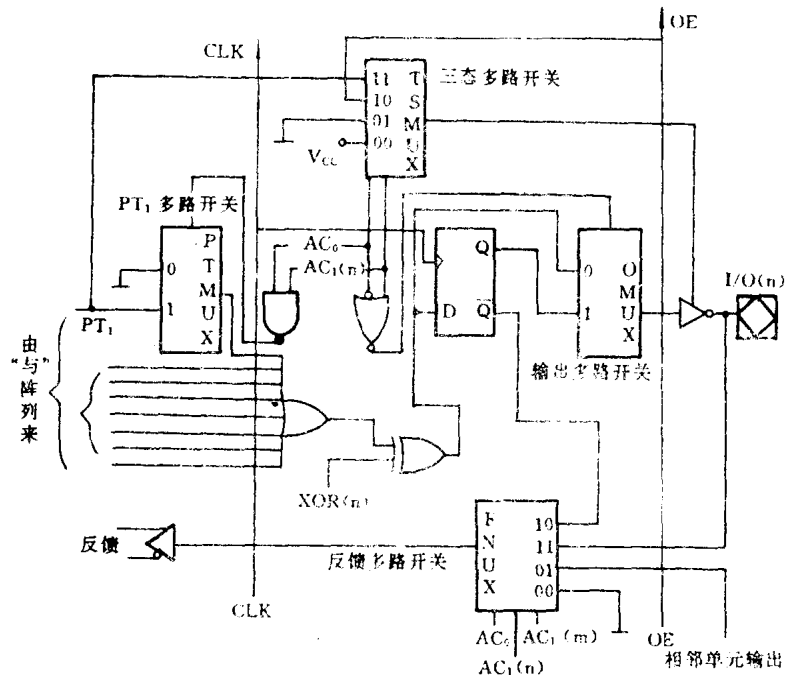


图 1 输出宏单元逻辑框图

一、 输出宏单元结构及控制参数

输出宏单元逻辑框图如图 1 所示。图中有四个多路开关:PT1 多路开关,三态多路开关,输出多路开关,反馈多路开关。仔细研究宏单元各多路开关的控制方程和控制编码可知:在 PT1 是否去控制三态输出门的问题上,PT1 多路开关与三态多路开关是等效的;而在宏单元(及其相应的引脚)的输出是否为时序逻辑(寄存器输出)的问题上,输出多路开关与反馈多路开关也是等效的。所以,在讨论宏单元工作模式时,只要考虑三态多路开关和反馈多路开关即可。

上述两个关键的多路开关是由 AC0,AC1(n)的编码来控制其开关状态的。输出宏单元中除 AC0 与 AC1(n)外,还 SYN 及 XOR(n)码。SYN 是一个描述整个芯片的时序/组合的代码

(图中未给出),在整个芯片的八个宏单元中,只要有一个宏单元为时序输出时,SYN 即为 0,反之为 1。XOR(n)是决定宏单元的输出逻辑是否为高有效的一个参数,对宏单元工作模式的讨论不起关键作用,本文不予讨论。

宏单元的工作状态由 SYN,AC0,AC1(n)及 XOR(n)共 18 位代码的值唯一确定。这些代码是由用户源文件所规定的引脚号与布尔方程经有关软件编译后自动给出的。如果用户给出的引脚号与布尔方程不符合宏单元所固有的工作模式,编译软件将不接受用户的源文件。这是用户在设计 GAL 芯片时经常碰到的困难之一。

二、宏单元工作模式分析

就 SYN,AC0,AC1(n)的编码而言,可能有八种宏单元的工作模式,即 SYN,AC0,AC1=000,001...111,其中 000,001 与 110 的模式显然是不可能存在的。例如,在 000 和 001 模式中,SYN=0 意味着八个宏单元中必然有一个宏单元是时序逻辑工作状态,该时序逻辑宏单元的三态开关必然由芯片的 OE 脚控制,也即该宏单元的 AC0、AC1(n)编码必然为 10,由此得 AC0=1。这一点显然与 000 和 001 模式中要求的 AC0=0 矛盾,因而 000 与 001 工作模式不可能存在。同理,110 模式也不可能存在。所以,在宏单元可能的八种工作模式中,仅有五种是工作的。

上述的五种工作状态中,在单元作组合逻辑使用时,有 100,101 和 111 工作模式,而在单元作时序逻辑使用时,有 010,011 工作模式。由于 SYN 是对整个芯片的时序/组合逻辑的描述,所以仅就一个宏单元而言,事实上只有四种单元工作模式,即 00,01,10 和 11 模式。单个宏单元的四工作模式的特点归纳为表 1。其中,10 为标准的时序工作模式,11 则为 I/O 工作模式。由于此两种模式的 AC0 都为 1(AC0 只有一位),故两者可能兼容,并可能工作在同一个时序逻辑(SYN=0)芯片中。00 模式只有输出,不可能作输入用,可称之为“纯”输出模式,而 01 模式则由于输出端处于三态,不可能作输出模式,其反馈开关可能被相邻单元借用,故称之为相邻输入模式。00 模式和 01 模式的 AC0 都为 0,故可能相互兼容,并可能工作在同一组合逻辑(SYN=1)芯片中。此外,11 模式也可以工作在组合逻辑芯片中,但由于 AC0=1 与上述 00,01 模式中的 AC0=0 矛盾,问题则较为复杂。

表 1 单个输出宏单元的四工作模式特性比较

名称	工作模式 AC0,AC1(n)	整个芯片 逻辑类型	单元逻辑	特 点
时序模式	1 0	时序	时序	仅在芯片为时序逻辑时用,1/1 和 11/13 为 CLK 及 OE,本单元也为时序单元,反馈源为触发器(/Q)
相邻输入 模式	0 1	组合	组合单元	仅在芯片为组合逻辑时用,1/1 和 11/13 为组合逻辑输入,本单元输出未用,反馈开关可被相邻单元借用。
“纯”输出 模式	0 0	组合	组合单元	仅在芯片为组合逻辑时用,1/1 和 11/13 作组合逻辑输入用,本单元仅作输出,反馈多路开关未用(接地),有相邻单元借用反馈开关时,为“混合控制”输出模式

续表

名称	工作模式 AC0, AC1(n)	整个芯片 逻辑类型	单元逻辑	特 点
I/O 模式	1 1	组合/时序	组合	在芯片为组合逻辑或为时序逻辑时都可用,本单元引脚为 I/O,反馈开关被本单元引脚使用,“或”门只能用七项,在上下两特殊的宏单元中,反馈开关可被借用,而成为特殊单元 11 模式的输出形式

注: GAL16V8 引脚/GAL20V8 引脚。

三、 00 模式与相邻单元借用其反馈开关的可能性

在单个宏单元的 00 模式中,反馈开关并没有被使用(接地)。这就提供了由其它代码控制 00 模式的反馈开关的可能。GAL 宏单元规定:在有相邻单元需要使用 00 单元的反馈开关时,其反馈开关将由 AC0 和 AC1(m)控制,其中 $AC0 = /SYN$, $AC1(m) = SYN$ (在图 2 的反馈开关控制处,同时标有 AC1(n)和 AC1(m)即此意)。当 00 模式被借用时,其反馈开关控制码为 01,而其它多路开关的控制码仍为 00。这种被借用的 00 模式,可称之为“混合控制”的 00 模式。

00 模式只能工作在组合逻辑芯片中。在这种情况下,不管用户是不是在事实上使用了 CLK 与 OE 引脚,CLK 与 OE 总是被安排为组合逻辑输入引脚,而它们的输入只能借用 OLMC19 与 OLMC12 的反馈开关。19 脚与 12 脚则借用 OLMC18 与 OLMC13 的反馈开关。依次类推,直到 14 与 17 脚借用 OLMC15 与 OLMC16 的反馈开关。由此可见,15 与 16 脚是不可能作输入使用的,原因是它们已无相邻的反馈开关可借。GAL 规定,在使用 00 与 01 宏单元工作模式的组合逻辑芯片中,不管这两个宏单元的反馈开关事实上是否被借用,15 和 16 脚只能作输出使用。这种规定,除了上述已无反馈开关被借用的理由外,主要是为了与已普遍流行的 PAL 的型号相兼容。

图 2 是一个“混合控制”00 模式的例子。例中 1 脚原为 CLK,现在被用作组合逻辑输入 I_1 ,

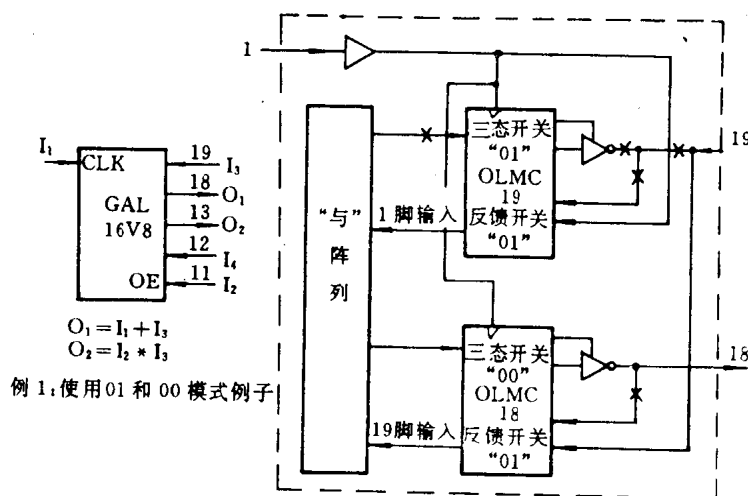


图 2 例 1 的 18、19 脚相邻单元借用情况

I₁ 借用 OLMC19 的反馈开关,19 脚的输入借用 OLMC18 的反馈开关,OLMC18 为“混合控制”输出单元。宏单元 12、13 的情况与 OLMC18、19 类似,不再赘述。在本例中,如果把 15 或 16 作输入使用,尽管事实上 OLMC15 和 OLMC16 的反馈开关没有被借用,但因为不符合 GAL 的规定,所以有关的编译软件将不予接受。

四、 11 模式与 OLMC12, 19 或 OLMC15, 22 的特殊性

在组合逻辑中,11 模式是不可能与 00 或 01 兼容的,原因是 AC0 码值完全不同。因此可以设想,如果在某个芯片中的一个宏单元被用作 11 模式,因为 AC0=1,其它单元则必须也使用 11 模式。不过,相应引脚的功能在事实上是输入,还是输出,或是 I/O,将由用户所写的逻辑方程规定。一般而言,11 模式是不可能象“混合控制”输出的 00 模式那样,把反馈开关借给相邻单元使用,其原因是 11 模式的反馈开关总是接本单元引脚的。不过 OLMC12, 19 (GAL16V8)或 OLMC15, 22(GAL20V8)特殊。在整个芯片逻辑类型为组合逻辑(SYN=1)的条件下,当上述两特殊的宏单元为 11 模式时,为了使 CLK 和 OE 引脚能借用其反馈开关输入到“与”阵列中去;同时,更主要的是为了与当前流行的带 I/O 引脚的 PAL 模式相兼容,GAL 芯片对宏单元 12,19(GAL16V8),15,22(GAL20V8)特作了以下规定:在 OLMC12, 19 或 15, 22 中,在任何模式下,其反馈开关的控制码将始终为 AC0, AC1(m) = /SYN, SYN, 也即对此两宏单元而言,当 SYN=1,反馈开关为 01,两宏单元的反馈开关已被 01 控制,被相邻的 CLK 或 OE 借用,而下一个宏单元(为 11 模式)的反馈开关又被自身的引脚占用,事实上该特殊宏单元所对应的引脚已不能作 I/O 使用,而只能作输出使用了。此时的 11 模式可称之为特殊单元 11 模式的输出形式。

图 3 是一个使用 11 模式的例子。该例中,由于宏单元 13 为 11 模式(作 I/O 使用),使其它

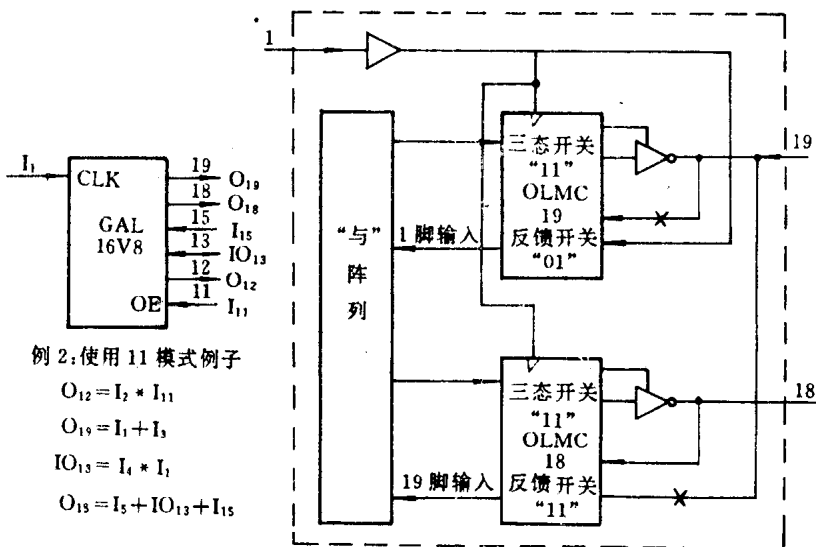


图 3 例 2 的宏单元使用情况

宏单元只能也使用 11 模式。OLMC19 与 12 的反馈开关被 1 与 11 脚借用,为特殊单元 11 模式的输出形式。如果例中的 OLMC19 引脚的功能从 O_{19} 改为 I_{19} 的话,因 OLMC18 的反馈开关为 11,被 18 脚自己占用,已不可能再被 19 脚借用;19 脚作为输入将不能被相应的编译软件所接受。

五、宏单元的使用原则

宏单元使用正确与否,是能否正确编程 GAL 的关键,从以上较为详尽的讨论中,可以得到对宏单元使用的若干原则。

在 GAL 芯片中,当各输出宏单元皆为时序单元(10 模式)时,GAL 芯片的引脚功能与源文件方程可以任意规定,不存在任何“禁忌”。如宏单元皆为“纯”输出(00 模式)和相邻借用(01 模式)时,用户在编辑源方程时,要注意中间的两个宏单元只能作输出使用,而不能作输入,否则编译软件将不予接受。

在芯片作组合逻辑($SYN=1$)使用时,只要该芯片中有一个宏单元被用作 11 模式(相应引脚为 I/O 功能),无论 CLK 和 OE 在事实上是否被用作组合逻辑输入,都存在着以下三点“禁忌”。

第一,如 12,19(GAL16V8),15,22(GAL20V8)宏单元只能作输出使用,而不能作为输入或 I/O 使用。

第二,在有些编译软件(如 FM)中,必须对每个输出引脚用 $PINNAME.OE = V_{CC}$ 进行选通,其原因是在 11 模式中,FM 软件对三态开关控制缺省值为 $PT1 = GND$,即等效于接地,而 ABEL 软件对 $PT1$ 的选通缺省值为 $PT1 = V_{CC}$,故不需使用上述选通方程。

第三,在上述条件下,由于 $PT1$ 作 OE 选通,所以或门的输入项只能用七项,如用八项,则可能会出逻辑的错误。

在芯片作时序逻辑($SYN=0$)使用时,其中的组合逻辑单元将使用 11 模式。但由于在时序逻辑芯片中,引脚 CLK 和 OE 作芯片的时钟和输出选通使用,已不用向上下两个宏单元借用反馈开关。此时,芯片中所有的组合逻辑单元都将不受到以上第一个“禁忌”的限制,但仍受到上述第二和第三个“禁忌”的限制。

1.27 通用阵列逻辑 GAL 应用于步进电机控制实例

信阳空军第一航空技术专科学校 陈 雷

一、GAL 的编程实现

GAL 的编程过程可分三步：

- (1) 根据设计要求写出“与、或”逻辑表达式的布尔方程。
- (2) 利用编译器，由计算机辅助编程，得到阵列的熔丝图，并验证其正确性。
- (3) 由于 GAL 的立即电可擦性，把编译器的输出送入编程器，编程器便按已确定的熔丝图将新的内部结构信息存储起来。

下面就如何设计编程，实施 GAL16V8 对三相六拍步进电机的控制过程作一介绍。

二、三相步进电机的简介及设计要求

步进电机按绕组数可分为“三相”、“四相”、“五相”等，而各相的驱动相序变化规律，又可分为“1相激励”式、“1-2相激励”式、“2相激励”式和“2-3相激励”式等，其时序变化规律如表1所示。

表1 步进电机驱动相数时序类型

	三 相			四 相				五 相				
	A	B	C	A	B	C	D	A	B	C	D	E
1-2 相 激 励	↑			↑				↑	↑			
	↑	↑		↑	↑			↑	↑	↑		
		↑			↑				↑	↑		
		↑	↑		↑	↑			↑	↑	↑	
			↑			↑				↑	↑	
	↑		↑			↑	↑			↑	↑	↑
2 相 激 励	↑	↑					↑				↑	↑
		↑	↑	↑			↑	↑			↑	↑
	↑		↑	↑	↑			↑				↑
					↑	↑		↑	↑			↑
						↑	↑					↑
			↑			↑		2-3 相激励				

由表1可知，三相A、B、C的“1-2相激励”规律为A-AB-B-BC-C-CA，共六拍。我们可用a、b、c、d、e、f分别表示这六拍的六个状态，即a=100，b=110，c=010，d=011，e=001，f=101。

为使整个控制用一片16V8实现，可选用如下三个控制信号：

- (1) 起止控制信号 S(S=0 时为起, S=1 时为停)。
- (2) 正反控制信号 D(D=1 时为正, D=0 时为反)。
- (3) 转速变换信号 R 和 C(R=0, C=0 时为 f_{ck} ; R=1, C=1 时为 $f_{ck}/2$)。

步进电机的转速,通常是以改变时序脉冲的频率来控制的,所以这里用 f_{ck} 来表达转速。由于 16V8 诸触发器的时钟是连在一起的,不能同时引入两种以上频率的时钟,因此从改造组合逻辑部分入手,达到对电动机转速的二分频控制。同理,我们也可以实现四相八拍、五相十拍的步进电机的控制,这就比专用三相六拍的 5G674、SH81 等器件功能强得多。

三、逻辑设计

1. 逻辑电路

根据步进电动机驱动相数及控制要求,必须有相应于相数的延迟触发器来保持现态与次态间的转换过程,对此,可利用 GAL 中八个输出逻辑宏单元中的三个来完成;电机的工作状态(O、P、Q)中的现态与控制信号(S、R、D)可通过 GAL 的“与”、“或”阵列组合逻辑来完成。为了满足电机转速的二分频控制,在同一时钟频率下,必须再利用一个 D 触发器,通过 C 参与组合逻辑来实现,由此,可得三相六拍步进电机的逻辑电路,如图 1 所示。值得一提的是该电路的连接,可根据 GAL 的软件设计,通过计算机“写入”来完成。

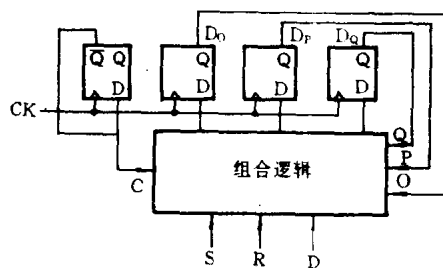


图 1 逻辑电路

2. 状态图及状态表

按照电机的激励规律,时序电路中的三个记忆单元共有八种状态。在时钟脉冲作用下,时序电路的状态将在 $a_0 \sim a_5$ 六个状态中循环,驱动电机运转,如图 2 和表 2 所示。图中六个圆圈代表六个状态,状态间连线箭头表示了状态转换的方向,线旁注释为转换条件,分子表示当前输入和控制状态,分母表示当前输出,即下一状态。

表 2 状态表

现态	R		S		次 态							
	D	C	1				0					
			Φ	000	010	100	110	101	111			
a	a	f	b	f	b	a	a					
b	b	e	c	a	c	b	b					
c	c	d	d	b	d	c	c					
d	d	c	e	c	e	d	d					
e	e	b	f	d	f	e	e					
f	f	a	a	e	a	f	f					

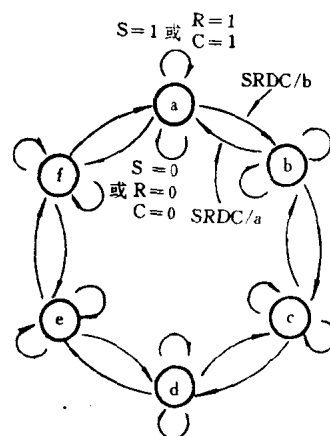


图 2 状态转换图

表 2 中的 2 分频控制量 R 决定 C 的取值,即 $C=RC$ 。
 当 R=0 时,电机按 f_{ck} 频率运转。
 当 R=1 时,C 重复取 0 或 1,使电动机按 $f_{ck}/2$ 频率运转。

例如:当 $S=1$ 时,电机停止,保持原状态;当 $S=0, D=1, R=0$ 时,电机将以与时钟相同的频率顺时钟旋转;当 $S=0, D=1, R=1$ 时,电机将以二分之一时钟的频率顺时钟旋转,若 $D=0$ 而其他条件不变时,则以相应的频率反时钟旋转。

3. 状态真值表

由表 2 可得状态真值表表 3,表中 O、P、Q 状态变化是在时钟脉冲控制下进行的,每一状态都是下一脉冲到来前的当前状态。在控制变量的控制下,决定电机的转向、转速和启停,由此可作函数 O、P、Q 的卡诺图。

表 3 状态真值表

O	P	Q	S	R	D	C	D _O	D _P	D _Q	O	P	Q	S	R	D	C	D _O	D _P	D _Q
1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1
0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1
1	0	0	0	φ	φ	φ	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
1	1	0	1	φ	φ	φ	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1
0	1	0	1	φ	φ	φ	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0
0	1	1	1	φ	φ	φ	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0
0	0	1	1	φ	φ	φ	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	φ	φ	φ	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1
1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0

4. 卡诺图

通常教科书上仅介绍六变量以下卡诺图的简化方法。卡诺图简化的基本原则为:

- i) “矩形块”包含的取 1 的方格数必须是 2 的非负整次幂;
- ii) 应尽可能利用取 1 的方格组成最大的“矩形块”;
- iii) 所有选取的“矩形块”应该覆盖全部取 1 的方格。

此外,我们注意到,在多变量卡诺图中,每四个变量卡诺图为一个单元,分别处于两个对称单元上的相同位置的项可以合并,从而得到 O、P、Q 的最简单表达方式,如图 3 所示。

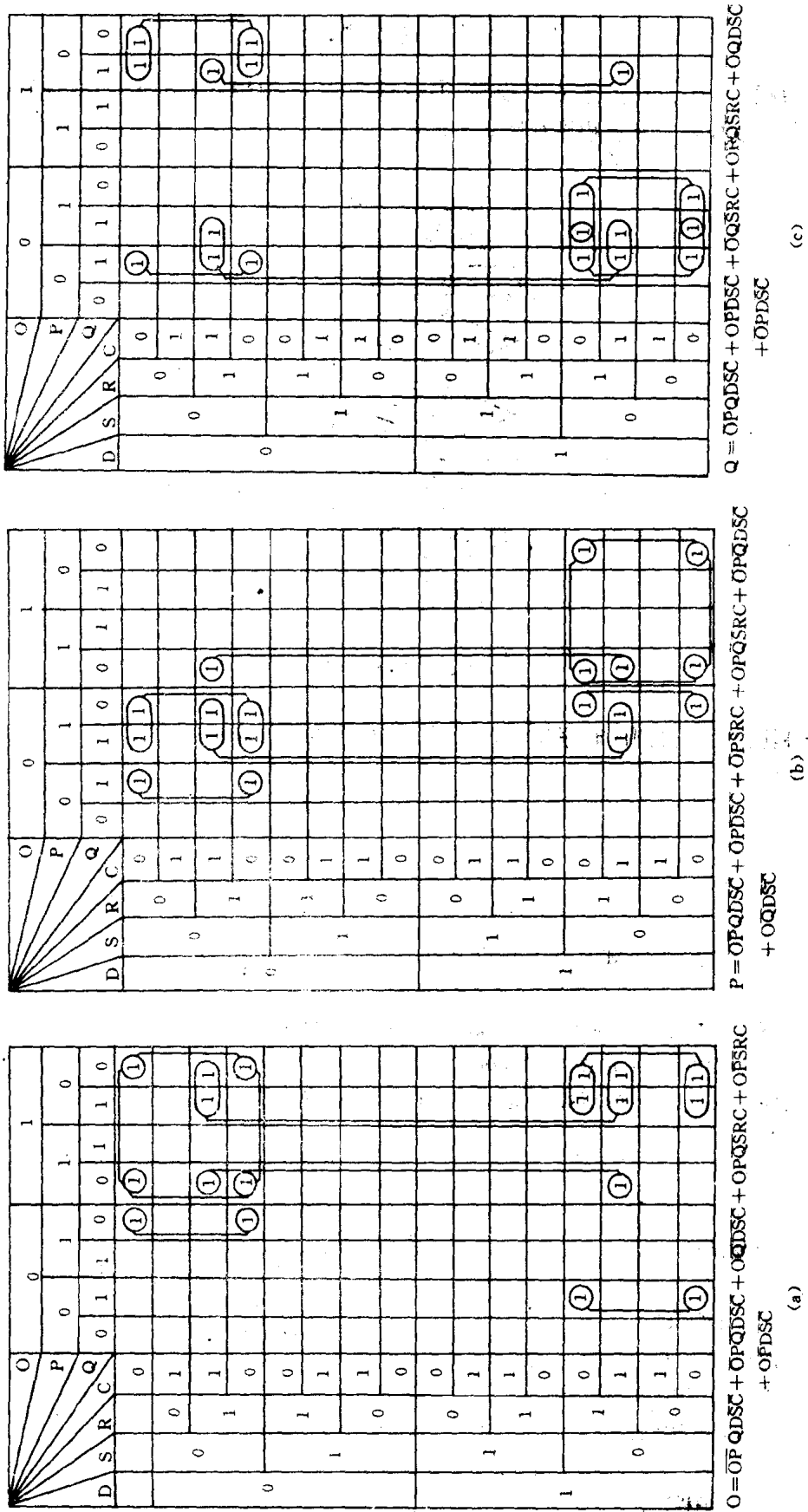


图3 O、P、Q卡诺图

四、GAL 的软件设计

GAL 的编程实现包括如下六个步骤：①逻辑设计，②编辑；③编译；④检查熔丝图；⑤ GAL 编程；⑥接线检查。其流程图如图 4 所示。

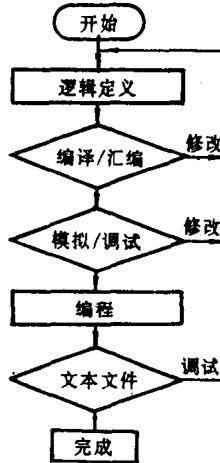


图 4 流程图

根据流程图,对已得到的时序逻辑方程可写出如下编辑程序:

键入你的文件名

PLD 16V8

TEST

INFORMATION

55

X、Y、S、R、D、H、I、J、GND、M、N、A、B、C、Q、P、O、Z

PWR

$O_i = \overline{OPQDSC} + \overline{CPQDSC} + \overline{OQDSC} + \overline{OPQSRC} + \overline{OPSRC} + \overline{OPDSC}$

$P_i = \overline{OPQDSC} + \overline{OPDSC} + \overline{OPSRC} + \overline{OPQSRC} + \overline{OPQDSC} + \overline{OQDSC}$

$Q_i = \overline{OPQDSC} + \overline{OPDSC} + \overline{OQSRC} + \overline{OPQSRC} + \overline{OQDSC} + \overline{OPDSC}$

$C_i = RC$

DESCRIPTION

THIS IS TEST

A>FM ✓ (编译)

键入文件名✓

1 ✓ 产生文本文件. IST

2 ✓ 产生熔丝图. PLT

3 ✓ 产生 JEDEC. JED

4 ✓ 调入一个新的源文件

5 ✓ 退出

A>JZLAB ✓ (编程)

F₁ 改电签名(将原程序中设定的 20V8 改为 16V8)

F₂ Load(从磁盘装到屏幕上)

F₃ Save(存盘)

F₄ Read(读)

F₅ Write(写入 GAL)

这里需要提一下的是,由于上述时序逻辑方程式中的或项都不超过八项,因此没有用组合逻辑扩展形式,假设第一式 O 或项为十二次,即 $O = M_1 + M_2 + \dots + M_{12}$,那么程序应改写为:

$$O = M_1 + M_2 + \dots + M_7 + A$$

$$A = M_8 + M_9 + \dots + M_{12}$$

$$A \cdot OE = Y$$

其余各式不变,此外,对于几个表述式中的共同项也可依此方法加以简化。

五、电路联接

电路联接如图 5 所示,左边为 GAL16V8 芯片的引线图,D、R、S 分别为决定电机转向、转速和启停的控制量;输出 O、P、Q 分别对应电机的 A、B、C 三个线包,图中只画出了线包 B 的放大电路。引脚 1 接时钟,引脚 10 接地,引脚 20 接电源(+5 伏),其余引脚悬空。注意:由结构控制位选择的 OE(管脚 11)需接低电位,如果或项超过八项,Y 作为一个结果项,控制三态门的通断需接高电位。

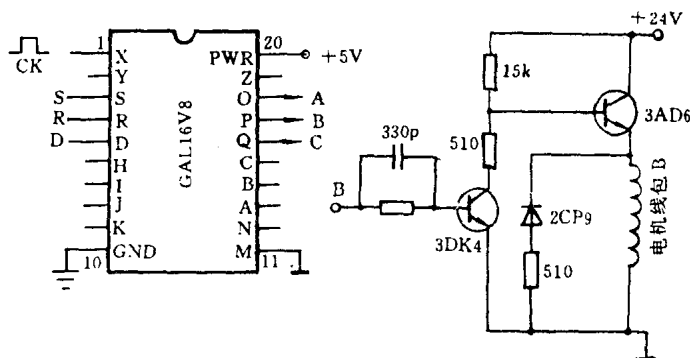


图 5 电路联接图



第二章

传感器与前向通道 接口技术

2.1 集成温度传感器 LM134 及其应用

杭州大学 袁贞丰

LM134 是一种新型的硅集成温度传感器,它不同于一般诸如热敏电阻、温差电偶以及半导体 PN 结等传统的温度传感器。它是根据下述原理设计而成的,即工作在不同电流密度下的两只相同晶体管,其基、射结的结电压之差 ΔV_{be} 与绝对温度 T 严格成正比。因而该器件的突出优点是在整个工作温区范围内($-55 \sim +125^\circ\text{C}$)输出电流与被测温度成线性关系,这样,就可省去非线性校正网络,使用简便。此外,它还具有下列特点:(1)起始电压低(低于 1.5V),而器件耐压较高,因而电源电压适用范围宽(在 3~40V 之间)。(2)灵敏度高($1\mu\text{A}/\text{K}$),输出信号幅度大。一般情况下,不必加中间放大就可直接驱动检测系统,例如双积分型 A/D 转换器 5G14433 或 ICL7106 等。从而消除了中间环节所引入的误差,提高测温精度。(3)输出阻抗高,一般大于 $10\text{M}\Omega$ 。所以它相当于一个受温度控制的恒流源,有较强的抗干扰能力,特别适用于长距离测温和控温场合。由于它的恒流特性,能消除电源电压波动和交流纹波对器件工作的影响,从而降低了对电源精度的要求。

目前国内同类型产品有上海无线电十六厂生产的 SL134 以及杭州大学研制的 HTS-1 型温度传感器。有关 LM134 的一些典型应用在国内外有关文献中已有过介绍,本文将介绍该传感器的四个新的应用实例,以扩展它的使用范围。

一、基本结构和工作原理

LM134 是一种三端器件。在工作时, R 和 V_- 端之间要接电阻 R_{set} , 见图 1。它的内部电路

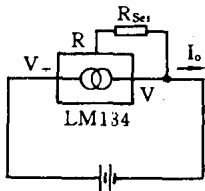


图 1 LM134 的一般连接方法

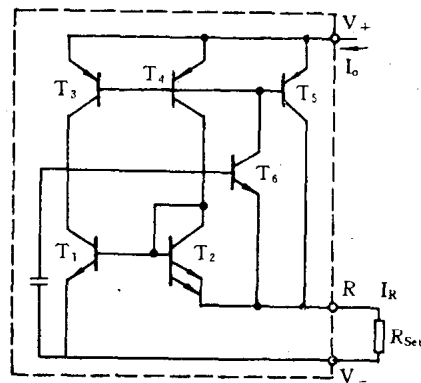


图 2 LM134 的内部结构

如图 2 所示。图中 T_3 、 T_4 和 T_5 为具有相同发射极的多集电极横向 PNP 管。根据集成电路原理,我们知道,对于多集电极的横向 PNP 管,当基区宽度相同时,各集流大小与各集电区所对

应的发射区边长成正比。从剖析 LM134 的版图可见, T_3 、 T_4 管集电区所对应的发射区有相同的边长,因而两管集流相等。而 T_5 管集电区所对应的发射区边长远大于 T_3 、 T_4 管,也即 T_5 管的集流远大于 T_3 、 T_4 管。

图中 T_1 和 T_2 是纵向 NPN 管,但它们有不同的发射区面积,两者之比为 $A_{e2}/A_{e1}=12$ 。

根据晶体管原理,晶体管的基射结电压可表示为:

$$V_{be} = \frac{KT}{q} \ln I_e / I_{es}$$

式中 K 为玻尔兹曼常数; q 为电子电荷; T 为绝对温度; I_e 为发射极电流; I_{es} 为发射结反向饱和电流,它与发射区面积成正比。根据上式,可写出图 2 中外接电阻 R_{set} 两端的电势降为

$$V_{R_{set}} = V_{be1} - V_{be2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{e1}}{I_{e2}} \cdot \frac{I_{es2}}{I_{es1}}$$

如忽略各管基流,则有

$$I_{c1} = I_{c3}, I_{c2} = I_{c4}$$

且因

$$I_{c3} = I_{c4}$$

所以

$$I_{e1} = I_{e2}$$

又

$$I_{es2}/I_{es1} = A_{e2}/A_{e1} = 12$$

代入 $V_{R_{set}}$ 表达式,得

$$V_{R_{set}} = \frac{KT}{q} \ln 12$$

则流过 R_{set} 的电流为

$$I_R = \frac{KT}{qR_{set}} \ln 12$$

显然, I_R 与绝对温度 T 成正比。在实际使用中,由 LM134 的 V_+ 和 V_- 端输出的感温电流 I_0 显然并非完全等于 I_R (见图 1),而是

$$I_0 = I_R + I_{e1}$$

如前所述,由 LM134 内部版图决定 T_5 的集流远大于 T_3 、 T_4 管,所以 I_R 几乎全由 T_5 管提供,也即

$$I_R \approx I_{c5} \gg I_{cs} \gg I_{e1}$$

所以

$$I_0 \approx I_R = \alpha T$$

式中

$$\alpha = \frac{K}{qR_{set}} = \ln 12$$

当不考虑外接电阻 R_{set} 的温度系数时,它是与温度无关的一个常量,故输出电流 I_0 与绝对温度 T 成正比,这就是 LM134 集成温度传感器的基本工作原理。

二、应用实例

1. 构成内阻为零的电压型输出的温度传感器

如前所述,LM134 是一种电流型输出的温度传感器。但在它的输出端作适当改接之后,也可构成电压型输出的温度传感器,而且它的内阻为零,从而提高了传感器的负载能力,降低了对检测仪表输入阻抗的要求。

改接的方法如图 3 所示。在 LM134 外接电路中,除电阻 R_{set} 之外,再在 V_- 端与电源负端

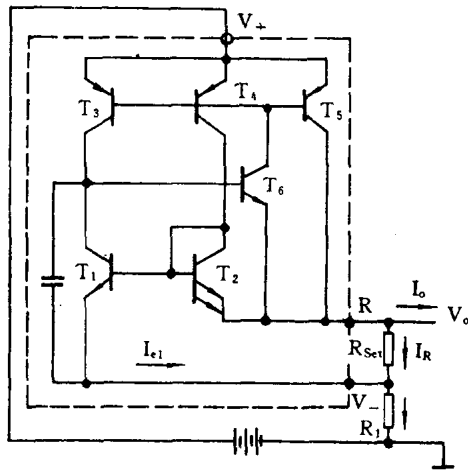


图3 零内阻电压型输出的温度传感器

之间串接一电阻 R_1 , 则由 R 端输出的感温电压为

$$V_o = V_{Rset} + (I_R + I_{e1})R_1 = \frac{KT}{q} \ln 12 + (I_R + I_{e1})R_1$$

因 I_R 与绝对温度 T 成正比, I_{e1} 又与 I_R 成一定比例, 则当外接电阻 R_1 恒定时, V_o 与绝对温度 T 成正比, 从而构成电压型输出的温度传感器。其灵敏度与 R_1 阻值有关, 当 $R_1 = 10k\Omega$ 时, 约为 $10mV/K$ 。

下面我们来讨论该传感器的输出电阻 R_o (即传感器的内阻), 由 V_o 对输出电流 I_o 求导, 得

$$R_o = - \frac{dV_o}{dI_o} = - \frac{dI_{e1}}{dI_o} R_1$$

由于 I_R 与 I_o 无关, 因此对 I_o 求导时, 视为常量。

再由图 3 知, 如忽略 T_3 、 T_4 、 T_5 管基流, 则

$$I_o = I_{c5} + I_{e2} - I_R$$

前面我们已提到, T_3 、 T_4 、 T_5 为多集电极横向 PNP 管。假定 T_5 与 T_4 管的集电区所对应的发射区边长之比为 $n:1$, 则两管集电极电流之比为 $n:1$, 即

$$I_{c5} = nI_{c4}$$

又

$$I_{c4} = I_{c2}; I_{c1} = I_{c2}$$

如忽略 T_1 、 T_2 管基流, 则可改写为

$$I_{c5} = nI_{e2} = nI_{e1}$$

进而得

$$I_o = (n + 1)I_{e2} - I_R = (n + 1)I_{e1} - I_R$$

将上式对 I_o 求导, 得

$$\frac{dI_{e1}}{dI_o} = \frac{1}{n + 1}$$

可求得传感器的输出电阻 R_o 为

$$R_o = - \left(\frac{1}{n + 1} \right) R_1$$

可见传感器具有负值特性, 阻值大小与传感器内部结构有关。所以只要在输出端 (R 端) 串接一

只阻值为 $R_1/(n+1)$ 的补偿电阻, 则传感器输出电阻就近于零了, 也即构成具有零内阻的电压型输出的温度传感器。由剖析 LM134 版图得知, T_5 、 T_4 管集电区所对应的发射区边长之比为 $16:1$, 即 $n=16$, 故当 R_1 取 $10k\Omega$ 时, 外接补偿电阻的理论计算值为 588Ω , 实测值为 620Ω 左右。具体接线如图 4 所示。此时传感器输出电阻降到 5Ω 以下。当然, 由于器件的离散性, 各个传感器所需的补偿电阻阻值略有不同, 实际使用时, 应对各个传感器分别加以测定。

尚需说明一点, 串接补偿电阻之后, 传感器的温度灵敏度不变, 仍为 $10mV/K$ 。

2. 构成零温度系数的低压基准源

我们知道, 低温漂、高精度的低压基准源用途极为广泛, 是电子仪表及精密测量系统中的一种常用部件。显然, 这种基准是不能用一般的齐纳二极管来提供的。目前大都采用集成带隙基准块, 如 MC1403 等。这里介绍的用 LM134 与 PNP 管组成的低压基准, 原则上来说, 它的温度系数可接近于零, 而且具有噪声小、负载能力强等特点。

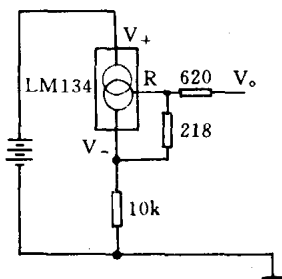


图 4 外接补偿电阻的具体接线

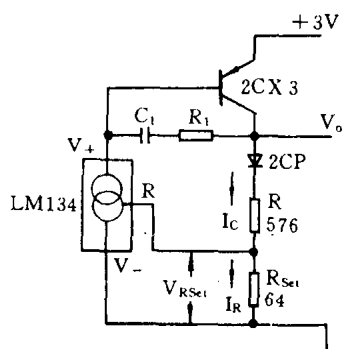


图 5 零温度系数的低压基准源

具体接线如图 5 所示。由图可见, 当从 PNP 管集电极输出时, 输出电压 V_o 可表示为

$$V_o = V_D + V_{R_{set}} + I_c R$$

式中 V_D 为外接补偿二极管的正向结压降; I_c 为外接 PNP 管的集流; R 为它的集电极负载电阻。如外接 PNP 管 β 足够大, 略去它的基流, 则有

$$I_r \approx I_c$$

于是 V_o 可表示为

$$V_o = V_D + V_{R_{set}} \left(\frac{R + R_{set}}{R_{set}} \right)$$

常温下 V_D 约为 $600mV$, $V_{R_{set}}$ 为 $64mV$, 如 $R \gg R_{set}$; 例如一般取 $R=9R_{set}$, 代入上式可求得

$$V_o = 1.24V$$

这已满足低压基准的输出幅度要求。

下面我们讨论它的温漂。将 V_o 对 T 求导, 得

$$\frac{dV_o}{dT} = \frac{dV_D}{dT} + \left(\frac{R + R_{set}}{R_{set}} \right) \frac{dV_{R_{set}}}{dT}$$

式中右边第一项为二极管正向结压降的温漂, 常温下约为 $-2mV/^\circ C$, 而后一项为 $V_{R_{set}}$ 的温

漂:

$$\frac{dV_{Rset}}{dT} = \frac{K}{q} \ln 12 = 0.2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$$

它为正值。所以当 R 取值为 $9R_{set}$ 时,第二项的正温漂刚好与第一项的负温漂相抵消,从而使输出基准 V_0 的温漂为零。实验表明,在一个不很宽的工作温度范围内($0\sim 50^{\circ}\text{C}$),从图 5 所示的电路获得温度系数为 $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 数量级的低压基准是容易的。如要得到更低温漂的基准,则需对 R 的阻值作更精细的调整。该基准的最大输出电流可达 100mA 。其负载调整率与所选用的 PNP 管 β 有关。在图 5 所示的电路中,我们选用的 3CX3 的 β 为 500,则当基准的输出电流从 $0\sim 10\text{mA}$ 变化时, V_0 的变化幅度约为 10mV 。

图 5 中 C_1 和 R_1 是为防止系统自激所添加的频率补偿网络。

3. 构成高精度、高灵敏度的摄氏温度计

一般来说,各类温度传感器在 0°C 时输出信号并不为零,LM134 也不例外。但在许多应用场合要求采用摄氏温标,因此,在传感器的外接电路中都需加校正补偿网络。这种网络往往结构复杂,例如电桥电路,这不但影响测温精度,而且经补偿之后,传感器的输出信号与检测仪器之间没有公共地端,给使用者带来不便。然而,对于 LM134 则可利用它的电流型输出的特点,用外接可调恒流源来加以补偿。这种补偿电路不仅因结构简单提高了测温精度,而且解决了共地问题。其补偿原理如图 6 所示。图中 LM134 与一可调恒流源串接,在连接点输出感温信号。如将可调恒流源的电流调至 $273\mu\text{A}$ (相当于传感器 LM134 在 0°C 时的输出电流),则当待测温度为 0°C 时,由它们连接点输出的电流 I_0 为零。随着待测温度偏离 0°C ,传感器的输出电流随之变化。但经调定后的可调恒流源的电流却保持恒定,这样,输出电流 I_0 (若以 μA 为单位)就代表了测量端的摄氏温度。例如输出 $20\mu\text{A}$ 电流就表示测量端的温度为 20°C 。从而构成了摄氏温度计。这种温度计的测温精度与补偿恒流源的温度系数密切相关,恒流源温度系数越小,测温系统受环境温度的影响越小,测量精度也就越高。在具体电路中,我们选用杭州大学研制的精密集成恒流源 4DH2 作为补偿恒流源,取得较好效果。4DH2 是一种输出电流和输出电流温度系数均可调的精密恒流器件。当它的两只外接电阻配置合适时,其输出电流为 $273\mu\text{A}$,电流温度系数小于 $1\times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 。这就保证了在环境温度变化时,测温精度与补偿恒流源无关,仅取决于传感器 LM134 本身的精度。图 7 为摄氏温度计探头的实际电路图。

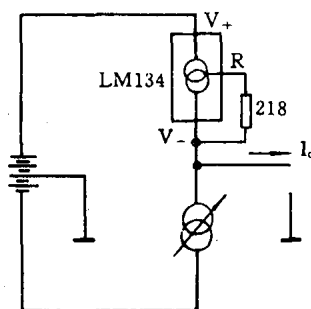


图 6 摄氏温标的补偿电路

4. 给热电偶的参考端提供温度补偿

由于受半导体 PN 结最高结温所限,上述 LM134 集成温度传感器是不能用来测量高温的,故在高温领域仍普遍选用热电偶作为温度传感器。众所周知,热电偶有热端和冷端,它所产生的电动势为两者的热电势之差,因此同环境温度有关时,其测量结果需要加以修正,这给高温测量尤其高温测温仪表的数字化带来麻烦。利用 LM134 的线性温敏特性,可以给温差电偶的参考端(冷端)提供温度补偿,使得电偶的参考端在任何环境温度下仅产生 0°C 的电动势。这样,就不再需要对电偶所产生的电动势加以修正,从而简化测温过程。

补偿的基本原理可用图 8 来说明。图中将热电偶的冷热两端等效成两个受温度控制的电压源,即电压源的电动势随温度而变。其温度系数与电偶的塞贝克(Seebeck)系数相同。电偶参考端的温度补偿,实际上就是在电偶的参考端人为地引入一个也受温度控制、且温度系数相同而方向相反的电压源,见图 8(b),从而使参考端的总电动势不再受环境温度的影响。具体的

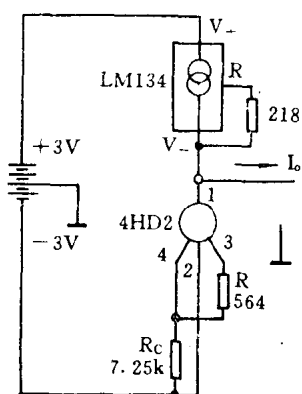


图 7 摄氏温度计实际电路图

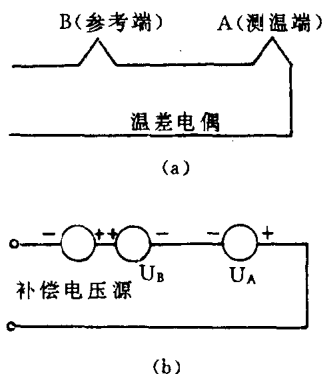


图 8 热电偶的冷端补偿原理
(a) 热电偶示意图;
(b) 补偿示意图

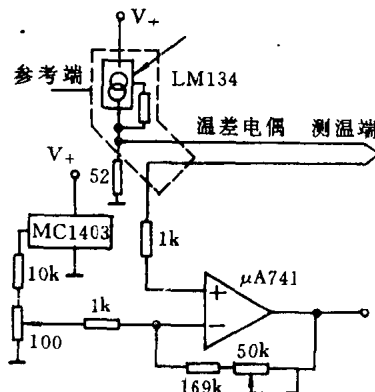


图 9 热电偶冷端补偿电路

补偿电路如图 9 所示。这里我们选用的是铁-康铜温差电偶,它的测温范围为 $100\sim 900^{\circ}\text{C}$,在室温范围内其塞贝克系数为 $52\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 。图中接在电偶参考端的 LM134 及其串接的 52Ω 电阻构成了补偿电压源。补偿过程如下:例如当电偶测温端的温度保持恒定,而参考端所处的环境温度升高 1°C ,则本来由于电偶参考端的等效电压源的电势增加,将使电偶输出电动势减少,也就是加到运放器同相输入端的信号电压将减少 $52\mu\text{V}$ 。由于 LM134 的输出电流与温度成线性关系,每升高 1°C 增加 $1\mu\text{A}$,于是在串接的 52Ω 电阻上增加的电势,恰好补偿电偶输出的减少,使加到运放器输入端的信号电压保持不变。

考虑到 LM134 在 0°C 时输出电流不为零(在 52Ω 电阻上约有 14mV 的电势降),以及运放器失调对测试结果的影响,上述测温电路在使用前应作校正。校正方法简便,只要将电偶的测温端置于 0°C 的恒温槽内,调节运放器反相端的电位使电路输出为零即可。该电路因带有放大装置,测温灵敏度高达 $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。

当选用不同型号温差电偶时,可调节与 LM134 串接的电阻阻值,使得 $1\mu\text{A}$ 电流在该电阻上的电势降恰好等于所选用的电偶的塞贝克系数,就可获得补偿。

2.2 AD590 集成温度-电流传感器 原理及应用

南京航空学院 王欣海

一、AD590 温度-电流传感器

温度传感器的种类较多。热电偶由于热电势小,因而灵敏度较低;热敏电阻由于非线性而影响其精度;铂电阻温度传感器由于成本高,且在还原性介质中容易被从氧化物中还原出来的气体所污染而使铂丝变脆,影响其寿命。AD590 是美国 Analog Devices 公司生产的二端式集成温度-电流传感器,具有体积小、重量轻、线性度好、性能稳定等一系列优点。测温范围为 $-50 \sim +150^{\circ}\text{C}$,完全适用于对某些环境进行测量,由于 AD590 是温度-电流传感器,适宜于远距离测量和传输。我们利用 AD590 研制的数字温度计,精度可达 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$,成本低,有很大的实用价值。

1. AD590 温度-电流传感器的基本工作原理

AD590 是利用硅晶体管的基本性能实现与温度成正比特性,大家知道,二极管的基本方程为

$$I = I_s \left(e^{\frac{qV_{be}}{kT}} - 1 \right) \approx I_s e^{\frac{qV_{be}}{kT}} \quad (1)$$

式中 I ——通过二极管的电流

I_s ——二极管的反向饱和电流

V_{be} ——二极管两端电压(伏)

q ——电子电荷量,等于 1.602×10^{-19} (库)

k ——常数,等于 1.38×10^{-23} (焦耳/K)

T ——绝对温度(k)

由式(1)可知, $\frac{I}{I_s} = e^{\frac{qV_{be}}{kT}}$, 所以

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{I}{I_s} = \frac{kT}{q} \ln J \quad (2)$$

由式(2)可知 V_{be} 与绝对温度成正比(PTAT), AD590 就是根据式(2)工作的。

AD590 的简化电路如图 1 所示,设 T_3, T_4 为理想三极管,将电流 I_T 分成两股相等的电流 $I_{c1} = I_{c2}$ 。由 8 个和 T_1 一样的三极管并联构成 T_2 , 所以 T_1 的电流密度 J_1 是 T_2 的电流密度 J_2 的 8 倍,两个相同的三极管流过不同的集电极电流 I_c 时,其 V_{be} 之差与绝对温度成正比(PTAT), 即

$$V_T = V_{be1} - V_{be2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{J_1}{J_2} = \frac{K}{q} (\ln 8) T = 179 \times 10^{-6} \cdot T (\text{伏}) \quad (3)$$

由式(3)可知, V_T 与 T 成正比, V_T 是 T_2 管射极电阻 R 上的压降,由于 V_T 与 T 成正比,

所以通过 R 上的电流 I_{C2} 必与绝对温度 T 成正比。因 $I_T = 2I_{C2}$ ，集成电路中的总电流 I_T 必与 T 成正比。

$$\text{设 } R = 358 \text{ 欧, } I_T = 2 \times \frac{179 \times 10^{-6} \text{ (伏)}}{358 \text{ 欧}} T$$

所以
$$\frac{I_T}{T} = \frac{1 \mu\text{A}}{\text{K}} \quad (4)$$

这就是 AD590 当温度改变 1 度(绝对温度)获得 $1 \mu\text{A}$ 电流输出的原因。也就是把温度转换成电流的道理。

2. AD590 的主要性能

- 1) 测温范围 $-55 \sim +150^\circ\text{C}$ 。
- 2) 线性电流输出 $1 \mu\text{A}/\text{K}$ 。
- 3) 线性度好, 满刻度范围为 $\pm 0.3^\circ\text{C}$ 。
- 4) 电源电压范围 $4 \sim 30\text{V}$, 当电流电压在 $5 \sim 10\text{V}$ 之间, 电压稳定度为 1% 时, 所产生的误差只有 $\pm 0.01^\circ\text{C}$ 。
- 5) 电阻采用激光修刻工艺, 使在 $+25^\circ\text{C}$ (298.2K) 时, 器件输出 $298.2 \mu\text{A}$ 。

3. 绝对温度和摄氏温度的转换-偏置电路

AD590 的输出量是电流, 为把电流转换成电压, 通常将 AD590 的输出电流通过 $1\text{k}\Omega$ 电阻, 从而获得 $1\text{mV}/\text{K}$ 的输出电压。AD590 测量的是绝对温度, 绝对温度和摄氏温度之间的关系为

$$K = ^\circ\text{C} + 273.2$$

为了读出摄氏温度, 必须使 AD590 的输出偏置为 273.2mV , AD590 的电流-电压转换电路和偏置电路如图 2 所示。图中 R_1 是将 AD590 的电流转换成电压, 提供 $1\text{mV}/\text{K}$ 输出电压。则

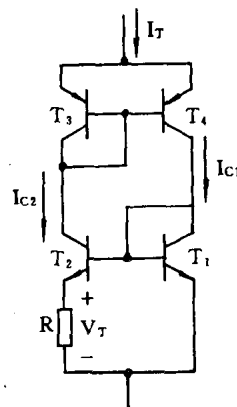


图 1 AD590 的简化电路

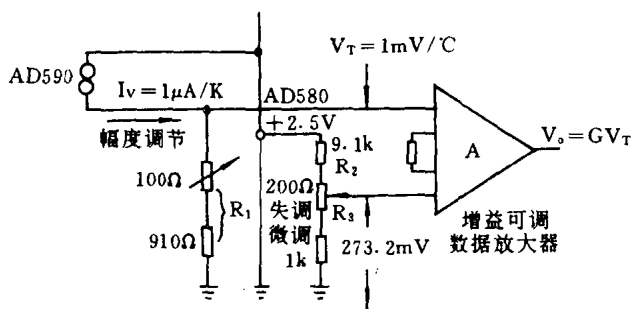


图 2 绝对温度至摄氏温度的转换-偏置电路

AD580 基准电压是 $+2.5\text{V}$, 通过电阻 R_2 和 R_3 对 $+2.5\text{V}$ 电压分压, 从而获得 273.2mV 的偏置。A 为增益可调的数据放大器, 其输入电压为 $V_T = 1\text{mV}/\text{K}$, 调节放大器的增益, 可获得所需的输出电压。

二、AD590 的应用

AD590 单片集成两端式温度敏感电流源, 它有金属壳、小型扁平等多种封装形式, 尺寸小(如小型晶体管), 使用方便。

1. 温度测量

图3为发光二极管显示的数字温度表原理电路图,AD590感受温度转换成电流输出,经过电流-电压转换、偏置、放大后(如图2所示)作为图3的输入信号。图3由MC14433 A/D、驱

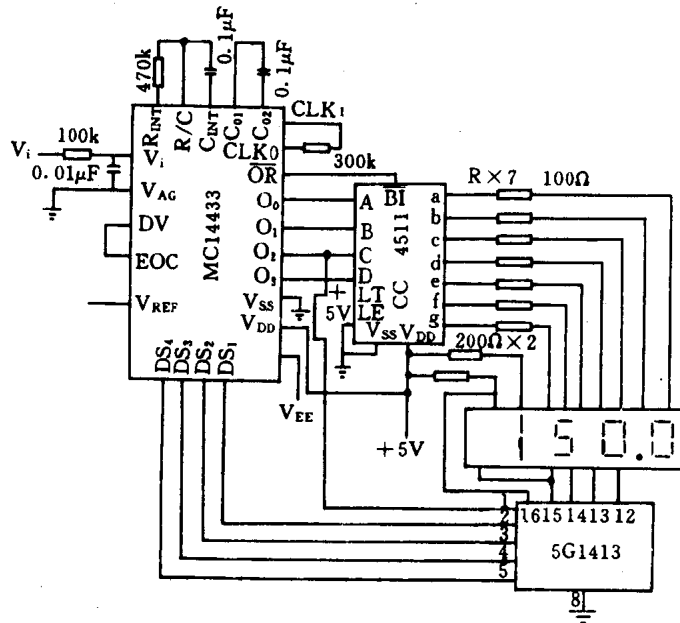


图3 数字温度表原理电路

动LED的译码显示器CC4511和位选择驱动器5G1413组成。MC14433 A/D按外接部件选择的要求,在满量程 $V_{FS}=2V$ 的情况下,积分电阻 R_{INT} 选 $470k\Omega$,积分电容 C_{INT} 选 $0.1\mu F$,显示数据更新输入DV由转换结束信号EOC馈入,以使A/D转换器不断显示更新数据。A/D转换器的采样速率为4.16次/秒,所以选取RC振荡器的定时电阻为 $300k\Omega$ 。这时的振荡频率为 $66kHz$,失调电压补偿电容选取 $0.1\mu F$ 。信号输入端滤波器的参数选为 $100k\Omega$ 和 $0.01\mu F$ 。

MC14433是自动校零双积分A/D转换器,具有极性自动判别,动态位扫描BCD输出,并有自动量程控制信号输出。七段译码器CC4511把A/D转换器输出的BCD码译成十进制码,点燃LED数码管。由于A/D转换器采用动态扫描方式输出数据,所以只需一块译码器就能驱动各位数码管。共阴极LED数码管,分别由七路达林顿复合晶体管电路5G1413中的四路来驱动,5G1413分别由A/D转换器的位选通信号来驱动。A/D转换器的位选通信号分别按顺序选通,即 DS_3 信号输出高电平,经5G1413的非门变为低电平,接至数码管共阴极上,负号显示由 Q_2 在 DS_1 期间输出如 $V_i > 0, Q_2 = "1"$,经5G1413变为"0",接至符号位输出端,使数码管的g段为"0",符号位熄灭;反之数码管的g段为"1",显示负号。

我们利用AD590制成的数字温度表,在 $-50\sim+150^\circ C$ 范围内,精度达 $\pm 0.5^\circ C$,分辨率为 $0.1^\circ C$,使用很方便。

2. 温度差测量

在温度控制系统,化学过程的监控系统以及温度梯度的测量中均需测量温度差。利用两个AD590和一块运算放大器可进行温度差的测量,电路如图4所示,1#传感器用来感受 $T_1, 2\#$

传感器用来感受 T_2 , R_1 、 R_2 用来补偿 1[#]、2[#] 传感器之间的不对称所造成的误差。

当 $T_1 = T_2$ 时, $I_1 = I_2$, $I = 0$, $V_0 = 0$ 。

若 $T_2 > T_1$, 则 $I_2 > I_1$, $I = I_2 - I_1 > 0$, $V_0 = -IR_3$
 $= -(I_2 - I_1) R_3 < 0$ 。

若 $T_1 > T_2$, 同理可知 $V_0 > 0$ 。

所以温差越大, 运放 A 的输出越大。增大 R_3 的值, 在同样温差条件下 V_0 增大。当然 R_3 的增大是有限制的。另外运放 A 应选用高精度运放, 否则精度受影响。

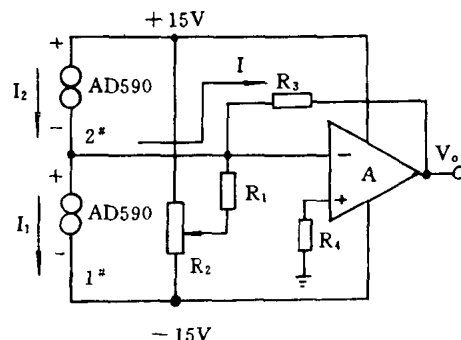


图4 温差测量输入电路

3. 温度补偿

温度补偿是工程上经常要考虑的实际问题。

如热电偶测温, 由于冷端温度改变对热电偶的输出产生明显的误差, 通常采用冷端补偿方法。冷端补偿方法很多, 这里不作分析。现介绍一种利用 AD590 对热电偶进行冷端补偿的方法, 电路如图 5 所示。

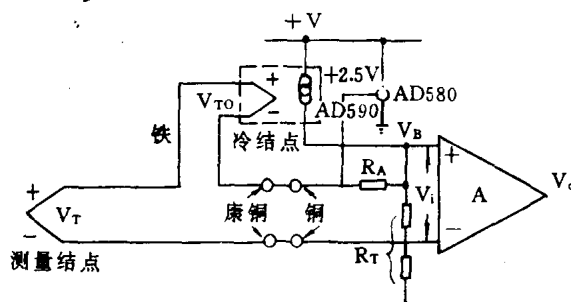


图5 热电偶的冷端温度补偿

由图 5 不难导出加到放大器 A 的输入电压为

$$V_i = (V_B - 2.5V) - V_{T0} + V_T$$

式中 $V_B - 2.5V$ 为 R_A 两端电压降;

V_{T0} 为热电偶冷端所产生的热电势;

V_T 为热电偶热端(测量端)所产生的热电势。

合理的选择电阻 R_A 和 R_T 的值, 使满足 $V_B - 2.5V - V_{T0} = 0$, 则 $V_i = V_T$, 即加到放大器输入端的电压就是热电偶热端所产生的热电势, 与冷端电势无关, 从而达到冷端补偿的目的。由于 AD590 和冷端放在一起, 其产生的电流与冷端温度成正比, 此电流在 R_A 上的压降抵消冷端误差电势, 从而实现补偿冷端误差。

4. 温度监控

在有些温度测量中, 当只需测量温度范围, 即上限温度 T_1 和下限温度 T_2 时, 可用如图 6 所示上下限温度监控电路。它由上下限温度设置电路给出所需的上下限温度, AD590 对应于上下限温度时所感受的电压 V_T , 加到比较器 A_1 的反相端和 A_2 的同相端, 当 $V_T > V_H$ (上限温

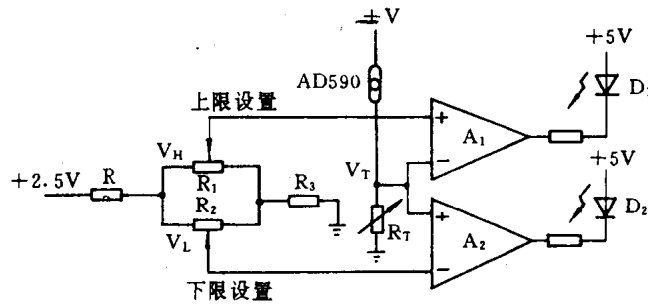


图6 上、下限温度监控电路

度对应的电压值),比较器 A_1 输出“0”,发光二极管 D_1 导通而发亮。当 $V_T < V_L$ (下限温度对应的电压值),比较器 A_2 输出“0”,发光二极管 D_2 发亮。所以当 D_1 和 D_2 均熄灭,表示系统工作在正常温度范围内, D_1 和 D_2 中任一个发亮,表示系统超越某控制温度。

5. 温度控制

温度控制也是工业过程中常遇到的问题,利用一个 AD590 可方便地构成温度控制电路,实现恒温,电路如图 7 所示。电阻 R_{set} 用来设定给定的温度,当 AD590 感受的温度低于设定温度时,比较器 A 反相端的电位低于同相端的电位,输出高电平,复合管导通,接通加热元件,AD590 感受的温度升高。当 AD590 的温度高于给定温度时,比较器输出低电平,加热元件断电。 R_H 和 R_L 应根据设定温度的上、下限来确定,10V 电源将 AD590 和有变化的电源分开,以获得近似恒定的功耗,使 AD590 上的电压为 6V 左右。若 AD590 放在远处感受温度,需用 C_1 滤除噪声。 R_B 的大小根据功率管的 β 和负载所需的电流来确定。

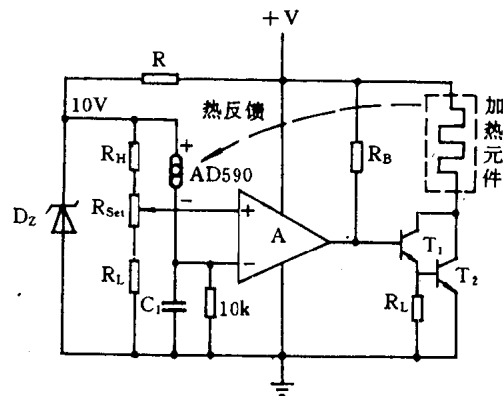


图7 恒温控制电路

另外,利用几个 AD590 并联可测平均温度,利用几个 AD590 串联可测最低温度等。除了温度测量和控制外,还可应用于正比于绝对温度的流速测量,流体和风速的测量。该传感器有很大的实用价值和较高的性能价格比。

2.3 集成温度传感器 AD590 的应用

常熟职业大学 怀 强

1. 温度控制系统

图 1 是一个用 AD590 实现可变温度控制的电路。 R_H 和 R_L 用来限制 R_{SET} 的高、低界线,而 R_{SET} 可能是一个简单的电位器、可调的多圈电位计或一个可变的电阻器件。AD590 的电源来自 10V 标准电压。这样,AD590 与电源波动隔离,从而保持一个适当的电压加在它的两端。电容 C_1 常常用于滤掉从遥远的传感器带来的外界干扰。 R_B 是由晶体管的放大倍数 β 和负载所需电流来决定的。

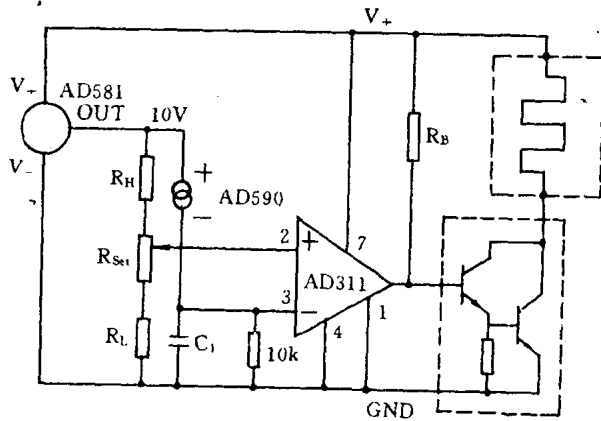


图 1 可变温度控制电路

图 2 所示是用 AD590 作传感器、连续反应的温度控制伺服系统。本电路是为稳定地保持小型圆筒状烘箱

的内部温度而设计的。 A_1 的右侧电路是可变脉冲调制器,设有控制开关,实现了平滑的响应特性。AD590 的输出电流在放大器 A_1 的测定点与基准电流比较,该基准电流由 AD581 产生。激光修正的精密放大器 AD517 对电流作加法运算,经放大的误差信号驱动伺服装置。

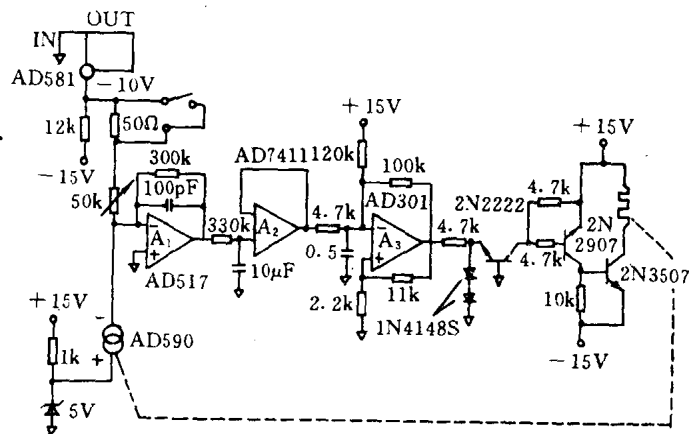


图 2 温度控制伺服系统

2. 高精度摄氏温度计

图3所示是AD590作传感器的高精度摄氏温度计的复合组合法。每个温度计的电路可以

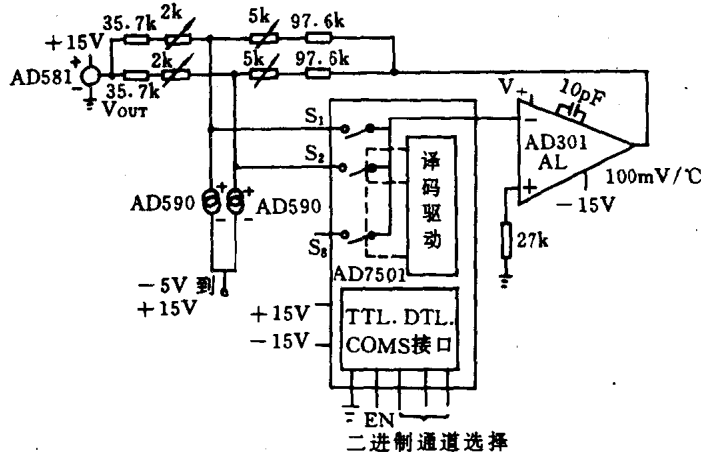


图3 高精度摄氏温度计

对零点和温标系数独立进行调整,故精度很高。在使用范围仅为 10°C 时,精度达到 0.05°C 以内;在使用温度范围为 200°C 时,精度也可达到 0.3°C 。8通道的绝对精度在 -55°C 到 $+125^{\circ}\text{C}$ 内为 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。若运放电源电压使用 $+20\text{V}$,则高温可限定为 $+150^{\circ}\text{C}$ 。AD7501是8路模拟开关,由它可对8条通道上的任何一个模拟量进行选择。图中由AD590和若干电阻组成的相同的两次修正方式电路与通道 S_1 和 S_2 相联。由AD581提供 10V 标准电压,并共用一个运放AD301。在 0°C 时,调节 $2\text{k}\Omega$ 电阻可使输出为 0V ,而调节 $5\text{k}\Omega$ 电阻可使在 100°C 时的运放输出为 10V 。在温度不等于 0°C 时,AD590与和它相联的 $2\text{k}\Omega$ 电阻所流过的电流不平衡,使运放输出电压升高,有一部分电流从运放输出,流过 $5\text{k}\Omega$ 电阻来补充AD590的电流。因此, $V_o = 100\text{K} \times (I_T - 273.2 \times 10^{-6})$ 伏,即输出随温度以 $100\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 灵敏度变化(I_T 为流过传感器电流)。

3. 温差、平均温度和最低温度的测量

图4(a)所示的温差测量电路中,两个传感器处在两个不同的温度环境中,进而产生两股不同的电流 I_1 和 I_2 ,这两股电流的差值流向运放AD741,这样输出一定的电压,并由数字电压表显示出来,构成了用数字显示温差的接法。此电路可应用在流体水平检验器及风速或风向测定法中。

图4(b)和图4(c)可检测温度的最低值和平均值。

4. 热电偶冷端补偿

图5所示是一个J型热电偶冷端补偿电路。它用AD590去检验基准接点的温度。它替代了冰浴作为热电偶的基准温度,使AD590的输出电流所产生的电压相串联来达到补偿目的。为使测量仪表测到所需温度,可通过调节电阻 R_T ,使其在一个已知基准温度下进行校准。电路的温度接近 $+25^{\circ}\text{C}$ 。如果使用低温度系数的电阻,则电路温度范围在 $+15 \sim +35^{\circ}\text{C}$ 间的补偿精度,将保持在 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。对其它类型热电偶,可通过提供不同的电阻值来保证。注意:热电偶的基准电压和电阻是造成误差的主要因素。

5. 4~20mA 电流发送器

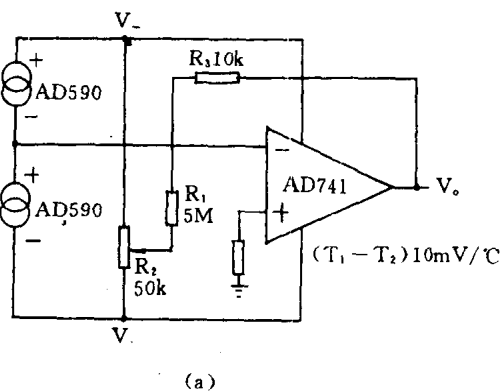
图 6 是一个电流发送器的例子。它被设计用来供 40V、1kΩ 的系统使用。它的最大范围是 4mA 至 20mA，被用作温度测量的有限测量间隔。这样，AD590 灵敏度从 1μA/K 提高到 1mA/°C，使 4mA 电流对应于 17°C，20mA 对应于 33°C。电阻 R_T 是为了调整一个中间的基准温度值而设置的。通过适当选择电阻值，AD590 的工作极限里的任意温度范围均可选用。

6. DAC 调整点

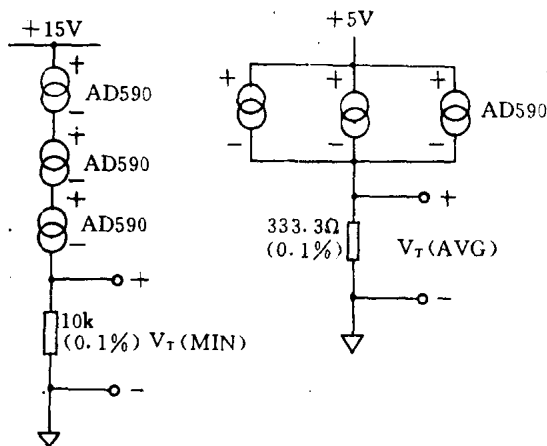
图 7 给出了 AD590 是如何与一个 8 位 D/A 转换器相联，从而产生一个数字控制的调整点的。这个特殊的电路从 0°C（所有输入为高）到 +51°C（所有输入为低），以每步 0.2°C 工作。所示比较器 AD311 具有 1°C 的滞后，这对外界干扰起了防护频带的作用，这是非常必要的（若忽略 5.1MΩ 电阻，则无滞后现象）。当运放输出为高电平（或低电平）时，温度在调整点之上（或之下）。

7. 矩阵转换器

图 8 所示为 CMOS 模拟转换器，它能对 AD590 的电流进行转换。由于 AD590 属电流型，故其转换阻力是不重要的，只要 4V 电压在转换过程中保持不变即可。该电



(a)



(b)

(c)

图 4 温差、平均温度和最低温度的测量
(a)温差测量；(b)最低温测量；(c)平均温度测量

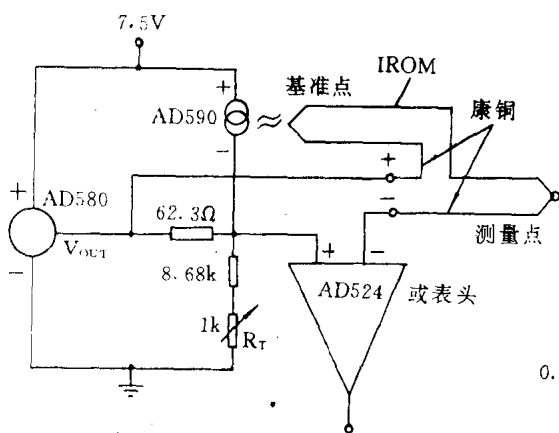


图 5 热电偶冷端补偿

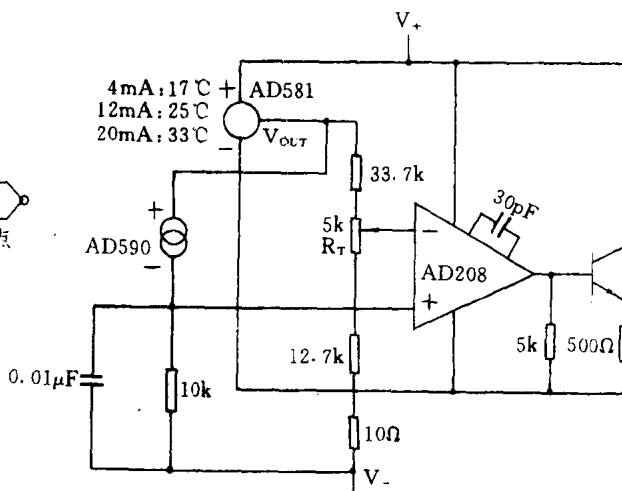


图 6 4~20mA 电流发送器

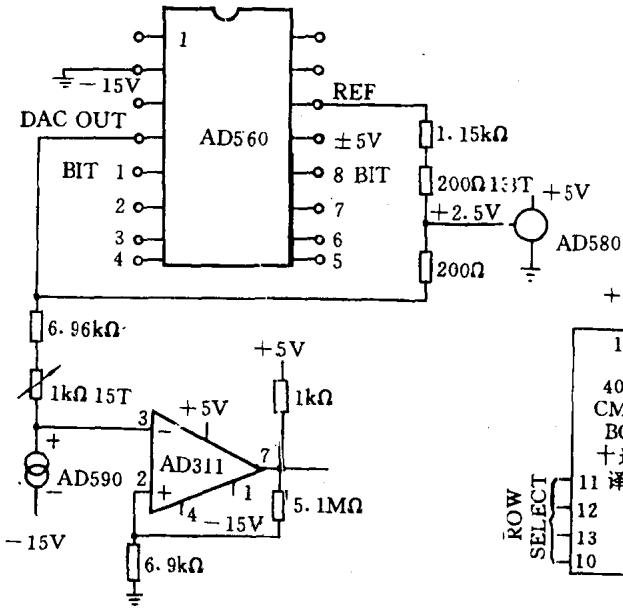


图7 DAC调整点

路能选择 80 个传感器中的一个。

8. 温度-频率变换器

图 9 所示为一个简单的温度-频率变换器,由 AD590 和定时器 NE555 组成,具有线性输出,有 100Hz/K 的灵敏度。它由温度来调制输出频率的矩形波发生器。输出的矩形波的重复频率由电容 C 充电的时间决定,即

$$f = \frac{3K_T T}{(E_C + 3K_T T R \ln 2)C}$$

其中 $K_T = 1\mu A/K$ 。

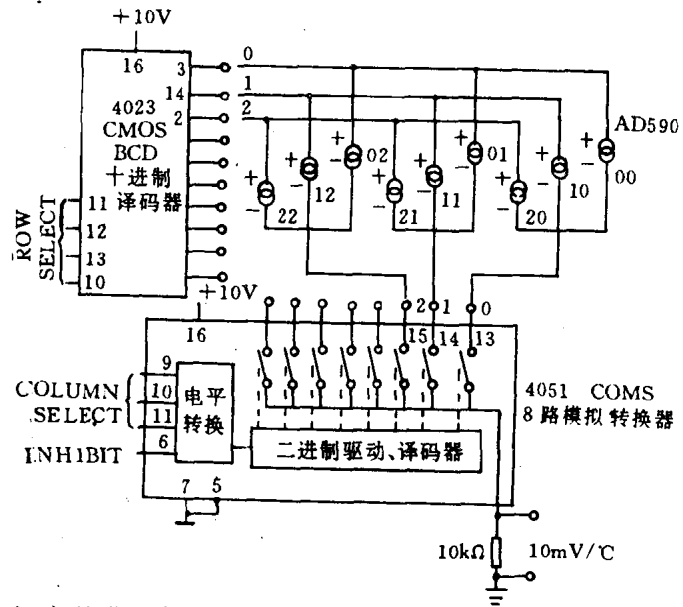


图8 矩阵转换器

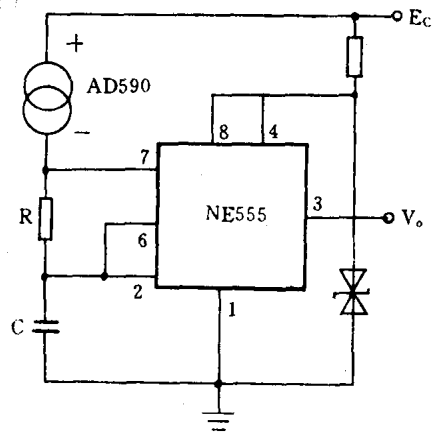


图9 温度频率变换器

2.4 GS-800 和 GS-130 可燃气体传感器

刘 菲

GS-800 和 GS-130 两种传感器件用来检测可燃气体,适于制作防火、防爆报警器。其外形见图 1,它们都由传感器和补偿器两部分组成。其中 GS-130 的补偿器与传感器装在一个外壳内,而 GS-800 的补偿器另做在一个防锈壳内,见图 1(a)。GS-130 的重量为 4 克。GS-800 的补偿器重量为 2.9 克,GS-800 的传感器重量为 2.8 克。

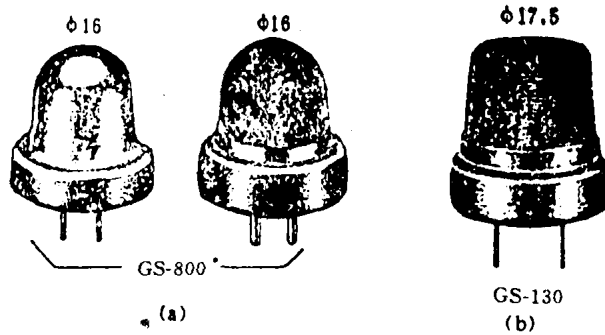


图 1 传感器外形图
(a)GS-800;(b)GS-130

此两种传感器均属热丝型气敏器件,内部结构见图 2。其中加热丝由铂丝制成,它的周围

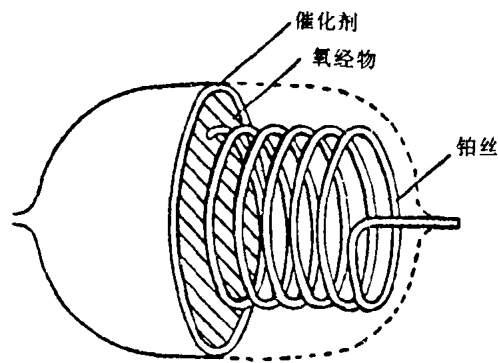


图 2 可燃气体传感器内部结构

包上高温氧化物和特殊的催化剂,外层是双层不锈钢金属丝织成的防爆网。

上述两种传感器件的主要参数:

- (1) 额定电压为 $1.75V \pm 10\%$ (桥路电压);
- (2) 额定电流为 $310 \sim 330mA$;
- (3) 额定输出 $12 \sim 17mA$ (1400ppm 浓度的异丁烷);
- (4) 响应时间小于 20 秒;
- (5) 初始稳定时间小于 10 秒;
- (6) 环境温度 $-10 \sim +50^{\circ}C$;
- (7) 报警点范围: 当异丁烷的报警点设在 $2000 \pm 150ppm$ 时, 酒精的报警点范围为 $2900 \pm 430ppm$ 。

图 3 为 GS-800 传感器件的基本工作电路图, 它是一个惠斯登电桥, 当空气中某种可燃气体的浓度超过某值时, 电桥电路失去平衡, 有输出电压, 起到检测作用。

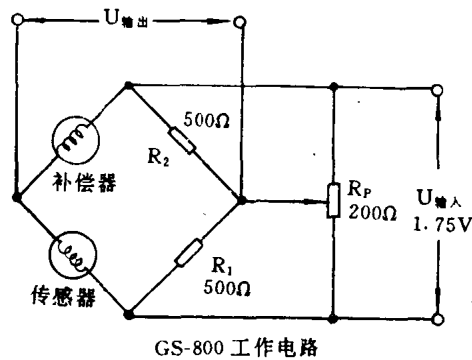


图 3 基本工作电路图

图 4 为 GS-130 传感器件对几种气体的相对灵敏度曲线, 供读者参考。

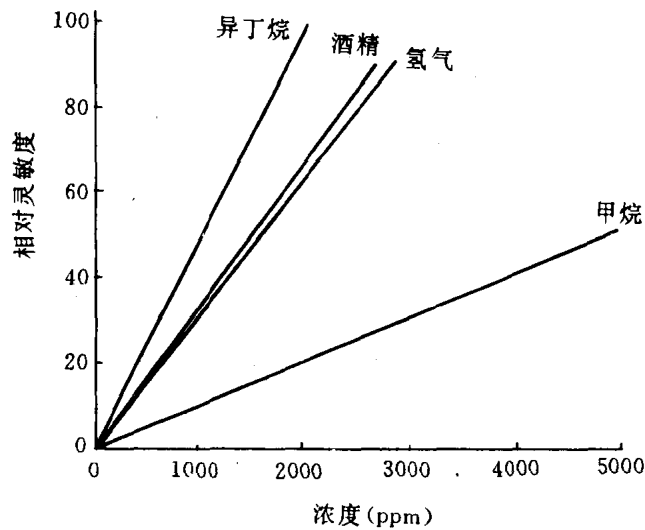


图 4 相对灵敏度曲线

2.5 集成化霍尔开关传感器

王德源

集成化霍尔开关传感器是一种新型的磁敏感器件,它集磁敏霍尔效应片和集成电路为一体,具有灵敏可靠、体积小、无触点、无磨损、使用寿命长、功耗低以及不怕尘土、油污、湿热等优点。在自控装置、家用电器和仪器仪表等电路中应用这种传感器,可简化电路和提高可靠性。本文介绍集成化霍尔开关传感器(以下简称霍尔器件)的基本工作原理和应用电路。

一、基本工作原理

霍尔开关传感器的类型很多,常见的有美国 SPR 公司生产的 UGN(S)3019T、UGN(S)3020T、UGN(S)3030T、UGN(S)3075T/U[上海半导体器件 16 厂的相应产品型号为 SLN(S)3019、SLN(S)3020、SLN(S)3030、SLN(S)3075]和日本松下公司生产的 DN837、DN839、DN6837、DN6839[南京半导体总厂的相应产品型号为 CS837、CS839、CS6837、CS6839]等。下面主要以常用的 UGN(S)3019T 等为例来解释霍尔开关传感器的工作原理。

图 1 所示为 UGN(S)3019T 的内部功能和引脚排列图。

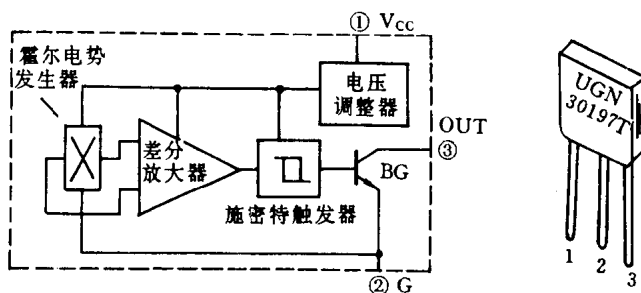


图 1 3019T 的内部结构及引脚

UNG(S)3019T 中的敏感元件是霍尔电势发生器,它是一片用 P 型硅材料作衬底、N 型硅材料为外延层的霍尔效应片。当霍尔效应片垂直置于磁通密度(磁感应强度)为 B 的磁场中,并对其施加控制电流 I 时,在垂直于电流 I 和磁场的方向上就产生电动势 E 即霍尔电势,如图 2 所示。霍尔电势 E 与外加磁场的 B 和控制电流 I 成正比,而与霍尔效应片的厚度 d 成反比,即 $E=KIB/d$,式中 K 为霍尔系数,是一个与霍尔效应片材料有关的常数。对工作电压稳定的霍尔传感器来讲,其产生的霍尔电势基本上仅与磁感应强度有关,而且两者为线性正比关系。

霍尔效应片产生的电势由差分放大器进行放大,随后被送往施密特触发器。当外加磁场的

B 小于霍尔器件的磁场工作点 B_{op} (0.03~0.48T, T 即特斯拉) 时, 差动放大器的输出电压不足以开启施密特触发器, 故而驱动管 BG 截止, 霍尔器件处于关态。当外加磁场的 B 等于或大于 B_{op} 时, 差分放大器的输出电压也达到或大于施密特触发器的开启电压阈值, 于是 BG 导通, 霍尔器件处于开态。此时若外加磁场逐渐减弱, 霍尔器件并不立即进入关态, 而是减弱至磁场释放点 B_{rp} , 使差分放大器的输出电压降到施密特触发器的关闭阈值, 至此 BG 才由导通转为截止。

霍尔器件的磁场工作点 B_{op} 和释放点 B_{rp} 之差 ΔB 为磁感应强度的回差(磁滞)宽度。 B_{op} 和 ΔB 是霍尔器件的两个重要特性参数。 B_{op} 越小, 器件的灵敏度越高; ΔB 愈大, 则器件的抗干扰

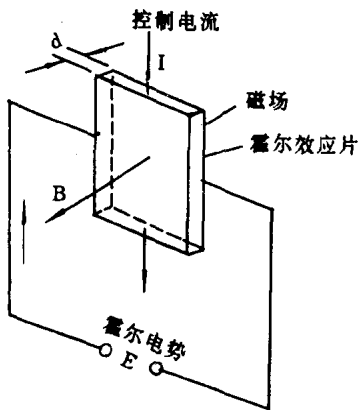


图2 霍尔效应原理图

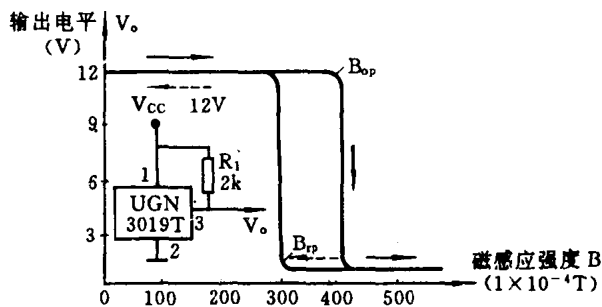


图3 3019T 的转移特性

性能愈好。图3所示为UGN(S)3019T的转移特性, 从中可清楚地看出 B_{op} 和 ΔB 对器件性能的影响。霍尔器件所具备的回差特性使它的抗干扰性能明显提高, 外来杂散干扰磁场不易使其产生误动作; 同时器件的输出信号已经由施密特触发器进行过整形, 因此可直接去驱动对波形前后沿要求较高的电路, 这样便能大大简化整个装置中有关部分的电路结构。

UGN(S)3019T 内还设置了电压调整电路。除 BG 的工作电压外, 其它电路的电源电压均由电压调整器输出的 3.4V 电压供给, 而与器件的外加电源电压高低无关。外加电源电压的范围很宽, 为 4.5~24V, 因而给不同的应用带来了便利。UGN(S)3019T 的输出管 BG 采用集电极开路结构形式, 便于器件与其它集成电路或负载直接接口, 增强了应用的灵活性。

UGN(S)3019T 的主要特点及参数是: 可靠性强; 抗干扰性能好 ($B_{op}=0.03\sim0.048T$, $B_{rp}=0.015\sim0.042T$, $\Delta B_{典型}=0.012T$); 温度特性优良 (工作温度范围: UGN3019T 为 $0\sim70^{\circ}C$, UGS3019T 为 $-40\sim+150^{\circ}C$); 电源电压范围宽; 输出电流能力强 (灌入电流 $>15mA$); 兼容性好 (能与 TTL、HTL 及 CMOS 等集成电路直接接口); 动作响应时间快 (开关频率可达 $100kHz$) 以及体积小、寿命长和使用方便等。

由上可见, UGN(S)3019T 属于单稳开关型霍尔传感器, UGN(S)3020T 与它同类。在美 SPR 公司 UGN3000 系列中属于双稳开关型霍尔传感器的有 UGN(S)3075T 和 UGN(S)3030T 等。双稳开关型霍尔器件的特点是: 当外加磁场的磁感应强度达到器件的 B_{op} 时, 开关接通; 磁场消失后器件仍保持通态; 只有在施加反极性磁场, 而且磁感应强度达到 $-B_{op}$ 时器件才翻回到关态。以上两种类型开关霍尔器件内部功能的主要区别在于, 施密特触发器是单稳型的

还是双稳型的,其它部分电路的基本原理完全相同,故这里对双稳开关型霍尔器件的工作原理不再赘述。

二、基本应用电路

霍尔器件主要作为无触点开关检测元件使用,例如用作行程开关、接近开关、限位开关、汽车点火器、温度开关、压力开关、无刷电动机触点和电子键盘等。由于从根本上消除了开关触点抖动现象,其开关可靠性远比干簧管和电磁继电器等普通元件要高,还适合在特殊或恶劣条件下工作。

霍尔器件与后级电路很容易接口,只要保证电源电压及负载电流不超出器件的允许范围,它就能安全地直接与各种元器件接口。图4示出了UGN(S)3019T驱动几种常用元件的接口电路。

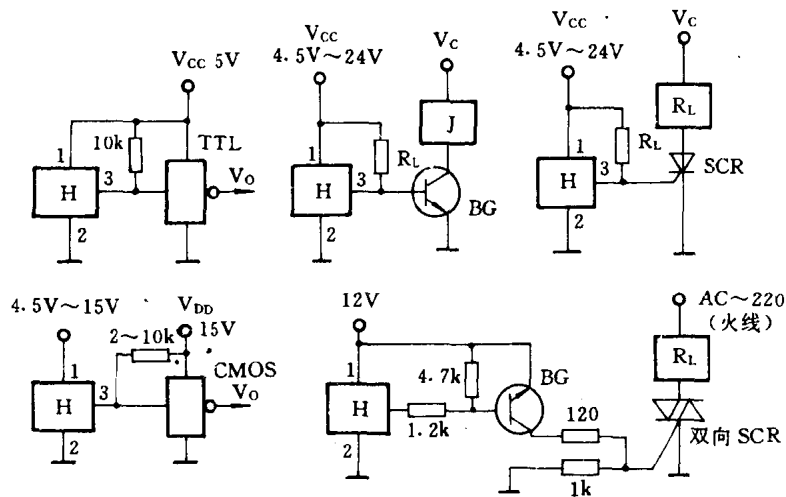


图4 3019T驱动接口电路

三、使用注意事项

(1) 为了保证霍尔器件可靠工作,外加磁场应足够强,即在所要求的磁钢和霍尔器件的间隔距离内,磁感应强度应大于霍尔器件的 B_{op} 最大值。考虑到温度变化和器件参数离散性等因素的影响,一般还应适当增加 20~30% 的余量。例如 UGN(S)3019T 的 B_{op} 最大值为 $480 \times 10^{-4} \text{T}$,所施加的磁感应强度就需为 $570 \sim 620 \times 10^{-4} \text{T}$ 。在某些情况下,通常可根据调试效果来确定磁感应强度(磁钢的磁强)。

(2) 对霍尔器件施加磁场的方法有多种,用得较多的是图5所示的滑动靠近式。当磁钢和霍尔器件两者靠近时,霍尔器件上施加的磁感应强度就增加;反之,两者间隔大或距离远时,磁感应强度便减弱。由于一般霍尔器件的灵敏度不是很高,应选用磁力较强的磁钢与它配合,这样能降低对两者间隔距离的要求,便于安装及调整。磁钢的磁强与其合成的材料,几何形状和尺寸等都有密切关系。对于用同一材料做成的磁钢,若要增强磁场强度,可选长一点的;若需扩展磁场范围,可选直径或端面大一点的。增强霍尔器件上的磁感应强度还可采用图6所示的双

磁钢推拉激励法。此外,还可如图 7 所示那样设置用低碳钢制成的磁力线集中器,以使磁钢产

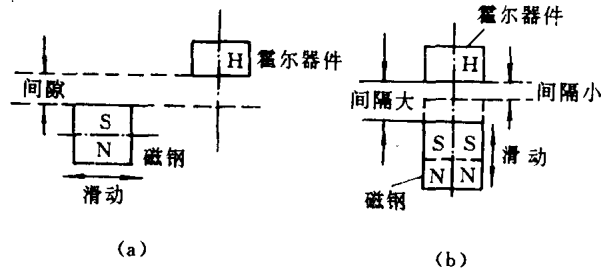


图 5 (a)横向滑动式;(b)纵向滑动式

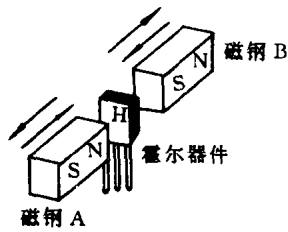


图 6

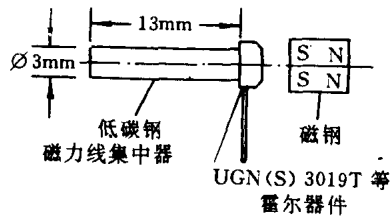


图 7

生的磁力线受到一定的集束作用,从而让穿过霍尔器件的磁通密度比不用集中器时增强 30~70%,相当于增强了磁钢的磁性。

(3) 安装霍尔器件时,应把其敏感面(即有型号的一面)对着磁钢的相应极面,即 S 型器件的敏感面对着磁钢的 S 极面,N 型器件则对着 N 极面。也可以将两者都反置,只是灵敏度要低一点,此法除了在双磁钢推拉激励等少数安装场合外,一般较少采用。

(4) 当霍尔器件受到较大的机械应力时很容易损坏,因此在安装时应注意不得对其外壳和引脚施加大的应力。另外,焊接时注意温度不可太高,否则可能烫坏塑封外壳或损坏器件。霍尔器件的引脚剪短后,留下的一段引脚不得短于 3.5mm。

(5) UGN(S)3020T 与 UGN(S)3019T 甚为相似,但前者的灵敏度较高,后者的抗干扰性能较佳。因此,在磁干扰较大的场合,一般可用 UGN(S)3019T;若要求较高的磁触发灵敏度,可选用 UGN(S)3020T。

2.6 一种新颖实用的氧气/频率转换电路

山东省果树研究所贮藏研究室 张道辉

本文介绍的转换电路能把氧气含量变换成频率形式,与具有同种功能的其它电路相比,具有造价低、线性度高、实用性强的特点。输出的频率信号可直接输入到计算机中,与其组成一套完整的测控系统。

一、氧传感器及工作条件

1. 氧传感器工作原理

转换电路如图 1 所示,图中 γ_D 是氧传感器,也称极谱式氧电极。图 2 是其平剖图,主要由

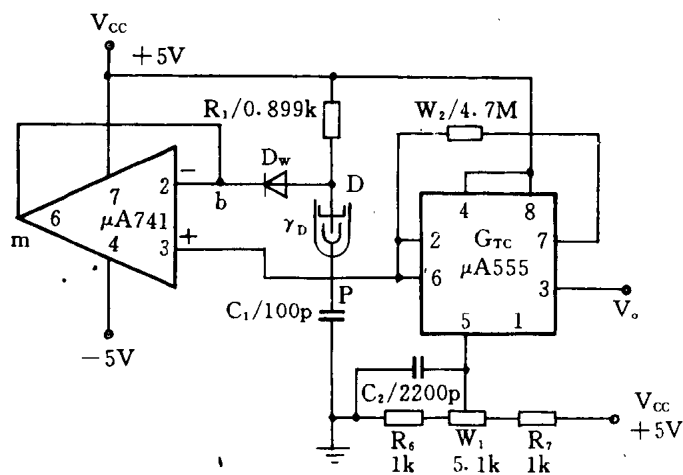


图 1 氧气/频率转换电路

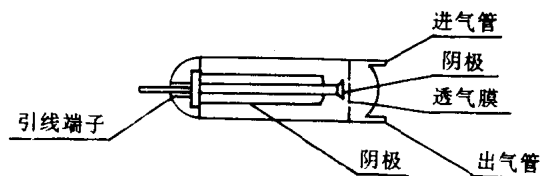


图 2 氧传感器结构图

阳极(A_g-A_gCl)、阴极(P₁)、透气膜、电解液和气室等构成。在阴极和阳极之间要加一稳定的工作电压(0.63~0.64V),也称极化电压。当待分析气体进入气室并通过透气膜扩散到阴极时便产生电解电流,此电流的大小与待分析气体中氧浓度成正比,其特性曲线如图3所示。图中A是有氧时曲线,B是无氧时曲线。从图3可看出,选择适当的工作电压是氧传感器正常工作的必备条件。我们选定的工作电压为0.635V,正好在图3中III区的中点。

2. 氧传感器工作电压的产生

图1中A_K、D_w、R₁等组成一个能提供给r_D 0.635伏工作电压的电路。P点电位最大值V_{pmax}为 $\frac{2}{3}V_{CC}$,最小值V_{pmin}为 $\frac{1}{3}V_{CC}$,由“555时基电路”特性决定。电压波形如图4中a所示。运放A_K接成跟随器形式,输出端直接与反相输入端相联,使增益A_v=V_o/V_i=1。电源电压V_{CC}为5伏。

当V_p=V_{pmin}=V_{CC}/3时,V_m=V_pA_v=V_b=1.666V。

D_w采用晶体管3DG6的be结,选be结正向导通压降V_{DW}为0.635伏的管子,相当于一只小电流稳压二极管,有很好的稳压性能。

∵V_{DW}=0.635V,∴V_D=V_b+V_{DW}=2.301V。

当V_p=V_{pmax}=2V_{CC}/3时,V_m=V_pA_v=V_b=3.333V,V_D=V_b+V_{DW}=3.968V。

氧传感器两端电压V_{rD}=V_D-V_p,根据以上计算结果可得:

当V_p为最大值时,V_{rD}=V_D-V_p=0.635V

当V_p为最小值时,V_{rD}=V_D-V_p=0.635V

当V_p为其它值时,同理可得V_{rD}=0.635V

此结果与用示波器所测电压波形完全一致,这样,V_p由V_{CC}/3变化到2V_{CC}/3再变回到V_{CC}/3的过程中,V_D也随之而变,使V_{rD}始终保持在0.635V,满足了氧传感器对工作电压的要求。图4中b、c是用示波器测出的V_D和V_m的电压波形。

3. R₁电阻值的确定

选择适当的R₁值,可给D_w提供最佳工作电流,用“晶体管特性图示仪”选择出be结正向电流在1~4mA时,两端压降为0.635V,且稳定性较高的3DG6晶体管作D_w管。当V_p=1.666V时,选I_{R1}=3mA,因为A_K和r_D吸收电流极小,可认为I_{DW}≈I_{R1}。因为V_{R1}=V_{CC}-V_D=5-2.301=2.699V,所以R₁=V_{R1}/I_{R1}=0.899kΩ。

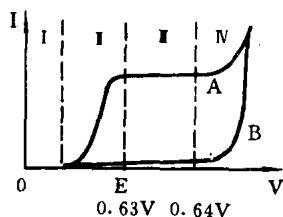


图3 传感器特性曲线

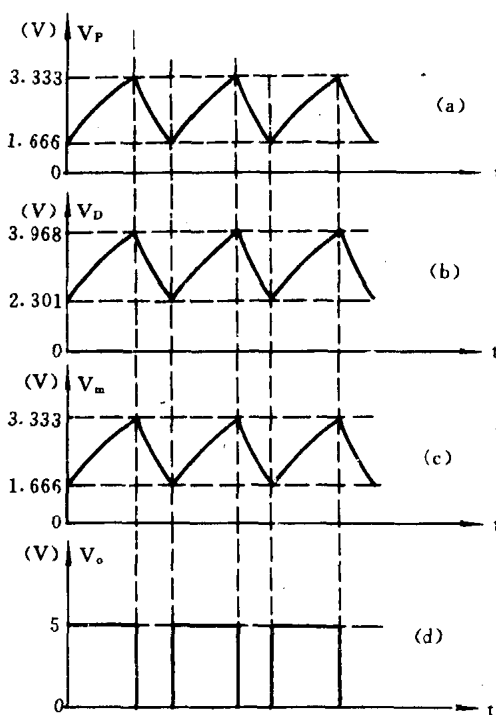


图4 电压波形

当 $V_p = 3.333V$ 时, 因为 $V_{R1} = V_{CC} - V_D = 5 - 3.968 = 1.032V$, 所以 $I_{R1} = V_{R1}/R_1 = 1.032/0.899 = 1.147mA$ 。

由以上计算知: 在整个工作过程 D_w 中电流在 $1.147 \sim 3mA$ 范围内变化, 可保证 D_w 两端有很稳定的压降。所以, 选 $R_1 = 0.899k\Omega$ 完全符合电路要求。

二、变频信号的生产

图 1 中时基电路 G_{TC} 与 R_1 、 r_D 、 C_1 、 W_1 等组成多谐振荡器, W_1 、 W_2 可调整振荡频率。电源接通瞬间, C_1 上电压为零, G_{TC} 输出端 V_o 为高电平, V_D 中产生的电解电流给 C_1 充电, 同时 P 点电位随 C_1 的充电时间而增加, 当 $V_p \geq 2/3V_{CC}$ 时, V_o 变为低电平, 同时 G_{TC} 7 脚和地端接通, C_1 通过 W_2 对地放电, V_p 随 C_1 的放电时间而下降, V_p 下降到 $1/3V_{CC}$ 时, V_o 又变为高电平, G_{TC} 7 脚与地端断开, 放电过程结束。放电时间 $t_{放}$ 与 W_2 成正比, 用关系式表示为

$$t_{放} = W_2 C_1 \ln 2 \quad (1)$$

放电过程结束的同时, 充电过程又开始, V_p 随 C_1 的充电时间从 $1/3V_{CC}$ 开始上升, 升到 $2/3V_{CC}$ 时, V_o 又变为低电平, 充电过程结束, 充电时间 $t_{充}$ 与氧传感器中电解电流 I_{rD} 成反比。用关系式表示为

$$t_{充} = \frac{V_{rD}}{I_{rD}} C_1 \ln 2 \quad (2)$$

设 $V_{rD}/I_{rD} = Z_{rD}$, 则

$$t_{充} = Z_{rD} C_1 \ln 2 \quad (3)$$

充电过程结束的同时, 放电过程又开始, 这样周而复始的充放电而形成振荡, 其振荡频率与氧浓度成正比, 而且有线性关系。由式(1)和式(3)得 f 的表达式为

$$f = \frac{1}{t_{充} + t_{放}} \approx \frac{1.44}{(Z_{rD} + W_2) C_1} \quad (4)$$

由式(4)可知, f 的变化只与 Z_{rD} 有关 (W_2 、 C_1 是常数), 也就是只与氧浓度有关。在 G_{TC} 输出端可得到图 4 中 d 的电压波形。

按图 1 所示电路及元件值, 可把灵敏度调整到氧浓度每变化 1%, f 相应的变化为 10Hz。图 4 是 V_p 、 V_D 、 V_m 、 V_o 的电压波形及它们之间的时间对应关系, 这些波形都经过示波器检验, 借助图 4 可更容易的分析图 1。

三、结 束 语

按图 1 所示参数组成的转换电路, 工作稳定可靠, 线性度好, 氧浓度在 0~50% 范围内非线性小于 0.15%, 最大误差小于 $\pm 1\%$ 。实用结果表明, 该转换电路具有线性度好、运行可靠、制造容易、成本低等优点, 有较高的实用价值。

2.7 MCS-51 单片机与数字式温度传感器的接口设计

天津河北工学院 刘教民

数字式温度传感器(简称 SWC),又称集成数字脉冲式感温探头,是一种新型的三端温度变送器件。该器件采用集成模块化设计,可以直接将被测温度信号转化为数字脉冲信号输出。具有传输距离远,抗干扰能力强,转换精度高等优点。可以方便地与 MCS-51 系列单片机接口,而省去 A/D 转换集成电路,降低成本,提高可靠性,缩小体积,可广泛地应用于军事、医药卫生、食品及自动化测控系统中。

SWC 三条管脚的名称分别为:控制线(K)、信号线(S)、公共线(G),其 K 端实际上也是电源线,其工作方式有外加电或宽脉冲触发式。当对其控制线加电(或宽脉冲)触发时,经复位时间 TQ 之后信号线上便输出一串脉冲,该串脉冲的个数即表示被测温度的数字量(见图 1)。这里需要说明一点,即输出脉冲个数的多少不取决于加电脉冲的宽度,而取决于 SWC 内部正比于温度的参考电压的大小,即取决于温度的高低。利用 SWC 这种特点可以方便地与单片机配接,方案有两种,下面分别予以介绍。

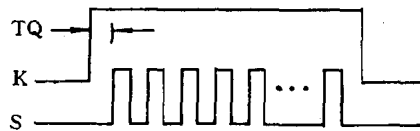


图 1 SWC 引脚信号波形

1. 外加电方式

第一种方案为外加电方式,即控制线 K 上所加宽脉冲为一外接振荡器,由振荡器的脉宽控制 SWC 启动,如图 2 所示。SWC 传感器出厂均严格约定每个脉冲为 0.1°C 的增量,而脉冲频率为 15kHz 左右,8031 单片机的 $\text{P}_{3.4}/\text{T}_0, \text{P}_{3.5}/\text{T}_1$ 引脚为计数器时,对外部事件的最大计数速度为 $f_{\text{osc}}/24$,若机器晶振为 6MHz 时, $6\text{M}/24 \gg 15\text{kHz}$,故计 15kHz 左右的脉冲是没有问题的。 15kHz 脉冲的周期为 0.067ms ,SWC 传感器的测量上限若为 150°C 时, 150°C 需要计 1500 个脉冲,大约 100ms 左右,即在控制线 K 端加电的脉宽应大于 100ms ,否则会引起误差。重复对

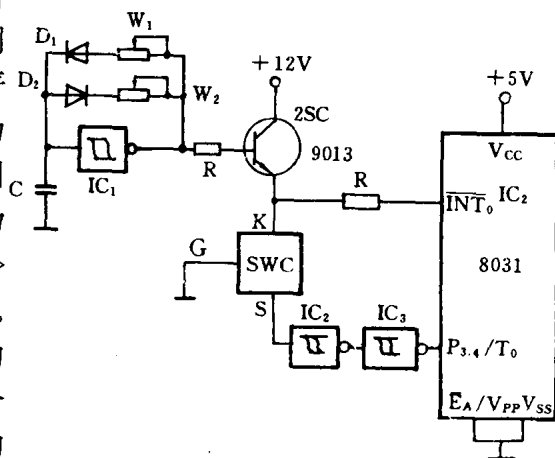


图 2 SWC 的外加电方式接口电路

SWC 进行加电启动,可实现对被测温度的连续采样。

若以 $P_{3.4}/T_0$ 为计数输入端,则必须将 8031 特殊功能寄存器 TMOD 中的 D_3 位,即门控制位 GATE 置为“1”,并将 D_2 位 C/\bar{T} 位置为“1”,则只有当定时器运行控制位 $TR_0=1$ 时,且 $\overline{INT_0}$ 引脚为高电平时才启动 T_0 计数器计数。这种情况下只要 $\overline{INT_0}$ 为高电平,计数便开始。 $\overline{INT_0}$ 为低电平停止计数, T_0 计数受控于 $\overline{INT_0}$ 的高低电平。利用这一特点,让 SWC 的控制线 K 与 $\overline{INT_0}$ 相连,只要 $\overline{INT_0}$ 变为高电平时,一方面给 SWC 加电,其输出 15kHz 的脉冲,另一方面使 8031 计数器 T_0 开放,开始计数。计数脉冲的多少,就是温度的数字量。

图 2 中 IC_1 为施密特触发器,它和电容 C、电位器 W_1 、 W_2 一起构成占空比和频率均可调的多谐振荡器; W_1 、 W_2 可设定脉冲占空比,振荡器输出宽脉冲驱动三级管 2SC9013 给 SWC 控制线 K 加电,每加一次电即采样一次,SWC 传感器的信号线 S 经两级施密特触发器整形后,送至 8031 的 $P_{3.4}/T_0$ 端计数。

在大型冷库,化工自动化等工程中往往需要进行多点的温度巡检,那么可以按图 3 线路设

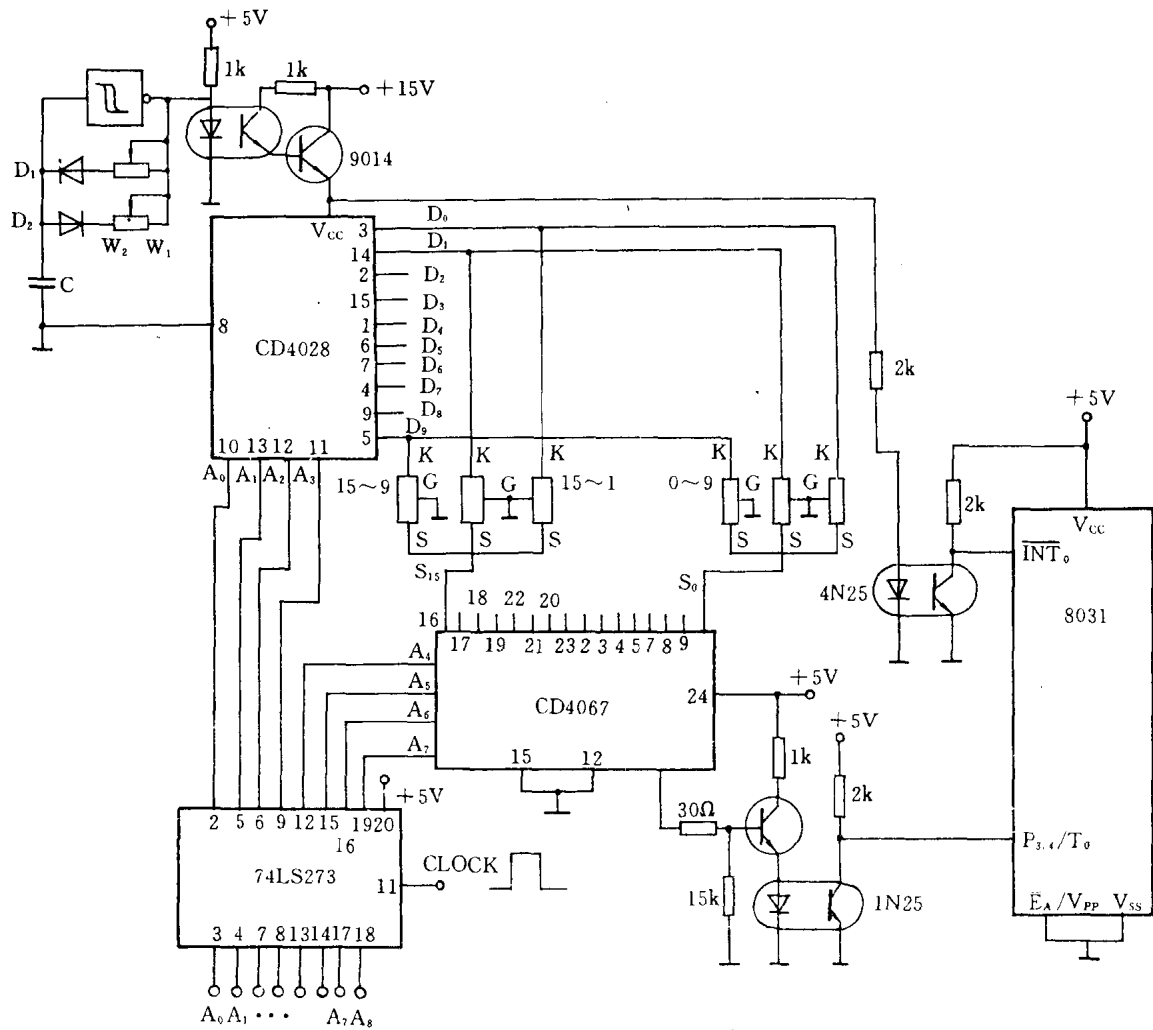


图 3 多点温度巡检电路接口

计。图 3 中 CD4028 是 CMOS 的 BCD 码/十进制译码器, CD4067 是 CMOS 十六选一模拟开关, 74LS273 是八 D 锁存器, 可以将不同的二进制数在 11 脚为高电平时锁存在该器件中, 这样将可利用不同的二进制数每次只能选通某个通道。该电路将 CMOS 逻辑电平控制和多路模拟开关控制相结合, 最大限度地组合利用器件的通道容量, 从而可以用八位二进制码来完成最多可达 160 路 SWC 测温电路的通断控制, 可以方便地实现计算机巡检, 以便进行多点温度控制。

2. 软件实现方式

第二种方案, 是利用软件实现一个脉宽大于 100ms 的方法, 来代替第一种方案中的外加多谐振荡器, 而其它接口电路与第一种方案一样, 这里不再重复。

若在 $P_{1.0}$ 引脚上输出上述方法, 假定系统时钟频率为 6MHz, 选用定时器 T_0 , 且使其工作在方式 1, 则有定时初值

$$X = 2^{16} - \frac{100 \times 10^{-3} \times 6 \times 10^6}{12} = 15\ 536$$

化为二进制数: $X = 00111110010110000$, 十六进制为: $X = 3CB0H$, 故定时器 T_0 的初值为 $B0H$ (TL), $3CH$ (TH)。定时器初始化和中断服务程序清单如下:

```

ORG    0000H                ;初始化程序入口
SJMP   INIT
ORG    00BBH                ;T0 中断入口
CPL    P1.0                 ;对 P1.0 取反操作
RET1
ORG    0040H                ;T0 初始化程序入口
INIT:  MOV    TMOD, #01H     ;选用 T0 工作方式 1
        MOV    TL, #B0H     ;给 T0 置初值
        MOV    TH, #3CH
        SETB   EA           ;开中断
        SETB   ET0         ;允许 T0 中断
        SETB   PT0        ;T0 为高优先级中断
        SETB   TR0        ;启动 T0
        LJMP   MAIN        ;转主程序

```

这种方法以在 $P_{1.0}$ 口输出定时方波来给 SWC 不断加电实现连续采样, 使接口电路极为简单方便。且 SWC 输出脉冲的传输距离一般可达 500 米以上, 转换速度小于 3ms, 误差不大于 $0.3^{\circ}C$, 使得这种传感器应用非常广泛, 且与数字化仪器仪表配套联接。

2.8 数字式温度传感器 SWC 与 8031 的接口及应用

毛新生

数字式温度传感器(简称 SWC)是一种直接输出已经标定的数字脉冲信号的三端温度变送器件,三个端子分别为控制线 K、信号线 S 和公共线 G。控制线实际上就是 SWC 的电源线,当对其加电时,信号线上即输出一串方波脉冲,每个脉冲固定表示 0.1°C 的温度数量,对应于 SWC 标称感温范围最下限的脉冲输出个数为零。

较之传统的温度传感器件,SWC 最重要的特点之一就是标定输出的数字信号在与电子计算机等数字化设备配套接口时特别方便。因此,利用 SWC 和 MCS-51 系列单片机,再配以适当接口电路,不难组成廉价实用的温度测量系统。本文介绍一些 SWC 与 8031 单片机接口的软硬件设计实例。

1. 用内部定时/计数器实现 SWC 与 8031 的接口

由 SWC 的工作原理可知,所谓 SWC 的应用,实际上就是对 SWC 的控制线加电后,紧接着检测信号线上输出脉冲的个数,从而得到被测温度的数字量。8031 内部有两个相同的 16 位定时/计数器,可用来对外部事件进行计数,利用这一点,将 SWC 的信号线接入 8031 某计数器(例 T_1)输入端,再由 8031 的某 I/O 口(例如 $P_{1.0}$)控制向 SWC 的控制线加电,便实现了对被测温度的采样。电路如图 1 所示。源程序见清单 1 所示。

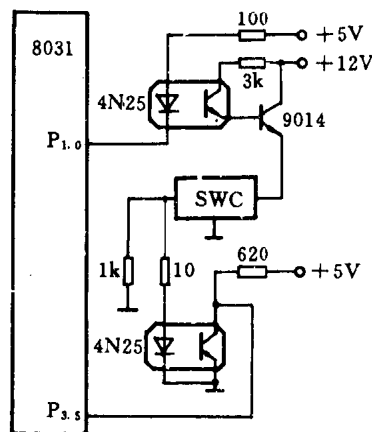


图1 SWC 温度测量电路

2. 用查询法实现 SWC 与 8031 的接口

当 8031 内部两个定时器/计数器已派作别用时,可用其他任意两条 I/O 线,采用查询法实现 SWC 与 8031 的接口。

电路仍可参考图 1,将 $P_{3.5}$ 改为 $P_{1.1}$ 。利用数据指针寄存器 DPTR 作为温度脉冲计数器,

当 $P_{1.0}$ 输出低电平, SWC 的控制线被加电时, $P_{1.1}$ 检测 SWC 信号线上的电平状态, 每出现一轮“0”和“1”的转变, 便将 DPTR 内容加 1。寄存器 B 用于延时, 以保证 SWC 有足够的时间工作完毕。最后将 DPTR 中代表温度值的数据分别存入内部 RAM 的 30H、31H。源程序见清单 2 所示。

3. 一种实用温度湿度遥测仪电路

图 2 是采用 8751 设计的一种实用电路, 用于实现温度和湿度的远距离测量。据实测, 探头 (SWC) 与主机的工作距离可达 500m 以上。

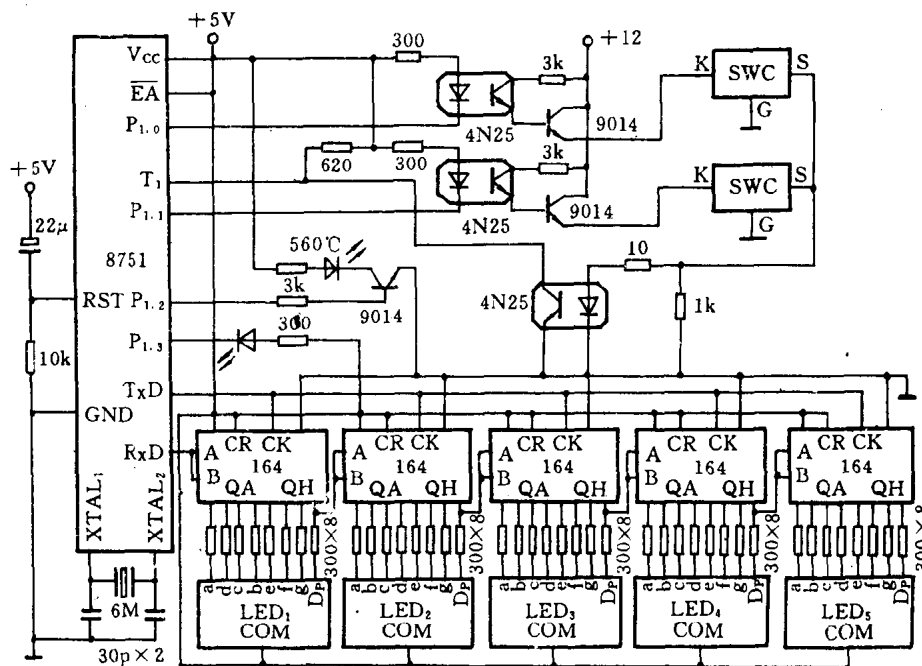


图 2 实用温度、湿度遥测仪

湿度的测量采用干湿表法, 两只 SWC 分别作为干温探头和湿温探头, 首先测得干球温度 t 和湿球温度 t' , 再用公式计算出绝对湿度 e 和相对湿度 u 。

接口部分采用了前述外部计数输入方式, 仍用定时/计数器 T_1 接收温度脉冲, 用 $P_{1.0}$ 、 $P_{1.1}$ 控制分别向两只 SWC 加电。

用 8751 的串行口向移位寄存器 74HC164 输出数据, 74HC164 驱动 LED 数码管组成的显示电路。三只数码管间歇交替显示温度与绝对湿度, 其余两只显示相对湿度。为区别温度和绝对湿度, 在三只数码管后加接一只 $^{\circ}\text{C}$ 符号管 (用同型号数码管倒过来利用小数点与有关段组成 $^{\circ}\text{C}$), 该符号管由 $P_{1.2}$ 控制驱动, 显示温度时符号 $^{\circ}\text{C}$ 亮, 显示绝对湿度时 $^{\circ}\text{C}$ 熄。另外还用 $P_{1.3}$ 驱动一只扁形发光二极管作为负温时的负号显示。

该温度湿度遥测仪的测温量程为 $-10\sim+40^{\circ}\text{C}$, $0\sim+100^{\circ}\text{C}$; 分辨力为: 温度 0.1°C , 绝对湿度 0.1hPa , 相对湿度 1% ; 允许误差为: 温度 $<\pm 0.3^{\circ}\text{C}$, 相对湿度 $<\pm 5\%$, 绝对湿度 $<\pm 1\text{hPa}$ 。

程序流程图如图 3 所示。

源程序清单 1

```

ORG 8200H
8200 90 00 00    MOV DPTR, #0000H    ;清 DPTR
8203 75 F0 FF    MOV B, #0FFH        ;置延时系数初值
8206 C2 90      CLR P1.0          ;向 SWC 加电
8208 20 91 07    PP, JB P1.1, PS    ;若 P1.1≠0, 转出
820B 75 F0 FF    MOV B, #0FFH        ;重置延时系数初值
820E 30 91 FD    PL, JNB P1.1, PL   ;等待出现“1”
8211 A3          INC DPTR          ;温度值加 1
8212 D5 F0 F3    PS, DJNZ B, PP     ;延时未完, 返回
8215 D2 90      SETB P1.0        ;关断 SWC 电源
8217 85 83 30    MOV 30H, DPH       ;温度值高位取入 30H
821A 85 82 31    MOV 31H, DPL       ;温度值低位取入 31H
821D 22          RET              ;返回
  
```

源程序清单 2

```

ORG 2980H
8080 75 89 50    MOV TMOT, #50H     ; T1 设方式 1
8083 75 8D 00    MOV TH1, #00H      ; 清 T1 高位
8086 75 8B 00    MOV TL1, #00H      ; 清 T1 低位
8089 C2 90      CLR P1.8          ; 向 SWC 加电
808B D2 8E      SETB TR1         ; 允许 T1 计数
808D 7A 50      MOV R2, #50H      ; 延时系数 1
808F 7B FF      YS1, MOV R3, #0FFH ; 延时系数 2
8091 DA FE      YS2, DJNZ R3, YS2  ; 小延时
8093 DB FA      DJNZ R2, YS1      ; 共延时约 70ms
8095 C2 8E      CLR TR1          ; 禁止 T1 计数
8097 D2 90      SETB P1.0        ; 关断 SWC 电源
8099 85 8D 30    MOV 30H, TH1     ; 温度值高位取入 30H
809C 85 8B 31    MOV 31H, TL1     ; 温度值低位取入 31H
809F 22          RET              ; 返回
  
```

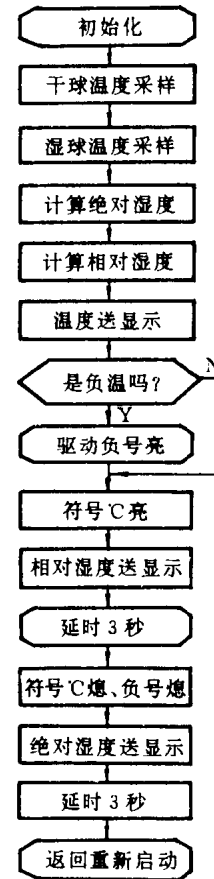


图 3 温、湿度测量程序流程图

2.9 低成本高精度压力传感器微机接口设计

哈尔滨工业大学 王广林 孙立宁 陶崇德 罗克然 邵东向

一、引言

对于桥式传感器,为了排除电路漂移影响及抑制共模干扰,在一些分立元件的二次仪表电路中多选用交流供电,而被测量是调制的交流信号,放大电路则可以采用交流放大器,经检波或解调后取出放大后的被测信号送去显示。近年来随着集成电路技术的发展,对于桥式传感器信号的放大已逐渐采用直流放大器,特别是在电阻桥式应变传感器中,采用直流供电,线性运放作为直流微信号放大的设计很普遍,而电路的漂移和共模干扰问题,靠集成放大器本身的低漂移或稳零特性及高的共模抑制比来保证。

因此,就对集成运放的性能提出了很高的要求,一般是专门设计成测量放大器如 AD521、AD522^[1]等。这类放大器一般可以满足桥式传感器的二次仪表的要求,但价格较贵,此类芯片价格数百元至千元,且国内产品较少,大部分需进口。如果要加接微机接口,A/D 转换则是必不可少的,这部分电路同样也存在有低成本与高精度之间的矛盾。针对速度要求不太高而精度要求较高的低成本设计,并带有微机接口的传感器二次仪表产品还未见报道。

我们在研究伺服阀加工质量综合测试仪^[2]的过程中,设计了一种高精度的压力传感器带有微机接口的二次仪表。我们认为其设计思路及最终设计都具有普遍意义,是一种低成本、高精度的实用化设计。

二、方案设计

根据测量系统的要求,气-电转换一次仪表我们选用的是国营北京长城科学仪器厂生产的 CYY-1 型微型固态压力传感器。这种传感器是一种半导体桥式输出动态压力传感器,测量范围 0~1kg/cm²,供桥电压 6 伏,最大输出电压 20mV。

根据系统总的功能要求,传感器输出的信号需放大后,经 A/D 转换接入微机,对微机接口设计的要求是:分辨率要满足要求;稳定性和重复性要好;时漂和零漂都要很小^[2]。

接口总体方案如图 1 所示,包括供桥电路、信号放大电路、A/D 转换电路、微机接口电路以及各部分的电源供给电路等几部分。

首先确定的有如下几个问题。

(1) A/D 转换的位数

这首先取决于分辨率的要求,若选用 8 位的则分辨率为 1/256,若在全测量范围为 200 微米时,则分辨率几乎为 1 微米,但步进电机

驱动也是每 480 步为 0.5mm,亦即约等于 1 微米,则此时的测量误差较大,这里只好采用 12

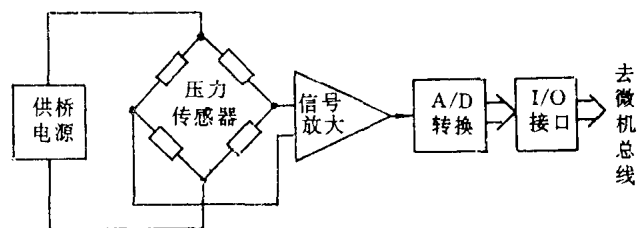


图 1 压力传感器微机接口电路框图

位 A/D 芯片。分辨率可以达到 1/4096, 可见是足够了。

(2) 放大器的增益范围及级数

根据传感器的输出范围 0~20mV, 以及 A/D 转换器的输入范围 -5~+5V (或 0~10V), 我们取单端输入 +5V, 可以确定放大器的增益范围为 0~250 倍 (5V/20mV)。而放大器的级数与单级放大器的带宽增益积有关, 这里由于用于伺服阀加工质量测量速度不是主要的, 也就是说带宽问题不予考虑, 同时若选用带宽增益积较大的片子, 一般一级放大已足够了。

(3) 供桥电源的精度确定

一般来说, 供桥电压的不稳将直接按比例影响压力传感器的输出电压。其比例系数为 $\Delta R/R \approx 0.005$ 。根据误差传递规律, 经放大器放大后, 几乎是 1:1 地反映到 A/D 转换器上。为了使供桥电压的波动不致影响 A/D 转换的输出, 则其变动范围应小于 $5V/4096 \approx 1.2mV$, 若供桥电压采用 6V, 则其精度为 $1.2mV/6V = 0.02\%$ 。可见其精度要求是很高的。

其次, 应确定电路形式及元器件型号

(1) A/D 转换选用 ADC-7109 十二位芯片, 它是双积分变换型的, 其最大特点是精度高, 低噪声, 低漂移, 具有防尖峰干扰能力, 而且其价格低廉, 易于被接受, 但其转换速度很慢, 要 30ms, 不过在我们的应用场合已经足够了。

(2) 信号放大电路选用差分式斩波稳零高精度运算放大器 ICL7650。一级放大接成双端差分输入、单端输出的形式。

(3) 考虑到供桥电源的高精度要求, 只选用一般的高精度稳压管已不满足要求, 因此特选用带有恒热源的高精度基准源 LM399, 并将提供 LM399 的电源电压进行预稳压, 以保证其精度。

(4) I/O 接口电路选用 8255 芯片可以直接挂接微机总线。

三、电路原理说明

1. 供桥电源电路

如图 2 所示, R_1 和 R_2 应是经过严格筛选的相同阻值的电阻, 要求温度系数很小, 一般可选用金属膜电阻或线绕电阻, 其阻值应满足 LM399 工作电流及压力传感器工作电流之和的要求。施加于 R_1 、 R_2 两端的电压 $\pm 5V$ 要求是预稳压的且是对称的, 一般要用跟踪稳压电源 (见后面介绍), 电容 C_1 是为了防止噪声及尖峰干扰的, 可不加。LM399 加热器的电源不要同稳压部分的电源共用, 对其稳压性能要求不高, 电阻 R 是为防止开机瞬间 LM399 加热器电流冲击用的, 也可不用。

2. 信号放大电路

信号放大部分的电路如图 3 所示。运放选用 7650 芯片, 它具有好的温度特性, 失调温漂 $\Delta V_{os}/\Delta T = 0.05$ 微伏/ $^{\circ}C$; 大的共模抑制比 $CMRQ = 120dB$; 宽的增益带宽积 $GBW = 2MHz$; 极低的漂移, 时漂 $\Delta V_{os}/\Delta t = 0.01$ 微伏/小时; 高的开环增益 $G_d = 120dB$ 。

电阻 $R_1 R_2 R_3$ 分别同 $R'_1 R'_2 R'_3$ 取筛选对称值; 为了使调节增益时不致影响电路的对称性, 反馈电阻设计成分段形式, 取 $R_3 = R_2$ 。此时, 放大器的总增益为:

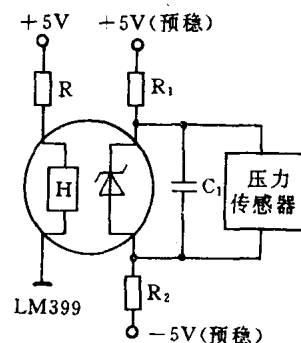


图 2 供桥电源电路

$$K = 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_5 + W} \right)$$

若再取 $R_2 = R_1$, 则有

$$K = 2 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_5 + W} \right)$$

调节 R_5 和 W 的大小即可改变电路的总增益。 R_6 是负载电阻, 可作为数显表头或指针式表头的分压电阻, 亦可不用。

R_7 和 R_8 是低通滤波以消除电路的瞬态尖峰。 R_4, C_1 和 R_4', C_2 对称设置是为了防止电路刚刚通电瞬间可能产生的“可控硅”效应而设置的 RC 网络, 若选用电源特性好的近年产品, 此 RC 网络也可省略。

需要特别指出的是: 尽管 7650 是一种自稳零式运放, 但由于其引脚并无接地, 事实上是浮空式的, 自稳零事实上是稳在正负电源的中点, 因此就对 7650 的电源提出了对称性要求, 我们这里采用的是跟踪型稳压电源(将在以下介绍)。

3. 压力传感器的调零

CYY 型压力传感器的电路原理如图 4 所示。为了连接调零电路方便, 电桥本身并未接成完全闭桥形式。它共有 1~5 号共 5 根接线, 在 1 和 5 端接一个电位器, 以中间端作为输出端, 用此电位器调节电桥的平衡, 达到压力传感器的调零目的。应该指出, 电位器的精度将直接影响传感器的精度, 同时加入 W 还要影响到传感器的灵敏度, 因此 W 的值不易太大, 一般以小于压力传感器桥臂电阻值的十分之一为好, 这里取 100 欧, 当然太小调节范围是会不够的。

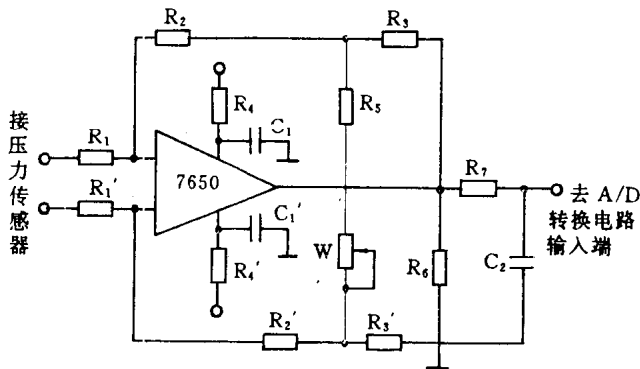


图 3 信号放大部分电路原理图

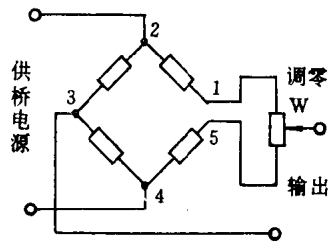


图 4 压力传感器电路

A/D 转换部分的核心为 ADC7109 十二位 A/D 转换芯片。片内含有自备的基准源输出, 高的输入电阻(输入偏置电流仅为 1pA), 能够自动调零, 因而外电路特别简单。在本例中, 基准电源采用片内输出自基准通过 24k 电位器获得 2V 的基准电压输入; 工作方式控制端 MODE (21 脚) 接低电平(地), 选择为触发启动转换方式; 运行/保持端 $\overline{RUN}/\overline{HLOD}$ (26 脚) 接 I/O 芯片 8255 的 \overline{PC}_0 脚, 用以通过软件控制其转换开始时间。由于 7109 的输出不是直接挂在微机总线上, 所以字节输出控制端(共三根) \overline{LBEN} 、 \overline{HBEN} 和 $\overline{CE}/\overline{LOAD}$ 均接低电平。低字节输出 $B_0 \sim B_7$ 分别接至 I/O 芯片 8255 的 $PA_0 \sim PA_7$ 上, 而高字节输出 $B_8 \sim B_{15}$ 则接到 8255B 口低四位 $PB_0 \sim PB_3$ 上。溢出指示 OR、极性指示 POL 和状态指示 STATUS 分别接到 8255B 口高四位

字节的 $PB_5 \sim PB_7$ 上,以便使用软件查询判断 A/D 的工作状态、极性和溢出情况。 PB_4 接地恒为低电平。

微机 I/O 接口选用 8255 并行口芯片,其用法属常规设计,这里不再详述。

4. 对称跟踪式稳压电路

如前所述,不论是供桥电源还是 7650 信号放大电路,对其正负电源都有严格的对称要求。因此必须设计一组高精度的对称跟踪式正负电源。

从电源的统一性上考虑,跟踪电源设计成 $\pm 5V$,首先可以满足 A/D 转换芯片 7109 对正负电源的要求。其次,由于压力传感器电源 $6V$ 亦即 $\pm 3V$ 通过 LM399 的稳压而得到, $\pm 5V$ 跟踪电源作为其预稳压电源是可以满足要求的。同时 7650 所需电源电压限制在 $\pm 7.5V$ 之内,而最小值则受输出范围的制约。这里 7650 的输出取 7109 的最大输入,等于电源电压减 $1V$,即 $4V$ 。所以 $\pm 5V$ 亦可满足 7650 的供电要求。

具体电路如图 5 所示,正电源由三端集成稳压块 7805 提供。负电压由高精密运放 OP07 经反馈采样并用三级管 CS9012 扩大电流以跟踪正电源,OP07 的电源供电是经过预稳压的 $\pm 15V$ 。

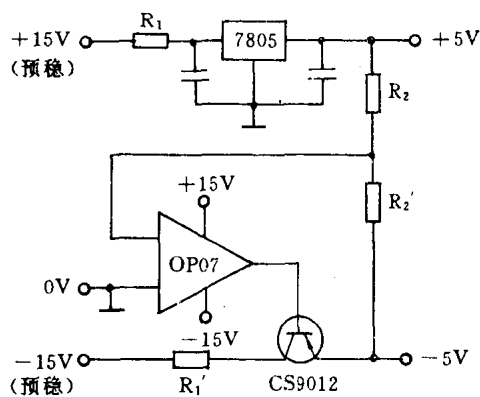


图 5 跟踪稳压电源原理图

四、结束语

上述接口设计是通过多次试验,多次修改,不断完善。它完全满足了伺服阀加工质量精密气动测量的精度要求。

该接口电路具备的很大特点就是高精度、高稳定性和高可靠性,可以方便地同各种微机接口,实现高精度的数据采集。同时性能价格比又十分优越,是一种低成本高精度的设计,具有极其实用的推广价值。

应该着重指出,尽管该接口电路是专门结合气动精密测量而设计的。但并不失其通用性。调整信号放大电路的调节元件,即可适应不同类型的高精度传感器数显式二次仪表,同单片机接口后,还可以组成智能化传感仪表。

我们已经据此研制了高精度数显气动测微仪,可提供技术和产品供大家使用。

参 考 文 献

- [1] 王秀玲等:《微型计算机 A/D D/A 转换接口技术及数据采集系统设计》,清华大学出版社,1984 年。
- [2] 陶崇德等:《伺服阀加工质量综合测量仪研制总结报告》,航空航天部一九八九年伺服技术交流会(承德),1989 年 12 月。

2.10 峰值检测电路原理及应用

合肥工业大学 单承赣 钱晓霞

一、基本电路

图 1 所示是正峰值检测电路的原理图。它由一块采样保持器 LF398 和一块比较器构成。图中 V_{os} 是比较器的输入失调电压, 其极性假设如图中所示。此外, 设输入信号电压 $V_i > 0$ (这一点很容易由前置电路实现)。该电路的工作原理简述如下。

由图 1 可见, 只要满足

$$V_i - V_{os} > V_1 \quad (1)$$

则比较器的输出 V_2 为高电平。它加至 LF398 的 8 脚, 使 LF398 采样, 即跟踪输入信号的电平。若输入信号电压的峰值为 V_{ip} , 则当 LF398 的输出电压 V_1 达到 V_{ip} 为

$$V_{ip} = V_1 - V_{os} \approx V_1 \quad (2)$$

时, 比较器输出为低电平, 使 LF398 处于保持状态。此时, LF398 的输出 V_1 可近似认为是输入信号电压的峰值 V_{ip} , 它仅比 V_{ip} 小一个 V_{os} 值。

若 V_{os} 的极性和图 1 所示相反, 则因 $V_i + V_{os}$ 始终大于 V_1 , 故比较器一直输出高电平, V_1 将跟踪 V_i 变化, 此时电路起不到峰值保持的作用。为此, 可采取下面两个措施之一, 使电路能检测出被测信号电压的峰值。

(1) 加入比较器调零电路, 使产生具有图 1 电路所示的 V_{os} 极性, 且应使 V_{os} 尽量小。

(2) 如图 2 所示, 接入 R_1 、 R_2 电阻分压器。此时, 仅当满足

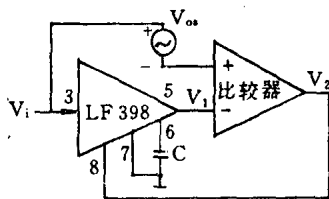


图 1 正峰值检测电路

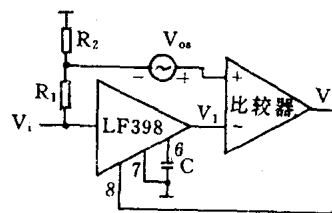


图 2 接入电阻分压器的峰值检测电路

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i + V_{os} > V_1 \quad (3)$$

时, LF398 才采样。因此, LF398 保持的电压 V_{ip} 为

$$V_{ip} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ip} + V_{os} < V_{ip} \quad (4)$$

R_1 和 R_2 的阻值可按下列原则选择:

$$(1) \quad R_1 + R_2 \gg R_i \quad (5)$$

式中 R_i 为输入信号电压的内阻。

$$(2) \quad \text{由式(4)得:} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_p > V_{os} \quad (6)$$

由于 V_p 是待测电压的峰值,难以估计。为满足式(5)必须加大 R_1 ,而 R_1 的增加,使 V_{1p} 与 V_p 的差距增加,即测量误差增加。因此,在 V_{os} 极性如图 2 所示的情况下,最好采用比较器调零电路的方案,若 R_{in} 的变化范围较小,亦可采用图 2 所示分压的方法。

二、误 差

1. 理论误差

由式(2)可知,其理论误差 ΔV_p 为

$$\Delta V_p = V_{1p} - V_p = -V_{os} \quad (7)$$

它为一负误差。其相对误差为
$$\gamma_p = \frac{\Delta V_p}{V_p} = -\frac{V_{os}}{V_p} \quad (8)$$

若取 $V_{os} = 3 \sim 5 \text{mV}$, $V_p = 3 \sim 5 \text{V}$, 则 $\gamma_p = -0.1\%$, 该误差是很小的。此外,若用 8bit A/D 转换器将 V_p 转换为数字量,且 8bit A/D 转换器的总不可调误差如果为 $\pm \text{LSB}$, 满度值为 5V, 则 8bit A/D 转换器的误差将为 $\pm \frac{1}{256} \times 5 \text{V} \approx \pm 20 \text{mV}$ 。相比之下峰值检测电路的误差就很小了。

2. LF398 引入的误差

LF398 是由场效应管构成的采样保持电路,它具有采样速度快、保持电压下降速率慢以及精度高等优点。当保持电容为 $1 \mu\text{F}$ 时,其下降速率为 $5 \text{mV}/\text{min}$ 。因此,由 LF398 采样保持电路所引入的误差很小,而且它还很适于检测慢变信号电压的峰值。

3. 采用调零电路

可以采用调零电路以减小比较器 V_{os} 对测量误差的影响。

三、与微机的接口

该电路很易与微机接口见图 3。

微机(MC)读入峰值的过程如下:

MC 向 A/D 片 0809 发出启动信号后, A/D 转换器将该时间前所保持的峰值电压 V_{1p} 转换为数字量,转换结束后, A/D 片 0809 发出 EOC 信号, MC 检测到 EOC 信号后读入转换数据,同时发出清除控制脉冲,经或门加至 LF398 的控制端,使峰值检测电路重新开始跟踪峰值的过程。

对慢变输入信号还可实现多路巡检,以检测两个清除控制信号时间间隔内输入信号峰值。

该峰值检测电路由于构成简单,调整容易,测量误差小且易于与微机接口,因此在电测与仪表技术中可望获得广泛的应用。

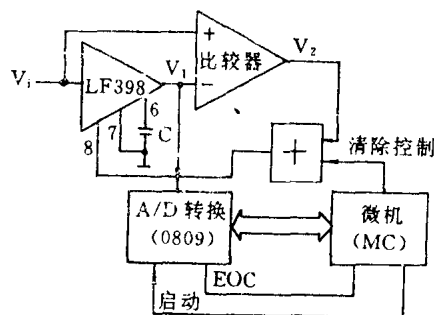


图 3 峰值检测电路与微机接口

2.11 用 LF398 制作的实用峰值和谷值保持电路

东北师范大学物理系 87 级研究生 乔 双

在对高速变化的模拟信号进行采样时,必须在输入模拟信号和 A/D 变换器之间加上采样保持电路,才能保证 A/D 变换的可靠性与准确性。LF398 是采样保持专用 IC。但在实验中发现,LF398 还可以用于峰值保持。实验证明它对“峰”或“谷”的保持,完全能够满足实验和测量的要求。现介绍如下:

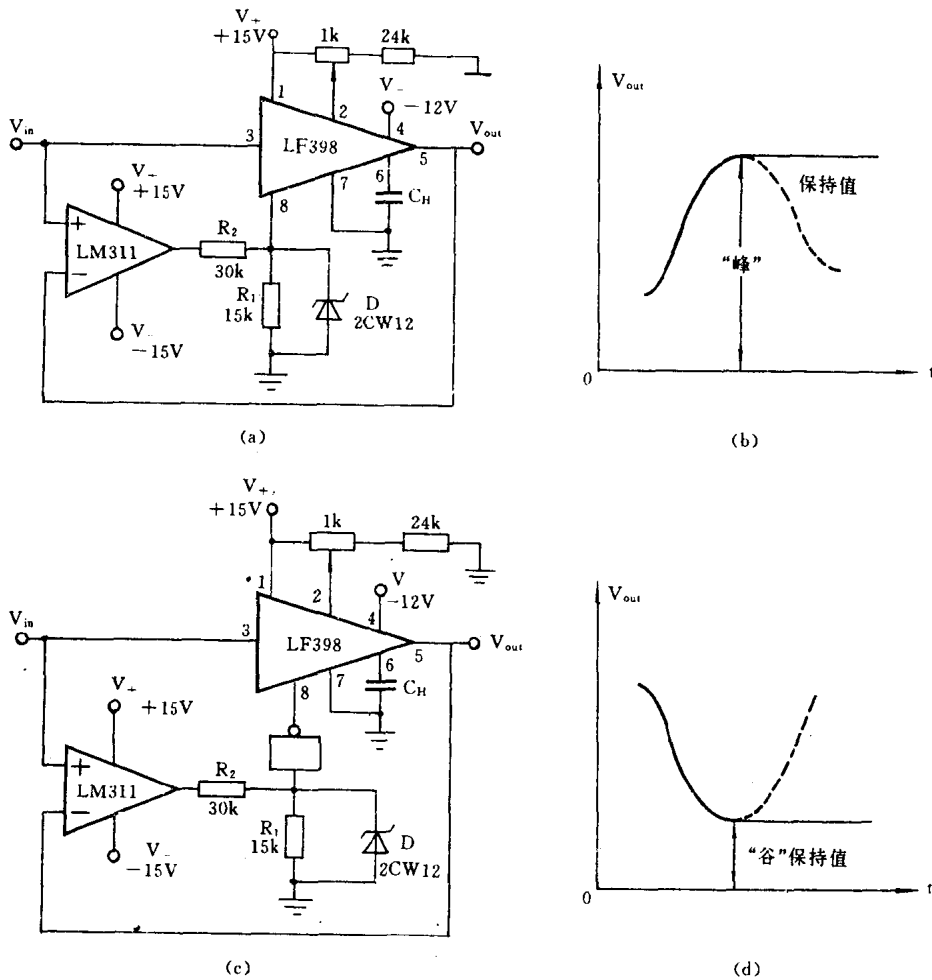


图 1 峰值和谷值保持电路

(a)“峰”保持电路; (b)“峰”保持波形; (c)“谷”保持电路; (d)“谷”保持波形

用 LF398 制作的实用的峰值和谷值保持电路,如图 1 所示。图 1(a)是“峰”保持电路。

LF398 的输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 通过比较器 LM311 进行比较, 当输入电压 V_{in} 高于输出电压 V_{out} 时, LF398 的逻辑控制端被置成高电平, 使 LF398 处于采样状态。当输入电压 V_{in} 达到峰值而下降时, LF398 的逻辑控制端被置成低电平, 使 LF398 处于保持状态。从而, 实现了对“峰”值的保持。图 1(c) 是“谷”保持电路, 它只需在图 1 LF398 的 8 脚上加一个“非”门即可。这样对“谷”值就能保持。

摘自《电子技术应用》月刊, 1990 年第 9 期

2.12 AD637 集成真有效值转换器

承德市自动化计量仪器厂 李荣武

一、序 言

交流数字式仪表的关键部件是交直流转换器。我国市场上所见到的交流数字式仪表(包括各种数字万用表交流量程),大都是采用平均值转换器(按有效值刻度),当被测量波形不是纯正弦波形时,就要产生可观的附加误差。所以这种按有效值刻度的平均值转换器,不能算作真有效值转换器。

国外高精度数字电表的交流测量电路中,几乎无一例外的全部采用了分离元件构成的真有效值转换器。最高精度高达 0.04%,但这些电路技术复杂,成本较高,占的面积也较大。针对这种情况,国外元器件公司加紧对集成真有效值转换器的研制。本文所介绍的 AD637 集成真有效值转换器是美国 AD 公司近几年研制出来的,其最高精度优于 0.1%,是当前国际上集成真有效值转换器中性能最好的。在精密交流测量中,将有广阔的应用前景。

二、主要技术指标

AD637 是当前国际上转换精度最高(指加外部精调电路后)及频带最宽的真有效值转换器。它又分为 AD637AJ、AD637AK 和 AD637AS 三种规格。固有转换精度 AD637AJ 和 AD637AS 都是 $\pm 1\text{mV}$ 读数的 0.5%。而当加上外部精调电路后,其精度又都改善为 $\pm 0.5\text{mV}$ 读数的 0.1%。AD637AK 精度最高,固有精度为 $\pm 0.5\text{mV}$ 读数的 0.2%,加外部调整电路后,精度提高为 $\pm 0.25\text{mV}$ 读数的 0.05%。

输入电压范围是随供电电源变化的。当电源用 $\pm 15\text{V}$ 时,输入电压为 $0\sim 7\text{V}$;当供电电源为 $\pm 5\text{V}$ 时,输入电压范围为 $0\sim 4\text{V}$ 。

当输入电压为 2V 时,产生 1%附加误差的带宽为 200kHz 。

转换精度受温度影响较小。在 $0\sim 70^\circ\text{C}$ 范围内的总影响量:AD637AJ 为 3mV 读数的 0.6%,AD637AK 为 2mV 读数的 0.3%。AD637AS 在 $-55\sim +125^\circ\text{C}$ 使用范围内为 6mV 读数的 0.7%。温度每变化 1°C 产生的影响可用总影响量除以全温度范围来求出。

波形因数为 1 到 2 时,不产生附加误差。当波形因数为 3 时,AD637 各规格都要产生 0.1%的附加误差。而波形因数为 10 时,附加误差将达到 1%。

AD637 也具备 dB 输出功能。

三、工作原理

AD637 能求出真有效值方程的隐含解,此方程为

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{V_{\text{in}}^2}{V_{\text{rms}}}}$$

图 1 是 AD637 的简化电路图。它分成四部分:绝对值电路、平方/除法器、滤波器/放大器和缓

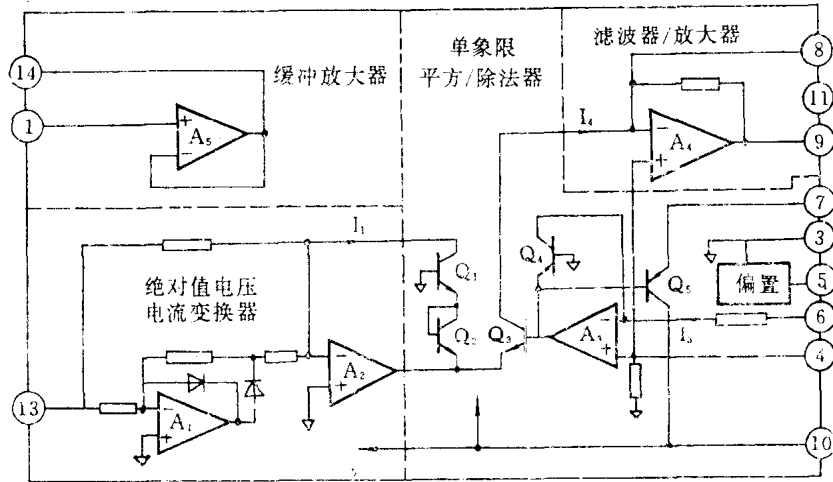


图1 AD637 简化原理电路图

冲放大器。输入电压 V_{in} 可以是交流或直流,被绝对值电路的 A_1 、 A_2 转换成单极性电流 I_1 , I_1 驱动平方/除法器的一个输入端。平方/除法器完成下式功能

$$I_4 = \frac{I_1^2}{I_3}$$

其输出电流 I_4 驱动 A_4 。 A_4 和平均电容 C_{AV} 一起,构成低通滤波器。如果滤波器的时间常数 RC 与输入信号最长周期相比足够大的话, A_4 的输出电压将正比于电流 I_4 的平均值。该电压除作为真有效值转换器的直流电压输出外,还要送到 A_3 输入端,用以提供上式中分母 I_3 电流。 I_3 与 I_4 的平均值相等, I_3 还要流入平方/除法电路,以完成隐含的真有效值运算。即

$$I_4 = \left[\frac{I_1^2}{I_4} \right] = I_{1,rms} \quad \text{及} \quad V_{out} = V_{in,rms}$$

上面只是简略地叙述了 AD637 的工作原理。此集成真有效值转换器与 PZ105 交直流数字电压表中的真有效值转换器的电路结构基本一致^[2]。此处不再多述。

四、实际应用

1. 标准真有效值电压转换接法

对于大多数的应用,AD637 的接线都是很简单的。

图 2 是标准真有效值电压转换接法。由图中可见,只有二个外接元件,一个是接到输入端脚的隔直电容 C (如果只测交流信号,加此电容,否则不加)。另一个是滤波电容 C_{AV} ,它是为建立平均时间常数所必备的,也称平均电容。在此种接法中,AD637 将把任何交流输入信号的有效值变换成等值的直流电压,由脚 9 输出。

AD637 中的缓冲放大器起提高输出端带负载能力的作用,属于增强功能的辅助部分,可视实际情况决定是否用它。用时,一般是将片脚 9 (U_{pms} 输出端)接到片脚 1 (缓冲放大器输入端),而由片脚 14 (缓冲放大器输出端)输出转换的有效值直流电压 U_{rms} 。

片脚 8 为滤波电容 C_{AV} 接线端, C_{AV} 通常接在脚 8 与脚 9 之上。

脚 7 是 dB 信号输出端,通过适当的连接,可在脚 7 上得到正比于输入电压有效值对数的

电压信号。

AD637 允许供电电源电压有较小的变化。但是,若电源中含有一定的高频纹波时,最好用两个 $0.1\mu\text{F}$ 的瓷片电容分别将正负两电源接地,以便将纹波旁路。瓷片电容器应放置在离 AD637 集成块尽可能近为好。

AD637 供电电源可以从 $\pm 3 \sim \pm 18\text{V}$ 。随供电电压的不同,最大输出电压也相应改变,一般是输出电压最大值比供电电源电压小 1V 左右。

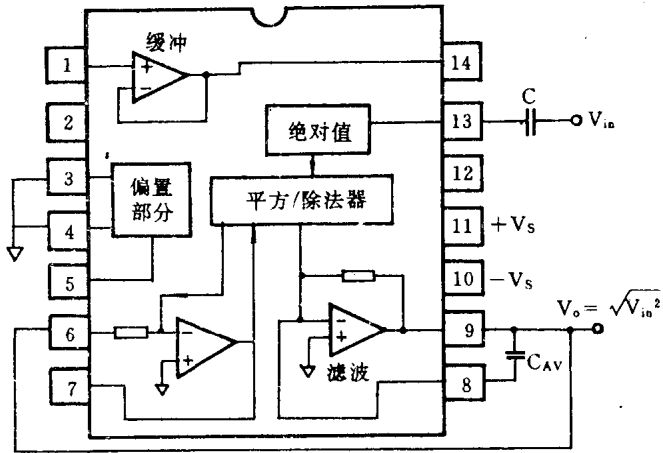


图 2 标准真有效值变换接法

2. 片选端的应用

AD637 有片选功能。它允许用户将器件静态电流从 2.2mA 降低至 $350\mu\text{A}$ 。这一工作是将片选端脚 5 接上一个低于 0.2V 的直流电压来完成的。在此情况下,输出将进入高阻状态,除能降低功率消耗以外,这一特点也允许同时传送若干 AD637 的输出信号,以便形成多路真有效值变换器,若片选端不用,脚 5 应处于高电位或浮离状态。

3. 高精度外部调整

AD637 具备输出失调整及标尺因数误差外部调整功能。

用户运用这些功能,能使总误差大为减少。剩余那部分调不下去的误差是由于绝对值电路中输入失调及器件的非线性引起。

AD637 外部精调电路构成见图 3,调整步骤如下:

(1) 将输入信号 V_{in} 接地,调节 R_1 使输出端 9 脚电压为零。再给输入端一个最小的能识别的信号,调节 R_1 使 9 脚能输出正确数值。这两步应交替进行,达到都满足为止。

(2) 将一已知的直流或已校准好的交流满度信号接到 V_{in} 端,调节 R_3 ,使输出端脚 9 有正确直流电压输出。也就是说,对于 1V 的直流输入应给出 1.000V 的直流输出。当然,对于 1V 峰-峰值的正弦波输入信号,直流输出电压应是 0.707V 。

4. 选择平均时间常数

AD637 能计算出直流或交流电压输入信号的真有效值,输入直流电压时,输出将准确地跟踪输入。输入为交流电压时,输出将逼近输入信号的真有效值,其偏差是由于平均误差所引起。平均误差由直流分量与交流纹波分量组成。这两个分量都是输入信号频率 f 和平均

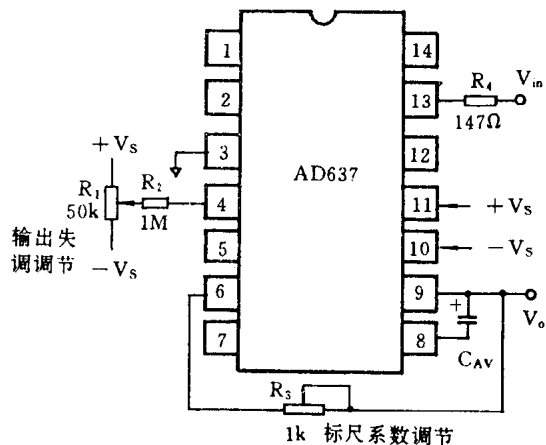


图 3 高精度外部调整电路

时间常数 $\tau(\tau=25\text{ms}/\mu\text{F}\times C_{AV})$ 的函数。如图 4 所示。平均误差定义为交流纹波分量的峰值加上直流误差的值。

交流纹波分量的峰值可由下面的近似公式计算：

$$\text{纹波峰值} = \frac{50}{6.3\tau f} \text{ (以读数的百分比表示)}$$

此纹波分量可以被采用后置(post)滤波器网络或者增大平均电容 C_{AV} 的容量来减少。

直流误差表现为与频率有关的输出端失调电压,可由下式计算

$$\text{直流误差} = \frac{1}{0.16 + 6.4\tau^2 f^2} \text{ (以读数的百分数表示)}$$

当频率一定时,直流误差仅与平均电容 C_{AV} 有关,而不受后置滤波器的影响。

交流纹波分量可以用增大平均电容 C_{AV} 的值来减少。但这样作有两个缺点。首先,平均电容值 C_{AV} 将变得很大,元件体积要增大。其次,建立时间与平均电容值成正比例增大($T_s = 115\text{ms}/\mu\text{F}\times C_{AV}$)。减少纹波的最好办法是采用后置滤波网络,如图 5 所示。此滤波电路可以用单极点结构,也可用双极点结构。单极点结构是最常用的,它妥善地解决了纹波和建立时间两个方面的问题。

5. 交流测量精度与波形因数

图 6 是 AD637 输入有效值为 1V,波形因数从 1 变化到 11 时的附加误差曲线。

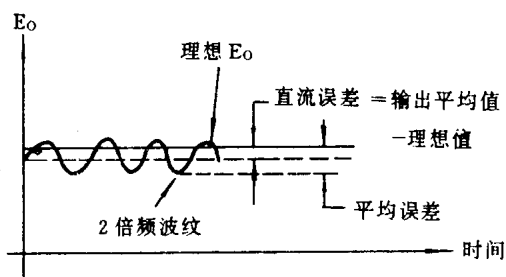


图 4 正弦波输入信号的典型输出波形

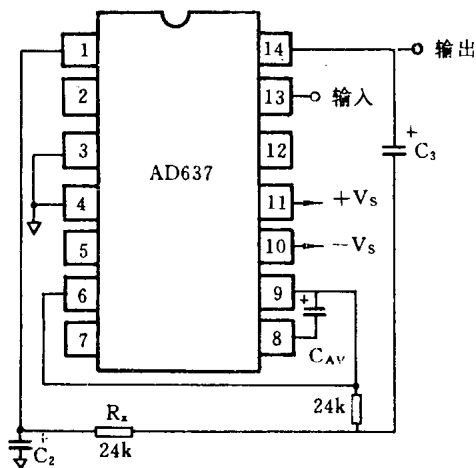


图 5 二极点 Sallen-Key 滤波器
(如改为单极点滤波器,将 R_x 短路,去掉 C_3)

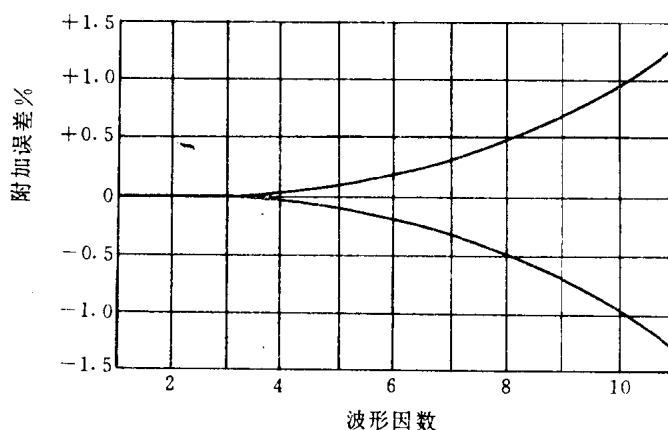


图 6 波形因数引起的附加误差

该曲线是这样作出的:输入脉冲宽度为 100ms 的矩形脉冲列,使其占空比改变,以保证波形因数从 1 到 11 变化,峰值为 1V 始终保持不变。占空比为 1 时,波形因数为 1;占空比为 $\frac{1}{10}$

时,波形因数为3。波形因数 = $\frac{1}{\sqrt{\eta}}$, η : 占空比。然后,在不同的波形因数下读取输出电压值。矩形波的有效值很容易用有效值求值公式算出。将这两值比较,便得出在该波形因数下的附加误差。

6. dB 输出

AD637 具有电平或 dB 输出功能。计算 dB 的内部电路量程为 60dB。dB 测量的连线见图

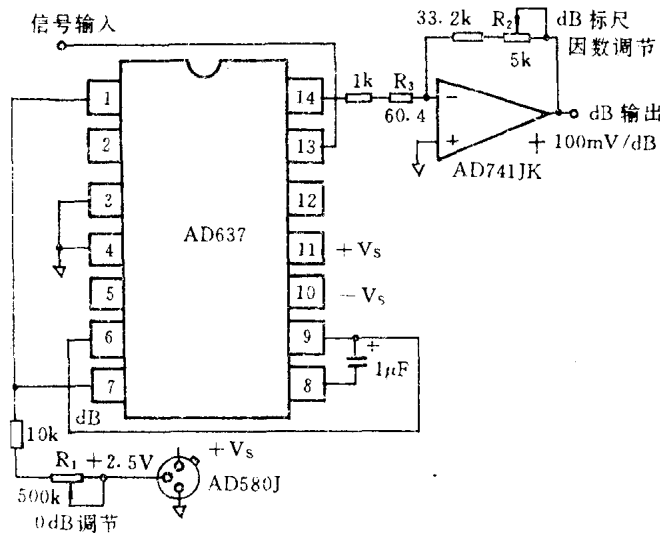


图 7 dB 测量连线

7. 调节 R_1 建立 0dB 电平。外接的运算放大器用于 dB 的满量程校准以及补偿 dB 电路的 $+0.33\%/^{\circ}\text{C}$ 的温度漂移。

dB 输出校准步骤如下:

- (1) 使 $V_{in} = 1.00\text{V}$ 直流电压或 1.00V 有效值电压;
- (2) 调节 R_1 , 使 dB 输出为 0.00V ;
- (3) 使 $V_{in} = 0.10\text{V}$;
- (4) 调 R_2 , 使 dB 输出端电压为 -2.00V 。

在这里,选 1V 为基准电压。事实上,对任何选定的 dB 基准电压值,都可按上述步骤调 R_{in} 和 R_1 来校准。

7. 低频测量

如果信号频率低于 10Hz,在标准接线下产生 1% 以内平均误差所需的平均电容 C_{AV} 将变得很大。这会给电路带来麻烦。

图 8 是专为进行低频测量设计的电路,它克服了上述困难。平均时间常数由 R 与 C_{AV1} 的乘积决定。此电路允许平均电容值减少 20 倍,可以采用高质量的钽电容器。为得到小的纹波及减少平均电容器值,建议采用本电路所示的二极点滤波器。

8. 向量和电路

两片 AD637,如图 9 所示,经过适当连接,可以完成向量求和运算。这里,平均电容器被忽

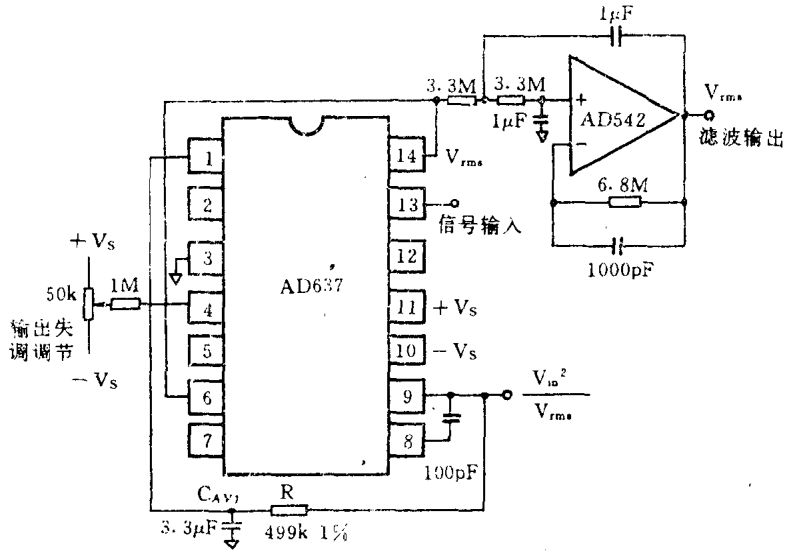


图 8 低频测量电路

略(为保证有源滤波器稳定地工作,用了两个 100pF 的电容)。电路的输出是两个输入信号的向量和。即:

$$V_o = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$$

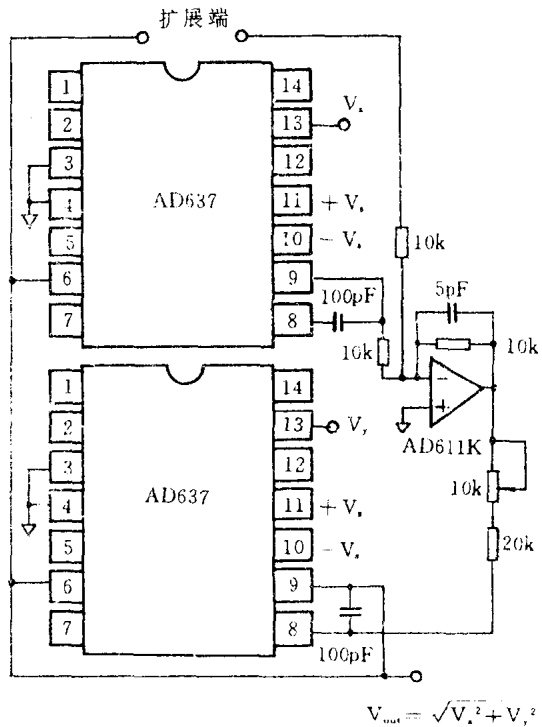
向量求和概念也可以扩展到多个向量相加。具体作法是使每个 AD637 的 9 脚通过 10kΩ 电阻器接到 AD611K 的相加点。而把所有 AD637 的 6 脚接到一起。

若将 C_{AV} 加到 I_{C1} 上,此电路的输出是 $\sqrt{V_x^2 + V_y^2}$, 如果 I_{C1} 、 I_{C2} 上都加了平均电容,则输出变为: $\sqrt{V_x^2} + \sqrt{V_y^2}$ 。

此电路动态范围是 10V 至 10mV, 仅受 AD637 0.5mV 失调电压的限制, 带宽为 100kHz。

参 考 文 献

[1] Data conversion products databook. Analog devices Inc 1988.
 [2] PZ105 真有效值交直流数字电压表。电测与仪表。1989, No. 3.



$$V_{rms} = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$$

图 9 AD637 向量求和电路

摘自《电测与仪表》月刊, 1991 年第 3 期

2.13 传感器信号调理模块 2B31

哈尔滨电站设备成套设计研究所 吕俊峰

一、概 述

随着计算机在生产过程的普及应用,工程技术人员普遍关心的问题是设计高品质的传感器接口,以便进一步提高计算机测控系统的性能。以往工程中的传感器接口设计周期长、体积大、性能差。为解决工程中传感器的接口设计问题,美国模拟器件(ANALOG DEVICES)公司专门设计生产了传感器接口模块 2B31。使用这种模块,只要配接少量外围元件,就可适应多种传感器。我所在设计煤燃烧试验基地 CAMAC(计算机自动测量与控制)系统时,选用了带 2B31 接口模块的组件,经过安装、调试、使用,效果很好。

二、2B31 模块的结构

2B31 模块分 J、K、L 三个等级。其性能指标见表 1,结构如图 1 所示。该模块由四部分组成:仪器放大器、缓冲器、滤波器和可调激励源。它可将用户设计接口时所需的多种功能电路有机地结合起来,系统地完成了对传感器信号的处理,减小了接口电路的体积,降低了功耗,消除了器件间的强干扰信号。

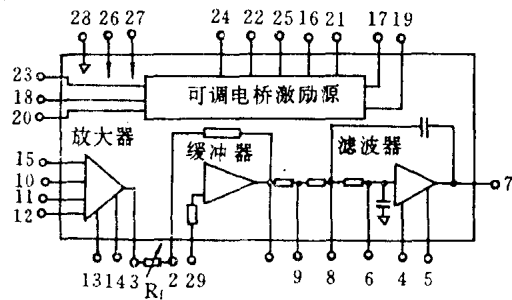


图 1 2B31 模块原理框图

表 1

型 号	2B31J	2B31K	2B31L
增益	增益范围	1~2000V/V	1~2000V/V
	增益细调范围	±20%	±20%
	增益非线性	±0.01%max	±0.005%max
失调电压	G=1V/V	±150μV/°C max	±50μV/°C max
	G=1000V/V	±3μV/°C max	±1μV/°C max
	其它值	±(3±150/G)μV/°Cmax	±(1±75/G)μV/°Cmax
时间影响	G=1000V/V	±3μv/月	±3μv/月
偏置电流	-0.6nA/°C	-0.6nA/°C	-0.6nA/°C
输入失调电流(0~+70°C)	±40pA/°C	±40pA/°C	±40pA/°C
输入阻抗	100MΩ 47pF	100MΩ 47pF	100MΩ 47pF

续表

型 号	2B31J	2B31K	2B31L		
输入电	线性输入	$\pm 10V$	$\pm 10V$		
压范围	最大不损坏电压	130V	130V		
输入噪声	电压噪声	0.01~2Hz	$1\mu V_{p-pmax}$	$1\mu V_{p-pmax}$	$1\mu V_{p-pmax}$
	$G=1000V/V$	10~100Hz	$1\mu V_{p-p}$	$1\mu V_{p-p}$	$1\mu V_{p-p}$
	电流噪声	0.01~2Hz	$70pA_{p-p}$	$70pA_{p-p}$	$70pA_{p-p}$
	$G=1000$	10~100Hz	$30pA_{rms}$	$30pA_{rms}$	$30pA_{rms}$
额定输出	电压(2k Ω 负载)	$\pm 10V_{min}$	$\pm 10V_{min}$	$\pm 10V_{min}$	
	电流	$\pm 5mA_{min}$	$\pm 5mA_{min}$	$\pm 5mA_{min}$	

模块的输入级为仪器放大器。它用来测量两个输入端(12、15)脚之间的电位差,然后以所设置的增益进行放大。该仪器放大器的输入阻抗很高,失调低,漂移很小(见表1)。通过改接10、11脚的电阻,可以改变仪器放大器的增益。13、14脚接失调微调电阻,以减小失调。

在缓冲级,调节2、3脚上的电阻 R_1 ,可以实现模块增益的微调。此外缓冲器也可作为信号提供高达 $\pm 1.5V$ 的偏置,适应多种传感器的需要。对于宽频带信号的测量,可以从缓冲器输出端(1脚)输出信号。

三阶有源滤波器为贝塞尔型低通滤波器。其截止频率可以调节,能很好地降低噪声,提高测量精度。

可调电桥激励源可以提供+4V到+15V的电压,也可提供 $100\mu A$ 至10mA的电流。可以作为电阻式传感器的激励源。因此2B31模块特别适合于应用于电阻式传感器接口。

三、模拟滤波器

2B31模块中设置了三阶RC有源低通滤波器如图2所示。图中的 R_{SEL1} 、 R_{SEL2} 、 R_{SEL3} 是用户选择电阻。不同的阻值可以得到不同的截止频率,满足不同用户的需要。如果要选择的截止频率为 f_c ,则三只选择的电阻为:

$$R_{SEL1} = 11.6 \times 10^6 / (2.67f_c - 4.34)$$

$$R_{SEL2} = 27.6 \times 10^6 / (4.12f_c - 7)$$

$$R_{SEL3} = 1.05 \times 10^6 / (0.806f_c - 1.3)$$

四、线性化

对电阻式传感器,其测量电路通常采用图3所示的测量电桥。其输出为:

$$E_o = \frac{V}{4} \times \frac{x}{1 + x/2}$$

其中 x 为桥臂电阻的相对变化量。

由上式可知,电桥的输出与传感器电阻值的变化量是非线性关系。为了消除测量电桥的非线性对测量精度的影响,2B31模块设计了图4所示的线性化电路。原理如下:

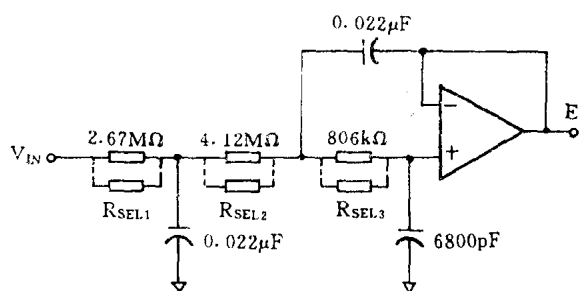


图2 三阶RC有源低通滤波器

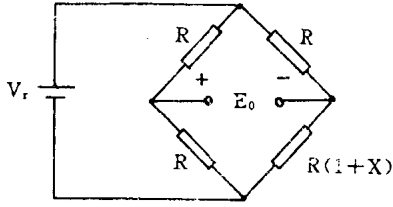


图3 测量电桥

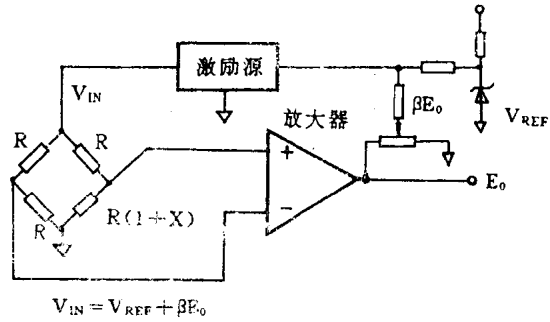


图4 线性化电路

设仪器放大器的放大倍数为K,则有:

$$E_0 = \frac{K}{4} \cdot \frac{x}{1 + x/2} \cdot V_{IN}$$

将仪器放大器的输出 E_0 的一部分 βE_0 反馈回去,使得 $V_{IN} = V_{REF} + \beta E_0$ 则有:

$$E_0 = \frac{KV_{REF}}{4} \cdot \frac{x}{1 + x \left(\frac{1}{2} - \frac{K\beta}{4} \right)}$$

为了使输出 E_0 线性地反映变化量 x ,需要 $\beta = \frac{2}{K}$ 。这样调节 β 就可以使模块的输出线性地反映变化量 x 。

五、应用实例

在我所煤燃烧基地中,热电阻和远传压力表的信号处理都是采用 2B31 模块。

对电阻式传感器来讲,可以使用模块中的恒流源为其提供恒定电流,再将电阻上的压降送到 2B31 模块的输入端。也可以使用测量电桥。根据传感器特点,我们使用测量电桥。2B31 模块与测量电桥的连接见图 5。下面介绍应用中需要解决的问题。

1. 测量电桥的制作

测量电桥桥臂上的电阻,除了传感器电阻外,另外三只电阻要有很高的精度和稳定性。我们选用营口电子元件二厂的高精度电阻。

2. 激励电压的选择

选择测量电桥激励源电压值时,主要从两方面考虑。一是灵敏度,再就是稳定性。从灵敏度角度来看,激励源电压高一些好。另一方面,电压过高,流过传感器电阻的电流偏高,传感器电阻发热,阻值变化,影响测量精度。一般来讲,流过传感器电阻的电流不应大于 6~8 毫安。

3. 增益的调整

不同的 A/D 转换器,有不同的输入电压,为匹配 A/D 转换器,就需要调节模块增益。在调节模块增益之前,先要计算出测量电桥输出信号的变化范围,确定模块的增益,然后根据公式:

$$G = (1 + 94000/R_s) \cdot [20000/(R_t + 16200)]$$

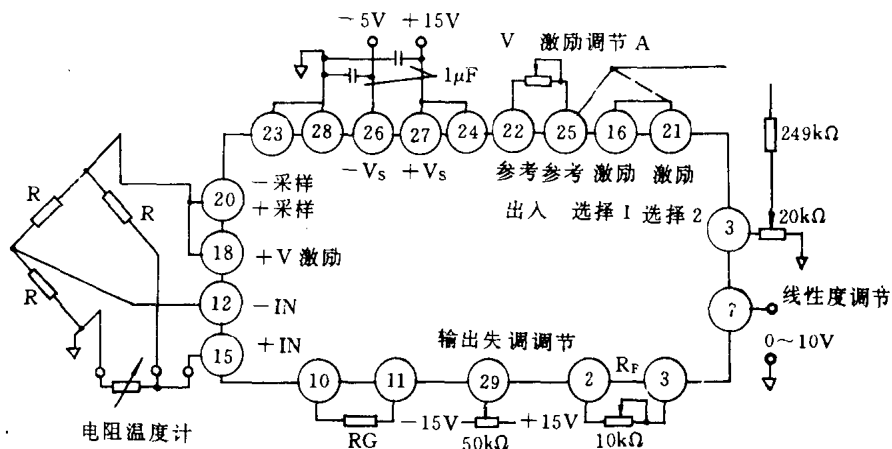


图5 2B31 模块与测量电桥的接口

估算出增益粗调电阻 $R_g(\Omega)$ 和微调电阻 $R_f(\Omega)$ 值。用电阻箱细调 R_g 和 R_f 值。将串有电阻的电阻箱分别接到模块的 10、11 脚上和 2、3 脚上。在仪器放大器的输入端加上模拟信号, 调节粗、微调电阻上串接的电阻箱, 测量模块的输出值, 使其满足要求。

4. 线性度的调整

调整线性度时, 根据非线性的情况选择图 5 中线 A 的接法。如果非线性向下弯, 将线 A 接 25 脚; 如果非线性向上翘, 则将线 A 接 21 脚。再根据前面计算的仪器放大器增益 K , 调节反馈电压的反馈系数 β , 使 $\beta = \frac{2}{K}$ 。

5. 截止频率的选择

在我们使用的电阻式传感器中, 信号变化都是很慢的。这样模块中的低通滤波器能高效地滤除信号中的噪声。关于截频 f_c , 可以根据实际情况选择。我们选 $f_c = 2\text{Hz}$ 。参照前面所述的计算公式, 可以计算出电阻值 R_{SEL1} 、 R_{SEL2} 、 R_{SEL3} 。

在调节增益和选择截频时, 都需要不同阻值的电阻。这些电阻可以到厂家订做。

6. 和微机的连接

多个 2B31 模块可以通过多路开关在微机的控制下与 A/D 转换器相连, 构成一个检测系统。对于电阻式传感器, 2B31 作为其计算机接口模块是很合适的。当然也可用作其他传感器与计算机的接口模块。关于详细情况, 可参考本文参考文献。

参 考 文 献

- [1] ANALOG DEVICES. High Performance, Economy Strain Gage/RTD conditioners
- [2] ANALOG DEVICES. Timely technical information on Analog Devices technologies. Products, and their applications
- [3] Kinetic Systems, mode 3570 4-channel Sensor-Input.

2.14 2B31 模块在称重智能仪表中的应用

国防科学技术大学 崔殿元 王永新 王 竞

称重智能仪表是电子衡器的一个重要组成部分。为了确保此种仪表的精度及稳定性,新一代称重智能仪表中的信号调理器和电桥的激励源都是精心设计的。美国 AD 公司生产的 2B31 型信号调理器可系统地而不是分散地解决上述问题,它是一个与应变/电阻温度计式传感器直接接口的高精度器件。

一、2B31 的构成与特点

2B31 的引脚及内部结构方框图示于图 1,它由一个高性能的仪器放大器、一个贝塞尔三极点低通滤波器和一个可调激励电源三个主要部分构成。有 J/K/L 三个档次可供选择,其差异仅限于增益非线性度及失调漂移两个方面。

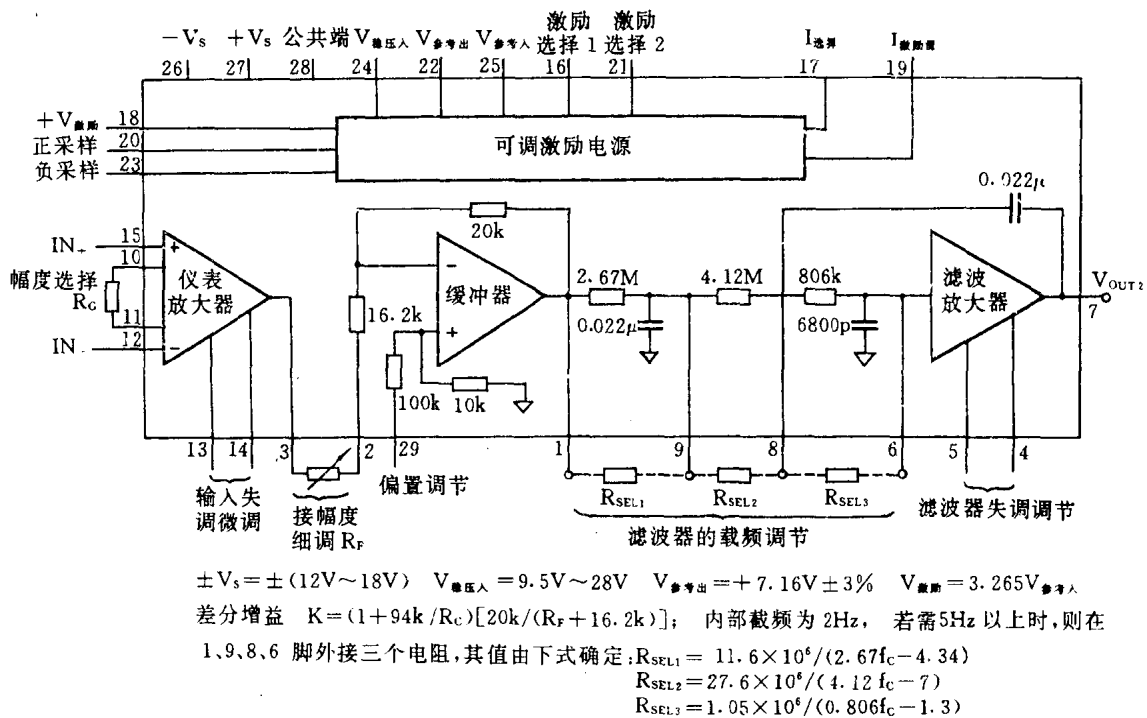


图 1 2B31 的引脚及结构框图

此器件具有体积小,价格低,漂移小($0.5\mu V/^\circ C \cdot L$)、噪声低($1\mu V_{p-p}$)、共模抑制度高(最低为 140dB),线性度优良(最大为 $0.0025\% \cdot L$),130Vrms 的输入保护能力,以及低通滤波器截止频率(2Hz~5kHz,衰减斜率为 60dB/十倍频程)、放大倍数(1~2000)、输出失调电平和电

桥激励源(电压方式:4~15V,100mA;电流方式:100 μ A~10mA)都是可调等许多优良性能,故很适合用作电阻应变式拉压力传感器接口电路,也很适用于对温度、力、扭矩等低频物理量在严峻工业环境下进行高精度、高稳定度测量的数据采集系统中。

二、2B31 在称重智能仪表中的应用

2B31 与 ICL7135 型 4 $\frac{1}{2}$ 位高精度 A/D 转换器、基准电源产生电路、总线缓冲器、量程驱动电路、ST 信号锁存器等可构成仪表的模入接口板,如图 2 所示。从图 2 可看出:

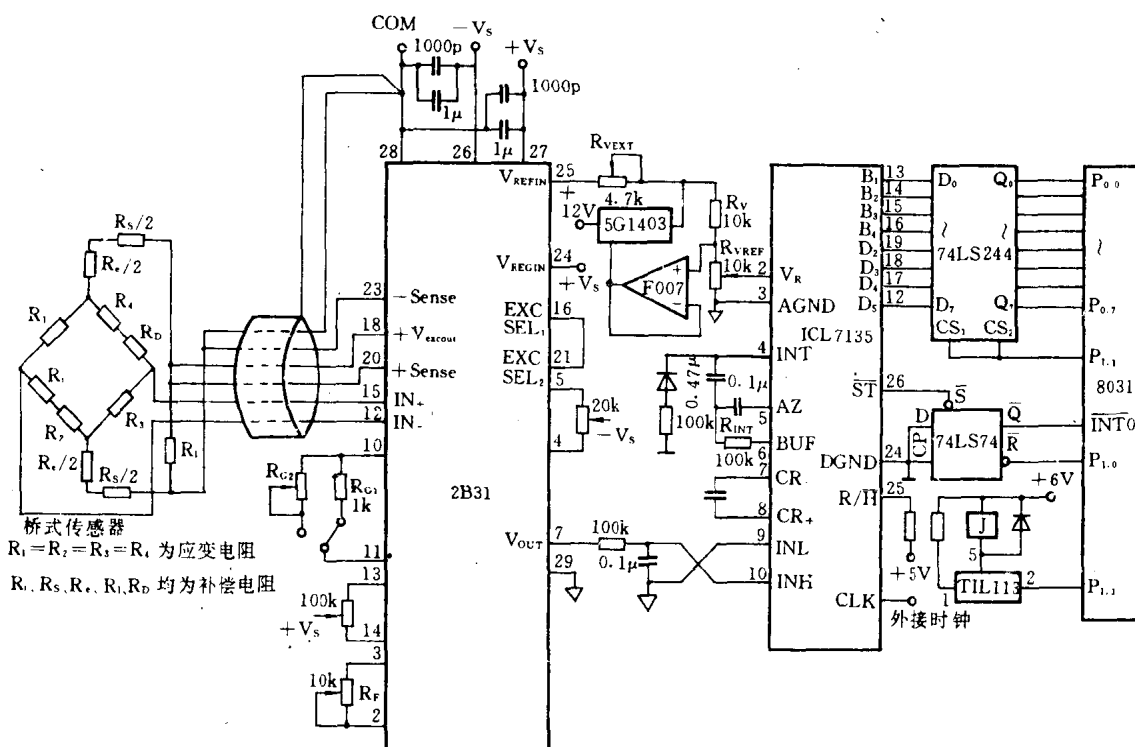


图 2 仪表模入接口板

① 因为 2B31 与传感器是直接耦合的,所以在信号源地线与调理器公共端(脚 28)之间,必须通过如图所示的直接连接(若桥源浮置则用 1M Ω 电阻连接),为放大器偏置电流提供一个返回地线的路径。信号返回线和电缆屏蔽层要单点接地,避免形成地线环路。

② 为了对电源去耦,用 1 μ F 钽电容和 1000pF 瓷介电容接到尽可能靠近器件的部位。

③ 利用 2B31 脚 20、23 向电桥连线的远端采样反馈,以补偿连接至电桥激励端长线上的电压降偏差。

④ 将 5G1403 组成的基准源经电位器 R_{VEXT} 接至 2B31 的 25 脚;又经电位器 R_{VREF} 接至 7135 的 2 脚,从而实现比值法测量。

⑤ ICL7135 的 B_5, B_4, B_2, B_1 为转换结果(BCD 码)输出端, $D_5 \sim D_1$ 为位选信号输出端。为了便于 8 位总线传输,在本接口中不用 D_1 亦可正确解决数据传输问题,这是由仪表的采集子程序解决的。在该程序中只要判断 $D_5 \sim D_2$ 均为“0”则必 $D_1=1$,此时采集的 BCD 码数据即为

个位数。

由上述可知,在忽略传感器的非线性时,2B31 的重量模入信号则以下式表示:

$$V_{IN} = \frac{SV_{EXCOUT} \cdot 10^{-3}}{G_F} G_X (V) \quad (1)$$

式中 S ——传感器的灵敏度, mV/V ; V_{EXCOUT} ——传感器的激励电压, V ; G_F ——传感器的满刻度负荷值, kg ; G_X ——为被称重量值, kg 。

经 2B31 放大滤波后输给 A/D 转换器的重量模拟信号为 KV_{IN} 。

对于 ICL7135A/D 转换器的双积分转换过程,可以认为,积分电容在采样时间 T_0 内所充电荷等于比较时间 T_x 内所放的电荷,

$$\text{即} \quad \frac{KV_{IN}}{R_{INT}} \cdot T_0 = \frac{V_{REF}}{R_{INT}} T_x \quad \text{或} \quad \frac{KV_{IN} N_0 \tau}{R_{INT}} = \frac{V_{REF} N_x \tau}{R_{INT}} \quad (2)$$

式中 R_{INT} ——积分电阻; τ ——时钟脉冲周期; V_{REF} ——A/D 转换器的基准电压; N_0 ——采样时间内计数器所计的数; N_x ——比较时间内计数器所计的数。

由式(1)和式(2)可得

$$G_X = \frac{G_F V_{REF}}{KN_0 S 10^{-3} V_{EXCOUT}} N_x \quad (3)$$

因 $V_{EXCOUT} = 3.265nV_{REF}$, n 为电阻分压系数,

$$\text{则} \quad G_X = \frac{G_F V_{REF}}{3.265nKN_0 \cdot S 10^{-3} V_{REF}} N_x \quad (4)$$

由式(4)可见,由于采用比值法测量,从而减轻了对激励源高精度和高稳定度要求的压力。

由于 A/D 转换器的满刻度输入为 2V,则放大倍数可用下式确定:

$$K = \frac{2}{3.265nsV_{REF} \cdot 10^{-3}} \quad (5)$$

$$\text{将式(5)代入式(4)得} \quad G_X = \frac{G_F V_{REF}}{2N_0} \cdot N_x \quad (6)$$

式中 $N_0 = 10000$, $V_{REF} = 1.000V$

$$\text{故得} \quad G_X = \frac{G_F}{20000} \cdot N_x \quad (7)$$

本仪表对称重结果的通报,就是对式(7)运算处理的结果。

本仪表实际运行结果表明,采用 2B31 信号调理器和 7135A/D 转换器等器件构成的模入接口,已在实践中得到检验并获得令人满意的效果,它们对于保证仪表的精度(10^{-4} 数量级)和可靠性等都具有十分重要的作用。

参 考 文 献

- [1] ANALOG DEVICES; DATA-ACQUISITION DATABOOK 1984, V₀2.
- [2] 崔殿元:多路模入接口板 MS-1208 的输入开发,《电子技术应用》1989 年第 11 期。
- [3] 纪宗南:ICL7135 4 $\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器与单片机的接口电路,《集成电路应用》,1989 年第 4 期。

2.15 传感器信号调理模块 2B30/2B31 及其应用

机电部哈尔滨电站设备成套设计研究所 钱学文

电阻传感器配一个信号适配器要比采用多路开关对系统噪声和分辨率有显著改善,特别是消除串扰和混差。2B30/2B31 是能适应各种环境的电阻信号适配器。它功能完整,噪声低,使用方便。本文介绍其性能并给出典型应用实例。

一、2B30/2B31 主要特点和功能

1. 主要特点

- 适配功能完整
- 漂移小: $0.5\mu\text{V}/^\circ\text{C max(L 级)}$
- 噪声低: $1\mu\text{V}_{\text{P-P max}}$
- 增益范围宽: $1\sim 2000\text{V/V}$
- 非线性小: $0.0025\% \text{ max (L 级)}$
- 共模抑制比高: $140\text{dB min}(60\text{Hz}, \text{增益 } 1000)$
- 输入短路保护: 达 130V RMS
- 阻断频率可调的低通滤波器: $60\text{Hz}/\text{自 } 2\text{Hz 始}$
- 可变的传感器激励(2B31): 电压 $4\sim 15\text{V}(100\text{mA 时})$ 或电流源 $100\mu\text{A}\sim 100\text{mA}$
- 适于温度、压力、应变、力、转矩、呼吸的测量与控制
- 可配各种指示器、记录器、控制器、数据采集系统和微型计算机

2. 功能

2B30/2B31 是高精度、低噪声、功能完整的电阻信号、适配模块,可与不同电阻传感器($5\sim 2000\Omega$)及各种桥路(1/4 桥、半桥和全桥;三线、四线和二线)相接,将传感器的电阻信号转换成相应的高电平模拟信号输出,外加元件少,应用范围广。

2B30/2B31 采用双列直插式 29 条引脚,其内部结构见图 1。引脚功能如下:

- 1 脚(OUT1)为未经滤波的信号输出端;
- 2、3 脚(SPAN ADJ)为输入级增益范围细调电位器接入端;
- 4、5 脚(OFFST NULL)为滤波放大器失调调零电位器接入端;
- 6、8、9 脚(BW ADJ)依次为滤波带宽调整电阻 R_{SEL3} 、 R_{SEL2} 和 R_{SEL1} 的接入端;
- 7 脚(OUT2)为经过滤波的信号输出端;
- 10、11 脚(R_G)为输入级增益电阻 R_G 的接入端;
- 12、15 脚(IN)分别为信号输入的负、正端;
- 13、14 脚(EOS)为输入级输入失调调零电位器接入端;
- 16、21 脚(EXC SEL) 依次为激励选择 1 和 2;

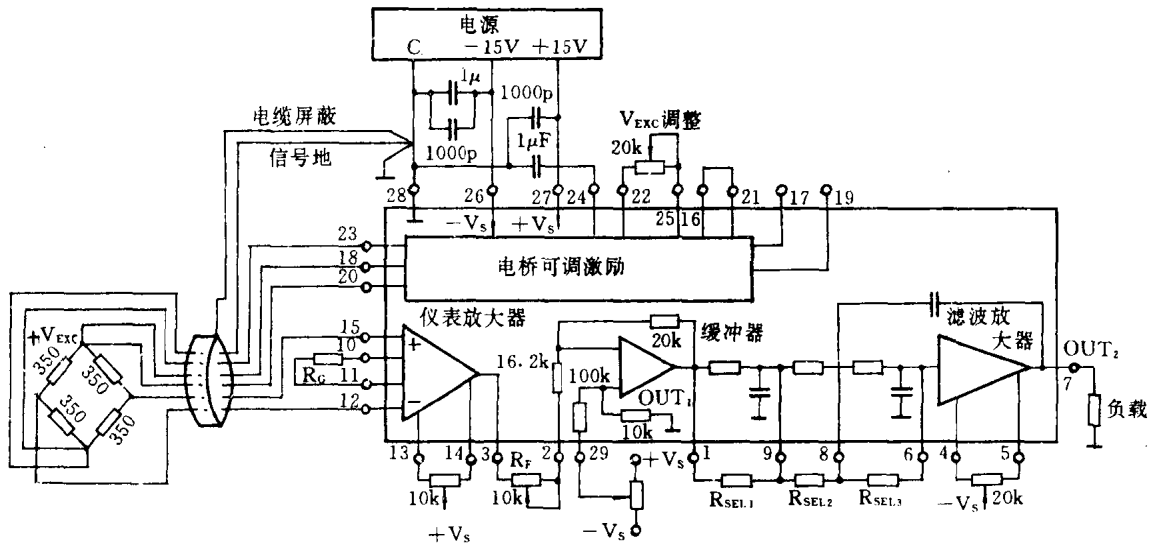


图1 用2B30/2B31构成的典型测量电路

- 17脚(I_{SEL})选定为电流激励;
- 18脚(V_{EXC} OUT)电压激励输出端;
- 19脚(I_{EXC} OUT)电流激励输出端;
- 20脚(SEN H)传感器高端;
- 22脚(REF OUT)参考源输出端;
- 23脚(SEN L)传感器低端;
- 24脚(+V_R IN)调整器电压输入端;
- 25脚(REF IN)参考源输入端;
- 26、27脚(-V_S及+V_S)依次为电源负端、正端;
- 28脚(GND)为地端;
- 29脚(OUT TRIM)为输出偏移设置端;

2B30无传感器激励源;其余与2B31完全相同。它们均有三种精度(J、K和L),其差别仅在于最大非线性度和失调漂移。

输入级是一个高输入阻抗(100MΩ)、低失调、低噪声、低漂移的差分仪器放大器,增益范围为1~2000倍(由外接电阻R_G调节),能满足0.5~36mV/V及5~2000Ω传感器的要求。为了减小增益的温漂,R_G应选用电阻温度系数为10ppm/°C的电阻器。增益G与R_G的关系为

$$G = (1 + 94k\Omega/R_G)[20k\Omega/(R_F + 16.2k\Omega)]$$

式中,R_F为输出级电位器(10kΩ)。

为使输入级的失调为零,可在脚13、14间接100kΩ电位器,将脚12、15均接到脚28上,调整电位器使脚3输出为零即可。

输入级有短路电压保护(130V真有效值)和射频干扰滤波电路。

在脚2、3间接R_F电位器实现增益微调(范围为0.8~1.2)。

在脚29加一个电压可设置输出偏移,其范围为0~±1.5V。如果不需要设置输出偏移,则

将 29 脚接地。第 1 脚适于做动态宽带测量的输出。

三级有源滤波器增益相同,对阶跃输入具有低通贝塞尔特性最小过冲响应和快速上升。其阻断频率 f_c (-3dB) 设置在 2Hz (无外接电阻)。若外接三个电阻 (R_{SEL1} 、 R_{SEL2} 和 R_{SEL3}), 可改变 f_c 的大小, 最高可达 5kHz。若想设置某一确定的 f_c , 可按下式求得外接电阻的值: $R_{SEL1} = 11.6 \times 10^6 / (2.67f_c - 4.34)$, $R_{SEL2} = 27.6 \times 10^6 / (4.12f_c - 7)$, $R_{SEL3} = 1.05 \times 10^6 / (0.806f_c - 1.3)$ 。

在脚 4、5 间外接一个 20k Ω 电位器, 便可引入一个电压可调整滤波放大器的失调。

2B31 有传感器激励源, 其短路保护由内部参考电压 ($\pm 7.5V$) 来调整。它具备三线、四线制接法, 以补偿传感器长线上的压降变化。调整器电流输入端 (脚 24) 可接到 $+V_s$ 上, 或接到比脚 28 为正的直流电压上 (在指定的电压电平和负载电流范围内)。

2B31 的激励源可由用户设置成恒压源或恒流源。

恒压输出方式技术条件:

调整器输入电压范围	+9.5~+28V
输出电压范围	+4~+15V
调整器输入/输出电压差	3~24V
输出电流	0~100mA (max)
调整率 (输出电压比电源电压)	0.05%/V
负载调整率 ($I_L = 1 \sim 50mA$)	0.1%
输出电压稳定性 (0~70°C)	0.015%/°C (max), 0.003%/°C (典型值)

恒流输出方式技术条件:

调整器输入电压范围	+9.5~+28V
输出电流范围	0.1~10mA
柔性电压	0~10V
负载调整率	0.1%
温度系数 (0~70°C)	0.003%/°C
输出噪声	1 μ A RMS

电桥激励电压 V_{EXC} 为 4~15V。若 25 脚引入一外部参考电压 V_{REFIN} 来调整电桥电压 V_{EXC} , 则 $V_{EXC} = 3.265V_{REFIN}$ 。

利用脚 16、21 可选择恒流源输出的不同柔性电压 (5V 或 10V)。当加在一次元件上的最大柔性电压为 5V 时, 在脚 24 引入 +9.5~28V 的 V_{REGIN} , 在脚 24、17 两端接入 R_{ISEL} , 在 25 脚上引入 V_{REFIN} , 将 22、25 脚和 17、22 脚短路。如若选激励电流 $I_{EXC OUT}$, 可用下式求 R_{ISEL} 值:

$$R_{ISEL} = (V_{REGIN} - V_{REFIN}) / I_{EXC OUT}$$

当柔性电压范围为 0~10V 时, 在脚 24、17 间接入一个 2k Ω 电位器, 就可以得到所要求的激励电流。

二、误差分析与计算

2B30/2B31 均以最大、最小或典型值给出了技术条件。设计人员可方便地利用这些值计算误差以便预测其性能。以图 1 为例, 采用 2B31、350 Ω 电桥, 1mV/V 满量程 ($G=1000$), 10V 电压激励, $\Delta T = \pm 10^\circ C$, 地线上的共模噪声为 0.25V。

绝对增益误差和失调误差可用电位器调整到零。以满量程 (10V) 百分数表示的其它误差

源及其对系统精度的影响(最坏情况)列于表 1 中。

表 1

误差源	对绝对精度影响% (满量程)	对分辨率影响% (满量程)
增益的非线性	±0.0025	±0.0025
增益漂移	±0.025	
电压失调漂移	±0.05	
电流失调漂移	±0.004	
共模抑制比漂移	±0.00025	±0.00025
噪声(0.01~2Hz)	±0.01	±0.01
放大器总误差	±0.09175max	±0.01275max
激励漂移	±0.15 (±0.03 典型值)	
输出总误差	±0.24175max	±0.01275max
(最坏情况)	±0.1(典型值)	

在利用计算机或微机的系统中,噪声引起的增益漂移和失调漂移可自动校准到零。这样,误差源只剩下非线性和共模抑制比了。利用系统的 A/D 转换器做比例运算可消除激励源漂移误差。

三、接线与屏蔽

图 1 示出了推荐的接地与屏蔽技术。由于 2B30/2B31 模块是直接耦合的,所以对于放大器失调电流的地回路必须直接连接,或者利用隐含的地回路使信号地和适配电路公共端(脚 28)间的电阻为 $1M\Omega$ 。测量输入端及增益设置端应当与噪声源屏蔽。信号地或电缆屏蔽的接地不得多于一点。电源应当使用 $1\mu F$ 钽电容器和 $1000pF$ 金属陶瓷电容器进行退耦,并尽量靠近放大器。

四、典型应用实例

1. 三线电阻温度计的接口

如图 2 所示。它适于检测很小的电阻变化。桥臂电阻的温度系数应不小于 $\pm 5ppm/^{\circ}C$ 。

2. 四线 RTD 测温接口

如图 3 所示。2B31 为四线测温元件提供了恒流激励和高输入阻抗,消除了引线上电压降变化引起的测量误差。这里采用 100Ω 铂电阻温度计,用 R_G 设置增益使得 $+600^{\circ}C$ 时输出为 $+10V$,分辨率和重复性达 $\pm 0.1^{\circ}C$ 。

3. 压力变送器接口

如图 4 所示。这里采用 BLH 电子产品 DHF 系列应变计式压力变送器。2B31 为压力

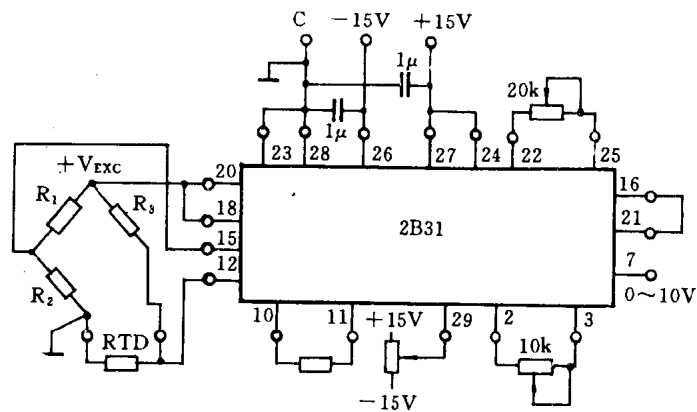


图 2 三线 RTD 测温接口

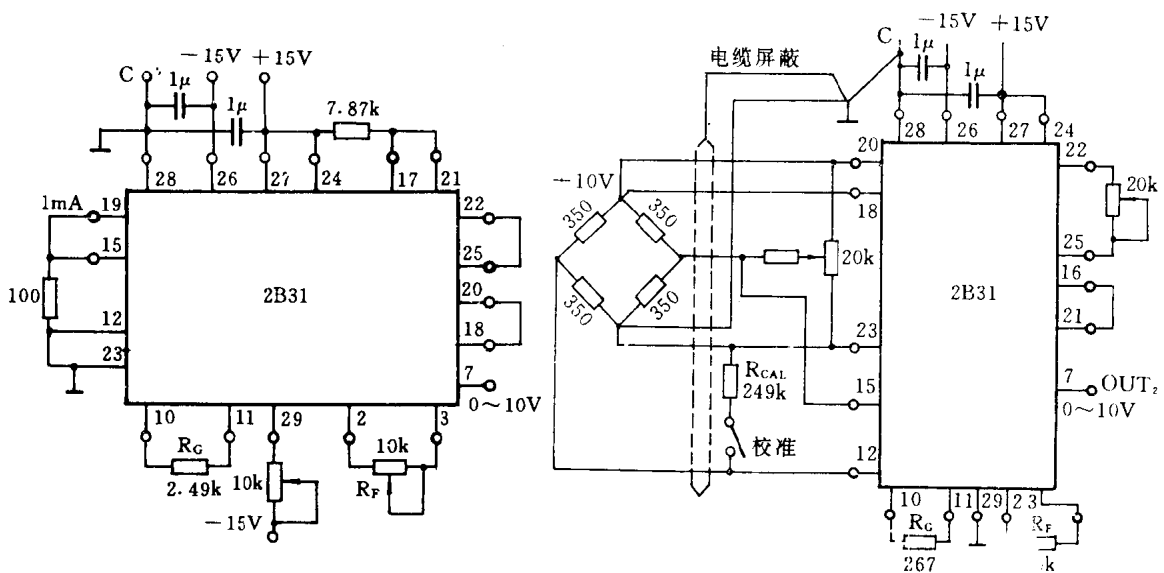


图 3 铂电阻温度计接口

图 4 压力变送器的接口

变送器提供 0~10V 激励电压。在 0~686、469 兆帕时，输出 0~10V，其增益为 333.3。电桥平衡电位器用来消除各种失调。量程电位器可精确地设定满量程。按下校准开关，利用校准电阻 (R_{CAL})，可得到系统校准常数。

4. 应变测量

应变测量电路见图 5。有效应变计用来测量被测应变，标准应变计用来温度补偿。电源选用较低的 3V 以减小电源对桥路元件的加热。校准成 1000 微应变对应 1V 的输出。滤波器阻断频率设置在 100Hz。在采用医用应变计测量人体呼吸时，这个方案也是适用的。

参 考 文 献

- [1] AD, Analog Device Data Sheet.
- [2] 李继凡等:《精密电气测量》,计量出版社。
- [3] 钱学文:电站监测数据采集系统,《电力系统设计》,1980,2.

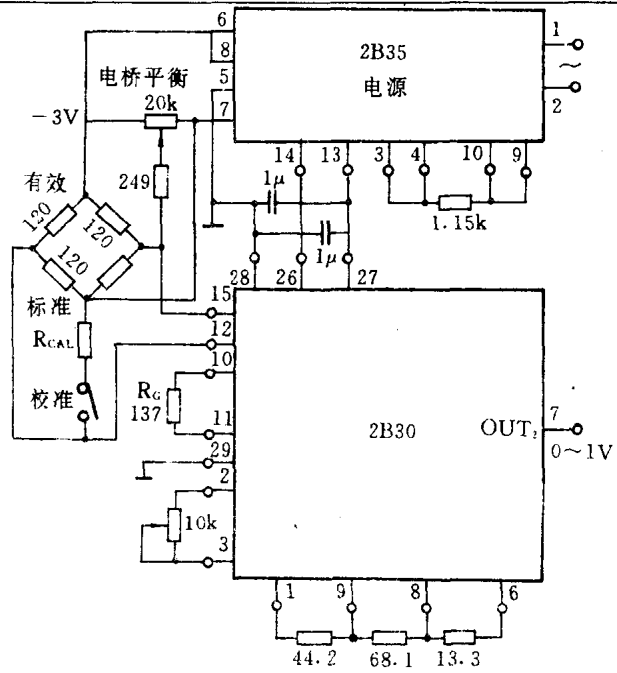


图 5 半桥应变计的接口

摘自《电子技术应用》月刊,1990年第11期

2.16 高精度光纤位移测量系统的电路设计

北京航空航天大学 吕俊芳

一、高精度光纤位移传感器

本文提到的光纤位移传感器是应用光强反射调制原理来达到非接触式高精度位移测量的。相对位移分辨率为 $0.1\mu\text{m}$ ，有效范围为 $0\sim 2\text{mm}$ 。其测量原理如图 1 所示。

图 1 中可以看出，光源的光经入射光纤射到可移动测量面上，反射光强由接收光纤收集，反射光强 I 与位移 d 有一定关系。反射光由光电二极管转换成电压(或电流)信号，通过调理电路输入给单片机进行处理，最后用五位 LED 显示位移量，显示精度达 $0.1\mu\text{m}$ 。

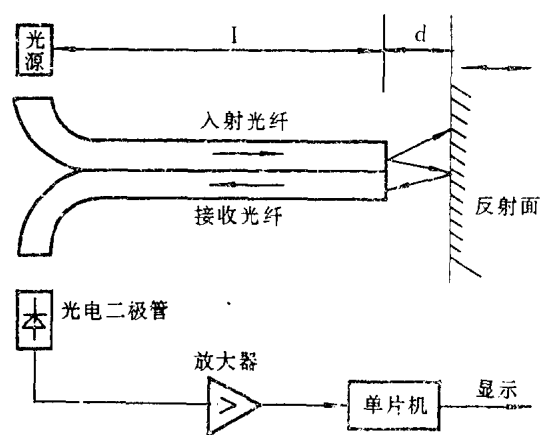


图 1 测量原理图

二、前置放大器的设计与调试

前置放大器是该测量系统的关键环节之一。它的精度、稳定度、灵敏度直接决定整个系统的性能指标。它的主要功能是必须在强噪声中接收微弱有用信号的能力，并能正确放大有用信号。图 2 所示为前置放大器方框图，图 3 所示为线路图。

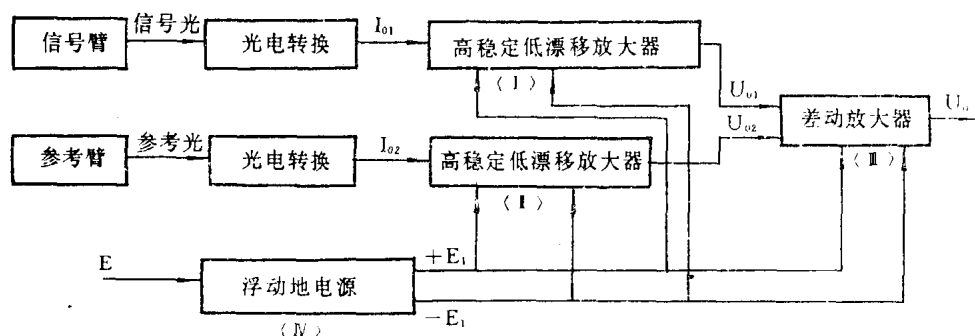


图 2 前置放大器方框图

图中，信号臂是指从光纤输出的随位移变化的光电流；参考臂是指光源输出的光电流，为

恒定值；〈Ⅰ〉、〈Ⅱ〉为高稳定低漂移放大器；〈Ⅲ〉为差动放大器；〈Ⅳ〉为浮动地电源。

1. 前置放大器的设计

以白炽灯作为光源，采用 PIN 光电二极管。用光学万用表测得在 Δd (相对位移) 为 2mm 范围内，从接收光纤输出端得到的光功率变化 ΔW 为 $1.0706\mu\text{W}$ 。采用的 PIN 二极管的灵敏度为 $0.6\mu\text{A}/\mu\text{W}$ ，则电流变化为：

$$\begin{aligned} \Delta I &= 1.0706\mu\text{W} \times 0.6\mu\text{A}/\mu\text{W} \\ &= 0.642\mu\text{A} \end{aligned}$$

位移在 2mm 范围内，测量精度为 $1\mu\text{m}$ ，电流分辨率应为 10^{-10}A 。

同时信号经差动放大，滤波后进行 A/D 转换，选用高精度转换器 7135 (4 $\frac{1}{2}$ 位)，其输入电压在 $-1.9999\text{V} \sim +1.9999\text{V}$ 之间。

考虑滤波器的衰减系数为 0.8，其转换值应为 $1.27\text{mV}/1\mu\text{m}$ 。因此，前置放大器的灵敏度为

$$k = \frac{1.27\text{mV}/1\mu\text{m}}{0.32\text{nA}/1\mu\text{m}} \approx 4.24\text{mV}/\text{nA}$$

2. 高稳定低漂移放大器(图 3)

已知光电管的输出阻抗很大，将光电流变成低输出阻抗的电压，采用一般放大电路会引起阻抗失配而大大削弱输入信号，对弱输入信号来讲更是严重问题。为此，选用了图 3 所示的积分型 I/U 转换电路。其中， $U_{o1} \approx -I_{o1} \cdot R_{F1}$ ， I_{o1} 为与位移有一定比例关系的光电流。 C_{F1} 为超前校正电容， R_{F1} 应小于 $100\text{k}\Omega$ ，否则电路易发生自激现象。

超低漂移运算放大器 F7650 居第四代运放。它利用动态校零的原理消除了 MOS 器件固有的失调和漂移，其失调电压和漂移仅几个 μV ，对弱信号来讲是个理想的运算放大器。 C_{F1} 选择合适可以使 5 $\frac{1}{2}$ 位电压表指示稳定在 μV 档上，分辨率为 $0.1\mu\text{V}$ 。

另外， C_1 、 C_2 为寄存电容，应选择漏电小的聚酯薄膜电容。

入射参考光为恒定值，其 I/U 转换及放大器〈Ⅱ〉的原理与放大器〈Ⅰ〉的相同。

3. 差动放大器

放大器〈Ⅰ〉的输出 U_{o1} 和放大器〈Ⅱ〉的输出 U_{o2} 同时送到由 F7650 构成的差动放大器〈Ⅲ〉。

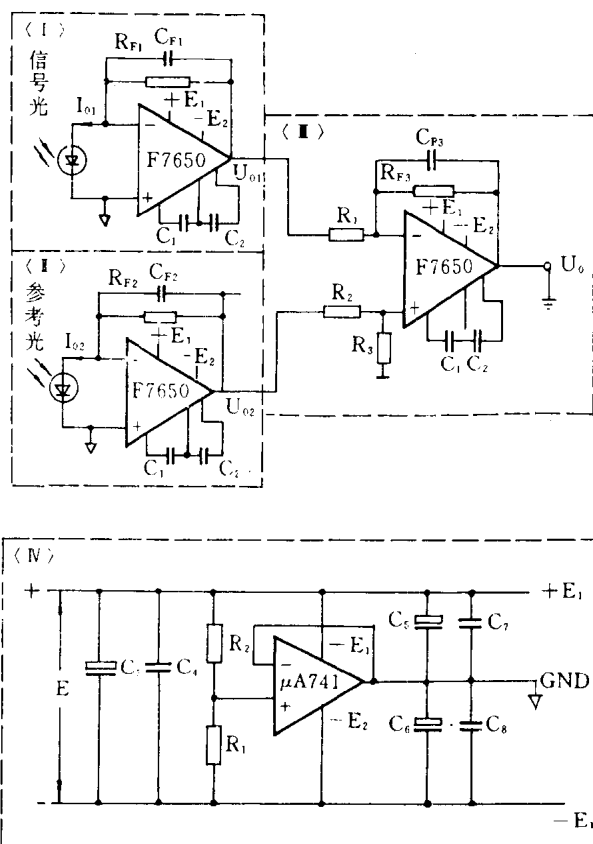


图 3 前置放大器线路图

采用这种双路消噪法的目的是为了消除电源波动、环境光的干扰和光电管特性随外界因素变化等形成的噪声,以提高输出信号 U_o 的信噪比, U_o 大小应服从中间放大器的要求。

4. 前置放大器的调试和保护

1) 调试

在调试前置放大器时,可自制弱信号源,模拟输入光电流 I_{o1} ,使 I_{o2} 输入为零,如图 4 所示。

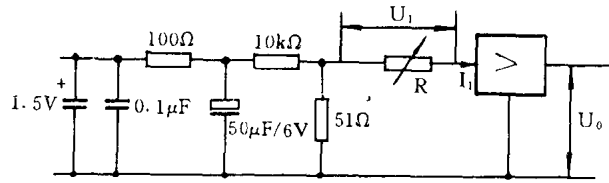


图 4 弱信号源电路原理图

表 1 (R 如图 4 中所示)

R(k)	U_1 (mV)	U_o (mV)	I_{in} (nA)	$k = \frac{U_o}{I_{in}}$ (mV/nA)
3.136	2.765	-3302	881.69	4.3326
14.708	3.432	-989.19	233.34	4.2392
21.715	3.497	-683.46	161.04	4.2440
32.284	3.550	-466.55	109.96	4.2428
37.137	3.560	-406.707	95.94	4.2390
46.179	3.582	-329.167	77.57	4.2436
56.542	3.595	-269.646	63.58	4.2410
66.806	3.605	-229.004	53.96	4.2437
76.262	3.612	-200.996	47.36	4.2395
86.814	3.618	-176.818	41.68	4.2427
97.251	3.622	-158.027	37.24	4.2430
323.74	3.647	-47.926	11.27	4.2543
506.84	3.653	-30.678	7.21	4.2564
5.671×10^3	3.661	-2.768	0.65	4.2583
9.321×10^3	3.660	-1.6594	0.39	4.2549

从表 1 可以看出:

(1) 灵敏度 k 值在 $0.39 \sim 881.69\text{nA}$ 范围内是常值,基本满足前置放大器提出的 $0 \sim 0.6\mu\text{A}$ 范围内线性要求。

(2) 基本满足前置放大器的性能要求,能分辨 10^{-10}A 数量级的微弱电流。

(3) 放大器灵敏度 $k_{平均} \approx 4.244\text{mV/nA}$ 。

从理论上分析,当 I_{o2} 为零时,输入电流为 I_{o1} ,通过放大器 (I) 与放大器 (II) 输出电压为:

$$U_o = I_{o1} \times R_{F1} \times \frac{R_{F3}}{R_1}$$

式中 R_{F1} 为 470k ; $\frac{R_{F3}}{R_1} = 9$,

\therefore

$$U_o = I_{o1} \times 470\text{k} \times 9$$

$$\therefore k_{理论} = \frac{U_0}{I_0} = I_{01} \times 470k \times \frac{9}{I_{01}} = 4.23mV/nA$$

因此,理论计算与实际测试值是吻合的,该前置放大器的性能满足设计要求。

2) 弱信号保护

在印刷电路板的设计过程中,应着重考虑弱信号的保护,应从以下几点着手:

(1) 输入端保护

输入电路采用屏蔽线保护,如图5。其中,4为F7650反相端输入;5为同相端输入;3、6形成保护环,以防止从其他电路的漏电电流流入信号输入回路。

(2) 浮动地电源(见图3(III))

F7650要求供给的正负电源对称并且稳定,才能使其特性发挥出来。为此,不用双电源供电,而用了浮动地电路。

所有的电容均具有去耦滤波特性,分压电阻 R_3 、 R_4 要求对称和良好的热稳定性。该电源的失调和漂移都很接近于用干电池供电的效果。

其他如接地问题、强弱信号走线问题及清洁处理问题等,都要适当注意。

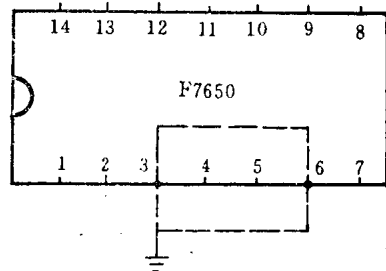


图5 输入端的保护

三、有源滤波器

本系统测量的是静位移,一切交流信号都是噪声,采用了甚低频有源滤波器。见图6。

该电路为巴特沃斯四阶有源低通滤波器,适宜于滤除直流电平信号上的甚低频随机脉冲干扰电压。

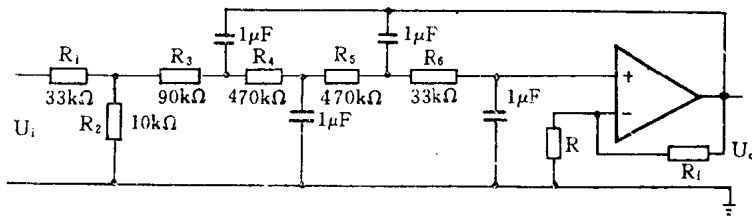


图6 甚低频有源滤波器

四、A/D 转换

A/D转换器将前级输出的电压信号转换成BCD码送入MCS-48系列单片微处理机中进行补偿修正,并变换成位移量,再通过CPU将该位移量在显示电路上显示。

设计A/D变换器接口电路的要求为:

分辨率达0.1mV;采样速度不作要求;量程为0~±1.9999V。

为此,采用了双斜率积分式 $4\frac{1}{2}$ 位A/D转换器TSC7135。

在7135的输入端接一个RC低通滤波电路,使A/D转换的信号更加稳定。

目前很多新型传感器的输出信号均与上述传感器输出信号有相似之处,故该电路的设计与调试具有一定普遍性。

2.17 集成电压-电流转换器 XTR100 的工作原理及应用

北京科技大学 赵开群

在远程数据采集、远程自动测量及过程自动控制中,从传感器送来的微弱信号(μV 数量级),由于经过长距离的传送,要受到传输线上压降、杂散热电偶、接触电势与接触电阻以及外部电磁场感应的影 响,干扰非常严重。通常采用电压-电流转换器,把微弱电压信号转换成电流信号(电流范围是 $4\sim 20\text{mA}$)。这样,在长距离传送时,传输线的压降、杂散热电偶、接触电阻、接触电势对电流信号就将不起作用,而现场中的马达、继电器、开关、变压器等产生的电、磁干扰也不能影响传送线上的电流变化。

下面介绍两种典型集成电压-电流转换器产品及其应用。

一、XTR100 型电压-电流转换器

1. 基本工作原理

XTR1000 型电压-电流转换器是美国 Burr-Brown 公司的产品。它的简化原理框图如图 1

所示。放大器 A_1 、 A_2 组成仪器放大器,控制着 T_1 、 A_3 组成的恒流源 i_0 。因此,从 $-IN$ 、 $+IN$ 端往里看,具有仪器放大器的特性,如高输入阻抗、低偏置电流、平衡差动输入、高共模抑制能力等。假设 A_1 、 A_2 是理想放大器,则每个放大器两个输入端的电位差非常小,即 $\Delta e_i \approx 0$ 。因而,③与⑤端电位相等,都是 e_1 ;同理,④与⑥端都是 e_2 ,则

$$i_s = (e_2 - e_1)/R_s \quad (1)$$

假设 A_3 是理想放大器,输入端电流很小,则

$$i_1 = i_s + i_3$$

恰当地设计电路,使 $i_2 = 19i_1$,并使 $e_2 - e_1 = e_{IN} = 0$ 时, $i_0 = 4\text{mA}$,即达到 i_0 的下限值。

根据 e_{IN} 的上限,适当选择 R_s 。由式(1)可知, e_{IN} 越大,在一定的 i_s 情况下, R_s 值越大,对于给定的输入电压摆幅,选择 R_s 可以得到输出电流最大值 20mA 。本产品的 R_s 与 e_{IN} 关系由下

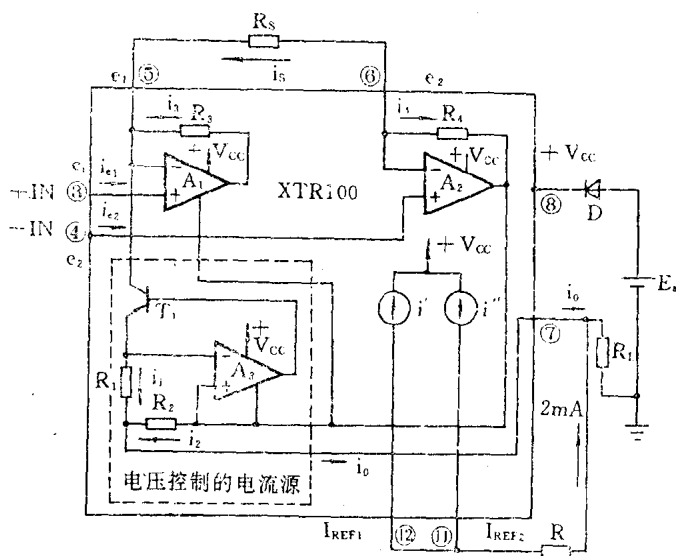


图 1 XTR100 结构原理

式决定：

$$R_s = \frac{40}{\Delta i_0 / \Delta e_{IN} - 0.016(\text{mA/mV})} (\Omega) \quad (2)$$

注意 i_0 是单极性的, 且 $e_2 \geq e_1$, 即 $e_{IN} \geq 0$ 。为了使输出电流不超过上限值 20mA, e_{IN} 最大值应小于 1V。由式(2)可见, 此时 R_s 最大; 反之, e_{IN} 减小, R_s 也减小。

图 1 中 i' 与 i'' 是恒流源(各为 1mA)作为信号偏置之用, 或者作为传感器的激励电源(见后分析)。

2. 基本联接方法

图 2 表示 XTR100 最简单接法——浮离电压源作输入信号。图中用一个梯形的符号表示电压-电流转换器。因为 XTR100 从输入端看是一个仪器放大器, 但是整个器件又不是放大器, 故采用一个三角形削去一个角(即梯形)来表示。图中 R_s 用来调节仪器放大器的增益, ①、②、④端电位器用来调节失调电压, 二极管 D 做反极性保护, 将避免由于瞬间或长期电源极性接反而损坏器件, 同时还要求⑦、⑧脚间接一只旁路电容器 C。器件正常工作时, ③、④端电位要比⑦端电位高 5V 左右。故图中接 R_2 , 这时 $R_2 \cdot 2\text{mA} = 2.5\text{k}\Omega \cdot 2\text{mA} = 5\text{V}$ 。

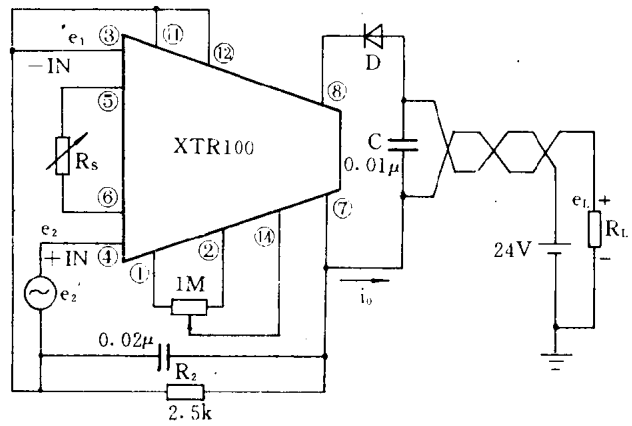


图 2 XTR100 基本联接方法

图 3 表示直接接传感器 RTD 的接线图, 这时用电流源 i'' 去激励 R_T , 从而产生 e'_2 。例如用铂 RTD 传感器测量温度 25~150°C, 设铂 0°C 时, 电阻为 100Ω, 266°C 时为 200Ω, 并希望 在 0°C 时 $i_0 = 4\text{mA}$, 150°C 时 $i_0 = 20\text{mA}$, 则 RTD 的灵敏度为

$$\Delta R / \Delta T = 100\Omega / 266^\circ\text{C}$$

从 25°C 至 150°C 时 e'_2 的变化值为

$$\begin{aligned} \Delta e_{IN} &= \frac{\Delta R}{\Delta T} \cdot (T_2 - T_1) \cdot i' \\ &= \frac{\Delta R}{\Delta T} (150 - 25) \times 1\text{mA} \\ &\approx 47(\text{mV}) \end{aligned}$$

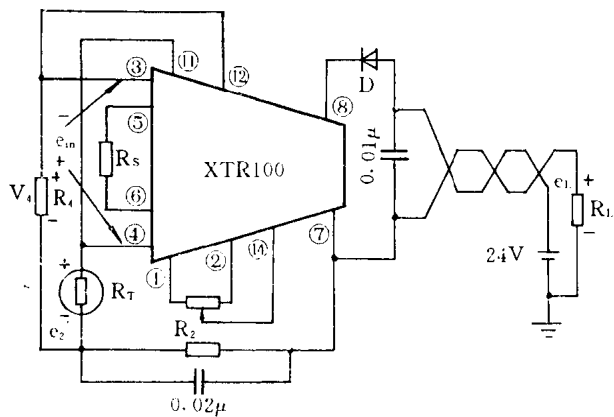


图 3 RTD 传感器的连接方法

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{40}{16\text{mA} / 47\text{mV} - 0.16(\text{mA/mV})} \\ &= 123.3(\Omega) \end{aligned}$$

当希望在 25°C 时, $i_0 = 4\text{mA}$, 即 $e_{IN} = 0\text{V}$,

$$\begin{aligned} \text{则} \quad V_4 &= e'_2 = i'' \cdot \left[R_{10} + \left(\frac{\Delta R}{\Delta T} \cdot 25^\circ\text{C} \right) \right] \\ &= 1\text{mA} \cdot \left[100\Omega + \left(\frac{100\Omega}{266^\circ\text{C}} \times 25^\circ\text{C} \right) \right] = 109.4\text{mV} \\ \therefore R_4 &= \frac{V_4}{i''} = \frac{109.4\text{mV}}{1\text{mA}} = 109.4\Omega \end{aligned}$$

R_4 的作用是使温度在最低限值时, 使 $e_{IN} = 0\text{V}$ 。若上述接法在应用时嫌不够, 有时要求选择工作点在不同位置, 使得其在对应的温度范围内, 当 e_{IN} 变化的范围不同时, 可通过图 4 的接法满足其要求。图中的 (a)、(b) 为提高工作点位置的接线法, (c)、(d) 为降低工作点的接线法。

必须指出, 虽然 i_0 的大小与 R_L 无关, 但是当电源给定后, R_L 有一个极限值。图 5 表示电源 E_s 在 10~40V 范围时 R_L 的极限值分布图。

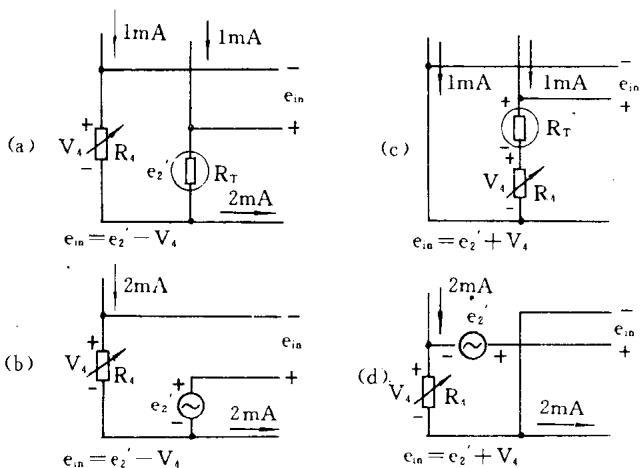


图 4 变换工作点位置的接线方法

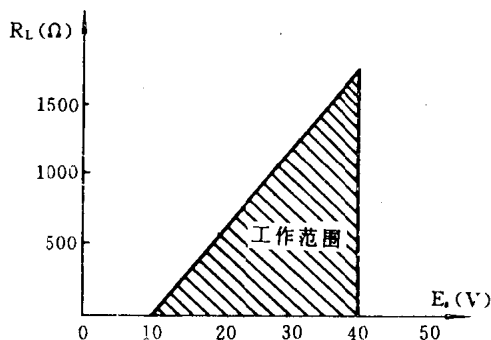


图 5 R_L 的极限范围

二、2B20/21 型电压-电流转换器

1. 基本工作原理

2B20 型电压-电流转换器是美国 AD 公司的产品。其简化原理框图如图 6(a) 所示。它由高性能运放 A、高稳定电压源 V_{REF} 、电流源 i_0 及一些精密电阻等组成。 V_{IN1} 、 V_{IN2} 为输入端, 要求 $V_{信号} = 0 \sim 10\text{V}$ 。 V_{CC} 为电源端 (8~32V)。本器件用恒压源进行偏置, 并要求直接输入信号电压。2B20 的电源电压与负载电阻关系如图 6(b) 所示。负载 R_L 上的电压为 $V_L = V_{CC} - 5\text{V}$, 若超过此值虽不会损坏器件, 但输出-输入特性变坏。

2. 基本联接方法

最基本的联接方法如图 7 所示, 输入信号 $V_s = 0 \sim 10\text{V}$ 加到 V_{IN1} 端, 且④、⑥端相联 (用虚线表示), 即 V_{REF} 作偏置用, 使 $V_{IN1} = 0\text{V}$; $i_0 = 4\text{mA}$, ⑧、①脚悬空。

若信号源 (V_s) 内阻很高, 它将作为 R_2 的一部分。显然, 此电路将引起误差。这时电路应改

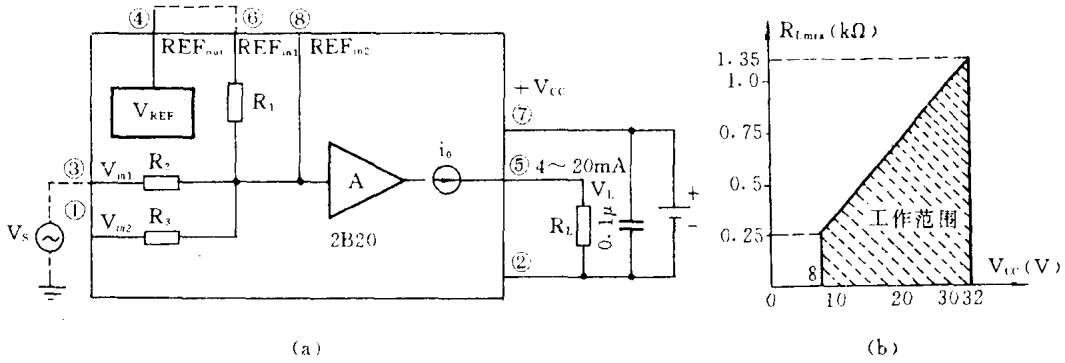


图6 2B20型电压-电流转换器原理结构图

接,如图7所示, V_S 从 V_{IN2} 输入, ④、⑧端相联。当 $V_S = 10V$, $R_L = 250\Omega$, 调节 W_1 使 $V_L = 5.000V$; 当 $V_S = 0V$, $R_L = 250\Omega$ 调节 W_2 , 使 $V_L = 1.000V$, 反复调节 W_1 、 W_2 , 可以使器件的精度提高。

2B20 也可以把 $0 \sim 10V$ 转换成 $0 \sim 10mA$, 按图中接法把 ④、⑥、⑧端悬空(即把偏置取消), W_1 改为 $1k\Omega$ 与 $8.25k\Omega$ 电阻串接。当 $V_S = 0V$ 时, 其输出端 5 变成 $0mA$; 当 V_S 为 $10V$ 时, 输出端转换成 $10mA$ 。

2B20 也可以把 $0 \sim 10V$ 转换成输出电流 $i_o = 0 \sim 20mA$, 接线如图8所示。REF_{IN2} 通过 $32.4k\Omega$ 电阻联接到 V_{IN2} 端, 对 W_1 可进行满刻度调节。

2B21 的性能和 2B20 相似, 只是放大器 A 是一只调制型隔离放大器。

从以上分析可知, XTR 较适用于与传感器直接联接, 但 2B20 可以接在输出为 $0 \sim 10V$ 的数模转换器上, 数模转换器的输出电压转换成 $4 \sim 20mA$ 、 $0 \sim 10mA$ 或 $0 \sim 20mA$ 的电流信号, 进行远距离传送, 或驱动

某些需要电流输入的仪器。如果要求 2B20 与传感器相联, 那么在两者之间必须加一级仪器放大器, 把传感器输出的微弱信号放大到 $0 \sim 10V$ 的电压信号。

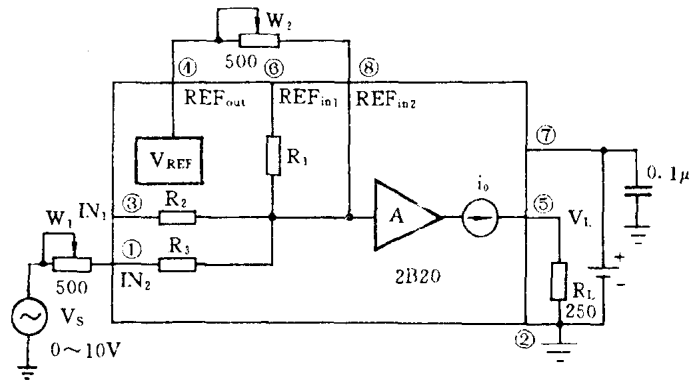


图7

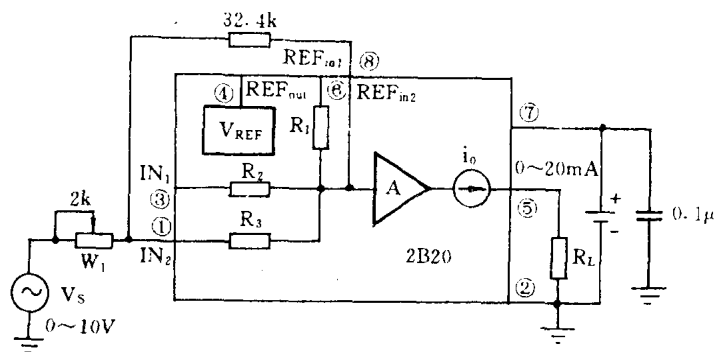


图8

三、应用

1. 电压-电流转换器直接与传感器连接

传感器 RTD(铂电阻温度计)与三只电阻 R 接成电桥,用 XTR100 的两个电流源 2mA 作激励电源,电桥的输出接到 XTR100 的两个输入端如图 9 所示。由图可见,电源 E_s 通过两根信号传送线给 XTR100 馈电,而器件通过电流源再给电桥馈电,从而节省了电桥的激励电源。因此,可以把 XTR100 放置传感器附近。

当热电偶烧断时具有指示下限值功能的电路如图 10 所示。当热电偶烧断时,偏置电流将无法进入 +IN 端,此

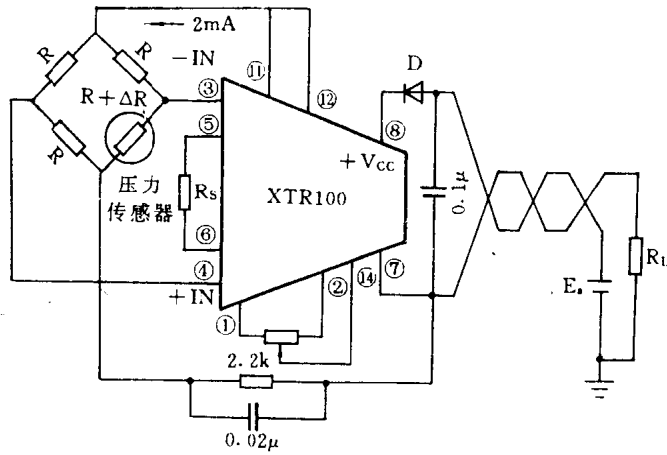


图 9

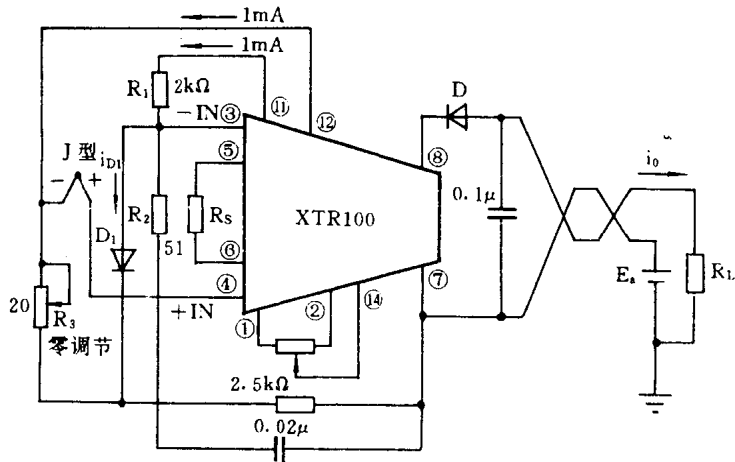


图 10

时 i_o 指示为 3.8mA。本电路考虑了热电偶的冷端补偿电路 (D_1)。由于二极管两端的电压 u_{D1} 与电流 i_{D1} 、温度 T 的关系为

$$U_{D1} = \frac{kT}{q} (\ln i_{D1} - \ln I_s) \quad (3)$$

式中 I_s 为二极管的反向饱和电流, k 为玻耳兹曼常数, q 为基本电荷, T 为绝对温度。又因为 I_s 、 k 、 q 都是常数,故 $u_{D1} \propto T$ 。当 T 变化时,则 u_{D1} 也变化,如果恰当选择 R_1 、 R_2 的阻值,可以使 R_2 上的电压变化与热电偶冷端电压变化值相同(从而抵消了热电偶冷端的环境温度变化时的电压变化)。同时要求 R_1 与 R_2 值之和要比二极管 D_1 的导通电阻大得多。

2. 电压-电流转换器在自动控制系统中的应用

图 11 表示使用 2B20 构成的比例压力控制系统。它用压力传感器监视系统的 3~15 磅/吋² 的工作压力。用信号处理器 2B31 做接口, 2B31 的输出电压 0~10V 被转换成 4~20mA 电流信号, 此信号加到报警器和比例控制器。再送到电流-位置转换器, 电流-位置转换器控制机动阀门, 阀门控制高压燃烧室, 从而组成压力控制环路。

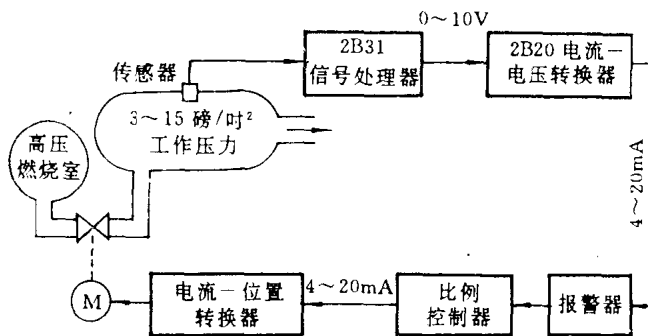


图 11

摘自《电子技术应用》月刊, 1990 年第 5 期

2.18 传感器信号变送器 F693 及其应用

国营 749 厂应用室 张宝春

在热电耦、电桥、压力等传感器信号的处理过程中,常对信号进行放大、补偿、V/I 变换等处理后再远程传输。F693 器件是具有上述功能的单片集成电路。它能和多种传感器直接配合使用,处理 0~100mV 之间各种量程信号,以 4~20mA 电流输出到测量与控制系统。

一、F693 介绍

F693 是由 V/I 变换器、信号放大器、基准电压源以及用于对传感器施加电源的辅助放大器组成,如图 1 所示。

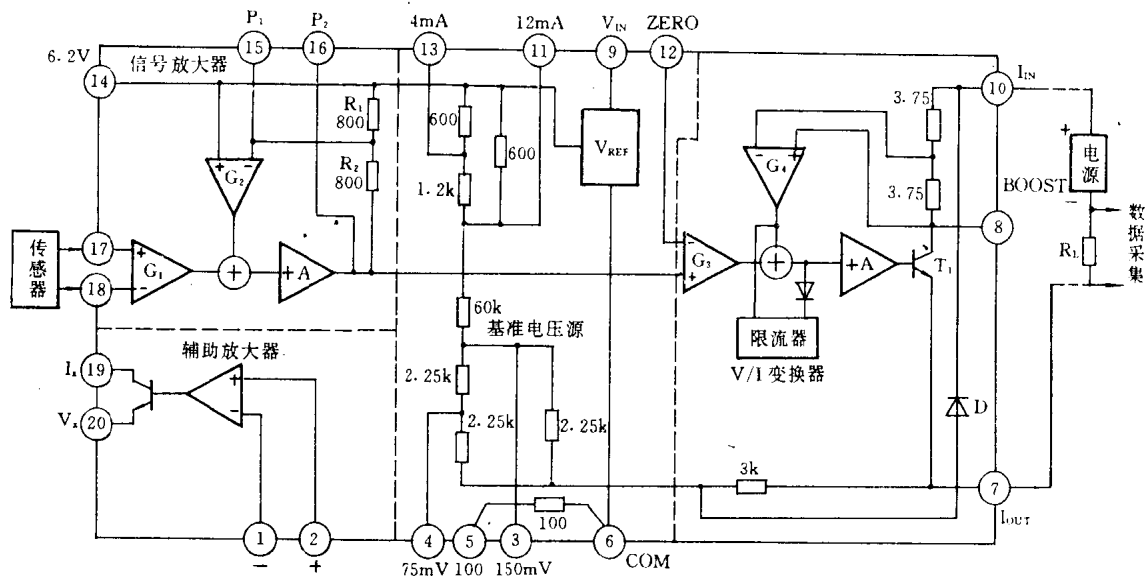


图 1 F693 原理图

1. V/I 变换器和输出电流调整

图 1 中最右边的是 V/I 变换器。 I_{IN} (⑩脚) 是环馈电流输出端,接远程的电源正端,电流流过取样电阻 $3.75\Omega \times 2$ 。 G_4 从一个 3.75Ω 电阻上取出信号放大后与 G_3 输出信号进行比较,将差值送至高增益放大器 (+A) 放大后控制 NPN 晶体管,使输出达到与 G_3 输入信号相应的电流值。

V/I 变换器的转换系数为 $0.2666A/V$,即 $75mV$ 的电压信号加到 G_3 输入端,输出就能达到满度电流 $20mA$ 。

F693 具有 $4\sim 20mA$, $0\sim 20mA$, $12mA \pm 8mA$ 三种输出范围,其零点电流分别为 $4mA$ 、

0mA、12mA,折算成 G_3 的输入电压分别为 15mV、0mV、45mV,对应的连接方式是把 ZERO (⑫脚)端分别接⑬脚、⑭脚、或⑪脚。

图 2 是 4~20mA 输出范围零点调整方法。图中 R_{z1} 、 R_{z2} 计算公式为:

$R_{z1} = 1.6V/I_A - 400\Omega$, $R_{z2} = R_{z1} \times 3.1V/(15mV + I_A \times 3.75\Omega)$; 式中 I_A 为调整范围,比如选 20mA 的 1% (即 $200\mu A$), 则: $R_{z1} = 7.6k\Omega$; $R_{z2} = 1.49M\Omega$ 。为了使调整范围略大于 $\pm 200\mu A$, 则 R_{z1} 、 R_{z2} 应向下选取标称值,即选为 $7.5k\Omega$ 、 $1.3M\Omega$ 。

用相似的方法,把⑫脚改接到⑪脚,则可对 12mA \pm 8mA 输出范围调整零点, R_{z1} 、 R_{z2} 由下式给出:

$$R_{z1} = 4.8V/I_A - 400\Omega;$$

$$R_{z2} = R_{z1} \times 3.1V/(45mV + I_A \times 3.75\Omega)。$$

G_4 放大器除放大外还具有限流作用,电流达到 25mA 时,它将使 (+A) 输出降低并减少 NPN 管 (T_1) 的基极电流。二极管 D 对电源起保护作用。

2. 信号放大器和输入量程的选择方法

图 1 中左上角部分是 F693 信号放大器。它对传感器信号进行缓冲、放大。通过调整它的放大倍数可以标定 F693 的输入电压量程。

传感器信号由⑰、⑱脚送至单位增益放大器 G_1 缓冲,再由 G_2 、(+A) 构成的闭环进行放大, (+A) 的输出信号送到 V/I 变换器。由于转换系数为 $0.2666A/V$, 变换器的输出电流为 4~20mA, 可推算出输入电压变化幅度为 60mV。通常信号放大器由两个 800Ω 电阻决定其增益值为 2。当信号放大器输入信号为 0~30mV, 时放大 2 倍后为 0~60mV, 送至 V/I 变换器后, 输出就得到了 4~20mA 电流。所以, 通过改变信号放大器的闭环增益就能改变 F693 的输入量程。

当⑮、⑯脚短路时, G_2 、(+A) 便形成单位增益放大器。这样, 在 F693 输入端⑰、⑱上输进 60mV 信号后就能产生 60mV 电压信号送到 V/I 变换器输入端, 其输出便能产生 4~20mA 电流输出。故此种连接的 F693 输入量程为 0~60mV。

当用 R_{s1} 接在⑭、⑮脚上时, 可增加信号放大器的闭环增益, 使小于 30mV 的传感器信号放大到 60mV。 R_{s1} 计算公式为

$$R_{s1} = \frac{400\Omega}{30mV/S - 1} \quad (1)$$

式中, S 代表需要的输入量程。

例如, 需要的输入量程为 6mV, 则可求出 R_{s1} 为 100Ω 。由于 F693 中的 R_1 电阻有 10% 的容差, 故 R_{s1} 也有 10% 以上的调整范围。

如果输入量程选在 30~60mV 之间, 可在⑮、⑯脚上外接并联电阻 R_{s2} , 使信号放大器增益为 1~2 范围内。 R_{s2} 计算公式为

$$R_{s2} = \frac{400\Omega(1 - 60mV/S)}{30mV/S - 1} \quad (2)$$

例如: $S = 40mV$, 则可求出 $R_{s2} = 800\Omega$ 。

如果输入量程要在较大范围内变动, 可以采用图 3 所示的宽范围量程调整方法。先按公式

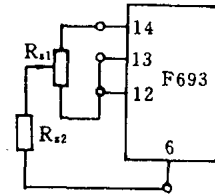


图 2 4~20mA 输出的零点调整

(1)、(2)计算出 R_{S1} 、 R_{S2} ，取其中较小值电阻的 90% 与 1.5k Ω 电位器串联。

例如输入量程选在 25~40mV 之间变动，则可算出 R_{S1} 、 R_{S2} 分别为 2000 Ω 、800 Ω ，选其中 800 Ω 的 90% 为 720 Ω ，将它串在电位器上。

如输入量程要求在 60~100mV 之间，则要用一个正比于信号放大器输出信号的电压加到 V/I 变换器 G_3 的反相端(⑫脚)，参见图 4。图中 R_{E1} 、 R_{E2} 对信号放大器输出信号(⑩脚)构成

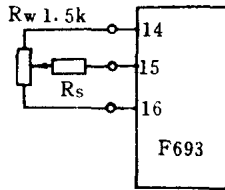


图 3 宽范围量程调整方法

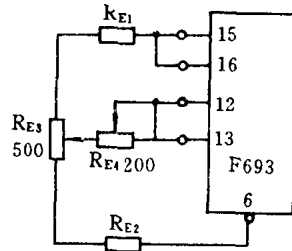


图 4 输入量程 60~100mV 的量程选择

分压网络，以适应 V/I 变换器差模输入电压范围。在决定 R_{E1} 、 R_{E2} 值之前，要测量 F693 内部分压网络的源电阻 R_D ，其方法是断开电源，短接⑭、⑥脚，测量⑥和⑬之间的电阻，即为 R_D 。然后用下面计算公式计算：

$$R_{E2} = R_D \left(\frac{S}{S - 60\text{mV}} - 1.0024 \right) \quad (3)$$

$$R_{E1} = 412R_{E2} \quad (4)$$

其调整步骤为：把⑰、⑱脚短路后接到④脚上，先将电位器 R_{E4} 调到零，然后调整电位器 R_{E3} 使 F693 输出电流为 4mA。再将满量程信号加到信号放大器输入端⑰、⑱端，调电位器 R_{E2} 使输出电流达到 20mA。这样就把衰减了的传感器信号加到 V/I 变换器的 ZERO(⑫脚)端，保证最大差模电压为 75mV。如果仍有误差，可以重新进行上述步骤。

顺便提一下，利用⑩脚信号控制辅助放大器的输出电压，可以实现对传感器的线性化处理。

二、应用电路

1. 二线方式应用

图 5 是 F693 用于铂 RTD(厚膜白金测温电阻器)实用电路。在此项应用中，F693 内部还专门设计了温度特性好的 100 Ω 电阻，作为 RTD 接口。RTD 和辅助放大器构成增益为 $(1 + R_T/100\Omega)$ 的放大器， R_T 是 RTD 的电阻值。同时辅助放大器与内部基准源的 75mV 电压配合，对 RTD 进行恒流($75\text{mV}/100\Omega = 0.75\text{mA}$)驱动。在 0 $^{\circ}\text{C}$ 时， $R_T = 100\Omega$ ，辅放增益为 2，则⑳脚 V_x 为 150mV。若温度升高， R_T 增加， V_x 值也增加。则使信号放大器输入信号增加，最后使 F693 的输出电流上升。

对图 5 电路稍加改动可改变测量范围。比如把 1.5k Ω 电阻并联在③、⑥脚上，可以将原来的内部基准电压(75mV、150mV)减少一半(因为③、⑥之间等效电阻为 1.5k Ω)，即为 37.5mV、75mV。如果其它连线不变，则相对的 R_T 变化范围允许比原来增大一倍，故测温范围值也增大

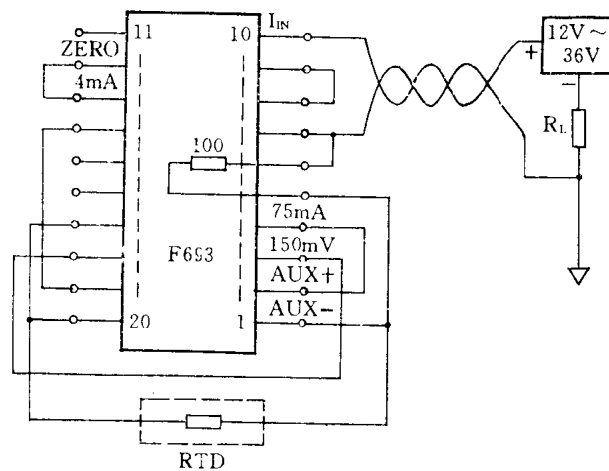


图5 铂热电阻测温电路

一倍。

此外,还可以用外部电阻网络和图1中所示的内部电阻网络相连得到各种测量温度范围以及以非0°C为起点的4mA环馈电流。

图6是用内部辅助放大器驱动荷重传感器的实用电路,它的输出电流为 $12 \pm 8\text{mA}$ 。

传感器组成通用的 350Ω 低阻电桥,具有 2mV/V 灵敏度,对压力、拉力、张力各种传感器均适用。本例中,辅助放大器接成压随器给荷重电桥提供1伏恒压驱动(准确讲应是 $10/62.3 \times 6.2 = 0.995\text{V}$)。当然辅助放大器也能提供或高或低的恒压。如使用 V_{IN} 端电压,辅助放大器还能输出高于6.2V的电压。

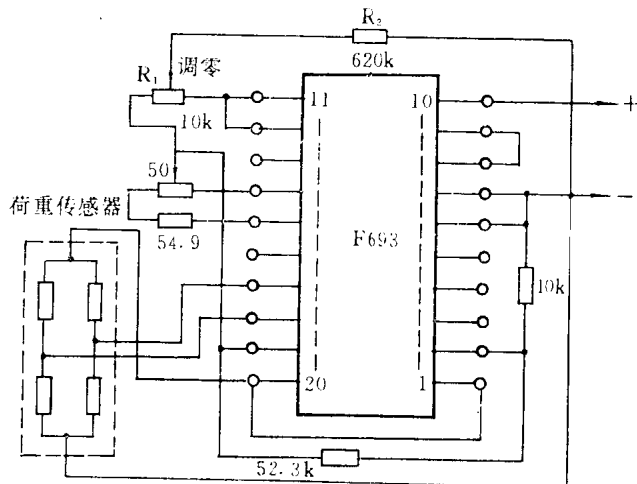


图6 内部辅助放大器驱动荷重传感器实用电路

本例中量程定在 4mV ,由公式 $R_s = 400 / [(30\text{mV/S}) - 1]$ 得到 $R_s = 61.54\Omega$ 。考虑到容差,取标称值 54.9Ω 。串 50Ω 电位器进行满度调整。

F693也能用于多种类型的热电偶传感器,如图7所示。AD592或AD590及几个外接电阻用于实现CJC(冷端补偿)。表1中给出了各种热电偶冷端补偿值。

CJC电压是AD592的 $1\mu\text{A/K}$ 电流在 R_{COMP} 上的压降。 R_z 及 50Ω 电位器用来校准所需零点,并把绝对温度换算成摄氏温度。先调零:把热电偶放在冰瓶中,调 50Ω 电位器使输出为 4mA 。

把信号放大器输入电压范围和标准热电偶表配合使用,就能得到以摄氏°C为单位的相应量程。

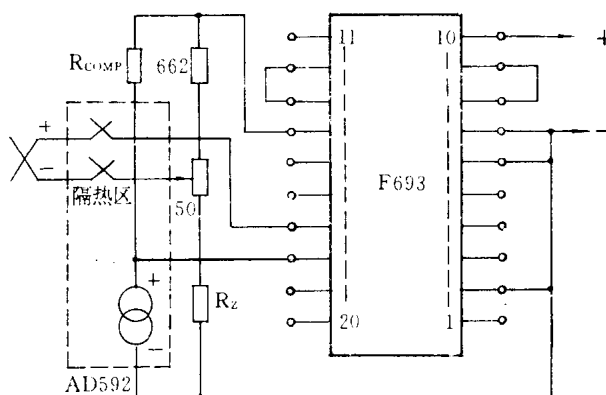


图 7 热电偶测温实用电路

注意:当 F693 恒定输出 20mA 时,则热电偶可能发生开路故障。

表 1 热电偶冷端补偿表

极性	材料	类型	环境温度	R_{comp}	R_z	30mV 量程温 度范围	60mV 量程温 度范围
+	铁 康铜	J	25°C	51.7Ω	301k	546°C	1035°C
--			75°C	53.6Ω	294k		
+	镍—铬 镍—铝	K	25°C	40.2Ω	292k	721°C	—
--			75°C	40.2Ω	374k		
+	镍—铬 铜—镍	E	25°C	60.4Ω	261k	413°C	787°C
--			75°C	64.9Ω	243k		
+	铜 铜—镍	T	25°C	40.2Ω	392k	要用增益大于 2	
--			75°C	45.3Ω	340k		

2. 三线方式应用

F693 可用于三线方式,即信号线和电源线分开。0~20mA 环馈电流的电路如图 8 所示。上述的各种应用均适用于三线方式。

图中⑫、⑭脚短接,当输入信号为零时,则 V/I 的输入端差值为零,其输出电流为零。若输出为 20mA,则 V/I 输入端的变化应为 75mV。由于信号放大器增益为 2,则输入信号为 37.5mV。

采用三线制时,可提高传感器的激励电压。同时输出回路的环境电压也能降至 6V。

注意:负载电阻 R_L 接在⑩端。

采用图 9 所示的外接旁路晶体管可降低 F693 自身热耗,以提高稳定性及可靠性。但晶体管的 BV_{CEO} 要大于电源电压,这样就能保证在电源电压及 25mA 下连续正常工作。当 f_T 在 10~100MHz 之间、 $I_E=20mA$ 时, β 值要大于 10。可以选用 2N1711、3DK10C、3DK3D 等,最好加上散热片。

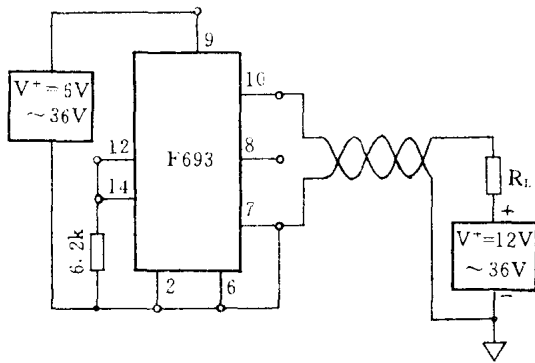


图8 0~20mA 环馈电流电路

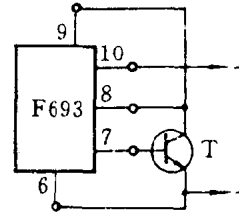


图9 外接旁路晶体管
可降低 693 热耗

表2 F693 主要参数(典型值, $V_s = +24V$, 4~20mA 输出; $R_L = 250\Omega$)

总未调 误差 FS%	共模 输入电压 (V)	输入偏 置电流 (nA)	工 作 电压范围 (V)	非线性 误差 %	输出电流 (mA)	功 耗 电 流 (μA)	零位电 流误差 (μA)	共 模 抑制比 ($\mu V/V$)	工 作 温度范围 ($^{\circ}C$)	参 考 价 格 (元)
(± 0.25)	$0 \sim V_{op} - 4V$	± 5	$\pm 12 \sim +36$	0.01	$+21 \sim +32$	500	± 25	± 10	$-40 \sim +85$	135

摘自《电子技术应用》月刊,1989年第7期

2.19 一种用两片 VFC32 构成的隔离放大器电路

衡阳市电子研究所 黄智伟

本文介绍的隔离放大器电路主要由两片电压/频率转换器 VFC32 和光电耦合器组成如图所示。VFC32 是美国 AD 公司研制开发的高精度集成电路(国产型号为 5GVFC32),它具有输

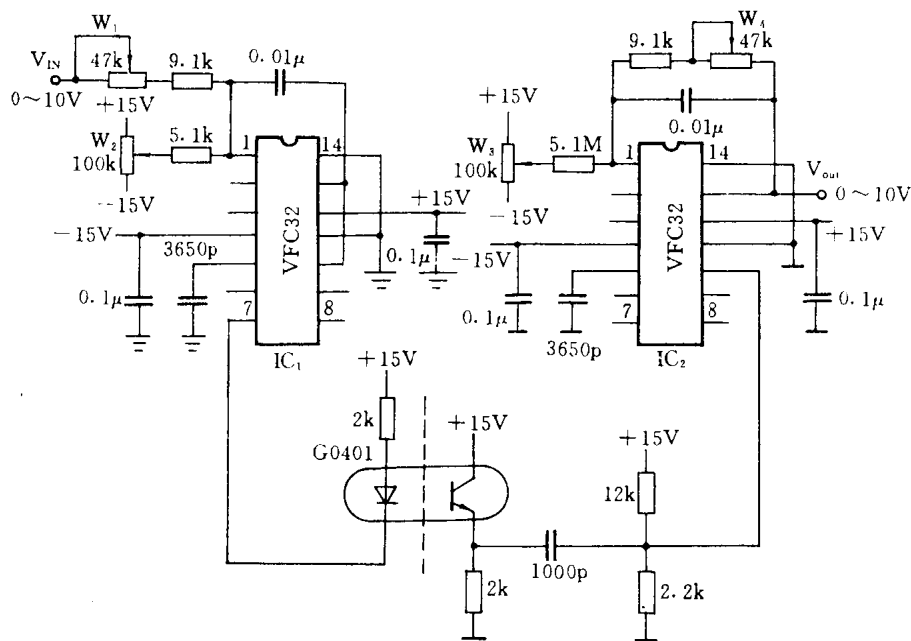


图 1

出连续跟踪输入、线性度好的特点,不仅可用于电压/频率转换,也可用于频率/电压转换,在工作频率 0.01Hz~10kHz 时其转换线性度为 0.01%FS。

电路调整步骤如下:

- (1) 加一个满度千分之一的输入电压,调节 W_2 使 IC₁ 的输出频率等于满度的千分之一(测试 IC₁(7));
- (2) 加一个满度输入电压,调节 W_1 使输出频率为满度值(10kHz);
- (3) 重复(1)、(2)步骤再调节一次;
- (4) 加一个满度千分之一的输入电压,调节 W_3 ,使 IC₂(13)输出电压等于输入电压;
- (5) 加一个满度输入电压,调节 W_4 ,使 IC₂(13)输出电压等于满度输入电压;
- (6) 重复(4)、(5)步骤再调一次。

摘自《电子技术应用》月刊,1989年第9期

2.20 实用线性隔离放大器

机电部 41 所(蚌埠市) 崔建吾 许彦斌 钱 彬

近年来,微机系统的应用环境日益复杂,因此生产线上使用的微机控制系统,往往划分为若干功能模块,各功能模块又往往按安装位置的不同而单独供电。这样,就构成了有多组电源供电的共地系统。由于各电源特性不一和地线分布参数等原因,就会产生很强的不等电位干扰—共模干扰。

对于模块之间数字信号的传输,可以使用光电耦合器进行彻底隔离。但是,光电耦合器具

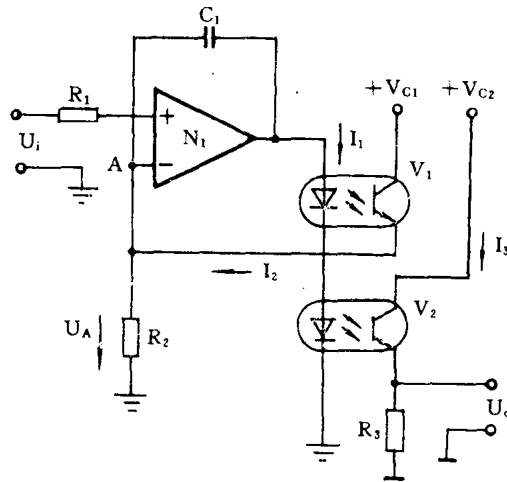


图 1 线性隔离放大器

有较大的非线性,直接用来传输模拟量时,精度较差,而传统的调制解调电路和非线性补偿电路既复杂又庞大,也很不适用。笔者介绍一种精度较高、电路简单的隔离传输电路,可以较好地完成模拟信号的不共地传输。

该电路又称隔离放大器,如图 1 所示。电路的核心是两个光电耦合器 V_1 和 V_2 。 V_2 和 R_3 组成输出级; V_1 和 V_2 的初级串接,公用同一激励电流 I_1 ; V_1 和 R_2 模仿输出形式,组成负反馈电路。

设 V_1 和 V_2 的电流非线性传输函数分别为 $g_1(I_1)$ 和 $g_2(I_1)$

$$\text{即} \quad I_2 = g_1(I_1) \quad (1)$$

$$I_3 = g_2(I_1) \quad (2)$$

N_1 是单电源运算放大器,根据理想运放的概念,有下列关系:

$$U_i = U_A = I_2 \cdot R_2 \quad U_o = I_3 \cdot R_3$$

则放大器电压增益为

$$G = U_o/U_i = I_3 \cdot R_3/I_2 \cdot R_2$$

将式(1)和式(2)代入上式得

$$G = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{g_2(I_1)}{g_1(I_1)} = K \cdot \frac{g_2(I_1)}{g_1(I_1)} \quad (3)$$

式中 $K=R_3/R_2$ 。

如果 V_1 和 V_2 是同型号光电耦合器或是同一封装的双光电耦合器,那么,可以认为它们的传输函数的温度特性和电流非线性是完全一致的,即 $g_1(I_1)=g_2(I_1)$,则 $G=K$ 。常数 K 即为该隔离放大器的电压传输比。由此可见,利用光电耦合器 V_1 和 V_2 电流传输系数的对称性,一个作输出,一个作反馈,可以巧妙地补偿它们的非线性。

由于光电耦合器初、次级之间存在着传输时延, V_1 和 R_2 组成的负反馈电路显得迟缓,容易引起自激振荡。电容 C_1 可以消除自激振荡,其容量可根据电路频率特性来选取。实践证明,选用快速非达林顿型光电耦合器可改善电路的整体性能。为了提高该隔离放大器的输出能力,降低输出阻抗,可以在输出级加一个电压跟随器作缓冲。

经多次实验表明,如果 V_1 和 V_2 采用夏普双光耦器 PC827,该电路的线性误差不超过 0.2%。又由于该电路的输入与输出之间仅有光的耦合,而没有电的联系,所以,能很好地隔断共模干扰,解决了模块之间模拟信号的不共地传输。

摘自《电子技术应用》月刊,1991年第12期

2.21 电桥放大电路中 7650 的一些应用问题

苏州大学 汪一鸣

《电子技术应用》今年第三期介绍了第四代集成运放 5G7650 的典型应用,本人在单片机温度测控系统中采用了该文介绍的由 5G7650 组成的电桥放大电路,作为 A/D 转换的前置放大,收到了很好的效果。本文针对实际电路作一介绍,希望对读者能有参考价值。

1. 放大倍数的确定

原理电路如图 1 所示。从 AB 两端向左看进去,采用戴维南定理和叠加定理,可将电路化为差分放大电路如图 2 所示。

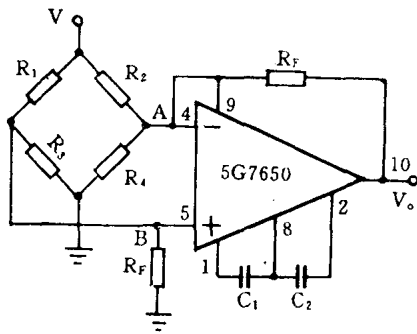


图 1 电桥放大器原理图

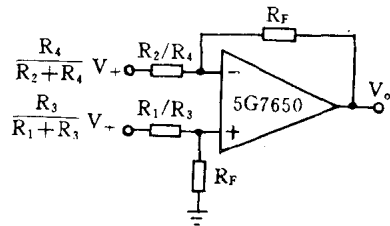


图 2 电桥放大输入电路

显然:

$$v_0 = \left[\frac{R_2 // R_4 + R_F}{R_2 // R_4} \right] \left[\frac{R_F}{R_1 // R_3 + R_F} \right] \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_+ - \left[\frac{R_F}{R_2 // R_4} \right] \times \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_+$$

设

$$\Delta v_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_+ - \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_+$$

取

$$R_1 = R_2 \gg R_3, R_4; R_F \gg R_3, R_4,$$

则有

$$R_2 // R_4 + R_F \approx R_F; R_2 // R_3 + R_F \approx R_F$$

∴

$$v_0 = \frac{R_F}{R_4} \Delta v_1;$$

$$K_{vd} = \frac{v_0}{\Delta v_1} = \frac{R_F}{R_4}$$

实际电路中, R_3 为一铂热电阻(分度号为 BA₁, $T=0^\circ\text{C}$ 时, $R_0=46\Omega$, $\frac{R_{100}}{R_0} = 1.391 \pm 0.001$)。因为后接 A/D 转换电路 5G14433,故要求 $T=0^\circ\text{C}$ 时, $v_0=0\text{V}$; $T=200^\circ\text{C}$ 时, $v_0=2\text{V}$ 。

若取 $R_1=R_2=10\text{k}\Omega$, $R_4=46\Omega$, 可以算得:

当 $T=0^\circ\text{C}$, $R_3=R_4=46\Omega$ 时, 电桥平衡, $\Delta v_1=0$, $v_o=0$; 当 $T=200^\circ\text{C}$, $R_3=82\Omega$ 时, $\Delta v_1=17.84\text{mV}$, 应有 $v_o=2\text{V}$ 。 $\therefore K_{vd}=\frac{2000}{17.84}=112.1$; $\therefore R_F=K_{vd}R_4=5156\Omega$ 。

据此设计的实际电路如图 3 所示。

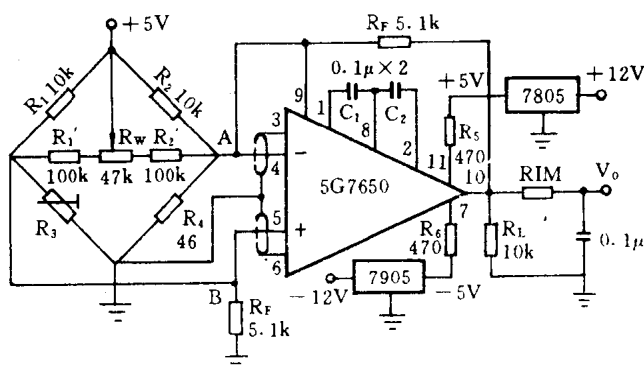


图 3 实际铂热电阻电桥放大电路

2. 输出端滤波

由于电桥放大是直流低电平放大, 在输出端应接 RC 低通滤波器, 可有效地滤去内时钟斩波频率引起的尖峰脉冲干扰。

3. 电桥平衡调整

由于 5G7650 有微小的失调电压, 电桥电阻值也不可能绝对精确, 故在 R_1R_2 臂上接上 R_1' 、 R_2' 和 R_w 调零。

4. 锁定效应

5G7650 和其他 CMOS 电路一样, 也有锁定(可控硅)效应。为此, 除利用 9 脚的输出过载箝位端外, 还应在正负电源间串接限流电阻 R_5 、 R_6 , 才不至损坏电路。同时注意, 开机时应先接通 5G7650 的电源, 然后再接通输入信号和负载电路; 关机时, 应先关掉输入信号和负载, 然后再切断 5G7650 的电源。

5. 保护环的利用

双列直插式 5G7650 的 3、6 脚是两个保护端, 可以借助它们在印刷板上设置相应的保护环, 用来防止由于输入管脚与相邻管脚之间处于不同电位造成漏电而引入的外界干扰。

2.22 A/D 转换器 ICL7109 的应用研究

哈尔滨建筑工程学院 姜永成

ICL7109 是一种高性能、低功耗、双重积分型 A/D 转换器,它能与微型计算机系统通过各种连接以构成测量系统。

ICL7109 的模拟输入可接成单端输入方式,亦可接成差动输入方式,输出的数字信号共有十四位,其中十二位为数据,一位为符号位,一位为溢出标志位。其模拟量转换及数字信号输出方式受 $\overline{\text{RUN/HOLD}}$ 、 $\overline{\text{MODE}}$ 、 $\overline{\text{HBEN}}$ 、 $\overline{\text{LBEN}}$ 及 $\overline{\text{CE/LOAD}}$ 脚的信号及状态控制。

ICL7109 虽然转换速度较低,但具有高精度、低噪声、低漂移、内藏基准电压源及价格便宜特点,因此它可以广泛应用于低速度高精度测量场合。

本文着重讨论 ICL7109 在单片机多路巡回测量系统中的应用问题。并较详细地分析直接输出方式下 A/D 转换器速度与模拟开关及运算放大器速度的匹配问题。

一、单片机多路巡回测量系统电路结构

本文所研究的测量系统,由两只 MC14501 模拟开关、三只 OP-07 运算放大器、一只 ICL7109A/D 转换器及 8031 单片机系统构成。其电路原理如图 1 所示。

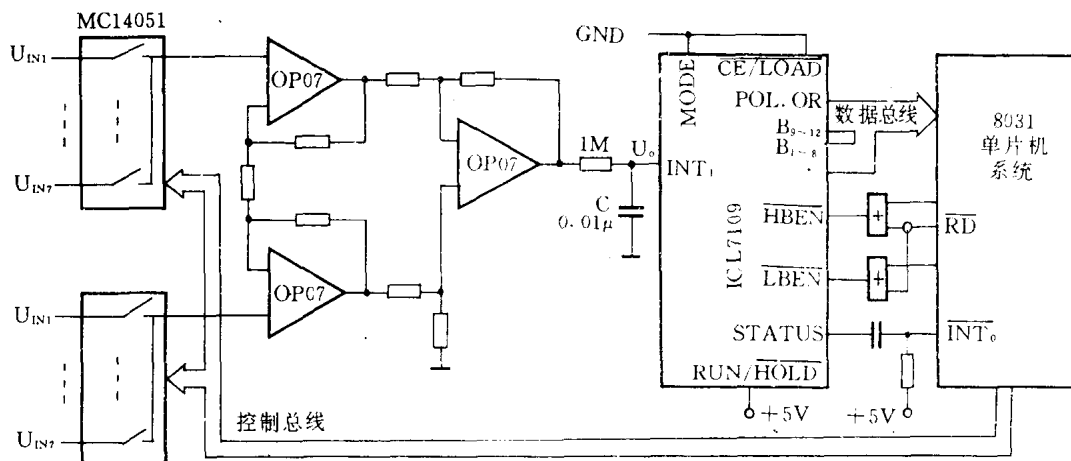


图 1 7109 数据采集系统原理图

ICL7109 与计算机系统有多种连接方式。此处将其接成直接连续转换方式,即将 $\overline{\text{MODE}}$ 、 $\overline{\text{CE/LOAD}}$ 脚接成低电平, $\overline{\text{RUN/HOLD}}$ 脚接成高电平, $\overline{\text{HBEN}}$ 、 $\overline{\text{LBEN}}$ 脚为高低位选通控制, STATUS 脚为中断申请信号。接成此种方式以后, ICL7109 将以 8192 周期/次的速度连续不断地进行 A/D 转换。每次转换结束时, STATUS 脚输出信号下降沿产生一个负脉冲,向 8031 单片机系

统发出中断申请。单片机系统响应中断后,执行读数据服务程序。首先选通高位地址,并与 \overline{RD} 信号相或后送入到 ICL7109 的 \overline{HBEN} 端。读入高位数据后再选通低位地址,与 \overline{RD} 信号相或后再送入到 ICL7109 的 \overline{LBEN} 端。这样分两次读入高位和低位数据,然后合上需测的下一个数据模拟开关。以后再循环上述过程完成巡回测量。中断读数据时不影响 ICL7109 的 A/D 连续转换。

二、ICL7109 工作时序

在直接连续转换方式下,ICL7109 工作的时序图如图 2 所示。全过程分三个时期,即自动调零期(2048 个工作周期);信号积分期(2048 个工作周期);反向积分期(4096 个工作周期)。每一次反向积分结束后发出内部锁存数据脉冲,表明一次 A/D 转换结束,并将数据锁存起来(ICL7109 内部有十四位数据锁存器),此时 ICL7109 的 STATUS 脚输出由高电平转变为低电平,我们正是利用这个下降沿产生负脉冲向单片机系统申请中断。计算机响应中断后即可读入数据,这在单回路测量系统中可以可靠地进行工作,但在多路巡回测量系统中,每次读完数据后还要切换下一路的开关,因此就存在着模拟开关、运算放大器的速度与 A/D 转换速度的匹配问题,如果速度配合不当是无法进行准确测量的。

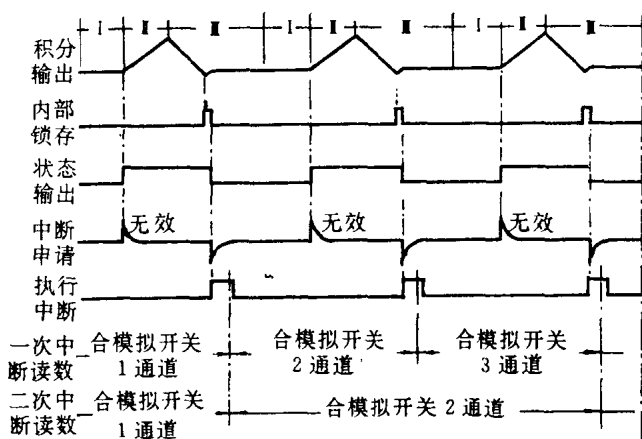


图 2 ICL7109 的工作时序

三、ICL7109 模拟输入电压的稳定时间

按使用手册的参数选择模拟输入端的限流电阻(1M Ω)和滤波电容(0.01 μ F),即使不考虑模拟开关和运算放大器的速度,ICL7109 模拟输入端电压建立的稳定时间也是非常可观的。如果我们把模拟开关、运算放大器及 ICL7109 看成为一个环节,且把模拟开关前的电压信号作为输入端信号,而把 ICL7109 模拟输入端的电压信号作为输出端信号,那么这个环节可以认为是一个一阶惯性环节。每一次切换模拟开关,这个环节都要产生一个阶跃输入的变化过程,如图 3 所示。

过程函数为

$$U_o = U_{IN1} \cdot K[1 - e^{-t/T}]$$

式中: U_{IN1} ——模拟开关前输入电压;

U_o ——ICL7109 模拟输入电压;

K ——环节放大系数;

$T=RC$ ——环节时间常数。

我们希望在过渡过程结束后再进行 A/D 转换,且其过渡过程不占太多时间。当结束时间

为八倍时间常数,则其误差为

$$\Delta U\% = \frac{100 \cdot [U_{0(\infty)} - U_{0(8T)}]}{U_{0(\infty)}}\% \approx 0.034\%$$

ICL7109 的分辨率为 1/4096,即为 0.0244%,为了不影响测量精度,要求稳定的时间至少大于八倍时间常数,即

$$\begin{aligned} T_w > T &= 8 \cdot R \cdot C \\ &= 80\text{ms} (R \approx 1\text{M}\Omega, C \approx 0.01\mu\text{F}) \end{aligned}$$

四、ICL7109 工作周期的选择

为了抑制工频信号的干扰,ICL7109 的积分时间最好是工频信号周期的整数倍。

工频信号的振荡周期为

$$\Delta T = 1/f = 1/50 = 0.02(\text{s})$$

如选择

$$T_1 = 0.02(\text{s})$$

根据 ICL7109 积分时间的选择公式:

$$T_1 = 2048 \times 58/f$$

可求出

$$f = 2048 \times 58/T_1 = 5.939\text{MHz}$$

这样晶体频率可选择 6MHz,已超出了手册给出的推荐参数(1~5MHz 晶振),但是经过试验,6MHz 晶振也可以正常工作,而且使转换速度提高。

如果选择 $T_1 = 0.04(\text{s})$

则

$$f = 2048 \times 58/T_1 = 2.9696\text{MHz}$$

这样晶振频率可选 3MHz,满足手册要求,但转换速度降低了。选 3MHz 晶振时,ICL7109 工作周期 $\Delta T_3 = 58/f = 19.33(\mu\text{s})$ 。选 6MHz 晶振时,ICL7109 工作周期 $\Delta T_6 = 58/f = 9.67(\mu\text{s})$

根据前面分析的 ICL7109 工作时序的分配,采用一次中断读取数据,其模拟输入电压应在第 III 期(反向积分)的后期和第 I 期(自动调零期)这段时间内稳定。第 I 期的工作时间为 2048 个工作周期,第 III 期的全部工作周期为 4096 个工作周期。反向积分所占用的工作周期与输入电压成正比,如设其最大为 2048 个工作周期,则允许模拟电压的稳定时间为

$$T = 2 \times 2048 \times \Delta T_3 \approx 80\text{ms} (\text{选 } 3\text{MHz 晶体})$$

或

$$T = 2 \times 2048 \times \Delta T_6 \approx 40\text{ms} (\text{选 } 6\text{MHz 晶体})$$

由此可知,如果选用 3MHz 晶振,则可以满足 ICL7109 模拟输入电压稳定时间的最低要求,但是实际应用中,通过多次试验发现,即使选用 3MHz 晶振,这段时间也是不够的。如果选用 6MHz 晶振,显然不满足上述要求,因此在第一次中断时所积分的数值不能使用,而必须在第一中断后不取数据也不再切换模拟开关,而是等到第二次中断时再读取数据,这时的数据才是稳定可靠的。两次中断读取数据留给 ICL7109 模拟输入电压稳定的时间为

$$T = (4 \times 2048 + 2 \times 2048) \times \Delta T_6 \approx 118.8\text{ms}$$

显然,这段时间是比较充足而且合理的。

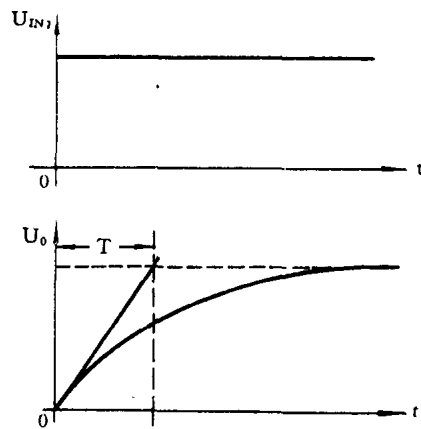


图3 输入开关切换过程

五、试验与结论

表1、表2列出了选择3MHz和6MHz晶振时的读数数据。由表中可看出,当中断次数不同时,同一点所测的数据有所不同,而中断两次与三次时读取的同一点读取数据基本一致。这就说明中断一次时所测的数据是不稳定的,而中断两次以后的数据则是稳定的,所以应该中断两次以后再读取数据和切换模拟开关。而且可选择6MHz晶振,这就提高了测量速度。

表1 选3MHz晶振

中 断 点	1	2	3	4	5	6
一次读数	-3792	-0024	3547	-4060	4003	-0124
	-3792	-0025	3574	-4060	4003	-0124
	-3792	-0024	3575	-4059	4003	-0124
两次读数	-3792	-0003	3574	-4073	4048	-0160
	-3792	-0003	3574	-4073	4048	-0160
	-3791	-0003	3575	-4074	4048	-0159
三次读数	-3792	-0003	3573	-4073	4047	-0159
	-3790	-0003	3572	-4072	4046	-0159
	-3790	-0003	3573	-4073	4046	-0159

表2 选6MHz晶振

中 断 点	1	2	3	4	5	6
一次读数	3358	0150	-3356	3722	-3453	-1007
	3358	0150	-3355	3721	-3454	-1008
	3359	0150	-3356	3721	-3454	-1010
两次读数	3378	0007	-3362	4036	-4067	-0726
	3378	0008	-3362	4036	-4068	-0727
	3377	0007	-3363	4035	-4068	-0726
三次读数	3377	0007	-3361	4037	-4065	-0728
	3378	0007	-3362	4036	-4065	-0728
	3377	0008	-3362	4036	-4066	-0729

表中各点数据为同一输入值,所读数据顺序即为模拟开关顺序。表1与表2所测数据不完全一样。

通过以上分析和实践,本人认为选择ICL7109作为低速、高精度巡回测量系统中的A/D转换器是比较合适的,因为在低速测量中一般测量的是各点的稳态值或者平均值,而不是严格要求测量各路同一时刻的瞬时值;而且其价格要比同样精度的A/D高速转换器(AD574)便宜6~7倍。只要恰当地选择晶振,合理地安排测量系统中的工作时序,选择ICL7109构成高精度、廉价的巡回检测系统是可行的,而且是很有实际意义的。

摘自《电子技术应用》月刊,1990年第4期

2.23 5G14433 模数转换器的启停控制

陕西工学院 吴延海

在使用 5G14433 时,若将 5G14433 的 EOC 端与 DU 端相连,则每一转换周期的结果都将被输出。输出时序如图 1 所示,图中 T_c 为时钟周期。首先,EOC 端发出一正脉冲,接着转换结果由选通信号 $DS_1 \sim DS_4$ 控制扫描输出。 $Q_3 \sim Q_0$ 先输出千位 BCD 码,最后输出个位 BCD 码。在一个转换周期内, $Q_3 \sim Q_0$ 重复输出同一转换结果高达 200 次以上。在 EOC 发出正脉冲的同时,5G14433 的内部又开始了下次转换工作,经过上述三个阶段(约为

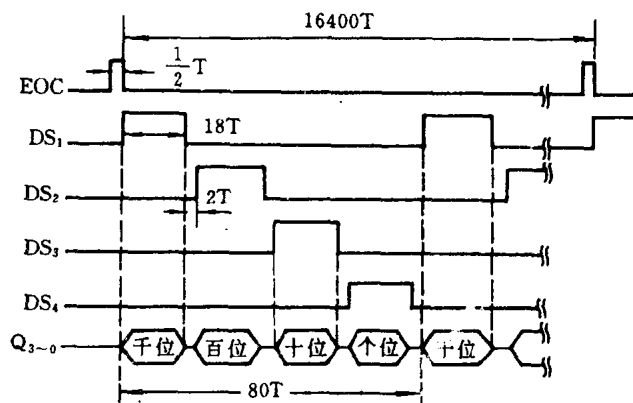


图 1 5G14433 输出时序图

16 400 个时钟周期),EOC 再次发一正脉冲,标志第二次转换结束,开始新的输出。一旦上电,这一过程周而复始。由此可以看出,5G14433 内部的转换和输出是并行的,前次转换结果输出的同时,进行着下次转换。

一、ADC5G14433 启停控制设想

据有关资料介绍,若在 5G14433 的基准电压输入端 V_R 上加入一个大于 5 个时钟周期的负脉冲(V_{EE} 电平),可使整个芯片复位到转换周期的起点。本人经过多次实验,结果完全相符,并且当 V_R 保持 V_{EE} 电平时,5G14433 一直复位在转换周期的起点,无信号输出。一旦 V_R 接入基准电压,它将立即启动转换,经过约 16 400 个时钟周期,EOC 输出一正脉冲,接着 $DS_1 \sim DS_4$ 依次有效,转换结果先后出现在数据线 $Q_3 \sim Q_0$ 上。

基于上述实验,设想用一电子开关控制 5G14433 的 V_R 端。开关常态保持 V_R 与 V_{EE} 接通,5G14433 处于复位状态。当需要启动转换时,由控制信号改变开关状态,将 V_R 接入基准电压,使 5G14433 开始转换,经过一个转换周期,5G14433 开始扫描输出转换结果。当第一遍扫描输出结束后(约 80 个时钟周期),控制信号再次改变开关状态,使 V_R 端重新接入 V_{EE} 电平,从而使芯片复位到转换周期的起点,结束本次转换。这样一来,通过控制 V_R 端,可精确控制 5G14433 的转换启停时间,并达到启动一次、转换一次、输出一次。若 5G14433 与单片机(或单板机)配合使用时,由单片机(或单板机)的 I/O 端口控制电子开关,上述设想实现更为方便,且效果很好。

二、数据采集系统实例介绍

为叙述方便,下面以简化了的数据采集系统为例作一介绍。假定系统被测信号 V'_x 如图 2 所示,为一随机电压信号。采样脉冲信号 V_K 如图 3 所示,脉冲最小间隔大于 16 400 个时钟周期。

1. 硬件结构

系统硬件结构如图 4 所示。图中 V'_R 为基准电压(+2V),二选一器用作电子开关。采样保

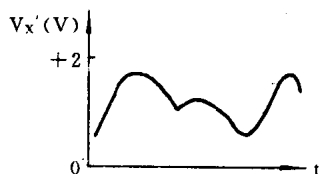


图 2 被测信号电压波形

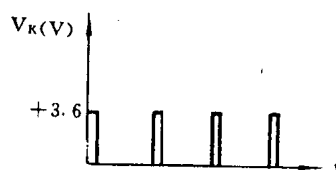


图 3 采样脉冲

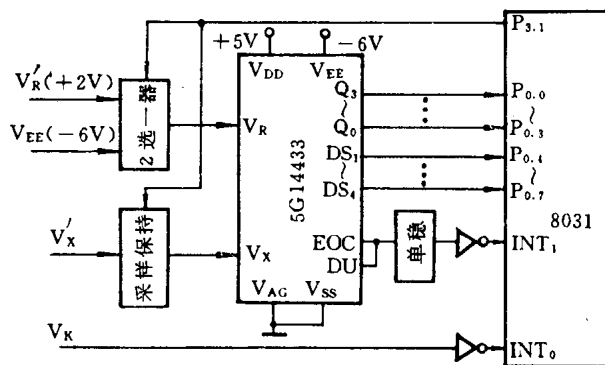


图 4 系统硬件结构

持器和二选一器均受 8031 单片机的 $P_{3.1}$ 端控制。当 $P_{3.1}$ 输出为“1”时,采样保持器输出跟随输入变化,处于采样状态。二选一器将 V_R 与 V_{EE} 接通,5G14433 处于复位状态;当 $P_{3.1}$ 输出为“0”时,采样保持器输出不再变化,处于保持状态。二选一器将 V_R 与 V'_R 接通,5G14433 进行 A/D 转换。单稳电路用来增大 EOC 正脉冲宽度。INT₀ 和 INT₁ 为 8031 单片机的两个外部中断输入端。均选择边沿触发方式。

2. 工作过程

该系统中,8031 CPU 是以中断方式进入数据采集的。它的 $P_{3.1}$ 端输出常态为“1”,5G14433 处于复位状态。当采样脉冲到来,通过外部中断输入 INT₀ 向 CPU 发出中断请求,在 INT₀ 中断服务程序中,CPU 将 $P_{3.1}$ 端置“0”,使采样保持器处于保持状态,同时启动 5G14433 转换,经过约 16 400 个时钟周期,EOC 输出一正脉冲,将它展宽并反向后加到外部中断输入 INT₁ 端,在 INT₁ 的中断服务程序中,CPU 以查询方式由端口 0 依次取回转换结果,取数完

毕,CPU 立即将 $P_{3.1}$ 端置“1”,结束本次转换。当下次采样脉冲到来,重复上述过程。

3. 软件设计

数据采集系统流程如图 5 所示。(a)为主程序流程,(b)、(c)分别为外部中断 INT_0 和 INT_1 服务程序流程。

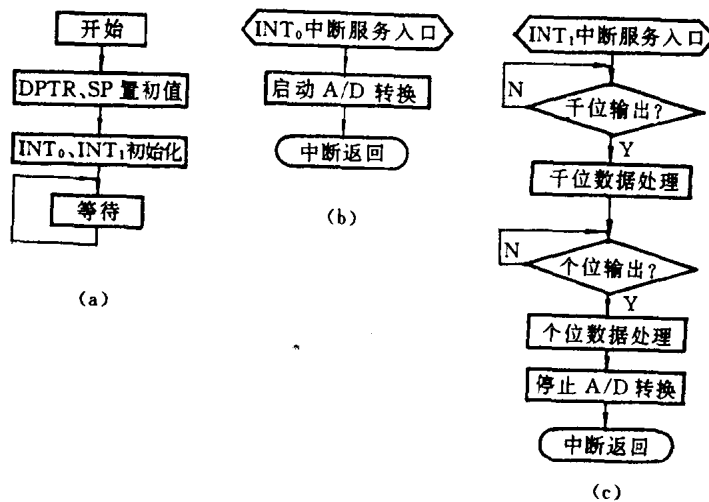


图 5 数据采集流程图

它们的主程序、 INT_0 中断服务程序和 INT_1 中断服务程序分别介绍如下：
主程序

```

MAIN: MOV SP, #60H
      MOV DPTR, #1000H
      SETB P3.1          ;控制 5G14433 停止转换
      SETB IT0           ;外部中断 0 为边沿触发
      SETB EX0          ;允许外部 0 中断
      SETB IT1           ;外部中断 1 为边沿触发
      SETB EX1          ;允许外部 1 中断
      SETB EA           ;CPU 开放中断
      HERE: AJMP HERE   ;停机等待中断

INT0 中断服务程序
INTSO: CLR P3.1        ;启动 5G14433 转换
      RETI

INT1 中断服务程序
INTS1: MOV DPTR, #B800H ;设置 5G14433 地址指针
LOOP1: MOVX A, @DPTR
      JNB ACC. 4, LOOP1 ;千位数输出吗? 否, 等待
      .....           ;是, 处理千位数
      .....           ;.....
LOOP2: MOVX A, @DPTR
      JNB ACC. 5, LOOP2 ;百位数输出吗? 否, 等待
  
```



```
..... ;是,处理百位数
LOOP3: MOVX A,@DPTR
      JNB ACC.6,LOOP3 ;十位数输出吗?否,等待
      ..... ;是,处理十位数
      .....
LOOP4: MOVX A,@DPTR
      JNB ACC.7,LOOP4 ;个位数输出吗?否,等待
      ..... ;是,处理个位数
      .....
      SETB P3.1 ;停止 5G14433 转换
      RFTI
```

摘自《电子技术》月刊,1990年第4期

2.24 ADC1130 模数转换器及其使用

许 刚 彭莉萍

ADC1130 和 ADC1131 是同一系列的两种高速、高精度模数转换器,其引脚定义完全一样,绝大多数特性也完全相同,仅转换速率和差动误差的精确度有所不同。由于其转换速率极高,由山农定理知,它更适应于宽带数据转换系统。因此可用于实时或准实时工业控制系统,也可用于对动态运行状态下的设备之某些重要参数实行跟踪监视的系统。例如 X 射线摄影层析设备、核加速转换器、动态流量计量、及时修正正在运行设备的运行速率等等。

ADC1131 的最高转换速率为 $12\mu\text{s}$, ADC1130 为 $25\mu\text{s}$ 。对于一般的高速高精度控制系统,使用 ADC1130 已足够。倘需更快的转换速率,则通过合理的外部连接,可将转换速率按一定规律提高(具体方法见后述)。由于其数据输出达二进制的 14 位,其分辨率和精度是很高的,分辨率为 $1/(2^{14}-1)=1/16383$ 。为了保证其精度,该器件的最大增益下温度漂移系数小于 $10\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。其模拟输入的范围可由用户自由选择。通用的模拟输入范围是 $0\sim 10\text{V}$, $0\sim 20\text{V}$, $\pm 5\text{V}$, $\pm 10\text{V}$ 。用户可按照自己的需要,选择相应方式及引脚。

这两种器件的外形尺寸都是 $51\times 102\times 10\text{mm}$,出脚标号为 $1\sim 72$,实际使用脚有 34 个。它属于逐次逼近类型的模数器件。送到输入端的模拟信号电压,将转换为二进制码、偏移码或二进制补码输出。图 1 为该器件的引出脚图。

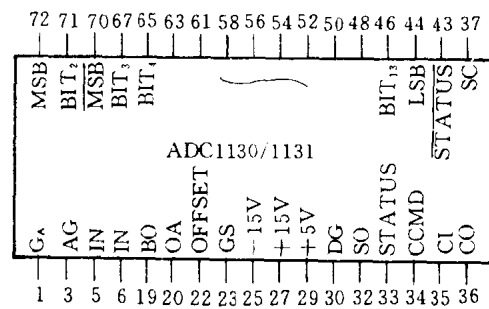


图 1 引脚图

各引脚定义为:1——增益微调,3——模拟地,5——20V 模拟输入,6——10V 模拟输入,19——双极性偏置,20——偏置调节,22——偏置输出,23——感应地,25、27、29——电源输入,30——数字地,32——串行输出,33——状态输出,34——转换命令,35——时钟输入,36——时钟输出,37——短周期定义,43——状态非,44——数据最低位输出,46、48、50、52、54、56、58、61、63、65、67、71——数据各位输出,70——数据高位反码输出,72——数据高位输出。

各控制端时序

器件各控制端的时序如下:转换命令的脉冲前沿,先把最高输出 MSB 置为逻辑“0”,而时钟输出 CO、状态输出 STATUS、 $\overline{\text{MSB}}$ 以及数据输出 BIT2~BIT12 则一律置成“1”。在启动命令为高电平期间,不产生任何转换动作。且此期间,MSB=0,其它各位都为“1”。直到启动命令的下降沿来到时,时钟才开始运行,转换过程也随之继续进行。在 MSB 为低电平时,器件内部的数模转换器之输出,与模拟输入端的信号电压相比较,若 D/A 的输出小于模拟信号输入,则数据输出端的 MSB 位由“0”置成“1”,反之,其状态仍保持为“0”。与此同时,亦即第一次由“0”

到“1”的时钟过渡期间内, BIT2 也被置成逻辑“0”, 则过程类似上述的新一轮比较开始进行, 且各位的输出皆循此规律。即都是在第一次比较过程开始之前, 先被预置成零, 同时将内部的 D/A 转换结果与外部模拟输入相比较, 直到 LSB 位为止。当状态输出和时钟输出返回到逻辑“0”时, 一个转换周期告一段落。对于串行数据输出, 采取的是不归零方式。在 14 位输出中, MSB 为首位输出, 其余各位按顺序依次送出。各位从“0”到“1”的时钟过渡时间为 20ns, 20ns 以后数据方为有效。

模拟输入特性

ADC1131 和 ADC1130 的输入电路如图 2 所示。当转换器被连接成单极性使用时, 脚 19 开路, 故无偏置电流加到比较器的输入端。0~+10V 输入信号加到脚 6(或者 0~+20V 信号加到脚 5), 形成 0~+4mA 的电流, 去与 D/A 转换输出的 0~-4mA 的电流相比较。零点的调节, 则是由一只 100kΩ 的电位器, 对-15~+15V 的电压进行分压, 电压取样送往脚 20 来实现的。若将脚 22 连到脚 19, 会有+2mA 的电流加到比较器的输入端。这个系列的器件, 也可以接受双极性模拟输入, 在双极性工作状态下, ±5V 的输入接到脚 6(或者 ±10V 的输入接于脚 5), 同时把偏置与+4mA 相比较, 将输入信号与 D/A 转换器的输出-4mA 相比较。双极性使用时偏置电流的调节与单极性工作时完全相同, 也是用一只电位器来实现的。

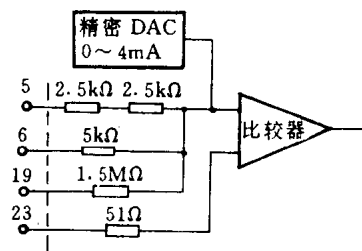


图 2 模拟输入特性

使用中, 脚 23 的信号地接收端通常与脚 3 的模拟地相接, 这样, 当由于接地布线不当而产生某种干扰电压时, 就有可能通过这种连法来消除。注意, 脚 23 无论如何不可浮空。

并行数据输出

当此转换器件被接成单极性工作状态时, 其内部产生二进制输出; 为双极性时, 它可以输出偏移二进制或二进制补码。

二进制或偏移二进制的最高有效位由脚 72 输出, 而二进制的补码由脚 70 输出。表 1、表 2 给出模拟输入与数据输出之间的对应关系。表 1 为单极性使用, 输入范围为 0~20V 时的输入输出关系; 表 2 为双极性使用时输入输出关系。

表 1

模拟输入	数据输出(14 位)	
(0~+20V)	MSBLSB
+19.9988V	11
+10.0000V	100
+2.5000V	00100
+0.0012V	001
+0.0000V	00

表 2

模拟输入 (-10 ~ +10V)	数据输出	
	偏移二进制码	二进制补码
+9.9988V	11	001
+5.0000V	1100	0100
+0.0012V	1001	001
+0.0000V	100	00
-10.0000V	00	100

串行数据输出

不归零方式的串行数据从第 32 脚输出。最高位 MSB 最先输出,对单极性输入为二进制码,对双极性输入为偏移二进制码。图 3 提供了使用三条连线传送串行数据的硬件构成(尚需外加一条数字地线)。在这种连接下,使用时钟脉冲将数据寄存在接收移位寄存器里;转换器的时钟输出需要延时,延时的长短应大于或等于移位寄存器的数据建立时间与时钟输出对串行输出的延时(20ns)之和。最后一位串行输出有效与 STATUS 的输出变为“0”之间的时间间隔为 50ns,用以保证在 STATUS 信号从“1”跃变为“0”时,使送入移位寄存器内的数据有效。

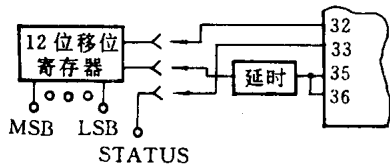


图 3 三线传送串行数据的硬件构成

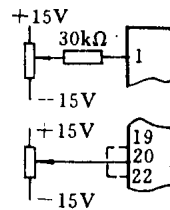


图 4 增益与偏置的调节

增益与偏置的调节

ADC1130 系列器件设置了一个微调增益的环节,通过在外电路接以若干电阻器和电位器来实现,如图 4 所示。必须注意,双极性使用时,脚 19 与脚 22 要连接;单极性使用时,这两只引脚应开路。在进行增益标定和校准偏置时,应仔细一些,最好使用具有很高的精确度和灵敏度的仪表来监测,当然用作标定的电压标准信号源,也应有足够的稳定性能和精确度。两种校准标定可以分别进行。AD 转换器对应于一个小范围的模拟输入电压,将产生一个给定的数据输出,其名义宽度为一个 LSB,这个宽度标志了所谓分辨率。若输入的待测试模拟电压被设置于两相邻数值(如 1000 和 1001)间的临界点上,那么,转换器的二进制输出将在这两个数之间作不稳定跳变。使用直观的显示仪表来监测,转换器在作高速转换时,其精度和对动态信号所作反应的灵敏程度都可调得相当好。

偏置校准及其参照值

对 0~+10V 单极性量程所设置的输入电压,其分辨率可精确到 +0.000 3V;对 0~+20V 量程所设置的输入电压,可精确到 +0.000 6V;零点调整电位器应调整到使转换器的输

出正好在 $0\dots0$ 到 $0\dots01$ 的临界状态。对 $\pm 5\text{V}$ 双极性量程所设置的输入电压,可精确到 -4.9997V ;对 $\pm 10\text{V}$ 量程所设置输入电压,可精确到 -9.9994V ;零点调整电位器应调整在使偏移二进制码输出正好处于 $0\dots0$ 到 $0\dots01$ 的临界状态。对二进制补码输出,则应为 $10\dots00$ 到 $10\dots01$ 的临界状态。

增益校准及其参照值

对 $0\sim+20\text{V}$ 量程,所设置输入电压精确到 $+19.9982\text{V}$;对 $0\sim+10\text{V}$ 量程,为 $+9.9991\text{V}$;对 $\pm 5\text{V}$ 是 $+4.9991\text{V}$;对 $\pm 10\text{V}$ 是 $+9.9982\text{V}$ 。注意,这些值小于名义满量程的 $1\frac{1}{2}\text{LSB}$ 。增益调整电位器的调整,应使得数据输出处于二进制和偏移二进制的 $11\dots0$ 到 $11\dots1$ 的临界状态;对于二进制补码,则应在 $011\dots10$ 到 $011\dots11$ 的临界状态。

电源及接地

选择最佳接地点,这对构成系统是重要的,然而又没有固定的陈规可循。通常的考虑是尽量避免回路,避免较敏感的信号引线与工作电流较大的电源地线以及电势落差较大者之间的耦合。兹提供一个使用 ADC1130 系列器件时电源以及接地的连线方法供参考,如图 5 所示。其中滤波电容使用 $15\mu\text{F}/35\text{V}$ 电解电容器。

时钟的使用与连接

如果使用本器件的内部时钟,则将脚 36 与脚 35 相连接;如果不用内部时钟,则脚 36 接地,而将具有驱动 3 个 TTL 负载能力的外部时钟连接到脚 35。转换命令应与外部时钟同步。

重复操作方式的连接

当构成这种连接时,一个新的转换命令将能够在 STATUS 的输出波形每次从“1”变为“0”之后,便自行产生一次启动,且此过程将重复无限多次。

提高转换速率的连接方法

ADC1130 系列器件已具备足够高的转换速率,对于一般的实时系统已能满足。但当用户需要更高速率的转换时,可通过下述方法提高其转换速率。注意,这是以降低精度为条件的。当转换器作为 14 位器件工作时,脚 37 为开路。如果需要提高转换速度时,则有效数据输出将少于 14 位。此时脚 37 应连到第 $N+1$ 位的输出脚上。工作在此种状态下的转换周期为 $T_c \times N/4$,其中 T_c 是在 14 位分辨率的工作方式下所固有的典型转换周期。

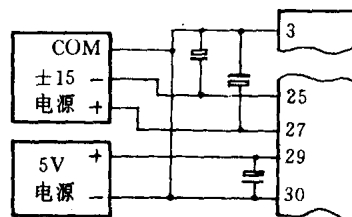


图 5 电源及接地电路

2.25 16位 A/D 转换器 ADC1143 及其 与 80C31 单片机的接口

中船总第七一零研究所(宜昌) 唐运才

近几年有不少刊物载文介绍用多片低分辨率 A/D 及 D/A 芯片组成高分辨率 A/D 转换器,但也有少数读者著文提出异议,认为上述方法属可论而不可行。对此,笔者略有同感。那么,当遇到实际情况需要进行高分辨率 A/D 转换,且环境要求较苛刻的场合,如油井探测、地震数据采集、轻型工业秤及其它高精度测试仪器等,究竟该如何处理呢?本文介绍一种低功耗、高性能的 16 位 A/D 转换器 ADC1143 及其与 80C31 单片机的接口,作为解决上述问题的方法之一和读者探讨。

一、ADC1143 的主要特性

- a. 16 位高分辨率
- b. 转换时间:ADC1143J 最大转换时间为 $70\mu\text{s}$
ADC1143K 最大转换时间为 $100\mu\text{s}$
- c. 带参考电源和时钟脉冲
- d. 低功耗:
当 $V_s = \pm 15\text{V}$ 时,最大功耗为 175mW
当 $V_s = \pm 12\text{V}$ 时,最大功耗为 150mW
- e. 最大非线性:ADC1143J 为 $\pm 0.006\%$
ADC1143K 为 $\pm 0.003\%$
- f. 动态非线性温度系数:ADC1143J 最大为 $\pm 2\text{ppm}/^\circ\text{C}$
ADC1143K 最大为 $\pm 1\text{ppm}/^\circ\text{C}$
- g. 无误码($0\sim+50^\circ\text{C}$):13 位(ADC1143J)
14 位(ADC1143K)
- h. 供电范围: $V_s = \pm 11.4\sim\pm 18.0\text{V}$
 $V_D = +3.0\sim+18.0\text{V}$

二、ADC1143 的内部结构和引脚功能

1. 内部结构

ADC1143 是一种逐次逼近型 A/D 转换器。主要由 16 位 CMOS DAC、16 位逐次逼近寄存器、低功耗比较器、内部时钟、低噪音参考电源以及模入电阻网络和质量旁路钽电容等组成。16 位的 CMOS DAC 包括薄膜电阻和电流控制开关等模拟器件。ADC1143 正是利用了 CMOS

集成电路和薄膜组件,才使其获得了低功耗、高精度和小尺寸等优越性能。ADC1143 的功能框图如图 1 所示。

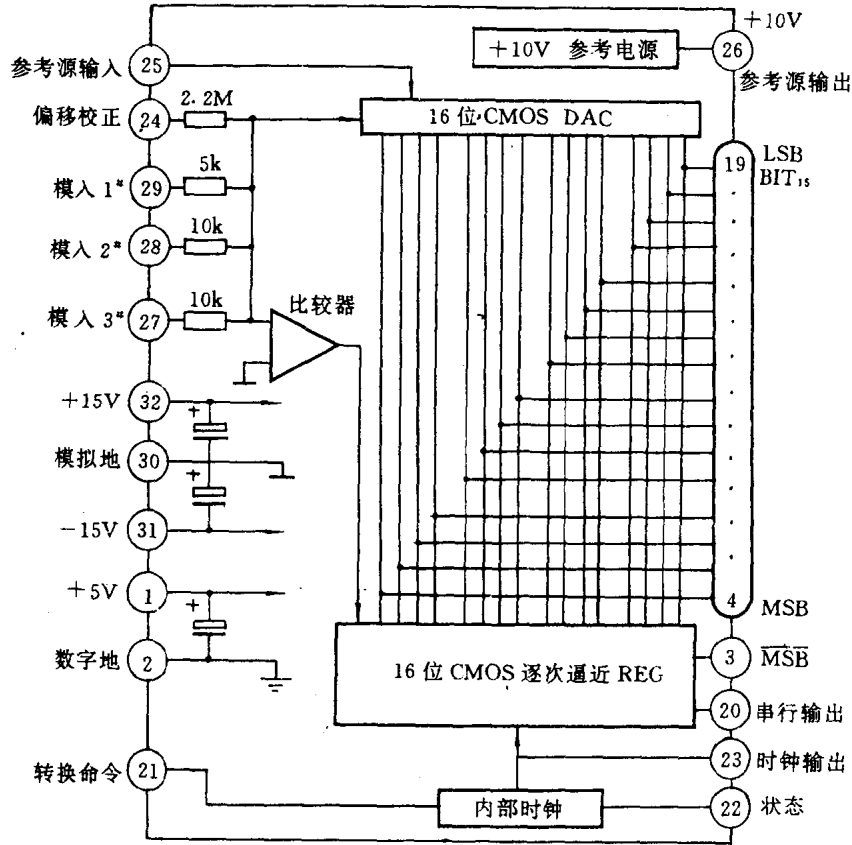


图 1 ADC1143 功能框图

2. 引脚功能

ADC1143 共有 32 个引出脚,被封装在约 $51 \times 51 \times 10.4 \text{mm}^3$ 的芯片内。32 个引脚分两排放置。

现将有关引脚功能分述如下(参见图 1)：

① 模入电压引脚(27~29 脚):模入电压范围可编程,其编程情况见表 1。

表 1 模拟输入范围引脚编程表

模入电压范围	输出码制	模拟电压引入脚	26 脚连接情况	30 脚连接情况
+5V	二进制	27、28、29	开断	2
+10V	二进制	27、28	开断	2、29
+20V	二进制	27	开断	2、28、29
±5V	偏移二进制、二进制补码	29	27	2、28
±10V	偏移二进制、二进制补码	28	27	2、29

② 参考电源入、出脚(25脚和26脚):使用内部参考源,将25脚与26脚之间接100Ω精密电位器,以进行增益校准。当使用外部参考源时,要如图2所示连接。

③ 偏移调节引脚(24脚):零输出校正用。

④ 并行数据输出引脚(4~19脚):具有数据锁存功能,无三态驱动,以偏移二进制码输出。

⑤ MSB二进制补码输出使用位(3脚)。

⑥ 模拟地和数字地(30和2脚):模拟地和数字地在ADC1143内没有连接。因此,在组成系统时要通过外部连接,以一点连接为最佳。

⑦ 状态引脚(22脚):反映ADC1143的工作状态的信号。

⑧ 转换命令引脚(21脚):用以启动ADC进行A/D转换,该脚信号的下跳沿,各内部状态全部复位。

⑨ 其它引脚从图1可顾名思义或一目了然,不再一一叙述。

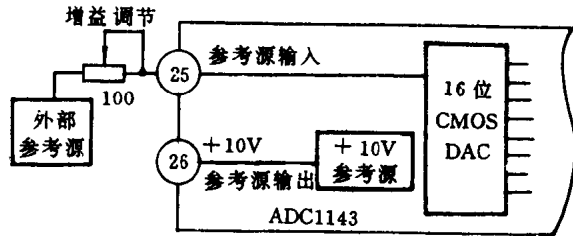


图2 外部参考电源连接

三、ADC1143的工作过程

ADC1143的工作过程可以通过图3的工作时序图来说明。当被转换的模拟信号送到模入

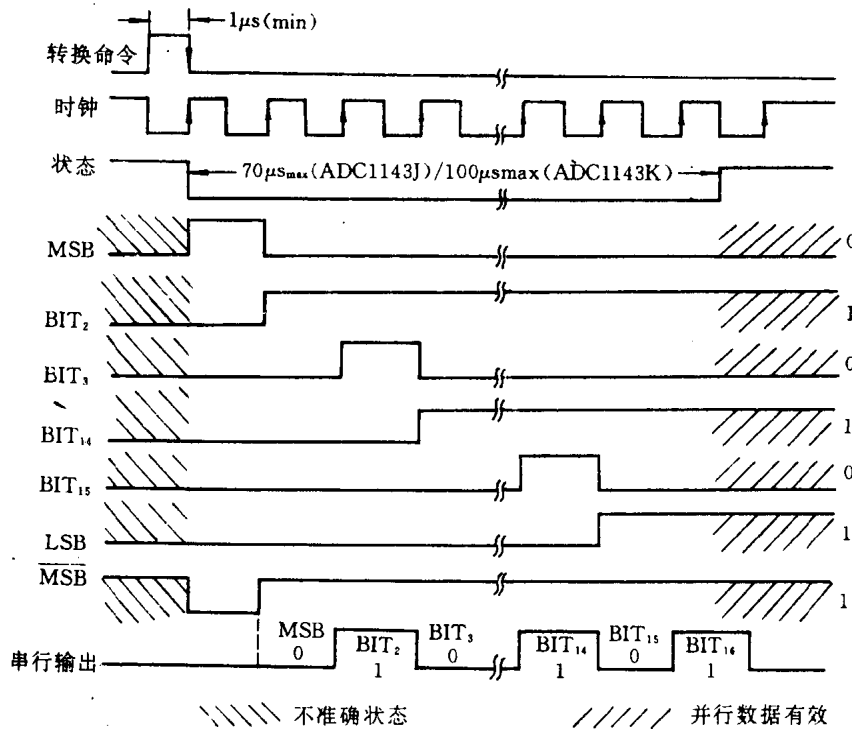


图3 ADC1143工作时序

端后,便可启动 A/D 转换。启动转换脉冲是一个正脉冲,在该脉冲的下跳沿启动转换,要求转换脉冲宽度至少要有 $1\mu\text{s}$ 。一旦启动转换,在转换结束之前就不能再发启动脉冲,否则,前次转换无效。转换命令脉冲的下跳沿,所有内部逻辑都被复位,MSB 被置高电平,其余位被置低电平,状态线也被置低电平,并保持到整个转换周期结束。

在转换期间,每位(从 MSB 开始)依次被内部时钟的上升沿置为高电平,ADC 的内部 DAC 输出与当时的模拟输入电压比较,以确定该位的逻辑输出状态。当模入大于或等于 DAC 输出,该位为 1,否则为 0。这样依次逐位进行比较,每一比较持续一个时钟周期。在状态线的上升沿并行输出数据有效。串行输出有效则是在每个确定位状态时钟周期的末尾。若不再启动转换,ADC1143 的并行输出将保持有效,而串行输出有效仅保持一个时钟周期。

四、ADC1143 与 80C31 的接口

作为成功应用 ADC1143 的一个实例,这里介绍笔者研制的某磁信号处理器中 ADC1143 与 80C31 接口的实现,其接口部分如图 4 所示。图中将信号的放大、整理、保持以及数据输出和 80C31 的外部程序存储器等电路省去,旨在说明 ADC1143 的使用方法。

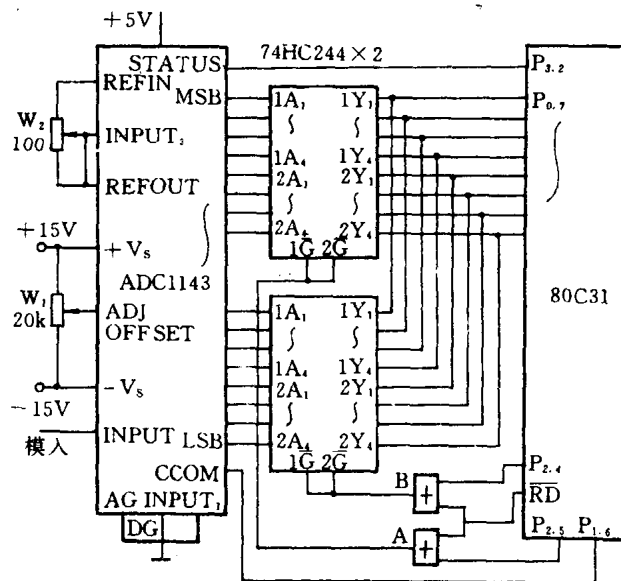


图 4 ADC1143 与 80C31 的接口

80C31 是 8031 单片机的 CHMOS 型,它集成度高、速度快,备有空闲和掉电工作方式,可有效地减小电源消耗,如正常操作 5V 、 16mA ;空闲方式 5V 、 3.7mA ;掉电方式 2V 、 50nA 。而掉电和空闲方式都由软件控制实现。选用 80C31 是为配合 ADC1143 的低功耗,适合在便携式仪器、干电池供电的场合上使用。若不如此,则可改换为 8031 即可,ADC1143 输出逻辑与 CMOS 和 TTL 兼容。

由于 ADC1143 输出不具备三态功能,因此,其输出要经过 74HC244 驱动后才能与 80C31 数据线(P_0 口)挂接。启动命令由 $P_{1.6}$ 位控发出。转换结束的判断采取查询方式,若须采用中断方式,只须将状态信号经一级反相后再接 $P_{3.2}$ ($\overline{\text{INT}}_0$) 即可。由 $P_{2.5}$ (A_{13})、 $P_{2.4}$ (A_{12}) 和 $P_{3.7}$ ($\overline{\text{RD}}$)

通过二个或门分别选通高位 74HC244 和低位 74HC244。从图中可以看出,满足 A/D 高八位选通的条件是 $\bar{A} = \overline{RD} + A_{13} = 0$,即读数地址为 DFFFH;满足 A/D 低八位选通的条件是 $\bar{B} = \overline{RD} + A_{12} = 0$,即读数地址为 EFFFH。

图中 W_1 和 W_2 分别完成 ADC1143 的偏移校准和增益校准,模入电压范围被编程为 $\pm 10V$ 。在校准偏移时,要使得模入端为 $-9.999\ 847V$,调整 W_1 ,直至偏移二进制在 $00\cdots 0$ 与 $00\cdots 1$ 之间交换;在校准增益时,要使得模入端为 $+9.999\ 54V$,调整 W_2 ,直至偏移二进制码在 $11\cdots 10$ 与 $11\cdots 11$ 之间交换。

由上分析,不难编写数据采集部分的程序。现设 A/D 转换数据按高、低八位分别放在 80C31 的 40H 和 41H 单元,并考虑转换等待时间,其程序段如下:

```

      :
      MOV R0, #40H
      SETB P1.6           ;启动 A/D 转换
      NOP
      CLR P1.6
      MOV R2, #30H
M0:  DJNZ R2, M0         ;等待转换
      MOV DPTR, #0DFFFH ;读高八位数
      MOVX A, @DPTR
      MOV @R0, A        ;存放高八位数
      INC R0
      MOV DPTR, #0EFFFH ;读低八位数
      MOVX A, @DPTR
      MOV @R0, A        ;存放低八位数
      :

```

ADC1143 性能优良,若用于一般的工业控制设备中会显得大材小用,但当用于高精度数据采集系统,如本文开头所提及的一些高精密便携式测试仪以及其它计量设备时,ADC1143 确有它恰到好处的优越性。

参 考 文 献

ANALOG DEVICES DATABOOK, VOLH, 1984.

摘自《电子技术应用》月刊,1990 年第 9 期

2.26 串行 I/O 口 A/D 转换器与单片机的接口

第一军医大学生物医学工程系 陈龙虎
南方医院仪器科 陈宏文

ADC0831、ADC0832、ADC0834、ADC0838 是具有多路转换开关的 8 位串行 I/O A/D 转换器,转换速度较高(转换时间 $32\mu\text{s}$),单电源供电,功耗低(15mW),适宜在袖珍式智能仪器中选用。现以 ADC0832 为例,介绍它与 MCS-51 单片机的接口。

ADC0832 是 8 脚双列直插式双通道 A/D 转换器,能分别对两路输入的模拟信号实施 A/D 转换,可在两个单端输入方式和差分方式下工作。它的一个重要特性是采用串行通讯方式,实施通道选择、数据采集及串行数据链的传送。其工作时序如图 1 所示。由图可见,ADC0832

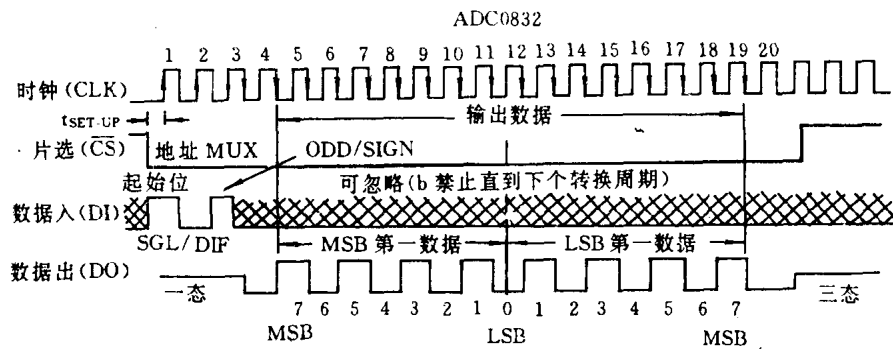


图 1 ADC0832 串行 A/D 转换工作时序

需要外接时钟源、片选信号、数据采集启动信号、模拟通道选择信号和 A/D 转换后的数据输出信号。利用它的数据采集启动信号、模拟通道选择信号和 A/D 转换后的数据输出信号在时间上是分时的特点,可使这几个信号共用一条线,从而设计出一种如图 2 所示的 ADC0832 与 8051 单片机的硬件接口电路,十分简单。图中所示的接口电路具有如下特点:

(1) ADC0832 与 8051 之间仅需 3 条连线,一条是片选线,一条是时钟线,一条是数据兼控制线和地址线。

(2) 在此接口电路中,8051 的 $P_{3.5}$ 是发出片选信号的片选线的输出端, TXD 和 RXD 是 8051 的串行口,若选择 8051 的串行口在方式 0 工作,则 TXD 是时钟信号输出端,而 RXD 可灵活的被分别设定为 ADC0832 的数据采集启动信号、模拟通道选择信号的发送端以及 A/D 转换后的数据输出信号的接收端。

(3) 由于 ADC0832 的时钟频率要求低于 400kHz ,因此 8051 的石英晶体谐振器选用 4MHz ,串行口在方式 0 工作时,在 TXD 端的输出时钟频率为 $4\text{MHz}/12 \approx 333\text{kHz}$,符合要求。

(4) 数据采集时单片机通过本接口电路,是不能简单的由 ADC0832 直接读取相应输入模

拟量的 8 位数字量的。

通过分析图 1 的数据输出时序可看出,ADC0832 输出的一系列串行数据,其中有效数据共 15 位。由两段 8 位数据构成,前一段是最高位在先,后一段是最高位在后,两段数据的最低位公用。而且还可看出,只有在时钟信号的下跳瞬间,ADC0832 的输出数据链才下移一位。而时钟信号是由 8051 的 TXD 端输出的,只有当单片机允许接收和发送时,时钟信号才由 8051 的 TXD 端输出。因此,根据以上数据结构和通讯特点,可以由单片机控制时钟信号的发送,达到控制 ADC0832 输出数据位的目的。为了得到一系列完整的 8 位数据,对 ADC0832 的一系列输出数据,8051 分两次采集含有不相同位的几位数据,再合成一系列完整的 8 位数据,从而实现了 MCS-51 单片机通过 ADC0832 对输入模拟信号的数据采集。

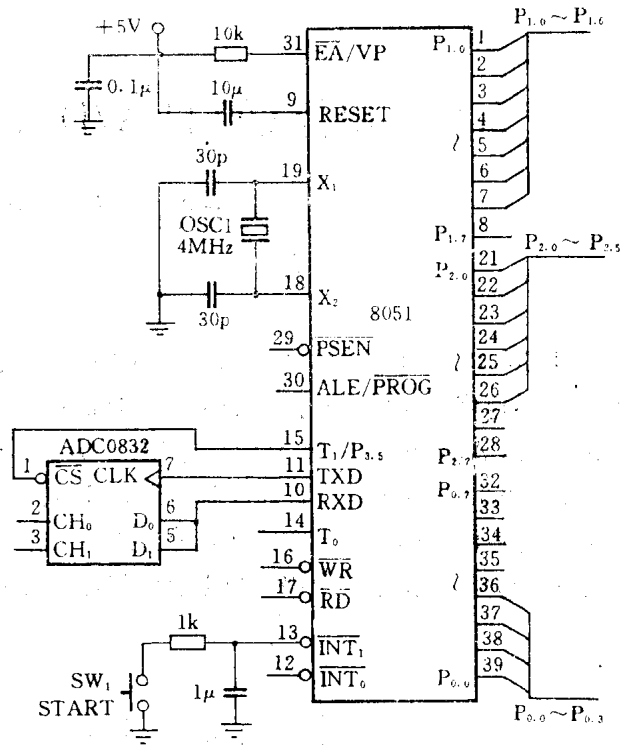
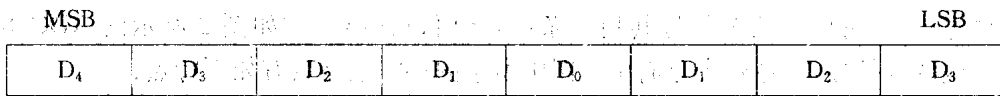
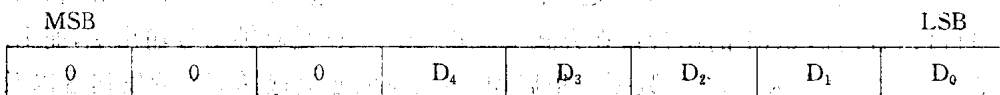


图 2 ADC0832 与 8051 的接口电路

例如,为了要对输入到 ADC0832CH₁ 通道的模拟信号数据采集,在片选 $\overline{CS} = 0$ 后,把 MCS-51 单片机的串行口设定为方式 0 工作,发送数据 #07H,同时在 ADC0832 的 CLK 端得到 8 个时钟脉冲,从而完成了 A/D 转换的启动、CH₁ 的选择,同时 ADC0832 的 D₀ 口向单片机输送 MSB 第一数据的高 4 位,由于此时 REN=0,不允许接收,丢失了 D₇~D₄ 位数据。当 REN=1 后,单片机发出的 8 个时钟脉冲,使 ADC0832 接续送出 LSB 第一数据的低 4 位 D₃~D₀ 和 MSB 第一数据的 D₀~D₄ 位,在单片机的累加器中形成的数结构为:

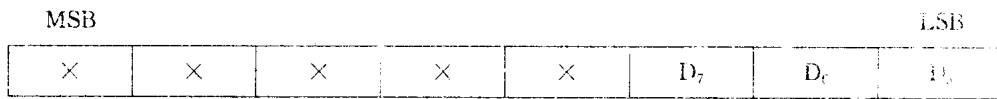


以上数据在右移 3 位并屏蔽高 3 位后,暂存到寄存器 B,得到:

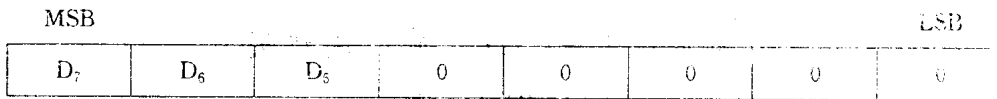


寄存器 B

当单片机允许第二次接收后,同理得到一系列数据为:

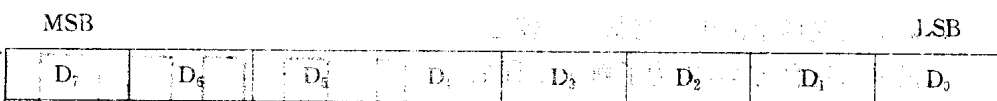


以上数据在左移 5 位并屏蔽低 5 位后,送入累加器 A,得到:



累加器 A

当实施(A)+(B)→A 运算后,得到:



累加器 A

合成了一系列完整的 8 位数据,达到了预定的数据采集目的。

根据图 2,对 CH₁ 通道的模拟输入信号数据采集的实用程序如下:

```

CLR P3.5          MOV B, A
MOV SCON #00H    SETB REN
MOV A, #07H      TH3: JNB RI, TH3
MOV SBUF, A      CLR RI,
TH1: JNB TI, TH1  MOV A, SBUF
CLR TI           RL A
SETB REN        SWAP A
TH2: JNB RI, TH2 ANL A, #0E0H
CLR RI          ADD A, B
MOV A, SBUF     SETB P3.5
RR A           RET
RR A
RR A

```

参 考 文 献

- [1]《国外常用 A/D、D/A 转换器集成电路使用手册》第二卷,广州经济技术开发区电脑系统工程公司出版。
 [2]Microcontroller Handbook, Intel Corp, 1986

摘自《电子技术应用》月刊,1991 年第 9 期

2.27 单片机应用系统中的数字化传感器接口技术

中国矿业大学 李 威 周建荣

一、引 言

在现有的大多数微机控制系统中,数据采集部分常用如图 1 所示的方案。实践证明,这种方案在许多工业场合是行之有效的。

但是,如果工业现场距离中央控制室比较远,如称重系统,仍采用这种方案,则为了解决远程数据传输的抗干扰问题,必然使系统复杂,成本增加。此外,某些工业现场不适宜导线传输,这种方案实现无线传输难度更大。为此,我们提出了传感器的数字化方案。即将传感探头的微弱信号,经放大滤波后,再通过 V/F 转换,直接输出与模拟量对应的频率信号。

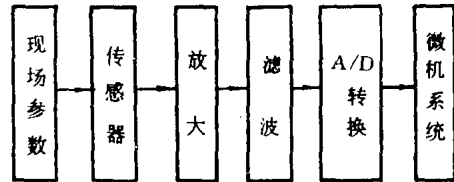


图 1 传统数据采集方案框图

如果将传感器探头、放大器、滤波器、V/F 转换器做成一体,便构成了数字化传感器。这种数字化传感器具有如下特点:

(1) 可取代传统的数据采集系统。由于 V/F 转换器同时实现了模拟量隔离和 A/D 转换,从而使系统结构简单,成本降低。

(2) 由于数字化传感器输出的是频率,因此可方便地实现数据远程传输。若与无线发射器配合使用,则可实现无线传输。

(3) 可直接与微机系统接口。

二、V/F 变换器实现 A/D 转换的原理

V/F 变换器的功能,就是其输出脉冲串的频率正比于其输入端的模拟电压。这样,如果在一个固定的时间内,对输出的脉冲串进行计数,则所得的计数值便对应于输入端的模拟电压,从而实现了 A/D 转换。

由于 V/F 变换器的精度高、线性度好,因而可由 V/F 变换器制成高精度、价格低廉的高性能 A/D 转换器。

基于 V/F 变换器的 A/D 转换器,其转换时间取决于 V/F 变换器的满刻度频率和系统所要求的分辨率位数,它们的关系可由式(2-1)来表示:

$$T_c = \frac{2^N}{F_{S0}} \quad (2-1)$$

式中 N ——系统所要求的分辨率位数; F_{S0} ——V/F 变换器满刻度频率; T_c ——完成一次转换所需时间。

例如,V/F 变换器 AD537,其满刻度频率为 50kHz,若要求 A/D 转换器的分辨率为 12

位,则完成一次转换的时间为: $T_c = \frac{2^{12}}{50 \times 10^3} = 0.8132\text{ms}$

由此,值得提出的是,基于 V/F 变换器的 A/D 转换器,其转换速度是较低的,仅适用于对慢变化信号的采集,如压力、温度等。因此,本文设计的数字化传感器也只适用于采集速度要求不高的场合。

三、数字化传感器在称重系统中的应用

为了实现生产的集中控制和管理,要求将行车电子吊秤的数据定时地发送给相隔 50 米的中央控制室。而现有的行车电子吊秤,大多采用传统的数据采集方法,秤体和显示屏幕为一体。显然,这种行车电子吊秤无法满足要求。为此,我们在行车电子吊秤的秤体上使用了数字化应力传感器。其输出的频率信号,可方便地进行远距离传输,并直接和中央控制室的单片机 8031 接口,从而使系统的结构简单,抗干扰能力强。

1. 数字化应力传感器的设计

数字化应力传感器的结构如图 2 所示。

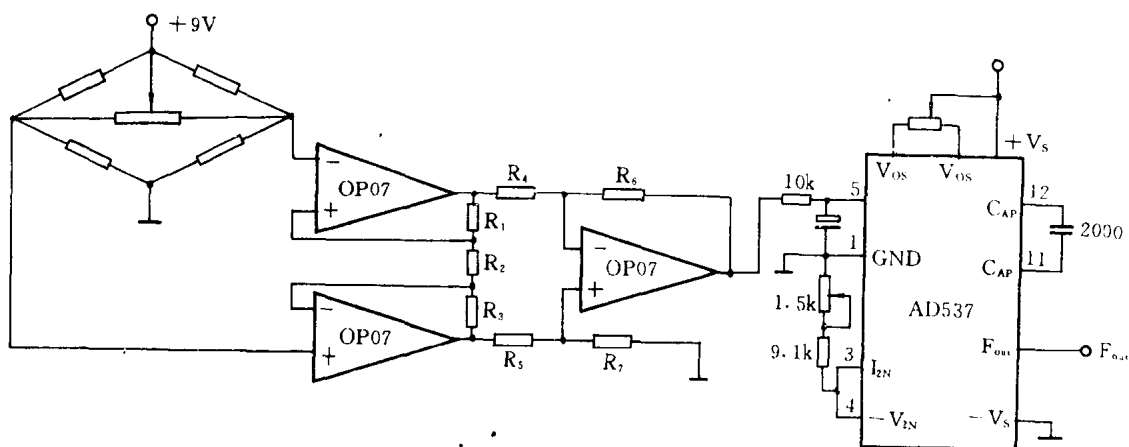


图 2 数字化应力传感器

图中,电阻应变片电桥直接采用 BLR-24 型高精度拉式传感器。其称重范围为 0~20t,额定输出为 $3\text{mV/V} \pm 0.1\%$,非线性度为 $0.05\%R \cdot O$;放大部分采用运算放大器,以提高共模抑制比,其输出范围为 0~10V;V/F 变换器采用高精度、高线性度的 AD537,其输出满刻度频率为 50kHz,非线性误差为 $0.005\%FSR$ 。此外图中各电阻、电容皆采用精密元件,以保证精度。调试后,该数字化应力传感器的精度、线性度都优于 0.1%。

因此,电阻应变片电桥输出的微弱信号,经过运算放大器放大到 0~10V,再由 AD537 进行变换,输出 0~50kHz 的脉冲串。

2. 数字式应力传感器与单片机的接口

(1) 接口方法 I

数字式应力传感器输出的频率信号,到达中央控制室后,直接接至 8031 单片机的 T_1 端。此时,8031 单片机的定时器 0 用作定时器,定时器 1 用作计数器。在定时器定时期间,计数器对脉冲串进行计数,计数结果经过数值变换便是对应的实际称重。

使用这种接口方法时,应注意下列几个问题:

① 单片机的定时器用作计数器时,要求可计数的外部脉冲最高频率为:

$$f_{max} = f_{oc}/24 \quad (3-1)$$

式中, f_{oc} 为单片机晶体振荡器振荡频率,当 $f_{oc} = 12\text{MHz}$ 时, $f_{max} = 50\text{kHz}$ 。因此,在选用 V/F 变换器时,应使其最高允许工作频率小于或等于这个最高频率。

② 定时器用作计数器时,要求外部输入脉冲的宽度至少为一个机器周期,8031 的一个机器周期为:

$$T = 12/f_{oc} \quad (3-2)$$

当 $f_{oc} = 12\text{MHz}$ 时, $T = 1\mu\text{s}$ 。

这就要求所用的 V/F 变换器,其输出的脉冲宽度应满足单片机对脉冲宽度的要求。一般 V/F 变换器输出脉冲的宽度为:

$$t_s = 0.1 \sim 0.15/F_{s0} \quad (3-3)$$

若 F_{s0} 很大,使脉冲宽度不满足要求,则应将脉冲展宽后,再接到单片机上。

③ 由于这种方法是定时计数法,因此一方面转换时间长,另一方面如遇到图 3 所示的情况,则会丢失第一个和最后一个脉冲。从而引起精度降低,这在低频时,尤为明显。

基于上述原因,这种方法不经常使用。

(2) 接口方法 II

我们知道, V/F 变换器的输出频率和输入电压成线性关系,可表示为:

$$V_i = K \cdot f_s \quad (3-4)$$

式中 K 为常数,而输出频率 f_s 又可用周期 T_s 来表示:

$$T_s = 1/f_s \quad (3-5)$$

将式(3-5)代入式(3-4),则可得:

$$V_i = K/T_s \quad (3-6)$$

可见,如果能检测出输出脉冲的周期,也能得到对应的称重。因此,接口方法 II 就是依赖这种思路:首先将输出频率变换为周期,然后测量周期时间。这种接口电路如图 4 所示。

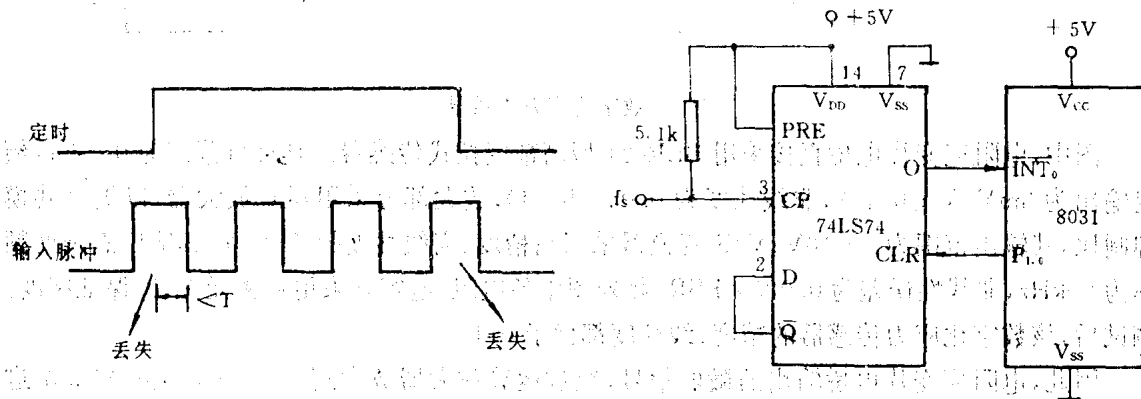


图 3 计数器丢失脉冲

图 4 接口 I

图中, 74LS74 为双 D 触发器, 用来实现输出频率到周期的转换, 周期脉冲由 Q 端输出到 8031 的 INT₀ 端, 参见图 5。

为了测量周期时间, 可使定时器 0 工作于计数方式, 并设置定时器 0 控制寄存器 TCON 的门控位 GATE = 1。此时, 8031 允许定时器 0 受外部输入 INT₀ 的控制。即在 TR0 置位条件下,

只有当 \overline{INT}_0 变为高电平时,定时器0才开启,并开始对单片机的机器周期进行计数;当 \overline{INT}_0 变为低电平时,一方面关闭定时器0,停止计数,另一方面, \overline{INT}_0 的下降沿响应中断,使8031执行中断服务程序,对计数结果进行处理。由于 \overline{INT}_0 的脉冲宽度,正好是输出脉冲串的周期,(参见图6),因此计数结果便是对应的周期时间,从而实现了周期时间的测量。

要保证定时器0总是在 \overline{INT}_0 端刚出现高电平时才开始计数,则必须在TR0置位前,先将74LS74清除,使 \overline{INT}_0 端为低电平,待TR0置位后,再撤消74LS74的清除信号,此时,只有当输出频率信号正跳变时, \overline{INT}_0 才变为高电平,并同时启动定时器0计数。图中8031的P1₀接到74LS74的清零端便是为此目的。单片机测量周期时间的软件框图如图6所示。

在这种接口方法中,计数闸门的宽度恰好是输出脉冲串的周期,它随V/F变换器的输入模拟电压的变化而变化,因而,转换时间短,转换精度高。

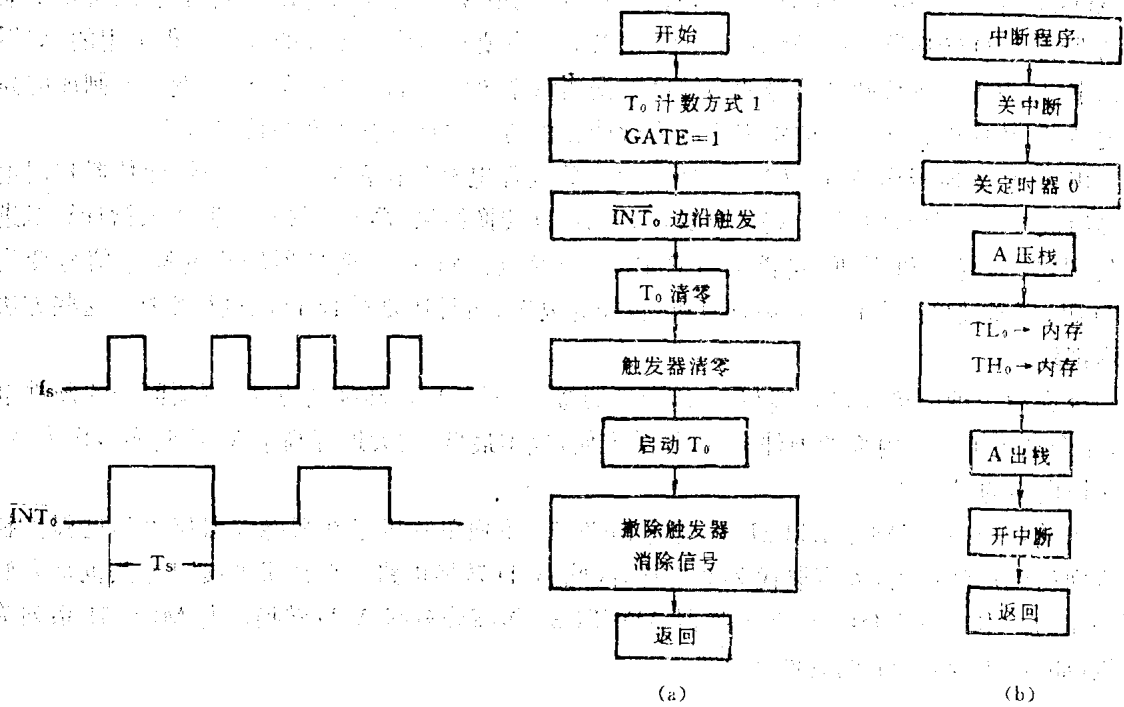


图5 频率周期转换波形

图6 称重软件框图

四、结 论

采用数字化应力传感器实现的行车电子吊秤,在远程数据传输,抗干扰方面取得了满意的效果。可以预见,在数据采集速度要求不太高的场合,如压力、温度等,基于V/F变换器制成的高性能数字化传感器,在不久的将来将成为数据采集的一种具有竞争性的产品。

摘自《电测与仪表》月刊,1991年第3期

2.28 ADVFC32A/D 转换接口技术

哈尔滨科技大学 杨志文 黄大方

一、前言

由于当前 12 位以上的 A/D 转换器价格昂贵,人们正在寻找新的途径来取代它,而 V/F 变换器便是一种较好的选择。由于 V/F 变换器具有高精度、高线性度,如美国模拟器件公司的 ADVFC32(国产型号为 5GVFC32)在满度频率为 10kHz 时的非线性误差仅为 0.005%FSR,而 AD650 可达 0.002%FSR,而且外电路简单,因此用 V/F 变换器可以制成高精度、价格低廉的高性能 A/D 转换器,其分辨率可达 16 位以上。在要求速度不太高的场合是很适用的,如用于称重、压力等各种传感器信号的高精度数据测量系统中。可以预见,以 V/F 变换器制成的高精度 A/D 转换电路在不久的将来将成为微计算机的一种具有竞争性的接口电路。

用 V/F 变换器作 A/D 转换时,通常由一些硬件电路如振荡器、二分频器、计数器和门电路等组成^{[3]、[4]},而由计数器计得的计数值,即 A/D 转换结果,再通过接口电路送入微计算机进行处理,较为复杂和不便,或者采用 F/BCD 变换电路将 V/F 变换器输出的频率信号变为 BCD 码,再通过接口电路送入微计算机,也较为复杂,而且还要对 BCD 码进行变换。这些方法成本都较高。

今介绍一种以单片机直接与 V/F 变换器接口进行 A/D 转换的方法,不须额外的硬件电路,完全利用单片机内部的硬件资源,简单方便,成本最低,大大地提高了 V/F 变换器作为 A/D 转换电路的可行性。

当前,单片机特别是 INTEL 公司的 MCS-51 系列单片机已在智能仪器仪表和过程控制等方面得到广泛应用,大有取代 Z80 之势,因此 A/D 转换电路与单片机的接口方法也是人们所关注的。本文主要介绍 V/F 变换器 ADVFC32 作高分辨率 A/D 转换时与 MCS-51 系列单片机(如 8031 等)接口的硬件和软件。

二、硬件接口电路

ADVFC32 与 MCS-51 系列单片机的硬件接口电路如图 1 所示。图中是输入电压信号为正时的情况。在输入信号为负时,只要把电阻 R_1 、 R_3 接地,从第 14 脚直接输入即可。AD650 的电路与 ADVFC32 的外电路相似。关于这两种芯片的引脚排列及内部结构等请见有关手册或参考文献^{[1][2][3]}。

由图 1 可见,接口电路非常简单,只要把 V/F 变换器输出的频率信号直接送到单片机 8031 的定时器 1 的计数输入端 T 即可。其设计思想为:从传感器来的 mV 级电压信号经运算放大器放大到 0~10V 的电压后加到 ADVFC32 的输入端,从频率输出端 F_{OUT} 输出的频率信号加到单片机 8031 定时器 1 的计数输入端 T_1 上。在单片机内部由定时器 0 作计数定时,由定时器 1 作输入脉冲计数。定时器 0 的定时时间由要求的 A/D 转换分辨率设定。因为定时器 0 在工作方式 1 时为 16 位定时器,所以最大的定时时间为:

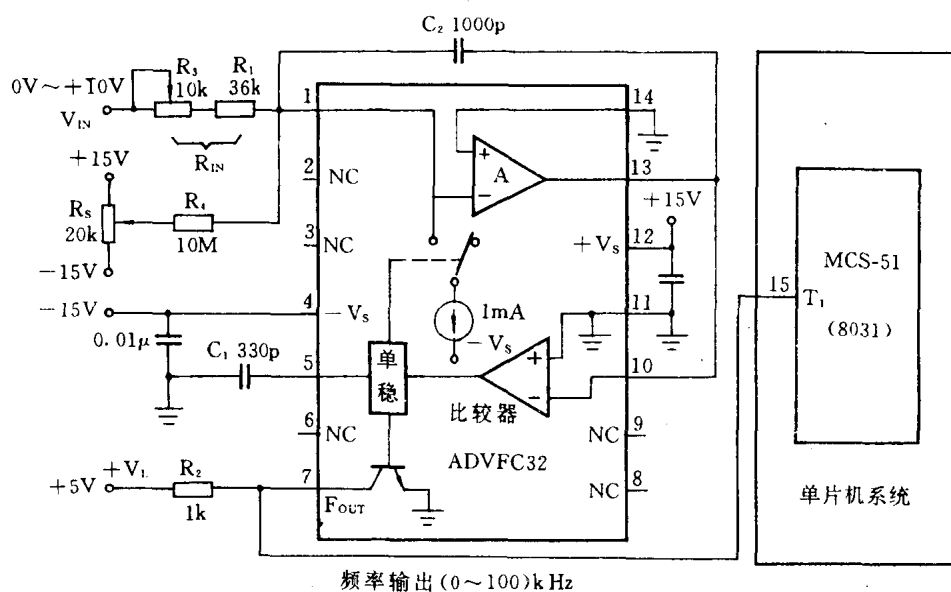


图1 ADVFC32 与 MCS-51 单片机的接口电路

$$t_{\max} = 2^{16} \times 1/(f_{oc}/12) = 2^{16} \times 12/f_o$$

其中 f_{oc} 为单片机晶体振荡器的振荡频率, 如 $f_{oc} = 12\text{MHz}$, 则

$$t_{\max} = 2^{16} \times 12/12 \times 10^6 = 65.536\text{ms}$$

如要求的定时时间超过这一数值, 定时器产生溢出中断, 可用单片机内部 RAM 的存储单元作软件计数, 则可延长定时时间。

8031 的定时器 1 作计数器使用时, 可计数的外部脉冲最高频率为单片机晶体振荡器振荡频率的 $1/24$, 即

$$f_{\max} = f_{oc}/24 = 12\text{MHz}/24 = 500\text{kHz}$$

等于 ADCFC32 的最高允许工作频率, 故单片机 8031 的内部定时器 T_0 和 T_1 满足对定时和计数的要求。

另外, 单片机的定时器在作计数器使用时, 要求外部输入脉冲的宽度至少为一个机器周期的时间。8031 的一个机器周期等于 12 个振荡周期, 即 V/F 变换器输出信号的脉冲宽度应

$$\geq 12 \times 1/f_{oc} = 12 \times 1/12 \times 10^6 = 1\mu\text{s}$$

而 ADVFC32 的输出脉冲宽度为 $(0.1 \sim 0.15/f_{\max})\mu\text{s}$, 其中 f_{\max} 为满度时输出频率。如 $f_{\max} = 100\text{kHz}$, 则输出脉冲宽度为:

$$0.15/100 \times 10^3 = 1.5\mu\text{s} > 1\mu\text{s}$$

满足对脉冲宽充的要求。如 f_{\max} 再提高, 则脉冲宽度变小, 需将脉冲展宽, 如接一个 555 定时器等, 然后再接到单片机上。

一次 A/D 转换所需计数的脉冲数和定时器的定时时间是由所要求的分辨率决定的。

设分辨率为 12 位, 则脉冲数 $= 2^{12} = 4096$ 个。ADVFC32 的最高工作频率 f_{\max} 有三种: 10kHz 、 100kHz 和 500kHz , 今取 $f_{\max} = 100\text{kHz}$, 则其脉冲周期

$$T_{\max} = 1/f_{\max} = 1/100 \times 10^3 = 10\mu\text{s}$$

$$\text{定时时间} = 4096 \times T_{\max} = 4096 \times 10\mu\text{s} = 40.96\text{ms}$$

类似地,对于其他分辨率,由计算得出:

分辨率为 13 位, 脉冲数=8192, 定时时间=81.92ms;

分辨率为 14 位, 脉冲数=16384, 定时时间=163.84ms;

分辨率为 15 位, 脉冲数=32768, 定时时间=327.68ms;

分辨率为 16 位, 脉冲数=65536, 定时时间=655.36ms;

分辨率为 16.6 位, 脉冲数=100000, 定时时间=1s。

所以在 $f_{\max}=100\text{kHz}$ 时,如定时时间为 1 秒,其 A/D 转换的分辨率超过 16 位。但实际上对分辨率的选取应按实际的需要而定,过高的分辨率使 A/D 转换的速度下降。

为便于计算,现以最大脉冲数=20000 为例进行设计,则定时时间=200ms,根据式 $2^X=20000$,可求出分辨率为

$$X = \log 20000 / \log 2 = 14.2877(\text{bit})$$

即分辨率大于 14 位,满足一般对高分辨率的要求。定时时间为 200ms,每秒可转换 4~5 次,相当于双积分式 A/D 转换器的转换时间,亦不算太长。

定时器 0 的初值计算如下:

设定时器 0 工作在方式 1,为 16 位定时器。

① 机器周期 = $12T_{\text{oc}} = 12 \times 1/f_{\text{oc}} = 12 \times 1/(12 \times 10^6) = 1\mu\text{s}$

② 16 位定时器的最大定时时间为 $2^{16} \times \text{机器周期} = 65536 \times 1\mu\text{s} = 65.536\text{ms}$

现取整数值,设定时器 0 的定时时间=50ms,则定时器 0 溢出 4 次即为 200ms,在定时器 0 溢出中断程序中,由软件计数 4 次即可。

③ 定时器 0 在定时时是对机器周期进行计数,定时 50ms 的机器周期数 = $50\text{ms} / 1\mu\text{s} = 5000$

④ 定时器 0 可计的最大机器周期数 = $2^{16} = 65536$,故定时器 0 的初值 = $65536 - 5000 = 60536 = 3CB0\text{H}$

设定时器 1 亦工作在方式 1,为计数器状态,是 16 位计数器,最多可计 $2^{16} = 65536$ 个脉冲,而外部输入的最大脉冲数 = $20000 < 65536$,无溢出,故定时器 1 不必开中断。

三、A/D 转换软件

根据上述分析,得出 A/D 转换的流程图如图 2 所示。在程序中,定时器 1 的低 8 位 TL_1 和高 8 位 TH_1 的值即为 A/D 转换的结果,为二进制数,分别

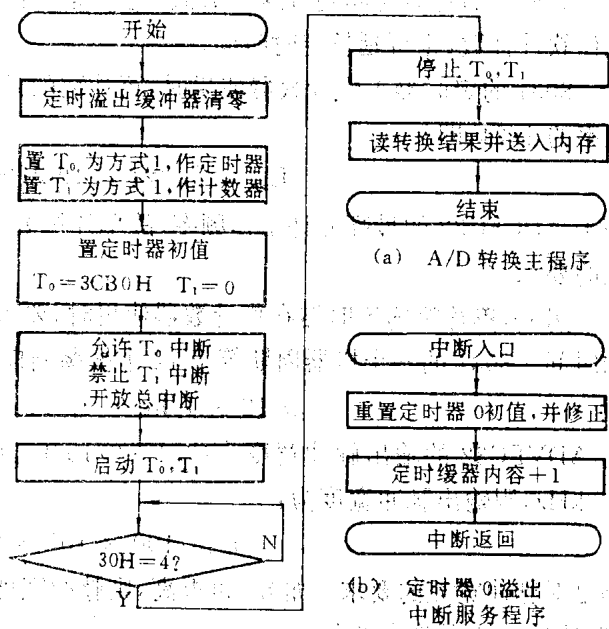


图 2 A/D 转换流程图

(a) A/D 转换主程序;

(b) 定时器 0 溢出中断服务程序

送入单片机 8031 的内部 RAM 单元 31H 和 32H 中暂存,然后即可对此结果进行数据处理,如标度变换等,或输出显示。本程序为一次 A/D 转换的程序,如需多次 A/D 转换,只须稍加修改,使其重复运行,并将转换结果存入不同的 RAM 单元,然后再加以处理即可。在程序中以内部 RAM 的 30H 单元作为定时器 0 溢出次数的计数缓冲器,定时器 0 每溢出一次,30H 的内容在溢出中断服务程序中加 1,30H 的内容=4 时,转换结束。

此外,在中断服务程序中要给定定时器 0 重置初值,并且修正在重置初值前定时器已运行的 7 个机器周期。因为在中断服务程序中没用到累加器及其他寄存器,所以不必进行保护现场和恢复现场等操作。

A/D 转换的程序如下:

A/D 转换主程序

```

... ..
MOV 30H, #00H           ;定时溢出缓冲器清零
MOV TMOD, #51H          ;置 T0 为方式 1 定时, T1 为方式 1 计数
MOV TL0, #0B0H          ;预置 T0 初值为 3CB0H
MOV TH0, #3CH
MOV TL1, #00H           ;预置 T1 初值为 0
MOV TH1, #00H
SETB ET0                ;允许 T0 中断
CLR ET1                 ;禁止 T1 中断
SETB EA                 ;开放总中断
SETB TR0                ;启动 T0
SETB TR1                ;启动 T1
LOOP: MOV A, 30H         ;定时时间到?
      CJNE A, #04H, LOOP ;No, 循环等待,
      CLR TR1            ;Yes, 停止 T1
      CLR TR0            ;停止 T0
      MOV 31H, TL1       ;转换结果送入 31H 和 32H 单元
      MOV 32H, TH1
      ... ..

```

定时器 0 溢出中断服务程序

```

TOINT: MOV TL0, #0B0H   ;重置 T0 初值
      MOV TH0, #3CH     ;并加以修正
      INC 30H           ;溢出次数+1
      RETI              ;中断返回

```

参 考 文 献

- [1]ANALOG DEVICES, Databook, 1984
- [2]于允贤、赵松年,“电压/频率、频率/电压变换器及其应用电路”,《电子科学技术》,1987.4
- [3]赫鸿安,“V—F 互变器 5GVFC32”,《电子科学技术》1987.4
- [4]刘国荣、孙雪燕,“5GVFC32 压控振荡器的应用”,《电子技术应用》,1988.6

摘自《电子技术应用》月刊,1989 年第 4 期

2.29 V/F 和 F/V 转换器 TD650 原理与应用

青岛半导体研究所 丁国勇

TD650 是高精度高频型单片集成电压频率(V/F)和频率电压(F/V)转换电路。主要特点有:

- (1) 工作频率高,最高工作频率可达 1MHz。
- (2) 非线性和温漂低。满度输出频率为 10kHz 时,非线性度典型值为 0.002%,最大值为 0.005%,温漂小于 $\pm 75\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。
- (3) 输入电压范围大,输入方式可以是单极性、双极性、差动输入电压或单极性输入电流。
- (4) 频率输出采用输出管集电极开路输出,其上拉电阻可接 +30V、+15V 或 +5V 电源,并可与 TTL 或 CMOS 电路兼容。
- (5) 外围电路结构简单,即可作 V/F 转换,又可作 F/V 转换。
- (6) 具有独立的数字地与模拟地。

TD650 可构成廉价高分辨率低速 A/D 和 D/A 转换器、远距离隔离信号传输电路、锁相环路、调制解调电路、窄带滤波电路、精密转速表、马达转速控制电路等,被广泛应用于计算机、精密测量、仪器仪表、通讯、雷达及航空航天等领域。

TD650 与美国 AD650 的功能、外形、封装形式、引线排列完全相同,可互换使用。

一、TD650 性能及组成

TD650 采用陶瓷 14 脚 DIP 型封装,其功能框图及管脚排列如图 1 所示。

TD650 主要由运算放大器、比较器、单稳定时电路及方位开关等组成。

二、TD650 的基本工作原理

TD650 属电荷平衡型 V/F 和 F/V 转换器。下面着重介绍其 V/F 转换的工作原理。

为了分析方便起见,采用图 2(a)所示的简化电路。当单稳电路被触发,其输出为高电平时,转换开关 S_1 转向运放的电流相加点,此过程称为积分器的复位过程,当单稳电路输出为低电平时,电流转换开关 S_1 转向运放的输出端,电流源便连接到运放的输出端,此过程称为积分器的积分过程。两个不同的过程分别画于图 2(b)和

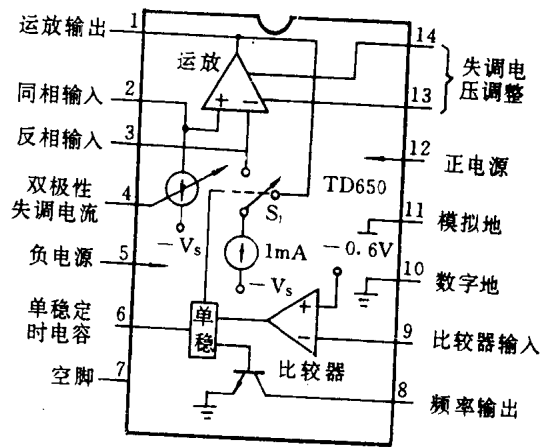


图 1 TD650 的功能框图

图 2(c)。

当输入为正电压时,输入电流为 $I_{IN} = V_{IN}/R_{IN}$, 给积分电容 C_{INT} 充电, 积分器的输出电位不断下降; 当积分器的输出电位降到比较器的阈值电位 $-0.6V$ 时, 比较器状态翻转, 触发单稳电路进入暂态, 开始复位过程, 此时 $0.5mA$ 的恒流源连接到 C_{OS} 上, 使 C_{OS} 电位线性下降, 当 C_{OS} 上电位降至 $-3.4V$ 时, 单稳电路复位, 结束暂态进入稳态。单稳电路的定时时间由 C_{OS} 决定的时间和门延迟时间 T_G (约 $300ns$) 决定, 即

$$\begin{aligned} t_{OS} &= \Delta V \cdot C_{OS} / I_D + T_G \\ &= C_{OS} \cdot 6.8 \times 10^3 \\ &\quad + 3.0 \times 10^{-7} (s) \end{aligned}$$

($\Delta V = -3.4V, I_D = -0.5mA,$

$$T_G = 300 \times 10^{-9}s)$$

积分器复位过程的上升电压(见图 2(b))

$$\begin{aligned} \Delta V_{INT} &= t_{OS} \cdot dV/dt \\ &= t_{OS} \cdot (1mA - I_{IN}) / C_{INT} \end{aligned}$$

复位过程结束后, 开始积分过程(见图 2(c)), 其积分时间为

$$\begin{aligned} t_1 &= \Delta V_{INT} / \frac{dV}{dt} \\ &= \frac{t_{OS} \cdot (1mA - I_{IN}) / C_{INT}}{I_{IN} / C_{INT}} \\ &= t_{OS} \left(\frac{1mA}{I_{IN}} - 1 \right) \end{aligned}$$

则输出频率

$$F_0 = 1 / (t_{OS} + t_1) \approx 0.15 V_{IN} / (C_{OS} + 4.4 \times 10^{-11}) R_{IN} (Hz)$$

由式可知, 当输入电阻 R_{IN} 、定时电容 C_{OS} 一定时, 输出频率 F_0 正比于输入电压 V_{IN} , 与积分电容 C_{INT} 无关, 而 C_{INT} 只决定积分器输出锯齿波的高度。

三、TD650 基本应用电路

1. 单极性正输入电压 V/F 转换电路

TD650 单极性正输入电压 V/F 转换电路如图 3 所示。电路中, 只有四个元件, 它们是输入电阻 R_{IN} 、单稳定时电容 C_{OS} 、输出管上拉电阻 R_2 和积分电容 C_{INT} , 需根据使用情况确定。

上拉电阻 R_2 作限制频率输出管输出电流用, 使其小于 $8mA$ 。如若采用逻辑电源为 $V_L =$

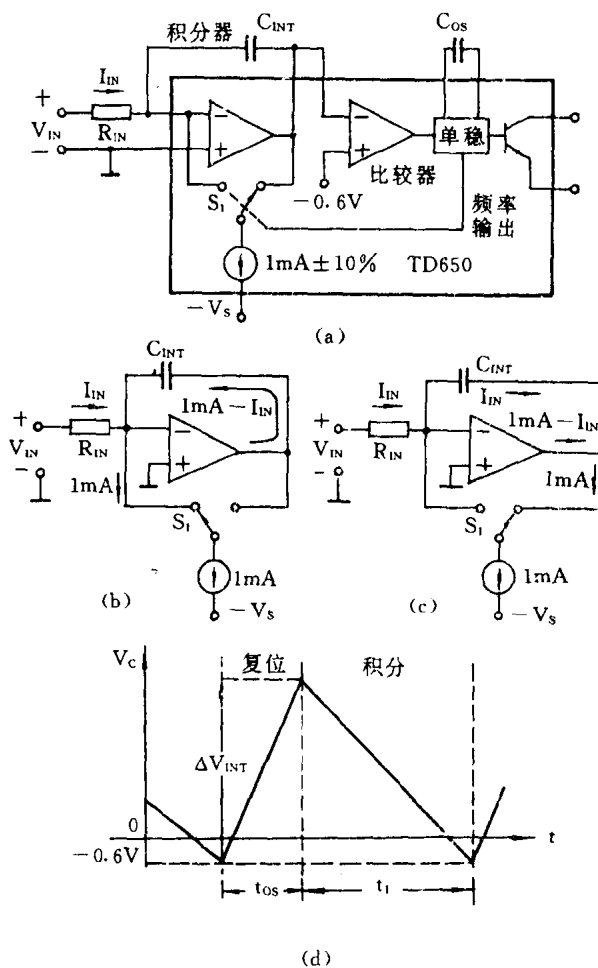


图 2 V/F 转换原理图

(a)V/F 转换方框图; (b)复位过程; (c)积分过程; (d) C_{INT} 的电压

5V, 输出管饱和和压降为 0.4V, 则 R_2 应大于 $(5 - 0.4) / 8 = 625\Omega$ 。

输入电阻 R_{IN} 和单稳定时电容 C_{OS} 决定于输入电压范围和满度输出频率, 参见图 4。从图中可知, R_{IN} 和 C_{OS} 值越大, 则非线性度越低。该图虽然是建立在单极性 0~10V 输入电压范围基础上, 但其结果也可推广到其它输入方式和输入电压范围。如对于 100kHz 满度频率输出 (对应于 0~10V 输入), 若 $R_{IN} = 20k\Omega$ 时, 则 $C_{OS} = 620pF$, 从而得到最低的非线性度为 0.0038%, 而非线性度为 20ppm 所能得到的最大满度输出频率为 33kHz。此时, $R_{IN} = 40.2k\Omega$, $C_{OS} = 1000pF$ 。

对输入信号范围不是 0~10V 情况时, 输入电阻值也必须同时随输入范围成比例变化。如若 0~10V 电压范围时, R_{IN} 为 100k Ω ; 则 0~1V 范围时, R_{IN} 需要 10k Ω 。±10V 双极性输入时, 则需用 200k Ω 。

对积分电容 C_{INT} 的选定, 在几乎所有的情况下, 最优值 C_{INT} 可用下式计算

$$C_{INT} = \frac{10^{-4} F/S}{f_{max}} \quad (\text{最小为 } 1000pF)$$

2. 单极性负输入电压 V/F 转换电路

负输入电压 V/F 转换电路如图 5 所示。本电路在输入电压 -10~0V 范围内, 对应输出 (100~0)kHz 频率方波。

此电路采用同相输入, 故其输入阻抗较高 (约 1G Ω 以上)。对于图 3 电路, 积分电流必须由信号源提供, 而此电路则是由模拟地提供的。电路元件的选择与正输入电路相同。

3. 双极性输入电压 V/F 转换电路

双极性输入电压 V/F 转换电路如图 6 所示。当输入电压为 -5~+5V 时, 输出频率为 0~

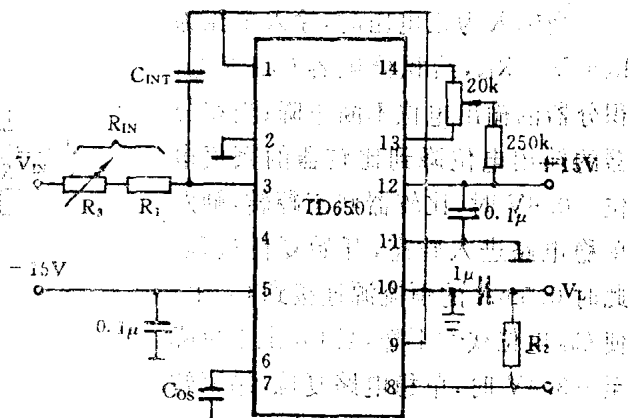


图 3 单极性输入 V/F 转换电路

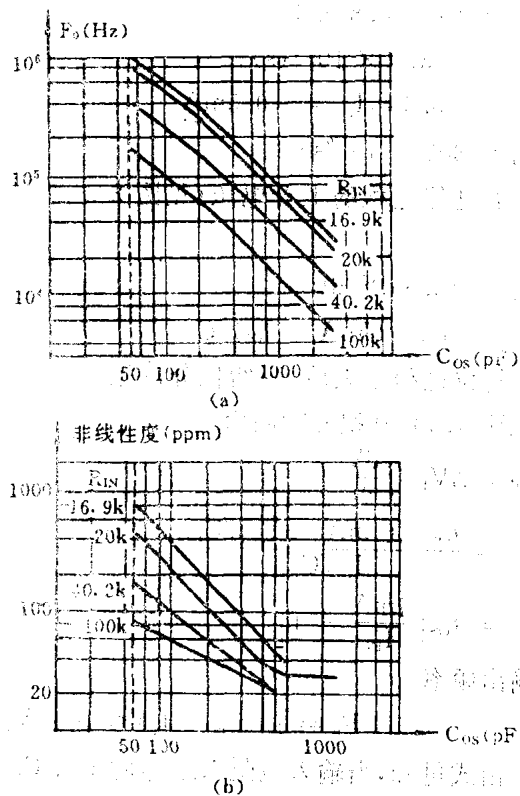


图 4 R_{IN} 和 C_{OS} 的确定方法

(a) 满度输出频率与 C_{OS} 关系;

(b) 典型非线性度与 C_{OS} 关系

100kHz。

由于输入-5V时,输出为零。因此,运放③端电位应偏置于最大负电压。而③端与②端电位相等,故可通过预置②端的电位来适应不同的输入电压。恒流源电流 I_0 由电阻 R_5 决定,它与 R_5 的关系见图7。 I_0 的误差约为 10%。于是,②端的电位 $V_2 = -I_{R_4} \cdot R_4 = I_0 \cdot R_4$ 。故改变 R_5 值,即可在②、③端得到不同的预置电位。当 $R_5 = 1.24k\Omega$ 时, $I_0 = 0.5mA$, 则 $V_2 = V_3 = -I_0 \cdot R_4 = -5V$ 。若 $V_{IN} = +5V$ 时, 则 $I_{IN} = 0.25mA$; 若 $V_{IN} = -5V$ 时, $I_{IN} = 0mA$ 。

电路元件仍可参照单极性正输入电

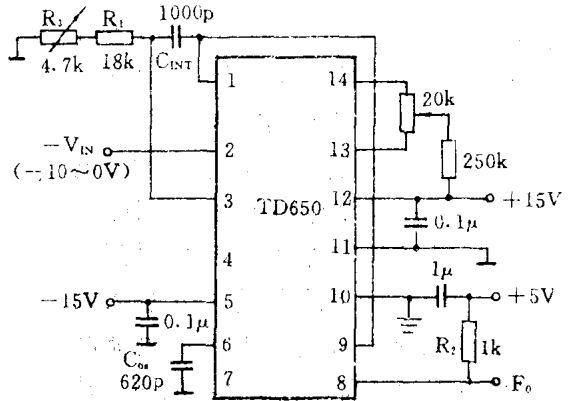


图5 单极性负输入电压 V/F 转换电路

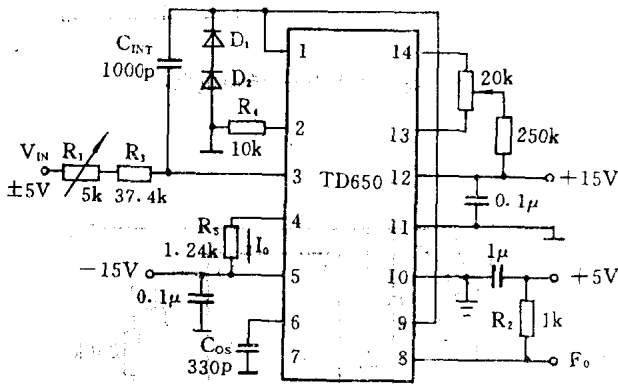


图6 双极性 V/F 转换电路

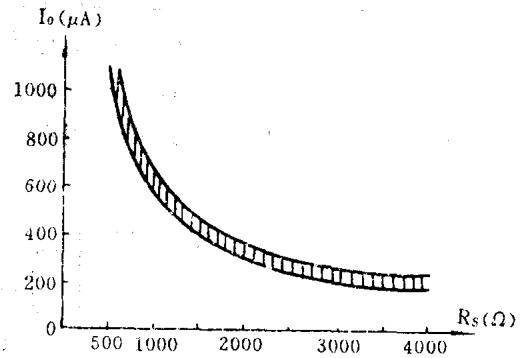


图7 I_0 与 R_5 的关系

压 V/F 转换电路选择。

4. 差动输入 V/F 转换电路

图8是差动输入电压 V/F 转换电路图。共模输入电压 V_{CM} 对模拟地的电压范围是 $+15 \sim -5V$, 输入信号电压 V_{IN} 相对于 V_{CM} 的电压范围是 $\pm 5V$ 。两个输入端均为低输入阻抗, 驱动共模输入端的信号源必须能够提供 $0.5mA$ 电流。信号输入端也需提供足够的积分电流。

如果共模电压范围较小, 可以使用较低值的稳压二极管。如若使用 $5V$ 的稳压二极管, V_{CM} 的范围为 $-10 \sim +5V$ 。如果不使用稳压二极管, 对模拟地的共模输入电压范围是 $\pm 5V$, 同时 $10k\Omega$ 的电阻也可省去不用, 积分器输出端①可直接连接到比较器的输入端⑨。

5. 高频应用

图9是 TD650 $1MHz$ V/F 转换电路图。

当 TD650 工作频率接近 $1MHz$ 时, 其电路布线很重要。元件连接应尽可能短, 特别是单稳定时电路、积分电容和积分器相加点处的连接。当满度输出频率大于 $500kHz$ 时, ①脚与⑤脚间需接一只 $3.6k\Omega$ 的下偏置电阻, 以减小运放的输出阻抗, 改善静态响应。

6. F/V 转换电路

TD650 除可完成 V/F 转换外,还可实现线性很好的 F/V 转换。图 10 是输入 TTL 逻辑电平时的 F/V 转换电路图。

当比较器输入端信号变负时,微分电路输出负脉冲,单稳电路被触发,同时它又控制 1mA 的恒流源,以给定的时间周期(由 t_{os} 决定)接到积分器输入端。输入频率越高,注入到积分电容器上的电荷越多,输出电压就越高。当积分器的输入端平均电流等于流过 R_1 、 R_3 上的电流时,输出便稳定下来,从而使输出电压正比于输入频率。电路元件选择仍参照正输入 V/F 转换电路。

图 10 电路也可偏置以适应任何输入波形。对于 TTL 输入,采用 1000pF 电容和 2.2k Ω 电阻形成负尖脉冲触发单稳电路。若输入缓慢的波形信号,耦合电容和

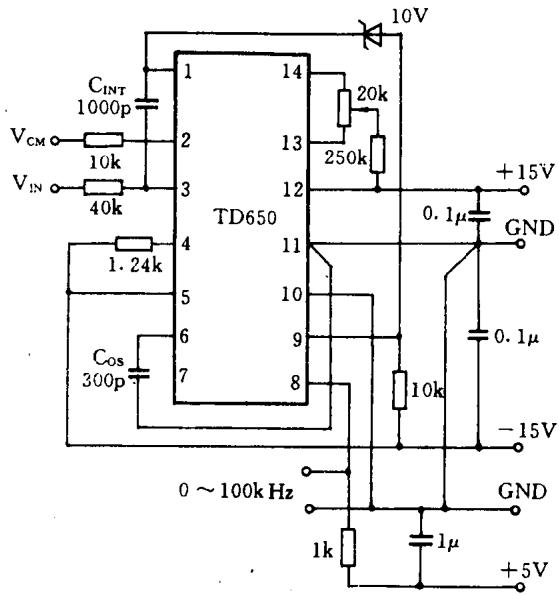


图 8 差动输入 V/F 转换电路

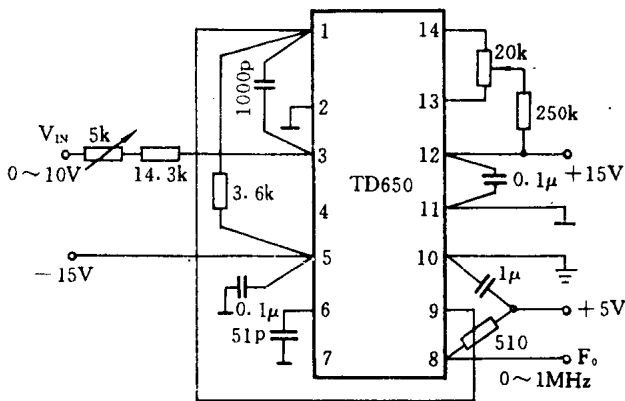


图 9 1MHz V/F 转换

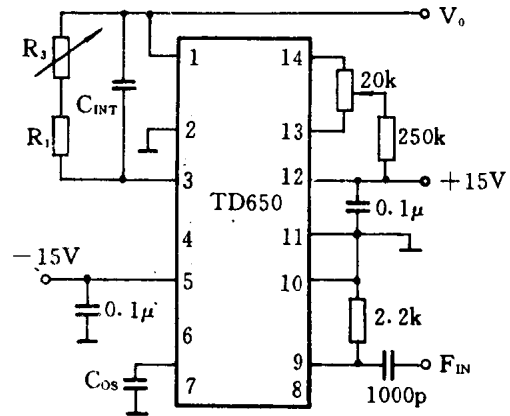


图 10 F/V 转换电路

电阻较大,一旦比较器阈值端电位低于 $-0.6V$ 的时间大于单稳定时间 t_{os} ,单稳电路就会在一个输入信号周期内被触发多次,从而使 F/V 转换输出不连续。故输入信号脉冲应大于 100ns,但小于 $0.3 \times t_{os}$ (t_{os} 由单极性正输入电压公式决定)。

四、TD650 实际应用电路

V/F 和 F/V 电路应用范围很广,尤其是 TD650。它工作频率高,抗干扰和共模电压高,非线性度和温漂低,适用于远距离传输,且输入方式灵活,价格低廉,可靠性高,几乎可以替代目前所有的模块式 V/F 和 F/V 转换电路。下面介绍几个应用电路。

1. TD650 构成廉价低速度高分辨率 A/D 转换器

由 V/F 电路构成的 A/D 转换器,具有转换精度高的特点,主要用于数字天平、数字温度计等测量系统中。

TD650 工作频率高、非线性度低,十分适合用作 A/D 转换器。

图 11 是 TD650 构成 A/D 转换器的方框图。

TD650 工作于满度输出频率 10kHz,可构成转换周期为 1.64s、分辨率为 14 位的 A/D 转换器。当工作于满度输出频率 1MHz 时,可构成转换期为 1ms 的 10 位分辨率的 A/D 转换器。

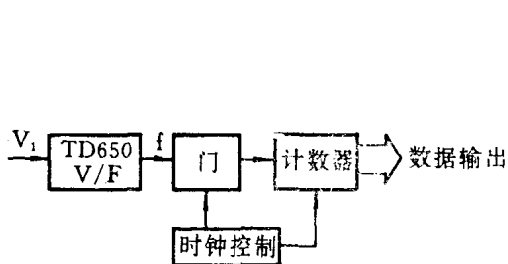


图 11 TD650 构成 A/D 转换器方框图

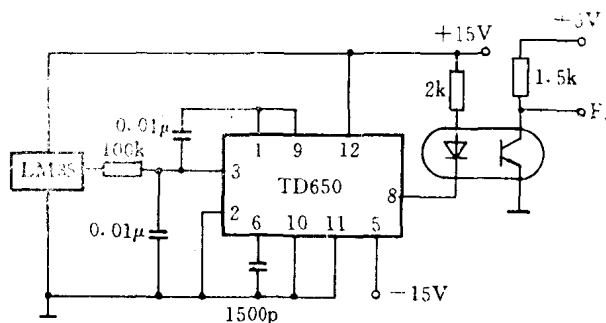


图 12 温度-频率转换电路

2. 温度-频率转换电路

用 TD650 与集成温度传感器 LM35 构成温度频率转换电路,如图 12 所示。LM35 温度范围为 $-55 \sim +155^{\circ}\text{C}$,输出电压对温度的变化率为 $\Delta V_o/\Delta T = 10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 。本电路适于 $+2 \sim +150^{\circ}\text{C}$ 范围,此时,LM35 输出电压为 $20\text{mV} \sim 1.5\text{V}$ 。当 TD650 连接成满度输出频率为 10kHz 时,其输出频率为 $20 \sim 1500\text{Hz}$,其测量精度为 0.4°C 。

本电路特别适合于远距离温度测量及控制系统。通常,集成温度传感器 LM35 输出随温度变化的电压信号直接经长线传输。由于外界干扰及长距离传输,信号衰减十分严重。一般测控系统几乎无法分辨温度变化。若将 LM35 的输出电压转变成频率,并将频率信号通过光电耦合器传输,就可以解决上述问题,同时还能将传感器与测控部分隔离。

同样,其它类型的传感器也可由 TD650 组成的 V/F 电路转换为频率信号,然后经过传输系统送入接收部分,经接收系统整形处理后,送入显示或计算机系统中。

图 13 是 TD650 将电压信号转变成频率信号后进行远距离传输的几种方式。

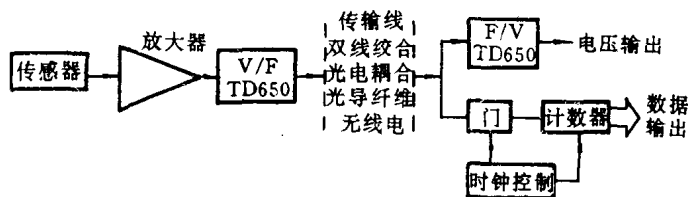


图 13 TD650 V/F 转换传输方式

TD650 的应用还有许多,这里就不介绍了。

2.30 AD650 与 MCS-51 单片机的接口技术

太原工业大学 杨盘洪 巩建平 梁双龙

一、前言

目前,A/D 转换器随着速度及精度的提高,价格愈趋昂贵,给实际应用带来困难。但在某些场合被测信号的变化是缓慢的,这时转换速度就不成为主要问题。此时,可以采用低速的双积分式 A/D 芯片,如 ICL7135(国产型号 5G7135)是 $4\frac{1}{2}$ 位,分辨率为 $1/40000$,精度相当于 14 位二进制的 A/D 转换器;MC14433(国产型号 5G14433)是 $3\frac{1}{2}$ 位,分辨率为 $5/10000$ 的 A/D 转换器。5G7135 与 5G14433 都采用双斜率工作方式,所以具有很高的抗工频干扰能力。但其转换速率较慢,2~10 次/秒。如果转换速率要求在 20 次/秒以上或更高时,无现成的双积分 A/D 转换集成电路。从原理上讲可以用积分器、比较器、计数器构成速度较快的高精度 A/D,但由于受器件性能的限制,如电压比较器的有限增益和有限转换速率等,实现起来比较困难。兼顾价格与转换精度的另一种有效方法是采用 V/F 技术构成高精度的 A/D 转换器。近几年由于集成电路技术的发展,V/F 芯片价格下降,技术指标进一步提高,特别是单片式的 V/F 芯片在各行业中得到广泛的应用。AD650 是高精度型的单片式 V/F 变换器,它与单片机结合可以构成分辨率高、转换速率大于 20 次/秒的 A/D 转换器。

二、V/F 模数转换原理

VFC 与单片机的模数转换的基本原理见图 1 所示。

转换前,单片机首先对计数器及定时器清零,预置计数及定时初值,随后通过定时控制端及计数控制端,使定时器及计数器同时开始工作。到一定时间后,定时器溢出端发出信号,单片机检测到该信号后,停止计数器工作,并把计数结果送入存储器中,这样便完成了一次模数转换。VFC 输出的矩形波的频率与其输入电压成线性关系,计数

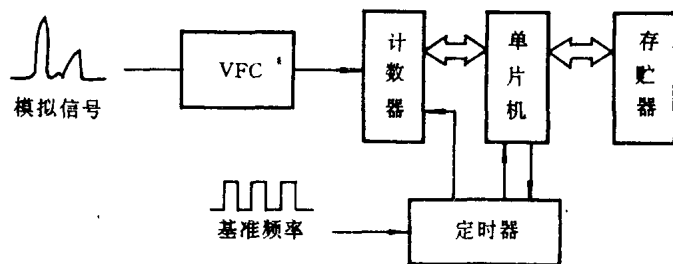


图 1 A/D 转换原理

器的计数值等于 VFC 输出频率乘以定时器时间,而定时器时间可以通过单片机来精确控制,所以此种方法的转换精度主要取决于 VFC 的精度。

三、AD650 与单片机的接口硬件设计

AD650 是电荷平衡式单片 V/F 变换器,图 2 为电原理图。

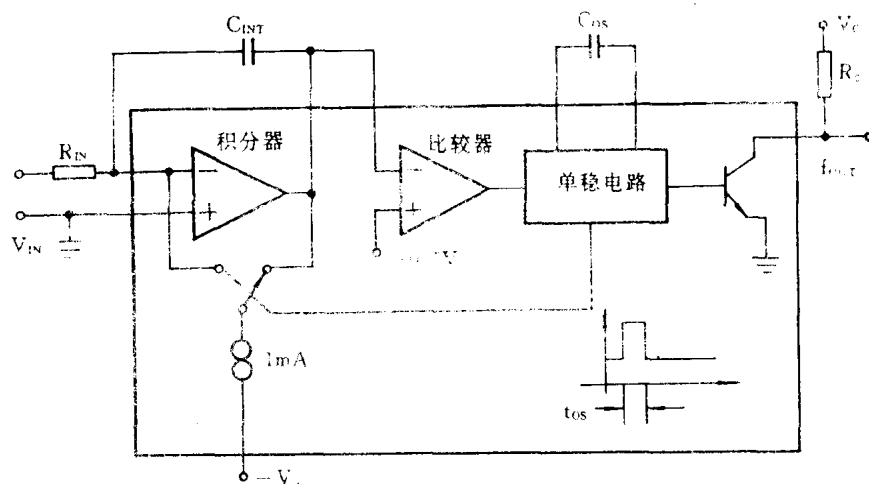


图 2 AD650 原理

AD650 的接线不很复杂,仅需选择四个元件的数值,它们是输入电阻 R_{IN} ,定时电容 C_{OS} ,逻辑电阻 R_0 及积分电容 C_{INT} 。下面介绍选取原则:

R_0 :根据 TTL 逻辑电平,晶体管 T 在导通时约有 0.4V 管压降,为保证有足够的负载能力,希望流过 R_0 的电流为 8mA,这样 R_0 便近似为 $0.5V/8mA = 625\Omega$,一般取 $1k\Omega$ 。如选 1MHz 为满量程频率,则必须采用 500Ω 左右的上拉电阻,以获得足够快的上升时间。

R_{IN} 与 C_{OS} :这两个参数决定了满刻度频率及相适应的输入信号电压范围。 R_{IN} 与 C_{OS} 的关系是非线性的,文献[1]中画出了 R_{IN} 与 C_{OS} 的选择图及非线性关系图。满度频率 1MHz 输入信号 0~10V 时, C_{OS} 可选 51pF、 R_{IN} 为 16.2k Ω 。

C_{INT} :大多数情况下 C_{INT} 的最佳值按下式计算得出:

$$C_{INT} = \frac{10^{-4}(\text{法拉/秒})}{f_{\max}} \geq 1000\text{pF}$$

1MHz 时 C_{INT} 仍取 1000pF 为宜。

模数转换所用的定时器及计数器选用 Intel 公司生产的 8253 芯片来实现。它内部有三个独立的可预置数的 16 位递减计数器。每个计数器都有一个时钟输入端 C_N ,一个门控输入端 G_N ,一个输出端 O_N 。时钟输入端用于输入时钟脉冲或事件计数脉冲,计数器的值在时钟脉冲的下降沿变化,门控端可以送入控制或复位信号;计数器减到零时,由输出端送出标志信号。

图 3 为接线图,AD650 的输出接 8253 计数器 0 的 C_N 端,计数器 1 作定时器用。8253 的数据线与 8031 的 BUS 直接相连, A_1 、 A_0 接 8031 的地址锁存器 74LS373 的输出。存储器的分配采用线选法,即 8253 片选端 \overline{CS} 接 8031 的 $P_{2,7}$ 端。由此可知,计数器 0 的地址为 7FFCH,计数器 1 地址为 7FFDH,计数器地址为 7FFEh,方式控制寄存器端口为 7FFFh。

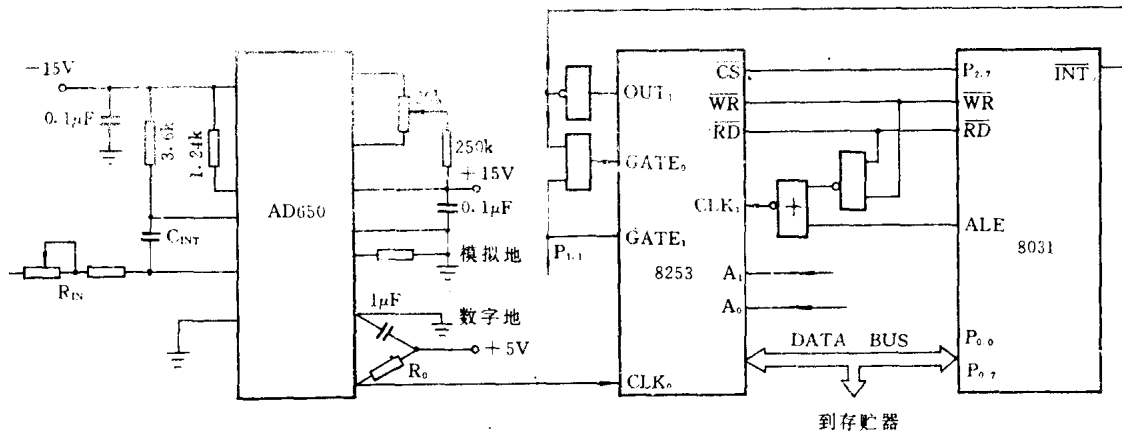


图3 AD650与8031的接口电路

四、软件设计

软件主要包括两部分：一部分是初始化程序，另一部分是取数程序。8031的初始化包括中断系统的初始化、堆栈指针的设置等，本文从略。8253在使用前需向其方式控制器写入方式控制字，控制字的格式如下：

D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
SC ₁	SC ₀	RL ₁	RL ₀	M ₂	M ₁	M ₀	BCD

SC₁、SC₀组合选择计数器，同时为高电平时非法；RL₁、RL₀控制读出/装入方式，四种方式依次为：(1)计数器中的数据锁存到缓冲器，在此方式下可以进行“飞读”而不影响计数操作；(2)选计数器的低8位字节；(3)选计数器的高8位字节；(4)对计数器分两次操作，先低8位字节，后高8位字节。M₂、M₁、M₀选择计数器的工作方式，8253的每个计数器均有六种工作方式，包括定时计数方式、可编程单次脉冲方式、频率产生器方式、方波发生器方式、软件触发选通方式和硬件触发选通方式等六种。BCD控制二进制计数还是二一十进制计数。

假设要求A/D精度为14位二进制，AD650选满刻度频率为500kHz，则定时器定时值应为： $2^{14}/0.5 \times 10^5(5) = 32.75(\text{ms})$ 。

8031选用6MHz晶振，经ALE、 $\overline{\text{WR}}$ 、 $\overline{\text{RD}}$ 逻辑组合产生的1MHz的脉冲信号，作为计数器1的时钟输入送到CLK₁端。因需定时32.76(ms)，所以计数器1的初值应预置为 $(16384 \times 2)_{10} = 8000\text{H}$ ，工作于方式0，计数结束。OUT₁翻转使计数器0停止工作，并申请中断或接受查询，将计数器0的计数结果取反后送入存储器待处理，取反的原因是8253采用减法计数方式。

下面是8253初始化及取数子程序

```

BEGIN:  MOV DPTR, *7FFFH      ;8253 控制口地址
        MOV A, #30H          ;置 8253 计数器 0 为方式 0
        MOVX @DPTR, A        ;且读写方式为先低后高
        MOV A, #70H          ;置计数器工作读写方式同上
        MOV @DPTR, A

```

```

ADZB: CLR P1.1           ;计数器门控端清零
      MOV DPTR, #7FFCH   ;计数器 0 清零复位。
      MOV A, #00H
      MOVX @DPTR, A
      MOVX @DPTR, A
      MOV DPTR, #7FFDH   ;定时初值 7FFFH 送计数器 1
      MOV A, #0FFH       ;低 8 位
      MOVX @DPTR, A
      MOV A, #7FH        ;高 8 位
      MOVX @DPTR, A
      CLP P1.1           ;开始计数
WAIT:  JB INT0, WAIT     ;等待计数结束。
      CLR P1.1           ;停止计数开始取数
      MOV DPTR, #7FFCH   ;取计数器 0 低 8 位
      MOVX A, @DPTR
      CPL A               ;取补
      MOV @R0, A         ;暂存低 8 位
      MOVX A, @DTR       ;计数器 0 高 8 位
      CPL A
      INC R0
      MOV @R0, A        ;暂存高 8 位
      INC R0
      JMP ADZB           ;F 一次转换
      RET

```

五、几点说明

(1) V/F 芯片 AD650 具有精度高、温度特性好、线性度高等优点,它与单片机的接口也较简单,编程方便。由外接定时电容 C_{OS} ,可控制输出满度频率为 10kHz、100kHz、500kHz、1MHz 四档,为电路设计提供很大方便。由本模数转换器的工作原理可知:一定模入电压,转换结果的位数随计数时间而增加,因此用户可按要求在 16 位内自己编程选择模数结果的位数。满度频率为 500kHz 时,分辨率 12~16 位的定时时间分别为:8.19ms、16.38ms、32.76ms、65.52ms、131.04ms。此时,本 A/D 转换速度比一般双积分 A/D 要快 5 倍以上。

(2) 本 A/D 转换器具有较高的噪声抑制能力。因为计数值等于待转换电压对计数时间的积分,所以转换结果(即计数值)是计数时间内待转换电压的平均值。这样,大的尖峰脉冲干扰就被平均掉,不会出现很大误差。

另外,若选计数时间为工频周期的整倍数,则可有效地抑制串模工频干扰。从理论上讲,若计数时间是待转换电压中噪声信号周期的整倍数,则其抑制能力是无限的。计数时间是由软件控制的,可十分方便地按抑制最严重的周期性噪声确定。

(3) 当 AD650 满度输出频率为 1MHz 时,需采取一些特殊措施,如将模拟地与数字地隔离、增加去耦电路、对偏置电压进行自动调整等。

参 考 文 献

- [1]于允贤、赵松年:电压/频率、频率/电压变换器及其应用电路,《电子科学技术》,1987,第4、5期。
- [2]高维祥:8253 可编程计数/计时器及其应用,《电子科学技术》,1987,第2期。
- [3]翁大丰:单片机与 V/F 转换器相结合实现智能化高精度 A/D 转换器,《电子技术应用》,1990,第4期。
- [4]何立民:《单片机应用系统设计》,北京航空航天大学出版社,1990年。

摘自《电子测量技术》,1991年第1期

2.31 利用 VCO 电路与单片机接口实现 A/D 转换

安徽机电学院 周鸣争

一、概 述

在单片机应用系统中,所使用的传感器大多数都是以模拟量的形式输出。将传感器与单片机相连接,一般常用如图 1 所示的接口模式,这种模式存在着电路环节多、稳定性差、体积大、占用单片机 I/O 口资源过多等缺点。本文针对目前应用十分广泛的 MCS-51 单片机的硬件和软件结构特点,提出了利用压控振荡器(VCO)作为传感器与单片机的接口以实现 A/D 转换的方法。该方法与图 1 所示的模式相比具有接口硬件简单,软件编程方便。它与目前有些文献所介绍的使用电压-频率转换器(VFC)实现 A/D 转换的方法相比,具有速度快,输入脉冲频率可与单片机的采样速度相匹配,可实现最高分辨率和最大转换速度。并且由于 VCO 电路可用 ICO、RCO、CCO、LCO 等电路来代替,该方法可与各种类型的传感器连接,接口形式灵活、简单,便于实现数字传感器的集成,因而具有较强的实用性。

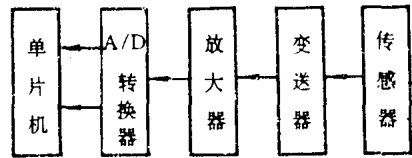


图 1 常用传感器接口模式

二、硬件结构及工作原理

图 2 为一由 MCS-51 系列 8031 单片机和 74LS629 集成 VCO 电路组成的 A/D 变换原理图。74LS629 内有两个独立的 VCO,每个 VCO 的基本工作频率由外接电容 C_x 来确定,在 1Hz 到 20MHz 范围内可高稳定性地工作,输出频率为 TTL 电平,可与单片机直接连接。此外 74LS629 具有内部电源隔离措施,可有效的防止数字信号对模拟信号通过电源和地线的干扰。

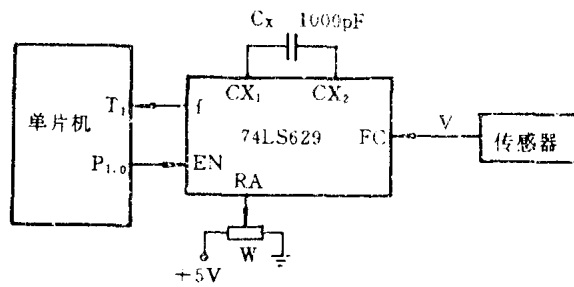


图 2 A/D 变换原理图

8031 单片机内部有两个可编程的定时/计数器 T₁ 和 T₀;图 2 中利用 T₁ 作为计数器,对 VCO 的输出频率 f 进行计数;T₀ 用作定时器作为计数的闸门时间(即 A/D 转换时间);用单片机的 P_{1.0} 端作为 VCO 的控制使能端 EN,为“1”时 VCO 工作。这时若传感器以模拟电压的形式输出,则 VCO 的输出频率 f 与传感器输出电压 V 之间有:

$$f = KV + f_0 \quad (1)$$

其中 K 为压控灵敏度, f_0 为 $V=0$ 时 VCO 的输出频率。

如果 T_0 定时器的定时时间设置为 t_D , 则 T_1 计数器中计数值的大小(即数字量) D 为:

$$D = t_D \cdot f \quad (2)$$

将式(1)代入得: $D = t_D \cdot f = t_D KV + t_D \cdot f_0$

$$V = \frac{D}{t_D \cdot K} - \frac{f_0}{K}$$

则有 $\frac{dV}{dD} = \frac{1}{t_D \cdot K}$ (3)

由此可见, 系统的电压分辨率与压控灵敏度 K 、A/D 变换时间 t_D (即定时时间) 成反比, K 的大小由调节 W 而决定, t_D 为由程序确定的定时常数, t_D 越大, 系统的分辨率就越高, 但 t_D 的大小与单片机本身的定时器结构有关, 其最大极限值为:

$$T_D = \frac{D}{f} = \frac{2^N}{F} \quad (4)$$

F 为 T_1 计数器最高计数频率; 2^N 为计数器所能计数最大值, 对 8031 而言 T_1 的 $N=16$ 。

另外对应 VCO 的最大频偏 $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ 则有

$$\begin{aligned} D_{\max} &= t_D \cdot f_{\max} \\ D_{\min} &= t_D \cdot f_{\min} \\ D_{\max} - D_{\min} &= t_D \cdot \Delta f \end{aligned} \quad (5)$$

$D_{\max} - D_{\min}$ 可视为系统的分辨率; 由式(5)可见加大 Δf , 则可使 A/D 系统的分辨率提高。

综上所述, 利用 VCO 实现 A/D 转换, 其转换精度与 t_D 、 K 和 VCO 工作时的最大频偏 Δf 有关。当 8031 的工作主频为 12MHz 时, 由其结构可知计数器 T_1 的最高采样速度为 500kHz, 则 VCO 满量程时对应的频率 $f_{\max} < 500\text{kHz}$, 而定时器 T_0 的最大定时常数由式(4)求得

$$T_D = \frac{2^N}{F} = \frac{2^{16}}{500\text{kHz}} = 131.072\text{ms}$$

如果取 $t_D = T_D = 131.072\text{ms}$; $V=5\text{V}$ 时为满量程对应的 $f_{\max} = 500\text{kHz}$; $V=0\text{V}$ 时, $f_0 = f_{\min} = 250\text{kHz}$; 输入信号的范围为 $0 \sim 5\text{V}$; 则由式(5)可得

$$D_{\max} - D_{\min} = \Delta f \cdot t_D = 250\text{kHz} \times 131.072\text{ms} = 32768$$

即相当于 15bit 二进制编码的 A/D 变换器的分辨率。

如果要求分辨率为 256, 即

$$D_{\max} - D_{\min} = 256 = t_D \cdot \Delta f$$

则有 $t_D = \frac{256}{\Delta f} = 1.024\text{ms}$

由此可见, 利用 VCO 实现 A/D 转换, 可实现输入频率与单片机的采样速度相匹配, 获得最高分辨率和最大转换速度。

三、接口控制软件

由上述的原理可知, 针对某一分辨率的要求和所设置的 Δf , 在求出 t_D 后, 其 A/D 转换控制软件十分简单。程序流程图如图 3 所示, 整个程序由初始化和 A/D 中断服务子程序组成。每一程序只需几条指令就可实现, 其程序清单附于文后。

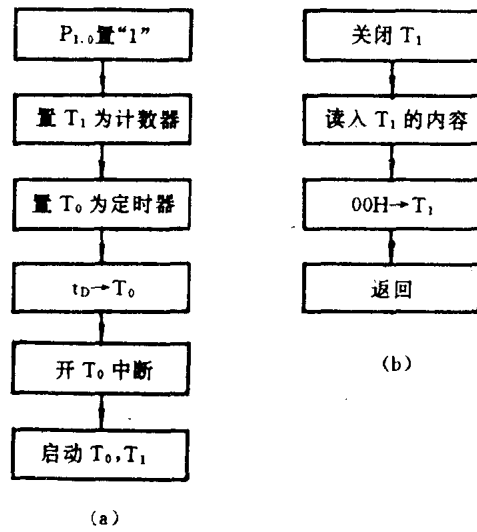


图3 程序流程图

(a)初始化框图; (b)A/D 中断服务子程序

附录 控制程序清单

初始化程序清单

```

MOV P1,    #01H
MOV TMOD,  #51H
MOV TH1,   #00H
MOV TH0,   #CONOH ;置 T0 高八位
MOV TL1,   #00H
MOV TL0,   #CONOL ;置 T0 低八位
SETB EA
SETB TR0
SETB TR1
LOOP: JNB TF0, LOOP ;等待 T0 溢出中断
  
```

中断服务子程序清单

```

CLR TR1
MOV R0,    #Addre
MOV @R0,  TH1
INC R0
MOV @R0,  TL1
MOV TH1,  #00H
MOV TL1,  #00H
SETB TR1
RETI
  
```

2.32 LM2907/2917 系列 F/V 变换器在汽车检测中的应用

天津运输工程学院 刘 刚

LM2907/2917 系列集成电路是具有高增益运算放大器/比较器的单片集成电路,内部采用充电泵技术来实现频率电压的高精度变换。其国内型号为 FX2907/2917。它可广泛用于速度检测、相位测量、巡回控制、电机转速控制、报警器控制及声控开关。本文简要介绍 LM2907/2917 系列频率电压变换器的工作原理及其在汽车检测中的应用电路。

一、基本原理与特性

LM2907/LM2917 系列 F/V 变换器有四种型号,两种结构。LM2907N-8、LM2917N-8 提供全输入保护,避免输入电压摆动超过 $\pm 28\text{V}$ 而损坏芯片。LM2917 与 2M2907 的主要区别是:2917 内部电路中有一个有源齐纳电压调整器。因此,2917 芯片主要用于所获得的输出电压和电流必须与电源电压无关的场合。四种型号电路内部结构及引脚图如图 1 所示。

电路工作原理:第一级是驱动正反馈触发器电路的差动放大器;紧跟输入级的是把输入频率转换成直流电压的充电泵。为了完成这一功能,需要有电容器 C_1 、输出电阻 R_1 和滤波电容器 C_2 。转换式为

$$V_o = KV_{CC}f_{IN}C_1R_1$$

式中 K 是增益常数,典型值为 1.0。最后是比较器及集电极开路输出级,它输出电流大,便于连接各种负载。

用 2907 集成电路组成的最简单的测速电路如图 2 所示。电容器 C_1 起到 F/I 变换作用及

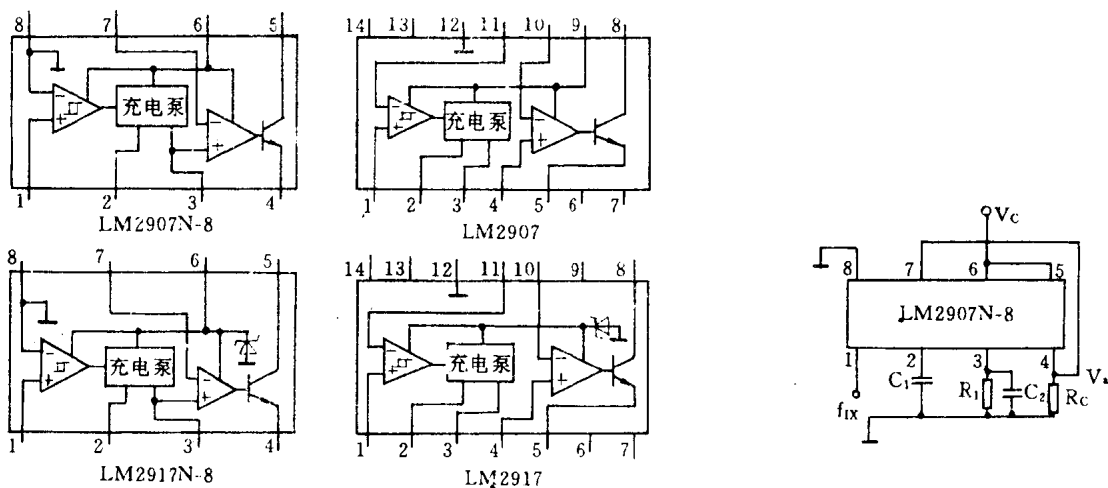


图 1 内部结构及引脚图

图 2 2907 构成的测速电路

内部补偿,为了精确地控制,通常取 C_1 的值大于 100pF 。电阻 R_1 的选择,一要考虑在脚 3 上压

降要大于等于预期输出电压的最大值,因为脚 3 的输出电流相对于输入频率及电源电压是一定的;二是 R_1 的最大值受典型值大于 $10M\Omega$ 的脚 3 输出阻抗的限制。滤波电容器 C_2 的大小仅取决于可允许纹波电压值及所需的响应时间。当选用 2917 时,降压电阻 R_C 的选择,应考虑能提供足够的电流,以使电压调整器工作。稳压器能提供典型值为 $7.56V$ 的稳压,转换电路和运算放大器电路工作需要 $3mA$ 的电流,因此, R_C 应满足下式

$$R_C < \frac{V_i - 7.56}{3} (\text{k}\Omega)$$

LM2907 系列集成电路的输入电压范围宽,可达 $\pm 28V$. 且对零频输入,其输出自动摆动到零。带负载能力强,输出级的输出或吸入电流高达 $50mA$ 。其电源电压适应范围为 $28V$,特别适用用汽车电源工作。

二、应用电路

1. 发动机转速计

LM2907 系列集成电路最典型应用是作转速计。图 3 是汽车发动机转速计电路。此电路适用于三种汽缸数的发动机转速测量。根据所要求的汽缸数的不同,配接不同的电阻,就可实现多缸数发动机转速测量。

转速计的输入信号可采用多种方式。对一般的汽油发动机,可从分电器中取初级线圈点火信号作为转速输入信号。

2. 闭合角/提前角测量

闭合角和点火提前角是表征汽车点火性能的重要参数。闭合角是指分电器触点闭合时,凸轮所转过的角度。利用频压变换器很容易组成汽车点火闭合角测试电路,如图 4 所示。输入信

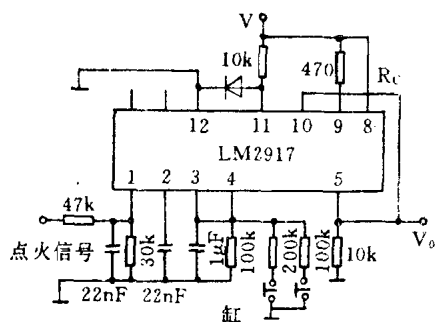


图 3 汽车发动机转速计电路

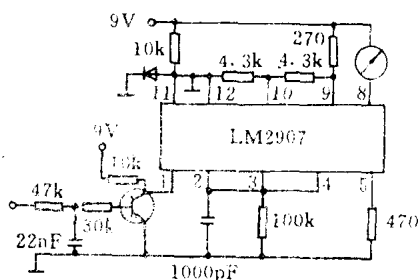


图 4 闭合角/提前角测量

号取自分电器中断点两端的点火信号,经过滤波整形输入到 LM2907 的脚 1。三极管兼有反相作用,使得输出电压随着闭合角的增大而增大,便于读数。阻值为 470Ω 的电位器是作为表头调零之用。本电路适用于任意缸数的汽车发动机。

点火提前角也是表示发动机工作状态的重要参数,需要经常测量与调整。它的含义是指混合气开始点火至活塞运动到上止点的时间内,曲轴所转过的角度。因此,完全可以用测量闭合角的原理来测量提前角。所要做的工作是把点火信号与活塞上止点信号变换成代表点火提前角大小的脉冲信号。

点火信号经过整形电路变成矩形波信号,如图 5(a)所示。活塞到达上止点位置时,飞轮上的刻线标记与发动机壳体上的刻线标记对齐。发动机以稳定转速运转时,飞轮每转一周,两个刻线标记就对齐一次。为此,可通过光电或磁电传感器检测上止点信号,其输出如图 5(b)所示。把两个波形经过数字电路综合就可输出一个持续时间与提前角成正比的脉冲信号,如图 5(c)所示。把此信号直接输入到图 4 电路的脚 1,调整可变电阻值进行标定,就可进行点火提前角测量。

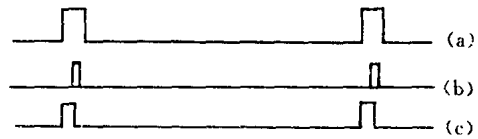


图 5 信号波形

3. 超速检测电路

超速检测电路用于当车速超过规定转速时的报警指示、控制供油等。利用磁性变换器作为车速传感器,直接输入给 LM2907N-8,电路如图 6 所示。限速值由电阻 R_2 和 R_3 决定,它们存在如下关系式

$$f_{\text{给定值}} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1}{C_1 R_1}$$

若传感器每公里发出 1000 个脉冲,当车速为 60km/h 时,输入信号频率为 16.7Hz。若取 $R_2 = R_3$, 则

$$C_1 R_1 = 0.03$$

取 $C_1 = 0.3\mu\text{F}$, 则 $R_1 = 100\text{k}\Omega$ 。此时电路动作车速为 60km/h。其输出接继电器以驱动报警或控制电路,达到限速的目的。

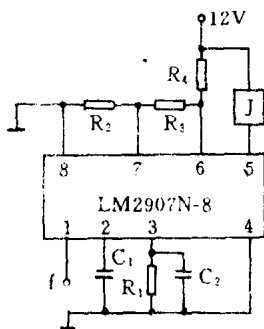


图 6 超速检测电路

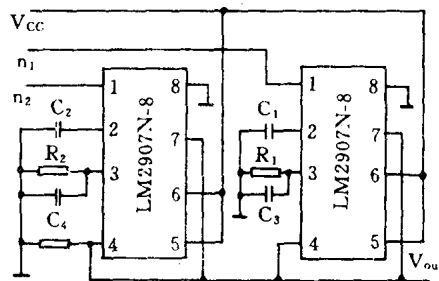


图 7 防滑检测电路

4. 防滑检测

汽车紧急刹车时,如车轮停止转动,而在路上滑行,则无需有效地制动。但在车轮刹不住时,则需要对制动器有效地控制,完成该功能的装置称为防滑装置。

防滑装置工作时,必须检测车轮的转速。一般采用磁性传感器作为车轮的转速测量装置。对两个车轮的转速可以采用高速、低速或平均转速控制。图 7 所示为防滑检测电路,它是检测两个车轮转速的较高者,输出电压与较高的转速成正比,即

$$V_{\text{OUT}} = \begin{cases} V_{\text{CC}} C_1 R_1 f_1, & (f_1 \geq f_2) \\ V_{\text{CC}} C_2 R_2 f_2, & (f_1 < f_2) \end{cases}$$

2.33 单信号多通道输入法改善 A/D 转换器性能

重庆重型汽车研究所计算机室 张孝权

一、前 言

在数据采集和自动控制系统中,模/数转换器是不可缺少的重要部分。目前,各种温度、压力、位移等传感器的精度愈来愈高,相对误差已能达 0.1%。这种系统中,采用 8bit A/D 转换器其量化误差将会成为误差的主要来源,因为这时 A/D 转换本身的相对误差就近似为 0.4% (相对满量程)。由于 8 位以上的 A/D 转换器价格要高得多,怎样使用经济可行的办法提高 8bit A/D 转换器性能使不少工程人员感兴趣。这里根据实际经验,介绍采用程控放大器及单信号多通道输入法来提高 A/D 转换器性能的原理和电路。

二、采用程控放大器提高 A/D 转换器性能

改善 A/D 转换器性能的一个较为经典的办法就是采用程控放大器。使用程控放大器作为前置放大器,对于幅值小的模拟信号提高放大器的倍率值,对于幅值大的模拟信号降低放大器的倍率值,使 A/D 转换器适应很宽的动态范围。在数据处理阶段,对不同倍率值所采集的数据根据各自的参数,换算还原成一个倍率下的参数值,使得幅值大和幅值小的模拟信号测量都得以满足,提高 A/D 转换器的分辨率。图 1 是一个简易的程控放大器,放大器增益 $K_v = 1 + R_f / R_x$, R_x 由 R_1, R_2, R_3 组合形成,其组合形式可由程序控制,达到控制增益 K_v 的目的。

我们进行了另一个程控放大器实验,该电路同前置放大器结合,可以测量几十微伏到几十毫伏的模拟信号,通过程序可使倍率在 1~255 变化,而且有线性度好、测量精度高的优点。见图 2,主要器件 D/A 转换器为 DAC0808。将其参考电压输入端 $V_r(+)$ 作为信号输入端,8 位数字量 $D_0 \dots D_7$ 的取值由计算机控制。将图 2 的程控放大器与 ADC0809 结合起来,可以适应大范围变化模拟量的数据采集,是一种精度较高又较经济的数据采集方法之一。

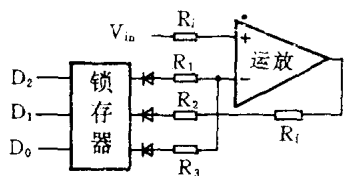


图 1 简易程控放大器

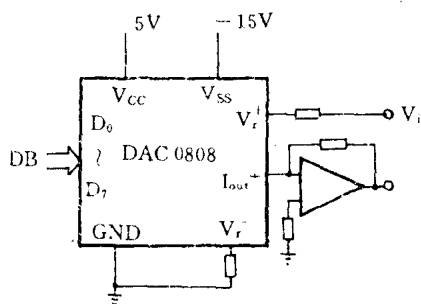


图 2 DAC0808 组成的程控放大器

三、单信号多通道输入法提高 A/D 转换器性能

单信号多通道输入法是把输入信号在从小到大的范围内分成几段, A/D 转换器对各段分别进行处理, 见图 3, 其中主要器件是 ADC0809。ADC0809 只需要一个 5V 电源, 自带 8 个模拟通道开关, 具有外围电路简单、漂移小、精度高等优点。需要量化的信号 V_i 经过三个放大器后, 分别接入 ADC0809 三个模拟通道, V_{r1} 、 V_{r2} 、 V_{r3} 是固定参考电压, 图 3 中的稳压管对 ADC0809 起保护作用。

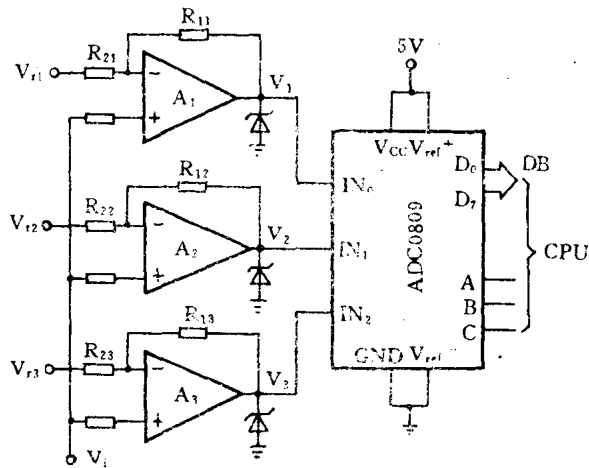


图 3 单信号多通道分段输入电路

图 3 中, 三个放大器的参考电压及放大倍数应由输入信号的大小 V_i 来决定。这里设 $V_i = 0 \sim 5V$, 将 V_i 分成 $0 \sim 1.25V$, $1.25 \sim 2.5V$, $2.5 \sim 5V$ 三段, 用放大器 A_1 、 A_2 、 A_3 使输出为 $0 \sim 5V$, 由此得下面的 6 个线性方程:

$$\begin{aligned} (A_1 + 1) \times 0 - V_{r1} A_1 &= 0 \\ (A_1 + 1) \times 1.25 - V_{r1} A_1 &= 5 \\ (A_2 + 1) \times 1.25 - V_{r2} A_2 &= 0 \\ (A_2 + 1) \times 2.5 - V_{r2} A_2 &= 5 \\ (A_3 + 1) \times 2.5 - V_{r3} A_3 &= 0 \\ (A_3 + 1) \times 5 - V_{r3} A_3 &= 5 \end{aligned}$$

解方程, 把结果填入表 1 中, 其中 $A_x = R_{1x}/R_{2x}$ (x 为 1, 2, 3)。

表 1

放大器 参数	A_1	A_2	A_3
参考电压 V_r	0	1.67	5
放大倍数 A	3	3	1

由表 1 的参数可知,三个放大器的工作情况如下:

$$(1) \quad V_i = 0 \sim 1.25V$$

放大器 A_1 的输出

$$V_1 = (1 + A_1) V_i = 0 \sim 5(V)$$

V_2 、 V_3 箝位在稳压管正向导通电压上,为负值。

$$(2) \quad V_i = 1.25 \sim 2.5V$$

放大器 A_2 的输出

$$V_2 = (1 + A_2)V_i - V_{r2}A_2 = 4V_i - 5 = 0 \sim 5(V)$$

V_1 箝位在稳压管的稳压值上,合理选择稳压管,使 V_1 值略大于 5V,以保护后面的 A/D 转换器, V_3 箝位在负值上。

$$(3) \quad V_i = 2.5 \sim 5V$$

放大器 A_3 的输出

$$V_3 = (1 + A_3)V_i - V_{r3}A_3 = 2V_i - 5 = 0 \sim 5(V)$$

V_1 、 V_2 箝位在稳压值上。

按照上面介绍组成的 A/D 转换器,其量化误差在各段是不尽相同的,如表 2。

表 2

段号(V)	0~1.25	1.25~2.5	2.5~5
误差(V)			
量化误差(V)	$\frac{1.25}{2^8}$	$\frac{1.25}{2^8}$	$\frac{2.5}{2^8}$

对于 10bit A/D 转换器,若输入信号为 0~5V,它的量化误差是均匀的,都为 $1.25/2^8$ (V)。同表 2 比较,10bit A/D 转换器只是在大信号输入时误差小些,然而实际应用中一般要求在信号的整个动态范围之内,相对误差大小尽可能均匀,或者说线性量化器精度在高端是富裕的。表 2 三段的划分是符合实际情况的,高端量化误差大于低端的量化误差。

实际电路要配合软件进行工作。微机首先对 V_1 进行 A/D 转换,发现量程超出以后,再对 V_2 进行转换,如果没有超出量程,数据视为有效。依此类推,一直进行到 V_3 。驱动 A/D 转换器的子程序见图 4。

图 4 的子程序适合任意附加通道数的精度改进电路,只要给出两个入口参数就行。

子程序入口参数:①总的通道数目,②待转换量所用的最小的通道号。出口参数有两个:①转换的数据值,②转换值对应通道号。下面是用 Z80 汇编语言写的一段实用子程序:

```

ORG      2000H
NEWAD:  MOV    A,R1          ;R1 最低通道号
        ADD    A,R2          ; R2 通道数目
        DEC    A
        MOV    DPL,A
        MOVX   @DPTR,A      ; DPH ADC0809 的选通地址
AD0:    JNB    P1.0,AD0     ; 查 A/D 是否转换完
        MOVX   A,@DPTR

```

```

CJNE  A, #0FFH, AD1
DEC   R2
CJNE  R2, #00, NEWAD
AD1:  RET

```

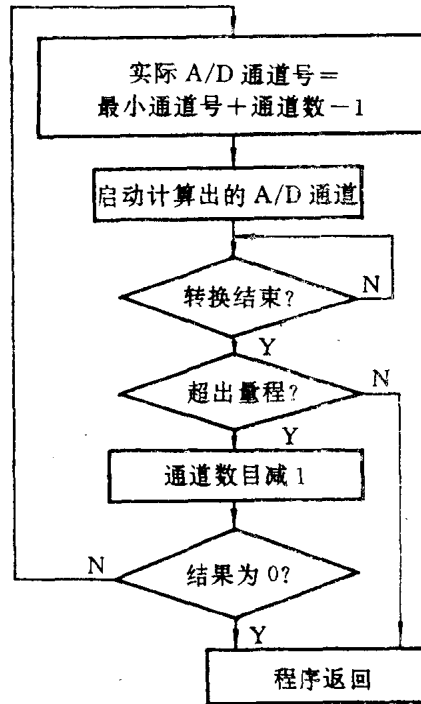


图 4 A/D 转换器转换驱动子程序

这种提高 A/D 性能的措施,增加了放大器,多占用了 ADC0809 的模拟通道,这些损失在不少场合下是允许的,在我们的一些实际装置中采用了这一电路,收到经济、实用的效果。

96 系列 16 位单片机,本身带有多路 10bit A/D 转换器,采用类似方法处理, A/D 转换器性能能达到 12bit 的实际效果,电路实现更为容易,这里不再详述。

参 考 文 献

- [1] 吕广平、徐笑貌编,《集成电路应用 500 例》。
- [2] 李继凡编,《精密电气测量》。
- [3] 《电子技术应用》1988, 10 期。

2.34 用多片 A/D 转换芯片提高 A/D 转换速度

重庆大学无线电系 金吉成 田逢春

一、引言

A/D 变换器在自动控制及测量仪表中得到了广泛应用,在实际应用中常常要求 A/D 转换器既要精度高又要速度快,在考虑了成本和制造的可能因素下,这两者很难同时满足。

目前 A/D 转换器主要有三种基本类型:

(1)并行式 A/D 转换器,其处理速度高(仅数十纳秒级),但成本昂贵,制造难度大,因而仅用在实时处理速度要求很高的场合,如军用产品、卫星探测及高精度实时在线检测等。

(2)积分式 A/D 转换器如 ICL7135(4 位半),ICL7107(3 位半)、MC14433(3 位半)等,这类 A/D 转换器的精度高(4 位半相当于二进制的 14 位),且成本低廉,因而广泛用于数字万用表等测试仪表中,但其转换速度很低,一般为数百毫秒(ms),如 ICL7135 的典型转换速度约为 300ms。

(3)逐次逼近式 A/D 转换器如 ADC0809(8 位)、AD574(12 位)等,其转换时间为数微秒(μs)至数十微秒,在高精度测量场合(如 12 位、14 位 A/D),其价格仍较贵。

在某些应用场合,如在一个控制或测量系统中,由人调节面板上的触发电平微调电位器,要求 A/D 转换器能够较快地测量出该电平值来,能够周期性地测量该电平值以便监视其变化并将其送往有关控制单元。若 A/D 转换器采用 ICL7135,精度则能符合要求,成本也低廉。但速度略显不足。如采用逐次逼近型的 14 位 A/D 转换器,虽然速度和精度符合要求,但其成本太高,且速度上富余太多(用不着数十微秒的 A/D)。为此我们采用 2 片相同的 A/D 芯片 ICL7135 并联使用的方法,来满足低成本、高精度和快速处理速度的要求。

二、实现原理

图 1 为采用 2 片 A/D 并行使用以提高 A/D 转换速度的原理框图。

图中 2 个采样保持器同时接在被测信号上,对快变化信号进行采样、保持,以满足低速 A/D 转换器对信号的要求。 A/D_1 和 A/D_2 为两个相同的 A/D 转换器,设每个转换器的转换时间为 T ,而 $t_2 - t_1 = \frac{T}{2}$ 。控制器在 t_1 时刻令采样保持器 1 采样并保持,同时 A/D_1 工作,经过 $T/2$ 时间后(t_2 时刻),令采样保持器 2

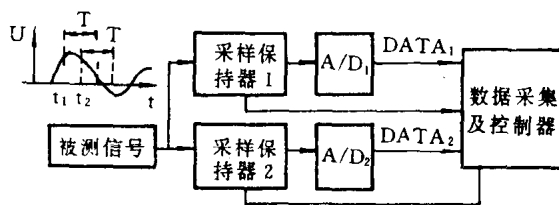


图 1 用双 A/D 转换器实现快速转换

工作,同时 A/D_2 也开始转换,再经过 $T/2$ 后, A/D_1 已经历了 T 的时间,因而 A/D_1 已完成转换,控制器在读取了 A/D_1 的转换值后又令其再次进行上述的采样保持及 A/D 转换,又经过

$T/2$ 后, A/D_2 也经历了 T 的时间, 完成了转换, 控制器读取其转换值后又令其进行下一轮的采样保持及 A/D 转换……, 如此循环下去直至结束。从上述过程可看出: 虽然每一路的 A/D 转换时间仍为 T , 但对被测信号来说, 每隔 $T/2$ 的时间就被采样一次, 因此仅从被测信号看来, 等效于有一个转换时间为 $T/2$ 的 A/D 转换器对其进行变换, 这说明用图 1 的方法将 A/D 转换器的速度等效于提高了一倍。同理, 若采用 n 个相同的 A/D 转换器按类似于图 1 的方法并联, 则可将转换速度等效地提高 n 倍, 转换时间等效地下降为 T/n 。当然, n 的最大值要受控制器读取 A/D 转换数据的速度及成本等因素的限制, 因而 n 不能无限制地增加。

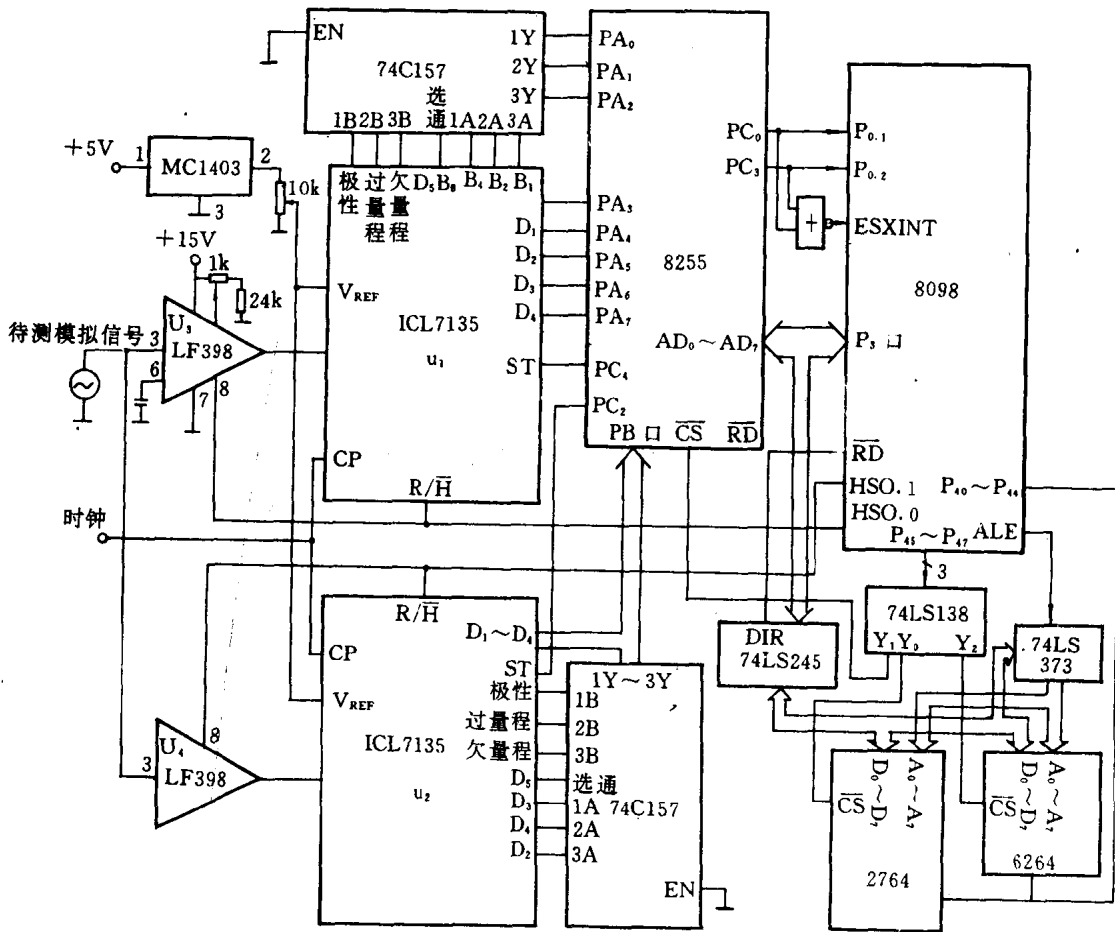


图 2 电路原理图

在对抽样间隔要求不是很严格的情况下, 可采用 MCS-48 或 MCS-51 系列的单片微机作控制器; 利用其内部的定时器每隔 $T/2$ 时间发出一个定时中断, 在中断服务程序中执行启动某一路采样保持器及 A/D 转换器的功能, 但在要求较精确的等间隔抽样情况下。上述两种单片机实现却有一定困难。这是因为中断服务程序的执行需要一定时间, 在执行中断服务时, 若存在优先级更高的其他中断时, 就可能得不到等间隔抽样。虽然可以将定时中断置为最高优先级而屏蔽掉其他中断, 从而保证了等间隔抽样, 但这样就可能使其他中断得不到实时响应。而 MCS-96 系列单片机所独有的高速输出器 HSO 能很好地解决这一问题, 因为它在设定时间

到时将自动完成规定的动作而不需要通过中断,也不需要 CPU 的其他控制及意即占机时间小,只需事先设置好其工作方式和定时时间即可。

三、电路实现

图 2 为采用 8098 作为控制器及 ICL7135 作为 A/D 转换器的电路图,其中 LF398 为采样保持器,其 8 脚为控制端,当 8 脚为逻辑“1”($>1.4V$)时,它对输入信号进行采样,当 8 脚为逻辑“0”($<0.8V$)时,它处于保持状态。图中采用 8098 的高速输出口 HSO.0~HSO.1 分别作为第一路及第二路采样保持器及 ICL7135 的控制线,由编程设定 HSO.0、HSO.1 的输出时间(以 $T/2$ 为间隔)。由于高速输出器内有一个 CAM 阵列(按内容寻址存储器),它可存储 8 个高速输出时间,且每当某个 HSO 的输出时间到,相应的 HSO 引脚输出信号的同时,可引起相应的中断,因而可利用这一特性在中断时送入下一次的输出时间。这样,在相应的 HSO 引脚上就可产生精确的周期脉冲,去触发相应的采样保持器及 A/D 转换器。

MC1403 用于产生 ICL7135 所需的电压基准源,2764 为程序存储器 EPROM,74L373 为地址锁存器。8255 工作于方式 1(选通输入方式),此时其 PA、PB 口分别用于输入 u_1 及 u_2 的有关 A/D 转换结果,PC 口的 PC_3 、 PC_0 分别为 PA、PB 口的中断申请线, PC_4 、 PC_2 分别为 PA、PB 口的数据锁存线。例如:当 8098 的 HSO.0 上输出一个宽度 $\geq 1\mu s$ 的正脉冲时,在该脉冲高电平期间,LF398 对输入信号进行采样,经过 $1\mu s$ (LF398 的捕捉时间小于 $1\mu s$),在 HSO.0 变为低后,LF398 进入保持状态,同时 ICL7135 开始转换,经过一段时间($< T$)后, u_1 转换完毕,在 ST 端依次输出 5 个位选信号脉冲,同时在 $B_1 \sim B_4$ 端送出转换结果的个位、十位、百位、千位、万位

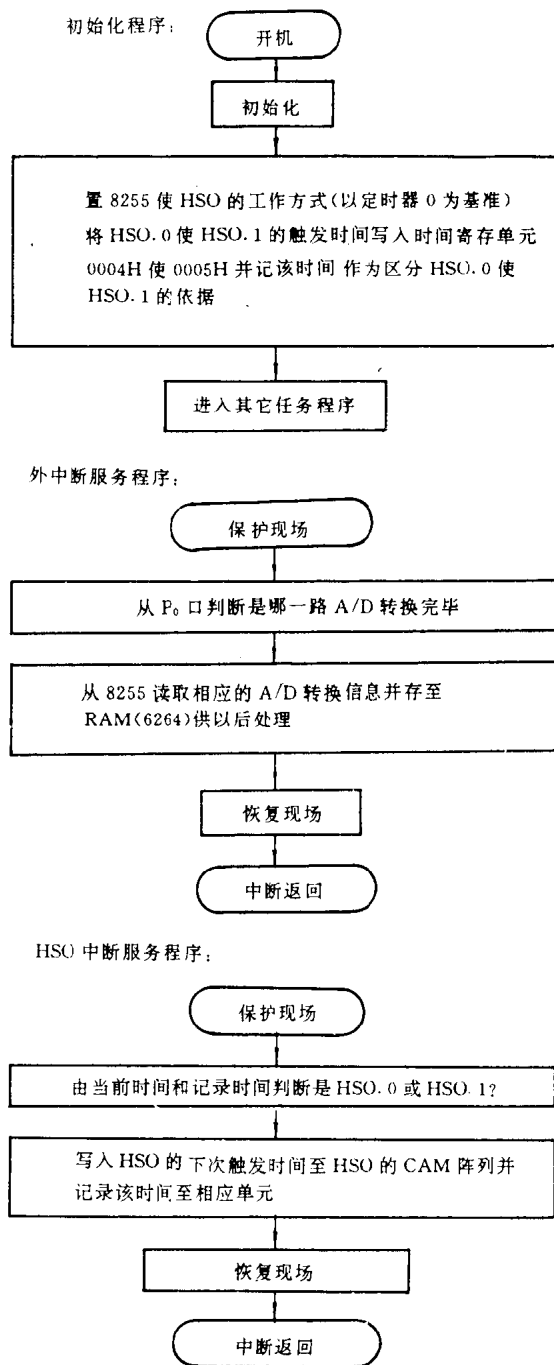


图 3 软件流程图

信号(BCD 码)和其他信息如极性、过量程等,每一个 ST 脉冲都将相应位的上述信息锁存入 8255 的 PA 口,同时 8255 在接收到 u_1 的 ST 端信号后,由 INTRA 端向 8098 发出中断申请,8098 在其中断服务程序中取走 8255PA 口锁存的数据,然后 u_1 的 ST 端再将下一位的 BCD 码数据锁存入 8255,重复上述过程直至万位上的 BCD 数据全送入 8098 为止。8098 再在主程序中将数据存于 6264 静态 RAM 中。相应的软件流程图如图 3 所示。

四、结 束 语

实验表明,本文给出的方法有效地提高了 A/D 转换器的速度(仅从用户的角度看),文中采用两片 ICL7135 时等效的 A/D 转换时间为 150ms,而只用一片 ICL7135 的转换时间为 300ms。文中只给出了数据采集部分的原理图。实际上 8098 在执行数据采集、控制 A/D 转换器的同时还执行其它很多任务。在综合考虑了成本、精度的情况下,本文给出的方法不失为一种优选方案。为了进一步提高速度,可以采用多片 A/D,此时须权衡 A/D 转换器的成本、电路的复杂程序及 8098 本身的速度极限等因素。另外,8098 片内自带一个 10 位的 A/D 转换器,在只需要 10 位精度的情况下,可利用该片内 A/D、并加上外部 A/D 转换器(速度相近)来构成本文介绍的多片 A/D 并联系统,考虑到片内 A/D 转换速度(时间 22~40 μ s)和指令的执行时间(最短为 1 μ s),及一些服务程序执行时间。此时外部并联的 A/D 数最多不超过 3 个,相应的 A/D 转换时间最短可达到 7 μ s。

参 考 文 献

- [1]孙函芳等:《MCS-96 系列 16 位单片微型计算机》,北京航空航天大学出版社,1989。
- [2]中国集成电路大全:《集成稳压器与非线性模拟集成电路》,P491~P563,国防工业出版社,1989。
- [3]李勋等:《MCS-96 系列 8098 单片微型计算机》,北京航空航天大学出版社,1990.5。

摘自《电测与仪表》月刊,1991 年第 7 期

2.35 实时数控增益调整与浮点 ADC 电路

西安石油学院 汉泽西 郑 勇

一、引 言

在现代测量仪器中大多数都配有数据采集系统,其模数器 ADC 的量化位数决定了仪器的分辨能力,其转换精度限定了仪器的测量精度。为了提高仪器的分辨能力,通常的做法是增加 ADC 的量化位数。然而普遍的高位 ADC 在转换精度和速度上总是难以兼顾的,若需要同时满足高速和高精度的测量,则 ADC 的价格将会变得难以接受。而且这种线性量化方式还具有信号越小其量化信噪比越低的弊端。此外在工程遥测系统(如石油测井仪器中)将使得每次采样值的编码位数增加,这就势必造成传输速率增高,从而导致对信道频带的占有量的增大。

本文给出的实时数控增益调整的浮点 ADC 方案,是解决上述问题的有效措施之一。

二、基本原理

一种实时数控增益调整的浮点 ADC 方案的基本结构如图 1 所示。数控变增益电路的应用是将待转换的模拟量 V_i 给以适当放大。增益控制电路的作用是判断进入 A/D 的电压幅值 V_i 是否最大限度地发挥了 A/D 器件的作用,否则将输出数字控制信号以改变数控变增益电路的增益,使 V_i 达到预定要求。A/D 器件的输出为定点数或称尾数,增益控制电路的输出称为指数。在遥测系统中尾数和指数一并送入编码电路,完成编码后再传输。对于其它系统,尾数和指数可直接送入计算机进行处理。

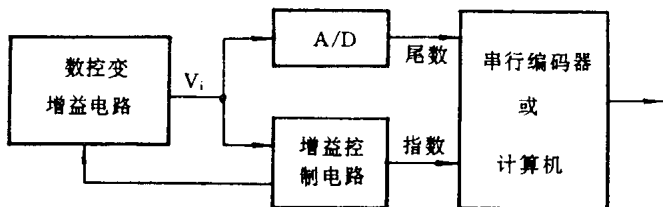


图 1 浮点 ADC 方框图

若 A/D 器件的转换位数为 N ,数控变增益电路的增益级数为 $L+1$,各级增益分别为 K_0, K_1, \dots, K_L 。且有:

$$K_0 < K_1 < \dots < K_L \quad (1)$$

即变增益电路的最大增益为 K_L ,从而浮点 ADC 电路的分辨率为:

$$\frac{1}{K_L \cdot (2^N - 1)} \quad (2)$$

其量比位数等效于:

$$N + \log_2 K_L \quad (3)$$

例如, $N=8, K_L=7^7, L=7$,则增益控制码位数为 $\log_2(7+1)=3$,等效量化位数为 15,即采用 8 位 A/D 量化器件的浮点 ADC 方案达到了 15 位定点 ADC 的量化效果。这在遥测系统中,

相当于把 15 位数据码压缩成具有 8 位尾数、3 位指数的 11 位数据码来传送,从而提高了频带的利用率和数据传送的可靠性。

由于这种浮点式 ADC 方案保证了进入 A/D 器件的模拟信号幅度几乎总是处于半量程范围内,因而量化信噪比将近似保持一致。

三、电路实现

浮点 ADC 中的数控变增益电路虽然可以用运放、模拟开关和电阻网络组成,但所用器件较多且增益不易做得准确。单片集成数控增益放大器使得浮点 ADC 电路实现起来较为容易。常用的单片数控增益放大器为 LH0084、PGA200/201 四级数控增益放大器,PGA100、LH0086、AD612/614 八级数控增益放大器。表 1 是 LH0086 和 PGA100 的增益控制表。

表 1 增益控制表

型号	PGA 100								LH0086								
	2 ⁰	2 ¹	2 ²	2 ³	2 ⁴	2 ⁵	2 ⁶	2 ⁷	1	2	5	10	20	50	100	200	
控制码	A ₀	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	A ₁	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
	A ₂	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1

下面给出 8 级增益控制的三种实现方案。设输入信号 V_i 是单极性的。对于双极性信号或增益级数不为 8 的情况只需对方案稍作修改即可。

1. 方案一

浮点 ADC 方案一如图 2 所示。此方案采用两片四电压比较器 LM139 将进入 A/D 器件的

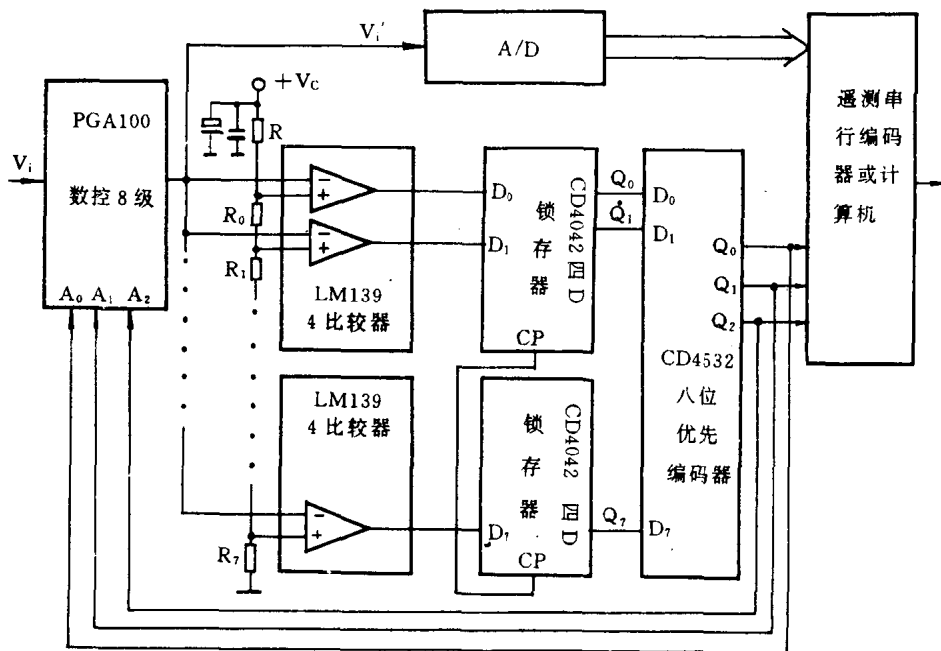


图 2 浮点 ADC 方案之一

模拟电压 V_i 幅度划分为 8 个等级。由于 PGA100 的增益按二进制递增,为了保证进入 A/D 的电压不超过其最大量程,故每个电压比较器的基准电压也应按二进制递增且稍低,这只需将电阻网络 R, R_0, R_1, \dots, R_7 匹配好即可。也可用基准电压器件来代替。两片四 D 锁存器 CD4042 的作用是锁存比较器的输出电平,以防止 PGA100 增益调整后导致比较器电平改变又再次引起 PGA100 的增益重复调整。一片八位优先编码器 CD4532 将锁存器输出编成三位码输出,用于调整 PGA 的增益。A/D 的输出和 CD4532 的输出一并送入串行编码电路或计算机进行处理。这种方案的特点是速度快,增益调整一次完成。

2. 方案二

浮点 ADC 方案二如图 3 所示。该方案采用两个电压比较器对进入 A/D 器件的模拟电压 V_i 的幅值进行判别。设 V_{max} 为 A/D 器件的最大量程,二电压比较器的基准电压分别为 V_{max} 和

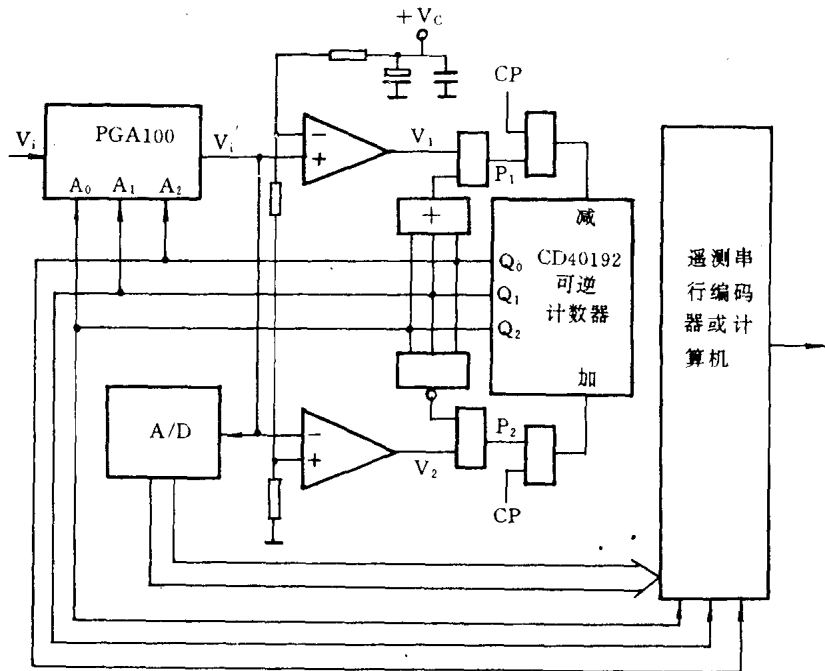


图 3 浮点 ADC 方案之二

$V_{max}/2$,其传输特性如图 4 所示。若 $V_i \geq V_{max}$,则 V_1 为高电平,CP 脉冲进入 CD40192 进行减法计数,从而改变增益控制码 Q_0, Q_1, Q_2 以降低 PGA 的增益,调整 V_i 于 $V_{max}/2 \sim V_{max}$ 之间,此时 $V_1 = P_1 = 0$,封闭 CP 脉冲, Q_0, Q_1, Q_2 保持其值。同理,若 $V_i < V_{max}/2$, V_2 为高电平,CD40192 进行加法计数,改变 Q_0, Q_1, Q_2 值以增加 PGA 的增益使 V_i

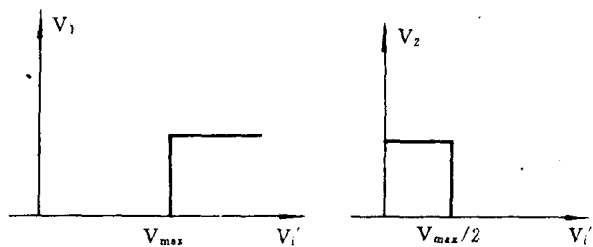


图 4 比较器传输特性

进入 $V_{\max}/2 \sim V_{\max}$ 范围。最高调整次数为 8。实际上当信号太小,PGA 增益调到最大也可能达不到 $V_{\max}/2$ 时,为了防止 CD40192 循环改变增益码 Q_0, Q_1, Q_2 , 电路中加进了禁止逻辑。即 PGA 已调整到最大增益($Q_0, Q_1, Q_2=111$)时尽管 V_i 未达到 $V_{\max}/2$, 则应封锁 CP 脉冲不再作加法计数。同理,若由于随机因素使得 PGA 增益调至最小($Q_0, Q_1, Q_2=000$)时 V_i 仍大于 V_{\max} , 也应封锁 CP 脉冲不再作减法计数。 P_1, P_2 禁止逻辑函数为:

$$P_1 = (Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2) \cdot V'_1$$

$$P_2 = (Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2) \cdot V_2$$

3. 方案三

浮点 ADC 方案三如图 5 所示。此方案是方案二的一种变形。即用微处理器取代可逆计数器、禁止逻辑和串行编码器,所有判别控制过程由程序实现。

四、结束语

本文给出了三种浮点 ADC 实现方案,其适用于不同场合。

方案一速度快,增益调整一步完成,但所需器件显得多一些。可用于高速场合。

方案二的增益调整一般需几步才能完成,所需器件相应少一些,适用于速度稍低的场合。

方案三由于采用微处理器的指令来实现增益调整,故速度最低。但由于微处理器功能强、控制灵活,可完全替代其它控制器件,所用器件最少。

尽管上面的速度分为三个档次,但有必要指出方案二和方案三都具有较强的实时性。即使是方案三,其每步增益的调整也只需 3~4 条指令即可完成。完成整个增益调整最多用二十几条指令。

此外,实时数控增益方法完全适用于非 ADC 目的、需不断调整增益的其它电路。

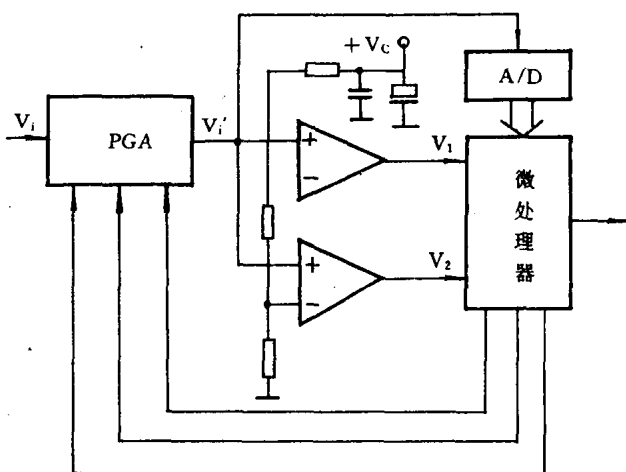


图 5 浮点 ADC 方案之三

参 考 文 献

- [1]程道喜、张联铎等:《传感器的信号处理及接口》,科学出版社,1989
- [2]王国春:《模数与数模转换技术》,国防工业出版社,1980

2.36 电荷耦合器件的单片机驱动

北京理工大学 马东升

一、概 述

电荷耦合器件(CCD)集成度高、光敏元间距小、几何尺寸严格,每个光敏元位置可寻址。由 CCD 构成的光电传感器具有体轻形小、功耗低、寿命长等优点。近年来在影像传感、信号处理和数据存储等领域里获得了日益广泛的应用。CCD 在测量应用时,具有高准确度、高分辨率、高可靠性和非接触等优点,利用 CCD 的工业摄像机在自动化装置中,作为像感部件起到实时测量和信号转换的作用,在许多特殊应用场合,更显示出其无可比拟的优越性。例如高温炽热物体几何尺寸的测量,人工不能进行的微小尺寸的测量等。在实现机器人智能化时,CCD 作为视觉传感器的核心部件起着位置测量和测定及图像识别的作用。但是,CCD 不能象一般的集成电路那样加上简单的电源即可工作,CCD 要求有时钟脉冲发生器(驱动装置)提供各种逻辑定时信号,以保证电荷转移、信号检测和信号输出,同时对应 CCD 的不同用途,驱动线路亦有各自不同的要求。现在的逻辑驱动装置多是用小规模逻辑电路组成的,因此装配调试工作量大,投资较多。随着微机的普及推广,已出现了用单板机控制 CCD 的装置。近年来单片机日渐普及及推广,它比单板机有更多的优点,本文将介绍两种用单片机驱动 CCD 的线路。

二、CCD 的逻辑定时信号

这里以最简单的 256 位 P 型硅表面沟三相线阵 CCD 为例简单说明 CCD 的工作原理及所需的逻辑定时驱动信号。

256 位 CCD 具有一列 256 个光敏元的光敏栅,此外还包括电荷转移栅,三相模拟移位寄存器,可复位的输出电荷检测放大器及补偿放大器等。入射于光敏元的光能量产生正比于光强的电荷包(光生载流子),然后这些电荷包转移到模拟移位寄存器,在三相时钟驱动下,传送到片内输出电荷检测放大器,在那里变成幅度为光信号调制的一系列脉冲。

因此 CCD 的驱动脉冲可以分为两类:一类是光电转移用的光积分脉冲,另一类是自扫描用的转移脉冲(包括扫描输出电荷检测放大器的复位脉冲),共需要七种逻辑定时信号。 ϕ_1 是为光敏栅施加的光积分脉冲, ϕ_p 为高电平时,光照进行积分,积累电荷,产生光生载流子,完成光电转换; ϕ_p 为低电平时,把光敏栅底下势阱中的光生载流子经电荷转移栅转移到模拟移位寄存器的 ϕ_2 栅下势阱中。 ϕ_x 为转移脉冲, ϕ_x 为低电平时进行转移,所以为避免光敏元中电荷向四周“弥散”,应使 ϕ_p 和 ϕ_x 的高电平稍有重叠或同时变化,即在 ϕ_p 为低电平之前或同时 ϕ_x 应为高电平,经过一定时间转移后, ϕ_x 回到低电平,夹断转移沟道, ϕ_p 跳回高电平,进行下一次积分。三相移位(三相转移)脉冲 ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_3 应交替变化,在时间上相差 $2\pi/3$,把光生载流子移位输出。 ϕ_R 为复位脉冲, $\phi_R = \phi_1 \cdot \phi_2$,以保证 $\phi_R = 1$ 时将输出前多余电荷泄漏掉。 $\phi_R = 0$ 时保证 ϕ_2 为低电平时的电荷完全向输出端转移。为了提高 256 位 P 型硅表面沟三相线阵 CCD 的转移效

率,通常采用一个偏置电荷,也叫背景电荷或“胖零” φ_s 。胖零 φ_s 可以采用动态电流注入法注入,也可采用平衡注入法注入或加衬底负电压等方法产生。这里取胖零 φ_s 和复位脉冲 φ_R 反相,如果采用加直流衬底电压则使逻辑驱动信号更易于实现。256 位 CCD 逻辑定时信号波形如图 1 所示。

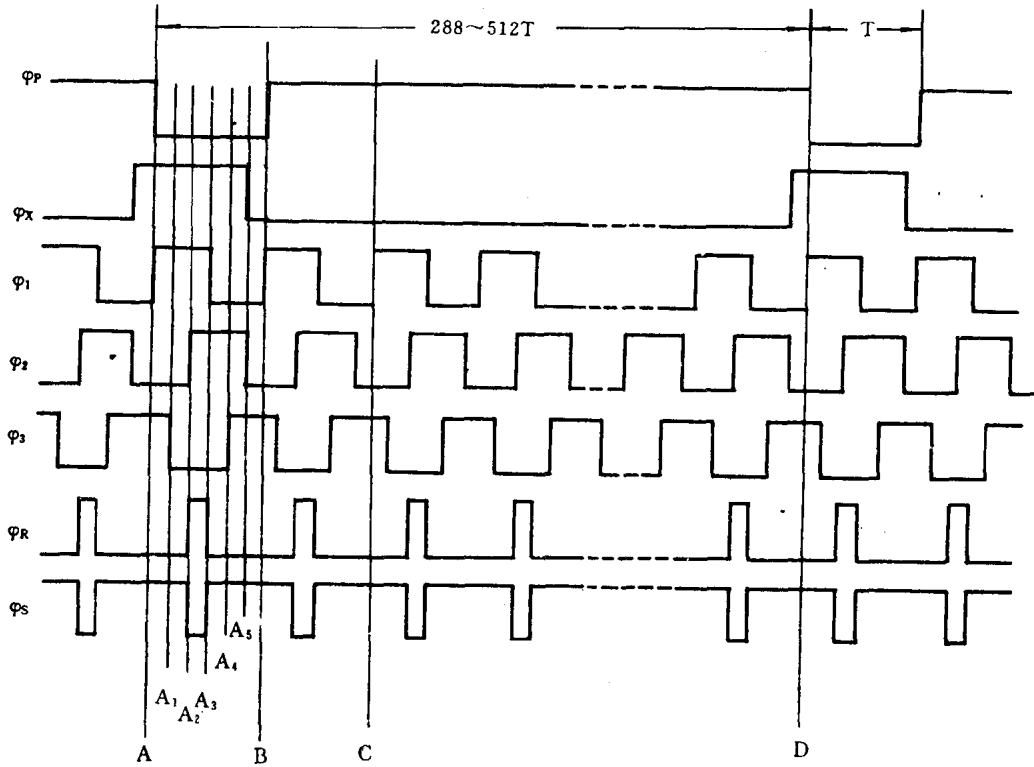


图 1 256 位 CCD 逻辑定时信号波形

三、单片机 8751 驱动 CCD

利用单片机 8751 驱动 CCD 的线路如图 2 所示。这种驱动方法线路简单、调整方便,8751 只起驱动 CCD、产生 CCD 工作时所需的各种逻辑定时信号的作用,而对 CCD 输出信号的处理则由另外的单片机来完成。这里用一片单片机驱动一片 CCD,所以程序简单,单片机 8751 片内有 EPROM,这样就不需要对单片机再进行存储器 and I/O 口扩展了。

在单片机 8751 的 XTAL₁ 和 XTAL₂ 端接上晶振作定时单元,并联

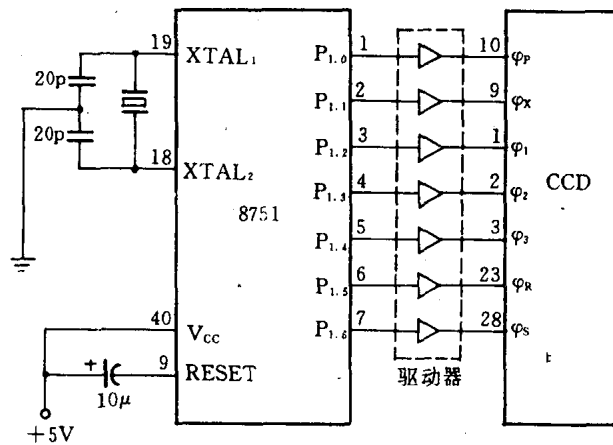


图 2 8751 驱动 CCD

两个 20p 的小电容作频率微调,RESET 端通过 10p 电容接到电源上。8751 输出口 P_1 的 7 根输出线 $P_{1.0} \sim P_{1.6}$ 通过驱动器与 CCD 的 7 条逻辑定时信号线相连接,根据波形图各个时刻各逻辑信号的电平,可以确定该时刻单片机 8751 $P_{1.0} \sim P_{1.6}$ 输出的各个数字量,利用软件使 8751 的 P_1 口送出这些数字量。为防止过渡干扰引起的数字混乱和向 CCD 各信号提供一定的驱动电流,在 P_1 口各输出端和 CCD 信号输入端之间加上驱动器。这些驱动器可以是数据锁存器 74LS273(8D 触发器)、74LS373(8D 锁存器)或功率反相器 74LS06(当然要反相两次),也可以用线性运算放大器(例如常用的 $\mu A741$),对驱动信号电平稍加调整。

根据 $\varphi_p \sim \varphi_s$ 各逻辑信号波形确定 P_1 口送出的数据。从图 1 可看出,一个移位脉冲周期 T (AB 段)可分成 AA_1 、 A_1A_2 、 A_2A_3 、 A_3A_4 、 A_4A_5 、 A_5B 六段,在每段之间至少有一个脉冲信号发生变化,在每段内没有脉冲信号电平发生变化,每次变化对应一个数字量,所以一个移位脉冲周期包括六个数字量。在 AB 段,这六个数字量依次是 35H、31H、3AH、29H、2DH、05H。同理,从 B 到 C 对应的六个数字量依次是 55H、51H、5AH、49H、4DH、45H,而从 C 到 D 是重复从 B 到 C 的六个数字量共 286~510 次,整个驱动信号是从 A 到 D 重复输出的数字量,对应 256 位 CCD 需要的时间共是 $(288 \sim 512) \times 6 = 1728 \sim 3072$ 个单位脉冲时间。每个单位脉冲时间可以根据 CCD 的工作频率和具体应用条件来确定,对于 256 位 CCD,工作频率是几十千赫到几兆赫。一些不同型号的 CCD,其位数的变化只需仿照上述方法改变软件中每个时间间隔的数字量和间隔时间即可。单片机的驱动程序只是使 P_1 口依次定时输出这些数字量,因此程序很简单。根据上述思路编出的程序可写入到 8751 的内部 EPROM。当运行这个程序时即可生产 CCD 所需要的逻辑定时信号。

四、通过外部接口驱动 CCD

利用同一单片机实现对 CCD 驱动、对 CCD 输出信号处理以及控制整个测量和信号处理时,可采用图 3 所示的单片机系统。

单片机 8031 通过 8D 触发器 74LS273 扩展一片程序存储器 2732A(4kB)和一片数据存储器 6116(2kB \times 8),用以存储应用程序和 CCD 驱动程序以及数据。CCD 的驱动是由扩展两片 Intel 8080/8085 系列可编程间隔定时器 8254 完成的。

8254 可编程间隔定时器芯片包含有三个独立的 16 位减法计数器,可进行二进制或二-十进制减法计数。每个计数器有六种工作方式,由 CPU 送控制字设定工作方式和预置计数值。每个计数器有三根外接线:时钟输入端 CLK,门控输入端 GATE 和输出端 OUT。在工作方式 2 时计数器起频率发生器的作用,CLK 端输入脉冲使计数器减 1,减到 0 时,OUT 端输出负脉冲,门控输入端 GATE 高电平时允许计数,低电平时停止计数,并使输出端 OUT 为高电平。8254 设定工作方式 3 时,计数器起方波频率发生器的作用。工作方式 3 和工作方式 2 相类似,只是在计数器计数完成一半(对偶数)之前为高电平,另一半计数时输出为低电平。如果计数值 N 是奇数,对 $(N+1)/2$ 进行计数时输出高电平,剩下的 $(N-1)/2$ 进行计数时输出低电平。

单片机 8031 在进行程序和数据存储器扩充后,再扩充两片 8254 芯片,当配上短小的驱动程序时即可产生驱动 CCD 的逻辑定时信号。驱动程序设定 8254 的 0、1、2 三个计数器为工作方式 3,即三个计数器都输出方波频率信号,根据 CCD 的驱动信号设定三个计数器的计数值,并用延时将三个输出调整为在时间上相差 $2\pi/3$,这三个输出即是移位脉冲信号 φ_1 、 φ_2 和 φ_3 。计数器 3、4 设定为工作方式 2,计数器起频率发生器的作用。计数器 3 的输入时钟是 φ_2 ,设定计

$$\text{占空比 } D = \frac{R_a + R_b}{R_a + 2R_b}$$

图 4(b) 输出频率为 160kHz, 占空比接近 50%。

8254 的最高工作频率为 10MHz, 因此 φ 的最高值亦不要超过此值。当然如果用的频率较低时, 可用 8253 代替 8254, 二者管脚功能完全相同, 其工作频率为 2MHz。

五个计数器的门控信号 GATE 可根据整个系统的要求予以控制, 也可不加控制接在一起然后通过电阻接到高电平上。

8254 的 $D_0 \sim D_7$ 与单片机 8031 的 $P_{0.0} \sim P_{0.7}$ 相连接; 8254 的读信号 \overline{RD} 和写信号 \overline{WR} 分别与 8031 的读信号 \overline{RD} 、写信号 \overline{WR} 相连, 8254 的 A_0 、 A_1 输入端接到经 74LS273 输出的地址总线的 A_0 和 A_1 上, 其作用是选择三个计数器中的一个, 以及选择控制字寄存器以便选择工作方式。片选信号 \overline{CS}_1 和 \overline{CS}_2 低电平有效, 选中相应的 8254, 除非器件被选中, 否则不会读写。 \overline{CS}_1 和 \overline{CS}_2 可以用线选法直接接到地址总线, 或者可连接到译码器 (例如 138 译码器) 的输出端。图 3 中用了线选法, 即 \overline{CS}_1 接 $P_{2.5}$, \overline{CS}_2 接 $P_{2.6}$, 以此来选通两个 8254。

当执行外部写指令时, 地址信号锁存到地址锁存器中, P_0 口变成输出态, 数据出现在 P_0 上, 同时 \overline{WR} 信号有效, 在 $P_{2.5}$ 或 $P_{2.6}$ 为低电平时分别选中相应的 8254, 数据通过 8254 的 $D_0 \sim D_7$ 写入到 8254 的数据总线缓冲器里。在执行外部读指令时, \overline{RD} 有效将 8254 数据缓冲器的内容读到单片机 P_0 口。

程序存储器 2732A 是用 8031 的 \overline{PSEN} 信号选通的, 而数据存储器 6116 是用 8031 的 $P_{2.4}$ 选通的, 配上 \overline{RD} 、 \overline{WR} 进行读写。8254 是用 8031 的 $P_{2.5}$ 、 $P_{2.6}$ 分别接到 \overline{CS}_1 、 \overline{CS}_2 选通的。三者不会发生冲突。

单片机 8031 通过芯片 8254 驱动 CCD 的程序不需要软件的定时循环, 只需执行这段程序就可以产生 CCD 的逻辑定时驱动信号, 因此占用 CPU 的时间少, 适合实时控制。对不同型号的 CCD 只需调整频率 φ 和程序计数值, 因此通用性好。

五、小 结

应用单片机驱动 CCD 的方法比用小规模集成电路驱动的方法调整方便。对不同型号的 CCD, 只需配上不同的软件, 或者再对硬件稍加改动, 不需制备多种硬件。同时也比用单板机驱动的方法更加灵活, 频率更高。但是应该指出, 随着科学技术进步和工艺水平的提高, 一定能够实现将驱动电路集成在同一个 CCD 芯片上, 构成一个完整的功能单元, 即有供 CCD 的“特殊应用集成电路”或称“专用集成电路”产生。

摘自《电子技术应用》月刊, 1989 年第 12 期

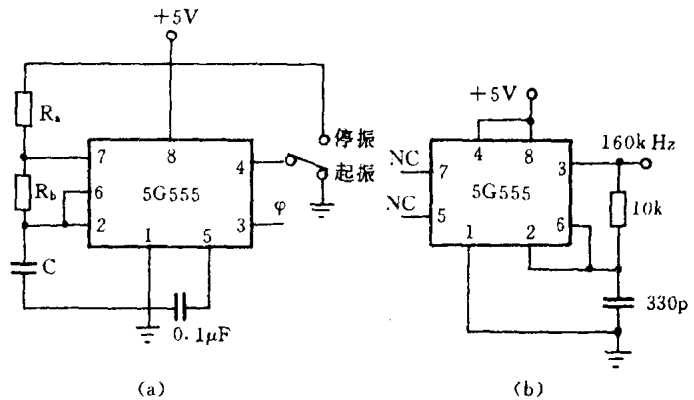


图 4 用 5G555 提供振荡频率 φ

2.37 电荷耦合器件的结构原理与单片机的软件定时驱动

武汉华中师范大学物理系 王晓东

电荷耦合器件简称 CCD(Charge Couple Devices), 是美国贝尔实验室的 W. S. Boyle 和 G. E. Smith 在 1970 年前后发明的一种新型半导体器件。自它问世之日起, 就显示出强大的生命力, 因为它具有光敏源、几何尺寸严格、间距小、工作电压低、功耗小、抗电磁干扰能力强、噪声低、灵敏度高、工作可靠、寿命长等优点。经过十几年的研究, 目前 CCD 已进入实际应用阶段, 在象感领域, 如可见光象感、非可见光象感、彩色象感这些领域内广泛应用。另外, 在信号处理领域也被广泛的应用。

CCD 是紧密排列在半导体绝缘表面的金属电极形成的 MOS 电容器, 可以用来储存和转移电荷。这些电荷都在一个个势阱中, 电荷可以用光学的方法注入, 在电极上加上相适应的时钟脉冲电压, 电荷包将随着势阱的运动而移动。所以, 要使 CCD 能正常工作, 则需要给它加上一定的逻辑定时信号, 这就是所谓的 CCD 驱动。通常驱动 CCD 的逻辑定时电路比较复杂, 费用较大, 且装配、调试电路的工作量亦大。而使用 MCS-51 系列单片机, 用软件的方法来产生逻辑定时信号驱动 CCD, 这在一定程度上解决了上述的不足。

一、原 理

我们以 CCD111 256×1 线型电荷耦合器件为例说明。图 1 为 CCD111 线阵的框图。从图中可以看出, 它主要由光敏源、转移栅、传输寄存器和输出栅这几个部分构成。

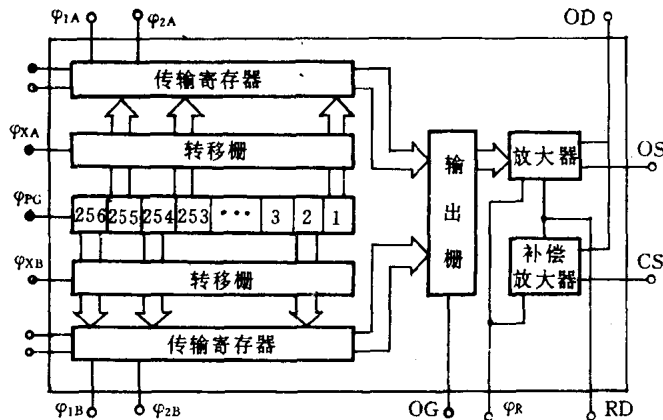


图 1 CCD111 256×1 线阵框图

CCD111 线阵是 N 型表面沟道器件, 具有 256 个光敏源。要实现 CCD 的驱动, 首先要了解它的驱动信号。当光栅 PG 上加正脉冲后, 256 个光敏源积累电荷包, 在转移脉冲信号 ϕ_{XA} 、 ϕ_{XB} 的作用下被交替地转移到上面和下面的传输寄存器内, 即两列寄存器各存入 128 个电荷

包,因此扫完一帧图象至少要 128 个驱动脉冲。为了扫尽上一帧图象的残存信号电荷,还需要多几个脉冲。光栅 φ_{PG} 、转移栅 φ_x 、传输寄存器驱动脉冲 φ_1 、 φ_2 和复位脉冲 φ_R 的逻辑定时波形如图 2。

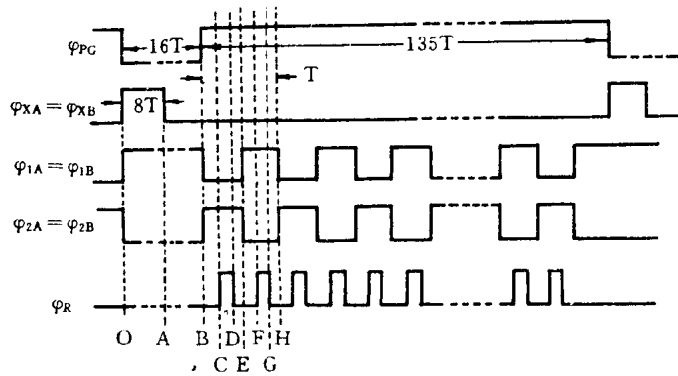


图 2 逻辑定时驱动信号

CCD 的光积分与信号的传输是同时但又相互独立进行。当光栅 φ_{PG} 是高电平时,转移栅 φ_x 保持低电平,处于关闭状态,使光敏区与传输寄存器隔开。当光积分结束时,转移栅加正脉冲,光敏源中的信息电荷按奇偶分别进入传输寄存器中。转移结束后,两个传输寄存器加上移位脉冲信号,两个传输寄存器中的电荷包在移位脉冲信号 φ_{1A} 、 φ_{1B} 、 φ_{2A} 、 φ_{2B} 的作用下每驱动一个周期,各电荷包向输出方向移一位,则在输出端 OS 得到一系列代表电荷大小的视频信号。

从图 1 可以看出,CCD111 需要七种逻辑定时驱动信号:光积分脉冲信号 φ_{PG} ,转移脉冲信号 φ_{XA} 、 φ_{XB} ,电荷移位脉冲信号 φ_{1A} 、 φ_{1B} 、 φ_{2A} 、 φ_{2B} 和复位脉冲信号 φ_R ,其中 $\varphi_{XA} = \varphi_{XB}$ 、 $\varphi_{1A} = \varphi_{1B}$ 、 $\varphi_{2A} = \varphi_{2B}$,所以实际上只需要五种逻辑定时驱动信号。

8031 单片机有 4 个 I/O 端口,我们只利用它的 P_1 口。端口的输出数据是 8 位数字位;我们需要五种脉冲信号,因此只用到 P_1 口其中的五位: $P_{1.0} \sim P_{1.4}$ 分别与 φ_R 、 φ_2 、 φ_1 、 φ_x 和 φ_{PG} 相对应。根据各个时刻各波形的电平,确定各个时刻各脉冲对应 $P_{1.0} \sim P_{1.4}$ 各位的数字。将高电平定为 1,低电平定为 0,由 P_1 口送出数据,即可得到所需的逻辑定时驱动信号。

二、编 程

根据 $\varphi_R \sim \varphi_{PG}$ 各波形的特点,来确定需要从 P_1 口送出的数据。由图 2 可以看出,B~H 段,即一个移位脉冲周期内, φ_{PG} 与 φ_x 的电平不变,但 φ_1 、 φ_2 、 φ_R 在 B、C、D、E、F、G、H 各时刻都发生变化,每一个时刻对应一个数字,因此在一个移位脉冲周期内对应 6 个数字,它们分别是 12H、13H、12H、14H、15H、14H,共需要 135 个移位脉冲,所以上述 6 个数字要重复输出 135 次。

从图 2 中也可以看出,0~A 段, $\varphi_{PG} \sim \varphi_R$ 各波形的电位都不变,该期间波形只对应一个数字:0CH,这段时间占有 8 个移位脉冲周期,从上面的分析知道,一个周期对应六个数字,因此这段需要 6×8 个数字的时间,即 0CH 连续输出 48 次。

A~B 段与 0~A 段一样,只对应一个数字:04H,亦占有 8 个移位脉冲周期的时间,所以

也把 04H 连续输出 48 次。

可见, CCD 输出一帧图象, 需要的时间共有 $(135+8+8) \times 6$ 个数字的时间, 而每个脉冲周期, 可以根据实际应用而定。例如当利用计算机采集 CCD 输出的信息时, 要用到 A/D 转换, 这就要求每个脉冲周期与 A/D 转换器的转换时间相匹配, 所以要求 CCD、ADC 和计算机在时序上保持同步。每个数字的输出延迟时间为一个移位脉冲周期的六分之一。本文中的每个数字的延迟时间只为说明利用单片机驱动 CCD 的方法, 在实际应用中可根据情况而定。

首先由 P₁ 口输出 0CH, 重复 48 次, 完成 0~A 段的波形。然后输出 04H, 也重复 48 次, 完成波形 A~B 段。接着顺序输出 12H、13H、12H、14H、15H、14H, 重复 135 次。在这个过程中, 每输出一次数据, 延迟时间是相同的。这个过程就完成了驱动周期, CCD 将输出一帧图象的信号。

上述过程的程序框图如图 3。

程序中的 3FH 和 3EH 这两个地址是 BD-51B 单片机开发装置本身在硬件上定义的寄存器 R₂、R₃ 的地址。R₂、R₃ 的内容可以直接由键盘输入, 它们与 8031 内部的通用工作寄存器区内的 R₂、R₃ 的地址(选用 0 区时为 01H 和 02H)的功能相同。在运行此程序前, 要先把数字 12H、13H、12H、14H、15H、14H 存入存储器, 如存入 3100H~3105H, 那么 R₂、R₃ 内则要键入 31H 和 00H。

以下为程序清单:

TOTAL GROUP: 28

```

10      ORG      000H
20 ST:   CLR      D3H
30      CLR      D4H
40 L1:   MOV      A, #0CH
50      ACALL   SU
60      MOV      A, #04H
70      ACALL   SU
80      MOV      R4, #87H
90 L2:   MOV      83H, 3FH
100     MOV      82H, 3EH
110     MOV      R5, #06H
120 L3:  CLR      A
130     MOVC     A, @A+DPTR
140     MOV      P1, A
150     ACALL   DL
160     INC      DPTR
170     DJNZ     R5, L3
180     DJNZ     R4, L2
    
```

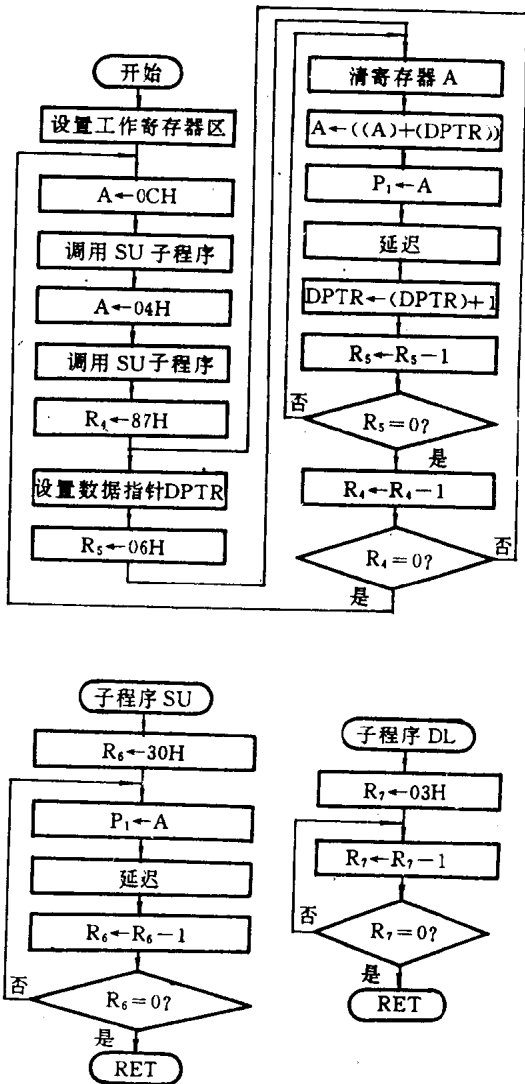


图 3 驱动信号程序框图

```
190      SJMP      L1
200      END
210 SU:   MOV      R6, #30H
220 L0:   MOV      P1, A
230      ACALL    DL
240      DJNZ     R6, L0
250      RET
260 DL:   MOV      R7, #03H
270 L4:   DJNZ     R7, L4
280      RET
TOTAL   GROUP   :28
```

本文介绍利用单片机通过软件的方法来实现对 CCD 的逻辑定时驱动。此方法不需要再做任何硬件方面的工作,所以方便易行,而且,对于不同型号的 CCD,只要适当修改程序,即可产生相应的驱动信号,因此,具有一定的推广和使用价值。

参 考 资 料

- [1]陈兴梧,利用 EPROM 产生摄像 CCD 逻辑定时信号,《电子技术应用》,1987.3
- [2]王以铭编著,《电荷耦合器件原理与应用》

摘自《微型机与应用》月刊,1990 年第 6 期

2.38 利用模数转换器提高转换信号的线性度

南京航空学院自动控制系 纪宗南

一、引言

信号线性化处理不仅能提高仪器和系统的精度,而且能扩大使用功能,提高性能/价格比,特别在数字仪表中更为重要。对传感器输出信号或其它模拟信号进行线性化处理的电路很多,但是都不大容易满足要求。即使满足要求,也是靠复杂线路和昂贵的代价来完成的。而本文介绍的方法是利用仪表或系统本身 A/D 转换器来进行线性化校准处理。所以该方法不仅具有硬件简单,校准容易,而且还有精度高、价格便宜等优点。但是也有对输入信号要求严的缺点,即只能对单方向向上或向下的输入信号进行校准。

二、工作原理

把输入信号 $V(X)$ 的非线性 α 定义为从直线到工作范围的最大偏移。如果该信号非线性是二次方程时,那么输入信号 $V(X)$ 可以表示为:

$$V(X) = (P_0 X + 1)X \quad 0 \leq X \leq X_m \quad (1)$$

这里 P_0 是二次方程项的系数。

输出电压与输入信号的关系如图 1 所示。从图 1 可以看出,非线性“ α ”发生在变量范围的中点,可以得出:

$$\alpha = \frac{2V(X_m/2) - V(X_m)}{2V(X_m)} \quad (2)$$

对于凹面向上的信号($P > 0$),其非线性为负值,而凹面向下的信号($P < 0$),其非线性为正值。

A/D 转换器的数字输出 L 可用下式比值表示:

$$L = C \cdot V(X)/V_0 \quad (3)$$

这里 $V(X)$ ——模拟输入电压;

V_0 ——模拟参考电压;

C ——当 $V(X) = V_0$ 时的输出。

如果把模拟输入电压和系数 K 的乘积加到参考电压时,A/D 转换器的输出将变成下式:

$$L = CV(X)/[V_0 + KV(X)] \quad (4)$$

当输入信号 $V(X)$ 是非线性时,经过 A/D 转换器后,其输出数字信号 $L(X)$ 的线性度,可

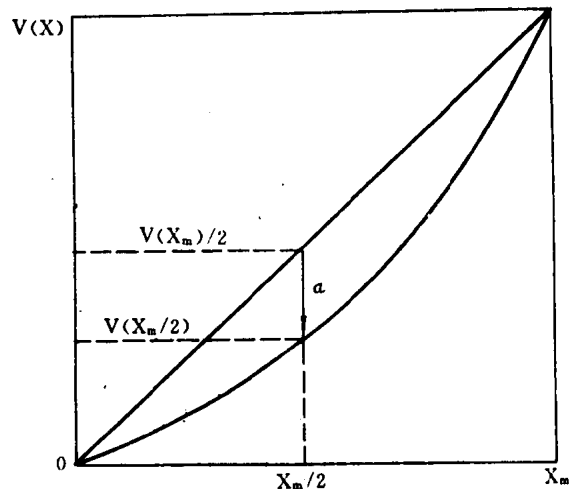


图 1 输出电压与输入电压的关系曲线

以通过选择适当的系数 K 值来提高。

因为输入信号 $V(X)$ 的实际形式一般是不知道的,所以要计算出一个理想的最佳 K 值是不可能的。对于二次非线性信号,利用 K^* 值,就可能使中点的偏移等于零。这时校准曲线将与 X 输入变量的中点直线相交

$$L(X_m) = 2L(X_m/2) \quad (5)$$

$$\text{或} \quad \frac{V(X_m)}{2(V_0 + KV(X_m))} = \frac{V(X_m/2)}{V_0 + KV(X_m/2)} \quad (6)$$

那么系数 K 变成 K^*

$$K^* = \frac{V(X_m) - 2V(X_m/2)}{V(X_m/2)} \cdot \frac{V_0}{V(X_m)} \quad (7)$$

从而可以得出:

$$K^* = \frac{P_0 X_m}{P_0 X_m + 2} \cdot \frac{V_0}{V(X_m)} \quad (8)$$

这里 $P = P_0 X_m$, 所以

$$K^* = K_0 \frac{V_0}{V(X_m)} \quad \text{而} \quad K_0 = \frac{P}{P + 2} \quad (9)$$

因为对于某些 X 值,其标准偏移 $D(K \cdot X)$ 可以表示为下式

$$D(K, X) = \frac{L(K, X)}{L(K, X_m)} - \frac{X}{X_m} \quad (10)$$

最佳的 K 值可以从 $D^2(K, X)$ 作为 K 的函数的最小值来得到。另外最佳的 K 值也可以从式(7)中所产生的 K^* 值的 3% 之内获得。 P 值变化范围为: $-0.3 \leq P \leq 1$ 。

解上述二次方程,得到两个实解,解的范围如下:

$$0.19 \leq X_1/X_m \leq 0.22 \quad (11)$$

$$0.77 \leq X_2/X_m \leq 0.80 \quad (12)$$

直线的最大偏移为:

$$D(K^*, 0.2X_m) = \frac{0.096P^2}{(1.08P^2 + 3.4P + 2)} \quad (13)$$

$$D(K^*, 0.8X_m) = \frac{-0.096P^2}{(2.28P^2 + 4.6P + 2)} \quad (14)$$

当 P 在下列范围: $-0.3 \leq P \leq 0.72$ 变化,即相应于原信号非线性的 10% 时,这样就能得出最大相对偏移值 $D(K, X)$ 小于 1% (即小于原值的 1/10)。这种校正精度能够随 P 值增加而提高。

上述分析的 A/D 转换器数字输出公式(4)同样可适合其它类型的输入信号,只要该信号为单方向凹面向上或向下,其整个变化过程中没有转折点。

同理可以推广到 n 次非线性信号,可以用下式表示:

$$V(X) = (P_0 X^{N-1} + 1)X \quad 0 \leq X \leq X_m \quad (15)$$

只要选择适当的 K 值,就能够得到最小偏移 $D^2(K, X)$ 。

上述校正随非线性信号的角度增加而变差,一般非线性信号角度不得超过 60° 。现将校正过程中出现最坏点的函数用下式表示:

$$V(X) = \frac{X}{(1 + bX)} \quad (16)$$

从而在校正过程中,尽量避免出现上述坏点的参数,这可作为设计和选择校正参数时参考。例如当 $K = -b$ 时,电桥输出(使信号进行线性化处理)就可以得到完全校正。

对负的非线性信号(凹面向上)和正的非线性信号(凹面向下)校正方法分两个专题进行分析。

三、负的非线性信号校正

负的非线性校正线路的方块图见图 2。在图 2 中可以看出,在输入信号 $V(X)$ 和参考电源 V_0 之间连有电阻分压器,从而可以看出校正电路具有简单和所需外围元件甚少的特点。这时, A/D 转换器的输出为:

$$L = C \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 V(X)/V_0} \cdot \frac{V(X)}{V_0} \quad (17)$$

如果最大输入电压与基准电压相等时,这时数码管满刻度读数与非线性校正网络无关。在这种情况下,只要调节电阻分压器比率就能够得到不同校正系数 K ,无须对满刻度重新校正,那么校正系数 K 可以表示为:

$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad (18)$$

在实际调试过程中,当系统为零时,满刻度校正是很简单方便的。只要把输入电压置于最大值,而调节基准电压,使指示为满刻度读数,然后调节电阻分压器,使校正系数 K 为所需要值。当输入信号具有二次方程非线性的情况下,要想使系统获得最佳工作状态,必须把输入电压置于 $1/2$ 的最大值,而微调电阻分压器,使输出读数指到中间值即可。

四、正的非线性信号校正

正的非线性信号校正电路方块图见图 3。

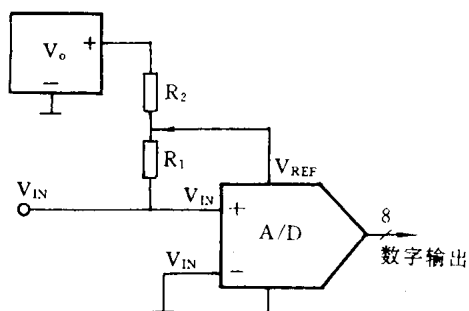


图 2 负非线性信号校正电路的方块图

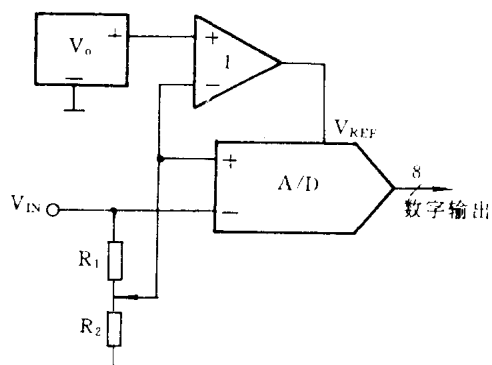


图 3 正非线性校正电路的方框图

图 3 基本上和图 2 相似。唯一的不同是输入信号输入方式和多加一个差分放大器,可以提高系统校正灵敏度,使校正电压如下式:

$$V_{ref} = V_0 - KV(X) \tag{19}$$

A/D 转换器的输出为

$$L = \frac{1 - R_2/(R_1 + R_2)}{1 - R_2/(R_1 + R_2)V_0} \cdot \frac{V(X)}{V_0} \tag{20}$$

在上述负的非线性校正的情况下,当 $V(X_m) = V_0$ 时,系统满刻度校正与电阻分压器置于何处无关。而在正的非线性信号校正的情况下,校正系数 K 的值为

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{21}$$

该电路的校正步骤与负的非线性信号校正步骤相同。

五、非线性校正数字仪表中的应用

i. 压力计

压力计非线性校正线路图见图 4。压力计是由电容压力传感器、双斜率 A/D 转换器 (ICL7106) 及少量的外围元件组成。对于标准线路,量程为 0.2V 时,A/D 转换器的 $C=1.000$ 。

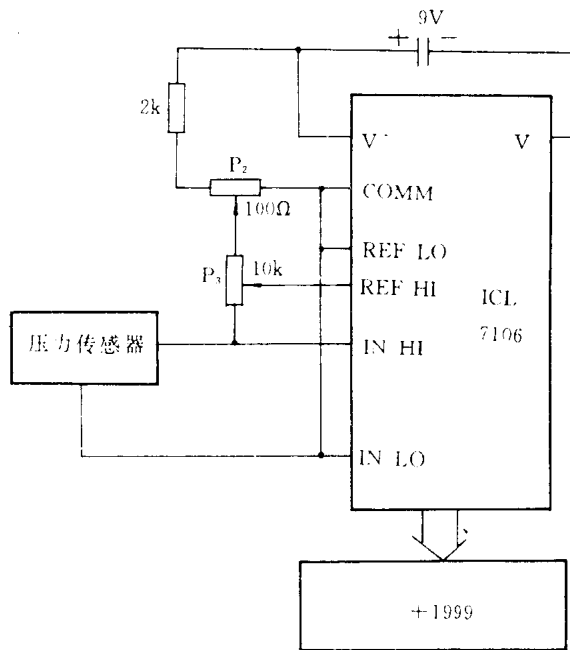


图 4 电容压力传感器非线性校正电路

传感器电路的输出是所加压力 P (单位为 kPa) 的函数,其公式为

$$V(P) = 0.1 \frac{-\ln(1 - 810^{-3}P)}{810^{-3}P} - 1 \tag{22}$$

$$0 \leq P \leq 100kPa$$

根据式(22)和式(7)可得 $K^* = 1.653$,当 K^* 确定后,可以选择 $R_2 = 3.300\Omega$,又根据公式(18),可得 $R_1 = 2k\Omega$ 。在本线路中,可以调节多圈电位器(P_3)为 $5k\Omega$,就能够代替 R_1 和 R_2 。

压强 $100kPa$ 的校正(即满刻度压强校正):首先把 $100kPa$ 压强加到传感器输入端,然后

调节电位器 P_2 ，直到数码管读数为 100.0 为止。

非线性校正：首先把 50kPa 压强加到传感器输入端，然后调节多圈电位器 P_3 ，直到显示器上的读数为 50.0 为止。

压力计经过校正和没有校正的相对偏移比较如图 5 所示。

从图 5 中可以看出，没有校正的非线性失真为 24%，而经过校正后的负的非线性失真为 0.82%，如果我们使用最佳的 K 值，就可以使偏移值 $D^2(K, X)$ 为最小，此时信号非线性失真可减小到 0.68%。

2. 温度计

上述压力计是为负的非线性失真校正的典型应用线路，现介绍正的非线性校正的实际应用线路——温度计。具体线路如图 6 所示。

从图 6 中可以看出，该线路由差分放大、ICL7106 $\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器和液晶显示器(LCD)组成。参考信号加到电桥电路，电桥的输出馈送到电压增益为 1 的差分放大器 (LM11)，其目的是为了差放单端输出，输入到 A/D 转换器的输入高端。

如果保证电路中铂 RTD(电阻式热探测器)在 0°C ，只要调节差分放大器的输出为 0 伏，那么放大器在温度为 t 时的输出 $V(T)$ 可以表示为

$$V(T) = 2.8 \frac{R_{RTD}(T)}{R_{RTD}(T) + R} - \frac{R_{RTD}(0^\circ)}{R_{RTD}(0^\circ) + R} \quad (23)$$

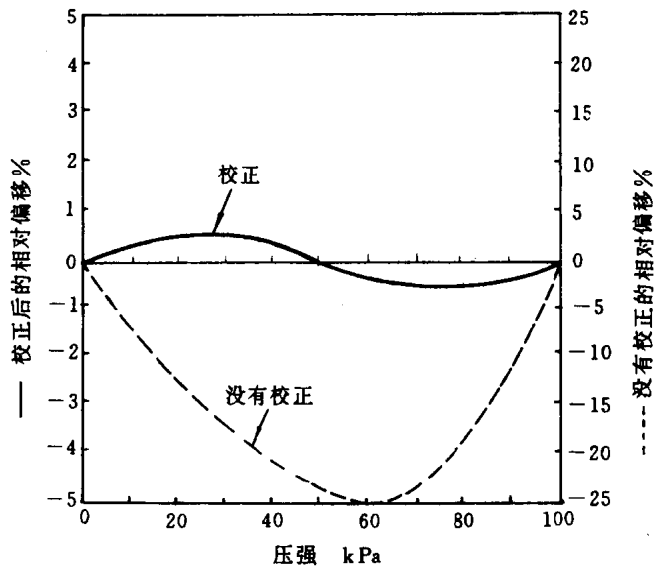


图 5 压力计中经过校正和没有校正相对偏移(数字输出)值

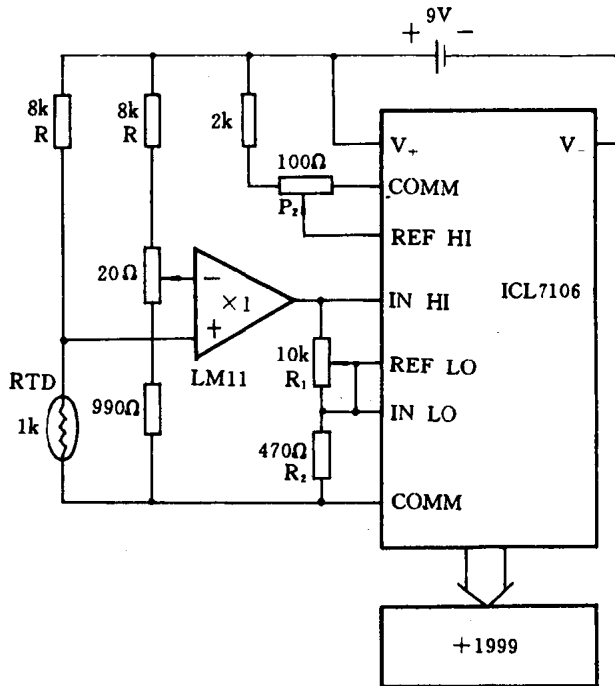


图 6 铂 RTD 非线性校正的实际线路

当温度 100°C 时，放大器输出信号为 100mV，该值就是 A/D 转换器最合适的转换值。用相同的方法计算温度为 50°C 时，放大器输出信号为 50mV。然后根据式(7)可得 $K^* = 0$ 。

055, 当 K^* 确定后, 可选择 $R_1 = 3200\Omega$, $R_2 = 477\Omega$ 。在实际线路中 R_2 可选精度为 0.1% 的标称电阻 470Ω , R_1 可用阻值 10k 的多圈电位器 (P_3) 来代替。

当系统为零时, 就可以进行温度满刻度 (100°C) 的校正, 首先使铂 RTD 保持在 100°C , 然后调节电位器 P_2 , 直到读数为 100.0 为止。

非线性校正: 首先使 RTD 保持在 50°C , 然后调节电位器 P_3 , 直到显示器读数为 50.0 为止。

温度计经过校正和没有校正的偏移比较如图 7 所示。

参 考 文 献

- [1] Omega Temperature Measurement Handbook 1982~1986.
- [2] F. N. Trofimenkoff and A. E. Nordquist, "Single amplifier resistance bridges with feedback linearization," IEEE Trans. Instrum Meas., Vol. 33, P. 60, 1984.

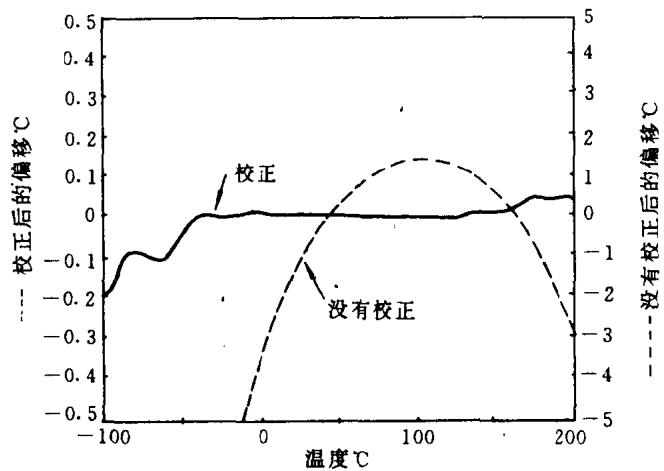


图 7 温度计中经过校正和没有校正的偏移值

2.39 利用微型机解决转换中的非线性问题

云南昆明地质学校电子教研室 马殿阁

对于转换元件来说,非线性是绝对的。有些转换元件的非线性误差较小,能满足我们的要求;但有些转换元件非线性误差很大,即使其它方面性能很优越也要弃之不用。此外,非线性也限制着转换元件转换精度的提高。

为了保证转换的线性度,通常给转换元件规定了使用范围,例如电感式传感器要求气隙相对变化要小。准确度要求越高,气隙相对变化 $\Delta I_0/I_0$ 要求越小⁽¹⁾,这就限制了转换元件的工作范围。

随着计算机技术的发展,上述问题现在可以得到较圆满的解决,只要在转换元件后加一个信号处理部分即可。信号处理部分的组成如图 1 所示。它的核心是进行数据处理(线性化)的计算机。

线性化处理有两种方法可以选用。

一、函数运算法

有些转换元件的系统特性可以用函数关系表示或拟合。如铜—康铜(T型)热电偶,在 $0\sim 400^\circ\text{C}$ 量程内,热电势 $E(T)\mu\text{v}$ 和接点温度 $T^\circ\text{C}$ 之间的关系为⁽²⁾

$$E(T) = 38.74T + 3.319 \times 10^{-2}T^2 \\ + 2.071 \times 10^{-4}T^3 - 2.195 \\ \times 10^{-6}T^4 + \text{直至 } T^8 \text{ 的高次项}$$

再如,振筒式传感器的频率为

$$f = f_0 \sqrt{1 + kp}$$

对上述转换元件,可以将运算规则(反函数的)存入计算机,每测得一个量,如 E, f 等,经计算机的计算得到一个要测的物理量,如 T, p 等。

二、查表—内插法

有些转换元件的特性找不到合适的函数表示,有些可以找到但函数关系太复杂。对这些转换元件就可以使用查表—内插法。

将函数表存入只读存储器。被测数据进入计算机后经运算找到表的地址,确定所测的值在哪两个函数值之间。将这两个函数值取出,调插值子程序,即可计算出较精确的被测值。

表地址的确定可采用图 2 所示的流程。其中所乘的常数取决于表中的变量间隔。例如对

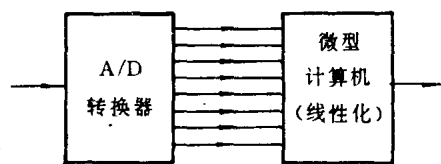


图 1 信号处理电路

某温度传感器,表中列出每隔 0.1°C 所对应的信号量值,则常数应为 10,即 $1/0.1$ 。

如果乘常数后结果是整型数,则以这个数为地址查出表中数据,如结果不是整型数,则将其整型化,即丢掉小数,然后以这个数及这个数加 i 做地址找出相邻的两个数据,对其进行内插运算得出一个数据。

内插可以用直线,也可以用二次曲线,视所要求的精度和所用机型决定。

对于用微型机解决转换中非线性的问题,以下方面值得注意:

(1) 转换元件与单片机一体化。将转换元件(如各种传感器、电压-电流变换器等)与单片计算机集成在一起。这样构成的器件更有其应用价值。

(2) 自学习功能。对于查表—内插法中的数表,可以采用 PROM 或 EPROM,由用户或计量管理部门写入,类似于仪表中的标定过程。这样,生产厂可以大批量地生产这类产品,同种产品可以用于各种转换电路,而用户也可以根据自己所用的转换元件及对精度的要求自行决定用多大的表及什么样的运算方法。

如果上述方法能够发展与推广,不久的将来,线性度将不再成为转换元件的一个重要指标了,代之以转换系统特性与实际特性的重合程度。到那时,开发新的传感器也少了一项制约。这个前景是很诱人的。

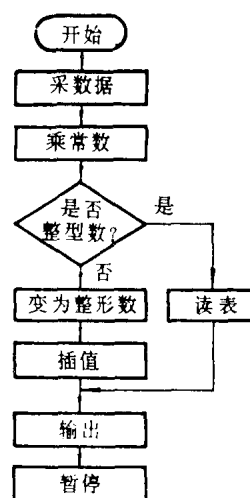


图2 查表—内插法程序流程图

参 考 资 料

[1]严钟豪、谭祖根:《非电量电测技术》,机械工业出版社,1983年,p.96

[2]B. S. 4937,Part5;1974 International Thermocouple Reference Tables, British Standards Institution

摘自《微型机与应用》月刊,1990年第5期

2.40 利用非线性曲线存储实现线性化的方法

重庆仪表研究所 赵明富

一、概 述

在数字式仪表中,非电量参数的数字化测量的一个重要方面就是数据的线性化。目前数字式仪表的线性化方法有以下几种:①分段逼近法,通过改变桥路电阻或改变前置放大器放大倍数,对非线性曲线分段折线逼近。②脉冲数字法,采用逻辑电路,用输出数字量的高位控制计数脉冲的频率,以分段完成线性化。③A/D转换同时线性化法,这种方法是近年来出现的一种新方法。以上几种方法归纳起来有如下缺点:电路复杂,理论精度比较低,调试比较困难,若要提高精度和扩大测量范围,测量线路将会更加复杂,成本将大大提高。

为了得到高精度的测量结果,并且使线路调整方便、价格低廉,本文提出借助于半导体集成存储器(EPROM)的存储功能,对非线性曲线进行存储,且利用全硬件电路,实现对传感器的非线性输入值直接查找得到线性化输出值的方法。该方法改变了传统的线性化方法,是一种具有推广价值的线性化方法。

二、工 作 原 理

原理框图如图1所示。具体做法是把“源”数码(A/D转换的输出值)作为数据变换电路的地址,把“目的”数据(EPROM内存储的实际参数值)作为数据写入与地址相对应的存储器单元

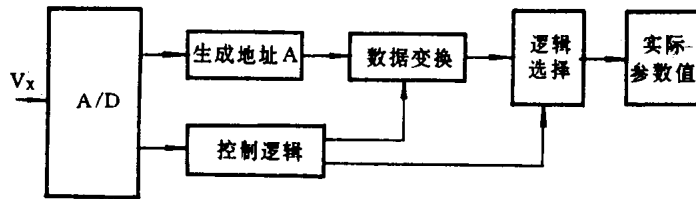


图1 线性化原理框图

元中,使用时地址对应的输出数据就是线性化后的输出。传感器输出值 V_x 与A/D的输出一一对应,而A/D输出又作为EPROM的地址(A/D的输出会在EPROM的 $A_0 \sim A_n$ 端形成一个地址码)。这样有一个 V_x 就有一个地址,也能输出对应单元存储的实际参数值,通过这一过程就能完成线性化,实质上它是一种数码变换器。

三、实现电路

实现图1线性化方法的实用电路可以有多种形式:①采用不同的A/D芯片,就可得到不同的地址生成电路形式。②存储器用一片或两片,可以实现BCD码的串行或并行输出。图2所

示为使两片 EPROM 的并行 BCD 码输出电路框图,读者可根据框图自己实现。本文着重介绍用一片 EPROM 的串行输出电路,电路原理图如图 3 所示。电路中 A/D 用的是 MC14433,这种 A/D 芯片有以下特点:可串行输出 BCD 码 $Q_0 \sim Q_3$ 、调制选通脉冲 $DS_1 \sim DS_4$ 等等,利用这些信号,按图 3 所示连接,便可组成可以串行输出 BCD 码的线性化电路。该电路的输出形式与 MC14433 的输出形式完全相同,可以输出串行 BCD 码和调制选通脉冲,并可象 MC14433 那样对显示器实现动态扫描,这为该电路应用于各种仪表以及数码管显示提供了方便。

1. 存储器 EPROM 地址的获得

地址生成电路如图 3 所示。当 MC14433 将 V_x 转换成数字量后,用串行 BCD 码形式输出, A/D 的选通脉冲信号 $DS_1 \sim DS_4$ 分别加在四个锁存器 $V_2 \sim V_5$ 的 CK 控制端上。经过一个

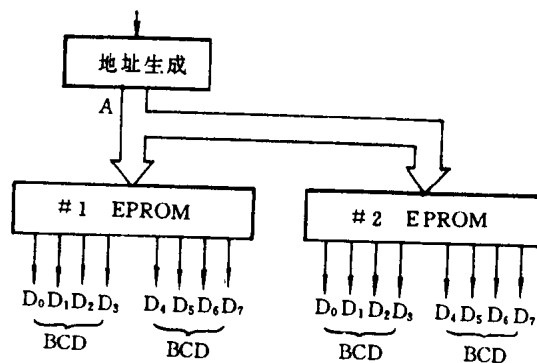


图 2 并行输出电路图

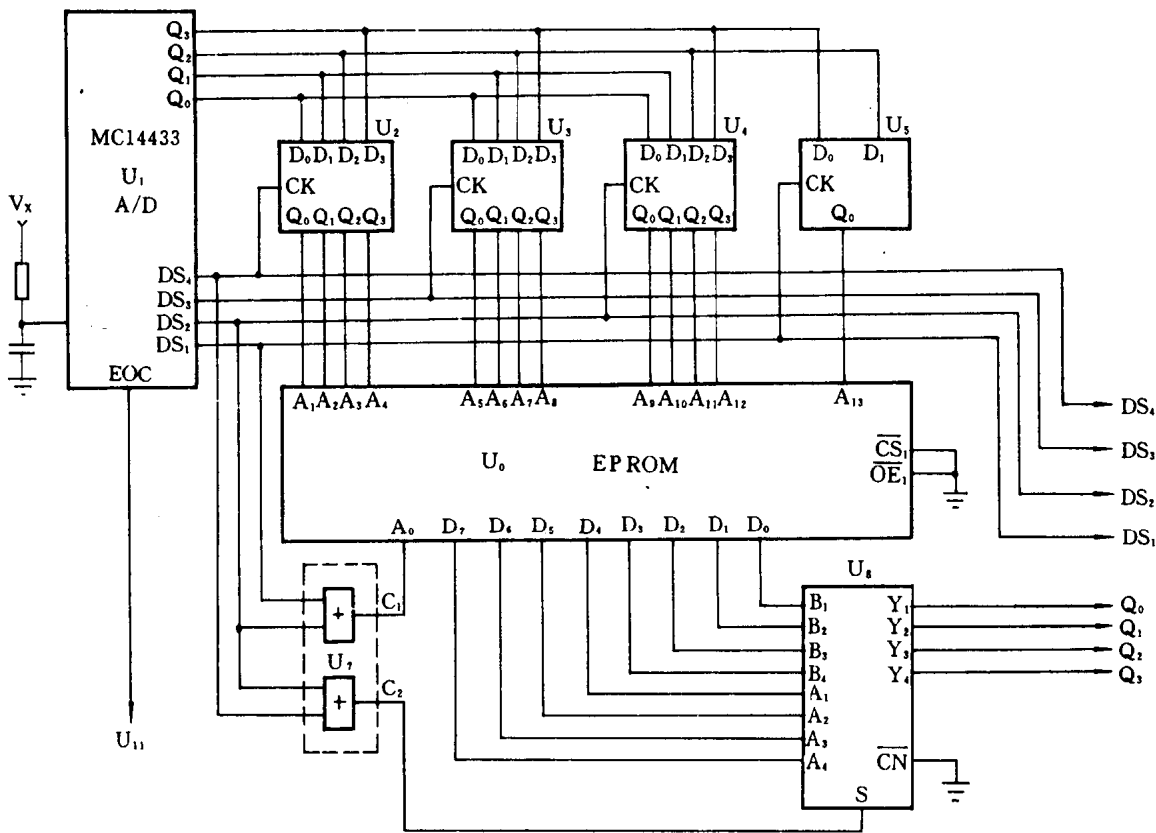


图 3 线性化实用电路图

转换周期后串行 BCD 码被锁存在 $V_2 \sim V_5$ 中,这样串行 BCD 码就被变成了锁存器 $V_2 \sim V_5$ 的并行输出,从而可得到除 A_0 以外的地址码 $A_1 \sim A_{13}$ 。

$A_0=1$ 或 $A_0=0$ 交替出现,再加上 $A_1 \sim A_{13}$ 就可以形成两个相邻单元的地址。为什么要产生相邻两个存储的地址呢?这是因为每一存放的参数都含有四位 BCD 码,而一个字节 $D_0 \sim D_7$ 可存放两位 BCD 码。所以在本电路中低两位或高两位 BCD 码被存放在相邻的两个存储单元中,由 A_0 来决定相邻两个单元的地址。

2. 控制逻辑和选择逻辑电路工作过程

如图 3 所示,MC14433 的选通脉冲 $DS_1 \sim DS_4$ 。送给了控制逻辑电路 U_7 ,由 U_7 产生两个控制信号 C_1 和 C_2 ; C_1 信号与 U_5 的 A_0 相连,使 $A_0=1$ 或 $A_0=0$ 交替出现。 C_2 与二选一逻辑电路 U_8 的控制端 S 相连,以选通 A 组还是 B 组信号输出。

表 1 EPROM 的数据编码求法过程表

A/D 输出值	传感器输出 值 r_i	测量参数 值 C_i	EPROM 地址的二进制数													$A_0=1$		$A_0=0$	
			A_{13}	A_{12}	A_{11}	A_{10}	A_9	A_8	A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	地址码 A_i	数据码 D_i	地址码 A_i	数据码 D_i
1999	283.708	499.7	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	3333H	49H	3332H	97H
1998	283.616	499.5	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	3331H	49H	3330H	95H
1997	283.524	499.2	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	332FH	49H	332EH	92H
⋮	⋮	⋮																	
1990	282.881	497.3	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	3321H	49	3320H	73H
1989	282.789	497.0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	3313H	49	3312H	70H
⋮	⋮	⋮																	
0100	109.190	23.23	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0201H	23H	0200H	23H
0099	109.098	22.99	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0133H	22H	0132H	99H
0098	109.006	22.76	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0131H	22H	0130H	76H
⋮	⋮	⋮																	
0002	100.184	0.459	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0005H	04H	0004H	59H
0001	100.092	0.229	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0003H	02H	0002H	29H
0000	100.000	0.000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0001H	00H	0000H	00H

在 C_1 、 C_2 的作用下,EPROM 内存储的数据通过 U_8 周期地串行输出,这些 BCD 码与 MC14433 的调制选通脉冲 $DS_1 \sim DS_4$ 配合使用,构成一个线性化后的新的串行 BCD 码。

四、 EPROM 的数据编码的求法

1. 有分度表的传感器的数据编码的求法

我们以 $R_0=100\Omega$ 的铂热电阻为例,说明一下有分度表传感器的非线性曲线的存储。设测量范围为 $0 \sim 500^\circ\text{C}$,采用表格法,见表 1 所示,其过程如下:

(1) 将传感器测量满量程变化量进行 2000 等分(由于本电路采用的是 MC14433A/D,满

刻度输出 1999, 共有 2000 个字)得 $\Delta r = \frac{\Delta R}{2000}$ 。其中 $\Delta R = R_{\max} - R_0$, R_{\max} 为满量程时传感器的输出值, 这里 $R_{\max} = 283.80\Omega$ ($C_{\max} = 500^\circ\text{C}$)。

(2) 这样可得到 2000 个传感器输出值序列 $r_i = R_0 + i \cdot \Delta r$, 其中 $i = 0, 1, 2, \dots, 1999$ 。

(3) 用这些传感器值 r_i 查分度表得到对应的实际参数值 C_i (即 $C_0, C_1, \dots, C_{1999}$)。

(4) 根据表 1 中 $A_0 \sim A_{13}$ 的状态, 可得到十六进制表示的地址码 A_i , 将对应的实际参数用 BCD 码形式填入表的 D_i 栏中。

(5) 制做完表 1 后, 找出地址码与数据码 D_i 对应关系的规律, 根据这个规律把 D_i 写入存储器中。这个规律是: 每连续存放 20 个字节后中间相隔 13 个单元。EPROM 中很多单元是空的, 存放的参数 D_i 也不是连续的, 产生空间浪费的原因是由于简化地址生成电路所导致的。

这样就可以将实际参数与传感器输出值的对应关系用 EPROM 确定下来。

2. 无分度表传感器数据编码的求法

首先应有一个如图 4 所示的标定装置。测得传感器满量程的变化量 ΔR , 然后对 ΔR 进行 2000 等分 (本电路用 A/D 是 MC14433) 得 $\Delta r = \frac{\Delta R}{2000}$, 然后按 R_0 、 $(R_0 + \Delta r)$ 、 $(R_0 + 2 \cdot \Delta r)$ 、 \dots 、 $(R_0 + 1999 \cdot \Delta r)$ 逐个调节标定装置, 由标准参数测量计测得一系列实际参数值 $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{1999}$, 填入表 1 的 C_i 栏中, 其它步骤与有分度表的制做过程相同。

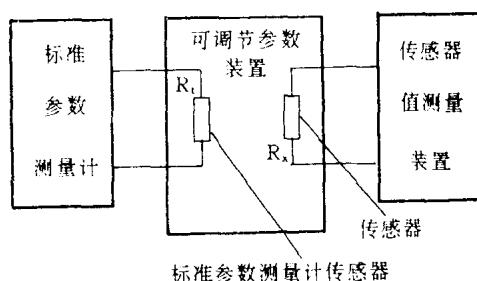


图 4 参数标定装置原理图

五、讨 论

本文介绍的线性方法, 由于是对存储的非线性曲线直接查找, 所以精度极高。这种方法相当于把非线性曲线在满量程范围内进行两千段折线逼近 (本电路 A/D 用的是 MC14433), 理论上这种电路可以通过设置足够数量的折点达到任意的校正精度, 折点的多少取决于 A/D 转换器的转换精度 (即位数)。本文介绍的电路, 在有限的测量范围内有两千个折点, 这两千段折线就很逼近实际曲线, 能够满足很多生产实际的技术要求。这种线性化电路能适用于各类传感器和不同特性的传感器, 尤其是改变测量范围或改变传感器种类时无需增加或更改硬件线路, 只需更换相应的表值 (即修改 EPROM 的内容) 和重新整定前置放大器的放大倍数即可。这种线性化方法通用性极强, 精度也很高, 电路结构简单, 基本上无需调试, 测量范围广, 具有良好的性能价格比, 并且抗干扰能力强。该方法解决了数字电路难以简单电路形式完成高精度线性化的难题。

这种线性化方法是在数字仪表的标度变换环节完成的。该方法的依据, 仍是采用以折线代替曲线的方法。实践证明使用这种线性化电路的仪表情况良好, 是一种推广价值极高的线性化方法。

2.41 输出无非线性误差的可变电压源单臂电桥

李遇杰

自动化仪表传感器线路中广泛采用了单臂电桥,它具有许多优点。桥路中一个桥臂或几个桥臂提供传感器的输出电阻信号。由于传感器输出电阻信号与被测物理或化学参数呈现线性关系,因此电桥的输出信号 V_0 可以直接线性地反映出被测物理或化学参数的变化。但是普通单臂电桥的输出与桥臂阻值的变化并不是线性关系,而是存在着严重的非线性误差。当桥臂阻值变化比率 $\Delta R_1/R_1$ 相当小时,非线性误差很小,可近似作为线性处理;当变化比率 $\Delta R_1/R_1$ 较大时,其非线性误差严重,不可忽视,大大影响测试精度和应用范围,因此若进行线性化处理会带来许多问题。本文提出了一种从根本上消除非线性误差的单臂电桥——可变电压源单臂电桥,并将广泛应用的普通单臂电桥、改进的稳流源电桥同可变电压源电桥作一比较分析。

一、普通单臂电桥

图1所示的普通单臂电桥——稳压电源供电的单臂电桥,简称稳压源电桥,下面将电桥的输出及其非线性误差做一简单分析:

图1中电桥a点电位 V_a 和b点电位 V_b 为

$$V_a = VR_2 / (R_1 + \Delta R_1 + R_2)$$

$$V_b = VR_4 / (R_3 + R_4)$$

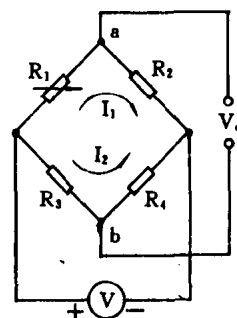


图1 普通单臂电桥

式中: V 为稳压电源输出电压; ΔR_1 为桥臂电阻 R_1 的变化值。

考虑电桥初始平衡条件 $R_1 R_4 = R_2 R_3$, 电桥输出 V_0 为

$$V_0 = V_a - V_b = V \frac{-\frac{R_4}{R_3} \frac{\Delta R_1}{R_1}}{\left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)} \quad (1)$$

从式(1)中看出,由于分母中含有 $\Delta R_1/R_1$ 项,所以输出 V_0 与 ΔR_1 呈现非线性关系,其非线性误差 e_t 可近似计算如下:忽略分母中非线性误差项 $\Delta R_1/R_1$,若这时输出为 V'_0 ,则

$$V'_0 = V \frac{-\frac{R_4}{R_3} \frac{\Delta R_1}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}$$

得

$$e_t = \frac{V_0 - V'_0}{V'_0} = \frac{-\frac{\Delta R_1}{R_1}}{1 + \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}} \quad (2)$$

非线性误差随着变化比率 $\Delta R_1/R_1$ 的增大而增大, $\Delta R_1/R_1$ 越大, 非线性误差越严重。当 $\Delta R_1/R_1 = 0.1$ 时, 非线性误差可达 5% 左右。

二、改进的稳流源电桥

为了减小非线性误差, 把电桥的供电方式改为稳流电源供电, 图 2 所示即为常用的稳流源供电的单臂电桥, 简称为稳流源电桥(又称为恒流源电桥)。稳流电源供给的稳定电流用字母 I_0 表示, 对于图 2

$$V_a = I_0 \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \Delta R_1} R_2$$

$$V_b = I_0 \frac{R_1 + \Delta R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \Delta R_1} R_4$$

考虑到 $R_1 R_4 = R_2 R_3$, 电桥输出电压为

$$V_0 = I_0 \frac{-R_4 \Delta R_1}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \Delta R_1} \quad (3)$$

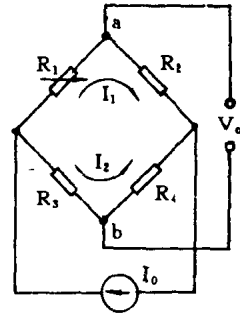


图 2 改进的稳流源电桥

若使 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 成立, 则上式化简为

$$V_0 = \frac{-I_0 \Delta R_1}{4 + \frac{\Delta R_1}{R_1}} \quad (4)$$

从电桥输出表达式(4)中可以看出, 由于分母中有 $\Delta R_1/R_1$ 项, 故输出仍有非线性误差, 其非线性误差可近似计算如下: 忽略式(3)中的 $\Delta R_1/R_1$ 项, 这时输出 V'_0 为

$$V'_0 = I_0 \frac{-R_4 \Delta R_1}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

则非线性误差 e_t 为

$$e_t = \frac{V_0 - V'_0}{V'_0} = \frac{-\frac{\Delta R_1}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) + \frac{\Delta R_1}{R_1}} \quad (5)$$

把式(5)与式(2)相比可以看出, 稳流源电桥的非线性误差表达式的分母中, 多了一个乘积项 $1 + R_3/R_1$, 若使 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 成立, 则式(2)变为

$$e_t = \frac{-\frac{\Delta R_1}{R_1}}{2 + \frac{\Delta R_1}{R_1}} \quad (6)$$

而式(5)则变为

$$e_t = \frac{-\frac{\Delta R_1}{R_1}}{4 + \frac{\Delta R_1}{R_1}} \quad (7)$$

把式(6)与式(7)相比可知,若 $\Delta R_1/R_1$ 较小时,稳流源电桥比稳压源电桥的非线性误差约小一半左右,如 $\Delta R_1/R_1=0.1$ 时,稳流源电桥的非线性误差 e_f 约为 2.5%。

三、可变电电压源电桥

稳流源电桥为什么能减小输出的非线性误差,从稳压源电桥输出产生非线性误差的根源可以得到解答。稳压源电桥虽然供给桥路端稳定电压,但是传感器电阻 R_1 的阻值变化 ΔR_1 引起流过 R_1 、 R_2 支路电流 I_1 的变化,由于支路中有串联电阻 R_2 存在,因而支路电流 I_1 的变化与 ΔR_1 的变化不成线性关系。而电桥输出是由支路电流 I_1 的变化所造成的,所以电桥输出与 ΔR_1 的变化为非线性关系。

采用稳流源供电,使电桥的总电流 I_0 保持稳定不变, ΔR_1 变化所引起的支路电流 I_1 变化就小了许多,但并非不变。这时总电流虽然不变,但由于 ΔR_1 的变化,分支电流 I_1 与 I_2 分配比例会发生变化,所以稳流源电桥能减小非线性误差,但不能完全消除非线性误差。特别是在 ΔR_1 变化较大时,仍会有较大的非线性误差。

从上面的误差分析中可以看出,关键在于要保证流过 R_1 的电流不能随 ΔR_1 变化而变化。设想有这么一个可变电电压源,它能使电桥的供给电压随着 ΔR_1 变化而改变,始终保持流过 R_1 的支路电流 I_1 不变。基于上述想法设计的可变电电压源电桥则能使电桥输出从根本上消除非线性误差,其原理图见图 3。

图 3 中运算放大器 IC 和三级管 V_2 构成可变电电压源,稳压管 V_1 提供稳定参考电压 V_R 给运算放大器反相输入端。由于运算放大器的输入阻抗一般远大于桥臂电阻 R_2 ,故其影响可忽略不计。

由运算放大器电路理论可知,反相输入端电位 V_- 与同相输入端电位 V_+ 相等,故有:

$$\begin{aligned} V_- &= V_+ \\ V_- &= V_R \\ V_+ &= V_R \\ V_a &= V_+ = V_R \\ V &= V_R(R_1 + \Delta R_1 + R_2)/R_2 \end{aligned} \quad (8)$$

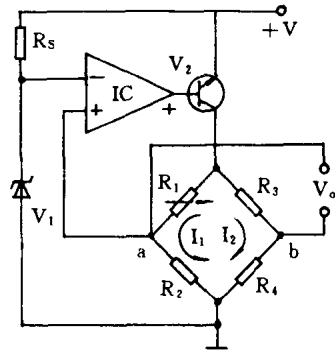


图 3 可变电电压源电桥

电桥 a 点电位 V_a 和 b 点电位 V_b 为

$$\begin{aligned} V_a &= VR_2/(R_1 + \Delta R_1 + R_2) \\ V_b &= VR_4/(R_3 + R_4) \end{aligned}$$

考虑电桥初始平衡条件 $R_1R_4=R_2R_3$ 和式(8),则得

$$V_0 = V_a - V_b = \frac{-V_R \Delta R_1 / R_1}{(1 + \frac{R_3}{R_4}) \frac{R_2}{R_1}} \quad (9)$$

若使 $R_3 = R_4$, 则

$$V_0 = -V_R \Delta R_1 / 2R_2 \quad (10)$$

从式(9)电桥输出表达式可以看出, 电桥输出 V_0 与 ΔR_1 变化为线性关系, 故消除了单臂电桥输出的非线性误差。

四、实验结果及分析

根据现有器材, 对图 1、图 2、图 3 分别进行了原理性的实验和测试。实验条件及结果分别见下表, 表中数据都取绝对值。

表 1 三种电桥的非线性误差表

$R'_1(\Omega)$	$\Delta R_1(\Omega)$	实 测 非 线 性 误 差 (%)		
		稳压源电桥 $V=2.452V$	稳流源电桥 $I_0=11.89mA$	可变电压源电桥 $V_R=1.2264V$
204.6	0.1	0.10	0.94	0.067
204.7	0.2	0.10	0.94	0.050
204.8	0.3	0.11	0.94	0.044
204.9	0.4	0.11	0.093	0.049
205.0	0.5	0.11	0.26	0.047
205.1	0.6	0.11	0.19	0.050
205.2	0.7	0.37	0.024	0.048
205.3	0.8	0.31	0.32	0.050
205.4	0.9	0.26	0.56	0.048
205.5	1.0	0.23	0.41	0.050
206.5	2.0	0.39	0.24	0.048
208.6	4.1	0.95	0.38	0.049
210.6	6.1	1.48	0.72	0.049
212.7	8.2	2.01	0.95	0.049
214.7	10.2	2.48	1.24	0.016
216.8	12.3	2.99	1.52	0.005
218.8	14.3	3.44	1.77	0.002
220.9	16.4	3.96	2.08	0.032
222.9	18.4	4.41	2.32	0.024
225.0	20.5	4.89	2.59	0.049

注: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 204.5\Omega$; R'_1 为 R_1 的实际变化值, $R'_1 = R_1 + \Delta R_1$

理想线性值是按电桥输出理论计算公式,即式(1)、(4)、(10)取 $\Delta R_1/R_1$ 的最小单位值计算出的电桥输出值(相当于电桥灵敏度),以它作为基本量单位可计算出其它 ΔR_1 值时的理想线性值。计算时取可变电阻电桥最小单位值 0.1Ω 作为 $\Delta R_1 \cdot R_1 = 240.5\Omega$,如按式(1)计算,当 $\Delta R_1 = 0.1\Omega$ 时,电桥输出值为 0.2997mV 。若 $\Delta R'_1 = 1.0\Omega$,则电桥理想线性值应等于

$$V_0 = V_0 \Delta R'_1 / \Delta R_1 = 1.0V_0 / 0.1 = 2.997\text{mV}$$

表中的非线性误差都是以理想线性值为基准计算的。

实验结果表明,理论分析和计算基本一致,稳压源电桥的非线性误差最大,稳流源电桥的非线性误差较小,而可变电压源电桥则消除了非线性误差。可变电压源电桥实验数据反映的误差是由实验设备、环境条件变化及运算放大器等有源器件的影响造成,表现为系统误差,但远远小于其它两种电桥的非线性误差水平。

在自动化仪表传感器电桥应用线路中,可根据传感器已知输出特性、线性度及精度等要求,合理地选择不同供电方式和单臂电桥。当然也可以通过应用无非线性误差的可变电压源电桥来测试出传感器本身实际的输出线性特征,从而为正确设计整机线性化方案提供可靠依据和模型。

第三章

控制系统与后向通道 接口技术

3.1 DAC1231 与单片机 8031 的接口技术

四川大学 郑光洲 刘嘉勇 廖品云

DAC1231 是美国国家半导体公司制造的大规模集成电路。是国际市场上技术较先进、集成度高而价格低廉的 12 位数模转换器。芯片内部包含微机接口逻辑,可方便地与 8 位通用微机实现配接。下面介绍 DAC1231 与单片机 8031 的配接和调试。

一、DAC1231 与 8031 的配接

1. DAC1231 简介

DAC1231 的原理如图 1 所示。它共有 5 根控制线(\overline{CS} 、 $\overline{BYTE_1}/\overline{BYTE_2}$ 、 \overline{XFER} 、 $\overline{WR_1}$ 和 $\overline{WR_2}$),用来完成器件的寻址、写入、锁定和转换功能。 \overline{CS} 是选片信号,低电平有效,功能是选通 $\overline{WR_1}$ 。 $\overline{WR_1}$ 是写信号 1,低电平有效。在 $\overline{WR_1}=0$ 时,数据装入输入锁存器;当 $\overline{WR_1}=1$ 时,数据被锁存器锁定。 $\overline{BYTE_1}/\overline{BYTE_2}$ 是数据顺序控制信号。当 $\overline{BYTE_1}/\overline{BYTE_2}=1$ 时,数据装入 8 位输入锁存器(4 位输入锁存器里的数也发生变化);当 $\overline{BYTE_1}/\overline{BYTE_2}=0$ 时,数据只能装入 4 位输入锁存器。 $\overline{WR_2}$ 是写信号 2,低电平有效。其功能是选通 \overline{XFER} 。 \overline{XFER} 是转换控制信号,低电平有效。当 $\overline{XFER}=0$ 时,数据由输入锁存器装入 12 位 DAC 寄存器,同时 D/A 转换开始。

DAC1231 和 8 位微机配接时,常将 $\overline{WR_1}$ 和 $\overline{WR_2}$ 接在一起使用。DAC1231 真值表如附表所示。通常将微机地址线的最低位 A_0 和 DAC1231 的 $\overline{BYTE_1}/\overline{BYTE_2}$ 相连,其余地址位经译码后产生 \overline{CS} 和 \overline{XFER} 信号。

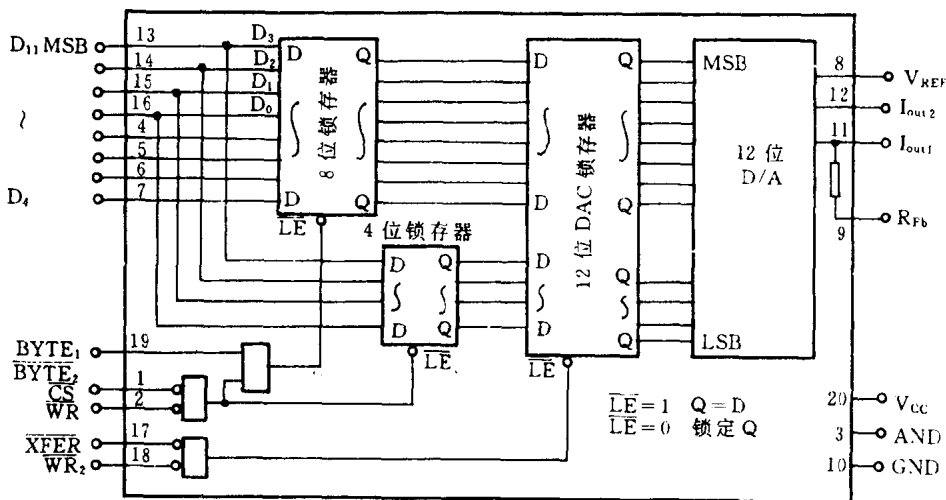


图 1 DAC1231 原理图

2. 典型应用

DAC1231 和 8031 的配接如图 2 所示。P₀ 口作地址/数据总线使用。74LS373 在 ALE 作用下锁存 P₀ 口输出的地址信号 A₀~A₇。74LS138 是地址译码器,其输出 \bar{Y}_0 和 \bar{Y}_1 分别作为 DAC1231 的 \overline{XFER} 和 CS 信号。P_{2.7} (A₁₅) 接译码器高电平允许输入端 G₁。P_{2.7} 反相后和 P_{3.6} (\overline{WR}) 相或,“或”运算的输出作为 DAC1231 的 \overline{WR}_1 和 \overline{WR}_2 信号。

由图 1 及图 2 可知: DAC1231 的 8 位输入锁存器、4 位输入锁存器及 12 位 DAC 寄存器的地址分别为 8003H、8002H 及 8000H。

应当指出,当 DAC1231 接受来自 8 位微机的数据时,其输入锁存器只能接受所谓“向左对齐”的数据。“向左对齐”的含义是,在将待转换的 12 位数写入 DAC 之前,应在微机的两个 8 位寄存器中把它们按图 3 的格式排列;先传送 BYTE₁ 到 DAC1231 的 8 位输入锁存器,后传送 BYTE₂ 到 DAC1231 的 4 位输入锁存器。

设待转换数据的高 8 位已在累加器 A 中,那么当 A₀=1、 $\bar{Y}_1=0$ 及 $\bar{P}_{2.7}+P_{3.6}=0$ 时,A 中数据装入 DAC1231 的 8 位输入锁存器(4 位输入锁存器中的数据也发生变化)。指令

```
MOV DPTR, #8003H;
MOVX @DPTR, A;
```

可实现此操作。设待转换数据的低 4 位已装入 A 中的高 4 位时,那么在 A₀=0、 $\bar{Y}_1=0$ 及 $\bar{P}_{2.7}+P_{3.5}=0$ 时,A 中的高 4 位数装入 DAC1231 的 4 位输入锁存器。指令

```
MOV DPTR, #8002H;
MOVX @DPTR, A;
```

可实现此操作。再令 $\bar{Y}_0=0$ 、 $\bar{Y}_1=1$ 及 $\bar{P}_{2.7}+P_{3.6}=0$,此时 DAC1231 输入锁存器中的所有数据被传送到 12 位 DAC 寄存器,同时 D/A 转换开始。指令

```
MOV DPTR, #8000H;
MOVX @DPTR, A;
```

可实现此操作。

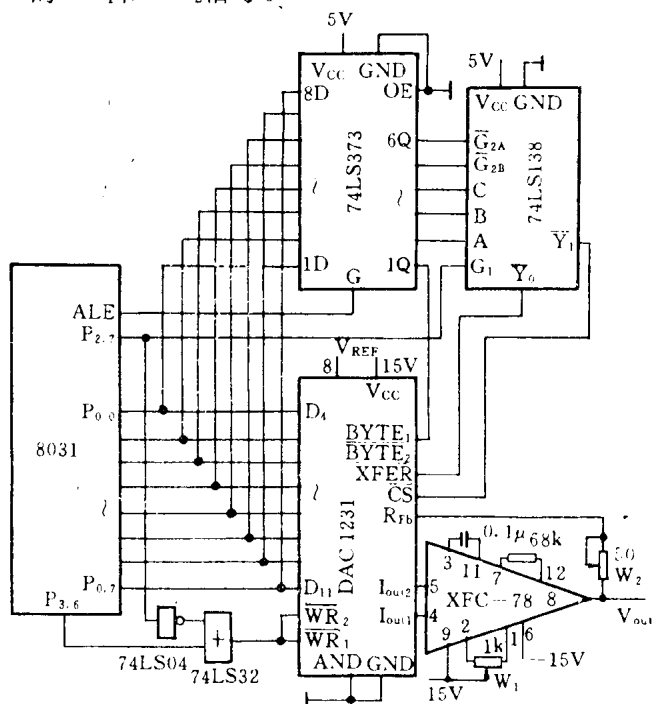
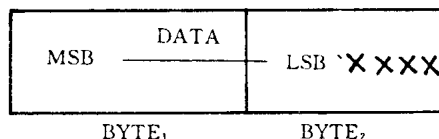


图 2 DAC1231 与 8031 的配接



X: 不定

图 3 数据格式

DAC1231 真值表

CS	BYTE ₁ /BYTE ₂	XFER	WR ₁ WR ₂	功 能
0	1	1	0	数据装入 8 位输入锁存器
0	0	1	0	数据装入 4 位输入锁存器
1	不定	0	0	数据由锁存器装入 12 位 DAC 寄存器

这种由地址译码单独提供 XFER 信号的电路适用于在一个微机系统中有几个 DAC,并要求它们同时开始转换的电路中。把这些 DAC 的 XFER 接在一起,由一个地址译码信号控制,就可实现这一功能。这是一种分时传送数据,同时启动 D/A 转换的电路,如图 4 所示。图中 DAC1231(1)的 8 位输入锁存器和 4 位输入锁存器的地址分别为 8003H 和 8002H;DAC1231(2)的 8 位输入锁存器和 4 位输入锁存器地址分别为 8005H 和 8004H;两个 DAC 的 12 位寄存器地址皆为 8000H。单片机 8031 分时向 DAC1231(1)及 DAC1231(2)送数后,令 $Y_0=0, \overline{P_{2.7}} + P_{3.6}=0$,则两片 DAC1231 输入锁存器中的所有数据被传送到它们各自的 12 位 DAC 寄存器,同时 D/A 转换开始。

另一种用法叫数据自动传送,如图 5 所示。把 DAC1231 的 XFER 和 BYTE₁/BYTE₂接在一起, P_{2.7}作 DAC1321 的片选信号 CS。这样 DAC1231 的 8 位输入锁存器地址为 0001H,4 位输入锁存器和 12 位 DAC 寄存器的地址都为 0000H。当微机向 DAC1231 的 4 位输入锁存器送数的同时,整个输入锁存器中的数据就自动地传送到 DAC1231 的 12 位寄存器,同时 D/A 转换开始。

第三种用法是外设选通 DAC,如图 6 所示。这里, DAC1231 的 WR₂接逻辑低电平(0V), XFER 接外设选通讯号 STB。DAC 的 8 位输入锁存器和 4 位输入锁存器的地址

同图 5。这样,在 8031 向 DAC1231 输入锁存器送数后,只有当外设选通讯号 STB 出现时,数据才能从 DAC1231 的输入锁存器传送到 12 位 DAC 寄存器,并开始 D/A 转换。

在这些应用中,必须满足下列两个重要的时间关系:(1)系统的写脉冲宽度 WR 应大于 320ns。(2)系统的数据保持时间应大于 90ns。数据保持时间定义为,当系统的 WR 由低变高后,待转换数据在 DAC 数据输入端保持有效的的时间。

当 8031 的时钟频率小于或等于 8MHz 时,通常这两个时间关系是能够同时满足的。

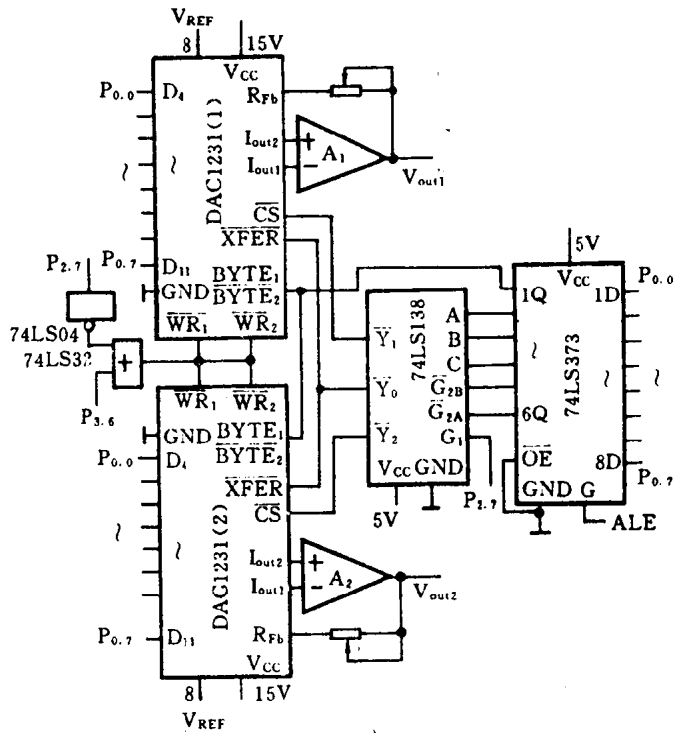


图 4 双 DAC 电路

二、零点和满量程校准

1. 零点校准

零点校准按图 2 进行。

短接 DAC 的内部反馈电阻 R_{Fb} (脚 9 和脚 11), 给 DAC 送全“0”的数据, 并启动 D/A 转换。程序如下。

```

MOV A, #00H          ; 00H→A
MOV DPTR, #8003H    ; 8 位输入锁存器地址送数据指针
MOVX @DPTR, A      ; 00H→DAC 8 位锁存器
MOV A, #0FH        ; 0FH→A
MOV DPTR, #8002H    ; 4 位锁存器地址送数据指针
MOVX @DPTR, A      ; 000B→4 位锁存器
MOV DPTR, #8000H    ; 12 位寄存器地址送数据指针
MOVX @DPTR, A      ; 启动 D/A 转换
调整调零电位器计  $W_1$ , 直到运算放大器输出  $V_{out}$  为零。
    
```

2. 满量程校准

撤去 R_{Fb} 短接线, 给 DAC1231 送全“1”数据, 并启动 D/A 转换。程序如下:

```

MOV A, #0FFH       ; FFH→A
MOV DPTR, #8003H   ; 8 位锁存器地址送数据指针
MOVX @DPTR, A     ; FFH→DAC 8 位输入锁存器
MOVA, #0F0H       ; 1111B→A 中高 4 位
MOV DPTR, #8002H  ; 4 位锁存器地址送数据指针
MOVX @DPTR, A     ; 1111B→4 位输入锁存器
MOV DPTR, #8000H  ; 12 位寄存器地址送数据指针
MOVX @DPTR, A     ; 启动 D/A 转换
    
```

调整满量程电位器 W_2 , 直到运算放大器输出 V_{out} 满足下式

$$V_{out} = - (4095/4096) V_{REF}$$

式中 V_{REF} 为参考输入电压, 其值为 $-10 \sim +10V$ 。

摘自《电子技术》月刊, 1991 年第 1 期

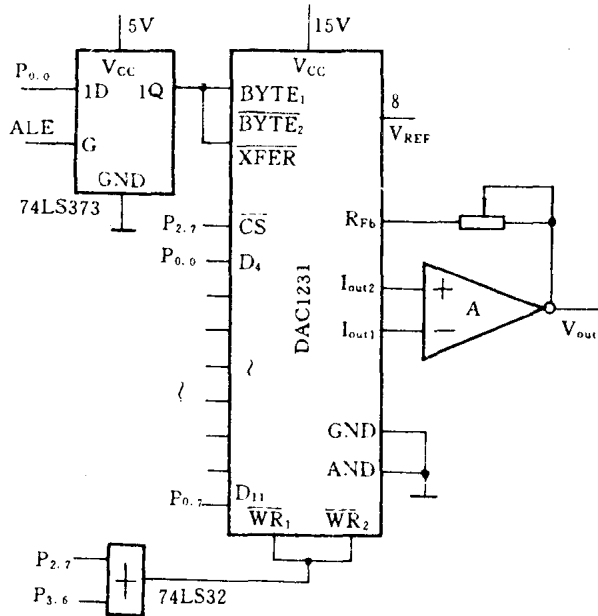


图 5 自动传送电路

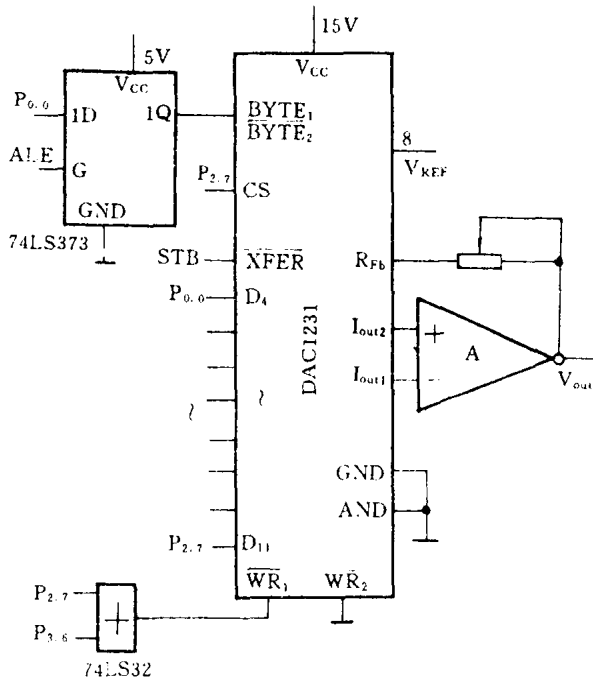


图 6 外设选通 DAC 电路

3.2 单路及多路 D/A 的光电隔离接口技术

镇江船舶学院 王加友 毛文杰
镇江有线电厂 黄晓红

一、概 述

MCS-51 单片微机是 INTEL 公司在 MCS-48 单片机的基础上于 80 年代初推出的新产品,因其集成度高、逻辑处理功能强,具有较高的速度及可靠性,易于产品化等优点,使得它在过程控制和智能仪器仪表中获得越来越广泛的应用。

为了便于对被控对象进行实时控制,往往须将单片机处理的结果,通过数/模(D/A)转换器件转换成模拟量。而在过程控制中,被控对象又通常处在较强的“噪声”环境中,因此,为确保单片机实时控制系统可靠地工作,须采用光隔离或磁隔离的方法,切断单片机与外设之间的公共地线,以防外部的干扰信号及地线环路中产生的噪声电信号通过该公共地线,进入单片机系统而影响其正常工作。根据隔离器件相对于单片机与 D/A 转换器的位置不同,隔离方式又可分为模拟隔离和数字隔离两种,如图 1 所示。

在模拟隔离方式中,隔离器件为光电或磁隔离放大器,因其集成产品价格高,在国内市场上又难以买到,而自制的模拟隔离放大电路其线性度和稳定性往往又较差,不能满足实际要求。因此模拟隔离方式很少被采用。

本文将重点介绍 D/A 转换器与 MCS-51 单片机进行数字光电隔离的实用接口技术。

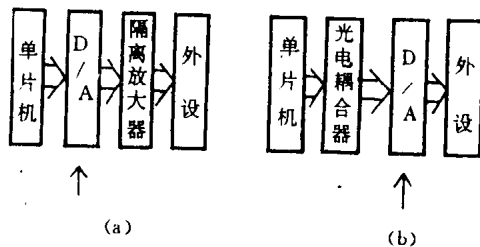


图 1 隔离方式

(a)模拟隔离;(b)数字隔离

二、MCS-51 单片机与 D/A 的光电接口电路

D/A 转换器是一种把数字量转换成模拟量的器件,根据其精度的不同,可分为 8 位、10 位、12 位和 14 位等。在大多数应用场合,8 位精度足以满足控制要求。DAC0832 是一种常用的 CMOS 单片 8 位 D/A 转换芯片,采用 20 脚双列直插式封装,下面介绍其与 MCS-51 单片机的光电接口方法。

1. 单路 D/A 与单片机的光电接口电路

当单片机控制系统只有一个被控对象时,就只需一路 D/A。单路 D/A 与 MCS-51 单片机的光电接口电路如图 2 所示。

MCS-51 单片机的 P_1 口是一个 8 位准双向口,其输出具有锁存功能。单片机将需要 D/A 转换的 8 位数据直接从 P_1 口输出见图 2。74LS244 为八非反相输出门,其带负载能力较强(最大拉电流 $I_{OHmax} = -15mA$,最大灌电流 $I_{OLmax} = 24mA$),这里用它来驱动光电耦合器工作。光电耦合器采用上海半导体器件十六厂生产的集成四光耦合器 SL964(也可以采用进口的四光耦

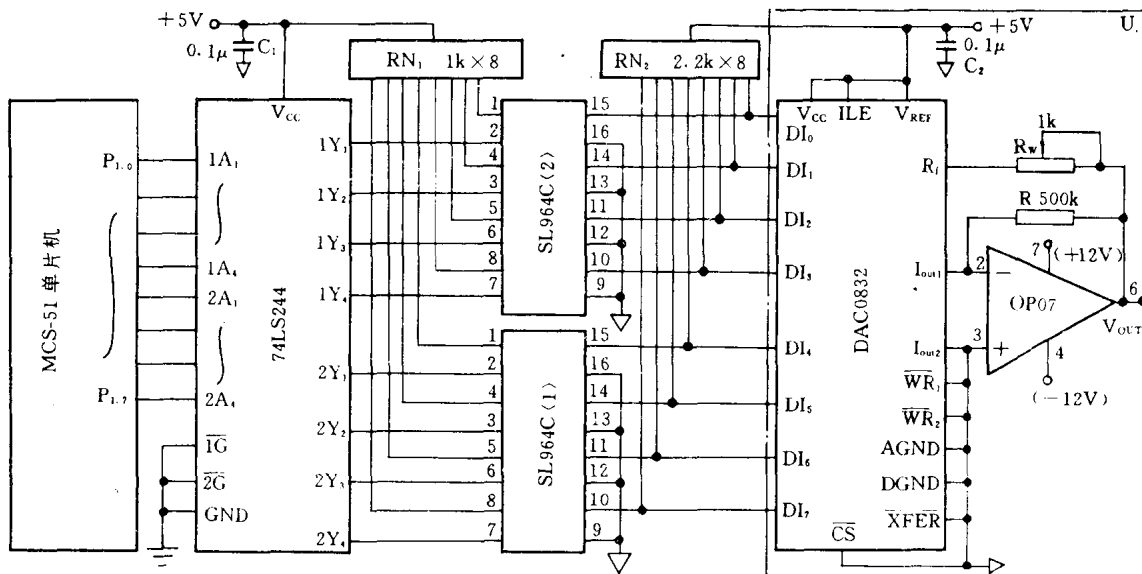


图2 单路 D/A 与单片机的光电接口电路

合器 TLP521-4), 采用 16 脚双列直插式塑封, 其管脚排列如图 3 所示, 主要电参数见表 1。

表 1 SL964 主要电参数

名称及符号	测试条件	参数值
正向压降 V_F	$I_F=10\text{mA}$	$\geq 1.3\text{V}$
最大正向电流 I_{FM}	—	50mA
反向击穿电压 V_{BRO}	$I_C=0.1\text{mA}$	$\geq 30\text{V}$
饱和压降 V_{CFS}	$I_F=10\text{mA}, I_C=2\text{mA}$	$\leq 0.4\text{V}$
输出脉冲上升沿 t_r	$R_L=100\Omega, f=100\text{kHz}$	$\leq 5\mu\text{s}$
输出脉冲下降沿 t_f	同上	$\leq 5\mu\text{s}$
绝缘电阻 R_{iso}	$V=500\text{V}$	$\geq 10^{10}\Omega$

图 2 中, R_{N1} 、 R_{N2} 为 8 位集成电阻排, R_{N1} 对 8 路发光管起限流作用, R_{N2} 为 8 路光敏三级管的集电极负载。DAC0832 接成直通方式, 通过低零飘运放 OP07 (管脚排列同 LM741) 将 DAC0832 的输出电流转换成电压信号, 即 I/V 转换。 R_w 和 R 是为实现满量程调节而设置的。

2. 多路 D/A 与单片机的光电接口电路

实际上, 在许多应用场合中, 一个单片机往往需要同时对多个外设进行控制, 相应地需要多路 D/A 转换电路。下面以 8 路 D/A 为例, 介绍其与 MCS-51 单片机的光电接口方法, 具体电路如图 4 所示。

图 4 中, 8255 为可编程的并行接口芯片, CMOS 电路,

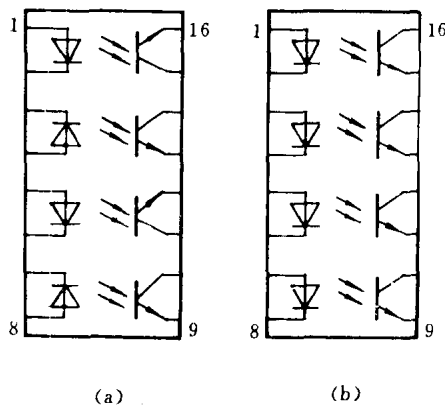
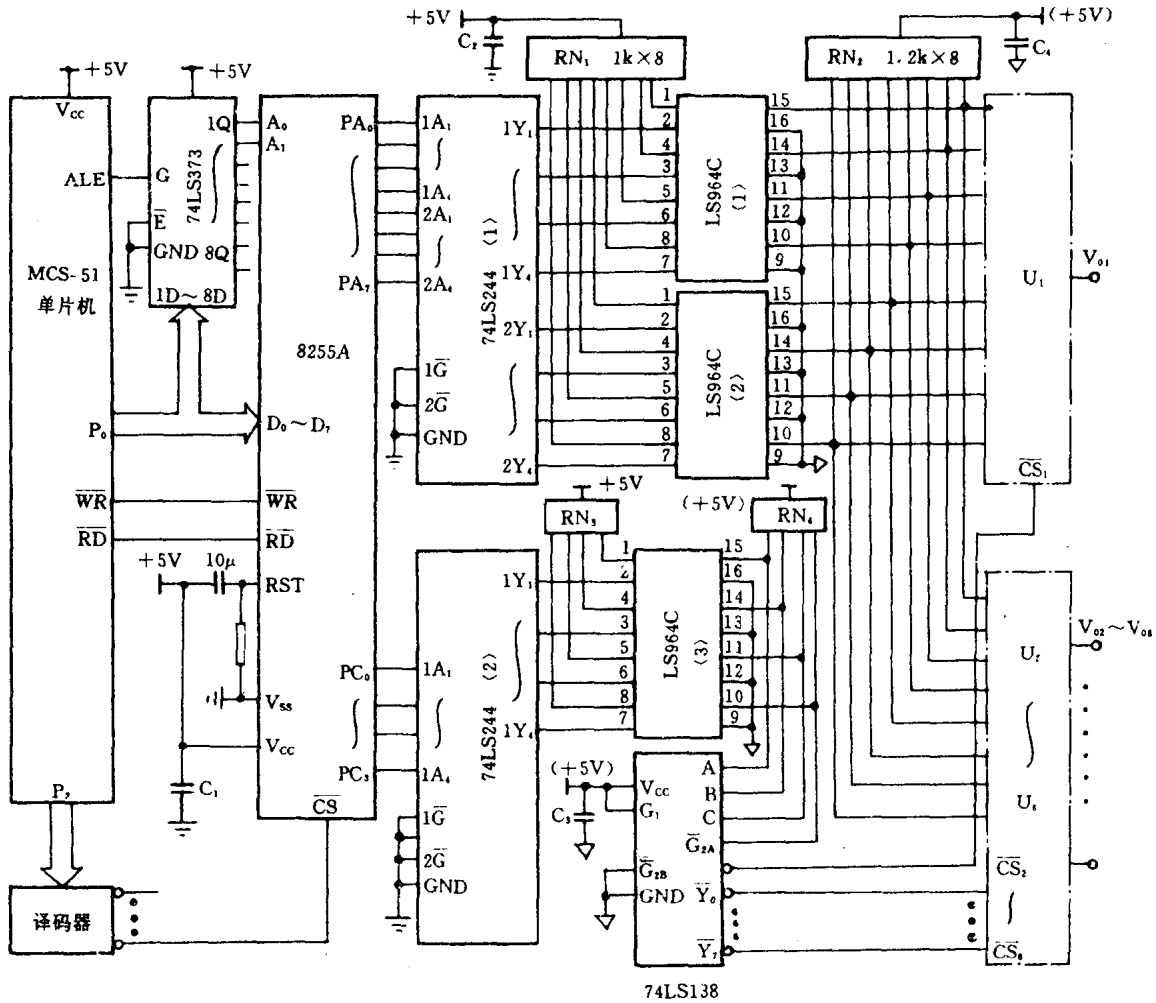


图 3 管脚图

(a) SL964; (b) TLP521-4



$U_i (i=1, \dots, 8)$ 为 D/A 转换单元电路 (见图 2)

图 4 多路 D/A 与单片机的光电接口电路

它有三个 8 位的并行口 PA、PB 和 PC，可编程为方式 0、方式 1 或方式 2。这里 8255 工作于方式 0，即基本输入输出方式。A₀、A₁ 为端口选择信号，与地址总线的低两位相连。MCS-51 单片机通过译码器译码来选通 8255，将需要进行 D/A 转换的 8 位数据由 P₀ 口输出至 8255 的 PA 口。8 路 D/A 转换器的片选信号 \overline{CS} 不是直接由地址译码器来产生的，而是采用映射的方法从 8255 的 PC 口输出的。由于 8255 的 I/O 口具有输出锁存功能，因此可通过软件来控制 DAC0832 选通脉冲 \overline{CS} 的持续时间。采用这种映射译码来选通多路 D/A 转换器的方法，不仅使 D/A 转换所占用单片机应用系统的口地址最少 (这里仅需一个选通 8255 的口地址)，而且还避免了因光电耦合器响应时间慢 (数 μs)，对直接来自译码器的窄的 D/A 选通脉冲 (200ns 左右) 不能正确响应的麻烦，使电路简化。

由于 8255 的带负载能力较差，不能直接驱动四光耦合器 SL964 工作，故采用 74LS244 作为驱动级。RN₁ 和 RN₂ 为 8 位集成电阻，RN₃、RN₄ 为 4 位集成电阻，其中 RN₁、RN₃ 起限流作

用, R_{N_2} 、 R_{N_4} 为光敏三极管的集电极负载电阻。这里共使用了三片集成四光耦合器 SL964, 其中两片用于数据线隔离, 一片用作地址线隔离。8255 的 $PC_{0\sim 3}$ 所产生的映射地址经光电隔离后, 送 3—8 线译码器 74LS138(其真值表如表 2 所示)进行二次译码, 从而使得在选通同样多 D/A 的情况下, 占用 8255 的 I/O 口线最少。这种二次映射译码的方法, 在多达几十路乃至上百路 D/A 的单片机应用系统中, 其优点尤为突出。根据实际需要, 利用多个译码器级联的方法, 可扩展更多路的 D/A 转换通道。

8255 的 $PC_{0\sim 3}$ 经隔离后, 分别与 74LS138 的译码输入端 A、B、C 和使能端 C_{2A} 相连。据 74LS138 的真值表(见表 2)可知, 8 路 DAC0832 的口地址为:

- DAC0832<1> X0H
- DAC0832<2> X1H
- DAC0832<3> X2H
- DAC0832<4> X3H
- DAC0832<5> X4H
- DAC0832<6> X5H
- DAC0832<7> X6H
- DAC0832<8> X7H

表 2 74LS138 真值表

输 入					输 出							
G_1	$\bar{G}_2 = \bar{G}_{2A} + \bar{G}_{2B}$	C	B	A	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
0	×	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1
×	1	×	×	×	1	1	1	1	1	1	1	1

其中, × 为任意值

三、D/A 转换控制软件设计

1. 单路 D/A 转换控制软件

在该程序中, 首先对 P_1 口初始化, 定义为输出工作方式, 然后将需要 D/A 转换的数据从 P_1 口输出。

程序清单如下:

```
ANL  P1,  # 00H    ;定义 P1 口为输出方式
MOV  P1,  #DATA   ;需 D/A 转换的数据→P1 口
```

2. 多路 D/A 转换控制软件

该程序首先进行 D/A 转换前的初始化工作,定义 8255 工作于方式 0,设定 PA 口和 PC_{0~3}为输出方式;将 8255PC 口的置位/复位控制字 #07H 送入控制口置位 PC₃,以封锁 74LS138 译码器,使得 8 路 D/A 转换器的片选均无效($\overline{CS}=1$);预置 D/A 转换通道口地址的初值 X0H 及 D/A 转换通道数。初始化后,单片机首先从 PC_{0~2}输出 D/A 转换通道口地址的低三位,并从 8255 的 PA 口输出 8 位数据;然后复位 PC₃,打开 74LS138 译码器,产生 D/A 转换的片选信号,以选通相应的 D/A 转换通道。这样安排输出时序是为了避免出现“译码竞争”现象,保证数据正确地传送到相对应的 D/A 通道。在进行下路 D/A 转换之前,需重新置位 8255 的 PC₃,使前一 D/A 转换器的片选 $\overline{CS}=1$,以锁存该路 D/A 转换的结果,并为下路 D/A 转换作好准备。

由于光耦器具有一定的信号传输延迟,因此在从 PA 口输出数据和从 PC_{0~3}输出 D/A 转换的口地址之后,都要插入适当的延时。实验证明:当单片机工作时钟为 12M 时,使用 4 个空操作指令 NOP 足以满足延时需要。

8 路 D/A 转换控制软件清单如下:

```

ORG 0000H
START: AJMP DADG          ;开机后,转 D/A 转换程序
      ORG 0100H
DAPG:  MOV DPTR, #addr1H   ;8255 初始化:工作于方式 0,PA 及 PC0~3为输出
      MOV A, #80H
      MOVX @DPTR, A
      MOV A, #07H        ;将 8255 PC 口置/复位控制字 07H 送入控制口,置位 PC3
      MOVX @DPTR, A
      MOV 30H, #X0H      ;D/A 通道口地址初值→30H
      MOV 32H, #08H      ;D/A 通道数→32H
LOOP:  MOV A, #08H        ;从 PC0~2输出 D/A 转换通道口地址的低 3 位
      ADD A, 30H
      MOV DPTR, #addr2H
      MOVX @DPTR, A
      MOV DPTR, #addr3H   ;从 8255 的 PA 口输出需 D/A 转换的 8 位数据 DATA
      MOV A, #DATA
      MOVX @DPTR, A
      NOP                ;延时
      NOP
      NOP
      NOP
      MOV DPTR, #addr1,H   ;将 8255 PC 口置/复位控制字 06H 送入 8255 的控制口,复位 PC3,产
                          ;生 $\overline{CS}$ 
      MOV A, #06H
      MOVX @DPTR, A
      NOP                ;延时,产生足够宽的片选 $\overline{CS}$ 脉冲
      NOP

```

```
    NOP
    NOP
    MOV A, #07H           ;重新置位 PC3,使 $\overline{CS}=1$ ,为下路 D/A 转换作准备
    MOVX @DPTR, A
    DJNZ 32H, LOOP1     ;8 路 D/A 没转换完,则转 LOOP1
HERE: AJMP HERE         ;转换结果
LOOP1: INC 30H         ;指向下路 D/A 通道
    AJMP LOOP
```

四、结 论

本文介绍的 MCS-51 单片机与 D/A 转换器的抗干扰接口技术,已在笔者研制的喷焊机器人工艺参数自动控制系统中获得成功应用。实践证明:上述接口方法新颖、实用,接口电路工作可靠,抗干扰能力强,具有应用参考价值。

参 考 文 献

- 〔1〕徐君毅等编:《单片微型计算机原理与应用》,上海科学技术出版社,1988 年版。
- 〔2〕复旦大学微机应用研究室编:《MCS-51 单片机汇编手册》,1988 年。

摘自《电测与仪表》月刊,1990 年第 8 期

3.3 光电隔离高压驱动器

曹钧甫 译

本文所述电路图 1 能从一个 5V CMOS 逻辑电路取得输入信号,并输出一个具有相同极性的高压。这个高压电源可以在 $\pm 30 \sim \pm 150V$ 之间变化,而毋须更换电路元件。

输入电压信号加在晶体管 TR1 和 TR2 的栅极上。当无输入时,电阻 R_1 用来保护 TR1 和 TR2 及确定电路的输入阻抗。当输入低电平时 TR1 导通,而使由电阻 R 确定的电流通过二极管 D_1 。在这种状态时,TR2 和 D_2 是保持截止状态。

TR3 和 D_1 进行充电耦合,TR5 和 D_2 也同样进行充电耦合。电阻 R_5 用于限制通过 D_2 的电流,而电阻 R_3 和 R_4 用于减小漏电流的影响。由 D_1 传来的无线使 TR3 导通,TR6 的栅-源电容放电,使 TR6 截止。与此同时,TR5 截止,电 R_6 、 R_7 、 D_3 和 TR4 产生的恒定电流对 TR7 栅-源电容充电,使 TR7 导通。三极管 D_4 和 D_5 用于限制 TR6 和 TR7 的栅极过压。

由于 TR7 导通,TR6 截止,输出电压就被拉向电源的较低端。 D_6 和 D_7 是用来阻止通过 TR6 和 TR7 结构所固有的二极管导电的其它可能通路。

当输入高电平时,TR1 截止,TR2 导通。因此 D_2 导电,又使 TR5 导通。由于 TR3 截止,TR5 导通;因而 TR6 导通,TR7 截止。输出电压就被拉向电源的较高端。本电路有其如下特点:

a) 光电耦合器 D_1 、TR3 和 D_2 、TR5 使得低压逻辑电路和高压驱动电路之间保持充分的电隔离。

b) 采用 VMOS 场效应晶体管作 TR1 和 TR2,可提供高输入阻抗和低转换阈值电压,因而使本电路能与各种标准逻辑电路协调一致。

c) 由 R_6 、 R_7 、 D_3 和 TR4 构成的恒流源可使高压电源能在 $\pm 30 \sim \pm 150V$ 范围内的任何值进行转换而仍能正常工作。

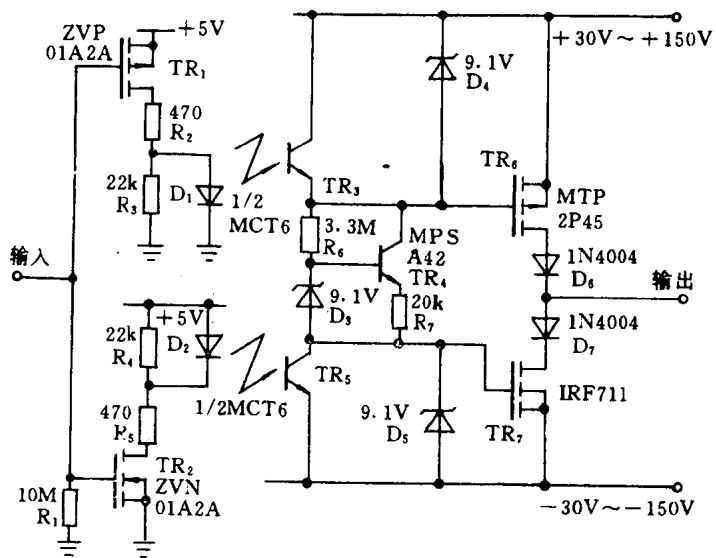


图 1 光电隔离高压驱动器

3.4 TRAIC 型光耦在 8031 后向通道接口的应用分析

焦作矿业学院 谢宝瑞

摘 要

在单片微机控制系统中,光耦器件被普遍用于隔离从通道路径而入的干扰,国产的光耦器件由于低电压小电流,故局限于在输入通道中抗干扰,对于 MOC 系列光耦器件,非但具有隔离功能,而且还可以用于输出通道作为开关元器件用,MOC 器件是美国摩托罗拉公司 80 年代产品,是新一代 IC。本文除了论述它的隔离功能外,尚对其开关功能及组成完全式固态继电器功能作一定的分析,并以实例说明 TRAIC 光耦在 8031 后向通道中的推广使用与功效。

一、MOC 系列光耦器件简介

光耦合是由发光器及光探测器两部分组成的光耦合器,第一部分是由电信号转变为光信号,由镓砷发光二极管完成;另一部分由一个光探测器接收光信号并将其转变为电信号,由于 MOC 系列的第一部分——发光器件都相同,故本系列器件仅根据三种不同的光探测器分成三类:

- 1) 光探测器为三极管(含组合三极管者);
- 2) 光探测器为二极管(含双二极管,国外称 DIAC);
- 3) 光探测器为可控硅(含双向可控硅及光控可控硅,国外称光耦-双向可控硅为 TRAIC)。

图 1 示出了光探测器为双向可控硅的光耦器件,及本系列中的 MCC3030-MCC3041,061,081 等几种器件的原理框图。

在 TRAIC 中光探测器已不是单一的双晶闸管组成,串联一个附加的零交叉电路 ZCC(Zero Crossing Circuit)。关于这部分详述见后。本文重点分析 DLAC 与 TRIAC 两类器件。

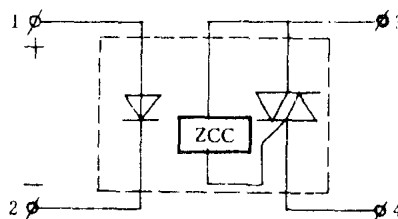


图 1

二、双二极管型(DIAC)及双向可控硅型(TRAIC)的差别

从器件结构上看,Diac 型的光探测器仅有一个多层结构的双向二极管,而过零 Traic 型中串联一个 ZCC 电路,ZCC 有二种功能:一是用于过零触发可控硅导通,二是在调功器中起零电压开关作用。前者用于触发时,要在 8031 前附加一级零交叉检测器(见图 2);而后者可直接与 8031 输出通道的逻辑接口相连(见图 3)。

TIL111 是一个晶体三极管的一般光耦器件,可用于代替脉冲变压器并与开关管组合触发

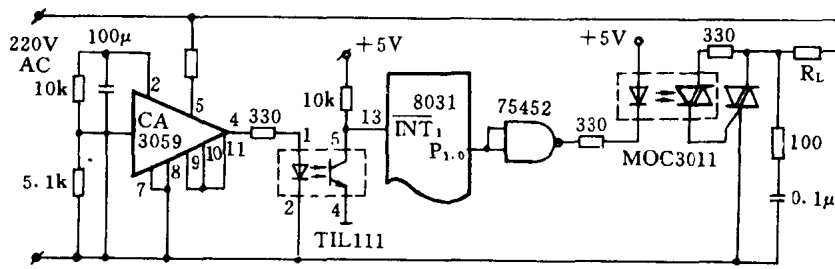


图 2

双向可控硅,也可用两个 TIL111 并联组合成过零检测器。这里的 TIL111 是为了提供在 5 端产生触发脉冲,以检测负载准确的过零点的时间,使 $\overline{\text{INT}}_1$ 端有准确的过零触发脉冲(置 0 或置 1)。由于 CA3059 是反向联接,处于常开状态,在交流电源波形过零时就发出短脉冲,脉冲使光耦器件 TIL111 发光器导通,并使光探测三极管导通。因而可使 $\overline{\text{LNT}}_1$ 置 0,反之则置 1。

CA3059 与 TIL111 配合使用后,当 8031 的 $\overline{\text{INT}}_1$ 线获低电平后,进入中断允许状态使 8031 执行中断服务程序。当然可以在中断服务程序中用一个定时器来控制图 2 中双向可控硅的开启时间。当把交流电相位角的数值编码作为定时器的初值后,定时器计满溢出时可使单片机 $\text{P}_{1.0}$ 端得正脉冲输出,并经 75452 反相后触发双向可控硅。

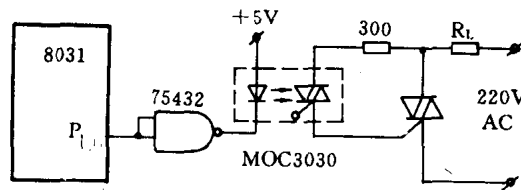


图 3

图 3 由于采用了过零双向可控硅型光耦取代了 MOC3011,避免了输入输出通道同时控制双向可控硅触发的缺陷。MOC3030 在输出通道中经与非门反相后驱动光耦 Traic,大大简化了输出通道隔离-驱动电路的结构,并使输入通道减小一级运放,如果在开关量输入情况下,还能使通道元器件减少。

三、对 8031 后向通道中采用 TRAIC 的分析

8031 应用系统的输出通道中采用光隔离 Traic 的主要特征是:

(1)当采用光耦 Traic 方案时,单片机 8031 的控制对象不必由定时器初值大小来控制与非门的输入脉冲。由于与非门直接与 I/O 的 P_1 口相联,则可运用 set 指令直接控制 P_1 口,而不必又通过中断服务程序,这样可简化控制程序。

(2)在某些实时任务多的系统中,采用图 3 所示的线路,可使时序控制系统能充分发挥作用(见后例)。

(3)MOC3030 由于采用了过零触发的集成电路,大大简化了双向晶闸管的触发结构,使

SCR 移相控制变为了实用的数字脉冲控制。这个“数字化”过程,使电子线路控制有了一定进展。

(4)MOC3030 与双向可控硅实际上组成了一个完全式固态继电器,对于一些小电流、低电压负载的对象是实用而高效的,实现了无触点控制。

(5)输入(出)通道均实现了光电隔离,防止了射电干扰。

(6)输出通道由于光耦直连逻辑元件,省去了一级 D/A 变换接口,简化了接口线路。

四、实例分析

下面以一个 8031 最小系统的实际应用为例,充分说明光耦—Traic 在系统输入(出)通道中的具体应用。8031 最小系统指由一片 8031、一片 LS373 和一片 2732 组成的单片机基本结构。

(1)图 4 是自制的水处理可编程时序控制系统在硬件结构上除了 8031 的最小系统单元外,尚有 I/O 的键盘显示系统,其译码与驱动级由 LS273 与 LS244 完成; P_2 口是输入通道口,安排了手动停车与紧急事故停车的两路输入 J_1 、 J_2 ; P_3 口选定为输出通道口,有七路显示——隔离与固态开关驱动电路,每一路分别由一个双向可控硅 BCRIAM、一个 LED 显示二极管及供 BCRIAM 触发的隔离开关 MOC-3032。各路元器件连接同图 4,不同的是选择了 P_3 口输出,而 ULN2003 中的反相器替代 75452。因为选用 2003 中的八个与非门较选用 75452 经济实惠,如图 4 中的输出七路可直接驱动小容量单相电机(如水泵、闸门等)。在水处理供水系统中,仅此一 8031 最小系统组装的可编程序时间控制器可对三台电机的几种工作状态进行编程控制,而且省去了专用的编程器、继电器与接触器…等。系统中的管理程序均由键盘上的功能键调用,使用时只需对“控制器”各路电机(或对象)的启、停工作状态一次给出“输出”状态程序即可。本控制器可控制时序为 1 秒~100 小时以内的输出时序状态。经实践运行良好、工作可靠、符合原先设计的指标要求,而且操作简便,有推广、应用价值。除此外,本控制器由于按通用时间控制器设计,故有经济与袖珍的特点。

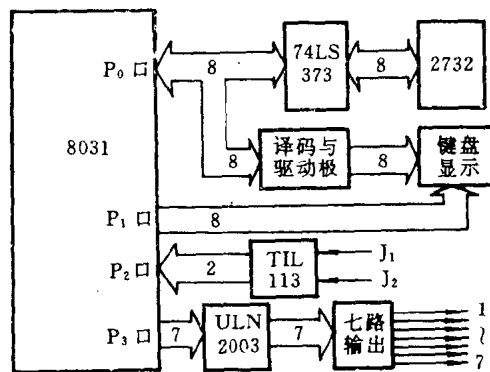


图 4 可编程时序控制器逻辑框图

(2)当输出通道双向 SCR 驱动较大负载时,可以在 MOC3041(或 3061、3081 等)后面连续触发两个双向 Traic,前者为小电流(如 K_1 , 1A 或 2A),后者为大电流(如 K_2 , 10A 以上者),如图 5 所示。

(3)当负载为可逆电机时,由一个 MOC3041 和一个双向 SCR 组成了单元固态继电器 KZ,如图 6。

从图 6(a)可看出光耦 Traic 既是隔离驱动器件,又起了集成触发 IC 器件作用。图 6(b)可

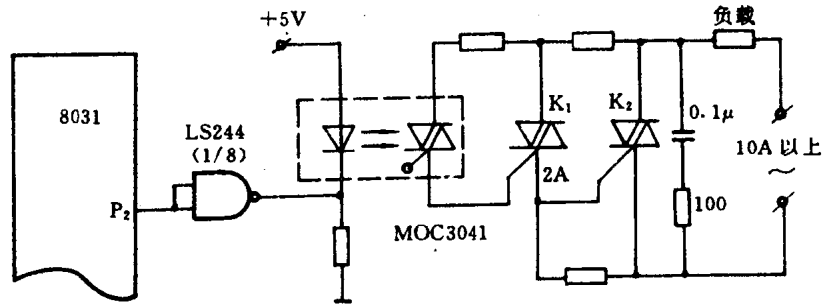


图 5

逆电机 D 由两个互为并联的 KZ_1 、 KZ_2 组成使电机回路可获得正反转磁场方向 I 与 \bar{I} 。当电机 D 磁场 I 、 \bar{I} 在 KZ_1 、 KZ_2 分别导通时,获不同极性,电机则可正、反向转动。实践证明该系统操作方便,运行可靠,固态开关 KZ 还可与加热器组合用于温度控制。

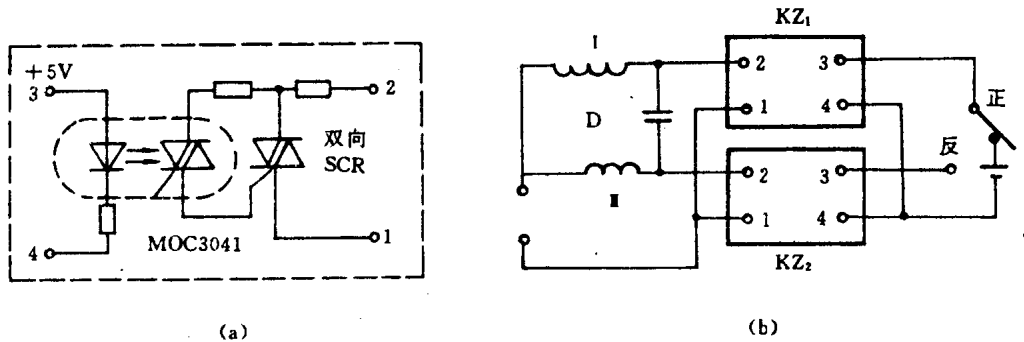


图 6 光耦 Traic 驱动电机

(a)KZ 内部结构;(b)驱动可逆调速时

五、结 语

综合光耦 Traic 器件在单片微机输出通道中的开关功能,其优点如下:

(1)应用光耦 Traic 后,能充分发挥光耦合在输入、输出间的绝缘,使彼此不发生反馈。故能隔离噪音,在不同电压等级时,仅只有简单的接口,体积小。

(2)能发挥光耦-双向可控硅组合的固态开关作用,在直接驱动计算机外设终端时,既无射频干扰(控制端功率端互不干扰),又可完成复杂的计时与程序功率开关作用。特别适用于需安静环境的场合,如医院、宇航器等;还适用于计算机控制的机械控制与过程控制中。

(3)不产生电弧,适用于易爆环境。

(4)没有噪音,可节约电能。

参 考 文 献

[1]MOTOROLA: OPTOELECTRONICS DEVICE DATA—世界著名 IC 汇集(86 续)。

[2]赵依军、胡戎:《单片微机接口技术》邮电出版社,1988。

[3]张为佐:《新型电力半导体器件原理及应用》,机械工业出版社,1982。

摘自《电气自动化》双月刊,1990 年第 4 期

3.5 GD-L 型光控晶闸管输出光耦合器

林锡珪

光耦合器具有信号传输可靠、输入输出在电气上隔离、抗干扰能力强、体积小、寿命长、只需小信号控制、并能与集成电路直接适配等特点,是各种自动化机械、程控装置、数控设备及计算机接口中作为各部分间信号传递和电气隔离的较理想器件。一般的光耦合器因其输出端所能承受的电压较低(约 30V 左右),且输出电流小,在需要工作于高电压及较大电流的场合时,往往无法直接应用。GD-L 型光控晶闸管输出光耦合器(以下简称 GD-L 光控耦合器)就是为了满足这一需要而开发的新型光耦合器件。它由红外发光二极管与小功率光控晶闸管所组成,输出端的耐压可达 400~600V,电流可达 200mA,且具有可控闸流特性。

GD-L 光控耦合器采用双列直插全塑封装,如图 1 所示。其外型及性能与国外同类产品相同,可取代日本夏普 S22MD1、S12MD1,东芝 TLP541G、TLP545J,美国莫托罗拉 H11C1、H11C2、H11C3、MOC3002、MOC3003、MOC3007 及英国 ISOCOM 公司的 H11C4、H11C5、H11C6、CNY30、CNY34、MCS2400、4N39、4N40、IS605、IS606 等产品。

GD-L 光控耦合器有 GD-L-400 和 GD-L-600 两个规格,可分别适用于对 AC110V 和 AC220V 的控制。

一、GD-L 光控耦合器的特性

其特性列于表 1、表 2。表中各参数的含义可参看本刊有关光耦合器和晶闸管的文章。

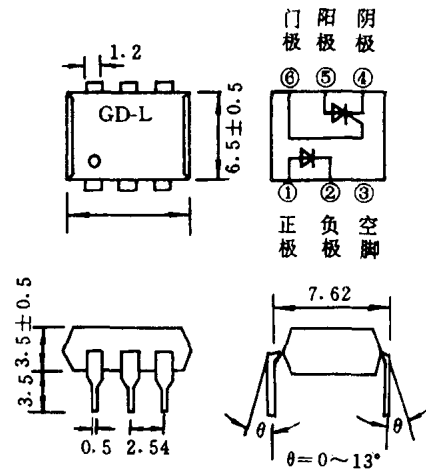


图 1 GD-L 光控耦合器外形及引脚

表 1 极限参数

($T_a = 25^\circ\text{C}$)

参数名称		符号	数值 GD-L-400/600	单位	备注
输入	正向电流	I_F	50	mA	
	反向电压	V_R	6	V	

续表

参数名称		符号	数值 GD-L-400/600	单位	备注
输出	通态电流	I_T	200	mA/ms	$R_G = 20k\Omega$
	断态重复峰值电压	V_{DRM}	400/600	V	
	反向重复峰值电压	V_{RRM}	400/600	V	
	浪涌电流	I_{SM}	2	A	50Hz, 一周波
绝缘耐压		V_{ISO}	2.5	kV	*
工作温度		T_{OPT}	-30~+100	°C	
焊接温度		T_{SOL}	260	°C	10 秒钟

* 相对湿度 $R_H = 40 \sim 60\%$, AC50Hz, 1 分钟。

表 2 电气特性 (Ta=25°C, R_G=20kΩ)

参数名称	符号	条件	数值 GD-L-400/600			单位	类别	
			MIN	TYP	MAX			
输入	正向电压	V_F	$I_F = 10mA$	—	1.1	1.3	V	JS
	反向电流	I_R	$V_R = 6V$	—	—	10	μA	
输出	断态重复峰值电流	I_{DRM}	$V_{DRM} = 220V$	—	—	1	μA	
	反向重复峰值电流	I_{RRM}	$V_{RRM} = 220V$	—	—	1	μA	
	通态电压	V_T	$I_T = 200mA$	—	—	1.4	V	
	维持电流	I_H	$V_D = 6V$	—	0.3/0.2	1	mA	
	临界断态电压上升率	dv/dt	$V_{DRM} = 220V$	3/5	—	—	V/μs	
传输特性	触发电流	I_{FT}	$V_D = 6V R_L = 100\Omega$	—	—	15/10	mA	JS
	绝缘阻抗	R_{ISO}	DC500V RH=40~60%	—	10^{11}	—	Ω	C
	导通时间	t_{ON}	$V_D = 6V R_L = 100\Omega I_F = 30mA$	—	20	—	μs	

注：“JS”为必测参数，“C”为参考参数。

二、应用线路举例

1. 小功率高压开关

图 2 为自锁式小功率直流高压开关的线路。当输入端有电流流过发光管时,发光管发出红外光,使光控晶闸管受光触发而导通,接通负载。此后即使撤去输入信号,由于光控晶闸管的闸流特性,输出端将一直保持导通。只

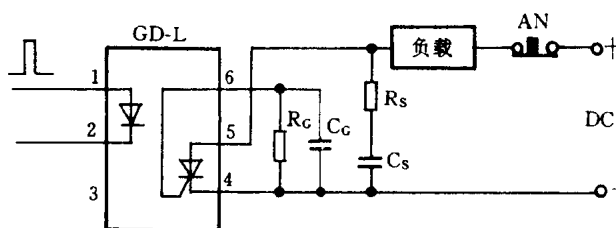


图 2 自锁式小功率直流高压开关

有按下按钮 AN 断开电路,才能使光控晶闸管恢复断态。 R_G 、 C_G 用以减小干扰,并可改善器件的临界断态电压上升率。但它们的接入会使触发灵敏度有所下降,通常可取 R_G 为 $20k\Omega$, C_G 为 $0.01\mu F$ 。 R_S 、 C_S 组成一般的阻容吸收回路,对光控晶闸管起保护作用。

图 3(a)为半波小功率高压开关的线路。当 V_{IN} 为高电平时,IC 输出为低电平,发光管导通而发光,从而在交流正半周时可触发光控晶闸管导通而接通负载。

图 3(b)是在图 3(a)基础上增加整流全桥,成为全波整流小功率高压开关。

2. 驱动大功率单向或双向晶闸管

图 4(a)为驱动大功率单向晶闸管的线路,可用于半波控制。 R_2 为触发电阻,当光控晶闸管被触发导通后,取 R_2 两端电压加到大功率晶闸管的门极和阴极之间,使其触发导通。 R_3 为限流电阻,用以限制光控晶闸管的通态电流,防止 C_S 的放电电流损坏光控晶闸管。

图 4(b)为驱动大功率双向晶闸管的线路,可用于全波控制。

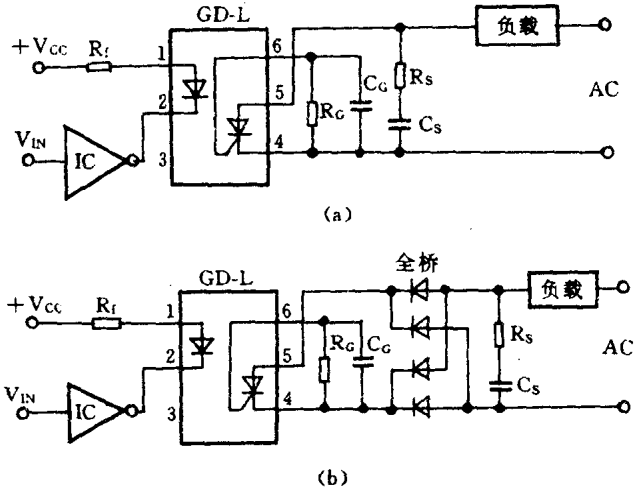


图 3 半波与全波小功率交流高压开关

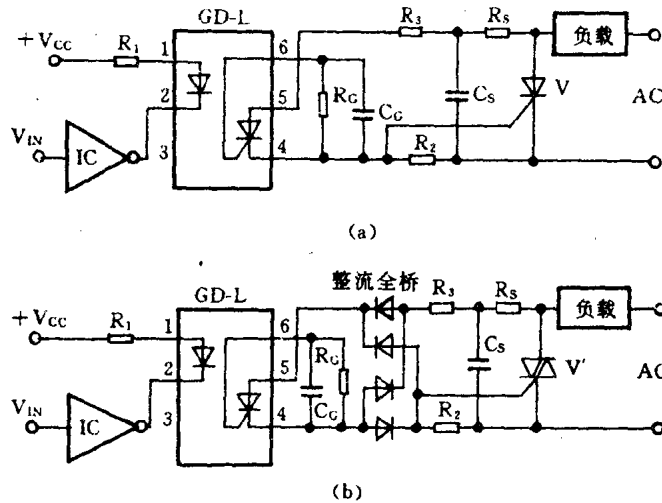


图 4 大功率晶闸管驱动电路

3. 构成大功率过零触发型固态继电器

图 5 为大功率交流过零型固态继电器线路,它具有过零触发的特性。即只有当交流电源电压在过零区时,输出端才可能被触发导通。所谓过零区并不是指交流电压过零的瞬间,通常是指交流电压瞬时值为 $\pm 10 \sim \pm 25V$ 范围的区域。

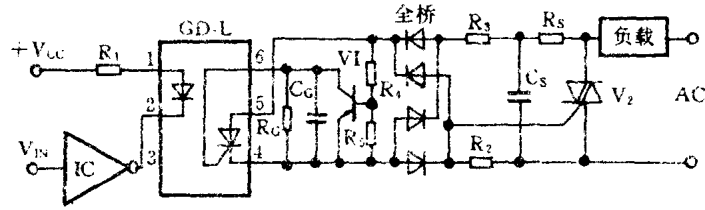


图5 大功率交流过零固态继电器

摘自《无线电》月刊,1990年第6期

3.6 用于晶闸管过零触发的几种方式

苏州电器一厂 施涛昌

目前晶闸管功率调整装置在诸如温度控制等场合,正在越来越多地被采用。过零触发则是在交流电压(电流)过零时触发晶闸管,负载上得到的是完整的正弦波电压(电流),克服了移相触发造成的负载电压(电流)波形畸变。因此,零触发交流开关的应用日益广泛。我们通过长期的生产实践,总结了一些如何取得过零触发脉冲的方法,现介绍如下:

一、采用专用集成比较器的过零检测器

这种过零检测电路如图1所示,可作为同步脉冲发生器,电路的输出为正极性单脉冲。 IC_1 为比较器,设定基准电压为0进行比较,由于比较器开环增益很高,可以进行准确的零点检测。如果输入信号在零点附近有微小的干扰,则输出电压会出现相应的抖动(起伏),为使电路工作稳定,通常施加一定的滞后电压(正反馈)。 IC_1 作为集电极开路输出时,其滞后电压由电阻 R_1 、

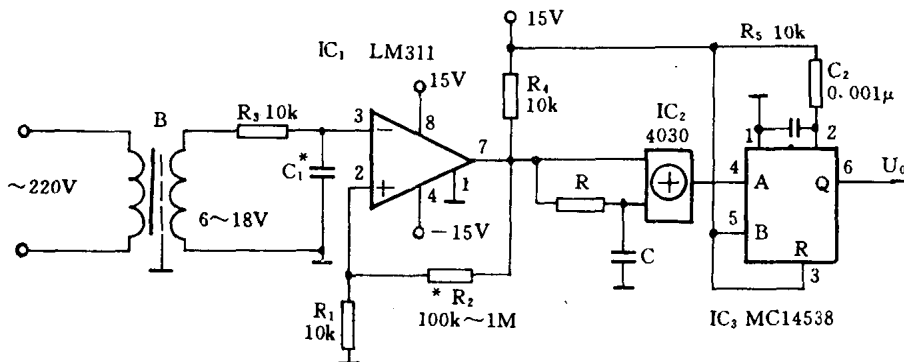


图1 专用集成比较器的过零检测电路

R_2 分压获得。滞后电压高,有利于工作稳定,但会增加误差,可根据需要,在输入回路增加去除噪声的滤波器(R_3 、 C_1)。

IC_3 为高精度单稳态多谐振荡器。触发信号从A端输入,利用脉冲上升沿触发,此时其B、 \bar{R} 端接高电平,从Q端输出正极性脉冲。当输入信号从正变负或从负变正过零点时, IC_1 的输出将发生正负跳变,该跳变信号一方面直接送到异或门 IC_2 的一端,另一方面经RC微分电路,对正负脉冲两边进行微分后送到另一端,使 IC_2 输出为一正向脉冲,触发后级单稳电路翻转,送出正极性过零脉冲,脉冲宽度为 R_5C_2 ,与电源电压无关。微分电路RC的时间常数应比输入信号的周期短。输入变压器采用屏蔽层,以增强电路抗干扰的能力。

二、利用运放或比较器产生过零脉冲

电路如图 2 所示。利用单电源运放或比较器(如 SF324 或 SF339),可方便地产生所需的正极性或负极性过零脉冲。输入信号通过变压器 B、整流桥 ZL、产生全波整流脉冲,经电阻 R_1 送到限幅二极管 D_2 ,从运放输出端送出负极性过零脉冲。电阻 R_1 是泄放电阻,电源经电阻 R_3 、 R_4 分压,给运放反相端一个阈值电压,电源从二极管 D_1 取出,电容器 C_1 、 C_2 及变压器屏蔽层都是为了增强电路抗干扰能力。

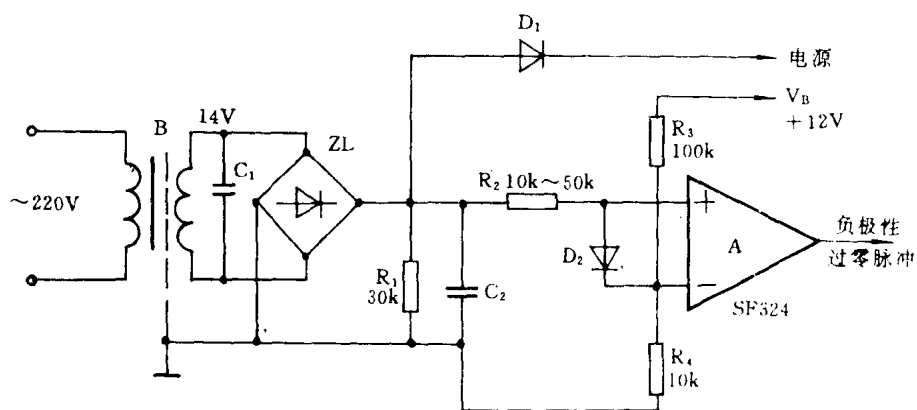


图 2 单运放或比较器组成的过零检测电路

这个电路的外围电路不变,只要更换运放正负两个输入端,就能从运放输出端产生正极性过零脉冲。

三、直接从三相电网取出过零脉冲

从三相电网取出过零脉冲,一般要利用三个变压器。图 3 是直接从三相电网取出过零脉冲的电路,它省去了变压器。由电网直接引出相电压,经电阻 R_1 和两个反向串联的稳压管 DW_1 、

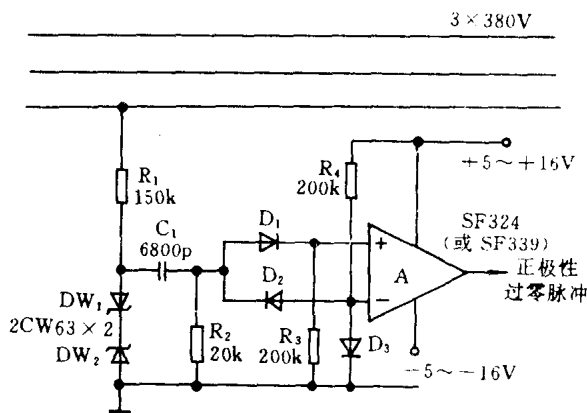


图 3 从三相电网中取过零脉冲

DW₂ 双向限幅后,得到一串正负极性的方波。与全波整流信号不同,从方波不能得到通常所要求形状的过零脉冲,因此,需使方波经 C₁、R₂ 微分电路,产生的正尖脉冲经二极管 D₁ 送到运放正端,而负尖脉冲经二极管 D₂ 送至运放负端,从运放输出端给出过零正脉冲。

采用四运放或四比较器,组成 3 个如图 3 形式的电路,就可以从三相电网取出三个过零脉冲。该电路成本低,性能可靠。

图 3 电路的原理可以移植到晶体管电路中。图 4 就是利用这个原理直接从单相电网取出过零脉冲的晶体管电路。

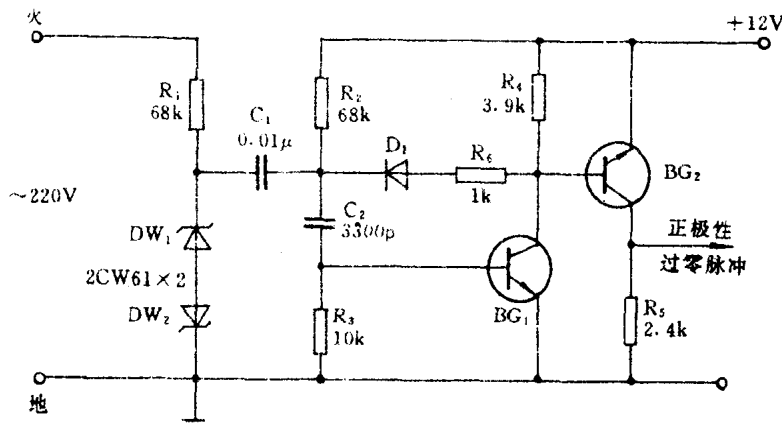


图 4 单相电网中过零检测晶体管电路

从电网火线经电阻 R₁ 和两个反向串联的稳压管 DW₁、DW₂ 取出正负极性方波。从微分电路 C₂、R₃ 取出正极性微分脉冲,经三极管 BG₁、BG₂ 两级放大,从 BG₂ 集电极取出正极性过零脉冲。负极性微分脉冲经二极管 D₁ 和电阻 R₆ 加到 BG₂ 基极,经 BG₂ 放大,可取得正极性脉冲。此电路的特点是简单可靠,可以与电网共用地线,但在应用时要注意区别火线和地线,绝对不许混淆。

四、 直接从电网取出过零脉冲

电路如图 5 所示。从整流桥 ZL 取出全波整流电压,经电阻 R₂ 和稳压管 DW₁ 一次限幅

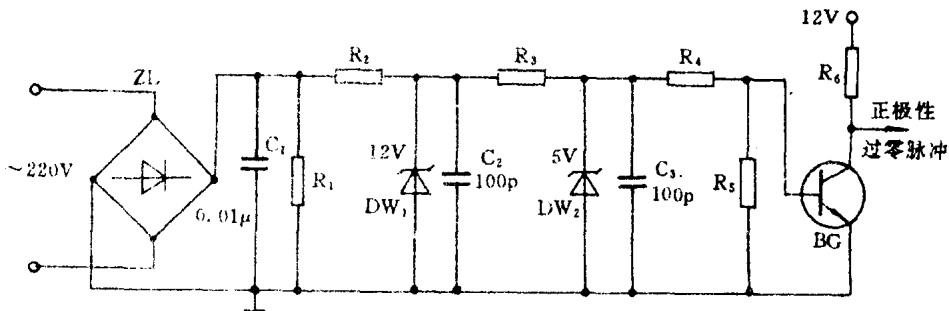


图 5 直接从电网中取过零脉冲

后,再经电阻 R_3 和稳压管 DW_2 二次限幅,送到三极管 BG 进行放大、倒相,从其集电极取出正极性过零脉冲。 R_1 为泄放电阻。考虑到电网可能出现强干扰信号,因此本电路采用两级限幅,并用电容器 C_1 、 C_2 和 C_3 滤波。

该电路的特点是,产生的过零脉冲与电网没有相移,有较强的抗干扰能力。但须特别注意,单相电网的地线与火线不能与本电路的地线相连。

摘自《电子技术》月刊,1990年第5期

3.7 固 态 继 电 器

湖南省广播电视研究所 邬惠林 王珂珂

固态继电器(SSR)是采用固体元件组装而成的一种无触点开关器件,是80年代进入实用阶段的一种新技术产品。它具有工作可靠、驱动功率小、无触点、无噪声、抗干扰、开关速度快、寿命长等特点。因为能与TTL、HTL、CMOS等数字电路相兼容,因此它的应用领域十分广泛,如用于计算机I/O接口,防爆场合,自动控制等领域。

一、 固态继电器分类

(1) 以负载电源类型可分为交流固态继电器(AC-SSR)和直流固态继电器(DC-SSR)。AC-SSR以双向可控硅作为开关元件,DC-SSR以功率晶体管作为开关元件,分别用来接通或分断交流或直流负载电源。

(2) 以控制触发形式可分为过零触发型固态继电器和随机导通型固态继电器。当控制信号输入后,过零触发型总是在交流电源为零电压附近导通,导通时,干扰很小,一般用于计算机I/O接口等场合;随机导通型则是在交流电源的任意状态(指相位)上导通或关闭,但在导通瞬间可能产生较大的干扰。

(3) 以开关触点形式可分为常开式固态继电器和常闭式固态继电器二种。常开式当其输入端加信号时,输出端接通,常闭式则反之。

(4) 以安装形式可分为装配式固态继电器(A、N型)、焊接型固态继电器(C型)、插座式固态继电器(F、H型)。装配式可装在配电板上,当通断容量在5A以上时需配散热器。焊接式可以印刷电路板上直接焊装。

二、 固态继电器的原理

AC-SSR为四端器件,二个输入端、二个输出端。DC-SSR为五端器件,二个输入端、二个输出端、一个负端。输入输出间采用光电隔离,没有电气联系。输入端仅要求很小的控制电流,输出回路采用双向可控硅和大功率晶体管接通或分断负载电源。固态继电器的基本原理框图如图1所示。

1. 随机导通型 AC-SSR

如图2(a)所示:GD为光电耦合器,它把输入输出从电气上隔离开, T_1 为放大器,SCR和BR用来获得使双向可控硅BCR开启用的双向触发脉冲, R_0 和 R_4 为限流电阻, R_4 亦为SCR的负载, R_3 和 R_5 为分流电阻,分别用来保护SCR和BCR, R_5 和C组成浪涌吸收网络,BR为双向整流硅桥。

当输入端加上信号时,GD饱和, T_1 截止,SCR导通。在BCR的控制极上就会得到从 $R_4 \rightarrow BR \rightarrow SCR \rightarrow BR \rightarrow R_5$ 以及反方向的触发脉冲,使BCR导通,负载接通。

当输入端信号撤除后,GD截止, T_1 饱和,SCR截止,但此时BCR仍保持导通,负载仍有

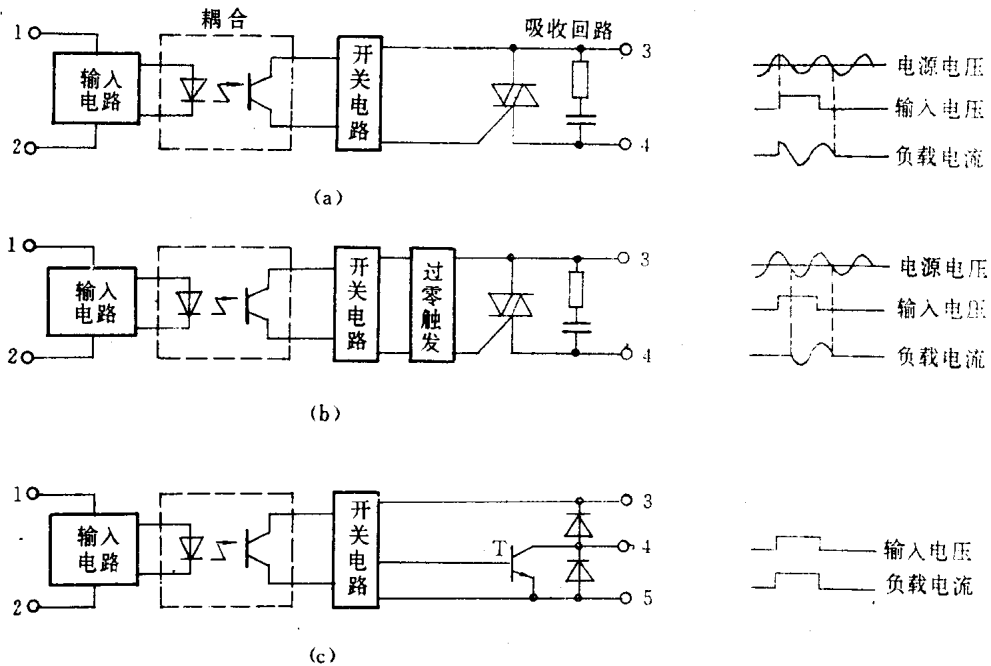


图1 基本原理框图

(a)随机导通型 AC-SSR; (b)过零触发型 AC-SSR; (c)DC-SSR

电流通过,直到负载电流随着外部电压减小到小于双向可控硅的维持电流为止。

2. 过零触发型 AC-SSR

如图2(b)所示。首先说明,所谓过零并非真的是在 $0V$ 处,而是一般在 $\pm 10 \sim \pm 25V$ 区域内,因为开关电路需要供电。 R_5 、 R_4 、 T_2 组成过零电压检测电路。只要适当选择分压电阻 R_4 和 R_5 ,使在SCR二端电压超过过零电压值时, T_2 饱和;反之则 T_2 截止。 T_1 和 T_2 组成与门电路,即输入信号总是在交流电压为零附近方能使SCR导通,接通负载,实现过零触发。

其它工作内容与前面随机导通型 AC-SSR 的相同。

3. DC-SSR

如图2(c)所示。GD为光电耦合器, T_1 为放大器, T_2 为大功率晶体管, D_1 、 D_2 为保护二极管。当输入端加上信号时,GD饱和, T_1 截止, T_2 饱和导通,负载接通;反之则 T_2 截止,断开负载。

三、 固态继电器的主要特点及参数

(1) 光电隔离的输入驱动电流仅几毫安,与TTL、HTL、CMOS等数字电路相兼容。输入输出及底壳之间的绝缘耐压高于 $2kV$ 。

(2) 应用范围广

交流: 大功率 $1 \sim 40A$,电网电压 $110 \sim 380V$ 。

直流: 电流 $1 \sim 5A$,负荷电压 $3 \sim 50V$ 。

(3) 无触点,无动作噪声,无火花干扰,耐振动,寿命长,抗干扰,开关速度快。

(4) 胶木壳密封结构,耐潮,耐腐蚀,适宜于防爆场合。

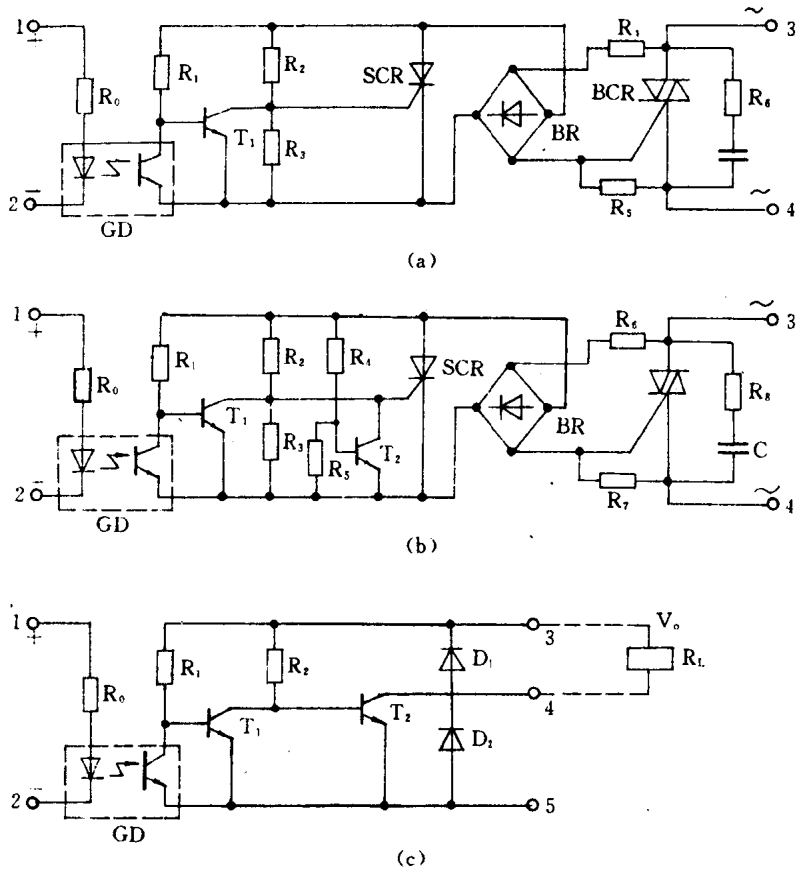


图2 固体继电器的内部结构

(a)随机导通型 AC-SSR；(b)过零导通型 AC-SSR；(c)DC-SSR

(5) 固态继电器与普通继电器相比的最大缺点是无辅助“触点”。
 固态继电器的参数见表 1。

表 1 上海生产的固态继电器的参数

产品型号	GTI-2.5AP(交流)	GTJ-1DP(直流)
开关电流	2.5A	1A
开关电压范围	30~220V	24V
控制电压	3~30V	0~30V
控制电流	<30mA	3~30mA
断态漏电流	<5mA	10 μ A
通态压降	1.8V	1.5V
过零电压	$\pm 15V$	
开通时间		200 μ s

续表

产 品 型 号	GTJ-2.5AP(交流)	GTJ-1DP(直流)
关断时间		1ms
绝缘电阻	$10^9\Omega$	$10^9\Omega$
外形尺寸	$33 \times 25 \times 14\text{mm}^3$	$33 \times 25 \times 14\text{mm}^3$

四、SSR 已经应用的领域

- (1) 计算机外围接口装置;
- (2) 数控机床,遥控及保护系统;
- (3) 大功率可控硅触发;
- (4) 井下防爆电器开关;
- (5) 信号灯、闪烁器、灯光交换控制装置;
- (6) 复印机及光照;
- (7) 霓虹灯、白炽灯及舞台灯控制;
- (8) 电动机控制;
- (9) 中间继电器、电磁阀门控制;
- (10) 演播厅机器的无声开启;
- (11) 耐潮、耐腐蚀场合电器控制,等等。

五、SSR 应用电路图例

- (1) 用 CMOS、TTL、HTL 驱动固态继电器电路,见图 3(a),
- (2) 用 CMOS、TTL、HTL 驱动固态继电器电路(反相),见图 3(b);
- (3) 井下用固态继电器控制大功率三相交流电动机电路(防爆),见图 3(c);
- (4) 用固态继电器驱动大功率负载电路,见图 3(d,e)。

六、使用固态继电器注意事项

- (1) 使用固态继电器时,切忌负载二端短路,以免造成永久性损坏。
 - (2) 如果环境温度高,选用固态继电器时必须留有余量。
 - (3) 当用固态继电器控制感性负载时,应接上氧化锌压敏电阻起保护作用。
 - (4) 固态继电器内部一般有 $5 \sim 10\text{mA}$ 漏电流,因此不宜用它直接控制很小功率的负载。
- 目前,除进口固态继电器外,国内已有北京、上海、长沙、深圳、浙江等地厂家投产,固态继电器方兴未艾,前景良好。

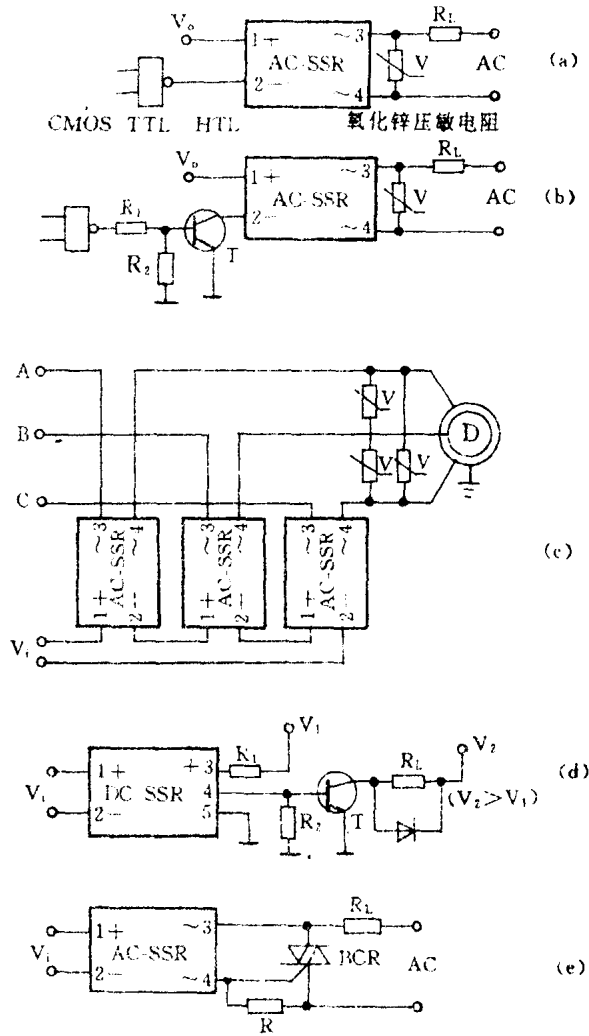


图3 SSR应用电路

3.8 固态继电器在交流电子开关中的应用

西安自动化仪表二厂 王广西

固态开关,又名固态继电器(SSR),是一种由固态电子元器件组成的新型无触点电子开关器件,它利用分立元件、集成器件及微电子技术,实现了控制回路(输入)与负载回路(输出端)之间的电隔离及信号耦合,可达到无触点,无火花接通和断开电器的目的。因此,又称为“无触点开关”。本文应用固态继电器作交流电子开关,用它来控制单相、三相电动机的无触点运转,取得了成效。

一、 固态继电器原理和结构

固态继电器按使用场合可分交流型和直流型。在交流中又分为过零型和非过零型两种,它们之间主要区别在于负载端交流电流导通的条件不同。非过零型当加上输入信号时,不管负载电源电压处于任何相位状态下,负载端立刻导通,而过零型当输入信号加上后,必须等到电源电压过零时才能导通。

下面以交流型为例来说明其工作原理。

SSR 一般为四端组件,其中两端为输入端,另两端为输出端。其工作原理框图如图 1 所示。

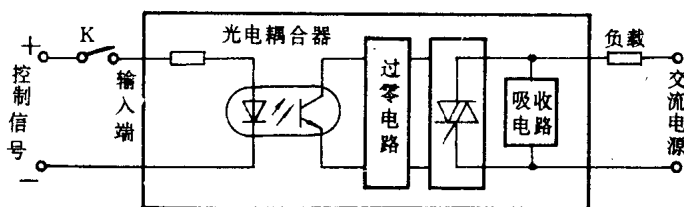


图 1 SSR 工作原理框图

在输入端加一控制信号,就可以控制输出端的“通”和“断,实现“开关”功能。其中耦合电路是以光电耦合器作为输入、输出间的通道,又在电气上实现电隔离,以防止输出端对输入端的影响。过零电路保证在输入信号和开关器件两端电压在过零瞬间触发开关器件实现通、断动作,减少了开关器件带电(压)动作所产生的干扰和污染。吸收回路由 R、C 组成,它是为了防止电源中带来尖峰电压、浪涌电流对开关器件的冲击和干扰而设的。非过零型与过零型的关断条件是相同的,即在输入信号撤掉后,电源电流过零时才被关断。

SSR 的输出器件可分为双向可控硅和单向可控硅双只反并联形式。在感性负载中如电机,其静态电压上升率 dv/dt 是一个重要参数。由于单向可控硅的静态电压上升率($200V/\mu s$),大大高于双向可控硅的换向指标($10V/\mu s$),所以,若采用两只大功率单向可控硅反并联代替双向可控硅,一方面改变了电流的分配关系,改善了导热条件,提高了输出功率;另一方面

也提高了耐浪涌电流的冲击能力,增强了可靠性。因此,这种 SSR 称为增强型固态继电器。

SSR 的结构形式有三种:①印刷电路板型(开关电流容量小);②面板型(并关电流容量大);③插件型。

二、 固态继电器主要性能特点

- (1) 低噪声:过零型 SSR 关断和导通均处于过零区,具有最小的无线电干扰和电网污染。
- (2) 可靠性高:因无可动部件,是全封闭型封装,可靠性高,耐冲击振动,耐潮湿防腐蚀,寿命长。
- (3) 承受浪涌电流大:一般达额定值的 6~10 倍。
- (4) 驱动功率小:驱动电流仅需 10mA 左右,所以便于与 TTL、CMOS 等集成电路连接,无需另加接口电路。
- (5) 对电源电压适应能力强:一般低于电源电压 20% 能正常工作。
- (6) 抗干扰能力强:由于输入、输出间采用电隔离,能排除强电干扰噪音和浪涌电流对输入端造成的干扰。由于在输出端附加了吸收回路,有效地减少了 dv/dt 和 di/dt 所引起的 SSR 误导通。
- (7) 绝缘耐压高:输入、输出间的绝缘耐压可达 2.5kV 以上。

三、 SSR 在交流电子开关中的应用

用 SSR 组成的单相或三相交流电子开关完全可以取代由分立元器件组成的电子开关。因此开关控制单相、三相伺服电机可逆运转。下面介绍其工作原理及其应用注意事项。

1. 单相伺服电机可逆运转控制

单相伺服电机可逆运转控制原理图如图 2。开关 K 分别置于 I 和 II 时,伺服电机分别为正、反转,R、C 为外加吸收电路,在大功率电机负载时,应再加压敏电阻 V。该电路应用好坏关键在于选用固态继电器的额定电压参数。根据图中电机电容 C 回路的性质可知,当 SSR₁ 或 SSR₂ 中任何一个关断时,其负载端电压为交流电源电压的 2 倍左右。所以,在此情况下,选用 SSR 额定电压大于或等于使用电源电压的 2 倍,此时,换向时间必须有 30ms 以上的延时。

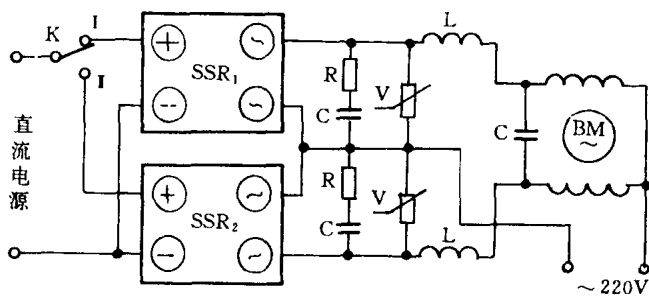


图 2 单相伺服电机可逆运转控制线路

2. 三相伺服电机可逆运转控制

以往控制三相电机的正反转的主回路,都是用双向可控硅组成。其最大缺点是,要求有三路触发信号,并且触发信号应与主回路的电源电压同步。因此控制线路复杂、体积大、器件多、可靠性差。而用 SSR 组成的控制线路使得主回路和触发电路简单、性能可靠,如图 3 所示。当开关 K 置 I 时,电动机正转;当开关 K 置 II 时,电动机反转。其工作波形图如图 4 所示。

从工作波形图可知,当输入端加入触发信号时,SSR 都是在三相电源电压过零时导通,使

负载上的电压与电源电压相位同步。当输入端触发电压为零时,负载电流并不立即为零。此时如立即加上反向触发信号,必将造成主回路间短路,这是控制三相电机可逆运转必须注意的问题。因此,必须设置电机换相操作延时电路,以保证 SSR 电流自然过零关断后,再响应开通的 SSR 输出触发信号。负载的性质不同,延时的长短也不一样,对感性负载一般约为 60~70ms。

除上述应用之外在选用固态继电器 SSR 时必须注意以下问题。要考虑电机浪涌电流的持续时间对 SSR 的影响,故选择规格时要有充分的电流余量。又由于可控硅的关断条件是电流过零,而感性负载上的电压与电流不同相,在

SSR 关断时将造成很高的电压上升率,因此,作为电机控制的 SSR 应选用增强型固态继电器。表 1 是北京先锋公司电子厂产品性能特点,并有推荐使用实验数据。

在本文论述中,触发信号都以直流电源和开关代替。如果用集成电路组成电子开关替代触点开关,就可以组成全无触点的交流电子开关。

本文介绍的两种交流电子开关,三相比单相使用较复杂,因此要正确地选用 SSR 的额定电压和电流。由于 SSR 的电流容量随工作环境温度的升高而下降,故使用时要注意 SSR 的温升,必要时要加散热片。使用 SSR 严禁负载短路,否则损坏,故要求设置过流、过压和缺相等保护措施。

表 1 增强型 SSR(HS 系列)性能

性能 型号	单向硅有效电流值 (A)	最大纯电阻连续负载电流 (A)	推荐使用三相电机功率 (kW)
HS216/316	12	16	1.2 以下
HS230/330	25	30	2.2 以下
HS250/350	40	40(K 式)50(F 式)	4 以下
HS260/360	55	40(K 式)60(F 式)	7.5 以下

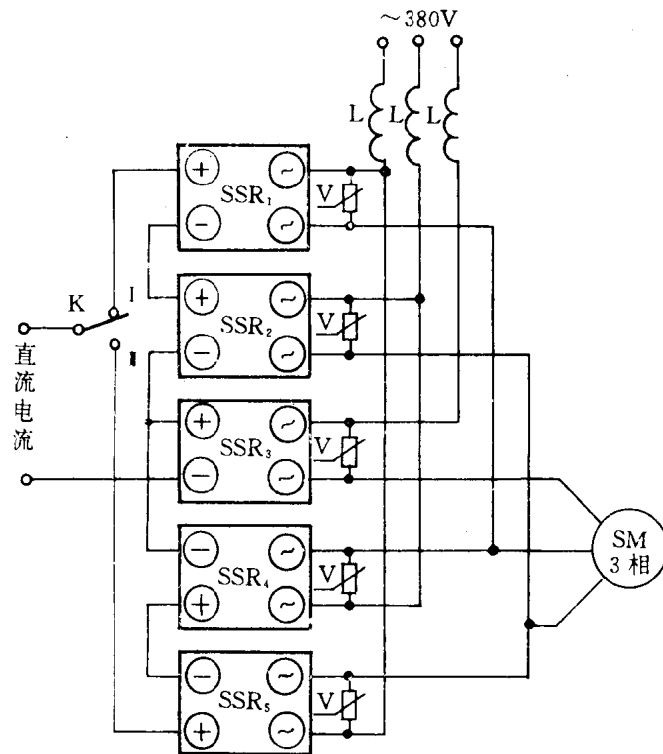


图 3 三相伺服电机可逆运转控制线路

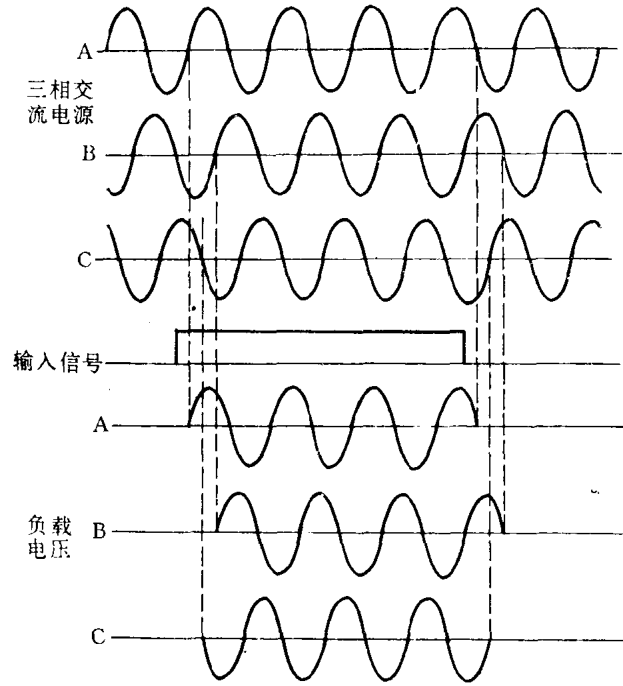


图4 工作波形图

3.9 JCG 型参数固态继电器

伍占禧

参数固态继电器(以下简称 PSSR)是在固态继电器的基础上由我国自行研制成功的一种新型固态继电器。由于它能接受多种电参量的控制,因而比一般的固态继电器有着更加广泛的用途。它可运用于微型计算机(特别是 1.5V 到 3V 低压供电的微型计算机)、电子电路和电桥电路等处,实现接口有隔离的驱动交流工频大容量负载;可以直接和热敏、湿敏、磁敏、光敏等各种敏感元件构成自动控制系统;还可以与各种低功耗电子电路及其它需要无源、负功率操作的自动控制系统连接,构成完备的整机电路。

一、外形与结构

国产 JCG 型参数固态继电器的外形见图 1(a),由于管脚排列采用单列 6 脚形式,因此适合安装在印刷电路板上。它的底部装有金属散热板,当工作在大电流情况时,可方便地安装在散热器上。图 1 中有 PSSR 电路符号,在此图上直接标明了各引脚的功能名称。

其中

- 引脚 1:有源驱动端(正功率驱动端)
- 引脚 2:高无源电阻驱动或负功率驱动端
- 引脚 3:低无源阻抗驱动端
- 引脚 4:公共端
- 引脚 5、6:输出端“触头”

图 2 为 JCG 型 PSSR 的内部电路方框图。其中无触点开关是由单向或双向可控硅组成的,它接受触发电路送来的与交流电网同步的触发脉冲。由同步调制电源供电而工作的间歇振

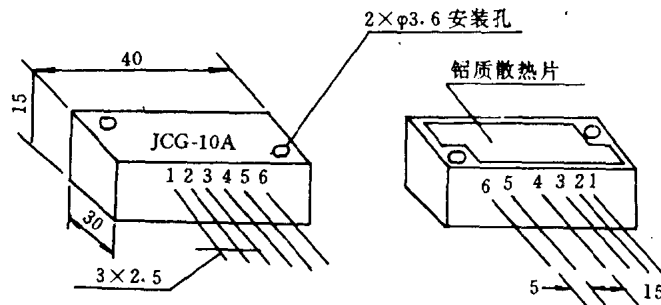


图 1 JCG 型 PSSR 的外形及引脚

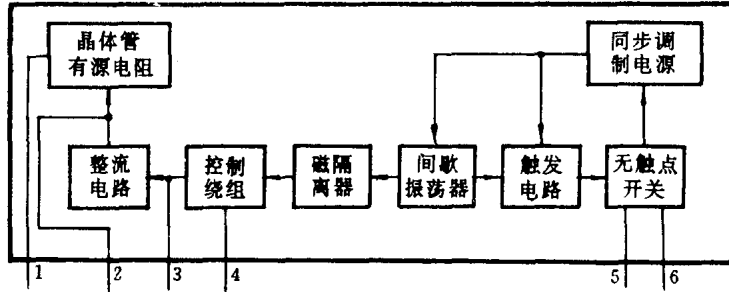


图 2 内部电路方框图

荡器产生一串串脉冲群,该脉冲群中每一个脉冲的宽度都受到经磁隔离器隔离的控制绕组的控制,而内部的整流电路、晶体管有源电阻以及低无源阻抗驱动端共同确定并控制着控制器绕组的状态。当控制绕组中流过较大的退磁电流时,间歇脉冲振荡器产生的脉冲宽度变窄,从而不能触发无触点开关,使输出端“触头”断开,反之则输出端“触头”闭合。

二、特点与参数

1. 作继电器使用时有极高的灵敏度

它的驱动功率很小,约 $2\mu\text{W}$ 左右,因此能被微型计算机以及低压 CMOS 电路的逻辑电平所驱动。

当控制端接入 PSSR 的 1、4 脚时为有源驱动,这与一般常闭型继电器的操作情况相同,即有电流从 1 脚流入,输出端触头断开,无电流流入时,输出端“触头”闭合。

2. 含高无源电阻和低无源阻抗的无源驱动功能

电子元器件可分为有源和无源两大类。晶体管、集成电路、电子管等为有源器件,而电阻器、电感器、电容器以及某些敏感元件(如热敏感阻)等都是无源元件。在 PSSR 的驱动端连接上无源元件时,当这些无源元件的阻值在一定范围内改变,而引起 PSSR 的输出端“触头”切换的驱动方式称为无源驱动。

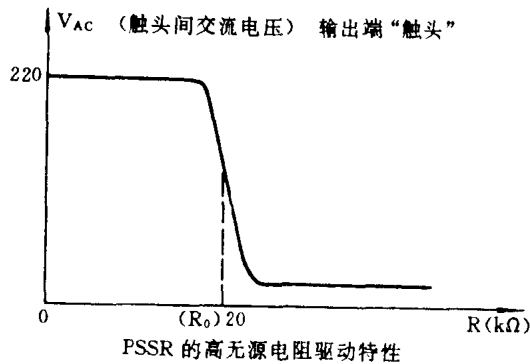


图 3 PSSR 的高无源电阻驱动特性

JCG 型 PSSR 的 2、4 脚只能外接纯电阻型敏感元件,其驱动切换点的电阻值——驱动门限值 R_0 较大,常在 $20\text{k}\Omega$ 以上,因此 2 脚称为高无源电阻驱动器。驱动特性见图 3 曲线。

JCG 型 PSSR 的 3、4 脚可以外接阻抗型(包括纯电阻、纯电感、纯电容)的敏感元件。其驱动切换点的阻抗值——驱动门限值 Z_0 较小,常在 $1\sim 2\text{k}\Omega$ 之间,因此 3 脚叫做低无源阻抗驱动端。

我们把高无源电阻驱动和低无源阻抗驱动统称为零功率驱动,因为这两种驱动方式都不需要向 PSSR 的控制端注入功率。

3. 负功率驱动功能

JCG 型 PSSR 的 2、4 脚有一个约 3 伏的直流输出电压,该电压向外接的微功耗电路提供一个很小的工作电流,由于该电流远小于使 PSSR 输出端“触头”切换的电流值——负功率驱动门限电流值 I_0 ,因此 PSSR 的输出端 5、6 脚端电压为零,相当于“触头”是闭合的。如果由于外接的微功耗电路的输出状态变化,使得它从 PSSR 的 2、4 脚吸入的电流大为增加,以至超过负功率驱动门限值电流 I_0 ,这时 PSSR 的输出端 5、6 脚端电压等于电源电压,相当于“触头”断开。我们把这种继电器的控制端向外送出功率进行操作的方式称负功率驱动。

JCG 型 PSSR 的主要技术指标如下:

- (1) 输出端额定工作电压($U_{5,6}$)为交流 220V ;
- (2) 输出端额定工作电流($I_{5,6\text{max}}$)为 1、5、10、20A 等系列;
- (3) 通态压降($U_{5,6}$): $\leq 2\text{V}$ ($I_{5,6}=1\text{A}$ 时,为 3 伏);
- (4) 正功率驱动电压($U_{1,4}$)为 $1\sim 100\text{V}$ (直流);
- (5) 正功率驱动电流($I_{1,4}$)为 $2\sim 500\mu\text{A}$;
- (6) 零功率驱动:
 - (a) 高无源电阻驱动端门限阻值(R_0)为 $10\sim 100\text{k}\Omega$
 - (b) 低无源阻抗驱动端门限值(Z_0)为 $0.5\sim 10\text{k}\Omega$;
- (7) 负功率驱动端开路输出电压(U_0)为 $3\pm 0.5\text{V}$;
- (8) 负功率驱动端输出电流门限值($I_{02,4}$)为 $20\sim 200\mu\text{A}$;
- (9) 控制端与输出端电隔离;绝缘电阻 $\geq 100\text{M}\Omega$ 。

3.10 JCG 型参数固态继电器的应用

伍占禧

一、基本使用方法

PSSI 的外形及管脚功能请参看 3.9《JCG 型参数固态继电器》一文中图 1 及说明。

本文中图 1(a)(b)(c)(d) 电路所示是国产 JCG 型 PSSI 的几种最基本使用方法。

图 1(a) 电路是正功率驱动的应用。当低压 CMOS 逻辑电路 (1.5~3V 供电) 的输出端为低电平时, 没有电流送入 PSSI 的有源驱动端 1 脚, 因此输出端“触头”5、6 脚闭合, 当为高电平时, 有一个大于 $2\mu\text{A}$ 的电流送入 PSSI 的有源驱动端 1 脚, 输出端“触头”5、6 脚断开。

图 1(b) 电路是无源驱动功能外接微电接点型传感器的应用。当微电接点 S 断开时有一个无穷大的电阻跨接在 PSSI 的无源驱动端 3 脚和公共端 4 脚上, 输出端“触头”5、6 脚闭合, 当微电接点 S 闭合时有一个很小的电阻跨接在 PSSI 的无源驱动端 3 脚和公共端 4 脚上, 输出端“触头”5、6 脚断开。如果微电接点 S 的接触电阻较大时 (大于数千欧) 则应选用 PSSI 的高无源电阻驱动端 2 脚才能正常工作。

图 1(c) 电路是无源驱动端外接变电阻型敏感元件的应用。当光照较强时光敏电阻的阻值

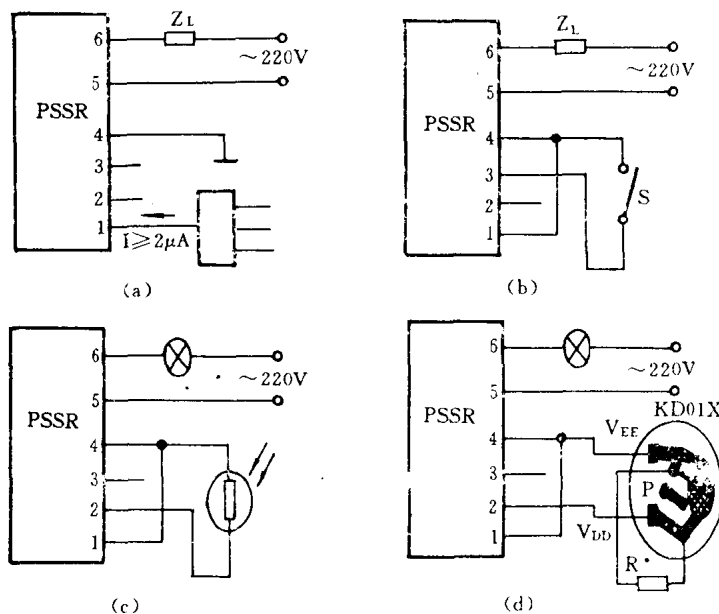


图 1 JCG 型 PSSI 的几种基本用法

很小, PSSI 的输出端“触头”5、6 脚断开。当光照很弱时, 光敏电阻的阻值很大, PSSI 的输出端“触头”5、6 脚闭合。由于光照从强到弱的变化过程中, 光敏电阻的阻值是逐渐变大的, 当该

阻值越高无源电阻驱动门限值 R_0 时,“触头”5、6 脚从断开到闭合是缓慢变化的,从而具有“软”的过渡特性。

图 1(d)电路是负功率驱动的应用。PSSR 的 2、4 脚向 KD01X 闪烁电路提供 3V、静态电流为 $2\mu\text{A}$ 左右的工作电流。当闪烁电路的输出端 P 为高电平时,没有电流流过负载电阻 R, PSSR 的 2 脚输出电流很小,输出端“触头”5、6 脚闭合。当闪烁电路的输出端 P 为低电平时,流过负载电阻 R 的电流有几百微安, PSSR 2 脚总输出电流很大,输出端“触头”5、6 脚断开。

通常在不使用 PSSR 的正功率驱动功能时,应将 1 脚与公共端 4 脚短接。

二、无源驱动功能应用举例

1. 自动液位控制器

图 2 是由 PSSR 与一个电容 C 组成的自动液位控制器电路图。当液位低于 C 点时, PSSR 的高无源电阻驱动端 2 脚与公共端 4 脚断开,其间的电阻趋于无穷大且远远大于高无源电阻驱动门限值 R_0 , 输出端“触头”5、6 脚闭合,接触器 KM 吸合,常闭触点 S 断开,水泵转动向容器加注液体。由于常闭触点 S 的断开,虽然液位超过了 C 点,但不会通过液体连通 PSSR 的 2、4 脚,从而维持电机的转动。如果液位上升到了 b 点, a、b 两点之间的液体电阻跨接在 PSSR 的 2、4 脚之间,只要这一液体电阻小于高无源电阻驱动门限值 ($20\text{k}\Omega$), 输出端“触头”5、6 脚断开,接触器 KM 失电,水泵停止向容器加注液体,同时接触器 KM 的常闭触头 S 闭合,从而保证当液体从 b 点降到 c 点时,仍有液体电阻通过 a、c 两点加在 PSSR 的 2、4 脚上维持电机停转的状态。周而复始,把液体控制在给定位置 b、c 之间。

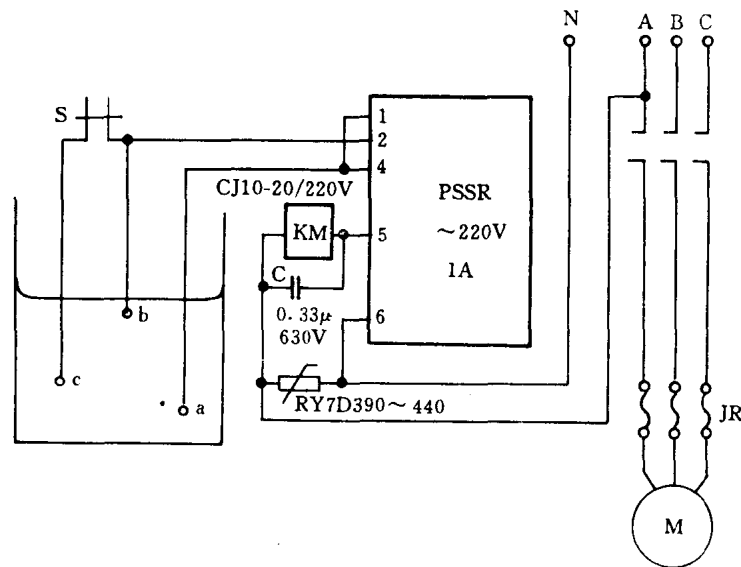


图 2 自动液位控制器

为了电路更加安全可靠,可以在 PSSR 的 5、6 脚之间加一个压敏电阻 RY7D,其标称电压在 390~440V 的都可以。PSSR 应与接触器 KM 安装在一起,连接探极的引线最好使用双绞铜芯线。三根探极 a、b、c 的材料可自行选定,但要保证 a、b 或 a、c 之间在液体断开时,其间电

阻应大于 $500k\Omega$ 。

2. 路灯自动群控器

图 3 是路灯自动群控器电路图。

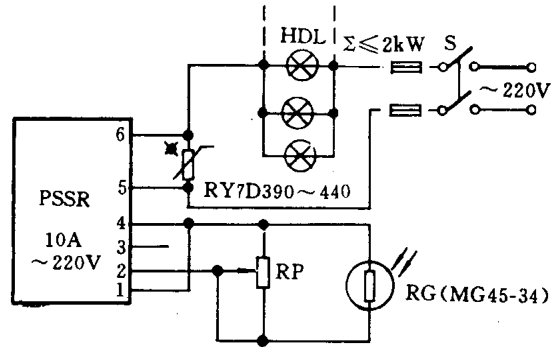


图 3 路灯自动群控器

当 PSSR 的工作电流较大时,应加装散热器。通常 PSSR 的底板与内部电路是电隔离的,可以直接压在铝质散热器上。压接时要涂上一层导热硅脂或硅橡胶。图 4 给出了 PSSR 工作在 10A 电流时散热器的尺寸及安装示意图。

3. 感应继电器

图 5 是感应继电器的电原理图。传感元件 L 跨接在 PSSR 的低无源阻抗驱动端 3 脚与公

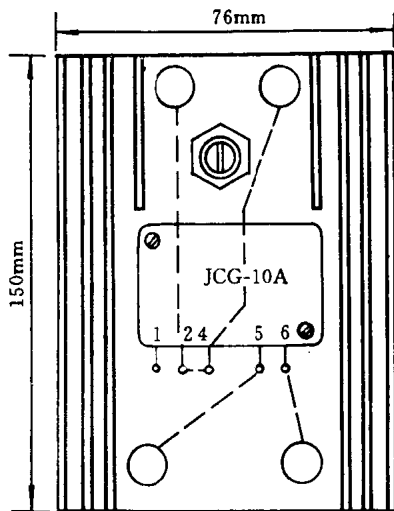


图 4 PSSR 工作在 10A 时的散热器及安装尺寸

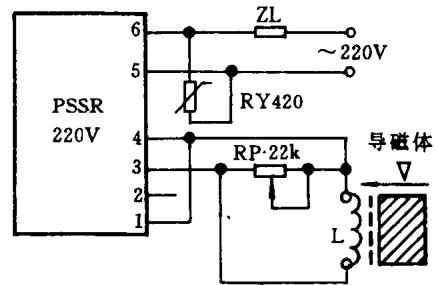


图 5 感应继电器

共端 4 脚上。当导磁体离传感元件 L 较远时,传感元件 L 的感抗 Z_1 亦很小,并远小于低无源阻抗驱动门限值 Z_0 。这时 PSSR 的输出端“触头”5、6 脚断开。当导磁体接近传感元件 L 时, Z_1 亦大为增大,并远大于低无源阻抗驱动门限值 Z_0 ,这时 PSSR 的输出端“触头”5、6 脚闭合。

传感元件 L 是绕在 MX2000 磁罐的半边,约 30~60 匝,RP 是用来微调门限值 Z_0 的,

调整后可用固定电阻代替 RP。PSSR 的 3、4 脚引线不要太长,否则感抗参数不能集中在磁罐里的线圈 L 上,影响 PSSR 输出端的切换。

4. 恒温控制器

利用 PSSR 和一个电阻组成的恒温控制器电路,已在本刊今年第 2 期 35 页上介绍,这里不再叙述。

三、有源驱动功能的应用

图 6 是利用 PSSR 的 液晶石英钟制作的钟控定时器电路原理图。由于用 μPC833 制作的电子钟一般都是成品,因此在图 6 中只画出与石英钟控制输出 1 脚 CNT 相关的部分电路。

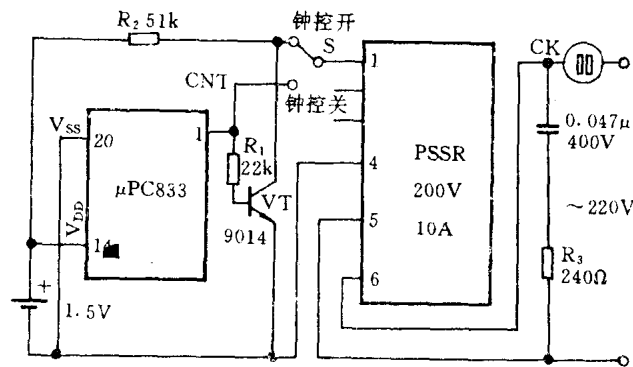


图 6 钟控定时器

四、负功率驱动应用举例

图 7 是全自动夜间自动闪光灯控制器的电路,图 8 是无线式大功率音乐彩灯控制器的电路图,供读者参考。

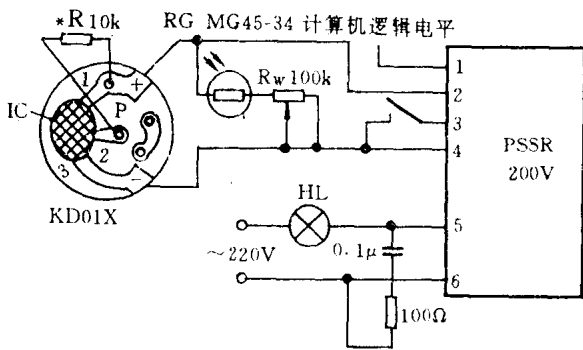


图 7 全自动夜间自动闪光灯控制器

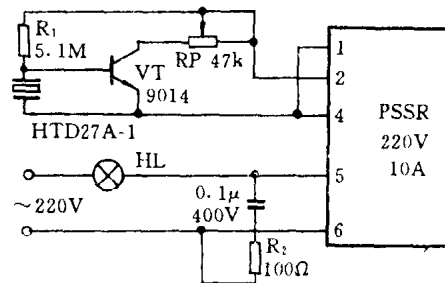


图 8 无线式大功率音乐彩灯控制器

3.11 介绍几种适用于印刷电路板的超小型电磁继电器

戈蓉蓉

随着电子技术的飞跃发展,许多仪表、整机都趋向高精度、小型化,这样对元器件等产品提出了各种要求。例如对大量使用的电磁继电器就有如下要求:(1)体积小,重量轻,能焊在印刷电路板上;(2)耗电少,可与半导体器件、集成电路等兼容;(3)规格品种多,触点电流可在几个毫安到10安范围内选择;(4)有一定的适应环境的能力,能符合整机线路板的整体清洗的要求等等。上海无线电八厂生产的JRC-21F、JRC-22F、JRC-22FA、JRC-21FB四个系列的超小型继电器基本上符合上述要求。因此投产以来受到用户的欢迎。本文介绍这些继电器的结构、性能特点及使用注意事项,供读者参考。

一、结构特点

上述几种超小型继电器的外形见图1,其中(a)、(b)两种系列为小功率继电器;(c)、(d)所示的两种系列为中功率继电器。它们的内部结构示意图见图2,作为继电器主体的塑料骨架

上安装了线圈,固定了外罩,此骨架又是静触点簧片的支撑座。动簧片与薄片式弹簧连成一体。在没有激励状态下,薄片式弹簧给衔铁提供复原力,出现一对常闭接点。此类继电器的引线脚的间距符合国际通用的印刷网络标准。另外,继电器的底部用环氧封结,能防尘埃侵入又可进行整体清洗。

二、主要参数与特点

上述介绍的四种系列超小型继电器在性能上具有下列特点:

(1)规格品种较多,额定电压范围从直流3~48V,能满足用户使用要求。

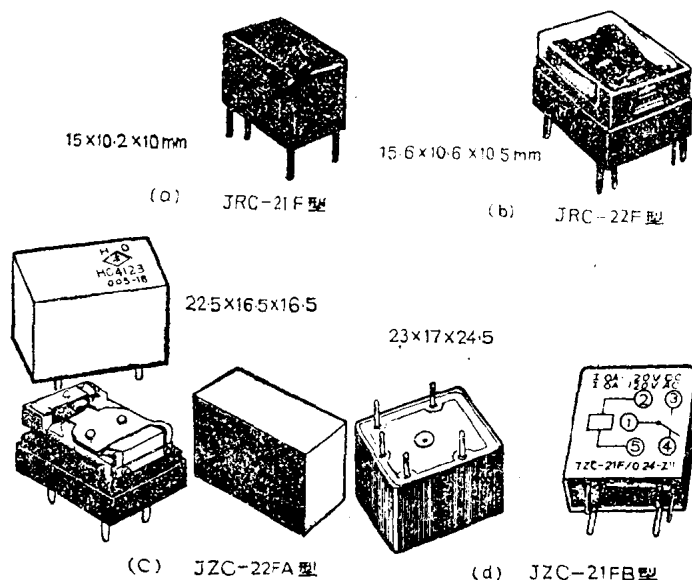


图1 超小型继电器外形图

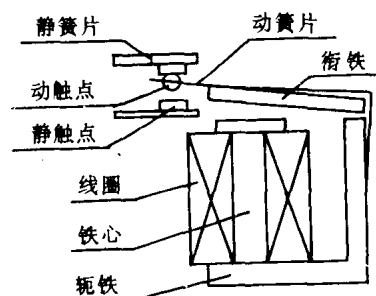


图2 内部结构示意图

(2) 功耗小,大多数仅有 0.36 瓦。

(3) 触点的负载能力适中,多数在 2A~10A 之间(DC24V)。电气寿命为 10^5 次,机械寿命为 10^7 次。

(4) 有较高的品质因素,有一定的绝缘强度。

(5) 有较强的适应环境能力,工作环境温度为 $-40\sim+70^{\circ}\text{C}$ 。表 1 列出了不同规格继电器的主要参数,供读者选用时参考。

表 1 超小型电磁继电器主要参数表

名称	型号规格	线圈电阻 $\Omega\pm 10\%$	电 参 数			触 点 负 荷	电路图	外形尺寸
			额定电压 V(DC)	吸合电压 V(DC)	释放电压 V(DC)			
超小型 小功率 电磁继电器	JRC-21F (HG4100)							15×10.2×10mm
	003	25	3	2.25	0.3	24V(DC)		
	006	100	6	4.5	0.6	1A		
	009	220	9	6.75	0.9			
	012	400	12	9	1.2			
	024	1600	24	18	2.4			
	JRC-22F (HG4102)							15.6×10.6×10.5mm
	002	5	1.5	1.05		24V(DC)、1A		
	003	20	3	2.1		110V(AC)、0.5A		
	005	56	5	3.5		或		
	006	80	6	4.2		低电平		
	009	180	9	6.3		30mV(DC)		
	012	320	12	8.4		10 mA		
	024	1280	24	16.8				
超小型 中功率 电磁继电器	JZC-22FA (HG4123)							22.5×16.5×16.5mm
	005	70	5	4	0.5			
	006	100	6	4.8	0.6	28V(DC)、10A		
	009	220	9	7.2	0.9	220V(AC)、3A		
	012	400	12	9.6	1.2			
	024	1600	24	19.2	2.4			
	JZC-21FB (HG4130)							23×17×24.5mm
	003	25	3	2.25	0.36	28V(DC)		
	005	70	5	3.75	0.6	10A		
	006	100	6	4.5	0.72	220V(AC)		
	009	225	9	6.75	1.08	3A		
	012	400	12	9	1.44			
	024	1600	24	18	2.88			
	048	6400	48	36	5.76			

三、使用注意事项

(1) 超小型继电器体积小、重量轻,而且采用塑料封装,使用时要轻拿轻放。插向印刷板时几个脚要同时插入,不要硬掰,以防止引脚松动或断裂。

- (2) 焊接时不要用 100W 以上的电烙铁。
- (3) 在进行整体清洗后,如再要使用,应将贴在继电器外罩上的薄膜撕下,将外罩上的小孔露出。
- (4) 防止过强的冲击和振动。

摘自《无线电》月刊,1990 年第 1 期

3.12 用 TWH8751 集成电路构成微机控制的 三步进电机驱动电源

中国科学院安徽光机所 姚国洪 潘国庆

作为步进电机的驱动电源,以往大多采用分立元器件构成。功耗大,效率低,体积大而笨重。随着电子技术和集成电路技术的不断发展,后来采用了集成环形脉冲分配器 CH250,但 CH250 的负载能力极小($\leq 1\text{mA}$),仍不能直接驱动大功率负载(例如步进电机),还需采用多级晶体管作为功率推动电路,因而电路的功耗、体积仍未得到多大的改善。

近几年来,功率集成电路有了很大的发展,这就给功率驱动电路的改善提供了条件。目前电子市场上的新秀——TWH8751 功率集成电路,就是一个新型的高压、大电流开关电路。它具有工作频率高(可达 1.5MHz)、开关特性好、控制功率大(加散热器可达 3A)、内有自动保护和具有选通(ST)功能、使用简便等特点,是一个较为理想的大功率放大器件。

最近我们采用 TWH8751 功率集成电路,构成微机控制的三步进电机驱动电源。该电源具有功耗低、效率高、体积小、重量轻、启动运行平稳、噪音小、工作稳定可靠等特点,是一种较好的与微机配用的多步进电机驱动电源。下面我们对电路作一介绍。

本电源是为自动测量跟踪系统研制的一台可供三个步进电机同时工作的驱动电源。所用步进电机为三只 36BF003 型三相反应式步进电机,其工作电压 $+27\text{V}$,静态电流 1.5A ,步距角 $1.5^\circ/3^\circ$ 。

根据步进电机的技术参数和使用要求,步进电机的工作方式采用三相六拍。并且无需设计环形脉冲分配器,直接受微机控制。电路原理框图如图 1 所示。功率放大级采用了 TWH8751 功率集成电路。在电路设计上,充分应用了 TWH8751 的功能特点。利用它的选通(ST)功能,采用了脉冲“调制”法。本电路俗称斩波型驱动电路,电路原理见图 2 所示。这样,改变了过去通常将工作脉冲放大后直接去驱动步进电机的老方法。我们采用了由 NE555 产生 19.2kHz (频率与占空比均可调)方波信号,加到 TWH8751 的选通端脚 2(低电平有效),对 TWH8751 输入端脚 1(高电平有效)由微机来的频率小于 1kHz 的工作脉冲进行“调制”,然后经放大,由脚 4 输出去驱动步进电机。这样,相对来说,把功率开关的低频工作方式变为高频工作方式,提了功率开关的工作频率,从而有效地提高了驱动电源的效率。

工作原理波形如图 3 所示(图中只画出了 A 相,B 相和 C 相相同)。图 3 中,(1)和(2)分别为 TWH8751 的脚 1 和脚 2 的输入电压波形;(3)和(4)分别为不加调制时 TWH8751 的脚 4 输出的电压、电流波形;(5)和(6)分别为加调制时 TWH8751 的脚 4 输出的电压、电流波形。将

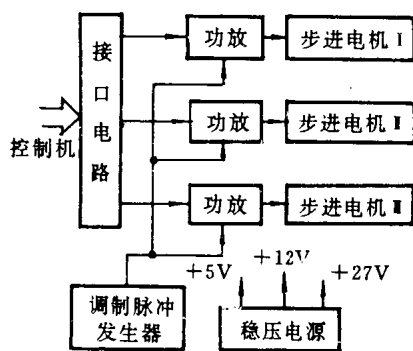


图 1 三步进电机驱动电源原理框图

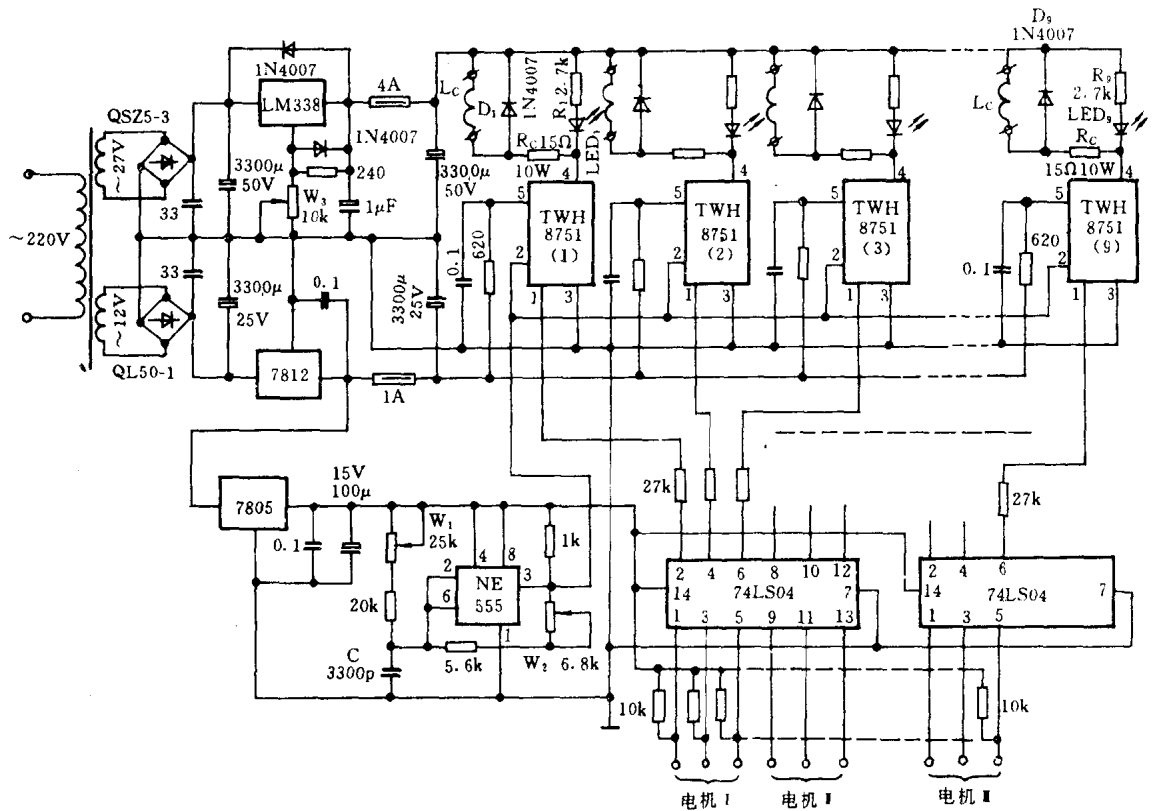


图2 三步进电机驱动电源原理图

调制放大后的脉冲序列 A''(图 3(5))、B''、C''分别加到步进电机的三相绕组上,驱动步进电机工作。由图 3 可以看出,其工作电流波形的前沿(图 3(6))比不加调制的纯高压驱动时的电流波形(图 3(4))有所平缓,因而使步进电机启动、运行平稳,有效地抑制了低频共振现象。

同时看出,由于采用了 19.2kHz 的脉冲调制,使 TWH8751 输出端脚 4 的输出电压波形由单一的方波 A'变成了调制波 A'',提高了 TWH8751 的开关频率。我们知道,在感性负载(步进电机绕组)电路中,随着工作脉冲频率的升高,即由原来的小于 1kHz 的工作频率提高到 19.2 kHz 的调制脉冲频率,电路呈现的感抗也随之增大。这就可使外接限流电阻 R_c 的阻值与功耗大为减小,以大大降低损耗。但须注意, R_c 不能无限制地减小,否则电路的时间常数 τ 太小,影响电流波形的前沿,对步进电机的启动不利。

应该着重指出的是,步进电机绕组的平均电流决定于绕组的电感和开关的频率。在同一绕组情况下,负载电流的大小,取决于“调制”脉冲的频率及其占空比。尤其对后者,须结合具体负载,精心调定。调制脉冲发生器电路中的电位器 W_1 可用来调节占空比(脉宽),即改变功率开关的导通时间,以调节在原来的一个工作脉冲 A(图 3(1))时间内,调制脉冲电流 I'_1 (图 3(6))

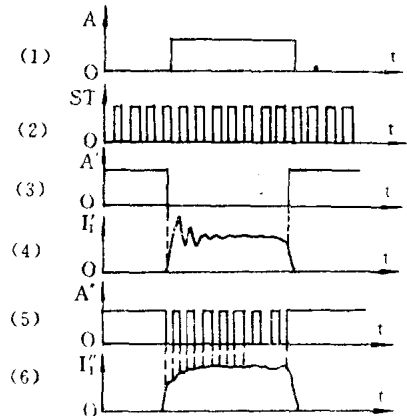


图3 工作电压与电流波形

平均值的大小,实现一定范围内的调距。电位器 W_2 为频率微调(调制脉冲频率主要由电容器 C 设定)。根据实际负载,将两者统调到最佳值。在确保步进电机运行平稳、不失步的前提下,我们将步进电机绕组的静态电流从 1.5A 降到 0.7A 左右。限流电阻 R_c 也从原来的 18Ω 40W 降为 15Ω 10W。就大大减少了电路功耗,提高了步进电机驱动电源的效率。

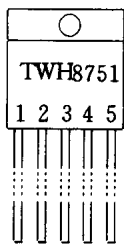
调制脉冲频率的选取,应根据抑制低频噪音和人耳的生理特性,并结合电机负荷来确定。我们通过实验,认为调制脉冲频率选取 19.2 kHz 较好。

在调制脉冲发生器出端接一个 $1\text{ k}\Omega$ 的电阻到 +5V 电源上,目的是一旦没有调制脉冲输出时(如故障),将 TWH8751 的选通端脚 2 拉到高电平,封闭 TWH8751 功率开关,以免因调制脉冲的消失而引起电机绕组电流的猛增,发生烧坏电机等事故。

步进电机的工作电压 +27V 由 LM338 稳压获得,其输出电压从 1.2~37V 连续可调,最大电流(加散热器)为 5A。功率开关的工作电压 +12V 由 7812 稳压得到。而 TTL 电路的 +5V 工作电压是由 +12V 再经 7805 的稳压而来。因此,工作电压稳定性好,可靠性高。从而有效地解决了因电网电压的不稳定而引起步进电机输出力矩不稳定的问题。

注释:

1. TWH8751 引脚功能



- 1——控制端(高电平有效——TTL 电平,下同。)
- 2——输入端(选通端,低电平有效)
- 3—— V_- (单电源使用时,接“地”)
- 4——输出端
- 5—— V_+ (工作电压: +12~+24V)

2. TWH8751 主要性能及使用注意事项

- (1) 工作频率高,可达 1.5MHz。
- (2) 开关性能好,边缘陡峭,边缘延迟在毫微秒级
- (3) 控制功率大,加散热器导通电流可达 3A,开关功率可达 59W 以上。
- (4) 功率管(内部)反压在 100 伏左右。
- (5) 带感性负载时,应并接续流二极管。

3. TWH8751 为广东省中山市达华电子厂生产,该厂设有邮购部。

3.13 3-4 相步进电机控制器 5G8713

郝鸿安

步进电机在工业自动化控制中有着广泛的应用。我国生产的专用步进电机控制集成电路 5G674(PMOS)、SH81(HTL)及 CH250、DG0250(CMOS)能对电机进行控制,但都是 3 相驱动器。本文介绍的专用步进电机控制器 5G8713,既可用于 3 相控制又可用于 4 相控制,励磁方式有 1 相、2 相和 1-2 相三种,能任选其中一种激励方式,它还具有单时钟 或双时钟工作,带有正反转控制功能及初始化复位功能。本电路是 CMOS 结构,因此具有 CMOS 电路的优点。5G8713 与国外 MB8713、PMM8713 的性能参数、管脚排列相一致,可以直接互换。

一、逻辑框图及引脚功能说明

5G8713 的原理框图如图 1 所示。它由时钟选通、激励方式控制、可逆环形计数和激励方式判断电路等组成。所有输入端内部均有施密特整形电路,因此抗干扰能力强,输出电流大于 20mA,可直接驱动微型步进电机。

5G8713 的各引脚功能说明如下: C_U (脚 1)、 C_D (脚 2)是双时钟工作的时钟输入端,正转时钟加入 C_U 端,反转时钟加入 C_D 端。 CK (脚 3)是单时钟输入端,正反转由 U/\bar{D} 端加高或低电平来控制。 U/\bar{D} (脚 4)为正/反转控制端,当电路处在单时钟输入时,该端为“1”电平,输出端输出正转脉冲序列,该端为“0”电平,输出端输出反转脉冲序列。 E_A (脚 5)和 E_B (脚 6)为激励方式选择端, E_A 、 E_B 端均是“0”电平时为双激励方式, E_A 、 E_B 端均是“1”电平时为 1-2 相激励方式, E_A 与 E_B 外加两个电平相反时为单激励方式。 $3/4$ (脚 7)为 3 相或 4 相选择控制端,选择 3 相或 4 相输出,用于驱动 3 相或 4 相电机,该端加低电平为 3 相输出,加高电平为 4 相输出。 $A\sim D$ (脚 13~10)是 4 个相驱动输出端,3 相用 $A\sim C$ 端(D 端此时恒为零),4 相用 $A\sim D$ 端。 EM (脚 14)是激励方式状态标志,双激励时该端输出高电平,单激励时输出低电平,1-2 激励时输出两倍时钟周期的脉冲。 C_O (脚 15)为输入时钟检测端,当该电路有时钟脉冲输入时,在 C_O 端可输出同步于时钟的脉冲。 R (脚 9)是复位控制端,加低电平使输出端 $A\sim D$ 复为如下表所示的初始状态。表中 L 表示低电平,H 表示高电平。

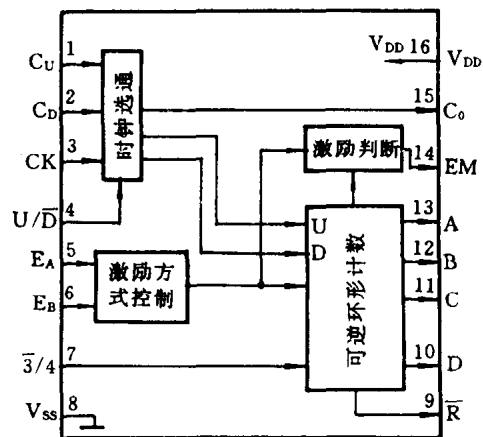


图 1 5G8713 逻辑框图

相输出 $A\sim D$ 的高电平变化状态如下。3 相双激励正转变为 $AC\sim AB\sim BC\sim CA$, 3 相

双激励反转变为 AC—BC—AB—AC; 3 相单激励正转变为 A—B—C—A, 反转变为 A—C—B—A; 3 相 1-2 激励正转变为 AC—A—AB—B—BC—C—CA, 反转变为 CA—C—CB—B—BA—A—AC; 4 相双激励正转变为 AD—AB—BC—CD—DA, 反转变为 AD—DC—CB—BA—AD; 4 相单激励正转变为 A—B—C—D—A, 反转变为 A—D—C—B—A; 4 相 1-2 激励正转变为 AD—A—AB—B—BC—C—CD—D—DA, 反转变为 AD—D—DC—C—CB—B—BA—A—AD。

复位状态表

激励方式	E _A	E _B	三相输出				四相输出			
			A	B	C	D	A	B	C	D
双激励	L	I	H	L	H	L	H	L	L	H
单激励	L/H	H/L	H	L	L	L	H	L	L	L
1-2 激励	H	H	H	L	H	L	H	L	L	H

二、主要电参数

主要电参数如下:空载耗电流约 1mA。允许功耗在 -40~+60°C 条件下为 280mW, 在 +60~+85°C 条件下为 160mW。极限电压 18V, 工作电压范围为 5~15V。极限输出电流 35mA, A~D 端输出电流为 ±20mA 以上(内压降为 3V 时), C₀ 端及 EM 端高电平输出电流为 0.8~1.6mA(内压降 2.5V), 低电平吸入电流为 1.8~3.6mA(内压降 0.4V、V_{DD}=5~15V 时)。输入漏电流约 10 μA。

三、典型应用

图 2 是 5G8713 典型应用电路, 外围电路是按照 4 相双激励单时钟工作来连接。其中电容器 C₁ 是电源去耦, R₁ 与 C₂ 是开机自动初始化电路, 使初上电的数十毫秒内 R 端为低电平, 于是 A~D 端自动建立在初始复位状态。

5G8713 输出端的驱动电流达 20mA 以上, 能直接驱动微型电机。若驱动能力不够, 可接外部放大器再去驱动电机。驱动电流在 250mA 以内的电机, 可用达林顿驱动器 5G1413 放大。大于 250mA 驱动电流可以把 5G1413 中的两路以上并联连接来获得。在 5G1413 各输入端内部串有约 2.7kΩ 限流电阻, 因此可以直接连 5G8713 的输出端。R₂ 是电机绕组限流电阻, 应根据电源电压 V⁺ 大小及驱动电流限值来选取。用 5G1413 驱动时, V⁺ 可以在 50V 内任选。

5G8713 的控制电路, 可以是一般逻辑电

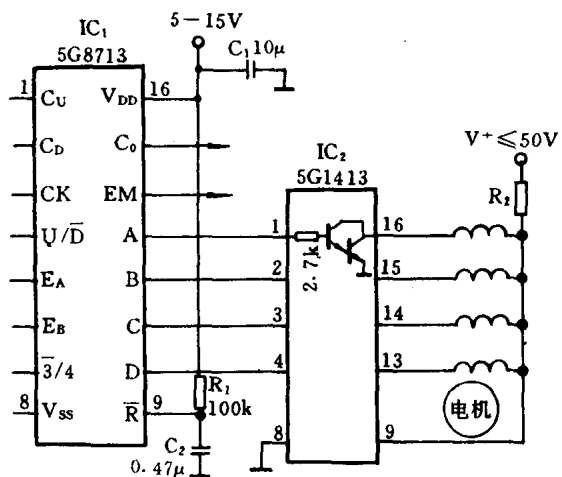


图 2 典型应用电路

路,也可以是微机控制系统。控制电平要求满足一般 CMOS 电平,因此 5G8713 可以与一般 CMOS 电路共电源工作。微机通常是 TTL 电平,用微机或 TTL 电路直接控制 5G8713 时,应统一用 5V 电源工作,必要时得用上拉电阻把 TTL 高电平提升到接近 5V 电压(要求 $\geq 3V$),低电平只需满足 $\leq 1.5V$ 就可以(TTL 低电平为 $\leq 0.8V$)。

摘自《电子技术》月刊,1991 年第 8 期

3.14 5G0602 报警电路及应用

上海元件五厂 陆衡周

5G0602 是 CMOS 工艺制造的报警振铃专用集成电路。它具有体积小、重量轻、功耗低、工作可靠等优点,配合不同控制元件,就可以构成各种报警器。5G0602 可以广泛地用于光敏防盗报警、婴儿便尿报警、瓦斯煤气报警、电话振铃、仪器仪表振铃和门铃等方面。

5G0602 有两种封装形式,以用于不同场合。一种为原封装形式,即 IC 芯片直接装配在印制板上,印制板还可以装配其它元件,而成为报警器;另一种为双列直插式八脚封装形式,适合仪器、仪表使用。

一、器件引脚及参数

图 1 为双列直插式 5G0602 管脚排列,各脚功能说明如下:2 脚为振荡器输入端;3 脚为振荡器输出端。2、3 脚之间接一只阻值为 $1.8\sim 2.8\text{M}\Omega$ 的电阻,振荡器工作时有 12kHz 方波输出。4 脚为 3V 电源负端;5 脚为 3V 电源正端。6 脚为报警输出端。IC 工作时, V_o 端输出交替变化的频率 $f_1, f_2, f_1 = 2f_2$ 。7 脚为上拉控制端。该端悬空时由内部上拉电阻 R_{UP} 接高电平, R_{UP} 值约为 $500\text{k}\Omega\sim 2\text{M}\Omega$, R_{UP} 由 CMOS 工艺做在电路内部。此时振荡器停振,分频器清零, V_o 端输出为零。当该端接低电平时,振荡器起振,分频器工作, V_o 端输出交变方波。1、8 脚均为空脚。

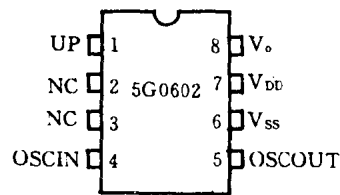


图 1 管脚排列

主要电气参数(V_{DD} 为 3V 时测试)如下:静态功耗电流 $I_s \leq 3\mu\text{A}$;动态功耗电流 $I_D \leq 10\mu\text{A}$;电源变化范围为 $3\pm 0.5\text{V}$;上拉电阻 R_{UP} 为 $500\text{k}\Omega\sim 2\text{M}\Omega$ 。

二、工作原理

图 2 为 5G0602 逻辑方框图。图 3 为光敏防盗报警器电路图。现以光敏防盗报警器为例来说明 5G0602 的工作原理。由于 5G0602 静态电流 I_s 极小,只在报警时才消耗 4mA 电流,所以 3V 电源一直加在 V_{DD} 和 V_{SS} 之间,电源由两节钮扣电池供给。 R_1 为振荡电阻; R_2 为光敏电阻,它通过开关 K 与上拉控制端相连。 R_{UP} 与 R_2 构成分压器,分压值会随光照引起 R_2 的阻值变化而变化。开关 K 断开或无光照(即 R_2 的阻值接近无穷大),则分压值使 UP 端为高电平,振荡器停振,分频器清零, V_o 端输出为零,不报警。开关闭合且有光照(即 R_2 的阻值接近零),使 R_{UP}, R_2 的分压值小于上拉控制端的输入低电平,则振荡器起振,分频器工作,此时 V_o 端输出每秒交变 $7\sim 8$ 次的双音方波,它直接加到 NPN 晶体管 BG 基极。 $V_o = 1$ 时, BG 管导通,电感 L_0 以磁场形式储存能量; $V_o = 0$ 时, BG 管截止,电感 L_0 的磁场将转变成电能,对压电陶瓷片的分布电容 C_0 充电,按照谐振频率 $1/\sqrt{L_0 C_0}$ 形成一次振荡。如图 4 所示,其幅度(即电感的反

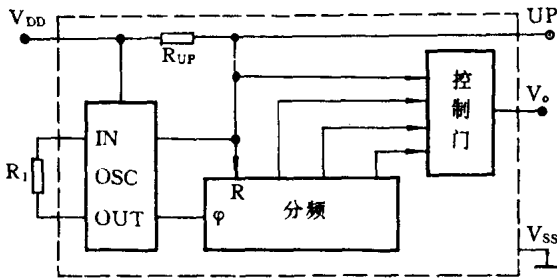


图2 5G0602 逻辑方框图

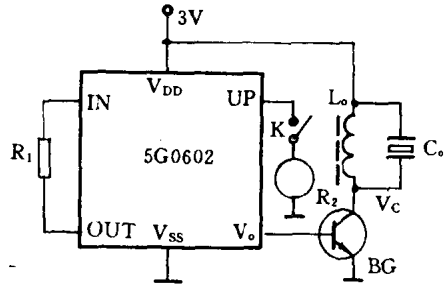


图3 光敏防盗报警器电路

峰电压值)约为20~30V。 L_0 的数值在30~80mH之间选择,以便使压电陶瓷片发出足够的响声和达到一定的音色。谐振频率 $1/\sqrt{L_0 C_0}$ 应落在压电陶瓷片发声效率最高的音频频段(约4kHz)。 L_0 越大,反峰电压越高,声音也越响。除此之外,声音的大小还取决于压电陶瓷片是否有良好的共鸣腔。共鸣腔以金属的为清脆、响亮。

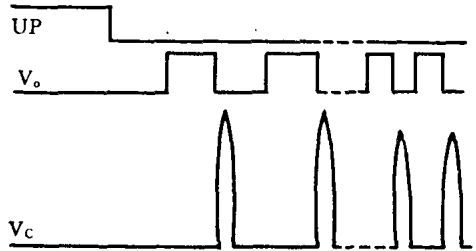


图4 光敏防盗报警的输出波形图

三、应用举例

1. 光敏防盗报警器

前面已介绍了光敏防盗报警器电路。因为这种报警器所用的元件小而少,所以它的厚度、面积都很小,可以很方便地装在小型钱包里。当然,钱包的适当部位必须开两个孔,以便光敏电阻工作和陶瓷片发声。当钱包被盗时,报警器就会因为 R_2 受到光照而发出声来。开关K用来断开 R_2 ,以便自己使用钱包时不会发出声来。

2. 婴儿便尿报警器

婴儿便尿报警器的结构与光敏防盗报警器相似,见图5。它省去了开关K和光敏电阻 R_2 ,只需在上拉控制端UP和 V_{SS} 端引出两根细软的导线。导线被夹在尿布中间,这一段导线被剥去绝缘层(导线的顶端必须包好,以免刺伤婴儿)。当婴儿便尿时,尿布电阻变小,报警器即可报警,告知婴儿便尿。由于报警器十分轻巧,所以它完全可以系在婴儿身上,而不影响婴儿的活动和睡眠。

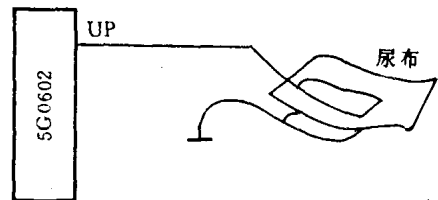


图5 婴儿便尿报警接线法

3. 门铃

门铃的结构与光敏防盗报警器相似,见图6。它省去了光敏电阻 R_2 ,开关K换成按键式装在门外,按键K上的两根线与上拉控制端UP和 V_{SS} 端相连。按下K,门铃即可发声。图6中 $1\mu F$ 电容器是为了在K断开后,使门铃仍能继续响2~3秒。门铃十分轻巧,可以粘在墙壁的任何部位。

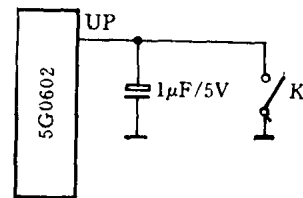


图6 门铃接线法

3.15 两种新型温控光控 IC 的应用

陈训源

现介绍美国 RCA 公司的 CA3059(CA3079)集成电路的两种应用。图 1 是温度或光亮度控制电路,图 2 是时延电路。

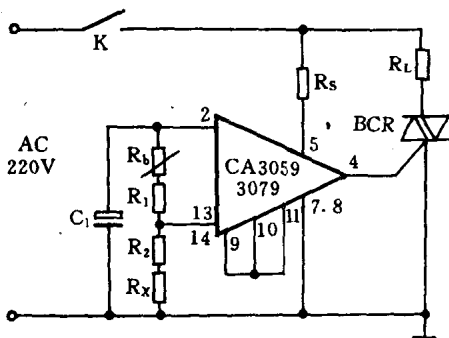


图 1 温检、光控电路

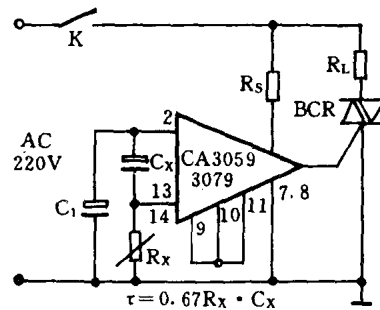


图 2 加时延电路

一、简单工作原理

输入端②在电路内部电源控制下稳压于 6.5 伏左右,这时共模输入端⑬在传感元件 R_x 的变化范围内,当⑬端对地的电压高于 4~4.5 伏时,触发电路将按电源频率输出脉冲,开通可控硅元件 BCR;而当⑬端对地电压变化到小于 4~4.5 伏时,触发电路闭锁,达到控制目的。控制端的灵敏度可达 6 毫伏。

二、外围元件选择

电源降压电阻 R_s 选择功率为 2W、10k Ω 的两只串联。 R_b 为调整电阻。 R_x 为光敏电阻、负温度系数热敏电阻或其他传感器电阻,阻值变化在 2~100k Ω 之间。 R_b 与 R_x 的阻值之比应为 0.3~3.0,可以通过并联或串联 R_1 、 R_2 等方法获得最佳配合与线性要求。 C_1 为内部电源滤波电容,采用 10V 100 μ F 的,但其使用工作温度应为 105 $^{\circ}$ C 或 85 $^{\circ}$ C 等级的。双向可控硅使用 400V/6A 以下,如加散热片,实际控制功率可超过 800 瓦。

CA3059 和 CA3079 为双列直插式 14 脚塑料封装;CA3079H 为薄片结构。

这两种电路由于直接用于 220 伏交流电源,省去了电源变压器、整流滤波等元件,使成本下降,体积缩小,因而特别适合于多点控制温度的自动生产线设备。控温范围在 100~250 $^{\circ}$ C,控温精度约 $\pm 15\%$ 。

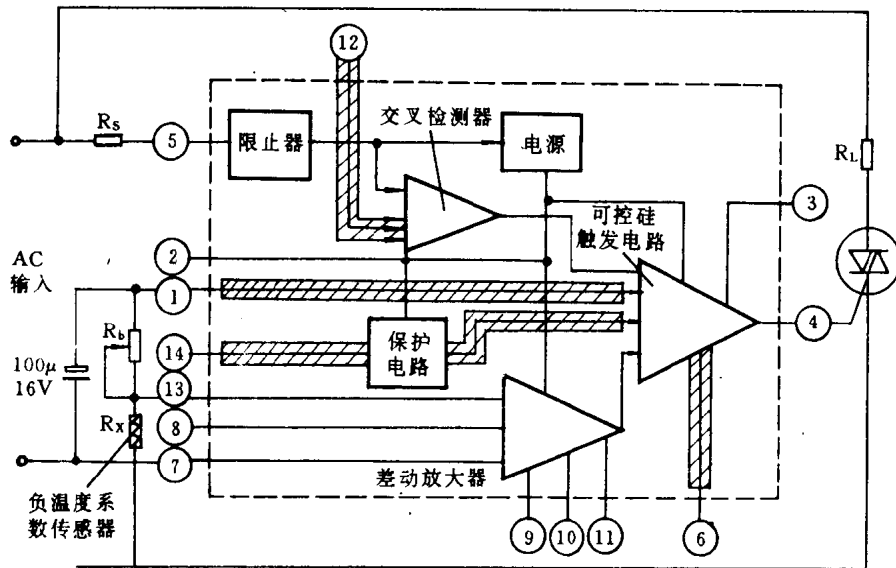
IC 极限参数(在 $T_A=25^\circ\text{C}$ 时最大绝对值)见附表 2。

表 1

输入电压(V) 50/60 或 400Hz	输入电阻 R_s (k Ω)	R_s 功耗 (W)
24	2	0.5
120	10	2
208/230	20	4

表 2

参 数	CA3059	CA3079
直流工作电压(管脚⑤与⑦⑧之间)	14V	10V
峰值工作电流(管脚⑤)	50mA	
输出脉冲电流(管脚④)	150mA	
功耗 $T_A=55^\circ\text{C}$ 以下	700mW	
工作温度	$-55\sim+125^\circ\text{C}$	



注:阴影部分为 3079 没有的

图 3 CA3059 和 CA3079 内部结构

从电路结构(图 3)和极限参数表可见:CA3059 比 CA3079 增加了保护电路和外部触发、禁止电路,适用范围和工作电压的动态范围均有所增加。



第四章

人机对话通道 接口技术

4.1 单片机键盘接口设计

航空航天部第六三三所 孙 诗
上海公安局交通处 苏政治

我们曾用单片机 8031 的 P_1 口 8 根 I/O 线构成 4×4 的键盘接口电路, 见图 1。此接口以 P_1 口的低四位作为扫描输出, 高四位作为输入线, 采用 16 键阵定位, 并且以高电平为有效设计。经实际调试发现, R 值太大则产生误动作, R 值太小则高电平输入不进。经查阅 Intel 公司有关手册得知, R 值的无法调定是由于单片机的 I/O 口特性所致。因为 P_1 、 P_2 、 P_3 口皆为双向输入输出, 其口的原理图如图 2。由图可知: 口线 $P_{1,x}$ 输出是由内部 D 型触发器控制驱动; 信号输入是由内部 D 型触发器 Q 端被置“0”, T_1 被关断, 内部提升电阻将输入口提至 V_{CC} , 这时输入口 $P_{1,x}$ 上的电平由外部接地与否所决定。由于内部提升电阻是由场效应管构成, 短路电流仅有 0.25mA (典型值), 即高电平输出驱动力弱。要使高四位在无键动作时为低电平, 须加拉电流电阻 R , 但不可太大, 否则达不到低电平。而当键被按下, 低四位输出的扫描高电平又不能接低负载, 要使该电路能正常工作, 须外加驱动电路, 这就达不到简化电路的目的。

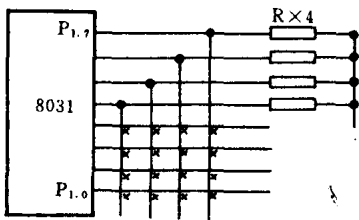


图1 P_1 口的 4×4 键盘

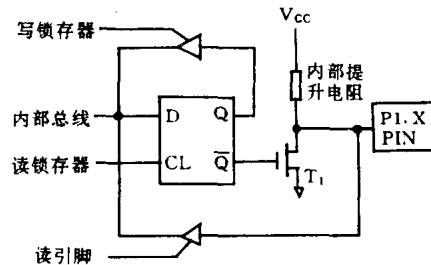
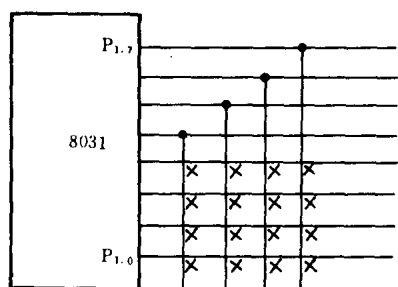
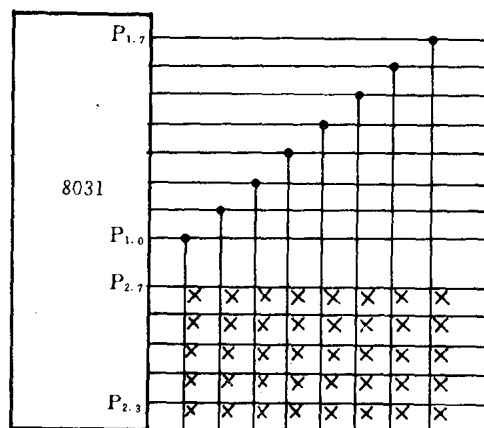


图2 P_1 口的内部结构

经单片机的 I/O 口特性分析, 键盘接口改为图 3 所示。输入以低电平有效。这样使线路设计更为简洁、稳定、可靠, 高四位的内部 D 型触发器 \bar{Q} 端被置为“0”, T_1 驱动器被关断, 由内部提升电阻使得输入口为高电平。当低四位四根口线被拉至低电平, 由高四位其中一位有效线与对应的扫描信号就可以判定按键号, 经实际使用证明该设计成功。

通过以上键盘接口电路的设计过程, 我们认为, 可以运用单片机 I/O 口特性, 充分利用 P_1 口、 P_3 口和 P_2 口多余的 I/O 线, 而不需加任何电路器件就可方便地构成键盘接口电路。键数的多少可由 I/O 口线的多少组合决定, 连接 EPROM 所多余的 P_2 口线也可作为键盘输入控制线, 只需在软件设计时, 将用作键盘电路的 P_2 口线置为高电平。例如系统只用 2K EPROM 时, 则 P_2 口多余的高五位可作为输入控制线, 与 P_1 口的 8 位扫描输出配合就可组成 5×8 的 40 位应用键盘阵, 如图 4。

图3 P₁口的键盘改进电路图4 8031P₁、P₂口构成的键盘电路

判键子程序如下:

说明:监控程序以 F800H 始;起始程序中设定 R₇ 内容为 #7FH;该子程序并使用 R₆ 寄存器;键位为 1H~28H,通过子程序放入 B 寄存器;实际用时需加上键判读后的延时去颤程序。

```

ORG    FE00H
JB:   PUSH  A           ; 保护
      MOV   A,R7       ; 取扫描内存
      RL   A           ; 左移
      MOV  R7,A        ; 送扫描内存
      MOV  P1,A        ; 送 P1 口
      MOV  A,P2        ; 取键信号
      ORL  A,#07H     ; 封低位
      CJNE A,#0FFH,JB2 ; 判有信号否,有则转
      MOV  B,#00H     ; 无清 B
JB1:  POP   A           ; 退保护
      RETI            ; 子程序返回
JB2:  MOV  R6,#04H     ; 设步长
      MOV  B,#08H     ; 设乘数
JB3:  RLC   A           ; 左移
      JNC  JB4        ; 判移出位有否,有转
      DJNE R6,JB3     ; 无再左移
JB4:  MOV  A,R6        ; 确定键行号作被乘数
      MUL  AB          ; 乘
      MOV  B,A        ; 积→B
      MOV  A,R7        ; 取键列号
JB5:  INC  B           ; B 加 1
      RLC  A           ; 左移
      JC   JB5        ; 判此移出位有否,无转
      SJMP JB1        ; 有,计数结束

```

上述键盘接口的软硬件设计使得单片机的内部资源得到进一步发挥,开始了新的应用范围。

摘自《测控技术》季刊,1989年第1期

4.2 由电话机集成电路构成的单片机键盘接口电路

兰州铁道学院 陈永强 金学香

单片机应用中常需要通过键盘输入数据、地址和命令,经常应用的键盘接口电路有二种。

1. 利用单片机 8031 的 P_1 口进行扫描。这种电路不仅占用了 P_1 口仅有的 8 条口线,而且在程序设计过程中还要考虑键抖动引起的误操作,以及避免对同一个键的一次闭合作多重处理的错误。

2. 用 8255(或 8155 等)扩展 I/O 口,然后连接键盘。

这种方式在设计软件时同样要考虑键的抖动及误码问题,因而程序也很复杂。除此之外硬件电路增多,使成本增加。

下面介绍一种最小、最简的单片机键盘系统。 P_1 口的 8 条 I/O 线全部可供系统控制用,原理如图 1 所示。图中 PCD3321P 是电话机专用集成电路,当按下某键时,2 脚端便随之出现与数键相同的脉冲串,在 2 脚端输出脉冲串的整个过程中,3 脚端输出一个正脉冲。如当按 2—3—1 时,2、3 脚的波形如图 2 所示。5 脚接高电平,6 脚接低电平时脉冲速度为 32 秒/次,4 脚接高电平时脉冲断续比为 1.5:1(参阅图 1)。

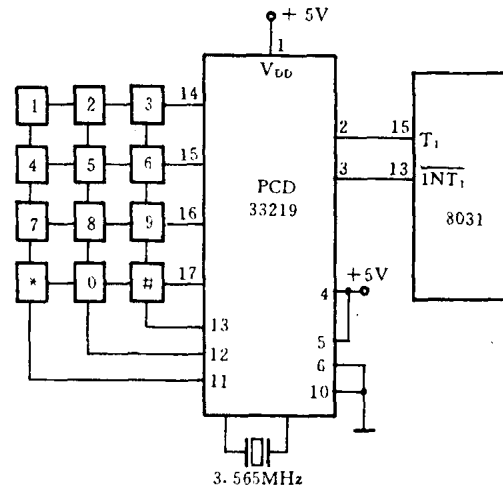


图 1 键盘接口电路

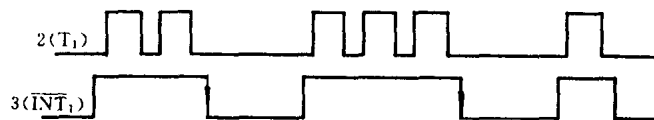


图 2 键信号输出波形

2 脚端接至 8031 外部计数端 T_1 , 3 脚接至 8031 外部中断输入端 \overline{INT}_1 端。

通过对 8031 特殊功能寄存器 TMOD、TCON 赋值便可以改变其工作方式,如图 3 所示。当置 GATE、 C/\overline{T} 、 TR_1 为高电平时,计数器 T_1 的脉冲是由 \overline{INT}_1 高电平持续时间来控制的。当置 IT_1 为高电平时, \overline{INT}_1 端由高电平变为低电平时才产生中断,利用这个特点很容易检测到按键号码。当按下 2—3—1 各键后,在 \overline{INT}_1 高电平持续期间打开模拟开关计数器 T_1 计数。当 \overline{INT}_1 的上跳沿出现后,一方面迫使计数器 T_1 停止计数,另一方面申请中断,8031 在执行主程

序过程中检测到有中断申请,则转向中断服务子程序。中断服务子程序是将计数器 T_1 中的数据取出并送往数据区暂存,然后把计数器 T_1 清零后返回主程序,为接收第 2 个号码作好准备。有关接收号码的程序清单如下:

```

RESET:  0000H AJMP MAIN      ;转主程序
        0013H AJMP INT1     ;转中断服
                               务程序
MAIN:   MOV SP, #10H        ;设栈指针
        ACALL CHOS          ;调初始化子程序
        JB F0, LOOP        ;F0 为软件标志,
                               三位号全收到则 F0 为 1
                               (由中断子程序设定),
                               转 LOOP, F0 为零时,
                               执行主程序
LOOP:   ACALL SJCOL         ;调数据处理子程序
        :
        :
        :
CHOS:   MOV TL1, #00H      ;给 T1 低 8 位置零
        MOV TH1, #00H      ;给 T1 高 8 位置零
        MOV TMOD, #00H      ;设计数器工作方式
        MOV TCON, 44H
        MOV R1, #20H
        MOV R2, #03H
        CLR F0...
        :
        :
SJCOL:  CLR F0            ;恢复初值,为接收下
        MOV R1, #20H      ;组数据作好准备
        MOV R2, #03H
        RET
INT1:  MOV A, TL1        ;取 T1 中的数码送
        MOV @, R1, A      ;数码到数据区
        INC R1           ;数据指针加 1
        MOV TL1, #00H     ;清计数器 T1
        DJNL R2, LBBP     ;R2 为零,则说明信号全收到
        SETB F0          ;则置 F0 为“1”
LBBP:  RETI                ;返回

```

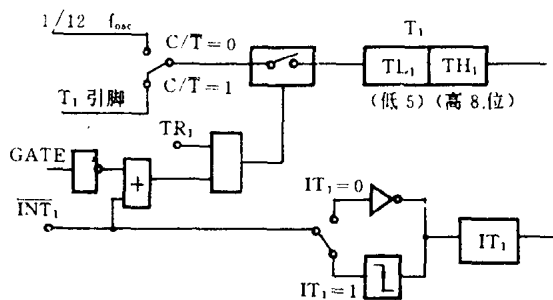


图 3 8031 内部计数及中断电路

4.3 用 GAL 设计的一种编码键盘接口

华中理工大学 赵英俊 胡 阳

一、工作原理

本接口实际上属于独立联接式的编码键盘接口,其功能框图如图 1 所示。K0...KD 共 14

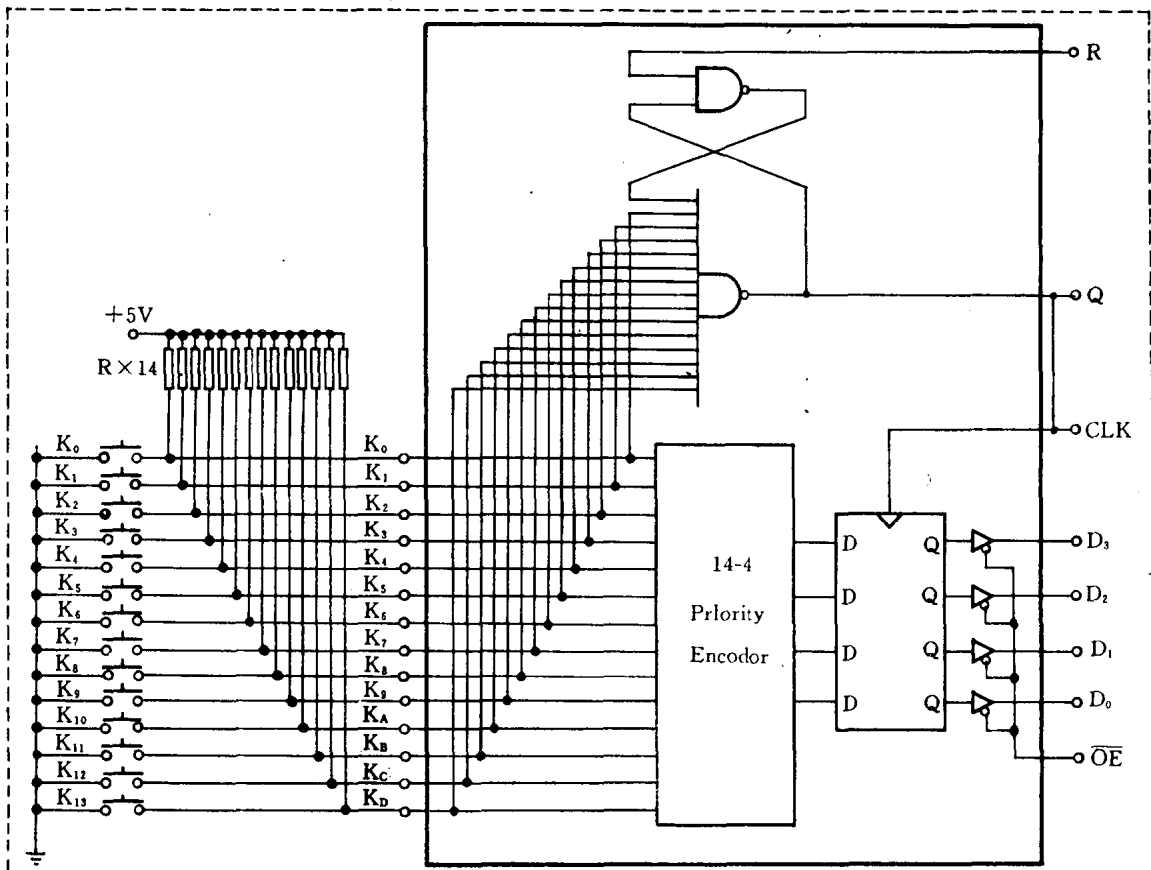


图 1 GAL 编码键盘功能框图

根键输入线接到 14—4 优先权编码器的输入端。编码器的输出则接到一个 4D 触发器的输入端。触发器的时钟由一个 R—S 触发器的 Q 端控制,锁存的数据最后由三态门输出。这里的 R—S 触发器的置位端有 14 个输入。当 K0...KD 中有任何一个键被按下时,R—S 触发器就会输出一个置位信号(H)。该信号一方面用作锁存器的时钟,使之将按键编码数据保存起来;另一方面还可以用作是否有键被按下的指示信号,供查询或申请中断用。CPU 打开三态门,就能直接读入按键的编码(键值),勿需由软件再作识别。

从框图不难看出该接口具有以下特性：

(1)自动去抖 由于 4D 触发器的时钟输入取自 R—S 触发器的 Q 端输出，Q 端一旦被置位后，只要 R 端不变，无论 S 端如何变化，Q 端都将保持 H 态不变。这样就使触发器只锁住了一个数据，从而消除了抖动的影响。

(2)保持键值，等待处理 正是由于 R—S 触发器的作用，该接口可以用其中的 4D 触发器保持键值不变，直到 CPU 响应之后，向 R—S 触发器发出复位信号，才使接口能够接受下一次按键。这样，无论 CPU 在干什么事，都不会发生丢失按键的情况。当然，这样也就限制 CPU 除非对最初的按键作出响应，否则后面的按键都无效。

(3)可以处理多键闭合 由于键盘编码采用的是优先权编码器，因此在任意时刻无论有多少键被按下，编码器都只会输出一个有效的键值，即优先权最高的那个键的键值，从而避免了多键闭合的影响。

(4)与数据总线兼容 因为键值输出采用三态门，所以该接口可以直接挂到 CPU 的数据总线上。

二、用 GAL 实现接口的方法

上述的编码键盘接口如果用普通的 TTL 集成电路来实现，大约需要六、七块芯片，而用 GAL 器件只需一片 20V8 即可完成。可见在微机应用系统中适当地选用 GAL 器件，不仅可以保密，而且可以提高设计效率。

实现上述功能的 GAL 编程逻辑设计输入文件如下所示。GAL 的引脚定义如图 2 所示。其中 K0...KD 为 14 个按键输入线，D0...D3 为键码输出端，Q 为按键指示输出，R 为复位输入，CLK 和 /OE 分别为时钟和输出允许。

GAL20V8

KB INTERFACE

Y. J. ZHAO 1990. 10. 30

JPK

CLK KO K1 K2 K3 K4 K5 K6 K7 K8 K9 GND

/OE KA KB KC KD D0 D1 D2 D3 Q R VCC

/Q=/R

+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * KD * /Q

D0: =K0 * /K1

+K0 * K1 * K2 * K/K3

+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * /K5

+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * /K7

+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9

+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * /KB

+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * /KD

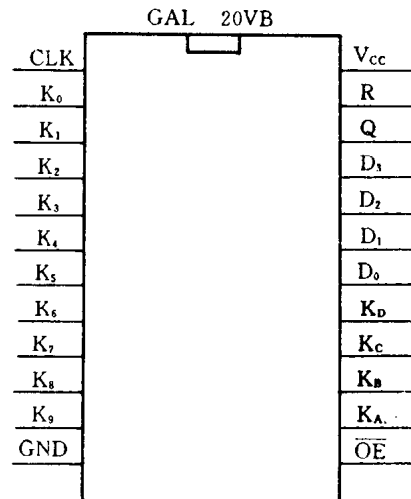


图 2 GAL 引脚图

$D1: =K0 * K1 * /K2$
 $+K0 * K1 * K2 * /K3$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * /K6$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * /K7$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * /KA$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * /KB$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * KD$
 $D2: =K0 * K1 * K2 * K3 * /K4$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * /K5$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * /K6$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * /K7$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * /KC$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * /KD$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * KD$
 $D3: =K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * /K8$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * /K9$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * /KA$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * /KB$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * /KC$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * /KD$
 $+K0 * K1 * K2 * K3 * K4 * K5 * K6 * K7 * K8 * K9 * KA * KB * KC * KD$

DESCRIPTION

在 K0...KD 中,以 K0 的优先级别最高,KD 的优先级别最低,其它顺次排列,平时, K0...KD 被拉至高电平,如果 CLK 上有脉冲出现,接口输出的编码为 1110B。K0...KD 的有效编码依次为 0000B...1101B。CUP 通过判读得到的键码,便可得知键盘的工作状态。另外, Q 端输出既可以作为 CPU 的中断申请信号,也可以作为一种状态标志供 CPU 查询用。

将上述 GAL 编程输入的源程序用 FAST MAP 软件包汇编之后,得到相应的 JED 文件。用适当的编程器将这个 JED 文件固化到一片 20V8 的 GAL 芯片中,就得到了这种编码键盘接口。

三、应用举例

这种用 GAL 器件设计成的键盘接口,使用起来灵活方便。CPU 可以根据应用的具体需要,用查询方式或中断方式来管理它。这里仅举一个与 8031 单片机系统联接的实例(图 3)供读者参考。

为了简明起见,这里只画出

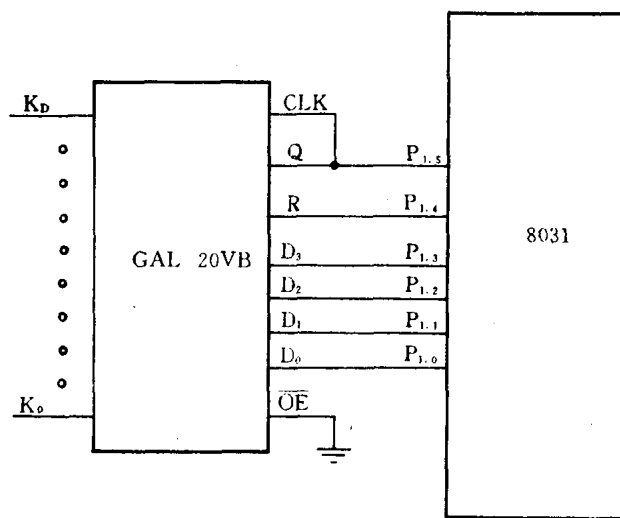


图 3 GAL 编码键盘与 8031 接口

8031 系统中与键盘接口有关的部分,按键与键盘接口的联接请参阅图 1 中的相应部分。该系统采用查询方式管理键盘。8031 的 P1 口与键盘接口相联,其中 P1.0...P1.3 分别接 D0...D3 作键码输入,P1.4 接接口的复位端 R,P1.5 接接口的按键指示端 Q,接口的输出允许端/OE 则直接接地,使输出直通。

与键盘输入有关的源程序如下:

```

STRAT:   SETB P1.4           ;键盘接口初始化
TEST:    JNB P1.5, TEST     ;查询是否有键被按下
          MOV A, P1         ;读入接口信息
          AND A, #0FH       ;屏蔽高 4 位,获取键值
          RL A              ;键值加倍
          MOV DPTR, #TABLE  ;指向转移表首址
          JMP A+DPTR        ;以键值为索引查表转移
NEXT:    CALL DELAY         ;延时等待按键释放
          CLR P1.4         ;清除接口,为下次按键作准备
          AJMP START       ;重新开始
TABLE:   AJMP KBROUT0      ;转向按键 0 服务程序
          AJMP KBROUT1      ;转向按键 1 服务程序
          AJMP KBROUT2      ;转向按键 2 服务程序
          ⋮
          AJMP KBROUTD      ;转向按键 D 服务程序
DELAY:   ⋮⋮⋮              ;延时子程序
  
```

这里应当说明两点,一是所有的按键服务程序都要以 LJMP NEXT 指令结尾,这样才能为接收下一次按键作准备;二是要注意在适当的时候给接口中的 R—S 触发器复位,不能过早,否则可能造成一次按键多次响应的错误。因此应根据具体的情况确定延时子程序 DELAY 延时的长短。一般情况下,取 10~20ms 为宜。

在此基础上,我们可以将上述程序扩展成一个既能防误发又能进行连发的键盘管理程序,其流程框图如图 4 所示。主要工作原理如下:系统在主程序中以 0.1 秒为周期查询键盘,因为手动按键的速度一般不会超过 5 次/秒,所以不会丢失按键。如果微机连续读到相同的键值,则表明该键按下后没有释放。若连续读到的次数小于 5,则表明按键时间小于 0.5 秒微机不作进一步处理,从而避免了因按键释放过慢所造成的误发。如果连续 5 次读到同一键值,则表明操作者要求连发,于是微机以 0.1 秒为周期进行相应操作。

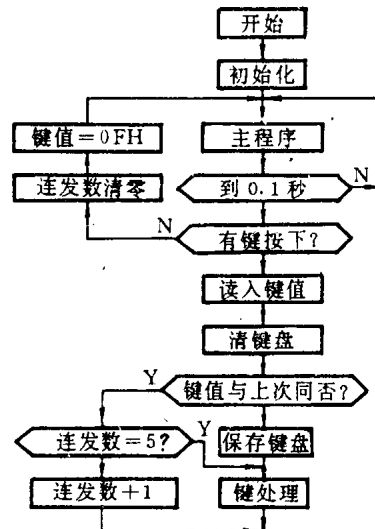


图 4 键盘管理程序框图

4.4 用 CMOS 电路构成的非编码触摸键盘

江西大学电子科学系 李景生

一、概 述

键盘是微机控制系统中不可缺少的输入设备。近年来,导电橡胶键盘、薄膜开关键盘已在电子仪器、医疗设备、数控机床以及家用电器等领域得到了广泛应用。而在 Z-80 单板机和 MCS-51 单片仿真机等系统中大多仍使用机械式非编码键盘。这种键盘虽然简单,但使用寿命有限,操作时常出现接触不良现象,而且不宜直接进行远距离操作。而利用 CMOS 电路构成的触摸式键盘则具有独特的优越性。经实际使用证明,CMOS 触摸式键盘价格低廉,操作轻盈快捷,可靠性高,抗干扰性强,尤其具有防爆、长寿命和可以直接进行远距离操作等特点。

二、原理与结构

微机控制系统中最常用的是矩阵结构的非编码键盘,其结构如图 1 所示。行线 $X_0 \sim X_3$ 与列线 $Y_0 \sim Y_3$ 的每个交点为一按键。键盘扫描的方法是由计算机软件给出行控制信号,依次使 $X_0 \sim X_3$ 线为低电平,同时从 $Y_0 \sim Y_3$ 线上读出列测试信号。若无键按下,则列值均为高电平,否则,列值中必有一个为低电平。由此可判断是否有键按下,并根据行列值由软件译码,得出键值,计算机转去执行闭合键的服务程序。

用 CMOS 电路构成的感应式触摸开关可直接取代以上机械按键。其基本单元电路由图 2 所示。图中 \odot 处为外引出的金属触摸片,该片当人体未接触时, A 点为高电平, X 线无论是高电平还是低电平, Y 线输出均为高电平。只有当 X 线为低电平,即 B 点为高电平,同时触摸处使 A 点也为低电平时, Y 线输出才为低电平。该电路实际上是单稳态触发器的改变型,目的是使

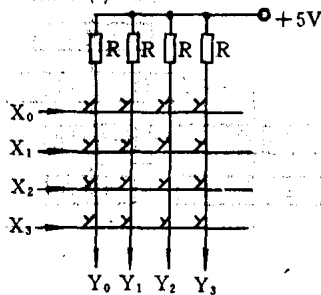


图1 矩阵结构的非编码键盘

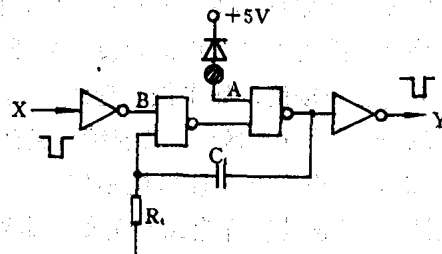


图2 触摸键盘基本单元

件不作任何改变即可直接应用。

例如, MCS-51 单片机开发系统都是通过接口芯片 8155 与显示器和 8×8 矩阵键盘相连接。应用时, 只要将 8×8 触摸式键盘中的电源线(+5V)、地线与系统电源线、地线相接, 8 条输入线 $X_0 \sim X_7$ 和 8 条输出线 $Y_0 \sim Y_7$ 与 8155 的有关输出/输入口直接相连(即与相应的按键相并联), 就能可靠地工作。对于 TP801 及类似的 Z80 单板机开发系统, 其输出接口是通过 74LS273(U_{11}) 加驱动器 75425 与 6×5 键盘相接, 再通过 74LS244(U_{13}) 与数据总线相接。 6×5 触摸式键盘电源线(5V)、地线与系统电源线、地线相接, 输出线 $Y_0 \sim Y_4$ 可直接与 74LS244 输入端相接, 而输入线 $X_0 \sim X_5$ 不可直接与 75425 输出端相接(因其输出的电平仅为 2V), 而改至与 74LS273 输出端相接。这时, 由于其扫描为正脉冲, 故需将图 3 中的 CD4069 去掉即可。若使用 Z80-PIO 为 I/O 接口, 则可直接与按键相关联。

系统的 RESET 键也可由 CMOS 电路构成。只要将图 2 电路中的 B 点改接到电源 +5V, 输出 Y 端与相关芯片的 RESET 端相连即可。当 \odot 处被触摸时, Y 端输出一负脉冲完成对系统的复位。若需正脉冲复位, 则将输出端加一级反相驱动器或改为同相驱动器。

该键盘抗干扰能力很强, 特别适合长距离操作。经实验, 仅用普通长导线与系统相应端直接连接, 在不采取任何防干扰措施的条件下, 可靠的操作距离最小大于 80m。

值得指出的是, 金属触摸片及其导线对静电感应十分灵敏。为防止因干扰而产生误动作, 金属片与 CMOS 电路之间需用一端接地的屏蔽线相连, 且此线不宜过长。视具体情况, 可将电路输入端(图 2A 点)对地旁路一几十至上百 p 的小电容。

在控制系统中, 有时需要一个主机连接多个键盘分时操作。为使各分键盘独立工作, 可以通过互锁电路很方便地将各个键盘连接, 这是其它类型键盘不易做到的。

以上介绍的触摸式键盘已在汽油加油自动控制系统中得到应用。实践证明, 该设计方案合理、可行。由于该键盘采用的是小规模 CMOS 电路, 故整体结构就随键盘的矩阵数目的增加而变得较为复杂。如果采用其它 CMOS 电路, 或将上述电路集成在一块 CMOS 芯片上, 则将使结构大为简化, 这不失为整机键盘发展的另一个有效途径。

4.5 设计薄膜开关应注意的一些问题

吴松山

由于薄膜式开关结构简单,装联方便,外观新颖,同时又具有体积小、重量轻、防尘、防水、防爆、防有害气体侵蚀、寿命长等一系列特点,目前在电子整机中的应用,已引起极大的兴趣,并逐步得到普及。特别是多功能、密集型、智能化的电子产品,薄膜开关已成为产品设计方案中的第一选择。

在我国,薄膜开关的应用尚处起始阶段,从我们的业务实践中发现,对薄膜开关的有关问题,尚需进一步阐述。

一、薄膜式开关的面板设计

薄膜开关是集功能按键、指示元件、仪器面板为一体的一个操纵系统的总成。其面板是反映薄膜式开关特征的外置构件,具有操纵功能与外观装饰的双重作用。

1. 色彩

薄膜开关的面板,多采用毛面聚碳酸脂(PC),经丝网漏印的方法,将图文印制在该薄膜的反面。它可以任意选定所需要的色彩,这是常规金属面板在外观上难以比拟的。为此,在设计面板时,可结合产品的特点及其应用领域,合理地选择色彩,以充分显示色彩的作用并反映先进的、科学的设计思想。

色彩的应用,在工艺制作时虽然一般都能实现,但在实际应用上要有放矢,慎重处之,在最大程度上让色彩为其功能服务。比如,文字与图案应与其所衬托的色块有较大的对比度;有相应位置关系要求严格的部分,以及有相互依存关系的功能键组,宜采用同一种色彩,让它们在同一块印版上完成印刷,以避免套印过程产生的偏差;功能仪器宜柔和典雅,以示庄重;民用家电可华丽些以点缀环境气氛。

色彩一般以3~4色为宜。色彩过多,不仅使人感到眼花缭乱,同时也会增加制作的难度与费用。

2. 文字

文字是操作功能的媒介,直接向操作者提示功能的作用,或对仪器性能作出解说。当采用分立元件时,其面板通常是将文字标注在分立元件的附近。而薄膜开关的面板,一般没有外置的元件,它是以色块来表示模拟的键盘或元件。为此,文字则可直接标注在这个功能键盘的色块上,这样更为方便、直观。

文字除了上述的特定作用外,在某种程度上起着对产品外观的修饰作用,为此应注重文字的规范化。此外,对文字形体的选择还应兼顾到制作图文的工艺——丝网印刷的特点。因此,对于通常所用的例如仿宋体,因其笔画纤细无力,细微的笔峰较难表现,与色块的力度不相适应;宋体与正楷,古朴有余,新意不足,与新潮的设计风格难以协调。笔者建议,采用照相排字法制备文字,并推荐采用黑体与细线圆角体,这种字体笔画横竖等宽,字体方整易辨,与整体设计

适应性强,工艺的再现性也较好。

3. 形意图案

所谓形意图案,它是指除法定部分标志符号外,根据仪器某一操作内容的特点,而精心设计的一组特定的图形标志,以取代文字的陈述,见图1。

形意图案是近年来在产品外观上逐步得到应用的一种以图代文的解说形式。由于薄膜开关的面板得天独厚的条件,使它能充分地发挥形意图案的效果,从而使外观更具有时代的气息。

形意图案的特点是寓意形象,简练明快,表达力强,增进记忆,能起到文字注释难以起到的效果。为此,我们在设计时,也要遵循这些原则,图案切勿牵强附会,使人百思不得其解,这样反而会影响对仪器的使用。初用形意图案时,宜再辅以功能的文字,待为人们所接受,约定俗成后再单独运用。

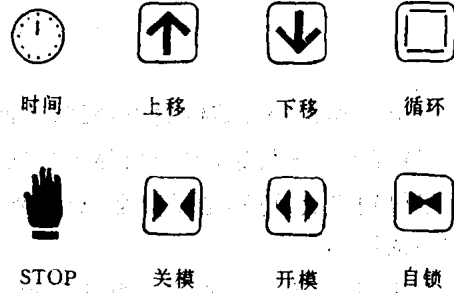


图1 形意图案示范

4. 键体

薄膜开关的面板,其按键的形体,不象分立开关元件那样,要受到可供元件形体的限制。它可以根据整体设计的需要而确定,可以是圆形,也可以是方形或矩形。这较之分立元件,有更大的应变性与灵活性。一般宜采用方形或矩形为好,这与整机的外型更趋于协调。

键的大小虽然目前尚无统一的标准,但应符合实用、匀称、美观的原则。特别对于操作功能密集的键群,更应注意其大小与间隔是否适应操作习惯,是否符合人机工程的关系。从人机工程的关系和制作模具的通用性考虑,笔者推荐采用表中所列尺寸。

表1 键体尺寸推荐表

序号	键尺寸 L×B(mm)	两键中心距 (mm)	附注
1	10×10	14	1. 在以上尺寸内,键的形状可以是正方形,也可以是矩形或圆形。 2. 最常用的为序号中的2、3。 3. 序号中5、6可以在每个键的左上角带指示灯透明窗孔,窗孔尺寸为5×3(mm)或φ3~φ5。
2	12×12	17	
3	14×14	17	
4	16×16	20	
5	18×18	23	
6	20×20	25	

当采用矩形键时,其L边长应符合表列尺寸,B边之长宜不大于2L。两键间离应不小于3mm。

5. 透明窗

薄膜开关的面板,由于是采用透明状的聚碳酸脂(PC),经特殊表面处理的材料制作而成,因此凡是仪器的显示部分,可与面板制成一个整体,无须挖孔开窗。这是金属面板无法实现的。

透明窗孔有两种类型,一种是供显示元件指示参数用,此称为显示窗;另一种是供发光二极管(LED)指示之用,以提供操作元件的执行情况,称为指示窗。

各透明窗宜设计成透明有色,这样可隐蔽底部的元件,活跃面板的气氛,区分动作的功能。选择适当的透明色彩,还可以起着对发光数显示元件的滤色增光的作用,使数字显示更为清晰。

薄膜开关的面板设计,关系到产品外观的形象,既要摆脱传统的程式,立意创新,又要照顾到科学性与工艺性,以使所设计的产品更具特色。

二、薄膜开关的电路设计

由于薄膜开关是仪器操纵系统的总成,它的各个功能按键的连线,都在制作“开关”时一并预制完成,这不象采用分立开关元件那样,需要用导线将各个开关的线脚焊接连通。因此,薄膜开关的线路可避免焊接产生的错误,同时可节省焊接工时,又便于装联。这正是薄膜开关方便、可靠之所在。

由于开关的连线是预制的,故开关线路的设计应作为工艺资料文件,提交给承制单位。

1. 电路

开关电路的设计大致可分为两种。一种是公共总线法,它如图 2 所示,各开关的某一触点的一端,直接由一条总线连通,另一端分别列出若干独立的线路。这种方式,在机械式分立开关中是常见的。它的优点是每一个开关直接控制一专门的功能,在这种情况下所得到的信号,不要求在后置电路中增进译码。但是它在一般情况下只适合功能键不多的场合使用,当开关数量增加时就显得不利,同时引线的位数会增加很多,出线总数大于开关的位数。

另一种是采用 X-Y 矩阵排列法,如图 3。它是由行与列构成一个矩阵。在同一行的方向上(即 X 方向),不论开关的数量多少,均由一条公用的线将开关的一端引出;同样,在同一个列

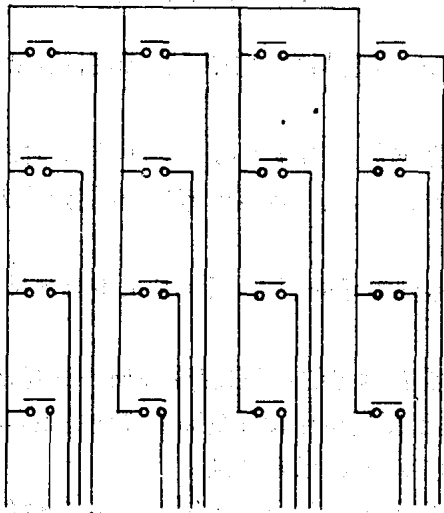


图 2 公共总线法

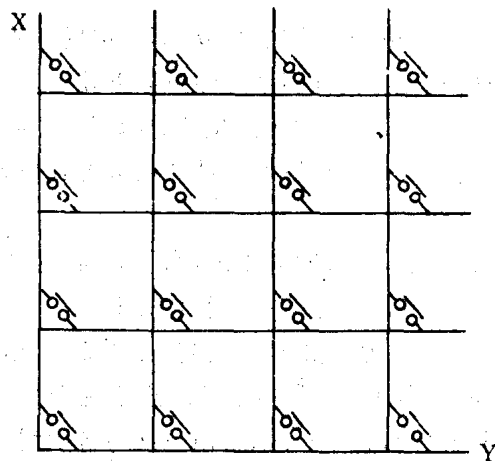


图 3 矩阵排列法

的方向上(即 Y 方向),不论开关的数量多少,也由一条公用线将其开关的另一端相连并引出。这样,矩阵的排列就可构成任意一个开关的 X-Y 组合。当它在控制各个专门的功能以前,往往需要在后置的电路中设定译码,然而,这在逻辑电路中是并不困难的。采用 X-Y 矩阵法,其引

出线位数最少,出线的总数等于行的位数加列的位数。

在某些整机的电路中,或由于某些元件工作条件如工作电流、工作电压,或为了防止开关线路对元件的干扰等因素的需要,对某几个开关按键,也可以作出局部处理。例如采用公用总线与单独引线并存的混合方式,这在薄膜开关电路的设计中也是允许的。

薄膜开关电路的设计,作为工艺制作的指导文件,应力求设计中的矩阵能与实际中的键位趋于一致。这可简化制作时的重新排线的麻烦,同时也有利于检验,避免差错。最好的表达方法是在画线路图时,直接就把各键的功能内容标注在矩阵中,且与键的实际位置一致,再将各引线按自左向右的顺序编号,这样一目了然,无须再列接线关系表,见图4。

2. 引线

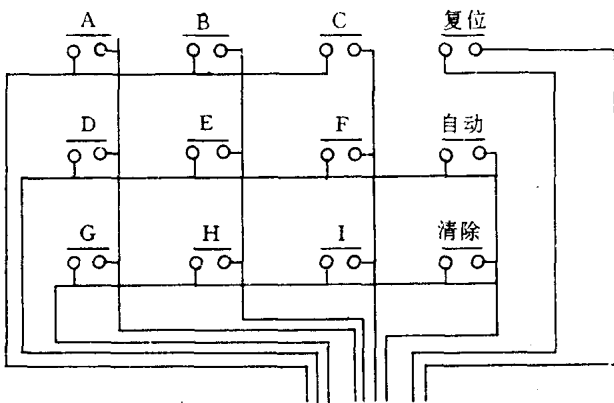


图4 连线的表达方式

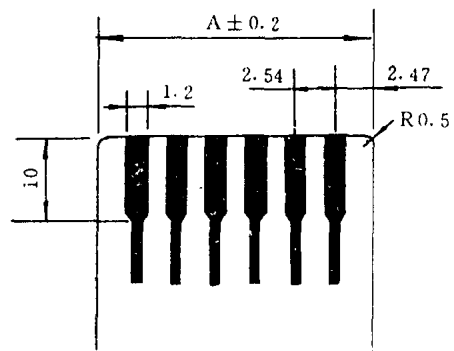


图5 引线及其接口尺寸

作为一个操纵系统的总成,不仅包括开关及其连线,还包括同时制成的一组引线,以便与后置电路相连。设计引线应注意以下几点。

(1)位置 引线的出线位置,应设计在与后置电路的同一轴线上,并应考虑接插时的合理性与方便性。引线位置的设计还需考虑到矩阵连线的出线,应尽量减少弯折,并使走线为最短的经济路线。

(2)线距 引线间的距离,为了能与电路中的元器件很好的衔接,通常是采用英制尺寸,即线距为2.54mm。各尺寸关系见图5。

(3)线数 引线的位数,虽然是由键数或出线的需要确定的,但它应受接插件的规格所制约。目前薄膜开关专用接插件的规格见表2。为了便于测量和寻找各线脚的接线关系,在行与列的引线之间,宜空一线,公用总线与各引线之间也宜空一线,以资区别。

当出线位数与表列的接插件线位不符时,应采用“假线位”,使之与选定之接插件线位吻合,并与被连接的后置电路的出线保持一致,以防止引线与接插件及后置电路错位。这在电路设计时,是需要统筹考虑的。

表2 专用接插件规格表

位 数	5	8	10	12	14	16	18	20
插口尺寸(最小)	15.3	23.0	28.0	33.1	38.2	43.3	48.4	53.4

(4)长度 薄膜开关的引线,是与电路制作在同一薄膜片基上的,它是柔性体,为此能适应弯曲的需要,故其长度应比实际(直线)长度稍长。过长,不仅显得累赘,同时也增加制作难度与制作成本;过短,接插不便,同时还应考虑插口的一端,在经常插拔时,可能导致导体的磨损,应留有一定的截裁量。当引线设定位置与接插元件呈同一轴时,其长度以超过实际长度 30mm 为宜。生产厂在没有指定要求的情况下,引线定长一般为 80~100mm,这在通常情况下应是适宜的。

3. 键盘

这里所指的键盘是指开关电路中的触点。键盘有以下几种形式:

(1)迷宫式 迷宫键盘适用于盘数不多的非矩阵排列的单片式电路。由它作为薄膜开关的下层电路,即被动电路。上层电路则是由一个能覆盖迷宫触点的触头,在外力作用下,使迷宫中的某两线段沟通。迷宫电路的形式很多,常见的有图 6 所示的几种。

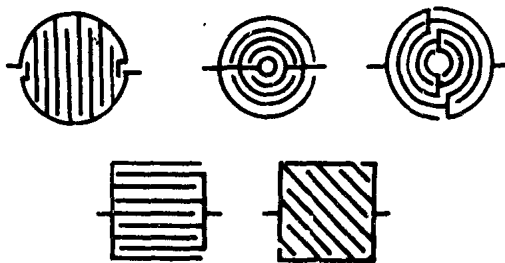


图 6 迷宫键盘的几种形式

设计迷宫键盘时,其不相通连的两线间距离不宜过大,一般在 0.8~1.2mm 为宜,这样有利于让上触头将迷宫的两线段沟通,减小操作力。迷宫部分的线段,在允许的情况下,宜尽量多设几组,这有利于增加导通电路的几率。

(2)触点式 所谓触点,是指上、下电路导通的接点。它一般适用于折叠键盘或双片式键盘。键盘可以是圆形,也可以是方形或矩形,但宜与键的形状相似。其大小宜比键体的周边略小 1~2mm。等大或过大是没有实际意义的。

上下触点分别设计成相连通的横线和竖线,或分别为左倾与右倾的斜式,使叠合时构成网状结构,特别是上层电路的触点,间隔而连贯的线对抗御频繁的蠕动,维护面板的弹性都有益,同时可节省贵金属材料。

4.6 触摸式电子开关集成电路 5G673 及其应用

陈国华

本文介绍一种新颖的触摸式电子开关集成电路 5G673。它具有互锁的 8 档输出,其电路工作的稳定性、可靠性远比用分立器件组合的触摸电子开关优异。将其应用到各种整机电路中,还具有体积小、功耗低、安装调试方便等特点。

一、简介

5G673 采用 18 脚双列直插式塑封,其各引脚的排列及功能如图 1 所示。它的 8 个输入端 $I_1 \sim I_8$ 与 8 个输出端 $Q_1 \sim Q_8$ 一一对应,用手触摸任一输入端时,其相应的输出端电平就会改变。5G673 的输入、输出对应功能真值表见附表。由于 5G673 系 PMOS 集成电路,一般应使用负电源,但只要将接地端⑨脚接 +12V 电源,电源端⑱脚接地,即可在正电源下正常工作。

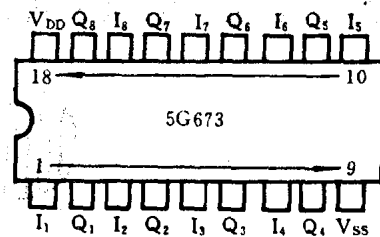


图 1 5G673 的引脚图

附表 5G673 输入输出对应真值表

输入端								输出端							
I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7	I_8	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1

二、应用

1. 触摸式吊扇电子调整器

该装置的电路工作原理如图 2 所示。普通吊扇一般采用电抗器分档调速方式,虽然结构简单,但分档控制开关使用日久后经常出毛病,很易损坏。如采用电子调整器,尤其以触摸方式操作,不仅经久耐用,而且显得新颖豪华。该电路采用了简单的电容器限流降压方式(亦可用电源变压器降压),可长期接入电网不怕发热消耗,但在接线时,务必分清电网的火线与零线,不许

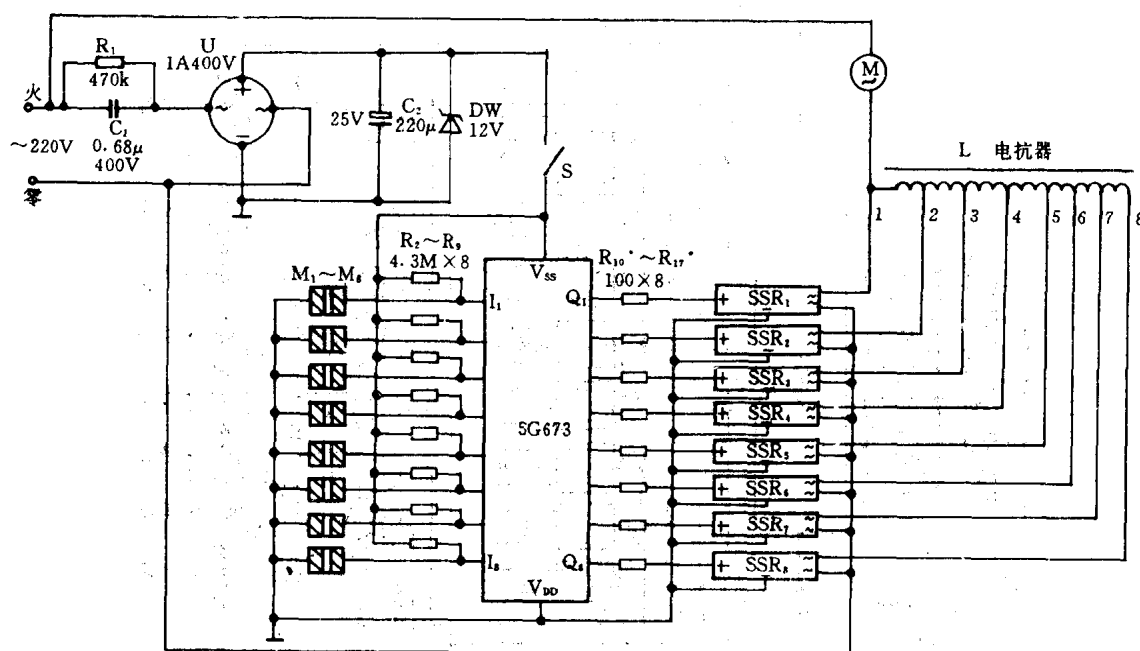


图2 触摸式吊扇电子调速器

搞错。交流电经全桥U整流后,由 C_2 滤波,DW稳压,输出12V的直流电压供给电路工作。 $M_1 \sim M_8$ 是8只触摸金属片,采用无触点、光隔离的固态继电器SSR驱动,安全可靠。

当用手触摸 $M_1 \sim M_8$ 时,导致5G673相应的输入端变为低电平,而与该输入端相对应的输出端则变为高电平(约5V),其它的7个输出端由于内部电路的互锁复位作用,均输出低电平。例如触摸 M_1 ,则5G673的 I_1 变为低电平,于是 Q_1 变为高电平,SSR₁导通,吊扇电机M有电流通过而转动。由于它没有受到电抗器的降压限流,故“1”档转速最高,风量最大。触摸 $M_2 \sim M_8$,由于电机的电流回路均通过电抗器故其通流量依次减小,风量也依次递减。采用这个触摸开关不存在需要循环控制的问题,而是任意选档。SSR可选用1A、600V的。电抗器仍可利用吊扇的原电抗器,一般是五档,其余几档可作为“停止”之用。

2. 录(放)像机触摸控制

该装置电路工作原理如图3所示。采用触摸键控制比轻触键控制制造工艺更简单,造价亦更低,并且不易损坏。当用手触摸 M_1 时, I_1 为低电平,经电路反相后, Q_1 输出为高电平,电子开关 S_1 闭合,接通了录像机中微处理器芯片电路,于是电源开启,同时该键功能相应的发光二极管指示器点亮。同理, $M_2 \sim M_8$ 依次控制顺序为放像、快进、快倒、图像静止、停止(卸载)、录像、磁带出盒。由于IC₁内部电路的互锁作用,任何时刻只有一个输出端为高电平。如欲设置更多的控制键,可采用两块以上的触摸开关集成电路和模拟电子开关集成电路,数量不受限制。

3. 电视机触摸式预选开关

该装置的电路工作原理如图4所示。电视机面板上的频道预选开关,是使用频率较高的部件。使用几年后,由于触点氧化或其它原因,有时会出现接触不良或是按下后难以上跳等故障。

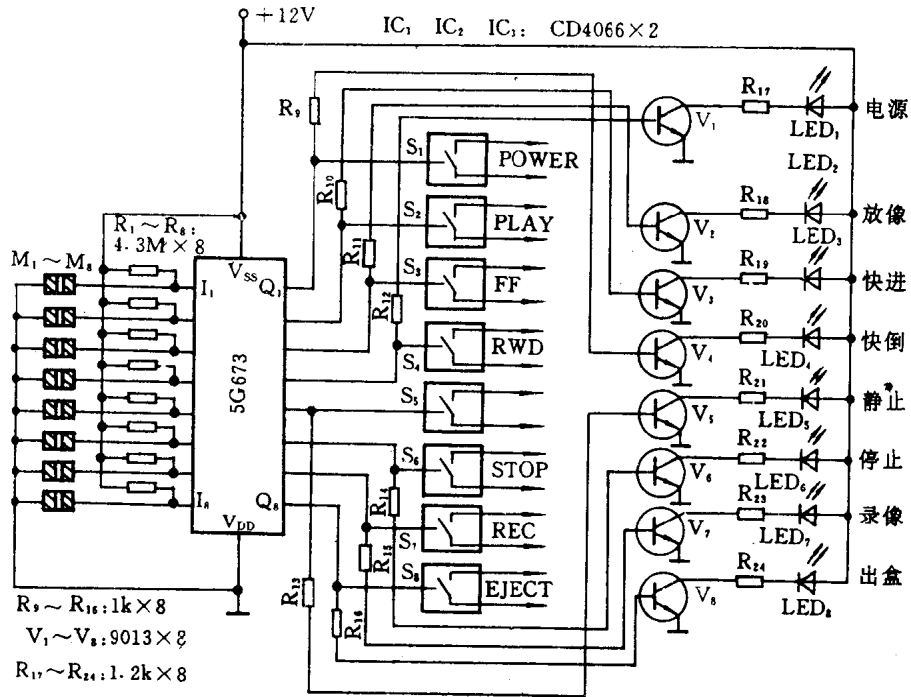


图3 录放机触摸控制

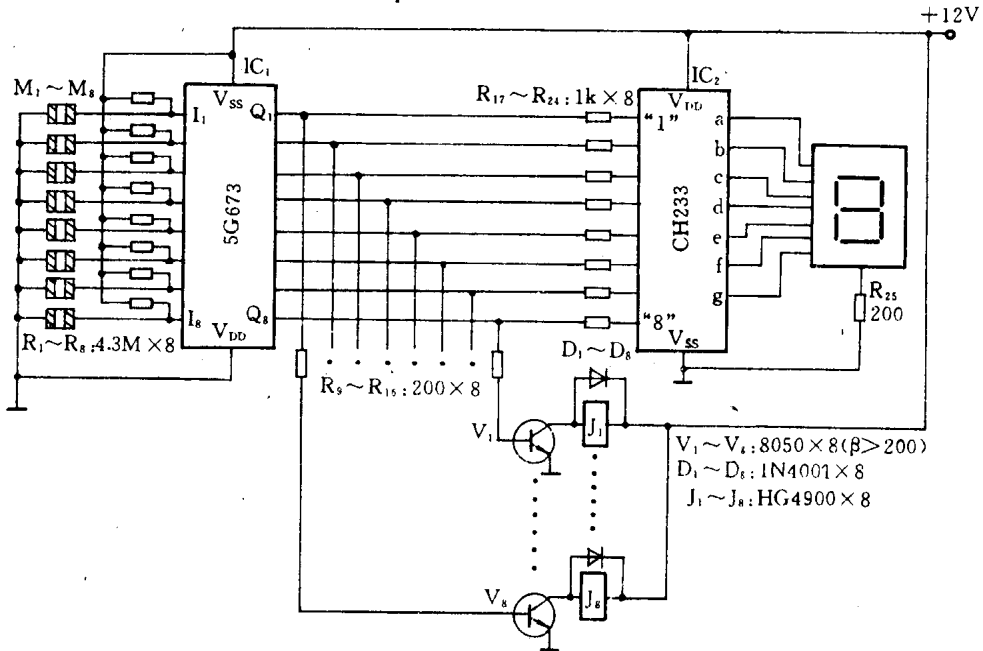


图4 电视机触摸预选开关

触摸式预选开关可避免这种机械性故障,从而使电视机整机可靠性得以提高。

当用手触摸金属片 $M_1 \sim M_8$ (也可以用导电塑料薄膜覆盖) 时, IC_1 的输入端变为低电平, 与其相对应的输出端则变为高电平, 通过三极管电流放大, 驱动超小型继电器 J 励磁吸合, 接通电视机相应的频道电路。 IC_2 CH233 是一块新型的 8 频道译码驱动集成电路, 它的输入端与显示字符一一对应, 故当 $IC_1 Q_1 = "1"$ 时, $IC_2 "1" = "1"$, 显示数字 "1"。同理, 触摸不同的金属片 M, 可使得不同频道的三极管 V 导通, 不同的继电器 J 吸合, 接通不同的存储频道, 其 LED 数码管则显示选中频道的数字。其中 $V_1 \sim V_8$ 可用 8050 等中功率三极管, $\beta \geq 200$ 。J 可采用超小型继电器, 如双触点 12V 的 HG4900、JZC-7F 等。

摘自《电子世界》月刊, 1991 年第 9 期

4.7 8279 用于拨码盘及显示器的接口设计

东北重型机械学院 申铁龙

参数设定和显示是设计微机实时控制系统的一项不可缺少的内容。通常采用键盘和 CRT 可以对系统参数进行综合设定、显示,但是在工程实际中,特别是需要在现场进行显示和设定就显得很不方便。LED 数码管和拨码盘是工业系统中应用十分广泛的器件,当显示、设定的数字位数较多时,就要占用较多的软硬件资源。本文提出一种采用 Intel8279 芯片的参数设定、显示接口方案。这种方案可以扫描输入 16 片拨码盘(16 位数字)、动态显示 16 只 LED 管(稍加改动可接 32 个)而不占用主机 CPU 时间,而且电路简单、投资少、功耗低。

一、硬件设计

8279 通用可编程芯片是键盘/LED 管理专用芯片。其主要功能是控制动态扫描显示数据和扫描输入键盘,此外还有选通输入和传感器列阵扫描检测两种输入方式。本接口用 16 片拨码盘(BCD 输出)组成 8 行开关列阵,接口硬件电路如图 1 所示。

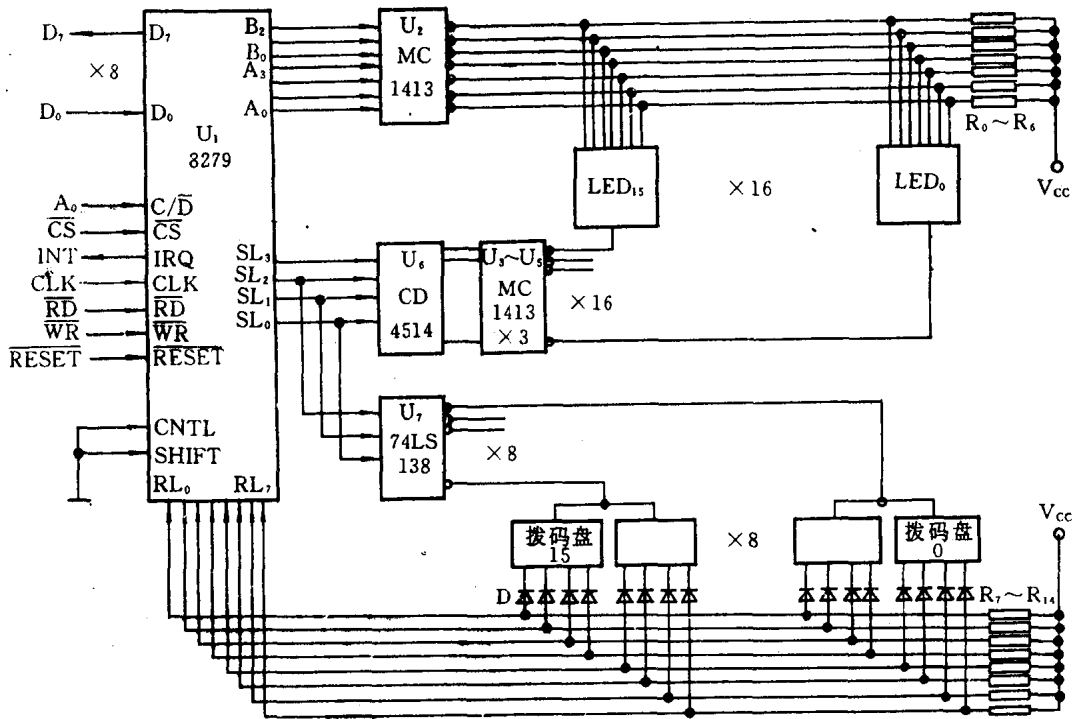
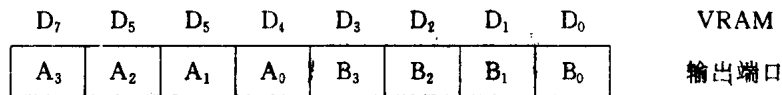


图 1 硬件电路

1. 动态显示部分

8279 内部具有 16 字节 8 位的显示数据存储单元 VRAM, 每个字节可存一个 8 位显示代码, 分别对应 A、B 两个端口的 8 个输出端, 即



VRAM 的内容与 4 位循环计数的扫描信号 $SL_0 \sim SL_3$ 同步分时输出, 扫描信号经译码器 CD4514 得到 16 个扫描选通信号, 再经驱动器 $U_2, U_3 \sim U_5$ 可动态扫描显示 16 只任何型号的共阴极 LED 数码管。反相驱动器 MC1413 为 OC 输出, 当 U_2 相应位导通输出为低电平时, 使得驱动电流旁路相应段截止不发光。因此, VRAM 中应存 LED 显示码的反码。

2. 拨码盘输入部分

8279 内部还有 8 字节 8 位存储器构成的先进先出推栈 (FIFO 栈), 扫描信号 $SL_0 \sim SL_2$ 经译码器 74LS138 译码扫描 8 行 8 位键盘或传感器阵列, 扫描结果由回馈信号线 $RL_0 \sim RL_7$, 送入 FIFO 栈, 以供 CPU 从 8279 读取数据。本接口采用 4 位 BCD 码输出的拨码盘, 每 2 片拨码盘占一条扫描线。因此, FIFO 的每字节分高、低 4 位存放二片拨码盘的 BCD 码。

3. 几点说明

(1) 扫描频率取决于 8279 内部时钟, 它是对外接时钟 CLK 进行分频得到的。分频系数可由软件编程设定。如果获得稳定无闪烁的显示效果, 则扫描频率可调整在 100kHz 左右, 限流电阻 $R_0 \sim R_8$ 。选择应使数码管导通电流远大于静态显示电路, 可取 40Ω 左右。

(2) 本接口允许 CPU 随时读入拨码盘数据, 还可以通过编程和监视数据, 即当设定数据变化时 8279 发出中断信号。

(3) 每个拨码盘输入脚都经一只二极管 D 与回馈线相连, 这是为了避免回馈线上信号出现“串扰”现象而设计的, 考虑到芯片的噪声容限应选用导通压降小的锗管。

(4) 通过输出、输入指令 CPU 可以随时更新显示内容, 而 8279 控制扫描显示和拨码盘不占用 CPU 时间。

(5) 如果将显示输出端口 A、B 分别接 BCD/七段 LED 译码驱动器 (如 74LS48), VRAM 的每个单元存放 2 个显示 BCD 码, 则可以动态扫描显示 32 只数码管。

二、软件编程

首先应对 8279 进行初始化以确定其工作模式及内部时钟频率, 并清 VRAM 和 FIFO。8279 的 C/\bar{D} 管脚用于区别数据线路上的信息是数据还是命令字, 可将 C/\bar{D} 接 CPU 的地址线 A_0 , 这样, 片选信号 \overline{CS} 和 A_0 共同确定了 8279 的数据口地址和命令字口地址。

1. 初始化程序

包括设置显示输出、数据输入工作模式及分频系数, 清 VRAM 和 FIFO 等。

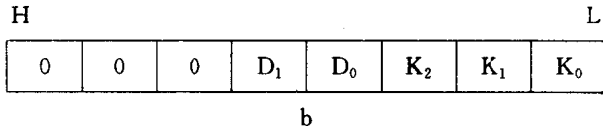
(1) 设置工作模式

8279 扫描显示方式分 8 字符扫描和 16 字符扫描, VRAM 的数据输入又分左端输入 (打字机方式) 和右端输入 (计算器方式) 两种。因此扫描显示管理模式共四种。

8279 主要数据输入方式为键盘扫描方式, 此外还具有传感器阵列扫描和选通输入两种方

式。每种方式又分为译码扫描和编码扫描,再加上键扫描中是否互锁,实际上具有八种工作状态。

工作模式命令字格式如下:

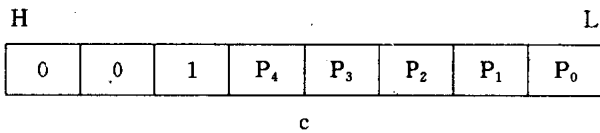


其中,高3位为0是本命令特征码。D₁D₀为显示方式,本接口选择16字符左端输入方式,故D₁D₀=01,其特点是显示存储器与16位LED

数码管一一对应便于显示软件设计。K₂K₁K₀取决于数据输入方式和选择译码扫描传感器阵列方式,故K₂K₁K₀=101。因此,工作模式控制字为0CH。

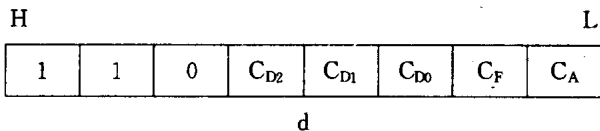
(2) 设置扫描频率

命令字格式如下,其中高3位为特征码。P₄P₃P₂P₁P₀为分频系数,如不送此控制字,则8279复位后自动取31。若外接时钟为4MHz就可得扫描频率为130kHz左右。因此,本控制字可不送。



(3) 清 VRAM 和 FIFO

命令格式如下,其中,高3位为特征码。C_D取决于清除方式,C_F为清FIFO控制字位,C_A为同时清VRAM和FIFO标志。选择控制字为0DFH,则VRAM中全置“1”。



在初始化程序中,只要将上述

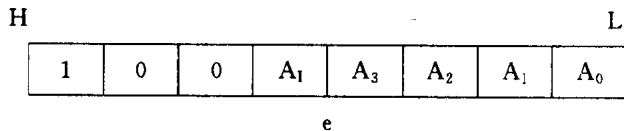
命令送入8279命令口即可。初始化程序框图见图2(a)。

2. 刷新显示字符串程序

在微机控制系统中往往需要显示多个参数,而且这些参数并不需要同时刷新。因此,我们采用刷新字符串子程序来刷新一个或几个参数相应的字符串,以便于主机对8279显示参数的管理。

8279芯片要求对VRAM进行写操作之前先送一个命令字以确定写入地址。设置写入地址的命令字格式如下:

其中,地址码A₃A₂A₁A₀决定下一个数据线上的信息写入VRAM中的哪一个单元,A₁为地址自动增“1”标志,如控制字



送90H,则随之连续送入数据口的信息将从00H单元起依次存放在VRAM中。因此,在刷新字符串程序中,首先根据需要刷新参数所在位置决定字符串首地址并置AI=1,然后将刷新信息依次写入VRAM的相应单元即可。刷新字符串程序框图如图2(b)。

3. 读人设定参数程序

设定参数一般是多位数字,即需要用几片拨码盘设定一个参数。由于8279是将传感器阵列的开关状态按行存入FIFO的相应单元。因此,硬件电路确定以后设定参数与FIFO栈的信

4.8 LED 数码管的构造与特点

李学芝

LED 数码管是目前最常用的一种数显器件。下面介绍其构造原理、性能特点及产品分类情况。

众所周知,发光二极管(英文缩写为 LED)是由半导体材料制成的、能将电信号转换成光信号的结型电致发光器件。如果把发光二极管制成条状,再按照一定方式连接,组成数字“8”,就构成 LED 数码管。使用时按规定使某些笔段上的发光二极管发光,即可组成 0~9 的一系列数字。

一、LED 数码管的构造

LED 数码管分共阳极与共阴极两种,外形见图 1(a),内部结构如图 1(b)或图 1(c)所示。a~g 代表 7 个笔段的驱动端,亦称笔段电极。DP 是小数点。第 3 脚与第 8 脚内部连通,⊕表示公共阳极,⊖表示公共阴极。对于共阳极 LED 数码管(如图 1(b)),将 8 只发光二极管的阳极(正极)短接后作为公共阳极。其工作特点是,当笔段电极接低电平、公共阳极接高电平时,相应笔段可以发光。共阴极 LED 数码管则与之相反,它是将发光二极管的阴极(负极)短接后作为公共阴极。当驱动信号为高电平、⊖端接低电平时,才能发光。

LED 的输出光谱决定其发光颜色以及光辐射纯度,也反映出半导体材料的特性。常见管芯材料有磷化镓(GaP)、砷化镓(GaAs)、磷砷化镓(GaAsP)、氮化镓(GaN)等,其中氮化镓可发蓝光。发光颜色不仅与管芯材料有关,还与所掺杂质有关,因此用同一种管芯材料可以制成

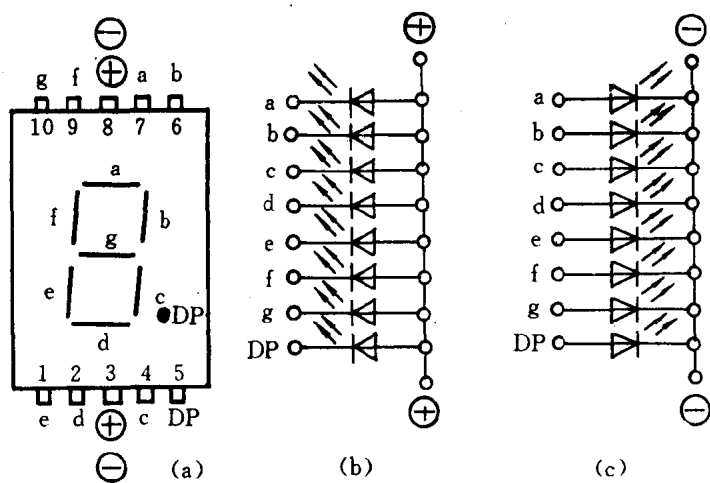


图 1 LED 数码管的构造

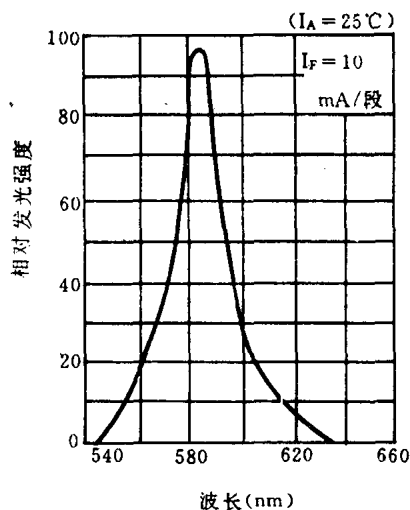


图 2 磷砷化镓 LED 的光谱图

发出红、橙、黄、绿等不同颜色的数码管。图 2 示出磷砷化镓黄色数码管的光谱图,其发光峰值波长 $\lambda_p = 585\text{nm}$ ($1\text{nm} = 10^{-9}\text{m}$),属于单色光。其它颜色 LED 数码管的光谱曲线形状与之相似,仅 λ_p 值不同。LED 数码管的产品中,以发红光、绿光的居多,这两种颜色也比较醒目。

LED 数码管等效于多只具有发光性能的 PN 结。当 PN 结导通时,依靠少数载流子的注入及随后的复合而辐射发光,其伏安特性与普通二极管相似。在正向导通之前,正向电流近似于零,笔段不发光。当电压超过开启电压时,电流就急剧上升,笔段发光。因此,LED 数码管属于电流控制型器件,其发光亮度 L (单位是 cd/m^2) 与正向电流 I_F 有关,用公式表示:

$$L = KI_F$$

即亮度与正向电流成正比。LED 的正向电压 V_F 则与正向电流以及管芯材料有关。使用 LED 数码管时,工作电流一般选 10mA 左右/段,既保证亮度适中,又不会损坏器件。

二、LED 数码管性能特点

LED 数码管的主要特点如下:

- (1) 能在低电压、小电流条件下驱动发光,能与 CMOS、TTL 电路兼容。
 - (2) 发光响应时间极短 ($< 0.1\mu\text{s}$) 高频特性好,单色性好,亮度高。
 - (3) 体积小,重量轻,抗冲击性能好。
 - (4) 寿命长,使用寿命在 10 万小时以上,甚至可达 100 万小时,成本低。
- 因此它被广泛用作数字仪器仪表、数控装置、计算机的数显器件。

三、LED 数码管的分类

目前国内外生产的 LED 数码管不仅种类繁多、型号各异,大致有以下几种分类方式:

1. 按外形尺寸分类

目前我国尚未制定 LED 显示器的统一标准,型号一般由生产厂家自定。小型 LED 数码管一般采用双列直插式,大型 LED 数码管采用印制板插入式。

2. 根据显示位数划分

根据器件所含显示位数的多少,可划分成一位、双位、多位 LED 显示器。一位 LED 显示器就是通常说的 LED 数码管,两位以上的一般称作显示器。

双位 LED 数码管是将两只数码管封装成一体,其特点是结构紧凑、成本较低(与两只一位数码管相比)。国外典型产品有 LC5012-11S(红双、共阴),管脚排列见图 3。

为简化外部引线数量和降低显示器功耗,多位 LED 显示器一般采用动态扫描显示方式。其特点是将各位同一笔段的电极短接后作为一个引出端,并且各位数码管按一定顺序轮流发光显示,只要位扫描频率足够高,就观察不到闪烁现象。图 4 是 LTC-612s 型四位共阳极 LED 显示器的外形及内部接线。

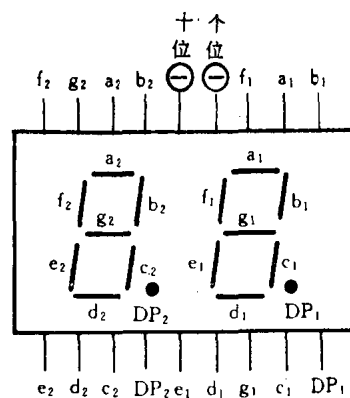


图 3 LC5012-11S 管脚图

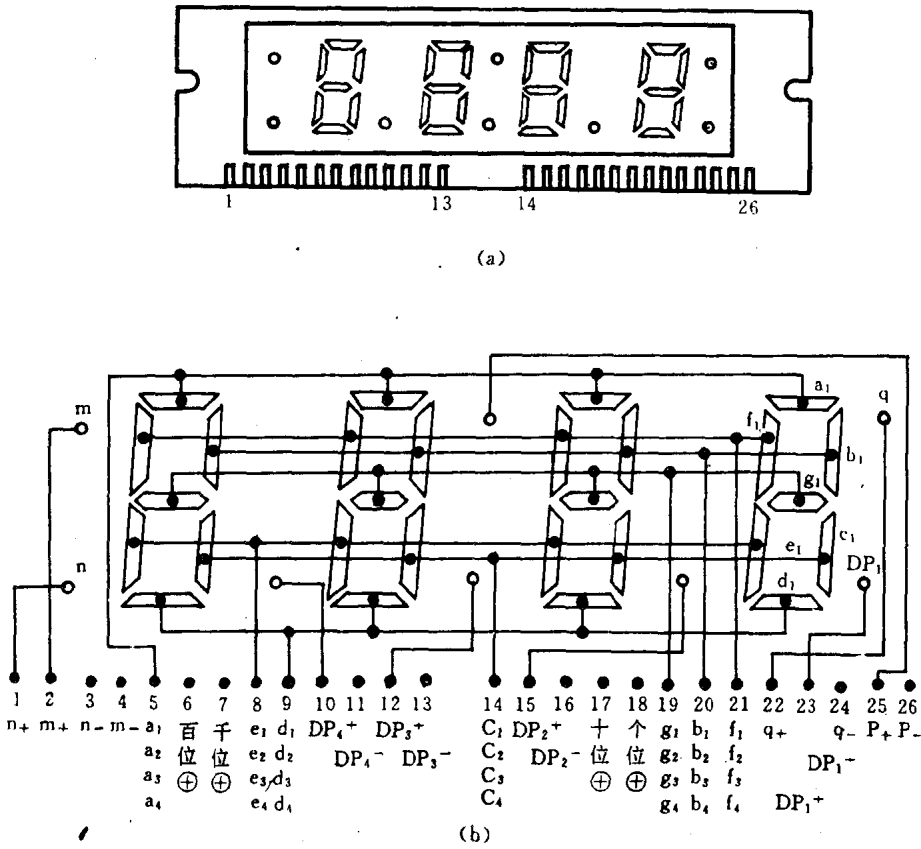


图4 LTC-612s型四位共阳极LED显示器

3. 根据显示亮度划分

有普通亮度和高亮度之分。普通LED数码管的发光强度 $I_v \geq 0.3\text{mcd}$ ，而高亮度LED数码管的 $I_v \geq 5\text{mcd}$ ，提高将近一个数量级，并且后者在大约1mA的工作电流下即可发光。高亮度LED数码管典型产品有2ED102等。

4. 按字形结构划分

有数码管、符号管两种。常见符号管的外形如图5所示。其中，“+”符号管可显示正(+)、

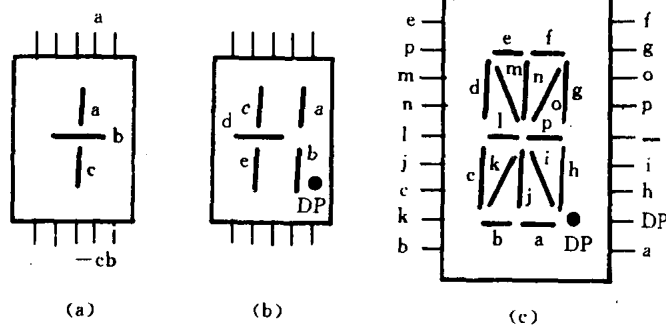


图5 符号管的外形

负(一)极性,“±1”符号管能显示+1或-1。图5(c)所示“米”字管的功能最全,除显示运算符合+、-、×、÷之外,还可显示A~Z共26个英文字母,常用作单位符号显示。

此外,还可按共阳或共阴、发光颜色来分类。

摘自《无线电》月刊,1991年第9期

4.9 LED 数码管的集成驱动器及配套器件

李学芝

LED 数码管一般要通过集成电路驱动,才能正常显示。因此本文先介绍集成电路驱动器的分类,然后再介绍它与 LED 数码管配套使用的方法。

一、 集成电路驱动器的分类

表 1 列出常用的驱动器的型号。这些 IC 的共同特点是内部都有大电流驱动器,能使 LED 数码管正常发光。驱动器的种类很多,按电路功能划分,有驱动器、译码/驱动器、计数/译码/驱动器 3 种类型。

采用静态显示时,一片译码/驱动器只能驱动一只数码管的笔段电极(段驱动)。多位译码驱动器一般采用动态扫描显示。一片 IC 可驱动多只数码管,由于芯片集成度高、功能全,可大大简化电路设计。

CMOS 驱动器的主要优点是静态功耗低、电源电压范围宽。

二、 利用 CD4511 驱动 LED 数码管

CD4511 能将二~十进制码(BCD 码)译成七段码(a~g),驱动共阴极 LED 数码管,典型接线如图 1(a)所示。4511 具有锁存功能,它采用 16 脚双列直插式,主要管脚功能如下:

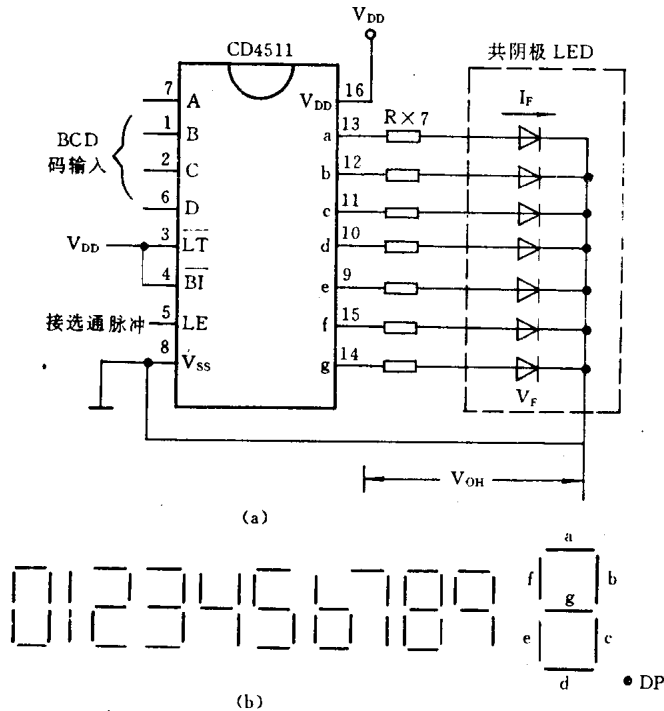


图 1 CD4511 典型接线及字形 (a)典型接线; (b)字形图

V_{DD} 、 V_{SS} ——分别为正、负电源端,电源电压范围是 3~18V,通常取 5V、10V 等;

A、B、C、D——BCD 码输入端,可接 CD4518 双 BCD 加法计数器的输出端;

a~g——七段码(高电平有效);

\overline{LT} ——灯测试端,只要 $\overline{LT}=0$ (低电平),无论其他输入端状态如何,LED 就显示全亮笔划,构成数字“8”,由此可检查数码管的好坏。

\overline{BI} ——消隐控制端,当 $\overline{BI}=0$ 并且 $\overline{LT}=1$ (高电平)时,就强迫显示器消隐,不显示任何字形;

LE——锁存控制端,当 $LE=0$ 时选通; $LE=1$ 时锁存。锁存时,显示器总保持锁存前一刻的计数状态不变,新的数据不能反映到显示器上。利用此端可避免计数过程的跳数现象。

利用 CD4511 显示七段码的字形如图 1(b)所示。

LED 数码管的正向压降 V_F 一般为 2V 左右,每段工作电流 I_F 为 5~10mA,则七段全亮电流为 35~70mA。若用 4511 直接驱动,每段电流将超过 LED 的最大允许值,容易损坏显示器。因此使用时必须在每段分别串入几百欧的限流电阻,将段电流限制在 5~10mA 为宜。图 1 中的 R 即限流电阻。

CD4511 输出的高电平 V_{OH} 与输出电流 I_F 的关系见表 2。当 V_{OH} 、 V_F 、 I_F 确定之后,利用下式可求出限流电阻的阻值:

$$R = (V_{OH} - V_F) / I_F$$

表 1 几种集成电路驱动器

种 类	典型产品	配 LED 数码管	备 注
七路达林顿驱动器	MC1413	共阴或共阳	段驱动/ 位驱动
译码/驱动器	CD4511 MC14513	1 位共阴	段驱动
计数/译码/驱动器	CD40110	1 位共阴	段驱动
多位译码/驱动器	ICM7212A	4 位共阳	动态显示
多位可预置可逆 计数/译码/驱动器	ICM7217	4 位共阳	动态显示
	ICM7217A	4 位共阴	
	ICM7208	7 位共阴	
单片 A/D 转换器	ICL7107 ICM7137	31/2 位共阳	段驱动
	MC14433	31/2 共阴	动态显示
	ICM7216D ICM7226B	8 位共阴	动态显示

* MC14433 需外接段驱动器 CD4511 和位驱动器 MC1413。

表 2

电源 电压 V_{DD} (V)	输出 高电平 V_{OH} (V)	输出 电流 I_F (mA)
5	4.1	5
	3.9	10
	3.4	20
10	9.1	5
	9.0	10
	8.6	20

例如,设 $V_{DD}=5V, V_F=2V$, 选 $I_F=10mA$ 。查表 2 知, $V_{OH}=3.9V$ 。一并代入上式计算出

$$R = (3.9 - 2.0)/0.01 = 190\Omega$$

耗功率 $P=I_F^2R=0.019W$ 。实选 $200\Omega, \frac{1}{8}W$ 的标称电阻。

V_F 值最好用数字万用表的二极管档实际测出。若为估算值,亦可从 $1.7\sim 2.3V$ 中取中间值 $2.0V$ 。另外对 CMOS 电路而言,当 $I_F \leq 10mA$ 时,还可用 V_{DD} 近似代替公式中的 V_{OH} 值。 R 值稍有误差,并不影响正常显示。

三、动态扫描显示电路

所谓动态扫描显示,就是让各位数码管按照一定顺序轮流显示,其优点:第一,能显著降低显示器的功耗,这对电池供电的便携式数字仪表尤为必要;第二,能大大减少显示器的外部接线,给安装调试带来方便;第三,能采用 BCD 码多路输出的方式工作,不仅简化了译码/驱动器的数量,还容易和微型计算机相连。只要位扫描信号频率足够高,由于人眼的“视觉暂留”现象,就观察不到闪烁现象。

图 2 是由译码驱动器 CD4511 和节拍发生器 CD4017、七达林顿驱动器 MC1413 组成的动态扫描显示电路。LED₁~LED₅ 是 5 只共阴极 LED 显示器。

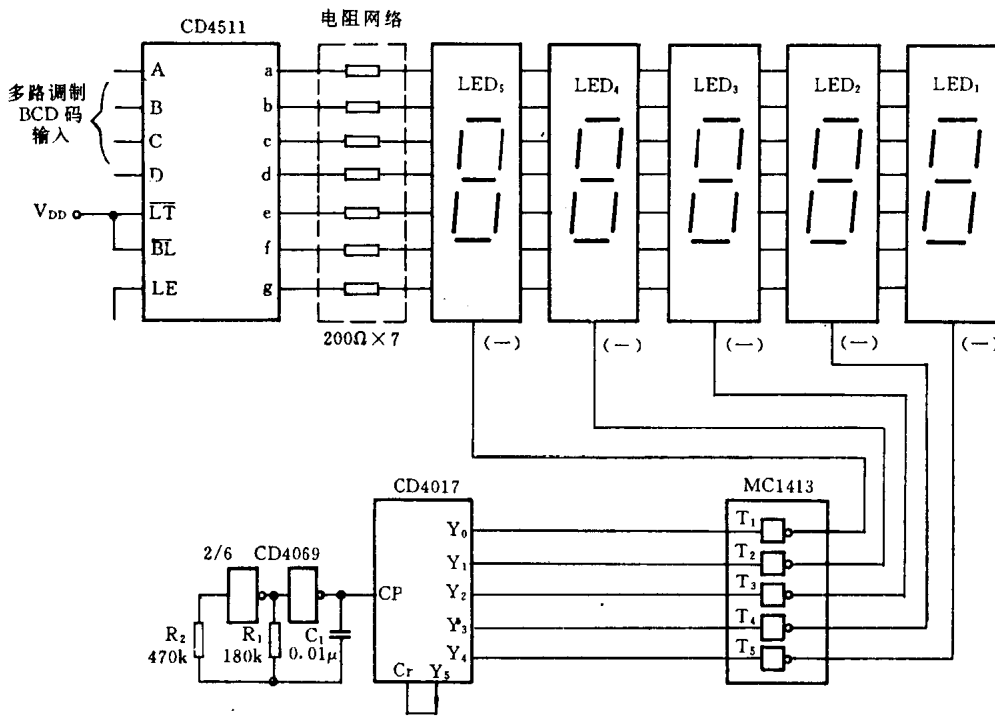


图 2 动态扫描显示电路

利用 CD4069 六反相器中的两个反相器组成 RC 振荡器,产生大约 250Hz 的时钟信号,送 CD4017 的 CP 端,利用上升沿触发 CD4017 产生一系列拍脉冲。CD4017 本可以产生十拍信号,现将第 6 拍(Y_5)作复零信号接 Cr ,因此 4017 就以 $Y_0\sim Y_4$ 这五拍为一个周期循环工作。 Y_0

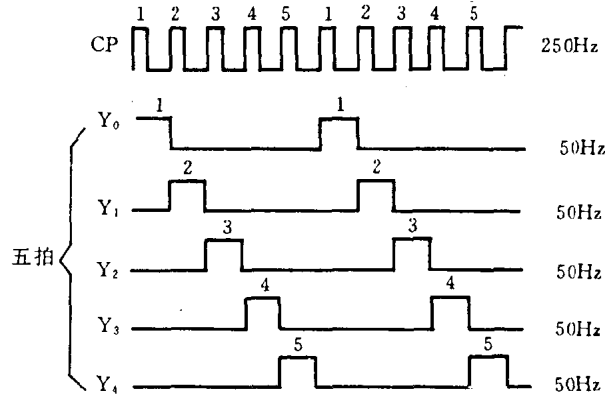


图3 时序波形

$Y_0 \sim Y_4$ 的时序波形如图 3 所示。为能驱动共阴极 LED 数码管,还必须对 $Y_0 \sim Y_4$ (正向脉冲) 进行反相,并提高驱动能力。MC1413 为七路达林顿驱动器(现只用五路),每路最大可输出 200mA 电流。现用 $Y_0 \sim Y_4$ 作为位选通信号,分别控制 $T_1 \sim T_5$ 的导通与截止。当 Y_i ($i=0, 1, 2, 3, 4$) 为高电平时, T_i 导通,使第 i 位的共阴极 LED 数码管的公共阴极接地,该位即可发光显示。当 $Y_i=0$ 时, T_i 截止,所对应的数码管就熄灭。位扫描顺序为

万位	千位	百位	十位	个位
LED ₅	LED ₄	LED ₃	LED ₂	LED ₁
$\uparrow \hspace{10em} \uparrow$				

为避免闪烁,一般可将显示位数 N 乘以 50Hz 的结果,作为时钟信号。例如,对于五位 LED 显示器可取 $f_0=250\text{Hz}$,便觉察不到多位扫描造成闪烁现象。现取 $R_1=180\text{k}\Omega$, $C=0.01\mu\text{F}$,代入公式—— $f_0 \approx 0.455/R_1C$ 得到 $f_0 \approx 250\text{Hz}$ 。

段驱动电路由 CD4511 组成。当 $V_{DD}=5\text{V}$ 时,可使用 220Ω 的电组网络或分立电阻起限流作用。4511 的输入端接数据总线,总线上的五路 BCD 码的输出应与位选通信号严格保持同步,以保证扫到哪一位时即显示该位的数据。

4.10 8279 芯片的显示接口分析及 32 位数码管显示驱动电路设计

福建省轻工业设计院 徐太生

LED 七段发光数码管的显示驱动方式有动态和静态两种。动态显示的驱动电路简单,但占用 CPU 的时间长,静态则反之。8279 可编程键盘、显示器接口芯片具有上述两种方式优点,并且与计算机接口方便,编程容易,已成为设计计算机应用系统,特别是实时性要求较高的测控系统的优选器件之一。根据资料介绍,8279 最多可控制显示 16 位字符。基于此点,本文在对 8279 的显示接口及有关管脚功能进行分析的基础上,提出一种可驱动 32 位七段 10 进制数码管的设计方法,以供设计数据显示量较大的计算机应用系统时参考。

一、8279 的数据显示接口分析

8279 是一种可编程的键盘、显示器接口芯片,为了叙述方便,图 1 仅画出了与显示有关的管脚,各管脚功能如下:

- $D_0 \sim D_7$: 数据总线。与系统的数据总线相连,用于 CPU 和 8279 间的数据/命令传送。

- \overline{WR} : 写信号线。控制 8279 的写操作来自 CPU 的控制信号,低电平有效。

- A_0 : 数据选择输入线。 $A_0=1$ 时,CPU 写入的数据为命令字,读出的数据为状态字; $A_0=0$ 时,CPU 读写的均为数据。

- \overline{CS} : 片选输入线。 $\overline{CS}=0$ 时,8279 被选中,允许 CPU 进行读写。

- CLK: 外时钟信号输入线。8279 通过内部定时器将该信号变为内部时钟。内部时钟频率的高低直接决定显示器的扫描时间,通常与编程设置为 100kHz。此时,每位显示数码管的选通时间为 0.64ms。当设定显示字符为 8 位或 16 位时,显示扫描周期分别为 5.1ms 和 10.2ms。

- $OUTA_0 \sim OUTA_3$: A 组显示数据输出线。

- $OUTB_0 \sim OUTB_3$: B 组显示数据输出线。

两组数据输出线可独立使用,也可合并使用。合并使用时, $OUTA_3$ 为最高位, $OUTB_0$ 为最低位。

- $SL_0 \sim SL_3$: 扫描输出线。有两种工作方式,即译码(4 选 1)和编码(16 选 1)输出。方式选择可通过编程设定。

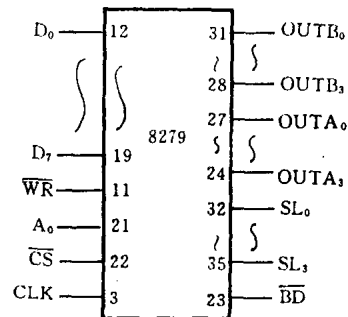


图 1 8279 有关引脚图

• \overline{BD} : 消隐输出线, 低电平有效。在切换显示数据或使用消隐命令时, 该信号将显示器熄灭。

8279 以扫描方式分时送出显示数据, 现在分析显示数据在切换期间的电平变化。图 2(a) 是 $OUTB_0$ 被选通时的输出波形(其余管脚被选通时的波形均与此相同), 由图可知, 在该位被选通的 T 时间内, 电平并不始终保持高电平, 而是在 T_1 时间内为高电平, 在 T_2 时间内为低电平, T_2 表示的就是显示数据的切换时间。由此可知, A、B 显示数据输出口输出的高电平, 在 T_2 时间内均变

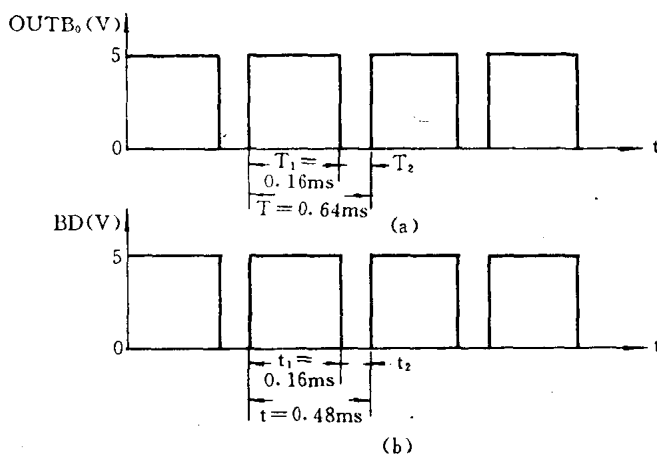


图 2 显示数据切换时的电平变化
(a) $OUTB_0$ 被选通时的输出波形; (b) \overline{BD} 信号波形

成低电平, 产生错码。 T_1 和 T_2 的时间分别为 0.48ms 和 0.16ms (内部时钟为 100kHz 时)。因此在选择段译码方式时, 必须充分注意在显示数据切换期间内输出电平的变化。通常采用软件译码方式, 此时 A、B 口是合并使用的。假设使用共阴极的七段数码管, 则在 T_2 时间内高电平的不会变化不会影响显示数据的正确性。这是因为此时 A、B 口输出的均是低电平, 共阴极的数码管全部截止, 显示熄灭。但由于扫描频率高, 这个变化便看不出来。

另一种译码方式为硬件译码。本文着重分析在 T_2 时间内 A、B 口输出的高电平变为低电平后对硬件译码器的影响。

假设驱动 32 位七段十进制数码管, A、B 口独立使用, 数据输出采用 BCD 码, 硬件译码器使用 CD4511BCD-七段锁存/译码/驱动器。由于在显示数据切换期间, A、B 口输出全为低电平, 从而使 CD4511 输出 0 显示段码, 因而造成数码管显示的数字不清晰, 亮暗比变小。例如 B 口输出 BCD 码的 1, 经 CD4511 译码驱动后, 数码管应显示 1, 但实际上仅 3/4 的时间显示 1, 1/4 的时间则显示 0。

针对上述情况, 在 8279 上设计一根显示消隐线, 即 \overline{BD} 消隐输出线, 以便在显示数据切换而产生错码时, 将显示器熄灭。图 2(b) 是 \overline{BD} 输出线的波形, 与 A、B 口被选通时的输出波形一致并同步, 在它的低电平有效期内正对应于显示数据的切换。CD4511 的输入端中有一个显示消隐端 \overline{BI} 端, 该端为低电平时, 译码器也输出低电平, 则显示器熄灭。因此将 8279 的 \overline{BD} 端与 CD4511 的 \overline{BI} 端相连, 即可消除显示数据切换产生的错码对显示器的影响, 使显示的数据清晰、正确。

二、32 位数码管显示驱动电路的设计

图 3 是一个 8031 单片机应用系统的显示驱动电路。8279 的 A、B 口显示数据输出线分别与两个 CD4511 译码器的输入端相连。 $SL_0 \sim SL_3$ 扫描输出线接 4~16 线译码 74LS154 的输入端, 输出经 16 路位驱动电路后, 每路同时驱动两位七段数码管, 因此该电路可同时驱动 32 位

七段十进制数码管。

图 3 中的 CD4511 的 $\overline{\text{BI}}$ 端与 8279 的 $\overline{\text{BD}}$ 端相连, 当 8279 的显示输出数据切换时, $\overline{\text{BD}}$ 端输出低电平, 使 CD4511 的输出均为低电平, 将显示器熄灭。由于 CD4511 的输出级是 NPN 射极跟随器结构, 输出驱动电流可达 20mA, 能直接驱动七段数码管。位驱动的实用电路很多, 通常使用分立的或集成的元器件组成, 限于篇幅, 本文不详细介绍。

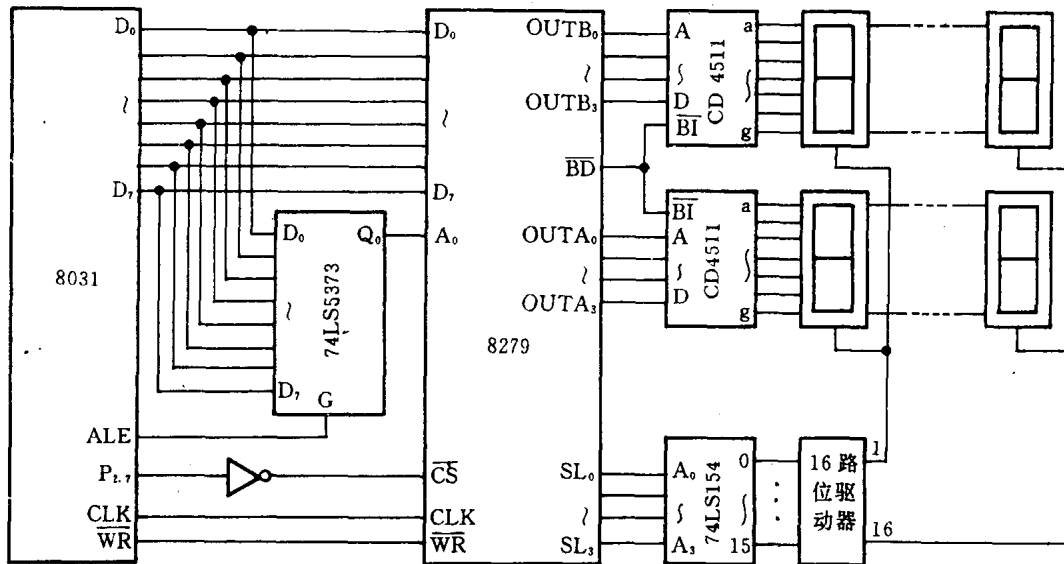


图 3 32 位七段数码管显示驱动电路

当显示数码管 ≤ 20 位时, 笔者建议使用 74LS145 十进制译码器作位选驱动器, 该芯片的低电平吸收电流达 80mA, 不需增加位驱动电路就可驱动数码管。每片可驱动 10 位数码管, 两片(输入端并联)则可驱动 20 位。

设显示数码管为 32 位, 8031 单片机的晶振为 12MHz, 片内 RAM 的 30H~3FH 单元存放 32 位显示数据, 其中高四位的 BCD 码从 B 口输出, 低四位的 BCD 码从 A 口输出。8279 的命令字和输出数据地址分别为 8001H 和 8000H。显示程序如下:

```

MOV     DPTR, #8001H
MOV     A, #08H
MOVX   @DPTR, A
MOV     A, #34H
MOVX   @DPTR, A
MOV     A, #90H
MOVX   @DPTR, A
MOV     DPTR, #8000H
MOV     R0, #30H
MOV     R2, #16H
DIS:   MOV     A, @R0

```

```
MOVX  @DPTR, A
INC    R0
DJNZ   R2, DIS
RET
```

8279 的功能很强,有关显示输出的命令格式及命令字和键盘接口的使用,可参考有关资料。

参 考 资 料

- [1]何立民:《MCS-51 系列单片机应用系统设计》,北京航空航天大学出版社,1990 年元月。
- [2]王国定:《专用集成电路原理和应用》,上海科学技术文献出版社,1985 年 12 月。

摘自《电子技术应用》月刊,1991 年第 8 期

4.11 用三端可调稳压块代替 LED 显示器的限流电阻

芜湖市机械研究所 葛建中

《电子技术应用》杂志 1990 年第 5 期发表的“LED 数码管接法的改进”一文,有其独到之处,但笔者认为照此工作,一是造成数码管亮度不稳,甚至不够亮(因为发光二极管的正向电压为 1.5~2V 范围,如提供给数码管的电压低于 2V,一般无实用价值);二是不够可靠,尽管发光二极管的极限电流最大在 70mA 左右,但实际运用不能达到此值。因此当数码管全亮时,发光二极管流过较大电流,极易受损;三是额外增加电路的功耗。

现向大家推荐一种已被实践证明行之有效的方法:即用三端可调稳压块构成的 2~2.1V 稳压电源代替数码管段限流电阻的方法。若将 LM317 加装一块散热片,可驱动 8 位数码管长期可靠工作,并且在印制板上安装非常方便。有关线路接法如图 1 所示。

此外,还可在 R_1 两端加接受单片机口线电平控制的三极管来导通或关闭 LM317,以进一步降低电路功耗。

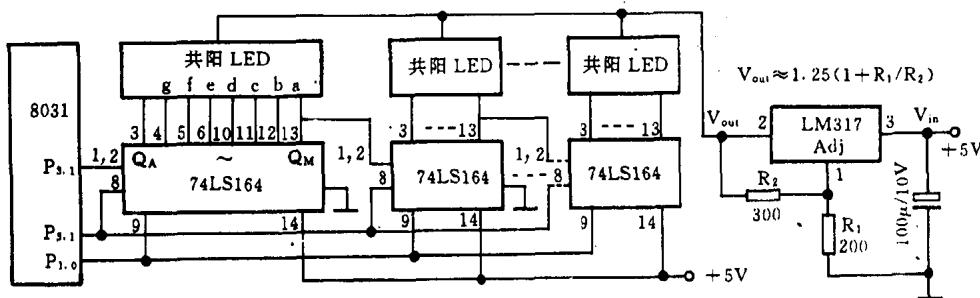


图 1 三端可调稳压块代替限流电阻

摘自《电子技术应用》月刊,1991 年第 6 期

4.12 液晶显示器件的构造与特点

北京电子管厂三厂 贺松芳

液晶是介于固体和液体之间的中间物质。一般情况,它和液体一样可以流动,但在不同方向上它的光学特性不同,显示出类似于晶体的性质,所以称这类物质为液晶。利用液晶的电光效应制作成显示器就是液晶显示器。

一、TN型液晶显示器件的特点

常用TN型液晶显示器件具有下列优点:

- (1) 工作电压低(2~6V),微功耗($1\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 以下),能与CMOS电路匹配。
- (2) 显示柔和,字迹清晰;不怕强光冲刷,光照越强对比度越大,显示效果越好。
- (3) 体积小,重量轻,平板型。
- (4) 设计、生产工艺简单。器件尺寸可做得很大,也可做得很小;显示内容在同一显示面内可以做得多,也可以少,且显示字,符可设计得美观大方。
- (5) 高可靠、长寿命、廉价。

表1列出了几种显示器件的特点,供读者参考。

表1 几种显示器件特点对比表

项 目	工作电压	功 耗	寿 命	响应速度	工作温度	驱动电路
液晶显示器 LCD(TN)	2~6V	$1\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 以下	5×10^4 小时以上	10~200ms	-5~+70°C -20~+85°C	CMOS 电路
电致变色显示 ECD	0.5~1.5V	$70\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (存储1分)	10^6 周	100~500ms	0~+70°C	双极型晶体管
电泳显示 EPD	70~100V	约 $100\mu\text{W}/\text{cm}^2$	$10^6\sim 10^7$ 周	100~500ms	-15~+50°C	分立晶体管
铁电陶瓷显示 PLZT	30~90V	低(存储)	10^{11} 周	10~50 μs	宽	分立晶体管
发光二极管 LED	1.5~5V	约 $100\text{mW}/\text{cm}^2$	5×10^6 小时以上	100ns 以下	-30~+80°C	双极型晶体管
荧光显示 VFD	15~50V	约 $100\text{mW}/\text{cm}^2$	2000小时 以上	约 $10\mu\text{s}$	-20~+70°C	MOS 电路
等离子体显示 PDP	120~150V	约 $100\mu\text{W}/\text{cm}^2$	10^4 小时 以上	约 $10\mu\text{s}$	-20~+40°C	分立晶体管

二、TN 型液晶显示器件的基本构造

将上下两块制作有透明电极的玻璃,通过四周的胶框封接后,形成一个几微米厚的盒。在盒中注入 TN 型液晶材料。在通过特定工艺处理的盒中,TN 型液晶的棒状分子平行地排列于上下电极之间,如图 1 所示。靠上电极的分子平行纸面排列,用“—”表示;靠下电极的分子则垂

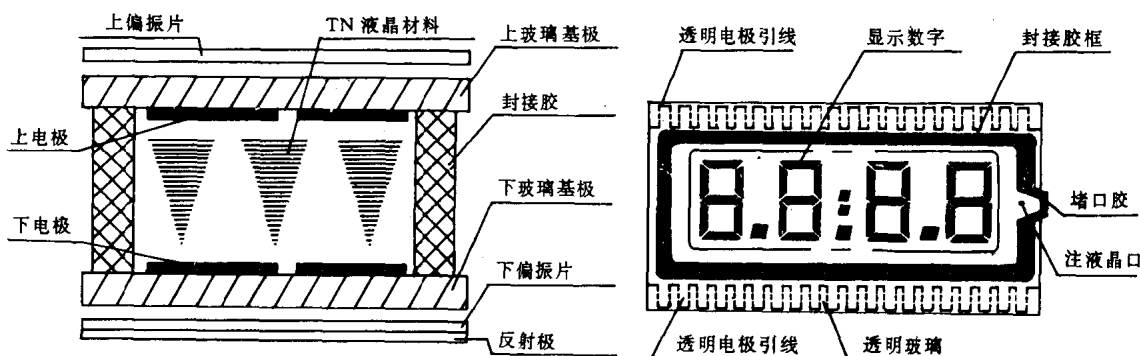


图 1 液晶显示器的基本构造

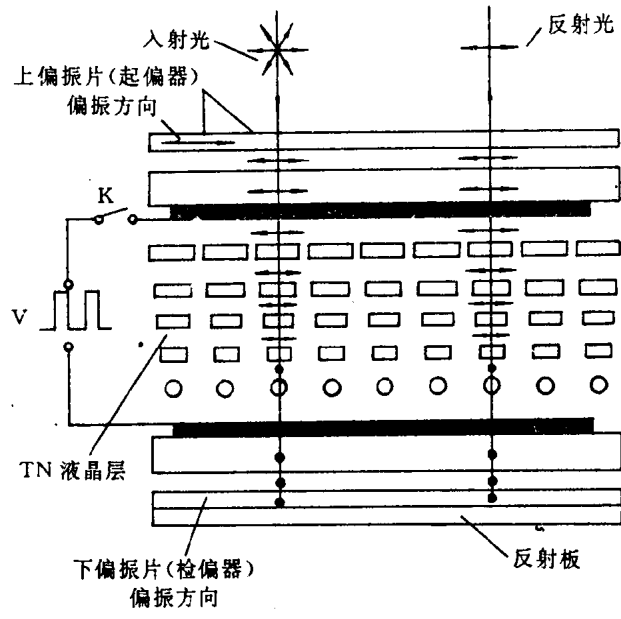
直于纸面排列,用“·”表示。而上下电极之间的分子被逐步扭曲。“—”线段长度变化表示扭曲角度大小变化。

如图 2(a)所示,入射光通过偏振方向与上电极面液晶分子排列方向相同的上偏振片(起偏器)形成偏振光。此光通过液晶层时扭转了 90° 。到达下偏振片(检偏器),其方向与下偏片偏振方向相同,偏振光通过下偏振片,并被下偏振片后方的反射板反射回来。盒呈透亮,因而我们可以看到反射板。

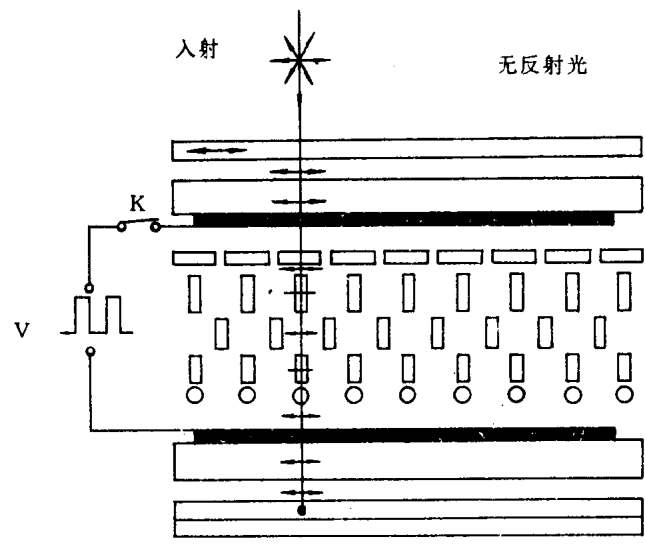
如图 2(b)所示,当上下电极之间加上一定电压后,电极部位的液晶分子在电场作用下转变成与上下玻璃面垂直排列,这时的液晶层失去旋光性。偏振光通过液晶层没有改变方向,与下偏振片偏振方向相差 90° ,光被吸收,没有光反射回来,也就看不到反射板,在电极部位出现黑色。由此可知,根据需要制做成不同的电极,就可以实现不同内容的显示。

如图 1 所示的结构,平时液晶显示器呈透亮背景,电极部位加电压后,显示黑色字、符或图形。这种显示称正显示。如将图中下偏振片转成与上偏振片的偏振方向一致装配,则正好相反,平时背景呈黑色,加电压后显示字符部分呈透亮,这种显示称为负显示。后者适用于带背光源的彩色显示器件。

可见,液晶显示器一个最突出的特点就是其本身不发光,用电来控制对环境照明的光在显示部位的反射(或透射)方法而实现显示。因此在所有的显示器件中,它的功耗最小,每平方米在一微瓦以下,与低功耗的 CMOS 电路匹配最适于各种便携的袖珍型仪器仪表、微型计算机等作为终端显示用。



(a)



(b)

图2 液晶显示器的工作原理
(a)无电场,有反射光; (b)加电场,光吸收,无反射光

号来驱动对应的液晶笔划,从而显示出数字。MC14543的LD与来自74LS138地址译码信号相接。驱动方波从单片机P_{1.0}输出,接到MC14543的Ph端,驱动方波是利用单片机内部的定时器/计数器T₀中断产生。当然也可用外振荡器产生方波信号,如RC振荡器,但输出必须为对称方波。

下面是将显示缓冲单元50H内容送LCD显示程序。设晶振为12MHz。

```

ORG      0000H
LJNP     MAIN
ORG      000BH
LJMP     PIT0
MAIN:    MOV     SP, #60H      ;初始化,60H→SP
         MOV     TMOD, #01H   ;置T0方式1
         MOV     TL0, #78H
         MOV     TH0, #0ECH   ;产生5ms定时
         SETB    EA          ;开总中断
         SETB    ET0         ;开T0中断
         SETB    TR0        ;启动T0
         ;
PIT0:    MOV     TL0, #78H    ;T0中断服务程序
         MOV     TH0, #0ECH   ;重新预置
         CPL     P1.0        ;P1.0取反
         RETI
DISP:    MOV     R0, #50H     ;显示子程序
         MOV     A, @R0      ;取显示内容
         MOV     DPTR, #1FFFH ;LCD地址
         MOVX   @DPTR, A    ;显示内容送LCD
         RET

```

摘自《电子技术应用》月刊,1991年第12期

4.14 液晶显示器与单片机的接口技术

第一军医大学 陈龙虎 卢广文

在袖珍式智能仪器中,为了使显示器体积小、重量轻、用电省,通常采用液晶显示器(以下由 LCD 表示)。为延长 LCD 的使用寿命,提高显示清晰度,以往的 LCD 接口电路十分复杂,特别是动态扫描时,接口电路更加复杂。要降低成本,必须简化 LCD 的接口电路,使其符合袖珍化的要求。在智能化仪器中,通常采用单片机作为核心部件,本文以 LCD 与单片机的接口技术为题加以阐述,它的接口技术原理和接口技术关键具有普遍性。

一、接口技术原理

动态驱动也称时间分割驱动、动态扫描、矩阵寻址等,它是对 LCD 的行电极(行线)逐行选通(即扫描),把待显示的信息(像素值)同步地送向各列电极(列线),经过一个扫描周期,完成动态扫描显示。例如,Q/DE-2 LCD 有 4 条行线,13 条列线,如图 1 所示,构成 52 个节点,即 52 个像素点,每一个节点一一对应着相应行与列的状态。行线与列线是同步分时扫描的,单片机分 4 次送出待显示的信息,因此巡回扫描一次要 4 个节拍。

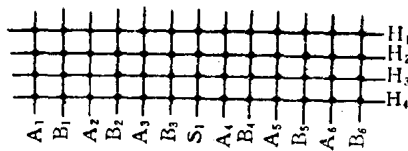


图 1 Q/DE-2LCD 的像素点矩阵分布

LCD 与单片机的接口设计,要以延长 LCD 的使用寿命、消除交叉效应和提高显示清晰度为前提。

实验结果表明,用纯交流对称方波驱动 LCD,有效工作寿命可达七年以上,而用直流驱动方法,一般寿命只有几百小时。因此 LCD 的驱动电压波形,宜采用交流对称方波,确保在一个扫描周期内,LCD 各电极间的直流平均电压小于 100mV。对于 Q/DE-2LCD,采用双 4 拍为一个扫描周期,使后 4 拍状态为前 4 拍状态的反码,从而实现了在一个扫描周期内,加在 LCD 各极板间的直流平均电压几乎为零。

通常,LCD 的像素点在选择状态为“亮”,而在非选状态未必不“亮”我们的设计工作,要使 LCD 在选择状态必“亮”,而在非选状态必不“亮”。LCD 的节点好像一个电容器,电容器极板间的电压在选择状态时,必须大于阈值电压,而在非选状态时,必须小于阈值电压,这样才能消除交叉效应。Q/DE-2 LCD 的电源电压为 5V,选用四分割驱动法,阈值电压 V_T 为 2.89V。采用单片机和电阻网络构成 LCD 波发生器,输出四种电压状态,保证在选择状态时,极板间电压高

于阈值电压,而在非选择状态时,极板间电压大大低于阈值电压,从而彻底消除了交叉效应。

二、接口信号的产生

1. LCD 波发生器

LCD 波发生器是移位式串行波发生器。图 2 为某种 LCD 波发生器的信号波形。它是一串 8 位信息,按照时间先后顺序逐位输出,每一位的时间相等,用节拍标志,所以图 2 所示波形占有 8 个节拍。

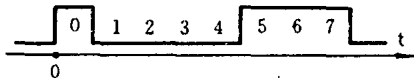


图 2 某种 LCD 波形

LCD 波分行扫波和列扫波两类,每一类又有若干种。如图 1 所示的 Q/DE-2 LCD,有 4 种行扫波 13 种列扫波。因为行线是共线,所以各行扫波是固定不变的 LCD 波,都要输出四种电压状态。我们把单片机输出端口的两位输出电压加到电阻网络上,如图 3 所示,形成具有四种电压状态的某一种 LCD 波。这输出端口的一个位口是行(或列)扫波的辅助信号输出口,另一个位口是行(或列)扫波的主信号输出口。

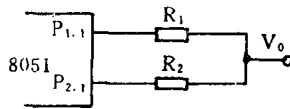


图 3 四种电压输出状态的 LCD 波形发生器

设 8051 的输出为理想状态,即 0V 和 5V 两种状态, $P_{1.1}$ 为主信号输出口, $P_{2.1}$ 为辅助信号输出口,则加到 LCD 行(或列)线上的电压 V_0 为

$$V_0 = \frac{V_{P_{1.1}}}{R_1 + R_2} \times R_2 + \frac{V_{P_{2.1}}}{R_1 + R_2} \times R_1$$

当 $V_{P_{1.1}} = V_{P_{2.1}} = 0V$ 时,

$$V_0 = 0V$$

当 $V_{P_{1.1}} = V_{P_{2.1}} = 5V$ 时,

$$V_0 = 5V$$

当 $V_{P_{1.1}} = 5V, V_{P_{2.1}} = 0V$ 时,

$$V_0 = \frac{5}{R_1 + R_2} \times R_2 (V)$$

当 $V_{P1.1}=0V, V_{P2.1}=5V$ 时,

$$V_o = \frac{5}{R_1 + R_2} \times R_1 (V)$$

当 $R_1 \neq R_2$ 时,便实现了四种电压的输出状态。

2. 行扫信号的产生

LCD 行扫信号的数量由其行线数决定。如 Q/DE-2LCD 有 $H_1、H_2、H_3、H_4$ 4 条行线,那就要有 4 个行扫信号发生器。若用硬件产生,则开销太大,我们采用软件和图 3 所示电路产生行扫信号。Q/DE-2LCD 巡回行扫一次,要 4 个节拍的时间,在此期间,各行线依次输出一个选中信号。图 4 示出了 4 个行扫信号的波形,表 1 为行扫信号的真值表。在图 4 和表 1 中, T 为辅助信号, $H'_1 \sim H'_4$ 分别为产生 $H_1 \sim H_4$ 的主信号,“1”表示最高电平,“0”表示最低电平, V_H 表示次高电平, V_L 表示次低电平。

由表 1 可见,行扫信号 H_i 为

$$H_i = f(H'_j, T) = g(N)$$

表 1 行扫信号真值表

节拍 N	1	2	3	4	5	6	7	8
H'_1	1	0	0	0	0	1	1	1
H'_2	0	1	0	0	1	0	1	1
H'_3	0	0	1	0	1	1	0	1
H'_4	0	0	0	1	1	1	1	0
T	0	0	0	0	1	1	1	1
H_1	1	V_L	V_L	V_L	0	V_H	V_H	V_H
H_2	V_L	1	V_L	V_L	V_H	0	V_H	V_H
H_3	V_L	V_L	1	V_L	V_H	V_H	0	V_H
H_4	V_L	V_L	V_L	1	V_H	V_H	V_H	0

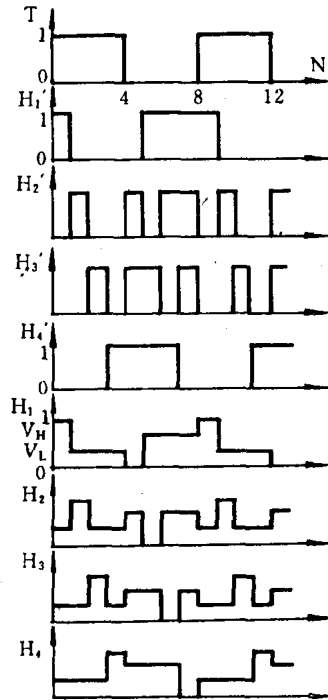


图 4 行扫信号

因此,我们可以用软件按照节拍形成 8 个 5 位并行码,制成表格固化在程序存储器中,由 CPU 查表后,经单片机输出口,输至综合电阻网络上,形成 4 个行扫信号,加到各自的行线

上,十分简单。

3. 列扫信号的产生

LCD 列扫信号的数量由其列线数决定,如 Q/DE-2 LCD 有 13 条列线, a_1 、 b_1 、 a_2 、 b_2 、 a_3 、 b_3 、 S 、 a_4 、 b_4 、 a_5 、 b_5 、 a_6 、 b_6 , 则要有 13 个列扫信号发生器。此类发生器输出的信号由待显信息决定。

LCD 的像素点是否“亮”,取决于该点两电极间电位差的绝对值是否大于阈值电压。由于行扫信号以正逻辑形成,故列扫信号必须以负逻辑形成,确保 LCD 具有高的显示质量。在一个扫描周期内,以 a_i 列选中, b_i 列不选中为例,它的真值表如表 2 所列,波形如图 5 所示。图 5 和表 2 中的 T' 为产生列扫信号的辅助信号, a'_i 、 b'_i 分别为产生 a_i 、 b_i 列扫信号的主信号。

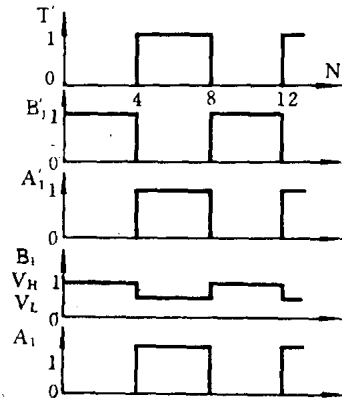


图 5 显示程序流程图

表 2 列扫信号 A_i 、 B_i 的真值表

节拍 N	1	2	3	4	5	6	7	8
T'	0	0	0	0	1	1	1	1
A'_i	0	0	0	0	1	1	1	1
B'_i	1	1	1	1	0	0	0	0
A_i	0	0	0	0	1	1	1	1
B_i	V_H	V_H	V_H	V_H	V_L	V_L	V_L	V_L

由于列扫信号是直接传递待显信息,而待显信息又在不时地变化,因此,必须根据待显信息分类成数字、符号、图形等,分别制成表格固化在程序存储器中。对于待显信息,CPU 首先判断是哪类信息,然后到相应的表格中查出代码,再把代码变换成按节拍分布的串行码,置于布尔区中。当待显信息全部或分批装入布尔区后,与行扫信号一起,同步地按照节拍扫描,直到一个扫描周期结束,待显信息就显示在显示器上了。

三、Q/DE-2 LCD 与 8051 的接口

根据 LCD 与单片机的接口技术原理所设计的 Q/DE-2 LCD 与 8051 的接口电路如图 6 所示。此接口电路由 $P_{0.0} \sim P_{0.4}$ 和电阻网络形成 4 个行扫信号, $P_{1.0} \sim P_{1.6}$ 、 $P_{2.0} \sim P_{2.5}$ 和 $P_{0.5}$ 及电阻网络形成 13 个列扫信号,递送待显示的数字和符号信息。根据接口电路图 6 所示结构,参考表 1、表 2 的真值,得到按节拍分布的并行码,制成表格固化在程序存储器中。在一个扫描周期内,按照节拍依次由 P_0 口输出,得到按节拍分布的 H_1 、 H_2 、 H_3 、 H_4 各行扫信号。

为了显示数字和常用符号,把 0~9 十个数字和常用符号编成代码,形成表格固化在程序存储器中。节拍信号由定时器/计数器 1 在方式 1 工作时以中断方式产生。显示程序流程图如图 7 所示,根据图 7 可编制 Q/DE-2 LCD 的显示程序。以下为摘选的 Q/DE-2 LCD 显示器的行扫程序和列扫程序。

行扫程序和列扫程序是 T/C 1 的中断子程序,而 T/C 1 又是 2ms 节拍发生器,每当 T/C 1 溢出,就产生一次行扫和列扫。在进行扫描前,设定初值程序

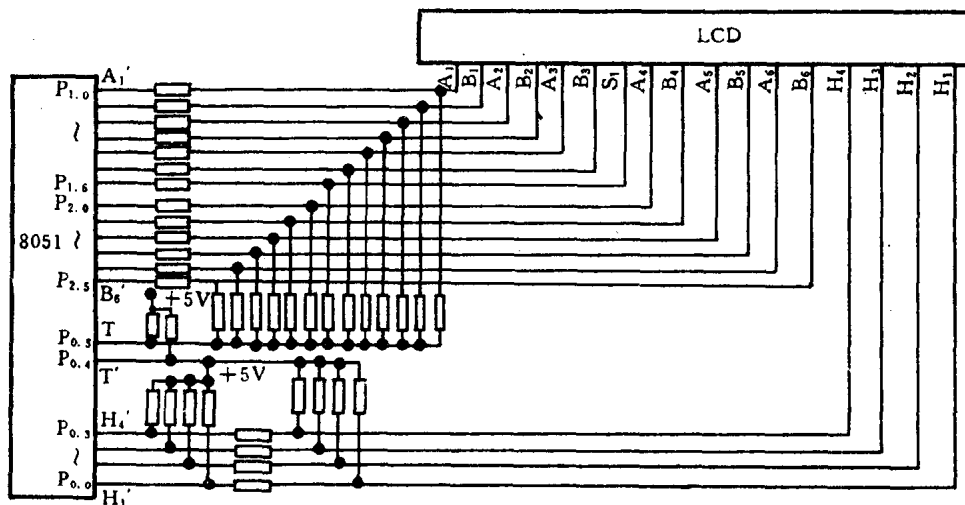


图6 Q/DE-2 CLD与8051的接口

```

MOV R1, #20H ;布尔区首址
MOV R0, #00H ;行扫描偏移量
MOV R3, #08H ;行扫次数
    
```

当出现 T/C 1 中断时,进入 T/C 1 中断服务子程序:

```

TCIBR:  MOV     #TL1, #0FDH
        MOV     TH1, #64H           ;恢复 T/C 1 初值,以得到 2ms 节拍
        SETB   TR1                 ;启动 T/C1
        MOV     DPTR, #0B00H
        MOV     A, R0
        MOV     A, @A+DPTR         ;行扫一次
        MOV     P0, A
        INC     R0
        MOV     P1, @R1            ;ai 列扫一次
        MOV     A, R1
        ADD    A, #08H
        MOV     R1, A              ;bi 列扫一次
        MOV     P2, @R1
        SUBB   A, #07H
        MOV     R1, A
        DJNZ   R3, PL1
        ACALL  DELAYBR             ;延时 2s
PL2:    SJMP  PL2
        END
PL1:    RET1
    
```

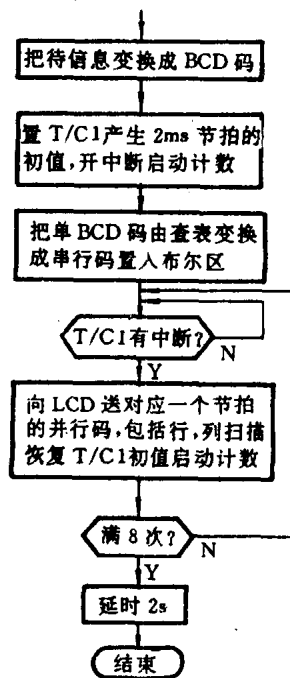


图7 显示程序流程图

这一接口技术简单易行,大量硬件被软化,提高了接口可靠性,降低了成本。

4.15 可编程 LCD 控制驱动器 μ PD7225

郑恭恒

μ PD7225 是日本 NEC 公司生产的一种与微机直接接口,可编程控制,直接驱动任何静态或动态(时分割)液晶显示(LCD)的大规模 CMOS 集成芯片。驱动能力可达 4 背极、32 段,能产生 7 段数字或 14 段 USASCII 字母的内部译码,当采用 4 分割结构的液晶显示时,最多可驱动 16 位的 7 段数字显示。该芯片电源范围较宽(2.7~5.5V),功耗极低,经实际应用,采用时分割结构的液晶显示控制驱动 8 位 7 段数字显示的电路,其工作电流不大于 $180\mu\text{A}$ 。

一、引脚功能及工作原理

μ PD7225 四边共有 52 个引脚,其引脚图见图 1。各引脚功能如下:

SI:与微机接口的串行输入端,微机能串行输入 8 位二进制的数字/命令,控制 μ PD7225 完成不同要求的驱动显示。

$\overline{\text{SCK}}$:接传送数据的同步脉冲,在脉冲的上升沿,SI 端的数据被读入。

C/D:命令数据输入端,当此端为“1”时传送的为命令字,为“0”时则传送的为数据。

$\overline{\text{CS}}$:片选端,当 $\overline{\text{BUSY}}$ 为“1”和 $\overline{\text{CS}}$ 为“0”时,数据被读入。

$\overline{\text{BUSY}}$:当此端为“0”时, $\overline{\text{CS}}$ 端无效,SI 端串行数据不能被传送。

$\overline{\text{SYNC}}$:同步端,当需要驱动显示更多位的 LCD 时,可通过 $\overline{\text{SYNC}}$ 完成多片 μ PD7225 的级联。

RESET:复位端,低电平有效,在复位期间 μ PD7225 的 32 位段驱动端 $S_0\sim S_{31}$ 和 4 位背驱动端 $\text{COM}_0\sim\text{COM}_3$ 都置到 V_{DD} 电平。复位恢复后 μ PD7225 呈现如下状态:4

分割 LCD 动态驱动(1/3 偏压连接), $f_{\text{osc}}/512$ 的帧扫描频率(f_{osc} 为振荡频率),异步传送,关显示,不用内译码器。

$S_0\sim S_{31}$:输出端,驱动 LCD 的 32 位段。

$\text{COM}_0\sim\text{COM}_3$:输出端,驱动 LCD 的 4 位背极。

CL_1 、 CL_2 :当用内部晶振时,两端接电阻;当用外部时钟时, CL_1 端接外时钟,而 CL_2 端开路。

V_{LCD1} 、 V_{LCD2} 、 V_{LCD3} :偏压连接端,连接方式与所选择液晶显示板的结构有关,其关系见表 1。

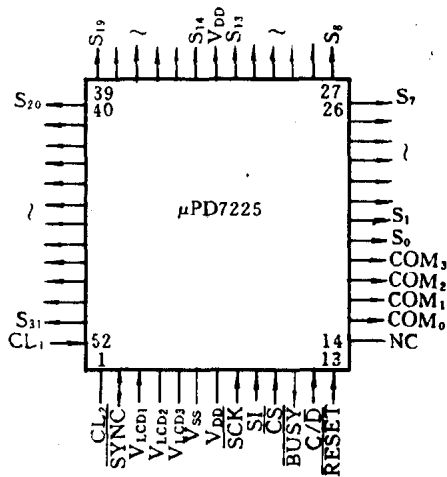


图 1 引脚图

表 1 LCD 基准电压连接

静态方式	2分割方式	3、4分割方式
静态	1/2电压连接	1/3电压连接
$V_{LCD} = V_{DD} - V_{LCD3}$ $2.7V \leq V_{LCD} \leq V_{DD}$		$0 \leq R_x \leq 2R$

V_{DD} 、 V_{SS} : 电源连接端。

μ PD7225 内部功能结构框图见图 2, 内部具有 2 个 32×4 位数据 RAM, 分别用来存储显示数据或闪烁显示数据, 由编程命令字决定其中一工作。显示数据锁存器也是一个 32×4 位的, 用以锁存到驱动器的数据。LCD 驱动器能直接驱动 LCD 显示器的 32 段和 4 背极。

当 \overline{CS} 为“0”, \overline{BUSY} 为“1”时, μ PD7225 的 8 位串行接口接受由微机送来的一个数据, 数据进入命令/数据寄存器后, 数据指针计数器自动加 1, 在 C/\overline{D} 为“0”时, 将数据传入指定的数据存储寄存器中。若 C/\overline{D} 为“1”, 数据则由命令/数据寄存器传到命令译码器。如果编程指令用内部译码字, 微机只需送与显示/数字相同的 BCD 码。如果不用内部译码, 则须送对应显示字符的字模码。

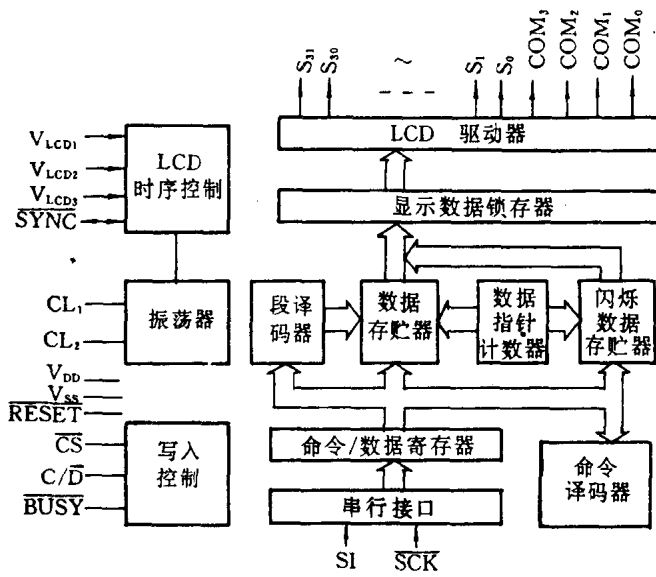


图 2 内部结构框图

二、可编程指令说明及工作时序

μ PD7225 经过编程可以完成各种不同的显示功能,现将有关的命令字说明如下:

置位方式字:格式为 010M₂M₁M₀F₁F₀B, D₀、D₁ 位决定 LCD 帧扫描频率, D₂、D₃ 位决定 LCD 显示结构, D₄ 位对应硬件偏压连接,具体说明如下:

(1) D₁、D₀ 位 F₁、F₀ 的说明

F ₁	F ₀	LCD 帧扫描频率 f _{OL} (Hz)
0	0	f _{osc} (2 ⁷ ×LCD 分割数)
0	1	f _{osc} (2 ⁸ ×LCD 分割数)
1	0	f _{osc} (2 ⁹ ×LCD 分割数)
1	1	f _{osc} (2 ¹¹ ×LCD 分割数)

(2) D₃、D₂ 位 M₁、M₀ 的说明

M ₁	M ₀	LCD 结构	显示位数
0	1	静态	4
1	1	2 分割方式	8
1	0	3 分割方式	10
0	0	4 分割方式	16

(3) D₄ 位 M₂ 的说明

M ₂	基准电压连接
0	1/3 平均电压
1	1/2 平均电压
X	静态

同步传送字:格式为 00110000B,数据由数据存储器传送到显示数据锁存器是在 \overline{CS} 信号变高电平后 LCD 驱动周期的第一个上升沿进行。

异步传送字:格式为 00110001B,数据由数据存储器传送到显示数据锁存器是在 \overline{CS} 信号的上升沿进行。

闪烁开:格式为 0001101K0B,数据进入闪烁数据存储器,再传送到显示数据锁存器, LCD 的闪烁频率由闪烁字中的 D₀ 位 K₀ 决定,当 K₀ 为“0”,闪烁频率为 f_{CL}/2¹⁷(Hz); K₀ 为“1”,闪烁频率为 f_{CL}/12¹⁰(Hz)。

闪烁关:格式为 00011000B,复位 LCD 闪烁显示。

显示开:格式为 00010001B,开 LCD 显示。

显示关:格式为 00010000B,关 LCD 所有段,但对数据从数据存储器传送到显示数据锁存器无效。

用段译码器:格式为 00010101B,显示数据由命令/数据寄存器传送到段译码器,被译的 LCD 段码由指针计数器存于对应地址的数据存储器。

不用段译码器:格式为 00010100B,显示数据由命令/数据寄存器传送到数据存储器,微机要输入对应显示数据的字模码。

下面对 μ PD7225 数据接收至显示的时序进行分析。

微机向 μ PD7225 串行传送一个字节的时序图见图 3。当微机查到 μ PD7225 的 $\overline{\text{BUSY}}$ 端为“1”时,置 $\overline{\text{CS}}$ 为有效“0”,则 8 位二进制串行数据 $D_7 \sim D_0$ 依次在每个同步脉冲的上升沿打入 μ PD7225 的串行接口,此时 $\overline{\text{BUSY}}$ 变为“0”,数据则由串行接口传送到命令/数据寄存器, $\overline{\text{BUSY}}$ 复为“1”,表示串行接口可以接受微机送来的第二个字节。同时 μ PD7225 开始查寻 $\text{C}/\overline{\text{D}}$ 端,当 $\text{C}/\overline{\text{D}}$ 为“1”,则命令/数据寄存器的第一个字节被送入命令译码器,译码识别后 μ PD7225 完成其命令功能档。 $\text{C}/\overline{\text{D}}$ 为“0”,第一个字节则送入由数据指针计数器指定的数据存储器中,数据指针计数器按

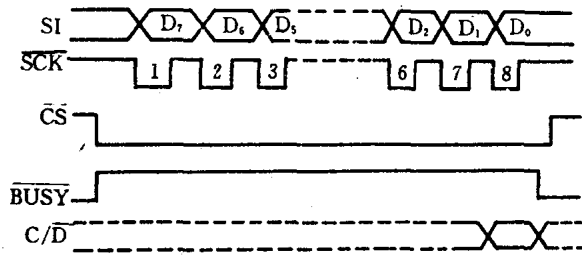
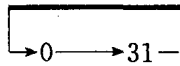


图 3 一个字节输入时序波形



的循环计数方式自动加 1。

微机将所要显示的一帧数据传送完毕,须置 μ PD7225 的 $\overline{\text{CS}}$ 端为“1”, μ PD7225 则立即开始将数据从数据存储器传送至显示数据锁存器、LCD 驱动器,即完成一帧 LCD 的显示。

三、 μ PD7225 与时分割 LCD 连接结构

LCD 显示器的驱动方式一般有静态驱动和时分分割动态驱动两种。 μ PD7225 工作于静态方式时最多只能驱动 4 位 LCD,而工作于时分分割时可驱动 16 位 LCD。

μ PD7225 数据存储器是一个 32×4 位静态 RAM,它的每一个地址对应于一个段驱动器,每一位对应于一个背极驱动器,其 RAM 结构图见图 4。

以常用的 3 分割结构 LCD 为例,图 5 是 3 分割一位 LCD 段、背极结构图。图 6 是 3 分割 LCD 显示数字“5”时 RAM 中各位分布对应 LCD 的段、背极图,当某段被显示时,此段与对应 RAM 中的位为“1”。由图 6 可以得到显示“5”的字模码为 FEH。同理,可得显示字符 0~F 的字模码见表 2。表 2 中字模码是 16 进制。

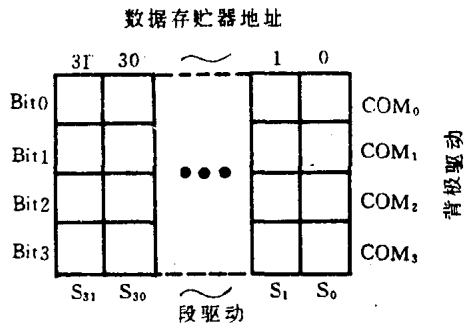


图 4 显示 RAM 结构图

若采用 2 分割、4 分割方式时,根据 LCD 段、背极结构的不同,其 μ PD7225 中 RAM 的地址、位分布也不同,对应的字模码也不同,这里就不再赘述。

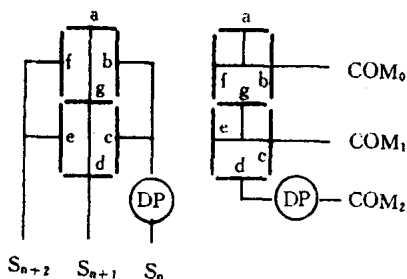


图 5 3 分割 LCD 段、背结构图

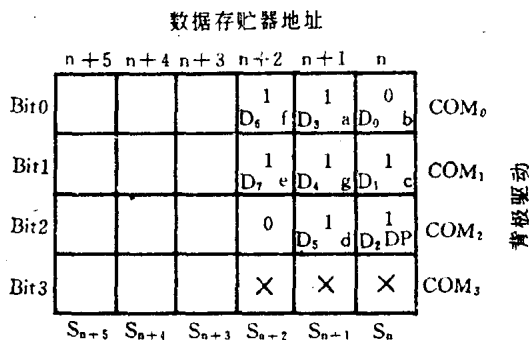


图 6 3 分割 LCD 显示 7 段字符 6 时 RAM 中各位分布图

表 2 3 分割 LCD 译码表

显示数字	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	b	c	d	e	F
字模码	EB	03	B9	3B	53	7A	FE	0B	FB	7B	DB	72	68	B3	F8	D8

四、8031 单片微机与 μ PD7225 接口硬件与软件编制

8031 晶振频率 f_c 为 6MHz, 串行口工作于方式 0 时, $P_{3.1}$ 端产生 $f_c/12$ 频率即 500kHz 同步

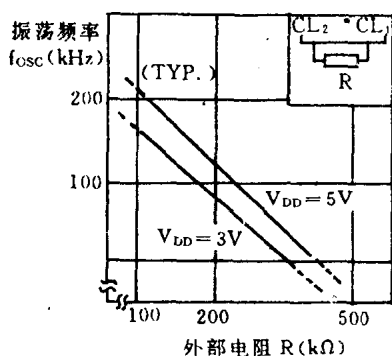


图 7 外接电阻与振荡频率曲线

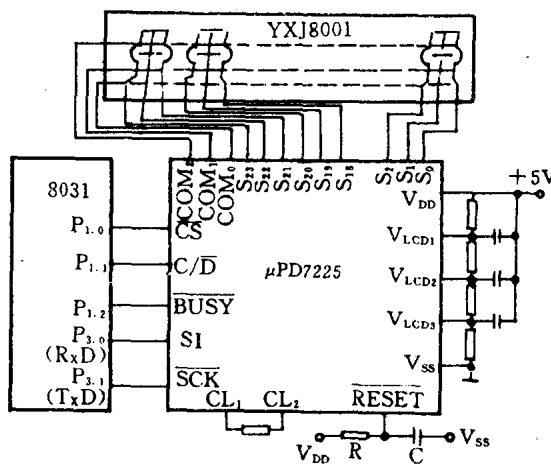


图 8 8031 与 μ PD7225 及 3 分割 LCD 显示板 YXJ8001 接口

脉冲, 其周期为 $2\mu s$, 它符合 μ PD7225 的 \overline{SCK} 输入周期。 μ PD7225 的 CL_1, CL_2 端外接电阻 R 与振荡频率 f_{osc} 的关系见图 7。可见, 当 R 取 $180k\Omega$ 时, f_{osc} 为 $130kHz$, 为满足操作频率 f_{CL} 特性的

要求,在编程时将置位方式字中的 D_1 、 D_0 两位取 01B 即 $f_{CL} = f_{OSC} / 2^8 \times 3 = 170\text{Hz}$ 。8031 与 μPD7225 接口工作在 3 分割方式下,驱动显示 8 位 LCD 的硬件电路原理图见图 8。单片微机 8031 P_1 口的低三位 $P_{1.0}$ 、 $P_{1.1}$ 、 $P_{1.2}$ 分别连接 μPD7225 的写入控制端 \overline{CS} 、 C/\overline{D} 、 \overline{BUSY} 。 P_3 口中的 $P_{3.0}$ 、 $P_{3.1}$ 工作于第二功能,8031 工作在串行方式 0,当一个数据写入串行口发送缓冲器时,串行口即将 8 位二进制数以 $f_c/12$ 的波特率从脚 $P_{3.0}$ 输出,脚 $P_{3.1}$ 发出同步脉冲。由于液晶显示板 YXJ8001 是 3 分割结构,所以置 μPD7225 工作于 3 分割方式,其 V_{LCD1} 、 V_{LCD2} 、 V_{LCD3} 端为 1/3 分压连接。复位端由 RC 组成上电复位,RC 的时间常数须 $\geq 1/12f_{CL}$ 。

单片微机 8031 向 μPD7225 传送一帧 8 位显示数据编程如下,先送 4 位有关的命令字:方式字、开显示、不用译码、异步传送,将其存入 8031 内部 RAM,首址为 5FH。将要显示的 8 位数据以字模码的形式依次存入首地址为 6AH 的地址中。程序如下:

机器码		助记符	
		ORG 2030	
7F 04		MOV R ₇ , #04H	
78 5F		MOV R ₀ , #5FH	;命令字首址
C2 90		CLR P1.0	;置 \overline{CS} 有效
D2 91		SETB P1.1	;置 $C/\overline{D} = "1"$,送命令字
11 70		ACALL DIS	;调串行发送子程序
7F 08		MOV R ₇ , #08H	
78 6A		MOV R _C , #6AH	;数据存放首址
C2 91		CLR P1.1	;置 $C/\overline{D} = "0"$,送数据
11 70		AALL DIS	
D2 90		SETB P1.0	
22		RET	
		ORG 2070	;串行发送子程序
E6	DIS:	MOV A, @R ₀	
3092FD	LOP:	JNB P1.2, LOP	;查询 \overline{BUSY} 信号,为 "0" 则等待
F599		MOV SBUF, A	;将数据送串行口缓冲寄存器
3092FD	LOP1:	JNB P1.2, LOP1	;查询 \overline{BUSY} 为 "1" 发数
3099FD	LOP2:	JNB TI, LOP2	;一个数据没发送完则等待
C299		CLR TI	;发送完一个数,复位串行口内部中断标志
18		DEC R ₀	;准备取第二位数据
DFF7		DJNE R ₇ , DIS	
22		RET	

μPD7225 是一片性能价格比优良的芯片,将它与单片微机接口,用于便携式自控检测仪表,可完成多位 LCD 的显示,具有硬件省、功耗低、体积小的显著特点。

4.16 微机总线兼容的四位 LCD 驱动电路 TSC7211AM

北京航空航天大学二零二教研室 吴明玉

在小型测控与显示设备中,常用的显示器件有发光二极管(LED)显示与液晶显示器(LCD)显示两种。国外绝大部分采用了 LCD 显示,因为 LCD 有明显的下列优点:①LCD 工作电流比 LED 可小几个数量级,所以其功耗很低;②尺寸小,LCD 厚度约为 LED 的 1/3;③LCD 的字迹清晰、美观,使人感到舒服;④寿命时间长(国内可达 50000 小时),使用方便。可以预言在袖珍仪表中,人们会越来越多地用 LCD 取代 LED。

要完成 LCD 显示,首先要选用好驱动电路。目前国内使用较多的是 4056 芯片,但它一次只能驱动 LCD 显示一位数,且片内无基准信号,需外加振荡器及其外围元件。若显示四位数,为了轮流选通各位,还要增加一个译码电路。因此驱动 LCD 显示四位数,需用 4 个 4056 芯片、一个振荡器和一个译码电路。这样使电路复杂,使用不便,最近美国 TELEDYNE SEMCONDUCTOR 公司生产的 TSC7211AM 芯片,可用一片驱动 LCD 显示四位数。若通过简单级联,可扩展显示 8 位数。使用简单、方便,价格不贵,适于推广。由于 TSC7211AM 内有基准信号发生器、位选电路,因此不用外接振荡器与译码器,而且与微机总线兼容,输入线可直接与微机相连。此外,TSC7211AM 的内部电路还有确保段与背极信号间的直流偏置为零,故延长了 LCD 的寿命。

一、TSC7211AM 工作原理

TSC7211AM 为 40 脚双列直插塑料封装集成电路,其原理框图如图 1 所示。

TSC7211AM 电路由基准信号发生电路、数据输入至显示通道、位选部分和片选部分组成。下面分别介绍。

1. 基准信号发生电路

TSC7211AM 片内有一多谐振荡器生成 LCD 背极信号。36 端脚的不同连接,可构成三种不同的工作方式。当 36 脚开路时,电源接通即可产生 16 kHz 方波,经分频后可输出稳定的 125Hz 信号(即 LCD 的背极信号)。若 36 脚与电源间接电容,当电容值为 22pF 时,5 脚输出信号频率为 90Hz;当电容值为 220pF,5 脚输出信号频率为 20 多赫兹。若 36 脚直接接地,5 脚无背极信号输出,这一功能可在扩展显示中得到应用。

2. 数据输入至显示通道

这部分由四位(二进制)锁存器、4-7 段译码器、七段锁存器及七段驱动器组成。由于 TSC7211AM 与微机总线兼容,其 4 根数据输入线可直接与 CPU 相连。TSC7211AM 将这四位二进制数解码,形成代码 B 输出。其关系如表 1 所示。

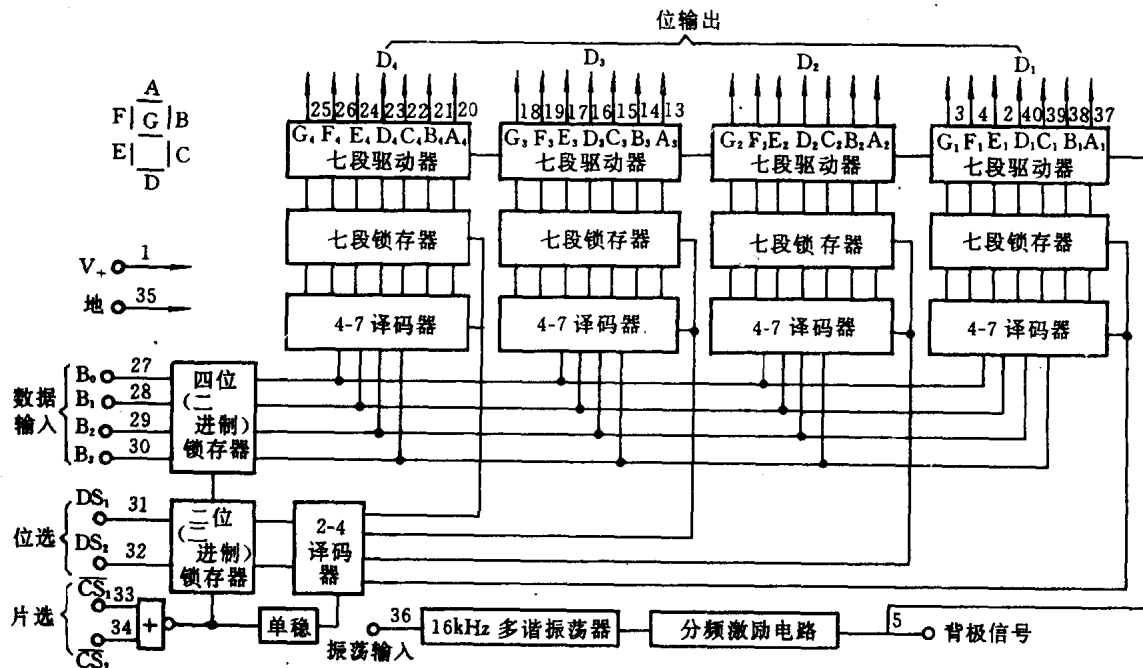


图1 TSC7211AM 原理框图

表 1

二 进 制 输 入				代 码
B ₃	B ₂	B ₁	B ₀	B
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	1	—
1	0	1	1	E
1	1	0	0	H
1	1	0	1	L
1	1	1	0	P
1	1	1	1	(黑)

代码 B16 位中的低十位为十进制数字 0~9,它对应于 BCD 码为 0000~0001。代码 B 的最高位为“黑”,作为清除显示数字用,其他五位代码可用于报警和其他功能。

TSC7211AM 位输出线由它所在的位与段来定义。位由高到低(D_4 、 D_3 、 D_2 、 D_1)共四位。每位又由七段(A、B、C、D、E、F、G)组成。

3. 位选部分

它由两位(二进制)锁存器与 2-4 译码器组成。位选输入信号可以直接与微机相连。位选信号与位输出的关系如表 2 所示。

表 2

位 选	信 号	选 通
DS_2	DS_1	显示位
0	0	D_4
0	1	D_3
1	0	D_2
1	1	D_1

4. 片选部分

它由负逻辑或非门与单稳态组成。若片选信号($\overline{CS_1}$ 、 $\overline{CS_2}$)均为低电平时,或非门输出高电平,使四位和二位锁存器打开。若片选信号有一个出现上升沿时,就能使数据、位选输入进行数据锁存、译码,并给出驱动信号。

二、 TSC7211AM 的性能与使用

TSC7211AM 性能特点:

- (1) 可同时输出四位数的七段激励信号,以驱动四位数的显示;
- (2) 四位(二进制)数据输入与二位位选输入均可以锁存。
- (3) 片内可产生 LCD 背极信号;
- (4) 可将四位二进制码译成代码 B 输出;
- (5) 可消除段激励与背极信号间的直流电压以延长 LCD 的寿命;
- (6) 与微机总线兼容。

下面通过单片机控制 TSC7211AM 驱动四位液晶显示器 4002SH 例子来说明其使用方法,如图 2 所示。

当电源接通后,TSC7211AM 使 4002SH 显示任意四位数值。若输入端按要求的时序输入片选、位选及数据信号后,4002SH 应作相应的显示。如果 LCD 的显示数据错误或者不受控,则应分别检查 4002SH 与 TSC7211AM 是否损坏。检查步骤如下:

(1) 用双线示波器观察,若通道 1 接 TSC7211AM5 脚,其输出波形约为 125Hz 方波,可确定 TSC7211AM 振荡部分电路工作正常。

(2) 若通道 2 接 4002SH 脚 1、脚 40,其输出波形应与通道 1 的频率、相位和幅度完全一样。

(3) 将通道 1 分别转换到 4002SH 各段脚上,其输出波形与通道 2 波形同相,则不显示,反

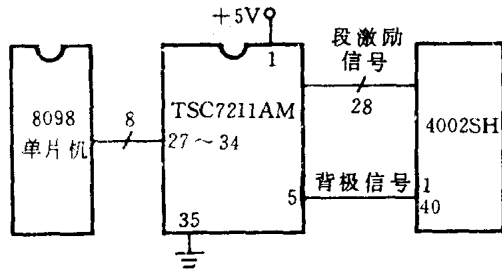


图2 四位LCD显示器4002SH的接口

相则显示,可确定4002SH工作正常。

(4)通过软件编程给TSC7211AM送入数据、位选及片选信号,若4002SH不受控或显示错误时,可确定为TSC7211AM损坏。

三、TSC7211AM 级联应用

用两片TSC7211AM级联,可驱动两片4002SH,一次可显示8位数。具体连线如图3所示。可见用简单联线即可实现显示位的扩展。

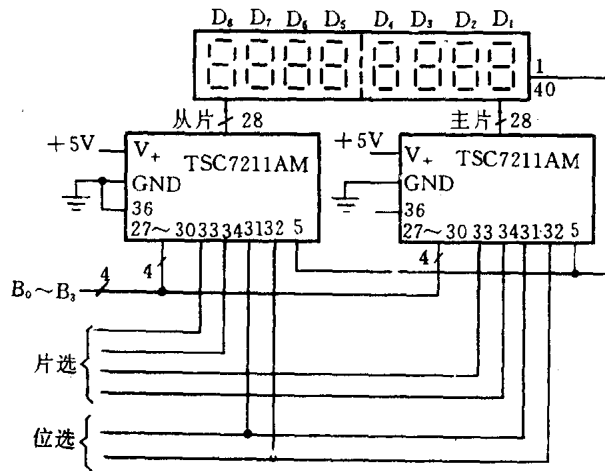


图3 TSC7211AM的主从连接

4.17 使用 8255 的双极性归零脉冲驱动液晶显示器接口

山东矿业学院机械系 李恒文 代 文

一、引言

液晶显示器(LCD)因具有低功耗的优点,因而在袖珍仪表中获得广泛应用。但在近年来已发展起来的智能化仪表中,LCD 的应用并不多,原因是目前市面上供应的 LCD 驱动器一般不能方便地与微机接口,应用上受到了一定的限制。关于 LCD 与微机接口的方法,一些文献也曾有过介绍,就接口问题进行了探讨。实际应用中,或因芯片与微机不能较好配合,或因静态驱动的 LCD 使用一个公共极,微机在分时交流驱动时,存在时差交流干扰,导致了显示数字的对比度较差,甚至字形闪烁、模糊,而不能实际应用。如中途改用 LED,不仅浪费时间,在技术指标上也达不到轻便、低耗的要求。本文作者经多次实践,用 8255 作为 3½ 位 LCD 与 MCS-51 单片机的接口,采用双极性归零脉冲驱动 LCD,取得了稳定清晰显示的效果。

二、LCD 驱动电路类型、特点及接口的选择

常见的 LCD 驱动电路有三类:一是含有积分式 A/D 转换器的电路,如 7126、7136 等,能与 LCD 配套,但不能与微机接口;二是驱动 LCD 的通用器件,如 CD4543 等,与单位 LCD 配套较好,其工作电压与控制功能也适合微机接口,缺点是对静态驱动的 LCD,每位数字需一片电路,位数多时芯片也多,布线复杂,有时芯片参数不易与微机配合,显示效果达不到要求;三是微机的通用可编程并行 I/O 接口芯片,如 PIO,8255 等,该种芯片的输出电压幅值符合驱动 LCD 的要求,且接线简单,控制灵活。

本文选用 8255 作为单片机与 LCD 的接口,图 1 是系统接线图。其中 8255 的 A、B、C 口分别驱动 LCD 的三位七段数码及相应位的小数点,8031 的 P_{1.0} 口直接驱动 LCD 的公共端“com”,P_{1.1} 驱动“-”,P_{1.2} 驱动“|”。被显示的数由 8031CPU 转换成显示代码后,顺序送到 8255 的 A、B、C 口。P_{1.0} 输出给 LCD 公共端的是方波脉冲,A、B、C 口的显示代码随 P_{1.0} 的电位变化而变化,以实现交流驱动。

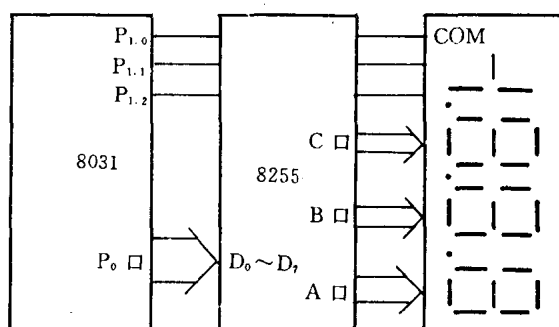


图 1 8255 与 LCD 接口的系统接线图

三、双极性脉冲交流驱动方法及存在的问题

1. 满足驱动 LCD 的技术条件

为了延长 LCD 的使用寿命,驱动电压应为交流,这可避免直流电压使液晶发生电化学反应而导致液晶损坏。LCD 两极间的交流方波电压幅值为 4~5V。从显示清晰稳定角度要求,交流电压的频率在 30~100Hz 为宜,其频率的下限决定于人的视觉暂留特性,上限取决于 LCD 的高频特性。

2. 用软件产生交流方波的方法

交流驱动要求,显示字段与 com 极间的电压是交流方波,非显示字段与 com 间的电压始终为零。用软件实现交流驱动时,首先将 8031 的 $P_{1.0}$ 口定时地输出高、低电平,即 $P_{1.0}=1$ 或 $P_{1.0}=0$,使 com 端得到一个方波电压,然后定时地将显示代码与 $P_{1.0}$ 的状态取“异或”后再送到各字段显示。显示一位字的主程序段如下:

```

.....
MOV  C,P1.0      ;判 P1.0的状态
JC   XL1
MOV  A, #00H      ;P1.0=0 时,显示缓冲单元代码与 0 异或后
XL:  XRL A,(显缓单元)
MOVX DPTR, A      ;输出给对应显示位
.....
XL1: MOV  A, #FFH   ;P1.0=1 时,显缓单元代码与全 1 异或
      SJMP XL
.....

```

图 2 是运行该程序得到的字段电压波形。其中字段状态是显示代码的一位原码,“1”态是需显示的状态,“0”态是非显示状态,字段电位是字段状态与 com 端状态($P_{1.0}$ 口)异或后得到的电位,段极间电压是指字段与 com 极之间的电压,由图 2 可知该电压是交流方波的某字段显示。 $P_{1.0}$ 输出的方波宽度由软件定时中断产生,中断服务子程序产生驱动各位 LCD 所需的各极电压,图 3 是子程序框图。定时中断的时间按 $T=1/2f_c$ 选定, f_c 是 LCD 的交流驱动频率。

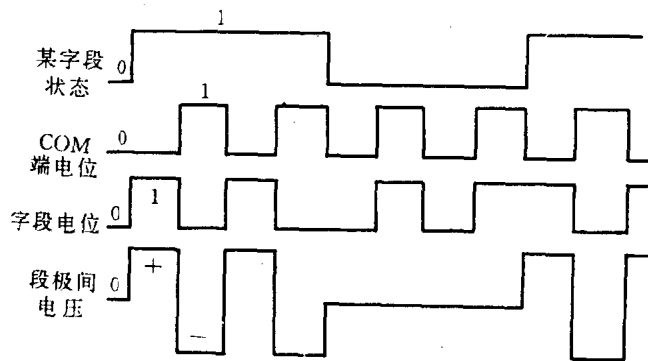


图 2 字段电压波形

3. 双极性脉冲驱动存在的问题

由图 3 的中断服务子程序可看出,每次中断先是改变 $P_{1.0}$ 的状态,然后在 8255 的 A、B、C 口顺序输出,且 C 口输出与 $P_{1.0}$ 的变化不同步时间最长。这种由于微机分时执行指令而产生的时差,对显示字段几乎没有影响,因时差远小于驱动脉冲宽度,人的眼睛不能分辨这种微小的变化。而对非显示字段,不显示时间内,时差的存在使字段与 com 间产生交流毛刺电压,非显

示字段对比度增强,出现阴影,造成显示数字模糊不清。只有改变软件参数,使驱动电压的频率小于 10Hz 时,即毛刺电压的频率也减小时,字迹才能看清,但此时显示字段闪烁,实际无法应用。

四、双极性归零脉冲驱动 LCD 稳定显示原理

上述的双极性脉冲,为不归零式的。双极性归零脉冲的波形如图 4 所示,在正、负电平之间有一个零电平。

1. 双极性归零脉冲的产生

该脉冲的产生,仍采用定时中断的方法,图 5 是中断服务子程序框图。为了得到正、负、零电平的宽度相等,选择各定时中断的间隔为 τ 。程序中设置了标志,用以判断 LCD 极间电压是否全为零。若极间电压已全为零,则中断后,将各显示缓冲单元内容取反输出,使驱动 LCD 显示段的脉冲为双极的。否则根据 $P_{1.0}$ 的状态,决定输出给 A、B、C 口是全 1 或全 0,使驱动脉冲归零。需显示的数字,转换为代码后,存入显示代码单元。当定时为 $n\tau$ (一般取 $n\tau=0.5\sim 1s$) 时,显示单元内容送入显示缓冲单元,显示数据刷新,程序重新运行。

2. 显示状态的驱动脉冲

为了便于比较,图 6 给出了低位和高位显示数字的各一段电压波形,该波形是运行图 5 的程序得到的。低位显示状态时,字段与 com 端间的电压是对称的双极性归零脉冲,周期为 4τ ,若取同一中断时间 τ 时,归零式频率较不归零式小了一半,选

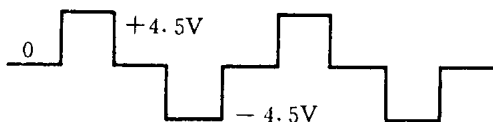
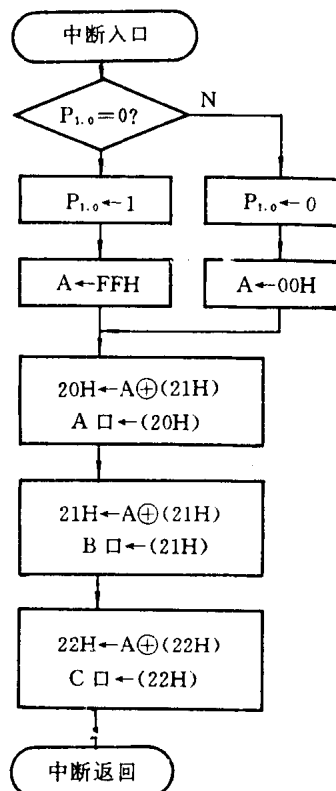


图 4 双极性归零脉冲波形

择交流频率在 10Hz 以上时,字段闪烁消失。高位考虑 com 与输出口变化的时差后,归零宽度变小,正负脉冲变宽,但驱动脉冲仍属于交流,对显示字段无影响。

3. 非显示状态毛刺频率降低

在非显示状态时,要求驱动段与 com 间的电压为零。考虑时差后的段间电压是毛刺脉冲,该电压的能量虽小,但在频率大于 70Hz 时,非显示段产生阴影。实际上,若选用同一中断时间 τ ,由于归零间隔的存在,毛刺频率较不归零式小了一半,能量也小得多。如果 8031 的时钟频率为 6MHz 时,则百位字段的毛刺脉冲仅为 $30\mu s$ 宽,选择的交流脉冲频率在 10~50Hz 时,毛刺脉冲间隔大于 5ms,脉冲的基波幅值小于 60mV。此时毛刺对字段的影响甚小,非显示字段不出现阴影,数字显示清晰。



20~22H 为显示缓冲单元

图 3 子程序框图

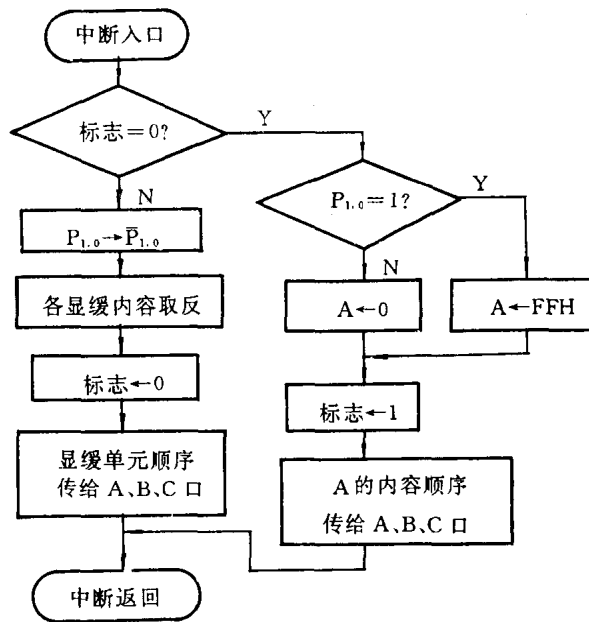


图 5 中断服务子程序框图

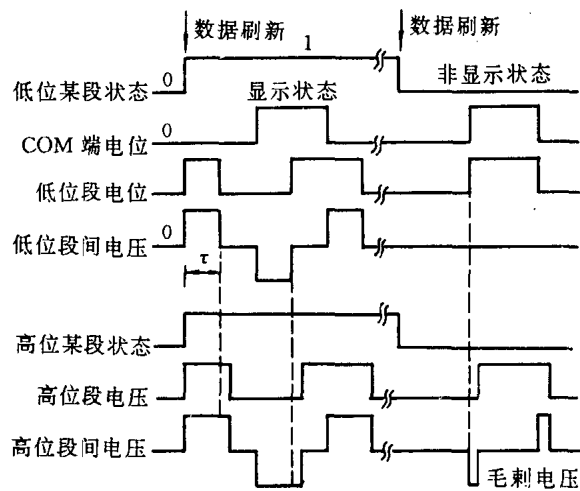


图 6 显示状态的驱动脉冲

总之,双极性归零脉冲驱动 LCD,交流的性质没变,单位时间内正负脉冲的个数适当,数字不会闪烁,同时展宽了毛刺脉冲间隔,降低毛刺能量,使非显示段阴影消失。对显示位数不同,选择不同的交流频率,可得到较好的显示效果。

参 考 文 献

[1]高季雍:液晶显示器的驱动及微机系统接口,《电子科学技术》,1987.7.

4.18 DMC16230 型 LCD 显示模块的接口技术

北京海玉控制与仪器技术开发部 陈 平 王 靖

一、前 言

液晶显示器(LCD)问世以来,以其低功耗、体积小、重量轻、超薄等诸多其他显示器件无法比拟的优点,在许多领域中得到了广泛的应用,大屏幕 LCD 的出现,打破了过去阴极射线管(CRT)一统天下的局面。在国外,从舰船飞机到火车汽车,从个人膝上电脑到儿童玩具手表,从 LCD 彩电到体温计等等,无处不见液晶显示器的踪影。在国内,目前,已有不少生产仪器仪表的厂家出于产品更新换代,提高产品档次的要求而采用 LCD 作为显示终端。自本刊 1991 年 1、2 期刊登液晶显示器的消息以来,陆续收到了许多热情读者的来信,询问液晶显示器的使用方法及注意事项。为使广大读者了解 LCD,用好 LCD,本文以笔者多年来的实践经验为基础,结合厂商提供的资料,希望能给朋友们提供一些帮助。

二、字符式 LCD 的应用

本文以日产 DMC16230 型 LCD 为例,介绍其使用技巧及注意事项。关于其他类型的字符式 LCD,读者可参考本文及厂商所提供的资料具体对待,一般说来软硬件变化不大。

DMC16230 液晶显示板采用了先进的双重超扭曲(DSTN)LCD,模块集控制芯片与驱动芯片于一身,在用户 CPU 的控制之下,其控制芯片根据内部指令系统在内部定时时钟的节拍下,实现复位、清屏、显示、移位等多种功能。

1. 模块特点

- 可与 8 位或 4 位微处理器直接接口;
- 内藏式字符发生器(ROM)可提供 160 种日本工业标准的字符,包括全部英文大小写字母、阿拉伯数字及日文片假名,以及 32 个特殊字符或符号的显示;
- 内藏 RAM 可根据用户的需要,由用户自行设计字符或符号;
- 指令系统为用户提供方便的操作;
- +5V 单电源供电;
- 低功耗(约 10mW)。

2. 引脚及其功能

请参看图 2

- PIN₁: V_{SS}接电源地电位 GND;
- PIN₂: V_{DD}接 +5V 单电源;
- PIN₃: V₀液晶灰度调整端;
- PIN₄: RS 寄存器选择,输入低电平选择指令寄存器,高电平选择数据寄存器;

• PIN₅: R/W 读写选择,输入低电平选择写操作(CPU→LCD),输入高电平选择读操作(LCD→CPU);

• PIN₆: E 使能信号端,输入;

• PIN₇~PIN₁₄: DB₀~DB₇总线,双向,三态。

说明:本模块可与 8 位或 4 位微处理器直接接口。当与 8 位微处理器接口时,总线的数据传送可一次完成。当使用 4 位微处理器时,则需要传送二次。先传送高 4 位数据,后传送低 4 位数据,总线只需连接高 4 位,即 DB₄~DB₇,低 4 位不用。

3. 时序

液晶显示模块的操作可概括为“读”和“写”两种。所谓“读”是指 LCD→CPU 传送数据,所谓“写”是指 CPU→LCD 传送数据。这两种操作的时序图,如图 1 所示。

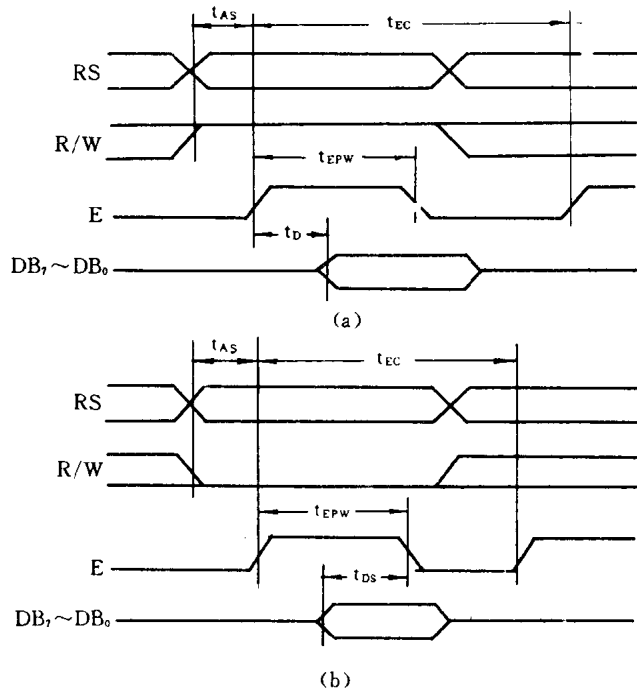
读者可根据图 1 所给数据及所使用的 CPU 的时序特点,安排适当的硬件联接,以满足液晶显示器的要求。特别值得注意的一点是,使能信号 E 的宽度,必须小于寄存器选择信号 RS 及读写信号 R/W 的宽度。

4. 指令系统

DMC 系列液晶显示模块的指令系统由表 1 列出。

表 1 指令表

指令	选择状态		指令控制字								指令功能说明
	RS	R/W	D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	清显示
2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*	软复位
3	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D*	S	内部方式设置
4	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	显示开关控制
5	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*	移位控制
6	0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*	系统方式设置
7	0	0	0	1	ACG					CGRAM 地址设置	
8	0	0	1	ADD					显示地址设置		
9	0	1	BF	AC					忙状态检查		
10	1	0	写数据								CPU→LCD
11	1	1	读数据								CPU←LCD



- t_{EC} 为使能信号周期,最小为 1000ns
- t_{AS} 为地址有效时间,最小为 140ns
- t_{EPW} 为使能信号宽度,最小为 450ns
- t_{DS} 为数据有效时间,最小为 195ns
- t_D 为数据延迟时间

图 1 时序图

DMC 系列 LCD 的指令系统共有指令 11 条,如同一个可编程接口芯片,用户只需对模块写入适当的控制命令,便可完成清屏、显示、开关光标、地址设置、移动显示、读忙等诸多功能。

下面逐一说明每条指令。

- 指令 1: 清显示。功能:将空格字符 ASCII 码 20H 写入所有显示数据存储单元(DDRAM)中,将 DDRAM 的地址指针复位($A_{DD}=80H$)。

- 指令 2: 光标复位。功能:光标返回起始位置 80H。DDRAM 的内容保持不变。

- 指令 3: 模式设置。功能:设置光标移动方向,确定是移动显示还是移光标。当指令中的 $I/D=1$ 时,光标的移动或显示的移动为 DDRAM 地址增加的方向;当 $I/D=0$ 时,光标的移动或显示的移动为 DDRAM 地址减小的方向。当 $S=0$ 时,液晶显示器被置成光标移动方式;当 $S=1$ 时,液晶显示器被置成显示移动方式。光标的移动或显示的移动,均在完成对 DDRAM 的一次读或写的操作之后,自动完成。

- 指令 4: 显示开关控制。功能:开关显示、开关光标及开关光标闪烁。当 $D=1$ 时,显示打开,DDRAM 的内容显示在对应的位置上,当 $D=0$ 时,显示关闭,DDRAM 的内容保持不变。当 $C=1$ 时,光标打开,光标显示在 5×7 点阵字符的第 8 行上;当 $C=0$ 时,光标关闭。当 $B=1$ 时,光标闪烁,闪烁的形式为光标位置上所显示的字符与 5×8 黑色点阵交替出现;当 $B=0$ 时,光标停止闪烁。

- 指令 5: 光标或显示移位。功能:这是一条单纯的移动命令,不改变 DDRAM 的内容。当 $S/C=1$ 时,为移动显示指令;当 $S/C=0$ 时,为移动光标指令。当 $R/L=1$ 时,为右移指令;当 $R/L=0$ 时,为左移指令。

- 指令 6: 系统设置。功能:接口数据总线宽度设置、显示行数设置及字符点阵形式设置。这是一条多功能指令。如上所述,DMC16230 既可与 8 位微处理器接口,又可与 4 位微处理器接口,正确地使用本指令可实现这一功能。当 $DL=1$ 时,DMC16230 与 8 位总线接口,即 $DB_7\sim DB_0$ 均有效;当 $DL=0$ 时,DMC16230 与 4 位总线接口,仅 $DB_7\sim DB_4$ 有效, $DB_3\sim DB_0$ 无效。当 $N=0$ 时,为单行显示设置。系统上电 RESET 时,自动设置 $N=0$;当 $N=1$ 时,为双行显示设置。当 $F=0$ 时,显示字形为 5×7 点阵;当 $F=1$ 时,使用 5×11 点阵液晶显示器如 DMC16101A-EB,可显示 5×10 点阵之字形。

- 指令 7: 字符发生器(CGRAM)地址设置。功能:设置字符发生器(CGRAM)地址。DMC16230 液晶显示模块内藏式控制器不仅包括 DDRAM 显示,而且还可以根据用户需要,写入除前面所提过的 192 种字符以外的任意 5×8 点阵字符或图形。这一功能的使用,将在应用一节中详细说明。

- 指令 8: 显示地址设置。功能:设置 DDRAM 地址指针。当显示光标时,执行指令 8 后,光标移到 DDRAM 相应的位置,紧跟其后的那一条对 DDRAM 的读或者写的指令,便是对光标所在位置的读写操作;当不显示光标时,执行本指令意味着将地址指针指向 DDRAM 相应的位置。由于该指令 $DB_7=1$,所以 DDRAM 的起始地址为 80H。对于单行液晶显示器,80H 对应的显示位置为屏上左起第一位;若是双行或四行液晶显示器,为屏幕的左上角。

- 指令 9: 读忙标志位。功能:检查液晶显示器是否能接受指令。

当执行本指令时,读到 CPU 的 8 位数据的最高位 DB_7 为忙标志位。本指令是为与 CPU 的工作速度正确配合以达到最高通讯速度而设置。当 $BF=1$ 时,表示液晶显示器正在进行内部操作,不能接受 CPU 发出的指令;当 $BF=0$ 时,表示液晶显示器的内部操作已结束,可以接

受指令。

· 指令 10: 写数据。功能: 将显示字符的 ASCII 码写入光标所在的 DDRAM 的位置, 写入完成后, 根据指令 3 中 I/D 的状态, 光标(或显示)自动移位。

· 指令 11: 读数据。功能: 将 DDRAM 中光标所在位置之字符的 ASCII 码读到 CPU。读出完成后, 根据指令 3 中 I/D 的状态, 光标(或显示)自动移位。

5. 应用

DMC16230 与 Intel MCS-51 系列单片机 8031 的硬件连接如图 2 所示。

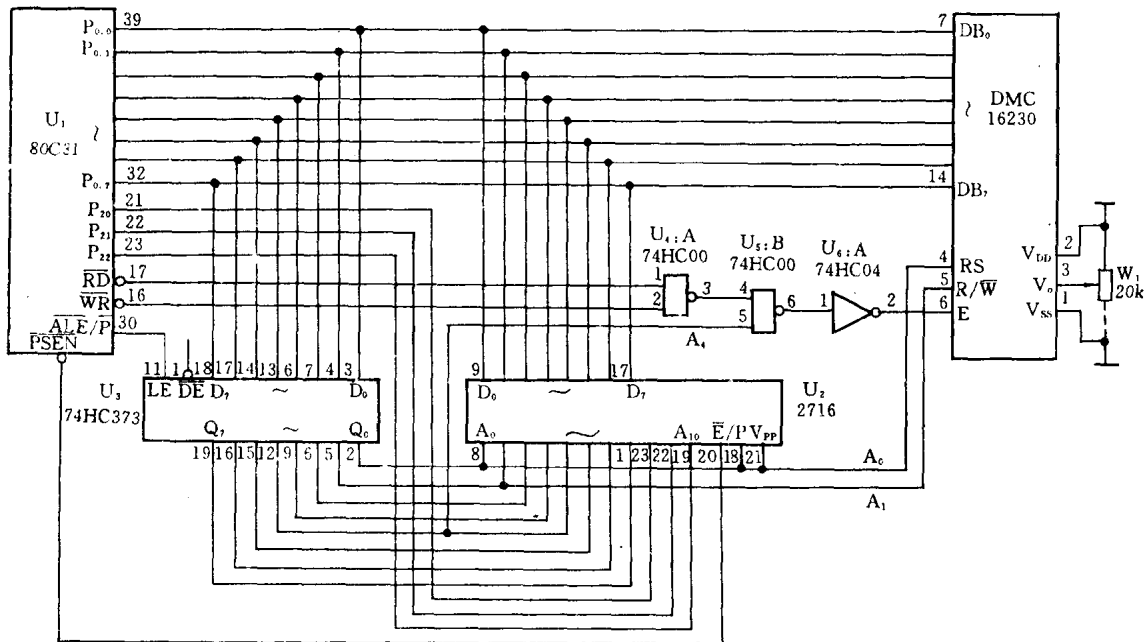


图 2 DMC16230 与 8031 硬件连接图

根据上图的连接方法, 单片机 8031 对液晶显示器操作可分为四类:

- 写指令: 口地址为 10H*;
- 读忙: 口地址为 11H*;
- 写数据: 口地址为 12H;
- 读数据: 口地址为 13H。

下面举例说明液晶显示器的应用。

例 1 检查 DMC16230 的忙标志位。

解: 这里将读忙功能编成子程序, 以便以后的应用举例中使用该子程序。

```

RDBUSY:  PUSH    ACC
          PUSH    00H
          MOV     R0, #11H
RDBS1:   MOVX   A, @R0
    
```

* 按图 2 连接, 读忙口地址应为 12H, 写数据口地址应为 11H。——编者注

```

RLC      A
JC       RDBS1
POP      00H
POP      ACC
RET

```

例 2 清屏。**解：**清屏功能可用在更新显示中。

```

CLRDISP: MOV      R0, #10H
          MOV      A, #01H
          ACALL   RDBUSY
          MOVX    @R0, A

```

例 3 系统设置**解：**DMC16230 为 16 字符×2 行液晶显示模块,应将系统设置成 8 位数据总线,显示双行字符,5×7 点阵。

```

SYSSET:  MOV      R0, #10H
          MOV      A, #38H
          ACALL   RDBUSY
          MOVX    @R0, A

```

例 4 将显示器设置成光标移动方式,自动地址为增量方式。**解：**

```

MODSET:  MOV      R0, #10H
          MOV      A, #06H
          ACALL   RDBUSY
          MOVX    @R0, A

```

例 5 将显示器打开,显示光标且要求光标闪烁。**解：**

```

DSPON:   MOV      R0, #10H
          MOV      A, #0FH
          ACALL   RDBUSY
          MOVX    @R0, A

```

例 6 将“WELCOME TO LCD WORLD!”分两行显示在屏幕上,然后向左移出屏幕。**解：**本例要解决的问题共有 5 个要点:

- 建立显示缓冲区:将 8031 内部 RAM 的 30H~3FH 作为第一行字符的显示缓冲区,与之对应的 DMC16230 的地址为 80H~8FH;将 8031 内部 RAM 的 40H~4FH 作为第二行字符的显示缓冲区,与之对应的 DMC16230 的地址为 C0H~CFH。

- 将“WELCOME TO LCD WORLD!”的 ASCII 码送显示缓冲区。
- 设置 DMC16230 的系统方式。
- 将缓冲区的内容送到显示器显示。
- 将显示器的内容左移 16 次。

```

START:   MOV      DPTR, #CHATAB
          MOV      R7, #32

```

	MOV	R1, #30H
DSPBUF:	CLR	A
	MOVC	A, @A+DPTR
	MOV	@R1, A
	INC	DPTR
	INC	R1
	DJNZ	R7, DSPBUF
	MOV	A, #38H
	MOV	R0, #10H
	ACALL	RDBUSY
	MOVX	@R0, A
	MOV	A, #01H
	ACALL	RDBUSY
	MOVX	@R0, A
	MOV	A, #0CH
	ACALL	RDBUSY
	MOVX	@R0, A
	MOV	R7, #16
	MOV	R1, #30H
	MOV	R0, #12H
DSP1ST:	MOV	A, @R1
	ACALL	RDBUSY
	MOVX	@R0, A
	INC	R1
	DJNZ	R7, DSP1ST
	MOV	R0, #10H
	MOV	A, #0C0H
	ACALL	RDBUSY
	MOVX	@R0, A
	MOV	R7, #16
	MOV	R0, #12H
DSP2ND:	MOV	A, @R1
	ACALL	RDBUSY
	MOVX	@R0, A
	INC	R1
	DJNZ	R7, DSP2ND
	MOV	R7, #10
DLY10:	ACALL	DELAY
	DJNZ	R7, DLY10
	MOV	R0, #10H
	MOV	R7, #16
	MOV	A, #18H
SHIFT:	ACALL	RDBUSY

```

MOVX    @R0, A
ACALL   DELAY
DJNZ    R7, SHIFT
AJMP    START
DELAY:  MOV    R5, #0FFH
DL1:    MOV    R6, #0FFH
DL2:    DJNZ   R6, DL2
        DJNZ   R5, DL1
        RET
RDBUSY: (略)
CHATAB: DB    57H, 45H, 4CH, 43H
        DB    4FH, 4DH, 45H, 20H
        DB    44H, 4FH, 20H, 20H
        DB    20H, 20H, 20H, 20H
        DB    20H, 20H, 20H, 20H
        DB    20H, 4CH, 43H, 44H
        DB    20H, 57H, 4FH, 52H
        DB    4CH, 44H, 20H, 21H
        END

```

例 7 将“中”字显示在屏幕的左上角。

解: 本例的要点是将“中”字写入 CGRAM。

```

START:  MOV    A, #38H
        MOV    R0, #10H
        ACALL  RDBUSY
        MOVX   @R0, A
        MOV    A, #01H
        ACALL  RDBUSY
        MOVX   @R0, A
        MOV    A, #0CH
        ACALL  RDBUSY
        MOVX   @R0, A
        MOV    DPTR, #CGRAM
        MOV    R7, #8
        MOV    R1, #40H
WRCGRM: MOV    R0, #10H
        MOV    A, R1
        ACALL  RDBUSY
        MOVX   @R0, A
        CLR    A
        MOVC  A, @A+DPTR
        MOV    R0, #12H
        ACALL  RDBUSY
        MOVX   @R0, A

```

```
INC      R1
INC      DPTR
DJNZ     R7, WRCGRM
MOV      R0, #10H
MOV      A, #80H
ACALL    RDBUSY
MOVX     @R0, A
MOV      R0, #12H
MOV      A, #00H
ACALL    RDBUSY
MOVX     @R0, A
AJMP     START
RDBUSY:  PUSH    ACC
        PUSH    00H
        MOV     R0, #11H
RDBS:    MOVX     A, @R0
        RLC     A
        JC      RDBS
        POP     00H
        POP     ACC
        RET
CGRAM:   DB      04H, 04H, 1FH, 15H
        DB      15H, 1FH, 04H, 04H
        END
```

摘自《电子技术应用》月刊,1991年第6期

4.19 点阵式液晶显示器原理及应用

北京雪花电器集团公司 郭 强

一、显示器件的现状与发展

显示方式有以下几种:发光二极管指示灯;七段或十六段发光二极管 LED 或液晶显示器 LCD;点阵式 LED 或 LCD;CRT 显示器。

用发展的眼光展望现在与未来,点阵式 LCD 以其低功耗、低电压驱动、结构空间小、有效面积大、构造简单、成本低等优点正在获得越来越广泛地应用。点阵式 LCD 能显示各种字符、图形和汉字,因此在我国更具有实用价值。

二、LCD 显示的物理过程及驱动原理

液晶是一种介于液体与固体之间的热力学的中间稳定相。其特点是在一定的温度范围内既有液体的流动性和连续性,又有晶体的各向异性,其分子特性有:

分子呈长棒形,长宽比较大;长棒形分子不能弯曲,必须是一个刚性体,所以一般都有一个中心桥链;液晶分子头尾有极性或有可极化的基因。

LCD 器件结构如图 1(a)所示。由于液晶的四壁效应,在定向膜的作用下,液晶分子在正背玻璃电极上呈水平排列,但排列方向互为正交,而玻璃间的分子呈连续扭转过渡。这样的构造能使液晶对光产生旋光作用,即可以把直线光旋转 90° ,在液晶盒前后配置起偏振片和检偏振片,正常光线穿过水平起偏振片,在液晶盒内被扭曲 90° 。再经垂直检偏振片到反射膜,反射膜将光按原路返回,从而形成了亮视场,见图 1(b)。

如果在液晶盒两端施加一定的电压,在电场的作用下,液晶分子转为与玻璃垂直的方向,从而失去了旋光性。水平光通过液晶盒时未被旋转,以致于被垂直检偏振片吸收,此时呈暗视场,见图 1(c)。

这就是液晶显示的物理过程。点阵式 LCD 显示器是将液晶放在正交的带状电极之间,利用各带状电极交点的组合进行显示的,见图 2(a)。

我们知道在液晶盒两端加、消电压时,能控制 LCD 显示状态,那么什么样的电压合宜呢?这就是驱动问题。由于直流电压驱动 LCD 将会使液晶体产生电解和电极老化,从而大大降低 LCD 的使用寿命,所以现用的驱动方法多属交流电压驱动,诸如偏压法、双频法等。

在点阵式 LCD 中,使用了行驱动和列驱动。使在所选通点上的选通电压大于开启电压,但由于多点共用一个电极,在选通点外的非选通点上也加有电压,从而使清晰度下降,这就是交叉效应现象。如果我们在非选通点上施加只有选通电压的 $1/2$,使非选通电压值低于显示的截止电压,这样将减少交叉效应的影响,这就是 $1/2$ 偏压法,波形图见图 2(b)。在实际应用中常用 $1/3, 1/4, 1/7$ 等偏压法,使选通电压与非选通电压之间差距加大,以提高显示的清晰度。

点阵式 LCD 的控制一般采用行扫描方式,原理图见图 3。各行所施加的电压脉冲占空比

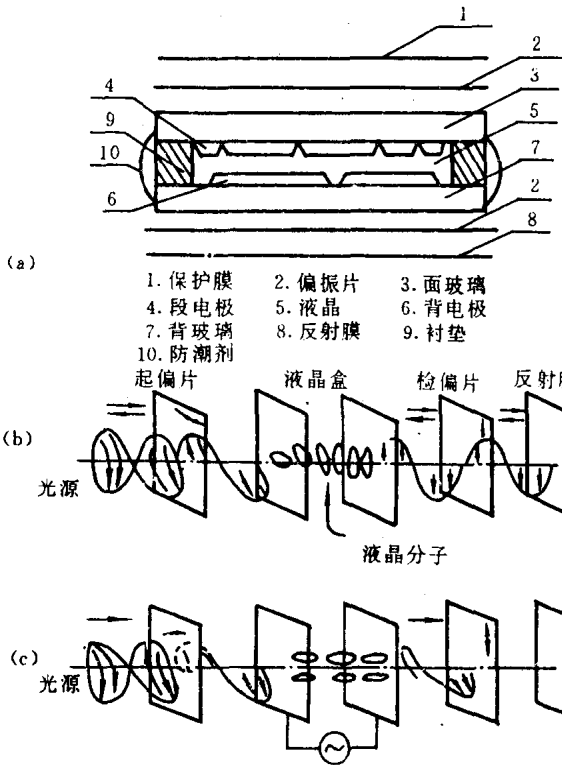


图1 LCD 器件结构

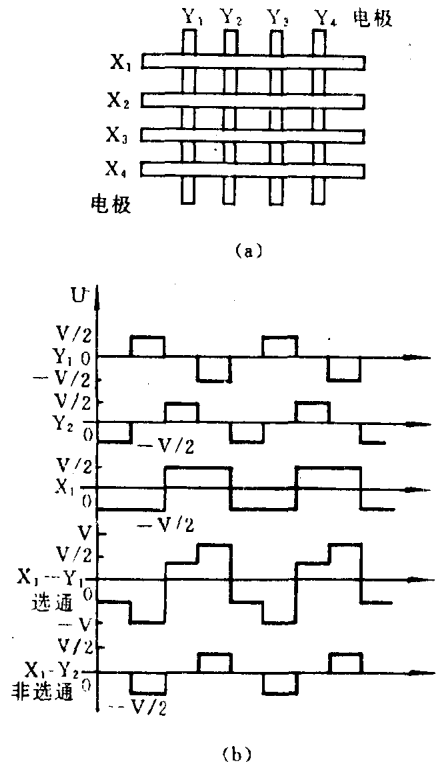


图2 液晶显示控制

为1/行数,占空比越小,清晰度就越差,甚至还会产生闪烁现象。图示仅为一个字符。当一行有多字符时,先把列数据以串行码方式输出给列驱动器,然后产生行扫描,以实现显示状态。

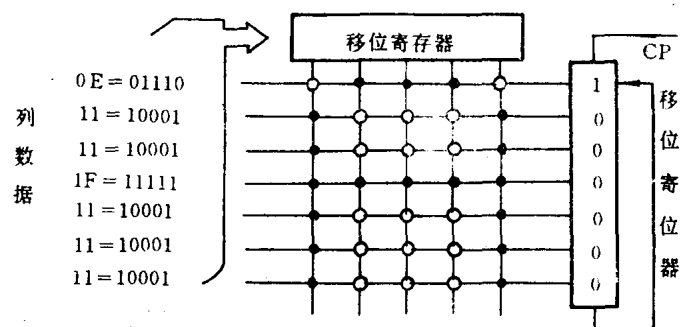


图3 点阵式 LCD 的行扫描

LCD 的控制与驱动是较复杂的,但随着 LSI 的发展,应用集成电路工艺能制造出专用芯片来实现 LCD 的控制与驱动功能。现所见到的点阵式 LCD,其驱动电路(有的连控制芯片)都制作在液晶屏背面的线路板上,仅给用户留出一个接口,从而使 LCD 更加实用化了。

三、点阵式 LCD 的工作原理

点阵式 LCD 的驱动与控制芯片型号很多,但其工作原理却是大同大异。这里以我所接触到的 64×240 点阵 LCD 来说明点阵式 LCD 的工作原理。

64×240 点阵液晶屏是由双 32×240 点阵屏构成。占空比为 $1/32$,驱动方法是 $1/7$ 偏压法。控制原理框图见图 4(a),工作时序见图 4(b),其驱动电路有:

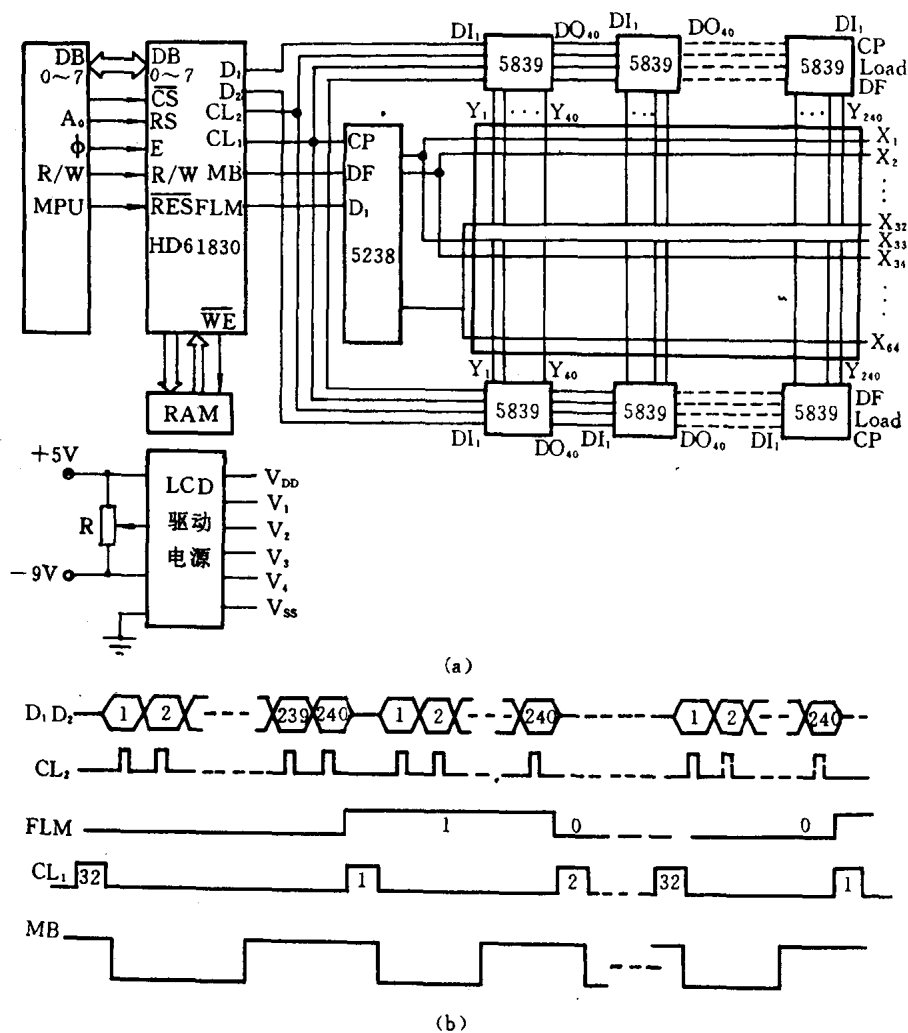


图 4 点阵式 LCD 工作原理及工作时序

(1)行驱动器为 OKI5238 点阵液晶 32 行通用驱动器。原理图见图 5(a)。

(2)列驱动器为 OKI5839 点阵液晶 40 列驱动器。原理图见图 5(b)。

(3)控制器为 HD61830 点阵液晶图象控制器。原理图见图 5(c)。

在 HD61830 工作之前要进行预置(在字符方式下),这里包括设置字符尺寸、字符数/行、显示首地址、一帧扫描行数及显示方式等。HD61830 将根据这些初值决定内部操作。

HD61830 有两个刷新地址计数器 RAC_1 和 RAC_2 ,用来规定与液晶屏上、下半屏对应的外

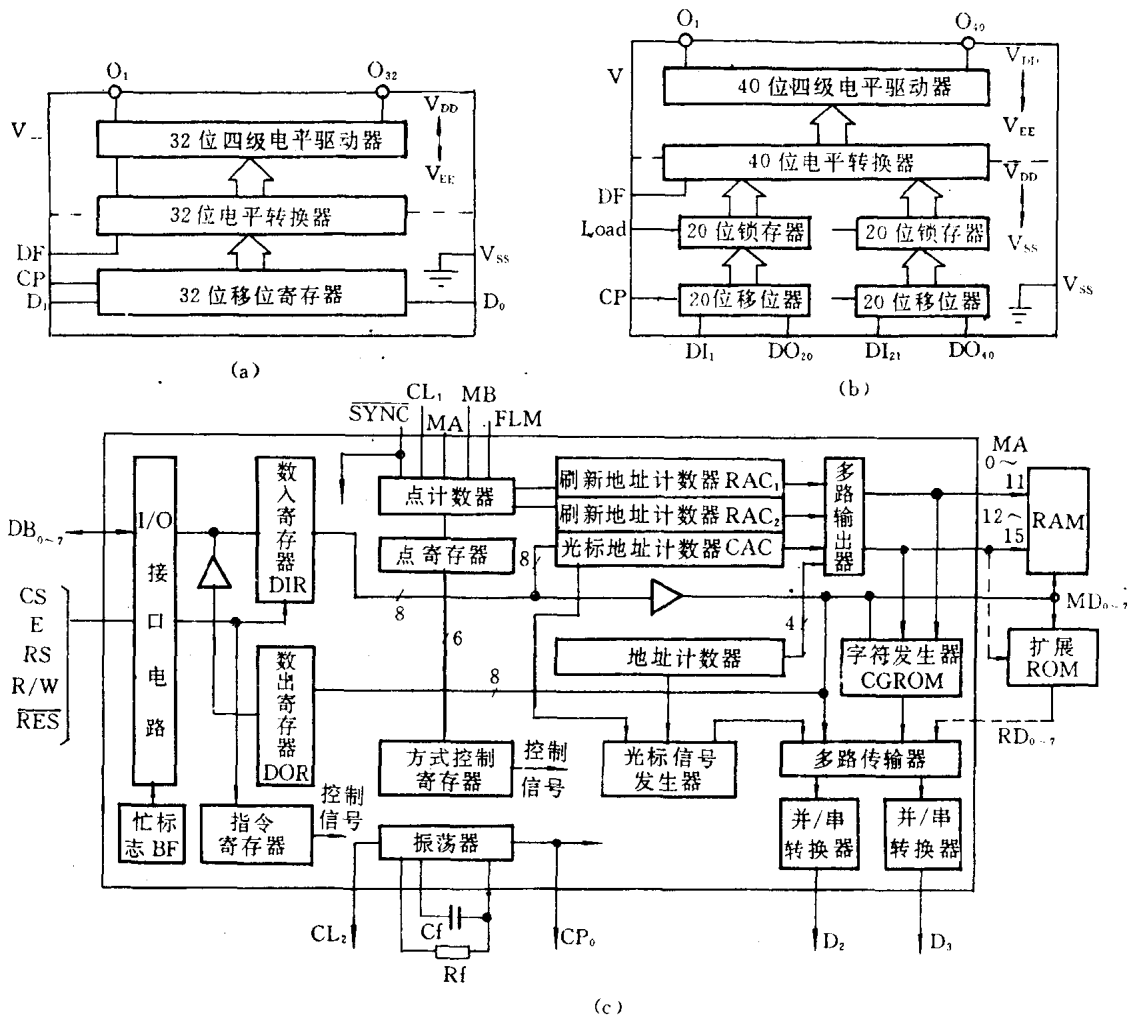


图5 点阵LCD驱动、控制芯片

RAM 地址,它们交替地指定外RAM的单元地址,内存单元有用户根据显示字符所输入的字符代码。此代码与行地址计数器(用于指出字符的显示代码的各行地址)构成字符发生器CGROM地址。CGROM内含有192字符的显示代码(其中有160个 5×7 字体和32个 5×11 字体的字符)。CGROM的数据(5位)送给多路传输器。该传输器将属RAC₁或RAC₂的数据分配给上半屏或下半屏的并/串转换器,输出端分别为D₁、D₂。以CL₂的作用下,D₁、D₂数据分别串行地输出给上、下屏5839的移位寄存器中。当一行显示数据送完后,CL₁脉冲将数据锁存到锁存器中,同时向5238的移位寄存器中送入一位帧信号。此时5238的移位寄存器内容与5839锁存器内容并行输出给电平转换器。以上是在TTL电平下操作的。在电平转换器的输出端电平为LCD所需的驱动电压:V_{DD}-V_{EE}。在MB信号的作用下,驱动器把直流信号转变成四级电压交流信号(见真值表1)施加给LCD,控制各点的明暗变化。

如果需要调整显示的清晰度,只要调节电阻R即可。

表 1

锁 存 数 据	DF	显示驱动输出 O_i
L	L	V_2 (V_2)
	H	V_3 (V_3)
H	L	V_4 (V_1)
	H	V_1 (V_4)

注:无括号为 5238 的输出电压值括号内为 5839 的输出电压值。

四、 点阵式 LCD 的应用

HD61830 适合于 M6800 系列 MPU 控制。因为 MPU 的接口联络线可直接与 M6800 系列 MPU 相接。

HD61830 内有一忙标志寄存器 BF,当 BF=1 时,表示内部操作正在运行,不能接受外部数据,这是 HD61830 向 MPU 发出的唯一联络信号。在 RS=1,R/W=1 条件下,MPU 可以从 DB₇ 上读出 BF 信号。

MPU 操作 HD61830 方式仅有读/写两种操作,工作时序见图 6。在读/写有关数据时,首

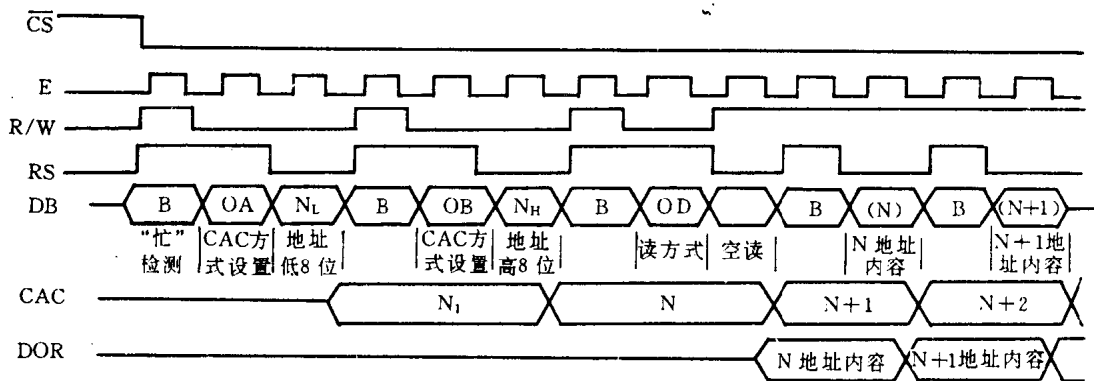


图 6 HD61830 操作时序

先要把 HD61830 指令写入指令寄存器中($RS=1$),由它选通所需的外 RAM 或寄存器通道,然后再读/写所需数据。

在整机系统初始化程序中,HD61830 的工作预值(如字体尺寸、首地址等)都要确定好了,在系统运行过程中,用户只须向 HD61830 的外 RAM 区送入字符代码即可。显示与程序框图如图 7。

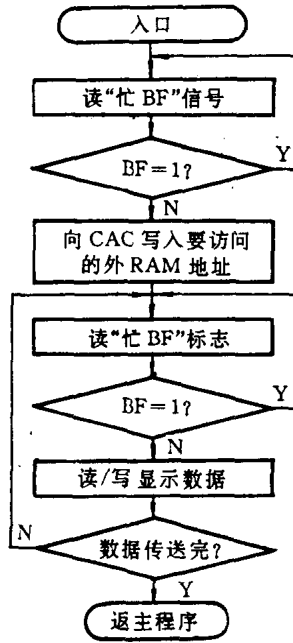


图 7 程序框图

摘自《电子技术应用》月刊,1989年第12期

4.20 实用液晶显示电路

西北工业大学航海工程学院(西安市) 王民胜

一、引言

小型测控仪表通常有两种显示方式:即发光二极管LED显示及液晶显示器LCD显示。发光二极管是由外部施加电压,使二极管正向导通,在空穴与电子复合过程中发光。而LCD的工作原理则不同,它本身并不会发光,而是利用外部光的反射作用。当笔段上所加的交流信号与公共端(PB)所加的信号异相 180° 时,该笔段就被点亮;若笔段所加的交流信号与公共端同相,则该笔段就不被点亮了。

二、液晶显示驱动电路

常用的BCD码7段液晶译码/驱动器主要有C306和CC4056。CC4056与C306相比还具有锁存功能,故构成的显示电路可实现静态显示。

C306和CC4056的内部电路除了具有7段显示译码器外,还有一组由7个异或门构成的驱动电路。具有一定占空比的方波信号施加于相位输入端PHi,而与PHi端同相的相位输出端信号作用于液晶板的公共端(COM)。若输入BCD码译码的那些笔段的输出信号与作用于液晶板公共端的相位输出信号异相,则这些笔段在液晶板上显示;若同相,则笔段不显示。

显示器通常有静态激励方式和动态激励方式两种。在静态驱动方式下,每一位都各有自己的锁存器、译码器。当显示位数较多时,就需要有较多的锁存器和译码器。为避免这种缺点,可采用动态激励方式。在动态激励方式下,只用一个锁存器和一个译码器。其工作原理如下:在每一周期开始时,由数据选通输出端输出四个负脉冲信号(对四位液晶显示而言),这四个负脉冲分别和位选信号 $D_4 \sim D_1$ 对应,当 D_4 输出有效时,输出的是最高位BCD码;当 D_1 输出有效时,输出的是最低位BCD码。这样,根据 $D_4 \sim D_1$ 的状态,轮流输出各位的BCD码,达到动态扫描输出的目的。

三、与液晶显示连用的A/D转换电路

适合于和液晶显示连用的A/D转换器主要有ICL7106($3\frac{1}{2}$ 位)、MC14433($3\frac{1}{2}$ 位)和5G7135($4\frac{1}{2}$ 位),前两者采用的是静态激励工作方式,后者采用了动态激励工作方式。

ICL7106为双积分型的A/D转换器,它将A/D转换器的模拟部分电路如缓冲器、电压参考和模拟开关等及数字电路部分如振荡器、计数器和锁存译码器等全部集成到一个芯片上,因此使用起来十分方便。

图1为ICL7106作数据采集时的电路图。其中基准参考电压调整到 100mV ,即满度量程为 200mV 。ICL7106的满度值 V_{FS} 与参考电压 V_{REF} 有如下关系式: $V_{\text{REF}}=0.5V_{\text{FS}}$ 。根据这个关系式,无需在传感器与ICL7106信号输入端之间再加一个电压分配网络了,例如若使传感器

的输入电压为 300mV 时显示为满度,则只需将参考电压 V_{REF} 定于 150mV 即可,十分简单方便。

在一些实际应用中,要求将所采集到的数据静态显示,即在一定时间范围内锁存显示,这时我们可以在 ICL7106 信号输入端之前加一个采样保持器,或直接使用 ICL7116 芯片。ICL7116 与 ICL7106 的不同之处主要在于它增加了数据保持端 (HLDR),但我们可以采取另一种简单有效的办法使 ICL7106 增加数据保持的功能。我们注意到:ICL7106 的时钟电路可以由下列三种方式产生:(1)按图 1 所示形式,在 OSC_1 和 OSC_3 间外接电阻电容,构成 RC 振荡器。(2)在 OSC_1 和 OSC_2 间并接石英晶体和一个 $2M\Omega$ 的电阻,构成晶体振荡器。(3)外部振荡器产生的时钟从 OSC_1 脚引入,引入时钟电路的低电位接 TEST 端。

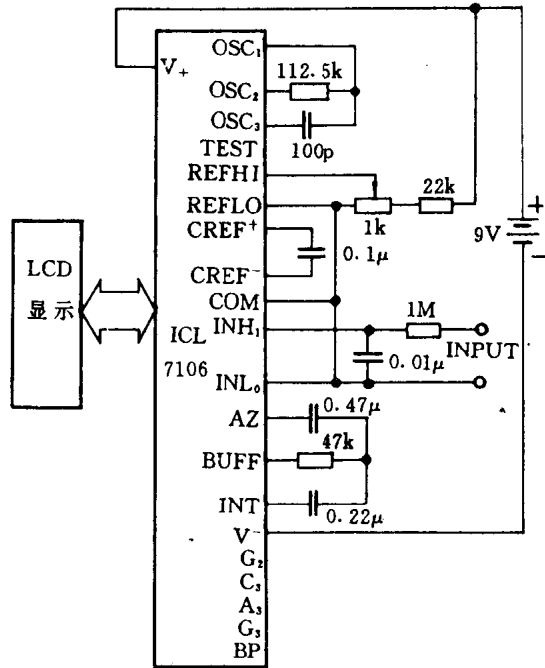


图 1 ICL7106 数据采集电路

利用上述第(3)条,我们将 OSC_1 端与 TEST 端(或 V^+ 端)相接,便阻止了振荡器的工作,这样 A/D 转换也停止进行,原数据便被锁存,保持显示在液晶屏上。而当断开 OSC_1 端和 TEST 端(或 V^+ 端)连线时,原振荡器及 A/D 转换又恢复正常工作状态,显示跟随输入变化。

图 2 为笔者设计的一医用电子测量仪器的部分电原理图,该仪器用于测量显示脊髓液的压力值。根据需要,每隔 5 秒钟采集一个数据,且该数据静止地在液晶屏上显示 3 秒钟,以便医务人员记录。图中定时电路由 LM555 与外接阻容元件构成,输出周期为 5 秒、占有空比为 3:5 的方波。高电平时继电器吸合,使 ICL7106 的 V^+ 与 OSC_1 接通,数据静止显示,零电平时继电器释放, V^+ 与 OSC_1 断开,恢复正常 A/D 转换,显示跟随输入变化,同时发光二极管 BTV 发光,以示数据尚在变化之中。

有时我们还需固定显示某位小数点,如需 BP1 常亮,则可以利用 ICL7106 的符号位 POL 来驱动,即将传感器输入“+”端接 ICL7106 的 INLO 端,“-”端接 INHI 端,这就相当于输入了一个负值信号,但我们并不需要负号显示,而将符号位 POL 接到液晶的 PB1,便使该小数点固定显示了。

图 3 为 $4\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器 5G7135 所构成的液晶显示电路。该电路采用动态激励工作方式。图中 ICM7211 的功能是对四个数位(个、十、百、千)进行解调、译码及液晶显示驱动。CC4054 是由四个液晶显示驱动器组成的,这里用作显示万位、正负极性符号及超量程指示。具体工作原理如下:5G7135 的位选信号 $D_1 \sim D_4$ 分别接至 ICM7211 的相应位,依次输出位选通脉冲,进行四个数位 BCD 码的扫描显示; D_5 接至 CC4054 第一驱动器的数据选通端,该驱动器的输入数据端与 5G7135 的 B_1 相接。当 D_5 有效,即扫描到万位,且 B_1 为 1 时,该驱动器输出

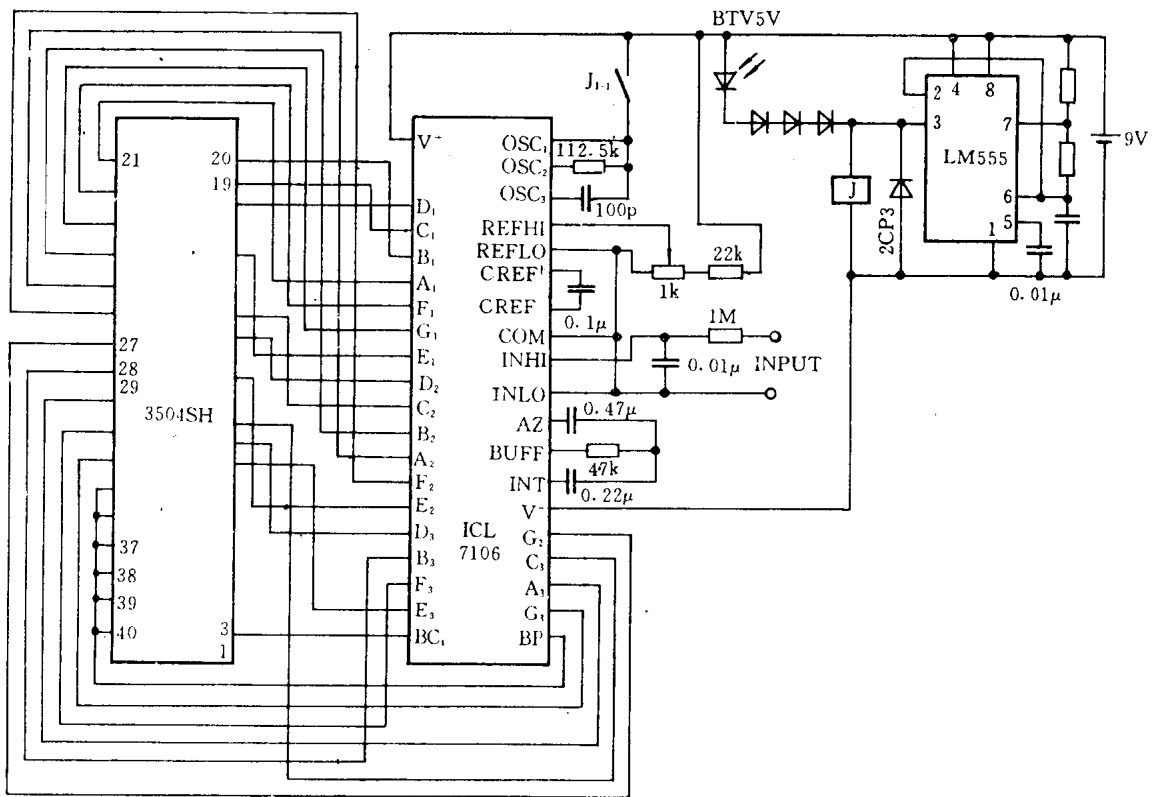


图2 ICL7106 定时采集 LCD 显示电路

有效, 点亮 LCD 的万位笔段, 否则该位不显示。同理 CC4054 的第二驱动器输出 O_2 驱动超量程指示“-”的显示; 而第四驱动器, 由于其输入端 IN_4 和控制端 ST_4 固定接高电平, 故其输出端 O_4 始终有效, 使得 LCD 的“+”号中的一横划始终点亮。当信号为正, 即 POL 有效, 则第三驱动器的 IN_3 有效, 使得 O_3 输出有效, 点亮“+”号中的一竖划, 故这时整个“+”号被显示出来, 否则只有“-”号显示。

四、液晶显示接口电路

图 4 为 4 位液晶静态显示与 MCS-51 单片机的接口电路。图中用了四片 BCD 码 7 段译码/驱动器, 四个小数点位的驱动显示由一片 4 位液晶显示驱动器 4054 完成。4514 为 4—16 译码器。8051 的 P_1 口的高三位与 4514 的三个地址输入端相连, 而将剩余的一个地址输入端接地。我们用译码器输出的 $S_0 \sim S_4$ 这 5 个状态轮流选通 4054 及四片 4056, 进行 4 位数及小数点的显示。

四位液晶显示的软件流程图如图 5 所示。

五、结束语

液晶显示较之发光二极管显示有许多优点, 它功耗低(远小于发光二极管的功耗), 且字形

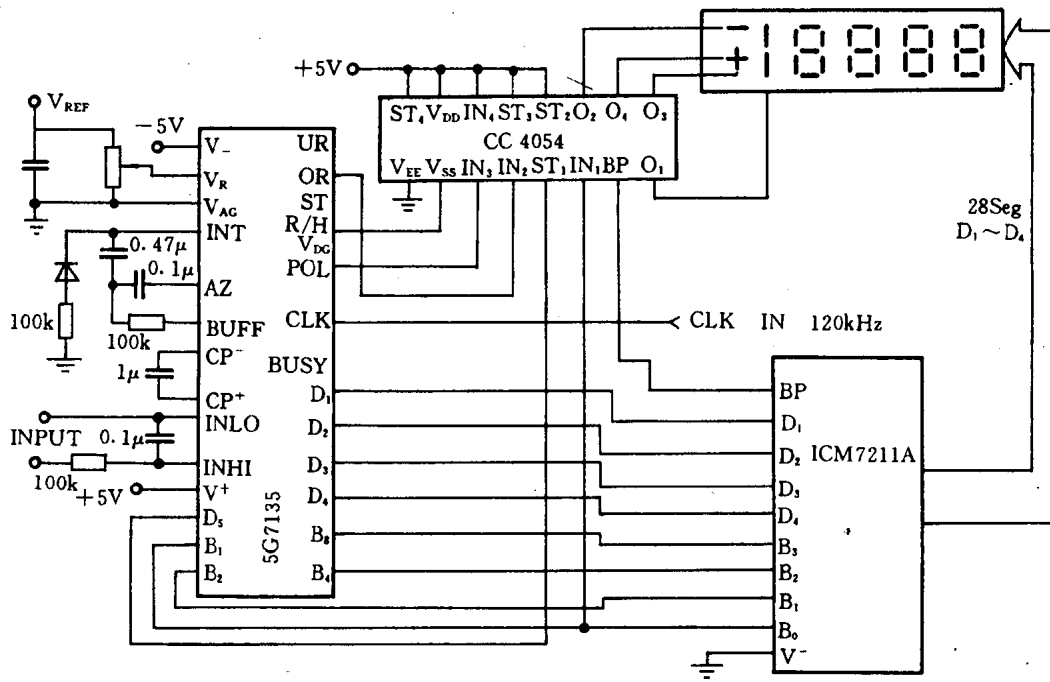


图3 5G7135的液晶显示电路

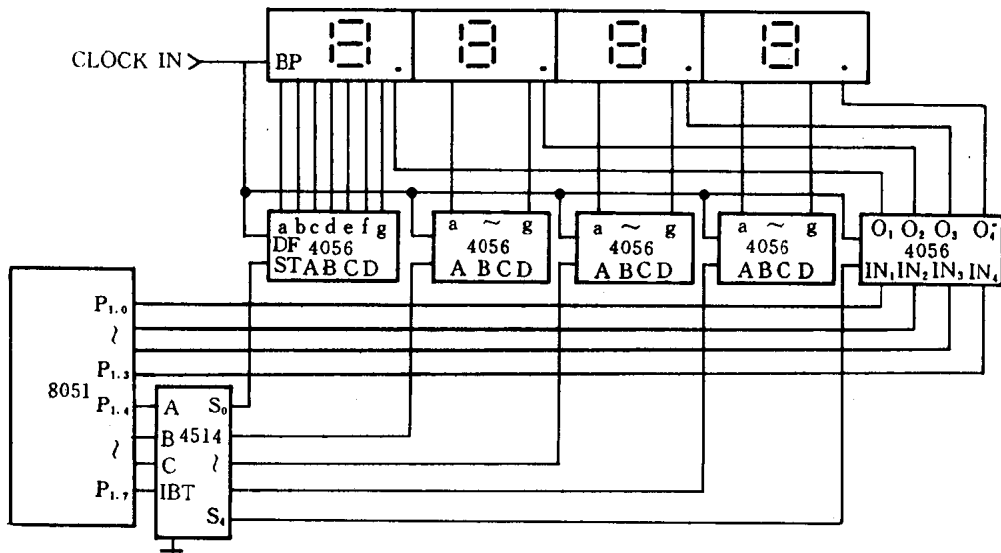


图4 4位液晶静态显示与8031的接口电路

美观。由于其功耗低，故使得测控仪表可用集成电池供电，便于使用携带。但它也有自己的某些不足之处：它的响应速度较慢（约为 10^{-1} 秒，而 LED 约 10^{-9} 秒），寿命也比 LED 短，且在光线暗处不易看清楚等。但在袖珍式仪表或低功耗应用系统中，LCD 显示方式得到了广泛的应

用。

参 考 文 献

- [1]何立民:《单片机应用系统设计》北京航空航天大学出版社,1990.3。
 [2]王民胜:电脑化脊液压力测定仪,《微处理机》,1989年第4期。
 [3]黎民:《数字万用表的制作与使用》,香港万里出版社。

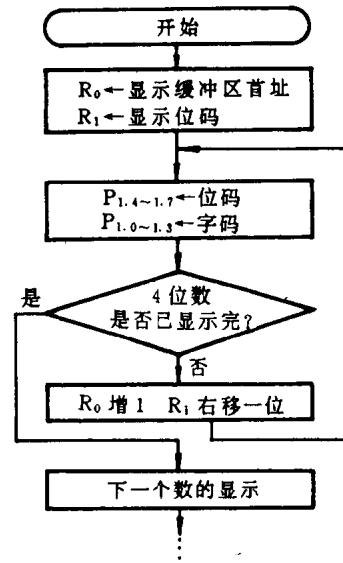


图5 4位液晶显示的软件流程图

摘自《电子技术应用》月刊,1991年第5期

4.21 8031 控制的 CRT 显示控制接口

中科院成都计算机应用研究所 黄实凌

一、引言

本文介绍的单色智能 CRT 控制器自带单片计算机,具有很强的功能,不仅可以显示中英文字符和数字,而且还可以显示各种图形,并且可以以 640×200 或 640×400 两种分辨率进行显示。由于其中的单片微机完成显示所需要的计算与处理,因而使用极为简便,仅需向它发出一系列命令即可。本智能 CTR 显示控制器能方便地应用于多种场合,特别是在计算机化的测量仪器中作为显示部件,能以更清楚、更直观的方式显示出测量结果及操作仪器的菜单。本智能 CRT 显示控制器硬件线路简单、成本低,具有很高的性能价格比。

二、硬件线路

本控制器的线路示意图如图 1。

MCS-51 系列单片机 8031 作为主要控制部件,其功能是设置 6845 的内部寄存器,完成外部显示命令所需要的计算工作。并通过串行接口报告本智能 CRT 控制器的运行状态,其中串行接口是从 8031 的 TXD 和 RXD 引出的(图中未画)。

6845 用于产生 CRT 显示器所需要的行、场同步信号及显示 RAM 需要的地址信号。根据需要,初始化 6845,可以以逐行扫描方式或隔行扫描方式控制 CRT 显示器。用逐行扫描方式 CRT 显示器可以显示 640×200 分辨率的图形,用隔行扫描方式可以显示 640×400 分辨率的图形。

62256 作为显示 RAM。当以隔行扫描方式显示时,62256 的 32K 容量将全部用完;当以逐行扫描方式显示时,只需使用一半的容量,即 16K。因而在这种显示方式下,可以存放两幅显示图形,并可快速切换。

4 片两路选择器 LS157 根据 S 脚的电平,决定当前是由 8031 还是由 6845 向显示 RAM 提供地址信号。如果当前由 6845 向显示 RAM 提供地址信号,应使 8031 的 $P_{3.2}$ 输出高电平,使 LS157 选择 6845 的 RA_0 、 RA_1 及 $MA_0 \sim MA_{12}$ 。这时,由于反相器和或门的作用使得显示 RAM 62256 的 \bar{G} 变为低电平, \bar{W} 变为高电平,即使显示 RAM 处于读状态。当需改变 CRT 屏幕上内容时,即 8031 向显示 RAM 提供地址信号时,需使 8031 的 $P_{3.2}$ 输出低电平。同样通过反相器和或门的作用,使显示 RAM 62256 的 \bar{G} 和 \bar{W} 随着 8031 的 \overline{RD} 和 \overline{WR} 而改变。因而这时可用 MOVX A, @DPTR 和 MOV X @DPTR, A 指令对显示 RAM 进行读写操作。读写操作完毕后,应使 8031 的 $P_{3.2}$ 恢复高电平,使 MC6845 重新向显示 RAM 提供地址信号。

LS245 作用为在 6845 访问显示 RAM 时,(这时 $\bar{G}=1$),隔开 8031 的数据总线和显示 RAM 的数据线 $I/O_0 \sim I/O_7$,使之不会互相干扰。当 8031 访问显示 RAM 时,由于 \bar{G} 为低电

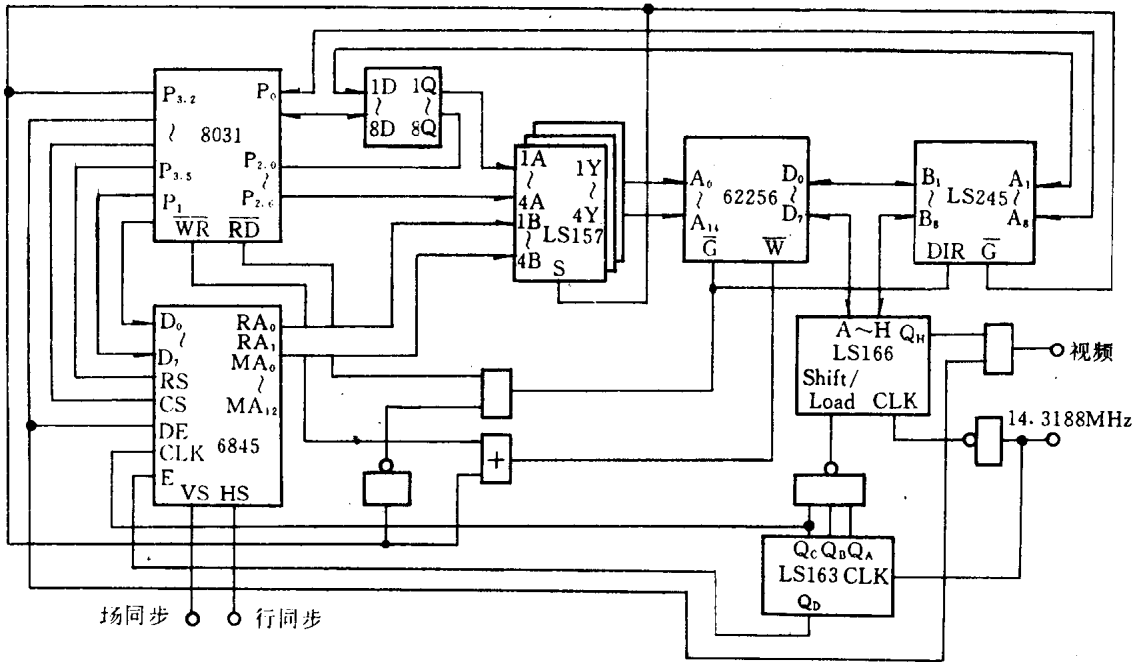


图 1 控制器的电路示意图

平,使 8031 数据线和显示 RAM 的 $I/O_0 \sim I/O_7$ 连通。但此时的数据流向由 LS245 的 DIR 决定,而 DIR 又由 8031 的 \overline{RD} 决定。

LS166 在接到显示 RAM62256 送出的显示数据后(通过 ABCDEFGH),再逐位从 Q_H 端移出,并送到与门的输入端,成为视频信号。而该与门的另一输入端接 6845 的 DE 脚,以保证在无显示数据时(这时 CRT 电子束在回扫期间, $DE=0$),无效视频信号不能通过。

LS166 需要的置数信号及移位时钟信号由计数器 LS163 及 14.3188MHz 晶体振荡器提供,具体的时序见图 2。

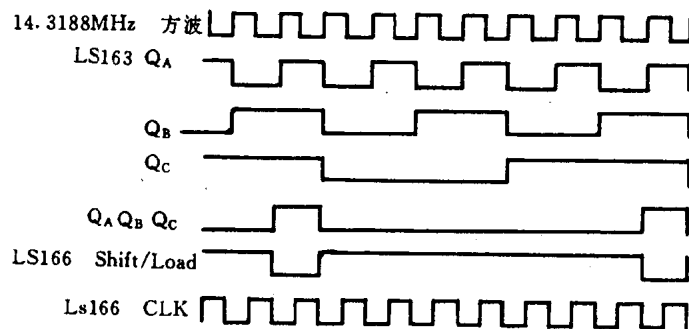


图 2 时序

在进行正常显示时,6845 不断向显示 RAM 送出地址信号。而 8031 在对显示 RAM 进行读写操作时,也要向显示 RAM 送出地址信号。在上述电路中,实际上是让 8031 地址信号具有

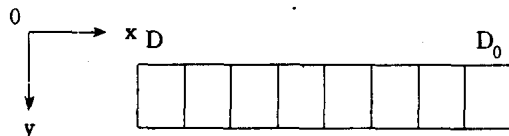
较高的优先级来解决这种对显示 RAM 的争用问题。因而在 8031 访问显示 RAM 时,由于 LS166 接收到的不是真正的显示数据,CRT 屏幕上会有一些微小的干扰。如果 8031 访问显示 RAM 的机会不多,也就是说 CRT 屏幕上的图形基本静止,可以不理睬这些微小干扰。如果显示的图形是动态的,则可在 CRT 显示器电子束回扫期间对显示 RAM 进行读写操作。当 6845 的 DE 脚为低电平时,CRT 显示器的电子束处于回扫期间。

三、程序设计

对于 640×400 分辨率的显示,可按如下方式对 6845 的寄存器初始化:

R0=73H	R1=50H	R2=5AH	R3=0AH	R4=7FH
R5=03H	R6=64H	R7=6AH	R8=03H	R9=03H
R10=06H	R11=08H	R12=00H	R13=00H	R14=00H
R15=00H				

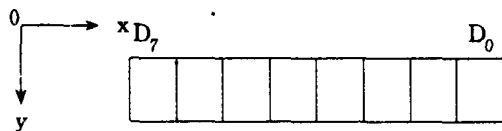
对于 640×200 分辨率的显示,6845 的初始化方法是类似的。



在以 640×200 分辨率显示时,屏幕上共有 50 字符行,每个字符包含 4 线,每一线含 640 点,因而每一线可用 80 字节来表示。所以,如按图 3 表示屏幕坐标(其中 $0 \leq x \leq 639$, $0 \leq y \leq 199$),则点 (x, y) 对应于显示 RAM 相应字节的地址的高 12 位为:

$$80 \cdot \text{int}(y/4) + \text{int}(x/8)$$

而最低 2 位为 $(y/4)$ 的余数。显示 RAM 中相应字节的位数为 $(x/8)$ 的余数。



在以 640×400 分辨显示时,屏幕上共有 100 字符行,每字符行含有 4 线。对于图 4 的屏幕坐标(其中 $0 \leq x \leq 639$, $0 \leq y \leq 399$),则点 (x, y) 对应于显示 RAM 相应字节的地址的高 13 位为:

$$80 \cdot \text{int}(y/4) + \text{int}(x/8)$$

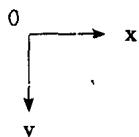
低 2 位为 $(y/4)$ 的余数。显示 RAM 中相应字节的位数为 $(x/8)$ 的余数。

根据以上讨论,可以方便地写出 CRT 的写点程序。有了写点程序后,又可写出画线、画圆等程序。

如果需要在屏幕上显示英文字符或汉字符,可先将需要使用的字符点阵数据存放在程序存储器中,待显示时将其取出放入显示 RAM 即可。例如对于汉字,如果格式为 16×16 点阵,则该汉字的点阵数据为 32 字节。在显示之前,先要找出该汉字显示位置对应于显示 RAM 的首地址。如果屏幕上显示 20 行汉字,则每行汉字包含 20 线,其中 16 线用于显示字符,另外 4

线用作分隔空白。这时屏幕上可显示 20 行汉字。对于如下的汉字字符坐标(其中 $0 \leq x \leq 39, 0 \leq y \leq 19$): 则 (x, y) 处的汉字对应于显示 RAM 的首地址为

$$y \cdot 20 \cdot 80 + x \cdot 8 = 1600 \cdot y + 8 \cdot x$$



相对于首地址的其余字节的相对地址为

0000H	0004H
0001H	0005H
0002H	0006H
0003H	0007H
0140H	0144H
0141H	0145H
0142H	0146H
0143H	0147H
0280H	0284H
0281H	0285H
0282H	0286H
0283H	0287H
03C0H	03C4H
03C1H	03C5H
03C2H	03C6H
03C3H	03C7H
0500H	0504H
0501H	0505H
0502H	0506H
0503H	0507H

其中最后 4 行为分隔空白的相对地址。在找出对应于汉字显示位置的首址,并将 32 字节的点阵数据存入由相对于这个首址的相对地址指定的显示 RAM 后,就完成了—个汉字的显示过程。对于英文字符和数字,显示方法也是类似的,只不过这时的点阵数据只有 16 字节,且相对于字符首址的相对地址为上述相对地址的左半部分。

以上为以 640×400 分辨率显示时的字符显示方法。在以 640×200 分辨率显示时,原理相同,只是具体的算法略有差别。这里不再详述。

此外,在以 640×200 分辨率显示时,通过更改 6845 的起始地址寄存器,可以快速显示 RAM 的显示区域。但是对于第 2 区,所有算出的显示 RAM 地址都要加上 4000H。

根据以上讨论,可设计出一个完整的智能 CRT 显示器程序。具体功能为从 RS232 接口接收外部的显示命令,并执行相应的动作。下面列出一些这样的命令:

1. 清屏幕;
2. 切换显示区域;
3. 写点;

4. 画一直线;
5. 画一圆;
6. 画一圆弧;
7. 以曲线连接几个点 P_1, P_2, \dots, P_n ;
8. 画坐标轴及刻度;
9. 显示字符;
10. 放大图形
11. 缩小图形;
12. 拷贝某一区域图形到另一区域;
13. 向上滚动图形;
14. 向下滚动图形;
15. 向左滚动图形;
16. 向右滚动图形。

四、结 束 语

本文介绍的智能 CRT 显示控制器是作为智能极谱仪的配套显示部件设计的。但由于其显示功能的通用性,也能很好地用于其它场合。

摘自《电子技术应用》月刊,1991 年第 6 期

4.22 用 8031 控制多台彩色显示器的实现方法

西北师范大学计算机系 王让定 王效先

一、引言

在多任务实时测控场合,往往需要多台 CRT 同时显示反映不同情况的信息,以便让操作人员及时了解生产及控制情况。因市场上所售微机一般只带一台 CRT,要实现多屏显示,最简单的办法是再购置几套微机系统,但此法投资大,资源浪费严重。在实践中,我们用 8031 单片机解决了在 PC/XT 及其兼容机上实现一台主机驱动多台 CRT 的方法。此法仅用少量的硬件,组成适于彩色图形卡的插槽信号(标准 PC/XT 总线信号),彩色图形卡就插在该槽口上。图 1 给出了在 PC/XT 机上用 8031 扩充 4 台彩色显示器的原理框图。

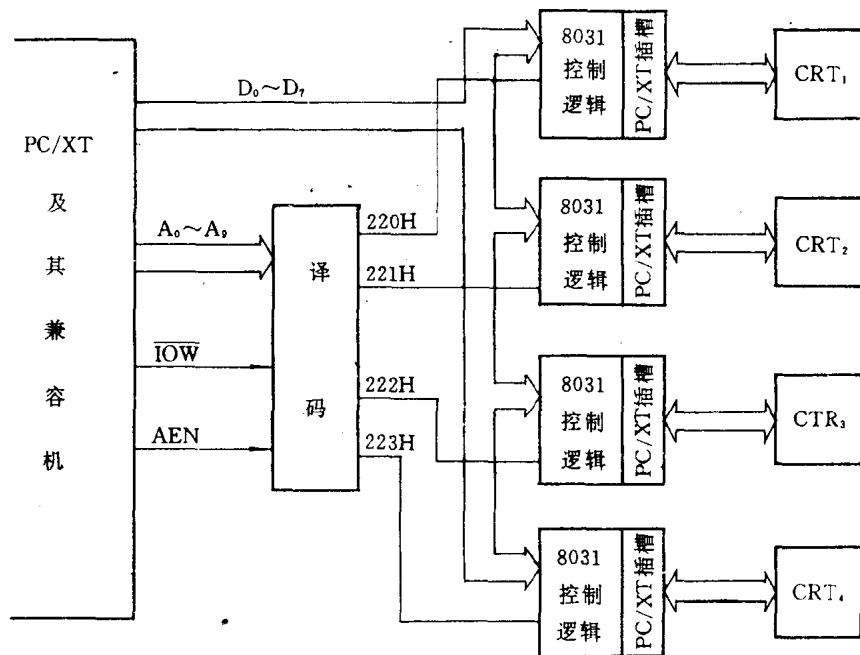


图 1 8031 扩展 4 台彩色显示器的原理框图

二、控制逻辑硬件组成

控制逻辑硬件如图 2 所示。控制逻辑主要解决的是 8031 单片机如何控制产生 PC/XT 及兼容机插槽的地址信号、存储器读写信号、I/O 的读写信号及与主机的接口逻辑。

1. 地址变换

在 PC/XT 及兼容机上,彩色图形卡上的显示缓冲区定位于 0B800H~0BBFFFH,占用 16K 的内存空间。在 80×25 的本文方式下,可存储 4 屏显示信息,而在图形方式下,可存储一整屏的 640×200 的单色图形或 320×200 的彩色图形。为了让 8031 控制彩卡,进行显示信息

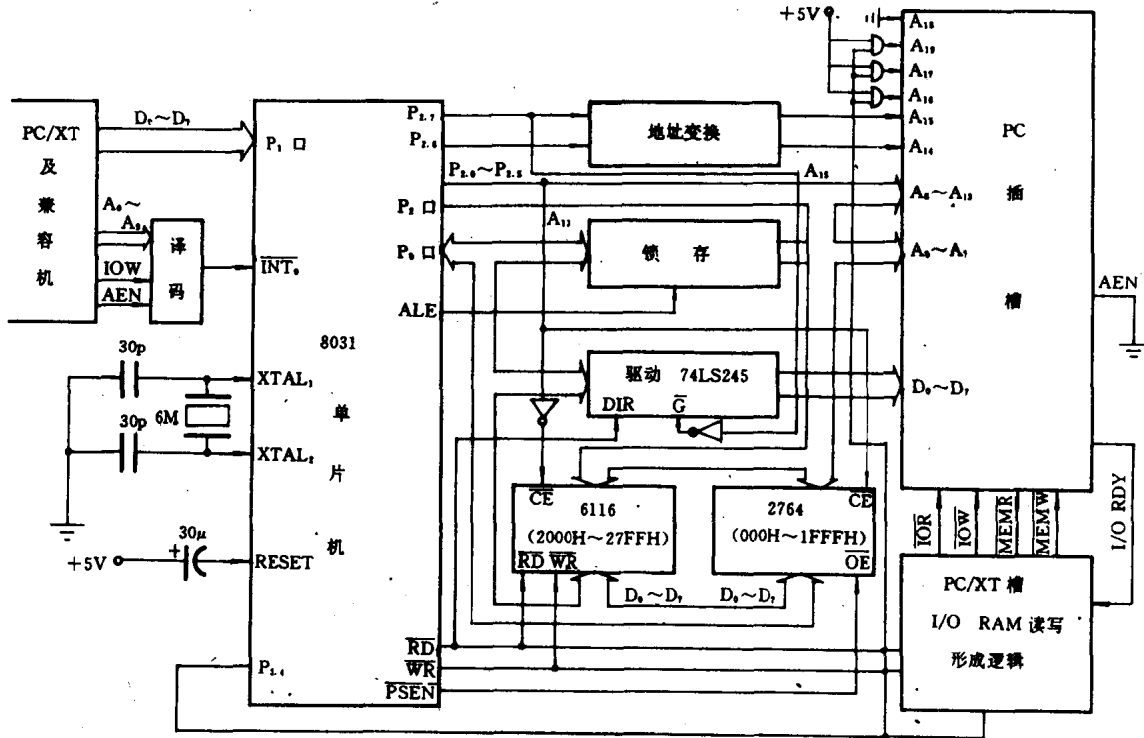


图 2 8031 控制逻辑组成图

的传送,从便于硬件及软件设计角度考虑,彩卡显示缓冲区在 8031 地址空间中定位于 8000H~0BFFFH。同样彩卡的 I/O 口地址在 PC/XT 及兼容机中是 3D0H~3DFH,而 8031 访问的 I/O 口地址定位于 83D0H~83DFH。为使 8031 控制彩卡,须将其 16 位的地址空间转换成 PC/XT 插槽的 20 位地址空间,为实现这个转换,所设计的 PC/XT 插槽的高四位地址信号 $A_{19}, A_{18}, A_{17}, A_{16}$ 接高低电平信号即可,即 $A_{19}=A_{17}=A_{16}=1, A_{18}=0$ 。插槽的其它 16 位地址信号 $A_{15} \dots A_0$ 和 8031 的 $A_{15} \dots A_0$ 对应相接。这样,8031 访问 8000H~0BFFFH 实际上访问的是 0B800H~0BBFFFH 的彩卡缓冲区。

2. RAM 及 I/O 读写控制

对 8031 来讲,RAM 和 I/O 是统一编址,但在 PC/XT 机中,RAM 和 I/O 是单独编址。为此在图 2 中用 8031 的 $P_{3.4}$ 口线加以区别。具体讲,当 $P_{3.4}$ 输出为高电平时访问内存(彩色缓冲区),当 $P_{3.4}$ 输出为低电平时,访问 I/O 口,亦即,在 8031 访问显示缓冲区时,先执行 SET $P_{3.4}$ 指令,置 $P_{3.4}$ 为“1”,在访问 I/O 口时,先执行 CLR $P_{3.4}$ 指令,置 $P_{3.4}$ 为“0”。

另外,用 8031 的 $\overline{WR}, \overline{RD}, P_{3.4}$ 及彩卡 I/ORDY 信号的逻辑组合产生插槽的 $\overline{MEMR}, \overline{MEMW}, \overline{IOR}, \overline{IOW}$ 。

3. 8031 控制逻辑与主机接口

主机通过并行口向 8031 发送数据,8031 利用口址译码产生的选通信号接至单片机 \overline{INT} 。产生中断请求,并从 P_1 口读入信号。图 1 中的 4 个 8031 控制逻辑与主机的口址为 220H、221H、222H、223H。只要主机执行下面三条命令,就可将信息送到对应口址的 8031 进行处理。这三条命令为:

```
MOV AL, nn      ;nn 为发送数据
MOV DX, ADRS    ;ADRS 为口址
OUT DX, AL
```

三、控制逻辑软件设计简介

软件由主程序和中断服务程序两部分组成,程序流程见图 3 所示。

在所设计的 8031 控制程序中,彩卡的工作方式限为文本方式或 320×200 的彩色图形方式,至于具体设计为何种方式,取决于主机所发命令。8031 将主机发送来的命令和信息进行相应处理,然后将处理完的数据组合成显示信息送往彩卡显示缓冲区。

在文本方式下,一个显示信息由双字节代码组成,其中一字节代表显示字符的 ASCII 码,另一字节是属性码。所有显示信息代码都邻接地存入彩卡缓冲区内,以便在显示屏相应位置上显示该字符。若要将某个字符显示在屏的某行、某列时,可由下列关系求出显示信息在显示缓冲区中的存放地址。

$$x = m \cdot 8000H + (160 \cdot (I - 1) + 2(p - 1))$$

$$y = m \cdot 8001H + (160 \cdot (I - 1) + 2(p - 1))$$

其中: x ——显示字符的 ASCII 码地址;

y ——显示字符的属性码地址;

m ——页(屏);

I ——显示行数;

p ——显示列数。

m 、 I 、 p 的取值范围是:

$$1 \leq m \leq 4; \quad 1 \leq I \leq 25; \quad 1 \leq p \leq 80.$$

320×200 彩色图形的显示信息由像素点代码组成,每一字节对应四个像素点。组成格式如下所示:

某字节为:	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
像素点为:	C_1	C_0	C_1	C_0	C_1	C_0	C_1	C_0
		V		V		V		V
显示位置为:	点 0	点 1	点 2	点 3				

某点色形的选择依靠 C_0 、 C_1 及彩卡 3D9H 口的组合而定。

320×200 的一整屏图形方式共有 64000 个像素点,占用 8031 的 $8000H \sim 0BFFFH$ 的地址空间。像素点按显示位置的不同而存入不同的显示缓冲区空间,偶数行 0、2、4、…、198 的像素点信息存入 $8000H$ (即 $0B800H$) 开始的前 8K 单元,奇数行 1、3、5、…、199 存入 $0A000H$ (即

0BA000H)开始的后 8K 单元。屏上每个象素点 $[x,y]$ ($0 \leq x \leq 319, 0 \leq y \leq 199$)对应于 8031 地址空间中的字节地址如下:

①如果显示行是偶行,则象 素点对应的字节地址

$$\text{ADDRESS} = 8000\text{H} + 80 * Y/2 + \text{INT}(X/4)$$

②如果显示行是奇行,则对应字节地址为:

$$\begin{aligned} \text{ADDRESS} = & 0\text{A}000\text{H} + 80 * \text{INT}(Y/2) \\ & + \text{INT}(X/4) \end{aligned}$$

字节地址中的相应象素点地址 GRAPH 为:

$$\text{GRAPH} = \text{MOD}(X/4)$$

四、结束语

我们利用现有设备,实现了一机驱动下的多屏显示。对于高分辨率彩显的一机多屏显示扩充亦可利用本文所介绍的方法加以实现。

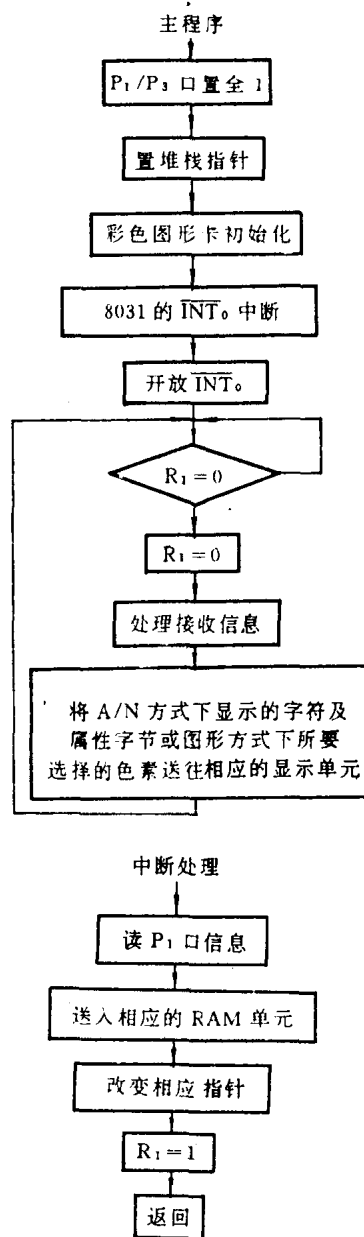


图 3 程序流程图

4.23 高级语言处理器——T6668 的结构与典型电路

赵九洸

一、T6668 的功能

T6668 为东芝公司研制,采用标准的 60 脚扁塑料封装,图 1 为它的引脚排列图。图 2 绘出了其内部功能框图。由图可知,T6668 内部主要包括以下功能块:

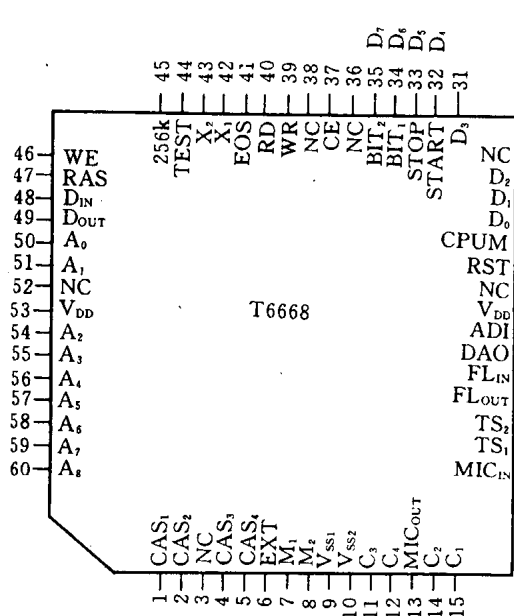


图 1 T6668 引脚排列图

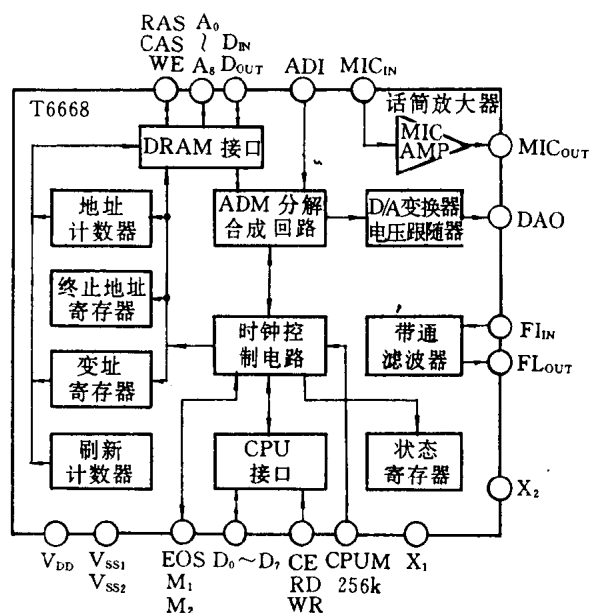


图 2 内部功能框图

(1) 话筒放大器:由 CMOS 反向器构成,但取消了外接高阻值反馈电阻,简化了外电路设计。

(2) ADM 分解合成回路、D/A 变换器:负责模拟信号的分解和数字信号的合成。采用的语音分解方法为 ADM 法。

(3) 时钟、计数器及 DRAM 接口:为外接存储器提供地址及控制信号。

(4) 电压跟随器及带通滤波器:数字信号合成时用于提高语音信号的质量,此部分大大减小了外围电路的设计。

(5) 计算机接口:此部分使得该芯片可直接与 CPU 联络,无需再外加锁存、控制等芯片,为配接计算机使用创造了条件。

下面按序号详细分析一下 T6668 各引脚的功能:

CAS₁~CAS₄(1、2、4、5脚):第一至第四块存储器的列地址选通信号输出端,依所接 DRAM 的个数从 CAS₁ 开始依次使用。低电平有效。

EXT(6脚):外接存储器扩展输出端。此端输出 T6668 内部地址计数器最高位的溢出信号,供扩展外接存储器容量时使用。

M₁、M₂(7、8脚):外接 DRAM 个数编程输入端。当 M₁、M₂ 为 0、0 时,外接一块 DRAM,此时只有 CAS₁ 有效。同理,M₁、M₂ 为 1、0 时,接两块 DRAM;为 0、1 时,三块 DRAM 工作;为 1、1 时,四块 DRAM 全部接入使用。

V_{SS1}、V_{SS2}(9、10脚):这两脚分别为集成电路内部数字部分和模拟部分的电源地线。

C₃、C₄(11、12脚):内部运放用基准电压发生电路去耦电容的连接端。

MIC_{OUT}、MIC_{IN}(13、16脚):内部话筒放大级的输出与输入端。输出端直流电平为 1/2 电源电压,此脚的输出信号既可以直接送到 ADM 回路的输入端,也可经 RC 网络滤波后再送到 ADM 回路。

C₂、C₁(14、15脚):内部话筒放大极的耦合电容连接端。

TS₁、TS₂(17、18脚):芯片的测试脚。电路芯片出厂检验时用。

FL_{OUT}、FL_{IN}(19、20脚):电路内部重放用带通滤波器的输出及输入端子。

DAO(21脚):ADM 合成(D/A)电路的模拟输出端。此端经 RC 网络连至带通滤波器的输入端。

ADI(22脚):ADM 分解(A/D)电路的模拟输入端,当直接从此端向 ADM 回路输入语言信号时,应注意此脚需加 1/2 电源电压的直流电平,且信号峰值必须限制在 1.6V 以下。

V_{DD}(23、53脚):供电电源正输入端,需向此端提供 +5V ± 10% 的电源电压。

RST(25脚):复位信号 R_{reset} 输入端。低电平有效,触发此脚可使电路重新进入初始状态。

CPUM(26脚):计算机控制/手动控制选择端。当此脚为高电平时,电路由外部计算机信号控制。此时 25、27~40 脚均与外接计算机做适当连接构成计算机接口。当此脚是低电平时,电路处于手动控制状态。

D₀~D₃(27、28、29、31):存储器分段选择输入端。通过这 4 个脚输入的四位 BCD 控制码,存储器控制电路将把外接存储器划分为 16 等分来分别工作。这样,通过改变 D₀~D₃ 的电平即可分别使用各段存储器进行录放。当 D₀~D₃ 各端均悬空时存储器不分段,可连续使用。

START(32脚):启动输入。当从此脚输入 20ms 以上宽度的正脉冲时,电路开始录放操作。

STOP(33脚):停止输入。当从此端送入 20ms 以上宽度高电平信号时,电路停止录放。

BIT₁、BIT₂(34、35脚):采样比特率选择输入端。根据录音时对音质的不同要求,可通过这两脚来选择采样比特率(录放时间)。当选用 640 kHz 晶振时,BIT₁、BIT₂ 取 0.0 时为 8k;0.1 为 11k;1.0 为 16k,1.1 为 32k。若使用 4 片 41256 作存储器时相应的录放时间是 128s、98s、65s 和 35s。

CE(37脚):当电路处于手控状态时,此脚为静噪控制输入端。放音时,若此端接高电平,则 DAO 端(21脚)无信号输出。但需注意此端在录音状态时必须接低电平。

WR(39脚):手控状态时为录、放音转换端。高电平时为录音状态,低电平是放音状态。

RD(40脚):读输入端。此脚只在计算机控制状态下才使用,用来读取 CPU 送来的脉冲。

EOS(41脚):结束指示输出端。当电路录放开始时是低电平,录放结束后跳回高电平,用它可驱动工作指示灯,并实现连续录放等功能。

X_1 、 X_2 (42、43脚):电路内部晶体振荡器的输入、输出端。

TEST(44脚):测试输入端。正常使用时应悬空。

256k(45脚):存储器型号选择端。当使用 64kDRAM4164 时,此脚接低电平;使用 256kDRAM41256 时应接高电平。

WE(46脚):写入脉冲输出端。低电平有效,接存储器。

RAS(47脚):行地址选通信号输出端。低电平有效,接存储器。

D_{IN} 、 D_{OUT} (48、49脚):数据输入、输出端,接存储器。

$A_0 \sim A_8$ (50、51、54~60脚):地址输出端,接存储器。

NC(3、24、30、36、38、52脚):空脚。这些端子与电路芯片无连接,可任意处置。

T6668 的简单工作过程如下:接通电源后,电路自动处于守候状态。若此时录放音选择端 WR 置录音状态; $D_0 \sim D_7$ 均悬空,则输入 START 端一正脉冲后电路开始“录音”。放筒放大器将捡拾的声音信号放大并送至 ADM 回路,对信号进行分解(量化)。量化后的数据经地址计数器及控制电路控制,依次存入外接存储器。此种状态一直持续到 STOP 端得到一高电平脉冲或全部存储器用完为止。录完后,电路将自动进入保持状态,对存储器进行刷新(再生)操作。若 WR 此时换为放音状态,再触发 START 端,电路将从各存储器中依次读取信号并经 ADM 回路及 D/A 变换器、电压跟随器变换成模拟信号,并经 RC 网络送入带通滤波器滤波,而后输出到外接功率放大器扩声。

二、T6668 的典型电路

由于 T6668 的最大寻址能力为 $256k \times 4$,为尽可能地延长录放时间,外接存储器最好选用 256k 位动态存储器 41256,其管脚排列如图 3 所示。由图中可知,41256 在管脚排列上几乎与 64k 位的 4164 完全相同,只不过 4164 的第 1 脚(空脚)在 41256 中被用作最高地址位 A_8 。现今市场上 41256 价格很高,故选购时尽可能买低速或所谓“玩具”型的,它们售价较低。“玩具”型的 41256 因其内部部分存储单元失效而无法用于计算机系统,但在语言处理器上作增量调制记录时因误码率要求不高,不会产生明显的噪音。购买“玩具”型 41256 时,注意其一般标有“TOY”字样且无公司名称。

图 4 示出了 T6668 最小系统的电路。如图所示,T6668 的 7、8、26、34、35 脚均接地,45 脚接正电源,从而将系统设定为:只使用一片存储器 41256,且采样率最低以延长录放时间,图中的 +5V 稳压器为芯片提供良好的供电以降低量化噪声,由于耗电甚微,最好选用最大电流 100mA 的 78L05。T6668 的 13 脚与 22 脚直接相连,省去了一级滤波网络。接在 T6668 的 41 脚的 LED 用来指示芯片的工作情况,正常录放时 LED 点亮。此 LED 最好选用小电流高亮度型的,与其串联的电阻越大越好,以降低 T6668 的功耗。需要特别指出的是 T6668 的 42、43 脚本应配接 640kHz 的晶体或陶瓷振子做振荡稳频。这两种元件均不易购得,实做时可以 455kHz,465kHz 的陶瓷滤波器或其它近似频率的晶体代用,对电路的工作

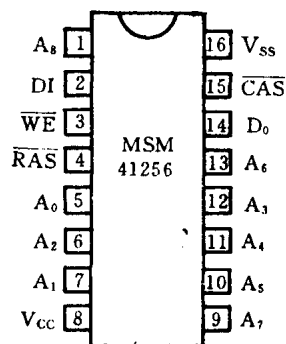


图 3 41256 管脚图

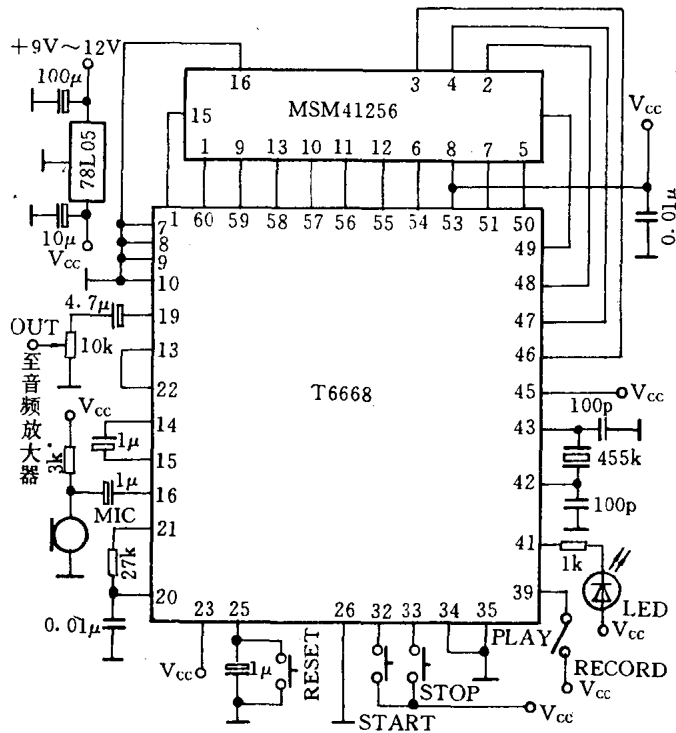


图4 T6668 最小系统

影响不大。也可用普通瓷片电容一试。T6668的19脚输出的音频信号经电容耦合后可送至任一功放放大,对功放电路无任何要求。与16脚连接的驻极体话筒最好选用大动态范围、中灵敏度的,因为话筒输出的语音信号一旦产生过载失真,经芯片中A/D、D/A电路处理后失真将变得更加严重。适当调节驻极体话筒的偏压电阻,可改变其动态、灵敏度特性。调节时以声音清晰为主,其次再兼顾灵敏度。电路的工作过程如下:接通电源后先按复位(RESET)按钮,将T6668的25脚对地短路一下,电路将进入初始状态;而后再将39脚所接开关打至录音(RECORD)端,39脚与电源接通,再按32脚所接的开始(START)按钮,电路开始录音操作;由话筒拾拾的声音信号经话筒放大器、ADM回路及存储器接口进行放大、量化、处理后存至存储器41256,此时LED点亮;数秒后存储器存满、LED熄灭,录音结束。也可在录音过程中按33脚所接的停止(STOP)按钮停止录音操作。同理,需要重放时将39脚所接开关打至放音(PLAY)位,再按开始(START)按钮即可。平时不进行录放操作时电路自动处于守候状态,定时不间断地刷新动态存储器中的内容,直至电源切断或按下复位(RESET)按钮为止。

图5为用T6668组成的典型录放电路。为尽可能地延长录放时间,图中电路使用了四块41256接成1M位的外存。为提高量化质量,降低噪音,T6668的13、21脚间串入了一级无源滤波网络,同时为增加驱动能力,减小对T6668的影响,特意为LED加入一级CMOS缓冲器。为方便电路各种功能的转换,使用多位打码开关对电路进行集中控制。与图4电路不同的是,由于T6668的34、35、27、28、29、31各脚都接上了打码开关,故可以任意选择采样频率及分段放音。电路的操作方法如下:

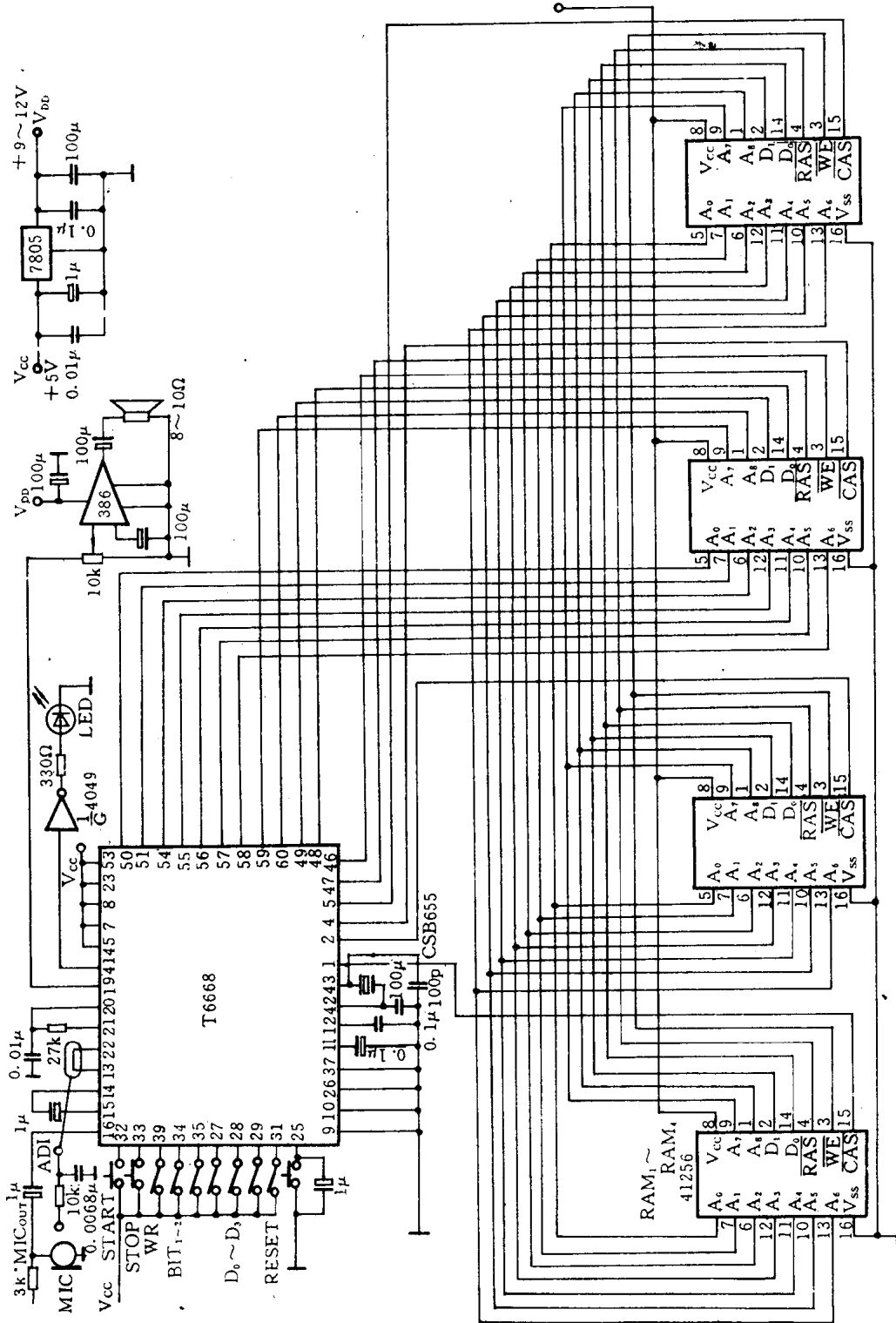


图 5 T6668 的典型录放电路

首先,通过 34、35 脚所接的打码开关选择 4 种采样频率之一,而后先将 27、28、29、31 各脚对应的打码开关悬空至 OFF 位,再将 T6668 的 39 脚所接的那一位打码开关接通至 ON 位,按下 START 钮便可开始录音。录音时扬声器会播放出正在记录的声音;即扬声器此时兼做录音监听用。如果录音时出现回授啸叫声,可将扬声器远离话筒并调音量电位器减小音量。若录音时扬声器无声,可检查 T6668 的 37 脚是否接地。重放时先将 39 脚所接的打码开关打开至 OFF 位并按下 START 钮便可开始放音。要暂停重放时,只要按一下 STOP 钮便可。如果重放过程中想要返回到起点,再重新开始放音,则可同时按下 START 和 STOP 两钮。无论任何状态下只要按 RESET 钮,电路都会将存储器现存的内容清除,回到初始状态,等待输入。以上操作是针对连续录放而言的,此时 27、28、29、31 各脚均悬空。若要分段放音,可在 $D_0 \sim D_3$ 对应的 4 位打码开关上打出相应段的 BCD 码,再按 START 钮,例如将打码开关推至 1010 为重放第 10 段的内容。

由于 T6668 的录放时间较长,最长时可达 100s 以上,为及时了解录音时存储器的剩余量,可将图 6 电路接到图 4、图 5 电路中的相应位置,通过 4 只 LED 的亮灭来判断,若想使 T6668 具有连续录放功能时,可把其 32、41 脚连接起来并在其中串一个单刀开关,当闭合此开关后即能循环录或放音。

有关语言处理器在实际中的应用方法可参看本刊 1987 年 11 期介绍 UM5101 应用的文章,这里不再详述。当然, T6668 有自己的特点:录放时间长,可用于采访录音器、录音电话;可分段使用存储器,能用于汽车报站、电梯报层等。这有待于广大爱好者去开发、应用。

T6668 管脚极密,焊接时不要产生短路点。焊接时最好用大功率烙铁速焊并在芯片上放酒精棉球散热。

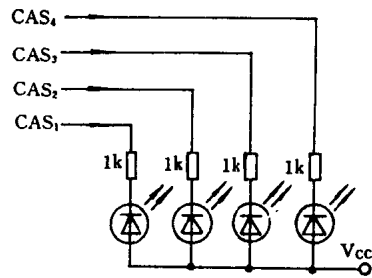


图 6

摘自《无线电》月刊,1989 年第 1、2 期

4.24 延长 T6668 语言电路录放时间的方法

天文

T6668 语言集成电路是目前国内市场上能购买到的较理想的语言集成电路之一。2 分钟的录放时间往往觉得短了,能否延长时间,又如何使装置更经济,是广大业余无线电爱好者的共同愿望。这里介绍点滴体会,供大家在使用 T6668 集成电路时参考。

一、工作原理

T6668 各引脚功能及其运用在《无线电》已有专门介绍,这里详细地介绍对延长录放时间有用的引脚及功能。6 脚(EXT)是外接扩展存储器输出端,平时为低电平。在录音工作状态下, T6668 内部计数寻址达 1M(外接 4 个 256k DRAM)时,此端输出一个 20ms 左右的高电平脉冲;当寻址小于 1M 时,6 脚保持 0 电平不变。在放音过程中,寻址小于 1M 时,6 脚为 0 电平;当寻址达 1M 时,6 脚输出高电平。41 脚(EOS)是工作状态指示输出端。当电路在非工作状态时,此端为高电平。当电路为录音或放音工作状态时,此端为 0 电平,一旦录音或放音结束,此端恢复高电平。根据这两脚的输出状态,可外接存储器进行延长录放时间。两脚不同的是 6 脚仅当寻址达 1M 时,方有信号输出,而 41 脚在寻址过程中,只要工作状态结束,输出就改变,当寻址达 1M 时,工作状态也自动停止,随之输出也变化。

二、多台联机

多台使用 T6668 的固体录音装置,可以自动地扩充录音和放音时间。如图 1 所示,A、B 是使用 T6668 语言电路安装的固体录音装置。启动开关接于 A 中 T6668 之 32 脚,6 脚接一级单稳电路(单稳可用 4013D 触发器安装,电路参考图 3)的输入,单稳输出送至 B 装置中 T6668 的启动端 32 脚。装置 A、B 的录放选择开关,采用联动开关。其工作情况如下:当联动选择开关置于录音档,启动工作开关,A 装置开始录音,A 装置寻址达 1M 时,A 的录音工作状态自动结束,同时 6 脚的输出信号使单稳电路输出一个高电平脉冲,随即 B 装置被启动,开始录音工作状态。如果 A、B 联机录音时间尚太短,可再接单稳启动下一级 T6668 录音装置。

当录放选择为放音时,工作过程与录音类似。这里用 6 脚的输出信号作下一级启动信号,若用 41 脚信号反相后送入单稳电路,同样可以启动下一级工作。不过,当录放内容短,不需下一级时,采用 41 脚信号,会产生误动作,第一级寻址不足 1M,工作状况结束后 41 脚输出也变化,

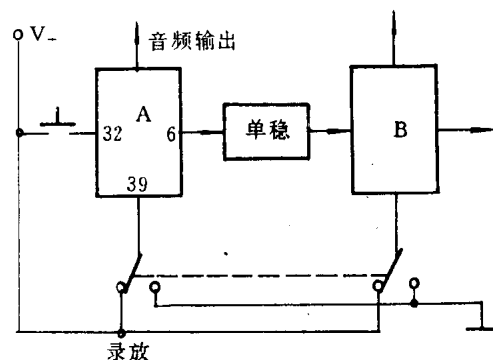


图 1 T6668 的多台联机

即会使下一级自动转入工作状态。取 6 脚信号,启动下一级,需加抗干扰措施。多台联机其“清零”、“停止”可参考 T6668 的要求联接。

三、 开关选择 RAM

录放时间小于 4 分钟的固体录音设备可以采用扩充 RAM 的方法,如图 2 所示。T6668 最多可取用 4 块 DRAM41256,使用四单刀双掷开关,可扩充 4 块 41256。因此,录放时间可以扩大一倍。当连续录音时,可使用 6 脚、或 41 脚的指示信号,及时更换开关位置,延长录放时间。

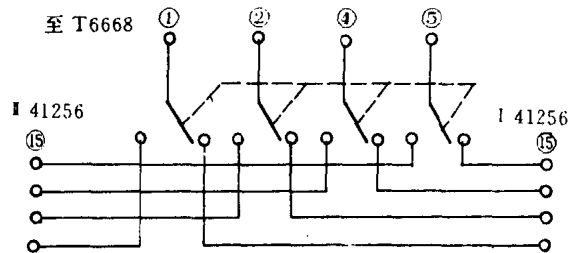


图 2 RAM 的扩展方法

用四组联动的单刀双掷开关选择 RAM,延长录音时间,其方法简单,但对于连续录音时,需人工切换开关,稍不注意会影响录音的连续。

四、 自动选择 RAM

图 3 是自动选择 RAM 的一种方法。图中用 4066 四双向模拟开关组成单刀双掷开关。4066 引脚功能参阅图 4。当控制端 C 为高电平时, I 与 O 之间导通, 当控制端 C 为零电平时, I、O 之间为高阻, 相当于开关关闭。用两个 4066 构成图 2 中的四组单刀双掷开关。开关的公用端, 即 4066 的 4 组 I 端分接接至 T6668 的 1、2、4、5 各脚, 8 个 O 端分成两组, 接 41256 的 15 脚。二组控制端 C, 分别接 4013 的 Q 和 \bar{Q} , 因此, 两组 41256 只有一组导通, 当 $Q=1, \bar{Q}=0$ 时, 则 I 组导通, II 组关闭; 当 $Q=0, \bar{Q}=1$ 时, I 组关闭, II 组导通。4013 一半组成双稳状态, 另一半组成单稳工作状态。当 T6668 开始录音工作时, 4013 的 $Q_1=0, \bar{Q}_1=1$, 则 I 组 41256 被选通。寻址 1M 后, 录音工作停止, 6 脚输出一个约 20ms 宽的高电平脉冲, 送入 4013 的 CP_1 端, 因 41 脚为低电平, $R_1=0$, 所以触发器翻转, $Q_1=1, \bar{Q}_1=0$ 。II 组 41256 被选通, I 组 41256 被关闭, Q_1 转为 1 时, 触发 CP_2 , 使 Q_2 单稳, 输出一个大于 50ms 的高电平脉冲, 送至 32 脚, 重新启动 T6668 录音工作, 此时 II 组存储器被选通。当录音工作结束时, 41 脚由 0 上升 1, 这时 $R_1=1, Q_1$ 由 1 下降 0, \bar{Q}_1 由 0 上升 1, 恢复到 I 组选通, II 组关闭, 等待下一次工作。当放音时, 过程与录音相似, 从第 I 组开始放音, 到第 II 组选通直至到放音结束然后存储器仍恢复到 I 组选通, II 组关闭的初始状态。图 3 电路中主要检测点的波形见图 5。在图 3 中, 当开关 K_1 闭合时, 4013 始终保持 $Q_1=0, \bar{Q}_1=1$, 即录音时间短于 2 分钟, 只有 I 组 41256 工作, 当 K_1 打开时, 为延时扩充状态。4013 的 \bar{Q}_2 输出可供 T6668 的 25 脚作清零信号, 保证在第二次录音前 T6668 先清零。使用清零信号必须与录音工作开关同步接通, 放音状态必须切断, 防止放音时 25 脚清零信号使录入的内容被清除。

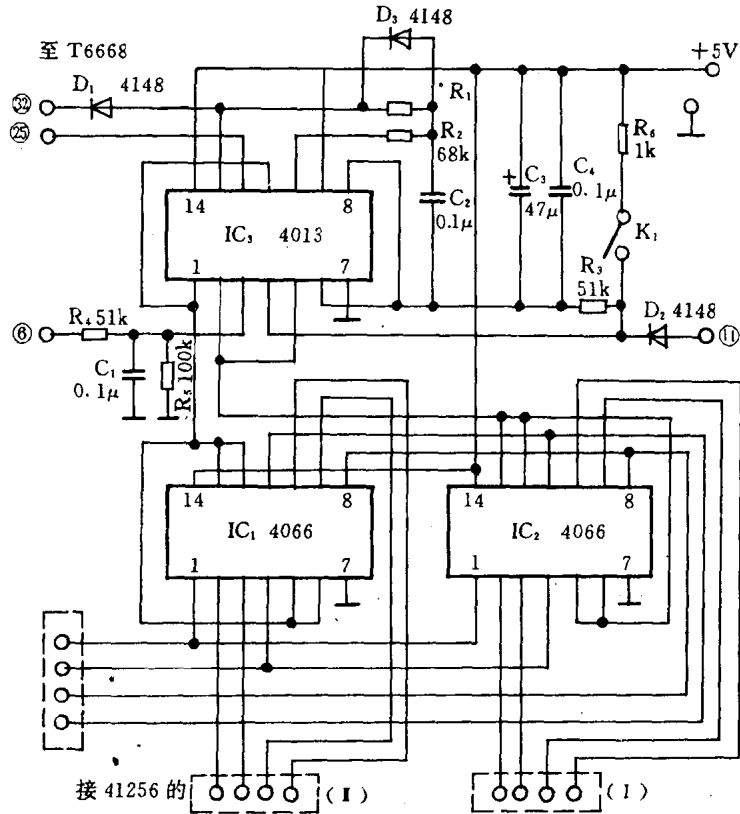


图 3 自动选择 RAM

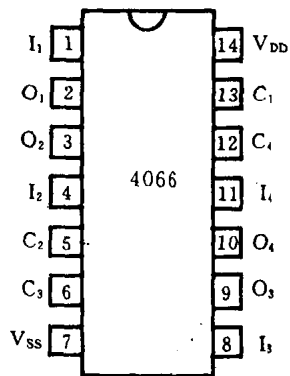


图 4 4066 引脚

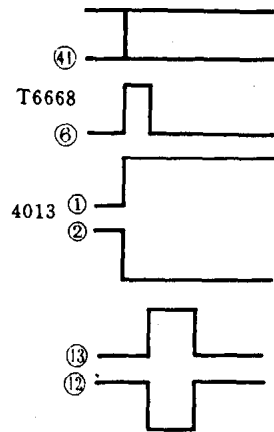


图 5 自动选择 RAM 电路中的波形

4.25 T6668 高级语音开发站

牛长文

专用语音处理器 T6668 与单片机等微处理器有着良好的接口功能。用单片机控制的语音处理装置功能不凡,用途广泛。本文向朋友们介绍 T6668 的指令系统作为对《无线电》1989 年 1、2 期有关介绍文章的补充,并介绍一个由通用单片机开发装置和本文介绍的语音开发器构成的高级语音开发站的使用方法。

一、T6668 指令系统简介

T6668 在 CPU 工作模式下的操作指令如下所述。

- (1) 录音→放音状态转换指令:0000XXXX(X 为 0 或 1),该指令可在录音状态的某一时刻置位重放状态。
- (2) 启动指令:0001XXXX,从指定的语音数据存储器的起始地址单元开始直接启动录音或放音。
- (3) 停止指令:0010XXXX,停止录放音。
- (4) T6668 内部起始地址寄存器写入指令:0011A19~A16、A15~A8、A7~A0,这是一个 3 字节指令,向 T6668 内部起始地址寄存器送地址计数初值。
- (5) 终止地址寄存器写入指令:0100A19~A16、A15~A8、A7~A0。
- (6) 比特率写入指令:0101XSLBR1BR0,指定比特率或无声状态,录音时不指定无声状态。当 SL=0 时为无声状态,当 SL=1 时为有声状态。BR1、BR0 为 00、01、10、11 时分别指定比特率为 8、11、16、32kbps。
- (7) T6668 内部地址寄存器读指令:0111XXXX,读出地址寄存器内容,连续读 3 次可把高 4 位、中 8 位、低 8 位地址值顺序读出。
- (8) 放音→录音状态转换指令:1000XXXX,在重放状态的某一时刻置录音状态。

二、高级语音开发站

用于开发 T6668 的高级语音开发站由通用单片机开发装置、语音开发器(如图 2 所示)构成,利用高级语音开发站可开发如图 1 所示的通用 T6668 语音发生器板。限于篇幅,这里不介绍电路工作原理。下面我们介绍该高级语音开发站的使用方法。

首先选一个全空间仿真、不占用单片机内部资源的 51 系列单片机开发装置,将其 CPU 仿真插头插入图 2 语音开发器的单片机仿真插座内。接好电源。

录入语音时,S1 指向“MIC”或“LINE”,RP 音量电位器指向最小。然后在单片机开发装置上设置单片机片内 RAM。其中 30H、31H 存入语句开发器上语音数据存储器的起始地址,32H、33H 存入终止地址,34H 存入采样比特率控制值,控制值为 08H、11H、16H、32H 时,分别对应 8、11、16、32kbps。输入运行起始地址 823EH 并运行,即开始录音;当 VH 灭后,录音结束。录

完后,可按下面步骤放音。

放音时,将 RP 调到适当的位置,单片机片内 RAM 的设置如下:4FH 存入放音次数,当大于 1 时为剪辑式放音,可连续放几段语音;50H、51H 存入第一次放音时语音数据存储器的起始地址,52H、53H 存入第一次放音终止地址,54H 存入比特率控制值;55H~59H 存入第二次放音有关值……,置入程序起始地址 81E0H 并运行,即开始放音。

进行 EPROM 固化时,单片机片内 RAM 设置如下:60H、61H 存入源存储器的起始地址值;62H、63H 存入终止地址值;64H、65H、66H 存入 EPROM 起始地址值;67H 为 00H 时可把单片机开发装置上的存储器中的内容固化于 EPROM 中,为 01H 时可固化语音数据存储器的语音信息。输入 82E0H 并运行,即开始固化过程。

固化好 EPROM 之后,将它插入图 1 通用 T6668 语音发生器的数据存储插座,然后进行编程。所编程序包括写入 T6668 一个起始地址、终止地址、比特率,送启动指令并向 T6668 的 \overline{CE} 、 \overline{WR} 送使能指令;然后读一字节的语音数据到单片机片内 RAM 中,利用 8031 的 0P3 端向 T6668 的 DI 送语音串行数据,即可完成一字节语音数据的放音。读者可以利用编程实现一段语音放音,通过调用不同的词组或语句实现多种话语的放音(即剪辑式放音)。放音管理程序编好后,可固化于 EPROM 中,插入图 1 的程序存储器插座。

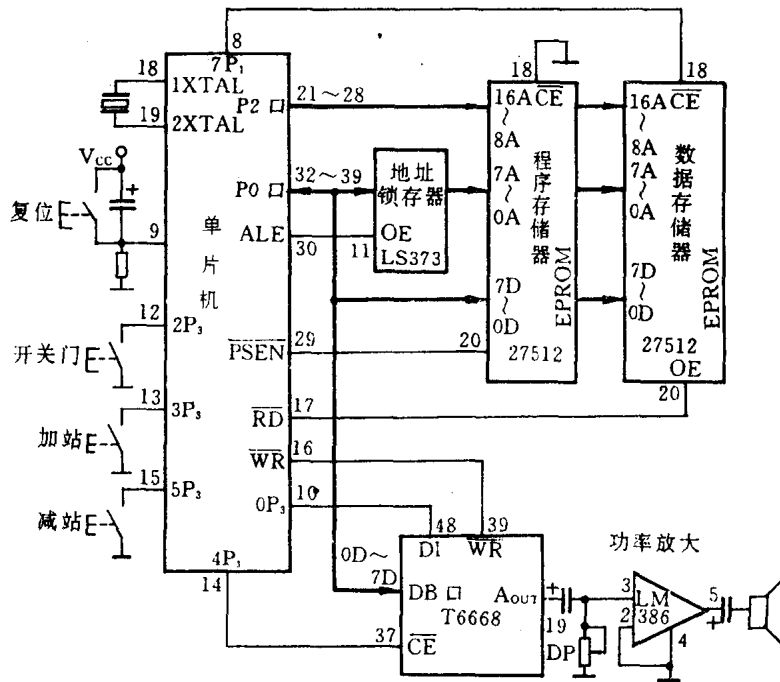


图 1 T6668 通用语音发生板

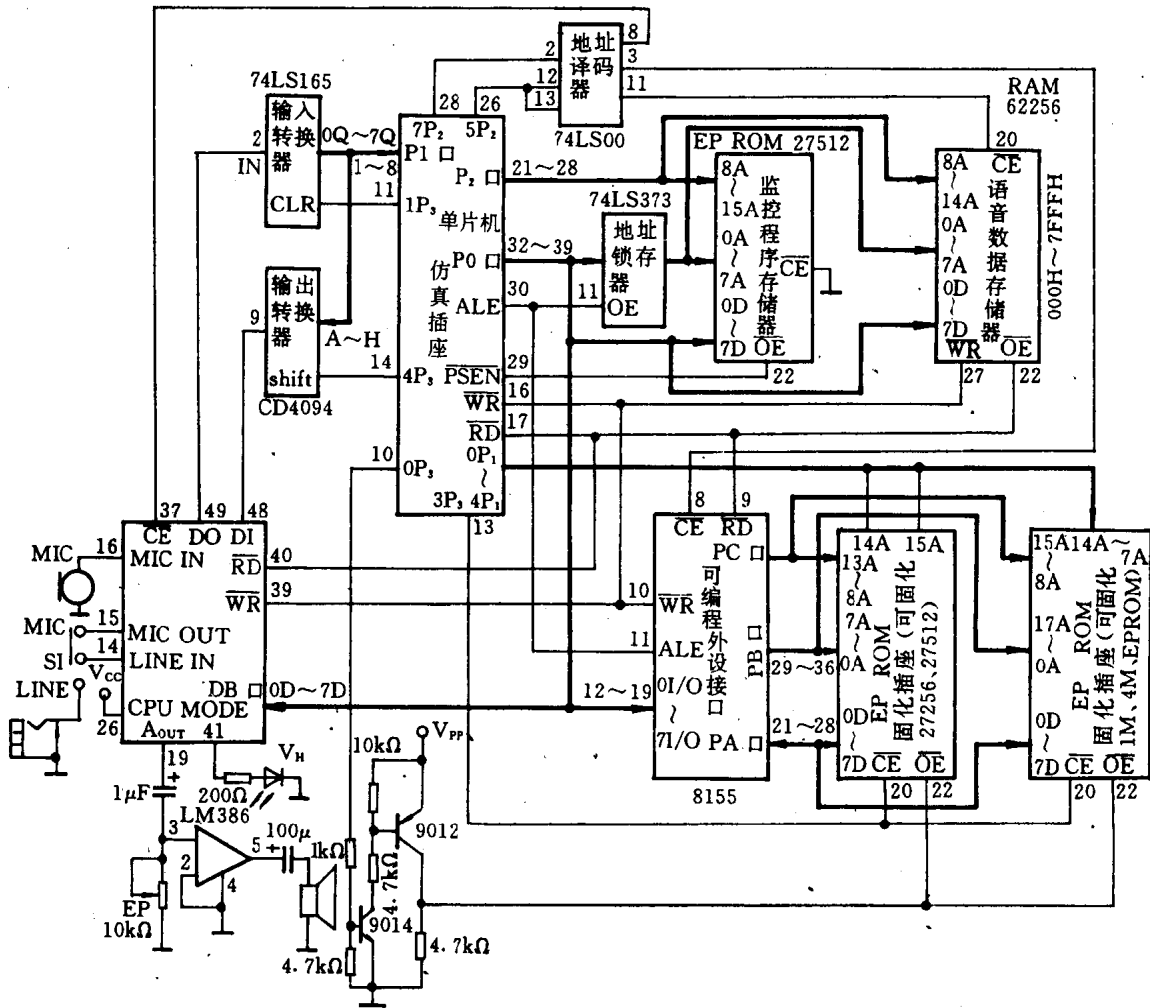


图2 T6668 语音开发器

摘自《无线电》月刊,1991年第2期

4.26 语言处理器 T6668 在电话报警系统中的应用

朱云海

本文介绍语言处理器 T6668 在电话语言报警系统中的应用。该系统实现了在防范区域内任一目标发现情况,电话机能自动拨号,若遇占线(忙音),经判断后,能自动再拨号,直到接通为止。然后,T6668 语言处理系统用原始存储在 RAM 中的语言,通过电话线向外界报警,把发生情况的地点、时间及内容通知有关部门。该系统可应用在高、中档防火防盗报警系统中,作为防盗防火报警的新手段,稍作改动,也可作为自动应答电话、录音电话等。

电话自动拨号语言报警系统原理框图如图 1 所示。它主要由 T6668 语言处理器、解调电路、自动拨号电路及杂波抑制电路等组成。下面分别进行介绍。

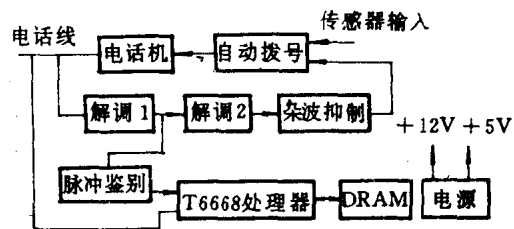


图 1 电话自动拨号语言报警系统原理框图

一、T6668 语言处理器

T6668 是日本东芝公司推出的高级语言处理器,它是采用 ADMC 方式录、放音的单片 C²MOS 大规模集成电路。最多外存容量可达 1M 位,并设有完善的手动控制逻辑及计算机接口,记录声最长时间可达 128s。

T6668 内部主要由 ADM 分解合成回路、内藏录音话筒放大器、重放用带通滤波器、时钟控制电路、DRAM 接口和计算机接口电路等部分组成。

T6668 在电话报警系统中的应用电路如图 2 所示,这里我们采用 T6668 最小系统。

系统采用一片存储器 41256,为降低量化噪声,提高语言音质,采样比特率选择 32K,最高档,选用 640kHz 晶振,录放时间约 10s,可满足使用要求。在 T6668 的脚 41 与脚 32 间的接放音继电器 J₁ 的二个触点,当触点吸合时,实现连续放音。

电路工作原理简述如下:接通电源后,电路自动处于守候状态。先将录放音选择端 \overline{WR} (脚 39) 置录音状态,外接按钮 K₁ 使 RST (脚 25) 端得一正脉冲后电路便开始处于录音状态,语言信号经外接话筒送入 T6668 内电路,话筒放大器将拾拾的声音信号放大并送至 ADM 回路,对信号进行分解编码,编码后的数据经地址计数器及控制电路控制,依次存入外接存储器 DRAM41256,直至存储器全部存满。录完后,电路将自动进入保持状态,对存储器进行刷新操作。为了长期保存语言,我们将该系统电源接至固态蓄电池。接着将 \overline{WR} 切换为放音状态,这时,外界有信号触发 D₁ 端 (脚 32),J₁ 继电器吸合,电路将从各存储器中依次读取信号,并经 ADM 回路、D/A 变换器及电压跟随器变换成模拟信号,再经 RC 网络送入带通滤波器滤波,功率放大器 LM386 放大,通过电话线输出语言报警信号。J₁ 继电器吸合可重复放音。

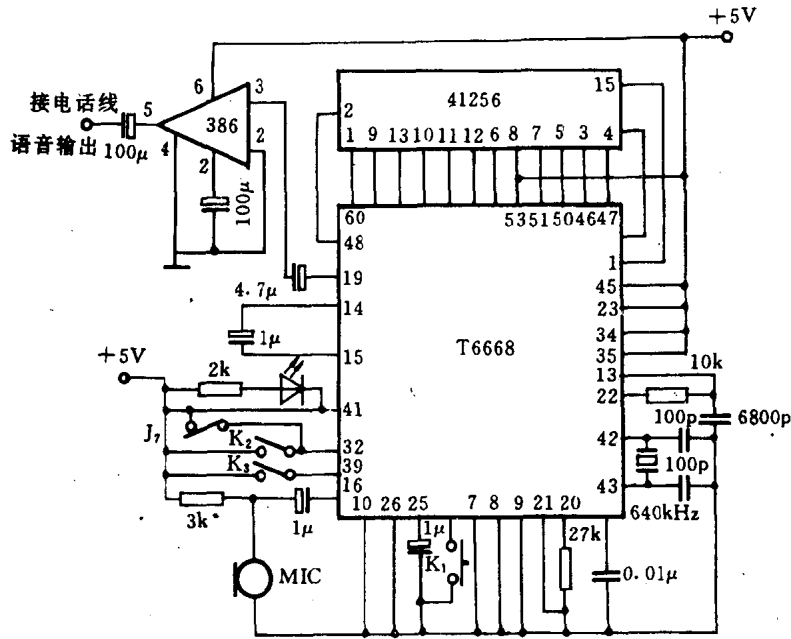


图2 T6668 应用电路

二、解调电路

解调电路如图3所示。IC₃采用低噪声双运放LM358,进行前置电平放大。放大后的信号输入IC₄进行解调。为了解调出忙音信号,采用二级解调,第一级解调器IC₄解调出约450Hz电话拨号音,即当IC₄脚3输入450Hz时,脚8输出低电平,送至下级脉冲鉴别电路。解调器1的中心频率 f_1 为 $f_1 = 1.1/R_1C_1$ 。第二级解调器IC₅解调0.35Hz信号,当电话信号为忙音信号时,IC₄脚8输出频率为0.35Hz,幅值等于 V_c 的方波信号,经电容器耦合输入IC₅,解调器2的中心频率 f_2 为 $f_2 = 1.1/R_2C_2$,IC₅脚8输出低电平,输入至下级杂波抑制电路。

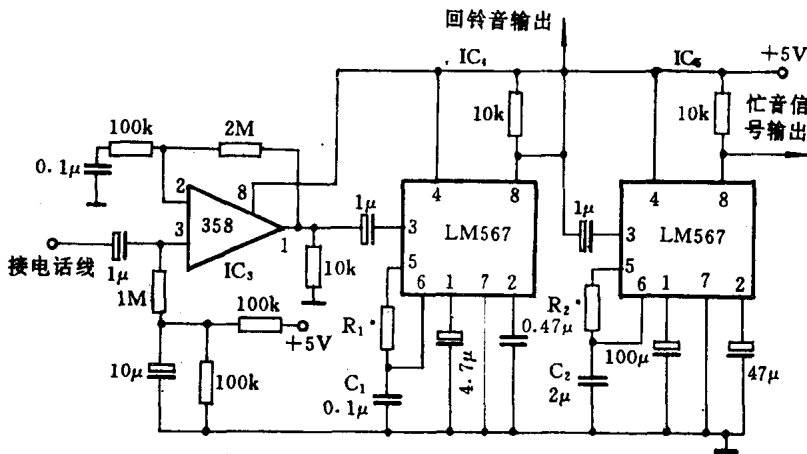


图3 解调电路

三、 杂波抑制电路

为增加系统可靠性,提高抗干扰能力,在系统中设计了杂波抑制电路,电原理图如图 4 所示。电路中 t_1 为预先设置基准脉冲宽度, $t_1=R_1C_1$,调节 R_1C_1 时间常数,使得识别输入信号的宽度大于所设定值时才有输出。 $R_2、C_2$ 是用来控制输出脉冲宽度, $t_2=R_2C_2$,如图 5 所示。解调电路输出的忙音信号经杂波抑制电路处理后,输出脉冲信号,推动三极管工作,经光电耦合后,重拨继电器 J_6 工作,达到重新拨号目的。

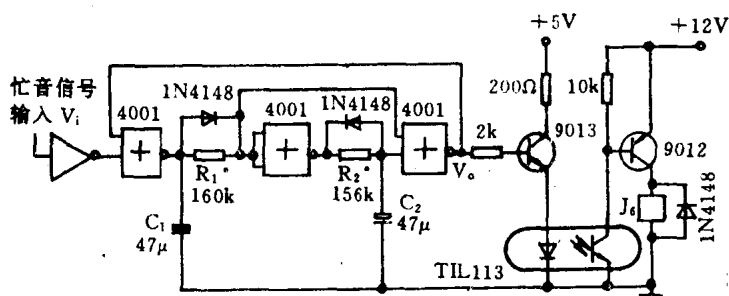


图 4 杂波抑制电路

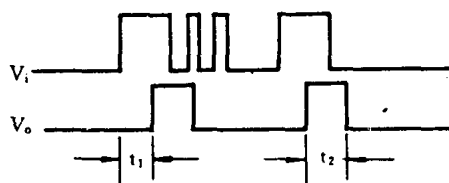


图 5 杂波抑制原理图

脉冲鉴别电路的原理图如图 6 所示,它与杂波抑制电路相似。在判别出电话线中回铃音时就控制放音继电器工作,即当对方电话铃第一次响过后,拿起听筒就能听到语言报警声。图中定时时间 τ 选择在回铃声刚结束,即 $f=1.6\text{Hz}$,输入信号取自解调电路中第一级解调器 IC_4 的

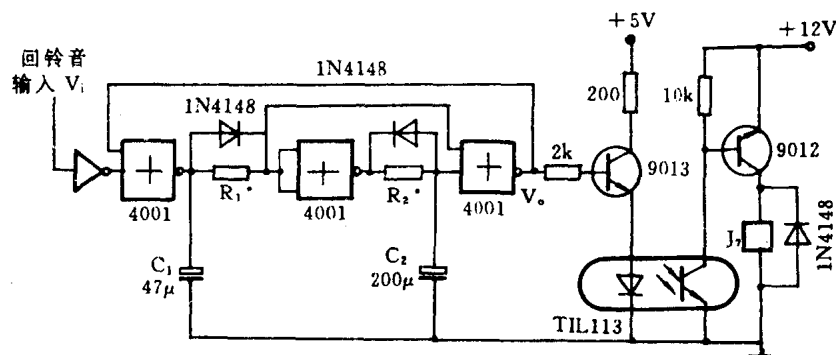


图 6 脉冲鉴别电路图

脚 8 输出端。当有回铃音时, IC_4 脚 8 为低电平,经反相器输入脉冲鉴别电路,经鉴别后输出高电平,推动放音继电器 J_7 工作。电话自动放音原理图如图 7 所示。由于解调器中 IC_4 解调拨号音信号, IC_5 解调忙音信号,故在放音继电器 J_7 工作时,不会引起重拨继电器 J_6 动作;反之,重拨继电器工作时也不会引起放音继电器的误动作。

四、 电话自动拨号电路

电话自动拨号电原理图如图 8 所示。报警输入信号为短路信号,经重拨继电器 J_6 的常闭

触点,接至拨号电路,它可外接任意防盗防火探头,如红外、双鉴等。继电器 J_1 、 J_2 、 J_3 、 J_4 、 J_5 的触点接至电话机内相应搁叉及存储键。当触发输入端时,A 点电位变低, BG_1 、 BG_2 、 BG_3 导通, J_1 、 J_2 、 J_3 吸合,电话机自动搁叉,经 IC_1 、 IC_2 组成的单稳态延时电路, J_3 、 J_4 继电器二常开触点先后吸合,模拟人工按键拨号,将预先存储的号码拨出,完成电话自动拨号。若电话线中回传是忙音,经解调鉴别后,重拨继电器 J_6 工作,它的常闭触点动作,先分开再闭合,给 A 点一脉冲信号,使电路重新拨号,直至拨通。

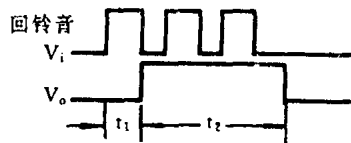


图 7 电话自动放音原理图

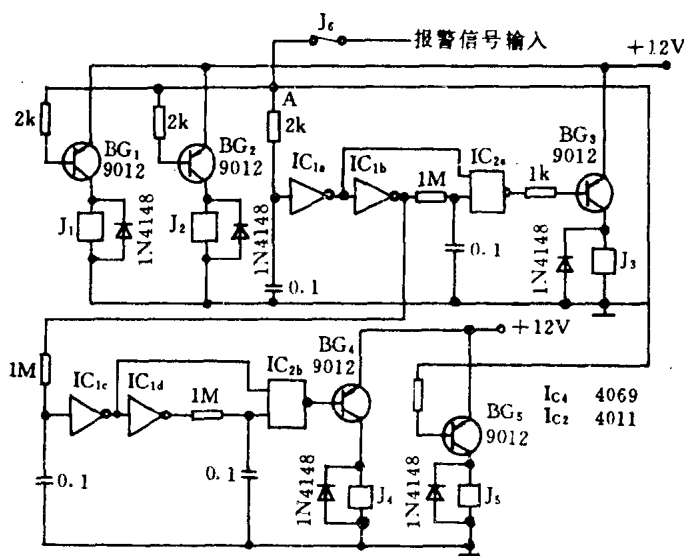


图 8 电话自动拨号电路原理图

T6668 语言处理器可记录较短的乐曲、广告、电话留言,可开发成会说话智能化仪器、机器人、电梯报层等,是应用面较广,性能价格比高,有发展前途的语言处理芯片。T6668 在防火、防盗报警系统中的应用,实现了电话自动连续拨号、忙音判别、用语言报警等功能,克服了传统报警装置不能反映警况、时间,不能远距离传递信息的缺点,具有快速、准确之特点。本系统已应用于博物馆、银行等防盗报警系统中,经实际运行系统稳定可靠。

4.27 新型语音处理器 YYH16

杨跃华 刘 伟

YYH16 采用 28 脚双列直插封装,可以把语言信号录入一个 256 kbit 动态存储器中,外围电路简单,不用调试,使用 +5V 电源,省电(静态电流小于 102 nA),录音时间从 8 秒至 32 秒可调。

图 1 示出 YYH16 的引脚分布及简单说明。其中 TRI 为振铃信号输入端,当该输入端接收到振铃信号时间超过 7 秒钟(表示无人接话)后,YYH16 就进入自动放音状态,把电话主人的预先留言播放出来;然后由 CON 引脚输出高电平控制外部录音工作 30 秒,录下对方的留言。PR 为录放状态指示,YYH16 处于放音或录音状态时 PR 为高电平。

图 2 为应用线路。按 REC 键,发光管 VH1 亮,就对着拾音器说话,录音开始,直到 LED1 熄灭为止。再按 PLAY 键,就把刚才录在 256kDRAM(动态存储器)的话播放出来。录在存储器中的话一直保持不变,除非掉电或再按 REC 键重录音。从而实现了固体录音。

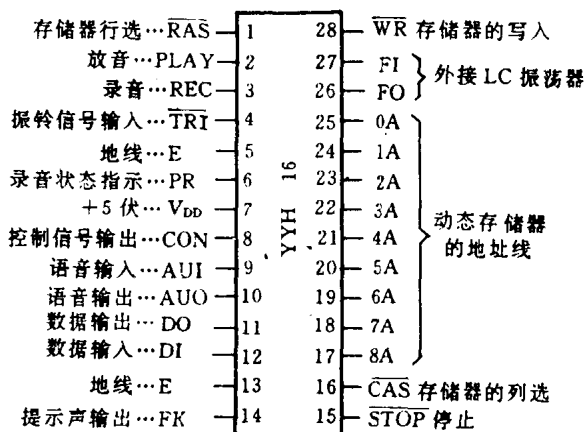


图 1 YYH16 引脚

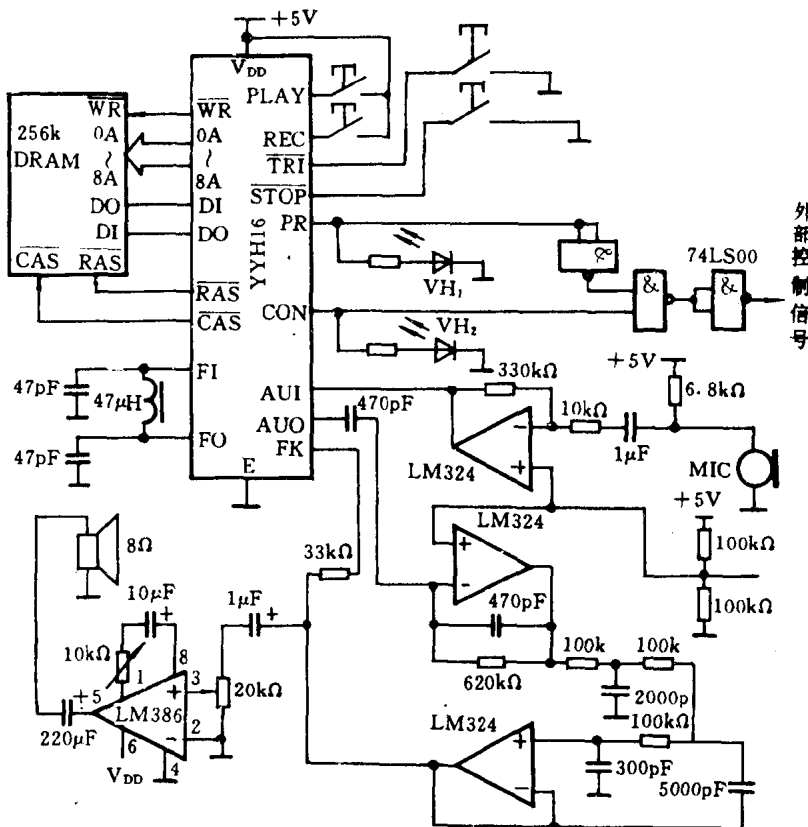
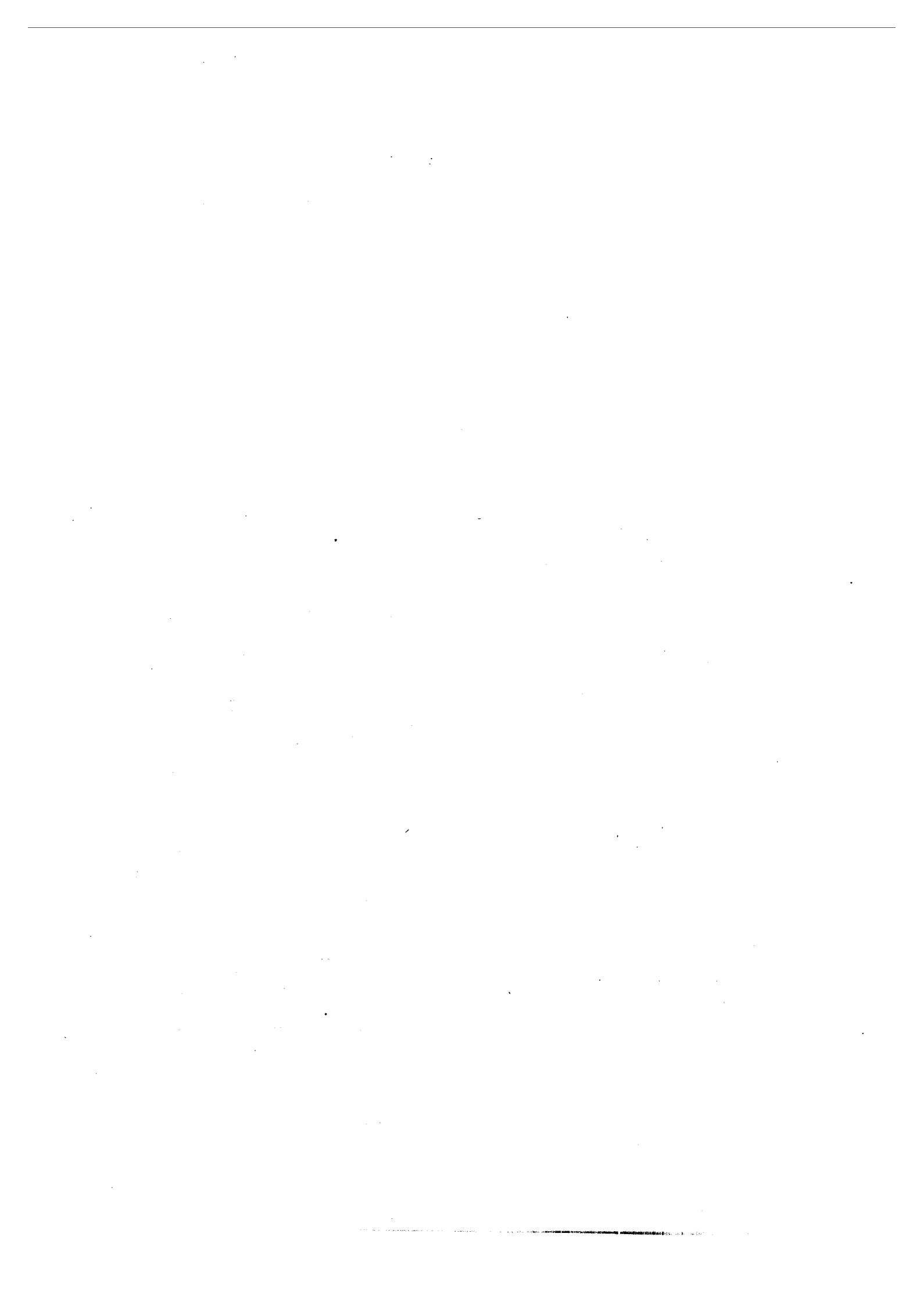


图 2 YYH16 应用电路

摘自《无线电》月刊,1991 年第 2 期



第五章

网络、通讯控制 与多机系统

5.1 IBM-PC/XT 和单片机通讯系统的设计

中国科学院广州电子技术研究所 谢西就

控制系统的构成如图 1 所示。前端机由带 RS422 接口的 8031 单片机系统组成，它们分别放在控制现场附近。通讯控制器是插在 IBM-PC/XT 扩展槽上的带 8031 单片机的接口板，它为主机和前端机间的通讯提供一个智能化通道，用户只需通过主机向控制器发一条简单的命令而无需知道通讯的细节，就可以使前端机执行相应的动作。控制器每次发送或接收的数据是可变的，但不超过 255 个字节，每次通讯都要进行差错检测和差错处理以保证数据传输的准确性。主机 IBM-PC/XT 是命令的发起者和系统运行的控制者。

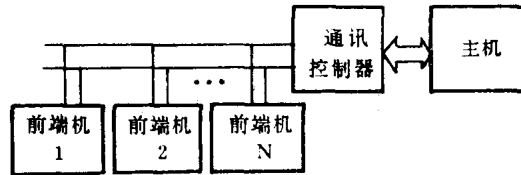


图 1 控制系统结构框图

一、硬件设计

1. 前端机

图 2 是前端机的结构框图，它是一个带 RS422 串行接口的 MCS51 系列单片机系统，输入

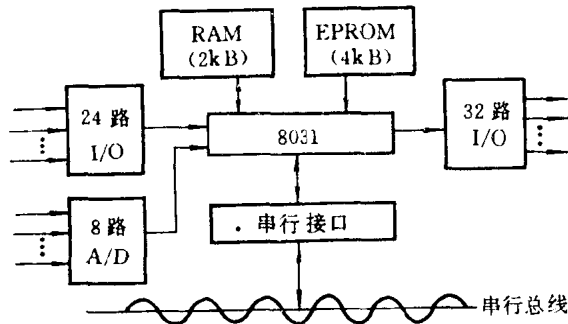


图 2 前端机结构框图

输出 I/O 和 A/D 转换的通道数是根据实际应用控制系统（如汽车自动检测线）的需要而配置的，和通讯无关。图 3 给出了串行接口原理图，每个前端机和通讯控制器的接口均用 MC3486 和 MC3487 作差分驱动和接收，串行总线由一对双绞线 DATA⁺和 DATA⁻组成，双绞线的末

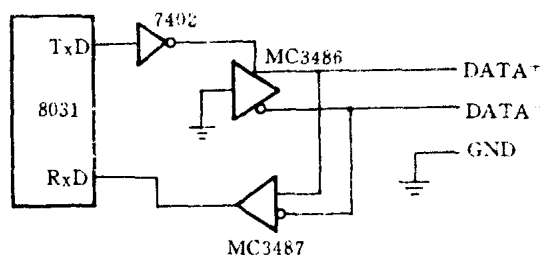


图3 串行接口原理图

端有提升电阻使线路在空闲时处于逻辑1状态。当发送逻辑0 ($TxD=0$) 时, 线路处于0状态。这种差分驱动和接收总线在电气特性上符合RS422标准, 比起RS232这样的单端驱动总线, 它具有抗干扰能力强、数据传输速率高、距离远等优点。

2. 通讯控制器

控制器的结构框图如图4所示, 8031通过串行接口和并行接口分别和各前端机以及主机交换数据。并行接口的原理图见图5, 控制器和IBM-PC/XT间的数据交换是以查询的方式实

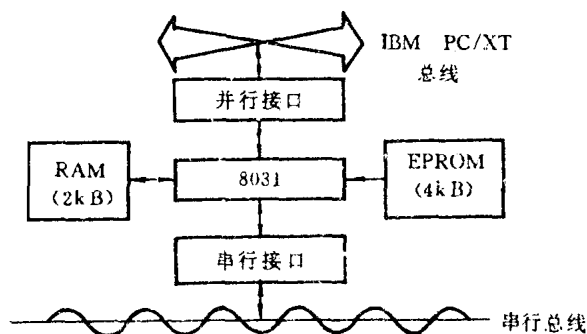


图4 通讯控制器结构框图

现的, 8255A工作于A口方式2(双向总线I/O), 控制器向IBM-PC/XT输出数据时, 首先 \overline{WR} 信号有效将数据写到A口, 这使得 PC_7 , 即 $\overline{OBF}_A=0$ (初始状态 $\overline{OBF}_A=1$), IBM-PC/XT通过读8212 I 的状态得知 $\overline{OBF}_A=0$ 后, 再读8212 I 即可将A口数据读入, 与此同时, 8212 I 的 \overline{INT} 信号使 \overline{OBF}_A 恢复到初始状态; IBM-PC/XT向控制器送数据时, 用输出命令将数据写入8212 I, 同时8212 I 的 \overline{INT} 信号有效, 使 PC_5 (\overline{STB}_A)产生一个选通信号, 该信号将 PC_5 (\overline{IBF}_A)置为有效(即 $IBF_A=1$, 初始状态 $IBF_A=0$), 8031读8255A的C口状态得知 $IBF_A=1$, 再读A口即可将数据读入控制器。并行口地址采用部分译码, 8212 I 和8212 I 的地址是02E0H, 8212 I 的地址是02E1H。

二、通讯协议

1. 帧格式

3) 控制器最终超时, 由于没有收到正确的响应帧, 它就会不正确地假定: 它发出的报文已经丢失或受损, 并把该帧重发一次。

4) 该重复帧也完好无损地到达前端机, 于是前端机收到重复的两帧。如果该帧要求前端机产生一个动作, 则它会动作两次, 这显然是不允许的。

为了避免这种情况, 命令字段的最高位设成序列编号。控制器每发一帧都加一个序列编号, 新帧的序列编号总和前一帧的序列编号不同, 重复帧的序列编号和前一帧的序列编号相同, 前端机利用该编号判断是新帧还是要丢弃的重复帧。当一个重复帧到达时, 前端机拒绝接受, 但重发上一次的响应帧。

本系统超时时间的长短是动态的, 它和帧长度成正比, 和传输速度成反比, 这种方法比超时时间固定的方法具有更高的通讯效率。

4. 远程存取控制

远程存取控制(RAC)是一组高层命令, IBM-PC/XT 可以根据这组高层命令的格式在内存中组织一段报文送到控制器, 控制器根据报文向前端机发送一个命令帧, 然后根据响应帧将命令的执行情况报告 IBM-PC/XT。

命令帧中命令字段的低五位指示命令的类型, 表 1 列出了所有命令和命令字段低五位的关系。

响应帧的状态字段指示命令执行情况, 这种情况以及对应的值列在表 2。

表 1 命令和命令字段低五位值的关系

命 令	值	命 令	值	命 令	值
复位从结点	00H	或内部 I/O	0AH	写外部 I/O	16H
远程存取控制保护	04H	与内部 I/O	0BH	更新外部 I/O	17H
读内部 I/O	05H	异或内部 I/O	0CH	读外部 RAM	18H
写内部 I/O	06H	状态读	0DH	写外部 RAM	19H
更新内部 I/O	07H	状态写	0EH	或外部 I/O	1AH
读内部 RAM	08H	复位编号序列	10H	与外部 I/O	1BH
写内部 RAM	09H	读外部 I/O	15H	异或外部 I/O	1CH

三、 软件设计

1. 通讯控制器程序

通讯控制器的程序流程图如图 6 所示。其中初始化包括: ①设定不高于 100kbit/s 的波特率; ②设定超时计算用的 T。中断为最高级中断; ③设定 SP 堆栈寄存器的值为 30H; ④初始化 8255A 使 A 口工作于方式 2。从 IBM 接收一帧报文, 将前端机不能通讯的信息报告 IBM, 将前端机序列编号出错信息报告 IBM 和向

表 2 命令执行情况和状态字段值的关系

响 应	值
正确	00H
协议格式错	11H
远程存取控制保护	15H
不认识的命令	16H

IBM 发响应报文均是以查询方式和 IBM-PC/XT 交换数据的程序模块；发送子程序、接收响应帧子程序为满足通讯协议的通讯程序模块。限于篇幅，不再细述。程序的长度约 2.4kB。

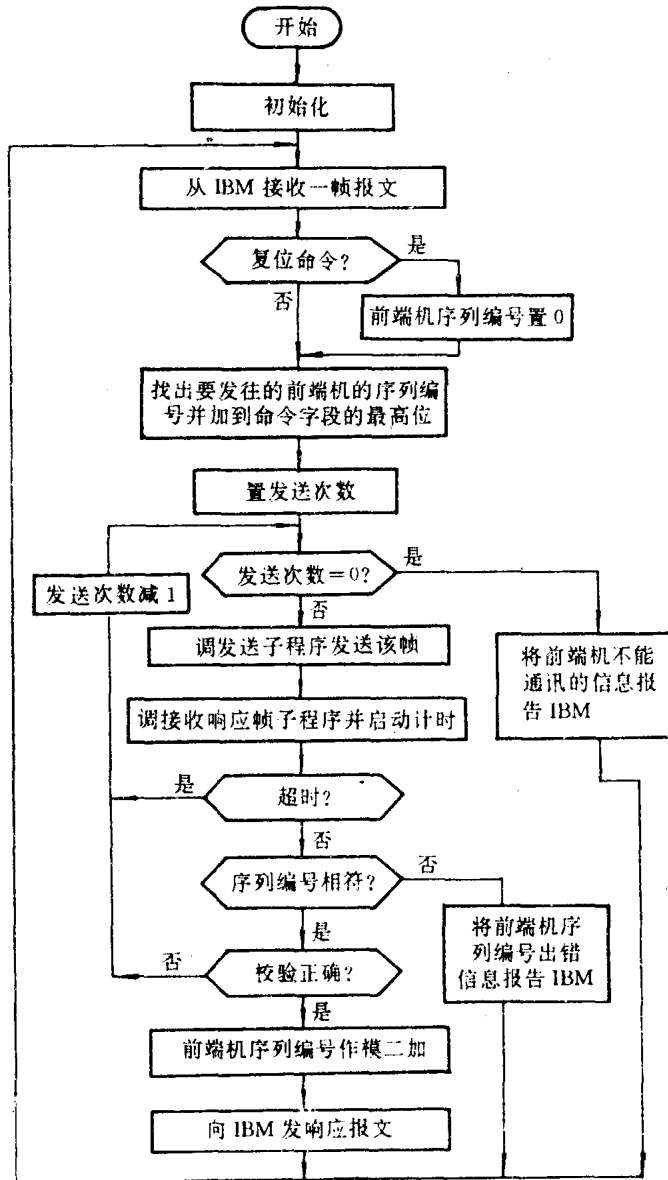


图 6 通讯控制器程序流程图

2. 前端机通讯子程序

该程序是长为 1.1kB 的串行口中断子程序，包括接收命令、执行命令、发响应帧三个满足通讯协议的程序模块。限于篇幅，其详细的程序流程图在此从略。命令送到前端机后什么时候开始执行命令取决于主程序对串行口中断级别的设定和主程序当时正在执行什么操作，若把串行口中断设为高级中断而其他中断设为低级中断，则收到命令后立即执行命令。通讯子程序占用的资源包括串行中断口，2kB 的 RAM 中开始 300 个存储单元，128 个内存字节中地址从 30H~3FH 的存储单元和定时器 T_1 。

3. IBM-PC/XT 远程存取控制命令的组织 and 调用

IBM-PC/XT 要前端机执行一条表 1 所列的命令只需向控制器发一段报文，报文的格式是：命令长度，前端机地址，命令值（见表 1），数据，……，数据。例如复位 1 号前端机的报文是 02H, 01H, 00H；读 2 号前端机外存 8000H 单元值的报文是 04H, 02H, 18H, 80H, 00H。

发送完报文后，IBM-PC/XT 接收控制器发来的响应报文（包括状态字段、命令执行结果）即可得知命令的执行情况。

本系统已经应用于汽车性能自动检测等集散式控制系统中，理论和实践都证明：在 1km 范围内数据传输率可达 100kbit/s，而且可靠性很好。应用于一般工业控制系统其性能价格比是较高的。但由于缺乏总线裁决和碰撞检测等软件与硬件，前端机不能主动向主机或其他前端机发起通讯。增加这些软硬件，可以构成实时性更强的分布式控制系统。

参 考 文 献

- [1] Huston, B. "Data Communication Techniques for Single-chip Microcomputers", Proceedings Computer Networks, 25th IEEE Computer Society International Conference. 1982, pp. 188~197.
- [2] Lowndes, M. "Design A Simple Dual-UART-Based Network", EDN, 13 June, 1985, pp. 163~169.

摘自《微计算机应用》，1991 年第 5 期

5.2 IBM-PC/XT 微机与单片机的两种通讯接口

中国科学院上海冶金研究所 陆荣庆 林绵中

一、前言

近年来 IBM-PC/XT 微机在实验室和工业生产实时控制等领域得到了广泛的应用。在这种应用场合中, IBM-PC/XT 往往需要与单片或单板机进行通讯, 以构成分布式计算机控制系统 DCCS⁽²⁾。本文介绍两种 IBM-PC/XT 微机与 Intel8031 单片机的通讯接口和通讯方法。这两种方法分别适用于短距和远距通讯。

二、PC/XT 的接口总线与 Intel8031 单片机的接口总线

1. PC/XT 总线

微机的总线可分为机内总线 (Internal Bus) 和机外总线 (External Bus) 两大类⁽¹⁾。PC 微机具有这两类总线, 并均对外开放。IBM-PC/XT 的机内总线是 62 芯特殊总线, 与传统的 IBM 产品总线完全不同⁽⁴⁾。其中 20 根地址线, 8 根数据线, 26 根控制线和 8 根电源线。IBM-PC/XT 的机外总线采用标准的 RS-232C 串行通讯接口总线⁽⁵⁾。

2. Intel8031 单片机的结构和总线

Intel8031 单片机是 MCS-51 系列的产品之一, 在一块芯片内具有 8 位 CPU, 128 字节 RAM, 21 个特殊功能寄存器, 2 个 16 位定时/计数器, 4 个 8 位 I/O 口, 一个全双工的串行口, 能直接寻址 128k 字节的存储空间, 并具有很强的布尔处理能力, 适用于各种复杂的实时控制场合⁽⁶⁾。

8031 单片机的四个八位并行 I/O 口提供了 32 根 I/O 线。其中口 0 和口 2 的输出驱动器以及口 0 的输入缓冲器用于访问外部存储器, 口 3 的输出驱动器和输入缓冲器具有多重功能, 见表 1。

Intel8031 具有简单的串行 I/O 通道, 见表 1。它有串行输入口 (RXD), 串行输出口 (TXD), 但不具有 RTS、CTS、DTR、TXC、RXC 等标准 RS-232C 接口的握手信号线。Intel8031 的口 1 是八位 I/O 口, 可作为与 PC 微机并行通讯的 I/O 口。

表 1 Intel8031 口 3 功能表

口 引 脚	第 二 功 能
P _{3.0}	RXD(串行输入口)
P _{3.1}	TXD(串行输出口)
P _{3.2}	$\overline{\text{INT}}_0$ (外部中断)
P _{3.3}	$\overline{\text{INT}}_1$ (外部中断)
P _{3.4}	T ₀ (定时器 0 外部输入)

续表

口 引 脚	第 二 功 能
P _{3.5}	T ₁ (定时器1外部输入)
P _{3.6}	\overline{WR} (外部数据存储器写脉冲)
P _{3.7}	\overline{RD} (外部数据存储器读脉冲)

三、 IBM-PC/XT 与 8031 并行通讯

并行通讯具有每次通讯的信息量大、传送速度快等特点。短距通讯一般采用这种并行通讯的方法。

1. PC/XT 的通讯接口板

PC/XT 的机内总线虽然对外开放,但由于其本身的特点,一般不直接用这个总线来输出控制信号和采集输入信号。然而只要在这总线上挂一些外围接口电路就能实现与外设的通讯。如图1,我们选用 Intel8255、8253 等常用外围接口电路构成 IBM-PC/XT 的通讯接口板。其

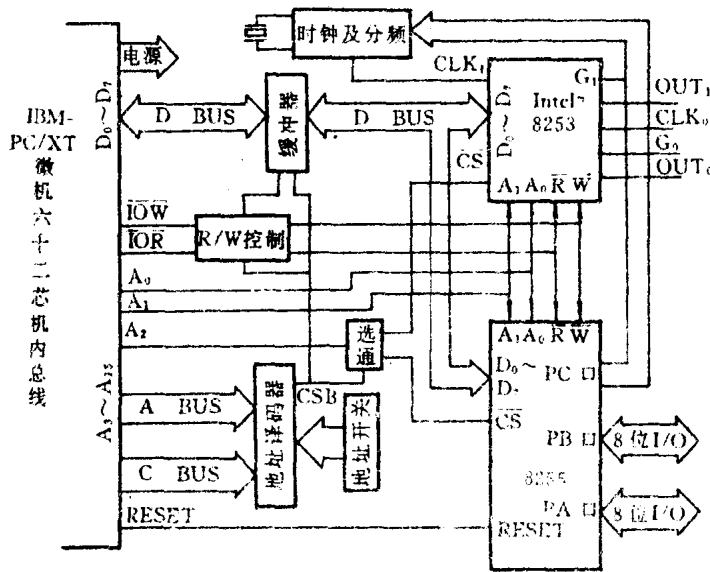


图1 IBM-PC/XT 微机通讯接口板框图

中 8255 用于并行通讯。接口板占用了 IBM-PC/XT 的 I/O 地址 8 个端口 0710H~0717H。在此区间不影响计算机的任何外设。

图1中地址总线 A₃~A₁₅ 作为通讯板的选通线。只有当 A₃~A₁₅ 的状态与接口板地址开关设置的状态相同,则产生选通信号 CSB,选中此板。A₀~A₂ 作为通讯板中各个外围电路的端口选择线,由它们决定 CPU 与接口板中某端口进行通讯。CSB 与 IOW、IOR 组合产生数据总线的数据流向控制信号。

利用 PC 通讯接口板中的 Intel8255 和 Intel8031 单片机的口 1 和口 3 就能实现并行通讯。图2是 IBM-PC/XT 与 8031 单片机的接口示意图。其中 Intel8255 的 PB 口和 8031 的口 3 作为通讯的握手信号口。

2. 通讯的识别和流程

微机的通讯存在识别并启动 I/O 口的问题，解决的方法一般有二种：分询法 (polling) 和中断传送法 (Interrupt)。所谓分询法就是 CPU 不断地询问外设有无输入或输出请求。如果有，CPU 就执行输入或输出传送程序；如果无 I/O 传送，CPU 就继续原来的工作并不时地执行分询程序。这种方法简单，并且使微机各种通用软件包不用作任何修改就能在该系统中应用。但这种方法实时性差。在一般的分布式计算机控制系统中，主从机之间的通讯实时性要求不很高，而从机对控制对象的采集和控制实时性要求很高。因此，本接口 IBM-PC/XT 没有采用中断的方法进行通讯，而采用查询法。实践证明这是一种简单、实用、可行的通讯识别和启动的方法。Intel8031 单片机具有五个中断源，用户能容易地采用外部中断 INT₀，INT₁ 作为发送和接收数据的识别和启动。

PC 机发送信息、8031 接收信息的流程：

- 1) PC 机置 8255PB₁ 口为“1”，告知对方 PC 机要向 8031 单片机传送信息。
- 2) 8031 接到对方发来的信号立即响应 INT₀ 的中断请求，在中断服务程序中置 P_{3.4} 口为“1”，向 PC 机发送等待接收信号。
- 3) PC 机接收到来自 8031P_{3.4} 口的信号，知道 8031 已处于等待接收数据的状态。此时 PC 机将所要传送的信息输入 8255 的 A 口，并置 PB₂ 口为“1”，告诉对方数据已传送，请接收。
- 4) 8031 接到 PC 发来的信号，立即响应 INT₁ 的中断请求，用输入语句将口 1 的内容传送到 8031 的 CPU。

以上分析的是 PC 机向 8031 传送信号。8031 向 PC 机发送数据不采用中断，而是靠 PC 机的不断询问 PB₄ 口来实现启动 I/O 口，其余与上类似。

图 3、图 4 是 IBM-PC/XT 微机与 Intel8031 单片机并行通讯的时序图。

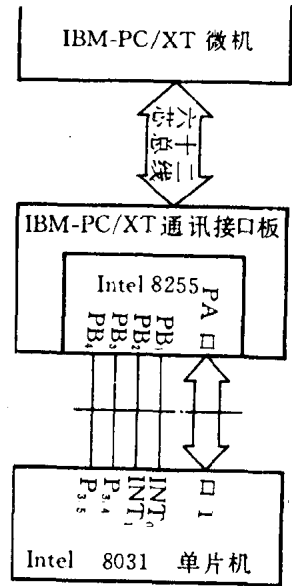


图 2 IBM-PC/XT 与 8031 单片机的并行接口

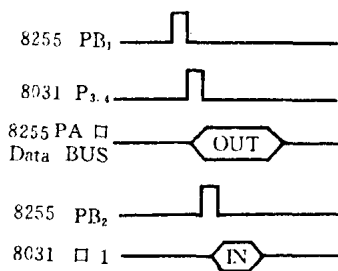


图 3 PC 机发送信息、8031 接收信息时序图

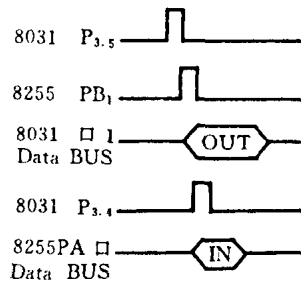


图 4 8031 发送信息、PC 机接受信息的时序图

四、 IBM-PC/XT 与 8031 单片机串行通讯

在工业实时控制中存在大量远距离通讯，PC 与 8031 的串行接口就可实现 PC 与 8031 单片机的远距离通讯。

IBM-PC/XT 配备的 RS-232C 串行接口是国际电子工业协会 (EIA) 标准接口, 它是一个 25 脚 D-Shell 插座。用“OPENCOM……语句”决定串行通讯的波特率、奇偶校、字长、停止位和各种握手信号符。Intel8031 单片机具有简单的串行 I/O 口, 有 TXD、RXD 两根数据传输线, 无各种握手信号线。但是两个设备互相通讯除了需要有传送数据的信号线外, 还必须要有协调两端正常通讯的联络信号。所以 8031 必须由硬件产生相应的握手信号。图 5 是 IBM-PC/XT 与 8031 单片机的串行通讯接口图。

图中 Intel8255 的 $PA_0 \sim PA_3$ 和 Intel8031 的 INT_0 、 INT_1 、 $P_{3.4}$ 、 $P_{3.5}$ 是通讯的控制线。RS-232C 标准的高电平为 $-5 \sim -15V$, 低电平为 $+5 \sim +15V$, Intel8031 的所有 I/O 口均为 TTL 电平, 所以在接口电路中采用了电平转换电路 1488 及 1489。由于串行通讯一般用于远距通讯, 所以握手控制信号也先由 TTL 电平转换为 RS-232C 标准电平, 通过电缆传输到接收端再转换成 TTL 电平。

8031 单片机发送、PC 机接收信息的流程:

1) 8031 置 $P_{3.4}$ 为“1”, 告知 PC 机 8031 单片机要向 PC 机传送信息。

2) 由于 PC 机采用分询法识别 I/O 通道通讯, 所以 PC 机要在工作程序中经常访问 PA_2 口, 并判别其是否为高电平。当 PC 机判到 PA_2 口为高电平, 则立即响应 8031 的请求, 转入通讯子程序, 在子程序中首先置 PA_0 为“1”, 并使 PC 机进入通讯状态。

3) 8031 接到 PC 机发来的信号立即响应 INT_0 的中断请求, 在中断服务程序中将所需要传送的信息送至 TXD 口。

4) PC 机用输入语句将 RS-232C 口的数据送至 CPU。

以上分析的是 8031 单片机向 PC 机传送信息。PC 机向 8031 单片机传送数据采用中断请求, 其余与上类似。

IBM-PC/XT 微机与 Intel8031 单片机串行通讯的时序图与 PC/XT 机与 Intel8031 单片机并行通讯相同。

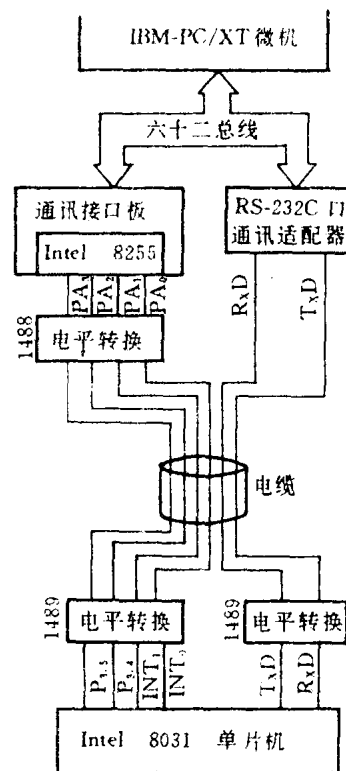


图 5 IBM-PC/XT 与 8031 单片机的串行通讯接口

参 考 资 料

- [1] 古新生:《微处理器系统接口》, 高等教育出版社, 1983。
- [2] 刘植桢等:《微型机控制系统设计工程》, 清华大学出版社, 1986。
- [3] STEVELEIBSON, the Handbook of Microcomputer Interfacing, TAB BOOK INC., (1983)。
- [4] Yu-cheng Liu Glenn A. Gibson, Microcomputer Systems: The 8086/8088 Family Architecture Programming and Design, PRENTICE-HALL, INC., (1984)。
- [5] Computer Data Catalog, INTEL INC., (1982)。
- [6] Microcomputer Handbook, INTEL INC., (1984)。

摘自《微型机与应用》, 1990 年第 7 期

5.3 MCS-51 单片机与 IBM-PC 微机的串行通讯

中国科学院光电技术研究所 肖时江

一、前言

MCS-51 和 IBM-PC 是目前我国应用最广的两种微型计算机。作为单片机, MCS-51 不但功能强、体积小、价格便宜, 而且使用方便, 特别市场上提供的多种 51 开发系统, 为开发应用 MCS-51 单片机提供了非常方便的手段。因此, MCS-51 在许多领域, 特别是工业控制和智能仪器已得到广泛的应用。有迹象表明, MCS-51 不久将取代 Z80 CPU 而成为 8 位微机之首。作为系统机, IBM-PC 的优点已是众所周知的, 可以说, IBM-PC 微机的出现为微机领域带来了一场革命。在我国, 由于汉字操作系统 (CCDOS) 的引入, 使得 IBM-PC 在各个领域得到迅速的推广使用。

串行通讯是计算机进行数据通讯的主要方式之一。由于其连线少, 成本低, 再加上有调制/解调功能, 因而特别适合于距离较远且通讯点较多的场合, 如各种计算机网络和分布式系统等。RS-232C 是最常用的一种串行通讯标准。在 IBM-PC 微机中, 一般都有 1~2 个标准 RS-232C 串行口。简称 COM₁ 和 COM₂。利用这两个串行口, IBM-PC 可以与其它数字设备 (计算机) 进行一般的数据传送, 或构成局部网络、多用户系统和分布式控制系统等。

MCS-51 单片机片内即含有一个全双工的串行口, 并具有多机通讯功能, 可以方便地构成多机控制系统。但是, 由于 MCS-51 的串行口并非标准的 RS-232C, 加上其波特率是采用系统时钟由内部通用定时器产生的, 误差大。而其数据处理速度也比系统机慢得多。因此当它与 IBM-PC 微机进行串行数据通讯, 特别是构成分布式多机控制系统时, 将会遇到许多意想不到的技术问题, 诸如硬件连接、波特率选择、数据同步以及多机通讯控制等等。笔者根据多年的实践经验, 对这些问题提出了一些具体解决办法, 供广大同行参考。

二、硬件连接

RS-232C 采用负逻辑, 其电平范围通常为^[1]: 逻辑“1” = -3~-15V, 逻辑“0” = +3~+15V。由于 MCS-51 的串行口是 TTL 电平, 故必须进行电平转换, 一般都采用 MC1488 (输出) 和 MC1489 (输入) 来完成。其连接方法如图 1 所示。图中, MC1488 采用 ±12V 电源, MC1489 采用 +5V 电源。IBM-PC 串行口中的第 4 脚 $\overline{\text{RTS}}$ (请求发送, 输出) 与第 5 脚 $\overline{\text{CTS}}$ (清除发送, 输入), 以及第 6 脚 $\overline{\text{DSR}}$ (数据装置准备好, 输入) 与第 20 脚 $\overline{\text{DTR}}$ (数据终端准备好, 输出) 分别连接一起, 主要是因为 PC 机 BIOS 中的 INT14H (串行通讯程序) 在接收和发送数据时均要判别 $\overline{\text{CTS}}$ 和 $\overline{\text{DSR}}$ 是否有效。如果用户自己编制通讯程序, 采用判断收/发缓冲区是否满/空的办法来完成数据输入/输出, 则可不必要短接。

顺便指出, IBM-PC 及其兼容机串行口中的电平转换器通常有两种: 老式原装机和长城 0520 机采用 75150/75154, 而一般的兼容机均用 75188 (MC1488) /75189 (MC1489), 1489

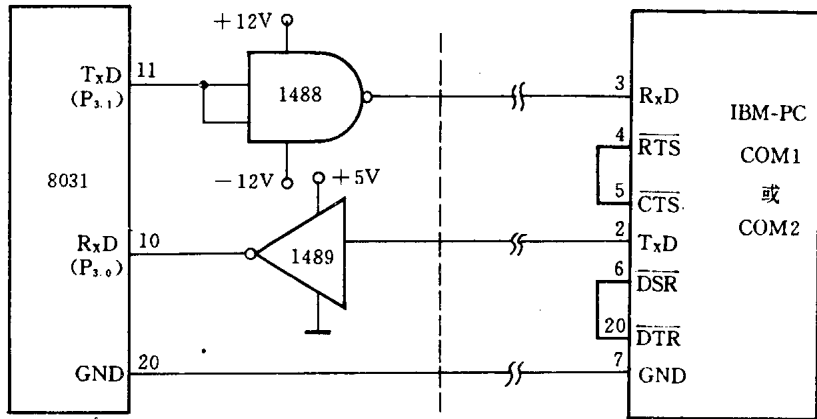


图1 采用标准电平转换器的接口电路

中的每个接收门均有一个阈值电平控制端，当该脚开路或接一电容C至地时，其阈值电平 $V_T = 1.1 \sim 1.25V$ ，即当 $V_i \leq 1.1V$ 时， $V_o = "1"$ ， $V_i \geq 1.25V$ 时， $V_o = "0"$ 。不难看出，这种电平与TTL电平具有兼容性。因此，图1中1488和1489均可用普通TTL反相器代换，从而省去了 $\pm 12V$ 电源。但要注意的是，替换1488的反相器最好用OC门，以便扩大电平范围和增加驱动电流。而替换1489的反相器输入端应加双向二极管电平钳位。此外，这种接法传送距离不宜太长，一般应在3m以内（标准RS-232C电平传送距离可达15m以上），距离过长，因两端地电位不一致以及噪声干扰导致电平范围出错。

上述做法虽然省去了 $\pm 12V$ 电源，但只适合于使用MC1488/1489的PC机，且传送距离近。为了与标准RS-232C电平兼容，又不用 $\pm 12V$ 电源，可采用图2所示的准RS-232C电平

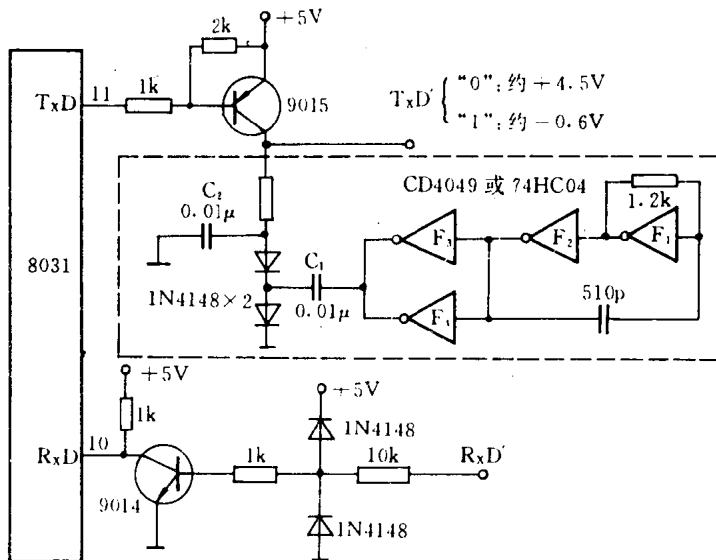


图2 准RS-232C电平转换电路

转换电路。图中虚线框内电路产生的 $-7.0\sim-9.0\text{V}$ 的负电压。其工作原理是，由CMOS反相器 F_1 和 F_2 构成的多谐振荡器产生的 $f=0.7\text{MHz}$ 的方波，经 F_3 和 F_4 双门驱动后，高电平时对 C_1 充电，低电平时， C_1 反过来又对 C_2 充电，从而在 C_2 上产生一定的负电压。这里采用CMOS反相器主要是为了减少其自身的功耗以及提高高电平电压。值得一提的是，如果8031的ALE脚负载不重，亦可直接利用它作为时钟源(1MHz)^[3]，这时由 F_1 、 F_2 构成的多谐振荡器就可省去了，不过 C_1 、 C_2 要适当加大些。产生负电源还有一种既简单又实用的方法，如图3所示。如果将 $\overline{\text{RTS}}$ 引出，亦可产生正电压而代替图2中的 $+5\text{V}$ ，这样可进一步扩大电平范围。但要注意的是，图3中正负电压是从信号中提取的，其驱动能力差，因此不宜带过重的负载。

从图2中可以看出，这种电平转换电路既省去了 $\pm 12\text{V}$ 电源，而且仅用二只廉价的三极管取代了价格较贵的1488/1489，因而大大降低了接口电路的成本，是一种非常实用的方法，特别是对于象前端控制机、单片机开发系统等提供 $\pm 12\text{V}$ 电源有困难的系统。

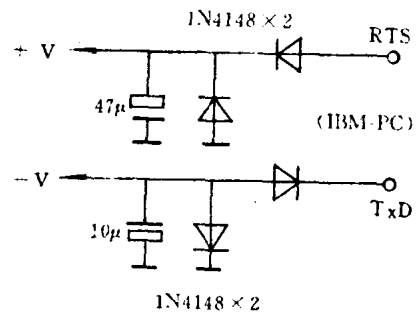


图3 产生正负电源的简单方法

三、波特率的选择

波特率是串行通讯中的一个关键参数，通讯双方波特率的一致性直接影响数据传输的正确性，当误差太大时，甚至无法进行正常的传输。文[2]中指出，对于11位的串行帧（1位起始+8位数据+1位标志+1位停止），所允许的最大波特率误差应不超过4.5%。

RS-232C通讯标准中，标称波特率有：50、110、150、300、600、1200、2400、4800、9600、19200等。其中以1200~9600最为常用。IBM-PC的串行通讯控制器采用的是Intel8250，其波特率是采用1.8432MHz专用时钟由16位的除法器产生，可以精确地定出各种标称波特率。而MCS-51的波特率是采用系统时钟由定时器 T_1 产生的，由于系统时钟一般为6.0MHz或12.0MHz，有效位数少，而 T_1 又是用的8位自动装入定时方式。因此，很难精确地定出各种标称波特率。当两台MCS-51单片机之间进行串行通讯时，只要两机的系统时钟和定时常数一样，就能保证数据正确传输。这时的波特率只是反映传送速度的快慢，而不是非要达到多少精度。因为两机的波特率即使有误差，也只是系统时钟（晶体）上的误差，这种误差通常是很小的，可忽略不计，但当MCS-51与IBM-PC进行串行通讯时，这种误差就大了，我们以4800波特为例：

对于PC机，除法器控制常数为：

$$X = \frac{f}{16 \times B} = \frac{1.8432 \times 10^6}{16 \times 4800} = 24(0018\text{H})$$

无误差。对于MCS-51，当系统时钟 $f_{\text{osc}}=6\text{MHz}$ 时，定时常数为：

$$n = 256 - \frac{f_{\text{osc}}}{32 \times 12 \times B} = 256 - \frac{6.0 \times 10^6}{32 \times 12 \times 4800} \approx 252.75$$

因 n 必须为整数，四舍五入后 $n=253(\text{FDH})$ ，反过来，因取整得出的实际波特率为：

$$B = \frac{f_{\text{osc}}}{32 \times 12(256 - n)} = \frac{6.0 \times 10^6}{32 \times 12 \times 3} \approx 5208$$

波特率误差:

$$\Delta B = \frac{5208 - 4800}{4800} = 8.5\%$$

比所允许的误差大,当然数据也就无法正确传输了。同理,不难证明,在 1200~9600 的标称波特率中,只有 1200 是唯一可用的,其 $n=243$ (F3H), $x=96$ (0060H)。显然,对于那些想用高波特率传送数据的用户来说,这无形之中给出了一个难题。那么是否有办法解决这一难题呢?办法是有的,只是不能局限于几个标称波特率上。其算法如下:

① 假定 MCS-51 机上的一个定时常数 n ,一般 n 取值为 F4H~FEH (波特率在 1200~9600 之间)。

② 根据公式 $B_0 = \frac{f_{osc}}{32 \times 12 \times (256 - n)}$ 求出波特率并取整 (因只取整,故误差肯定 < 0.1%)。

③ 根据公式 $x = \frac{1.8432 \times 10^6}{16 \times B_0}$ 并取整求出 PC 机除法器控制常数。

④ 由于 x 取整(四舍五入),导致波特率误差 $\Delta B = \frac{|B_1 - B_0|}{B_0} \times 100\%$,其中 B_1 为实际波特率: $B_1 = \frac{1.8432 \times 10^6}{16 \times x}$,如果 $\Delta B \leq 4.5\%$,则波特率 B_0 及参数 n 、 x 可用,否则不可用。增加 n 值重复上述①~④步求出下一个可用波特率。

根据上述算法,不难求出 1200~9600 之间的所有可用波特率(假定 $f_{osc}=6.0\text{MHz}$),如表 1 所示。注意,如果使用表 1 中的非标称波特率来进行通讯,PC 机程序就不能调用 INT14H 的功能 0 来初始化串行口波特率了,而只能采用下述子程序(以 COM₁ 为例),即直接往除法器送控制常数。

```

INIT: PROC NEAR
    MOV     DX, 3FBH
    MOV     AL, 80H           ;指向除法器
    OUT     DX, AL
    MOV     DX, 3F8H
    MOV     AL, XL
    OUT     DX, AL           ;设置波特率常数
    INC     DX, XL           ;为低 8 位
    MOV     AL, XH XH       ;为高 8 位
    OUT     DX, AL
    RET

```

表 1 可供选择的非标称波特率

B_0	n	x	ΔB	B_0	n	x	ΔB
1302	F4H	0058H	0.5%	2604	FAH	002CH	0.5%
1420	F5H	0051H	0.15%	3125	FBH	0025H	0.4%
1562	F6H	004AH	0.3%	3906	FCH	001DH	1.7%
1736	F7H	0042H	0.5%	5206	FDH	0016H	0.5%

续表

B ₀	n	x	ΔB	B ₀	n	x	ΔB
1953	F8H	003CH	1.6%	7812	FEH	000FH	1.7%
2232	F9H	0034H	0.7%	1200	F3H	0060H	0.1%

四、数据同步

串行通讯分同步和异步两种方式, 尽管 MCS-51 的串行口既可进行同步通讯 (方式 0) 又可进行异步通讯 (方式 1~3), 但 IBM-PC 机的串行口都只有异步方式。在异步串行通讯中, 波特率的一致性数据位同步的保证, 而帧同步只能靠 DSR/DTR、RTS/CTS 等异步通讯控制信号了。遗憾的是 MCS-51 串行口没有这些控制信号, 因此, 当 MCS-51 与 IBM-PC 进行串行通讯时, 虽然波特率选择一致, 能保证单个字节传输正确, 但都无法保证大块数据传输正确。例如, 当 PC 机往单片机每次单独传送一个字节时, MCS-51 都接收正确, 但连续传送一批数据时, 由于单片机比 PC 机的指令处理速度慢, PC 机发送一个字节后, 单片机可能还没取走, PC 机就发出下一个字节了, 这样就会导致大量数据被丢失。由此可见, 在 PC 机与 MCS-51 的串行通讯中, 数据帧 (1 帧=10 位或 11 位) 同步亦是一个关键问题, 下面介绍两种同步方法:

1. 硬件方法

在图 1 的基础上, 借助于 8031P₃ 口的其它位来模拟各异步通讯控制信号, 其连接方法如图 4 所示。这样利用 $\overline{\text{RTS}}/\overline{\text{CTS}}$ 、 $\overline{\text{DSR}}/\overline{\text{DTR}}$ 就可方便地完成异步双向串行数据传输了。如果 PC 机程序不是通过调用 INT14H 而是自己设计的一个子程序来完成收/发数据的话, 只要使用两组信号中任意一组即可完成异步传输, 这样又可省去两根连线。

通过 8031 外部扩展一个异步通讯控制器 8251 也是一种行之有效的方法^[1], 只是那样做以后, 硬件成本增加, 软件控制也变得复杂了。

2. 软件方法

一种很容易想到的软件方法就是“延时法”。例如, 当 PC 机要往单片机发送一批数据时, 每发一个字节, 就延时一段时间, 以便单片机能及时将刚收到的字节取走并处理完。这种做法的困难在于延时常数不好确定。一种改进的办法就是一方面发送方采取一定的延时, 另一方面在发送一组 (可以是一个字节, 也可是若干字节) 数据后, 接收方应回答一个数据信号 (不是控制信号!), 该信号既可表示接收到的数据正确与否, 又可起同步作用。

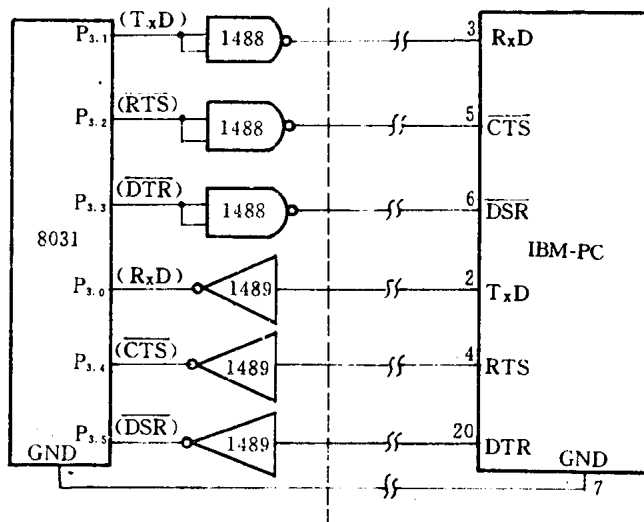


图 4 异步通讯连线图

五、多机通讯

MCS-51 单片机的串行口在方式 2 (波特率固定) 和方式 3 (波特率可变) 时具有多机通讯功能。这为组成多机控制系统提供了方便。IBM-PC 微机的软硬件资源相当丰富,特别是它的汉字图形功能,为用户提供了一个非常“友好”的介面。因此,目前大多数分布式控制系统^[3]均采用 MCS-51 作前端控制机,IBM-PC 作后台主机。这种控制系统对通讯接口提出了新的要求:首先,1 台 PC 机要带 n 台 MCS-51 控制机,故其发送数据总线 (TXD) 必须具有较大的负载能力;其次, n 台单片机要往 PC 机传输数据,必须解决数据总线 (RXD) 竞争问题;最后,这种控制系统的通讯距离一般比较远。环境也比较差。因此通讯接口必须具有较强的抗干扰能力。显然,标准的 RS-232C 接口难以满足这些要求。为此,必须采用一种新的串行通讯标准——RS-422A,在这种标准中,所有信号均采用平衡式差分传输。MC3486/3487 是最常用的一种 RS-422A 电平转换器^[4],利用它构成的典型多机控制系统如图 5 所示。图中,线接收器 MC3486 的所有控制端均接 +5V,即一直使能。单片机端线驱动器 MC3487 的控制端

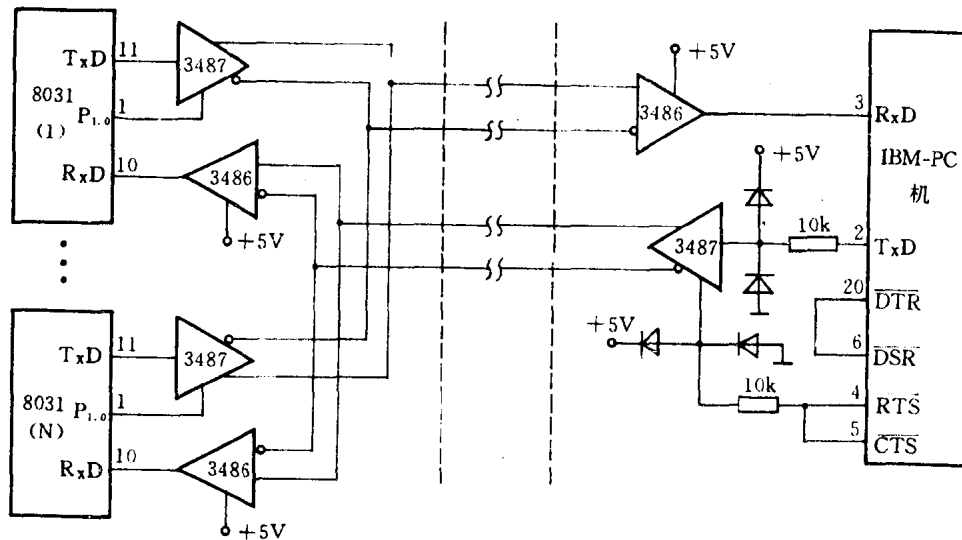


图 5 典型的的多机控制系统

接 $P_{1.0}$, 平时应为低, 只有在与 PC 机联系上需传送数据时才置高。如果 PC 机是巡查各单片机, 这样做就可保证数据总线不发生竞争。PC 机方的 3487 控制端是接在 \overline{RTS} , 平时为低, 一旦发送数据就为高。注意, MC3486/3487 的输入/输出是 TTL 电平的, 因此图中加了 4 只二极管钳位。此外, 如果 PC 机 RS-232C 卡上用的不是 1489 而是 75154, 那么 3487 的输出信号必须经过一个 RS-232C 电平转换器才能接到 PC 机的 RXD 端。这种接口电路在波特率不太高时, 传输距离可达几公里, 而且由于两机地线不连在一起, 因此有一定的隔离作用。

在 MCS-51 的串行口控制寄存器 (SCON) 中, 有一个“地址监听”控制位 SM2, 当置 $SM2=1$ 时, 只有当接收到的串行数据的第九位 $RB_9=1$ 时, 才激发“接收数据有效”标志 RI。而 PC 机发送数据时, 可通过程序设置第九位为奇校验 (1) 或偶校验 (0)。利用这两点, 对于图 5 所示的多机系统, PC 机就可方便地与 N 台单片机进行数据通讯。假设 PC 机要从所有控

制单片机巡回取一批数据,这时 MCS-51 和 PC 机的程序框图如图 6 所示。图中,PC 机必须将串行数据格式设置成 8 个数据位+1 位停止位,当附加奇校验位时,其控制常数(送 3BFH 寄存器)为 2BH,偶校验则为 3BH;发送数据时如不调用 INT14H,则要注意将 $\overline{\text{RTS}}$ 置成“1”,以便打开 3487。由于是单片机往 PC 机传送大块数据,后者的处理速度快得多,因此不必采取帧同步措施,但为避免数据传输出错,可增加检错、纠错功能。

六、结束语

本文中介绍的大多数方法均已在我们研制的“CHC905 长途电话台记帐号查询系统”,“LCC89 分布式粮仓温湿度监测系统”,“TOP-51 单片机开发系统”和“LDD422 长距离驱动器”得到了实际应用,其效果良好,值得推广。

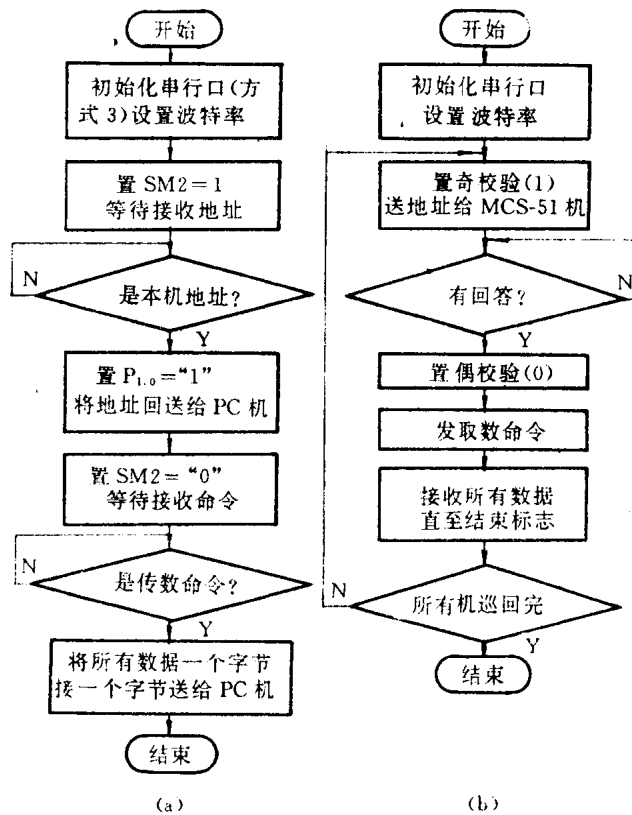


图 6 巡回取数程序框图:

(a) MCS-51 机; (b) PC 机

参 考 文 献

- [1] 赵依军等编著:《单片微机接口技术》,人民邮电出版社,1989年。
- [2] 于达仁:“在 MCS51 单片机的串行通讯中实现波特率的自动整定”,《微计算机应用》,1990年第4期。
- [3] 彭才浩等:“微型机-单片机分布式数据采集系统”,《自动化与仪表》,1987年第2期。
- [4] 李济芳:“传输线接收器 MC3486 和驱动器 MC3487 及其在长线传输中的应用”,《集成电路及其应用》,1989年第9期。

摘自《计算机应用研究》,1991年第5期

5.4 中央控制端与 MCS-51 单片机间的数据通讯

邹卫星

随着工业生产规模的不断扩大和工业自动化程序的不断提高,一方面由于生产的必须,工业现场趋于分散;另一方面由于信息监视、工业流程控制的需要,要求工业生产中所有的控制、监视信息必须相对集中。这就需要智能化的工业控制系统能进行一个中央控制端和地方监测点之间的数据通讯。本文针对以 IBM-PC (及其兼容机) 计算机为中央控制端主机,以 MCS-51 单片机为地方机之间的数据通讯的问题进行探讨。

一、中央控制端的通讯问题

在作为中央控制端主机的 IBM-PC 机中,用于进行异步数据通讯的适配器,其控制信号和工作电源是通过插件的 2×31 引脚提供的,在适配器的模板上有两个跨接线模块,其中一个用来选择 RS-232C 或电流环工作方式;另一个用来对适配器地址进行选择。该适配器是全编程的,并且能且只能对异步通讯提供支持。可编程波特发生器允许提供 $50 \sim 9600$ 波特范围的波特率,可支持 5、6、7、8 位字符外加 1、1~112 或 2 位停止位的数据格式的传输。全优先级中断。对系统发送、接收、出错、线路状态和数组中断进行控制。其诊断程序可提供发送/接收或输入/输出信号的回送。

该适配器的核心部件是 INS8250LSI 芯片,其全部的功能请参考有关资料,这里仅对几个关心的问题作扼要的介绍。

1. 程序设计

INS8250 有一些可以进行读/写的寄存器,设计者可以通过处理器对 INS8250 中任何一个寄存器进行访问或控制。这些寄存器可用来对 INS8250 的操作进行控制。表 1 是这些寄存器的简要说明。

表 1

寄存器/信号	重复控制	重复状态
中断允许寄存器	主重复	所有位均为低 (0~3 位强制为低, 4~7 位常低)
中断识别寄存器	主重复	位 0 为高, 位 1 和位 2 为低, 位 3~7 常低
线路控制寄存器	主重复	所有位均为低
调制解调器控制寄存器	主重复	所有位均为低
线路状态寄存器	主重复	除位 5 和位 6 外均高

续表

寄存器/信号	重复控制	重复状态
调制解调器状态寄存器	主重复	位0~3为低,位4~7负输入为高
SOUT	主重复	高
INTRPT (RCVR 错误)	读 LSR/MR	低
INTRPT (RCVR 数据就绪)	读 RBR/MR	低
INTRPT (RCVR 数据就绪)	读 11R/写 THR/MR	低
INTRPT (调制解调器状态变化)	读 MSR/MR	低
OUT ₂	主重复	高
RTS	主重复	高
DTR	主重复	高
OUT ₁	主重复	高

2. 控制类寄存器

这类寄存器用以存放各类控制命令,这些控制字决定着异步通讯的全过程。

(1) 线路控制寄存器 设计者可通过写入线路状态字来规定异步通讯的数据格式。其中位0和位1是用来定义每次发送或接收串行字符的位数,其编码如表2。

(2) 调制解调器控制寄存器 这是一个8位寄存器,作用在于控制调制解调器的接口(或模拟调制解调器的外围设备)。

表 2

位0	位1	字符
0	0	5
0	1	6
1	0	7
1	1	8

时,它们便重复为逻辑“0”状态。

4. 数据寄存器

存放异步通讯时所需要发送/接收的数据信息。

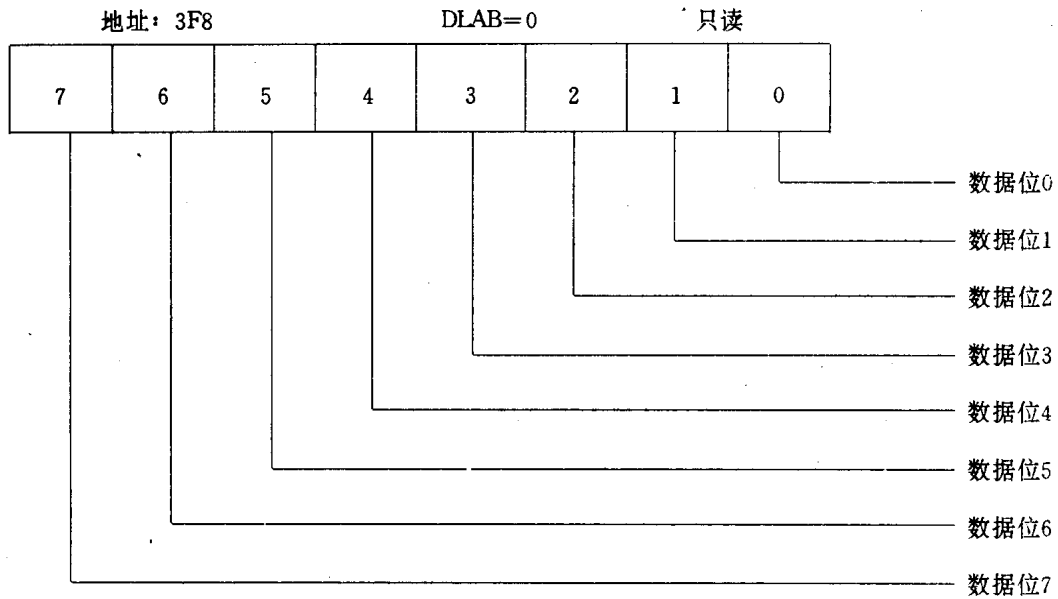
(1) 接收缓冲寄存器 在该寄存器中存有按下面定义接收字符:

3. 状态寄存器

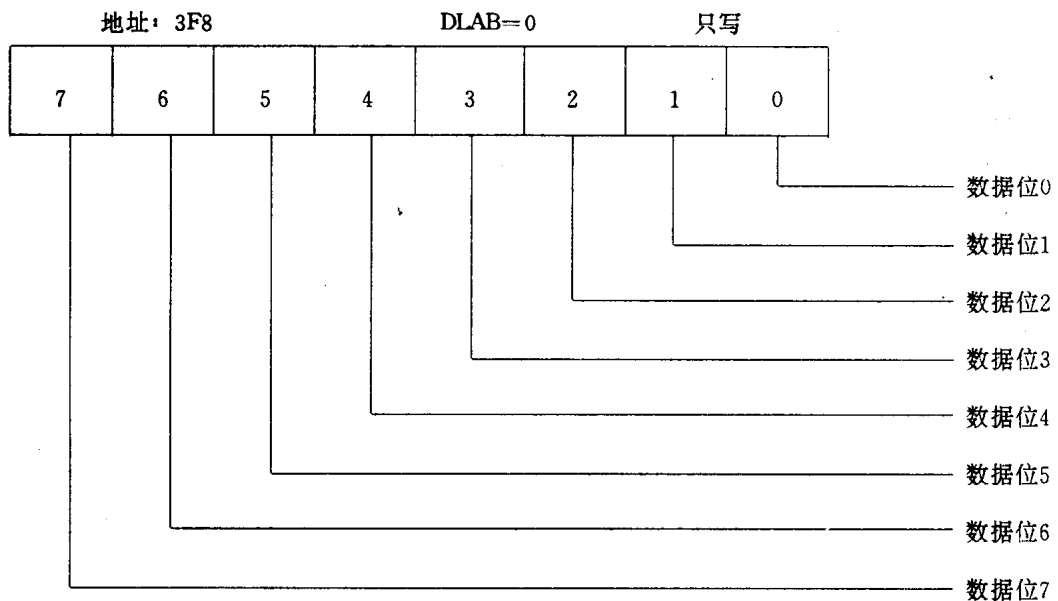
它们的作用是用来存放运行中的各种状态,信息,主要有:

(1) 线路状态寄存器 可以用来提供处理中有关数据传输的状态信息。

(2) 调制解调器状态信息 提供调制解调器到处理器的控制线的现行状态,另外,4位调制解调器状态寄存器还提供状态变化信息,当来自调制解调器的控制输入信号状态变化时,就将这些位置成逻辑“1”。处理器对调制解调器状态寄存器进行读写



(2) 发送维持寄存器 存有需要串行发送的字符, 定义格式如下:



MCS-51 单片机是一种具有串行全双工通讯通道的机型 (下面以 MCS-8031 为例介绍), 这就意味着该机能同时发送和接收数据, 不会造成干扰。

MCS-51 单片机是由两个在物理上完全独立的发送和接收缓冲器组成, 具有缓冲接收的功能。即在前一个已接收的字节从接收寄存器读出之前, 开始接收下一个字节。

应引起注意的是, 如果第二个字节已接收完毕时, 第一个字节仍未读完, 其中一个字节将会丢失。

串行通道寄存器的存取都是通过专用寄存器 SBUF 来完成的, 写入 SBUF 就是装入发送寄存器。读操作就是取专用的接收寄存器的内容。

5. MCS-8031 单片机串行工作方式

MCS-8031 单片机的串行工作方式是通过串行口控制寄存器的 SM_0 , SM_1 这两位来选择

的，共有四种选择方式：

方式 0：串行数据都通过 RXD 进入和退出。TXD 输出移位时钟，可接收/发送 8 位数据位，第一位是数据的最低位。波特率为固定频率 1/12。

方式 1：可发送和接收 10 位，其中 8 个数据位，一个启动位 (0) 和一个停止位 (1)，在接收时，停止位进入专用寄存器 SCON 和 RB8 位，波特率可变的。

方式 2：可发送或接收 11 位，其中 8 位数据位，一个启动位 (0)，可编程的第九位和停止位 (1)，在发送时，第九个数据位 (TB8) 的值可指定为 0 或 1。

用一些附加软件可使 TB8 用作奇偶校验，程序见表 3，波特率可编程序，是振荡频率的 1/32 或 1/64。具体可参见表 4。

方式 3：和方式 2 是一致的，只是方式 3 的波特率是可变的。

串行口控制寄存器 SCON 各位意义及功能参见图 1。

表 3

MOVC, P	; 奇偶校验送入进位位
MOVTB8, C	; 进位位送入 TB8
MOVSBUF, A	; 装入发送寄存器

中央端由于采用的是以 IBM-PC 机为主机的控制系统，它可以对多种高级语言进行支持，如在 BASIC 语言中，就含有通讯语言。我们可以以打开通讯文件来实现 IBM-PC 机与外部终端的串行通讯。通讯中用到的主要语句为发送语句、接收语句和测试语句，它们的格式为：

发送语句：

```
OPEN "COMn: [speed] [, parity] [, data] [, stop] [, RS] [, CS (n)] [, CD (n)]
[, LF] [LEN=number]
```

```
PRINT # filenum string Var
```

接收语句：

```
OPEN "COMn....."
```

```
u$ =INPUT $ [n, (, (#) filenum)]
```

关于在发送和接收语句中各个量的意义，可参考有关的手册。

由于采用高级语言编写程序时，接收速度快，而处理速度较慢，这是一个在异步通讯中的矛盾。

为此，BASIC 语言提供下面三个函数来测试通讯缓冲区的状态：

LOC (filenum)：返回已打开的 filenum 号通讯文件的现行位置，即已接收到的字符数。

LOF (filenum)：取得输入缓冲区总数的自由空间。

EOF (filenum)：是一个布尔变量，真 (1) 表示已打开文件 filenum 号文件的通讯缓冲区为空，即未接收数据，否则为 (0) 表示通讯缓冲有字符待读。

由于中央控制主机 IBM-PC 的通讯系统是准备好的，配以一定的软件即可完成正常的数据通讯工作。实现起来较 MCS-51 单片机容易一些。

下面着重针对 MCS-51 单片机的通讯问题加以介绍。

二、MCS-51 单片机与中央端的通讯问题

串行口数据寄存器 SBUF 口地址为 99H，由两个完全独立的寄存器构成，共用一个口地

址。在所有的串行工作方式中，一个写操作（写入 SBUF）就是装入这个 9 位移位寄存器字节的前 8 位，最低位放在寄存器的输出位，还根据不同的工作方式把“1”或 TB8 的值装入移位寄存器的第 n 位，并开始发送。

接收寄存器的是一个输入移位寄存器，在方式 0 时字长为 8 位，其它方式下，字长为 9 位，加上 SBUF 本身是一个只读寄存器，其装入数据字节是在 RI 被激活的同时由内部硬件完成。在 UAPT 方式下，数据字节装入的同时（装入 SBUF），第九位装入 SCON 寄存器的 RB8 位，如果 SM₂ 使得已接收的数据无效，则 RB8 位和 SBUF 寄存器内容不变，参见图 1。

三、波特率的设定

由于 MCS-8031 有不同的工作方式，其波特率的设计随工作方式的选择不同而各异，除串行口工作于方式 0 下波特率是不变的，大小为 $f_{osc}/12$ 。方式 2 时，波特率为 $f_{osc}/64$ ，工作方式 1 和工作方式 3 波特率 T₁ 的溢出率 (n) / 32。

在方式 1 和方式 3 时，波特率由定时器 1 的溢出率决定：

$$\text{波特率} = \text{定时器 1}$$

这里的 n 是一个整数，它的值由 PCON 寄存器中的 SMOD 位来决定是 32 或 16，如果 SMOD = 0，则 n = 32。如果 SMOD = 1，则 n = 16。定时器 1 可处于任一种工作方式，它的溢出率是由它的计数速度和要达到的溢出计数次数决定。

表 4 列出了各种通常使用的波特率以及获得的方式

表 4

波特率	f _{osc}	SMOD	定时器 1		
			C/T	方式	再装入值
方式 0 MAX: 1MHz	12MHz	*	*	*	*
方式 2 MAX: 375k	12MHz	1	*	*	*
方式 1, 3 62.5k	12MHz	1	0	2	FFH
19.2k	11.059MHz	1	0	2	FDH
9.6k	11.059MHz	0	0	2	FDH
4.8k	11.059MHz	0	0	2	FAH
2.4k	11.059MHz	0	0	2	F4H
1.2k	11.059MHz	0	0	2	E8H
137.5	11.986MHz	0	0	2	1DH
110	6MHz	0	0	2	72H
110	12MHz	0	0	1	FE8H

四、数据通讯的硬件配置

数据通讯的硬件配置如图 2 所示。在图 2 中给出了中央控制端与地方端的基本硬件配制情况。

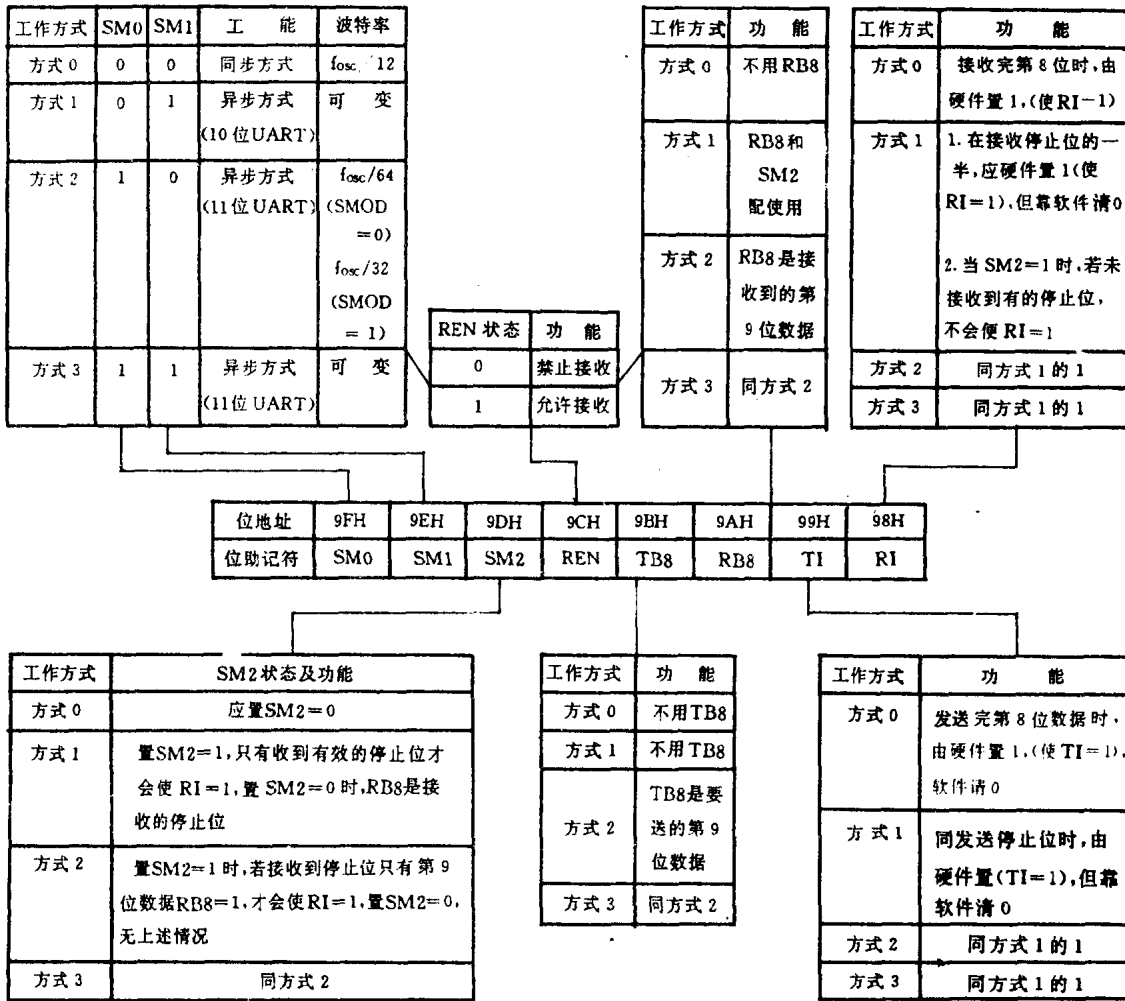


图 1 串行口控制寄存器 SCON 的控制格式

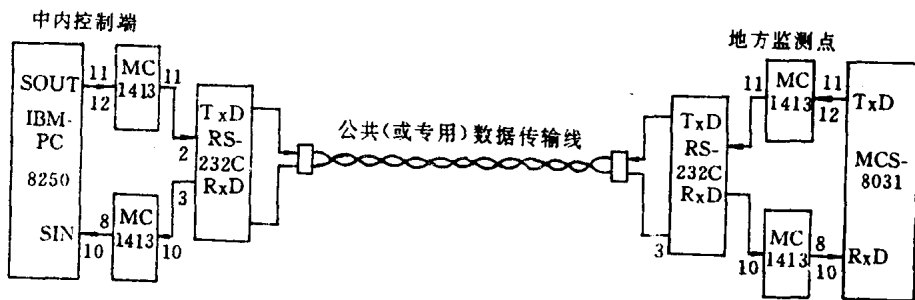


图 2 串行数据通讯的硬件配置

五、软件流程

由于考虑到中央端软件较大,而文章的篇幅有限,这里仅给出以 MCS-8031 为主 CPU 的地方端的监控程序流程(见图 3)。

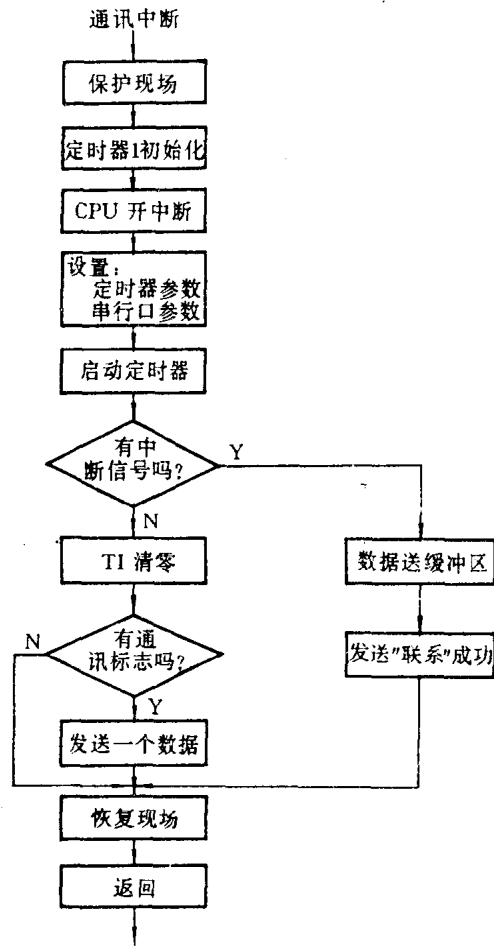


图3 8031 监控程序流程图

摘自《计算机世界》月刊，1990年第12期

5.5 IBM-PC 机与 MCS-51 单片机的快速数据通讯

华东化工学院 季建华 吴勤勤

一、引言

随着 IBM-PC 个人计算机的普及和 MCS-51 系列单片机在我国的推广应用,把这两种微机用于数据处理和过程控制中,构成小型的分散控制或测量系统,在目前的微型计算机应用中是值得重视的一大趋势。其具体组成是,由一台 PC 机管理若干台以单片机为核心的智能式测量或控制仪表。PC 机与测量、控制仪表之间由 RS-232C (或 RS-422、RS-423) 接口相接,如图 1 所示。

在这样的系统中,智能式测量和控制仪表既能独立地完成数据处理和控制任务,又可将数据传输给 PC 机,PC 机则将这些数据形象地显示于 CRT 或由打印机打印成各种报表,并将控制命令传送给各台仪表,以实现集中管理和最优控制。显然,要组成分散控制或测量系统,必须解决 PC 机与单片机之间的数据通讯问题。本文就 IBM-PC 机与若干台 MCS 单片机 (8031) 之间数据传输所涉及的硬件 (通讯接口) 和软件 (通讯汇编程序) 作一概述,并给出接口线路和编程实例。

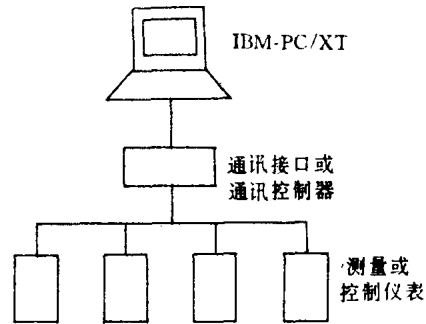


图 1 由 PC 机集中管理的小型分散控制或测量系统

二、通讯接口设计

IBM-PC 机内装有异步通讯适配器板,其主要元件为可编程的 UART8250 芯片,它使该机有能力与其它具有标准的 RS-232C 串行通讯接口的计算机或设备进行通讯。而 8031 单片机本身具有一个全双工的串行口,因此,只要配以一些驱动、隔离电路就可组成一个简单可行的通讯接口。

以四台单片机与 PC 机通讯为例,其接口电路如图 2 所示。通讯采用主从方法,由 PC 机确定与哪个单片机进行通讯。图中 1488 为发送驱动电路,1489 为接收端电平转换电路。从 PC 机通讯适配器板引出的发送线 (TXD) 通过 1489 与单片机接收端 (RXD) 相连。由于 1488 输出端不能连在一起,故四台单片机通过 1488 引出的发送线应经二极管隔离后才能并接在 PC 机的接收端 (RXD) 上。

三、通讯软件设计

1. IBM-PC 机通讯软件

IBM-PC 机具有 BASIC 通讯语句,虽然使用方便,但速度比较慢。为实现快速数据通讯,本装置采用 8086/8088 汇编语言编制通讯软件。PC 机中的 8088 芯片寻址能力为 1MB,为了

便于寻址, 8088 芯片设置了四个段寄存器, 每段地址范围为 64kB, 当程序长度小于 64kB 时, 可以使四个段寄存器的内容一致。通讯软件应包括如下内容:

(1) 根据用户的要求和通讯协议规定, 对 8250 初始化, 即设置波特率(9600 波特)、数据位数(8 位), 奇偶类型和停止位数(1 位)。需要指出的是, 这里的奇偶校用作发送地址码(通道号)或数据的特征值, 而数据通讯的校核采用累加和校验方法。

(2) 确定数据传送方式

采用查询方式: 发送地址或数据时, 可先用输入指令检查发送器的保持寄存器是否为空, 若空, 则用输出指令将一个数据输出给 8250 即可, 8250 会自动地依据初始化设置的要求把二进制位串一位一位地发送到串行通讯线上。接收数据时, 8250 把串行数据转换成并行数据送到接收器的数据寄存器中, 并把

接收数据准备好信号放入状态寄存器中。计算机读到这个信号后, 就可以用输入指令从接收器的数据寄存器中读入一个数据了。8250 在接收数据时, 还可通过查看状态寄存器的内容进行错误检查(例如奇偶错误、超越错误、帧格式错误等)。若发现有错, 则取消读入的数据, 并给出错误信息。

采用中断方式: 发送时, 用输出指令发一个数据给 8250。若 8250 已将此数发送完毕, 则发出一个中断信息, 说明 CPU 可以继续发数。若 8250 接收到一个数据, 则发一个中断信号, 说明 CPU 可以取出数据。如果有错误的话, 则会发出错误中断信息。

下面给出采用查询方式的数据发送和接收程序, 程序框图见图 3。

汇编语言程序如下:

```
COMUN1:  MOV DX, 3FBH
          MOV AL, 80H
          OUT DX, AL
          MOV DX, 3F8H
          MOV AL, 11
          OUT DX, AL
          MOV DX, 3F9H
          MOV AL, 0
          OUT DX, AL
          MOV DX, 3FBH
          MOV AL, 2BH
```

; 设置波特率 (8250 初始化)

; 设置 8 位数据位, 1 位停止位

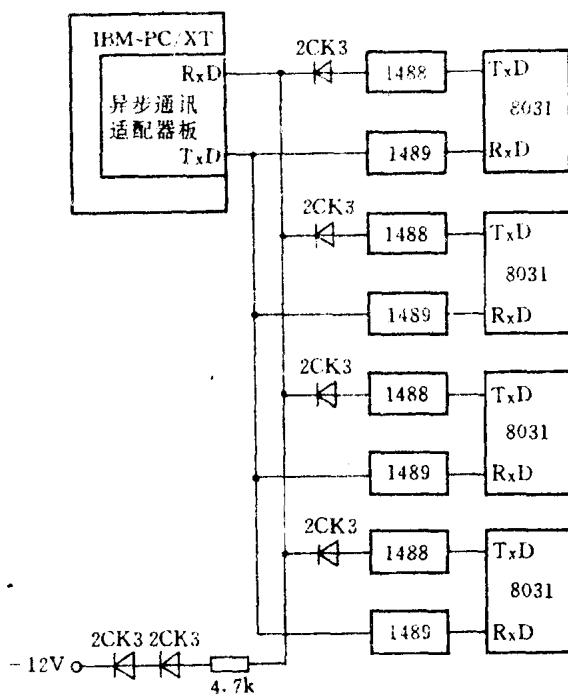


图 2 通讯接口

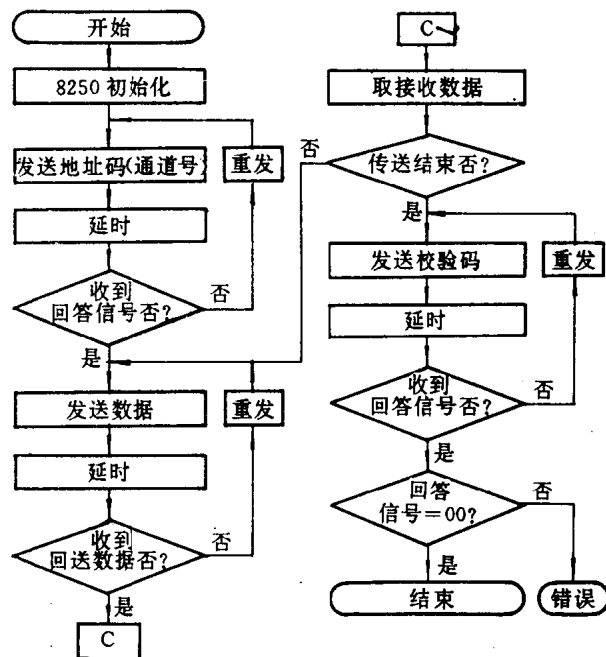


图 3 单片机通讯软件框图

```

OUT DX, AL
MOV DX, 3FCH           ; 奇偶位为“1”
MOV AL, 03H
OUT DX, AL           ; 状态寄存器初始化
MOV DX, 3F9H
MOV AL, 0
OUT DX, AL           ; 禁止中断
MOV AX, 0
MOV BX, 00FFH       ; 设置传送字节数
MOV SI, SOURCE      ; 设置发送数据指针
MOV DI, DEST        ; 设置接收数据指针
MOV XD, 3FDH
LEEP: MOV CX, 2801H  ; 延时常数
LEEP1: IN AL, DX
TEST AL, 20H
JZ LEEP1
MOV DX, 3F8H
MOV AL, NUMBER      ; 发送地址码
OUT DX, AL
LEEP2: LOOP LEEP2   ; 延时
MOV DX, 3FDH
LEEP3: IN AL, DX
    
```

```

TEST AL, 01H
IZ LEEP           ; 没收到回答信号重发
TEST AL, 1EH
JNZ ERROR
MOV DX, 3F8H
IN AL, DX        ; 接收回答信号
JNZ ERROR
MOV DX, 3FBH
MOV AL, 3BH     ; 奇偶位为“0”
OUT DX, AL
START:  MOV DX, 3FDH
        MOV CX, 2801H
SEND:   IN AL, DX
        TEST AL, 20H
        JZ SEND
        MOV DX, 3F8H
        MOV AL, [SI]           ; 发送数据
        OUT DX, AL
        ADD AL, AH             ; 累加和
        MOV AH, AL
RECV:   LOOP RECV
        MOV DX, 3FD
        IN AL, DX
        TEST AL, 01H
        JZ SEND
        TEST AL, IEH
        JNZ ERROR
        MOV DX, 3F8H         ; 读入数据
        IN AL, DX
        MOV [DI], AL
        DEC BX
        JZ END               ; 没完, 继续
        INC SI
        INC DI
        JMP START
EPPOR:  MOV DX, OFFSET ERROR1
        MOV AH, 9
        INT 21H
        INT 20H
END     MOV DX, 3FDH         ; 数据传送结束后发校验和
        MOV CX, 2801H
END1    IN AL, DX
        TEST AL, 20H

```

```

        JZ ENDI
        MOV DX, 3F8H
        MOV AL, AH
        OUT DX, AL
        MOV DX, 3FDH
END2:   LOOP END2
        IN AL, DX
        TEST AL, 01H
        JZ END
        MOV DX, 3F8H
        IN AL, DX           ; 接收回答信号
        AND AL, AL
        JZ END3
        JMP ERROR
END3:   INT 28H
    
```

2. 8031 单片机通讯软件

单片机的数据通讯由串行口完成，定时器中的 T_1 作为波特率发生器。同 PC 机一致，设波特率为 9600，八位数据位，一位起始位，第 9 位作为地址数据判断位。采用中断方式传送和接收数据。 T_1 设置为工作方式 2，串行口设置为工作方式 3，由第 9 位判断地址码或数据。当某台单片机与 PC 机发出的地址码一致的话，就发出应答信号给 PC 机，而其它三台则不发应答信号，这样在某一时刻，PC 机只与一台单片机传输信息。下面给出 8031 的数据通讯程序。程序框图如图 4 所示。

汇编语言程序如下：

```

COMUN2: MOV TMOD, # 20H    ; 设置波特率
        MOV TH1, # 0FDH
        MOV TL1, # 0FDH
        SETB TR1
        SETB EA
RPT:    SETB ES
        MOV SCON, # 0F8H
        MOV PCON, # 80H

        MOV 23H, # 0CH    ; 设置接收数据指针
        MOV 22H, # 00H
        MOV 21H, # 08H
        MOV 20H, # 00H    ; 设置发送数据指针
    
```

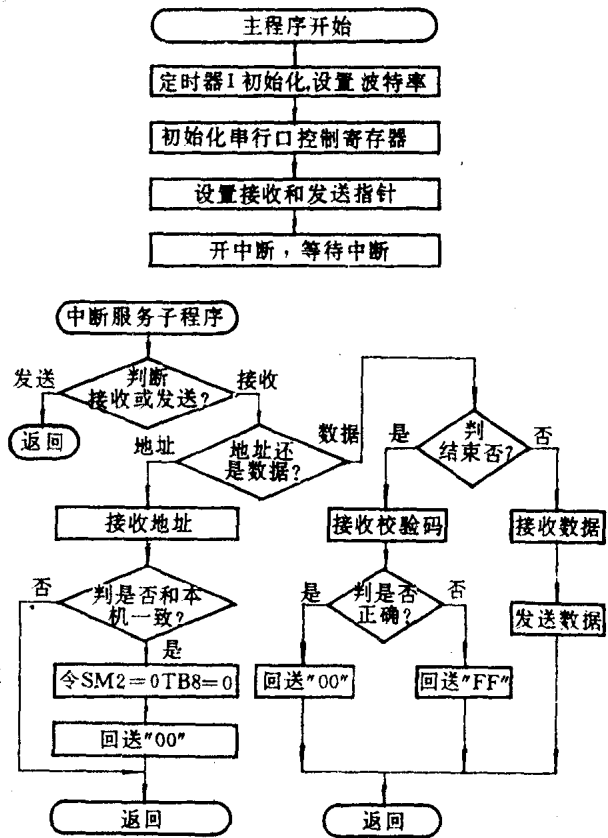


图 4 PC 机通讯软件框图

```

MOV R5, #00H          ; 累加和单元置零
MOV R6, 25H
MOV R7, 26H          ; 取传送字节数
INC R5
INC R7
RPTT: SJMP RPTT        ; 等待中断
RPTR: CLR ES
RPTR1: SJMP RPTR1     ; 结束
      ⋮
0023H: LJMP INTU      ; 中断服务子程序入口
      ⋮
INTU:  JBC RI, RI1
INTUR: JBC TI, INTUR1
INTUR1: RETI
TI1:   MOV A, 24H     ; 取校验码
      XRL A, R5
      JZ TI3
TI2:   POP A          ; 校验不正确回送“FF”
      POP A
      MOV DPTR, #RPT
      PUSH DPL
      PUSH DPH
      MOV SBUF, #0FFH
      RETI
TI3:   POP A          ; 校验正确回送“00”
      POP A
      MOV DPTR, #RPTR
      PUSH DPL
      PUSH DPH
      MOV SBUF, #00H
      RETI
TI4:   MOV DPH, 21H   ; 发送数据
      MOV DPL, 20H
      MOVX A, @DPTR
      INC DPTR
      MOV 21H, DPH
      MOV 20H, DPL
      MOV SBUF, A
TI5:   RETI
RI1:   JNB 9DH, RI3   ; 判 SM2
      MOV A, SBUF     ; 接收地址码

```

```

        CLR C
        SUBB A, 27H          ; 与本机地址码比较
        JNZ RI2             ; 与本机地址码不符则返回
        MOV SBUF, #00H      ; 与本机地址码相符则回送“00”
        CLR 9BH
RI2:    RETI
RI3:    DJNZ R6, RI4
        DJNZ R7, RI4        ; 未完, 继续传送和接收数据
        MOV 24H, SBUF
        AJMP TI1
RI4:    MOV A, SBUF         ; 接收数据
        MOV DPH, 23H
        MOV DPL, 22H
        MOVX @DPTR, A
        ADD A, R5
        MOV R5, A
        INC DRTR
        MOV 23H, DPH
        MOV 22H, DPL
        AJMP TI4

```

四、结束语

上述通讯接口和程序经实际运行表明能可靠快速地传送数据, 大约每秒可传送 1k 字节, 这一传输速度已能满足一般工业数据处理和控制的要求。但由于本装置采用 RS-232C 接口标准, 故传送距离受到限制。若要远距离通讯, 则应采用 RS-422、RS-423 接口标准。另外若由 RC 机管理数十台智能式测量、控制仪表, 并要进行完善的差错控制, 则一般的接口电路已不能满足要求, 这时应当采用智能式通讯控制器。

摘自《电子技术应用》月刊, 1989 年第 6 期

5.6 8031 单片机与 PC-1500 计算机的通讯

济南军区司令部防化技术室 李祥明

一、引言

在工业自动化控制、智能仪器仪表中,单片机的应用越来越广泛,随着应用范围的扩大和解决问题的需要,对某些数据要作较复杂的处理。由于单片机的运算功能较差,不能对数据作复杂的处理,因而需要借助计算机系统。这就需要解决单片机与计算机系统的通讯问题。本文以 8031 单片机和 PC-1500 计算机为例,予以说明它们之间的通讯问题。

二、硬件设计

8031 单片机与 PC-1500 计算机通讯的电路如图 1 所示。

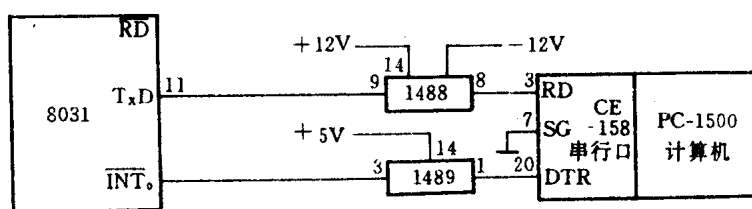


图 1 8031 与 PC-1500 通讯电路

CE-158 是 PC-1500 计算机的外部接口部件,它具有一个并行口和一个串行口,串行口符合 EIA 总线标准电平。因为 8031 为 TTL 电平,所以它们之间的信号传送,要经过相应的电平变换,电路中采用了 1488 和 1489 电平变换器。

8031 的 TXD 为串行口的数据发送线,它经过 1488 电平变换器接于 CE-158 串行口的 RD (数据接收线),使 8031 的数据能够进入 PC-1500 计算机内存,CE-158 的 DTR (数据终端设备准备好信号),经过 1489 接于 8031 的 $\overline{\text{INT}}_0$,作为请求 8031 各 PC-1500 发送数据的申请线, $\overline{\text{INT}}_0$ 是 8031 的外部中断请求输入线。当 PC-1500 接收下数据并处理完后,由程序使 DTR 有效,再申请 8031 发送下一组数据。

三、软件设计

整个通讯软件分为两部分:一部分是用 8031 汇编语言编写的的数据发送程序,可以固化在 8031 系统的程序存储器中。另一部分是用 BASIC 语言编写的的数据接收程序,配置在 PC-1500 计算机上。发送和接收约定如下:

波特率为 1200 波特,数据位为 8 位,奇偶校验位为奇校验,停止位为 1 位。

1. 数据发送程序

程序流程图如图 2 所示。

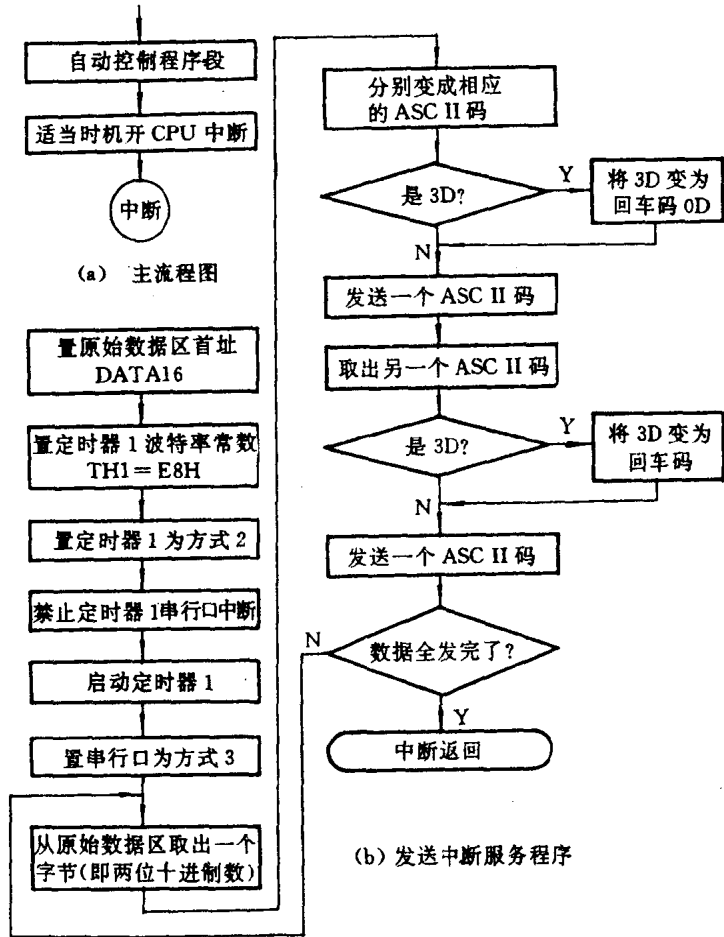


图 2 程序流程图

2. 程序清单

(1) 发送中断服务程序

```

MOV DPTR, #DATA16    ; 输入原始数据区首址
MOV TH1, #E8H        ; 置定时器 1 波特率常数
MOV A, #20H
MOV TMOD, A          ; 置定时器 1 为方式 2
CLR ES               ; 禁止串行口中断
CLR ET1              ; 禁止定时器 1 中断
SETB TR1             ; 启动定时器 1
MOV SCON, #E0H       ; 置串行口为方式 3
QSH: MOVX A, @DPTR    ; 取数据区的第一个字节
MOV R3, A             ; 保存在寄存器中
ANL A, #0FH          ; 屏蔽高四位
ADD A, #30H           ; 将低四位变成 ASCII 码
    
```



```

MOV A, R3
ANL A, F0H           ; 屏蔽低四位
SWAP A              ; 高低四位交换
ADD A, 30H          ; 变成 ASCII 码
ACALL ZC            ; 调用子程序
MOV A, R4
ACALL ZC
MOV A, DPH          ; 将地址指针高字节放 A
CJNE A, #ENDH, TD2 ; 与数据区末址高字节比较, 不等则转
MOV A, DPL          ; 地址指针低字节放 A
CJNE A, #ENDL, TD2 ; 与数据区末地址低字节比较, 不等则转
RETI                ; 中断返回
TD2: INC DPTR       ; 数据区地址指针加 1
      AJMP QSH      ; 转回继续发送数据

```

子程序 ZC:

```

ZC: CJNE A, #3DH, TD1 ; 判断是否为数据分隔符, 不是则转去发送
      SUBB A, #30H    ; 若是则将其变成回车码
TD1: MOV C, P         ; 奇校验时 P=1
      MOV TB8, C
      MOV SBUF, A     ; 将数据放入发送缓冲器
HEL: JNB TI, HEL     ; 一帧数据发完否
      RET             ; 发完则返回

```

(2) 接收程序

```

10 DIM A (255)
20 SETCOM 1200, 8, 0, 1
30 SETDEV K1
40 FOR I=0 TO 255
50 OUTSTAT 0
60 INPUT A $
70 A=VAL (A $)
80 A (I) =A
90 NEXT I
100 END

```

四、几点说明

(1) 波特率计算。当 8031 定时器 1 工作于方式 2, 串行口工作于方式 3 时, 其波特率由下式决定

$$\text{波特率} = \frac{1}{32} \times \left[\frac{\text{晶振时钟}}{12 \times (256 - \text{TH1})} \right]$$

式中, TH1 为定时器 1 工作于方式 2 时的时间常数寄存器。

若晶振时钟频率为 11.059MHz,波特率取 1200,则求得 TH1 为 E8H,发送程序中置于 TH1 的时间常数就是这样计算出来的。

(2) 为使每组数据的完整,要求所采集的原始数据每组之间用字符“D”隔开。在将原始数据变成 ASCII 码时,这个“D”就变成了“3D”;在发送之前,程序又自动将“3D”变成了“0D”它正是回车码,因而使 PC-1500 计算机串行接收一帧数码后自动回车,并将每个数据分别存于变量中。有了这些数据,就可以作各种处理了。

摘自《电子技术应用》月刊,1990 年第 2 期

5.7 多片 MCS-51 系统的一种串行通讯方式

重庆后勤工程学院 赖灿辉

摘要: 本文提出一种总线式串行传输方式,适用于多片 MCS-51 系统主、分机间 10 公里内的主从式串行通讯。

一、问题的提出

51 系列单片机具有方便的串行通讯功能,当串行口以方式 2 或方式 3 工作时,置 $SM_2=1$ 。此种情况下,仅当串行口接收到的第 9 位数据 RB8 为 1 时,才激活中断标志 RI; 否则不产生中断,信息被丢失。利用串行口的这个特性,便可实现主机→分机的串行通讯。

对于分机→主机的通讯,可以采用每台分机对主机的一对一通讯,这种方式大大增加了主机的串行接口电路和传输电缆。如采用图 1 所示结构,分机 0~N 的输出串接在一起,则造成传输线 2 上信号紊乱,甚至会烧毁分机串行输出口。

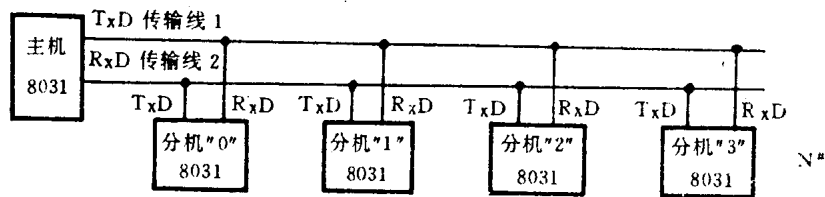


图 1 多片 8031 系统

另外,采用 TTL 电平通讯,传输距离只有几米,如果采用 RS-232C,传输距离也不过几十米,达不到 10 公里范围内的传输要求。

为解决上述问题,作者提出一种总线式串行传输方式:利用三态门实现传输线 2 与未通讯分机的隔离,传输线上输送的串行信号为已调制的 $-12\sim+12V$ 方波信号,发送机与接收机用电流环实现通讯传输。

二、总线式串行传输方式

设定主、分机通讯波特率为 600B/S,串行信号为 0 电平调制成 1200Hz、1 电平调制成 2400Hz 的 $-12\sim+12V$ 方波电信号。主、分机通讯电路一致。

1. 硬件电路

通讯系统硬件电路如图 2 所示。图中,A 点逻辑为 1 时,开通调制器,允许 B 点信号送传输线 2; A 点逻辑为 0 时,锁闭调制器,串行输出口呈高阻状态。

欲启动串行口占用传输线 2 时,首先需检查传输线状态,即让 $PC_0=1$, PC_1 发一个负脉

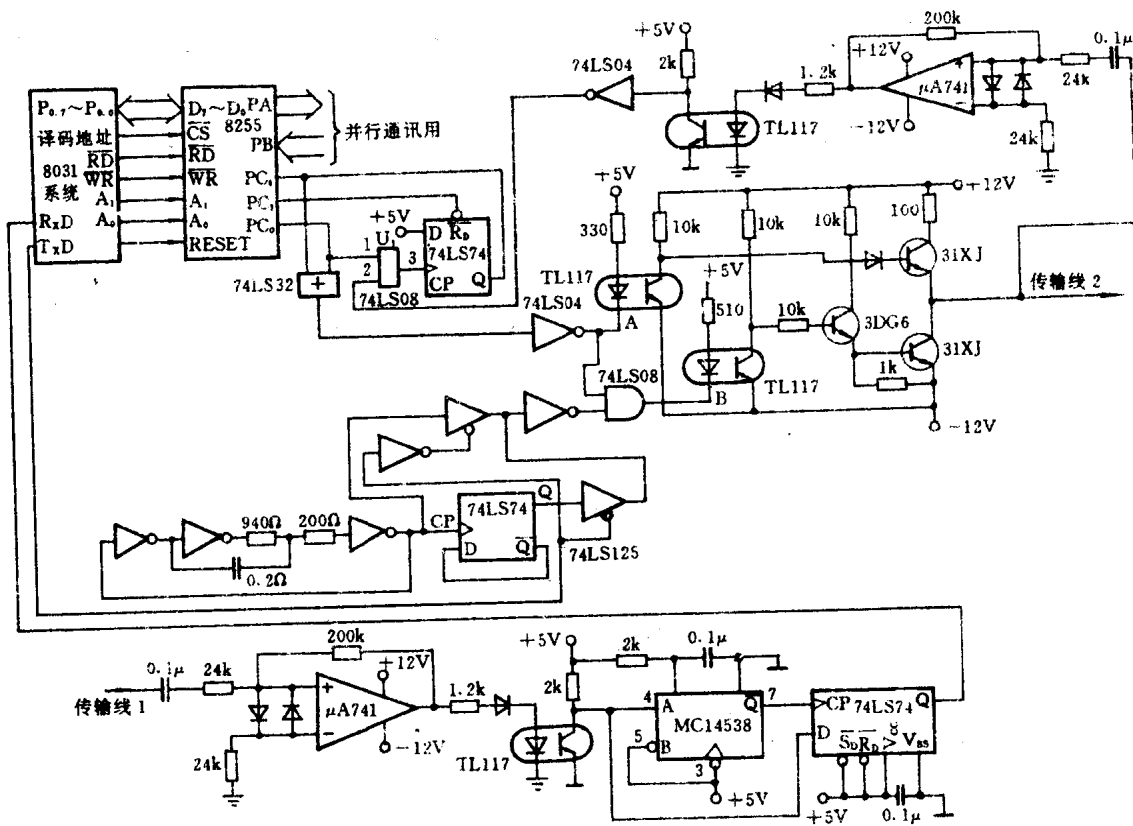


图2 通讯系统硬件电路图

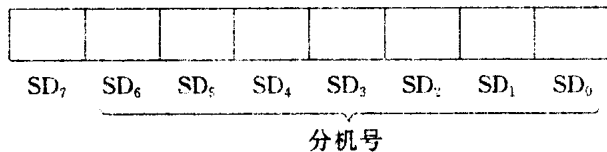
冲“ \bar{U} ”清74LS74 Q端为0，等待时间 T_2 后，检查 PC_4 ，若 PC_4 为高电平，则说明已有分机占用传输线2，此时不能向传输线2发送数据，即使发送数据，由于 $Q=1$ ，锁闭串行口，数据也不能送到传输线2上。若 PC_4 为低电平，则说明传输线2空闲，8031即控制8255将 PC_0 置0，开通调制器。由于 U_{11} 端为低电平，此时传输线2上的信号不能引起74LS74 CP端由0到1的翻转，74LS74 Q端恒为低电平，该分机占用传输线2。

分机将数据发送完毕，则置 PC_0 为1，锁闭调制器。

2. 通讯软件

当主机通过传输线1向各分机发出呼唤时，数据 $RB_8=1$ ；否则 $RB_8=0$ 。

主机呼唤分机信号定义如下：



当 $SD_7=1$ 时，主机对分机号为 $SD_6 \sim SD_0$ 的分机发出呼唤，接着下一字节($RB_8=0$)向该分机发送命令(注册、控制、咨询等)，该分机接收完命令，即向主机发送数据，回答主机。

当 $SD_7=0$ 时，主机对任何分机均无呼唤， $SD_6 \sim SD_0$ 无效，各分机可以向主机发出呼叫，以实现分机 \rightarrow 主机的呼叫。为防止同一瞬间两台以上分机同时向主机发出呼叫，各分机将此数据作为一个同步信号，以接收到该字节的时间为起点，根据分机号分别延时时间 T_1 ，再检

查传输线 2，启动发送。

传输线 2 面向某分机开通，逻辑关系如下：

$$\text{传输线 2 开通} = T_1 \cdot \text{传输线 2 空闲}$$

$$T_1 = \text{分机号} \times \text{时间常数}$$

$$\text{时间常数} > 1/1200 \text{ (s)}$$

检查传输线 2 状态，即 PC₁ 发“ \bar{U} ”，延时 T₂ (>1/1200s)，使 74LS74 Q 端能准确地反映传输线 2 的状态。

检查 PC₁，若为低电平，则可以启动发送；若为高电平，则说明传输线 2 上已有数据传输，不能启动发送，等待下一个同步信号到来时再试图启动。

当分机使用完串行口，即让 PC₀=1，关闭调制器，使串行口输出呈高阻状态。

主、分机通讯程序处理流程如图 3、4。图 3 中：

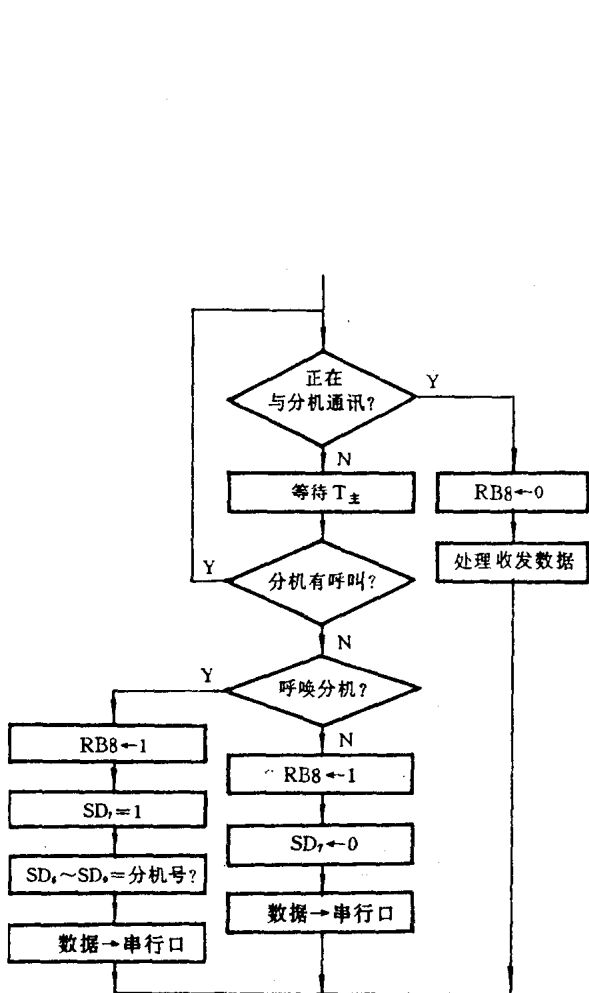


图 3 分机通讯程序处理流程图

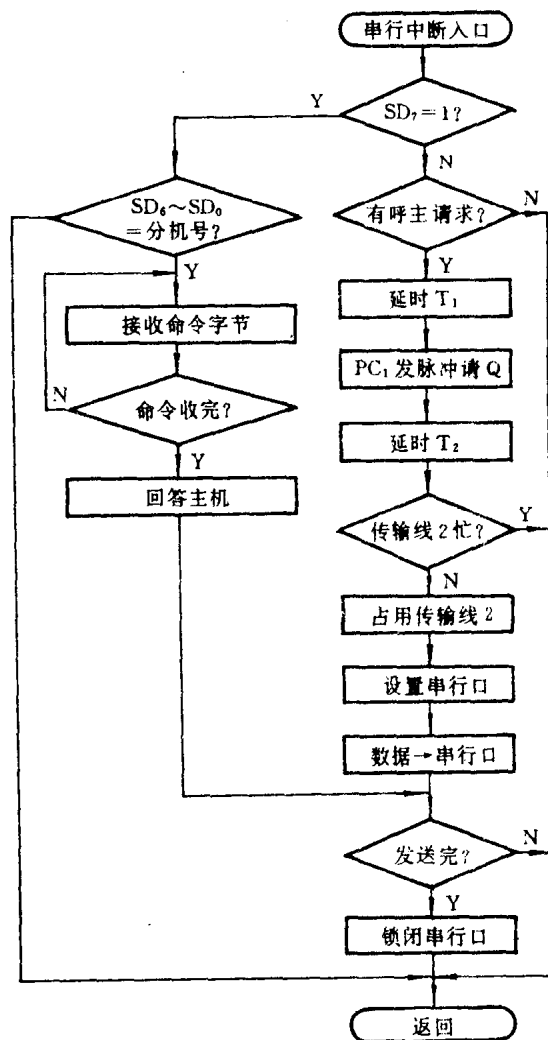


图 4 主机通讯程序处理流程图

T_主: 主机连续向分机发同步信号的延时等待时间。以等待分机对主机发出的上一个同步信号的响应。

$$T_x = 11/600 + T_2 + \text{MAX}[T_1] + \text{TD}$$

式中 TD——冗余时间。

三、结 束 语

本文提出的总线式串行通讯方式适用于数据传输量不太大的分布式多机系统，一台主机最多可联接 2^7 台分机。在所需联接分机台数不多的情况下，可以将主机呼唤分机信号的高位数据定义成一些常用命令，以减少主→分机命令字节的传输，提高传输速度。

该传输方式经作者在多机分布式警戒系统中试验，证明切实可行。

摘自《电子技术应用》月刊，1991年第3期

5.8 多单片机处理系统并行通讯的实现

兰州铁道学院 杜亚江

一、引言

对于系统较大、实时性强、功能多、存储量大、扩展能力要求强的工业控制系统,可采用多个单片机,组成一个多微处理器系统,使之具有并行处理功能。并行工作的各微处理器之间的信息交换,可采用串行通讯方式,亦可用并行通讯方式。但对于实时性强,并且信息交换量大的系统,只能采用并行通讯方式,才能满足系统功能的要求。本文就笔者应用的一些体会,着重介绍模块式结构的多单片机进行通讯。

二、通用并行接口 8255A 简介

Intel 8255A 是一种通用并行接口电路,可用编程的方法选择其逻辑功能,该芯片可以和 MCS-51 系列单片机直接接口。8255A 有三个 8 位的并行口,即口 A、口 B 和口 C;有三种工作方式可供选择:方式 0 为基本输入输出方式,方式 1 为选通输入输出方式,方式 2 为双向选通输入输出方式(仅适用于口 A)。

MCS-51 系列单片机 8031 组成的多单片机处理系统之间的并行通讯,就是采用 8255A 的口 A 的工作方式 2 实现的。

1. 8255A 工作方式 2 的主要功能

(1) 口 A 为一个 8 位的双向总线端口,且具有 I/O 功能。

(2) 口 B 为一个 8 位的输入/输出口,口 C_{0~2} 为一个 3 位的输入/输出口,可工作于方式 0 或方式 1。

(3) 口 C 为一个 5 位的控制端口。

控制口功能:

INTR (PC₃): 中断请求信号线,高电平有效。

$\overline{\text{OBF}}$ (PC₇): 输出缓冲器满空状态标志线。 $\overline{\text{OBF}}=0$ 表示 CPU 已将数据写入端口,输出口数据有效;当数据被外设取走后 $\overline{\text{OBF}}=1$ 。

IBF (PC₅): 输入寄存器满空状态标志线。IBF=1 表示外设已将数据打入端口锁存器,但 CPU 尚未读取;当 CPU 读取端口数据时,IBF=0。

$\overline{\text{ACK}}$ (PC₆): 外设响应输入信号线。当 $\overline{\text{ACK}}$ 上出现由外设送来的负脉冲时,表示外设已将端口数据取走。

$\overline{\text{STB}}$ (PC₄): 外设选通输入信号线。在 $\overline{\text{STB}}$ 信号的下降沿时,外设将端口数据线上的信息打入端口锁存器中。

2. 8255A 工作方式 2 方式控制字的设定

8255A 方式控制字格式如图 1 所示。

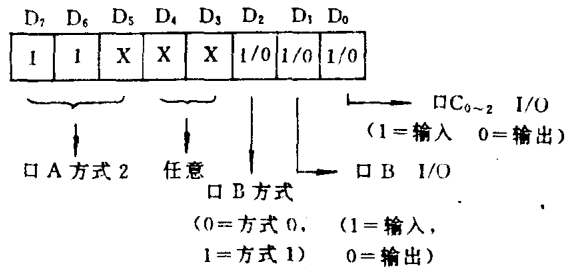


图 1 8255 方式控制字格式

若允许方式 2 并行通讯中断，可置位 PC₆（允许输出中断）和置位 PC₄（允许输入中断），即对 8255A 的 PCO 执行位操作置位。

三、 多单片机处理系统并行通讯的硬件接口

多单片机处理系统并行通讯的硬件接口逻辑原理图如图 2 所示。图中 8031 (I) 子系统与 8031 (II) 子系统间的直接并行通讯，是由 8255A (I) 来完成的；同理 8031 (I) 与 8031 (III) 又可通过 8255 (I) 实现直接并行通讯，这样就构成了一个并行通讯系统。

8255A (I) PC 口的五条控制线完成双向并行通讯的控制逻辑。8031 (I) 通过判别 P_{1.7} 端口状态，判定 8031 (I) CPU 输出缓冲器有无有效数据送入端口（8031 (I) 输入数据时）；通过判定 P_{1.6} 端口状态，判定 8031 (I) CPU 输入缓冲器空否（8031 (I) 输出数据时）。8031 (I) 的读/写控制逻辑与地址译码线组合，作为它的响应输入线 (ACK) 和选通输入线 (STB)，由 8031 (I) 控制选通。

四、 多单片机处理系统并行通讯的软件设计

这种模块式多微处理器系统，软件设计是相互独立、互不干扰的，并且只需要一套通讯软件即“中断驱动软件”和“状态驱动软件”，便可实现整个系统的并行通讯工作，使用起来很方便。

在图 2 所示系统中，8031 (I) 与 8031 (II) 构成一对直接并行通讯子系统，在这样接口的一对子系统里，要有一对通讯软件，即在 8031 (I) 子系统中应设计一个“中断驱动软件”实现数据传输，包括输入和输出；而对 8031 (II) 子系统，应设计一个“状态驱动软件”实现数据传输。

1. 中断驱动软件的设计

该软件是驻留在与 8255A 直接接口的子系统中的通讯软件，它由通讯主程序、通讯中断服务程序，以及数据输入子程序和数据输出子程序组成。流程图分别示于图 3~图 6。

2. 状态驱动输入输出软件的设计

状态驱动输入输出软件是驻留在需要从 8255A 的端口接收输出状态，并根据接收状态进行输入输出信息的子系统（如 8331 (I) 与 8031 (II) 这时直接并行通讯的子系统）中的 8031 (II)。它是一种简单的状态驱动软件。状态驱动输入程序流程如图 7 所示；状态驱动输出程序流程如图 8 所示。

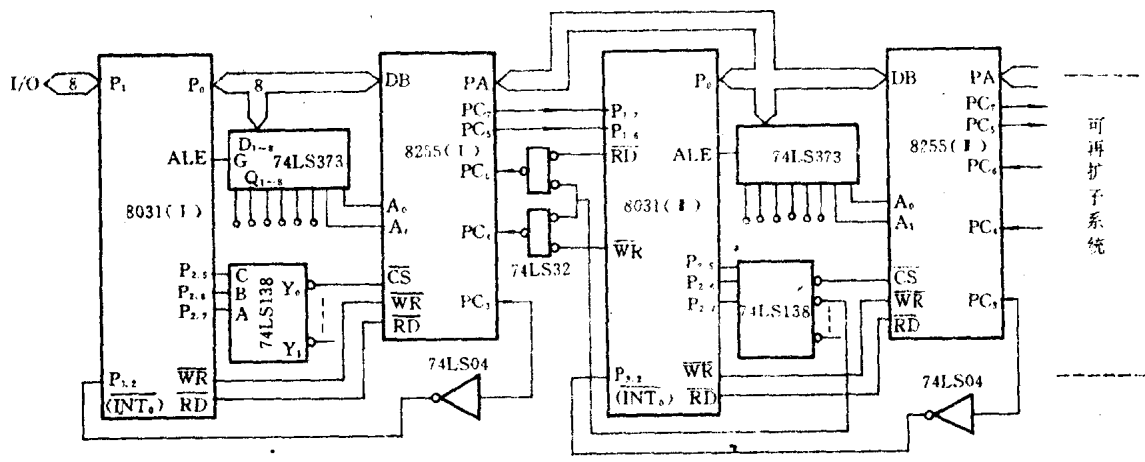


图2 多单片机并行通讯硬件接口逻辑

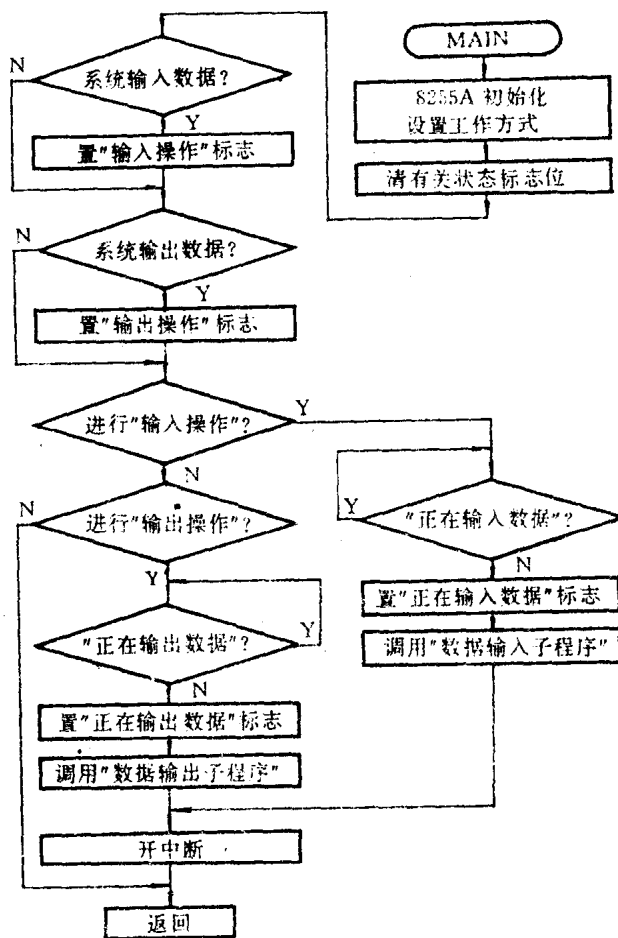


图3 中断驱动软件主程序

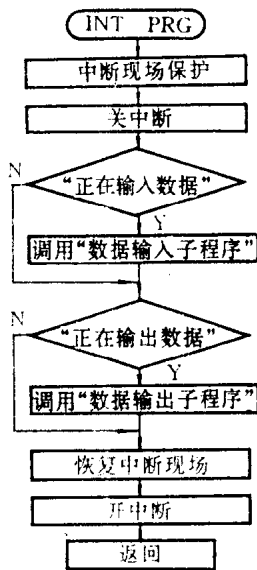


图 4 中断驱动软件的中断服务程序

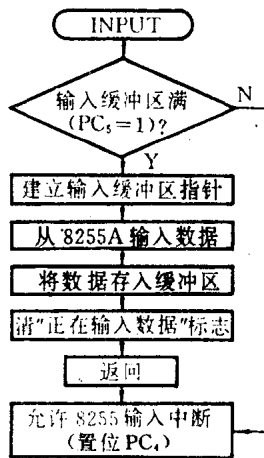


图 5 中断驱动软件输入子程序

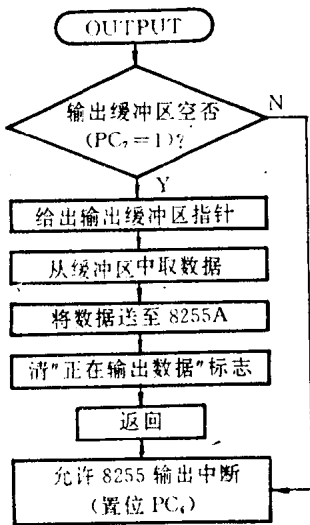


图 6 中断驱动软件输出子程序

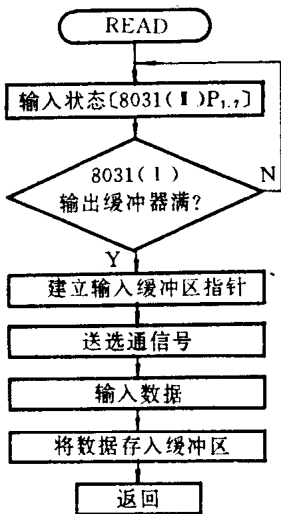


图 7 状态驱动数据输入程序

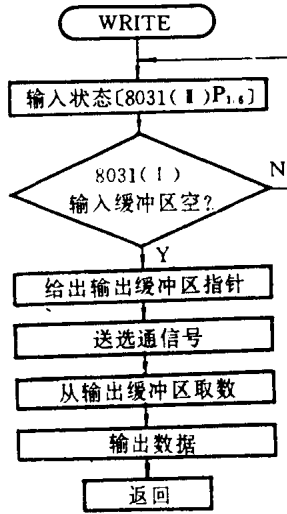


图 8 状态驱动数据输出程序

同理 8031 (I) 与 8031 (II) 这一对直接并行通讯的子系统, 也同样可采用这套通讯软件。只要将“中断驱动软件”装入 8031 (I) 中, 再将“状态驱动软件”装入 8031 (II) 中即可。对于不同的信息, 在各子系统中有其相应的数据缓冲区, 互相独立, 这样三子系统间便可实现并行通讯。对于有更多的子系统的并行处理系统亦是如此。

这种多单片机系统并行通讯的接口方法, 简便易行, 接口及编程均易实现, 特别适用于工业控制系统。实验表明, 这种方法可以提高系统的处理效率, 提高实时性, 对各子系统的编程及调试都带来了很大的方便, 进一步提高了系统的可靠性、灵活性及可扩展性, 开发潜力很大。随着单片机工业控制系统在各方面的应用不断深入, 具有并行处理功能的模块式多微处理器系统将日益得到发展, 这也是由单片机本身所具有的特点所决定的。

5.9 半双工远距离电流环多机通讯接口电路

重庆后勤工程学院 刘东阳

一、概 述

在分布式计算机监控系统中或主从式数据采集系统中都是主机呼叫分机，被呼叫的分机发回数据。通常一个主机带 N 个分机，构成 $1:N$ 系统。这种系统，通讯距离长达 10 公里以上，所以减少线路投资很重要，为此我们采用半双工通讯，可把线路减少到一对。

本文对半双工远距离多机通讯接口电路进行了详细的分析，指出了远距离基带传输的波特数受线路电阻和分布电容的限制。采用电流环传输可提高波特数。但在这种 $1:N$ 系统中，每个时刻线路上都是一个在发， N 个在收，所以进入接收电路的电流不能太大。因此我们的设计是把进入每个接收电路的电流限制在 1mA 以下(约 0.7mA)，分析传输线对波特数有影响时取 $N=20$ 。

该接口电路还能完成自动复位和分机有故障时能与通道自动脱离两种功能，而不影响其它分机的正常工作。这两种功能对无人看管的值班分机是十分重要的。本接口电路已用在 FJK-I、FJK-II、FJK-III 型分布式计算机监控系统中，通讯距离为 10 公里，波特数为 1200，信道误码率优于 10^{-7} ，图 1 (a) 为系统原理图，图 1 (b) 为系统工作时序图。

本文还指出了在提高电源电压或减小进入接收电路电流时可把通讯距离提高到 20 公里以上。

二、接口电路

该接口电路主机与分机完全一样，它由发送电路、信道输出/输入保护电路、接收电路、收发切换电路、故障检测电路及复位电路组成，如图 2 所示。

1. 故障检测及复位电路

该电路实际上是个漏脉冲检测电路，其设计原则是主机或分机不发送数据的时间 T_n 大于正常发送一次所需时间。对于主机， $T_n > T_s$ ；对于分机， $T_n > NT_s$ 。我

们取主机 $T_n = 3T_s$ ，分机 $T_n = 3NT_s$ ，见图 3。这样，主机或分机在 T_n 时间内不发数据。 U_1 的定时电容 C_2 上的电压上升到 U_1 的关断电压 ($2E/3$) 时， U_1 的 3 脚输出低电平， J_1 断电。 J_1

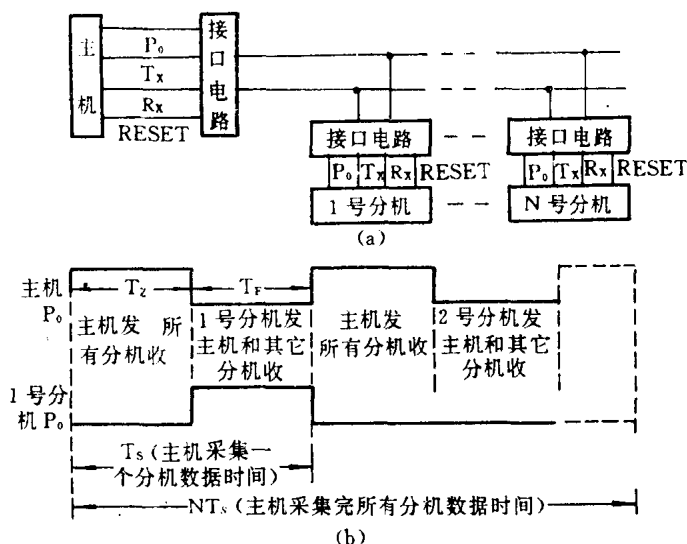


图 1 系统结构与时序

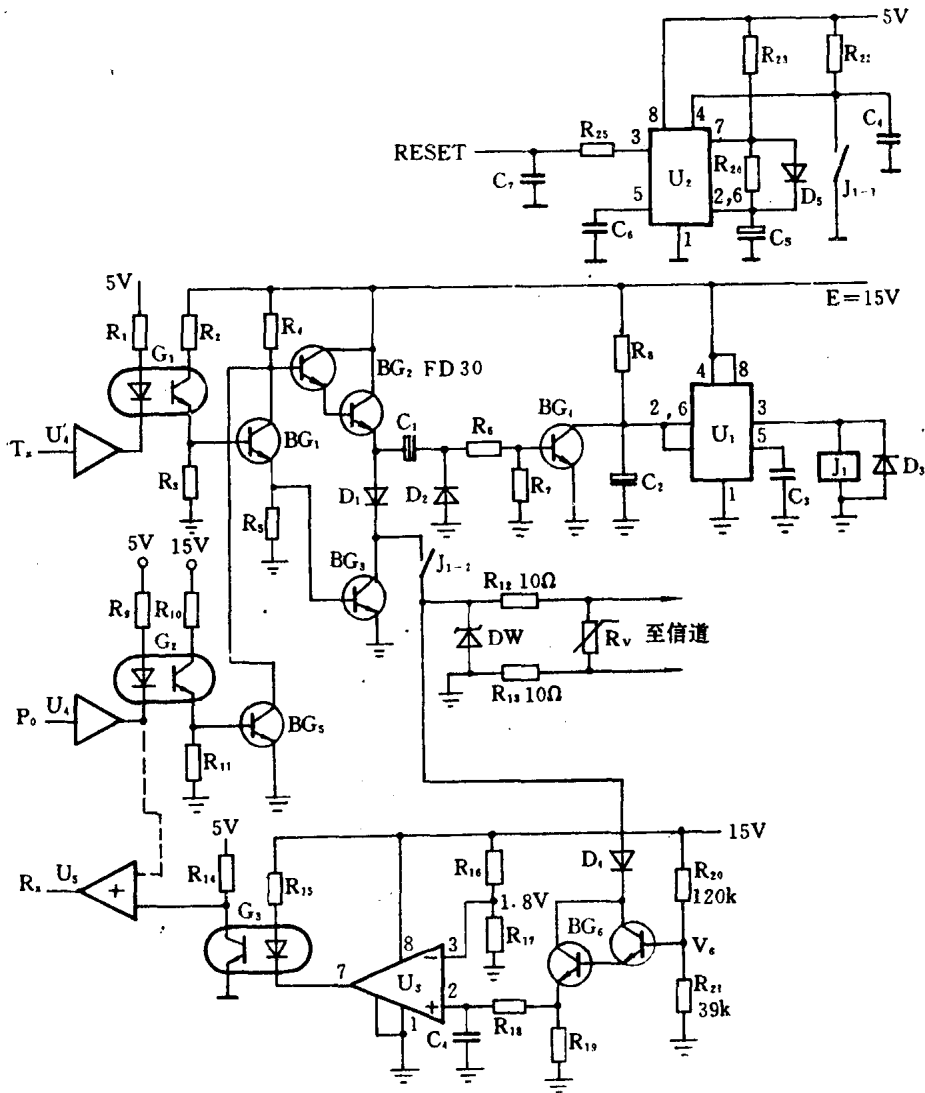


图2 接口电路

断开后，一方面使复位电路工作，一方面使发送电路与信道脱离。这样，解决了程序死机现象和发送电路硬件故障。因为故障检测电路采用电容 C_1 耦合，全“1” (BG_2 损坏) 或全“0” (BG_3 损坏) 皆不能通过。

故障检测电路的 D_2 为箝位二极管， BG_4 为 C_2 的放电管， U_1 (F555) 为电平比较器。 T_n 由 R_8 、 C_2 决定。这样，主机或分机发送一次，故障检测电路保持 J_1 吸合时间为 T_n 。

复位电路 U_2 (F555) 为一个脉冲振荡器。当发送电路正常发送时， J_1 吸合，振荡电路停振。当不发送的时间超过 T_n 时， J_1 断开，振荡电路工作，使 CPL 复位。这里说明一下复位电路振荡周期 $T_{\text{复}}$ 和脉宽 $T_{\text{宽}}$ 的选择。显然要求 $T_{\text{复}} > T$ (主机) 或 $T_{\text{复}} > NT$ (分机)。因为主机收发一次需要时间 T ，分机需 NT ，所以我们取 $T_{\text{复}} = 2T$ (主机) 或 $T_{\text{复}} = 2NT$ (分机)。而对 $T_{\text{宽}}$ 的选择，则要求它大于 CPU 要求的复位时间。图中 R_{23} 、 C_5 决定 $T_{\text{宽}}$ ， R_{24} 、 C_5 决定 $T_{\text{复}}$ ，因此选取 $R_{24} \gg R_{23}$ 。此外，复位电路还有开机复位功能。图 3 给出了分机 T_x 、 T_n 、 $T_{\text{复}}$ 、

$T_{\text{宽}}$ 的关系。

2. 发送电路

发送电路由 U_1 、 G_1 、 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 及发送控制电路组成。 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 和 TTL 输出电路一样具有很强的负载能力。因为传输信道具有大约 $1\mu\text{F}$ 的分布电容，此电路由 BG_2 提供大电流向分布电容充电， BG_3 以饱和电阻给分布电容放电，所以，可以认为发送电路输出理想脉冲数据信号。

发送时，收发控制脉冲 P_0 为“1”， BG_5 截止，发送数据 T_x 经 U_1 、 G_1 进入 BG_1 。发“1”时， BG_1 、 BG_3 截止，“1”脉冲由 BG_2 输出。 BG_2 一有输出就使 BG_4 饱和， U_1 输出高电平使 J_1 吸合。如前所述， J_1 吸合后的保持时间为 T_s ，即系统正常运行后 J_1 一直吸合。 J_1 吸合后，“1”脉冲经输出/输入保护电路进入信道。发“0”脉冲时， BG_1 、 BG_3 饱和，“0”脉冲发送出去。二极管 D_1 的作用是只允许本端发送数据脉冲进入故障电路。

3. 接收电路

接收电路由 BG_6 、 D_4 、 U_3 、 G_3 、 U_5 组成。接收时， P_0 为“0”，收发控制电路光耦 G_2 导通，使 BG 饱和，发送电路 BG_1 、 BG_2 、 BG_3 截止，成为阻态，让出了信道线，让它端发送，自端接收。

接收电路的 BG_6 采用复合管或高 β 管，目的是使基极电压 V_b 值只由 R_{20} 、 R_{21} 分压决定。 BG_6 工作在饱和导通与恒流源二种工作方式，其偏置在 3.7V ，所以当集电极电压小于 3.7V 时，它饱和导通；而当其大于 3.7V 时，它工作在恒流方式。由图中所给参数，其恒流电流为

$$I_{c6} = (V_b - 2V_{be})/R_{19} = (3.7 - 1.4)/3\text{k} \approx 0.7\text{mA}$$

由于 I_{c6} 不受集电极电压控制 ($V_{c6} \geq 3.7\text{V}$)，所以只要信道上“1”脉冲的幅度 $\geq 3.7\text{V}$ 时，流过 BG_6 的电流都是 0.7mA 。这样解决了离发端较近的接收电路由于信道上较高的“1”脉冲幅度而吸收较大的电流，使信道上产生较大的压降，使远端接收电路不能正常工作的难题。

当“1”脉冲幅度小于 3.7V 时， BG_6 饱和导通，这时 BG_6 的射极电阻 R_{19} (3k) 直接接在信道上，使信道不处于开路状态，从而减少干扰脉冲的引入。 BG_6 基极和射极波形是信道上为“0”和“1”脉冲时电压的变化情况。

U_3 (F311) 为电压比较器，它的负端固定在 1.8V ，当“1”脉冲使 BG_6 的射极电压上升超过 1.8V 时， U_3 输出“1”；当信道的“1”脉冲使 BG_6 射极低于 1.8V 时， U_3 输出“0”，见图 4 (f)。图中 D_4 是防止信道上为“0”脉冲时 R_{20} 上的电流流入信道。 R_{18} 、 C_3 用来抑制窄脉冲干扰。 U_4 至 U_5 的虚线可防止自端的发送数据进入自端的接收电路，它也可不要，因为可用设计程序对它不作处理。这种电路抗干扰性好，因为它不但要求信道上“1”脉冲的幅度大于 3.7V ，而且还需“1”脉冲提供 0.7mA 的电流，也就是说它是从信道吸收电流工作的，我们知道，干扰脉冲一般只产生幅度而不能提供电流。

4. 传输信道及传输波特数的选择

传输信道（传输线）可采用有线通讯广播线或农村用直埋电话线或野外通讯线。这些通讯线都由成对的芯线构成。我们所讨论的系统选用一对芯线的电缆。传输线分布电容约 100pF /

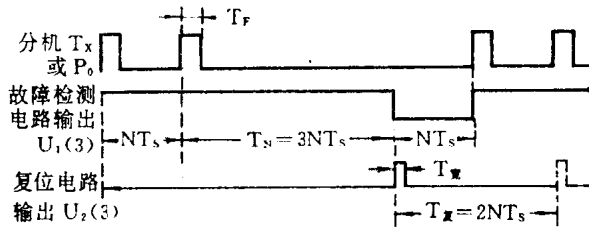


图3 分机故障检测与复位电路波形

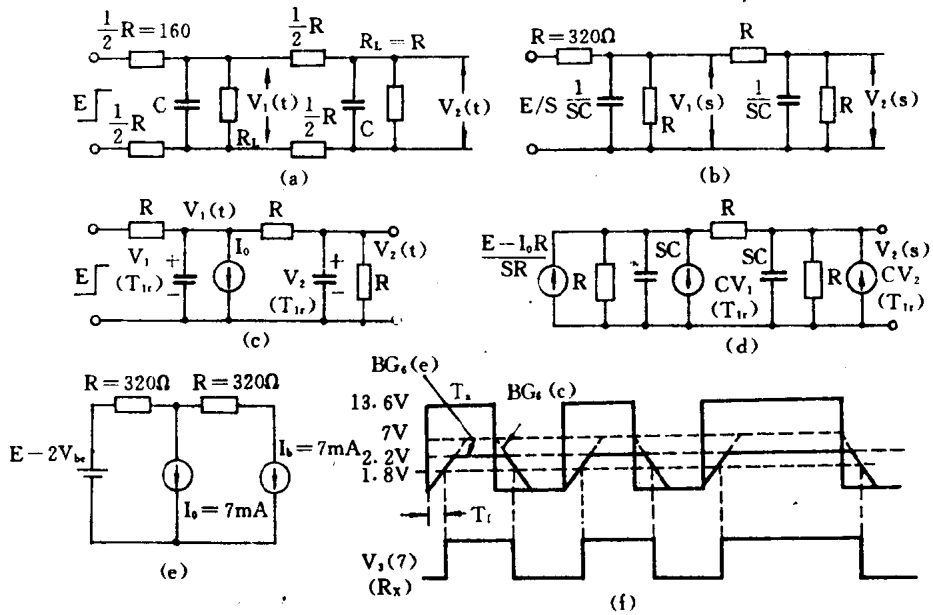


图 4

m, 10km 为 $1\mu\text{F}$ 。若芯线直径选用 1mm, 每 m 电阻约 32Ω (铜芯或铝芯), 10km 约 320Ω (单线)。

下面计算一下这种传输线和所采用的接收电路选取的最高波特数。对我们所讨论的系统, 负载沿线分布, 见图 1 (a)。为简化分析, 取负载的一半集中于中点, 即 10 台分机集中在中点, 另 10 台集中在终端, 见图 4 (a), 其中 R 为传输线单线电阻, C 为传输线电容的一半 ($0.5\mu\text{F}$), R_L 为 10 台分机接收电路的等效负载。 R_L 的计算如前所述, 当“1”脉冲的幅度小于 3.7V 时所有分机接收电路饱和导通。这时 BG_6 的射极电阻 R_{19} 接在信道上, 假设 $R_L = R_{19}/0.5N = 3\text{k}/10 = 300\Omega$, 为计算方便, 取 R_L 与传输线电阻相同, 选为 320Ω 。

当“1”脉冲的幅度大于 3.7V 时, BG_6 成为恒流源, 这时负载为无限大 (“1”脉冲上升过程), 因此对假设的模型应分二步进行: 一是计算传输线中点电压 V_1 达到 3.7V 时所需时间 T_{1r} , 二是计算终端从 $V_2(T_{1r})$ 上升到 3.7V 所需时间 T_{2r} , 因为要使终端达到 3.7V , 中点必须达到 3.7V 以上, 而中点达到 3.7V 时, 挂在中点的接收电路 BG_6 都变成了恒流源。根据我们分析, 可用图 4 (a) (b) 来计算 T_{1r} , 用图 4 (c)、(d) 计算 T_{2r} 。为计算 T_{1r} 、利用图 4 (b) 进行拉氏变换:

$$V_1(S) = E/RC(S + a)(S + b) + 2E/R^2C^2S(S + a)(S + b)$$

$$V_2(S) = E/R^2C^2S(S + a)(S + b)$$

式中 $a = (5 - \sqrt{5})/2RC$
 $b = (5 + \sqrt{5})/2RC$

对上二式求拉氏反变换, 则:

$$V_1(t) = \frac{E}{\sqrt{5}} (e^{-at} - e^{-bt}) + \frac{2E}{5} + \frac{2E}{\sqrt{5}} \left(\frac{2e^{-bt}}{5 + \sqrt{5}} - \frac{2e^{-at}}{5 - \sqrt{5}} \right)$$

$$V_2(t) = \frac{E}{5} + \frac{E}{\sqrt{5}} \left(\frac{2}{5 + \sqrt{5}} e^{-bt} - \frac{2}{5 - \sqrt{5}} e^{-at} \right)$$

令 $V_1(t) = 3.7V$, 可求出 $T_{1r} = 0.45RC$, 将 T_{1r} 代入 $V_2(t)$, 可算出 $V_2(T_{1r}) = 0.4V$ 。

同样, 为计算 T_{2r} , 利用图 4 (d) 进行拉氏变换及反变换, 得出原函数 $V_2(t)$ 的解析式。当 $V_2(t) = 3.7V$ 时, 可求出 $T_{2r} = 1.45RC$ 。所以 $T_r = T_{1r} + T_{2r}$, 代入 $R = 320\Omega$, $C = 0.5\mu F$, $T_r = 300\mu S$ 。所以最高传输波特为:

$$R_t = 1/T_r = 1/300\mu = 3300(\text{波特})$$

多次实验证明图 1 (a) 分布式系统最高传输波特数接近上面的计算值。

关于发送电路电源电压的选取问题, 也就是要求发送电路输出“1”脉冲的幅度要多大。根据上述分析, 要使接收电路可靠工作, 必须使进入各接收电路的脉冲幅度 $\geq 3.7V$, 即使各接收电路都成为恒流源。因此, 在稳定状态下可利用图 4 (e) 根据下式来计算:

$$E - 2V_{be} - RI_0 - 2RI_0 = 3.7V$$

式中 V_{be} ——为发送电路基射电压

R ——为传输线电阻

I_0 ——为 10 个接收电路的输入电流 ($0.7 \times 10 = 7mA$)

由上式可求出 $E = 12V$, 为有一定余量取 $E = 15V$ 。当 $E = 15V$ 时, 实际终端“1”脉冲约为 $7V$, 有关终端电压波形即 BG_0 。集电极波形见图 4 (f)。由上计算可以看出, 采用电流传输之所以能提高波特数, 主要是取门限电压 ($3.7V$) 要低些。当采用电压传输时, 门限电压必须取 $10V$ 左右 (这时 T_r 约为 $3RC$)。因为电压传输相当于传输线开路, 干扰电压容易进入信道, 所以电流传输不但可以减小误码率, 而且可以提高传输波特数。对于这种分布式系统, 关键在于控制流入接收电路的电流, 我们的这一设计解决了这个问题。

5. 输出/输入保护电路

输出/输入保护电路见图 2, 其中 R_V 为压敏电阻 ($25V/2kA$), 用来防止在雷电发生时传输线上感应出高电压、大电流而损坏接口电路。 R_{12} 、 R_{13} 和 DW 又进一步对高电压进行限制, DW 还有防止反向电压进入接口的作用。

三、结 束 语

本文只对远距离半双工多机通讯系统的接口电路进行了分析, 限于篇幅, 有关系统的通讯软件没有谈到, 如读者有兴趣, 可来信联系。

5.10 多微机系统共享 RAM 电路

西安电子科技大学 崔亚军 吴风高 刘宏

一、引言

目前，多微机系统在许多方面得到了应用，诸如工业机器人控制、数控机床控制等。于是，多机之间的通讯便成为多机系统的技术关键。特别是对数据传送有特殊要求场合，更要解决好多机间的通讯问题。如在工业机器人的控制中，对数据的传送就有如下要求：①主、从机要共享许多数据。②主机、从机需要快速交换信息。在这种特殊要求下，传统的串行、并行通讯就难以满足要求，而采用多机共享 RAM 电路，既能满足要求，又具有简单、可靠、通用性好等优点。

二、电路原理

图 1 所示为实际电路图。图中共用的 RAM 为 6264，它有 8 根数据总线 ($D_0 \sim D_7$)，13 根地址总线 ($A_0 \sim A_{12}$)，4 根控制总线 (\overline{WR} 、 \overline{RC} 、 \overline{CS} 、 \overline{CS})，2 根电源线。当两微机系统共用

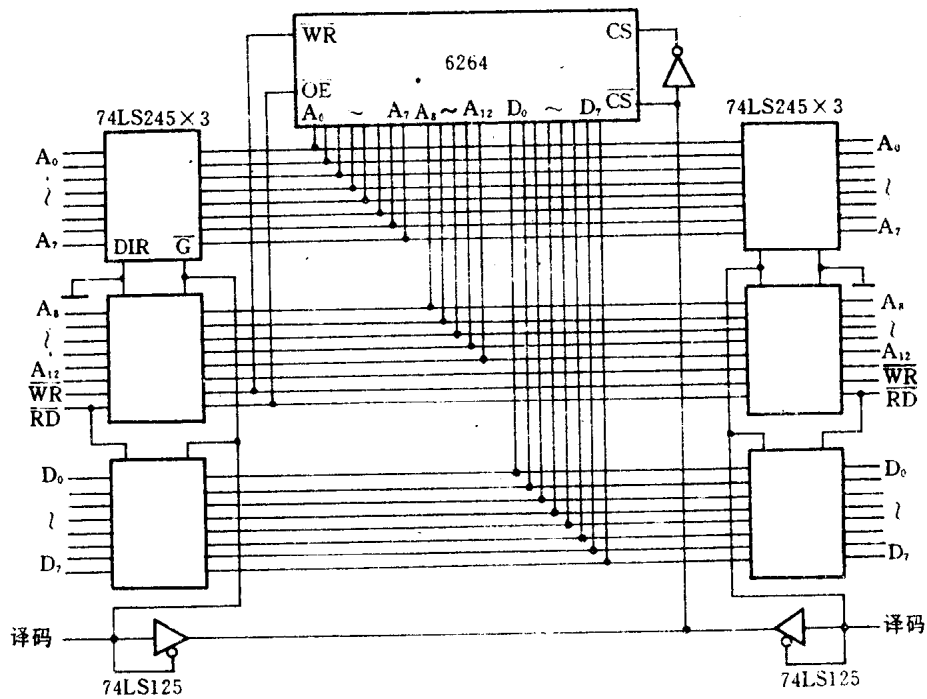


图 1 实际电路图

RAM 时, 必须用缓冲器将其隔离。当某机需要占用时, 则对一机导通, 而对另一机隔离, 否则两机将同时出现故障。在图 1 所示电路中, 缓冲器选用 74LS245, 它是 8 位双向缓冲器。因为 6264 共有 24 根总线, 故用 6 片 74LS245 与一片 74LS125 三态门。74LS245 有一个方向控制端 DIR, 一个允许端 \bar{G} , DIR 直接接于 \overline{RD} 或接固定电位 (+5V, 0V)。用于数据线缓冲时, DIR 要接 \overline{RD} ; 用于地址线和控制线时, DIR 要接固定电位 (+5V, 0V)。一般的 CPU, \overline{RD} 信号总是出现在地址信号的后面, 如 8080, 8031 等。如果 \bar{G} 接于 \overline{RD} , 则会出现 RAM 数据还没准备就写或读, 系统就会出现故障。因此, \bar{G} 接于系统的译码端是比较合适的。

系统共用 RAM, 用缓冲器隔开还有问题, 如果两机同时使用 RAM, 则会发生冲突, 双机都发生故障。解决的办法是另外设置一个状态触发器。如图 2 所示, 采用 74LS74 中的一个 D 型触发器, 当一机准备使用共用 RAM 时, 则先测试触发器的输出端 Q, 如果 $Q=0$, 则表示 RAM 状态为闲。然后, 微机发出一置 $Q=1$ 命令, 则表示 RAM 已采用, 用完后, 微机发出 $Q=0$, 使 RAM 为闲, 其它微机可以采用了。

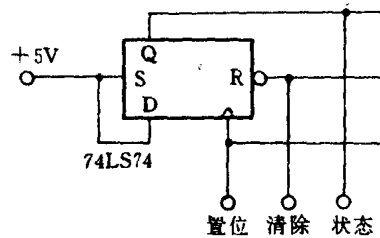


图 2 控制状态触发器

共用 RAM 的地址, 在不同的系统中有所不同, 取决于译码的地址。即同一存储单元对于不同的系统有不同的地址。

从以上分析, 此种多机共用 RAM 电路在两机有大块数据交换时, 只需对各自 RAM 使用查询、置状态、清状态三个过程, 故传输速度对于大块数据交换, 要比传统的串行、并行快许多。

5.11 串行通讯中的波特率设置

北京联大自动化工程学院微机教研室 梁 和

MCS-51 单片机具有串行通讯能力。它的串行接口 (UART) 是一个全双工的通讯接口, 能方便的与其他单片机实现双机或多机串行通讯。随着 IBM-PC 机的普及和单片机应用的迅速发展, 把这两种微型机结合起来的应用日益广泛, 从而使之既具有较强的实时控制功能, 又有很强的数据处理能力, 充分发挥了不同机种的特长。在这种应用中, 双方都采用了 RS-232C 标准串行通讯接口, 以实现双机或多机之间的通讯。

在不同机种的微机通讯中, 众所周知的一个问题是进行通讯的双方应该采用相同的传输速率, 即双方都应使用同样的传输波特率, 这是确保通讯成功的重要条件之一。下面仅对通讯当中波特率的设置问题做一些论述, 供大家参考。

在 IBM-PC/XT 系统中, 配备有异步通讯适配器, 该板上设有 1NS8250 异步通讯接口。PC 机上波特率的设置是通过 8250 初始化而实现的。在 8250 端口寄存器中, 3F8H、3F9H 分别设置为波特率因子的低 8 位和高 8 位值。该因子取值范围在 1~65535 之间, 对输入时钟 (1.8432MHz) 进行分频, 产生 16 倍波特率的波特率发生器时钟 (即 BAUDOUT), 因而

$$\text{波特率} = 1.8432\text{MHz} / 16 \times \text{波特率因子}$$

当对 8250 初始化预置了波特率因子之后, 波特率发生器方可产生规定的波特率速率。

MCS-51 单片机串行通讯的波特率随串行口工作方式选择不同而异。它除了与系统的振荡频率、电源控制寄存器 PCON 的 SMOD 位有关外, 还与定时器 T₁ 的设置有关。

在串行口工作方式 0 时, 波特率固定不变, 其大小为 $f_{\text{osc}}/12$; 在串行口方式 2 时, 波特率也只固定为两种, 与 SMOD 位的值有关。当 SMOD=0 时, 波特率为 $f_{\text{osc}}/64$; 当 SMOD=1 时, 波特率为 $f_{\text{osc}}/32$ 。串行口方式 1、3 的波特率是可变的, 它除了与 SMOD 位的取值有关外, 主要决定于定时器 1 的溢出率。当定时器 1 用作串行通讯的波特率发生器时, 波特率可由下式确定:

$$\text{波特率} = T_1 \text{ 溢出率} / n$$

式中 $n=32$ 或 16 , 对应于 PCON 中 SMOD=0 或 1。而 T₁ 的溢出速率取决于计数速率和定时时间常数, 即

$$T_1 \text{ 溢出率} = \text{计数速率} / 256 - x$$

此时 T_1 工作于方式 2, 即 8 位自动装载方式。这种方式可以避免重新设定定时初值。式中 x 即为在 TH_1 和 TL_1 中装入的初始计数值。定时器 1 的计数速率与定时器工作方式的选择有关。当选择 T_1 为定时工作方式时, 其计数输入脉冲为内部时钟信号, 即每个机器周期使寄存器值加 1。而每个机器周期为 12 个振荡周期, 故计数速率为 f_{osc} 的 $1/12$ 。若系统 $f_{osc} = 12\text{MHz}$, 则 T_1 计数速率为 $f_{osc}/12 = 1\text{MHz}$ 。由此可得出

$$\text{波特率} = 2^{\text{SMOD}}/32 \cdot f_{osc}/12 \cdot 1/256 - x = 2^{\text{SMOD}} \cdot f_{osc}/32 \times 12(256 - x)$$

例如, 假定串行通讯双方波特率要求为 9600bps, 系统振荡频率 $f_{osc} = 11.059\text{MHz}$, 当 SMOD 选为 1 时, TH_1 、 TL_1 的初值计算如下:

$$\text{波特率} = \frac{2 \times 11.059 \times 10^6}{32 \times 12(256 - x)} = 9600$$

解上式可得出 $x = 250 = \text{FAH}$

将此值置入 TH_1 、 TL_1 时, 波特率发生器产生的实际的传输速率为

$$\text{波特率} = \frac{2 \times 11.059 \times 10^6}{32 \times 12(256 - 250)} = 9599.83\text{bps}$$

$$\text{波特率误差} = \frac{9600 - 9599.83}{9600} = 0.00177\%$$

在这种情况下 PC 机与单片机可以进行正常的接收与发送。

根据以上条件若系统采用 12MHz 系统时钟, 按照上面公式计算可得出 $x \approx 250$ 或 249 (FAH 或 F9H) 此时在 TH_1 和 TL_1 中置入 FAH 或 F9H 时, 实际的传输速率为 10416.67 或 8928.57bps, 其误差分别为 -8.5% 或 $+7\%$ 。

实践表明, PC 机与单片机在这种条件下不能实现正常的接收与发送。

上面的计算表明, 在串行通讯中, 当规定了传输速率以后, 波特率的设置与系统使用的振荡频率有着很重要的作用, 它可以直接影响着通讯的成功与失败。上例中, 当双机约定了传输速率 9600bps 时, 若系统振荡频率为 12MHz 或 6MHz, PC 机的波特率为 9600bps, 而单片机实际的波特率大于 (或小于) 9600bps, 波特率误差为 8.5% 。也就是说, 如果 PC 机以每位 $101.17\mu\text{s}$ 的时间发送一位数据, 单片机则以 $96\mu\text{s}$ 的时间接收一位数据。在接收一帧数据的过程中, 由于误差的累积, 则产生了错码。

我们知道, 在单片机的串行接收方式 (1、2、3) 中, CPU 以 16 倍波特率的采样速率对接收数据 (RXD) 不断采样, 一旦检测到由 1 到 0 的负跳变, 16 分频计数器立刻复位, 使之满度翻转的时刻恰好与输入位的边沿对准。16 分频计数器把每个接收位的时间分为 16 份, 在中间三位即 7、8、9 状态时, 位检测器对 RXD 端的值采样, 并以 3 取 2 的表决方式, 确定所接收的数据位。这 3 个状态, 理论上对应于每一位的中间段, 若发送端与接收端的传输速率不一致, 就会发生采样偏移。这种传输速率的误差在允许范围内不致产生错位或漏码。但当

误差超出允许范围时，便发生了错位，使接收的某数据位重复接收，因而产生接收数据错。

下面仅对由波特率误差引起的错码现象做一分析。例如 PC 机与单片机的通讯速率约定为 9600bps，系统时钟为 6MHz 时，为了按约定的速率通讯，PC 机中在 8250 异步通讯接口中的 3F8H，3F9H 寄存器中设定波特率因子分别为 0CH、00H；而单片机中定时器 1 初值 $TH_1 = TL_1 = FDH$ 。此时，PC 机发送数据与单片机接收数据情况如下：

PC 机发送数据	单片机接收数据
10H~1FH	30H~3FH
20H~2FH	40H~4FH
30H~3FH	70H~7FH
40H~4FH	80H~8FH
50H~5FH	130H~BFH
60H~6FH	C0H~CFH
70H~7FH	F0H~FFH
⋮	⋮

以上数据表明了接收数据中出现的错码情况。对上述错码进行剖析，我们可以看到；由于波特率误差引起的接收端采样偏移时，如果这个偏移使得接收某数据位的采样在该位中点的半位间隔时，将会对该位采样两次，因而形成了上面的错码情况。下面公式表明错码或漏码发生的位数 N ：

$$\text{波特率相对误差} \times \text{第 } N \text{ 位} > 0.5$$

$$\text{即 } N > 0.5 / \text{波特率相对误差}$$

当串行异步通讯的帧格式为 11 位时，

$N \leq 11$ ，表示一帧数据中有某位被采样错，且采样出错在第 N 位；

$N > 11$ ，表示一帧数据中没有数据位发生采样错。

本例中，波特率误差为 8.5%，由上面公式得出 $8.5\% \times 11 = 0.935 > 0.5$ ，说明在这个波特率误差下将出现采样错，且出错位为：

$$N = 0.5 / 8.5\% = 5.9 \approx 6 \quad (\text{含起始位})$$

即在数据帧包括起始位的第 6 位发生错码，在第 6 位采样了两次，因而得到上面错码情况。

```

0 0 0 1   0 0 0 0   0 ↙起始位
  ↙ ↓
错为： 0 0 1 1   0 0 0 0   ↙ 则 10H→30H
        0 1 0 1   0 0 0 0   0
          ↙ ↓
            1 0 1 1   0 0 0 0   则 50H→B0H

```

由此可以类推错误的接收数据。

相反，当 PC 机的传送波特率大于单片机的传送波特率时，则会在第 N 位出现漏码错误。这里不再赘述。

由上面的公式还可以推断出，当波特率相对误差小于 4.5% 时，这种采样的偏移将不影响

正常的数据接收。但一般为了保证传输的可靠性,通常波特率误差不大于2.5%,而尽量选择最小的传输误差率。

在波特率的设置中,还有一个问题值得注意,这就是SMOD位的选择也影响着波特率的准确度。请看下面例子:

设波特率选为2400bps, $f_{osc}=6\text{MHz}$ 时,SMOD可以任选为0或1。但是由于对SMOD不同的选择则产生了不同的波特率误差:

$$2400 = \frac{2^{\text{SMOD}} \times 6 \times 10^6}{32 \times 12(256 - x)}$$

当SMOD=0时, $x \approx 249 = \text{F9H}$;

当SMOD=1时, $x = 243 = \text{F3H}$ 。

实际的波特率及误差如下:

SMOD=0时为2232.14bps及7%;

SMOD=1时为2403.85bps及0.16%。

上面的分析说明了SMOD值虽然是可以任意选择的值,但在某些情况下它直接影响着波特率误差范围,因而在波特率设置时,对SMOD的选取也需要做适当的考虑。

以上对串行通讯中所必须涉及的波特率设置问题做了一些分析。由此可以看出,在异机种的串行通讯中,波特率的设置是很重要的问题,它直接关系到串行通讯的成功与失败,因此在波特率设置时需要给予足够的认识。

5.12 在 MCS-51 单片机的串行通讯中 实现波特率的自动整定

哈尔滨工业大学 于达仁

摘要 串行通讯在波特率误差超过一定范围时,会产生错误。本文在 MCS-51 单片机上仅用软件就实现了波特率自动整定,最大程度地减少了波特率误差,因而可使串行通讯的可靠性得到提高。

MCS-51 单片机具有一个全双工的串行接口,提供了多机通讯功能,可方便地构成多机系统(多机容错系统、集散型多级系统),为完成大型的控制任务提供了有效的手段。用 MCS-51 组成的多机控制系统,国内已出现多例。在这样的系统中,可靠地实现多处理器间的信息交换(串行通讯)是十分重要的。本文的研究发现,波特率作为串行通讯的速率,同时对通讯的可靠性有重要影响。

一、正常串行通讯的实现条件

串行通讯是按位传送数据的,每个数据有 8 或 9 个数据位,加上起始位和停止位构成一个串行帧。每一位占用时间 T , $1/T$ 称为串行通讯的波特率。理想情况下,发送机和接收机设置的波特率一致,接收机的接收控制器在串行帧每一数据位的中点进行采样,能接收到正确的数据。但要求波特率完全一致是不可能的,这就提出了一个问题:要可靠地实现串行通讯,允许收发双方的波特率有多少误差?我们以一个 10 位的串行帧为例进行分析。

图 1(b)是正常工作的情形,波特率一致。在图 1(a)中,接收波特率不变,而发送波特率变小,每位的时间 T 加长 5%,在第 10 位采样时,就产生了错位,不能进行正常通讯。对于 10 位的串行帧,允许的最大波特率误差不超过 5%;在多机通讯方式下,串行帧是 11 位的,允许的最大波特率误差不超过 4.5%。

上面得到的仅仅是理想情况下的波特率误差允许上限,实际应用中,由于硬件设备的频带有限,数据位的上下跳沿要占用一定时间,每个数据位的有效时间比理想情况要短,所以对波特率误差会有更严格的要求。

二、波特率误差来源及克服办法

1. MCS-51 单片机串行通讯波特率的产生

MCS-51 单片机的串行口有四种操作模式,由串行口控制字 SCON 中的两位 S_{M0} 和 S_{M1} 设置。0 模式作同步移位寄存器,与通讯无关;模式 2 的波特率直接由机器主频 f_{osc} 决定,不方便应用。常用的是模式 1 和 3,分别是 8 位和 9 位异步通讯口,其波特率是可变的,由机内的定时/计数器 1 (C/T_1) 来产生,波特率有以下公式:

$$f_{bit} = 2^{SMOD} \times (C/T_1 \text{ 溢出速率})/32$$

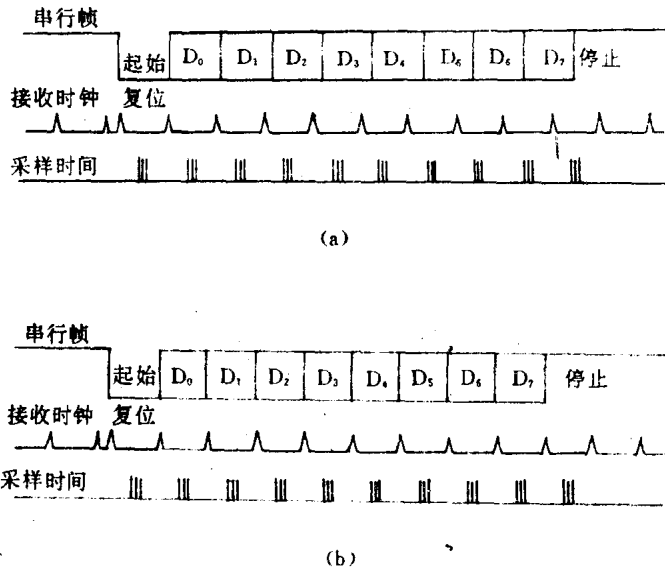


图1 串行通讯接收过程
(a) 波特率不一致的接收过程; (b) 波特率一致的接收过程

其中 SMOD 是电源控制字 PCON 中的一位, 可编程为 0 或 1。

C/T₁ 有三种工作模式, 模式 0 为 13 位定时/计数器, 模式 1 为 16 位定时/计数器, 而模式 2 是可自动重装时间常数的 8 位定时/计数器。当需要的波特率不是太低时, 一般用模式 2 作波特率发生器; 一方面省去了用 C/T₁ 中断服务重装时间常数的的工作, 更主要的是避免了因中断响应时间不同引起的波特率随机误差。对 C/T₁ 的模式 2, 波特率按如下公式计算:

$$f_{\text{bit}} = \frac{2^{\text{SMOD}}}{32} \times \frac{f_{\text{osc}}}{12} \times \frac{1}{256 - \text{TH}_1} \quad (1)$$

f_{osc} : 晶振频率, TH_1 : 时间常数。

若采用 6MHz 的晶振, 用模式 2 可产生出的最低波特率为 61, 对于实时控制系统, 绝不会采用更慢的信息传递速率 (每秒 6 个数据)。所以, 以下的讨论只限于 C/T₁ 的模式 2 作波特率发生器的情况。

2. 波特率误差的来源

由式 (1) 知, f_{bit} 与 f_{osc} 及 TH_1 有关。首先考虑 f_{osc} 对 f_{bit} 的影响。MCS-51 的振荡器电路是由晶体及电容 C_1 、 C_2 构成的。 X_{TAL1} 及 X_{TAL2} 为外接晶体管引脚。 f_{osc} 主要由晶体的固有频率决定, 同时也与电容 C_1 、 C_2 及外界温度有一定关系。另外, 晶体频率的标称值与实际值也不可能完全一致。我们曾测定过一组标称 4MHz 的晶体, 发现离散度达 2%。由式 (1) 得:

$$\frac{\Delta f_{\text{bit}}}{f_{\text{bit}}} = \frac{\Delta f_{\text{osc}}}{f_{\text{osc}}} + \frac{\Delta \text{TH}_1}{256 - \text{TH}_1} \quad (2)$$

这说明用有误差的 f_{osc} 去计算 f_{bit} 时, f_{bit} 会产生同样大小的相对误差。

下面考虑 TH_1 的影响。时间常数 TH_1 只有 8 位字长, 这样就必然存在量化误差, 采用四舍五入后, TH_1 的量化误差 $|\Delta \text{TH}_1|_{\text{MAX}} = 0.5$ 。综合式 (1)、(2) 得:

$$\frac{\Delta f_{\text{bit}}}{f_{\text{bit}}} = \frac{\Delta f_{\text{osc}}}{f_{\text{osc}}} + \Delta TH_1 \frac{f_{\text{bit}} \times 12 \times 32}{f_{\text{osc}} \times 2^{\text{SMOD}}} \quad (3)$$

由式(3)可以看出,由量化误差产生的波特率误差与波特率成正比,与 f_{osc} 成反比;并且若置 $\text{SMOD}=1$,可以使误差减小一半。

3. 减小波特率误差的措施

人工设置波特率,不可避免要用到 f_{osc} 的标称值,这样就引入了一个误差源。采用自动整定,可以消除由 f_{osc} 标称值不准确引入的误差。

波特率自动整定可按如下的方法进行:在一个多机系统中,由系统主机产生出一个预定波特率的方波信号,从串行口发送到各从机;各从机以各自的时钟为基准测定此方波的周期所包含的机器周期数 N ,从 N 可以方便地换算出产生同样波特率需要的时间常数 TH_1 。计算公式推导如下:

MCS-51一个机器周期的时间为 $\delta T=12/f_{\text{osc}}$,一个方波周期包含两个串行数据位,这样,每位数据占用的时间为

$$T = 0.5N\delta T = 6N/f_{\text{osc}}$$

而 $f_{\text{bit}}=1/T$,代入式(1)得:

$$TH_1 = 256 - N2^{\text{SMOD}}/64 \quad (4)$$

TH_1 的量化误差总是存在的,为减小其影响,应尽量选 $\text{SMOD}=1$;在用式(4)进行计算时,要进行舍入,而不是截尾。

采用自动整定时,波特率误差仅由 TH_1 的量化误差引起:

$$\frac{\Delta f_{\text{bit}}}{f_{\text{bit}}} = \Delta TH_1 \frac{f_{\text{bit}} \times 12 \times 32}{f_{\text{osc}} \times 2^{\text{SMOD}}} \quad (5)$$

采用12MHz晶体, $f_{\text{bit}}=4800$ 时可能的最大波特率误差为3.84% ($\text{SMOD}=1$),可以保证正常通讯。一般的系统1200的波特率就足以满足要求了。

三、波特率自动整定的实现和结论

1. 自动整定的实现

MCS-51的 P_3 口是复用的,其中的 $P_{3.0}$ (串行口接收线)和 $P_{3.1}$ (发送线)可以用作一般输入输出口线,也可作为串行口使用。利用这个特点,我们可以在不对串行口接线作任何变动的情况下仅利用软件实现波特率的自动整定。

首先要完成的是方波周期的测量。为保证测量精度,我们共测8个方波周期的机器周期数,然后除8(移位即可)得 N 。采用 C/T_1 的模式1(16位定时器)计时,程序流程图如图2。

最后得到的16位计数值存放在 TH_1, TL_1 中,其值为 $8N$,我们一致取 $\text{SMOD}=1$,公式(4)成为

$$\begin{aligned} TH_1 &= 256 - N/32 = 256 - 8N/256 \approx 256 - \left[\frac{8N + 128}{256} \right]_{\text{截尾}} \\ &= 255 - \left[\frac{8N - 128}{256} \right]_{\text{截尾}} \end{aligned} \quad (6)$$

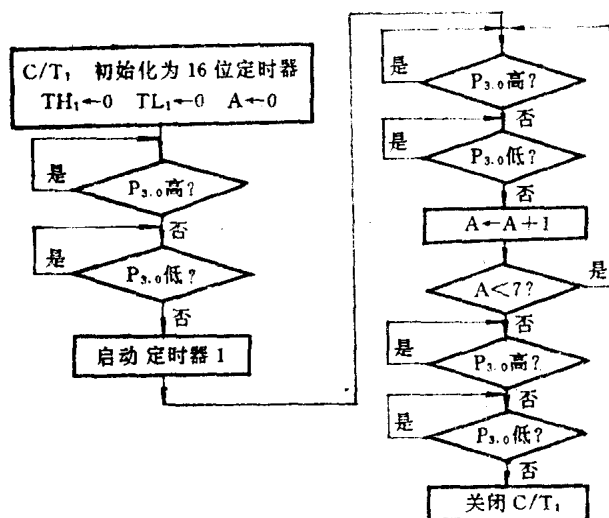


图 2 方波周期测量程序流程图

式 (6) 用程序实现如下:

```

CLR    C                ; 清进位位
MOV    A, TL1
SUBB   A, #128
MOV    A, TH1
SUBB   A, #00
MOV    B, A
MOV    A, #FFH
SUBB   A, B
MOV    TH1, A           ; 波特率设置
  
```

} 双字节减法并截尾、除法

到此,时间常数 TH_1 计算完毕,接下去可进行常规的串行口初始化。若有必要,还可进行波特率误差校验,编程是很容易的,下略。

2. 结 论

- 1) 串行通讯中的波特率误差超过一定范围会影响通讯可靠性,在高波特率下更加严重。
- 2) 本文给出的波特率自动整定方法对硬件不作任何变动,仅用软件即可方便实现。在 12MHz 晶振下实现了 4800bit/s 的高速通讯,避免了人工试凑波特率的困难。
- 3) 当串行口作为通用仪表对系统机的数据接口时,此方法尤为有意义。本文的成果已用于一个通用转速表对 IBM-PC 的串行接口中。

5.13 J274 和 J275 在微机分布式测控系统中的应用

山东省科学院自动化研究所 李达尧 王琼英

在工业自动化生产中,应用个人计算机(如 IBM-PC/XT 及其兼容机)与单片计算机(如 MCS-51 系列单片机)构成主从分布式测控系统具有许多优越性,因而其应用日趋广泛。同时随着应用规模的扩大,主机与各从机之间的通讯距离也愈来愈大,因此研究测控系统中信息的长距离有效传输方法成为重要的课题。目前使用的方法有无线和有线两类,在有线传输系统中,计算机之间的通讯需要长距离的信号传输线,这时如果用一般的 TTL 门电路来作为传输线的驱动门和接收门,就会出现许多问题:

(1) 信息在传输线上传送时,幅度衰减,以正阶跃波为例,如果传送到终端时其幅度减少到 1.4 伏以下,则 TTL 接收门就不会动作,失去了传输信号的能力。

(2) 在通讯线路上,存在着反射波的干扰,虽然在 TTL 电路的输入端可以采取一些抗反射干扰的措施(比如输入端用钳位二极管),但是并不能完全克服。长距离传送使信号衰减,在这种情形下反射波的干扰问题尤为严重,使系统抗干扰能力大大降低;此外由于长距离的传送使信号产生较长的延迟,甚至有可能前面信号的反射波会叠加到后面的信号上,致使反射干扰的问题更为复杂化,有时为了消除反射干扰,在 TTL 电路中加接电阻网络与阻抗匹配,但这样做会降低逻辑电平,使信号衰减的影响又突出了,这也是不利的。总之,反射波干扰噪声、信号的长延迟、信号的大幅度衰减,这三种因素使一般的长距离信号传输非常困难。

(3) 用通常的单线或双绞线传送信号时,都存在串扰和外部噪声干扰,在长距离传送信号衰减较大的情况下,这两种噪声可能使电路出现误传信号。

针对上述问题,为了实现计算机之间的通讯,解决问题途径是多种多样的,而应用长线驱动器和接收器(如 J274 和 J275)是一种有效的选择。

一、采用长线驱动器和接收器的优点

(1) 采用长线驱动器和接收器进行远距离信号传输时,J274 和 J275 可以按传输线的特性阻抗来选择始端和终端电阻,以消除长线反射引起的干扰。

(2) 由于 J274、J275 采用双线差分传送和接收,故有较高的共模抑制能力和接收灵敏度,提高了抗干扰能力和增加了传送距离。

(3) J274 和 J275 的输入和输出电平均与 TTL 电平相容,故它们特别适合于通过长传输线联系的计算机系统和一些数字系统。

二、长线驱动器和接收器的原理

J274 和 J275 所以具有以上这些特点,主要是由于驱动门(J274)将 TTL 逻辑信号转换成差分信号,该差分信号通过长距离传输线送往接收门(J275);接收门的差分输入端将接收

到的信号经过放大,转换成 TTL 逻辑信号输出,因为差分放大器具有很强的共模抑制能力,而且工作在线性区,容易达到阻抗匹配。

1. 长线驱动器(J274)的工作原理

长线驱动器(J274)的电路设计原理如图1所示。图中每一个J274包括了二组相同的电路, R_T 为外接负载电阻。

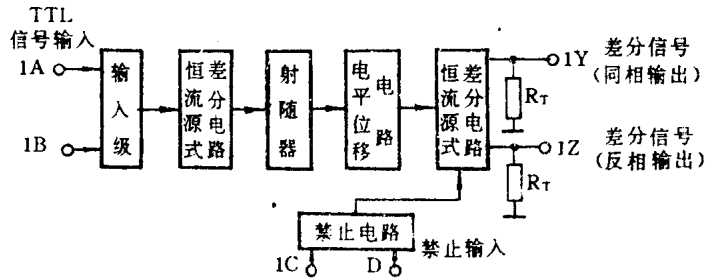


图1 J274的电路原理框图

由输入级A或B输入的TTL逻辑电平经过差分电路(输入)后变为差分信号,它的幅度约为1伏。由于这一差分信号电平较高,又经过射极跟随器和电平位移电路使电平适当的降低,最后去驱动差分输出电路,输出差分信号。

输出电压同外接负载电阻 R_T 有关,外接负载电阻 R_T 的阻值依据所用长线的特性阻抗而定,1Y为同相输出端,1Z为反相输出端。

为使多个线驱动器能公用一组传输线而“线或”在一起,电路中设计有禁止部分,其作用是在必要时切断差分输出级的电流输出(实际上是关闭差分电路中的恒流源)。当禁止输入端1C、D中有一个为低电平时,则禁止;仅当1C、D均为高电平时,才能保证1Y和1Z的正常输出。

2. 长线接收器(J275)的工作原理

长线接收器J275的电路设计原理如图2所示。图中每一个J275包含了二组相同的电路, R_T 为外接电阻。

输入的差分信号由差分接收级进行一级放大,由于该信号电平较高,所以通过射极跟随器和电平位移电路适当地降低电平,再送至差分放大器进行放大,这一级差分放大器是单端输出形式,并使之完成差分信号转换成TTL逻辑电平的功能。TTL信号由1Y输出。

为了使终端匹配,输出端1A和1B可外接电阻到地,其阻值和所使用的传输线的波阻抗相匹配。

选通输入端1G和S,只有1G、S都置为高电平时,电路在接收差分信号后才有

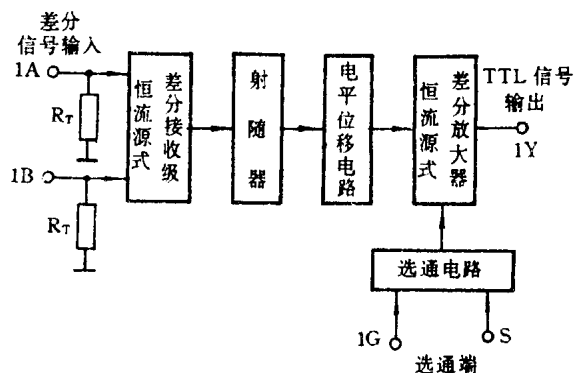


图2 J275的电路原理框图

相应的 TTL 逻辑电平输出。如果 1G 和 S 中有一个置为低电平，则电路无输出。

三、J274 和 J275 的应用

(1) 长线驱动器 J274 和长线接收器 J275 属于双线电路系列。主要用于平衡型-双线传输系统，可以采用双绞线、电话线、同轴线这类平衡端接传输线，以构成高速数码传输系统，如图 3 所示。

(2) 由于 J274、J275 分别具有高的输出和输入阻抗，故可以选取和长传输线特性阻抗 Z_0 相匹配的端接负载电阻，以消除线反射。

(3) 因为这种传输系统在平衡模式中操作，周围的噪声同时感应两根线上，因而 J275 输入端出现的共模噪声被抑制；同时在 J274 和 J275 之间的地连线信号与回路部分无关，以致系统性能不受流动地电流的影响。

(4) 接收器 J275 具有较高的接收灵敏度，能把低到 25 毫伏级的信号检测出来，对一般的长线阻抗而言，信息能传送几千米的距离。

(5) J274 中的禁止功能和 J275 中的选通功能，使之在实际中能够实现多路共线系统，即这种平衡型传输系统可以用于数据总线系统，如图 4 所示。

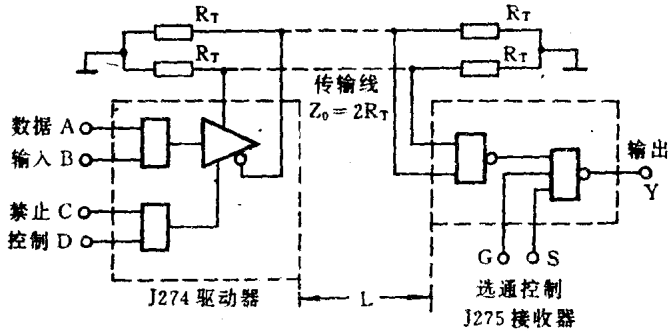


图 3 平衡型双线传输系统中 J274、J275 的应用方式示意图

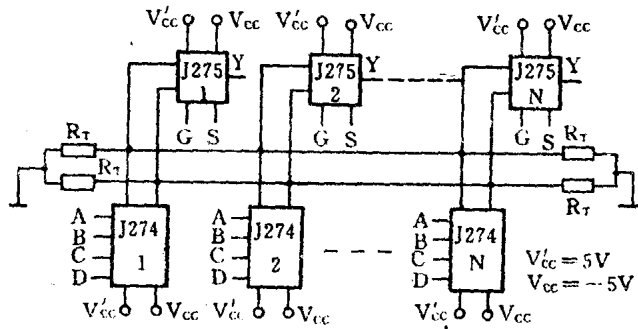


图 4 驱动器和接收器在数据总线上的应用示意图

图中许多个 J274 和 J275 共用一公共的传输线，一个“使能”的 J274 传送数码至线上，而具体由那些 J275 接收数码则由 J275 的选通端来控制，那些暂时不用的 J274 和 J275 均处于禁止或关闭状态。

四、应用中应注意的问题

(1) 因为每一个 J274 中包含两个同样的驱动器，如果实际中只用了其中一个，另一个必

须被禁止，以降低电源损耗。

(2) 因为每一个 J275 中包含两个同样的接收器，如果实际中只用了其中一个，另一个的差分输入端之一必须接 0V。

(3) 应限制多路系统中总的插孔数目，使那些 J275 的输入阻抗和禁止的 J274 的输出阻抗的并联阻抗值大于传输线的特性阻抗值。

(4) 数码传输系统应设计成每个数码位的间隔时间必须大于在线的终端信号的上升时间的 4 倍。

(5) 在每二个至四个 J274 和 J275 的电源上接一个 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 的退耦电容。

五、应用实例

图 5 为某工厂五个相同的大型处理设备的微机分布式测控系统的示意图，从机对每一设备需要巡检 4 个参数，并输出 4 个控制用开关信息，根据测控相对独立、危险分散、信息管

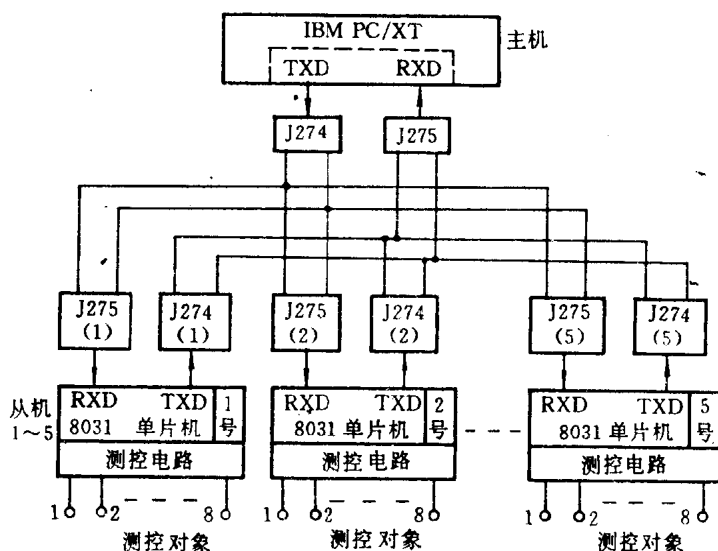


图 5 主从分布式测控系统中应用 J274 和 J275 实例

理集中的原则，设计了分布式测控系统。为此每一设备配置了一个以 8031 单片机为核心的测控功能从机，中心控制室配置 IBM-PC/XT 作为主计算机，主机向各从机发布各种测控命令，并接收各从机的巡检数据，并作进一步的数据处理和输出报告信息。

因为这五台设备相距较远，且各自离中心控制室也较远，因此在设计中应用了长线驱动器 J274 和接收器 J275。对 IBM-PC/XT 的 RS-232C 接口作了改动，加了电平转换器，从而能与长线驱动器和接收器相匹配，单片机 8031 的串行口能与长线驱动器和接收器直接匹配。整个测控系统中利用了单片机 8031 的串行口在方式 2 (或方式 3) 时所具有的多机通信功能，能较方便地实现主从分布式的信息通讯。主机 IBM-PC/XT 的命令和数据能送到所呼叫的从机，而从机的数据信息也能送给主机。因此所有的 J274 和 J275 均可处于非禁止和选通状态，这是与一般应用方式不同之处。

5.14 单电缆传送双向数据

丛 闻

图示电路能在单根同轴电缆上实现数字数据的双向传输。实际使用的电路包括点对点通讯内部计算机或微处理器，电路和单独的 NRZ 数据流水线一起工作，在每个方向上的数据传输率为 34M 位/秒，电缆长度为 20 米。由美国国家半导体公司生产的 DS26C32 CMOS 线接收器，同时具有接收功能 (IC_{1B} 与 IC_{1D}) 和驱动功能 (IC_{1A} 与 IC_{1C})，因当其作为驱动器时，有一个低阻抗的输出。串联输出电阻器 R₁、R₂ 与线接收器端接，以保证不发生偏转。从两个驱动器的一端看 R₁ 和 R₂，理论上的线电压有三级，由于接收器的触发电压为电源电压的 3/4 或 1/4，根据输出状态，接收器始终检测正确的数据 (附表)。

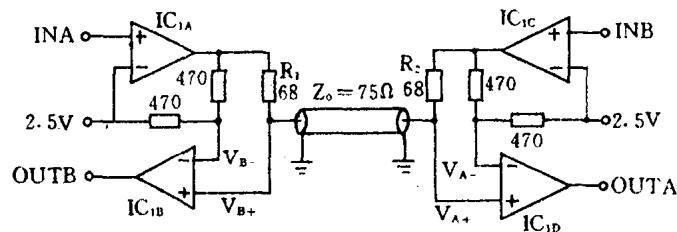


图 1 单电缆双向数据传送

在本电路中，DS26C32 不是理想的元件，最好是选择 CMOS 缓冲器，它具有输出阻抗低、输入电容小的优点。电路由于采用了专门设计的驱动器/接收器，数据传输率可达 100M 位/秒，如果采用砷化镓工艺，数据传输率还可高达 1G 位/秒。

附表 数据传输真值表

输 入		线接收器终端 (V)				输 出	
A	B	V _{A+}	V _{A-}	V _{B+}	V _{B-}	A	B
0	0	0	1.25	0	1.25	0	0
0	1	2.5	3.75	2.5	1.25	0	1
1	0	2.5	1.25	2.5	3.75	1	0
1	1	5	3.75	5	3.75	1	1

丛闻译自《EDN》，1989.9

摘自《电子与仪表》月刊，1990年第2期

5.15 新颖的多路遥控 IC 编译码器

蔚南

本文介绍四种多路编译码器 IC: MC145026、MC145027、MC145028、MC145030。这套 IC 很容易与红外、超声、射频、电力线载波等各种传输载体接口,用于无线遥控、电力线载波多路传呼或报警系统、小型无线传呼系统等。四种 IC 的引脚功能如图 1 所示。

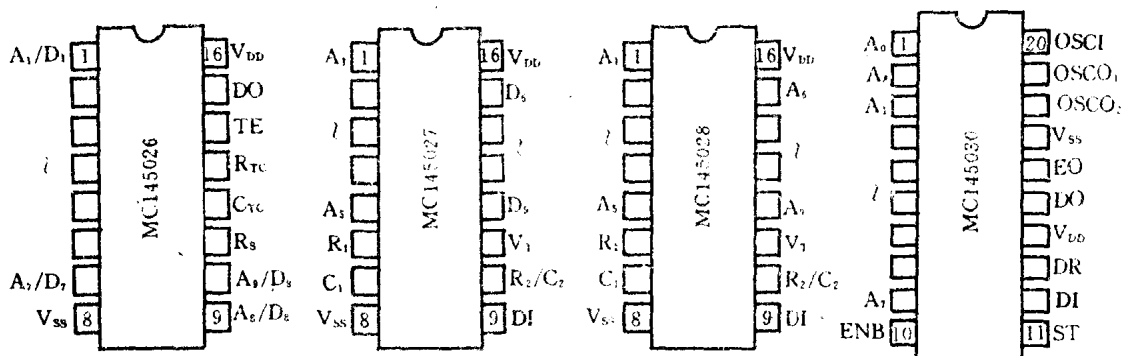


图 1 多路译码器引脚图

1. MC145026、MC145027/28

MC145026 是编码器, MC145027/28 是译码器, 它们的工作电压为 $+4.5 \sim +18V$ 。

MC145026 的 $A_1/D_1 \sim A_9/D_9$ 是地址/数据位输入, 由外部编码开关设定, 可接高电平“1”、低电平“0”或者“开路”三种状态。因此, 最多可产生 $3^9=19683$ 种不重复的编码。数据从第 15 脚 DO 端串行输出, 每位数据用两个数字脉冲来表示: 两个连续的宽脉冲表示 1; 两个连续的窄脉冲表示 0; 一宽一窄表示开路。第 11、12、13 脚外接阻容件, 决定其内部时钟振荡频率。第 14 脚 \overline{TE} 是发送控制端, 当此端接低电平时, 开始发送数据; 此端开路时, IC 内部有一上拉电阻使其输出保持为高电平, 编码器完全禁止, 时钟振荡器停止振荡, IC 功耗降至最低, 静态电流仅零点几个微安, 故无须加设电源开关。

MC145028 是译码器。当其地址位 $A_1 \sim A_9$ 由外部开关设定的状态也与编码器相同, 而且第 9 脚收到编码器发送的数据时, 第 11 脚 V_T 端便由低电平变为高电平, 指示发送有效。第 6、7、10 脚外接阻容件, 产生内部时钟信号。

MC145027 也是一种译码器。与 MC145028 不同的是, 它只有 $A_1 \sim A_5$ 五位地址, 当其与编码器中的 $A_1/D_1 \sim A_5/D_5$ 设置状态相同时, V_T 端即变为高电平, 指示发送有效, 而把编码器中的 $A_6/D_6 \sim A_9/D_9$ 作为数据从 $D_6 \sim D_9$ 端输出。需要说明的是, MC145026 和 MC145027 配对使用时, MC145026 的地址位 $A_1/D_1 \sim A_5/D_5$ 可以编为三个状态, 而数据位只能编成 0、1 两种状态, 若数据位编为开路, 则在 MC145027 中自动译成 1。

编码器中时钟振荡频率 f 的范围可以从 $1Hz \sim 1MHz$ 。对于 $1kHz < f < 400kHz$, 可以按 $f \approx 1/(2.3R_{TC} \cdot C_{TC})$ 估算。此处应选择 $R_S = 2R_{TC}$; $R_S \geq 20k\Omega$; $R_{TC} \geq 10k\Omega$; $400pF < C_{TC} < 15\mu F$ 。

编码器中的 R_S 、 R_{TC} 、 C_{TC} 选定之后，可按公式 $R_1 \cdot C_1 = 3.95R_{TC} \cdot C_{TC}$ 、 $R_2 \cdot C_2 = 77R_{TC} \cdot C_{TC}$ 选择译码器中的阻容件。表 1 列出一组选定数值供参考。阻容件只需取邻近的标称值，不必苛求精确。

表 1

f (kHz)	R_{TC} (k Ω)	C_{TC} (pF)	R_S (k Ω)	R_1 (k Ω)	C_1 (F)	R_2 (k Ω)	C_2 (F)
362	10	100	20	10	470p	100	910p
181	10	220	20	10	910p	100	1800p
88.7	10	470	20	10	2000p	100	3900p
42.6	10	1000	20	10	3900p	100	7500p
21.5	10	2000	20	10	8200p	100	0.015 μ
8.53	10	5100	20	10	0.02 μ	200	0.02 μ
1.71	50	5100	100	50	0.02 μ	200	0.1 μ

用 MC145026 和 MC145027 (MC145028) 组成的系统典型设计见图 2。发送部分使用一片 MC145026，与一组编码开关相配合，最多可发送 19683 种码型；N 个接收分机电路组成形式相似，只是地址编码开关位置不同以及输出控制执行机构不同。当某个接收分机的地址编码与发送部分相同时，则此分机的 V_T 端输出高电平，以及输出数据信号。图 2 中省略了调制发射和接收解调部分，实际应用中可以是各种形式、各种载体。最简单的情况可以是两根导线传输信号。例如在多路有线对讲中，将所有分机均接在这两根线上，由主机通过编码来选呼，可以节省大量电缆。

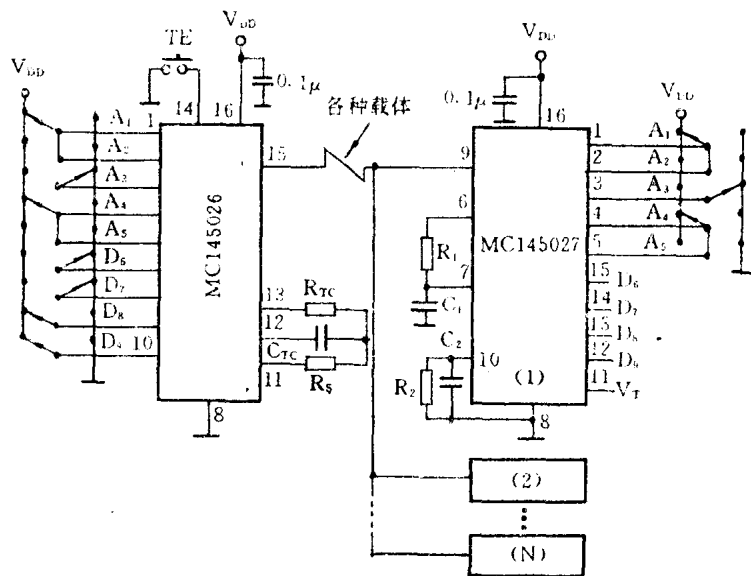


图 2 典型系统

用 MC145026 和 MC145027 各一片，可以组成高级线控玩具。MC145026 装在控制盒中，通过一根三芯电缆（电源正、电源负、数据输出）去控制玩具；MC145027 和电源装在玩具中，MC145027 的数据输出端可以用来控制玩具做各种动作，如前进、后退、拐弯、鸣笛、闪光等。由 $D_6 \sim D_9$ 可直接控制四种动作，若增加译码，则最多可控制 $2^4 = 16$ 种不同的动作。上述控制方式也完全适用于无线遥控。

利用图 2 所示系统还可组成电力线载波多路传呼或报警系统、小型无线传呼系统等，需要的只是适当改变调制发送和接收解调形式以及控制执行机构。这种系统的最大优点是只利用单一载波、节省频带。此外在一些需要具有高可靠性、高稳定性的场合，如遥控爆破、吊车遥控、工业生产过程控制等场合，使用这套 IC 会给系统设计带来很大方便。

如果将发射接收的射频频率设在 300~400MHz, 则可以直接利用电路印制板形成天线, 适合做亲子机、遗物报警器、室内遥控等。

2. MC145030

MC145030 的工作电压为 +2~+6V。它自身具有编码和译码双重功能, 由第 10 脚编码使能端控制, 只要在此脚上有一脉冲上升沿出现, IC 即马上开始编码时序。A₀~A₈ 是地址位输入, 只有 1、0 两种状态, 故最多可编制 $2^9=512$ 种码型。编码脉冲由第 16 脚串行输出, 此脚是一个三态输出端, 编码脉冲以不同的相位来代表 1、0, 始终保持 50% 的占空比。译码或空闲时, 此脚处于高阻态。第 12 脚是译码输入端, 芯片内部设有放大器, 可接收方波信号的最小值为 200mV_{p-p} 。第 15 脚是译码输出端, 这是一个双稳态输出, 当芯片处于译码状态且接收到正确的编码数据时, 此端输出即改变一次状态。但此端亦受第 13 脚译码复位端的控制, 当第 13 脚加高电平时, 使 15 脚双稳复位, 输出变为低电平。第 18、19、20 脚外接阻容件决定内部时钟振荡频率。表 2 给出一组参考数值。

表 2

时钟振荡频率 f_{osc} (kHz)	R ₁ (kΩ)	R ₂ (kΩ)	C (pF)
452	30	5.6	100
220	47	10	100
70	47	10	510
4.1	330	47	2200

图 3 是系统典型设计。由于第 16 脚是三态输出, 在半双工通讯中, 两根传输线可以直接连在一起用一根线代替, 当然, 在经过各种载体传输时, 也只占用一个频带。此系统可用于无绳电话、半双工遥控、应答式报警等用途。

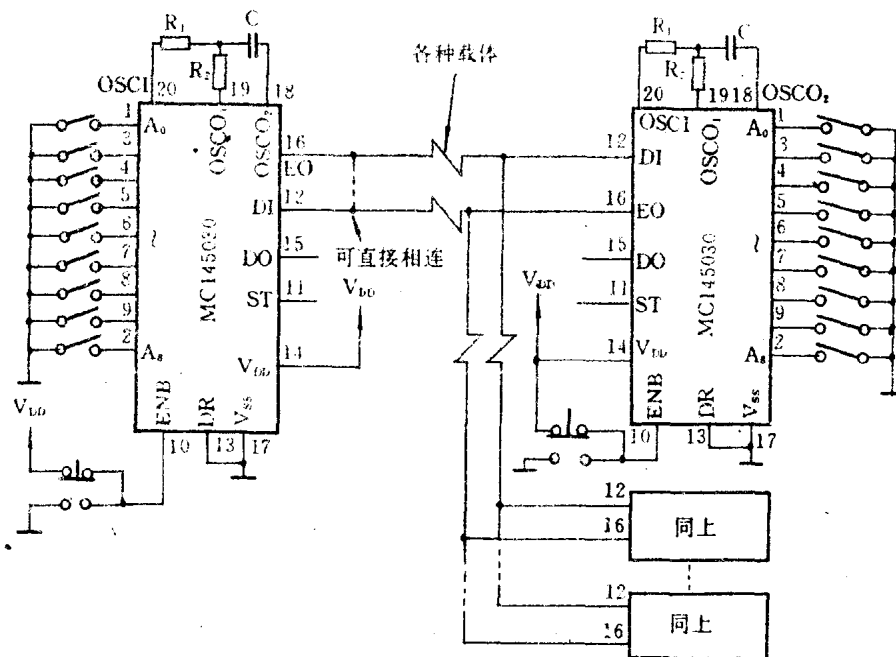


图 3 MC145030 典型系统

5.16 DTMF 在单片机无线数据通讯中的应用

徐州市人民银行电脑室 吴建新

一、概 述

随着单片机的应用普及，单片机间通讯问题已引起广大用户的关注。目前，应用较多的是有线通讯，而如何利用现有的无线模拟信道进行单片机数据传输是众多同行们更加关心的课题。本文介绍一种利用 DTMF 编码进行单片机间无线数据通讯的应用系统，它具有简便、实用、价格低廉等特点。

二、系统工作原理

本系统是采用 MCS-51 单片机控制双音多频 DTMF 发生器 (TCM5087) 来实现信道编码，DTMF 产生的双音编码正弦波送入无线电话进行发射。接收端将无线电话机收到的 DTMF 信号送入 DTMF 解调器 (MT8870) 来实现信道解码，从而完成单片机间的数据通讯，其系统组成如图 1 所示。(见下页)

三、DTMF 信号编码方式

DTMF 是在电话通讯中应用较广泛的一种信号编码方式，其结构如图 2 所示。

行或列	单频 (Hz)
R ₁	697
R ₂	770
R ₃	852
R ₄	941
C ₁	1209
C ₂	1336
C ₃	1477
C ₄	1633

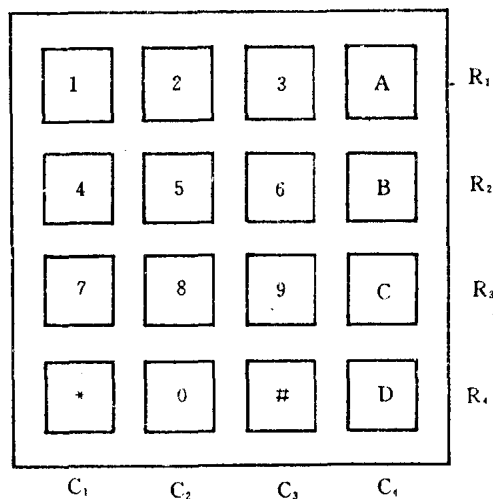


图 2 结构

为了更清楚地了解 DTMF 信号的编码原理，下面分别介绍其发生器、解调器及单片机的控制工作过程。

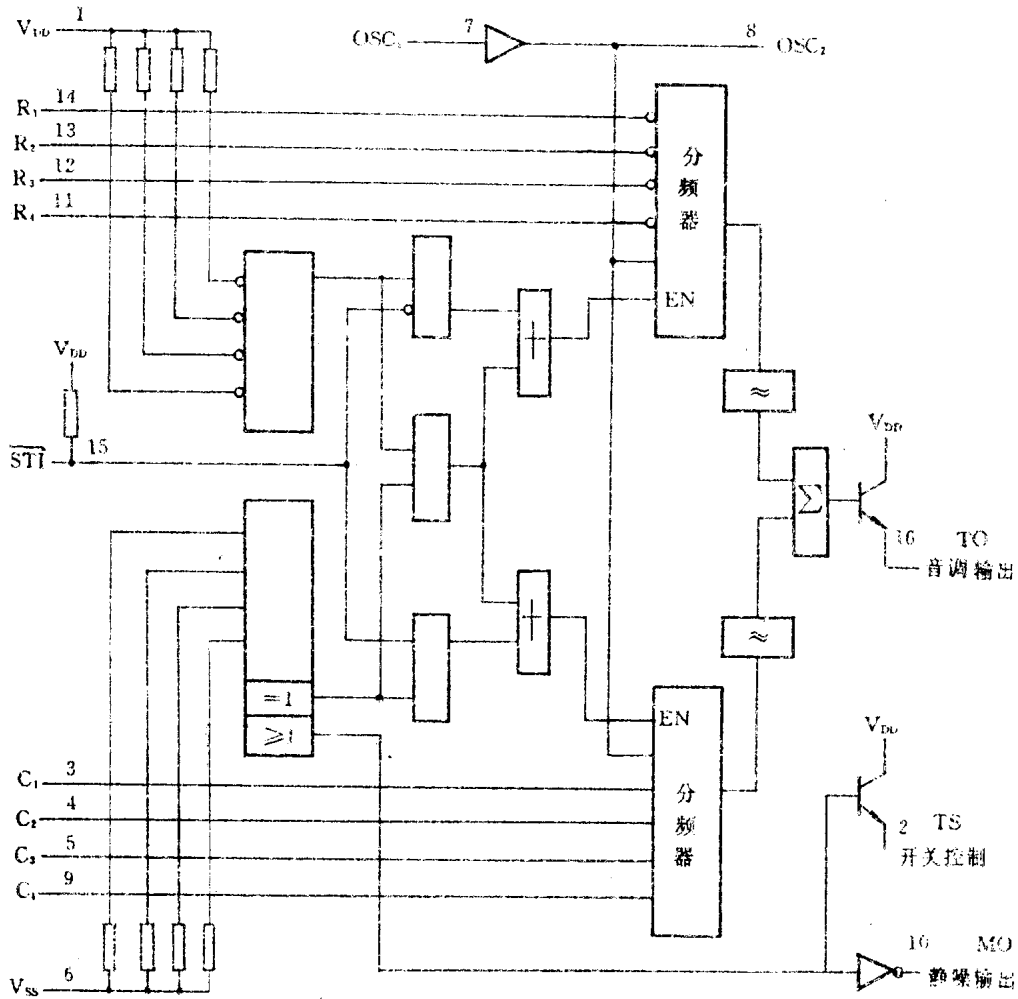


图3 TCM5807 内部电路方框图

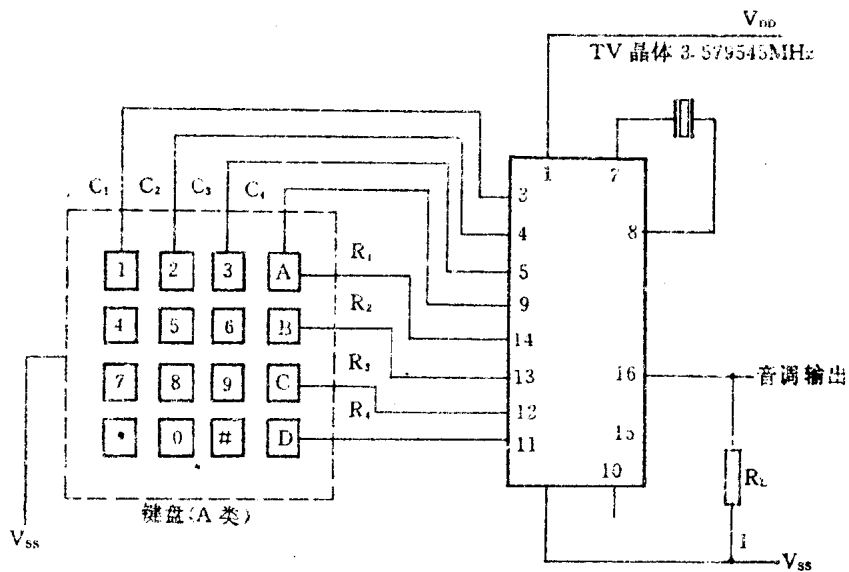


图4 TCM5807 典型应用电路

输入端 $R_1 \sim R_4$ (行)、 $C_1 \sim C_4$ (列) 既可接普通电话键盘, 也可用于电平输入。16 端为音调输出端, 输出的两个音频信号被线性地叠加在一起, 一个音频由输入端 $R_1 \sim R_4$ 从低频组中选定, 另一个音频由输入端 $C_1 \sim C_4$ 从高频组中选定。低频组有 697Hz (R_1)、770Hz (R_2)、852Hz (R_3) 和 941Hz (R_4) 四个频率, 高频组有 1209Hz (C_1)、1336Hz (C_2)、1477Hz (C_3) 和 1633Hz (C_4) 四个频率。当行 (R_i) 输入为 0 电平时, 选择其低频组中的一个, 当列 (C_j) 输入为 V_{DD} 电平时, 选择其高频组中的一个。输出的音频单音幅度 V_{IP} 为 400~500mV。双音调输出的谐波失真和交调失真小于 10%, 频率误差为 $\pm 1.0\%$, 准确度优于 0.75%, 高频比低频加重 2dB。15 端是用来阻止单音产生, 当为 0 电平时, 输出端将不会产生单音调输出。10 端是静噪输出端, 2 端为发射机开关控制端, 7 端为片内振荡器输入端, 8 端为片内振荡器输出端。应用时, 在 7~8 之间接入 3.579545MHz 晶体即可。该芯片的最大优点是所用外围元件最少, 仅需一个廉价的彩电晶体即可工作。

五、MT8870 结构及工作原理

MT8870 是双列直插 DTMF 解调专用电路, 内部电路方框图如图 5 所示。

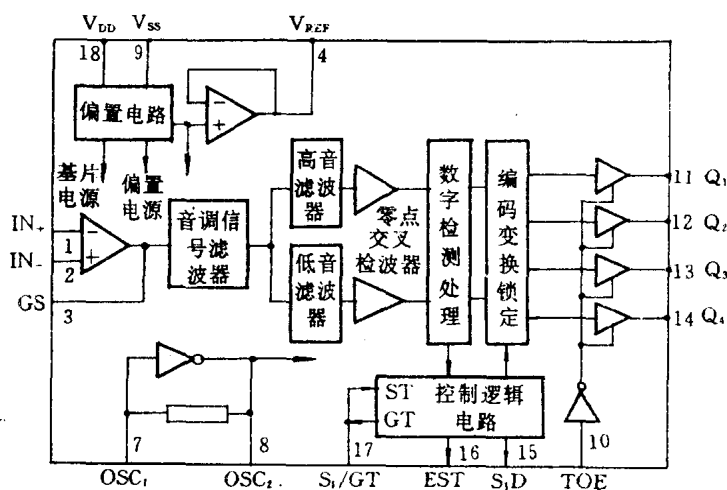


图 5 MT8870 内部电路方框图

由图 1 及图 5 所示可以看出: 由运放及 R_1 、 R_2 、 C_1 组成一反相放大器。对输入的 DTMF 信号进行隔离放大, 其增益 $K = -R_2/R_1$, 其 K 值一般取 1~5, 输入的 DTMF 信号幅度应在 27.5~883mV 之间, V_{REF} (4) 为参考电压输出端, 取值为 $V_{DD}/2 = 2.5V$; IC (5 端和 6 端) 为内部电路的连接线, 必须接 V_{SS} , 其它各端子的功能参照译码过程波形图不难理解。值得注意的是, 输出的二进制编码信号 $Q_1 \sim Q_4$ 由使能端 TOE 控制, TOE 为高电平时, 打开输出锁存器, 输出与当前输入的 DTMF 信号相对应的二进制编码。当 TOE 为低电平时, $Q_1 \sim Q_4$ 呈高阻状态, 故可直接挂在数据总线上。DTMF 信号与二进制编码信号的对应关系如表 1 所示。

表 1 DTMF 信号与二进制编码的对应关系

信息	发方 (5087)			DTMF 信令编码			收方 (8870)	
	$C_4C_3C_2C_1$	$R_3R_2R_1$	十六进制	频率 (低组)	频率 (高组)	键号	$Q_4Q_3Q_2Q_1$	十六进制
1	0001	1110	1EH	697	1209	1	0001	1H
2	0010	1110	2EH	697	1336	2	0010	2H
3	0100	1110	4EH	697	1477	3	0011	3H
4	0001	1101	1DH	770	1209	4	0100	4H
5	0010	1101	2DH	770	1336	5	0101	5H
6	0100	1101	4DH	770	1477	6	0110	6H
7	0001	1011	1BH	852	1209	7	0111	7H
8	0010	1011	2BH	852	1336	8	1000	8H
9	0100	1011	4BH	852	1477	9	1001	9H
A	0010	0111	27H	941	1336	0	1010	AH
B	0001	0111	17H	941	1209	*	1011	BH
C	0100	0111	47H	941	1477	#	1100	CH
D	1000	1110	8EH	697	1633	A	1101	DH
E	1000	1101	8DH	770	1633	B	1110	EH
F	1000	1011	8BH	852	1633	C	1111	FH
0	1000	0111	87H	941	1633	D	0000	0H

双音到达检测时间 t_{DP} 约为 5~15ms, 双音持续时间 t_{REC} 应在 20~40ms, t_{GTP} 、 t_{GTA} 由时间常数 R_3C_2 决定, 表达式为:

$$t_{GTP} = R_3C_2 \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TST}}\right), \quad t_{GTA} = R_3C_2 \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{TST}}\right)$$

式中 V_{TST} 为门限电压, 一般取 $V_{DD}/2$, 故 $t_{GTP} = t_{GTA} = 0.69R_3C_2$ 。译码过程波形可参照图 6。

六、单片机控制工作过程

发送端: 单片机将欲发送的数据, 通过查表转换成与其对应的 DTMF 代码, 然后由 DB 总线送 74LS273 锁存, TCM5087 接到锁存器信号后, 发出双音频正弦波信号, 同时发出发射机打开信号, 将无线电话机置为发射状态, 从而将代码所对应的双音调发射出去, 持续一段时间后 (约 40ms), 单片机再以同样方式将另一数据发射出去。

接收端: 由无线电话收到的双音信号输入到 MT8870 解调器后, 在 EST 端产生一矩形脉冲, 经 R_3C_2 积分后, 在 S_1/C_T 端产生如图 6 所示波形。 S_1/G_T 端大于 V_{TST} 电平时产生 S_1D 信号为 1, S_1/G_T 端小于 V_{TST} 电平时, S_1D 信号为 0。该信号输出端与单片机 8031 的外部中断 INT_1 端相连, 当该信号发生由 1 到 0 的跳变时, 中断标志 IEI 置 1 (中断方式安排为下降沿

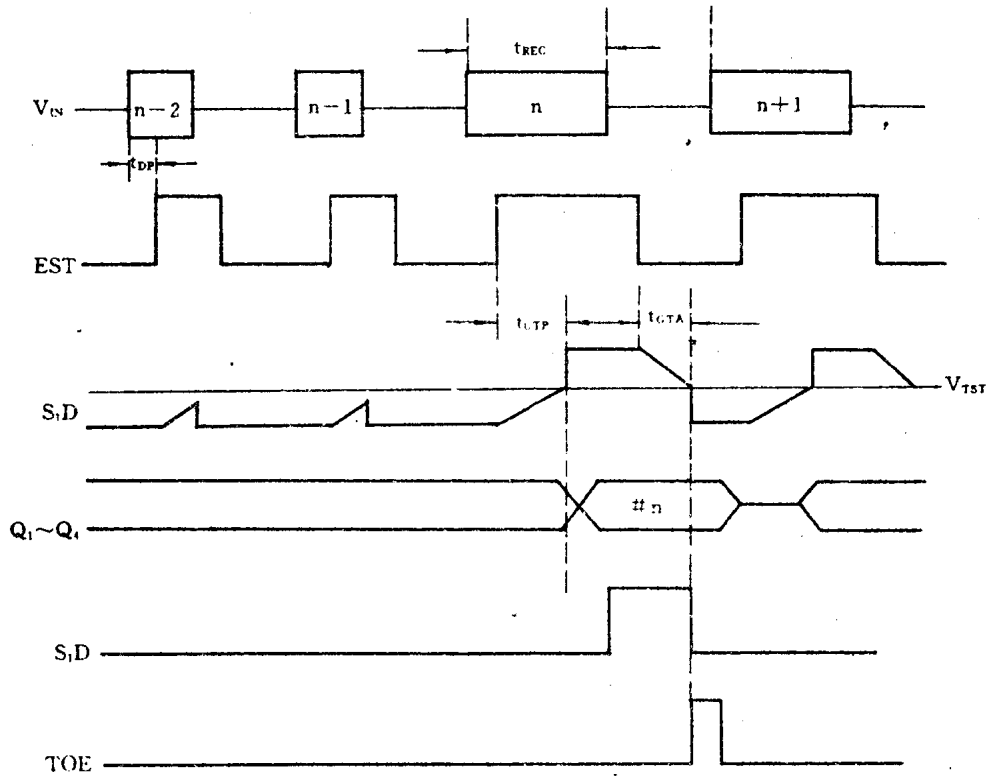


图6 译码过程波形

触发方式)。8031 响应中断后，产生一个 RD 信号，经反相后，使 MT8870 的 TOE 端产生一个高电平脉冲信号，将与当前输入的双音信号相对应的二进制编码信号通过 DB 总线（低四位）读入 8031。单片机通过查表，即可得到与发送端完全一致的数据信息，完成了数据远传之目的。具体编码方式可参考表 1。

七、软件设计

本系统应用程序为模块式结构，发送端为主动工作方式，接收端为被动工作方式。有关信息编码可参考表 1。

有关数据传送程序清单如下：

RESET: 0000H AJMP MAIN	;转主程序
0013H AJMP INT1	;转中断处理子程序
MAIN: MOVSP, #40H	;设堆栈指针
MOVR ₀ , #7FH	;通讯口地址
MOVA, ××	;取欲发送数
ACALL CHS1	;转发送子程序
⋮	
ACALL CHS2	;转接收子程序
⋮	
CHS1: MOV DPTR, #1000	;设表首址

	MOV R ₂ , A	;转存于 R ₂
	ANL A, #0FH	;屏蔽高四位
	MOVC A, @A+DPTR	;查表
	MOVX @R ₀ , A	;发 D ₀
	ACALL 延时	
	MOV A, #0FH	;发间隔
	MOVX @R ₀ , A	
	ACALL 延时	
	MOVA, R ₂	;送回
	ANL A, #F0H	;屏蔽低四位
	SWAP A	;换到低四位
	MOVC A, @A+DPTR	;查表
	MOVX @R ₀ , A	;发 D ₁
	ACALL 延时	
	MOV A, #0FH	;发间隔
	MOVX @R ₀ , A	
	ACALL 延时	
	RET	;返回
CHS2	MOV IE, #84	;开 INT1 中断
	MOV TCON, #04	;置 INT1 下降沿中断
	MOV R ₁ , #10	;设数据区首址
LOOP1	CJNE R ₁ , #1ALOOP1	;数据区存满(数据收完)否?
	MOV IE #00	;关中断
	RET	;返回
INT1	MOVX A, @R ₀	;取数(由通讯口)
	ANL A, #0FH	;屏蔽高四位
	MOV @R ₁ , A	;送数据区
	INC R ₁	;数据区指针加 1
	RETI	;返回

八、结 束 语

我们在研制查询式无线遥测水位仪中采用了上述电路方案。实际运行表明，该系统稳定可靠，抗干扰能力强，使用方便、灵活，价格低廉，误码率完全满足要求，对软件稍作充实修改，即可广泛应用于各种低速无线数据传输的场合。

参 考 资 料

- [1] 《电子技术应用》1989, 8
- [2] 梁庆合编:《MCS-51: 8位高档单片计算机》
- [3] 《世界著名 IC 汇集》

5.17 MCS-8031 单片机在红外遥控装置中的应用

中国矿业大学 马鹏祥 周秀华

一、前言

吊车是工厂、车间中一种常用的搬运工具，其动力一般是交流电动机。吊车在空间可进行上、下、左、右、前、后的运行。控制吊车的方法一般有两种，一种是操作人员在悬挂于吊车横梁上的操作室进行控制；另一种是将控制电机的按钮用控制线引到地面，操作人员在地面进行控制。但在工作中，这两种方法都感到不方便，于是我们就设计了用红外遥控方式控制吊车这一系统。

二、工作原理

本系统由红外线发射机（简称发射机）和红外接收机（简称接收机）组成。发射机和接收机中均有 8031 单片机，它具有全双工的串行接口，两机之间就是靠该串行口进行通讯的。

本遥控装置的两个 8031 单片机是靠红外光传递信息。发射机串行口输出端驱动红外发光二极管，将数字信息变成红外光脉冲信号发射出去。红外检波放大器将红外光信号还原为数字信号，送至接收串行口输入端，经 8031 识别处理后，做出相应的控制。

8031 单片机的串行接口有四种工作方式，本系统采用了方式 1，即波特率可变的 8 位异步通讯方式。考虑到红外发光二极管和红外检波器的开关时间，我们将传输波特率定为 1250bit/s。

发射机 8031 的串行口定义为方式 1 输出，将键盘输入的指令转变为一帧信息，控制红外发光管的导通与截止，使信息发射出去。

接收机 8031 的串行口定义为方式 1 输入，接收经红外检波器转换后的数字信息。

三、系统硬件电路及程序设计

1. 发射机的硬件电路及程序设计

红外遥控发射机电气原理图见图 1。

由 8031、74LS373 和 2732EPROM、晶振、复位电路等构成 8031 最小系统。4×4 键盘联至 8031 的 P₁ 口上，P₁₀~P₁₃ 设定为输出，P₁~P₇ 设定为输入，用查询方式扫描键盘。

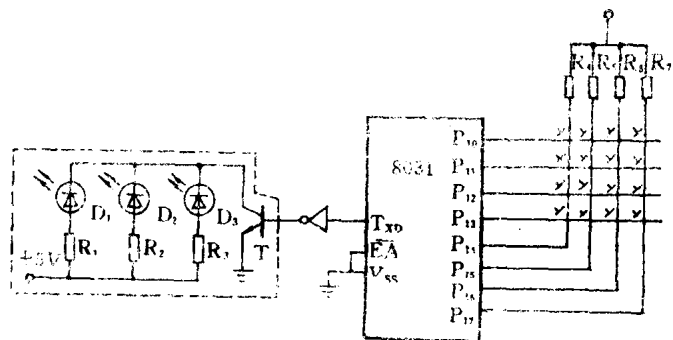


图 1 发射机硬件电气原理图

虚线框中是红外光发射电路。D₁、D₂ 是红外发光二极管。D₃ 是红色发光二极管作为指示器。它们均由三极管 T 来驱动。串行口输出端 (TXD) 经反相器控制三极管 T 的导通与截止。当 TXD=0 时, T 导通, D₁、D₂、D₃ 发光; 当 TXD=1 时, T 截止, D₁、D₂、D₃ 中没有电流通过, 不发光。

红外遥控发射机的程序框图见图 2。

2. 接收机的硬件电路及程序设计

接收机除 8031 单片机部分外, 还有红外信号接收部分和控制输出部分。图 3 是接收机的电气原理图。

虚线框中是红外接收机部分电路图。D 是红外检波二极管, ICPH302B 是红外放大器。红外光信号经检波、放大后送到 8031 单片机串行口的输入端 (RXD)。当有足够的红外光照射到 D 时, IC 的 7 端从“1”变为“0”。

接收机 8031 的 P₁ 口作为输出控制接口。P₁₀~P₁₅ 控制六个固体继电器 J₁~J₆。固体继电器是一种新型的适合于微机控制的继电器, 其内部有光电耦合器和双向可控硅, 隔断了微机系统与主电路的电气联系, 而且通断时不会产生电火花给微机带来不良后果。J₁~J₆ 的输出端可直接作为接触器线圈的控制开关。J₁J₂、J₃J₄、和 J₅J₆ 分别控制三台电机的正、反转, 而每个电机正、反向的闭锁和三个电机间的相互闭锁都是由软件来完成的, 这样不但节省了很多继电器, 缩小了控制盘的体积, 更主要的是去掉了发生故障的隐患。

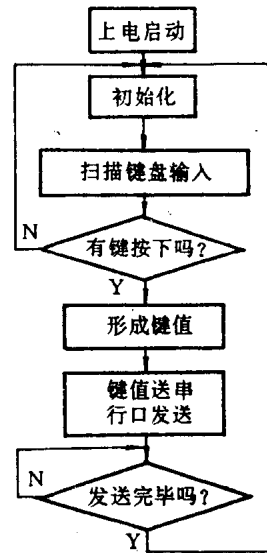


图 2 发射机程序流程图

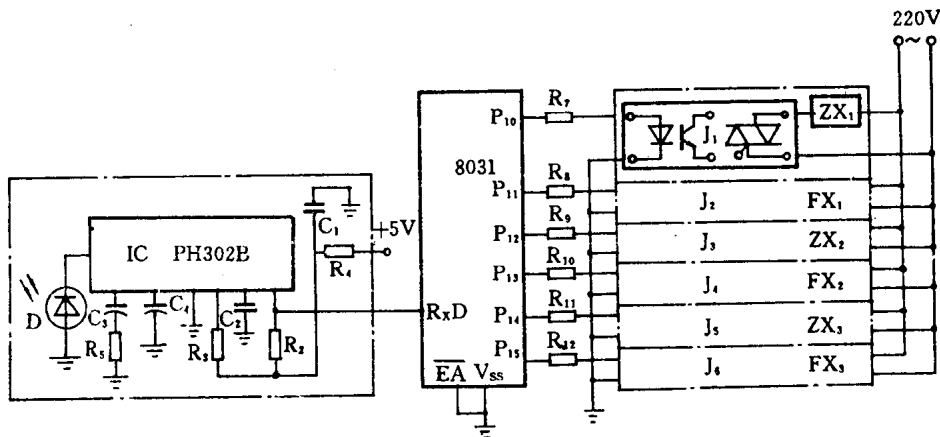


图 3 接收机硬件电气原理图

接收机程序框图见图 4。

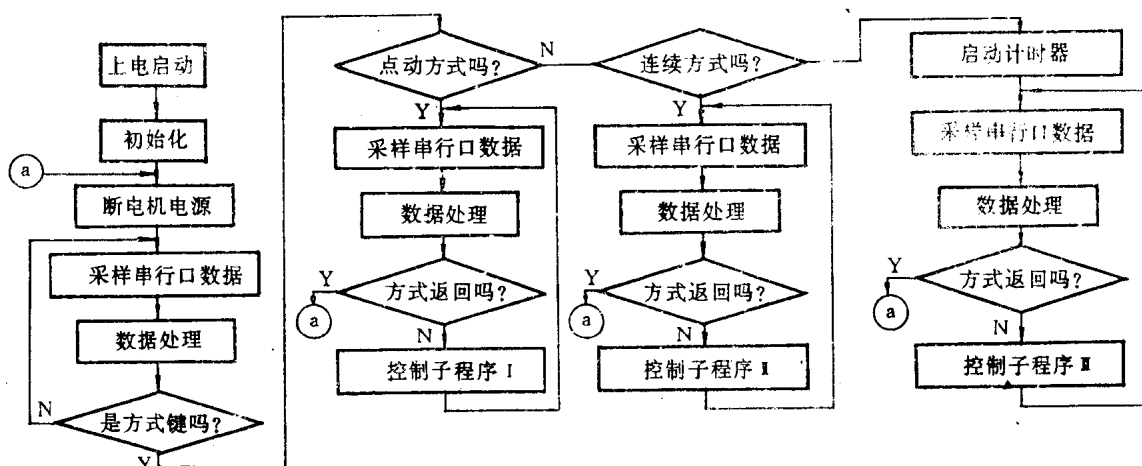


图4 接收机程序框图

四、操作方式

红外遥控发射机可通过三种方式控制吊车运行。

- (1) 点动方式：这是原系统的控制方法，即按下键就启动电机，直到松开为止。
- (2) 连续方式：按一次键，则执行该键的操作，再按一次，则停止该操作。
- (3) 示教方式：操作人员用点动或连续运行方式把吊车运行过程“教”给吊车，吊车会把该过程记下来，之后，便可以自动地重复运行。该方式特别适用于重复性搬运。

五、结 语

本遥控装置的控制距离大于 80 米，控制角度不小于 120° （亦可设计成全方位的），很适合于短距离遥控。通过提高红外发光管的发射功率和增加红外接收回的放大级数，可以增大控制距离。

摘自《电气自动化》，1989年5月

5.18 一种实用光纤数字遥测系统

方佩敏 高红梅

在测量系统中,有时需要将测量参数传输到较远的地方,一般称为遥测。例如,大型水坝的应力状态的测量、炼铁高炉炉壁的温度测量、大型自动化生产设备的参数测量及核反应区的有关参数测量等,被测地点与仪表室或控制室距离较远,需要进行遥测。

远距离信息传输的方式很多,如射频、红外线等无线传输及电缆有线传输等。采用电缆作信息传输是最简单的方式,但信息在传输过程中有较大的损耗,抗干扰性能差、重量大。采用无线方式,其信号转换(调制、解调)电路较复杂。采用红外线传输时,则受气候影响较大,而且距离较远时,需要较大的发射功率。本文介绍一种简单的光纤数字遥测系统。它由四部分组成:传感器及调理电路部分,A/D变换及发送部分,光纤光电耦合部分及接收显示部分。图1为示意图。本系统主要特点是采用编码器将测量参数的数字信号编码发送,通过光纤光电耦合,经译码器译码后显示出相应的测量参数。采用光纤传输信息,其传输损耗小,尺寸及重量也比电缆要小得多,抗干扰性特别好,也不需要很大的发送功率。本系统电路设计简单,调试容易,信息传输可靠性好,数据传输精度高,特别适用于距离为几十米至数百米有强电场、强磁场干扰的场合。

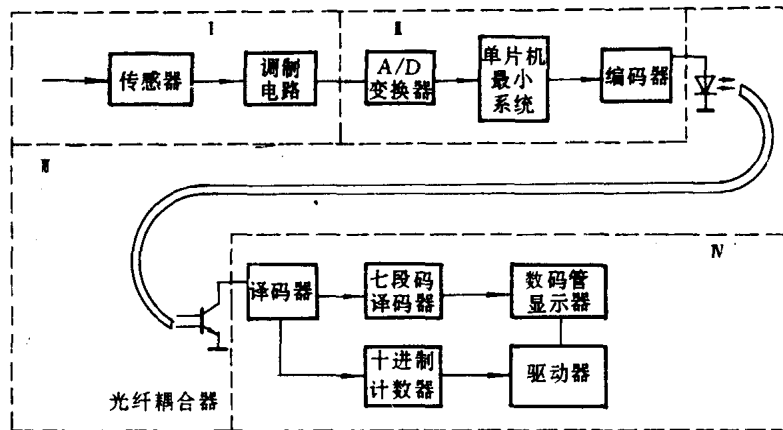


图1 光纤数字遥测系统示意图

一、主要器件简介

1. 编码器及译码器

本系统采用摩托罗拉公司的编码器 MC145026 及译码器 MC145027, 它们的基本特性是:

(1) 编码器有 5 位地址位及 4 位数据位。地址是三态的 (0、1、悬空——高阻态)，有 5³ 种编码方式，数据是两态的 (0、1)。

(2) 当将编码器发送脚 \overline{TE} (14 脚) 接地 (低电平) 时，编码器将 5 位地址及 4 位数据以不同的脉冲编码方式串行输出 (“1” 是两个宽脉冲，“0” 是两个窄脉冲，“高阻态” 是一个宽脉冲及一个窄脉冲)。每发送一次，编码器自动地送出两串相同的地址、数据脉冲串 (由 15 脚输出)。

(3) 译码器接收到编码器发送的第一串脉冲信号后，若译码器的 5 位地址与编码器的 5 位地址完全相同，则将传送来的 4 位数据送入寄存器；接到第二串脉冲信号，经过第二次核对；若地址无误，数据与第一次相符，才将 4 位数据送到输出端并锁存；VT 脚由低电平变高电平，表示接收信号，此高电平一直保持到有新的数据输入或间隔 4 次数据传输的时间而无新的数据输入为止。

(4) 每传输一次所需要的时间，取决于内部振荡器的工作频率，由片外的 RC 参数决定。振荡频率可在 1.71~362kHz 范围内选取；

(5) 静态电流特别小，编码器小于 1 μ A，译码器一般也小于 100 μ A。

(6) 外接元件少，对元件精度要求不严 (允许误差 $\pm 5\%$)。

图 2 为其管脚示意图，应用电路如图 3 所示。

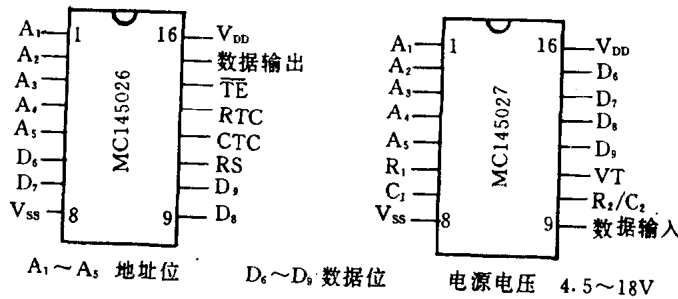


图 2 MC145026/145027 管脚图

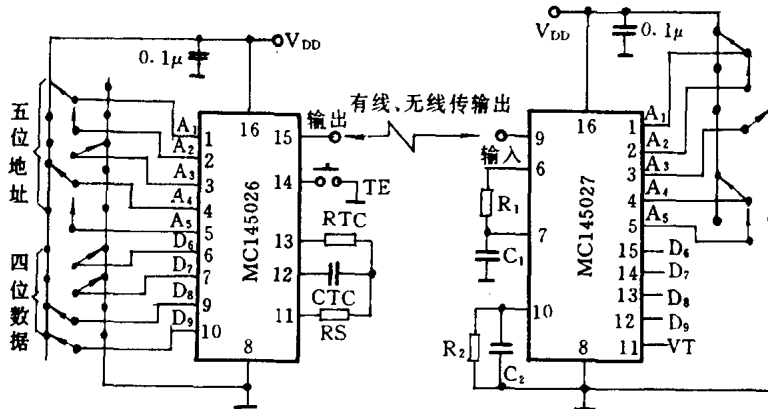


图 3 MC145026/145027 应用电路

2. $3\frac{1}{2}$ 位 A/D 变换器 (略)
3. 光纤光电耦合器

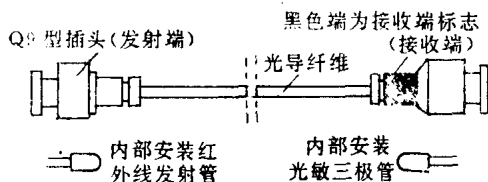


图 4 光纤光电耦合器

如图 4 所示, 光纤光电耦合器是一种由半导体光电器件和光导纤维组成的传输器件。它具有传输频带宽、绝缘性能好、抗辐射和电磁干扰、重量轻、耐腐蚀等优点。特别适用于核辐射区、超高压电力系统、强电磁干扰区、雷区、易燃易爆区及强腐蚀环境等场合。它可以传输音频信号、视频图像信号、测量及控制信号等模拟信号及数字信号。

GGOS-C 型光纤光电耦合器由发光管、光纤及光敏三极管组成。发光管最大电流 80mA, 脉冲工作时可达 500mA (占空比小于 20%), 接收管采用光敏三极管, 截止频率大于 150kHz, 其响应时间小于 $5\mu\text{s}$, 适合于频率低于 150kHz 的场合。

二、发送部分电路

如图 5 所示, 发送部分由 A/D 变换器及接口电路、单片机最小系统、编码器及驱动电路组成。单片机最小系统由 8039、74LS373 及 EPROM2716 (或 2732) 组成。它主要的作用是采集 A/D 变换后的数据, 存入 RAM, 并顺序地将存入的数据通过编码器, 再经过三极管放大后发送出去。

A/D 变换器输出的 $Q_0 \sim Q_3$ 及 $DS_1 \sim DS_4$ 与 74LS244 三态门缓冲器连接。采用查询的方式依次将千、百、十、个位数输入 8039 的 P_0 口 (BUS 口), 并将这四位数分别存入 RAM 中。输入的数据可以是正值或负值, 这可以根据千位的 Q_2 来判断: $Q_2=1$ 时, 数据为正; $Q_2=0$ 时, 数据为负。通过软件来判别 Q_2 是否为 1, 即可确定符号位的正负。符号位的数码管仅接 g 段, 在软件中规定: $Q_2=0$ 时, 8039 输出为 8 (BCD 码为 1000), 由于符号位数码管仅接 g 段, 所以显示出“—”号; 在 $Q_2=1$ 时, 8039 输出为 0 (BCD 码为 0000), 符号位数码管无显示。

由单片机程序控制, 顺序地将符号位、千位、百位、十位、个位数一位位地通过 8039 的 $P_{10} \sim P_{13}$ 口输出。 $P_{10} \sim P_{13}$ 输出的每一位数的 4 位 BCD 码即为编码器的 4 位数据, 由 P_{14} 口来控制编码器的发送控制端 $\overline{\text{TE}}$, 当 P_{14} 口为低电平时, 编码器的 $\overline{\text{TE}}$ 为低电平, 开始发送。编码器输出的编码脉冲经 BG_1 放大后, 再经光纤耦合器的 LED 变成光脉冲信号传输出去。

由于信号传输过程有一定的延迟 (这包括发射管、光敏三极管及接收电路部分的反相、整形等环节), 另外, 译码器译码也需要一定的时间, 为保证可靠地接收, 每发送一位数后, 要加数毫秒的延时 (由软件设定)。

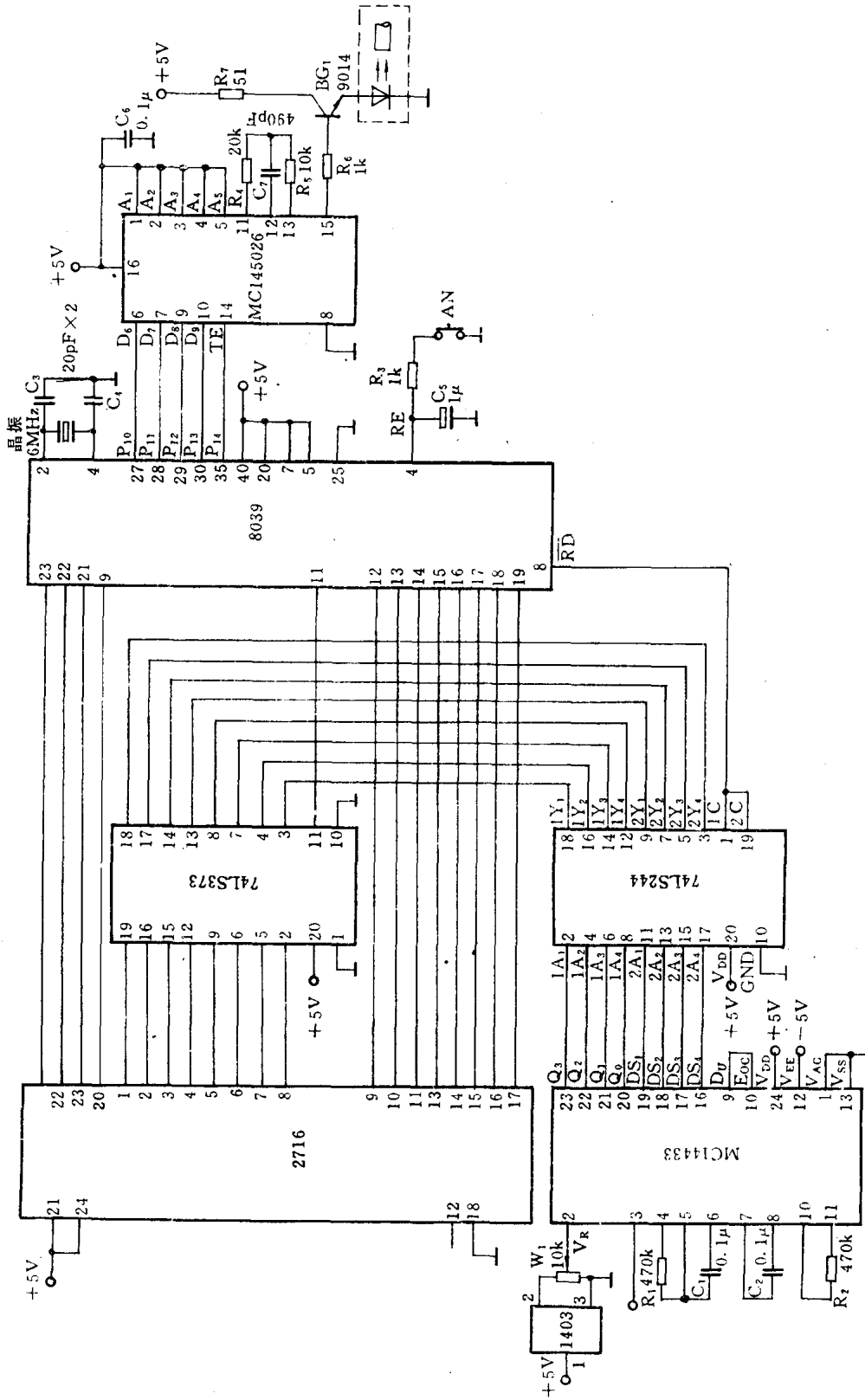


图 5

发送部分的程序是极为简单的，即数据采集及数据发送，其程序框图如图 6 所示。

采用单片机除上述主要功能外，它还可以利用软件进行运算、数据处理，对非线性传感器进行校正，或对某些有规律误差进行自动补偿，这样可充分发挥单片机的功能，并能提高测量的精度。

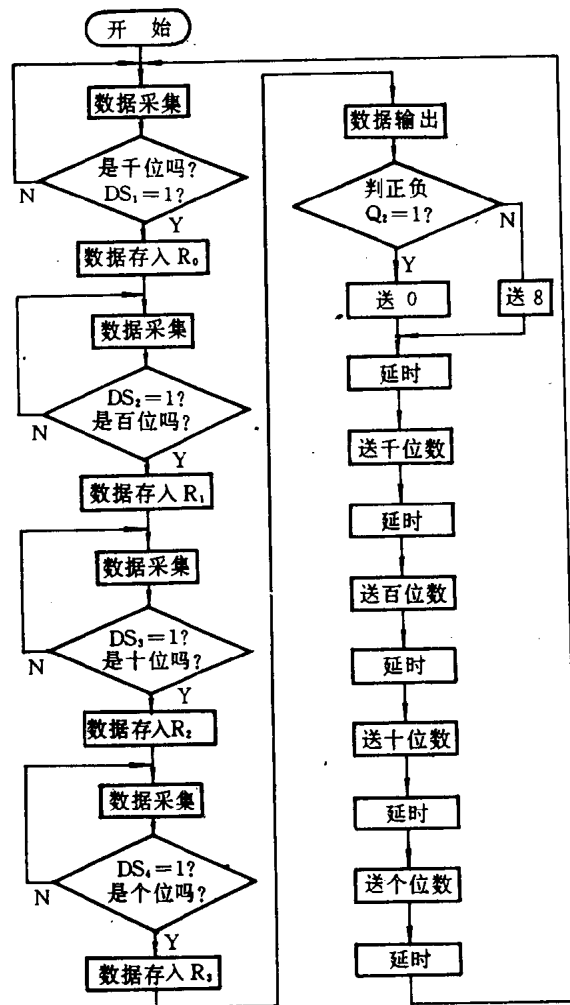


图 6 发送部分程序框图

三、接收部分电路

如图 7 所示，经光纤光电耦合器传输的光脉冲由 R_{24} 、 BG_2 、光敏三极管接收后变成电脉冲，经 4093 的施密特触发器反相、整形后输入译码器 MC145027。由译码器输出的符号位及 4 位数据经 BCD 码——七段码译码器 4511 译码后，与 4017 十进制计数器配合（位控），进行

动态扫描显示。

通电后,当信号未传输时,MC145027 译码器 4 位输出为 0000,4017 清零端 R 由 C_{11} 、 R_{10} 、 D_1 输入一尖脉冲,使 4017 清零, Q_0 端输出高电平。 Q_0 为高电平时, BG_7 导通, 个位数码管被选通、个位数码管显示出 0, 这是准备接收状态。

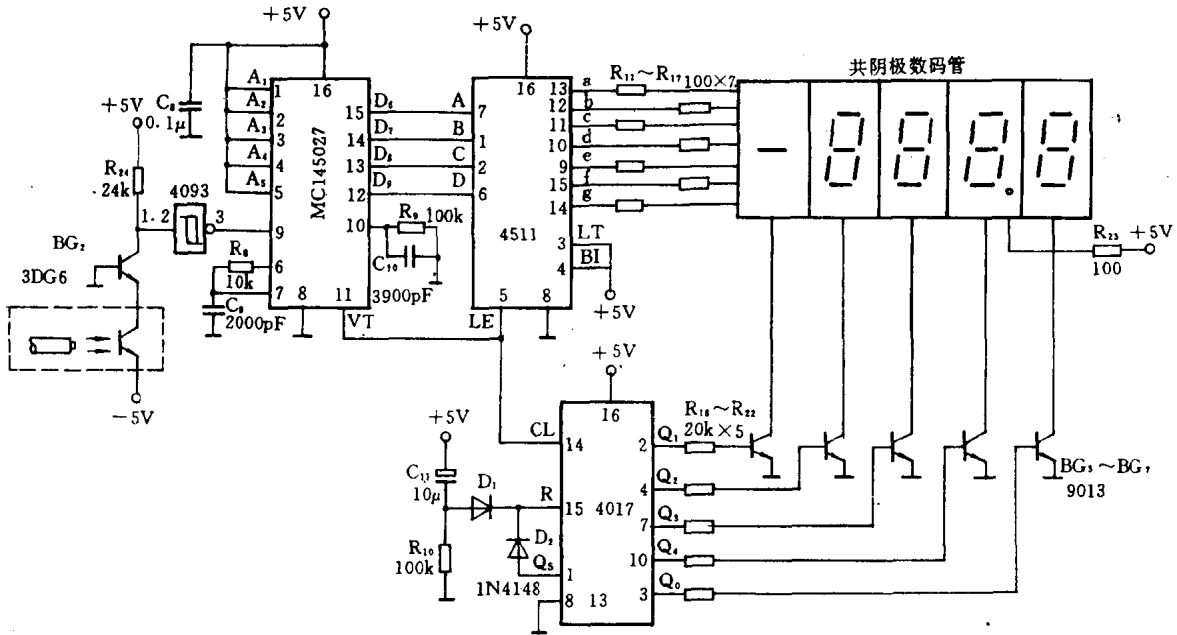


图 7 接收部分电路

当信号传输时,由 8039 程序控制,先输入符号,然后再依次输入千、百、十、个位数据。MC145027 接收到符号位的数据后,VT 由低电平变高电平,它与 4017 的输入端 CL 相连,VT 的电平由低变高的信号使 4017 进位,由 Q_0 高电平转为 Q_1 高电平, BG_3 导通,使符号位数码管显示,余此类推。十位数显示后,当个位数输入时, Q_5 变高电平,此高电平经 D_2 加在清零端,使 Q_0 变高电平,又显示出个位。由于传输每一位数及延时仅 5ms 左右,所以人眼看显示是稳定的,无闪动的感觉。

小数点的显示是固定的,图中小数点在十位上,可以根据需要移动。

本系统是一种通用的遥测系统,只要变换不同的传感器并调整调理电路有关参数,就可以达到遥测各种测量参数的目的。

光纤光电耦合器虽然可以传输几十米至数百米,但目前光纤成本较高,当前更适用于有强干扰、短距离(几十米)的场合,这样可以获得极好的传输效果又比较经济。

5.19 智能仪表通讯系统中一种冗余通道的设计

华东化工学院自控系 陈 怡 吴勤勤 季建华

随着微处理机的推广应用,各种智能测量、控制仪表应运而生,为了充分发挥这些智能仪表的作用,正趋于将各种不同的仪表通过数据通讯线路联接起来,形成一个网络,以实现信息和资源的共享。在这种网络系统中,网络通讯线路的可靠性往往成为整个系统可靠性的关键。一旦网络通讯线路发生故障,可能导致整个网络系统的失效,因而人们总希望有一个高可靠性的通讯线路。

解决这个问题一般可从两个方面来考虑:1)采用高质量的元件和器材;2)采取适当的冗余措施。前者要受器件供应及成本的限制,而后者如进行合理的设计,则可以用较小的费用来满足通讯线路的可靠性要求。

一、网络结构

我们是在一个以8031单片机为核心的小型计算机过程控制系统中进行冗余通道设计尝试的。整个通讯网络如图1所示,其结构为总线型式。管理机通过以8031为核心的接口装置和多个现场智能测量、控制仪表进行数据通讯,它们都挂在一条高速总线上。为了提高通讯系统可靠性,增设了一条冗余总线作为备用(见图中的虚线),以便在原通讯总线故障时能自动切换到这条冗余总线上去。

二、通道设计

冗余总线的接口电路如图2所示。通讯总线符合国际EIA的RS-422标准。按此标准,网络通讯系统能以1Mbps的速率传输数据,传送距离可达1km。与这个标准相适应,一般可选75174(发送器)、75175(接收器)或MC3846、MC3847作为接口器件。从供应的可能性考虑,本系统选用国产集成电路J274、J275,构成了如图2的接口电路,图中1[#]、2[#]为两条可以互换的通讯总线。

J274(发送器)、J275(接收器)是一对差分平衡型总线收发的接口芯片,每一个芯片都有二个相同的电路,故很适合于通讯总线的冗余设计。J274、J275的真值表如表1和表2所示。

J274用来发送信号,J275用来接收信号。电路中采用光电耦合器件是为了抑制长线传输中的共模干扰信号,提高系统的可靠性。

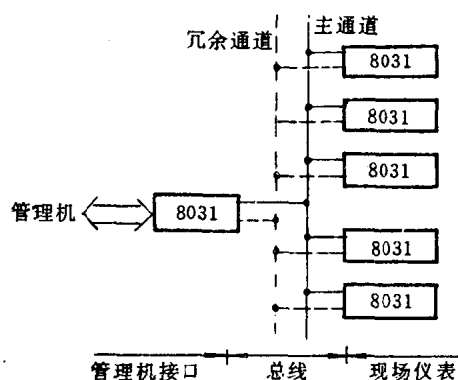


图1 通讯网络结构

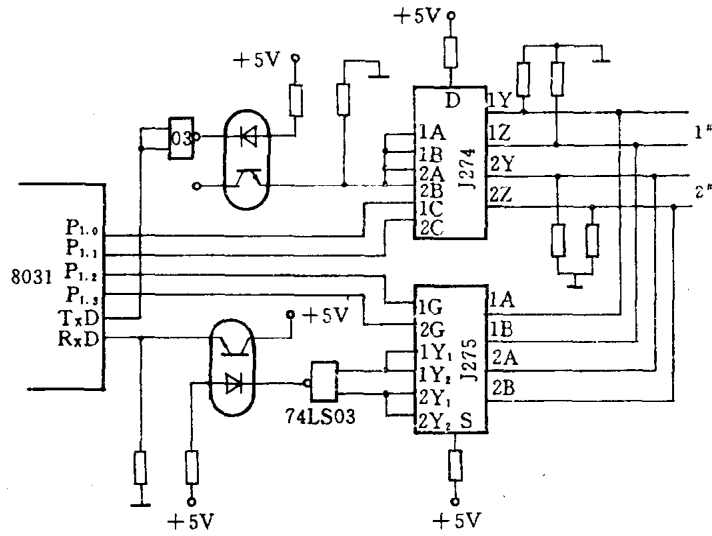


图2 接口电路

表1 J274

禁止		输入		输出	
C	D	A	B	Y	Z
0	∅	∅	∅	1	1
∅	0	∅	∅	1	1
1	1	0	∅	0	1
1	1	∅	0	0	1
1	1	1	1	1	0

表2 J275

差分输入	选	通	输出
A-B	G	S	Y
≥50mV	∅	∅	1
<+50mV	∅	0	1
>-50mV	0	∅	1
	1	1	∅
≤-50mV	∅	0	1
	0	∅	1
	1	1	0

注：“0”为开态，“1”为关态，“∅”为任意

三、工作原理

通讯线路中,1#为主通道,2#为冗余通道,单片机的发送信号从TXD端输出,经光电隔离后同时送1#、2#发送通道的输入端。控制电路使其中一个通道工作。若置D=1,1C=1,2C=0,则1#通道工作;若D=1,1C=0,2C=1,则2#通道工作。本电路用8031P1口的P1.0、P1.1来控制J274的1C和2C。

主接收通道和冗余接收通道,同时接入J275,转换成TTL电平后送74LS03进行“与”处理,然后送单片机。要使单片机接收到正确的信号,必须使处于后备状态的通道输出为高电平

($Y_{\pi}=1$), 于是有

$$R \times D = Y_{\pm} \cdot Y_{\pi} = Y_{\pm}$$

本电路是通过 P_1 口的 $P_{1.2}$ 、 $P_{1.3}$ 控制 J275 的 1G 和 2G 来实现这一要求的。

因此, 可用下面两条指令来控制 1# 或 2# 通道的工作:

执行 MOV P1, #05H, 1# 通道工作, 2# 备用;

执行 MOV P1, #0AH, 2# 通道工作, 1# 备用。

实践表明, 采用上述冗余通道的方法对提高网络通讯的可靠性是十分明显的。设一条通道的可靠性为 a , 则加接冗余通道后, 网络通讯的可靠性为 $a'=1-(1-a)^2$ 。若 $a=0.9$, 则 $a'=0.99$ 。

四、检测和控制程序

通讯系统的故障是通过软件来检测的, 一旦主通道发生故障, 控制电路就自动将通讯线路切换到冗余通道。工作过程如下: 先发一个测试码, 然后等待测试码的回送 (对方接收到此码后即应回送), 若回送码与测试码一致, 则通道正常; 若不一致或接收不到回送码, 则认为通道故障, 此时发一切换通道的控制信号。实现以上过程的程序框图见图 3, 程序如下:

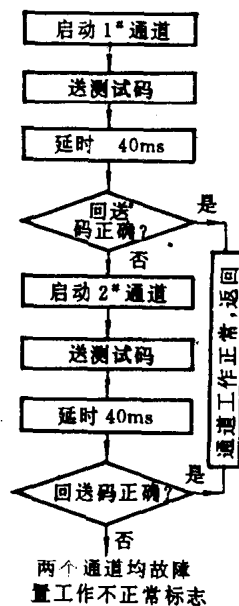


图 3 检测与控制程序

```

ORG 8000H
START: MOV A, #20H      ; 设定定时器方式 2
      MOV TMOD, A      ; 和波特率常数
      MOV TH1, #0E6H
      MOV SCON, #0F8H
      MOV P1, #05H     ; 1# 通道工作
      MOV R1, #40H
  
```

```

MOV SBUF, R1      ; 送测试码
MOV R0, #4H
LCALL DELAY      ; 延时 40ms
CLR T1
JNB R1, CHANGE
MOV A, SBUF
CLR R1,
CJNE A, #40H, CHANGE ; 判测试码
AJMP OK
CHANGE: MOV P1, #0AH      ; 2#通道工作
MOV R1, #40H
MOV SBUF, R1      ; 送测试码
MOV R0, #4H
LCALL DELAY      ; 延时 40ms
CLR T1
JNB R1, ERROR
MOV A, SBUF
CLR R1
CJNE A, #40H, ERROR ; 判测试码
AJMP OK          ; 工作正常
ERROR: SETB F0    ; 置工作不正常标志
OK: RET
DELAY: MOV R1, #0FFH
SD: NOP
NOP
NOP
NOP
DJNZ R1, SD
DJNZ R0, DELAY
RET

```

摘自《电子技术应用》月刊, 1990年第4期

5.20 EIA RS-232-C 接口使用中的几个问题

顾 浩

EIA RS-232-C 接口是目前最常用的一种串行通讯接口。它是在 1970 年由美国电子工业协会 (EIA) 联合贝尔系统、调制解调器厂家及计算机终端生产厂家共同制定的, 是用二进制方式进行串行数据交换的数据通讯设备 (DEC) 与数据终端设备 (DTE) 之间的接口技术标准。

一、最大传输距离

在一般的教科书和技术杂志上, 对 RS-232-C 接口的最大传输距离是这样叙述的: 在没有调制解调器的情况下, 本地数据终端与数据通讯设备间的最大距离为 50 英尺 (15m)。然而在实际使用中, 最大距离远远超过此值。造成这一不同的原因是由于在一般教科书上没有说明此最大距离值是在什么前提下定义的。RS-232-C 标准规定, 在码元畸变小于 4% 的情况下, 最大传输距离为 50 英尺 (15m)。接口标准的电气特性中规定, 接口驱动器的负载电容 (传输介质电容与接收器输入电容之和) 应小于 2500pF, 如果按普通的非屏蔽多芯电缆每英尺的电容值为 40~50pF 来计算, 传输电缆长度应为

$$l = \frac{2500}{50} = 50 \text{ 英尺 (15m)}$$

当驱动器的负载电容大于 2500pF 时, 码元畸变就要超过标准规定的 4% 允许值, 而在大多数应用场合, 约有 99% 的用户是按码元畸变 10~20% 的范围工作的, 显而易见, 这种情况下的传输距离便会远远超过 50 英尺 (15m)。因此, RS-232-C 接口标准规定的 4% 的码元畸变是很保守的。美国 DEC 公司虽然规定了 RS-232-C 传输特性的码元畸变是 10%, 但仍认为是十分保守的。表 1 为 DEC 公司的实验结果。

表 1 DEC 公司的实验结果

波特率	1号电缆传输距离 (英尺)	2号电缆传输距离 (英尺)
110	5000	3000
300	5000	3000
1200	3000	3000
2400	1000	500
4800	1000	250
9600	250	250

表中 1 号电缆为带屏蔽的电缆, 型号为 DECP. No. 9107723, 内有三对双扭线, 每对由 22[#]AWG (美国线规) 组成, 其外覆以屏蔽网。2 号电缆为不带屏蔽的电缆, 型号为 DECP. No. 9105856-04, 是 22[#]AWG 的四芯电缆。

二、点对多点系统的通讯

RS-232-C 接口广泛用于点对点的系统通讯, 在有些应用场合, 也可用于点对多点系统的通讯。以图 1 “一对二” 的系统为例, 甲为主站, 乙、丙为从站, 主、从站的职能分配是固定的。主站是数据源, 从站之间不能通讯, 只能接收和监听主站的广播。主、从站之间的通讯可用查询方式或中断方式进行。

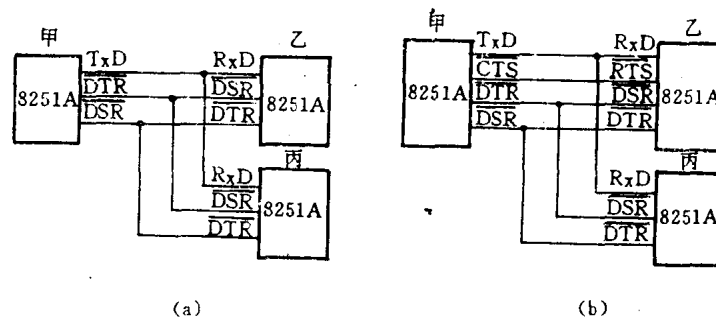


图 1 RS232C 点对多点系统的通讯:

(a) 查询方式; (b) 中断方式

如图 1 (a) 的所示, 在主站甲向从站乙、丙发送数据时, 三方均用 RS-232-C 接口的标准信号 $\overline{\text{DTR}}$ 、 $\overline{\text{DSR}}$ 进行同步。同步建立后, 甲测试 8251A 状态字的 TXRDY 位, 用查询方式发送一批数据, 而从站乙、丙同时测试本站 8251A 状态字的 RXRDY 位, 用查询方式接收这批数据。笔者自制了一个“三通”插座, 当使用长度为 15 米的 25 芯扁平电缆时, 主站甲发送一批字节数为 4096 的数据, 共发送 20 次。从站乙、丙接收到的数据与主站发送的数据完全一致, 试验结果令人满意。

主站与多个从站的数据交换不仅可用上述的查询的方式进行, 也可用中断方式进行。图 1 (b) 为用中断方式的“一对二”的系统连接图。由图可见, 乙站的 $\overline{\text{RTS}}$ 连到甲站的 $\overline{\text{CTS}}$ 端, 建立甲、乙站之间的应答关系, 而丙站的 $\overline{\text{RTS}}$ 不连到甲站的 $\overline{\text{CTS}}$, 因此, 甲、丙站之间没有应答关系。由此推广到“一对几”的系统, 主站的 $\overline{\text{CTS}}$ 只能连到一个从站的 $\overline{\text{RTS}}$ 。否则, 整个系统将无法正常工作。

在主站甲向乙、丙站发送数据时, 三方均用 RS-232-C 串行接口的标准信号 $\overline{\text{DTR}}$ 、 $\overline{\text{DSR}}$ 进行同步。同步建立后, 由于乙站的初始状态 $\overline{\text{RTS}}$ 为 1, 而使甲站的 8251A 满足条件: 数据缓冲器空 $\cdot \overline{\text{CTS}} \cdot \text{TXEN}$ 时, 8251A 的引脚 TXRDY 置位, 甲站进入中断服务程序以发送一批数据。此时, 乙、丙站满足条件而进入各自的中断服务程序, 以便接收甲站发来的这批数据。乙站和丙站接收数据过程的差别在于, 甲、乙站之间用 $\overline{\text{CTS}}-\overline{\text{RTS}}$ 建立两者的应答关系, 而甲、丙之间无应答关系, 是靠 $\overline{\text{DSR}}$ 、 $\overline{\text{DTR}}$ 信号来建立同步的。

在与查询方案同样的条件下, 甲站发送一批字节数为 256 和 4096 的数据, 各发 20 次。结果是乙、丙站接收到的数据与甲站发送的数据完全一致。

甲站与乙、丙站的数据交换也可用另一种中断方式进行。在这种方案中，主站和各从站的 8251A 芯片的 $\overline{\text{RTS}}$ 和 $\overline{\text{CTS}}$ 引脚自成回路。在主站向各从站发送数据时，主、从站均用标准信号 $\overline{\text{DTR}}$ 、 $\overline{\text{DSR}}$ 进行同步。

此方案同样得到满意的结果。上述三种方案的软件比较简单，其程序清单在此不作介绍了。

三、RS-232-C 标准的不足之处

由于 RS-232-C 标准出现较早，难免有不足之处，可归纳为以下六点：

(1) 接口的信号电平值较高，与 TTL 电平不兼容。RS-232-C 接口逻辑的约定是：当在接口部位测得的电平（相对于信号地）为 $-15 \sim -3\text{V}$ 时，则此信号定义为标准状态，即逻辑“1”；电平为 $+3 \sim +15\text{V}$ 时，则把此信号定义为空状态，即逻辑“0”；信号电平处于 -3V 到 $+3\text{V}$ 之间时，则为模糊区，信号无定义。由于 RS-232-C 接口的逻辑电平值较高，易损坏接口电路的芯片，同时，因接口电平为非 TTL 电平，故需使用电平转换电路，方能与 TTL 电路连接。

(2) 传输速率较低。同步传输时，波特率最高为 64k；异步传输时，波特率最高为 20k。

(3) 接口使用一根信号线和一根信号返回线而构成共地的传输形式，这种共地传输容易产生共模干扰。

(4) RS-232-C 接口标准没有对接口用的连接器作明确定义，故出现了互不兼容的 25 芯连接器，给用户的使用带来不便。

(5) 传输距离有限。在码元畸变不超过 4% 时，最大传输距离为 50 英尺。

(6) 在利用 RS-232-C 接口和以中断方式进行异步通讯时，从站必须保证其 CPU 在限定时间（一般为波特率的倒数 $\times 11$ ）内响应 RXRDY 信号而完成读接收缓存区数据操作，否则，将发生数据溢出错误。

第六章

电源、电源变换 与电源监视

6.1 电源扩展电路

李学海 曹福兴

1. 单变双电源(一)

常遇到这种情况,单组电源供电的电路进行扩展时需增加极性相反的另一组电源。本文介绍的电路可以满足这种需要。

通常,负电压可用 C_1 、 VD_1 、 VD_3 和 C_3 构成的半波整流电路获得,但全波整流效果更好。因全波整流输出电流大,纹波小。再增加 C_2 、 VD_2 和 VD_4 就构成了全波整流电路。

在图 1 中,桥式整流 $VD_5 \sim VD_8$ 和滤波电容 C_4 提供一组正电源。扩展电路提供一组等值的负电源,但此电压值的大小取决于 C_1 和 C_2 及负载电流的大小。按图示值,负电源可提供约 200mA 的负载电流。

应注意在这种电路中,确保正电源的负载电流总要大于负电源的负载电流。若正电源不接负载,负电源也没有电流输出。

若要求负电源负载电流大于正电源的负载电流,应将电路翻转,即将所有二极管和电容极性倒换。此时桥式整流提供负电压,扩展部分提供正电压。

2. 单变双电源(二)

图 2 电路中,时基电路 555 接成无稳态电路,3 脚输出频率为 20kHz、占空比为 1:1 的方波。3 脚为高电平时, C_1 被充电;低电平时, C_3 被充电。由于 VD_1 、 VD_2 的存在, C_3 、 C_1 在电路中只充电不放电,充电最大值为 E_c 。将 b 端作地端,在 a、c 两端就得到 $\pm E_c$ 的双电源。本电路输出电流超过 50mA。

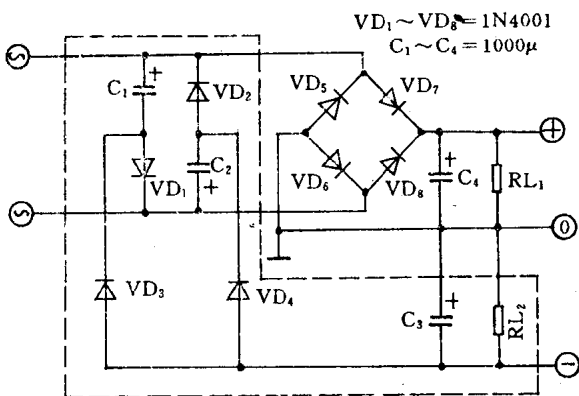


图 1

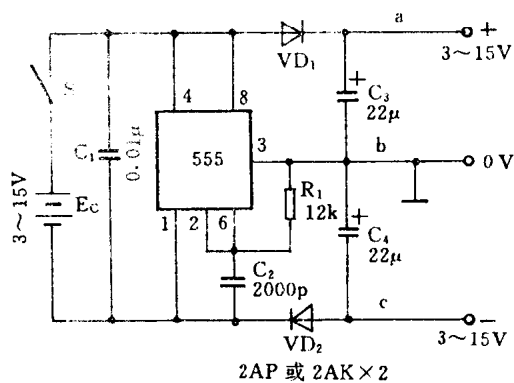


图 2

6.2 一种简单的直流三倍压电路

田进勤 编译

图1所示为国外杂志上介绍的一种直流三倍压电路，能从5V直流电源得到接近15V的直流电压输出，用以给电流消耗较小但要求电压较高的负载（例如CMOS电路）供电。其基本原理是采用一个TTL六非门振荡器，使电路中的两个电容器交替地接电源正或地来达到目的。具体过程分析如下：

假定振荡器（由集成电路74HC14及阻容件 R_1 、 C_1 构成）在某一瞬时a点电位为正，b点电位为负（即为地电位），则可将图1有关电路等效成图2（a）。此时因为振荡器在a点产生

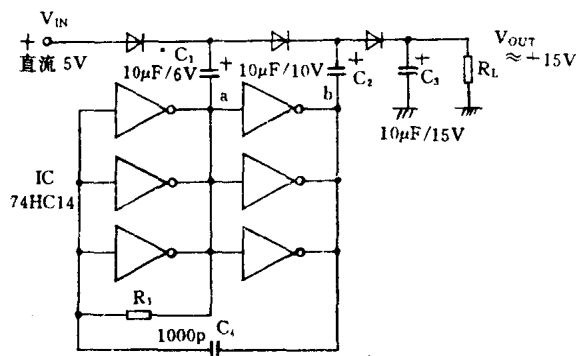


图1 直流三倍压电路

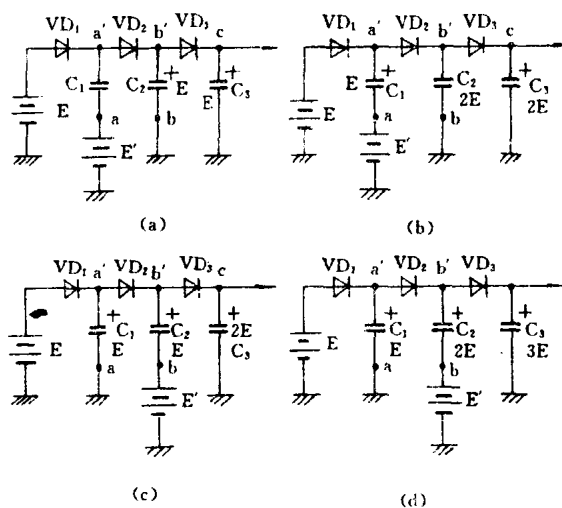


图2 等效电路

的电位 E' 约等于电源电压 E ，极性都是正极在上，所以电容器 C_1 不会被充电，在 $a' \sim a$ 之间形成不成电位差，而电容器 C_2 和 C_3 两端都将得到接近电源 E 的电压值（忽略二极管的压降损

失)。

当振荡器翻转后,变为如图 2 (b) 所示的 a 点为地电位、b 点为正电位,结果是 E' (近似于 E) 同电容器 C_2 上的电压 (近似于 E) 叠加,经二极管 VD_3 将电容器 C_3 充电至 $2E$,同时电源 E 也将 C_1 充电至 E 。

再下一轮,振荡器又变为 a 正、b 地 (见图 2 (c)),通过类似的分析可以知道,此时 a' 点电位 $V_{a'}$ 、b' 点电位 $V_{b'}$ 、C 点电位 V_c 均为 $2E$ 。

当振荡器再翻转过来时,等效电路变为图 2 (d)。虽然从形式上看似乎与图 2 (b) 无异,但由于几次电荷转移, C_2 两端已有 $2E$ 电压,再与 E' 叠加后,便使 b' 点及 c 点的电位都变为 $3E$ 。因此可以从 c 点对地之间获得接近 $3E$ 的电压输出。

由分析可见, C_1 、 C_2 、 C_3 上承受的最大电压分别为 E 、 $2E$ 、 $3E$,所以可分别选用耐压为 $6V$ 、 $10V$ 、 $15V$ 的电容器。

调整图 1 中的 R_1 ,可以改变振荡频率,以取得最佳结果。当 R_1 为 $1k\Omega$ 时,电路振荡频率约为 $350kHz$; R_1 选 $100k\Omega$ 时, $f \approx 4kHz$ 。

图 3 是电源变换效率与负载电流的关系曲线。图 4 是输出电压与负载电流的关系曲线。可

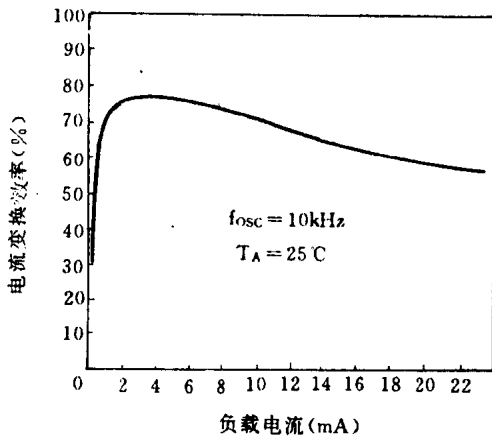


图 3 电源变换效率与负载电流关系曲线

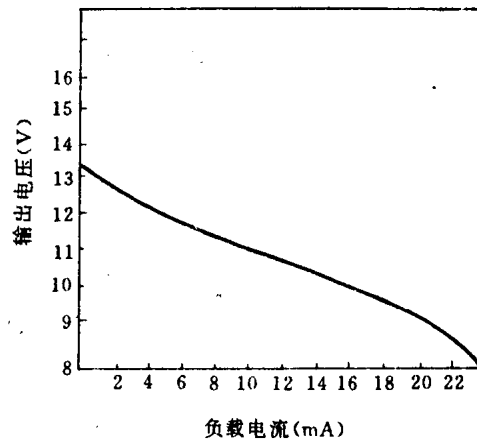


图 4 输出电压与负载电流关系曲线

以看出,在 $10mA$ 以下的负载状态下,变换效率不低于 70% ,输出直流电压也不低于 $11V$ 。如果希望得到负的三倍压输出,只需将电源 E 、二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 及电容器 $C_1 \sim C_3$ 的极性全部换向即可,但注意不能改动 74HC14 的电源供电极性。

据原文介绍,为了降低输出阻抗,可在输出端并接一个缓冲器 (即电压跟随器)。笔者认为此法不可取,因为缓冲器的全部耗流 (包括负载电流) 也都必须从 c 点吸取,其结果并不能减轻三倍压电源的负担。

6.3 直流电源变换集成电路

胡 雪

本文向大家介绍一种新型集成电路——MAX630/640系列直流电源变换器，利用回扫逆程式开关电源升压原理，可将直流低压变换成直流高压，电路结构简单，成本低廉，可广泛地用于便携式仪器仪表、遥控器、微机等领域。图1给出了MAX641的内部原理框图和典型应用电路。它由50kHz振荡器、误差比较器、1.3V基准电压源、状态选择比较器、开关MOS场效应管和续流二极管等构成。它变换电压的原理是利用开关接通时使电感中的电流线性增加，到一定时间后断开，使电感中的感生电流通过续流二极管给负载供电，当负载上的电压

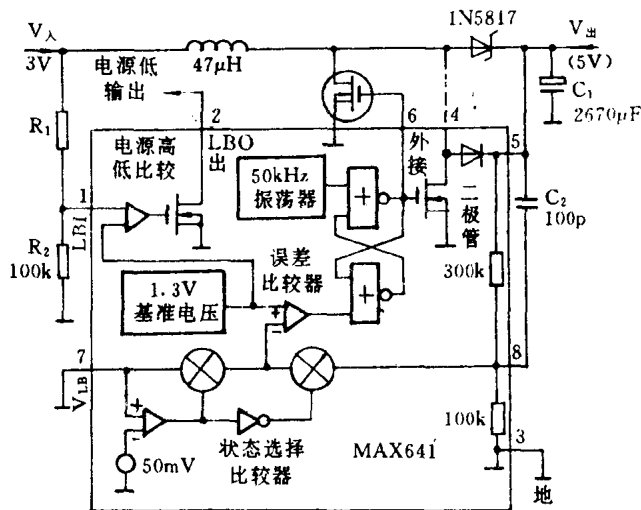


图1 MAX641内部结构与典型应用

降低至预置值时，又重新对电感通电进入下一个工作周期。具体动作过程是：状态选择比较器选出待比较电压，比较电压由8脚输入，它和1.3V基准电压一起送入误差比较器中比较，当负载放电使 C_1 电压降至1.3V时，误差比较器输出一个正跳变电压，使50kHz信号加到MOSFET上，当MOSFET导通时，电感里电流线性增加，当其截止时电感中的感生电流将对 C_1 充电，当 C_1 端电压升至预置的电压时，误差比较器输出低电平，停止对 C_1 充电，然后再进入下一个循环。其输出电压可用下式计算：

$$\frac{300k + 100k}{100k} \times 1.3V \approx 5.2V$$

图2给出了由+5V电源得到±12V电压的电路。负载能力为25/15mA，其正电源效率为85%；负电源效率为75%，如果采用肖特基二极管取代1N4148及IC内部的二极管（接在4、5脚），转换效率会明显提高。所以这两个二极管宜采用开关速度较高的管子。

图 3 电路用外加 MOSFET 提高了输出功率。效率约 80%。

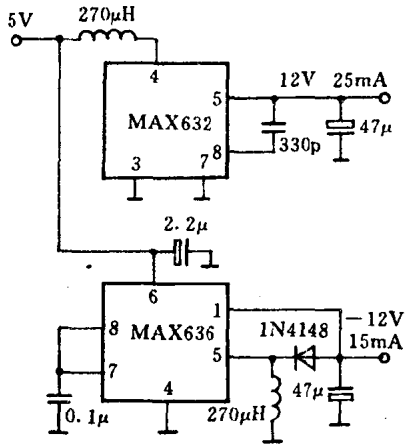


图 2 由 +5V 变换成 ±12V 的电路

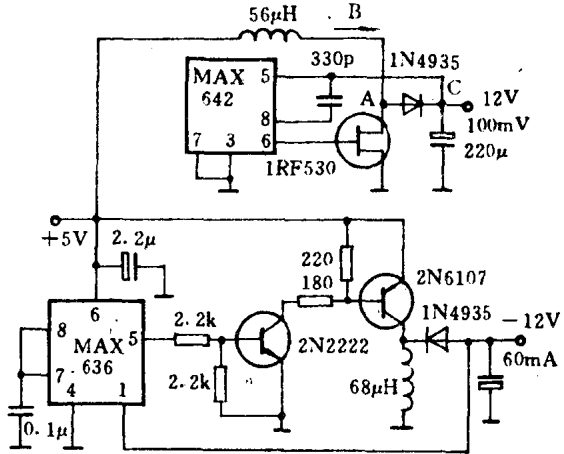


图 3 外加 MOSFET 提高输出功率

图 4 示出了由 12V 电源得到 50V 电压的接法，MOSFET、续流二极管和滤波电容的耐压分别为 100V、200V、100V。IRF530 可用其它 N 沟道管子代替。

图 5 为一个隔离电源的原理图，在一些大的模拟系统和工业控制系统中常需要与主电源隔离的电源，改变分压电阻即可改变输出电压。

MAX630/640 系列 IC 工作原理均相同，只是内部设定的分压电阻值不同。若要改变输出电压，只需在 7 脚接入一分压回路即可（7 脚接中心头，分压电阻上端接输出端，下端接地）。

储能电感采用铁氧体磁环或磁罐，线圈的线径应尽可能粗些。接地要良好，以免自激。

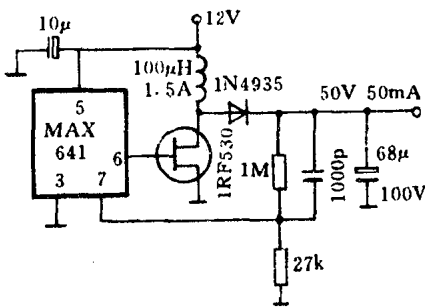


图 4 由 12V 变换成 50V 的电路

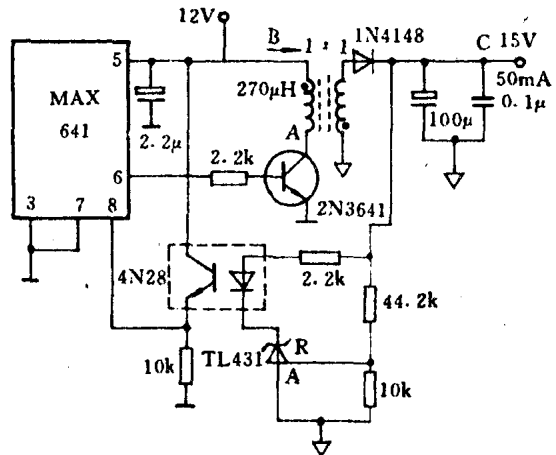


图 5 隔离电源

6.4 直流电压变换器 ICL7660 的应用

徐磊

A/D、D/A 转换器、运算放大器、模拟开关等是很多电子设备及仪器必不可少的器件。它们工作时，除了需要正电源外，大多还需要负电源，而一些电子设备，有限于条件（主要是出于功耗、体积、重量等方面的考虑），为这些芯片再提供一个负电压有困难。为解决这个矛盾，INTERSIL 公司推出了一种型号为 ICL7660 的通用型集成负直流电压变换器，它的外围电路十分简单，工作时只需外接两个电容器就能将 1.5~10.0V 范围的正电压转换为相同幅值的负电压，能很好地满足上述芯片需正负电源的要求。ICL7660 的使用不仅能节省费用、降低功耗，而且还能减小产品的体积和重量。

ICL7660 的管脚排列如图 1 (a) 所示，图 1 (b) 是它的内部方框图，它包括串联电压调

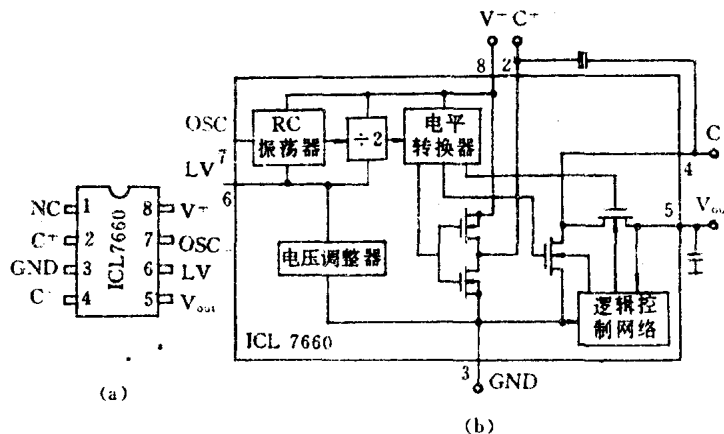


图 1 引脚与结构框图

整器、RC 振荡器、电平转换器、逻辑控制网络以及 4 个输出 MOS 功率开关。它的工作原理与通常用 555 时基电路构成的电压变换器相同，逻辑控制网络和电平转换器一起保证两个 N 沟道的 MOS 功率开关的衬底相对于各自的源极始终为反向偏置。由于采用了 MOS 功率开关避免了使用二极管所造成的电压降，因而电压转换效率比普通变换器要高得多，空载时达 99.9%，在负载电流为 2~5mA 时，功率转换效率达 98%。如果用一个电容器将 OSC 端与 V+ 端相连，或用一个外部时钟对 OSC 端过驱动，能降低或增大芯片内部振荡器的频率，而改善它的噪声特性。C+、C- 端外接电容器，如果外接电容器是有极性的，则正极接 C+ 端。LV 端在 V+ 接低压时(1.5~3.5V)接地，将它内部的串联电压调整器旁路，可改善 ICL7660 的低压工作特性。当 V+ 接高压时(3.5~10V)，LV 端必须悬空，以防器件闭锁或损坏。下面介绍 ICL7660 的应用。

1. 典型应用

图 2 (a) 是其典型接法, 两个外接电容器的容量为 $10\mu\text{F}$, 输出端 V_{out} 在 $V^+ = 6.5 \sim 10\text{V}$ 时, 需串接一个保护二极管, 防止当 V^+ 移开时, C_2 上的反向负压损坏芯片。ICL7660 在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5\text{V}$ 时, 能提供最大的负载电流 40mA 。图 2 (b) 示出了输出电压-电流曲线。

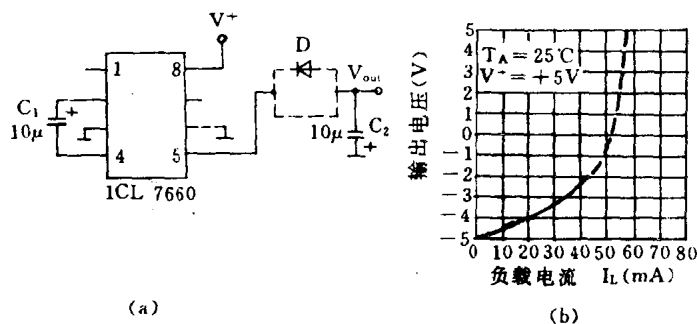


图 2 典型连接

2. 并联应用

ICL7660 的输出阻抗为 70Ω 左右, 在有些场合仍嫌稍大, 为减小输出阻抗, 可将数个 ICL7660 并联使用, 如图 3 所示, 以获取更低输出阻抗。输出阻抗 R 为

$$R = R_{\text{out}}/n$$

式中 R_{out} 为单个 ICL7660 的输出阻抗。

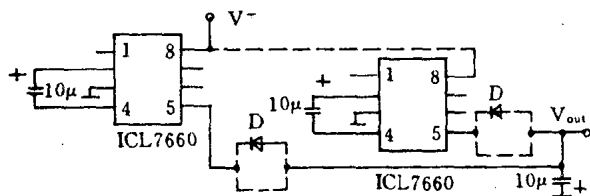


图 3 并联应用

3. 串联应用

ICL7660 也可串联应用, 以提高输出负压, 电路如图 4 所示。在轻负载下, 最大串联数可

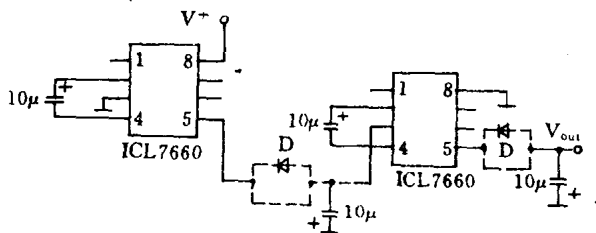


图 4 串联应用

达 10 个。本电路输出电压 V_{out} 的计算公式为

$$V_{out} = -nV^+ \quad 1.5V \leq V^+ \leq 6.5V$$

$$V_{out} = -n(V^+ - V_D) \quad 6.5V \leq V^+ \leq 10V$$

式中 V_D 为二极管 D 的正向压降。

4. 正电压倍增器

ICL7660 虽然设计为一个负直流电压变换器,但也可作为正电压变换器使用,电路如图 5 所示。脚 2 输出的振荡信号驱动一个电容-二极管倍压网络,该电路的输出电压为:

$$V_{out} = 2V^+ - (V_{d1} + V_{d2})$$

式中 V_{d1} 、 V_{d2} 分别是二极管 D_1 、 D_2 的正向压降。

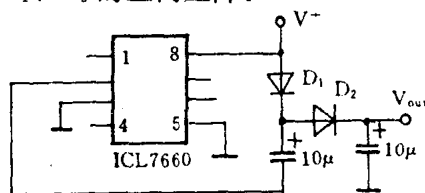


图 5 正电压倍增

5. 应用实例

ICL7135 高精度四位半单片 ADC 也同为 INTERSIL 公司的产品,由于它具有极好的性能价格比,因而在精密测量仪器等领域得到广泛应用,ICL7135 工作时需要 $\pm 5V$ 电源,图 6 给出了由 ICL7660 产生 $-5V$ 电源的 ICL7135 与 8031 单片机的接口电路。

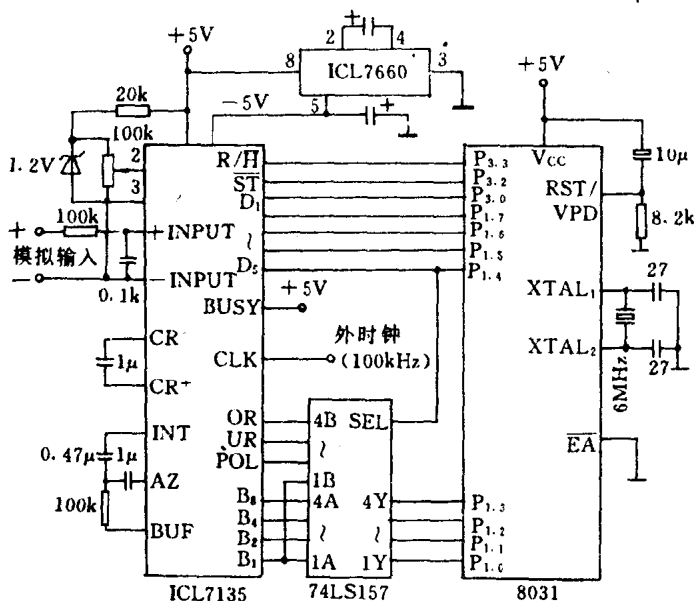


图 6 ICL7135 与 8031 接口电路

6.5 一种廉价高精密基准电压源

南京农机化所 俞永根

适用于单片机 A/D、D/A 转换器参考电源及传感器桥压的高精密基准电压源电路原理图如图 1 所示。

电路工作原理是：基准电压源 U_1 的输出为 A_1 提供 +2.5V 基准电压并接至其同相输入端，经 A_1 放大，在 V_{o1} 点输出 +5V、20mA 供 A/D、D/A 转换器用。 A_2 、 A_3 、 A_4 三个并联使用作输出电流扩展；在 V_{o2} 点输出 -5V、40mA 供桥压用。

图 1 中 U_1 为 MC1403 基准电压源，输入电压为 +15V。运算放大器 A_1 、 A_2 、 A_3 、 A_4 采用四运放集成电路 LM324，供电电压为 $\pm 15V$ 。 $R_0 \sim R_5$ 为精密金属膜电阻，精度为 0.1%。本电路在 60°C 高温下试验，输出温度系数不大于 20ppm/°C；常温下，输出电压稳定度优于 0.01%。需要指出的是，本电路上述指标取决于 MC1403 基准电压源；若经过筛选，上述指标还可降低一个数量级。按图 1 接法，负载电阻最小可达 120 Ω 。

在图 1 电路中，运算放大器的接法较灵活。根据其输出电流的需要，并接数个运放。如按图 2 所示电路进行两两并接，则两输出电流可扩展为 30mA。

从以上所述，不难看出该电路具有以下特点：(1) 输出电流大；(2) 输出电压稳定性高；(3) 温度系数低；(4) 价格便宜、结构简单。仅仅使用两个集成块和六个电阻即可。

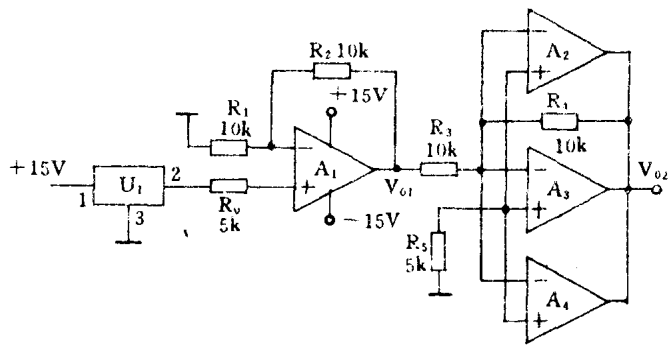


图 1 基准电压源原理图

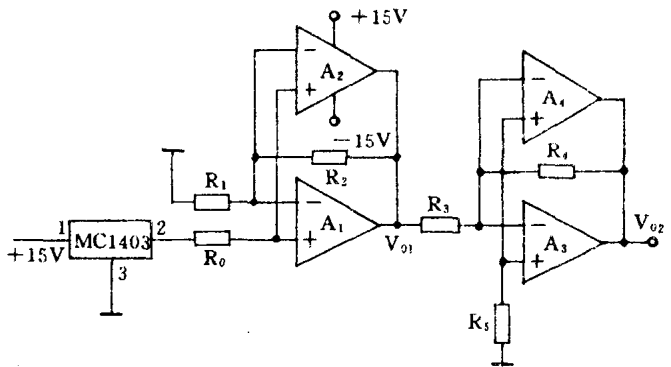


图 2 基准源扩流原理图

6.6 精密可调基准电压源及其应用

李 杰

精密可调基准电压源 TL431 是一种单片稳压集成电路, 它既保留了固定输出基准电压源噪声低和动态电阻小的优点, 又可以在一定范围内连续调节输出电压, 因此越来越受到电路设计者的欢迎。目前国内已有多家工厂生产这种电路, 如南通晶体管厂的 NT431、上海无线电十九厂的 LH431 等。

一、 电路工作原理

TL431 内部电路如图 1 所示, 它由带隙式基准电压源电路、电压放大电路和达林顿输出级电路组成。

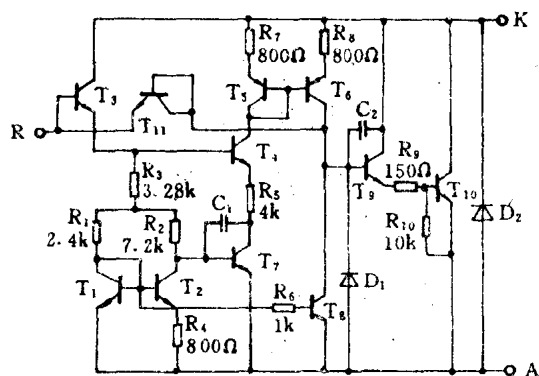


图 1 TL431 内部电路图

图中的晶体管 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_7 和电阻 $R_1 \sim R_4$ 组成带隙式基准电压源。当晶体管的 β 较大时, 有

$$I_{R2} = \Delta V_{be} / R_4 \quad I_{R1} = \frac{\Delta V_{be}}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$I_{R3} = I_{R1} + I_{R2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Delta V_{be} / R_1$$

式中, $\Delta V_{be} = V_{be1} - V_{be2}$ 。设 $V_{be3} = V_{be7} = V_{be}$, 则电路的基准电压为:

$$V_R = 2V_{be} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right) \frac{R_2}{R_4} \Delta V_{be}$$

由上式可知, 由于 V_{be} 的温度系数为负, 因此只要在设计时保证 ΔV_{be} 的温度系数为正, 并且适当选择电阻 $R_1 \sim R_4$ 的阻值, 就可使电路的基准电压 V_R 的温度系数为零。

在图 1 电路中, $T_4 \sim T_8$ 和 $R_5 \sim R_8$ 构成电压放大级, 其中 T_7 既是基准电压的一部分, 又

是该级的放大管。T₆、R₆与T₁一起组成恒流源，作为该级的有源负载，以提高其电压增益。T₄管用于电平匹配，并作为T₇管的有源负载。T₅、T₆、R₇和R₈组成的恒流源起了电流转移作用，使I_{c4}=I_{c6}，从而将T₄管的输出电流I_{c4}全部传到T₅管的基极（因I_{c6}恒定不变）。T₉、T₁₀、R₉和R₁₀组成达林顿输出级。D₁与D₂为保护二极管。C₁与C₂是防止自激振荡的补偿电路。

由上述分析可知，TL431实质上是一个具有带隙式基准电压源的多级直流放大器，其等效电路如图2所示，电路符号如图3所示。

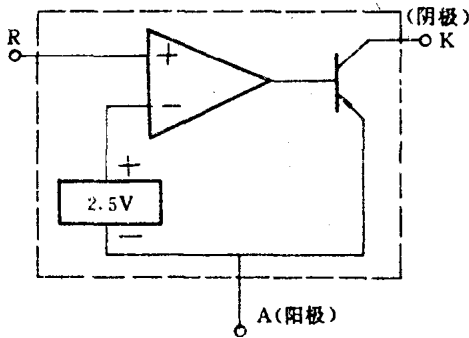


图2 等效电路

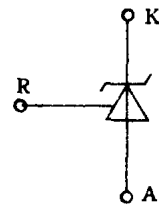


图3 电路符号

TL431的主要特性参数为：基准电压V_R=2.5V，V_R温度系数T_C<50ppm/°C，动态电阻Z_{KA}<0.5Ω，输出电压范围为2.5~36V，电流范围为1~150mA。

二、应用电路

1. 可调基准电压源

用齐纳二极管产生基准电压，虽然使用方便，但是需要调节输出电压时，要在稳压管两端接一电位器进行调节，致使基准电路性能变差。利用TL431产生基准电压，不但调节方便，而且电压十分稳定。图4是一种典型的可调基准电压源电路，其输出电压由R₁与R₂决定。由图可得：

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_R$$

电路的输出电压可以在2.5~36V之间连续调节。图中的R为限流电阻。

在图4电路中，若使R₁短路、R₂开路，就构成了输出电压为2.5V的精密基准电压源。它与普通稳压管相比，具有动态电阻小、输出电流小、温度漂移低等优点，特别适合作A/D转换器或数字电压表的基准电源。

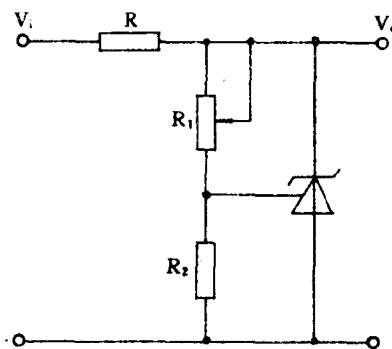


图4 可调基准电压源

由TL431组成的可调基准电压源，可用来调节由运算放大器组成的“窗口”比较器的窗

口，从而构成可调“窗口”比较器，电路如图 5 所示。

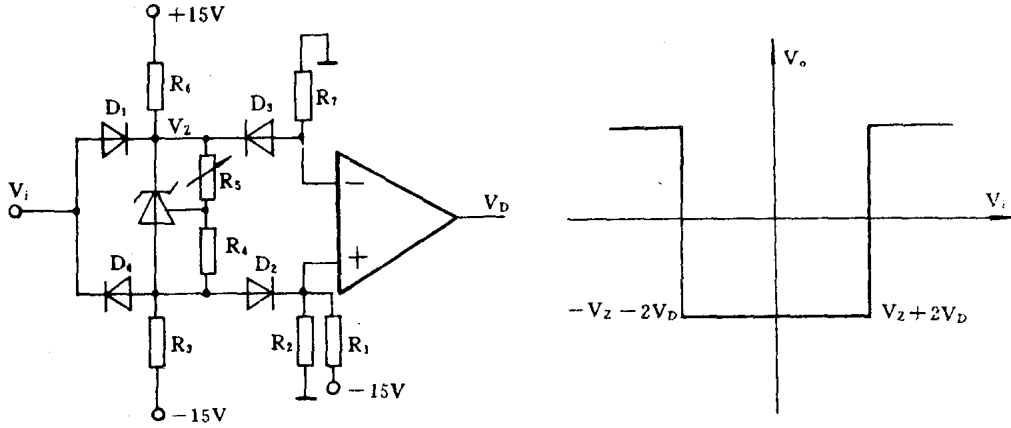


图 5 可调“窗口”比较器

图 5 中，当输入信号在给定范围以内时，电路输出低电平，而当输入信号高于或低于给定范围时，电路输出高电平。TL431 用来调节电路的上、下限电压。设二极管 $D_1 \sim D_4$ 的正向压降为 V_D ，可调基准电压源的稳定电压为 V_Z ，则当 V_i 超过上限电压 ($V_Z + 2V_D$) 时， D_1 与 D_2 导通，正信号电压被加在放大器的同相输入端，放大器输出高电平，当 V_i 低于下限电压 ($-V_Z - 2V_D$) 时， D_3 与 D_4 导通，负信号电压加在放大器的反相输入端，放大器仍输出高电平；当 V_i 在上下限之间时， V_i 不会通过二极管桥路进入放大器的输入端，放大器由于 R_1 的偏置作用，其输出为低电平。

钳位放大器（或反馈限幅器）常用来作脉冲整形、矩形波变换和超载保护等。利用 TL431 可以组成限幅值可调的钳位放大器，电路如图 6 所示。

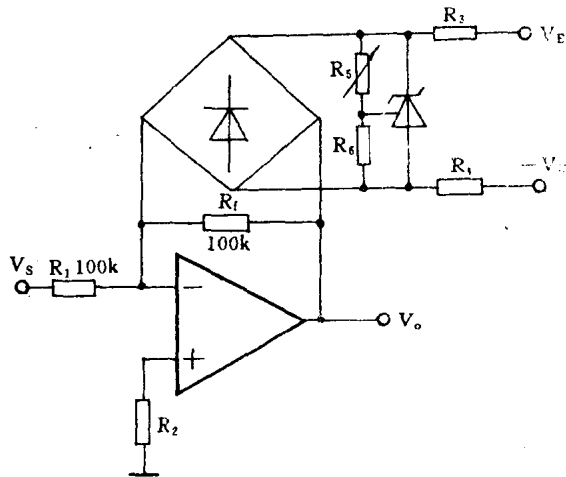


图 6 限幅值可调的钳位放大器

这是一个双向限幅放大器，图中的 R_3 与 R_4 为 TL431 的限流电阻。当正（或负）输入信号达到钳位电平时，通过桥式整流电路使 TL431 导通，此时相当于基准电压源并联在 R_1 两端，从而使放大器的输出电压被限制在 $\pm (2V_D + V_Z)$ 范围以内，由于正负信号都是采用同一个基准电压源钳位的，所以钳位点是对称的。

利用 TL431 还可将单电源转换成具有对称输出的双极性基准电压源，电路十分简单。图 7 是一种可获得 $\pm 2.5V$ 的双极性基准电压源电路，图 8 是一种输出电压可调的双极性基准电

压源电路。

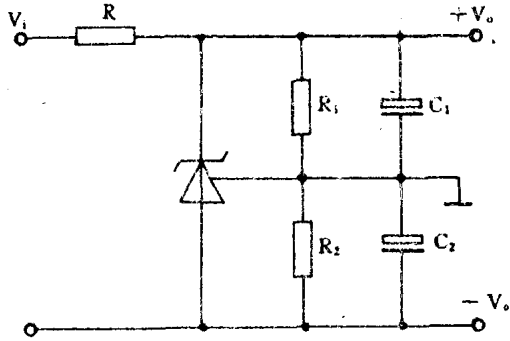


图7 可获得±2.5V的双极性基准电压源电路

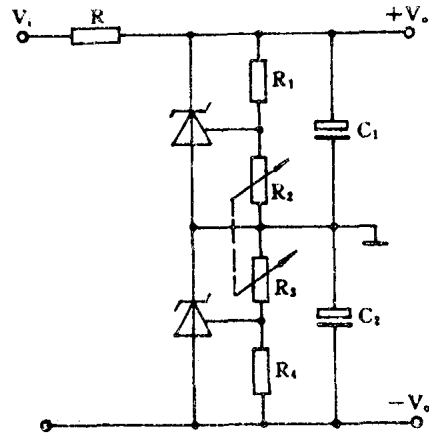


图8 输出电压可调的双极性基准电压源电路

当负载电流较大时，可采用三极管扩流，组成大电流基准电压源，电路如图9所示。图中的晶体管T可根据负载电流的大小选用不同功率的晶体管，这时限流电阻R也要相应增加其功率。

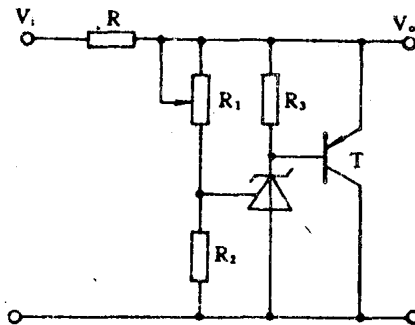


图9 三极管扩流基准源

2. 恒流源电路

最简单的恒流源电路如图10所示，其中图(a)可接浮地负载，图(b)可接共地负载。电路的输出电流为 $I_L = V_R / R_S$ 。

图11是由TL431组成的两端恒流源电路。图中R为限流电阻。由图可知，电路的输出电流为：

$$I_L = I_K + \frac{V_k}{R_S}$$

由上式可知，为保证输出电流稳定，应使 $I_K \ll V_R / R_S$ 。如果限流电阻R用恒流管代替，则电路的输出电流将会更加稳定。

为克服图11电路的缺点，可将负载接在晶体管的集电极（如图12所示）。当晶体管的β较大时，电路的输出电流可表示为 $I_L \approx V_R / R_S$ 。

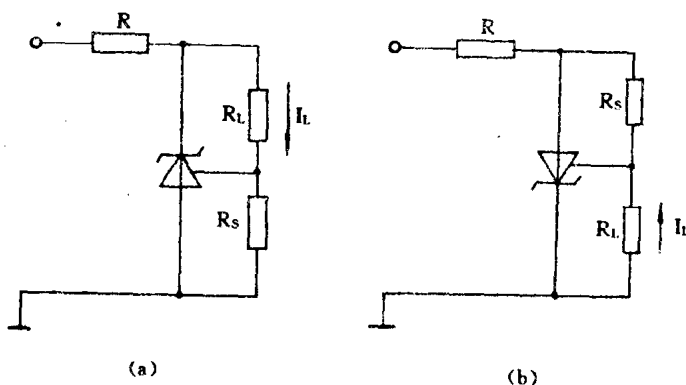


图 10 恒流源电路 (a) (b)

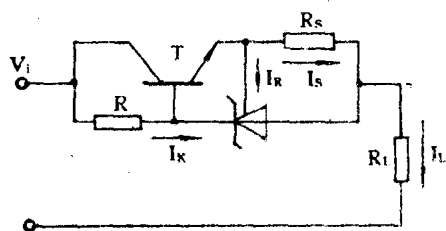


图 11 两端恒流源电路

如果需要较大的输出电流,可在图 12 电路的基础上加一个电流放大级,构成三端恒流源,电路如图 13 所示。由图可知,电路的输出电流为:

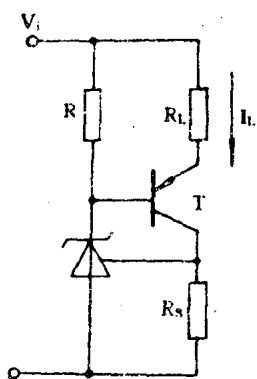


图 12 改进的两端恒流源电路

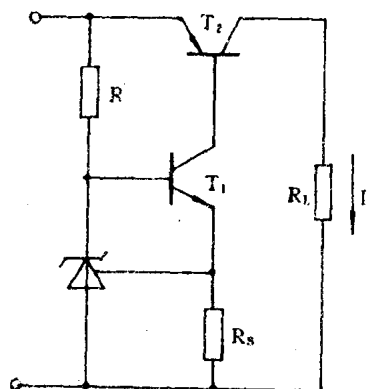


图 13 三端恒流源

$$I_L = \beta_2 V_R / R_S$$

式中 β_2 为 T_2 管的电流放大倍数。

对图 13 电路略加改动, 可使电路进一步简化 (图 14 所示), 图 14 中, R 为限流电阻。由于通过 R_S 的电流就是晶体管 T 的基极电流, 所以电路的输出电流为:

$$I_L = \beta V_R / R_S$$

式中 β 为晶体管的电流放大倍数。

上述几种恒流电路中, 由于没有电流反馈环节, 所以当输出电流因某种原因发生变化时, 不能通过自身的调节作用使输出电流近似不变。图 15 给出了一种改进型电路。

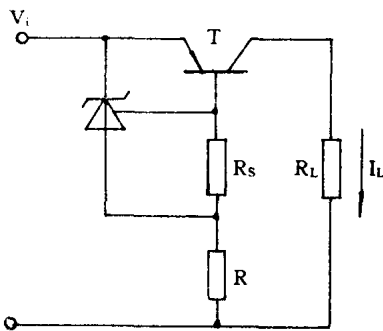


图 14 简化的三端恒流源

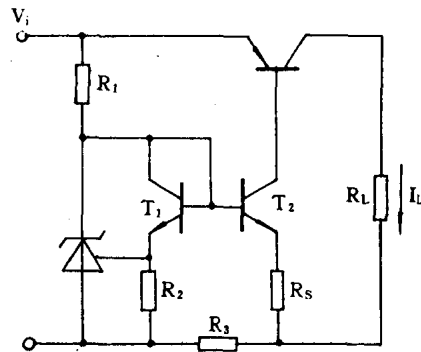


图 15 改进型恒流源电路

图中晶体管 T_1 接成二极管, 用于补偿 V_{be2} 的温漂, R_2 为 T_1 提供合适的电流, 使其温度系数与 V_{be2} 相同, 从而使电路的温度特性得到改善。 R_3 为负载电流的取样电阻, 当输出电流 I_L 增加时, R_3 两端的电压也增加, 致使 T_2 管的基极电压减小, I_{C2} 减小, 从而使输出电流减小。当 $V_{be1} = V_{be2}$ 时, 电路的输出电流由下式确定:

$$I_L = \beta_3 V_R / (R_S + \beta_3 R_3)$$

式中 β_3 为 T_3 管的电流放大倍数。

3. 电压比较器电路

利用 TL431 具有极大跨导的特点, 可构成性能优良的电压比较器电路。图 16 是一种最典型的电压比较器电路, 它利用 V_R 这个临界电压作为比较电压, 当输入电压 $V_i > V_R$ 时, TL431 导通, 输出电压 $V_o = 2V$; 当 $V_i < V_R$ 时, TL431 截止, $V_o = E$ 。

当需要与大于 2.5V 的基准电压进行比较时, 可采用图 17 所示的电路。

将电压比较器稍作变动, 就可构成简单的定时器电路, 如图 18 所示。图中, 当电容器电压充到 2.5V 时, TL431 导通, 使继电器常开触点闭合。调节电位器的阻值可改变电容器的充电时间, 从而达到调节定时时间的目的。AN 为复位开关。

用 TL431 组成的电池电压监视电路如图 19 所示。图中, TL431 用作电压比较器, 其内部 V_R 作为比较器的基准电压, 调节电位器 W 可适应不同电压的电池组。

当电池电压正常时, 电位器的中点电位大于 TL431 的 V_R 而使其导通, 电流 I_k 经电阻 R_2 产生压降, 绿色发光二极管 LED_1 发光, 这时 $V_R = 2V$, R_4 两端的电压小于 LED_2 的导通电压而熄灭。 LED_2 为红色发光二极管, 当电池组电压低于正常值时, W 的中点电位低于 TL431 的 V_R 并使其截止, V_k 升高, R_4 两端的电压大于 LED_2 的导通电压而使其发光。同时, 由于

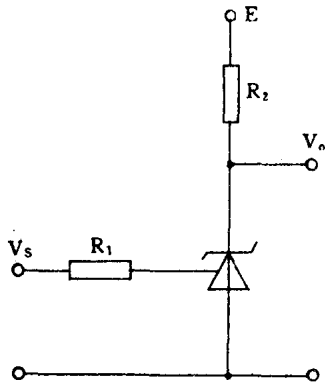


图 16 典型的电压比较器电路

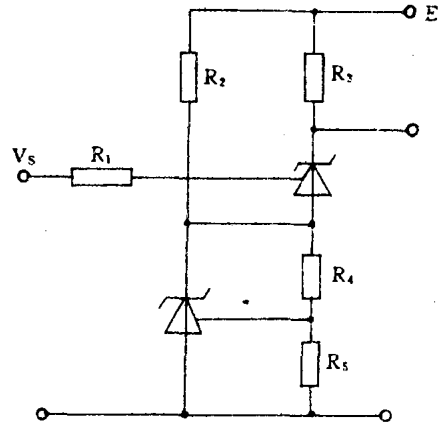


图 17 大于 2.5V 基准电压的比较器

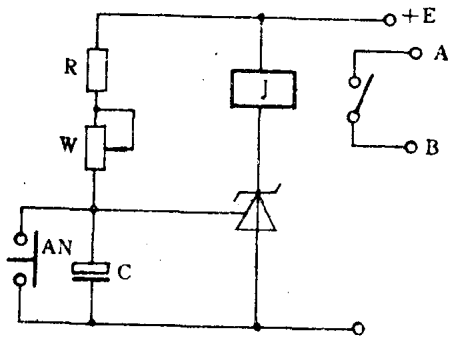


图 18 定时器电路

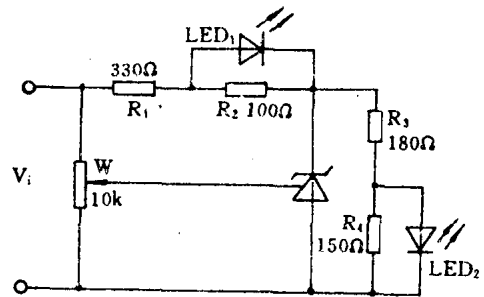


图 19 电池电压监视电路

TL431 截止，通过 \$R_2\$ 的电流减小，使其两端的电压小于 LED₁ 的导通电压而熄灭。

由 TL431 组成的电压比较器也可用在恒流充电器中，用来控制电池充电电压的数值。当电池电压充到预定值时，电压比较器的输出电压发生变化，使充电电流为零而停止充电。图 20 是一种简单的自动恒流充电器电路。

图中，恒流二极管产生恒定电流，经晶体管扩流后供电池充电。TL431 与电阻 \$R_1\$、\$R_2\$ 组成电压比较器。当待充电池电压较低时，TL431 截止，二极管 \$D\$ 导通，电路给电池充电。当电池电压充到给定值 \$V_0\$ 时，TL431 导通，使二极管 \$D\$ 和三极管 \$T\$ 截止，电路停止向电池充电。由图可知，电路的预定电压由下式决定：

$$V_0 = (1 + \frac{R_1}{R_2})V_R$$

可见，只要改变 \$R_1\$ 与 \$R_2\$ 的电阻比值，就可设定不同的充电电压。图中的二极管 \$D\$ 用于保护晶体管的发射结。

图 21 是一种充电电流可调的恒流充电器电路。图中，由 LED、\$W\$、\$R_3\$、\$T_1\$ 等组成可控恒流源，由 TL431 等组成电压比较器。

当被充电池电压较低时，TL431 截止，\$T_2\$ 导通，恒流电路工作，给电池充电，此时 LED

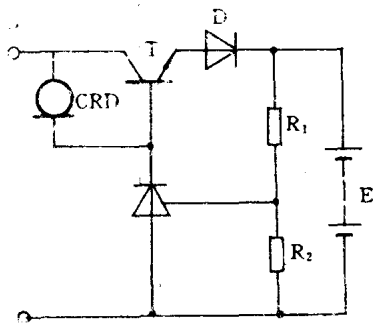


图 20 自动恒流充电器电路

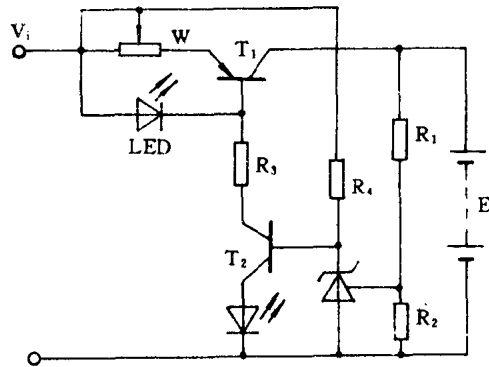


图 21 电流可调恒流充电器

发光，表示正在充电。当被充电电池达到预定值时，TL431导通， T_2 截止， T_1 管输出电流为零，停止向电池充电，此时LED熄灭，说明电池已经充好。

4. 交流放大器电路

利用 TL431 导通与截止之间的过渡区，可以构成简单的小信号交流放大器，而且只要偏置设置合理，失真相当小，单级增益可达到 50dB 以上，工作频率可达几十 kHz。电路如图 22 所示。图中， R_c 为负载电阻， R_1 与 R_2 为偏置电阻，调整 R_1 与 R_2 的阻值可使 TL431 获得合适的静态工作点，以获得极小的失真。

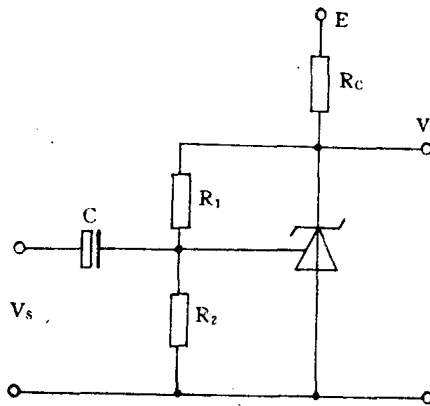


图 22 交流放大器电路

摘自《电子与仪表》，1990 年第 4 期

6.7 引脚可编程精密基准电压源 AD584 及其应用

西安工业自动化仪表研究所 刘生产

一、概 述

精密基准电压源是设计模/数转换电路时常用的器件之一。笔者介绍的 AD584 是美国 AD 公司推出的一种精密基准电源,通过对引脚编程可实现不同电压输出。它的最大特点就是使用时无需任何外加元件即可获得四种常用的基准电压(10.000V、7.500V、5.000V、2.500V)。如果需要这四个标准值之外的其它电压,可用外加电位器办法来获得。

该器件使用 LWT (激光晶片调整) 技术校准可编程输出电压值及温度系数,因此精度很高且灵活多变。其引脚如图 1 所示。

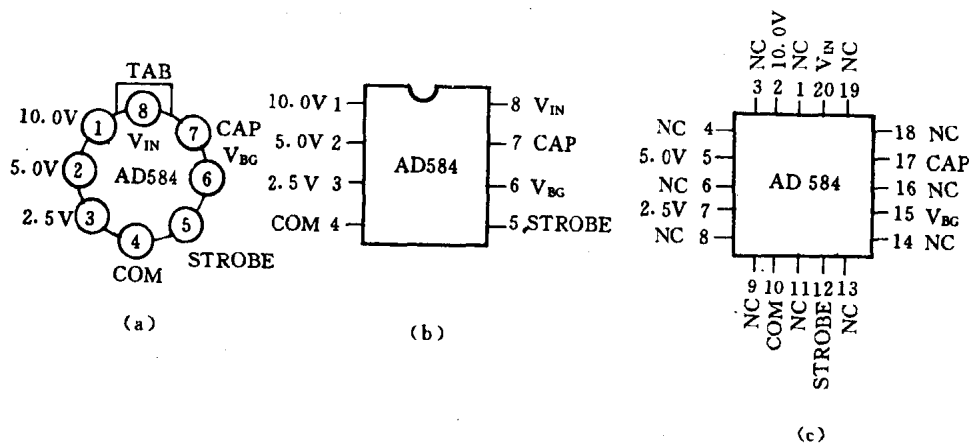


图 1 AD584 外观示意图

此外, AD584 有一独特的“Strobe”引脚,通过它施加逻辑电平信号,可使 AD584 的输出“断开”或“导通”。这一特点扩大了其数字电路中的应用范围。

AD584 通常可作为 8 位、10 位或 12 位 D/A 转换器的外部精密基准电源,同时它也是 14 位以下的各种 A/D 转换器的理想基准源。而且用它构成的转换器比那些由自身提供基准电源的转换器具有更好的性能。

二、器件参数与使用

1. 器件参数

表 1 列出了该器件的主要参数指标。

表 1 ($V_{IN}=15V$ $25^{\circ}C$)

型 号	AD584J			AD584K			AD584L			AD584S			AD584T			单 位
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
输出电压误差																
10.000V	±30			±10			±5			±30			±10			mV
7.500V	±20			±8			±4			±20			±8			
5.000V	±15			±6			±3			±15			±6			
2.500V	±7.5			±3.5			±2.5			±7.5			±3.5			
温 漂																
10.000,7.500,5.000V	30			15			5			30			15			ppm/ $^{\circ}C$
2.500V	30			15			10			30			20			
长期稳定性	25			25			25			25			25			ppm/1000Hrs
温度范围																
运 行	0	+70		0	+70		0	+70		-55	+125		-55	+125		$^{\circ}C$
保 存	-65	+175		-65	+175		-65	+175		-65	+175		-65	+175		

2. 使用方法

AD584 正常使用时，可将电源 (V_{IN}) 加在引脚 8 和 4 间，其余引脚空闲，这样便在引脚 1 和 4 之间提供一个经过缓冲的 10.0V 输出，如图 2 所示。图中 2.5V 端系作为内部基准点。无论如何连接其变化不会超过 100mV，其余三个标准输出按表 2 连接可编程引脚即可获得。

表 2

输出电压	引脚编程
7.5V	连接引脚 2 与 3
5.0V	连接引脚 2 与 1
2.5V	连接引脚 3 与 1

表 2 的选择不需要任何外加元器件。如果想用一个 AD584 同时获得几种电压基准，则需要在相应的引脚（除引脚 1）加一正向单增益的运放来缓冲。

如果经上述编程获得的电压基准值不能满足要求，可通过外加一个或多个电位器来解决。这种方法可获得几乎任何值的

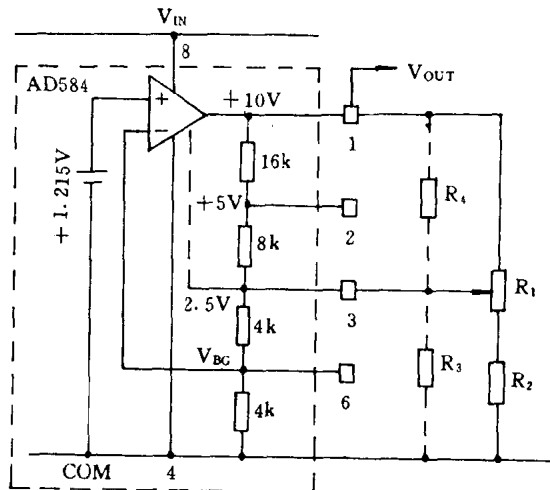


图 2 输出变化选择

基准电压。图 2 所示为最常用的调节方法，它仅用 R_1 和 R_2 来完成，并且具有最大的调节范围但精度不够高。当 R_1 调至其上端时，2.5V 引脚 3 接到输出，输出减为 2.5V。当 R_1 调至其下端时，输出电压将升到由 R_2 所限定的值。譬如 R_2 为 $6k\Omega$ ，那么此时输出范围的上限即为 20V 左右 $\left(\frac{2.5V}{6k//8k} \times (16k+8k) + 2.5V = 20V\right)$ 。

需要指出的是 R_2 不能省略。它的作用是将输出值限制在负载电路可承受的范围内。如果 R_2 为 0，调节 R_1 到其下端会导致输出失控。

此外，单独在 2.5V 端加一 R_3 可使输出电压升高，而单独加一 R_4 又可使之降低。 R_3 与 R_4 的值均可由实验确定为固定电阻。不管怎样，上述电阻都需有较低的温度系数以匹配 AD584 内部的电阻（低于 $60\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ）。

当仅需微调输出电压值时，可按图 3 所示的方法进行调节。该线路借助 R_1 可使 5.0V、7.5V、或 10V 在 $\pm 200\text{mV}$ 范围内调节。要调节 2.5V， R_2 （图 2 中）可重接到带隙（bandgap）基准端（引脚 6）。这种连接的调节限制在 $\pm 100\text{mV}$ 范围内，以免太大而影响 AD584 的性能。

AD584 作为负基准电压源使用时，可以两端“齐纳”方式提供精密的 -10.0 、 -7.5 或 -5.0V 基准电压。如图 4 所示，将 V_{IN} 与 V_{OUT} 连在一起接至电源正端（此时为地），COM 端

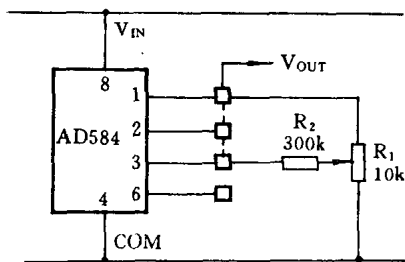
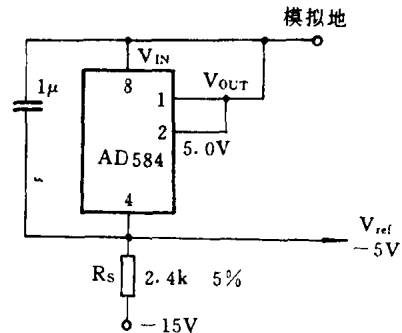


图 3 输出微调

图 4 -5V 基准电压接线图

经一电阻接至电源负端，此时输出为 COM 端而不是 V_{OUT} 端。图中 R_s 的设置是为了将流经 AD584 网络的电流限制在 $1\sim 5\text{mA}$ 间。

AD584 有一“strobe”输入引脚，它可将输出置零。这一特性使其在逻辑信号电路中得到新的应用。

图 5 所示为“strobe”的应用连接线路。一个简单的 NPN 开关用以将 TTL 逻辑信号送至“strobe”。当逻辑电平为高时，输出置零，为低时正常输出。

AD584 内部的缓冲运放带宽可以减小滤波输出噪声办法是在 CAP 与 V_{BG} 引脚间加一个 $0.01\sim 0.1\mu\text{F}$ 的电容，如图 6 所示。但这同时会延长 AD584 的开通时间。

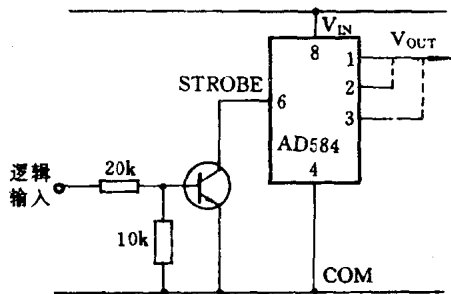


图 5 STROBE 引脚的使用

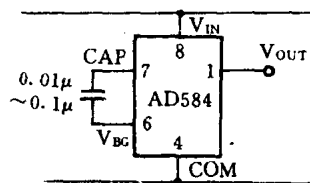


图 6 输出噪声滤波

三、典型应用举例

AD584 是 10 位或 12 位 CMOS D/A 转换器（如 AD7520 系列）以及 8 位 A/D 转换器（如 AD7574）的理想基准源。尤其适用于低功率器件。图 7、8 给出了其在相应转换线路中的应用实例。

AD584 精密基准电源器件的应用范围很广，它甚至通过适当编程连接还可作为精密电流源或限流器等。由于其灵活多变，功能齐全，兼之精度又高，因此很适合在高精度的 D/A 或 A/D 转换线路中或一些特定的电路中（如同时需要多种基准源或有条件地提供基准电源等）应用。

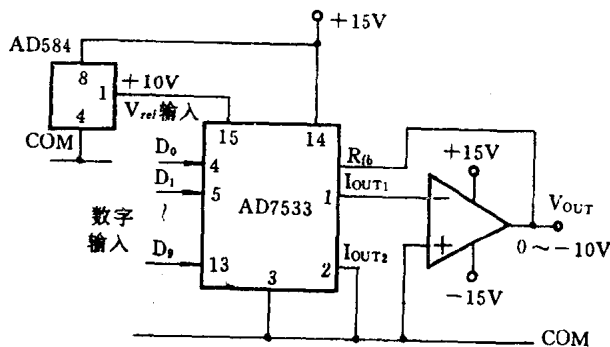


图 7 在低功耗 10 位 CMOSDAC 上的应用

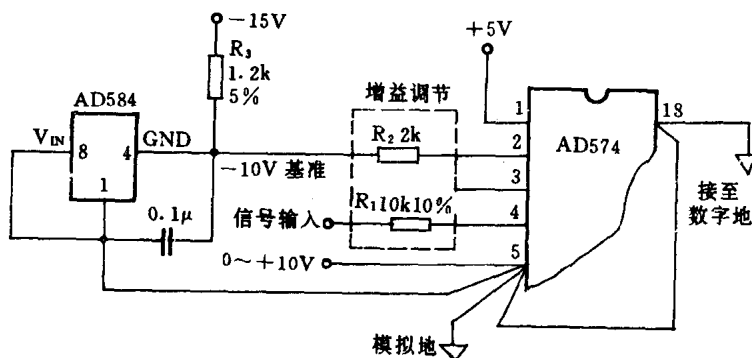


图 8 -10V 基准电源在 ADC 上的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1991 年第 12 期

6.8 几种新型恒流源集成电路

杭州大学电子工程系 蒋阜康 竺树声 陈连子 吴晓波
华越微电子有限公司 郑少波

恒流源在电子线路、仪器仪表、传感器技术以及通讯设备、光电子学、电化学等领域均有重要应用，构成恒流源的方法多种多样，人们关注的是能用一个器件或一块集成电路加极少外围元件获得精密恒流源。本文报导满足上述要求的几种新型恒流源集成电路，它们的共同特点是：外接元件仅为一个或二个电阻；最终呈现两端式、允许浮置，不需附加电源；输出电流连续可调（下限已延伸至微安级），甚至电流温度系数也可调。下面简要介绍电路原理及主要技术指标、使用方法。

一、电路原理

1. 4DH1 型恒流源集成电路

4DH1 型是输出电流下限达到几个微安的恒流源集成电路。由于最终呈现两端式，集成电路中每一元器件的工作电流均对输出电流有贡献，设计中突出的问题是构成电路的元器件要尽可能少。图 1 给出简化电原理图，其中 R 、 R_C 为外接电阻， Q_1 、 Q_2 为 PNP 管电流镜，NPN 管 Q_3 、 Q_4 的发射结面积比为 $n:1$ 。此外， Q_6 管与 Q_7 管、 Q_8 管与 Q_9 管、 Q_5 管与 Q_4 管在结构上等同。在这种情况下，可以认为 Q_3 、 Q_4 管具有相同的集电极电流。根据晶体管原理，不难证明⁽¹⁾， Q_3 、 Q_4 管的发射结电压差 ΔV_{be} 为

$$\Delta V_{be} = \frac{kT}{q} \ln n \quad (1)$$

式中， k 为玻尔兹曼常数， T 为绝对温度， q 为电子电荷。设 Q_3 、 Q_4 、 Q_5 管的发射极电流为 I_{e3} 、 I_{e4} 、 I_{e5} ，则有

$$I_{e2} = I_{e4} = I_{e5}$$

于是

$$I_p = I_{e3} + I_{e4} + I_{e5} = 3 \cdot \frac{kT}{qR} \ln n$$

即 Q_3 、 Q_4 、 Q_5 管发射极电流之和与绝对温度成正比，具有正温度系数。

由图 1 可见，通过 R_C 的电流 I_N 为

$$I_N = V_{be4}/R_C$$

由于发射结电压随温度升高而减小，故 I_N 具有负温度系数。

总输出电流 I_H 为 I_p 与 I_N 之和，则有

$$I_H = I_p + I_N = \frac{3kT}{q \cdot R} \ln n + V_{be4}/R_C \quad (2)$$

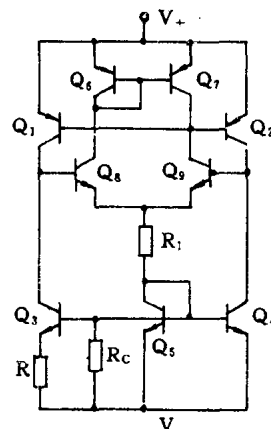


图 1 4DH1 型恒流源集成电路

鉴于式(2)右边第一项温度系数为正,第二项温度系数为负,故调节R、R_C大小,不仅电流可调,而且电流温度系数亦可调。在R_C/R值为合适的数值时,I_H的温度系数可接近于零。此外,因图1所示电路正、负端间电压(V₊~V₋)高于某一值后,其大小对V_{be4}影响很小,由式(2)可知,对I_H影响很小,即4DH1型恒流源集成电路具有很高的电压调整率。

图1所示电路再加消振,启动电路即为实际的4DH1型恒流源集成电路,n取值为8。由式(2)可得,在300k时,输出电流I_H与外接电阻R_C、R的关系为

$$I_H = 160\text{mV}/R + 600\text{mV}/R_C$$

$$\text{当 } R_C/R = 4 \text{ 时, 电流温度系数 } C_{T1} = \frac{1}{I_H} \frac{\partial I_H}{\partial T} \rightarrow 0$$

2. 4DH5 型恒流源集成电路

4DH5型是输出电流可调范围为1~100mA的恒流源集成电路。图2给出其简化电原理图,其中R、R_C为外接电阻。该电路也是以与绝对温度成正比的PTAT(Proportional To Absolute Temperature)电压源与发射结正向压降作为正、负基准电压,相应地获得正温度系数电流源与负温度系数电流源的,并由R、R_C独立地控制两路电流大小。由于总电流主要为两者之和,故不仅输出电流可调而且电流温度系数也可调。

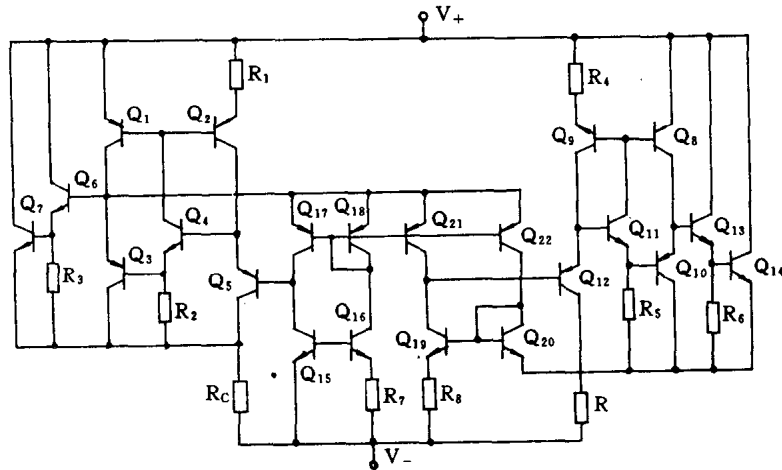


图2 4DH5型恒流源集成电路

图2中Q₁₇、Q₁₈、Q₂₁、Q₂₂为等同晶体管,Q₁₅、Q₁₆的发射结面积比为1:n(在实际电路中取n为10),可以认为Q₁₅、Q₁₆集电极电流近似相等,则可得Q₁₅、Q₁₆的发射结电压差即电阻R₇上电压为PTAT电压,通过R₇的电流为I_{PTAT},于是有

$$I_{PTAT} = \frac{kT}{qR_7} \cdot I_n n$$

它经过Q₂₁、Q₁₉在R₈上产生电压V_{R8}

$$V_{R8} = \frac{R_8}{R_7} \cdot \frac{kT}{q} I_n n$$

由图可知,外接电阻R上的电压V_R等于V_{R8},即有

$$V_R = V_{R8} = \frac{R_8}{R_7} \cdot \frac{kT}{q} I_{n1} \quad (3)$$

Q_8 、 Q_9 、 Q_{10} 、 Q_{11} 、 Q_{12} 以及 R_4 、 R_5 构成电流放大器，驱动调整管 Q_{13} 、 Q_{14} 工作，以便能获得足够大的输出电流。

在图2中，以 Q_{15} 管的发射结电压 V_{be15} 作为负温度系数的基准电压，外接电阻 R_C 上电压 V_{RC} 与它相等即 $V_{RC} = V_{be15}$ 。 Q_{15} 、 Q_{17} 、 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 、 Q_5 以及 R_1 、 R_2 组成误差放大器，其输出直接驱动复合调整管 Q_6 、 Q_7 工作。

总输出电流 I_H 为

$$I_H = V_R/R + V_{RC}/R_C + I_Q \quad (4)$$

其中 I_Q 为 Q_{17} 、 Q_{18} 、 Q_{19} 的发射极电流之和，实际值为 $80\mu A$ ，当 I_H 较大时， I_Q 可忽略。将式(3)代入式(4)，则

$$I_H \approx \frac{1}{R} \frac{R_8}{R_7} \frac{kT}{q} I_{n1} + \frac{V_{be15}}{R_C} \quad (5)$$

式(5)右边第一项温度系数为正，第二项温度系数为负。不难理解，适当调节 R 、 R_C ，既可使 I_H 变化也可使 I_H 不变，而使电流温度系数 C_{T1} 变化。由图2可知，电路正、负端间电压($V_+ \sim V_-$)变化时，对 V_{be15} 影响很小，由式(5)，亦即对 I_H 影响很小，故本电路将具有优良的电压调整率。

图2所示电路加上消振、启动电路就是实际的4DH5型恒流源集成电路。设计中， $R_7 = 2.5k\Omega$ ， $R_8 = 12.0k\Omega$ ，故在300k时， I_H 与 R 、 R_C 的关系为

$$I_H \approx \frac{.540mV}{R} + \frac{600mV}{R_C}$$

当 $R_C/R \approx 1.26$ 时，电流温度系数 $G_{T1} \rightarrow 0$ 。

3. 4DH6型恒流源集成电路

4DH6型恒流源电路采用与图2所示电路相似的结构，而以30W硅功率晶体管芯片作为调整管，使输出电流上限可达2.5A，并保持电流温度系数可调的功能。将此种恒流集成电路命名为4DH6型。

4. 3CR3型恒流源集成电路

这是参照三端可调集成稳压器电路设计的。其特点是输出电流下限较小，使用更简便，仅需外接一个电阻，输出电流可调，电流温度系数不可调。具体电路从略。

二、电路符号与特性

图3(a)示出4DH1、4DH5、4DH6型恒流源集成电路符号，(b)示出3CR3型电路符号，其连接方式如图4(a)、(b)所示。

本文介绍的几种恒流集成电路最终呈两端式，图5给出伏安曲线，其中 V_s 为起始电压，即恒流源集成电路处于恒流状态时正、负极间所需最小电压； V_B 为击穿电压。表1列出主要性能指标。

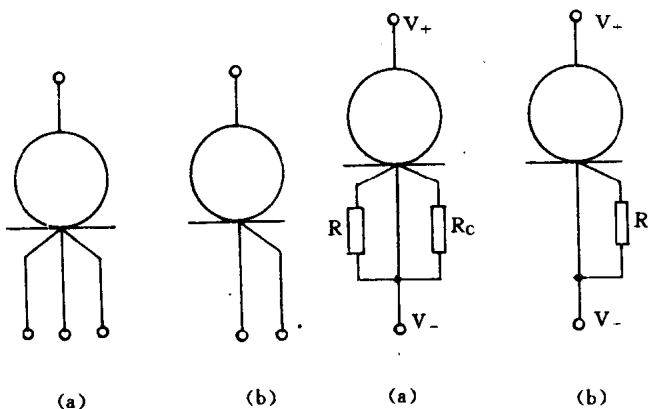


图3 4DH1、4DH5、4DH6型
恒流源电路符号

图4 3CR3型恒流源
电路符号

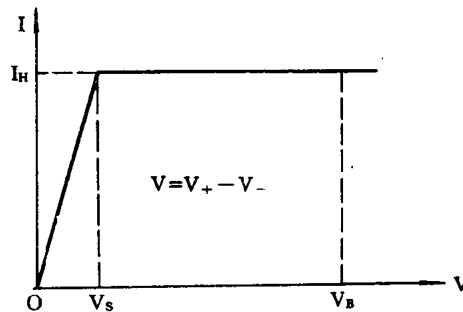


图5 恒流源伏安曲线

表 1

参 数 型 号	I_H (mA)	V_S (V)	S_V ($10^{-4}/V$)	C_T ($10^{-3}/^{\circ}C$)	V_B (V)	P_M (mW)
4DH1	0.005~0.1	2.5	2	-2~+2	30~50	200
4DH5	1~100	3.0	0.5~4	-2~+2	30~50	700
4DH6	5~2500	3.0	0.5~2	-2~+2	30~50	50000
3CR3	0.5~100	3.0	0.2~4	0.05~0.2	30~50	700

其中 S_V 为电压调整率，定义为 V_+ 、 V_- 端电压变化 1 伏时，输出电流 I_H 的相对变化。 P_M 为最大耗散功率，顺便指出，表 1 所列恒流源集成电路加上已有的 4DH2 型、4DH3 型恒流集成电路⁽²⁾， I_H 的覆盖范围已扩展为从微安至安培级。

三、应 用

上述几种新型恒流源集成电路已成功地应用于以下场合：(1) 构成可调恒流源，用来稳定诸如半导体发光管、半导体力敏、温敏传感器的工作电流，利用 4DH 型恒流电路温度系数可调的特点还可明显改善温度性能；(2) 构成基准电压源：将恒流集成电路与电阻或稳压管串联，即可获得性能优良的可调或固定基准电压；(3) 作恒流源负载，用来提高低频或直流放大器的增益；(4) 限流保护，例如用于微波低噪声放大器中的 GaAs 场效应管的保护；(5) 热工仪表，如 \square / I 转换器、4~20mA 标准电流型数显表等。

参 考 资 料

[1] Michael P, Timko, IEEE J. of Solid-State Circuits. Vol. SC-11, P. 784(1976).

[2] 竺树声等, 电子科学技术, 第十七卷总第 189 期, P. 23(1987)。

6.9 CW334 三端可调恒流源及应用

北京半导体器件五厂 李长明 李龙文

三端可调电流源 CW334 是北京半导体器件五厂仿制美国国家半导体公司的产品。CW334 可以作为电流源、斜波发生器、温度检测及传感器、低功耗基准和偏置网络等而广泛应用在工业自动控制和电子电路中。

一、工作原理

CW334 内部等效电路如图 1 所示, R 是外接电阻。Q₁、Q₂、Q₄ 和 Q₅ 组成恒流源。Q₂、Q₃ 和 Q₆ 组成三级误差放大器。

当在 V⁺ 和 V⁻ 两端加上电压的瞬间, 由于 C₁ 上电压不能突变, Q₂ 管集电极电位和 V⁻ 端电位相等。因此 Q₄ 管的集射电压等于 CW334 的外加电压。此时 Q₄ 管的穿透电流 I_{ceo4} 涌向电容 C₁, 使电容 C₁ 上积累的电荷逐渐增加。当电容 C₁ 上的电压达到某一数值时, I_{ceo4} 会有一部分注入 Q₃ 管基极, 而 I_{b3} 的增大会使 I_{c3} 增大。I_{c3} 的增大使 I_{b4} 增大, 而 I_{b4} 的增大会导致 I_{c4} 增大, I_{c4} 的增大又使 I_{b5} 增大, 这样就构成了正反馈环节。同时 I_{c3} 的增大也使 I_{b5} 增大, I_{c3} 流过 Q₁, 从而建立 Q₁ 和 Q₂ 的工作点, 完成了启动过程。这一过程所需时间和所设置电流大小有关。若设置电流大, 则所需时间则短。例 I_{SET} = 1mA 时, 所需时间约为 5μs。

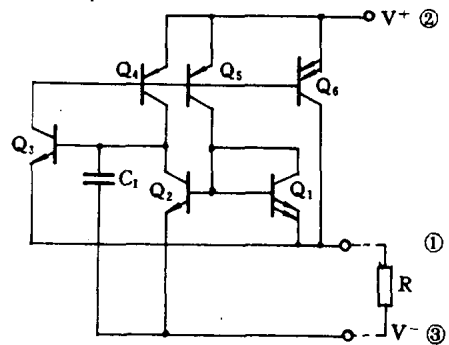


图 1 内部等效电路

为了稳定设置电流, Q₂、Q₃ 和 Q₆ 构成负反馈环节。外接电阻 R 将设置电流的变化, 转换为误差电压信号送入 Q₂ 管基极, Q₂ 和 Q₃ 将误差信号放大、反相。由于 Q₄ 和 Q₅ 两管具有镜象恒流特性, I_{c3} 的变化主要是引起 I_{b6} 的变化。具体过程如下:

$$I_{SET} \uparrow \rightarrow V_R \uparrow \rightarrow V_{b1} \uparrow \rightarrow I_{b2} \uparrow \rightarrow I_{c2} \uparrow \rightarrow I_{b3} \downarrow \rightarrow I_{c3} \downarrow \rightarrow I_{b6} \downarrow \rightarrow I_{c6} \downarrow \rightarrow I_{SET} \downarrow$$

从而达到稳流的目的。

CW334 的主要电路功能是在 R 端输出一个相对于 V⁻ 端的 64mV 电压 (25°C 时)。这个电压的特点是随外加电压变化甚小, 随温度变化呈线性关系。这一电压是利用 Q₁ 和 Q₂ 两管发射极电流密度不等得到的。因此, 温度对 Q₁ 和 Q₂ 两管 V_{BE} 影响不同, 其温度系数之差典型值为 +0.336%/°C。

二、典型应用

最简单的应用线路是仅需一枚外接电阻的恒流源, 如图 2 所示。设置电流是指流入 V⁺ 端

电流。在温度为 25°C 时, V_R 相对于 V^- 是 64mV。但在求 R 值时, 还应将 V^- 端电流考虑进去, 所以

$$I_{SET} = \frac{18}{17} \times \frac{64(mV)}{R} = \frac{67.7(mV)}{R}$$

18/17 这个系数是典型值。 I_{SET} 的取值在很小或很大时, 这个系数会有所下降。若要获得准确的 I_{SET} 值, 应根据实测调整 R 值。

若要获得零温漂的电流源, 可采用如图 3 所示的线路, 利用外接二极管的负温度特性对 CW334 进行补偿, 只要仔细选择 R_1 和 R_{SET} 的比值即可。如果所选用的二极管型号为 1N457。那么 $R_1 \approx 10R_{SET}$, 流过 R_{SET} 的电流将是设置电流的一半。

利用 CW334 的恒流特性, 可以制作很简单的温度传感器。CW334 的设置电流随外加电压变化甚微, 在长距离传输电流信号时不会影响精度, 图 4 给出典型应用线路, $R_{SET} = 230\Omega$, $R_L = 10k\Omega$ 时输出特性为 10mV/°K

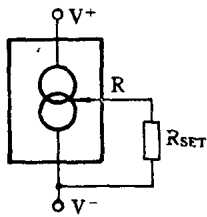


图 2 最简恒流源

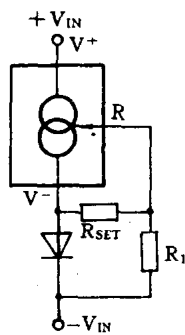


图 3 零温漂的电流源

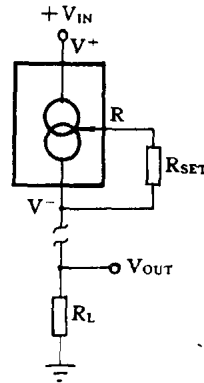


图 4 恒流源长距离传输

CW334 还可以制作斜坡发生器, 线路如图 5 所示。当外接三极管基极输入方波电压信号时, 三极管工作在开关状态, 电容 C_1 随之充、放电, 其频率为

$$f \approx \frac{1.1}{R_{SET} \cdot C_1}$$

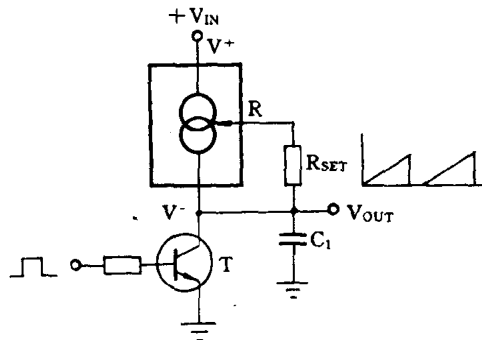


图 5 斜坡发生器

巧妙地使用 CW334 还可以实现许多其它电路功能。例如：在线电流限制、负输出阻抗、低功耗低电压基准、低输入电压稳压器、温度检测等，由于篇幅限制，这里就不逐一介绍了。

三、注意事项

虽然 CW334 的应用线路不是很复杂，但仍有些地方需要特别指出。

第一，CW334 的电压调整率的典型值是 $0.02\%/V$ 。由于这一参数是利用脉冲法进行测试的，已将自身功耗变化引起的热效应减至最小。而在实际使用时，热效应是不可避免的。根据试验测试，在 $I_{SET}=1mA$ 时，加在 CW334 上的电压每升高 $1V$ ，结温会增大 $0.4^{\circ}C$ 。这样，设置电流 I_{SET} 会随之变化。其变化量为：

$$\Delta I_{SET}/I_{SET} = (0.4^{\circ}C/V)(0.33\%/^{\circ}C) = 0.132\%/V$$

这与电压调整率相比，增大了将近一个数量级。CW334 有两种封装形式：S-1 型塑料封装和 B-4 型金属封装。管壳和引线会将相当大的热量散发掉。但在 I_{SET} 大于 $100\mu A$ 时，自身功耗的影响在设计线路时必须要考虑进去。

第二，CW334 在启动时，有初始误差。当外加电压变化速率很高时，也会引起设置电流的非线性变化，这一校正过程是由误差放大器完成的。当 $I_{SET}=10\mu A$ 时，外加电压转换速率最大为 $dV/dt=0.01V/\mu s$ ，而在 $I_{SET}=1mA$ 时， $dV/dt=1V/\mu s$ ，转换速率高于极限值不会损坏器件本身。

第三，CW334 的检测电压小于 $100mV$ ，引线电阻和接触电阻将会影响精度，所以 R_{SET} 最好要安装在 CW334 最近的地方。在 I_{SET} 较大时， R_{SET} 取值比较小，而 0.7Ω 的接触电阻，将会把精度损失掉。所以，在应用中应避免使用插座。

第四，在制做温度检测器时， R_{SET} 的公式为

$$R_{SET} = \frac{227\mu V/^{\circ}K}{I_{SET}}$$

由此引起的误差小于 1% 。为了不因电阻温度系数而影响整个电路的性能指标。建议 R_{SET} 选用金属膜电阻，因为其温度系数明显小于其它类型电阻，可达到温度系数小于 $20ppm/^{\circ}C$ 。

6.10 电源电压监视用芯片 TL7705CP 简介

北京 2861 信箱 7 分箱 于广浚

在一般的微机系统中,为了防止系统加电、电源突然“掉电”以及电网瞬态欠压时引起误动作,需要设计可靠的复位电路和电源电压监视电路。然而一般设计比较复杂,且成本也高。最近美国德州仪器公司推出了一种专用集成电路——电源电压监视器 TL7705CP。利用它可以很方便地组成可靠的复位电路,并能对电源电压进行监视,故可大大提高微机系统的可靠性。本文介绍 TL7705CP 集成电路的功能及其应用方法。

一、 TL7705CP 的功能及其特性

TL7705CP 具有两大功能:

- (1) 电源加电时能产生复位 (RESET) 信号。
- (2) 被测的电源电压突然“掉电”或瞬态欠压时能产生复位 (RESET) 信号。

TL7705CP 的特性主要有:

- (1) 能正确及时地检测出被测电压的降低。
- (2) 内部设有温度补偿的基准电压 (2.5V)。
- (3) 正、负两个逻辑 OC 门输出。
- (4) 可以大范围地设定复位输出脉冲宽度 (100 μ s~10s)。
- (5) 工作电压范围大 (3~18V)。
- (6) 外围元件少 (2 个电容器)。

二、 TL7705CP 各管脚功能简介

1 脚: 基准电压输出 V_{REF} 。输出基准电压 2.5V,为了吸收电源电压的纹波和脉冲波,需要接一个 0.1 μ F 左右的旁路电容。

2 脚: 复位输入信号 \overline{RESIN} 。低电平有效,它用来强迫复位输出信号 (RESET 和 \overline{RESET}) 有效。

3 脚: 接定时电容器的端子 C_1 。定时电容器 C_1 用来设定复位输出信号的脉冲宽度。

4 脚: 接地端子 GND。

5 脚: 复位输出 \overline{RESET} 。低电平有效,集电极开路 (OC 门) 输出。

6 脚: 复位输出 RESET。高电平有效,集电极开路 (OC 门) 输出。

7 脚: 电压监测输入端 SENSE。接被监测的电源电压。

8 脚: 电源端子 V_{CC} 。工作电压范围在 3~18V。

三、 TL7705CP 工作原理

TL7705CP 内部逻辑图如图 1 所示。基准电压产生器是本电路的主要部分,它具有较高的

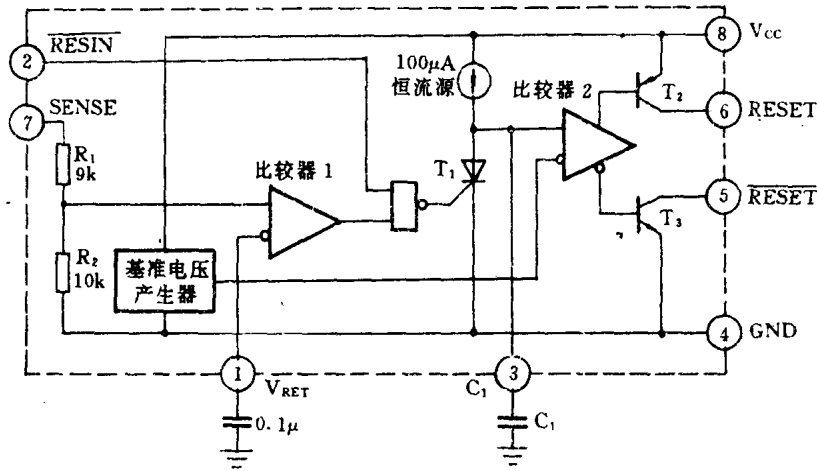


图 1 TL7705CP 内部结构图

温度稳定性，能产生 2.5V 基准电压。

加在 SENSE 输入端子的被监视电压，经过电阻 R_1 、 R_2 分压后，送入比较器 1，与基准电压进行比较。当其值小于基准电压时，闸流管 T_1 即被触发导通，定时电容 C_1 通过 T_1 放电，使比较器 2 翻转，输出级晶体管 T_2 、 T_3 均导通，正、负逻辑的复位输出 ($\overline{\text{RESET}}$ 、 $\overline{\text{RESET}}$) 均有效；当其值高于基准电压时，即被监视的电压高于临界值 V_s 时，闸流管 T_1 截止， $100\mu\text{A}$ 恒流源给 C_1 充电。当 C_1 的电压充到 2.5V 以上时，比较器 2 翻转， T_2 、 T_3 截止。 C_1 的充电时间 t_d 为

$$t_d \approx 1.3 \times 10^4 C_1$$

如果， C_1 单位为法拉，则 t_d 单位为秒。

电源电压变化与复位输出状态的关系如图 2 所示。当使用 TL7705 作为电源电压监视器时，可以将 SENSE 的输入端子接电源电压端。

当系统加电时电源电压超过 3V 而小于临界电压 V_s 时，电容器 C_1 为放电， T_2 、 T_3 均导通，复位输出有效。当电源电压超过临界电压 V_s 时，比较器 1 翻转，闸流管 T_1 截止， C_1 开始充电，经过 t_d 时间， C_1 上的电压就高于 2.5V，比较器 2 翻转，使 T_2 、 T_3 变为截止状态，复位信号撤消，系统开始启动即完成了加电复位过程。

当电源电压由于某种原因降低，并且降到临界电压 V_s 时，比较器 1 翻转， T_1 被

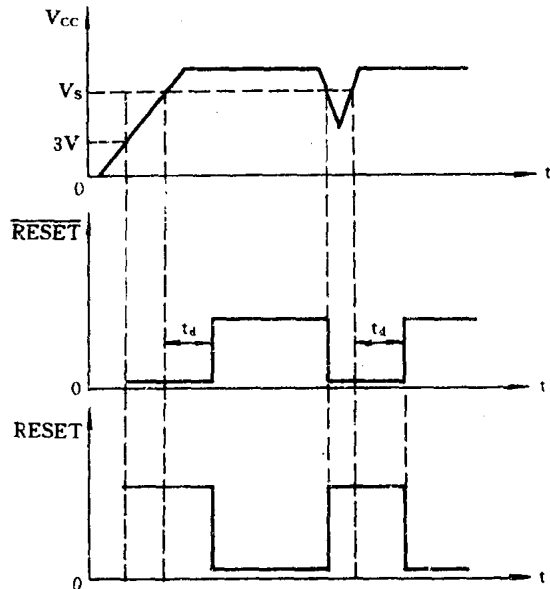


图 2 电源电压与复位输出关系

触发, C_1 迅速放电, 比较器 2 也翻转, T_2 、 T_3 导通, 复位输出有效。当电源电压再恢复到 V_s 电压值以上, 经过 t_d 时间, 复位信号撤消, 系统重新开始启动。

四、TL7705CP 的应用

1. +5V 电源监视与复位电路

对微机系统的工作电压 (+5V) 进行监视及复位电路如图 3 所示。其特点有:

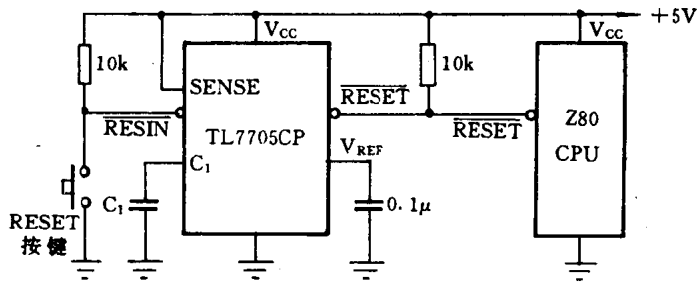


图 3 +5V 电源监视与复位电路

(1) 具有上电复位和按键复位功能。

(2) 能对微机系统的工作电压进行监视。

(3) 当 +5V 工作电压降到 4.75V 以下 (即降低了 5%) 时, 能使系统复位, 并能在工作电压恢复到正常之前使系统一直维持在复位状态, 这样可以避免由于工作电压不正常而造成的系统误动作。

(4) 当系统工作电压恢复到正常范围时, 该电路又能输出 $\overline{\text{RESET}}$ 信号, 使系统重新启动。因此它具有自动恢复的功能。

2. 多电源的监视电路

在大系统中, 为了避免电源电压降低而造成整个系统的误动作, 需要对系统的所有直流电压进行监视。

对于 +5V 以上的电压监视, 需要改变临界电压值 (V_s)。要在 SENSE 输入端与被监测的电压之间串联一个电阻 R_s 。由图 1 可知, 此时临界电压为:

$$V_s = V_{\text{REF}} \times \frac{(R_s + R_1 + R_2)}{R_2} = 0.25 \times (19 + R_s)$$

式中, R_s 单位为 $k\Omega$ 。

所以只要改变 R_s 的电阻值, 就可以任意地设定监视电压临界值。当 $R_s=0$ 时, 由上式得 $V_s=4.75\text{V}$, 所以, 在监视 5V 电压时, 不要 R_s 。

图 4 是同时监视三组电源电压的电路。它将 +12V 监视器和 -5V 监视器的输出, 连接到 +5V 监视器的 $\overline{\text{RESIN}}$ 输入端, 用 +5V 监视器的输出作为系统复位信号。当三组电源的任何一个电源比其设定的临界电压低时, 则系统的复位信号就有效。

TL7705CP 能在 500ns 内检测出电源电压降低的故障现象, 完全满足微机使用的要求, 故 TL7705CP 作为微机电源电压的复位和监视使用既方便, 又可靠。

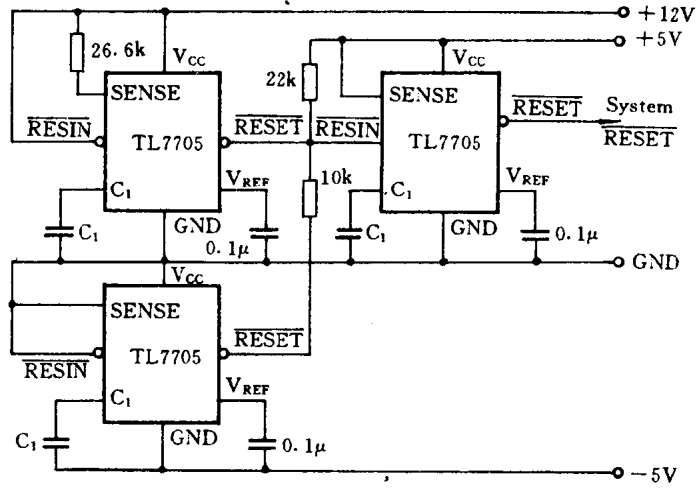


图 4 多电源监视电路

摘自《电子技术应用》月刊，1989年第8期

6.11 电源电压监视用芯片 TL7700 简介

山西榆次先峰公司 刘树礼

一、概 述

TL7705 和 TL7700 均是美国德州仪器公司推出的电源电压监视用芯片。这两种芯片均为 8 脚双列直插式封装。TL7705 的检出电压固定为 5 伏，而 TL7700 的检出电压可以由用户自己任意设定，检出电压范围宽。这两种芯片在工业过程控制、自动化仪器仪表、汽车、船舶、机械人等数字系统中被广泛用于电压监视，抑制电源干扰，并取得了很好的效果。TL7705 芯片的配置及其应用在本刊 1989 年第 4 期《微机实时控制系统抗干扰新方法》一文中做了介绍。本文将以太 TL7700 为例，对该芯片的技术特性、端子配置及应用实例给以简单介绍。

二、功能和特性

1. 功 能

- 电源切投时可产生重置 (RESET) 信号；
- 监视电压瞬断、瞬低或回归时可产生重置信号；
- 电源窜入干扰脉冲可产生相应的重置信号。

2. 主要特性

- 检出电压可由外线路中的两个电阻任意设定；
- 检出电压的磁滞 (Hysteresis) 可由外部设定；
- 工作电压范围宽 ($V_{CC}=1.8\sim 40V$)；
- 工作温度范围宽 ($T_s=-40\sim 85^\circ C$)，
- 功耗低 ($I_{CC}=0.6mA$, $V_{CC}=40V$)。

三、端子配置及作用

TL7700 芯片外形及端子配置如图 1 所示。图 2 为原理电路图。

1 端为定时电容器 C_t 的连接端子，用来设定 RESET 输出脉冲的宽度 t_{po} 。在片子内部，1 端连到 $15\mu A$ 的定时电流源上。由于片子内部的开关速度有一定限制，因此如果 C_t 为 0，则 t_{po} 约为 $5\sim 10\mu s$ 。当 1 端为低电平时，可驱动输出级的比较器，具有强制产生 RESET 的作用。由于 1 端不需要外加电压，因此适于用集电极开路的晶体管，FET 或三态缓冲器（低电平或高阻抗）驱动。

2 端为电压检出端子。它具有 $500mV$ 的临界电平。通过外部连接的两只分压电阻，可以设定检出电压 V' 及磁滞 V_{hy} 。基准电压有温度补偿，在动作温度范围内，可以抑制临界电压的温度偏移。

3、6、7 端为空脚，内部没有连线。

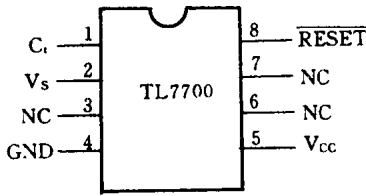


图 1 TL7700 引脚图

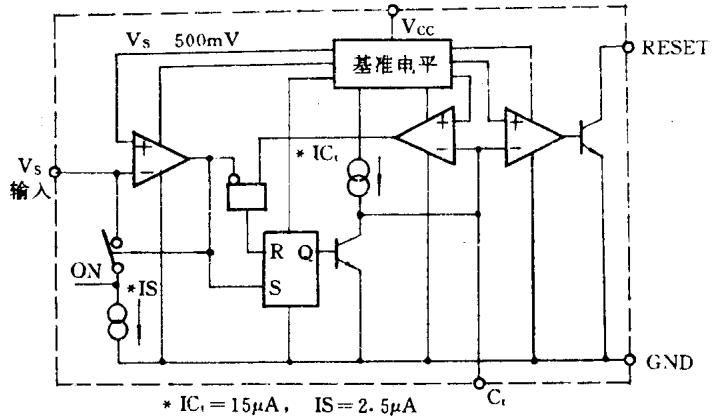


图 2 TL7700 方框图

5 端为电源端子 V_{CC} ，动作电压范围为 1.8~40V。

8 端为 RESET 输出。低电平时，具有 RESET 功能，可直接连接到系统上。当集电极开路输出时，一般需要上拉电阻。高电平时，若具有 $\overline{\text{RESET}}$ 动作，需接一只倒相器。

四、应用实例

1. 利用延迟触发线路,作为 5V 监视器如图 3 所示

R_1 和 R_2 为外部连接的两只分压电阻，可以设定所需的检出电压 V' ，及磁滞 V_{hy} 值。计算公式如下：

$$V' = V_s(R_1 + R_2)/R_2;$$

$$V_{hy} = 2.5\mu\text{A}(\pm 0.5\mu\text{A})XR_2(\Omega)$$

如图 3 中 $R_1=39\text{k}$ ； $R_2=5.1\text{k}$ 。

图 3 所示线路为电源经常引起瞬断或瞬低的系统中的 RESET 线路。利用延迟触发脉冲线路，可以检出 20ms 以上瞬断或瞬低，线路中的二极管，作为 C_i 的放电回路，并可加速反应速度。

2. 9V 监视器如图 4 所示

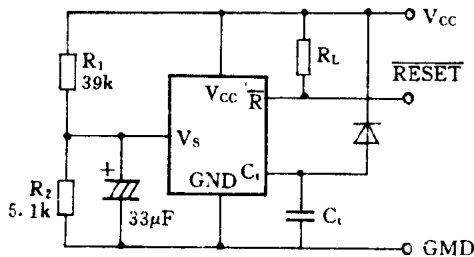


图 3 5V 监视器

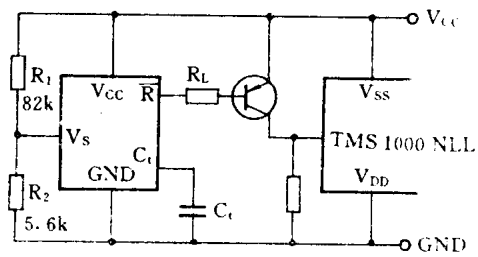


图 4 9V 监视器

检出电压设定为 7.8V，磁滞设定为 200mV，此时 $R_1=82k$ ， $R_2=5.6k$ ，TMS1000NLL 为 P-MOS 的 CPU。由于正逻辑电平的需要， R_L 后加一级晶体管作反相器使用。

3. 其它应用

利用两个 TL7700 芯片，还可以实现对两种电源监视及 AC 电源线的监视。原理电路图分别为图 5、图 6 所示。

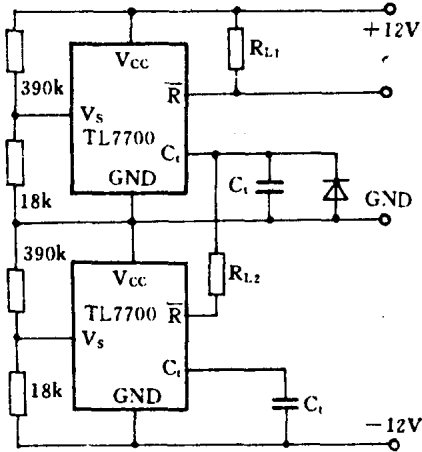


图 5 对±12V 两种电源的监视

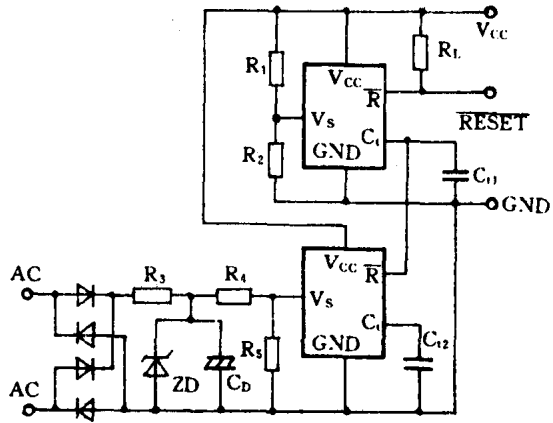


图 6 对 AC 电源的监视

利用 TL7700 芯片，除了监视电源电压外，还可以对温度、湿度、风量、水量等各种物理量进行监测。由于篇幅所限，不再详述。

6.12 WMS7705B 电源监视用芯片简介

安徽机电学院电气系 周鸣争

一、引言

在工业控制系统，仪表以及家用电器中已普遍使用微处理器。通常为了可靠的工作，微处理器电路需要一个稳定的供电电压。电源电压的瞬时下降会引起 5V 调节器的失控，导致数字电路的电压下降而达不到所要求的 TTL 电平电压。这时若不及时复位，则当电源电压恢复正常时，微处理器的数据总线和地址总线上的随机信息会导致微处理器失控，系统无法工作。笔者针对微处理器应用中这种电源的干扰问题，利用 WMS7705B 构成了一种经济、实用的电源监视器，从而有效地解决了这一抗电源干扰的难题。

二、WMS7705B 结构及工作原理

WMS7705B 的内部结构如图 1 所示。它共有 10 根引脚，各引脚的功能定义为：

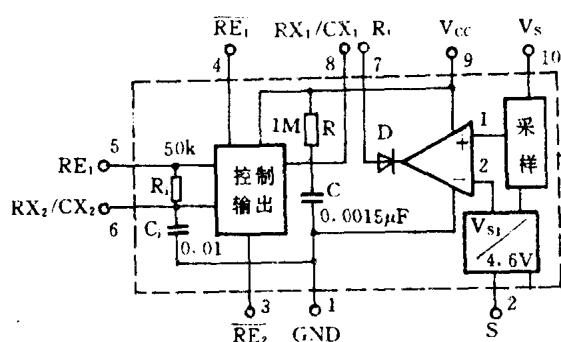


图 1 WMS7705B 的内部结构

(1) GND，地线。

(2) S，对地外接电阻 R_s ，可提高 V_s 的值， R_s 与 V_s 之间的关系为：

$$R_s = \frac{75 - 150 \times \Delta V_s}{0.2}$$

其中 ΔV_s ，是需要增加的监测值。

例如：当原监测值 $V_s = 4.6V$ 若要使 V_s 变为 $4.7V$ ，则 $\Delta V_s = 0.1V$ ，代入其计算得

$$R_s = 3k\Omega$$

(3) \overline{RE}_2 ，低电平有效，当所监测的电压低于规定值时，产生该复位信号。

(4) \overline{RE}_1 ，中断信号输出端低电平有效。

(5) RE_1 ，中断信号输出端高电平有效。

(6) RX_2/CX_2 ，中断服务时间 t_i 调整端，对 RE_1 端并接的电阻 RX_2 可缩短 t_i ，对地并接

电容 CX_2 可增加 t_i 。 CX_2 、 RX_2 之间的关系为：

$$t_i = (R_i // RX_2) \cdot (C_i + CX_2)$$

其中 $R_i = 50k\Omega$, $C_i = 0.01\mu F$, “//” 表示并联关系。

(7) R_i 在该端到 RX_1/CX_1 端接入电阻 R_i 可降低反应速度 t_s 。其 t_s 与 R_i 之间的关系为：

$$R_i = t_s / C$$

其中 $C = 0.0015\mu F$ 。

(8) RX_1/CX_1 , 外接 RC 延时电路, 对地接入 CX_1 (最好选用 $\leq 0.1\mu F$), 可增加延时时间, 对 V_{cc} 接入 RX_1 可减小延时时间 T , T 与 RX_1 、 CX_1 之间的关系为：

$$T = (R // RX_1) \cdot (C + CX_1)$$

其中 $R = 1M\Omega$, $C = 0.0015\mu F$ 。

(9) V_{cc} , 工作电源。

(10) V_s , 所需监测电源的输入端。

当被监视电源电压 V_s 经过采样电路采样后, 送到比较器 A 的 1 端与 2 端对应的 4.6V 参考电压 V_{s1} 比较, 若 V_s 低于 4.6V 时, A 输出低电平, 当外部 R_i 、 RX_1/CX_1 两端子接入电阻 R_i , 电容 C 经过 R_i 和 D 快速放电, 放电的速度即对干扰的反应速度, 它决定与 A 的翻转速度和 CR_i 的取值。这时电容电压 V_c 变为低电平, 控制电路产生 \overline{RE}_1 的中断信号。只有当 V_s 恢复到大于 4.7V 后, A 快速翻转成高电平, D 为开关二极管, 只能由 +5V 电源经 R 对 C 充电, 当 V_c 上升到一定值时, 由控制电路解除 \overline{RE}_1 的中断复位信号, V_c 的上升过程所需时间, 就是中断复位信号的延时时间 T , T 由 RC 的值决定。在控制电路发出中断信号 \overline{RE}_1 时, 电容 C_i 经 R_i 充电, 经过时间 t_i (即中断服务时间) 到达一定值, 控制电路发出复位信号。其工作时序如图 2 所示。

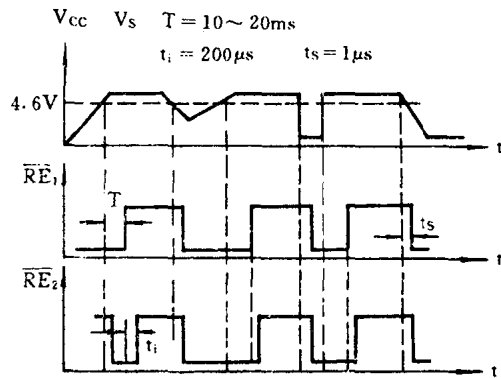


图 2 工作时序图

三、 WMS7705B 与微处理器的连接

综上所述, WMS7705B 芯片具有对电源电压监测功能, 当电源电压瞬间下降到所规定的电压 (4.6V) 以下时, 该芯片能自动产生一个中断请求信号和一个复位信号。利用该芯片上述的这些特点, 在微处理器应用系统中, 可方便的实现抗电源电压由于瞬间突变而引起对微处理器工作的干扰。它与微处理器之间的连接有如图 3 所示的 (a)、(b) 两种方式。

在图 3 (a) 的连接方式中, 只使用 WMS7705B 的 \overline{RE}_2 复位信号。将该信号作为微处理器的复位信号。当电源上电时, 在电压稳定后, 经过一段延迟时间 \overline{RE}_2 由低电压变为高电平, 则作用等效于一般情况下使用 RC 电路作为微处理器复位信号; 在微处理器工作时, 若 V_{cc} 发生突变产生干扰, 电压低于 4.6V (或所设定的规定值) 时 7705B 立即向微处理器产生一个复位信号, 这时使 \overline{RESET} 变为低电平, 微处理器的数据、地址、控制总线进入高阻状态, 该信号一直维持到电源电压恢复正常后才变为高电平, 微处理器便自动进入相应的复位中断服务子

程序,重新正常工作。从而避免了通常因电源电压的干扰造成微处理器工作“锁死”或程序“跑飞”的情况发生。但在这种连接方式中,每次电源电压的干扰,都会造成使微处理器重新从复位中断服务子程序处开始执行程序。若要想当电压的干扰过后,使程序从被干扰的断点处继续执行原程序,可采用图 3 (b) 的连接方式。这种方式将 WMS7705B 中的 \overline{RE}_1 、 \overline{RE}_2 端分别与微处理器的 \overline{INT} (中断请求信号端) 和 \overline{RESET} (复位信号端) 连接。当电源电压发生干扰后, WMS7705B 首先使 \overline{RE}_1 信号有效,该信号作为微处理器的中断请求信号,微处理器在接到该中断请求后,立即进入相应的中断服务子程序,保护有关现场信息(如 A、PC 等有关内容)。设置干扰状态标志,经过 t_i 时间后, WMS7705B 发出 \overline{RE}_2 信号使微处理器进入复位状态。当电源电压恢复正常后,微处理器进入复位初始化程序,首先判断各软件开关和干扰标志。若干扰标志无效,则表明系统为上电初始化;若干扰标志有效,则微处理器恢复由中断程序所保护的断点信息,自动转向被中断的原程序断点继续执行。

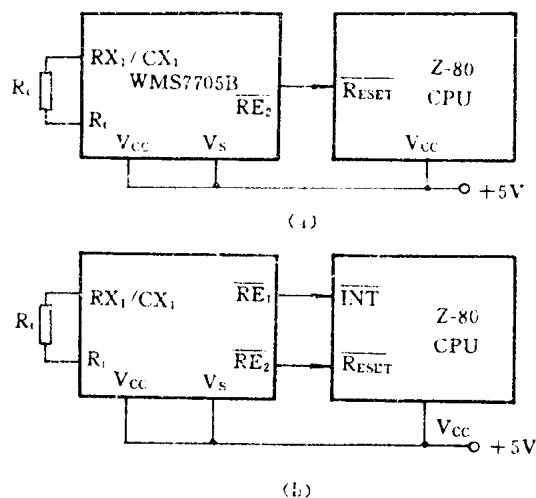


图 3 与微处理器连接图

四、结束语

本文所介绍的这种电源监视器,具有电源投入复位功能,能侦测出电源瞬间短路、降压,尖峰脉冲产生中断信号和复位信号,并具有电源上升时复位信号解除功能。同时体积小,工作可靠。文中虽只给出了该监视器与 Z-80 微处理器的连接应用方法,亦同样适用于工作电源为 +5V 的其它类型的单片机、单板机和十六位的系统机。由于 WMS7705B 的输出电平、电流同一般的 CMOS 集成电路兼容,对在工业过程控制、仪器仪表等领域中使用有着广泛的实用价值。

参 考 文 献

寿云兴等·新编世界集成电路大全·黑龙江人民出版社,1987年

摘自《电测与仪表》月刊,1991年第3期

6.13 具有 HMOS 结构的 MCS-51 系列单片机 提供后备电源的方法

西南交通大学 文登敏

一、MCS-51 单片机的 RST/V_{PD} 引脚

具有 HMOS 结构的 MCS-51 系列单片机有许多共同的特点,其中之一就是复位和后备电源的提供共用第 9 引脚,称为 RST/V_{PD} 引脚。

1. 复位

MCS-51 系列单片机的复位信号 RST, 高电平有效。复位信号经过片内“施密特”触发器滤去噪声后, 输给复位电路。复位电路在每一机器周期的 S₆P₂ 时采样“施密特”触发器的输出, 必须在连续两次采样中都为高电平, 才可形成一次完整的复位和初始化。因此, 在振荡器运行时, 使 RST 脚至少保持 2 个机器周期 (24 个振荡脉冲周期) 为高电平, 才可以实现

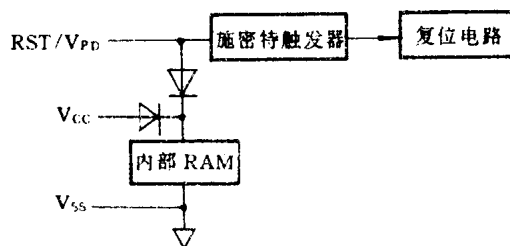


图 1 片内 RST/V_{PD}

复位操作。片内复位电路如图 1 所示。

2. 掉电操作

具有 HMOS 结构的 MCS-51 系列单片机, 在正常操作期间, CPU 和内部 RAM 由 V_{CC} 供电, 但当 RST/V_{PD} 上的电压超过 V_{CC} 后, 内部 RAM 则由 RST/V_{PD} 上的电压供电 (见图 1)。利用这个特点, 可允许在电源发生故障时, 使用后备电源仅给 RAM 供电, 以保存其中的数据; 而且, 由于 RAM 的耗电仅为正常操作的 10% 左右, 所以常常可用于电池作为后备电源。

3. 由复位到单片机正常工作过程中对 RST/V_{PD} 引脚的电平要求

如上所述, MCS-51 系列单片机的复位是通过在 RST/V_{PD} 端保持 2 个机器周期以上的高电平来实现的。单片机复位以后, 每个 I/O 接口及一系列专用寄存器均处于初始化状态, 即准备工作状态。而且, 如果 RST/V_{PD} 端持续保持高电平, 则这些 I/O 接口及专用寄存器也就一直保持该状态不变。

当 RST/V_{PD} 端的高电平保持足够长的时间之后, 进而转到低电平时, CPU 以程序存储器的零地址单元开始执行程序。换句话说, 要使单片机能够正常工作, 除了满足必需的供电电

源 V_{CC} 之外，在 RST/V_{PD} 端应保持低电平。

在 V_{CC} 和 RST/V_{PD} 之间跨接一个电容，便可在开机（上电）时，对 MCS-51 系列单片机自动进行复位。这是因为 RST/V_{PD} 上的电压为 V_{CC} 与电容上电压之差，而电容电压要经过一个充电过程才能达到 V_{CC} 。因此， RST/V_{PD} 端电压从 V_{CC} 开始慢慢下降，只要电容足够大，这个下降过程就足够慢，使 RST/V_{PD} 上的电压在足够长的时间内维持在片内“施密特”触发器的最低阈值之上，以满足复位操作的需要。

通常情况下，不仅要求单片机能够在开机时自动复位，而且当出现意外事件时，能够实现外部手动复位，这就需要同时在 RST/V_{PD} 端和高电平之间连接一个无锁开关 S，既能自动复位又能手动复位，如图 2。

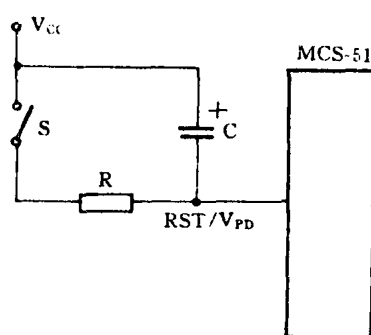


图 2 自动和手动复位电路

4. 由正常操作到掉电操作

MCS-51 系列单片机正常操作时， RST/V_{PD} 引脚应保持恒定的低电平。在这期间，如果该端出现连续 2 个机器周期以上的高电平，则单片机系统复位。

当主电源 V_{CC} 发生故障时，为了不破坏片内 RAM 数据，则需要 V_{CC} 下降到极限值之前在 RST/V_{PD} 端加上备用电源（后备电源），即能满足保持 RAM 数据不变所需的最小电压和电流。如果在后备电源加到 RST/V_{PD} 端之前 V_{CC} 已下降极限值以下，则片内 RAM 将出现瞬时无供电现象，其内容将受到破坏。一般情况下，在 V_{CC} 由正常的 +5V 下降到 +4V 之前，在 RST/V_{PD} 端能加上电压不低于 4V、电流不低于 3mA 的供电电源，则 RAM 内容将能够保持不变。

可见，在 RST/V_{PD} 端提供后备电源，需要在 V_{CC} 下降到一定程度时自动进行。如果在 V_{CC} 供电端有足够大的电容，则其下降速度将很缓慢，使得有充分的时间将后备电源加上。

目前多采用的后备电源电路，是采用单稳触发器芯片 555 构成的。用这种方法提供后备电源，除了要满足上述必要条件之外，还存在着下列缺点：

(1) 后备电源功耗高。不论单片机是否需要提供后备电源，该电源都必须向 555 芯片供电，以维持其正常工作。而由于后备电源通常都采用干电池，因此高功耗会缩短使用寿命。

(2) 电池（后备电源）的更换可能会导致 555 芯片的永久性损坏。这是因为，当取下电池时，555 芯片无供电电源，而此时却有其中的部分引脚处于高电平（由单片机和 V_{CC} 供给）。

(3) 电池的有功功率较低。供给 555 芯片的电源电压和能提供给 RST/V_{PD} 端的最高电压之间存在着较大的压降。

(4) 需要有一套电源故障检测电路。只有当该电路检测到 V_{CC} 即将下降或已经开始下降

时,才向单片机提出一个中断请求,当单片机响应中断请求之后,也才能通过一位输出口线去触发单稳触发器 555,后者经过触发也就才能向单片机 RST/V_{PD}端提供一个后备电源电压,而电源故障检测电路则要求有很高的处理速度,否则将失去其存在的价值。

鉴于上述种种问题,再加上笔者在进行这一应用时并未收到满意的效果,因此可以说,该电路应当作进一步的改进。

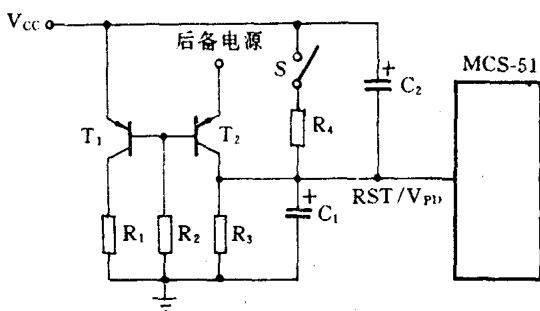
5. 由掉电操作到复位

掉电操作时,后备电源通过 RST/V_{PD}引脚供给片内 RAM 以保持其内容不变,而当主电源 V_{CC}恢复至能够满足单片机的正常工作电压时,RST/V_{PD}端的电压应当再保持至少 2 个机器周期的高电平,以使单片机具备上电自动复位的功能。

二、TRC 电路

1. 概述

TRC 电路是用于向单片机提供后备电源的电路,它利用晶体管(T)、电阻(R)和电容(C)构成,集电源 V_{CC}故障检测、掉电提供后备电源及上电自动复位于一身,另外还保证了能够手动复位和无后备电源时的上电自动复位功能。该电路结构简单,可靠性高,制作也十分方便,如图 3 所示。



· 图 3 TRC 电路结构

2. 元器件选择

- T₁ 和 T₂ 采用 3AK20A, 电流放大倍数 $\beta \approx 60$;
- R₁ 为 1k Ω , R₂ 为 24k Ω , R₃ 为 75k Ω ~100k Ω , R₄ 为 1k Ω , 均采用 0.125W 碳膜电阻;
- C₁ 为 0.1 μ F 电解电容, C₂ 采用 10~30 μ F 电解电容;
- S 为无锁定开关;
- 后备电源选用 4.5V 干电池。

3. TRC 电路工作原理

• 当单片机供电电源正常, V_{CC} 保持 +5V \pm 5% 时, A 点电位约为 4.7~4.8V, T₁ 处于深饱和状态, 而由于 T₂ 的基极发射极处于反偏, 因此 T₂ 截止, 稳态时的集电极处于低电位, RST/V_{PD} 端为低电平, 单片机可以正常工作。当按下复位开关 S 时, RST/V_{PD} 端出现高电平, 松开 S, 高电平失去, 单片机实现一次手动复位过程。

• 当电源出现故障, V_{CC} 由 +5V 下降到 4.5V 时, A 点电位约为 4~4.3V, 这时的 T₁ 和 T₂ 均处于饱和状态, T₂ 的集电极和发射极间的压降 V_{CE} 约为 -0.2~-0.3V, 假定后备电源

电压为 4.5V, 那么能提供 RST/ V_{PD} 的电压约为 4.2~4.3V, 而且由于 T_2 饱和时的集电极和发射极间的内阻极小, 因此相当于将后备电源直接加到 RST/ V_{PD} 上, 足能满足 RST/ V_{PD} 所需要的电流。

· 当主电源恢复, V_{CC} 上升到 4V 左右时, 点电位为 4.2~4.3V, T_1 仍处于止态, 当 V_{CC} 上升到足以使 T_1 饱和时, T_2 仍饱和, RST/ V_{PD} 端仍保持为高; 只有当 V_{CC} 上升到 5V 时, T_2 才截止, 但由于电容 C_1 要通过 R_3 回路放电, 因而 RST/ V_{PD} 端仍能维持约 3~5ms 的高电平, 以足够长的时间使 MCS-51 单片机复位。如果无后备电源, 电容 C_2 的作用也足以使 MCS-51 系列单片机实现上电自动复位

4. TRC 的电路特点

(1) 后备电源功耗低。当 V_{CC} 正常, 单片机正常工作时, 由于 T_2 截止, 因而后备电源无功耗; 当 V_{CC} 故障, T_2 饱和时, 相当于后备电源直接加到 RST/ V_{PD} 端, 仅提供给该端 2.8~3mA 的电流。由于 R_3 的阻值很大, 因而后备电源在 R_3 上消耗的电流极小, 可以忽略不计。

(2) 后备电源有功功率高。由于 T_2 处于饱和状态时的 V_{CE} 很小, 因而后备电源在其上的压降可以忽略。

(3) 当 V_{CC} 正常时, 更换后备电源不会对单片机的正常工作造成任何影响。

5. 使用 TRC 的电路应注意的问题

V_{CC} 正常时, T_2 应该处于截止工作状态, 单片机才能工作。此时, 如果后备电源电压或接近于或等于或高于 V_{CC} 致使 T_2 不能完全截止时, 单片机便不能正常工作, 甚至完全不能工作。出现这种情况时, 应在后备电源和 T_2 发射极之间串上适当的降压二极管, 这样既能保证单片机的正常工作, 又不会增加后备电源的功耗。

第七章

系统抗干扰技术

7.1 微型计算机系统的抗干扰措施

沈阳大学 李殿生 邵凤云

东北工学院 单吉第

前 言

随着国民经济的发展,微型机在自动控制领域中的应用越来越广泛,效果越来越显著。但是,在应用过程中,如何防止外界对机器的干扰,确保微机安全可靠的正常运行,是一个很重要的问题。像铝厂、钢厂等用电量、负载变化大、工业干扰源多的单位更要特别注意。

一、电 源 干 扰

微机应用于工业控制系统中的电源往往与工业系统共用一个电源,工业系统中某些大设备的启动,电源负载变化很大,会产生很大的干扰信号。电源的引线或引线过长,在输电过程中也会产生感应电势。地线干扰等同样也会使微机丢失信息,影响微机系统正常、可靠的工作。据统计分析,计算机系统的干扰,有70%是从电源耦合进来的。因此,提高供电系统的质量是非常重要的。一般采取如下措施:

(1) 微机的供电,一般可采用图1所示方式。

首先,电源经过交流稳压器稳压可起一定的作用。但输入端的瞬态干扰还会反映到输出端,因此还应在输出端加一级噪声滤波器,如图2所示。 $L=100\mu\text{H}$, $C_1=0.1\sim 0.5\mu\text{F}$, $C_2=0.01\sim 0.05\mu\text{F}$ 。由电容和电感组成的吸收装置对电源的噪声具有一定的抑制功能。一般说来,滤波器对20kHz以上的干扰抑制能力较好,对20kHz以下的干扰抑制能力较差。因此,简单地采用上述方法还不足以有效地抑制干扰。

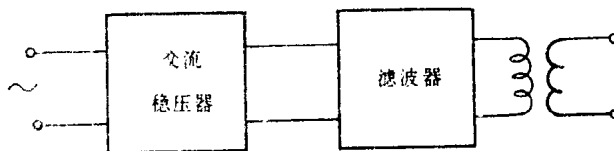


图1 供电电路简图

(2) 在特殊情况下,可以采用发电机组或逆变压器供电,以此隔离电网干扰。这种方法曾在铝厂、钢厂、化工厂等工厂采用过。

(3) 电源的引进口,直到电源的配线尽量采用粗导线;电源后面的配线采用扭绞线,扭绞的螺距要小,并把布线的距离缩短到最短程度。

(4) 对电源变压器采取磁屏蔽措施。利用几毫米厚的高导磁率材料(如坡莫合金)将变压器严密地屏蔽起来,以减小漏磁通的影响。

(5) 电源线与信号线一般都通过地板下面走线,而且不可把两线靠得太近或互相平行,以减少电源信号线的影响。

(6) 在每块印刷板的电源与地之间并接退耦电容。即 $5 \sim 10\mu\text{F}$ 的电解电容和一个 $0.01 \sim 1.0\mu\text{F}$ 的电容，以消除直流电源和地线中的脉冲电流所造成的干扰。

(7) 整个系统采用分立式供电方式。不是统一变压整流、滤波后供各部分使用，而是变压后直接送各部分整流、滤波、稳压。这样就减少了集中供电的危险性，又提高了电源的质量，增大了散热面积。此外，把主机与外设分为一类供电方式；把空调、照明等分为另一类供电方式，避免辅助设备工作时，通过电源供电对信号设备产生干扰。

采取上述措施后，基本上可消除电源的影响。

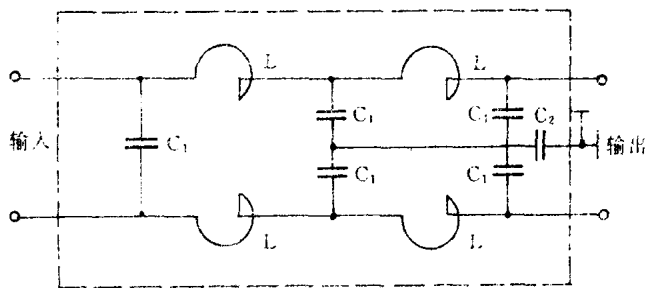


图2 电源低通滤波器

二、接 地

接地问题往往是比较复杂的，因为接地不良的表现形式常常难以掌握，干扰信号很容易通过地线窜到系统内部。多年来不少人在接地问题上下过不少功夫。在工业现场中工业频率低于 1MHz ，因此宜于单端接地，如图3所示。

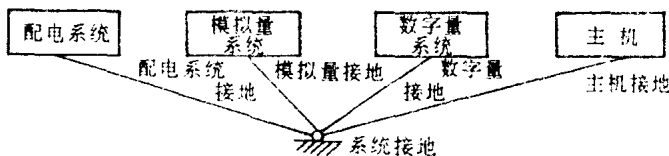


图3 单点式接地

这就是各个系统有各个系统的接地，然后汇总到一点接系统地，尽量用短而粗且用多股导线。采用这种独立接地结构方式，能防止信号之间的交叉耦合。这种耦合是噪声生成电路和噪声敏感电路共用阻抗而引起的，共用接地系统的后果如图4所示。

图中有一个模拟量系统，一个数字量系统，阻抗 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 代表接地系统阻抗。数字量系统的接地电流 I ，流经共接地电阻 Z_3 ，而产生电势 $I Z_3$ ，该电势等价于模拟量系统的输入信号。如果电流 I 是直流，则引入偏置误差且随数字系统情况而变化，造成模拟电路输出的变化。

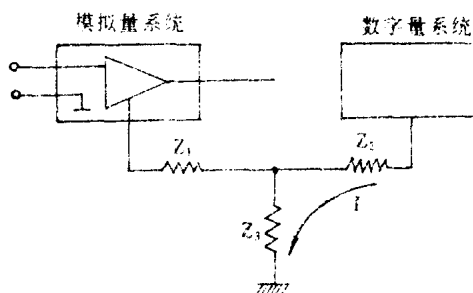


图4 共用接地阻抗

而产生电势 $I Z_3$ ，该电势等价于模拟量系统的输入信号。如果电流 I 是直流，则引入偏置误差且随数字系统情况而变化，造成模拟电路输出的变化。

三、信号线的干扰

在工业控制系统中，多为低电平多路数据处理系统，信号电压在大多数情况下是几十毫

伏的低电平电压。信号源和测量系统还必须用几十米、甚至几百米长的电缆相连接，很容易接收周围强电设备的干扰。不适当的接地、电缆连接以及外界干扰等问题都会产生极大的测量误差，甚至会使信号本身完全失真。为能准确地测量信息和输出信息，必须排除干扰。可采取如下措施：

(1) 利用双芯互绞屏蔽电缆，以减小空间交变电磁场的影响。特别是屏蔽电缆的屏蔽线接数据放大器的低端，效果尤为显著。

(2) 为经济起见，信号线也可以使用双绞线，绞线要均匀相绞为好，使电磁感应电压大体相等，互相抵消，最好把一扎信号线穿入铁管。

模拟量的输入、输出信号线使用屏蔽电缆，开关量输入、输出线使用双绞线。

(3) 采用光电隔离技术。利用发光二极管和光电三极管组成的光电耦合器件如图 5 所示。

当信号电压 V_s 产生 I_1 流过 LED 时，其发光的强弱与 V_s 的大小成正比，通过光电耦合到光电三极管再一次变成电流，经组件放大输出。它在输入、输出电路中能起两个作用：一是抑制输入，输出回路对主机的干扰；二是抑制地环流。有的资料介绍，即使在输入端出现 60V 的共模电压时，对主机也无影响。我们在所有的输入、输出线上均采用光电隔离技术，效果良好。

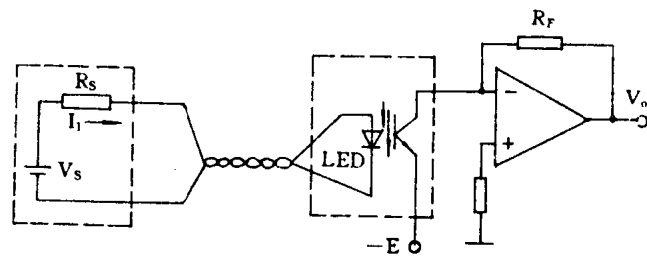


图 5 光电耦合电路

(4) 走线方式。信号线远离动力线；电源线与信号线分开；输入与输出线分开；模拟信号线与数字信号线分开走线。

四、软件措施

由于单板机的抗干扰能力差，只靠在硬件上下功夫是不能完全消除干扰的，还必须在软件上采取如下措施：

(1) 对一点多次采样，取其平均值或把几次采集的数值进行排队比较，求其中间值。

(2) 对于某些像 PIO、CTC 接口电路使用时间长了，其初始化内容也会改变，因此，主程序要经常对其初始化，以保证机器的正常运行。

五、结束语

抑制外界对机器的干扰。应根据现场情况不同，也可以采用其他方法。如有的采用不间断电源 UPS；采用高导磁率材料作磁芯制成 C 型变压器等方法，在铝厂、钢厂、化工厂均能使机器可靠运行。但是，由于使用环境的差别，干扰源的不同，也可能出现不稳定的现象，只要做某些适当的调整均可满足要求。

7.2 计算机应用系统抗干扰问题

阎立恒 刘晓光 孟刚

一、前言

计算机(微型机、编程器、控制器、单片机等)应用控制系统,不应只是从计算机的概念来认识它,因为计算机应用控制系统不仅要求有完善的记忆、存贮、识别和控制功能,如CPU、存贮器、数字量I/O输入和输出、串行接口、计数定时、中断、人机对话和实时操作系统,还要求对信号的处理、滤波、各种传感器放大匹配、A/D和D/A变换器、驱动执行机构等,成为一个完整协调有特殊功能的工作系统。在其中各环节的设计和配置要求有完备功能前提下,使系统紧凑,布局合理。另外一个重要问题是抗干扰性和稳定性。否则再完善的系统和功能设计,抗干扰性能不好,亦将前功尽弃。

抗干扰和防止干扰要分别加以处理,均须针对干扰源解决。对于计算机本身来说主要是抗干扰问题。

除了制造厂应研究提高抗干扰能力外,在计算机应用系统调试中,对于由计算机本身产生干扰源,要首先加以处理和解决。防止干扰要从干扰源或者被干扰对象来解决,即就计算机应用系统及其有关方面,从计算机的安装环境、机房结构、方案设计、布线工艺、检测和控制对象、线路到使用各个环节综合进行考虑。对于各种干扰的影响及抗干扰措施是有必要探讨的。

计算机应用系统中信号传输,采用脉冲或交流调制,往往是方案考虑问题;安装、连接、接地不良造成干扰是使用问题;机房安装环境在强干扰影响下,是设计布局问题;这些又是相对的或错综复杂的。而抗干扰从干扰源方面采取措施是方便和有效果的。

计算机应用系统稳定性受到各种因素影响,设法维持主程序稳定运行具有重要意义,主机在时钟严格操纵下,完成CPU主机和外部设备进行信息交换,将有助于提高系统的稳定性。

二、提高电源抗干扰能力的措施

由电网直接供电时,在用电设备前侧,电源引入线上加带有屏蔽罩的电源滤波器(低通滤波器),可以防止混入在100~3000千周频率范围内衰减对称及不对称的线路干扰。

1. 低通滤波器和隔离变压器

这样的低通滤波器,一方面对于计算机控制线路干扰起保持作用,对分布在火线上的干扰有抑制作用,另一方面也增加了频谱宽度,解决了在宽频带瞬变状态下干扰,是提高抗干扰性能的关键。

低通滤波器的设计仅允许50周波交流电通过,对高频和中频干扰电压有较好的衰减作用。不能把滤波器一次侧和二次侧的线路接近或交叉,如图1所示。

在电源上使用隔离变压器或电抗器,一次和二次线圈间加静电屏蔽层,实现电容耦合隔

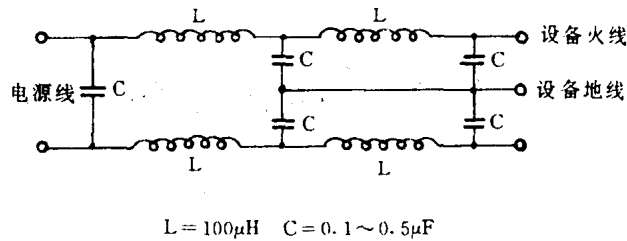


图1 电源滤波器

离，由 C_3 把一次和二次耦合分离为 C_1 、 C_2 ，以断开干扰通路，如图2示。

在电源线和接地线之间接入电容时，把穿过此电容的交流或高频信号电流流向大地。C的计算：

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{\Delta I \cdot \Delta t}{\Delta U}$$

电源线在接法上应形成闭环。如果不是闭环则高频干扰在电源线的终端相当于开路，形成反馈使干扰信号增加。尽量使电源平行走线，让电源线对地呈低阻抗，以减少电源噪声干扰。有屏蔽线路电缆或双绞线，把沿着火线传来的电磁干扰，容易被等位屏蔽层吸收而入地。

2. 高抗干扰稳压电源

电子工业部21所研制的高抗干扰稳压电源，采用频谱均衡法抗干扰原理，对电网电压干扰有较好的抑制作用。

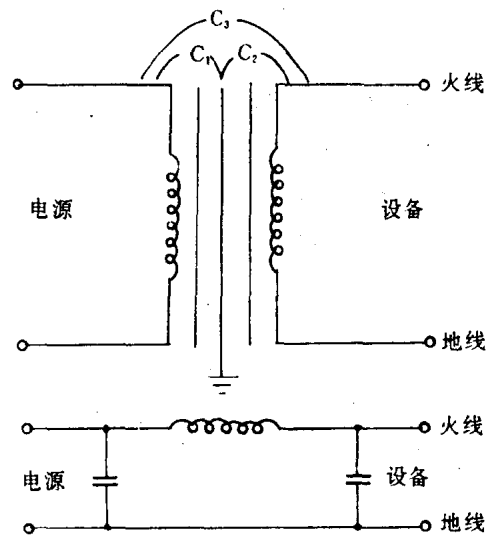


图2 电抗器和隔离变压器

三、防止外部干扰的措施

计算机应用控制系统的外来干扰主要是场干扰（电场、磁场和交变电场），供电电网的瞬变电压干扰，周围环境中电磁场变化也是干扰源。

外来干扰在应用控制系统中产生的干扰电压有如下几种形式：

1. 电容耦合干扰

外来干扰源通过与应用控制系统间的寄生电容，在信号线上产生干扰电压。

2. 电磁耦合干扰

附近存在着强电磁场，可在应用控制系统中产生感应电势。

大约在30兆赫以下频率范围内的干扰信号，一般经电线传播，在30兆赫以上则主要是通过辐射传播。

无论是远区或近区电磁场的变化引起的干扰，都是通过电容耦合产生的，如图3示。

设干扰电源电压为 U_1 ，在系统中产生干扰电压为 U_2 ，则

$$U_2 = \frac{-j\omega R C_1}{1 + j\omega R(C_1 + C_2)}$$

$$\because R \gg \frac{1}{j\omega(C_1 + C_2)}$$

$$\therefore U_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

如果微波干扰很小, $\lambda/2\pi \rightarrow 0$, 则可看作远区场(辐射场)通过感性耦合。而近区场只有感性场没有辐射场, 因而只要考虑电容耦合侵入系统的情况, 主要是共模干扰。通过干扰电源电压 U_1 与系统之间耦合 C_1 , 如果系统设有良好的接地屏蔽, 那么 $C_2 \rightarrow \infty$

时, 则 $U_2 \rightarrow 0$ 。所以计算机和外部设备用封闭金属罩等位屏蔽层接地, 对共模干扰有较强的抑制作用。计算机机房屏蔽对电磁干扰或静电干扰都有很好的防干扰效果。

布线和表面波干扰应一起考虑。布线不一定沿壳体表面附设, 必要时可架设布线架。导线间的寄生电容、微小的干扰也会使程序误动作。为防止这种干扰, 把电源置于输入接点附近, 或在输入部分加入虚设电阻, 使电流分流。

在系统设计时, 对于共模干扰的抑制要加以考虑。除了采用对称电路或差动输入外, 如需要可以通过变压器耦合加以消除。

3. 光电隔离技术

外部设备和计算机之间采用光电耦合, 保证了系统不受外来干扰影响。

4. 地电流干扰

实际地电阻并不为零, 因此地电流有电流流过时, 在地线各点会造成电位差。

5. 系统电源进线干扰

电网中的大型设备如大功率电动机、高频感应电炉及交流电弧焊机等的启动, 会在电网上产生高频振荡电压, 经供电电源进线进入系统。

从上述分析可知, 防止外部干扰措施是用屏蔽线使屏蔽层接地, 采用屏蔽电缆、封闭的金属外罩、屏蔽机房等措施, 良好的接地以及对于防止外部干扰是很有效的。

四、防止线间和线路干扰的措施

应用系统间连线、输入线、输出线的干扰, 都是无源线路产生的干扰, 如图 4 示。

线间干扰有两部分, 一为容性, 另为感性, 二者均为互感并和导线长度有关。根据“长理论均匀分布参数计算”, 主要考虑是感性干扰和容性干扰, 感性干扰主要发生在线路终端。

关于输入线路干扰防止办法, 基本上可

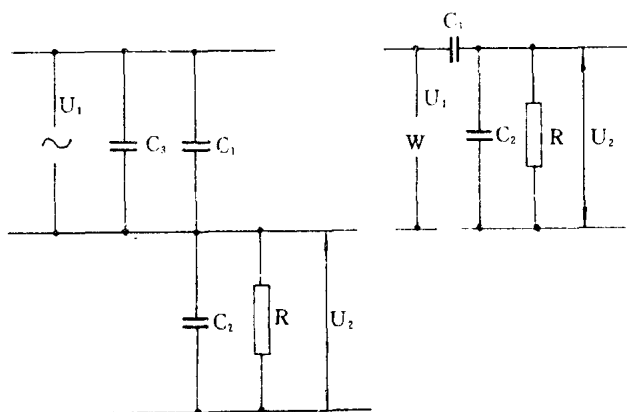


图 3 远区与近区感应场

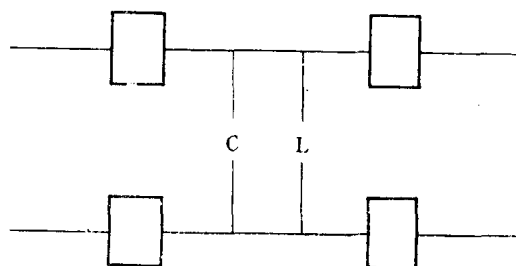


图 4 无源线路产生的干扰

采取如下措施：

(1) 输入线路要尽量短。

(2) 把输入线绞合，绞合的双绞线能降低共模干扰，由于改变了导线电磁感应 e 的方向，从而使其感应互相抵消，如图 5 示。

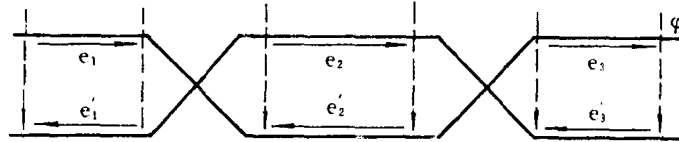


图 5 双绞线降低共模干扰

(3) 避免和动力线接近，信号线与动力线分开配线，把动力线放在有屏蔽的金属管内。

(4) 对动力线等电流有变化线路，来回导线尽量接近，使之不产生感应，如使用绞合线。

(5) 使用屏蔽线作输入线，只一端接地。因为若两端接地，由于接地电位差在屏蔽层内会流过电流而产生干扰，因此只要一端接地即可防止干扰。

(6) 信号采集是模拟量线路，导线可捆扎在一起。数据线和脉冲线不能接近或捆扎在一起，否则的话，数据线上全“1”时，在脉冲线上造成干扰，反之亦是如此。

(7) 系统设计时，合理地安排部件位置，减小传输连接线，可能的情况下，把并行传输改为串行传输，减少传输线路也就减少了线间干扰。

(8) TTL 电路负抗干扰能力比正抗干扰能力强，所以计算机对外交连时，常用负脉冲或负电位传输。

输出线路和输入线路一样，基本上要远离干扰源，但是输出线上有负载，必须处理侵入的干扰、脉冲等。

五、 抑止执行机构动作回馈干扰的措施

在计算机输出回路中，除了和输入回路受相同干扰之外，还有执行开关或执行机构线圈动作回馈的干扰。回馈干扰，特别是感性负载时，若不注意反电势，电子器件会受到损坏，还可以冲击正常运行的计算机系统，使运行程序混乱或“冲程序”。

执行机构接通或断开瞬间，由于负载电感部分产生反电势，经过输出回路回馈到计算机的干扰源，可采用如下防止干扰的措施。

1. CR 方法

电容器 C 把触点断开的电弧电压到达最大值的时间推迟到触点完全断开，用来抑制触点间放电，电阻 R 用来抑制触点闭合时的短路电流。 $C \approx I/10$ ， $R \approx V/(10 \times I)$ 。式中： I 为触点电流， V 为触点电压。如图 6 (a) 所示。

2. 二极管加电阻

当切断电源的瞬间，由于反电势产生的电流，流过后与负载并联的二极管，并在负载电阻上消耗掉感应负载所产生的能量，要求二极管的反向电压一般为电源电压的 10 倍以上。如图 6 (b) 所示。

3. 二极管加齐纳二级管

比二极管加电阻的方法更缩短了恢复正常状态时间。如图 6 (c) 所示。

4. 非线性电阻

把触点断开负载时的反电势，利用非线性电阻的稳压特性来吸收。电源电压在 12 伏至 24 伏范围，负载间反电势电压在 100 伏至 150 伏时，负载两端接上非线性电阻是有效果的。如图 6 (d) 所示。

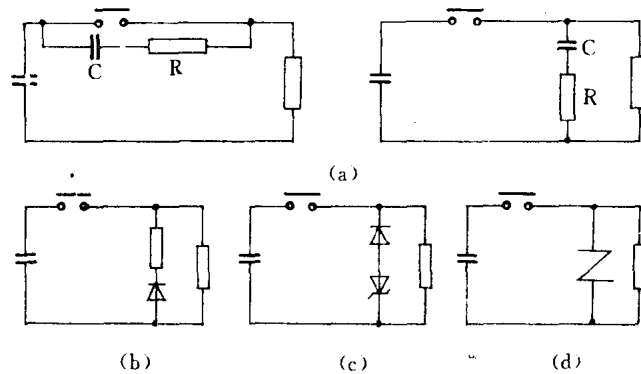


图 6 4 种抑制回馈干扰方法

5. 计算机输出端装设滤波器

如图 7 所示，用滤波器来衰减由于开关工作方式而引起的干扰，对于低频段（20~100kHz）特别有效。这样的滤波器有非常低的滤波共振，亦适用于对称衰减较高的电平。

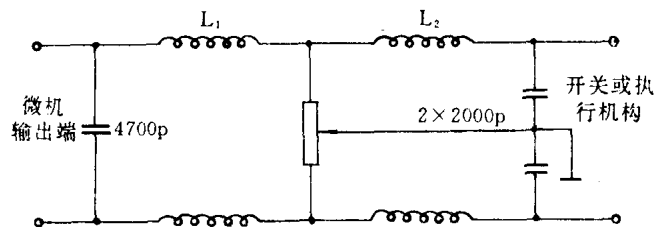


图 7 用滤波器衰减低频干扰电路

滤波器中介质电容、电感均可改变，适当变化其间的耦合，对于线路开关、接触器、执行机构产生的干扰能起到充分的抑止作用。接地线与主机隔离的光电隔离技术，均使执行机构动作产生的干扰不能扩大，在干扰源处被吸收。

六、滤 波

1. 直流电源滤波

由于电解电容在高频时介质损耗大，呈电阻性，失去滤波效果，为了改善电源高频性能，每块插件板电源进线端除跨接 10~20 μ F 的电解电容外，还应加 0.047~0.1 μ F 的涤纶电容。

2. RC 线路滤波

为了抑制信号通道中的进线干扰，可采用单节 RC 滤波器，其衰减量由下式求得：

$$A = -\lg(1 + WRC)^2$$

所需滤波电容应选用高频介质损耗较小的钽电容为好。

3. 数字滤波

RC 滤波能很好地抑制高频干扰分量,但对低频干扰分量抑制效果较差。本文使用各种防止干扰的措施,都是有针对性的,在干扰源处抑制干扰其效果是明显的。为了提高输入信号的信杂比,可以利用计算机的运算和判断功能,采用数字滤波来提高有用信号真实性。

(1) 程序限幅方法

对于有大幅度随机干扰系统,采用程序判别的方法去伪求真,就是连续采样五次。其中的某一次采样的幅值,远远大于其它几次采样的幅值,那么就舍去“某一次”采样的幅值。五次连续采样的对象不变,那就不会有太大的差别,如果超出模拟信号变化速率,“某一次”采样的幅值远远大于前后两次采样的幅值,则“某一次”被认为是干扰信号,被舍去。

(2) 算术平均值法

对于流量、压力、液面等参数,往往在一定范围内频繁波动,因此采用算术平均值法。

$$\bar{Y}_K = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} Y_{(K-i)}$$

式中: \bar{Y}_K ——第 K 次采样前 n 次的平均值;

$Y_{(K-i)}$ ——往前递推第 i 项的采样和;

n——递推项数,认为流量 $n=12$,压力 $n=4$ 为最合适。

把程序限幅和算术平均值法合用最有效。

(3) 中值法

对于缓慢变化信号如温度参数,可连续三次采样,选取居中的采样值作为有效信号。

(4) 采样时间选取

对于具有积分器 A/D 转换来说,采样时间应取工频周期 (20ms) 的整数倍。实践证明其抑制工频干扰能力,将超过单纯积分器的抑制效果。

七、 接地防止干扰

接地在消除干扰上起很大的作用。这里的接地是指决定系统电位的地,而不是信号系统归路的接地。在应用控制系统中有许多悬浮的金属架,此悬浮的金属架是收集空中干扰的空中线,需要有决定电位的地线。

交流地是计算机应用系统供电所必需的,它通过变压器中心点,构成供电两条回路之一 (220 伏时)。此条线路的电流,各种谐波电流,变压器相位漂移很大是个严重的干扰源。因此交流地线、直流地线、模拟地、数字地等必须分开。

(1) 主机和外部设备金属屏蔽罩直接接地,一方面各种壳体和铁质控制台,有 50 伏左右的电压,系统地为 100 伏,没干扰时也许能正常工作,当瞬间干扰出现时,因铁壳和铁质框架对干扰影响不一致,又会产生新的共模干扰电压,通过系统向主机“冲程序”和误动作方面转化,屏蔽要求接地。

等位屏蔽的选择时应考虑选择计算机地线一点与屏蔽层接地,而如何选择屏蔽则视现场情况而论。测量铁质控制台和地线的电压,计算机地线和零线之间的电压,这样大系统必须分块供电,分块设置接地,将会得到满意的防止干扰效果。

另一方面安全保护避免外罩带电也需要直接接地。

(2) 在稳压电源、隔离变压器后侧装置线路滤波器,这个线路滤波器能使火线与零线中的干扰电流得到衰减。而地线中的干扰电流毫无阻碍地流过设备,并将作为一种位移电流经高频接地反回成为干扰源;实际地电阻不为零,地线中有电流流过时在地线各点造成电位差,也是干扰源;采用接地扼流圈的方法,是防止地电流和高频电流干扰的办法之一。

减小地电流的办法实际上还可以采用分块小板再会合一点,或采用介质底板使电流无法流动。

(3) 系统各部件各自接地再会合于一点,由该点与系统地连在一起,构成单点接地。模拟电路地与数字电路地分开接地,再会合。通常容易出现是开关量逻辑地对模拟地有影响,沿地线有瞬态性干扰,容易使主机“冲程序”,解决的办法是在数字量侧隔离,把逻辑地(主机)和模拟地(A/D、D/A)分开。当然如果不存在瞬态干扰时,也可以采用共地系统。

数字地和模拟地的共点地,可以直接接大地或置悬浮方式。从实际运行情况看,直流地置悬浮方式工作,即系统各回路的基准电位互相连在一起,而不与大地相连,这样系统有较强的抗干扰能力。

(4) 印刷板大电流地应单独引至接地点,印刷板地线形成网络要足够宽,使噪声小于0.2伏以下,印刷地线引出两只脚使其接触良好。

地线设置除考虑上述诸因素之外,地线各点之间的电位差必须减小,尽可能加粗地线,有条件可采用环形地线。

上述地与防雷击的地要严格区分,不允许有任何金属相连接。根据国家标准,作地线时要遵守交流工作地接地电阻不大于4欧姆,安全保护地接地电阻不应大于4欧姆,防雷保护地和架空线路地接地电阻不大于10欧姆。

控制系统的地与强电的地严格区分开,把控制计算机单独接地,单独埋设地线,不同任何金属架连接或接近。

八、结 束 语

计算机应用控制系统工作环境恶劣,周围有各种各样的干扰,在系统设计时,必须对环境作全面的分析,确定干扰性质,采取相应的抗干扰措施,通过系统调试加以解决,才能保证计算机应用控制系统长期稳定运行。

7.3 微机在工业应用中的抗干扰措施

中外合资北京国际银燕电脑控制工程有限公司 唐锦全

一、干扰的来源

微机在工业应用时大致受到下列三个方面干扰的影响。

1. 来自交流电源的干扰

开关的通断, 火花干扰, 电焊、大电机的启动等, 在工业环境中是常见的。这些来自电源的干扰都会破坏微机的正常运行。要完全抑制来自交流电源的干扰是十分困难的。其原因是干扰传播的途径往往不清楚。干扰的频带很难量化, 交流电源及负荷的阻抗很难实测, 电源滤波器的特性和实际的干扰频带也往往有差异。

在实际使用中, 几乎所有的微机都由交流电源供电, 因此, 必须采取措施克服来自电源的干扰。

2. 来自信号通道的干扰

为达到数据采集或实时控制的目的, 开关量输入、输出, 模拟量输入、输出是必不可少的。在工业现场, 如果被控对象是一个强干扰源(如可控硅、电焊机等), 微机根本无法正常工作。

对于开关量的输入, 输出要采取隔离措施, 近年来已为大多数工程技术人员所接受。然而对模拟量输入、输出也必需采取隔离措施, 大多数人尚认识不足。模拟量输入、输出不进行隔离, 虽说可以运行, 但会产生“冲程序”, 使可靠性下降, 对连续工作的重要对象(如锅炉、空调等)来说是不能允许的。因此, 在计算机控制时, 这个问题也必须充分注意。对模入、模出、开入、开出都采取隔离措施, 才能保证系统的稳定运行。

3. 来自空间的辐射干扰

在特殊的情况下, 如在发射机、中频炉、可控硅逆变电源的周围, 计算机往往不能正常工作。

上述三种干扰危害以来自交流电源的干扰最甚, 其次为来自信号通道的干扰。来自空间的辐射干扰不太突出, 一般只须加以适当的屏蔽及接地就可解决。

二、不同干扰的抑制措施

1. 信号通道干扰的抑制措施

对于 I/O 接口, 基本上可以分为数字量和模拟量两大类, 本文着重于探讨模拟量的隔离方法。

A/D、D/A 是微机常用的信号通道, 出于抗干扰的需要, 往往要求 A/D、D/A 与微机之间切断电气上的联系。

1) A/D、D/A 接口板的输入、输出电路的“地”与微机地线 GND 之间有电位差 E。由于具有电位, 所以不能和 GND 直接相联。

2) A/D、D/A 接口板的输入、输出与微机相连会产生共模干扰,如图 1。由于存在共模电压,其电流在线路上产生电压降形成干扰。

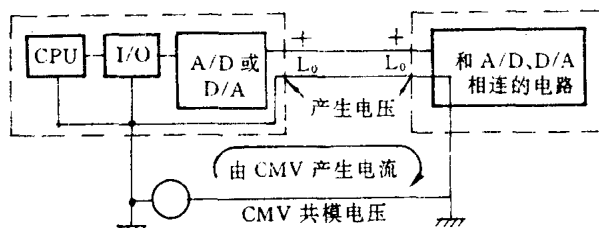


图 1 接口板输入、输出的共模干扰

3) 微机及其外围电路产生的干扰经直流电路给予 A/D、D/A 以恶劣影响,如图 2。由于 CPU 及存储器的脉冲电流在线路上产生压降,一方面影响 A/D、D/A 的电源电压,另一方面使 A/D、D/A 的 L_0 端与 GND 之间有干扰电压。

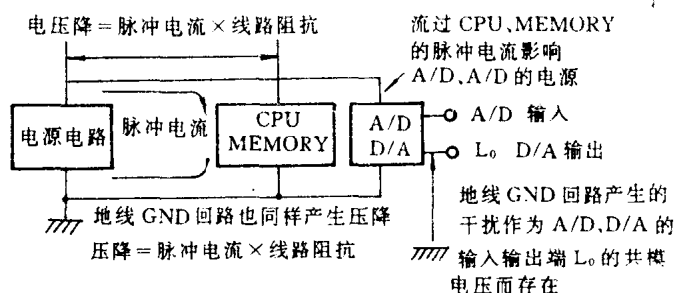


图 2 外围电路产生的干扰经直流电源输入 A/D、D/A

怎样才能将 A/D、D/A 与微机之间的电气联系切断,一般来说,可在下列三处进行隔离:

(1) 对 CPU 数据总线进行隔离

这是一种十分有效的方法,全部 I/O 端口均被隔离。但是,由于在 CPU 数据总线上是高速 (μs 级) 双向传输,这就要求频率响应为兆级的隔离器件,而这种器件目前国内很难得到。如果用低速的隔离器件,则 CPU 运算速度必然下降。因此这种方法在国内很少采用。

(2) 对 A/D、D/A 进行模拟隔离

对 A/D、D/A 变换前的模拟信号进行隔离,是常用的一种方法。通常采用隔离型放大器对模拟量进行隔离。但所用的隔离型放大器必须满足 A/D、D/A 变换的精度和线性要求。例如,如果对 12 位 A/D、D/A 变换器进行隔离,其隔离放大器要达到 13 位、甚至是 14 位精度,如此高精度的隔离放大器,价格十分昂贵。

(3) 在 I/O 与 A/D、D/A 之间进行隔离

这是最经济的方案,俗称数字隔离。具体做法是增设若干个锁存器对高速的地址信号、控制信号及数据进行锁存,然后用该信号对 A/D、D/A 芯片进行操作,完成多路开关的选通,进

行 A/D、D/A 变换。换言之，A/D 变换时，先将模拟量变为数字量进行隔离，然后再送入计算机。D/A 变换时，先对数字量进行隔离，然后进行 D/A 变换。这种方法最大的优点是方便、可靠、价廉，不影响 A/D、D/A 的精度和线性度。最大缺点是速度低。如果用廉价的光电隔离器件，最高转换速度约为每秒 3000~5000 点，这对于一般工业控制对象（如温度、压力、流量等）已能满足要求。

图 3 所示是实现数字隔离的一个例子。将输出的数字量经锁存器锁存之后，驱动光电隔

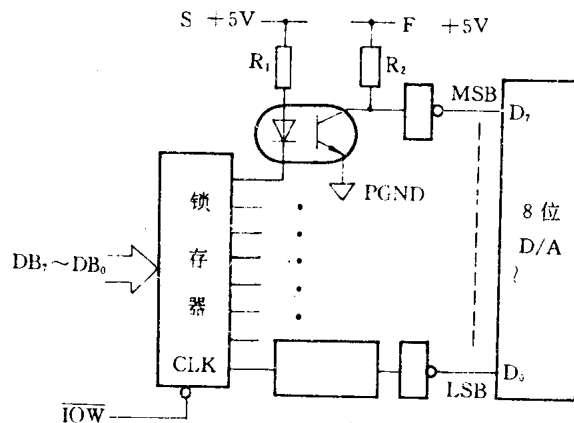


图 3 数字隔离技术

离器，经光电隔离之后的数字量被送到 D/A 变换器的数据线 $D_7 \sim D_0$ 。但要注意的是现场电源 $F + 5V$ ，现场地 $FGND$ 和系统电源 $S + 5V$ 及系统地 $SGND$ ，必须由两个绝缘电源供电。换言之， $FGND$ 与 $SGND$ 之间必须绝缘。还应指出的是光电隔离器件的数量不能太多，由于光电器件的发光二极管与受光三极管之间存在分布电容，当数量太多时会产生较大的分布电容，大大消弱了对尖脉冲类干扰信号的隔离作用。因此，在光电隔离器件数量较多时，必须考虑将并联输出改为串行输出的方式，这样可使光电器件大大减少，且保持很高的抗干扰能力，但传送速度下降了。

对开关量进行隔离时，最常用的隔离器件是继电器、光电隔离器、光电隔离固体继电器 (SSR)。

继电器是大家所熟悉的，常用的隔离方法是将输出端口的信号经放大之后，直接驱动继电器。考虑到继电器线包的反电势的影响，驱动电路的器件必须能耐充分高的电压。为了吸收继电器线包的反电势，通常在线包两端并联一个二极管，其触点并联消火花电容器，容量可在 $0.1 \sim 0.047 \mu F$ 之间选择，耐压视负荷电压而定。

单纯的继电器隔离往往不能保证微机稳定工作。因此，在设计接口板时往往用光电隔离管（复合管开路门输出）作为驱动器，这样就构成了光隔离及继电器隔离的双重隔离，如图 4。图中二极管 D_0 对光电隔离管起保护作用，不可遗漏。

对于开关量的输入，一般用电流传输的方法要比电压传输的方法抗干扰能力强，示于图 5。图中， R_1 为限流电阻， D_1 、 R_2 为保护二极管和保护电阻。当外部开关闭合时，由电源 E 产生电流，使光电隔离管导通，以不同的 R_1 、 R_2 值来保证良好的抗干扰能力。

固体继电器代替机械触点的继电器是十分优越的。所谓固体继电器是将发光二极管与可控硅封装在一起的一种新型器件。当发光二极管导通时，可控硅被触发而接通电路。固体继电器视其触发方式不同，可分为过零触发与非过零触发两大类。过零触发的固体继电器，本身几乎不产生干扰，这对微机控制是十分有利的，但造价是一般继电器的5~10倍。

由于信号线分布电容的存在，带来了串模干扰。远距离传输线（几十米或百米以上）的串模干扰尤为严重。用双绞线比平行线效果好，若用双绞屏蔽线效果更佳。另外，在信号线上加上适当的电阻、电容滤波也可以有效地消除串模干扰。

2. 交流电源干扰的抑制

在条件允许的情况下，可以采取避开干扰的办法。例如，为微机拉专用电源线，避开干扰大的动力干线和相线，由供电可靠的照明线供电，在特定的环境下，抑制已有设备的干扰，使之符合国家规定，将微机设置在干扰小的地点等。

但是实际情况往往不能完全令人满意，这就要求控制机本身有较高的抗干扰能力，或者为微机配置专用的清洁电源。小功率（1kVA 以下）的发电机组可以说是很理想的廉价清洁电源。

开关电源与一般的直流电源（经变压器降压、整流、电容器滤波）相比，前者在抗干扰性能上占绝对优势。

开关电源的方框图如图6所示。当尖脉冲干扰串入电源时，首先受到抗干扰滤波器之衰减，经整流后直流滤波。这虽然对尖脉冲有一定的抑制作用，但由于电解电容器的感抗分量在高频时较为显著，所以仍有相当的干扰窜入振荡级。振荡是利用非线性元件的饱和特性，开

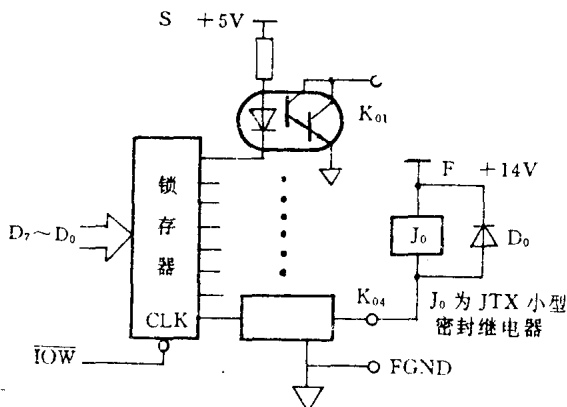


图4 光隔离与继电器双重隔离

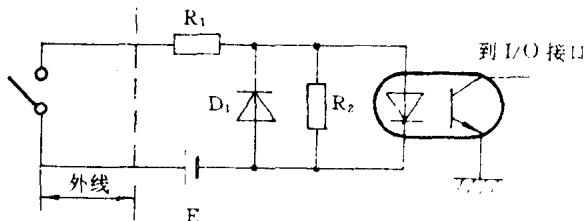


图5 开关量的电流传输

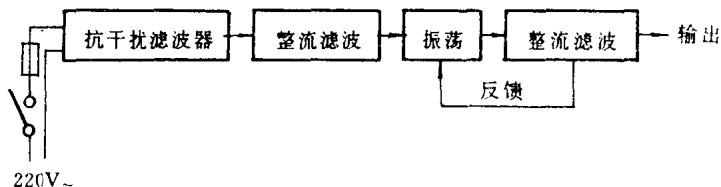


图6 开关电源框图

关电源的振荡频率近百千周，其滤波以高频滤波为主，对尖脉冲有良好的抑制作用。因此可见开关电源对来自电源干扰的抑制能力较强。

普通变压器对干扰无任何抑制能力。变压器的种类可分为：(1) 隔离变压器，即初级与次级互相绝缘。(2) 屏蔽变压器，这种变压器在线圈及外壳间增加了静电屏蔽层。(3) 干扰屏蔽变压器，这种变压器除具有屏蔽变压器的构造特点外，还在线包、变压器外设置了多层电磁屏蔽，对铁芯、线包的材料形状进行精心设计，有效地切断了分布电容及电磁感应这两条传播干扰的途径。

据国外资料介绍，隔离变压器仅能抑制共模干扰中的高次谐波；而屏蔽变压器除抑制共模干扰中的高次谐波外还能抑制常模干扰，但结构复杂。

除此以外，电源滤波器也是常用的元件，国外的电源滤波器常用共态扼流圈作为电感。为了尽量提高双线间的平衡，通常采取双线并绕的方式，而滤波电容器则必须采取高频特性好的。在实际应用中为了得到好的效果，往往采取多级串联使用。

3. 空间辐射干扰的抑制

对于空间辐射干扰的抑制，主要解决办法是屏蔽。静电屏蔽使用导体材料即可，为达到电磁屏蔽的目的，则要用铁来做外壳或屏蔽层。

摘自《测控技术》季刊，1990年第3期

7.4 利用电源监视 TL7705 芯片的抗电源干扰新方法

北京无线电仪器三厂 江诗涛

在工业过程控制和实时控制中,微型计算机得到了广泛的应用。随之而来的就是微机系统的抗干扰问题。据一些专家统计,在微机系统中,电源的投入和切除,瞬时短路压降及由电网串进来的干扰脉冲造成 CPU 的误动作、数据的丢失占各种干扰的 90%以上。

对来自电网电压的干扰,通常人们采取低通电源滤波器、隔离变压器、加强屏蔽、光电隔离及使用 UPS 不间断电源,有的甚至给微机系统配专用电源,直接由配电变压器根部拉出。但采取这些措施仍不能有效的解决干扰问题。以 UPS 为例,它可以保证在干扰期间 RAM 中数据不丢失,但是其反应时间(毫秒级)跟不上微秒级的干扰脉冲,以至 CPU 工作状态混乱。所以在工业过程控制方面,微机抗干扰问题是一个关键的问题,人们需要花很大精力从软件到硬件、从系统到电源层层设防,即便如此仍然常为干扰问题所困扰。

最近笔者使用了电源电压监视用集成电路,对微机实时控制系统的抗干扰有所突破。本文将着重论述该器件的功能和在实时控制系统中的应用。

一、电源电压监视用集成电路介绍

IC7705 和 IC7700 是两种电压监视器件。它们都具有电源投入时的复位功能,并能够侦测出电源瞬时短路和瞬间降压而产生的复位信号。该芯片内部具有电源上升时复位信号解除功能。对 7705 而言,能正确的监测出降低的电压($V_s=4.5\sim 4.6V$),其内附有温度补偿的基准电压,正负两种逻辑输出(集电极开路 30mA),可以广泛的设定复位输出的脉宽。

管脚说明:

(1) V_{REF} , 基准电压输出端,输出为 2.5V,为了防止电源线所引起的冲击杂音及振荡,需要一个 $0.1\mu F$ 以上的旁路电容器 C_{REF} ,输出电流必须限制在 3mA 以内。

(2) \overline{RESIN} 复位输入端,低电压有效,它强制复位输出端有效。

(3) C_T , 定时电容器连接端,连接定时电容器,用以设定复位输出脉冲宽度,脉冲宽度可为 $100\mu s\sim 100s$ 。

(4) 接地端。

(5) \overline{RESET} , 复位输出端,低电平有效,集电极开路,外电路需接上拉电阻。

(6) RESET, 复位输出端,高电平有效,集电极开路,需接下拉电阻。

(7) SENSE, 被测电压的输入端,检测 4.5V 以上的电压。

(8) V_{CC} , 电源端,电压范围 3.5~18V。

图 1 为该器件管脚图,图 2 为该芯片与 CPU 的连线图,图 3 为电源电压的变化及输出状态的变化。从图中可以清楚地看出,在上电过程、瞬间电压降压和瞬间干扰脉冲时,电源监测器都能正确地给出复位脉冲信号。图中的 V_s 为被监测电平,对正 5V 来说在 4.5V 以上。 t_{op} 为复位脉冲宽度,可由 C_T 来设定, t_s 为反应时间,对本监测器而言在 500ns 左右,可以外加 RC

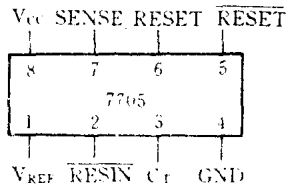


图1 7705 管脚图

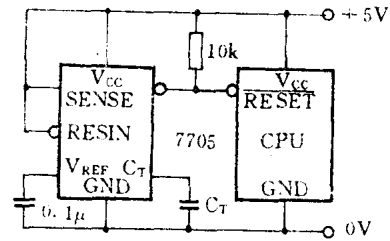


图2 7705 与 CPU 的连线图

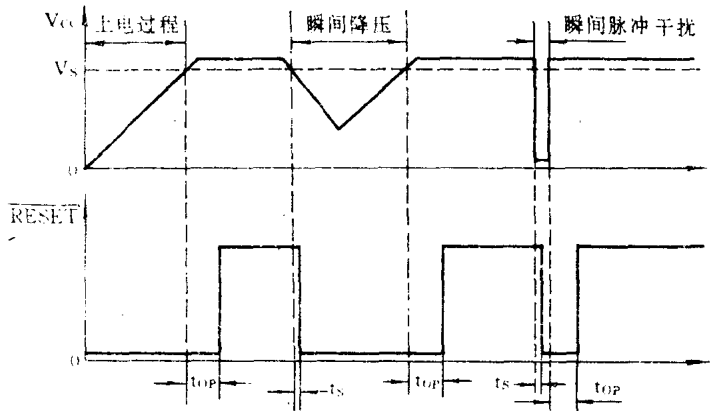


图3 电源变化时的输出状态

延时网络，加长这一时间以降低噪声影响和器件的灵敏度。上电时 $\overline{\text{RESET}}$ 有效，直到 V_{cc} 达到 V_s 以后，再经过 t_{op} 时间 $\overline{\text{RESET}}$ 无效，当 V_{cc} 下降或干扰时，只要 V_{cc} 小于 V_s 经过 t_s 时间后 $\overline{\text{RESET}}$ 有效，当 V_{cc} 恢复到 V_s 以上或干扰脉冲过后，再经过 t_{op} 时间 $\overline{\text{RESET}}$ 变为无效。

二、 电源监测器在实时控制系统中的控制方法

我们以 Z80 系统为例介绍此器的控制方法。

1. 控制 CPU $\overline{\text{NMI}}$ 非屏蔽中断

此种方法是把器件 $\overline{\text{RESET}}$ 输出端直接接到 $\overline{\text{NMI}}$ 控制端，并接上一个上拉电阻，程序在 0066H 处设一非屏蔽中断服务程序，当上电时或电源波动时此器件 $\overline{\text{RESET}}$ 输出信号有效。中断主程序，引起非屏蔽中断，中断服务程序为保护 CPU 各寄存器的内容，待干扰脉冲过去后， $\overline{\text{RESET}}$ 无效，非屏蔽中断返回，继续执行主程序。

2. 控制 CPU $\overline{\text{RESET}}$ 复位端

如图 4 所示。此种方法需软件配合使用，因为 CPU 复位端有效，将使程序计数器 PC 复零，即从 0000H 开始执行程序，并且所有接口电路也将复位。若在执行某一程序（例如采集程序或控制程序等）当中，系统受到干扰，器件在微秒级内便有反应，使整个系统复位，包括接口部分待干扰脉冲过后程序计数器从 0000H 开始执行，并不从原来干扰时程序断点处执

行, 这将破坏了整个系统的工作。所以在程序的初始化部分加上软件开关或状态标志, 即在

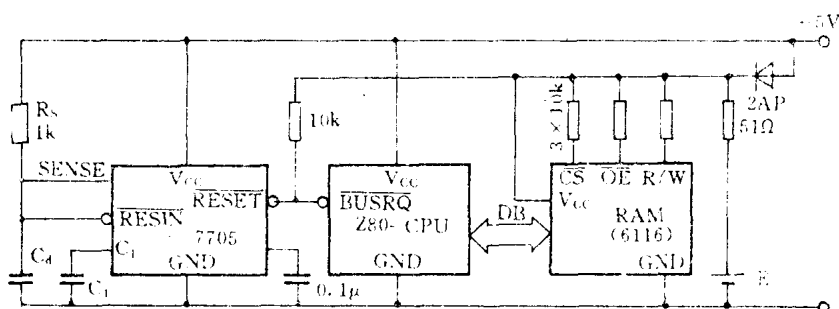


图4 7705 实际使用电路

序在执行各个部分之前, 首先打开与自身有关的软件开关或置相应的状态标志, 同时关掉与自身无关的软件开关或状态标志, 然后再执行程序。当程序发生转向时, 即由一主程序转向另一主程序时也做以上步骤。这样做以后, 当系统受到干扰而进入初始化程序时, 首先判断各个软件开关和状态标志, 继而程序自动转向被中断的原程序断点继续执行。

3. 控制 $\overline{\text{BUSRQ}}$ 总线请求端

此种方法是把器件输出端直接接到 CPU 的 $\overline{\text{BUSRQ}}$ 端, 并接一上拉电阻。由于总线请求用于直接操作 DMA, 此时 CPU 的工作是使总线处于开路状态让给外设使用, CPU 进入等待操作, 在等待期间 CPU 内部各寄存器和存储器接口等工作状态维持不变。我们就是利用 CPU 的等待状态, 停止各种操作, 待干扰脉冲过后, CPU 继续执行原程序。此种方法最简单。不用软件配合, 并且特别适用于在干扰期间接口输出状态绝对不能改变的情况。所以对现有的微机实时控制系统进行改造, 可增强系统的抗干扰能力。

三、实际应用

图4为实际用于监测5V电源的电路。

图中 51Ω 、 $2AP$ 、RAM 的上拉电阻及 E 构成了掉电保护电源的充电电路和掉电保护电路, 用以配合电源监视器件, 构成了实时控制系统中的抗干扰和掉电保护。图中 R_s 和 C_a 构成了 RC 延时网络, 以减少电路的噪声影响和降低器件的灵敏度, 因为 7705 在 500ns 的短时间内就可以侦测出电压降压的现象和脉冲干扰, 而这样短的干扰脉冲一般的系统无法反应。而 $R_s C_a$ 网络的加入使得器件在只有干扰脉冲维持在一定的时间以上时才起作用, 该时间的大小取决于 $R_s C_a$ 时间常数的大小, 本系统定为 $10\mu\text{s}$ 。输出信号 $\overline{\text{RESET}}$ 脉宽的大小 t_{OP} 取决于 C_T 的大小, 在电路中取 C_T 为 $1\mu\text{F}$, 测脉宽约为 100ms , $0.01\mu\text{F}$ 时为 1ms , 本系统设定为 10ms 左右。将 $\overline{\text{RESET}}$ 信号接入 Z80-CPU 的 $\overline{\text{BUSRQ}}$ 端控制 CPU 的等待时间, 一旦干扰脉冲出现或瞬间断电, CPU 则进入等待状态, 在此期间备用的电池 E 向 6116RAM 供电维持存储器内的信息, 当干扰解除后 CPU 自动恢复工作继续执行原程序。

笔者曾将此器件用于纺纱工艺参数测量仪和电子秤自动配料系统中, 都收到了较好的效果。这两个项目的现场环境较为恶劣, 用一般的加滤波器抗干扰措施不能解决问题, 而一片 7705 加之相应的辅助软件, 则很有效的解决了电网电压引起的干扰问题。

摘自《电子技术应用》月刊, 1989年第4期

7.5 利用电源监视芯片 WMS7705 的抗电源干扰新方法

王琦兄

在应用 8048、8051 系列单片机开发智能仪表新产品时,对智能仪表要长期保留数据,遇到的最棘手的问题,就是如何有效地抗电源干扰这个问题,如开发智能流量计(可测量、显示液体、气体的瞬时流量和累计流量),测量计算出的累计流量值(类似电度表的电度量),需要长期保存在计算机里不能丢失,保存期达一年之久。虽然采用的 8039 单片机可对 RAM 区外接电池掉电保护,但对来自电源的尖峰干扰防不胜防,多次出现数据丢失和系统失控(程序运行混乱)。一般说来,对计算机系统,采用加强电源滤波,光电或变压器隔离,加强屏蔽,独用电源线,从变电所变压器根部拉线,等等,都不能从根本上有效地解决干扰问题。采用了微机抗干扰专用模块集成电路 WMS7705A 后,成功解决了这一抗干扰的难题,且效果很好。

一般不间断电源 UPS 对瞬间掉电的反应速度是 ms 级,而 WMS7705A 是 μs 级(最快可达 500ns),而且采用最简用法时,不用外接其他任何元件,线路简单,工作可靠。接线方法见图 1。

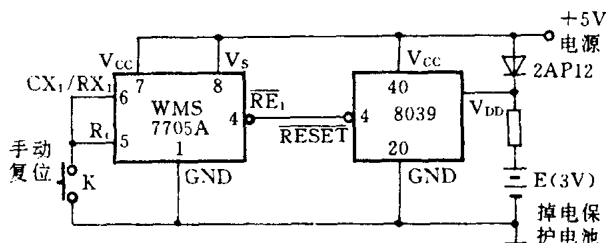


图 1 WMS7705A 接线方法

WMS7705,有如下优点:

- (1) 效果好,可靠性高。
- (2) 线路简单,内部自设延时电路,不必外接 RC 电路。
- (3) 应用灵活,用户可以自己设定复位延时时间、反应速度和监测电压点值 V_s 。
- (4) 价格便宜(参考价格:15 元/块)。

下面把收集到的应用该电路的一些方法作一介绍供参考。

一、WMS7705 系列电路简介

WMS7705 系列电路是一种电压监视器件,有 8 引脚和 10 引脚两种形式;WMS7705A 和 WMS7705B。具有电源投入时复位功能,能侦测出电源瞬间短路、降压、尖峰脉冲,产生复位信号(WMS7705B 还能产生中断信号),计算机及时复位保护 RAM 区内的数据(或及时执

行中断服务程序保护各断点数据), 并具有电源上升时复位信号解除功能。复位信号有正负两种逻辑, 输出电平、电流同一般 CMOS 数字集成电路。对现场环境较为恶劣的测量、计算、工业过程控制和实时控制的微机系统使用, 效果甚佳。

二、功能和特点

- (1) 监测电源电压瞬时短路, 瞬间降压和微秒级干扰脉冲及掉电。
- (2) 及时输出复位信号或中断信号, 内部有 RC 延时电路, 可外接 RC 调整。
- (3) 监测电压 $V_s = 4.6V$, 可外接电阻调整增大, 提高灵敏度, 一般调整范围 $4.5 \sim 4.8V$ 。
- (4) 适用于 $+5V$ 电源的各类型单片机、单板机、多片 CPU 机及台式机。

三、电路原理

1. 电原理图 见图 2、图 3。

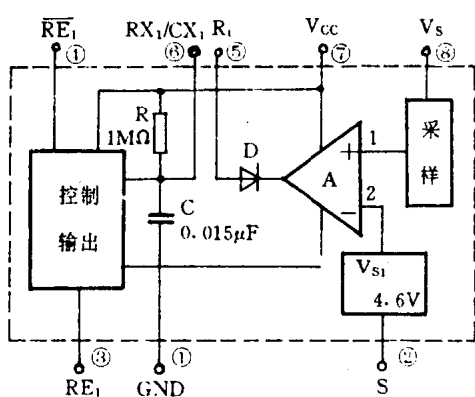


图 2 WMS7705A 电路原理图

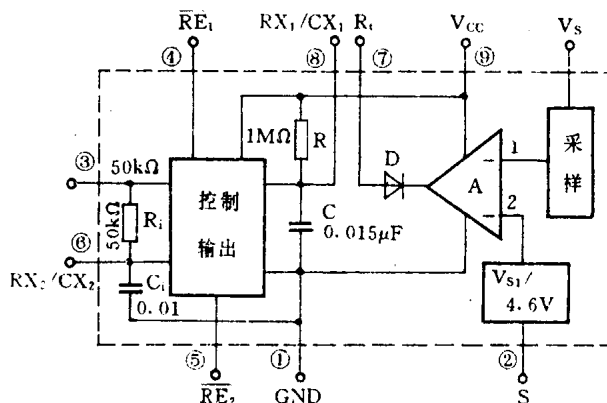


图 3 WMS7705B 电路原理图

图 2 引脚说明:

- ① GND: 接地。
- ② S: 对地外接电阻 R_s 可提高参考电压 V_s 的值。 R_s 可按下列公式估算。

$$R_s = \frac{75 - 150 \times \Delta V_s}{0.2}$$

式中 ΔV_s 是需要增加的监测值。例如, 当测得原 $V_s = 4.65V$ 时, 若要使 $V_s = 4.75V$, $\Delta V_s = 0.1V$, 则 $R_s \approx 3k\Omega$, 一般实际用的 R_s 是计算出的 $0.5 \sim 2$ 倍左右。

- ③ RE_1 : RESET, 高电平有效复位信号
- ④ \overline{RE}_1 : \overline{RESET} , 低电平有效复位信号。
- ⑤ R_i : 在 R_i 端到 RX_1/CX_1 端接入电阻 R_i 可降低反应速度 t_s 。采用下列公式计算:

$$R_i = \frac{t_s}{C}$$

例如设 $t_s = 10\mu s$, 则 $R_i \approx 600\Omega$ 。

- ⑥ RX_1/CX_1 : 外接 RC 延时电路。对地接入 CX_1 (最好选用 $\leq 0.1\mu F$), 可增加延时时间;

对 V_{CC} 接入 RX_1 可减小延时时间。延时时间 T_1 可采用下列公式算出：

$$T_1 \approx (R // RX_1) \cdot (C + CX_1)$$

其中, $R=1M\Omega$, $C=0.015\mu F$ 。

⑦ V_{CC} : 内部电源。

⑧ V_s : 监测电源输入端, 直接接到 CPU、RAM 的 +5V 电源上。

图 3 引脚说明:

①、②、⑦、⑧、⑨、(10) 分别同图 2 中的①、②、⑤、⑥、⑦、⑧。

③ RE_1 : 中断信号输出端, 高电平有效。

④ \overline{RE}_1 : 中断信号输出端, 低电平有效。

⑤ \overline{RE}_2 : 低电平有效复位信号。

⑥ RX_2/CX_2 : 中断服务时间 t_i 调整端, 对 RE_1 端并接电阻 RX_2 可缩短 t_i ; 对地并接电容 CX_2 可增加 t_i , 且有公式:

$$t_i \approx (R_i // RX_2) \cdot (C_i + CX_2)$$

其中: $R_i=50k\Omega$, $C=0.01\mu F$ 。

注: WMS7705B 也可当作 7705A 使用, 不过应把 RE_1 , RE_1 作为复位信号。

2. 工作原理

内部逻辑图见图 2、图 3。在 V_s 端输入被监视电压, 经过采样电路处理, 送到比较器 A 的 1, 与 2 对应 4.6V 参考电压 V_{ref} 进行比较。当 +5V 电源电压降压到小于 4.6V 时, A 输出低电平, 当外部 R_i , RX_1/CX_1 两个端子连入电阻 R_i (也可短接) 后, 电容 C 经过 R_i 和 D 快速放电, 放电速度即对干扰的反应速度, 它决定于 A 的翻转速度和 CR_i 的取值。电容电压 V_c 为低电平, 控制电路迅速发出复位信号 RE_1 和 \overline{RE}_1 。只有当 +5V 电源正常后 (大于 4.7V), A 快速翻转成高电平, D 为开关二极管, 只能由 +5V 电源经 R 对 C 充电, 当 V_c 上升到一定值时, 由控制电路解除复位信号。 V_c 的上升过程所需的时间, 就是复位信号的延时时间 T_1 , T_1 由 RC 决定。

对于图 3, 在控制电路发出中断信号 RE_1 时, 电容 C_i 经 R_i 充电, 经 t_i (即中断服务时间) 到达一定值, 控制电路发出复位信号 RE_2 。考虑到当 +5V 电源掉电后, WMS7705 电路自身也将失去电源, 它发出的 RE_1 , RE_2 将一直保持为低, 但 RE_1 信号将在 +5V 电源下降到 3V 以下时, 不再保持高电平。所以, 一般采用 RE_1 , RE_2 负逻辑信号控制复位信号, 中断信号低电平有效的 CPU。

3. 工作波形图

图 4 中 $T_1=10\sim 20ms$, $t_s=1\mu s$, $t_i=200\mu s$, $T_i=200\mu s$, RE_2 滞后 RE_1 为 t_i 时间。

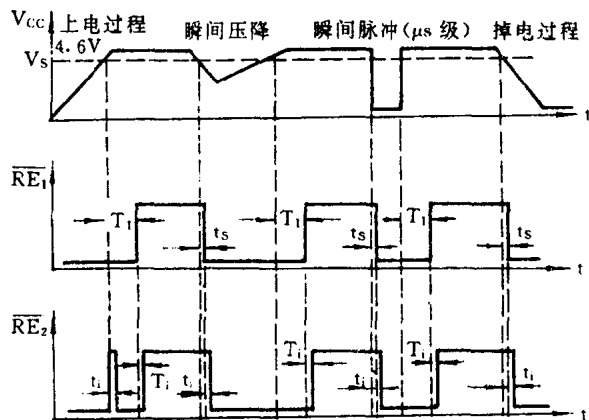


图 4 工作波形

四、电参数规范

参数名称	符号	7705A	7705B	单位	备注
电源	V_{CC}	+5	+5	V	
监测电源	V_S	+5	+5	V	
电源电流	I_{CC}	4~6	4~6	mA	
复位延时	T_1	10~20	10~20	ms	可外接 RC 调整
反应速度	t_s	微秒级	微秒级	μs	可外接 RC 调整
中断延时	t_i	/	200	μs	可外接 RC 调整
输出高电平	V_{OH}	4.5	4.5	V	
输出低电平	V_{OL}	0.1	0.1	V	
输出电流	I_{OH}	0.8	0.8	mA	
	I_{OL}	-1	-1	mA	
监测点值	V_S	4.6~4.7	4.6~4.7	V	可外接 RS 提高 V_S
工作环境温度	$T_{环}$	0~70	0~70	$^{\circ}C$	

五、控制方法

- (1) 控制 CPU $\overline{UM1}$ 、 \overline{INT} 中断，使 CPU 执行中断服务程序及时保护。
- (2) 控制 BUSRQ 总线请求，CPU 进入等待操作，保护 RAM。

六、使用方法

1. 最简用法

反应速度为微秒级见图 5。

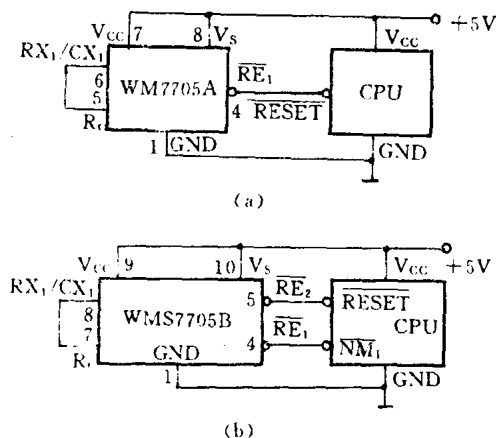
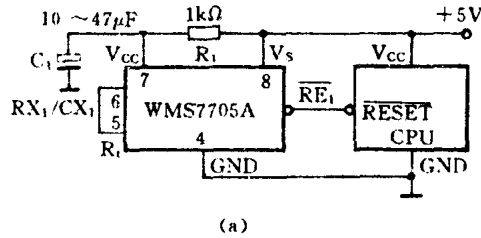


图 5 最简用法

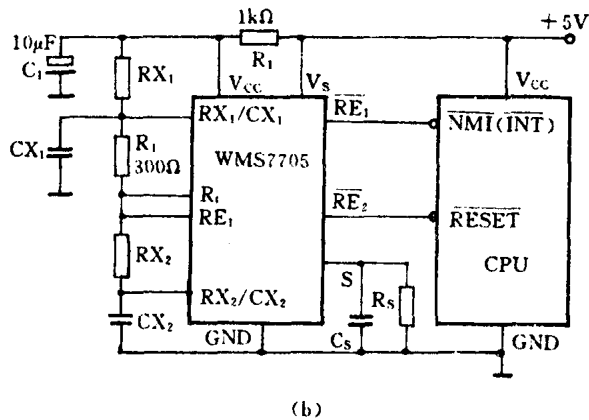
2. 外接 RC 用法见图 6

图 6 (a) 接法反应速度为 10 微秒级。 R_1C_1 的接入，降低了灵敏度，去掉了电源噪声对 7705A 电路自身电源的影响。

全部外接好元件后的电路见图 6 (b) (参见管脚说明)。



(a)



(b)

图 6 外接 RC 用法

七、实际应用举例

图 7 为 WMS7705B 对 8048 系列单片机监测，当 7705B 监测到 μs 级干扰后，马上先从 $\overline{\text{RE}}_1$ 端发出中断信号，8048 从 $\overline{\text{INT}}$ 端接到信号后，PC 指针指向 003H 单元，该单元是中断服务入口处，内装跳转指令，跳到中断服务程序运行，将断点数据（如累加器内容，状态字 PSW 等）送入 RAM 区保护起来，一般该程序运行时间有 $100\mu\text{s}$ 左右就足够了。 $200\mu\text{s}$ 后，从 $\overline{\text{RE}}_2$ 端发出复位信号，8048 复位，复位后程序计数器清零，PC=000H，外部和定时器中断均不允许。8048 内部 RAM 区被掉电保护电路保护着，图 9 中由 45mA/16h 可充电镉镍电池组成的

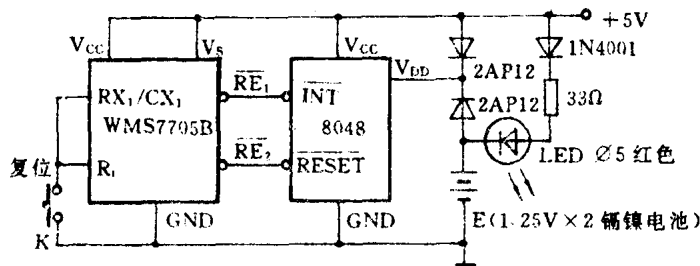


图 7 WMS7705 对 8048 单片机的监视

保护电路，可以在电源掉电 48 小时内有效地对 RAM 中的数据进行保护。

当电源上升正常后，复位信号延时 10~20ms 后撤消，8048 从 000H 进行初始化程序，恢复断点，又开始正常工作。

图 8 为 WMS7705A 对 MCS-51 系统的监测，当 V_{CC} 电源发生干扰时， \overline{INT}_0 收到 \overline{RE}_1 信号，中断服务程序立即把需要保护的数据送入 RAM 区，然后向 $P_{1.0}$ 写一个 0，触发 555 构成的单稳态触发器，它的输出脉冲取决于 R、C 和 V_{CC} 存在与否，若 V_{CC} 已不存在，RC 电路失去充电，555 阈值端维持低电平，单稳电路始终停留在暂稳态，从 3 脚输出备用电源电压到 RST/VPD 端复位并向 RAM 供电，直至 +5V 电源恢复正常，8031 恢复断点，继续工作。

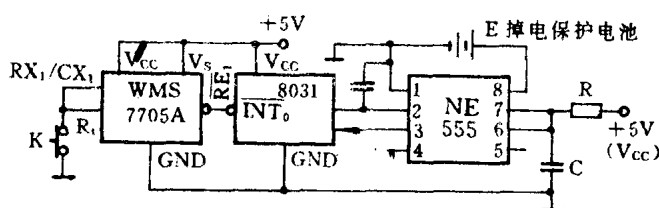


图 8 WMS7705A 对 8031 单片机的监视

同样，对于 Z80 单板机系统，把 \overline{RE}_1 输出端接到 \overline{NM} 控制端，程序有 0066H 处设一非屏蔽中断服务程序，当电源掉电出现干扰时 \overline{RE}_1 输出信号有效，引起非屏蔽中断，中断服务程序为保护 CPU 各寄存器的内容，待干扰脉冲过去后， \overline{RE}_1 信号无效，非屏蔽中断返回，继续正常工作。

图 9 是为减少电路的噪声影响和适当降低器件的灵敏度，采用图 6 (a) 接法 ($10\mu s$ 级)，将 WMS7705A 的 \overline{RE}_1 复位信号接入 Z80-CPU 的 \overline{BUSRQ} 端控制 CPU 的等待时间，一旦干扰脉冲出现或瞬间断电，CPU 就进入等待状态，此期间备用的电池 E 向 6116RAM 供电维持存储器内的信息，当干扰解除后，CPU 自动恢复工作，继续执行原程序。

WMS7705 系列电路还可应用于 16 位、32 位计算机。

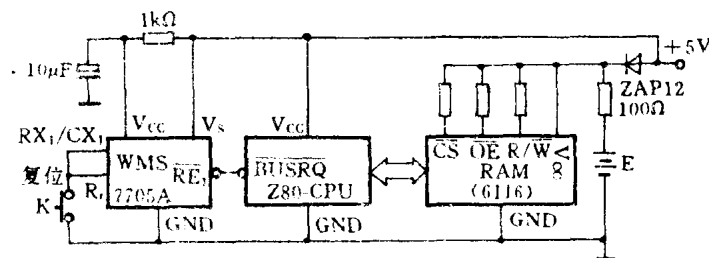


图 9 减少电路噪声适当降低器件灵敏度的接法

图 10 即为 WMS7705A 在 16 位微机中的应用，开关二极管 D 的加入，可使对尖峰脉冲干扰的反应灵敏度提高 (优于 500ns)，并可应用在高速 16 位微机。

应用 WMS7705 系列电路抗干扰，要配合一定的软件完成，一般对微机技术人员来说，这是不困难的。对于只要求保护 RAM 区中的数据，不要求恢复断点的系统，可采用 WMS7705A，见图 1 的接法。图 1 中，当 \overline{RE}_1 信号有效时，8038 复位，电源掉电后，由备用电池给 RAM 区供电，累计流量数据在 RAM 区保存着。当电源恢复正常， \overline{RE}_1 复位信号延时 20ms 后撤消，程序从 000H 开始执行，初始化程序判断出 RAM 数据区存有累计值，转到主程序重新进行下一轮累计计算。计算机每 1 秒运行主程序一次，上次的计算中间结果可能在复位时被丢失，但对总的累计值影响不大，可以忽略不计。

当出现干扰时，断点的数据不能丢失，电源恢复正常后，要从断点开始继续运行的计算机系统，就要采用 WMS7705B。这样，对进行实时计算机、控制的计算机，在出现干扰时，先接到外部中断信号 \overline{RE}_1 ，执行中断服务程序及时保护断点和中间结果，在 RAM 区中设置好软开关或状态标志。中断程序执行完后，又接到复位信号 \overline{RE}_2 ，RAM 区复位接通备用电源保护。干扰过去后，系统进入初始化程序时首先判断各软件开关和状态标志，恢复断点继而自动转向被中断的原程序断点继续执行。

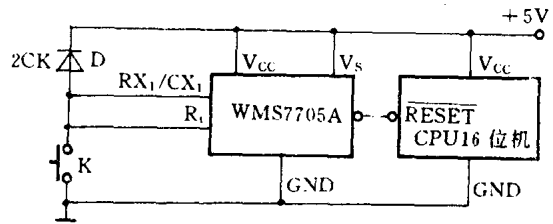


图 10 在 16 位机中的应用

7.6 具有浪涌抑制能力的 TVP

阎 平

目前,国外已普遍使用一种高效能的电路保护器件——TVP (TRANSIENT VOLTAGE SUPPRESSOR),可译作瞬变电压抑制器,或瞬变电压抑制二极管,其电路符号和普通稳压二极管相同。它的外形与普通二极管无异,但却能“吸收”高达数千瓦的浪涌功率。TVP 具有体积小、功率大、响应快、无噪声、价格低等诸多优点,使它广泛应用于家用电器、电子仪器、精密设备、自动控制、计算机系统等各个领域。

TVP 器件的主要特点是,在反向应用条件下,当承受一个高能量的瞬时大脉冲时,其工作阻抗立即降至很低的导通值,允许大电流通过,同时把电压箝制到预定水平。因此,可有效地保护电子线路中的精密元器件免受损坏。TVP 所能承受的瞬时脉冲电流峰值可达数百安培,其箝位响应时间仅为 1×10^{-12} 秒; TVP 所允许的正向浪涌电流,在 25°C 、 $1/120$ 秒的条件下,也可达 $50 \sim 200$ 安培。另一类 TVP 是双向的,它正负两个方向均可“吸收”瞬时大脉冲,把电路电压箝制到预定水平。这类双向 TVP 用于交流电路是极方便的。

TVP 的 V-I 特性曲线如图 1 所示。TVP 的正向特性与一般二极管没有什么区别;反向击穿拐点近似“直角”,表明器件为典型的 PN 结雪崩器件。虚线表明,假设在瞬时大脉冲条件下,那么器件的击穿电压便升至略高些的箝位电压值,并保持在这一稳定水平上。图示各参数定义如下: I_R ——规定的最大反向漏电流; V_R ——变位电压,对应于电流 I_R 的电压值,这个电压约为击穿电压 V_B 的 85%; I_T ——规定的测试电流; V_B ——击穿电压对应于电流 I_T 的电压值; I_{PP} ——瞬时峰值脉冲电流; V_C ——最大箝位电压,在峰值脉冲电流 I_{PP} 下测得的最大电压值。最大箝位电压与击穿电压之比称为箝位因子,表示为: $C_f = V_C/V_B$,一般箝位因子仅为 $1.2 \sim 1.4$ 。

主要参数 V_C 、 I_{PP} 反映了 TVP 器件的浪涌抑制能力。在承受额定的瞬时峰值脉冲电流 I_{PP} 时,用特殊的取样方法观察 TVP 的特性,得到如图 2 那样的曲线。图中表明,当瞬时峰值脉冲电流出现时, TVP 被击穿,并由击穿电压上升至预定的箝位电压值;在规定的脉冲时间内,稳定在最大箝位电压水平以下。随着脉冲电流呈指数下降,箝位电压亦下降,恢复原来状态。因此, TVP 将抑制可能是经济出现的浪涌功率的冲击,而有效地保护电子线路。

瞬时脉冲功率由下式决定: $P = \int I(t) \cdot V(t) dt$ 。TVP 的最大允许脉冲功率则为: $P_M = V_C$

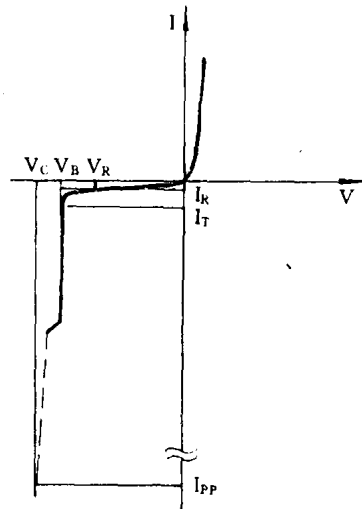


图 1 TVP 的 V-I 特性曲线

• I_{pp} 。显然，最大允许脉冲功率愈大，TVP 所能承受的峰值脉冲电流愈大；另一方面，额定的 P_M 确定以后，TVP 所能承受的峰值脉冲电流，随着箝位电压的降低而增加。因此，如果电路的最大电压较低（即所要求的箝位电压较低），那么就允许承受更大的峰值脉冲电流。

TVP 最大允许脉冲功率除了和峰值脉冲电流及箝位电压有关外，还和脉冲波形、脉冲持续时间及环境温度有关。

对于几种不同的脉冲波形， $P_M = K \cdot V_C \cdot I_{pp}$ 。式中 K 为功率系数，图 3 中给出了几种典型波形的 K 值。

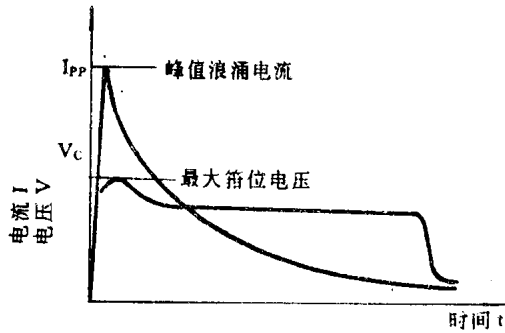


图 2 浪涌抑制曲线

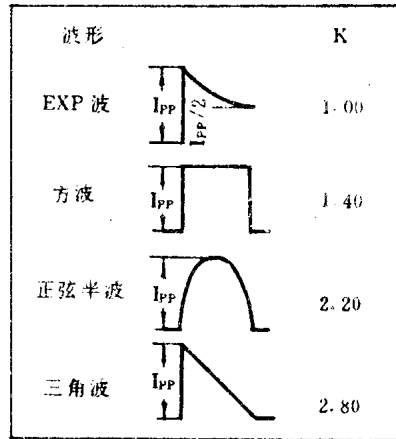


图 3 不同波形的功率系数 K

图 4 所示为最大允许脉冲功率和脉冲时间的关系曲线。图中描绘了 0.5kW 和 1.5kW 系列 TVP 的最大允许脉冲功率随脉冲持续时间增加的降额曲线。典型的脉冲持续时间为 1ms。

最大允许脉冲功率随环境温度增高的降额曲线，如图 5 所示。曲线表明，环境温度超过 30°C，最大允许脉冲功率呈现线性下降；在 175°C 时，脉冲功率为零。

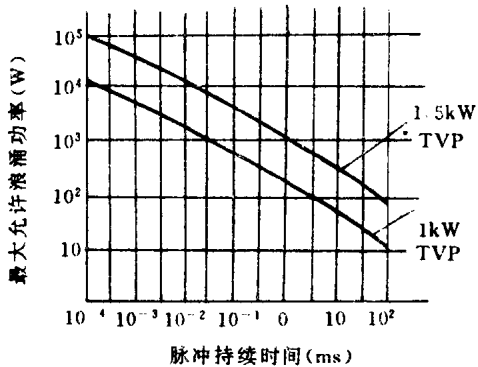


图 4 最大允许脉冲功率和脉冲时间的关系

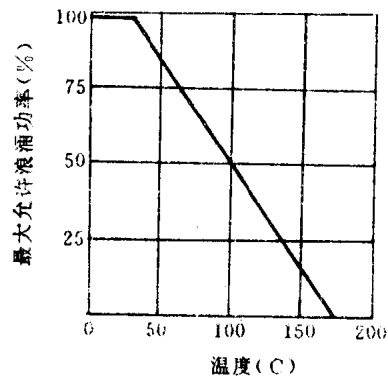


图 5 最大允许功率的温度曲线

一般地说，TVP 所能承受的瞬时脉冲指的是不重复的脉冲。而实际应用中，电路里可能出现重复性脉冲。TVP 器件规定，脉冲重复率（脉冲持续时间和间歇时间之比）为 0.01%。

如不符合这一条件,脉冲功率的“积累”有可能使 TVP “烧毁”。电路设计人员应注意这一点。

TVP 的工作是可靠的。即使长期承受不重复性大脉冲的高能量冲击,也不会出现所谓“老化”问题。试验证明, TVP 安全工作于 10000 次脉冲后,其最大允许脉冲功率仍为原值的 80% 以上。

在选用 TVP 时,必须根据电路的具体条件而定。一般有以下几点原则:(1) 最大箝位电压不大于电路的最大允许电压;(2) 变位电压不低于电路的最大工作电压;(3) 在标准脉冲持续时间 $10\sim 1000\mu\text{s}$ 下测定的最大允许脉冲功率必须大于电路中出现的峰值脉冲功率。

下面是几个 TVP 在电路应用中的典型例子。

TVP 用于交流电路:见图 6,这是一个双向 TVP 在交流电路中的应用,可以保护整流桥及负载中所有的元器件。TVP 的箝位电压不大于电路的最大允许电压。图 7 所示,是用单向 TVP 并联于整流管旁侧,以保护整流管不被瞬时脉冲击穿。选用的 TVP 必须和整流管相匹配。

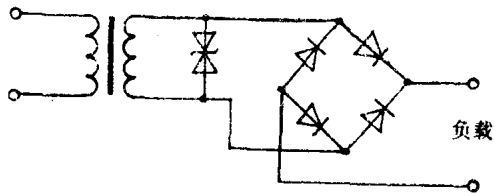


图 6 双向 TVP 在交流电路中的应用

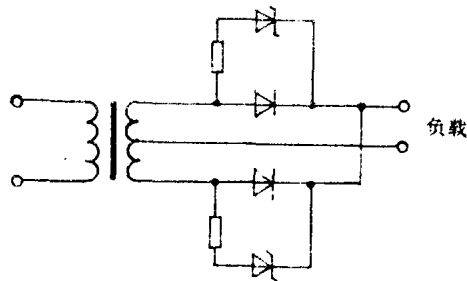


图 7 整流管的 TVP 保护

TVP 用于直流电路:图 8 所示为两个单向 TVP 连接在电源线路中,用以防止直流电源反接,或电源通、断时产生的瞬时脉冲使集成电路损坏。当电路连接有感性负载,如电机、继电器线圈、螺线管时,会产生很高的瞬时脉冲电压。图 9 中的 TVP 可以保护晶体管及逻辑电路,从而省去了较复杂的电阻/电容保护网路。

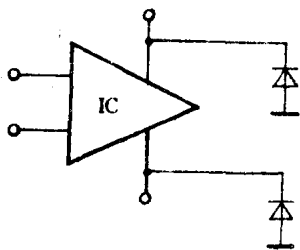


图 8 直流电源反接保护

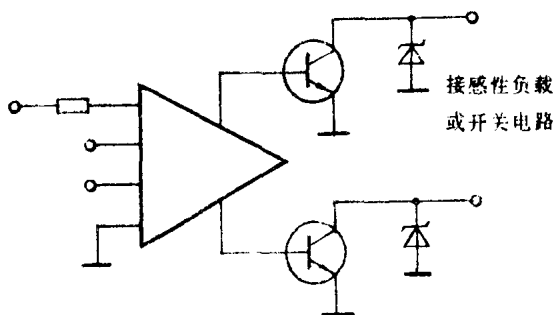


图 9 晶体管及逻辑电路保护

7.7 瞬变电压抑制二极管 TVP 的特性及其应用

天津纺织工学院自动化系 李 勋

瞬变电压抑制二极管 TVP (Transient Voltage Suppressor), 国外也称 TVS, 或 Trans Zorb。它是在稳压管工艺基础上发展起来的一种产品, 主要用于对电路进行瞬态保护。当 TVP 管两端经受瞬间的高能量冲击时, 它能以极高的速度把两端间的阻抗值由高阻抗变为低阻抗, 吸收一个大电流, 从而把它两端间的电压箝制在一个预定的数值上, 保护后面的电路元件不因瞬态高电压的冲击而损坏。

一、TVP 的特性及其参数

1. TVP 的特性

如果用图示仪测 TVP 的特性, 就得到图 1 所示的波形。如果单就这个曲线来看, TVP 和普通稳压管的击穿特性没什么区别, 但这条曲线只反映了 TVP 特性的一部分, 还必须补充图 2 所示的特性曲线, 才能反映 TVP 的全部特性。这是在双踪式波器上观察到的 TVP 管承受大

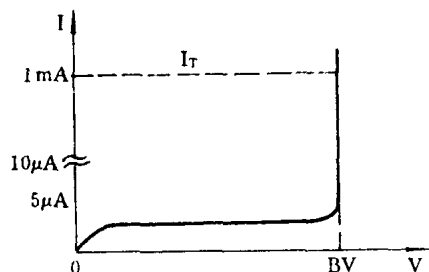


图 1 TVP 的伏安特性

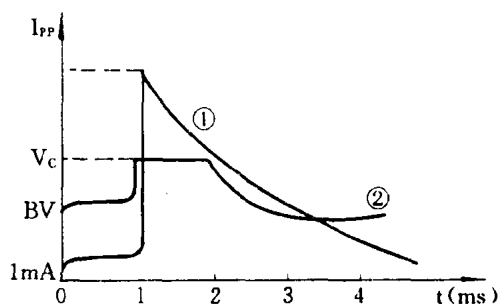


图 2 TVP 的实验曲线

电流冲击时的电流及电压波形。图中曲线①是 TVP 管中的电流波形, 它表示流过 TVP 管的电流由 1mA 突然上升到峰值 I_{pp} , 然后按指数规律下降, 造成这种电流冲击的原因可能是雷击、过压等。曲线②是 TVP 管两端电压的波形, 它表示 TVP 中的电流突然上升时, TVP 两端电压也随之上升, 但最大只上升到 V_c 值, 这个 V_c 值比击穿电压 BV 值大不了多少, 从而保护了后面的电路元件。

2. TVP 管的参数

TVP 在电路中和稳压管一样, 是反向使用的。为了全面表示 TVP 管经受不同反压时的特性, 设置了三组电流—电压值。

(1) V_R I_R V_R 称为最大转折电压, 它反映了 TVP 管在反向击穿之前的临界状态, 即 TVP 所能承受的最大电压, TVP 管加上 V_R 后, 其反向漏电流应小于或等于 I_R 。

(2) $BV-I_T$ BV 为 TVP 管的击穿电压,规定 TVP 管中流过电流 I_T 时其两端电压为 BV ,一般情况下 I_T 取 1mA 。按 TVP 管的 BV 值对标称值的离散程度,可以把 TVP 分为两等,即 $\pm 5\%$ 的 BV 和 $\pm 10\%$ 的 BV ,对于 $\pm 5\%$ 的 BV 来说, $V_R = 0.85 \times BV$,对 $\pm 10\%$ 的 BV 来, $V_R = 0.81 \times BV$ 。

(3) V_C-I_{pp} 这是 TVP 管最重要的一组参数。当 TVP 管承受瞬态高能量冲击时,管子中流过大电流,峰值为 I_{pp} ,随时间以指数形式衰减,时间常数由承受浪涌的电路决定,当 TVP 中流过峰值为 I_{pp} 的大电流时,其端电压由 BV 值上升到 V_C 值后就不再上升了,从而实现了保护作用。当电流由峰值 I_{pp} 衰减到一定值后, TVP 端电压由 V_C 开始下降,恢复原来状态。

(4) 击穿电压温度系数 单位为 $\%1^\circ\text{C}$,它相当于稳压管的稳压值温度系统,对于 TVP 来说,它都是正值。

(5) 峰值脉冲功率 各生产厂划分 TVP 功率的方式不同。按功率大小 TVP 管分为四类,有 500W 、 1000W 、 1500W 和 5000W ,供用户选择。

二、TVP 的分类

TVP 管可按功率的大小(或击穿电压高低)分类,也可按极性分类。按极性可分为单极性 & 双极性两种,单极性记为 TVP,它只对一个方向的浪涌电压起保护作用,对相反方向的浪涌电压它相当于一只正向导通的二极管。双极性管记为 TVPC,它可对任一方向的浪涌电压起箝位作用。

三、TVP 的应用

TVP 主要用于对电路元件进行快速过电压保护。在国外已广泛应用于计算机、仪表、通讯等技术领域。它可以有效地对雷电、负载开关人为操作错误引起的过电压冲击起保护作用,下面是 TVP 的一种典型应用。

图3中 TVP_1 是一只双向 TVP 管,它可以保护变压器以后的所有电路元件,它的 BV 值和

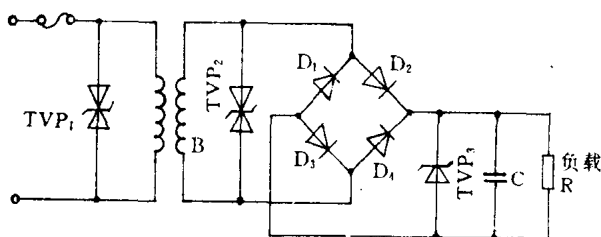


图3 电路中 TVP 的典型应用

V_C 值要与正常输入电压相适应。由于加上 TVP_1 ,电路保险丝的容量要加大。 TVP_2 也是一只双向 TVP 管,它可以对桥式整流器及以后的电路元件实行过电压保护,它的 BV 值及 V_C 值应与变压器副边输出电压相适应。 TVP_3 是一只单向 TVP 管,因为加在它上面的电压是已整流后的直流电压, TVP_3 只保护负载不受过电压冲击,电路中可以根据需要使用三个 TVP 管中的

一只或几只。

四、TVP 和其它浪涌保护元件的比较

现在国内不少需要进行浪涌保护的设备上使用的是压敏电阻。压敏电阻是一种金属氧化物变阻器。TVP 和这种压敏电阻相比性能好得多。下面列表进行比较。

关键参数或极限值	TVP	压敏电阻
反应速度	$10^{-12}s$	$50 \times 10^{-9}s$
是否会老化	否	是
最高使用温度	$175^{\circ}C$	$115^{\circ}C$
元件极性	单极性与双极性	单极性
反向漏电典型值	$5 \mu A$	$200 \mu A$
箝位因子 (V_c/BV)	≥ 1.5	最大可达7~8
封装性质	密封不透气	透气
价 格	贵	便宜

五、TVP 的选用

选用 TVP 主要应考虑下面几个因素。

(1) 是单极性还是双极性。如果 TVP 有可能承受来自两个方向的浪涌电压冲击，就应当选择双极性的，否则，可以用单极性的 TVP。

(2) 所选 TVP 的 V_c 值应低于被保护元件的极限电压。

(3) TVP 的正常工作电压。一般来讲，TVP 在正常状态下不要处于击穿状态，最好处于 V_R 电压以下，这个因素要和 V_c 值综合考虑才能正确选择合适的 TVP。

(4) 功率。如果知道比较准确的浪涌电流 I_{pp} ，那么可以利用 $V_c \cdot I_{pp}$ 来确定功率，如果无法确定 I_{pp} 的大概范围，一般来说，选择功率大些比较好。

摘自《电子世界》月刊，1986年第12期

7.8 单片机实时控制软件抗干扰编程方法的探讨

安徽机电学院电气系 周鸣争

一、概 述

近年来,单片机以它较高的性价比,在智能仪器,生产过程控制等领域越来越得到广泛的应用。在单片机用于工业实时过程控制时,由于使用环境复杂,常有大量电磁设备启动、停止、电源波形畸变等因素影响,使得单片机系统在遭到较强干扰而破坏其正常运行,使系统工作中断,甚至造成生产事故的发生。所以单片机控制系统的抗干扰一直是系统研制人员非常重视的问题。一般消除微机控制系统干扰所采取的措施有硬件和软件两种方法。但是,大部分工业实时控制系统,特别是单片机应用系统因受成本和体积的限制,完全依赖硬件抗干扰是不现实的。所以软件抗干扰问题越来越引起人们的重视。本文就实时控制软件和 MCS-51 系列单片机指令结构的特点,提出了一些单片机实时控制软件抗干扰编程的措施,通过在不同系统中的应用,均获得较满意的效果。

二、实时控制软件结构特点及干扰途径

对不同的单片机工业控制系统,其系统软件功能各异,各有特色。但就实时控制软件的结构而言,都有一定的相似性,一般具有以下特点:

(1) 实时性 在系统中有些事件的发生是随机的(如超限报警、掉电处理等),要求系统软件对这类事件的处理具有一定的实时性。

(2) 周期性 实时控制软件一般在完成对系统初始化后,接下来反复执行主程序,同时等待中断(及随机事件的发生),当有中断申请,并且 CPU 在执行完相应的中断服务程序返回后,继续主程序的循环,因而在软件执行过程中存在着大量的周期性活动。

(3) 相关性 一个单片机实时控制软件一般常有多个任务模块组成。各模块是配合工作的,它们之间存在着多种关联因素,并相互依赖,相互存在。

(4) 人为性 在实时控制软件中常要求通过人-机对话,操作人员可直接干预系统的运行,设置,调整相应的系统参数。

在正常情况下,实时控制软件是按照上述四个特性规定的秩序执行。但受到现场的干扰后,软件的周期性、相关性及随机性遭到破坏,打乱了软件正常执行的秩序,导致整个系统失控。其结果一般表现为:

(1) CPU 中的 PC 内容出错,使程序“跑飞”,转去执行一个毫无意义或错误的程序段,使系统出现严重混乱或失控。

(2) 输入/输出接口状态受干扰,破坏了实时软件的相关性和周期性,造成系统资源被某一任务模块独占,使系统出现“死锁”。

(3) RAM 区域受干扰,造成其数据被冲毁,使系统出现运行不正常,输出出错。

笔者在实践中感到,当系统在受干扰后,出现上述几种情况时,只要在软件编程中,采取一些适当措施,一般是可以避免的。

三、抗干扰编程原理及方法

1. 在程序中插入空操作指令实现 PC 的容错

在 MCS-51 系列单片机指令结构中,操作码是从第一字节开始放置的,它用来指定机器完成某种操作,操作码后跟操作数,用来指明操作码所要操作的元素。而操作数往往是随机的,不具有确定的机器码。通过分析,我们看到在 MCS-51 系列单片机的指令系统中,对八位二进制数 00H~FFH 中 256 个数值全部具有定义的指令的操作码,而指令的长度又有一、二、三字节的三种不同的指令。操作码在程序中的具体地址是根据程序顺序安排、无规律放置的。而单片机最易受干扰的是内部程序计数器——PC 的值。在受到强干扰时,PC 的值被改变,改变后的值又是随机的,为一不确定值,这就使 CPU 误将程序从正确位置跳到另一个无定义的区域执行,或使程序中的操作数当作操作码执行,使整个程序处于无序状态。处于这种状态下的时间越短对系统的影响就越小。解决这一问题的方法,就是有意识地在程序中插入一些空操作指令 NOP。由于该指令为一单字节指令,它对 CPU 的工作状态无任何影响。这样就使失控的程序,在遇到该指令后,使 PC 内容得到调整,而使 PC 内容修正到正确秩序,使接下来的指令得到正确的执行。其插入原则为:

- (1) 在跳转或多字节指令前插入,以使程序得到正确转移或指令的正确执行。
- (2) 在比较重要的指令前插入,如中断、堆栈等有关指令。
- (3) 在程序中每隔若干条指令,插入一次。
- (4) 根据具体情况,只需连续插入一条或二条空操作指令即可。

由于单片机指令大多数为单字节指令,在一个程序中,其中断和堆栈指令使用次数也是有限的。因此,采用这种方法增加存储单元的数量不会太多。笔者在多个系统的编程实践中,通过这种方法对程序处理后,避免了因 PC 受干扰而造成的系统运行故障,从而大大地提高了系统的可靠性。

2. 利用“时间片”克服系统的“死锁”

在单片机用于工业过程控制中,其 A/D、D/A,显示等输入/输出接口电路是必不可少的。这些接口与单片机之间常用查询或中断方式工作,而这些设备或接口对干扰很敏感,干扰信号一旦破坏了某一接口的状态字后,就会可能导致 CPU 误认为该接口有输入/输出请求而停止现行工作,转去执行相应的输入/输出服务程序。但由于该接口本身并没有输入/输出数据,从而使 CPU 资源被该服务程序长期占用,而不释放。其它任务程序无法执行,使整个系统出现“死锁”。对这种干扰造成的“死锁”问题,在软件编程中,可采用“时间片”的方法来解决。其具体步骤为:

- (1) 根据不同的 I/O 外设对时间的要求,分配相应的最大正常的 I/O 时间。

(2) 在每一 I/O 的任务模块中,加入相应的超时判断程序,其流程图如图 1 所示。这样当干扰破坏了接口的状态造成 CPU 误操作后,由于该外设准备好信息长期无效,经一定时间后,系统会从该外设的服务程序中自动返回,保证了整个软件的周期性不受影响,避免“死锁”情况的发生。

3. 使用数据冗余技术实现 RAM 内容的自救

在实时控制过程中，干扰造成比较严重的危害之一就是冲毁 RAM 中的数据，由于 RAM 中保存的是各种原始数据、标志、变量等，如果被破坏，会造成系统出错或无法运行，根据数据冲毁的程序，一般可分为三类：

- (1) 整个 RAM 数据冲毁；
- (2) RAM 中某片数据冲毁；
- (3) 个别数据冲毁。

不过对大部分单片机实时控制系统而言，RAM 中的大部分内容是为了进行分析、比较而临时寄存的，不允许丢失的数据也只占 RAM 内容的极少部分。在这种情况下，除了这些不允许丢失的

数据外，其余大部分内容允许短时被破坏，最多只引起系统的一个很短时间的波动后，很快能自动恢复正常。因此，在实时软件中，只要注意对少数不允许丢失的数据保护，一般常用的方法有“校验法”和“设标法”。这两种方法各有千秋，校验法比较繁琐，但查错的置信度高。设标法简单，但对数据表中个别数据冲毁的情况，查错则无能为力。在编程中一般应综合使用，其具体做法为：

- (1) 将 RAM 工作区重要区域的始端和尾端各设置一个标志码“0”或“1”；
- (2) 对 RAM 中固定不变的数据表格设置校验字。

在程序的执行过程中，每隔一定的时间通过事先设计的查错程序来检查其各标志码是否正常，如果不正常，则利用数据冗余技术通过抗干扰处理程序来进行修正；而冗余数据表设置的一般原则是：

- (1) 各数据表应相互远离分散设置，减少冗余数据同时被冲毁的概率。
- (2) 数据表应尽可能远离堆栈区，减少由操作错误造成堆栈被成数据冲的可能。

上述的对 RAM 区域的恢复处理方法，对不同应用系统的具体情况进行取舍。

四、结 束 语

上述介绍的几种有关单片机应用系统中实时软件的抗干扰编程方法是笔者自己工作实践的体会。这些方法简单易行，不需改变系统软件的结构，只要在编程时稍加注意就可获得较好的抗干扰效果。同时，通过适当改变亦可用于其它类型微机应用系统软件的编程中。如果结合各种硬件抗干扰措施一起使用，将会大大提高系统的抗干扰能力。

参 考 文 献

- (1) 猪濑博(日)：《计算机系统的高可靠性技术》，国防工业出版社，1989年
- (2) 孙涵芳：《MCS-51系列单片机原理及应用》，北京航空学院出版社，1988年。

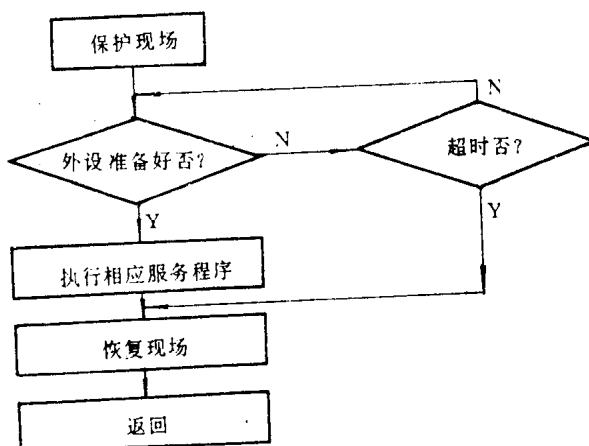


图1 超时判断流程图

7.9 一种简单实用的微机死机自复位抗干扰技术

邬 韦

工业微机在现场运行过程中受到干扰时,最终体现在CPU上的,是所谓的“冲程序”,也就是CPU指针乱跳,影响正常运行。在工业监控中,我们通常采用一种诸如由单板机、单片机构成的价廉实用的小系统,即使是一个很大的分布式系统,其前级机往往也是单板机和单片机。这一类型机有个特点,即如果发生PC指针乱跳,其存储器内容也不会改变。针对这个特点,我们搞了一个通用性的微机死机自复位系统。首先,设想有这样一监视器,它时刻监视着CPU的工作情况,一旦发现CPU运行不正常,马上就使CPU复位从头开始执行,以避过这次干扰。从这个思想出发,我们在一个由8031单片机构成的工业实时监控系统中进行了尝试,死机自复位部分如图1所示。图中 $R_1=1M$, $R_2=10k$, $R_3=200$, $R_4=10k$, $R_5=1k$; $C_1=1000p$, $C_2=4700p$, $C_3=47\mu$, $C_4=10\mu$ 。

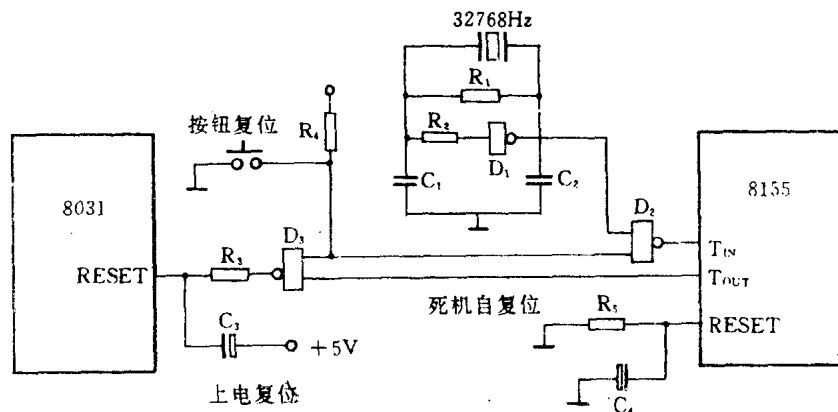


图1 死机自复位系统

图中的8155为带I/O端口和计时器的静态随机存储器,采用40条引脚的双列直插式封装。带有可预置初值14位的减法计数器/计时器。该计数器对TIMER IN端的输入脉冲进行计数,并在达到最后计数值时从TIMER OUT端给出一个方波或脉冲。计数器的低字节寄存器输入/输出地址为 $\times\times\times\times\times 100$,高字节寄存器输入/输出地址为 $\times\times\times\times\times 101$ 。为了对计数器进行程序控制,首先装入计数器的计数长度,它由0~13(14)位来决定,而 M_1 、 M_2 位将指定计数器的输出方式,分别为单次方波、连续方波、结束时单脉冲和连续脉冲。详见有关资料。

在本系统中,32.768kHz晶振、 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 及74LS00-1(图中 D_1 为74LS00)构成一个脉冲发生电路,利用8155的计数器记录这个频率的脉冲数。因为这个脉冲的频率是一定的,故一定的脉冲数也就对应着一定的时间。估计CPU执行一个循环需要多少时间,再加一

定的余量,即为定时值 T。CPU 每执行一个循环,就向8155计数器发一个复位信号,在时间 T 内,8155计数器应该收到来自 CPU 的复位信号,使8155计数器不可能计数到零。如果超过时间 T 还未收到复位信号,则表明 CPU 不正常,8155计数器计数到零,向 CPU 发一个复位信号,用以复位 CPU。

CPU 复位大致为上电复位、手动按钮复位,现在我们再给它加上 CPU 死机自复位。对于前两种复位,我们通常希望 CPU 从头开始执行一些诸如初始化、系统自检及人机对话之类的程序后,再开始执行主流程部分。而对于死机自复位,则希望 CPU 只做一些初始化和自检(有时这两部分也可部分省略,可按实际需要决定),绕过人机对话部分,直接运行主流程。这样有利于 CPU 工作的连续性,起到了死机隐蔽自动复位的功能。为了有效地把上电复位、手动按钮复位同死机自复位区分开来,我们利用8155的状态寄存器(×××××000)的 AD₆(TIMER),即当该位达到计数器最终计数值时,被锁定于高电平,并由读命令/状态寄存器操作,或开始新的计数过程的操作复位至低电平。根据这个特点,我们在 CPU 程序入口处加判8155状态寄存器 AD₆位的状态,如果 AD₆为1,则为死机自复位,反之若 AD₆为0,则为上电复位或手动按钮复位。需要注意的是,在手动按钮复位时,按钮按下的时间一般为几十毫秒到几秒不等。由于8155复位端不与 CPU 复位端联在一起,使8155计数器仍在计数。所以当复位按钮放开,CPU 开始执行程序时,8155计数器已计数到零,状态寄存器 AD₆位为1,这样就会把手动按钮复位误判为死机自复位。为避免误判,应该把手动按钮复位信号锁住8155计数器的脉冲输入端 T₁,这样8155计数器就不会继续计数到零了,从而可有效地把两种复位区分开来。加判8155状态寄存器部分的程序如下:

```

                                ; CPU 程序入口
MOV DPTR, #7FF8H                ; 8155命令/状态寄存器地址
MOV A, #4FH
MOVX @DPTR, A                    ; 关闭8155计数器
MOVX A, @DPTR                    ; 读8155状态寄存器
JNB E6, MAIN                     ; 判是否死机自复位,不是则转到 MAIN
MOV DPTR, #7FFCH                ; 是死机自复位,则重置计数值
MOV A, #80H
MOV @DPTR, A
INC DPTR
MOV A, #81H
MOVX @DPTR A                    ; 这里计数值为0.7ms
MOV DPTR, #7FF8H
MOV A, #CFH
MOV @DPTR, A                    ; 重新启动自复位计数器

```

在主流程循环的最后,同样加上重置自复位计数器初值,并重新启动自复位计数器,这样,8155计数器就能有效地监视 CPU 的工作情况。在本系统调试过程中,这种方法是完全可行的,有效的。

根据具体的应用项目,配上相应的软件,本文介绍的抗干扰技术,可适用于各种型号的工业微机系统。

7.10 单片机程序的监视保护

贾中天 邵茂斌 韩 炜

在单片微机应用中,如何提高其可靠性是至关重要的问题。我们知道,微机在受到某种外界干扰的情况下,会出现程序跑飞(run out)和非法死循环(dead lock)等现象,导致程序失控,其后果往往是不堪设想的。因此,有必要对单片机应用系统采取一些有效措施,具体地说,就是对程序运行实行监视,一旦程序失控,便自动复位保护。下面介绍几种实用方法供读者参考。

一、软件“陷阱”法

任何正常工作的微机,运行的是正确的程序流程。程序跑飞意味着微机执行非正确流程程序,故可在程序模块间和程序之后,增设由若干个空操作指令和一条无条件跳转指令组成的“陷阱”,一旦程序跑飞,跌落“陷阱”,便转入初始程序或有关的失控恢复处理程序,从而恢复程序的正确流程。

一般在程序中设置8~10个“陷阱”,就能有效地起作用。该方法无需增加任何硬件,适用性较强。

二、软硬件相结合的方法

由于干扰的随机性,微机失控后的现象无法事先预料,故软件“陷阱”法存在一定的缺陷。例如,若微机出现避开“陷阱”的非法死循环,那就会失去监视保护的意義。而采用软硬件相结合的方法,可获得更为可靠的监视保护。它的原理是,利用软件程序令CPU经常访问某一硬件,若CPU在规定时间内没有访问,则硬件将自动迫使CPU恢复正常工作。

根据这一原理,可设计一些简单的电路来完成这些功能。

1. 采用时基电路555构成一单稳电路

如图1所示,由CPU产生连续的脉冲维护555输出端脚3为高电平;若程序失控,则将失去连续的脉冲,555翻转,输出端为低电位,通过 C_2 、 R_3 构成的微分电路产生令CPU复位的脉冲(RESET)。电路中的R、C的值应满足下列要求:(1) τ_1 (约为 $1.1R_1C_1$)应远大于脚2输入连续脉冲周期;(2) τ_2 (约为 C_2R_3)和 τ_3 (约为 C_3R_4)应满足单片微机复位脉冲的要求。

现以8031单片机为例,其晶振频率为6MHz,通过软件产生的连续脉冲周期为2ms,则可取 R_1 为51k Ω , C_1 为220nF。复位脉冲应至少大于单片机的2个机器周期,故 C_2 可取33nF, R_3 取2.2k Ω 。 C_3 、 R_4 构成上电或手动复位电路,在取值时还应考虑到电源电压 V_{cc} 的上升时间和晶振的启动时间(一般小于10ms),故通常取 R_4 为5.1k Ω , C_3 为10 μ F。

2. 单稳触发器构成软件监视器

在图2所示电路中,CPU送来的连续脉冲维护单稳态触发器4528(I)的Q端为高电平,Q端为低电平。一旦CPU无连续脉冲送来,Q端将翻转成高电平,其正跳变脉冲使4528(I)产

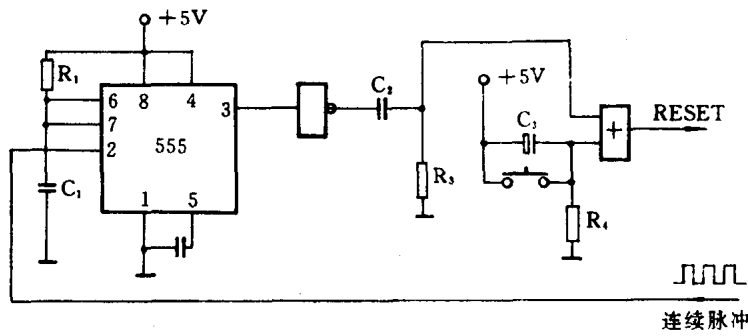


图1 时基电路构成的软件监视器

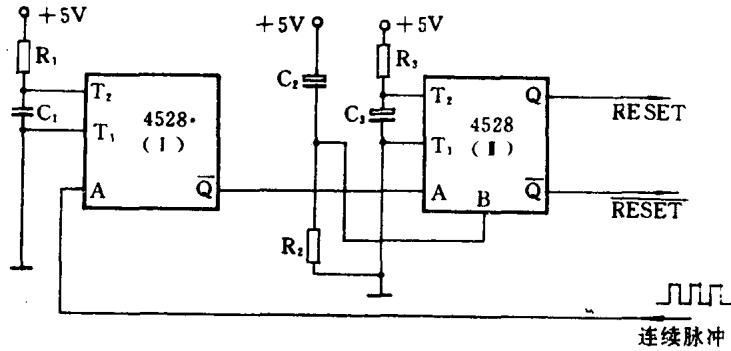


图2 单稳触发器构成的软件监视器

生一复位脉冲送 CPU, 使 CPU 重新启动, 达到排除故障的目的。该电路中 R_1C_1 应远大于连续脉冲的周期, 一般为后者的 5~6 倍。 R_2C_2 应大于 1ms。

3. 利用内部定时器进行监视

一般单片机 (如 INTEL 的 8051、8052 等) 内部有供用户使用的若干个定时器, 利用其中的一个就可方便地对单片机进行监视保护。其方法是在初始程序里设置定时器工作, 在主程序里增设该定时器的赋值指令, 使该定时器维持在非溢出工作状态, 并在其中断口和入口处写入相应的处理指令即可。

以 8051 单片机为例, 晶振频率为 6MHz, 选用定时器 0, 编制的程序如下:

```

ORG    0000H
START: AJMP  MAIN
ORG    000BH
AJMP  START
ORG    010H
MAIN:  SETB  EA
       SETB  IE0
       SETB  TR0

```

```
MOV    TMOD, #01H
MANI:  MOV    TH0, #0FCH
        MOV    TL0, #0H
        用户程序
        LJMP  MANI
        END
```

TH0、TL0赋入的值可决定定时器非溢出工作的时间长度，在这个例子里约2ms左右。如程序失控超出2ms，CPU便自动复位进入初始状态。这种方法充分利用原有的硬件资源，较可靠地达到了保护目的。

4. 设置专用的监视定时器

随着单片机应用的迅速发展，单片机的制造厂商已开始重视监视保护的作用。在更高级更新型的单片机里提供了专用监视器。如INTEL MCS-96系列中的8096和8098，MCS-51系列中的83C51FA等。监视定时器将起着监视跟踪的作用，在系统非正常工作时能自动引导系统复位，这为排除系统的故障提供了理想的手段。

摘自《电子技术》月刊，1990年第9期

7.11 软件 WATCHDOG 系统

华东地质学院 周航慈

当程序因受到干扰而弹飞到一个临时构成的死循环中时,系统将完全瘫痪。如果操作者在场,就可以按下人工复位按钮,强制系统复位,摆脱死循环。但操作者不能一直监视着系统,即使监视着系统,也往往是在引起不良后果之后才进行人工复位。能不能不要人来监视,而是计算机自己来监视系统运行情况呢?当然可以,这就是“程序运行监视系统”(WATCHDOG 看门狗),它有如下特性:

(1) 本身能独立工作,基本上不依赖 CPU。

(2) CPU 在一个固定的时间间隔中和该系统打一次交道(喂一次狗),以表明系统“目前尚正常”。

(3) 当 CPU 掉入死循环后,能及时发觉并使系统复位。

在8096系列单片机和增强型8051系列单片机中,已将该系统做入芯片里,使用起来很方便。而在普通型8051系列单片机系统中,必须由用户自己建立。如果要达到 WATCHDOG 的真正目标,该系统必须包括一定的硬件部分,它完全独立于 CPU 之外。如果为了简化硬件电路,也可以采用纯软件的 WATCHDOG 系统。当硬件电路设计未考虑到采用 WATCHDOG 时,则软件 WATCHDOG 是一个比较好的补救措施,只是其可靠性稍差一些。

当系统掉进死循环后,什么程序才能使它离开呢?只有比这个死循环更高级的中断子程序才能夺走对 CPU 的控制权。为此,我们用一个定时器来做 WATCHDOG,将它的溢出中断设定为高级中断(掉电中断选用 INT0 时,也可设为高级中断,并享有比定时中断稍微优先的地位)。系统中的其它中断均设为低级中断。例如用 T0 作 WATCHDOG,定时约为 16ms,则可以在初始化时这样建立 WATCHDOG:

```
MOV    TMOD, #01H    ; 设置 T0 为 16 位定时器
SETB   ET0           ; 允许 T0 中断
SETB   PT0           ; 设置 T0 为高级中断
MOV    TH0, #0E0H    ; 定时约 16ms (6MHz 晶体)
SETB   TR0           ; 启动 T0
SETB   EA            ; 开中断
```

以上初始化过程可和其它资源初始化一并进行。WATCHDOG 启动以后,系统工作程序必须经常喂它。每两次之间的间隔不得大于 16ms (例如每 10ms 喂一次)。执行一条 MOV TH0, #0E0H 指令即可将它暂时喂饱。如果用 MOV TH0, #0 来喂它,它将安静 131ms (而不是我们要求的 16ms)。这条指令安放在监控循环中或另外一个定时中断中(定时周期小于 16ms)。

当程序掉入死循环后,16ms 之内即可引起 T0 溢出,产生高级中断,从而退出死循环。在

T0中断向量区安放一个软件陷阱，引导到出错处理程序，由出错处理程序来完成各种善后工作，并用软件方法使系统复位。

纯软件 WATCHDOG 需要系统让出一定时器资源，这在某些系统中是难以办到的，如果还想采取纯软件 WATCHDOG，我们可以让 T0作兼职 WATCHDOG，由 T0中断子程序分担部分工作任务。如果在执行这段工作程序中受干扰而掉进死循环，WATCHDOG 系统当然也同时瘫痪了，因此，这部分兼职工作程序执行时间应尽可能短些。

专职 WATCHDOG 的溢出中断在正常情况下是不发生的，而兼职 WATCHDOG 的溢出中断在正常情况下是必定要发生的，因为它还有兼职的工作要完成。这时我们可以另外用一个单元作为计数器，来统计 T0中断的次数。当 T0中断次数达到某个规定值时（例如5次），即作出错处理。这时在主程序和其它低级中断子程序中均插入若干条使计数器清零的指令，系统正常运行时，使该计数器的值是增加不起来的，故不会引起出错处理。当系统受干扰掉进死循环后，T0中断迫使程序退出死循环，将计数器加1，然后返回到死循环中继续进行死循环，隔一段时间再中断，计数器再加1，如此下去，直到计数器加到指定值便作出错处理。设计数单元为39H，T0定时为5ms，最大允许死循环时间为25ms（5次），中断子程序如下：

```

WATDOG:  PUSH  ACC                ; 保护现场
          PUSH  PSW
          ORL   TL0, #40H        ; 置初值 (5ms)
          MOV  TH0, #0F6H
          INC  39H                ; 计数器加1
          MOV  A, 39H
          ADD  A, #0FBH          ; 是否达到5次
          JNC  WATCH
          LJMP ERR              ; 出错处理
          ⋮
WATCH:   ⋮                      ; 执行兼职工作程序
          POP  PSW                ; 恢复现场
          POP  ACC
          RETI                    ; 中断返回

```

如果失控程序执行了修改 T0功能的指令（这些指令由操作数变形后形成），如 CLR TR0、CLR ET0、CLR PT0、CLR EA 等，软件 WATCHDOG 便失效了。这就是软件 WATCHDOG 的弱点，虽然这种情况发生的概率极小，但在要求较高的系统中，人们还是愿意采用硬件 WATCHDOG 系统，或采用带有硬件 WATCHDOG 的单片机。

由复位时系统的历史状况，可将复位分为初次复位和再次复位。前者习惯上称为“冷启动”，后者称为“热启动”。“冷启动”时，系统的状态全部无效，应进行彻底的初始化操作。而“热启动”时，应对系统的当前状态进行有选择的修正和初始化。系统初次上电投入运行时，

必然是“冷启动”，以后由抗干扰措施引起的复位操作一般均为“热启动”。软件 WATCHDOG 通过“热启动”来使系统恢复正常，过程如下：

(1) 为使热启动过程能顺利进行，首先要关闭中断，重新设置堆栈，为主程序（后台程序）重新指定 0 区工作寄存器。

(2) 将所有的 I/O 设备设置为安全状态，封锁 I/O 操作，以免事态扩大。具体程序由系统硬件配备决定。

(3) 对系统残留信息进行查错和纠错。系统被干扰后一般均会使 RAM 中的信息遭受程度不等的破坏。

(4) 系统状态重入。关键信息恢复后，再配合一些其它必要的准备工作，如对系统外围芯片重新设置，补充必要的新信息后，就可以重新进入系统工作循环了。

软件复位就是用一系列指令来模拟硬件复位功能。对各专用寄存器的复位操作是容易的，也没有必要完全模仿，可根据实际需要在主程序初始化过程中完成。而对中断激活标志的清除工作常被遗忘，因为它没有明确的位地址可供编程，直接转向 0000H 地址并不能完成软件复位。软件复位是使用软件陷阱和软件 WATCHDOG 后必须进行的工作，这时程序出错完全有可能发生在中断子程序中，中断激活标志已置位，它将阻止同级中断响应，由于软件 WATCHDOG 是高级中断，它将阻止所有中断响应。由此可见，清除中断激活标志的重要性。

在所有的指令中，只有 RETI 指令能清除中断激活标志。前面提到的出错处理程序 ERR 主要是完成这一功能，其它的善后工作交由复位后的系统去完成。这部分程序如下：

```

ERR:   CLR     EA           ; 关中断
        MOV    DPTR, #ERR1  ; 准备返回地址
        PUSH  DPL
        PUSH  DPH
        RETI                    ; 清除高级中断激活标志
ERR1:  MOV    66H, #0AAH    ; 重建上电标志
        MOV    67H, #55H
        CLR   A             ; 准备复位地址
        PUSH  ACC          ; 压入复位地址
        PUSH  ACC
        RETI                    ; 清除低级中断激活标志

```

这段程序先关中断，以便后续处理能顺利进行，然后用两个 RETI 指令代替两个 LJMP 指令，从而清除了全部中断激活标志。

7.12 一种实用的“看门狗”电路

中国矿业大学 牟龙华

微机受到干扰后，会引起工作紊乱，致使PC值改变，产生比一般电路更为复杂的情况。例如，正常执行的程序会因干扰一下子跳到不能预料地址上。对于MCS-51单片机，当PC值超出芯片地址范围（当系统扩展小于64k），CPU获得虚假数据FF时，则对应地执行“MOV R7, A”指令，造成工作寄存器R7内容变化，或者会将数据解释为命令，将命令解释为数据，使程序混乱，产生不可设想的后果。

为防止上述情况的发生，我们在研制WLX-3单片机微机漏电保护系统中，成功地设计了一种简单实用的抗干扰“看门狗”电路。

“看门狗”电路如图1所示。此电路由一个单稳电路CC4098实现，将它设计成脉冲漏失检出电路，电路按再触发方式连接。程序执行时，每隔一定时间间隔 Δt ，设置命令：

```
CLR    P1.3
SETB  P1.3
```

时间间隔可根据系统要求来定，这样，每隔 Δt 就从8031的P1.3脚发出一脉冲。设P1.3脚输出脉冲频率为 f ，适当调节 R_1 、 C 参数，即调节单稳输出脉宽 t_w ，使 $1/f < t_w < 2/f$ 。系统正常运行时，每隔 Δt 时间，P1.3就输出一脉冲，脉冲无丢失现象，由于 $t_w > 1/f$ ，故输出 \bar{Q} 为零，但当系统受到干扰程序乱跳时，则不能保证P1.3连续输出脉冲，即脉冲漏失时，单稳态触发器输出一正脉冲（如图2所示），强行使整个系统复位。

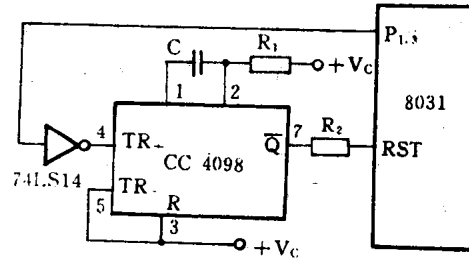


图1 “看门狗”电路

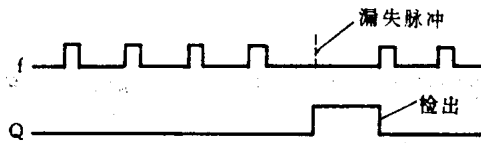


图2 工作波形

单稳态触发器输出脉冲不仅与外接阻容元件值大小有关，还与电源电压值大小有关。一般选较大的电阻值和较小的电容值，以获取所需时间常数，也可降低电路功耗。选定电容 C 后， R_1 的值可通过查曲线求得，图1中 R_2 是匹配电阻，其值应根据后级所需复位电路个数来定。

7.13 高电压下测量系统的抗干扰措施

翟其刚 俞光仪 陈伟民 徐林木

测量高电压侧电量,以前多数采用在高压隔离盒中安装电表来显示。对于类似于温度之类的物理量,也是用传感器转换成电压量后再用同样办法予以显示的。这种办法显示的量值精度不高,而且不能自动记录或控制。

解决的办法是设法隔离高电压。隔离高电压可以采用无线电发射、接收,也可以用光通讯(不用光纤的,以空气作介质的光传输),或使用光纤传输。相比之下,采用第三种办法较第一种办法简单,较第二种办法可靠,工业及科学实验中宜采用第三种办法。

一、工作原理与结构

本文介绍的测量装置是采用光纤信号传输,借光纤来隔离高电压。整个装置如图1所示,它包括:高电压下信号输入电路保护;温度毫伏信号的低漂移放大;模拟电信号向数字信号转换;信号光纤传输,光电信号转换、电脉冲信号放大及噪声滤除;单片微计算机脉冲信号接收处理,毫伏温度换算及温度实时显示。

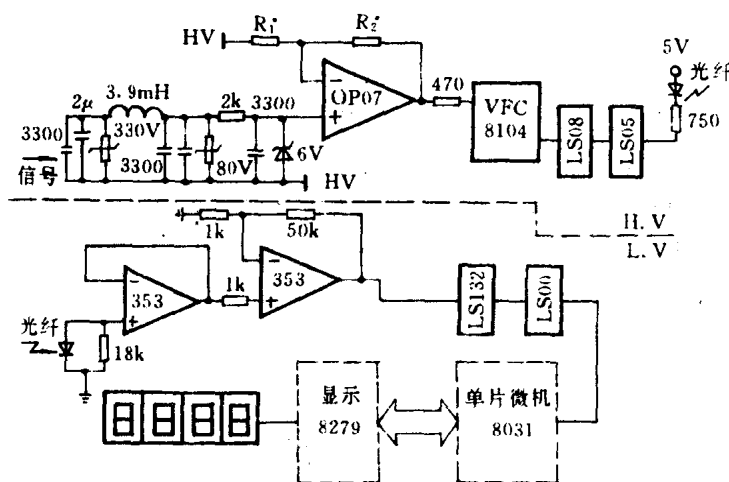


图1 高电压环境的测量系统

装置可以达到的精度是以0.1% (满度) 显示1200°C 温度。

高电压下信号输入电路保护是为防止因高电压打火引起的高频火花破坏电路元件而设计。此高频火花电压峰值有时高达数千伏。保护回路主要由 LC 和 RC 滤波网络及压敏电阻构成。其可滤除的高频分量由 LC、RC 参数决定。图中所示回路是经过600 kV 和35 kV 大功率高电压源打火实验证实确实可行的。

温度毫伏信号的低漂移放大电路设置在高电压侧,是温度测试的重要环节之一。能在温度1200°C工作并精确测量温度的传感器是铂铑热电偶,但其灵敏度低(即对应每度变化产生的毫伏电压信号小),接近 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。此时欲分辨 0.5°C ,则放大器的灵敏度必须 $3\mu\text{V}$ 左右,而且其直流漂移必须小于 $3\mu\text{V}/\text{天}$ 。我们采用OP-07集成运算放大器来制作低漂移放大电路。OP-07运放性能是月漂移为 $0.2\mu\text{V}$,温度漂移为 $0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。考虑到低漂移放大的后面是V/F转换器,V/F转换器信号输入范围是 $0\sim 10\text{V}$ (对应输出脉冲 $0\sim 10\text{kHz}$),为了提高信号传输准确性,我们将低漂移放大器的增益设计为500。这样,温度为 $0\sim 1200^\circ\text{C}$,所产生的毫伏信号为 $0\sim 12\text{mV}$ 左右,经低漂移放大后所得信号为 $0\sim 6\text{V}$,馈送至V/F转换器。

采用数字信号光纤传输代替模拟信号光纤传输更能保证传输准确和整个信号电压范围传输的线性度。我们使用国产V/F转换器,将 $0\sim 6\text{V}$ 电压信号转换成 $0\sim 6\text{kHz}$ TTL电平的脉冲信号,即对于V/F转换器输入信号为 1mV ,产生 1Hz 脉冲,温度每变化 $\Delta T=1^\circ\text{C}$,产生电压变化 $\Delta V\approx 10\mu\text{V}$,经低漂移放大器放大,送至V/F转换器信号为 5mV ,经V/F转换器产生 $\Delta f=5\text{Hz}$ 。当 $\Delta T=0.5^\circ\text{C}$,则 $\Delta f=2.5\text{Hz}$ 。由此可见V/F转换器是满足设计总体要求的。

信号光纤传输中光纤有两种类型:一种是玻璃质光纤,另一种是通讯光纤。我们采用了带有发光管和接收管的通讯光纤作光信号传输。光纤的长度由高电压侧与低电压侧实际空间距离及所需隔离高电压数值决定,并考虑到光脉冲经光纤传输的衰减幅度,以不致于在低压侧光接收端的信号被噪声淹没。我们设计中光纤长度为 25m ,在接收端光电流流过 $18\text{k}\Omega$ 电阻,所产生脉冲电压信号为 50mV 左右。

在低电压侧,为了将 50mV 脉冲信号放大至TTL电平,我们使用脉冲放大电路,增益A为50。这一脉冲信号再经过施密特电路整形,该电路兼有噪声抑制作用。这一串TTL电平的脉冲串代表高电压侧的温度信号。

上述内容仅仅完成温度信号从高电压侧向低电压侧的传送,下面介绍的是温度测试内容。

众所周知,因为温度传感器总有一定的非线性,所以用模拟式电表来准确显示温度是困难的。我们采用单片微计算机作为测试、显示温度的主要部件。美国Intel公司生产的8031单片微芯片本身具有对TTL电平脉冲的计数功能,其可计数频率上限为 500kHz ,所以完全能对 $0\sim 6\text{kHz}$ 脉冲计数,计数器的字长为16位,所以精度也足够。在单片机内存中存有铂铑热电偶温度毫伏对照数据表,以查表和线性折算方式将计数值转换成温度值。

温度显示则以LED数字管方式显示,计算机以秒级速度刷新显示量。为了防止干扰,在软件中采用滤波平均办法,以保证所显示的数值准确性。

二、应 用

本装置曾用于单位离子源坩锅温度测试,取得了成功。其测量温度的精度可达 0.1% (F.S.)。测试长期稳定性很好,工作八小时几乎无漂移。

本装置可以适用于一切高电压条件下温度测量。使用其他物理量传感器,可以测量其他任意物理量。

第八章

应用实例

8.1 单片机在多功能函数发生器中的应用

南京航空学院 纪宗南

一、概 述

函数发生器又称波形发生器,是一种常用的信号源。目前国内生产的函数发生器大部分是利用分立元件组成的,靠手动来转换量程,其体积大,可靠性、准确度都比较差,不能满足科研、生产的要求。随着大规模集成电路和单片机的迅速发展,这就提供了仪器更新换代的可能性。近来我利用大规模集成电路 ICL8038 组成的函数发生器,进行一系列调试和实地测试,结果表明完全可以取代以往的模拟电路。

利用 ICL8038 芯片和外接少量的元器件,就能制成质量技术指标先进、结构轻巧、价格低廉、用途广泛的多功能函数发生器。它既可以用作一般低频放大器频响测试、失真分析、电路瞬态响应测试、线性分析,也可做成各种信号源,用于科研、生产和教学实验等领域。

在上述基础上,如利用单片机进行控制,那么仪器的功能和准确度将有一个飞跃的发展。即成为多功能智能函数发生器,它既能产生各种波形,又能以数字形式显示新产生波形的频率和幅值,且能程控。利用单片机的运算和存储功能,可以编制一系列以提高准确度、增加功能的软件。如仪器的自动校零、增益校准、非线性校准、数字滤波、量程和单位的自动切换以及各种运算等等。这对函数发生器准确度的提高、体积的缩小和功能的加强有着重大的影响。图 1 是用单片机组成智能函数发生器的原理框图。

本仪器由下列几部分组成:函数发生器,真有效值转换电路,A/D 和 D/A 转换电路,单片机最小系统,显示键盘及控制电路。由于篇幅限制,这里仅对函数发生器,A/D 转换电路,真有效值转换电路和单片机最小系统的硬件、软件作一些介绍(键盘及有关量程自动切换等电路框图中省略)。

二、 单片函数发生器的原理和线路

ICL8038 是大规模单片函数发生器,只要外接少量元件就能产生方波、三角形、正弦波等各种波形。在此基础上,只要略加更改少量元件就可构成各种电路,如整形电路、定时器、触发器等。现将 ICL8038 的框图和线路介绍如下(图 2)。

1. 单片函数发生器 ICL8038 的原理

从框图中可看出:ICL8038 内部有两个恒流源 CS_1 和 CS_2 ,两个电平比较器(I 和 II),一个触发器,一个正弦变换网络。其工作原理是:当开关打开时,恒流源 CS_1 向外接电容 C 充电,当 C 上电压充到大于 $2V_s/3$ 时,比较器 I 翻转,使触发器 FF 置位。将开关接通,这时恒流源 CS_2 开始工作。恒流源 CS_2 将以 $2I$ 电流反向加到电容 C 和恒流源 CS_2 。根据基尔霍夫电流定律:任意节点电流为

$$\sum_{i=0}^N I_i = 0$$

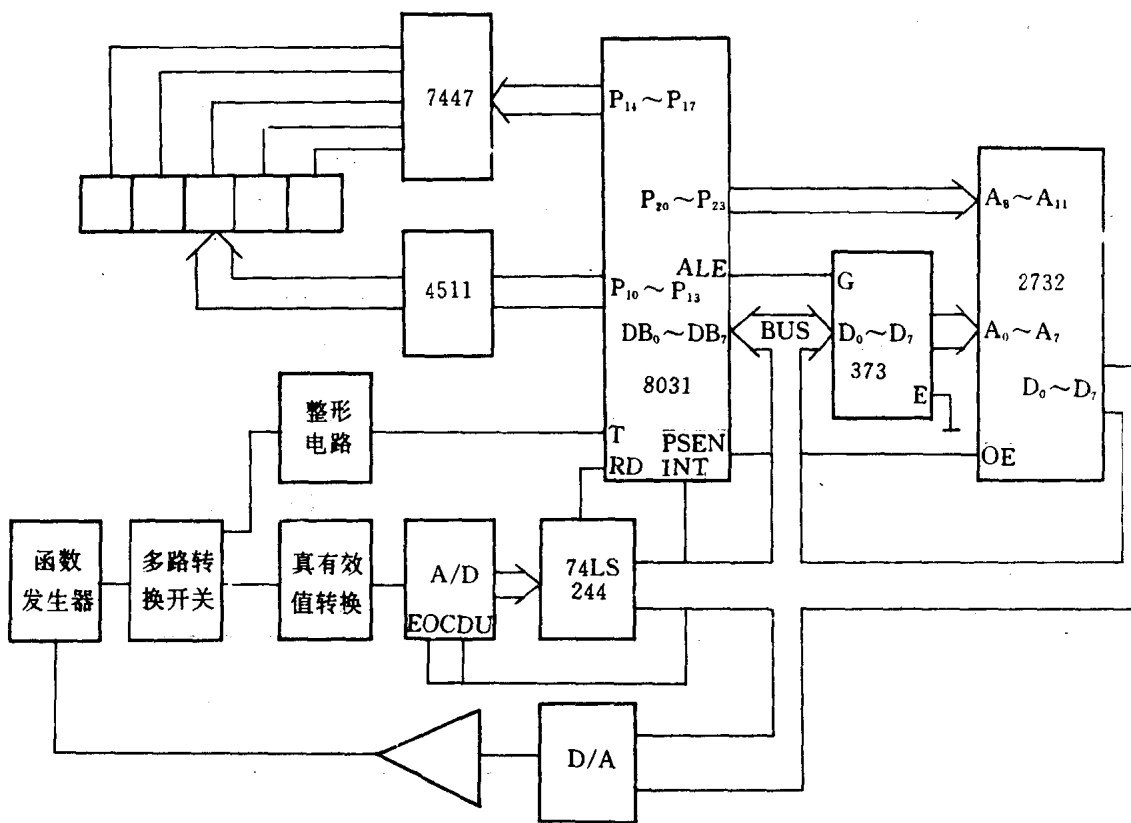


图1 单片机组成的智能函数发生器原理框图

其中 I_i 为各支路电流,所以恒流源在电容 C 上的实际效应是使电容 C 以 I 电流值反向放电,电容 C 两端的电压又直线下降。当电容器 C 上的电压小于 $V_s/3$ 时,比较器 I 翻转,使触发器 FF 复位。于是开关 S 重新被打开,恒流源 CS_1 重新向电容器 C 充电,这样周而复始。可见,电容器 C 上电压变化为三角波。我们将这三角波通过缓冲器从管脚 3 输出。触发器 FF 的 Q 端输出为和三角波同频率的方波,它通过缓冲器从管脚 9 输出。ICL8038 最大的特点是采用独特的有源滤波网络,使三角波变成正弦波,从脚 2 输出。

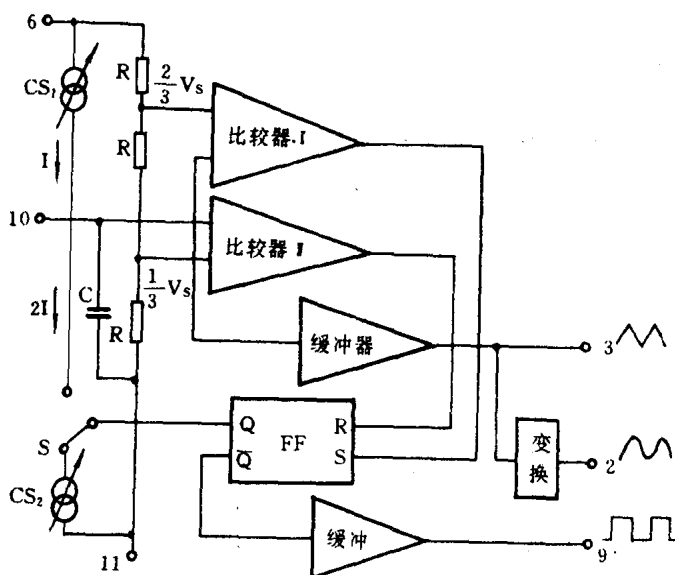


图2 ICL8038 函数发生器结构

2. 智能仪表所用的函数发生器实际线路

如图 3 所示,该线路调试情况如下:

(1) 调节 W_1 使脚 8 的电压从 5.24V 变到 9.8V,其频率也随着变化。

(2) 调节 W_2 使脚 2 输出正弦波上下尖峰圆滑,达到最佳波形,另外与 R_A 、 R_B 选择也有关系。

(3) 如要获得不对称的方波或锯齿波,可增大 W_1 ,减小 R_A 、 R_B 的阻值。

(4) 负载电阻选择为 $10k\Omega$,太大或太大均影响输出幅度。

(5) 要实现多量程函数发生器,只要用多路开关分别接不同的电容值 C 即可。当 ICL8038 脚 8 电压从 5.24~7.74V 改变时,其振荡频率 F 与 V_0 成线性关系。 V_0 从 5.24~7.74V,多路开关接下列电容值时,ICL8038 方波输出频率改变如下:

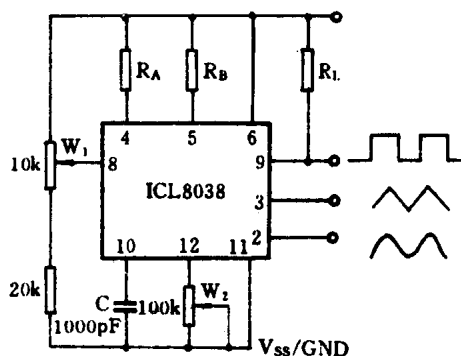


图 3 函数发生器实际电路

电 容 值		100p	1000p	0.1 μ	1 μ
脚 8 电压	5.24V	34164 Hz	3902 Hz	474 Hz	61 Hz
	7.74V	16672 Hz	1563 Hz	19 Hz	5 Hz

(6) 如输出幅度不够,可在输出端通过多路开关接一运放输出,即能满足各种幅度的要求。

三、真有效值转换电路

因本仪器里的函数发生器所产生的波形为方波、三角波、锯齿波和正弦波。这些波形在不同程度上有些畸变,尤其正弦波更为明显。以此通用仪表用的平均值转换法进行测量,存在着很大的理论误差。因此,为了减小误差,提高仪器准确度,必须采用真有效值转换电路。

1. 真有效值转换电路的原理

真有效值转换电路方法很多,有乘法器与开方器组合,有平方差式。现根据本仪器所用运算放大器构成真有效值检测电路,其框图如图 4 所示。

图中 A_1 、 A_2 、 A_3 为单位增益加法器; A_4 是积分器; M 为精密时间分割乘法器。由图 4 可知,乘法器的输入电压为 U_0 、 $-U_1$ 及 $-(U_0+U_1)$,其输出电压为 $\epsilon = K(U_0^2 - U_1^2)$,式中 K

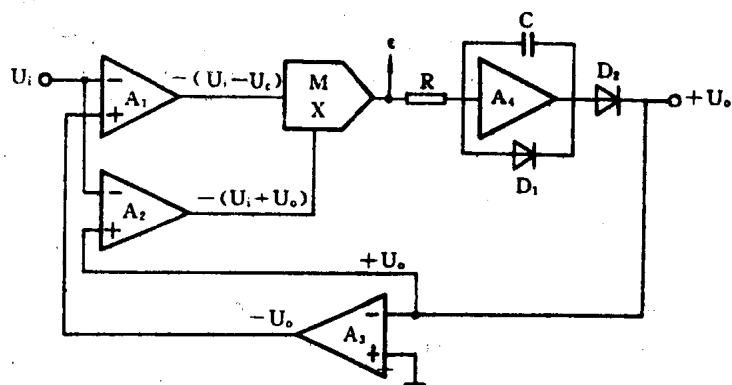


图 4 真有效值检测电路

为乘法器的系数。当系统平衡时, M 输出为零。于是可得: $\epsilon = K(U_0^2 - U_i^2) = 0$, 则

$$U_0 = \pm \sqrt{U_i^2}$$

由此可见, 此系统的输出电压 U_0 代表了输入电压 U_i 的均方根值, 即有效值。

若输入电压不是纯正弦波, 而是含有三次谐波, 即:

$$U_i = U_1 \sin \omega t + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3)$$

上式平方后得:

$$\begin{aligned} U_i^2 &= (U_1 \sin \omega t)^2 + 2U_1 U_3 \sin \omega t \cdot \sin(3\omega t + \varphi_3) + [U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3)]^2 \\ &= \frac{U_1^2}{2}(1 - \cos 2\omega t) + \frac{U_3^2}{2}[1 - \cos(6\omega t + 2\varphi_3)] + \left\{ -\frac{1}{2} 2 U_1 U_3 [U_1^2 \cos(4\omega t + \varphi_2 + \cos(2\omega t + \varphi_3))] \right\} \\ &= (U_1^2 + U_3^2)/2 - \{U_1^2 \cos 2\omega t + U_3^2 \cos(6\omega t + 2\varphi_3) + U_1 U_3 [\cos(2\omega t + \varphi_3) - \cos(4\omega t + \varphi_3)]\} / 2 = \epsilon_{DC} + \epsilon_{AC} \end{aligned}$$

由上式可见, 乘法器输出电压 ϵ 中含有直流和交流两种分量。如积分器的时间常数选得足够大, 则交流成分 ϵ_{AC} 将被滤掉, 因此该负反馈系统输出电压可以不考虑交流成分 ϵ_{AC} , 只考虑直流成分 ϵ_{DC} , 即:

$$U_0 = \pm \sqrt{U_i^2} = \sqrt{(U_1^2 + U_3^2)/2}$$

由上式可见, 代表失真电压的真有效值电压 U_0 是有正负极性变化的。图中由于 D_2 的单向导电作用, 使 U_0 只有正输出。

2. 本仪器所用的真有效值转换实际线路

目前国外生产的数字表, 普遍采用了真有效值转换(RMS)电路。美国 analoge beives 公司生产的单片真有效值转换器集成芯片有 AD636 或 AD637(AD537), 使用这种芯片简单, 转换准确度高。因为 AD637 是一个高准确度单片真有效值转换器, 在 0~2V 的真有效值输入时, 最大非线性误差是 0.02%, 波形因数为 3 时的最大误差为 0.10%, AD637 可以计算任何复杂波形的真有效值, 它提供的编程在集成电路有效值转换器中仍占有领先地位, 而且能够比较离散和模拟的准确度、带宽和动态范围。电路的频带在测量信号输入为 200mV 有效值时达 600kHz, 输入为 2V 有效值时达 8MHz。

四、A/D 转换器的接口电路

A/D 芯片在智能仪器中是个核心器件, 仪器的准确度主要决定 A/D 转换器的准确度, 所以应该根据仪器的技术要求从严挑选 A/D 芯片。本仪器的采样速度不是很高, 准确度要求一般, 所以选择 $3\frac{1}{2}$ 位 A/D 芯片, 其型号为 5G14433(MC14433), 它是双积分式的 A/D 芯片, 是 CMOS 集成电路, 具有低功耗、输入阻抗高、外接元件少、抗干扰能力强、准确度较高等优点。采取总线形式, 以 BCD 码数据输出, 不需要任何硬件逻辑, 可直接与单片机 I/O 口连接, 但是转换速度较慢 3~10 次/秒, 仅适合缓慢变化和单片机化的智能仪器仪表。

因为 5G14433 转换器输出是 BCD 码,所以必须连到 8031 的 I/O 口或 8031 I/O 口的扩展口,当然也可直接与 8031 的 P₁ 口相连。不过在 8031 单片机中,真正 I/O 口是 P₁ 口和 P₃ 口,但 P₃ 口一般用在第二功能中,所以真正的 I/O 口只有 P₁ 口。如果 A/D 转换器输出直接连到 P₁ 口,那么就没有 I/O 口作控制用(如量程自动切换,单位换算……)。基于上述原因,把 A/D 转换器输出通过 74LS244 与单片机总线相连,便可节省 8031 的 I/O 口,以利作其它控制用。

在单片机控制系统中,A/D 转换器实际上是系统的外部输入设备,此外我们按外扩 RAM 来对待它,把它挂在单片机总线上,而通过 8 位三态缓冲器 74LS244 将它与挂在总线上的其它器件隔离开来,故单片机的 \overline{RD} 端接在缓冲器的选通端上。单片机对输入采样时,可利用 MOVX A, @R0 指令,把 A/D 转换器的输出信号读入累加器 A 内,指令中的 R0 内容可以任意选择。

软件是围绕 A/D 转换器结束信号 EOC 脉冲和选通信号时序来设计的,其时序图如图 5 所示。其设计思想如下:5G14433 的 Q₀~Q₃ 为 A/D 的 BCD 码输出总线,在 DS₂~DS₄ 期间对应选通 Q₀~Q₃ 输出百、十、个位 BCD 码,在 DS₁ 期间,Q₃ 输出千位的半位数为 0 或 1,当 Q₃ 为零时,千位表示 1,当 Q₃ 为 1 时,千位表示为零。中断服务程序为采集 A/D 转换结果处理,当程序进入中断服务时,在 EOC 信号以后,程序开始判别 DS₁~DS₄ 选通信号对应的千、百、十、个位 BCD 码输出,结果装入单片机 8031 的数据存储器,中断返回后即完成一次 A/D 转换采样过程。

A/D 转换程序略。

五、 利用软件来提高本仪器的准确度

1. 放大器的零点校准和增益校准

任何一台智能仪表中,均有放大器,而放大器的零漂和增益变化(随时间和温度)大大影响仪器的准确度。为此,在以往的仪器中也用了不少硬件电路给予补偿和解决,但是不够令人满意。而在单片机组成的函数发生器中,这个问题可以利用软件得到满意的解决。图 6 为波形幅值测量时克服增益及漂移变化影响的自校准原理图。

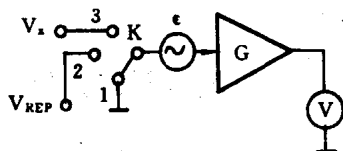


图 6 自校准原理

自校时,开关 K 接 1 点,使仪器输入端短路,测出输出电压

$$V_1 = G \cdot \epsilon$$

其中: G 为放大器的增益,ε 为折算到放大器输入端的增益及漂移变化的影响量。

再把开关接到 2 点,把给定的基准(现为参考电压 V_{REF})接至放大器的输入端,测出输出电

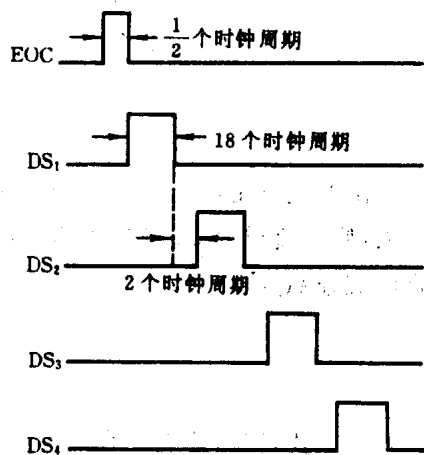


图 5 5G14433 的时序图

压 $V_2 = (V_{ref} + \epsilon) \cdot G$

开关接到 3 点, 测量待测的未知电压 V_x :

$$V_3 = (V_x + \epsilon) \cdot G$$

由此

$$\frac{V_3 - V_1}{V_2 - V_1} = \frac{(V_x + \epsilon) \cdot G - G\epsilon}{(V_{ref} + \epsilon) \cdot G - G\epsilon} = \frac{V_x}{V_{ref}}$$

则

$$V_x = \frac{V_3 - V_1}{V_2 - V_1} V_{ref} \quad (1)$$

从式(1)中看出, 已把放大器增益及漂移变化对测量过程的影响量 ϵ 消除了。如果在测量过程中把中间测试值 V_1 、 V_2 、 V_3 分别存储在仪器 8031 的 RAM 中, 即可编程实现自校准测试波形的大小。

2. 数字滤波

仪表系统中的周期性干扰和随机干扰, 一般是难以预料到的, 也难以用硬件电路来消除的, 通常可以通过多次采样平均方法来抑制。所谓平均过程也可理解为一种等效低通滤波过程(有的称为数字滤波)。平均采样次数的多少取决于干扰噪声的大小以及所允许的残余误差的大小。

所谓数字滤波, 这是通过一定的计算或判断程序减少干扰在有用信号中的比重, 故实质上它是一种程序滤波。数字滤波与模拟滤波相比有下列优点:

(1) 由于数字滤波是用程序实现的, 因而不需要增加硬件设备, 可靠性高, 稳定性好。

(2) 数字滤波可以对频率很低(如 0.01Hz)的信号实现滤波, 克服了模拟滤波器的缺陷。

(3) 数字滤波可以根据信号的不同, 采用不同的滤波方法和参数, 具有灵活、方便、功能强的特点。

综上所述, 数字滤波已被广泛应用于智能仪表中。本仪器采用的是一种去大小的平均法, 把多次采集到的数据中的最大值和最小值舍去, 再将剩下的取平均值, 该值就是本次的采样值。程序流程如图 7 所示。

六、单片机的最小系统

根据本仪器的特点、功能和今后外扩之用, 我们采用价格低、功能强的单片机—8031 作为主机。因为 8031 单片机内部无 EPROM, 所以不能构成完整的计算机, 必须外接 EPROM 作为程序存储器, 才能在实际中使用。下面介绍单片机 8031 的最小系统。

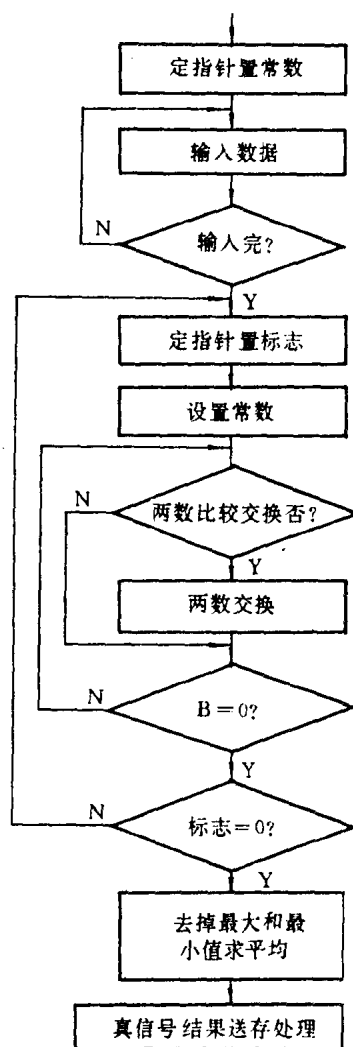


图 7 数字滤波程序流程图

8031 单片机、74LS373 三态锁存器和 2732 EPROM 组成单片机的最小系统。74LS373 用作地址锁存器, E 端接地, 使之处于输出状态。单片机 8031 的总线同时接到 74LS373 数据输入端和 2732 的输出端, 以用来传送地址和指令。ALE 和 74LS373 的允许端 \bar{G} 相连, 这样 74LS373 的输出便是低八位的地址线。8031 的 \overline{PSEN} 和 2732 的 \overline{OE} 相连, 选通并控制 2732 输出。

仪器总的程序流程图如图 8 所示。

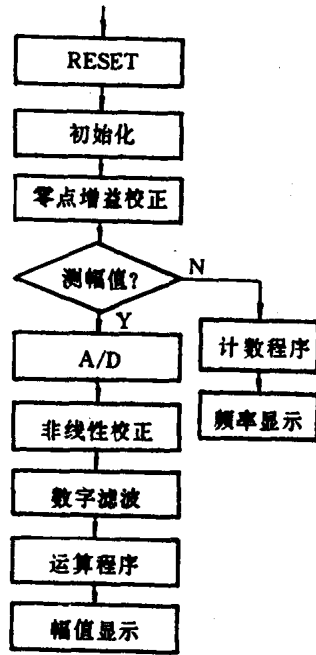


图 8 仪器总的程序流程图

8.2 单片机波形发生器

李炳坤

波形发生器是一种常用的信号源,广泛地应用于电子电路、自动控制系统和教学实验等领域。目前使用的波形发生器大部分是利用分立元件组成的,其体积大,可靠性差,准确度低。本文介绍一种用 8031 单片机构成的波形发生器,可产生方波、三角波、梯形波、锯齿波、正弦波和脉冲信号等多种波形,波形的周期可用程序改变,并可根据需要选择单极性输出或双极性输出,具有线路简单、结构紧凑、价格低廉、性能优越等特点。在本线路的基础上,加上键盘控制和 LED 显示器,则可通过键盘设定所需波形的频率,并在 LED 上显示。

一、硬件电路及原理

波形发生器的原理接线图如图 1 所示。波形的产生是通过 8031 执行某一波形发生程序,向 D/A 转换器的输入端按一定的规律发生数据,从而在 D/A 转换电路的输出端得到相应的电压波形。

图 1 中,由 8031 单片机、74LS373 三态锁存器和 2716EPROM 组成单片机的最小系统。

D/A 转换电路主要由 D/A 转换芯片 DAC0832 和两个运算放大器 F032 组成。DAC0832 有三种联接方式。一种是两级缓冲器型,即输入数据经过两级缓冲器后,送 D/A 转换电路。第二种是单级缓冲器型,输入数据经输入寄存器直接送入 DAC 寄存器,然后送 D/A 转换电路。

输入码								模拟输出电压 U_{OUT}
MSB							LSB	
1	1	1	1	1	1	1	1	$+(127/128)V_{REF}$
1	0	0	0	0	0	0	1	$+(1/128)V_{REF}$
1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	$-(1/128)V_{REF}$
0	1	1	1	1	1	1	1	$-(127/128)V_{REF}$
0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	$-(128/128)V_{REF}$

第三种是两个缓冲器直通,输入数据直接送 D/A 转换电路进行转换。本仪器采用直通联接方式,即 \overline{WR}_1 、 \overline{WR}_2 、 \overline{CS} 和 \overline{XFER} 接地, ILE 和 V_{CC} 接 +5V 电源,8031 的数据输出线直接与 DAC0832 的数字输入端相连。D/A 转换电路可采用单极性输出,也可采用双极性输出。本线路采用双极性输出,即经两个运算放大器 F032 后输出电压 U_{OUT} 输入数字量与输出电压的关系如上表所示。

从上表可看出,当输入数字量 $D=00H$ 时,输出电压 $U_{OUT} = -V_{REF}$; 当 $D=80H$ 时, $U_{OUT} = 0$; 当 $D=FFH$ 时, $U_{OUT} = V_{REF} - \frac{1}{128}V_{REF} \approx V_{REF}$ 。可见波形的最大幅值由 D/A 的参考电

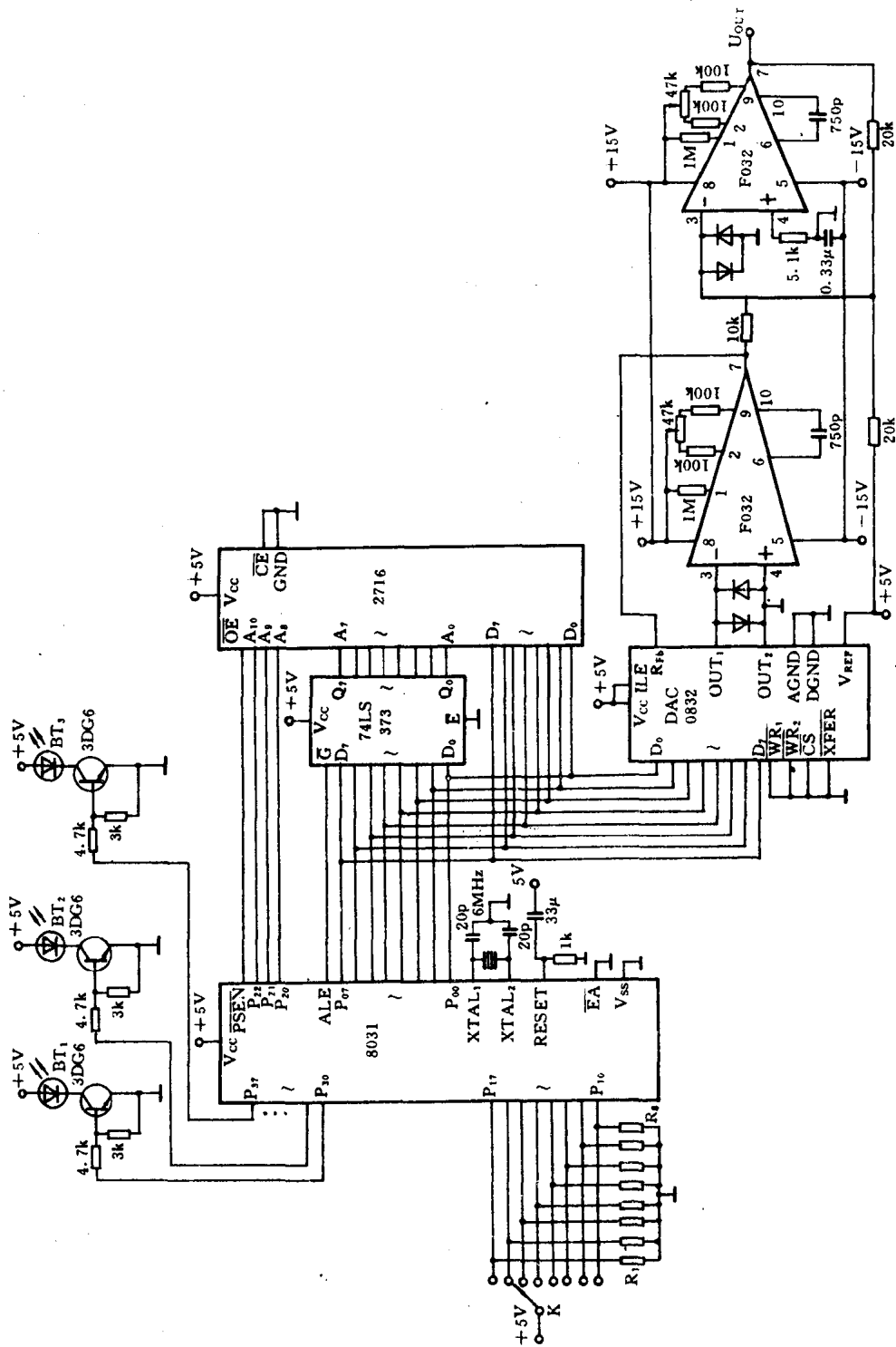


图 1 波形发生器电路图

压 V_{REF} 决定。

8031 的 P_1 口接一转换开关 K , 通过软件编程来选择各种波形, 其中电阻 $R_1 \sim R_8$ 的作用是保证转换开关的各浮空节点为“0”。 P_3 口用来驱动一组发光二极管, 每种波形对应一个发光二极管作为波形的指示器。

二、系统软件

系统软件由主程序和产生波形的子程序组成, 软件设计主要是产生各种波形的子程序的编程, 通过编程可得到各种波形。周期的改变可采用插入延时子程序的方法来实现。主程序和几种常用波形子程序的流程图如图 2 至图 6 所示。

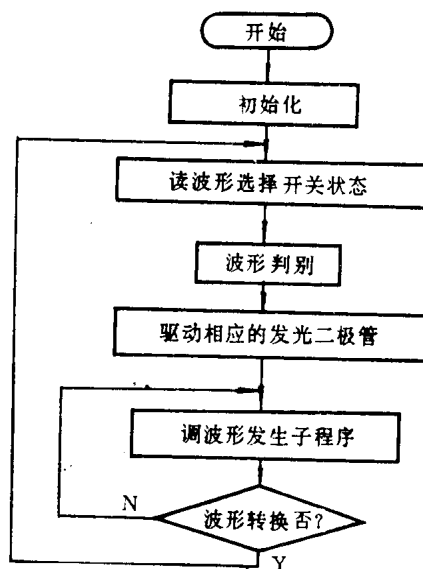


图 2 主程序流程图

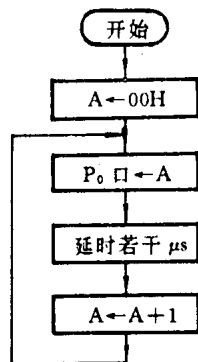


图 3 锯齿波发生子程序流程图

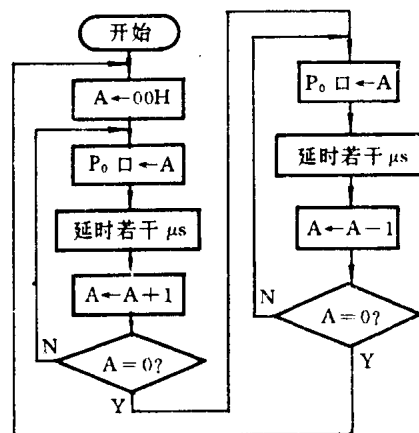


图 4 三角波发生子程序流程图

8.3 单片机控制的调幅波发生器

吉林工学院 赵孔新 尤文

微机控制的 D/A 转换器主要用途之一是作为波形发生器,这在许多文献中已有介绍。它的特点是利用软件编程的灵活性,可以容易地获得正弦波、三角波、方波、锯齿波等多种波形,但用来产生调幅波仍十分不便。为开发 D/A 转换器的功能,笔者针对 DAC0832 输入数字量与参考电压可乘这一特点,以无线电技术中斩波调幅的原理为基础,设计了单片微机控制的调幅波发生器。这种调幅波发生器利用载波所传送的信号(调制信号)可以是上述的正弦波、三角波、方波、锯齿波等多种波形,而且还可以通过程序方便地改变调幅波所传送信号的频率、调幅指数等参数。

一、斩波调幅原理

所谓斩波调幅就是将所要传送的信号 $u_n(t)$ 通过一个以载波频率 ω_0 动作的开关电路,使要传送信号的波形被“斩”成频率为 ω_0 的脉冲,再通过中心频率为 ω_0 的带通滤波器,提取出所需要的谐波分量,从而获得调幅波输出。斩波调幅过程如图 1 所示,图 1(a)中 $u_n(t)$ 是所要传送的信号,为分析方便起见,设

$$u_n(t) = U_n \cos \Omega t$$

U_0 为一直流电压,它的数值应满足

$$0 \leq m_a = \frac{U_n}{U_0} \leq 1$$

上式中 m_a 就是调幅指数。设置这一直流分量的目的,是使最终所获得的调幅波中含有 ω_0 、 $\omega_0 \pm \Omega$ 这些完整的谐波分量,而不是抑制掉载波只获得双边带信号。虚线框中为一斩波开关电路,其功能可用一开关函数 $s(t)$ 描述,开关函数的波形如图 1(c) 所示。所要传送的信号和直流分量叠加起来通过斩波开关后的波形如图 1(d) 所示,其数学表达式为

$$\begin{aligned} u_1(t) &= [U_0 + u_n(t)]s(t) \\ &= U_0(1 + m_a \cos \Omega t)s(t) \end{aligned} \quad (1)$$

可见,被“斩”后的波形实际上是所要传送信号叠加直流分量再与开关函数 $s(t)$ 相乘的结果,式(1)的傅立叶展开式为

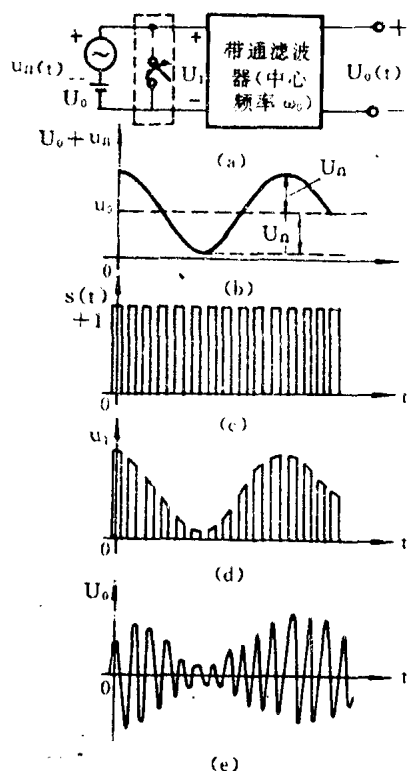


图 1 斩波调幅原理示意

$$u_1(t) = \frac{1}{2} U_0 + \frac{2}{\pi} U_0 \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} U_0 \cos 3\omega_0 t + \dots + \frac{1}{2} m_a U_0 \cos \Omega t \\ + \frac{2}{\pi} m_a U_0 \cos \Omega t \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} m_a U_0 \cos \Omega t \cos 3\omega_0 t + \dots$$

通过中心频率为 ω_0 的带通滤波器后,可提取出

$$u_0(t) = \frac{2}{\pi} U_0 \cos \omega_0 t + \frac{2}{\pi} m_a U_0 \cos \Omega t \cos \omega_0 t = \frac{2}{\pi} U_0 (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

此即载波频率为 ω_0 ,幅值随所传送信号变化规律而变化的调幅波,波形如图 1(e)所示。

二、调幅波发生器的实现

按斩波调幅原理实现调幅波输出的关键器件是 D/A 转换器,这里以廉价的 D/A 转换器 DAC0832 为例(其它型号的四象限可乘 D/A 转换器件也可以)来说明实现方法。图 2 是调幅波发生器的硬件线路图。DAC0832 直接接到 8031 的数据总线上,片选端与 8031 的 $P_{2.7}$ 口线

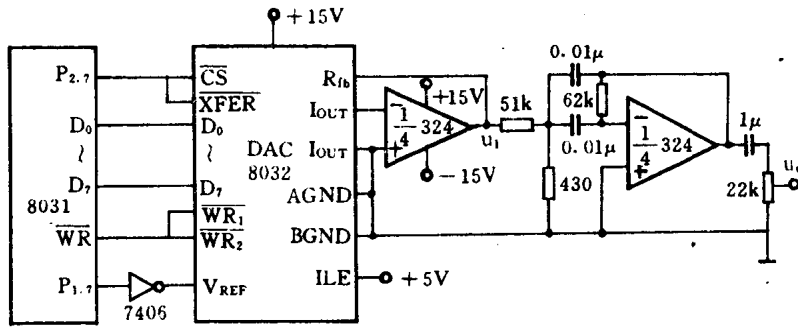


图 2 调幅波发生器硬件电路

相接。DAC0832 的输出接运放 $\frac{1}{4}$ LM324,以把电流转换成电压,此电压的数学表达式为

$$u_1(t) = - \frac{V_{REF}}{2R} \cdot R_f \left(\frac{A_{n-1}}{2^0} + \frac{A_{n-2}}{2^1} + \dots + \frac{A_0}{2^{n-1}} \right) \\ = - \frac{R_f}{2R} \cdot \left(\frac{A_{n-1}}{2^0} + \frac{A_{n-2}}{2^1} + \dots + \frac{A_0}{2^{n-1}} \right) \cdot V_{REF} \quad (2)$$

显然,上式与式(1)有相同的结构,即也是两个因子相乘的关系。将式(1)与式(2)对照起来,不难看出,只要改变式(2)中参考电压 V_{REF} 通常接恒定直流电压的做法,由频率为 ω_0 的方波脉冲电压代替,就可取得式(1)中开关函数 $s(t)$ 的效果,以实现对所传送信号的斩波。这里具体做法是将 8031 的 $P_{1.7}$ 口线通过反相器 7406 接到 DAC0832 的参考电压输入端,由软件编程使 8031 的 $P_{1.7}$ 口线输出频率为 ω_0 的方波脉冲电压。加入反相器 7406 的目的是为提高负载能力。式(1)中传送信号与直流分量也由软件编程产生的二进制码输入到 DAC0832,经 D/A 转换来实现。体现在式(2)中就是与 V_{REF} 相乘的因子的结果。至于 V_{REF} 和 $s(t)$ 的幅值,则无关紧要,它们之间差一比例系数,这个比例系数总可以在整个式(2)上得到平衡。

带通滤波器也由一个运放 $\frac{1}{4}$ LM324 再加几个阻容元件组成,适当选择阻容元件的参数,

可获得所需要的中心频率 ω_0 和带宽。图中给出的阻容元件的参数值是使中心频率 f_0 为 4kHz 而设置的。从电位器滑动端可得到调幅波,调整电位器的滑动端位置,可调整调幅波的幅值。

软件编程也很容易,调幅波发生器的程序流程图如图 3 所示。它由主程序和中断服务程序组成。主程序由初始化程序、正弦波产生程序和延时子程序组成。

产生正弦波的程序设计是采用查表法进行的。事先在 EPROM2716(图 2 中没画出来)中固化一张正弦增量表。对于正弦函数 X 轴上的每一个离散点,程序通过查表获得相应的正弦增量值,将它乘以调幅指数 m 后,再与前一个正弦值相加作为本次正弦值输出,调用子程序延时,接着进行下一个离散点正弦值的计算和输出,直到完成一个周期的正弦值的计算和输出,如此循环。

子程序的功能是通过延时来控制所要传送信号的频率。

中断服务程序的功能是使 8037 的 $P_{1.7}$ 口线输出频率为 ω_0 的方波脉冲。在主程序的初始化程序中将时间常数 0C2H 送到时间常数寄存器 TH_0 和 TL_0 中,且设置定时器为工作方式 2,这样每次计数溢出后自动装入时间常数 0C2H,以提高准确性,如果不附加其它功能,中断服务程序则十分简单,只要将 $P_{1.7}$ 口线状态取反即可,因此载波频率比较精确。

单片微机控制的调幅波发生器具有结构简单、廉价、灵活和易于实现等特点。作为它的作用,笔者在此方案基础上增加了键盘、显示器和功率放大器硬件,又编写了正弦波、方波、三角波、锯齿波等子程序,以供主程序调用,扩展了调制时间控制和显示,调制波形变换和调幅指数控制等软件功能,设计了单片电脑理疗机,整机运行稳定可靠。单片微机控制调幅发生器的缺点是载波频率不能太高,它受 8031 晶振频率以及 DAC0832 转换时间等因素的限制。另外,带通滤波器的中心频率不能随意改变,因此也不能随意改变调幅波发生器的载波频率,除非使用跟踪滤波器,但这样又提高了硬件线路的复杂程度。所以设计载波频率可变、功能齐全、价格低、结构简单的微机控制的调幅波发生器,还有待于进一步的开发。

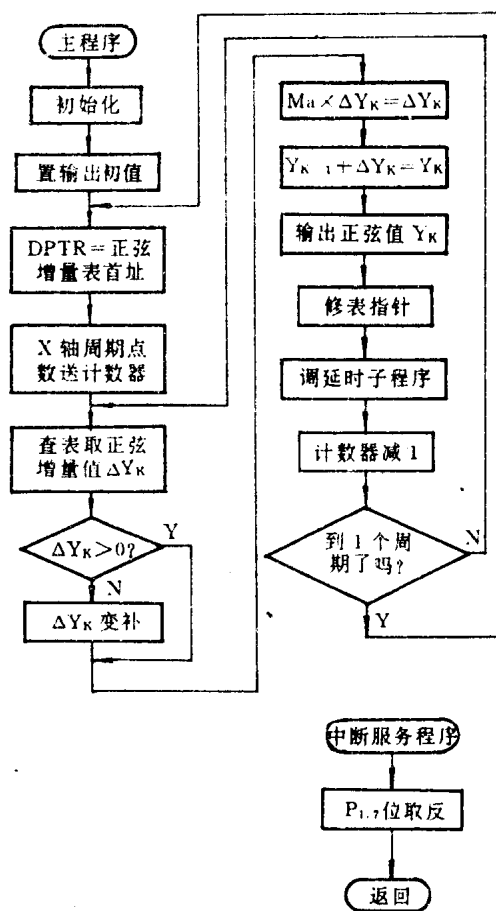


图 3 调幅波发生器的程序流程图

8.4 用 8031 单片机解调时统信号

王 晰 杨宇红

时统信号是国家发布的统一的时间标准信号,其中一种形式的信号如图 1 所示。

图中每一个正脉冲代表一个时统码。时统信号为每秒一帧,每帧中含有 100 个基本码,每个时统码以其脉冲前沿作为起始基准。两个相邻的脉冲前沿相隔 10ms。当码值为“1”时,脉冲为一个 5ms 的正脉冲;码值为“0”或者是空码时,脉冲为一个 2ms 的正脉冲。另外还有一个宽度为一个 8ms 的正脉冲,称为位置标志,它将一帧分成 10 节,10 个码为一节,每节的最后一个码为位置标志($P_1, P_2, \dots, P_9, P_0$)。每帧的第一个码也是 8ms 宽的正脉冲作为帧头(PR),这样,帧头(PR)与上一帧的帧尾(PO)的两个相邻的 8ms 宽脉冲是帧与帧之间的相隔标志,也称为秒界。

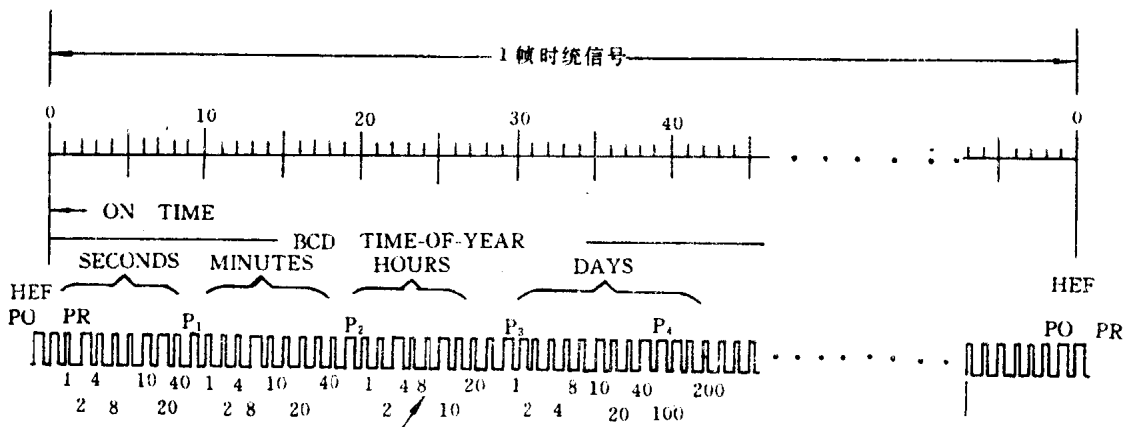


图 1 时统信号图

每帧中的第一节到第五节是由 BCD 码组成的时统信号,分别介绍如下:

第一节表示秒值。它的第 2, 3, 4, 5 个码表示个位,权值分别为 1, 2, 4, 8;第 7, 8, 9 个码表示十位,权值分别为 10, 20, 40。

第二节表示分值。它的第 1, 2, 3, 4 个码表示个位,权值分别为 1, 2, 4, 8;第 6, 7, 8 个码表示十位,权值分别为 10, 20, 40。

第三节表示小时值。它的第 1, 2, 3, 4 个码表示个位,权值分别为 1, 2, 4, 8;第 6, 7 个码表示十位,权值分别为 10, 20。

第四节和第五节表示日值。其数值 N 表示为一年中的第 N 天,其中第四节的第 1, 2, 3, 4 个码表示个位,权值分别为 1, 2, 4, 8;第四节 6, 7, 8, 9 个码表示十位,其权值分别为 10, 20, 40, 80;第五节的第 1, 2 位表示百位,权值分别为 100, 200。

每帧的第六节到第八节的内容为控制功能码,这里暂不使用,作为空码处理。

每帧的最后两节为由直接二进制码表示的时统信息。第九节的十个码和第十节的前七个码按其权值递增的顺序表征出的数值 N , 表示一天中的第 N 秒。

对这种信号的解调是指将它含有的时间信息变成并行或串行(通过 RS-232 口)的 BCD 码(日, 时, 分, 秒)向各仪表或者计算机输出。

用 MCS-51 系列的单片机解调时统信号, 是这个系列单片机最具特色的应用之一。它们内部有 RAM (RAM 中含有一些位操作系统单元)、定时器、串行口、并行口, 并有对脉冲测宽的功能, 有些芯片还有内部 ROM。这些设置和功能可以使所需的硬件和软件非常简单。如果使用有内部 ROM 的单片机(例如 8051 或 8751), 则只需要一片单片机而不必外加任何芯片即可解调输出时统信号。但这些品种价格稍贵, 因此用 8031 单片机另加一个外部程序区(只需一片 74LS373 和一片 2716 EPROM)来解调时统信号。其电路图如图 2 所示。

解调时统信号的工作原理

时统信号接至 8031 的 $\overline{\text{INT}}_0$ 线, 设置 8031 内部的定时器/计数器模式控制寄存器的低 4 位, 令其第二位(即定时方式)为“1”, 第三位(GATE)为“1”, 这样当允许定时器 0 工作时(即定时器/计数器控制寄存器 TCON 的第四位 $\text{TR}_0=1$), 定时器必须在 $\overline{\text{INT}}_0$ 线信号由低变高时才开始加法定时计数, 当此线信号由高变低时停止计数并发出中段请求 $\overline{\text{INT}}_0$ 信号, 从而完成对 $\overline{\text{INT}}_0$ 线上的正脉冲测宽的操作。

解调时所用的软件不仅测量时统信号的宽度, 还根据这些信号的位置解调出时间信号。

下面分两部分介绍软件: 一部分是主程序, 另一部分是中断($\overline{\text{INT}}_0$)服务程序。

主程序负责完成复位后的初始化工作, 然后测试一个由中断 $\overline{\text{INT}}_0$ 服务程序送来的状态位(在清单中是位 79H)。当此位是“1”时, 则表示中断服务程序已将一帧的数据解调好。主程序把这一帧解调结果输出, 并把这个状态位清“0”, 等待下一帧的解调结果。

中断 $\overline{\text{INT}}_0$ 服务程序读取定时器 0 的内容, 即对时统码测宽, 并寻找两个相邻的 8ms 宽的脉冲(帧头)。为了叙述方便, 把一帧的 100 个脉冲分别编号为第 0~第 99 个脉冲。时统信号图中注有“on time”的 8ms 宽的脉冲(PR)是第 0 个脉冲, 最后一个 8ms 宽的脉冲(PO)是第 99 个脉冲。中断服务程序根据每一个脉冲的宽度及编号来确定这个脉冲所代表的含义。对于解调出 BCD 码的时统信号来说, 只用第 0 到第 42 个脉冲就够了。另外从图上可以看出时统信号的前 5 节中每个 8ms 宽的脉冲后面都紧跟着结构相似的两个 BCD 码脉冲串。前 4 个为低位的 BCD 码脉冲, 一个空码之后是高位的 BCD 码脉冲。下面给出主程序初始设置部分的清单及中断服务程序的流程图(如图 3 所示)。

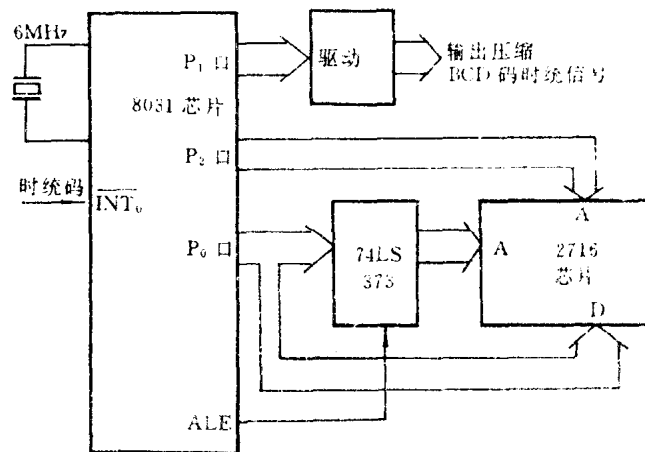


图 2 时统解调器原理图

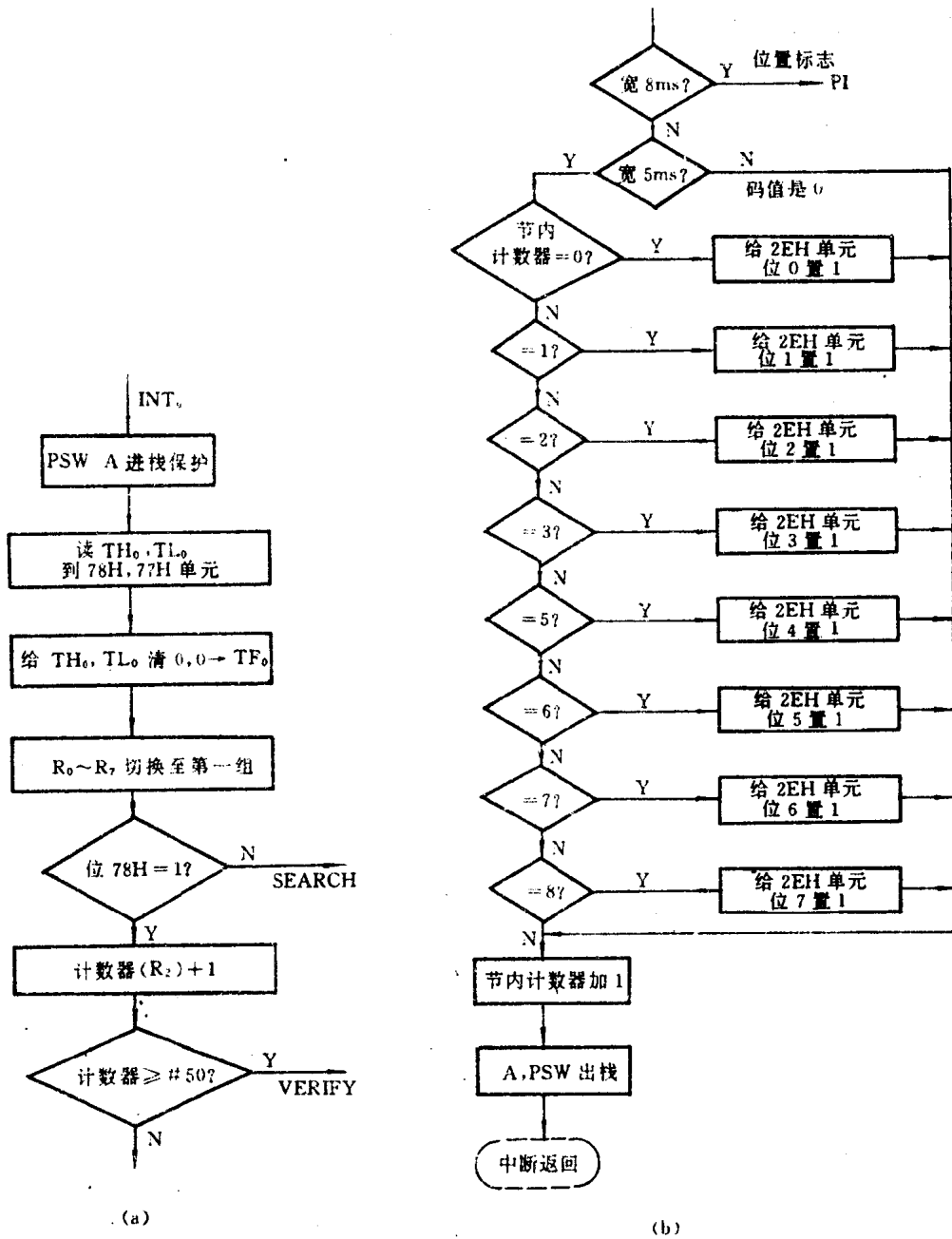


图3 主程序及中断服务子程序

占用的内部 RAM:
 30H 至 47H:堆栈区。
 70H:秒结果缓冲区。
 71H:分结果缓冲区。
 72H:时结果缓冲区。
 73H:日(低位)结果缓冲区。

74H:日(高低)结果缓冲区。

上述结果缓冲区中每字节的低 4 位为低位 BCD 码,高 4 位为高位 BCD 码。

78H,77H:暂存 TH0,TL0 值(脉宽)单元。

7AH,79H:暂存上一个脉冲的脉宽。

位控单元:

2FH:位 78H 为“1”时表示找到帧头;位 79H 为“1”时表示解调完一帧的数据。

2EH:二个 BCD 码工作单元。

第 0 组 R0~R7:主程序用。

第 1 组 R0~R7:中断服务程序用。

其中R0(第一组):结果缓冲区指针。

R2(第一组):脉冲计数器(简称计数器)。

R3(第一组):小节内脉冲计数器(简称节内计数器)。

主程序清单:

```

        ORG      0000H
        AJMP     TIMES
        ORG      0003H
        AJMP     INT0
        ORG      0200H
TIMES:  MOV      IE, #00H           ; 初始化,关中断
        MOV      P1, #0FFH
        MOV      P3, #0FFH
        MOV      SP, #2FH
        CLR      RS0.
        CLR      RS1           ; 第 0 组,R0~R7
        MOV      2EH, #00H       ; 有关内存清“0”
        MOV      2FH, #00H
        MOV      R7, #0CH
        MOV      R0, #70H
LOOP1:  MOV      @R0, #00H
        INC      R0.
        DJNZ     R7, LOOP1
NTSET:  MOV      IP, #01H        ; 优先权高
        SETB     IT0           ; 边沿中断
        MOV      TMOD, #09H     ; 定时器 0 测宽
        CLR      TF0
        SETB     TR0
        MOV      IE, #81H       ; 开中断
TEST:   JNB      79H, $
        CLR      79H
        .....           ; 输出数据。
        MOV      P1, #0FCH       ; 给 P1 口置报时标记

```

```

AJMP  TEST
END

```

主程序可以通过并行口 P1 按字节输出结果,并且可用 P₃、P₄ 口线输出选通脉冲和报时脉冲。如果使用 8031 的串口输出,在主程序中还要对串行口控制器,定时器 1 等进行初始化设置。(如果使用 6MHz 的振荡器,最好使用 2400 的波特率)本文不再赘述。

中断服务程序流程如下:

在中断服务程序流程图中,所有“宽 8ms”,“宽 5ms”的测试判别指的是测试 77H、78H 单元的内容,即读入的 TL₀、TH₀ 的值。如果使用 6MHz 作为 8031 的主振荡器频率,给 T₀ 定时计数脉冲的周期就是 2ms。脉宽与 TL₀、TH₀ 的值对应如表 1 所示。

表 1 脉宽与 TL₀、TH₀ 值

脉 宽	TH ₀ (78H 单元)	TL ₀ (77H 单元)
2ms	03H	0E8H
5ms	09H	0C4H
8ms	0FH	0A0H

由此可见,测宽只需测试 78H 单元的内容,在流程图所谓测试“上次脉宽”指的是测试 79H、7AH 单元的内容,类似的,也只需测试 7AH 单元的内容。

另外,由中断服务程序流程中可以看出,在每帧第 50 个脉冲之前已将时统 BCD 码解调好,主程序应在 0.5 秒之

内,也就是下一帧解调刷新输出缓冲区之前把解调结果输出。

由 P₃、P₄ 口输出数据选通脉冲和报时脉冲的区别是:当 P₁ 口输出 0FCH 时,P₃、P₄ 口线上出现的负脉冲为报时脉冲,每秒一次,宽 2ms,它的后沿(上升沿)是 on time 时刻(见图 1)其延时在 10 μs 以内,而当 P₁ 口输出的是二个 BCD 码时,P₃、P₄ 口线上的负脉冲为选通脉冲,它是由主程序通过程序控制 P₃、P₄ 口线产生的,宽一般为若干微秒。

8.5 具有 114dB 动态范围的浮点数据采集系统

青岛大学 董中华

清华大学 靳怀义 吴正毅

一、浮点数据采集系统简介

对数据采集系统来讲,动态范围是一个很重要的指标,它指的是系统允许的最大输入信号幅值与能分辨的最小信号幅值之比。目前普遍采用的 12 位 A/D 转换器能提供 72dB 的动态范围,但在很多场合仍不能满足要求。例如对地震信号等瞬态信号,在信号出现前往往不能预知其大小。在此情况下,大的动态范围是准确采集信号的前提,但目前高于 12 位的 A/D 转换器价格昂贵,为了在低成本下得到高的动态范围,本文提出了用浮点放大技术提高动态范围的方法。

所谓浮点放大就是根据每次的采样点的值来确定放大倍数,与一般的程控放大器不同,对不同的转换点,浮点放大器放大倍数是不同的,或者说放大倍数是浮动的。采样值经放大后再进行 A/D 转换。这样,整个采集系统送给计算机(或其他处理仪器)的数据就由放大倍数和 A/D 转换结果两部分组成,这样的数据有些类似于计算机中的浮点数,相应地可称放大倍数为“阶码”,A/D 转换结果称为“尾码”。整个浮点数据采集系统的动态范围 DR 等于 A/D 转换器动态范围加上浮点放大器动态范围,即

$$DR = 20 \lg 2^{m+n} = 6.02(m+n)$$

式中 m —浮点放大器等效位数

n —A/D 转换器位数

本文介绍的数据采集系统中采用了 12 位 A/D 转换器,浮点放大器放大倍数范围为 $2^6 \sim 2^7$ (即 $m=7$),故动态范围为

$$\begin{aligned} DR &= 6.02(m+n) \\ &= 6.02 \times (7+12) \\ &= 114(\text{dB}) \end{aligned}$$

二、浮点数据采集系统的设计

浮点数据采集系统的原理框图如图 1 所示,电原理图如图 2 所示。该系统主要由浮点放大器、A/D 转换及定时控制三部分组成。

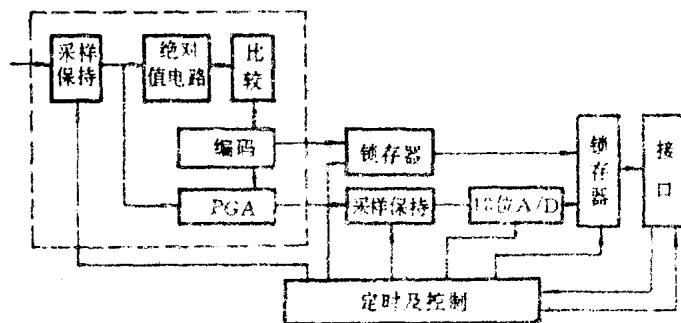
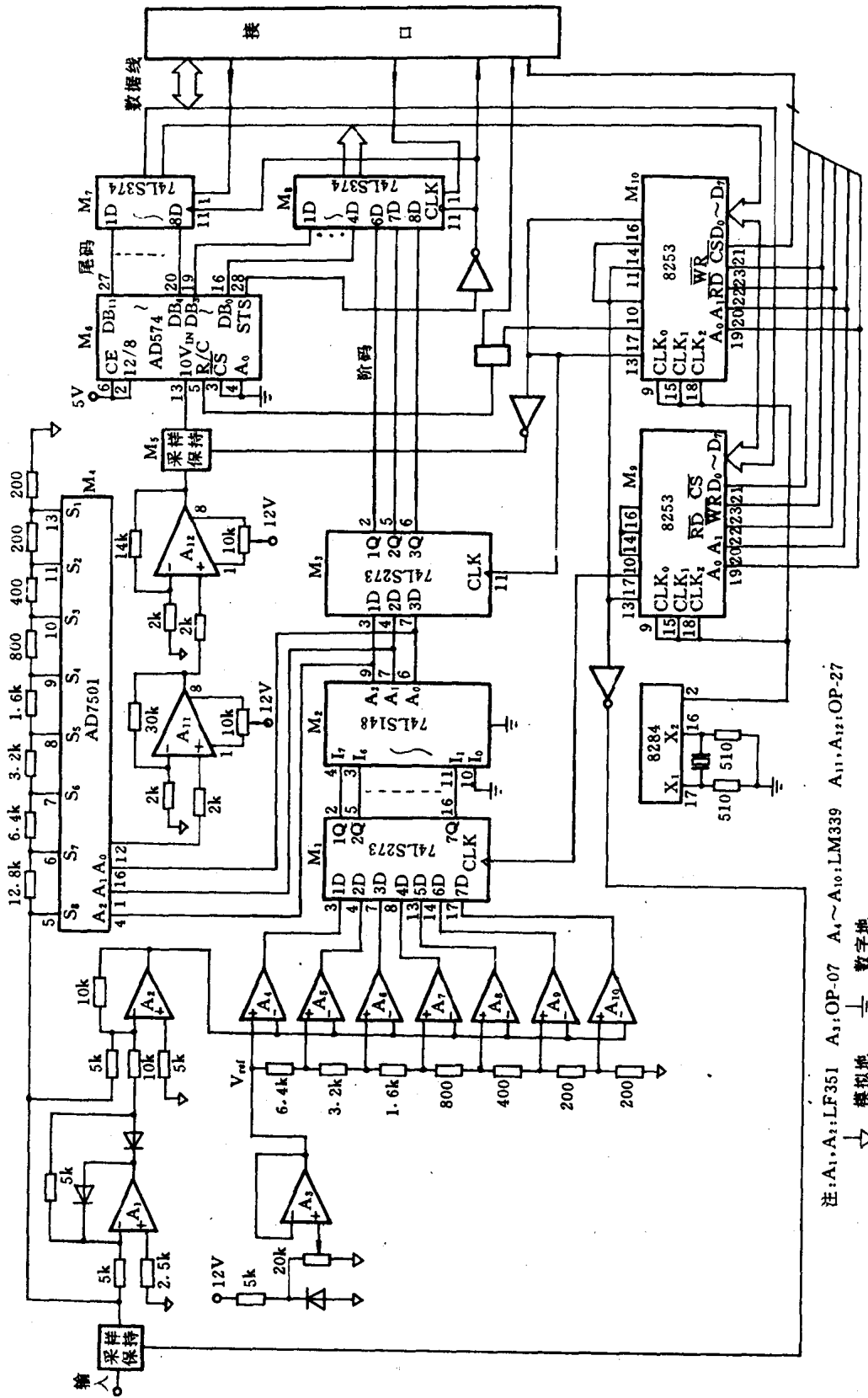


图 1 浮点数据采集系统原理框图



注: A₁、A₂: LF351 A₃: OP-07 A₄~A₁₀: LM339 A₁₁、A₁₂: OP-27
 ⇨ 模拟地 ⊥ 数字地

图 2 浮点数据采集系统电路图

该系统的一个突出优点就是采用了“流水线”式结构,大大提高了速度。由于采用了两阶采样保持器,使得浮点放大器和 A/D 转换器能够并行工作,当 A/D 进行一个采样点的转换时,浮点放大器已在进行下一采样点的放大了,因此,整个系统并不因为加了一个浮点放大器而降低速度。该电路的另一突出优点是浮点放大器的编码采用全硬件并行编码,放大倍数的确定速度极快。电路的基本时序图如图 3 所示。

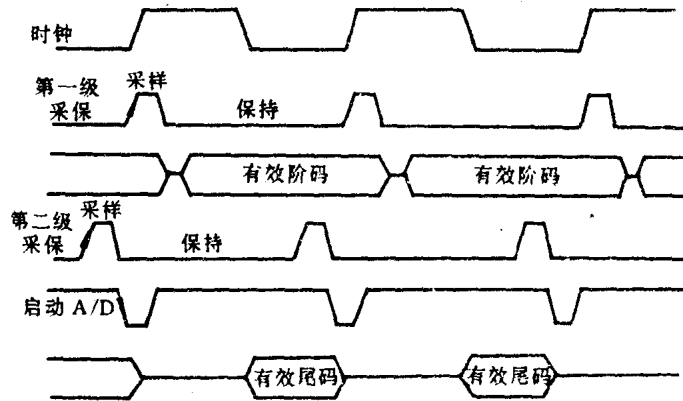


图 3 基本时序图

信号经第一级采样保持器后先取绝对值(由 A_1, A_2 组成绝对值电路),然后经过七个比较器 $A_3 \sim A_{10}$ 与基准电压进行比较,比较器的基准电压由一电阻分压网络提供,比较器的输出经优先权编码后得到最佳放大倍数。这部分有些类似并行 A/D 转换器,故也称阶码 A/D。表 1 给出输入电压大小与最佳放大倍数的关系。

表 1 输入电压值与放大倍数关系表

输入电压范围	比较器输出	编码器输出	增益
$ V_{in} \geq V_{ref}$	0 0 0 0 0 0 0	0 0 0	1
$\frac{1}{2} V_{ref} \leq V_{in} < V_{ref}$	1 0 0 0 0 0 0	0 0 1	2
$\frac{1}{4} V_{ref} \leq V_{in} < \frac{1}{2} V_{ref}$	1 1 0 0 0 0 0	0 1 0	4
$\frac{1}{8} V_{ref} \leq V_{in} < \frac{1}{4} V_{ref}$	1 1 1 0 0 0 0	0 1 1	8
$\frac{1}{16} V_{ref} \leq V_{in} < \frac{1}{8} V_{ref}$	1 1 1 1 0 0 0	1 0 0	16
$\frac{1}{32} V_{ref} \leq V_{in} < \frac{1}{16} V_{ref}$	1 1 1 1 1 0 0	1 0 1	32
$\frac{1}{64} V_{ref} \leq V_{in} < \frac{1}{32} V_{ref}$	1 1 1 1 1 1 0	1 1 0	64
$ V_{in} < \frac{1}{64} V_{ref}$	1 1 1 1 1 1 1	1 1 1	128

理想情况下,采样值经放大后应使 A/D 转换器转换结果的最高有效位为 1,因此应取 $V_{ref} = 2.5V$ (A/D 转换器转换范围为 $\pm 5V$)。但实际上由于绝对值电路和比较电路具有一定误差,如取 $V_{ref} = 2.5V$,放大器输出电压可能会超出 A/D 转换范围,所以 V_{ref} 应略小些,这里我们

取 $V_{ref} = 2.3V$ 。在比较器与编码器 M_2 间的锁存器 M_1 的作用是使比较器免于振荡。因为模拟开关 AD7501 (M_4) 是一模拟数字混合型集成芯片,译码器输出跳变时,会通过 AD7501 内部线路耦合到模拟部分,其作用相当于给比较器加了一正反馈通路,使比较器极易发生振荡,加了锁存器 M_1 后,比较器输出与 AD7501 输入就隔离开了。

放大倍数确定后,由 M_4 、 A_{11} 和 A_{12} 组成的程控放大器 PGA 对采样保持器所保持的电压值进行放大。因为 PGA 是有一定响应时间的,因此必须等其输出稳定后才能进行 A/D 转换。显然,为了保证系统的高速度,PGA 的响应时间应足够快,各种 PGA 电路的分析参见资料(1)。这里,选用了一种输入衰减、固定增益式 PGA,它在整个增益范围内(1~128 倍)有相同的速度和直流漂移误差,在有 0.05% 稳态误差情况下其响应时间小于 $7 \mu s$ 。

浮点放大器的所用时间主要由第一级采样保持的跟踪时间和 PGA 响应时间决定,最快可达 $13 \mu s$ 。

PGA 输出稳定后,第二级采样保持 M_5 进入保持状态,然后启动 A/D 进行转换,同时浮点放大器进行下一点的放大。在该系统中我们采用的 A/D 转换 AD574 是 12 位的逐次比较型的 A/D 转换器,转换时间为 $25 \mu s$,加上采样保持的跟踪时间,整个系统的采样时间小于 $33 \mu s$ 。

整个电路的定时与控制是由两片功能很强的 8253 可编程定时器完成的,图 3 中的时序关系即由它们实现。8253 的时钟由一晶振(6MHz)经 8284 六分频后得到。两片 8253 (M_9 、 M_{10}) 各通道的工作模式如表 2 所示。

该系统进行数据采集前,首先根据采样率和电路时序要求(见图 3)对 8253 进行初始化。数据转换结束后,由计算机通过接口读取数据,接口可根据不同计算机进行设计,此处从略。

该系统的一个主要问题是阶码(放大倍数)与尾码(A/D 转换结果)的同步问题。从图 3 时序图可看出,第二级采样保持进入保持后,浮点放大器即进行下一采样点的放大,这样 A/D 转

表 2 8253 各通道工作模式表

	通道	工作模式	功 用
8253 M_9	0	模式 3	控制采样率
	1	模式 1	控制第一级采保
	2	模式 1	控制锁存器 M_1
8253 M_{10}	0	模式 1	为通道 IGATE 端提供信号
	1	模式 1	控制第二级采保
	2	模式 5	启动 A/D 转换

换结束时,译码器 M_2 的输出为下一点的放大倍数,即下一次 A/D 转换所对应的。为了保证计算机读取的数据中阶码与尾码有正确的对应关系,在编码器 M_2 后又加一锁存器 M_3 ,当第二级采样保持进入保持状态时同时把阶码锁住,这样就保证了阶码与尾码的同步。

需要说明的是,该采集系统如果选用更高速的 A/D 芯片,采样率可以进一步提高。因浮点放大器放大一点所需时间小于 $13 \mu s$,因此如果选用的 A/D 芯片转换时间加采样保持跟踪时间与此相当的话,系统采样率最高可达 $70kHz$ 。同时,如果该电路中的有关器件均选用更高速的话,系统采样率可大幅度提高。由于该系统的方案具有很大优越性,致使系统在速度上有很

大潜力。

三、调试中注意的几个问题

(1) PGA 的放大倍数应足够准确,否则相当于引入了非线性误差,因此 PGA 中分压网络中的电阻值要尽可能准确,一般误差应小于 0.1%。同时,运放应调零。

(2) 印刷板布线时要特别注意:①模拟部分和数字部分应尽量分开,以防止数字信号通过线间分布电容耦合到模拟部分,必要时二者间走一条地线。②模拟部分必须遵守一点接地原则,否则地线回路电位差会带来很大误差。③如果该系统周围电磁场很强,比如插在计算机中,模拟部分可考虑屏蔽。④比较器部分极易振荡,因此布线时输入输出线要远离。

(3) 电源噪声必须滤除,为此电源滤波和去耦是十分必要的,同时模拟部分电源尽量与计算机中的电源分开。

参 考 资 料

[1]董中华、靳怀义、吴正毅. 数控增益放大器.《电测与仪表》,1989 年第 5 期。

摘自《电子技术应用》月刊,1991 年第 4 期

8.6 电热恒温箱的单片微机控制系统

上海工业专科学校 王振南

本系统为电热恒温培养箱而设计。电热恒温培养箱供科研机关及医院作细菌培养之用,也可作育种、发酵及其他恒温试验用。

培养箱加热功率为 200~700W,容积 350×350×400(mm),电源为交流 220V,调温范围为 +3 ~ +60°C,升温速度 0.5°C/min,温度控制精度为 ±0.5°C。

本控制系统实际达到的性能指标为:

控制容量	AC250V,5A,阻性负载
温度设定	2位十进制数拨盘
温度显示	3位LED数码管
显示误差	<±0.5°C
打印输出	Centronic 标准并行接口
控温范围	室温~99.9°C
控制方式	数字式PID调节
控制精度	<±0.5°C

一、微机基本系统

微机基本系统原理图如图1所示。微处理机采用美国 Intel 公司单片微机 MCS-51 系列的 8031,再配上 1 片 2732AEPROM 作外部程序存储器,1 片 74LS373 作地址锁存器,1 片 Intel8155 作 RAM 和 I/O 扩展器,组成微机基本系统。由于这些器件在电平、速度等方面都完全相容,所以微机系统的硬件结构简单,调试方便。

微机系统中主要 I/O 口的分配如下:8031 的 P₁ 口为温度信号输入口,8155 的 PA 口为设定温度的拨盘输入口,8155 的 PB 口为打印数据输出口,温度显示信号由 8031 的串行口 P_{3.0} 和 P_{3.1} 输出,执行元件由 8155 的 PC₀ 控制。

二、温度信号输入通道

温度信号输入通道的原理图如图2所示,电路主要由温度传感器、运算放大器和模/数(A/D)转换器三部分组成。本方案比采用温度变送器的方案结构简单,体积小,价格便宜。

1. 温度传感器

温度传感器采用美国国家半导体公司的集成化半导体传感器 LM134,也可使用国内生产的同类型产品。集成化传感器是新型器件,它比直接用一个 PN 结作传感器灵敏度高、线性好、使用方便。

LM134 的工作温度范围为 -55 ~ +125°C。LM134 的输出电流根据下式计算:

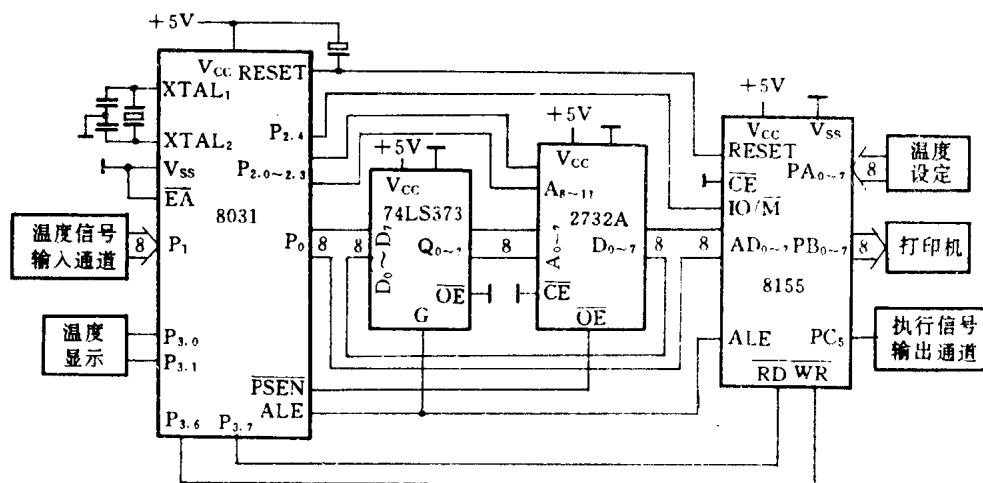


图1 单片机控制系统结构

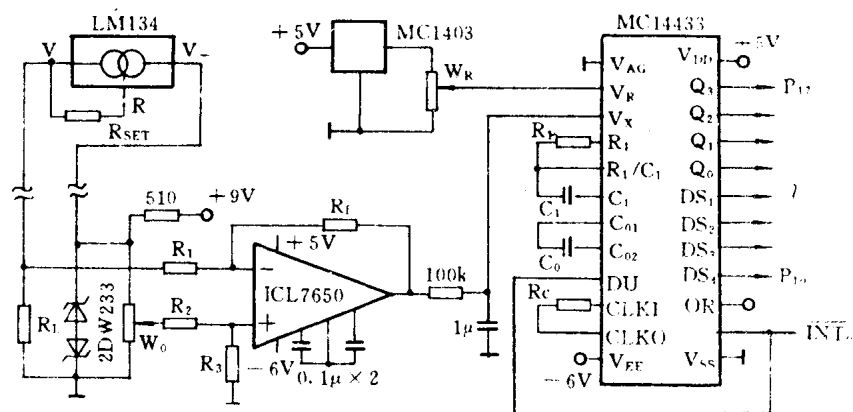


图2 温度信号输入通道

$$I_{SET} = \frac{T \cdot 227\mu V/K}{R_{SET}}$$

式中, I_{SET} 为流进 LM134 V_+ 脚的电流 (μA), T 为绝对温度, R_{SET} 为传感器外接电阻 (Ω)。

若 R_{SET} 取 227Ω , 则

$$I_{SET} = T \cdot 1(\mu A/K)$$

考虑到引线电阻对外接电阻的影响, 通常将 R_{SET} 与 LM134 一起安放在探头内, 这样即使长线传输不会降低精度, 从而可用于遥测温度。但是 R_{SET} 安放在探头中后它会有与被测点相近的温度变化, 因此 R_{SET} 必须采用低温度系数的电阻, 例如线绕电阻等。

图2中 R_L 为传感器的负载电阻, 它把传感器输出的电流信号转换为电压信号。在 $R_{SET} = 227\Omega$ 条件下, 如果 R_L 取 $10k\Omega$, 则温度信号电压

$$V_{OUT} = I_{SET} R_L = 227T \frac{R_L}{R_{SET}} = 10T(mV/K)$$

可见温度信号电压的增益,即 $V_{OUT} \sim T$ 曲线的斜率,决定于比值 R_L/R_{SET} 。增益调节可在 R_{SET} 上进行,也可在 R_L 上进行,这有利于 R_{SET} 的选用或制造。调试时可先选定 R_{SET} ,本通道选系列值 230Ω ,然后用实测 V_{OUT} 的方法,在标称值为 $10k\Omega$ 的金属膜电阻中筛选出 R_L ,使增益达到 $10mV/K$ 。增益校正可在 $0^\circ C$ (冰水)或在室温条件下进行。

下面是一组实测数据。为了提高测量精度,只测量与 $0^\circ C$ 时的标准电压 $2730mV$ 的差值

$$\Delta V_{OUT} = V_{OUT} - 2730(mV)$$

t($^\circ C$)	20	25	30	35	40	45	50
$\Delta V_{OUT}(mV)$	206	254.5	302	350	398	443	492

图 2 中 W_0 是一种多圈式精密电位器,用作起点补偿电压调整,其输出电压等于起点温度时的信号电压,本系统起点温度为 $0^\circ C$ 。补偿电压要求很稳定,否则将增大显示误差,故采用有温度补偿的稳压管 2DW233 供电。

2. 运算放大器

运算放大器采用斩波稳零运算放大器 ICL7650,也可使用国内生产的同类产品。ICL7650 又称调制式放大器,是美国 Intersil 公司在 80 年代投放市场的第四代运算放大器,输入失调电压为 $\pm 1\mu V$,温漂为 $0.01\mu V/^\circ C$,开环增益不小于 $120 dB$,共模抑制比不小于 $120 dB$,ICL7650 所需外接元件少,使用方便。

ICL7650 对输入信号电压 V_+ 和 V_- 作差动放大。本系统中 V_+ 即为补偿电压, V_- 即为传感器的温度信号电压。可以证明运放的输出电压 V_0 为

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_+ - \frac{R_f}{R_1} V_-$$

放大器的差模输入信号 V_d 和共模输入信号 V_c 分别为

$$V_d = V_+ - V_-$$

$$V_c = \frac{V_+ + V_-}{2}$$

上式可改写成

$$V_0 = \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) - \frac{R_f}{R_1}\right] V_c + \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) + \frac{R_f}{R_1}\right] V_d$$

为了抑制共模信号,选取 $R_f/R_1 = R_3/R_2$,使上式中第一项为 0,这时运放的输出电压 $V_0 = V_d R_f/R_1$,即运放输出电压与共模信号无关,只与补偿电压和温度信号电压之差成比例。

为了使后面的 A/D 转换器得到合适的输入模拟电压,本系统选取 $R_1 = R_2 = 100k\Omega$, $R_3 = R_f = 200k\Omega$,故运算放大器 ICL7650 的差模增益 $G_D = R_f/R_1 = 2$ 。

3. A/D 转换器

A/D 转换器采用美国 Motorola 公司的双积分式 $3\frac{1}{2}$ 位的 MC14433,也可用国内生产的同类型产品。MC14433 的抗干扰能力强,外接元件少,使用方便。

MC14433 采用扫描的方法,输出 $3\frac{1}{2}$ 位 BCD 码,从 0000~1999 共 2000 个数码。如果系统工作范围为 $0 \sim 100^\circ C$,则 A/D 转换可达到 $0.05^\circ C/b$,能满足本系统的要求。

图2中电阻 R_C 是内部时钟振荡器的外接电阻,它的数值决定内部时钟频率 f_{CLK} 。本系统选取 R_C 为 $300k\Omega$, f_{CLK} 约为 $100kHz$,A/D转换速度约为每秒6次,符合要求。

MC14433的积分电压曲线如图3所示,积分曲线的上升边是对输入模拟信号 V_X 进行积分,曲线的斜率与外接积分元件 R_1 和 C_1 有关。积分时间为 T_1 ,在 f_{CLK} 确定之后, T_1 是固定的。

积分元件的调试方法如下:当 V_X 为最大值、MC14433输出的数字量也为1999,而 \overline{OR} 脚无过量程信号时,积分电压 V_A 的峰值应比MC14433的电源电压 V_{DD} 略低,留下一点余量。积分电压 V_A 可通过MC14433的第6脚用示波器观察,图3中曲线①是恰当的;曲线②表明 R_1C_1 值过小,当 V_X 接近最大值时,积分电压出现饱和,MC14433输出的数字量,将不能与 V_X 保持线性关系,误差将会增大;曲线③表示 R_1C_1 值过大,积分电压幅值太小,MC14433比较器的分辨率将变差,精度降低。本系统选取 $C_1=0.1\mu F$, $R_1=470k\Omega$ 。

如果输入模拟信号电压的极性是单方向的,则应该使MC14433工作在负极性输入,以增大积分电压的变化幅度,提高比较器的分辨率,提高精度。为此,本系统的运放ICL7650输出的模拟信号电压,在正常情况下,始终是负极性的。图3中曲线也是在负极性输入情况下的积分曲线。

积分电压曲线的下降边是A/D转换器对基准电压 V_R 进行反向积分。基准电压由MC1403供给,其输出电压稳定在 $2.5V$,用电位器 W_R 调节 V_R 的大小。积分曲线下降边的斜率决定于积分元件值 R_1 、 C_1 和基准电压值 V_R 。

在图3中的 t_3 时刻,积分电压为0, $T_X=t_3-t_2$ 期间所占用的时钟周期数,就是MC14433的输出数字量。在模拟信号电压 V_X 为某一定值时,调节 W_R ,可改变下降边的斜率,从而改变MC14433输出的数字量。所以 W_R 是A/D转换器的增益调节。

电位器 W_R 的调试方法是这样的:温度传感器在最高工作温度 $100^\circ C$ (沸水)条件下,运放ICL7650输出的信号电压(约 $2V$)即为MC14433输入模拟信号电压 V_X 的最大值,这时可以调节 W_R ,使MC14433输出的数字量为满度值1999,而 \overline{OR} 脚无过量程信号。 W_R 也称为满度调节。

温度信号输入通道的总增益由温度传感器、运放和A/D转换器三个环节的增益所决定。在本系统中,前两个环节的增益是固定的,只用电位器 W_R 作为整个输入通道的增益调节。这样有利于整个通道的设计、安装和调试。

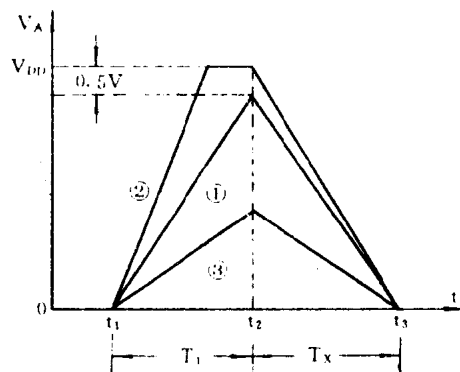
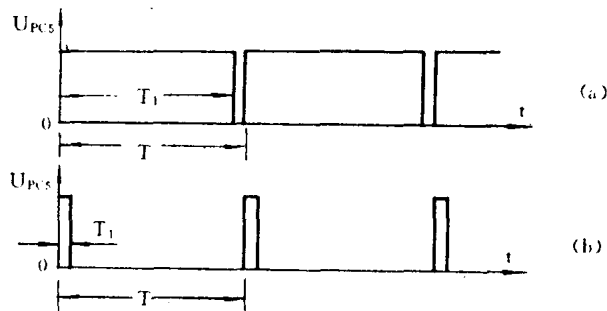


图3 MC14433在负极性输入下的积分曲线

三、执行信号输出通道

为了简化输出通道的硬件结构,考虑到加热系统具有较大的热惯性,本系统采用脉冲宽度调制的控制方法。微机系统输出的控温信号如图4所示。输出高电平时,使双向可控硅导通,电热丝通电,输出低电平时,双向可控硅截止,电热丝断电。脉冲宽度 T_1 与周期 T 的比值为 ρ ,它反映了系统的输出控制量。图4(a)的波形, $\rho=95\%$,为系统的输出上限;图4(b)的波形, $\rho=5\%$,为系统的输出下限。

图4 8155PC₅ 输出的控制信号

执行信号输出通道的原理图如图5所示,微机系统8155PC₅的输出信号经过光电耦合

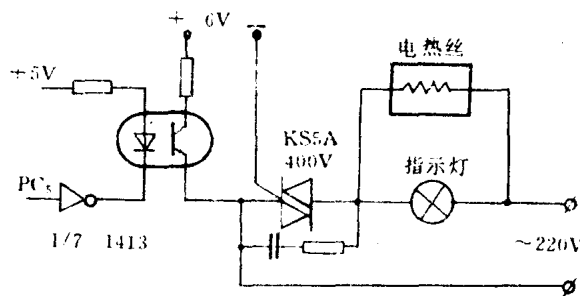


图5 执行信号输出控制通道

器,直接控制双向可控硅的门极,从而控制电热丝的平均加热功率。这样使输出通道省去了D/A转换器和可控硅移相触发电路,大大简化了硬件。而且可控硅工作在过零触发状态,提高了设备的功率因数,减轻了对电网的干扰。

8155 I/O 脚的负载能力不足以驱动光电耦合器的发光二极管,所以用1413的一路作为功放。

光电耦合器的光敏三极管所能通过的电流足以触发5A的双向可控硅,其间不必加功放环节。对可控硅门极采用负极性触发,使之工作在灵敏度较高的I₋和III₋方式。

触发电路6V电源不必采用稳压;只需一般的阻容滤波即可,但不能与微机基本系统的5V电源相通。

可控硅门极回路与220V电源相通,光电耦合器的绝缘耐压,能有效地把微机系统与220V强电隔离。

四、系统的应用软件

控制系统的流程如图6所示。

1. 温度信号的读入和处理

主程序在初始化时允许INT₀中断,并设置为边沿激活方式,MC14433EOC为中断请求信号。中断服务程序把“转换结束”标志置位。主程序在“转换结束”标志置位时,采用查询的方式,根据MC14433的选通信号DS₁~DS₅,对Q₀~Q₃的信息分别进行处理和存放。程序的每次循

环,只读入一组数据。在读完四组数据之后,程序进行传感器是否断线的判断和处理。

为了削弱干扰的影响,程序采用一阶滞后数字滤波的方法,对读入信号进行平滑加工。滤波算式为:

$$\bar{X}_i = (1 - \alpha)\bar{X}_{i-1} + \alpha X_i$$

式中, \bar{X}_i 和 \bar{X}_{i-1} 为第*i*和第*i-1*次读入后经滤波的信号值, X_i 为第*i*次未经滤波的读入信号。 α 为滤波系数, $0 < \alpha < 1$,由实验确定。

显示更新程序把滤波后温度值从单片微机的串行口输送到显示接口电路。串行口设置为操作模式 0。

2. 控制算法

在标准的 PID 算法

中,积分项的累积值过大,常常是造成系统超调的原因。为了提高控制质量,我们对 PID 算法进行改进,采用所谓积分分离的 PID 位置式算法。当偏差绝对值小于某一预定门限时,采用标准的 PID 算法

$$U_i = k \left[e_i + \frac{T_i}{T} \sum_{l=0}^i e_l + \frac{T_D}{T} (e_i - e_{i-1}) \right] + U_0$$

式中: U_i 为系统控制量, e_i 为第*i*次偏差, T 为采样周期, T_i 为积分时间, T_D 为微分时间, k 为比例系数, U_0 为系统基准控制量。当偏差绝对值大于这一预定门限时,舍去积分项的运算。这样,在温度值离设定值较远时,不进行积分,从而减少积分项的累积。

调节参数和采样周期,是在参考经验数据的基础上用实验法来确定的。本控制系统中, k 取 4, T_i 为 4 分钟, T_D 为 40 秒, T 为 10 秒。

基准控制量 U_0 (本系统中即为基准脉冲宽度)对控制精度有较大的影响。如果 U_0 太大,温度会在设定值以上波动,反之, U_0 太小,温度就会在设定值以下波动。控制程序使 U_0 随温度设定值而自动调节,提高了精度,减小了波动。

程序还对系统控制量作上、下限幅,使输出脉冲宽度与脉冲周期的比值 ρ 的范围在 5%~95%之间。本系统中脉冲周期取 10 秒,与采样周期相同,这样图 5 中与电热元件并联的指示灯始终闪烁发光,这是系统正常工作的一种标志。操作人员还可以从亮、暗时间的比例,方便地了解系统的控制量。

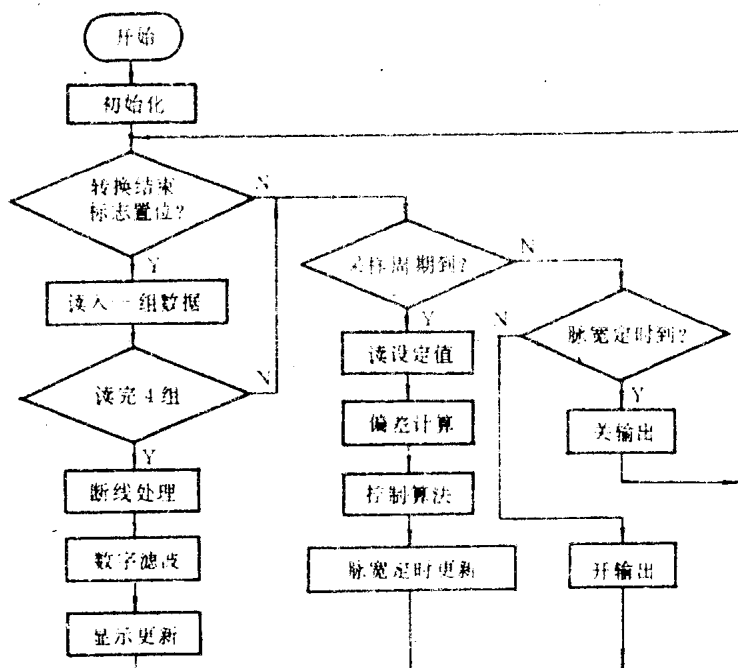


图6 控制系统流程图

8.7 智能 L、C、R 测试仪的原理及设计

南京东南大学 周杏鹏

一、概 述

目前常见进口和国产的高精度 L、C、R 电桥,均采用阻抗-矢量电压法测量 L、C、R 参数。通常这些仪器都设置了高精度差动放大器、精密鉴相电路、高性能的滤波器、比较器、积分器、高分辨力的双斜式 A/D 等一系列功能电路;因正弦信号源直接影响测量精度,在正弦电路中均采取了一系列稳频、稳幅和降低失真的措施。虽然这类仪器精度较高,但整个仪器结构复杂,对元器件要求高,选配和调试困难,生产成本低,体积较大,需 200V 交流供电等原因,使其推广受到了限制。

为此,我们于 1988 年研制了一种采取阻抗-相角法新方案,适合各种工程普通测试需要的 MBM 型智能 L、C、R 测试仪(以下简称 MBM)。该仪器主要性能指标如下:

测量范围: L 0.1 μ H~100H

C 0.1pF~300 μ F

R 0.1 Ω ~100M Ω

测量精度:0.5 级

测量信号频率:50~1500Hz(数字显示、连续可调)

供电电源: 干电池 5 号 6 节(I 型)

交流 220V(I 型)

二、测量原理

要比较精确地测量电感元件和电容元件的 L、C 值,必须考虑电感的有效电阻和电容的泄漏电阻。MBM 采用图 1 所示的测量回路和原理模型。开关 K 由 CPU 控制,测量时使被测元件先后与两个已知固定阻抗相串联,尔后两次测量 U_i 和 U_x 之间的相位差——相角 θ 。

对每次测量均有:

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{X}{R} \quad (1)$$

式中 θ —— U_x 与 U_i 之间的相差角;X——回路总阻抗之虚部;R——回路总阻抗之实部。

这里总阻抗是指被测元件和固定阻抗元件串联后的总阻抗。

两次测量得到两个 θ 值即 θ_1, θ_2 。根据式(1)可列出两个方程,解出两个对数 X、R,然后按测量回路模型进一步计算待求元件参数。以电感元件测量为例,根据图 1(a)有

$$\begin{cases} \frac{X_L}{R_{S1} + R_L} = \text{tg}\theta_1 \\ \frac{X_L}{R_{S2} + R_L} = \text{tg}\theta_2 \end{cases} \quad (2)$$

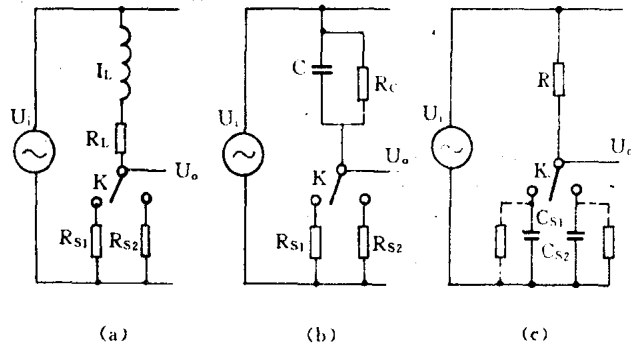


图 1 测量回路原理图

由于 R_{S1} 、 R_{S2} 值已知, 正弦波频率 f 可由仪器实测得到, 故 CPU 根据式(2)和 $X_L = 2\pi fL$ 的关系式可方便地解算得到 L 和 R_L 值以及当前频率下的品质因数 Q_1 。

三、仪器的结构特点

采用阻抗-相角法测量 L 、 C 、 R 参数, 要获得高精度, 必须有一个高精度的测量电路。MBM 以 MCS-51 单片机为核心, 为充分利用该单片机的优势, 采用过零鉴相填充计数法进行测相。其阻抗-相角转换及测相电路(以电感测量为例)如图 2 所示。

开关 K 与 R_{S1} 或 R_{S2} 合上后, 被测电感元件两端的正弦信号经过零比较器 A_1 、 A_2 变成两组方波, 经异或门得到脉宽等于相角 θ 的一系列矩形脉冲。在测量精度不高时, 测量该矩形脉冲宽度可用 51 单片机本身带有的外触发中断和 16 位计数器/定时器, 直接对脉宽进行测量。

在高精度测量时, 特别是信号频率较高时, 由于 51 单片机的计数/定时器的最高计数频率和定时频率分别为 CPU 主振时钟频率的 $1/24$ 和 $1/12$ 。若 CPU 的主振时钟取典型值 6MHz , 则其定时的量化误差为 $2\mu\text{s}$, 在正弦信号频率为 1kHz 时, 相角的量化误差将达 0.72° , 为此我们自行设计了图 2 虚线框内的精密测相电路。74LS393(或 MM74HC393)是双 4 位二进制计数器, 我们把它串联组合成一个 8 位二进制计数器, 其最高计数频率可达 50MHz 。在矩形脉冲到来时 (V_A 由低变高), 24MHz 的高频时钟脉冲得以通过与非门进入 393 计数, 393 计满 256 个脉冲, 便在其最高输出位 Q_{D2} 产生一个负跳变, 从而使设置成计数方式的 T_0 (方式 1) 计数器加 1。一旦矩形脉冲由高变低, INT_0 便向 CPU 申请中断, 同时使与非门封住时钟脉冲, 计数停止。CPU 响应中断后, 顺次读入 P_1 口, $P_{3,4}$ 与 TL_0 、 TH_0 便得到全部计数值, 然后通过 $P_{1,7}$ 对 393 输出清 0, T_0 重置时间常数 00H 再开始下次测量。

与直接由 51CPU 测量脉宽的电路相比, 图 2(虚线框图)所示电路所增元器件仅一片 393、一个 24MHz 时钟及一个与非门, 成本还不到 10 元。但脉宽的量化误差从原来的 $2\mu\text{s}$ 减到 48ns , 亦即使相角的量化误差减到原来的 $1/48$, 从而保证了 MBM 的测量精度。

因 MBM 采用阻抗-相角法, 不对 U_i 和 U_x 进行幅值测量及由程序控制定时实测正弦信号频率, 从而大大降低了仪器对正弦信号电路的要求, 不必象阻抗-矢量电压法仪表那样对正弦发生电路采取专门的稳压、稳频措施, 我们仅用一片四运放 LM3900 和若干阻容元件, 便设计

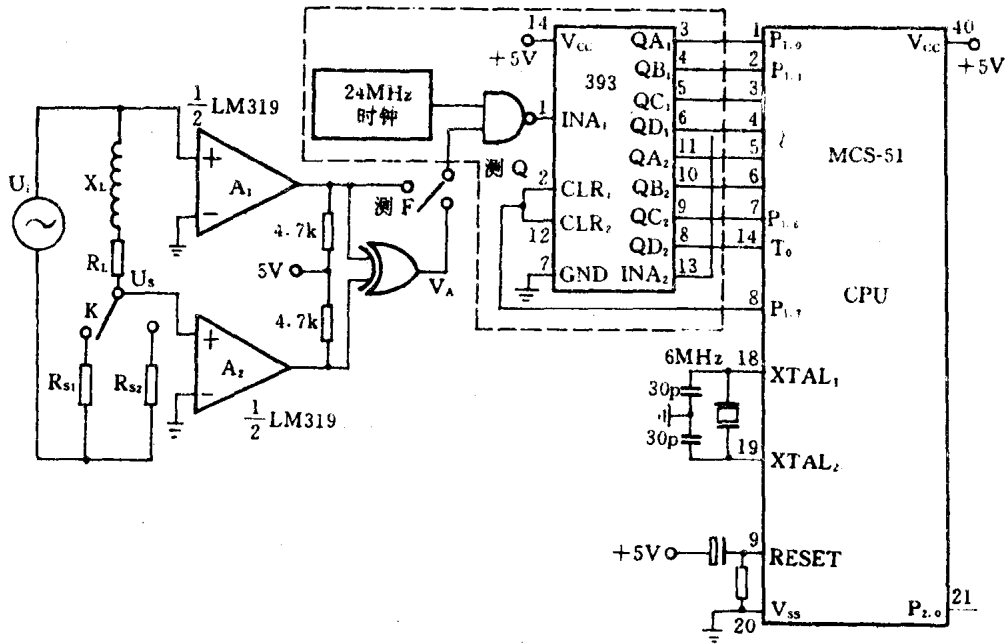


图2 阻抗-相角转换及测相电路

出了一个完全符合要求,成本十分低廉的低失真(典型值为0.2%)的正弦发生器电路见图3。

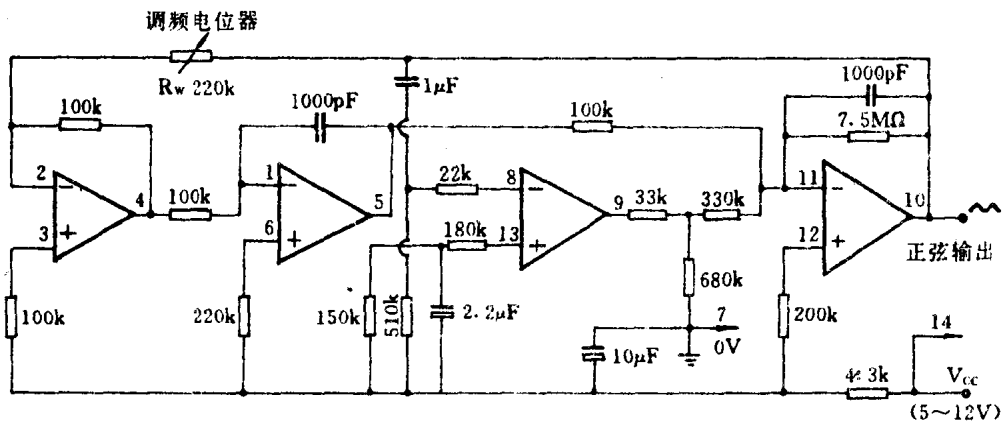


图3 正弦发生器电路

按L、C、R各档量程,设置了多组由稳定性好的精密金属膜电阻和云母电容组成的固定阻抗阵列。它们由量程按钮和内部继电器进行切换。整个仪器的原理性框图如图4所示。

仪器全部程序为14.73k,分为初始化、自检、正弦信号测频、相角测量、L、C、R解算,显示等模块,固化在1片27128中。

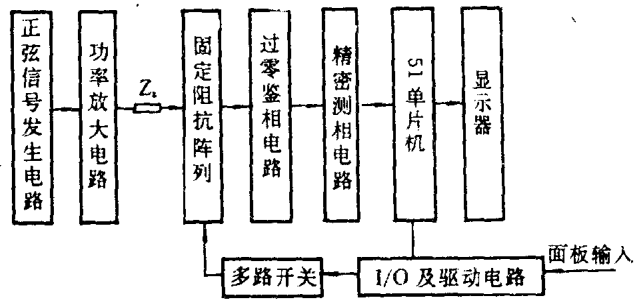


图4 整机原理框图

四、结束语

MBM 采用自动切换测量回路,两次测量相角的新颖方案,避开了对 U_1 、 U_2 幅值的测量,从而使仪器硬件结构大为简化。由于仪器采用自行设计的低成本高精度测相电路和正弦发生电路,并由程序控制定时实测正弦信号频率及采用多次测量中值滤波等措施,既保证了仪器的精度,又降低了仪器的生产成本,适应普通工程测量的需要。

摘自《电测与仪表》月刊,1991年第7期

8.8 采用 LMS 算法的单片机数字交流电桥

山东工业大学 孙莹 马会亭

一、引言

在精确测量一个阻抗时,通常采用交流电桥。而目前所使用的交流电桥,大多采用手动调节使电桥平衡,测量速度很慢,且测量精度受杂散阻抗的影响。本文提出了一种由单片微型计算机构成的自动数字交流电桥。该电桥采用简化的最小均方算法,使计算过程避免了复数运算,提高了测量精度和速度,且具有可复检性、稳定性、可靠性和灵活性等优点。

二、电桥工作原理

图 1 是该电桥的工作原理框图,由图可知:该电桥由两个正弦波形的电源和两个阻抗组成桥臂。在不考虑杂散阻抗等因素的理想情况下,该电桥的平衡条件为:

$$V_x/V_r = Z_x/Z_r \quad (1)$$

式中: V_x ——电桥平衡所需电源电势的均方根值; V_r ——参考电势的均方根值; Z_x ——需要测量的阻抗; Z_r ——参考阻抗。

误差电压 E 为:

$$E = (V_x Z_r - V_r Z_x) / (Z_x + Z_r) \quad (2)$$

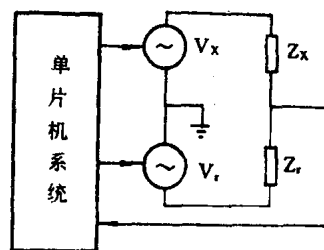


图 1 电桥工作原理

不断地调整一个或几个参数使误差电压 E 减小,最终使电桥达到平衡。调整参数所需的次数由电桥的收敛速率决定。

三、电桥平衡的 LMS 算法

所谓 LMS(least mean square)算法,就是使电桥平衡所需的电源电势与单片机发出的电势之间的差值,即误差的均方最小。用 LMS 计算的数据控制单片机发出电势 V_x 的大小和相位,使电桥达到平衡。

由图 1 知,电桥平衡所需的电源电势 V_x 与电桥平衡时未知阻抗 Z_x 上的压降相等,即 $V_x = V_r Z_x / Z_r$ 。单片机产生的电源电势 V_x 的直轴分量记为 V_{x_i} ,交轴分量记为 V_{x_q} ,分别以 W_{x_i} 和 W_{x_q} 表示 V_{x_i} 和 V_{x_q} 大小的权重,则 LMS 算法就是使 Z_x 上的压降 $V_r Z_x / Z_r$ 与单片机产生的电势 $V_x (=V_{x_i} + V_{x_q})$ 之间的差值,即不平衡电压 E 的均方最小。

V_r 是参考电势,假定它是由 n 个点的正弦波组成。

$$A \sin(\omega_0 K T) \quad K = 0, 1, 2, \dots$$

式中 T 是采样频率的倒数,也即是迭代周期。 ω_0 是电源 V_x 和 V_r 的角频率, $\omega_0 = 2\pi/nT$ 。复电势 V_x 由直轴电势 V_{x_i} 和交轴电势 V_{x_q} 组成。通过反复调整权重 $W_{x_{ik}}$ 和 $W_{x_{qk}}$ 使均方差 $E[(e_k)^2]$

最小,其中下标 k 表示第 k 次迭代。当已知第 k 次迭代值后,则第 $(k+1)$ 次迭代值由下式决定:

$$W_{Xi(k+1)} = W_{Xi(k)} - 2ue_k \text{Asin}(\omega_0 kT), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

$$W_{Xq(k+1)} = W_{Xq(k)} - 2ue_k \text{Asin}(\omega_0 kT), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (4)$$

$$v_{X(k+1)} = v_{Xi(k+1)} + v_{Xq(k+1)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

$$v_{r(k+1)} = \text{Asin}(\omega_0 kT), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

式中 u 是控制收敛速率和收敛稳定性的收敛因子, v_x 是单片机发出电势的瞬间交流流量, 瞬间直轴和交轴电势分别为

$$v_{Xi(k+1)} = W_{Xi(k+1)} \cdot \text{Asin}(\omega_0 kT), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

$$v_{Xq(k+1)} = v_{Xq(k+1)} \text{Acos}(\omega_0 kT), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

通过调整收敛因子 u 可获得合适的收敛速率。收敛因子 u 是一个大于零且小于 V_{Xi} 和 V_{Xq} 的自相关矩阵的最大特征值的倒数的数。未知阻抗 Z_x 可由下式计算出:

$$\left. \begin{aligned} Z_x &= R_x + jX_x \\ R_x &= W_{Xi} \cdot R_r \\ X_x &= W_{Xq} \cdot R_r \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

四、硬件电路及软件设计

图 2 是单片机交流电桥的电路结构图。

系统由主机 8039、地址锁存器 74LS378 和 EPROM 外部程序存储器 2732 构成单片机的最小系统。

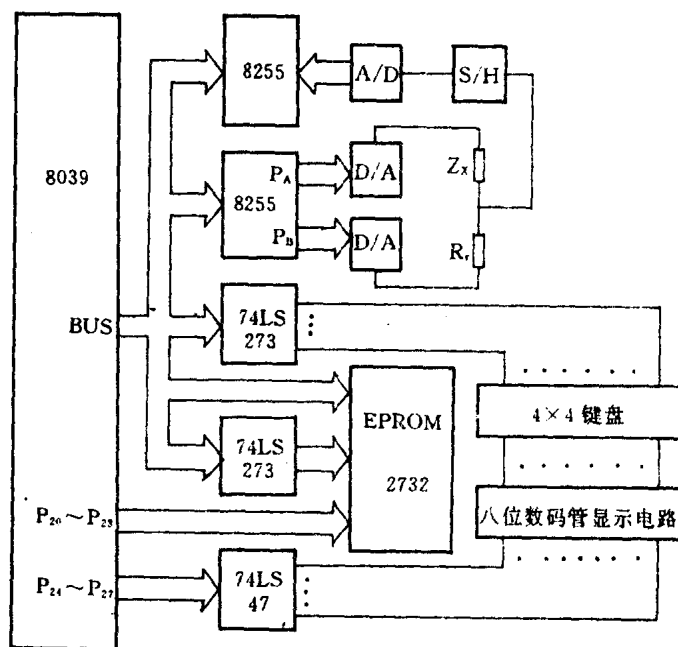


图 2 单片机交流电桥电路原理

系统的显示电路,由 8 个数码管构成,用于显示系统参数值和被测阻抗值,该显示电路由 BUS 口的 $DB_0 \sim DB_7$ 控制数码管的位码, $P_{24} \sim P_{27}$ 作为段码控制,经译码器 74LS47 和驱动电

路连至数码管的段码控制端。

为了解决输入输出接口不够的问题,采用了两片扩展接口片 8255。8255 接口片有 3 个 8 位端口,分别为 P_A 口、 P_B 口和 P_C 口。由一片 8255 的 P_A 口和 P_B 口分别与两片数/模转换器相接,产生软件控制的正弦波电势 V_r 和 V_x 。选择合适的权重 W_{xi} ,利用公式(7)得到电源电势 V_x 的直轴分量 V_{xi} ,选择合适的权重 W_{xq} ,利用公式(8)获取交轴分量 V_{xq} 。 V_{xq} 与 V_x 之和即为瞬态电势 V_x ,经 DAC 转换成模拟量输出至未知阻抗 Z_x 。

为了避免复数运算,参考阻抗取为电阻 R_r 。由 Z_x 与 R_r 连接点处获取瞬时误差电压 e ,经采样-保持电路处理后,由 ACD 模/数转换器转变成数字量读入单片机。

单片机交流电桥的程序框图见图 3。

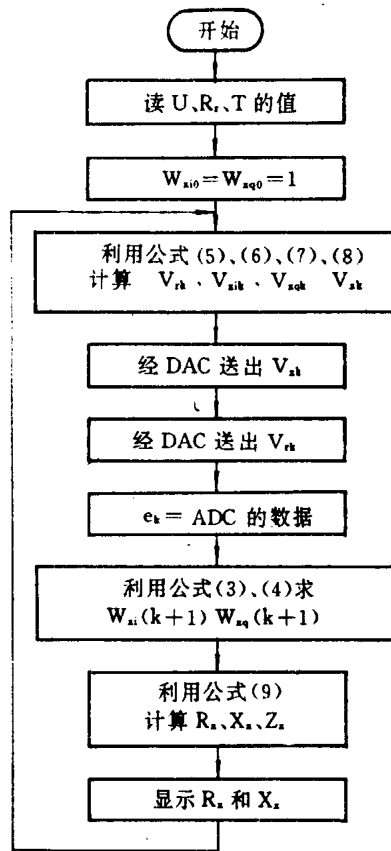


图 3 程序框图

五、结 语

本文提出了一种采用 LMS 算法的单片机交流电桥,由于该电桥采用了逐次逼近使电桥平衡的方法,故可测量时变(随时间变化较缓慢)的阻抗;采用简化的最小均方算法,避免了复数运算,提高了运算速度;且能在测量过程中滤除干扰信号,提高了测量精度。

由于采用的是 8 位单片机及 8 位的数/模、模/数转换器,故测量速度不太快,测量精度不很高。若采用 16 位或 32 位和微机和多位数/模、模/数转换器,肯定能获得更理想的结果。

摘自《电气自动化》,1990 年第 1 期

8.9 单片微机的数字相位测试仪

河南省计量测试研究所 赵 军

一、测量原理

图 1 为单片数字相位测试仪结构原理图。

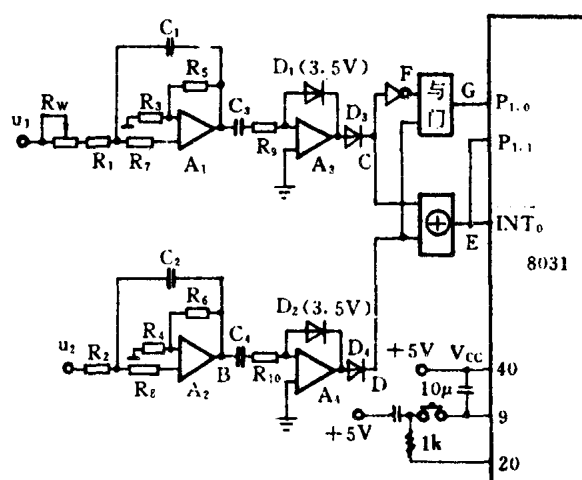


图 1 硬件接口

u_1 、 u_2 经过 A_1 、 A_2 低通滤波器，送入 A_3 、 A_4 过零检测器，其输出信号通过异或门 G 的输出信号 E 是一个脉冲宽度与 u_1 、 u_2 两信号之间的相位差成正比例的脉冲序列信号；此脉冲序列信号输入 8031 单片机，经运算处理后，结果输出到显示器上显示，也可通过打印机接口打印输出。

二、相位-频率转换模拟电路

它由低通滤波器、过零检测器和异或门组成。主要用来产生一脉冲宽与 u_1 、 u_2 相位之差成正比例的脉冲序列 E 信号。其各点波形见图 2。

(1) u_1 、 u_2 是对称的两通道，因此在选择元件时，应尽可能保证使用同一型号的元件。

(2) 低通滤波器 A_1 和 A_2 的设计。按照要求选择截止频率的大小，如 u_1 、 u_2 为 50Hz 的工频，那么选择截止频率为 150~200Hz 较好。

(3) 低通滤波器 A_1 和 A_2 在理想下完全对称，但实际上元件参数总有一定的差别，为了使 A_1 和 A_2 的相位角相等，可在低通滤波器 A_1 的输入端串一个可调电位器 R_w 。

(4) u_1 、 u_2 相位超前与滞后的判别。

由于 G 信号接在 8031 的 $P_{1.0}$ 管脚(见图 3)，故在 u_1 、 u_2 接通时，首先由 8031 判断 $P_{1.0}$ 的状

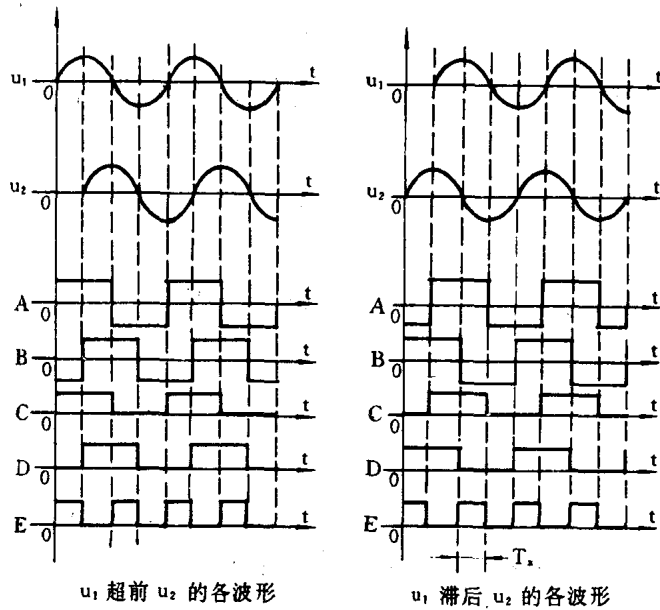


图2 波形图

态。若 $P_{1.0}=0$, 则将 CPU 的 00H 置位 (表示 u_1 超前 u_2); 若 $P_{1.0}=1$, 则将 CPU 的 00H 清零 (表示 u_1 滞后 u_2)。在最后显示结果时, 根据 00H 的状态, 用“+”表示 u_1 超前 u_2 ; 用“-”表示 u_1 滞后 u_2 。

三、硬件电路控制单元

本电路采用的是 8031CPU 的最小系统。显示接口为 74LS164 移位寄存器, 并行接口为 8255, 程序存储器采用 2732。它的主要功能是状态参数的预置、数据的处理和结果的输出和打印。

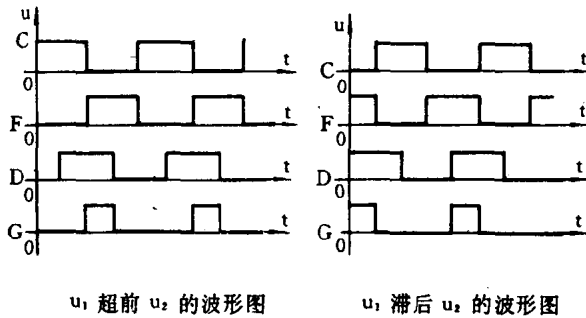
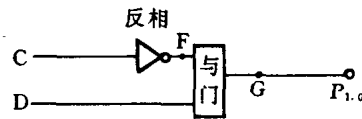


图3 超前滞后波形判别

四、相位测量的方法

(1) 根据定义, 周期同为 T 的两个同频信号, 其相差为 φ_x , 过零点的时间差为 T_x , 则

$$\frac{T}{360^\circ} = \frac{T_x}{\varphi_x}$$

即

$$\varphi_x = \frac{360^\circ}{T} T_x$$

式中 $\frac{360^\circ}{T}$ 为常数; 可由用户在程序内部设定或直接在 8255 口上预置, T_x 即为 E 信号的脉冲宽度。

(2) 8031CPU 有两个计数器/定时器, 它可以方便地进行内部定时和外部计数。若 $C/T=$

0 时,则 8031 处于内部计数状态。此时,若设定 $TR_0=1$ 和 $GATE=1$,则 T_0 是否计数取决于 $\overline{INT_0}$ 的信号;当 $\overline{INT_0}$ 由 0→1 时, T_0 计数;当 $\overline{INT_0}$ 由 1→0 时,停止计数。这样,将 E 信号接在 $\overline{INT_0}$ 上,就可方便地求出 E 的脉宽 T_x 见图 4。

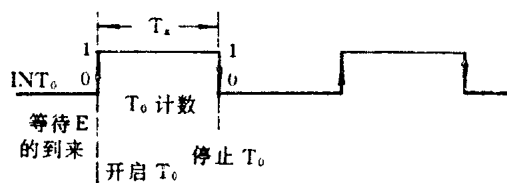


图 4 脉冲宽度测量

(3) 为提高测量精确度,可进行多次测量,并求其平均值。测量次数可由程序内定,也可由 8255 口直接预置。程序流程见图 5。

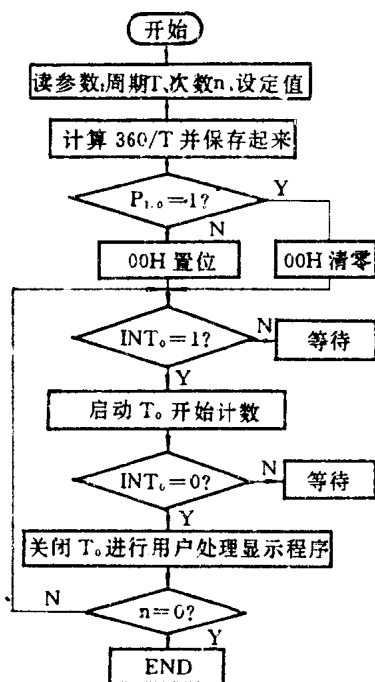


图 5 相位脉冲宽度测量

五、结 束 语

相位是交流信号的一个重要参数,现在相位的数字化测量大多都是采用相位—电压转换和相位—频率转换后,通过 A-D 转换和数字频率计来实现。采用 8031 单片机作为微控制器,可充分利用 8031 片内的硬件功能和 CPU 处理功能,使仪器结构简单、体积小,可靠性和仪器的性能价格比提高,可达到理想的测量效果。

8.10 单片机的气体流量测量

安徽机电学院 骆德汉

一、引言

在气体流量测量中,很多场合不仅需要测量当地状态下的瞬时流量和累计流量,而且还要测量标准状态下的瞬时流量和累计流量。传统的流量计只能计量当地状态下的流量,而要实现标准状态下的流量计量则很困难。一般是根据测得的当地状态下的流量,通过人工换算而求得标准状态下的流量,工作量大,精度低。本文介绍一种把 8031 单片机与传统流量计结合起来的智能气体流量测试系统。该系统具有自动补偿、自寻故障等功能,它可配接多种脉冲量输出的气体流量计,实现各种状态下的流量计量。

二、系统组成及工作原理

气体流量测试系统框图如图 1 所示。流量计输出的脉冲信号经光电耦合和整形后,由

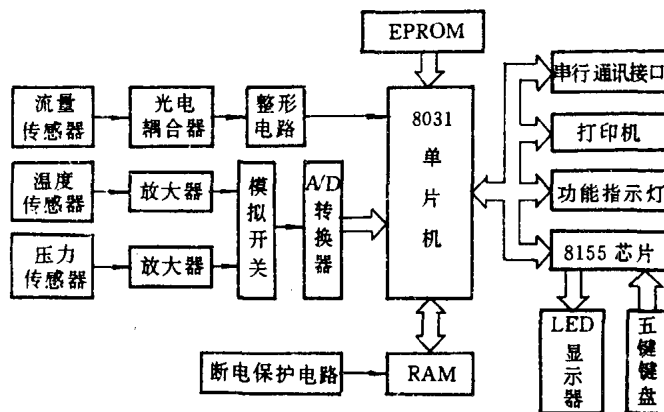


图 1 测试系统结构框图

8031 单片机读取,同时被测气体的温度和压力分别由铂电阻和固态压阻式压力传感器检测并通过各自的放大器放大,由模拟开关切换,A/D 转换器分时采样转换成数字信号。8031 读取这些信号进行线性化处理 and 必要的运算,并将结果送 LED 显示,也可由打印机打印或通过串行口输出

1. 当地状态下的流量测量

被测气体在流量计规定的流量、压力范围内通过流量计时,在 1 秒时间内输出的脉冲数 N 与通过它的瞬时容积流量 Q_i 成正比,即 $Q_i = N/\zeta$,其中 ζ 为流量计系数,可通过键盘输入 RAM。测量时,8031 单片机内部定时器/计数器 CTC₁ 不断采样流量计输出的脉冲数,并通过硬件中断每秒钟对测得的流量算一次,求得被测气体在当地状态下的瞬时容积流量 Q_i 和累计

容积流量 Q_v 。

2. 标准状态下的气体流量

为了测得标准状态下的瞬时流量和累计流量,需要对当地状态下的瞬时容积流量进行温度、压力补偿。测量系统在硬件上通过 8031 单片机外部中断 INT_1 分时采样被测气体的温度和压力,再由软件对温度、压力信号进行相应的线性化处理,并依据理想气体状态方程:

$$Q_0 = Q_1 \frac{P_1}{P_0} \cdot \frac{T_0}{T_1}$$

对当地状态下的瞬时容积流量 Q_1 进行温度、压力补偿运算,从而得到标准状态下的瞬时流量,进而求得标准状态下的累计流量。式中 Q_0 、 P_0 和 T_0 分别为气体在标准状态下的瞬时流量、绝对压力和绝对温度; Q_1 、 P_1 和 T_1 分别为气体在当地状态下的瞬时容积流量、绝对压力和绝对温度。

三、 硬件设计及特点

测量系统的硬件设计采用积木式结构,它由输入模板、主模板和显示/键盘模板组成。由于采用积木式结构,使系统结构紧凑、调试方便,易于维护。

1. 输入模板

测量系统不仅要测得当地状态下的瞬时容积流量和累计容积流量,而且要对当地状态下的瞬时容积流量进行温度、压力补偿,求得标准状态下的瞬时流量和累计流量。因此,输入模块上不仅要设计能接收流量计输出的数字量输入通道,还要设计能接收温度、压力传感器输出的模拟量输入通道。其结构框图如图 2 所示。为了提高测量系统的抗干扰能力,流量信号采用光电耦合、脉冲整形的传输方式,有效地抑制干扰信号的影响。光电耦合器的输入阻抗较低,而干

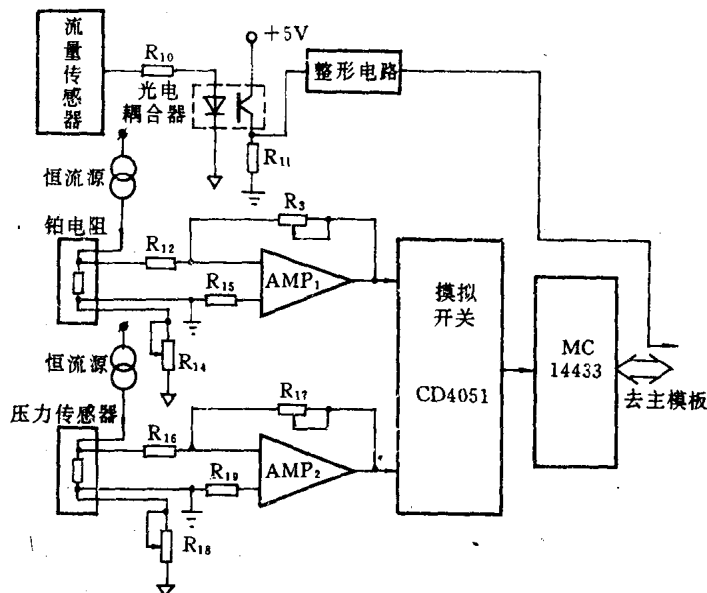


图 2 输入通道结构框图

扰源的内阻一般较大,所以传输到 8031 的干扰信号就很弱;另外,光电耦合器是以电流方式工作,即使干扰源有较大的幅值,但其能量较小,干扰信号就难以通过光电耦合器。但光电耦合器频率响应范围较小,其输出波形质量随着输入信号频率增大而变差。为了使 8031 单片机能正确无误地采样,流量信号在经过光电耦合器后,还需再整形。实践表明,流量信号经过光电耦合和整形处理,测量系统抗干扰能力强,信噪比高,工作可靠。

为了减小温度传感器、压力传感器引线产生的误差,克服漂移,提高精度,两种传感器均采用恒流源供电,四线制接线,电压放大的模入通道结构。采用恒流源供电的特点是恒流源精度高,稳定性好,可降低传感器输出漂移。但设计恒流源,也应考虑到电流流经传感器时,传感器电阻值变化的因素。一般不应设计过大的电流来提高传感器输出电压,而应以小电流(1mA 为宜)供电,用电压放大来满足信号的幅值。四线制接线即是把恒流源输出的两根线引至传感器并将传感器串接在恒流源中,另外从传感器输出端用两根线把传感器输出的电压信号引至电压放大器。由图 2 可知,一方面恒流源大小不会因恒流源输出线电阻值变化而改变,即传感器输出的电压不受恒流源引线电阻值变化的影响;另一方面,电压放大器直接从传感器输出端取电压信号。这样既可避免恒流源输出线上的电压作为传感器的输出电压被放大器放大,还可使电压信号引线上无电流通过,消除了电压信号引线阻值变化对电压放大器输入的影响。由此可见,四线制接线能有效地消除传感器引线因长度变化或环境温度变化所引起电阻值变化而产生的测量误差。电压放大器是将传感器输出的电压信号进行放大调整,使其在测量的温度或压力范围内输出 0~1.999 伏,供 MC14433A/D 转换器转换成三位半 BCD 数。由于两路模拟信号共用一个 A/D 转换器,因此,电压放大器的输出信号由模拟开关切换。模拟开关和 A/D 转换器的工作均由 8031 单片机控制。

2. 主模板

测量系统主模板主要由 8031 单片机,一片 2764EPROM,一片 6116RAM 和一些必要的逻辑器件构成。由于系统需要对气体进行累计流量测量,因此,主模板上设计了断电数据保护电路,确保断电后,所测得累计流量不被丢失。

断电保护电路的基本设计思想是当工作电源下降到断电告警电压设定值 V_P 以下时,使 RAM 的片选信号 \overline{CS} 处于高电平而不受 \overline{RD} , \overline{WR} 等信号的影响,并由备用电池向 RAM 供电,保证 RAM 在断电后处于低功耗维持状态,使数据保持不变。断电保护电路如图 3 所示。备用电池采用 3 伏可充电镍镉电池。工作时,镍镉电池通过 D_1 和 R_1 充电,使它有一定容量备用。断电告警电压 V_P 由 R_2 、 R_3 和 D_3 设定。断电状态检测电路由 R_4 、 R_5 、 R_6 和比较器 LM393 组成。当电源电压正常时,它经过 R_4 、 R_5 和 R_6 分压后,使 V_{CP} 大于断电告警电压设定值 V_P ,比较器输出高电平。此时,RAM 的片选信号 $\overline{CS} = L \cdot \overline{CS'} = L + \overline{CS'}$,即 $\overline{CS} = \overline{CS'}$,于是 RAM 是否被选中直接由来自 74LS138 译码器的片选信号 $\overline{CS'}$ 控制, RAM 处于正常工作状态。当电源断电时,由于电源滤波电容的作用,其电源按指数规律下降,在电源下降到小于告警电压设定值 V_P 之前,由于稳压管 D_3 的作用,告警电压 V_P 仍保持不变,但 V_{CP} 随电源电压下降而下降,当 V_{CP} 下降到小于 V_P 时,比较器输出低电平,通过与非门 M_2 使 RAM 的 \overline{CS} 端为高电平,封锁 RAM,使它不受来自 138 译码器的片选信号 $\overline{CS'}$ 和 8031 单片机的 \overline{RD} 、 \overline{WR} 的影响。与此同时, D_1 截止, D_2 导通, RAM 的 V_{CC} 由备用电池供电,从而保护了 RAM 单元内容不被改写或丢失,达到数据保护的目。图 3 中的与非门 M_1 和与非门 M_2 均为 74LS03,由于 LM393 和 74LS03 都是集

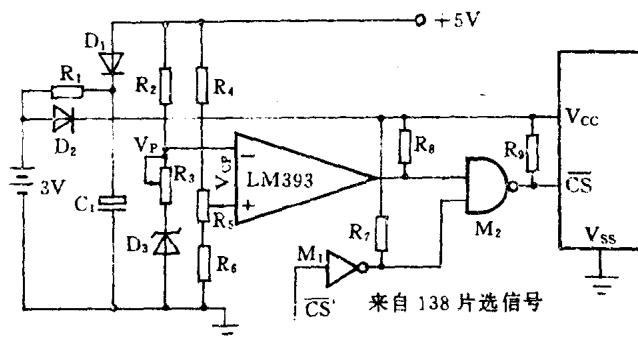


图3 RAM断电保护电路

开器件,所以电路中设置了相应的上拉电阻。

3. 显示/键盘模板

测量系统的显示/键盘模板上,设计了6个LED显示器显示六位十进制数,键盘采用五键键盘,基本定义为左移键,加1键、功能选择键、打印键和启动键,并根据需要定义了一些复合键。为了使测量系统能显示多种测量结果,该模块上设计了8个参数指示灯和一个功能区指示灯,分别指示所显示的测量结果和系统参数。

另外在此模板上还设计了测量系统与IBM-PC机串行通讯接口和FD-16微型打印机接口。由于8031单片机带有一个全双工串行接口,因此,接口电路只需一片1488和一片1489电平转换器即可。测量系统与IMB-PC之间的通讯只需三根引线。通讯时,由软件实现联络、检验和报错等工作。FD-16是带有8035单片机的智能微型打印机,它与测量系统之间有13根信号线,这13根连线从8031单片机引到此模板上接至打印机,不需其他接口器件。

四、软件设计及特点

测量系统的软件主要由初始化程序、监控程序、主程序、A/D转换程序、串行通讯程序和打印程序等组成。其中A/D转换程序是8031响应MC14433A/D转换的中断服务程序;串行通讯程序是8031响应内部串行中断时所执行的服务程序;打印程序是8031响应软件定时打印所执行的服务程序或响应打印键的键处理程序。

1. 自检程序

在初始化程序中,除完成对器件的初始化、状态标志设置、开放中断等工作外,还需对系统进行自检。

自检是测试系统具有“智能”功能的体现之一,它完成对8031内部RAM及特殊功能寄存器、EPROM、外接RAM、8155等器件的故障检查和诊断,若发现故障则显示相应编号,给出故障部位。EPROM自检的方法是在每片EPROM中保留最后一个单元作为自检单元,在程序编制完成后,把这片EPROM除了最后一个单元外的所有字节依次按位异或,所得结果放在最后一个单元。自检时,只要把EPROM中的每个字节依次进行异或操作,看其结果是否为零,如果为零,说明EPROM正常,否则不正常。8031内部RAM,特殊功能寄存器和外部RAM的自检方法是对每个单元写入一个特定的数,然后读出,并与写入的数进行比较来确定它们的好坏。由于每个单元的任一位置既可写入“1”也可写入“0”,而且写入“1”时读出正确的单元,并不意

意味着写入“0”时就一定正确,因此,对每个单元先写入#00H,然后写入#FFH,如果这两个数读写都正确,则相应单元是完好的。8155I/O的自检方法是先定义 P_A 、 P_B 和 P_C 口为输出口,CPU向它们写入#FFH,然后定义它们为输入口,CPU再读取这些口的内容,由于8155具有输出锁存功能,因此,读得的值应为#FFH,否则芯片为不正常。为了确保正确,需对8155所有口再写入#00H,重复上述步骤,进行判断。

2. 数字键与“密码”

系统只用“左移键”和“加1键”,在监控程序控制下,完成十个数字键的功能,使数字键减至最少。但为防止误动作,无意中改变系统的有关参数,造成人为计量误差,系统设置了“密码”。若要修改系统有关参数,必须先键入系统已设定的“密码”,或在打开“密码”设定开关,重新设定“密码”后,再用“左移键”和“加1键”修改参数,否则系统不予响应“左移键”和“加1键”。这样既可保证系统参数不会误改,也使得测量结果只能显示,不能改动,保证了测量的可靠性和准确性。“左移键”和“加1键”工作程序流程图如图4所示。“左移键”按一次,显示器的

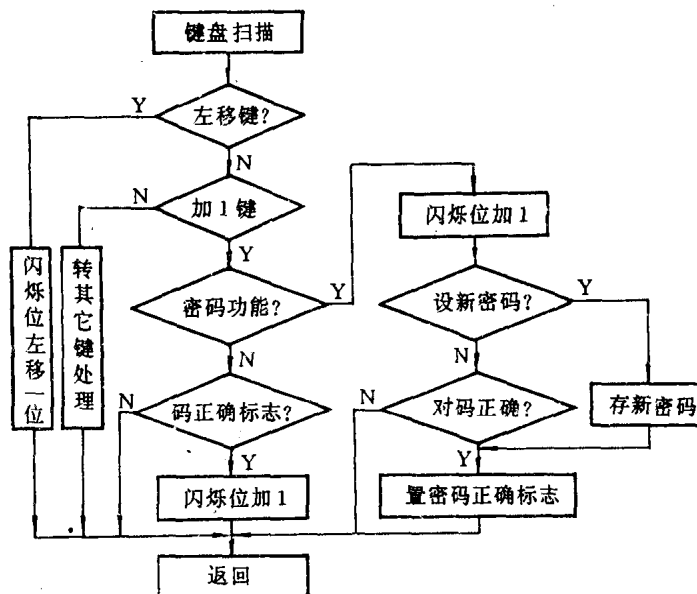


图4 左移键、加1键工作流程图

闪烁位左移一位。若六位LED指示的是“密码”,则按一下“加1键”,闪烁位加1,由此可设置新“密码”(“密码”开关是打开的)或对“密码”(“密码”开关是关闭的),当“密码”对上后,CPU设置“对码正确标志”;若六位LED指示的是其他功能,则如有“对码正确标志”,按“加1键”,闪烁位加1,否则不予理睬,闪烁位内容不变。

3. 流量计量

流量传感器在1秒时间内输出的脉冲数 N 除以流量传感器系数 ζ 即为瞬时容积流量,而累计流量则是各瞬时流量的累加。但为了消除因除法运算而产生的累积误差,软件上避免采用除法处理程序,而是利用计数器计量流量传感器脉冲,采用“整数部分加1回零,小数部分累加进整的方法”进行流量计量,其程序框图如图5。8031内部的 CTC_1 设置为加1计数器,它的初值设计为 $\eta = 2^{16} - \zeta$,其中 ζ 为调整后的传感器系数 ζ 的整数部分。当输入脉冲数达 ζ 时,CPU

响应 CTC₁ 硬件中断请求, 执行中断服务程序, 将流量值加 1。由于 ζ 可能带有小数部分, 而 CPU 中断服务程序只处理了 ζ 的整数部分, 为了消除小数部分引入的误差, 对 ζ 的小数部分采用“累加进整”的处理方法, 即 CPU 的每一次响应中断时, 将 ζ 累加, 累加结果大于 1, 就将其减 1 后作为下次累加基数, 同时将 ζ' 加 1, 即 $\zeta' = \zeta_{累} + 1$, 重新修改 CTC₁ 初始常数, 从而补偿前面计量时的小数部分的差值。若累加结果小于 1, ζ' 不作修改。由于 CTC₁ 初始常数 η 是变化的, 在每次中断响应中, 所装入的初值可能不等。

采用上述方法, 可得到精确的流量计量, 使计量的流量最大误差围于一个脉冲。主程序通过定时程序, 每秒对所计量的流量进行一次处理, 从而得到各种流量值。

五、结 束 语

本文所介绍的以 8031 单片机为微处理器的气体流量测量系统, 已投入实际运行。实践表明, 该系统性能稳定, 抗干扰能力强, 测量精度高, 尤其对标准状态下的流量测量具有较突出的优点。

参 考 文 献

- [1] 杨先麟: 智能流量积算仪的研制, 《仪表技术》, No. 1, 1988
- [2] 李勋、李新民: 《MCS-51 单片微型计算机》, 天津科技翻译出版公司出版, 1988

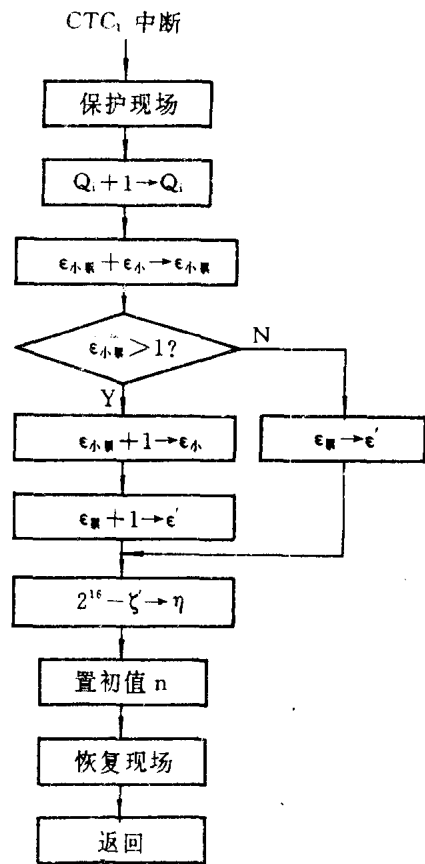


图 5 流量计量流程图

8.11 单片机的相关流量计

上海工业大学 王丰尧 冯建锋

一、引言

在近代工业生产过程中,许多“困难流体”,例如粘滞、强腐蚀性的流体、两相流体或多相流体及某些特殊工作条件下的流体(开口渠道里的流体、喷射流等)的测量和控制是一个急需解决而又长期悬而未决的难题。60年代以来,国际上对两相流动系统进行了大量的研究,取得了很大的成绩。由于两相流或多相流流动的复杂性,早期研究提出的种种测量方案构成的系统由于它们的检测直接与流体接触,易磨损,易污染,管道易被阻塞,或对流体的流动产生了附加的阻力,增大了能量损失,大大限制了这些系统的应用。60年代中期发展起来的、以相关技术为基础的两相流量测量系统,采用了不同原理的传感器来获取两相流体的流动噪声信号,经相关处理后求得流体的平均流速,实现了非接触测量,具有很强的适应性和发展前途。近年来国内外对相关流量计的研究进展很快。本文着重介绍作者最近用 8031 单片机构成的相关流量测量系统及实验结果。

二、相关流量计的基本原理

相关流量计的原理图如图 1 所示。沿流体的流动方向、相距为 L 的两个传感器 X 和 Y 经

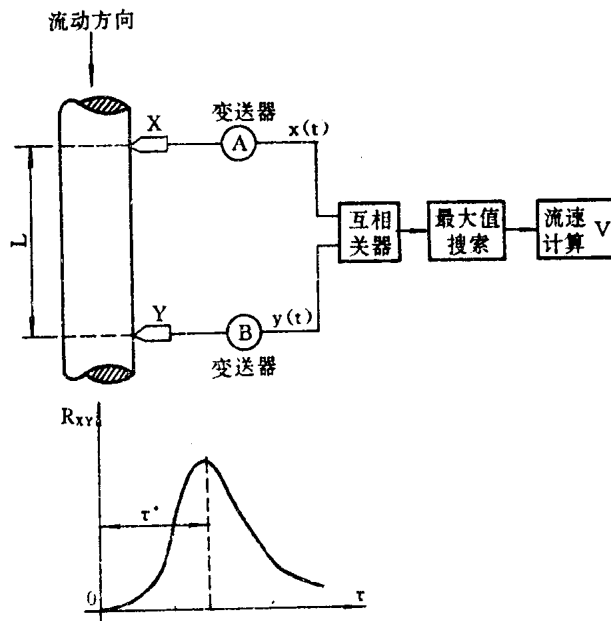


图 1 相关流量计原理

变送器 A 和 B, 分别从流体中检测到两个随机信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 。

$x(t)$ 和 $y(t)$ 的关系由传递函数式确定:

$$y(p)/x(p) = \exp(-p\tau_T) / \sum_{n=0}^{\infty} a_n p^n \quad (1)$$

其中 a_n ($n=0, 1, \dots$) 为常数, τ_T 为纯滞后时间, p 为拉氏变量。

当 $x(t)$ 和 $y(t)$ 为平稳非周期信号时, 其互相关函数为:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/2T \int_{-T}^T x(t)y(t-\tau)dt \quad (2)$$

$R_{xy}(T)$ 的最大值所对应的相关时间延迟 τ^* 等于 τ_T , 而 τ^*E 是流体从 x 处到 y 处的渡越时间。因此通过互相关器求得 τ^* 后, 不难计算流体的流速 v 。

$$v = L/\tau. \quad (3)$$

三、极性互相关函数的越零点算法

常规的互相关算法构成的相关函数器计算复杂, 成本高, 在实际应用中, 常将式 (2) 的无限时间平均用有限时间平均来代替:

$$R_{xy}(\tau) = 1/T \int_0^T x(t)y(t-\tau)dt \quad (4)$$

为了加快互相关函数的计算速度, $x(t)$ 和 $y(t)$ 量化为 1 比特, 可得极性互相关函数:

$$\hat{R}_{xy}(j) = 1/N \sum_{k=0}^{N-1} s_{gn}[x(k-j)] \cdot s_{gn}[y(k)] \quad (5)$$

式中, $s_{gn}[x(k)]$, $s_{gn}[y(k)]$ 分别是 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的符号函数。

当信号是高斯型分布时, $\hat{R}_{xy}(\tau)$ 与 $R_{xy}(\tau)$ 的关系为:

$$\hat{R}_{xy}(\tau) = \frac{2}{\pi} [\arcsin R_{xy}(\tau) \cdot (R_x(0)R_y(0))^{-1}] \quad (6)$$

式中, $R_x(0)$ 与 $R_y(0)$ 分别是信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的均方值, 当信号的均值为零时, 则分别是它们的方差。

由式 (6) 可见, 对于高斯型信号, 虽然极性互相关函数的形状与互相关函数的形状有所不同, 但它们的峰值点位置是一致的, 而流体的流动噪声信号又为高斯型信号, 因此, 利用极性互相关函数来测量流体流动噪声的渡越时间是合适的。

基于极性相关法, 英国布拉福大学控制工程研究生院的亨利博士等人提出了越零点互相关函数算法。它特别适用于使用微处理器来构成快速的互相关函数器。

越零点算法的基本思想是把比较上、下游随机流动噪声信号 $x(t)$ 与 $y(t)$ 的波形相似形问题转变为比较这两个信号零点穿越方向 (由正极性向负极性方向穿越, 或反之) 和穿越时间的一致性问题。

上、下游流动噪声信号的零点穿越图如图 2 所示。随着流体流速的变化, 上游信号 $x(t)$ 和下游信号 $y(t)$ 之间的时间延时也随之变化, 它们所对应的连续方波信号的极性一致与不一致的情况也将发生变化。因此, 这两个方波信号“纯的”极性一致时间 T_c (即两个信号极性一致的时间减去极性不一致时间) 的长短, 是信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 之间相关程序的一种量度。

信号 $x(t)$ 所对应的方波信号和信号 $y(t)$ 所对应的方波信号并非交替变换极性的, 这

给我们用越零点算法推导互相关函数的公式带来了困难。不论是何种形式的 x 序列和 y 序列 (信号 $x(t)$ 、 $y(t)$ 的越零点对应的序列), 它们的越零点脉冲可以不交替出现, 但总是有极性相符—极性相反—极性相符, 这就是用越零点算法计算互相关函数公式的规律。根据这个规律, 将两个序列所有越零点, 从小到大进行排序构成 z 序列, 然后根据正负相间的特性来计算互相关函数。其一般算式为:

当 n 为奇数,

$$R_{xy} = 2 \left(\sum_{i=1}^{(n+1)/2} z_{2i-1} - \sum_{i=1}^{(n-1)/2} z_{2i} \right) - z_n$$

当 n 为偶数,

$$R_{xy} = 2 \left(\sum_{i=1}^{n/2} z_{2i-1} - \sum_{i=1}^{n/2} z_{2i} \right) + z_n$$

式中, n 为 x 序列和 y 序列总的元素个数。上述算式有一条件, 即 $x(t)$ 和 $y(t)$ 第一次必须同向越零。因为在互相关函数的最大值搜索中, 要计算序列 $y-\tau$ (τ 为延时值), 虽然 x 序列和 y 序列第一次可以同向越零, 但不能保证 x 序列与 $y-\tau$ 序列第一次同向越零。借助于软件, 首先计算 $y-\tau$ 序列向负轴移动 τ 个时钟周期后, 成为零和负数的元素数目, 然后, 判其奇偶性, 如为偶数, 则能保证 x 序列和 $y-\tau$ 序列第一次同向越零。如为奇数, 则反向, 这样求得的互相关函数值与实际值符号相反。因此, 假设 m 为成为零和负数的元素总数, 则得进一步的互相关函数算式为:

当 n 为奇数,

$$R_{xy} = (-1)^m \left[2 \left(\sum_{i=1}^{(n+1)/2} z_{2i-1} - \sum_{i=1}^{(n-1)/2} z_{2i} \right) - z_n \right]$$

当 n 为偶数,

$$R_{xy} = (-1)^m \left[2 \left(\sum_{i=1}^{n/2} z_{2i-1} - \sum_{i=1}^{n/2} z_{2i} \right) - z_n \right]$$

以上算式是对于 $x(t)$ 与 $y(t)$ 第一次同向越零的情况, 如果第一次是反向越零, 则计算结果应取反号。

极性相关的越零点算法最突出的优点为: ①算法简单, 运算速度大为提高; ②提高采样时钟频率可以提高峰值位置分辨率, 而信号的越零点次数不变, 计算工作量不增加。

四、硬件组成

相关流量测量系统的硬件原理图如图 3 所示。在管道上游和下游分别装有超声波发送和接收传感器。上游采用 6.0MHz 的振荡源, 下游采用 2.6MHz 的振荡源, 可避免两个通道间相互影响。为了防止 2.6MHz 的高频对 x 通道产生影响, x 通道上加 6.0MHz 的谐振放大器。同理, 在 y 通道上加 2.6MHz 的谐振放大器。检波放大电路可滤去高频成分, 取得低频信号。低频放大可得到箝位的方波信号。史密特整形及双单稳电路对方波信号进行整形, 并得到对

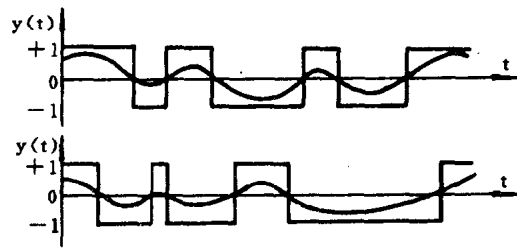


图 2 上、下游流动噪声信号的零点穿越

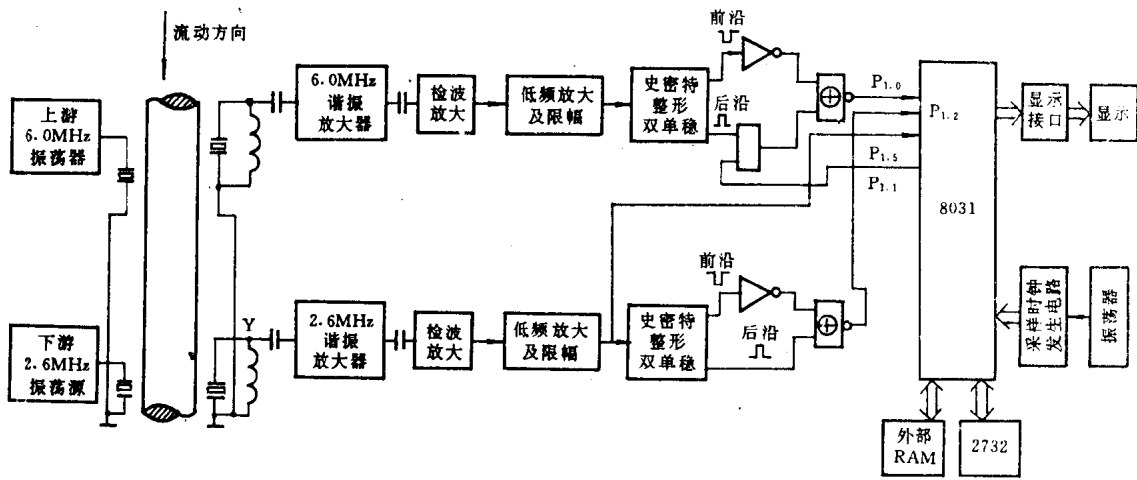


图3 相关流量测量系统硬件原理图

应于方波前后沿的脉冲信号。

通过零点穿越检测和 8031 微机系统的接口电路来实现越零点算法。由 x 通道的前沿脉冲启动 8031 的定时器工作，不论哪一个通道的信号发生零点穿越，都可用程序查询法读取和存储定时器的记数。在数据采集前，P_{1.5}置“0”，保证 x 信号的后沿在前沿未通过前不能通过，x 通道的前沿脉冲置 P_{1.5}为“1”，并启动定时器工作，从而保证 x 通道的前沿脉冲为 8031 定时器的启动脉冲。

五、软件流程图

1. 采样模块

采样程序的流程图如图 4 所示。程序中延时一个脉宽，是为了保证定时器启动后第一个读取的零点穿越记数不会为零。

2. 互相关函数的计算及峰值搜索模块

搜索模块方框图如图 5 所示。

为了提高相关器的线实时性能，采用快速搜索相关函数峰值法。首先是粗扫描，设每 16 个时钟周期计算一次极性相关函数，最大的延时值为 128 个时钟周期，共计算 9 个相关函数值（延时分别为 0, 16, 32, 48, 64, 80,

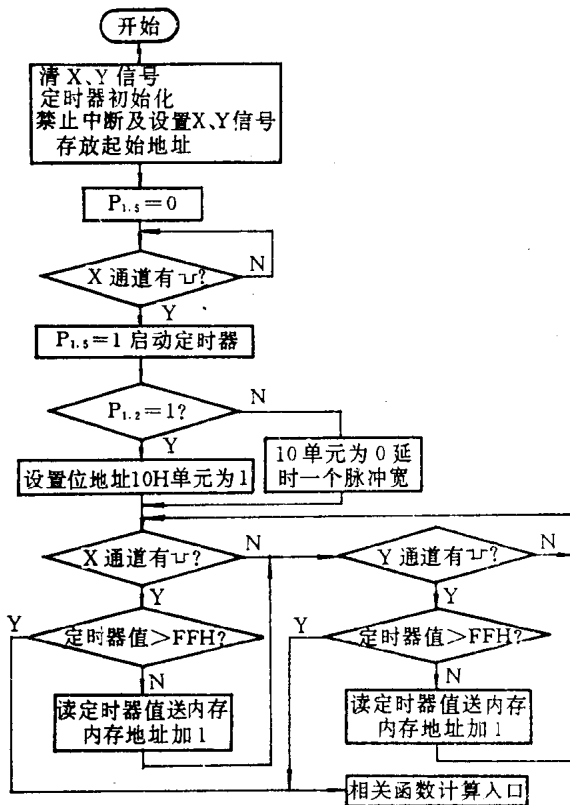


图4 采样程序模块流程图

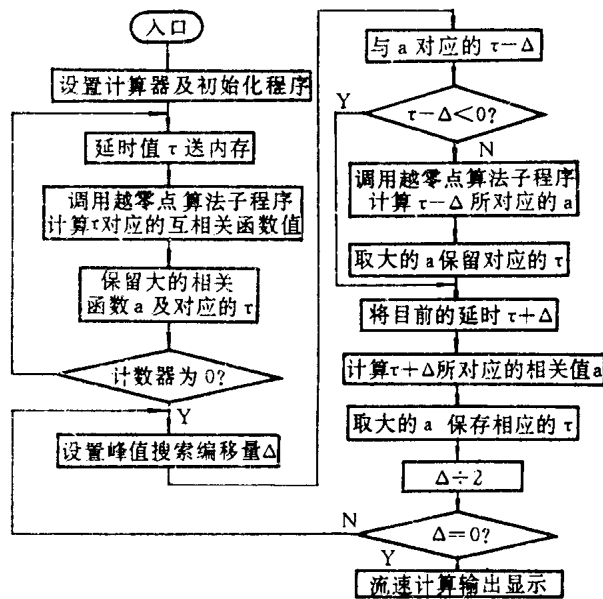


图5 搜索模块方框图

96, 112, 128), 从这 9 个值中先找出一个最大值。然后, 以二分法搜索真正的最大峰值的精确位置。在现有最大值的两边各 8 个时钟周期处, 计算出两个相关函数值, 在这 3 个点中比较出一个新的最大值。搜索继续进行, 只是每次搜索范围都较前一次减小一半, 即在新的峰值点两边依次取 4 个、2 个和 1 个时钟周期, 最终找到真实峰值。

3. 越零点相关函数算法子程序 UNIT0

极性相关的越零点互相关函数的计算公式:

n 为奇数时,

$$R_{xy}^* = (-1)^m \left[2 \left(\sum_{i=1}^{(n+1)/2} z_{2i-1} - \sum_{i=1}^{(n-1)/2} z_{2i} \right) - z_n \right]$$

n 为偶数时,

$$R_{xy}^* = (-1)^m \left[2 \left(\sum_{i=1}^{n/2} z_{2i-1} - \sum_{i=1}^{n/2} z_{2i} \right) + z_n \right]$$

上式适用于 $x(t)$ 和 $y(t)$ 第一次同向越零。若第一次为反向越零, 计算结果应取反号。式中 n 为 EFFET1 序列和 CAUSE1 序列连接后, 由小到大排列 Count 序列的元素个数, m 为被移到负轴及零的元素个数。

EFFET 序列左移后, 仍是正数的越零点所组成的序列为 EFFET1 序列。CAUSE1 序列是 CAUSE 序列 (即 x 序列) 截尾后组成的序列。考虑到 EFFET 序列左移后, 最后一个元素将小于 FFH, 在计算相关函数处理数据时, 我们以 EFFET1 序列的最后一个元素为基准, 将 CAUSE 序列后面的越零点截去。截尾后的 CAUSE 序列称为 CAUSE1 序列。这样做仅是数据处理的一种方法。子程序 UNIT0 如图 6 所示。

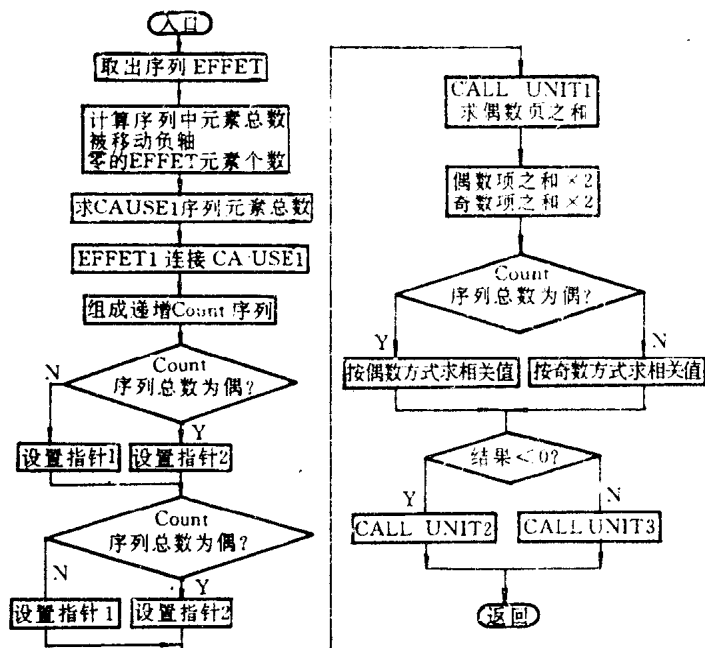


图 6 越零点相关函数算法子程序框图

4. 求和子程序 UNIT1

本程序如图 7 所示,是为了完成累加功能而设计的。由于相关算式要求分别计算 Count 序列的奇数项和偶数项之和,因此在调用时必须预先设置好奇数项、偶数项的首地址,来完成求和运算。

5. 子程序 UNIT2

本子程序如图 8 所示。当相关函数 R_{xy} 为负时,用来判断实际相关值的符号和考虑第一次

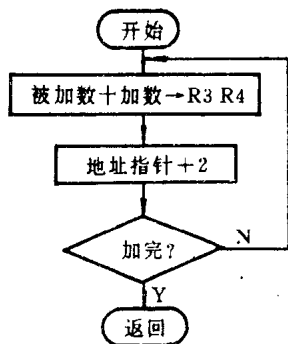


图 7 求和子程序框图

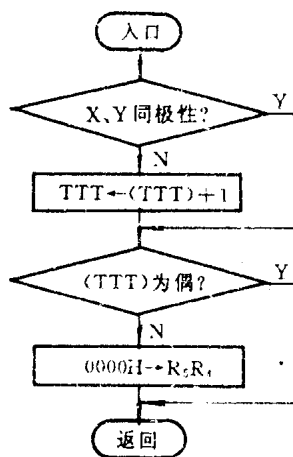


图 8 子程序 UNIT2 框图

越零是同向还是异向。

当实际符号为正时,将原来的负值取反,采用 FFFFH-R5R4 的方法。当实际符号为负时,由于负值表示不明显,一律设置为零。

6. 子程序 UNIT3

本子程序如图 9 所示。当相关算式的结果为 E 时,用来判断实际相关函数值的符号。本子程序中,也考虑了 x、y 信号第一次越零是否异极性。

7. 流速计算及显示模块

求得最大的相关函数值对应的延时后,用 $v=L/\tau$ 来计算流体的相关流速。若延时 τ 为零,显示出错。在流速输出显示后,再转向采样程序,进行另一次采样、计算和显示过程。见图 10。

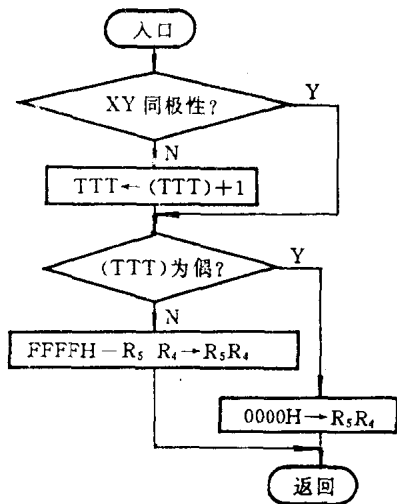


图 9 子程序 UNIT3 框图

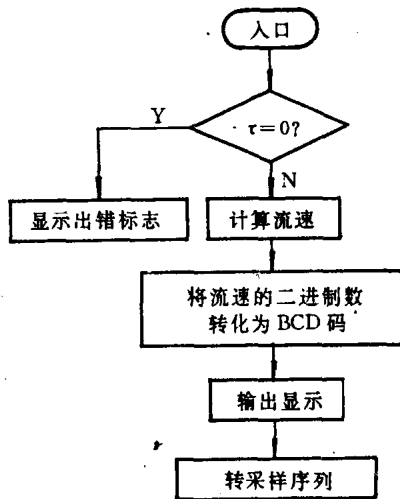


图 10 计算流速及显示框图

六、实验结果

实验结果表明,流体流速的测量误差在 3%~5%之内,流速测量范围约为 4:1,而且流速变化时,流速显示的跟踪性能良好。

摘自《电子技术》月刊,1990年第9期

8.12 723 型可见分光光度计

陈剑雄

723 型可见分光光度计是采用单片微机控制的中级型智能化仪器。仪器能在近紫外、可见光谱区对样品物质作定性和定量分析。仪器波长精度高、读数稳定、具有自动调整满度、调整零点、比色皿四孔校正、自动扫描绘图和数据打印等功能。可广泛用于医疗临床、无机分析、酶分析、药品检验、环境保护等领域。仪器主要技术指标如下：

- (1) 光学系统： 单光束，衍射光栅；
- (2) 波长范围： 330~800nm；
- (3) 光源： 12V, 30W 钨卤灯；
- (4) 接收元件： GD-31 光电管；
- (5) 波长正确度： $\pm 1\text{nm}$
- (6) 波长重现性： 0.5nm
- (7) 杂光： 1%，在 360nm 处；
- (8) 透过率测定范围： 0~100.0%
- (9) 吸光度测定范围： 0~2.000(A)；
- (10) 光度正确度： $\pm 0.5\%(T)$ ；
- (11) T-A 转换误差： $\pm 0.002A$ (在 0.5A 处), $\pm 0.004A$ (在 1A 处)；
- (12) 漂移： 0.004A(1h)；
- (13) 显示方式： 四位 LED 数字显示数据、四位 LED 数字显示波长；
- (14) 打印输出方式： 四色绘图打印机可打印输出图文合一的彩色绘图记录。

一、基本原理

仪器设计是以 8031 单片微机系统为中心,其所有操作都是通过键盘实行。图 1 是整机方框图。

仪器由光源发出连续幅射光,经单色器内光栅色散后得到波长连续的单色光。微机控制光栅转动使不同波长单色光穿过样品室,经样品物质吸收过滤后,单色光由光电管转换成电信号。该信号经放大后由电压频率转换电路(VFC)完成 A/D 转换。微机进行一定数据处理后得到被测物质的吸光度和其它有关数据,供数据

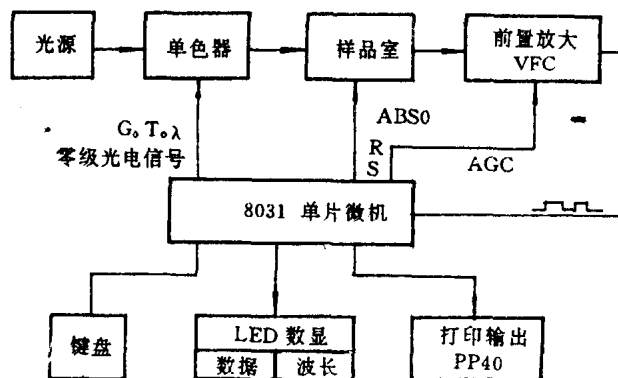


图 1 整机方框

显示或打印输出。

根据郎伯-比耳 (Lamber-Bear) 定律：单色光通过溶液后溶液的吸光度 A 与溶液的浓度 C 成正比，仪器通过测定各种物质溶液特定波长单色光的吸光度 A 直接得到该物质浓度，也可以通过波长扫描得到各种物质光谱曲线图，根据物质的吸收光谱的特性可对物质进行定性鉴别。

二、电路设计

仪器整个电子系统由光电管、前置放大、自动增益控制电路 (AGC)、电压频率转换电路 (VFC)、键盘显示电路、单片微机系统和直流稳压电源等部分构成。

1. 前置放大和自动增益控制电路

仪器波长范围为 330~800nm。在整个波长范围内光能量变化相差很大，其能量分布情况大致如图 2 所示。为保证仪器的整个工作波长范围内基线 (100%线) 平直，必须根据光电管在样品室空白时输出能量大小控制前置放大电路增益。从图 2 可知全波长范围内能量变化大致相差 30 倍。

仪器由前置放大和自动增益控制电路构成程控放大器，放大倍率分别为 1, 2, 4, 8, 16, 32。程控放大器电原理图如图 3。通过微机控制八模拟开关 MC4051 三个输

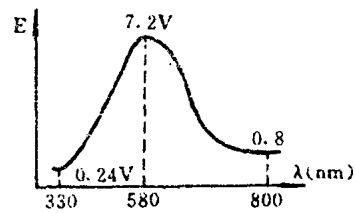


图 2 波长能量分布图

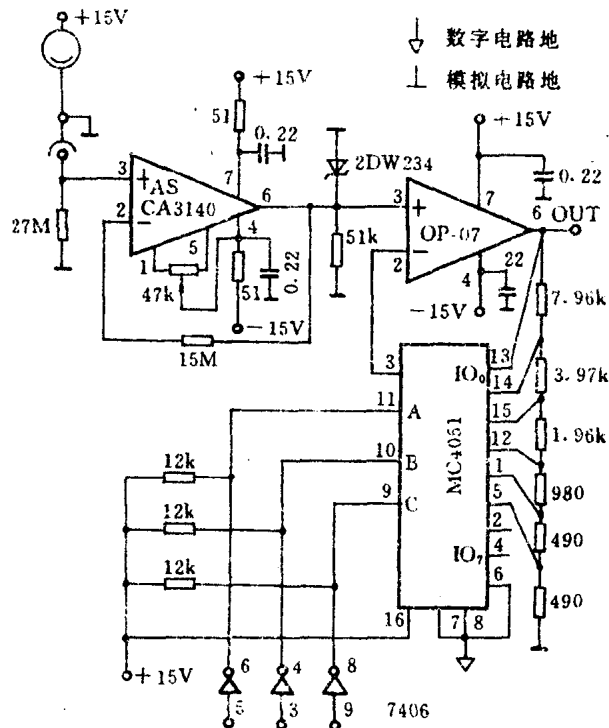


图 3 程控放大器原理图

入端 A、B、C 编码, 可获得不同放大倍率, 其相应关系如下表:

C	0	0	0	0	1	1
B	0	0	1	1	0	0
A	0	1	0	1	0	1
倍率	1	2	4	8	16	32

2. VFC 和 ADC

用 VFC 器件配合计算机精确的定时器和计数器可获得廉价高精度 A/D 转换。

仪器用美国 BB 公司 VFC32 和 INTEL 公司 8031 芯片两个 16 位定时/计数器 T_0 和 T_1 完成高精度 (12~14b) A/D 转换。电原理图如图 4。8031 的 T_0 作定时器, T_1 作计数器, VFC 输出脉冲由 T_1 计数。微机每隔 40ms 读一次 T_1 计数值, 读后清零。仪器中不同强度光信号经光电转换、前置放大、VFC 转换及 T_1 定时计数, 使微机获得不同数值的二进制代码。

仪器用 VFC 作 A/D 转换, 还可以通过延长定时计数时间获得有限的倍率放大。仪器定时计数时间一般选用 40ms, 而在光谱两端附近则根据能量强弱自动选用 80ms 或 160ms 乃至 320ms 的定时时间, 这样可克服仪器在光谱端部能量低、噪声大等不利因素, 大大提高仪器稳定性。

3. 微机系统

仪器微机系统是以 8031 为 CPU, 包括 8kRAM (6264 数据存储器) 和 16kROM (427128 程序存储器)。另外还扩充一片 8155 来补充 8031 I/O 口。

其中 8155 的 A 口作输出, 提供绘图打印机数据口, B 口作输入口, 读入仪器各种工作状态及绘图打印机 BUSY 信号, C 口作输出口, 提供步进马达步进脉冲驱动波长扫描及绘图打印机数据 STORE 信号。

仪器不同波长的设置是由微机转动光栅不同角度获得。光栅转动角度 α 和波长 λ 的函数关系应符合

$$\alpha = \arcsin \frac{\lambda}{2 \cdot d}$$

其中 $2 \cdot d$ 是常数, 由光栅和其它光学设计参数决定。国内外具有波长扫描功能的同类仪器的光栅转动都由加工精密的正弦丝杆作传动, 而本 723 型光度计首次省略正弦丝杆, 由微机根据上述函数关系产生和波长有正弦关系的步进脉冲直接驱动光栅转动作波长扫描, 这样既节省成本, 又大大提高仪器波长精度。

4. 键盘显示电路

仪器的键盘和显示部分是装在同一块操作面板上, 由 22 只键、8 位 LED 数码管和 16 只状态指示发光二极管构成。其中 4 位数码管显示仪器波长, 4 位数码管显示数据。仪器利用 8031 芯片串行口 (RXD 和 TXD) 特有的移位寄存器工作方式, 配合 74LS164 移位寄存器电路控制键盘扫描和显示器显示, 省了专用键盘显示控制芯片 8279, 且具有显示亮度高、键盘

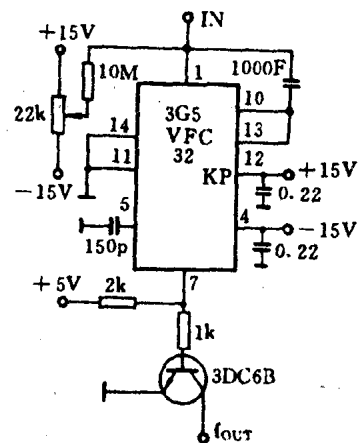


图 4 VFC32 接线图

板与主机连线少等优点。

显示器中 8 只 LED 数码管相应应有 8 只 74LS164 驱动, 16 只发光二极管分成两组, 分别对应 2 只 74LS164 驱动。显示器一共有 10 只 74LS164 驱动 ($D_1 \sim D_{10}$), 它们首尾相接, 构成串联形式。CPU 每隔 40ms 对显示器刷新一次, 把 RAM 中显示缓冲区内容送入显示器。由于 8031 芯片中串行口特有工作方式, 每次刷新时间仅化费 $160 \mu s$ 。键盘上 22 只键分三行, 分别对应 8031 中 $P_{1.0} \sim P_{1.2}$ 口, 每行键分为 8 列, 分别对应 74LS164 (D_{11}) 的 8 位输出。CPU 每隔 5ms 进行一次键盘扫描, 由串行口输出, 在此同时使 $P_{1.3}=1$, 封锁显示口, 以免影响显示内容。

三、软件设计

程序采用模块结构, 由 MCS-51 汇编语言写成。它包括主程序、中断服务程序和子程序三个部分。

1. 主程序

主程序框图如图 5。其功能是对微机系统初始化, 并根据仪器当前工作状态, 把数据缓冲区内经过处理的数据进行各种不同运算, 换算成透过率 T、吸光度 A 等测定值送显示缓冲区, 然后取键盘上按过键的键码, 根据键码建立不同标志位。

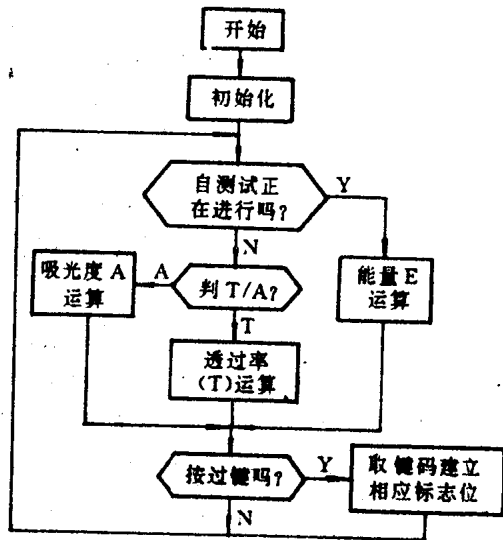


图 5 主程序框图

2. 中断服务程序

微机系统设有一个 5ms 定时中断。中断服务程序框图如图 6 所示。其功能是通过查询、判断各工作标志位以协调分时执行数据采集和数据处理、键盘扫描、显示器内容刷新以及步进扫描等各项工作。

3. 处理子程序

处理子程序包括多字节加减乘除、数制变换、数字滤波、对数运算等常用程序, 还有提供

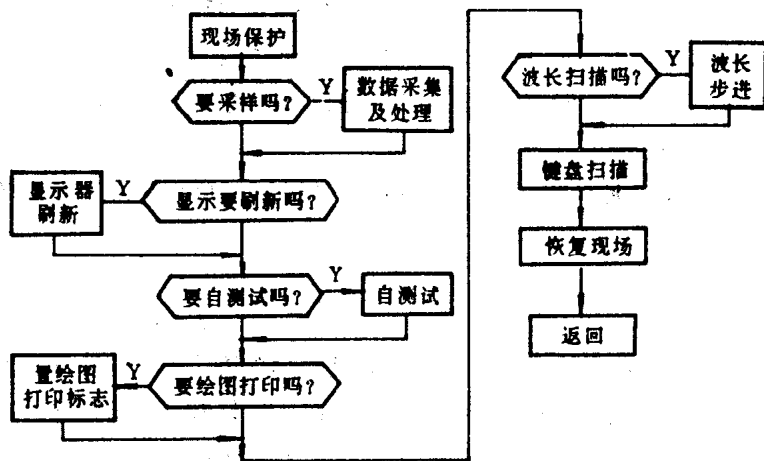


图 6 中断服务程序框图

仪器专用的线性回归运算、波长、步进、反三角函数运算及打印程序。

8.13 多功能微电脑电子秤

湘潭市传感技术研究所 黄振时

一、概述

为适应我国非自动电子衡器类如电子吊秤、电子平台秤以及测力称重仪器的需要，我们设计研制了多功能微电脑电子秤。它的机芯采用 MCS-48 单片计算机，ICL710912 位双积分 A/D 转换器具有去皮、清零、零中心显示、自动零跟踪处理、净重/毛重转换、自动累计打印、负秤显示、过载显示、弱电源指示等功能。

本文着重介绍 8039 单片机与 A/D 转换器、显示器、打印机的接口设计，完成电子秤各类功能的硬件设置，以及有关软件设计的一些问题和处理方法。

二、硬件设计

1. 电子秤基本功能的实现

微电脑电子秤硬件线路原理图见图 1，单片机采用了 INTEL-48 系列中的 8039 型，外

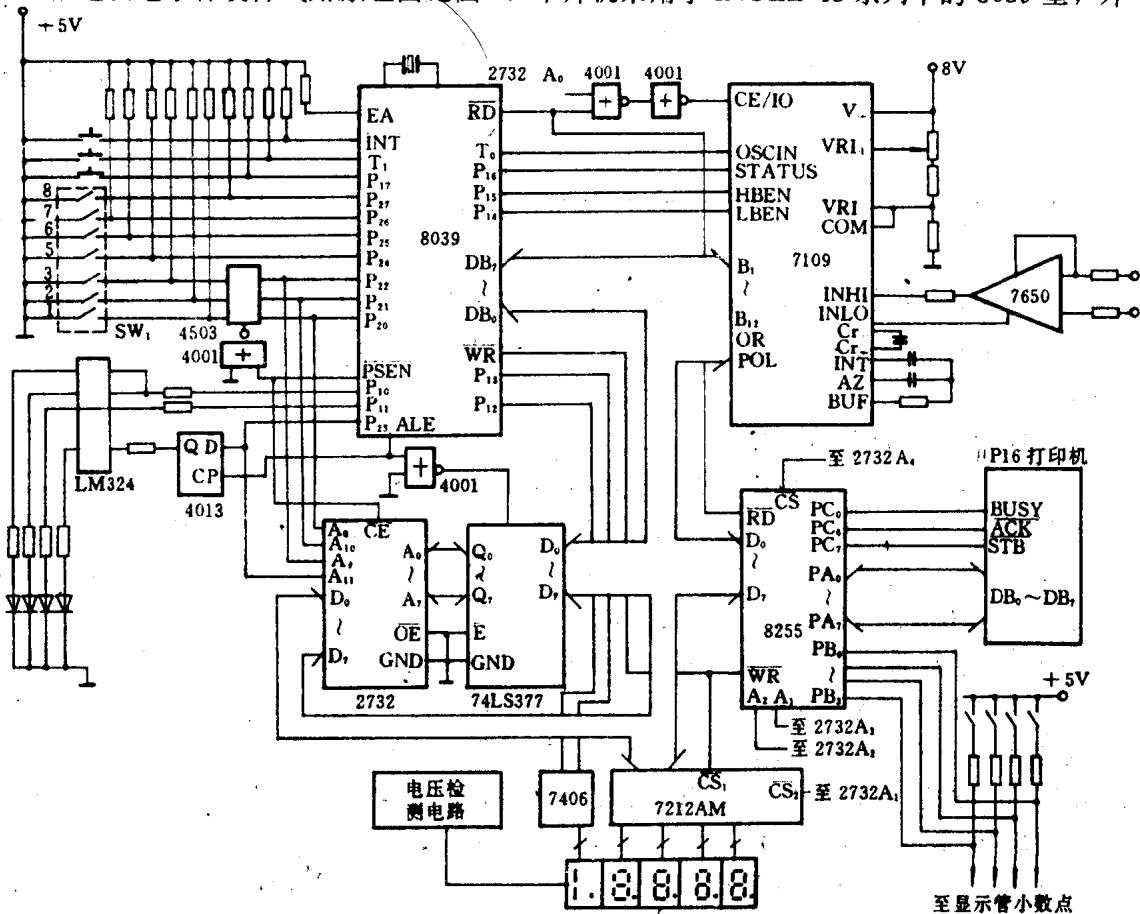


图 1 电子秤硬件线路原理图

接 EPROM2732 为其外部程序存储器, 8D 触发器 74LS377 为其地址锁存用。

根据国际法制计量组织 (OIML) 对非自动电子衡器称重仪表功能要求的有关国际建议, 电子称重仪表必须具有清零、去皮重、净/毛转换、分度数设定、最大称量设定、分度值设定、零点自动跟踪、零中心指示、过载显示、自动累计、欠电压指示等功能。在设计中我们采用最简硬件线路, 充分发挥计算机软件优势完成上述功能。

如图 1 所示, 清零、去皮、净/毛转换利用三个按键分别接入 8039 的 P_{17} 、 T_1 、 \overline{INT} 端。运行时, 程序查询该三根线的状态, 当其有效时 (按键低电平有效), 程序进入相应功能段处理。

8 位拨动开关 SW_1 使用 7 位与 8039 P_2 口的 7 根线相连, SW_1 开关 1、2、5、6 位用于选择最大称量、分度数、分度值的设定, 四位可选择 16 (2^4) 种设定方式。 SW_1 的 7、8 位开关用以实现数字滤波次数的设定。数字滤波即是多次采样 A/D 值, 然后求其平均值输出。这样可提高测检精度, 削弱尖峰脉冲或其它干扰的影响, 特别对于电子秤来说, 其秤体、重物等抖动必将影响计量精度。

本系统根据 SW_1 的第 7、第 8 号开关分别设定采样平均次数为 1、2、4、8 次, 设定情况如下表所列。

SW_1 的第 3 位开关, 决定是否进行自动零跟踪处理。

SW_1		平均次数
8 位开关	7 位开关	
0	0	1
0	1	2
1	0	4
1	1	8

由于 8039 P_2 口的 0~3 根线在从外存储器取指令时为 12 位地址的高 4 位, 故 SW_1 的 1~3 根线通过三态缓冲器 CD4503 与 8039 的 P_2 口相连, 并由或非门 4001 控制通断。当计算机取指时, PSEN 为“0”时, 4001 输出“1”, 4503 关断, 当 PSEN 为“1”时, 4503 导通。 $P_{2.0} \sim P_{2.3}$ 为地址输出用, $P_{2.1} \sim P_{2.3}$ 可用于读取 SW_1 的 1~3 位的开关设置信息。

四个发光的二极管分别用于指示运行情况; G 为毛重指示, Z 为零中心指示, N 为净重指示, M 为采样运算指示。由 8039 的 $P_{1.0}$ 、 $P_{1.1}$ 、 $P_{2.3}$ 输出相应信息控制四电压比较器 LM324, 以决定灯的亮灭。

2. 8039 与 7109 的接口设计

ICL7109 为单片 12 位 A/D 模数转换器, 以双积分方式进行数据转换。它一共有 14 个三态数据输出端, 其中包括 12 个二进制数据端 ($B_1 \sim B_{12}$), 一个极性判别端 (POL) 和一个过量程 (即溢出) 判别端 (OR)。它们可在片选 (CE/LOAD) 和低位字节选通 (LBEN) 及高位字节选通 (HBEN) 的控制下分别被读取。

由 8039 的 T_0 端直接提供 7109 的时钟信号, 8039 的时钟频率采用 3.579MHz, 在此情况下, A/D 转换速度为 2.5 次/秒, 这对 50Hz 的工频干扰有很强的抑制能力。

考虑到电子秤对控制的实时性要求不高, 数据采集可采用程序查询方式。7109 工作在“MODE=0”方式, 7109 的 14 个三态数据端与 8039 P_0 口的 $P_{0_1} \sim P_{0_7}$ 直接相连, 即 $P_{0_0} \sim P_{0_7}$ 接 12 位数据的低位字节 $B_1 \sim B_8$, 同时 $P_{0_0} \sim P_{0_5}$ 接高 4 位数据端 $B_9 \sim B_{12}$ 以及 OR、POL 端, 在低位字节选通、高位字节选通和 CE 片选信号控制下, 分两次将 A/D 转换数据读入计算机。

7109 的端口地址采用外部数据存储器编码方式, 本机为 12H, 经 377 锁存后的地址信息

A₀与8039的 \overline{RD} 或非后,再反相作为7109的选通信号。

由称重传感器送入的信号经7650放大后并经低通滤波器送入7109的模拟量输入端,7109的基准电压取样于传感器供桥电压,这样可降低对供桥电源的要求,并提高总的计量精确度。A/D数据采集过程如下:程序查询A/D转换是否完毕,当STATUS="0",A/D转换完毕,计算机发出低位字节选通信号(LBEN="0"),寄存器R₀装入7109端口地址12H,用一条指令(MOVX A,@R0)即可将7109的低八位数据读入计算机。同理,再发高位字节选通信号(HBEN="0")读入高位4位和OR、POL信息。

3. 8039与打印机的接口设计

打印机选用TP μ P-16微型点阵式打印机(该机自带8039单片机)、2kB控制程序和CENTRONICS标准并行接口。8039通过可编程外设接口电路(PPI)8255与打印机相连,数据输出仍为程序查询控制方式。

8255A口工作在方式"1",B口工作在方式"0",方式控制字为"AB",A口、B口、C口、控制字的口地址分别为03H、07H、0BH、0FH,A口输出要打印的数据信息,C口的PC₀,PC₆,PC₇为计算机与打印机的握手应答信号,分别与 μ P-16的BUSY、ACK、STB相接。

STB为打印数据选通信号,在此信号有效时,数据线上8位数据被打印机读入机内锁存。BUSY为忙信号,此信号有效时(高电平),表示打印机正忙于处理上个数据,此时8039不得使用STB信号向打印机输入新的数据。ACK为应答信号,此信号有效时(低电平),即打印机已取走数据线上的数据。8255B口的PB₀~PB₃4位用于检测显示小数点设置情况,以便打印数据时正确打印小数点位置。

4. 显示接口设计

显示输出采用硬件译码技术,显示用5位LED数码管,其中最高位可显示"+","-","1","L"字样,"L"表示当选用蓄电池直流电源时(如吊钩秤),电源电压低于额定要求,蓄电池应充电。当五位全显示"-"号时,表示负载过载。接口芯片采用4位大规模译码锁存驱动器ICM7212AM。

ICM7212AM是INTESIL公司生产的4位7段全译码驱动器,输入为4位16进制码(复用)B₀~B₃,输出28线可直接驱动4位7段LED数码管显示。它提供两个片选通号 \overline{CS}_1 、 \overline{CS}_2 和两个位选信号DSB₁、DSB₂。由两个位选信号,确定输入的4位BCD码为输出的个、十、百、千位中的哪一位。该芯片便于高速MPU接口处理,大大简化显示线路的软硬件设计。

由8039的 \overline{WR} 以及经377锁存后的地址信号A₁作为7212的片选CS₁和CS₂信号,P₀口的P₀₁~P₀₃输出要显示4位BCD码数据,同时P₀₄、P₀₅提供位选DSB₁、DSB₂信息。7212端口地址为11H,需要送数显示时,将端口地址11H送入寄存器R₀,要显示的数据(BCD码)以及位数数据送入累加器A,用一条指令(MOVX @R0,A)即可显示一位数。

三、软件设计

MCS-48系统指令较丰富,其特点是位测试逻辑运算,转移指令功能较强,缺点是运算功能不强,无乘除法指令。对于本系统,计算不复杂,所有运算全部转为加法计算完全适用。

因本系统对实时控制要求不高,故所有输入输出均采用程序查询方式,外部中断、定时器/计数器中断未用,采用结构程序设计,即打印、显示、清零、去皮、自动零跟踪等调用子

程序功能块。程序共占用 2kB 存储器，余下 2kB 可为用户扩展其它功能用。

系统主程序框图见图 2。

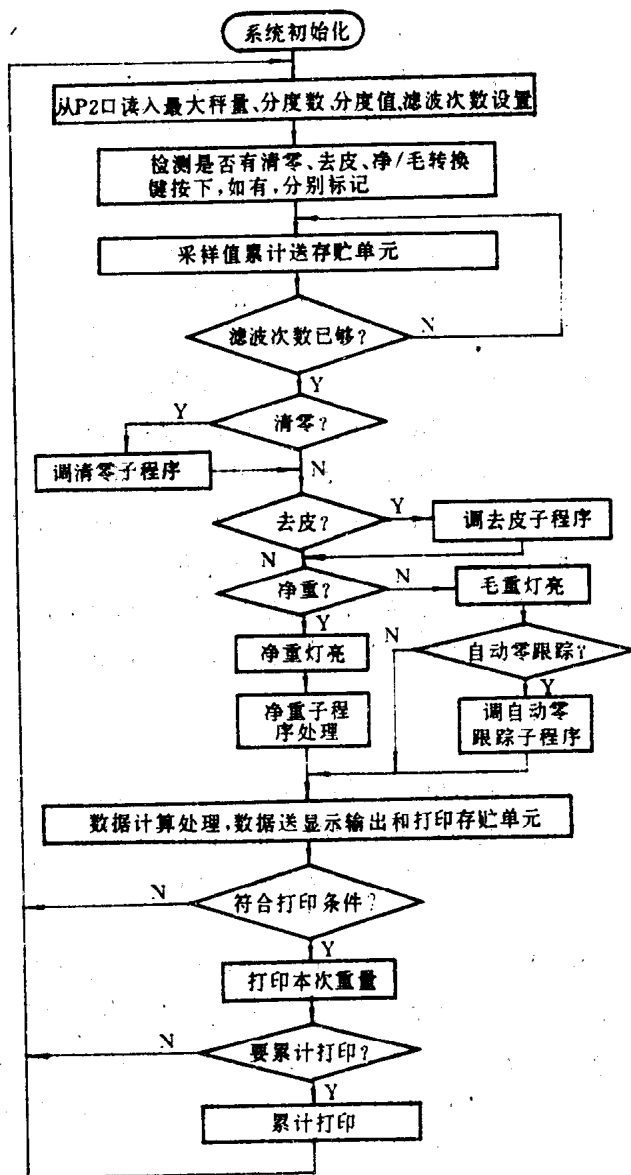


图 2 系统主程序框图

由于篇幅所限，本文不论及各类子程序的处理，有关清零以及自动零跟踪的设计思想和处理方法可以参阅本刊 1988 年第 12 期发表的《智能仪器的零漂处理》一文。

摘自《电子技术》月刊，1991 年第 1 期

8.14 智能路面回弹检测仪

哈尔滨建筑工程学院 李延平

在公路研究中,常需要现场测试不同材料建造的公路受压后产生弯沉的情况,以便为公路的科研与设计提供有关技术数据。目前所采用的测试手段误差大,自动化程度低,不能满足科研要求。本人采用单片机技术研制了“LHC-A 智能路面回弹检测仪”,经过实际应用,达到了满意的效果。

在被测路面施加荷载时,路面将发生纵向形变。当荷载撤消后,经过一段时间,发生形变的路面又会恢复到原来的状态。这个恢复过程称为回弹。本检测仪通过测量位移变送器,并配以相应的软件可将这一回弹过程测出,并显示、打印出结果数据。

一、系统的硬件组成

系统的硬件原理如图 1 所示。它由 8031 单片机单元;模/数转换与信号调理单元以及测量变送器等组成。

1. 8031 单片机单元

本系统采用 8031 单片机作为中央处理器。根据需要扩展了一片 EPROM (2732) 和一片 RAM (6116),作为程序存储器和数据存储器。并扩展了一片并行输入/输出接口 (8255),用以对外电路进行控制和进行数据传送。通过总线方式与 GP-16 智能微型打印机相连接,用以作为系统的数据输出设备。本系统采用串行口移位寄存器方式构成静态显示电路。设有五位 LED 显示,用以显示通道、数据及小数点,显示单位为 μm 。键盘扫描采用外部中断方式,当有键被按下时,向 CPU 申请中断,执行键处理程序。

2. 模/数转换与信号调理单元

为保证系统具有较高的检测精度和足够的转换速度,本系统选用了高质量的模/数转换器 AD574。AD574 是一个完整的 12 位逐次逼近式模/数转换器,它不需要外围部件就能实现完整的逐次逼近式的从模拟到数字的转换功能。AD574 芯片内部由二片组成,一片为带有参考源的精密的 12 位 DAC,另一片包含有比较器、逐次逼近寄存器、时钟、输出缓冲器和控制电路。

AD574 具有可与 8 位、12 位、16 位微处理器总线直接接口的三态输出缓冲电路。

高精度、低漂移的电压参考源对 A/D 转换是至关重要的。AD574 具有长期稳定性及低增益温度系数的埋层齐纳参考源,增益温度系数为 $10\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (最大值)。可以满足高精度 A/D 转换的要求。

AD574 具有多种工作方式可供选择。本系统将 AD574 设定为独立工作方式,单极性工作,模拟信号输入范围为 $0\sim 20\text{V}$ 。启动转换仅用 $\overline{\text{R/C}}$ 脚来控制。在这种情况下,将 CE 、 $12/\overline{8}$ 接成高电平, $\overline{\text{CS}}$ 、 $\overline{\text{A}_0}$ 为低电平。由 8255PC₃ 给 $\overline{\text{R/C}}$ 脚加一负脉冲启动 A/D 转换,同时 STS

测量变送器如图 2 所示。本系统采用的是国产 HZ-8500 系列位移变送器。该变送器为磁电型非接触式变送器，由探头和前置器组成。

测量时，前置器发出 1MHz 的射频信号，此信号由连接电缆引至探头。探头的工作部分是绕在陶瓷芯上的平面线圈。高频电流通过线圈时，在探头顶部的周围的一定范围内形成交变磁场。具有一定电和磁性质的被测物体若处在此有效范围内，便在物体表面形成电涡流，此电流通过线圈反作用于射频信号。当位移量随时间变化时，便形成与位移变化规律相同的调幅信号。该信号经调整后，在前置器输出端 V_{OUT} 输出与位移变化成正比的电压信号。其输出电压范围为 0~15V，最大位移量为 2.0mm，分辨率为 $1\mu\text{m}$ ，频率范围为 0~10kHz。前置器供电电压为 -24V。

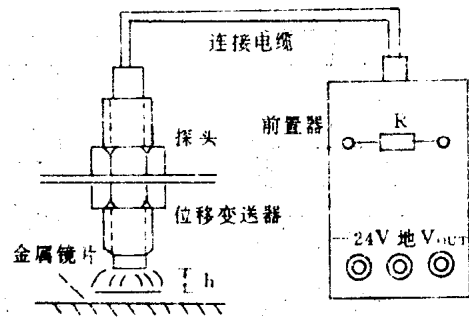


图 2 测量变换器

本系统测量时，在被测路面上放置一块金属镜片，当路面发生纵向形变时，便在前置器输出与位移变化相对应的电压信号。该信号经变换后读入单片机进行处理。

二、系统的软件设计

系统的程序框图如图 3 所示。图 3 (a) 为主程序框图。系统设有二个中断服务程序，一个是定时器 T_0 中断，用于时钟计时，为系统提供准确的计时时钟，并赋予 T_0 为最高级中断如图 3 (b)。另一个是 INT_0 外部中断，用于对键盘的扫描与处理如图 3 (c)。

路面弯沉曲线见图 4。为了测量出整个回弹过程，首先要找出极值点 A (t_0, h_0)。根据 A 点所具有特征，设计了查找极值点子程序 D_{max} 。为了不使极值点丢失，系统在这一阶段的采样周期为 10ms。

系统启动后，每 10ms 测量一组数据，并存储在指定的单元，当测得 100 个数据时，调用 D_{max} 子程序，若没找到极值点，数据向前移位，将第一个数据移出，再读入新的数据，重新调用 D_{max} 子程序。重复进行这一过程，直到找出极值点。当找到极值点后，系统显示该点数据，并将采样周期改设为 10s，即每隔 10s 测量一组数据，直到 1 分钟后测量过程结束，系统显示并打印出结果数据。

本系统根据线性插值原理，将测量数据分段进行了线性化。其线性插值公式为

$$y = y_{10} + k_1 x$$

式中 k_1 —— 该段直线的斜率； y_{10} —— 该段直线的截距； x —— 采样值； y —— 校正后数据。

经过系统误差校正后，本系统测量准确度为千分之五。

四、结束语

该检测仪经过道路科研部门的模拟试验，并在测试现场对不同路面进行了大量测试，达到了预期效果。为道路专业的科研与设计提供了可靠的技术数据。

该检测仪在有些方面还需进一步完善。但作为单片技术在该领域的应用具有一定的意义。

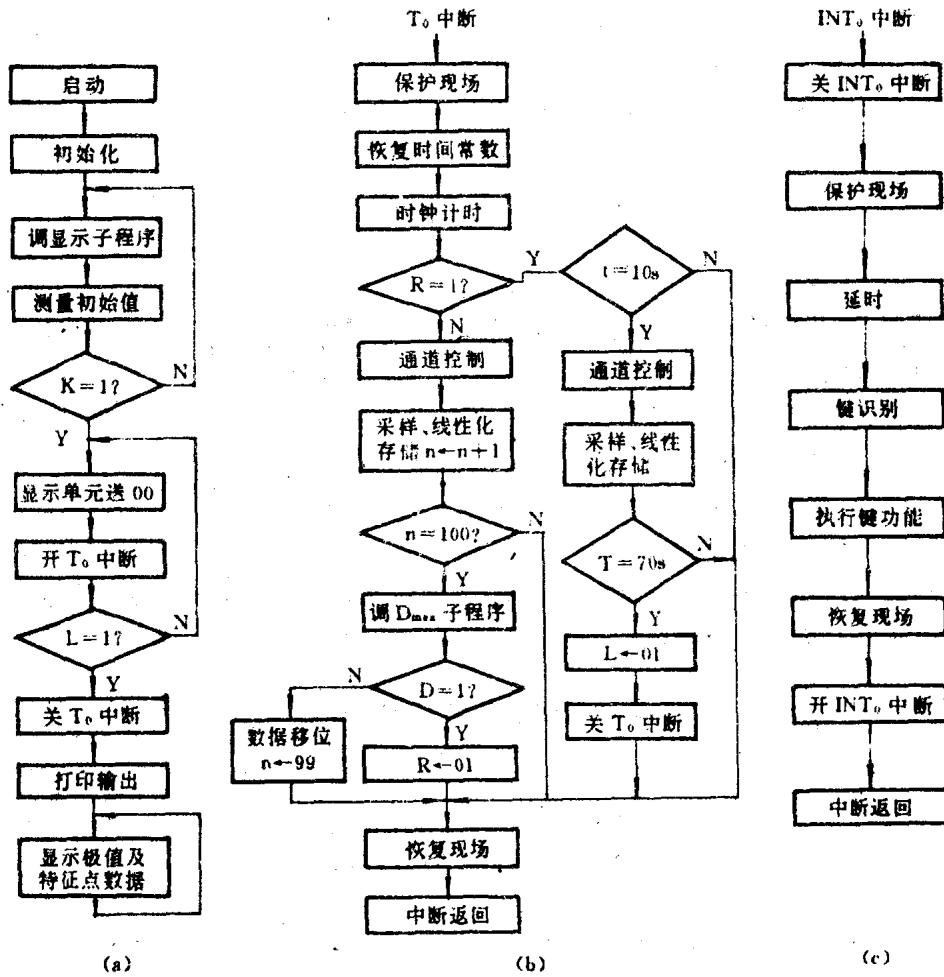


图3 系统程序框图

(a) 主程序框图；(b) T_0 中断框图；(c) 键扫描与处理框图

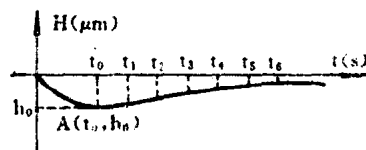


图 4

该检测仪还可用于对小位移量的动态检测。

摘自《电子技术应用》月刊，1991年第10期

8.15 使用 CCD 的单片机动态布面检测系统

天津纺织工学院纺织系 万振凯

本文介绍以 2048 位线阵列器件的全固化摄像机对动态布面进行在线检测。本系统能完成下列功能：(1) 当布面有一疵点时，能够在布边上打印出供修布用的标志；(2) 当布面有一漏洞时，在布边打印标志；(3) 当布检验到一定长度（如 25m）时，能统计出该长度内布的疵点、漏洞个数；(4) 布尽时能自动停车、停止检验，并能统计布长、疵点、漏洞等参数。

一、2048 线阵 CCD 工作原理

本系统使用的是电子工业部 44 所研制的 GS11 型全固化摄像机，该摄像机利用二相驱动的线阵 2048 位 CCD。该 CCD 的基本结构如图 1 所示。工作原理如下：

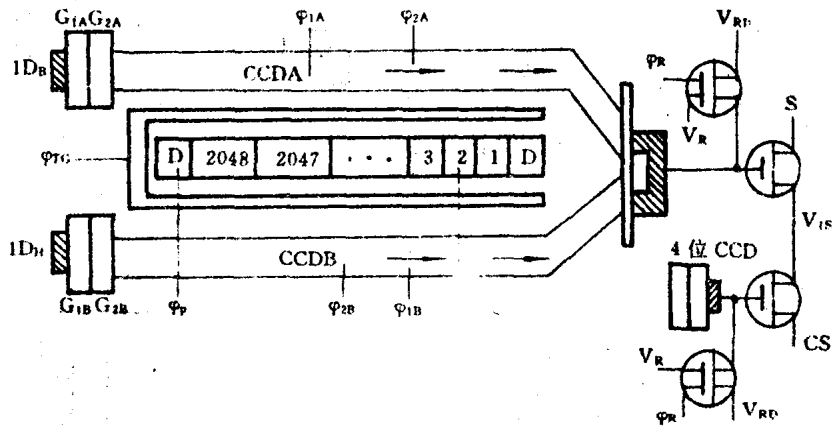


图 1 2048 元线阵 CCD 工作原理

光敏元与移位寄存器之间由转移栅 φ_{TC} 隔开。当光敏元由 φ_P 加上光积分脉冲后，就在每一个光敏元的势阱中积累了图像信号。当积分将要结束时，转移栅 φ_{TC} 加上转移脉冲使其开启，这时移位寄存器的某一相加 φ_2 保持高电平。让信号电荷包并行地流入 CCDA 和 CCDB 的 φ_2 势阱中去，这时关闭 φ_{TC} 光积分栅又加上下一行图像的积分脉冲；而上一行的信号由 φ_1 、 φ_2 加上驱动时钟脉冲，顺序地把电荷包由 S 端输出，从而完成摄像功能。

GS11 型摄像机输出端用五芯插头，五个插头是：①为电源输入 +12V；②为摄像机视频信号输出，输出信号幅度为 0~5V，频率为 655kHz；③为复位信号 φ_R ，此信号为正极脉冲；在行同步期内，每个脉冲对应于 CCD 的一个光敏元；④为行同步输出，行扫描时间为 1.61ms，它们的定时关系图如图 2。

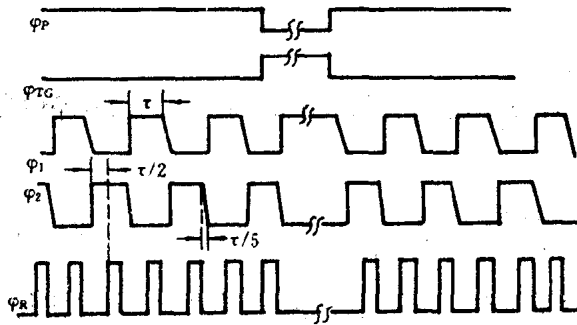


图2 2048元线阵 CCD 驱动波形图

二、控制电路与微机系统

图3为 CCD 的视频输出电路，图4为单板机的接口电路。CCD 的视频输出信号和两个电压比较器 BG307 相比较。当布面有疵点时 BG307I 输出为高电平，被 PIO 的 PA₁ 监视，当断定是新的疵点时，就由 PA₂ 发出命令进行打印标志。当布面有漏洞时 BG307II 输出高电平，被 PA₃ 监视，断定是新的漏洞时，由 PA₄ 发出打印标志的命令。为了克服较大的疵点和漏洞被重复检验，我们将这种疵点和漏洞作为两个疵点或两个漏洞处理，用十二位计数器 4040 作为新疵点新漏洞的判别器件。因为

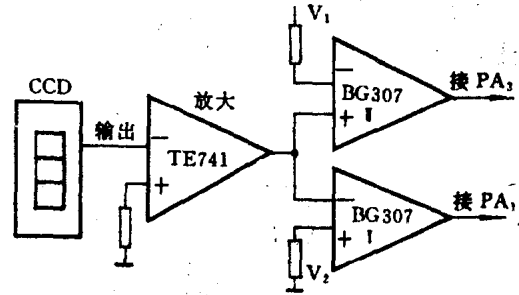


图3 CCD 信号的放大和比较电路

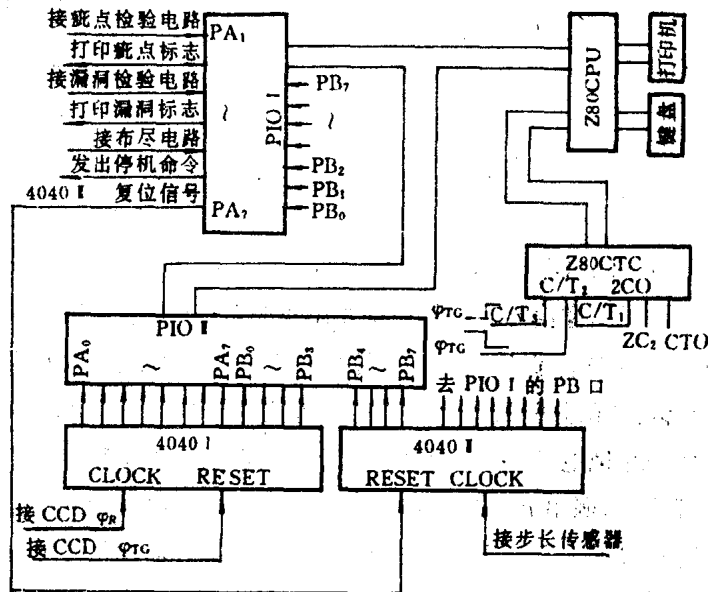


图4 CCD 驱布机微机接口电路

CCD 输出 φ_R 的频率为 655kHz, 难以利用单板机计数, 又最大计数值为 2048, 故选用 12 位。图中 4040I 在同步信号到来时被复位。复位后立即对 φ_R 进行计数。如果本次扫描和上一次扫描 4040I 的计数值相同, 就可说明一个较大疵点或漏洞被两次扫描发现, 而打印一次标志。否则就视为两个疵点或漏洞。

4040II 是为测量布长而设置的, 当布到达一定长度时, 由打印机打印出步长、疵点和漏洞等参数。并由 PA₇ 对 4040II 复位, 进行下一次检验。

三、测量原理

图 5 是主程序和中断服务程序的简要框图。中断服务程序主要用到中断嵌套的功能。由于 CCD 输出和同步信号的频率较快, 我们利用同步信号 φ_{TG} 的前沿 (上升沿) 作为 CTC₃ 通道

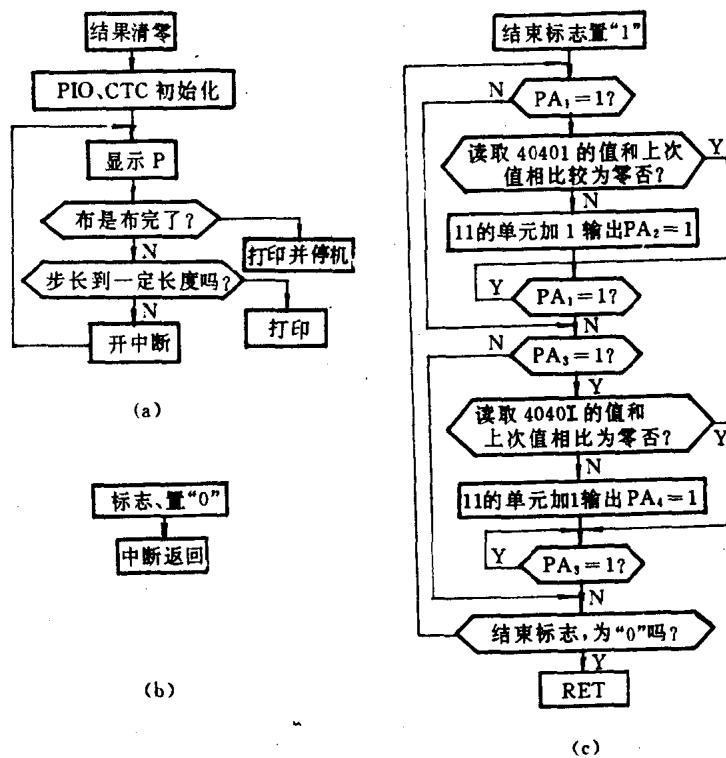


图 5 程序框图

(a) 主程序; (b) CTC₂ 中断服务程序 (c) CTC₃ 中断服务程序

的外部中断申请源, 用 φ_{TG} 的后沿作为 CTC₂ 的外部中断申请源, 而不用定时中断。首先, 程序进入 CTC₃ 的中断服务程序, 当 CTC₂ 中断时, CTC₃ 的中断被挂起, 执行 CTC₂ 的中断后, 结束标志被置零。当返回 CTC₃ 中断时, CTC₃ 中断程序判别有了结束标志就返回主程序。

CTC₀ 与 CTC₁ 级联是为了配合打印标志的继电器动作而设定的。

8.16 使用 CCD 的单片机激光衍射测径系统

钱士仁 王先忱

电荷耦合器件 CCD, 在影像传感、信号处理和数字存储等领域中已得到广泛应用, 而 CCD 应用到衍射计量技术有其独到的优越性, 将提高衍射计量的精度, 具有一定的先进性和实用性。

激光衍射测径仪为非接触、快速、高精度线径测量系统, 可进行静态定点检测和动态实时测量, 并可对连续生产的系统自动监测, 测量范围 $20 \sim 510 \mu\text{m}$, 精度在小于 $200 \mu\text{m}$ 时为 $\pm 0.5 \mu\text{m}$, $200 \sim 500 \mu\text{m}$ 时为 $\pm 0.5\%$, 其中 CCD 信号的接收全部采用 Apple-II 计算机软件编程。本文介绍的是以 MCS-51 系列单片微机取代系统机, 为微小尺寸计量提供了一种新的检测手段和方法。

一、衍射计量原理

图 1 是衍射测量系统方框图。氦氛激光束垂直照射在细线上, 经透镜后在接收屏上产生衍射条纹, 其中一部分由 CCD 接收窗口的光敏元接收, 产生与光强成比例的电荷包, 并转移到对应的移位寄存器中。经四相时钟电压驱动, 将电荷包依次转移到输出放大器, 即在输出端得到一系列幅度被衍射图像调制的电模拟信号。再经 JFET 运放、TTL 施密特触发器和逻辑电路来控制单片机计数器, 进行数据运算, 并显示和打印测量结果。

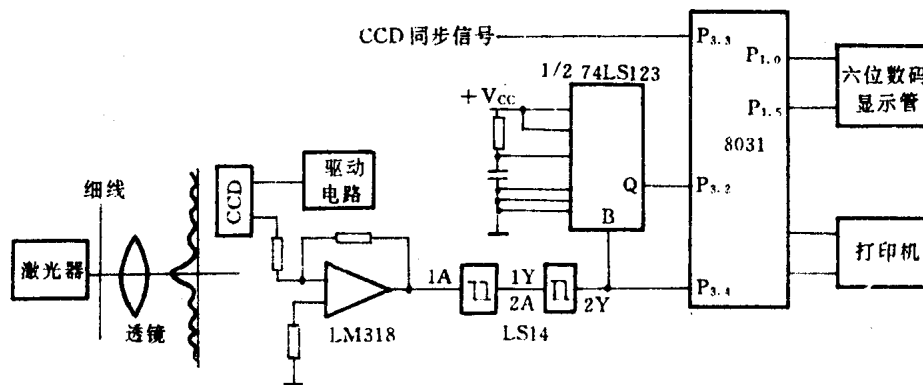


图 1 激光衍射测量系统方框图

图 2 为激光束照射狭缝 b 时, 当 $L \gg b^2/\lambda$ 时, 即形成夫琅和弗衍射。在接收屏上可得到明暗相间的衍射条纹, 出现暗条纹的条件为

$$b \sin \varphi = \pm K \lambda \quad K = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

式中 φ 为衍射角; λ 为激光波长 $0.63 \mu\text{m}$; K 为衍射条纹的级数; L 为狭缝到接收屏的距离。

φ 很小时, 则

$$b = \frac{KL\lambda}{x_k} \quad (2)$$

式中 x_k 为中心亮点到第 K 级的距离。

根据巴俾涅互补定理, 两个互补屏产生的衍射图像是相同的, 即当激光束照射细线时, 在接收屏上亦可得到同样的明暗相间衍射条纹。若细线直径为 d , 当 $L \gg d^2/\lambda$ 时,

$$d = \frac{KL\lambda}{x_k} \quad (3)$$

为了得到理想的夫琅和弗衍射图像, 可利用透镜将细线的衍射图像成像于透镜的焦平面上, 若透镜焦距为 f , 则计算细线直径公式为

$$d = \frac{K\lambda \sqrt{x_k^2 + f^2}}{x_k} \quad (4)$$

本系统是以相对测量的方法来得到 x_k 的变化值, 如图 3 所示。以标准细针 (I 级三针) 测

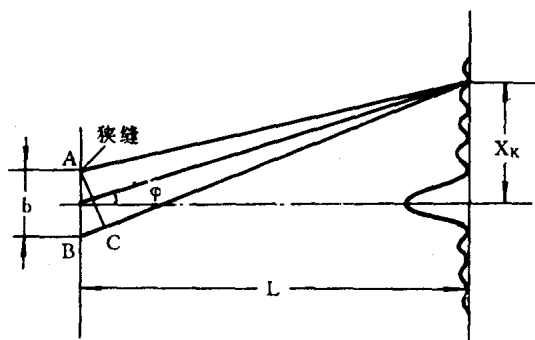


图 2 激光照射狭缝时的衍射图像

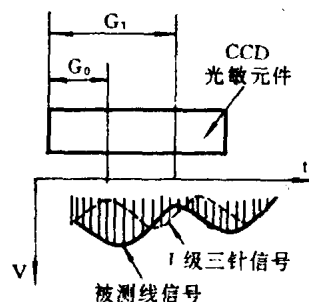


图 3 测量 x_k 的变化值

得某一级条纹的 x_{k0} 在 CCD 光敏元上的位置序数 G_0 , 然后再测量被测细线在同一级条纹的 x_k 在 CCD 光敏元上的位置序数 G_1 。因相邻光敏元的中心距 B 是定值 $30 \mu\text{m}$, 故

$$\begin{aligned} \Delta x_k &= x_k - x_{k0} = (G_1 - G_0)B \\ x_k &= x_{k0} + (G_1 - G_0)B \end{aligned} \quad (5)$$

由式 (4) 得

$$d = \frac{K\lambda \sqrt{x_k^2 + f^2}}{x_k} = \frac{K\lambda \sqrt{[x_{k0} + (G_1 - G_0)B]^2 + f^2}}{x_{k0} + (G_1 - G_0)B} \quad (6)$$

$$x_{k0} = \frac{K\lambda f}{\sqrt{d_0^2 - K^2\lambda^2}} \quad (7)$$

式中 d_0 为标准三针的直径。

由式 (6) 可知, 对于一个已选定的测量系统, 只有 G_1 是随被测细线直径变化的量, 其

余均是定值。因此,只要测得 G_1 值,即可以得到相应的被测细线的直径。这就是衍射测量系统的计算公式。

二、信号处理

固体图像传感器采用上海技术物理研究所制造的双层多晶硅交叠栅、表面 N 构道的四相 150 元线列电荷耦合器件,驱动频率为 20~1000kHz 可调,输出直流电平 -0.2~-0.8V。首先将此信号反相端输入到 LM318 运算放大器,输出经 74LS14 中两只施密特倒相电路整形得到正向方波脉冲电压。由于衍射图像暗点处电平小于 0.2V,故设计运放的放大倍数时,使放大后的信号小于施密特触发器的正阈值电压 1.6V,施密特电路不触发,形成无脉冲的断点。

设置逻辑电路的作用是为了对放大整形后的 CCD 信号能准确地判断出暗点的位置,并发出一个低电平信号给单片机 $\overline{\text{INT}}_0$ 脚,计数器停止计数,同时产生中断信号,单片机寄存器中测得第 K 级暗点在 CCD 光敏元的序数,通过软件计算可求得微丝直径。

现用 74LS123TTL 集成电路完成逻辑功能。它是一种可重触发单稳态多谐振荡器,在触发脉冲 B_1 上升沿作用下,输出 Q 为高电平,然后在延时 t_w 后,输出 Q 返回低电平。如果在输出高电平期间,输入端又有一个重触发脉冲 B_2 出现,则输出的高电平将会延迟。现在有一连串 CCD 脉冲信号加到触发器输入端,则输出高电平时间将会无限制地被延迟,所以只要选择延时高电平时间 t_w 大于 CCD 信号的周期 (26 μ s),但小于暗点无触发脉冲的时间,便能得到所希望的工作状态:在连续的 CCD 信号输入时,输出为高电平;当有暗点缺少脉冲时,输出为低电平。该逻辑电路的特点是输出脉冲宽度可以控制,基本上由外接电容 $C_{\text{外}}$ 和电阻 $R_{\text{外}}$ 确定。当 $C_{\text{外}} > 1000\text{pF}$ 时,输出脉冲宽度由下式决定

$$t_w = 0.45R_{\text{外}} \cdot C_{\text{外}} \quad (8)$$

三、单片机数据接收和处理

单片微机具有可靠性高、体积小、价格低、易产品化等优点。本系统由于采用 MCS-51 系列单片微机,简化了系统的硬件电路,使系统结构紧凑,操作简单,成本降低,可靠性提高。

用单片机 8031 接收整形后的 CCD,按公式 (6) 和 (7) 转换成线径,并显示和打印结果,主要线路设计如图 4 所示。

接收信号时,使用单片机内部计数器 T_0 直接对 CCD 信号进行计数,将逻辑信号接到 $\overline{\text{INT}}_0$ 脚来控制 T_0 的计数,如图 5 所示。启动系统后,8031 处于等待状态,一旦 CCD 同步信号出现就置位 TR_0 ,并将 GATE 位置零,允许 $\overline{\text{INT}}_0$ 中断,使计数器同时受 TR_0 和 $\overline{\text{INT}}_0$ 脚控制。当逻辑信号为高电平时,计数器开始对脉冲信号计数。当衍射条纹第 K 级暗点位置出现时,逻辑信号变成低电平,一方面打开计数器 T_0 的控制开关停止计数,同时产生一个中断请求信号。在中断服务程序开始时,将 TR_0 清零,并禁止 $\overline{\text{INT}}_0$ 中断。其程序框图如图 6 所示。

由于图像传感器是用 150 元线列阵 CCD,故只读取 TL_0 寄存器的数据就够了,在需要较高精度的场合,可选用 1024 元或更高位线列阵 CCD,此时应从 TL_0 和 TH_0 两个寄存器中读取数据。然后由数据处理程序按公式 (6) 进行运算,其中 $K\lambda$ 在公式中总是成对出现,将它作为一个常数,所有的运算都以无符号数进行,最后显示或打印测量值。测量过程可连续自动进行,对线径动态检测。

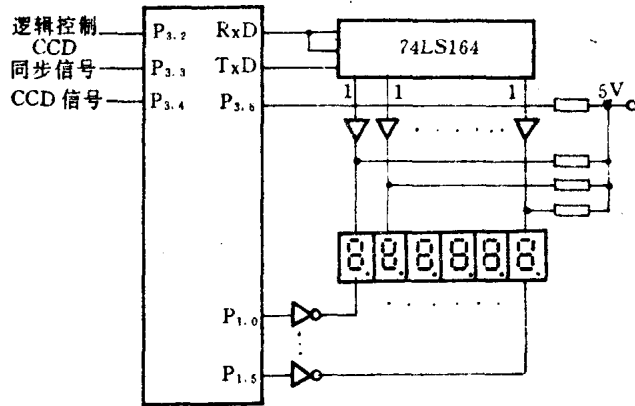


图4 单片机 8031 连接图

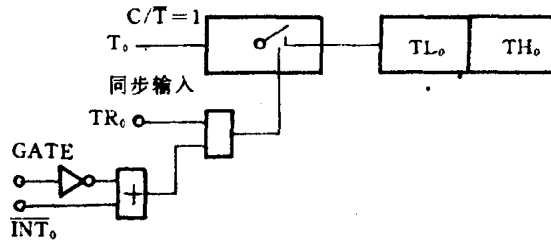


图5 INT₀ 控制 T₀ 计数

四、测量精度

由于通过衍射的光学放大，使细线 d 的变化放大数百倍，因此，测量能够达到较高的精度。由式 (3) 可知，测量精度决定于 λ 、 L 和 x_k 的测量误差。对式 (3) 全微分得

$$\delta d = \frac{K\lambda}{x_k} \delta \lambda + \frac{K\lambda}{x_k} \delta L + \left| \frac{KL\lambda}{x_k^2} \delta x_k \right| \quad (9)$$

$\delta \lambda$ 为激光波长的测量误差，对于氦氖激光器而言，波长 λ 的测量精度一般不低于 10^{-5} ，因此可视为常数，不予考虑。 δL 为接收屏到被测细线距离的测量误差，当 $L > 1000\text{mm}$ 时，其测量误差小于 0.1%，本系统采用透镜成像，焦距 f 属系统误差。因此，测量误差主要来源于 δx_k 项，对式 (5) 求全微分得

$$\delta x_k = \delta x_{k0} + B\delta(G_1 - G_0) + (G_1 - G_0)\delta B \quad (10)$$

δx_{k0} 是标准三针 x_{k0} 的变化值，对已选定的测量系统为一定值，在初始标定时给予消除。 δB 是 CCD 相邻两光敏元中心距的变化值，由光刻机精度决定，属系统误差，也可在初始标定时

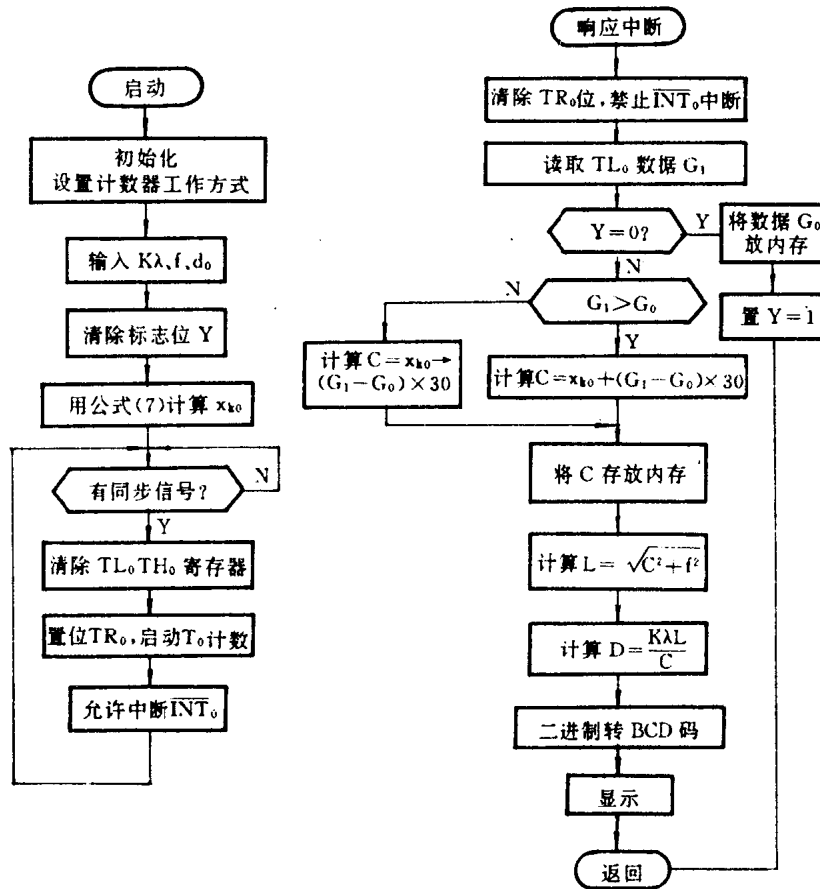


图6 单片机测径程序框图

消除。 $\delta(G_1 - G_0)$ 是衍射条纹第 K 级暗点在 CCD 光敏元上移动的序数测量误差, 是随机误差, 无法消除, 也是影响测量精度的主要误差。提高 CCD 的光敏元位数, 可使相对误差减小。改用 MCS-51 系列单片微机后, 仍用 150 光敏元阵列 CCD, 故测量精度与原系统相同。对哈尔滨量刃具厂制造的一级三针测试结果如下: 当三针直径 d 小于 $200 \mu\text{m}$ 时, 最大绝对误差为 $0.45 \mu\text{m}$, 小于 $0.5 \mu\text{m}$, 相对误差为 0.225% ; 当 $200 \mu\text{m} < d \leq 510 \mu\text{m}$ 时, 最大绝对误差为 $0.92 \mu\text{m}$, 相对误差为 0.46% , 小于 0.5% , 符合测量系统的精度指标。

激光衍射量是通过衍射图像的检测求得被测细线外径, 测量精度高, 可用于光导纤维、漆包线、钟表游丝、纱线、生丝等线径测量, 也可对微隙和微小位移检测, 因此对生产有指导意义。

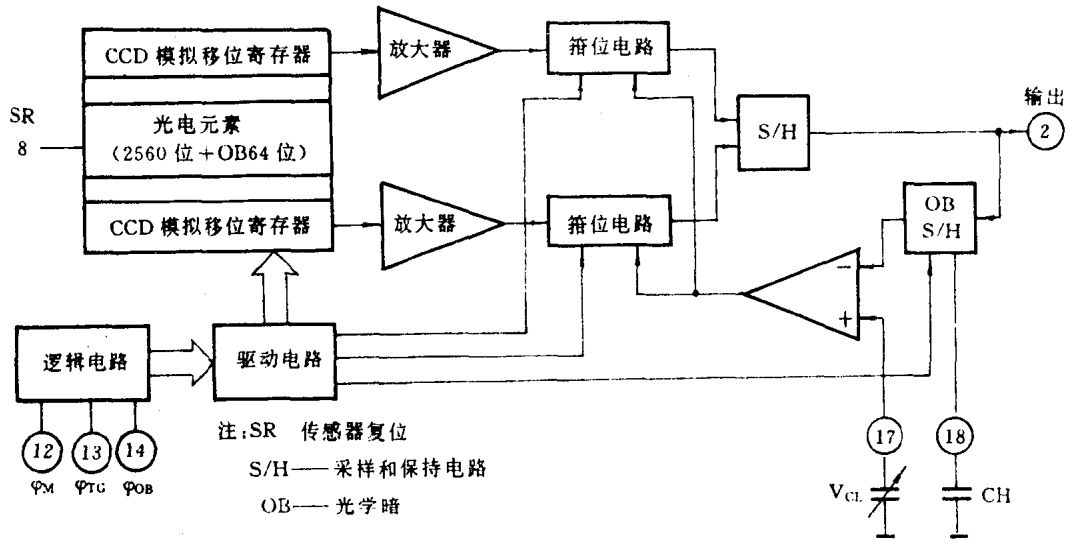


图 2 CCD 传感器 $\mu\text{PD3570D}$ 结构框图

荷蓄积，蓄积的电荷量由光的强度和所照射的时间决定。对蓄积的电荷每隔一定时间（由时序电路控制）进行串行变换，从一根信号线以电压（或电流）形式依次送出。由于传感器中每个光电元素所占的宽度为已知（ $7\mu\text{m}$ ），通过对信号线送出的电压脉冲进行计数就能得到被测物体的尺寸。（光照区有电压脉冲输出，由物体挡光而造成的阴影区无脉冲输出。）

2. 传感器工作的定时驱动电路

图 3 为传感器正常工作的定时图。图中 φ_M 、 φ_{TG} 均由时序（驱动）电路产生， φ_M 为频率

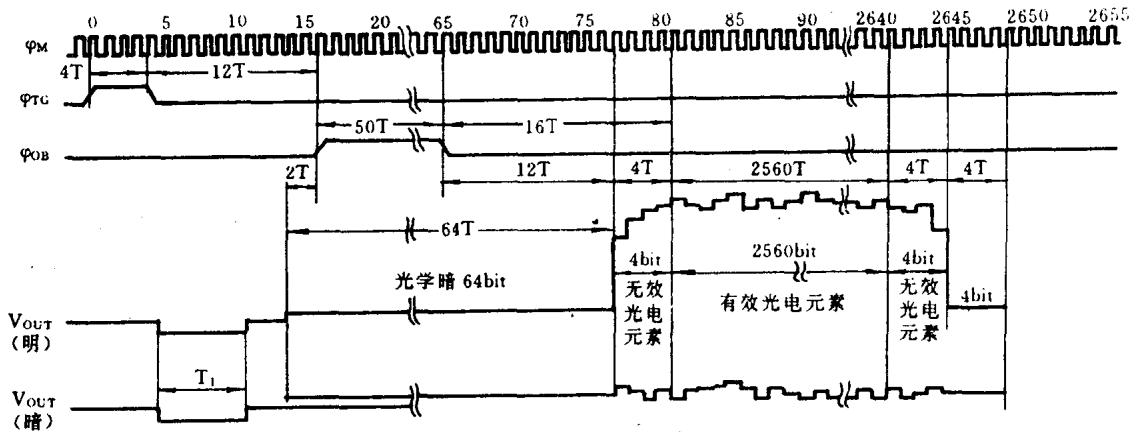


图 3 传感器正常工作时的定时图

1 兆赫时钟。从图中可知 φ_{OB} 可用于有效光电元素计数前的复位， φ_{TG} 可用作单片机对计数值采样的选通信号。 φ_M 可用作计数脉冲，在 2560 个有效光电元素内有光照的元素其输出为高电平，借助于逻辑控制使 φ_M 脉冲输至计数器进行计数，而无光照的元素输出为低电平则禁止 φ_M 脉冲进入计数器。图 4 为驱动电路，它提供 $1\text{MHz}\varphi_M$ 时钟以及 φ_{TG} 时钟信号，其他部分为 $\mu\text{PD3570D}$ 正常工作提供所需的电源或电平。

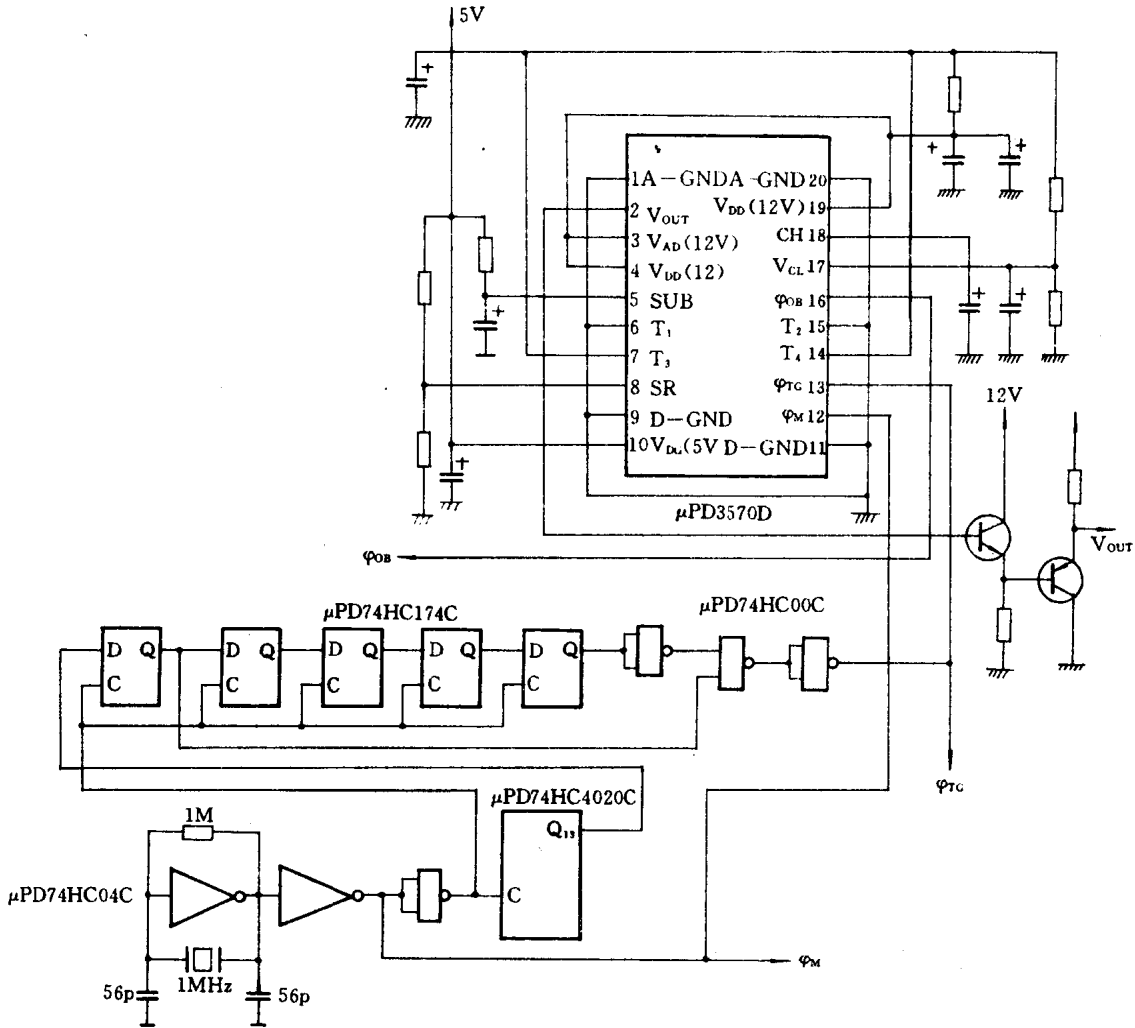


图 4 传感器的定时驱动电路

3. 控制电路及微机系统

图 5 为 CCD 的输出与单片微机接口电路。

8031 除 CPU 外还有两个定时/计数口,二个外部中断口,四个输入/输出口,一个串行口,128 个字节的 RAM。373 为地址锁存器,2716 为存放程序的 EPROM,8155 为 RAM/IO 扩展器,它既作显示器接口又作计数采集接口,75452 及 7407 分别为四位 LED 显示器的位驱动和段驱动。4040 为 12 位二进制计数器,因 CCD 所需的 ϕ_M 为 1MHz 频率,难以直接从 8031 的 T_0 口或 T_1 口进入而计数,故而由 4040 计数再借助于 8031 P_1 口和 8155 PA 口采集,又因最大计数值为 2560,故选择 12 位即可。 P_0 口既作数据口又作地址低八位, P_2 口作地址高八位。 K_1 键为功能键接 8031 的外部中断口 \overline{INT}_1 ,第一次按下,显示平均直径,按第二次为最大直径,第三次为最小直径, K_2 键为 8031 的复位清零键。输出信号 V 与一基准电平(设定至相当于光被挡住时的暗电平)经 339 比较器进行比较,对应于有光照的光电元素 V 为高电平,经 339

三、 测量原理和工作过程

测量系统原理示意图如图 6 所示。该系统由平行光源、被测线材、CCD 传感器、控制电

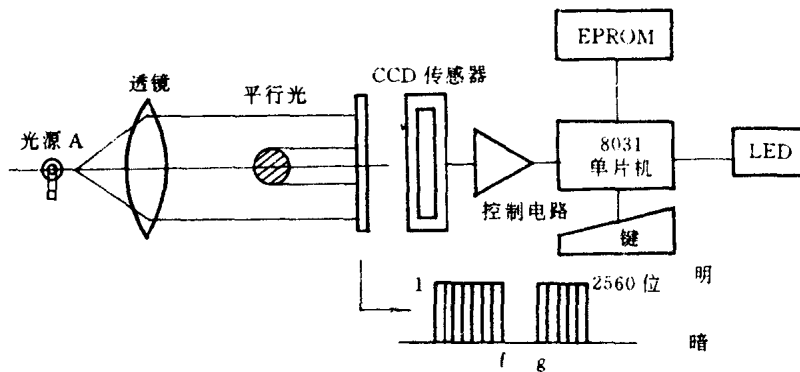


图 6 测量系统原理示意图

路及单片机微机组。来自点光源 A 的光经透镜后产生一束平行光，照射在 CCD 传感器上。当该光束中置有被测线材时在 CCD 上产生与线材直径相当的阴影，从而在 CCD 的输出端产生如图所示的波形。直径愈大则阴影愈大，波形中的缺口部 (fg) 愈宽。实质上 fg 的宽度体现了 CCD 中被挡光的光电元素个数的多少。经单片机、控制电路、接口测量 fg 的宽度 (即无光照光电元素的个数)，并由软件乘以常数 ($7\mu\text{m}$) 就可得到该线材的直径。本仪器有效测量范围是 $0\sim 17.92\text{mm}$ ，分辨率为 $7\mu\text{m}$ 。

图 7 为主程序和各中断服务程序简要框图。几点说明：

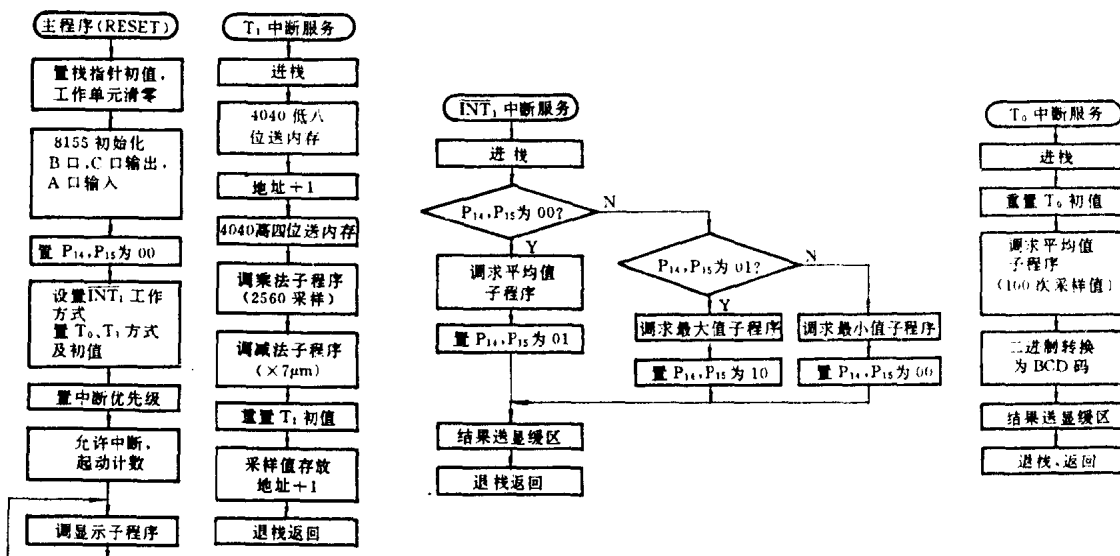


图 7 主程序和各中断服务程序框图

(1) T_1 中断服务主要用来采集数据并计算出瞬时直径，框图中调用减法子程序是为了求

得无光照光电元素的个数，全部光照到是 2560 个，采样值是光照到的光电元素个数。

(2) 每次显示是 100 次瞬时采样值的平均值，这一功能通过 T_0 中断服务程序来达到。

(3) K_1 键引起 $\overline{INT_1}$ 中断，按下的次数不同， P_1 口的 P_{14} 、 P_{15} 状态不同，通过对 P_{14} 、 P_{15} 状态的判别分别计算和显示平均值、最大值和最小值。这里的平均值含义与 T_0 中断服务中的求平均值不同，前者是对各个瞬时平均值，再求平均，是按键后进行的，而后者每 100 次采样后自动进行求平均值。

四、应用情况

本装置投入某塑料电线厂使用后，达到了令人满意的效果，改革了以往用游标卡尺动态测径的不合理方法。做到既无接触又能准确数字显示运行中的电线直径。软件中加入线径设定值及偏差允许值后又能自动控制牵引电机的转速，从而保证线径的正确和均匀。使用中需注意：

(1) 光源产生的光束是平行光，线材置于光束的不同位置其阴影大小就会产生误差。

(2) 保护 CCD 传感器窗口玻璃的清洁，灰尘和污物的附着会影响输出的正确性。

(3) 因为 $\mu\text{PD3570D}$ 使用了 MOS 结构，应注意防静电，以免损坏器件。

(4) 所设计的光源和接收部分其机械结构应合理，能防止外来强光的进入，光源的光量能调节，以便得到合适的输出波形。

摘自《电子技术应用》月刊，1989 年第 1 期

8.18 使用 CCD 的单片机中型热轧圆钢直径检测仪

天津大学精密仪器工程系 冯正鸣 陈林才 金篆芷

一、测量原理

由于中型热轧圆钢直径较大 ($\varnothing 60 \sim \varnothing 130\text{mm}$), 而成像透镜及 CCD 器件不可能做得这样大, 因此在光路上, 仪器采用了双光路测量系统。测量原理如图 1。

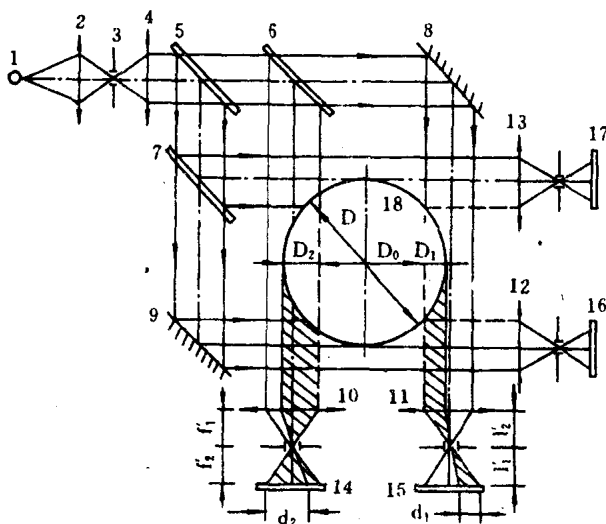


图1 测量原理

根据工厂要求, 对轧钢水平、垂直两个方向进行测量, 以保证对轧件尺寸的调整和控制。下面以垂直一路为例介绍仪器测量原理。

光源1发出的光经过聚光镜2会聚于光阑3, 光线通过光阑3后面的物镜4形成一束平行光, 该平行光通过分光镜5分成两束平行光, 一路作为轧件水平方向的照明光, 一路作为垂直方向的照明光。后者通过分光镜6再分成两束平行光, 一路直接照射工件左边缘, 通过物镜10成像在CCD器件14上; 另一路经平面反射镜8变向后与左边一束光平行照射工件右边缘, 由物镜11成像在CCD器件15上。通过计算两块CCD上阴影所覆盖的光敏单元数, 再加上两平行光之间的间距, 可求出工件18的直径。

$$D = D_1 + D_2 + D_0$$

$$D_1 = d_1 f'_1 / l'_1 = n_1 \cdot s f'_1 / l'_1 = K_1 \cdot n_1$$

$$D_2 = d_2 f'_2 / l'_2 = n_2 \cdot s f'_2 / l'_2 = K_2 \cdot n_2$$

式中: s ——光敏元中心距; n ——阴影覆盖的象素数; K ——脉冲当量。

由于左右两路的光学参数完全相同, $K_1 = K_2 = K$, 则

$$D = D_1 + D_2 + D_0 = K(n_1 + n_2) + D_0$$

CCD 器件采用日本东芝公司的 TCD102C 象感器。TCD102C 有 2048 个感光单元,感光单元尺寸为 $14 \times 14 \mu\text{m}$ 。

二、信号处理

CCD 输出信号经过驱动电路驱动其幅值在 $50 \sim 500\text{mV}$, 信号上叠加着 1MHz 的移位寄存器二相时钟脉冲及转移控制脉冲的干扰。此外,在测量中热轧钢爆皮脱落也会对 CCD 输出信号产生严重干扰,如不对信号加以处理,将使单片机系统无法正常采集数据。电路系统的方框如图 2。

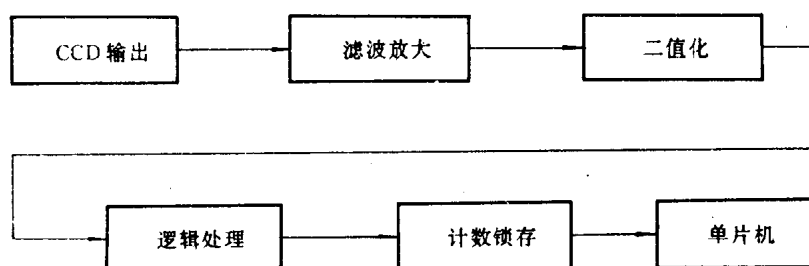


图 2 电路系统框图

用投影法测量直径,将被测阴影成像于线阵 CCD 光敏元上,有光照部分和无光照部分的光敏元相应输出有显著差异,可直接把输出看成具有“0, 1”特征的信号,但在明暗交界处实际光强是连续变化的,加上 CCD 本身的转移效率、光线绕射和调制传递函数的限制,输出信号的包络线有一定梯度,需要将梯度变化附近的输出信号“二值化处理”。即取一个比较电平,把输出电压处理为标准的“0, 1”信号,即二值化脉冲,用它作为计数器的控制脉冲,在脉冲宽度内计数,便可由计数脉冲当量和所计脉冲数算出相应宽度的被测直径。

图 3 给出了仪器采用的二值化电路。

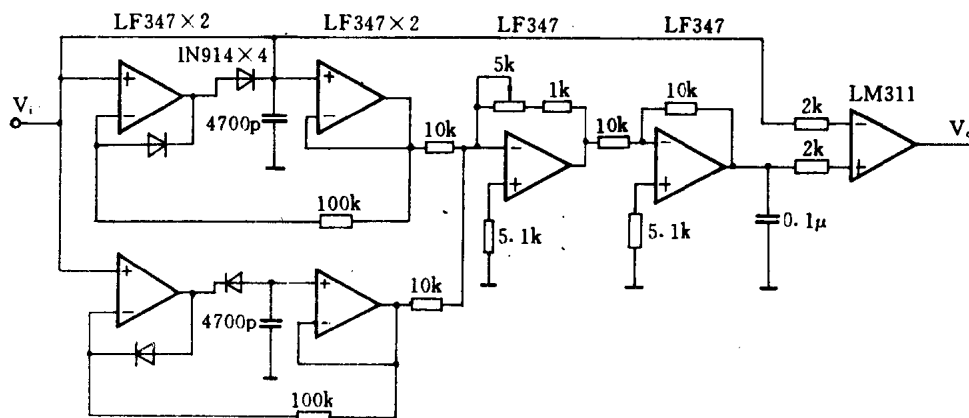
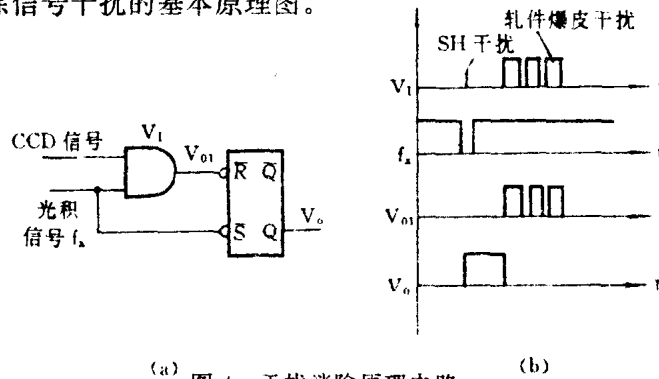


图 3 二值化电路

考虑到轧钢车间温度、尘雾和电压波动等对光源的影响, CCD 输出信号幅值变化较大, 使比较电平的相对位置发生变化, 测量值产生较大的误差。为此电路中采用了浮动比较电平, 使比较电平值随光强变化而变化, 保持比较电平相对位置不变。

图 4 (a) 是消除信号干扰的基本原理图。



(a) 图 4 干扰消除原理电路 (b)

根据 TCD102C 芯片转移脉冲 SH 和光积脉冲 f_x 的脉冲宽度及相位关系, 只要将 f_x 和 CCD 输出信号相与, 就可以屏蔽掉转移控制脉冲 SH 的干扰毛刺。

当热轧钢通过检测仪时, 会有一些爆皮落在测量窗口上。在阴影内的爆皮对 CCD 输出信号没有影响, 但在阴影外的爆皮将使输出信号产生干扰脉冲, 使单片机计数错误而不能正确反映被测轧件的尺寸。将 CCD 的输出信号接 RS 触发器 \bar{R} 端, 光积分信号 f_x 接 \bar{S} 端, 当 f_x 为 1 时 Q 置 1, CCD 输出信号阴影后沿使 RS 触发器翻转为 0。此后, 即使后面再有干扰脉冲信号, 触发器仍保持为 0 不变。信号波形变化如图 4 (b)。

三、单片机系统

单片机采用 8031 单片, 经过必要的扩展及外加接口实现了两路 12 位数据采集、仪器显示及外接大屏幕显示。在软件编程中, 充分利用了 8031 内部 RAM 布尔代数区的位操作功能, 使整个程序短小简练。

由于每块 CCD 有 2048 个象素单元, 经过二细分有 4096 脉冲, 需要有 12 根数据线。四块 CCD 则要 48 根数据线, 而 8031 为 8 位单片机, 为解决此矛盾, 首先将垂直、水平两个方向分开, 由两块单片机来处理。这样可使硬件联接及软件编程大为简化, 由于单片机的廉价性, 仪器成本几乎没有增加。接着, 只要解决 8 位数据口和 24 位输入数据间的矛盾即可。把二路数据 (每路 12 位) 分成三组, 每组 8 位, 用三个三态门作为缓冲器, 单片机的 P_1 口用作控制/状态口, 通过 $P_{1.0}$ 、 $P_{1.1}$ 、 $P_{1.2}$ 依次打开三态门 1、2、3, 经过三次读取数据完成一次数据采集。单片机系统如图 5。

仪器的电器箱显示采用了 LC501J 数码管, 外接的大屏幕显示采用每段由七只发光二极管组成的大数码管。为节省数据锁存器, 采用了多路复用方式进行显示。电器箱显示用集电极开路芯片 7406 作为段码驱动器, 用 LED 驱动器 75452 作为位码驱动器。单片机系统向外接大屏幕显示器的输出信号由 75492——6 位 MOS 到 LED 阴极驱动器进行驱动, 以保证需要。

大屏幕显示器的原理图 (略)。每个数码管由 50 多个 LED 组成, 需要较大的驱动电流。为了不影响单片机系统, 输入端由比较器 LM339 组成, 将单片机 I/O 口输出信号 V_0 和由

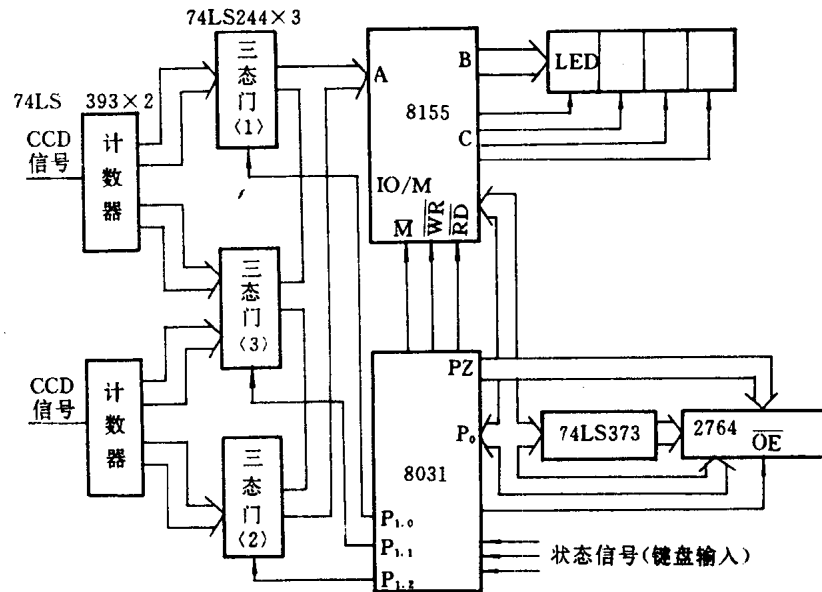


图5 单片机系统

1N4148 二极管结电压构成的固定电平 2.4V 相比较, $V_o > 2.4V$, LM393 输出“1”; $V_o < 2.4V$, LM393 输出“0”。

在软件编程中,通过数字滤波技术,进一步加强了仪器的抗干扰能力;利用误差修正技术实现了对输入信号的实时修正,从而简化了硬件电路,降低了对透镜光学畸变以及机械部分的安装、定位和调整的要求;通过温度调整程序直接给出热轧圆钢的冷态尺寸。

由于程序内容较多,限于篇幅,在此不作赘述。

摘自《计量技术》月刊,1991年第9期

8.19 用 MCS-51 单片机实现织布机的监测

黑龙江省纺织工业学校 王树峤

笔者通过几年来的实践探索,成功地把 MCS-51 微机应用在纺织工厂的织布车间,用来监测织布机的产量、各种因素造成的停机次数及停机时间、计算织机的运转效率,使车间管理人员及时准确地掌握车间的生产状态、分析工人的操作水平、原材料对生产的影响等,能够有的放矢地指挥生产,实现了车间管理现代化。这是一套造价低廉、测试数据较准确、易普及的微机应用电路。

一、传感器电路的工作原理

本电路应用的传感器是 HJ-84 型霍尔效应电路传感器。

(1) 产量监测传感器固定在纺织机刺毛轴的顶端。刺毛轴与织布机同速运转。刺毛轴的圆周长是 40cm,它转动一周,传感器使晶体三极管 BG_1 饱和与截止各四次,在 OUT_1 端输出均匀的四个脉冲,每输出两个相邻脉冲,织机织布长度为 10cm。(2) 停车监测传感器固定在织机停车闸把上。开车时传感器使 BG_2 饱和, OUT_2 输出低电位 0;停车时传感器使 BG_2 截止, OUT_2 输出高电位 1。(3) 经纱断监测传感器固定在经停车传动机构上。如果经纱断线,经停车传动机构带动停车闸把关车,之后,经停车传动机构复位。在完成这一动作过程中,传感器使 BG_3 由饱和变截止,再由截止变饱和。这样标有 OUT_3 输出的 JK 触发器的 J 端,得到一个 0—1—0 的脉冲。同样道理,当纬纱断线时,标有 OUT_4 输出的 JK 触发器的 J 端,也得到同样的脉冲。由图 1 电路图中可知道,两个 JK 触发器 CP 脉冲输入端始终有脉冲输入,两个

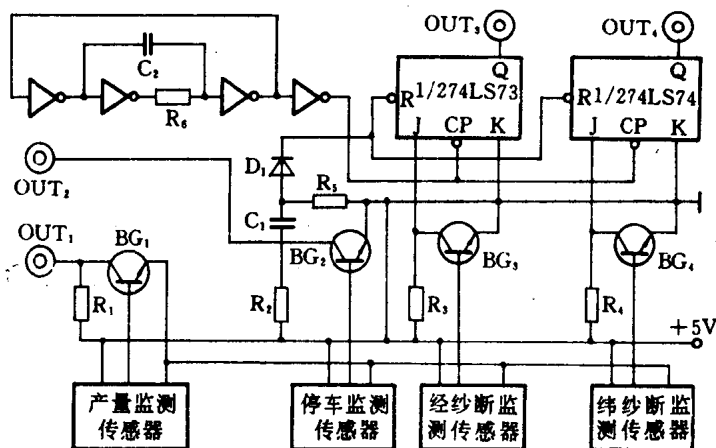


图 1 传感器电路

K 端都接 0 电位,在这种特殊工作条件下,JK 触发器的工作逻辑见触发器工作逻辑表。由

JK 触发器工作逻辑表

J	K	Q
1	0	1
0	0	原态不变

辑表中可知：如果经纱断线或纬纱断线，当 J 端电位由 0 变到 1 时，Q 输出高电位 1；当 J 端电位由 1 变到 0 时（这时 JK 都是 0），Q 保持了高电位 1。所以，经纱断时 OUT_3 和 OUT_2 都输出高电位 1。同理，纬纱断时 OUT_4 和 OUT_2 也都输出高电位 1。根据这个道理，在编程序时先判定有无停车（ OUT_2 是否是 1），如果有停车再判断是经停（ OUT_3 是 1）还是纬停（ OUT_4 是 1）。若经纬都不停车（ OUT_3 和 OUT_4 都是 0）就是其它停车。

C_1 、 R_5 、 D_1 构成脉冲电位门电路。停车后 OUT_2 输出的高电位通过 R_5 给 C_1 充电，充好电后， C_1 两端电压近似 5 伏（ OUT_2 端为+）。搬动闸把一开车， BG_2 饱和， OUT_2 端电位下降到 0 伏。由于 C_1 两端的电压不能突变，通过 D_1 给 R 端输入一个负脉冲，把 JK 触发器置 0，所以开车后， OUT_3 和 OUT_4 都是低电位 0 伏。

二、硬件电路说明

硬件电路如图 2 所示。

各部分简述如下：

(1) 由 CPU8031、EPROM2732、RAM6264、74LS373 构成 MCS-51 微机的基本电路。
 (2) CPU8031 的 $P_{3.4}$ 、 $P_{3.5}$ 和 8255A 的 P_A 口组成键盘电路、微机启动时，先送入标准时间，使微机内部的运行时间和标准时间一致。
 (3) 8255A 的 P_B 口、 P_C 口、四个 74LS154（4—16 线译码器）、六十四个 74LS244（8 三态门）和 CPU8031 的 P_1 口构成采集外部数据信号的输入系统。每台织机的传感器电路有四个输出端（ $OUT_1 \sim OUT_4$ ），两台织机的 8 个输出端通过一个三态门接入 CPU8031 的 P_1 口。这样，128 台织机分别通过 64 个三态门都接入了 P_1 口。三态门的开门信号受 8255A 的 P_B 口、 P_C 口输出数据控制。CPU 通过这两个接口和四个译码器形成三态门的选通信号，逐个地把每台织机的监测数据从 P_1 口接收到机内进行处理。
 (4) 8255A 的 P_A 口、六个 4511B 和六个 LED 显示器构成产量数字显示电路。由于 CPU 多数时间忙于处理 P_1 口输入的数据。因为 4511B 具有锁存、译码、显示驱动功能，它和 LED 显示器可以直接构成静态显示电路。锁存数据信号是 CPU 通过 74LS138 直接控制。
 (5) C_5 、 D_2 、 R_7 、 R_8 、 R_9 、E 构成 RAM6264 掉电数据保护电路。在突然停电时，它能使 RAM6264 里的数据不丢失。当来电之后，可以通过键盘恢复掉电前的运转状态。

三、软件设计

电路系统软件采用模块化设计，共分四部分。如图 3 所示。

(1) 主程序：微机送电后进入键盘程序，操作者通过键盘键入标准时间。8255A 初始化时三个口都定为输出。CTC 定时器 T₀ 选择工作方式 1。判断是否 8 小时的程序是循环运行等待中断，一旦够 8 小时，微机就进入和主机通讯的程序，把 RAM6264 中的数据逐个送给主机，送完后又开始了新的工作。

(2) 中断服务程序：由两大部分组成，一部分是 CTC 定时器的定时周期为基准而进行秒、

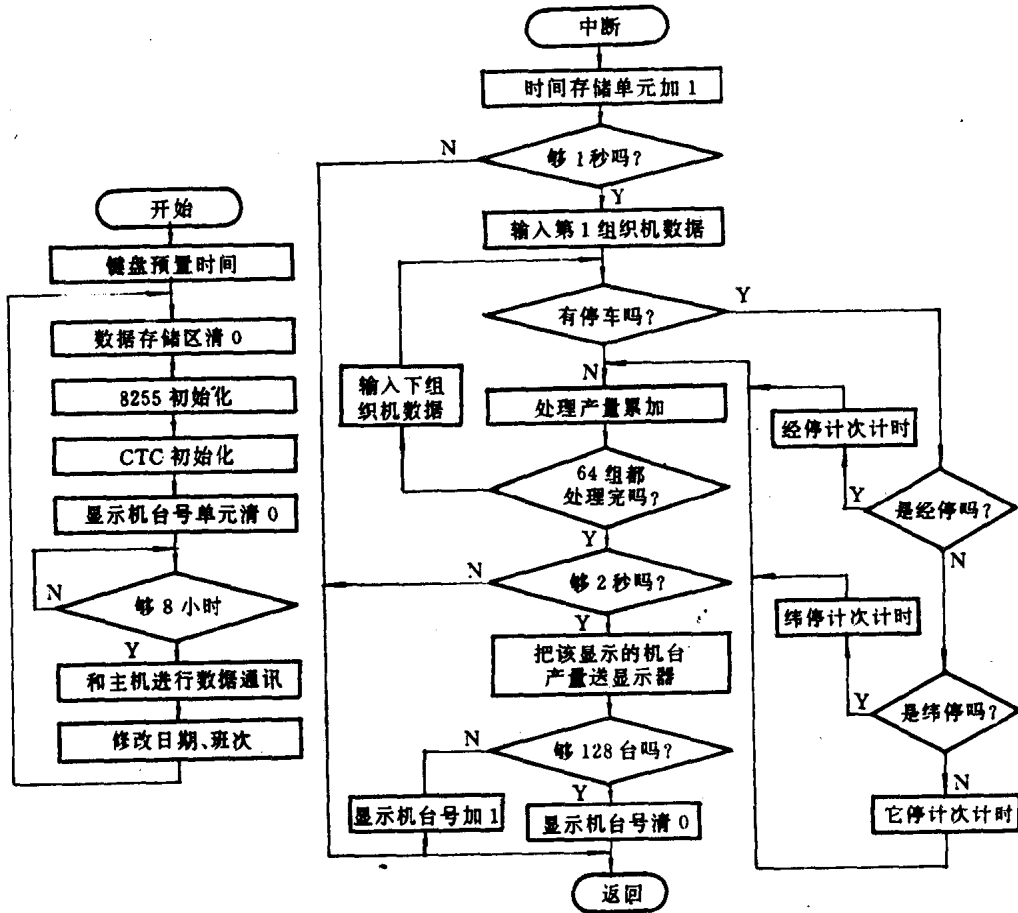


图3 软件框图

了处理脉冲上升沿。解决了这个问题。

对于各种停车计时，CPU 每次搜索输入信号时，只要传感器输出信号是1，就在该机台对应的计时单元累加1秒。

(4) 显示程序：把每台织机的产量，逐个地循环送入显示器上显示，每隔两秒钟换另一台织机产量。

四、数据的可靠性

(1) 微机对各种停车的计次是准确的，计时数据可精确到1秒。

(2) 由于织物本身有弹性，下机后长度要缩短，因而存在着收缩率问题。实践证明，织物不同，收缩率不同；机台不同，收缩率也不同。可以通过实验摸索出收缩率。微机在进行产量运算时，根据不同织物、不同织机的收缩率加以校正，使监测数据减小误差。

8.20 单片机在工频参量测试中的应用

中国自动化学会 吕宝贞
江苏计算机协会 张文国

工频测量系统, 至今仍没脱离模拟方法。因此, 测量过程占用设备多、时间长、效率低、实时性差、精度低, 远远不能适应现代实时自动测控系统的需要。然而, 采用廉价、高性能的单片机却可使这一传统测量方法发生大的变革和突破。下面就常用且急待解决的几种智能工频参数测量方案作一概况分析。

一、工频频率的测量

如图 1 (a) 所示, 将工频正弦电压 V_x 经零比较器变换成如图 1 (b) 所示的 TTL 电平方波 T_1 , 然后引入 8035 的 T_1 端。再用单片机的判跳指令 JT_1 及 JNT_1 查询 T_1 的正跳变, 启动

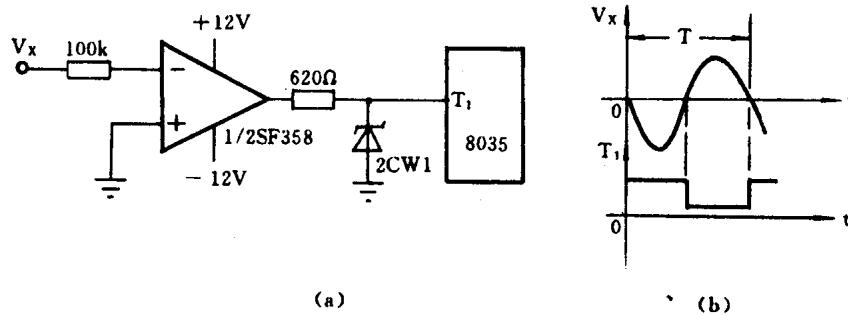


图 1 工频频率测量: (a) 电路; (b) 波形

片内 8 位定时器, 以后继续查询 T_1 , 在产生负跳变时关闭定时器, 读出定时器内的定时计数值 N 。由于定时器每 $80\mu\text{s}$ 加 1, 则可换算出工频值:

$$f = 50D \times \frac{125D}{N} = 32H \times \frac{7DH}{N}$$

在软件处理上, 只需调用一次 8 位乘法子程序及一次 8 位除法子程序, 即可求得工频周波送显或打印。

由于整个测量过程中仅可能出现定时器 $\pm 1\text{LSB}$ 的误差, 故工频测量值在 $49.60 \sim 50.40$ Hz 范围, 精度优于国家规定的 $50 \pm 1\text{Hz}$ 。如果取各次测量值的算术平均值, 则精度还可进一步提高。整个电路是一个完整的工频测量系统, 可供生产厂家直接采用。

二、工频电压电流相位差 φ 及功率因数 $\cos\varphi$ 的测量

按图 2 (a) 硬件接线后, 可得到图 2 (b) 所示各点波形。其中 U_v 为正弦交流电压, U_i

为同一相正弦电流变换而成的电压波。

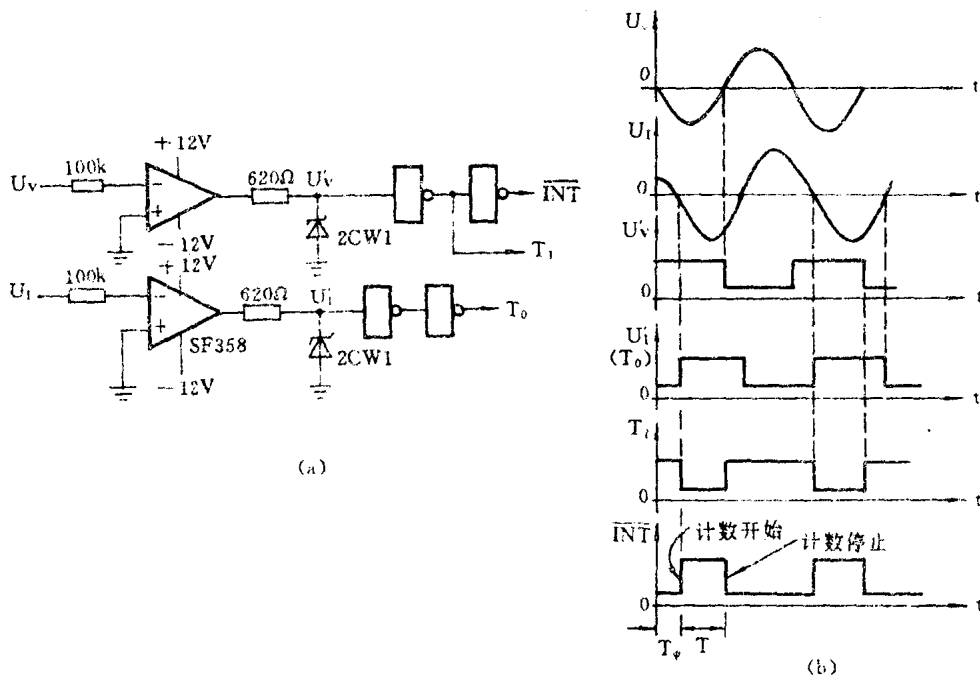


图2 工频电压、电流相位差 φ 及功率因数 $\cos\varphi$ 的测量

(a) 测量电路; (b) 波形

由于同一相内 U_i 和 U_v 之间有超前滞后两种情况,且相位差 φ 均小于 90° (当 $\varphi=90^\circ$ 时,相功率 $P=0$ 。属极端情况),故图 2 (b) 分析了 U_i 滞后于 U_v 的情况,对于 U_i 超前 U_v ,分析结论亦全同。由波形图可见, U - I 的相位差 φ 所允许时间 $T_\varphi=10\text{ms}-T$ 。

$$\therefore \frac{\varphi}{T_\varphi} = \frac{360^\circ}{20\text{ms}}$$

$$\therefore \varphi = \frac{360}{20} T_\varphi = 18T_\varphi$$

因此只要测出 T 的时间, 求出 T_φ , 再按上式计算出 φ , $\cos\varphi$ 亦可随之求出。

8035 内部的八位定时器在 6MHz 的晶振时每 $80 \mu\text{s}$ 加 1, 故可以用来测定 T 的时间。若定时器 1LSB 角度对应一个角度 φ' , 则 $\frac{\varphi'}{0.08\text{ms}} = \frac{180^\circ}{10\text{ms}}$, 即 $\varphi'=1.44^\circ$ 。所以只要求出 $T_\varphi=7\text{DH}-T$ (T 为定时器读出的计数值), 再乘以 1.44° 即为 φ 的实际相位角。

在软件处理时, 采用了两个措施:

(1) 用 F_0 标志指示 U - I 之间超前、滞后关系, 当 $F_0=1$, I 滞后于 U_i , 显示程序中送“—”段码指示。 $F_0=0$ 时, I 超前于 U , 显示程序中送“0”段码指示。

(2) 在 8035 第三页 (300H~3FFH) 查表功能程序存储器中, 安排 $T_\varphi-\varphi$ 及 $T_\varphi-\cos\varphi$ 对照表, 配合查表指令 MOV P3A, @A, 由 T_φ 直接查出对应的 φ 及 $\cos\varphi$ 值。

程序流程见图 3。

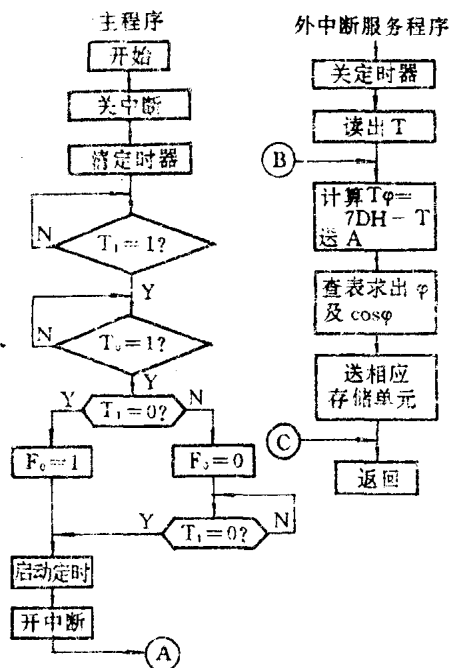


图3 求 φ 及 $\cos\varphi$ 的流程图

三、工频电压、电流瞬时值 U_m 、 I_m 测量及有功 P 和无功 Q 的测量

在图 2 (a) 的硬件连接图上扩充一片 8 位 A/D 转换器 ADC0804 及一片 8 选 1 多路开关 CD4051，将 CD4051 的 IN_1 作为工频电压输入端， IN_2 作为工频电流输入端，A/D 输出经 74LS240 缓冲后直接连在 8035 $DB_0 \sim DB_7$ 端。CD4051 通道选择由双 D 触发器 74LS74 控制，硬件示意如图 4。

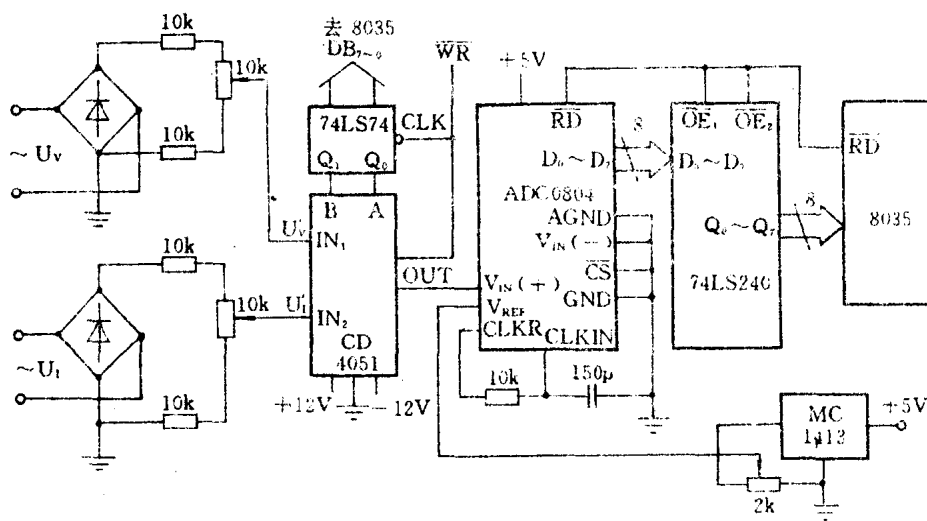


图4 U_m 、 I_m 、P、Q 测量硬件系统

设 I 滞后于 U，可画出电路中各点波形如图 5。可见 T_1 由“1”跳变为“0”恰好是 U_i 过零时刻，从此点延时 5ms 后再启动 A/D 转换器，其结果即是 U'_{im} 的值。当 T_1 从“0”跃变为“1”时，恰与 U_v 过零时刻相对应，若从该点延迟 5ms 再启动 A/D 转换器，即可求得 U'_{vm} 值。当 I 超前于 U 时，分析情况则与上相反，由于 T_1 的两个边沿对应着 U_v 及 U_i 过零时刻，故为 5ms 延时基准点。

若在一个工频周期中，将 U'_{vm} 、 U'_{im} 各采集一次并送入 RAM 单元，那么工频电压、电流对应的瞬时值即可得到（对 U'_{im} 还要还原为电流值）以此作为工频系统中过压、过流检测的基准值去实现相应的控制。

工频周期为 20ms，当 $U'_{vm}=5V$ 时，ADC0804 转换时间为 $10\mu s$ ，其对应角为 $\frac{360^\circ}{20ms} \times 100\mu s = 1.8^\circ$ ，即 A/D 应在 $(90^\circ + 1.8^\circ)$ 时读出，其相应误差为

$$r_1 = \frac{5 - 5\sin(90^\circ + 1.8^\circ)}{5} \times 100\% = 0.05\%$$

工频 $50 \pm 1Hz$ 误差峰值对应角度为 $90^\circ \pm 1.8^\circ$ ，相对误差 r_2 仍为 $\pm 0.05\%$ ，考虑两种因素引起的总相对误差为 $r = r_1 + r_2 = 0.1\%$ ，即绝对误差 $\Delta U_{vm} (\Delta U_{im}) = r U'_{vm} (U'_{im}) = 0.1\% \times 5V = 5mV$ ，对于分辨率为 $\pm 1LSB$ 的 A/D 转换器 0804 而言，当输入为 5V 时，其 1LSB 对应值为 20mV，故测量精度远小于 1LSB。

实现该测量的软件是在图 3 流程中标志的 A、B、C 处插入一些程序模块（图 6）。在图 5

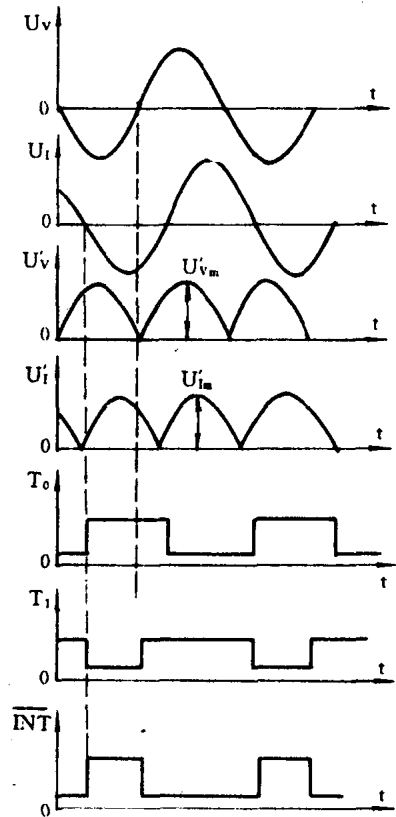


图 5 硬件系统中的各点波形

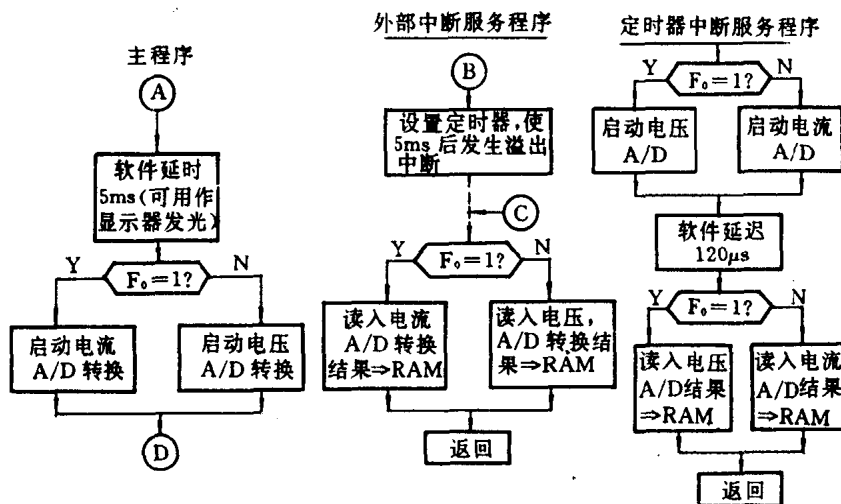


图 6 测量 U'_{vm} 、 U'_{im} 程序流程图

的 T_1 下跳沿, 根据 $U-I$ 超前滞后不同, 有选择地延时 5ms 后启动一路 A/D 转换, 然后利用 T_1 上跳沿正巧是外部中断下跳沿这一时刻, 在外部中断服务程序中, 立即再由定时器延时 5ms 并同时读取上次 A/D 结果。当定时器 5ms 发出溢出中断时, 启动剩下的一个量的 A/D 经软件延时 120 μs (A/D 转换时间) 后, 读取结果。

测量 P 及 Q 仅须以图 6 的 D 之后再增加一些运算程序即可。P、Q 测量的算法如下:

(1) 先改造 P、Q 计算式, 使之有利于单片机运算。

$$\begin{aligned} \text{例如 } P &= \frac{UI \cos \varphi}{1000} (\text{kW}) = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} U'_{vm} \times \frac{1}{\sqrt{2}} U'_I}{1000} \cos \varphi = \frac{U'_{vm} \times U'_I \cos \varphi}{2000} \\ &\approx \frac{U'_{vm} \times U'_I}{256} \times \frac{32 \cos \varphi}{256} \\ \text{同样 } Q &\approx \frac{U'_{vm} \times U'_I}{256} \times \frac{32 \sin \varphi}{256} \end{aligned}$$

(2) 在程序存储器第三页安排 $T_\varphi - 32 \cos \varphi$ 以及 $T_\varphi - 32 \sin \varphi$ 两张对照表。

(3) 编制一个通用 8 位数乘法子程序如下:

入口条件: R_2, R_3 为被乘数及乘数

出口条件: 积 = $(R_3)(R_4)$

```

SFU:      MOV R1, #08H
           MOV R4, #00H
ANB:      MOV A, R4
           CLR C
           RLC
           MOV R4, A
           MOV A, R2
           RLC A
           MOV R3, A
           JNC ANC
           MOV A, R2
           ADD A, R4
           MOV R4, A
           MOV A, R5
           ADDC A, #00H
           MOV R3, A
ANC:      DJNZ R1, ANB
           RET

```

先作 U'_{vm} 及 U'_I 乘法, 取二字节积的高位字节即为 $\frac{U'_{vm} \times U'_I}{256}$, 再由 T_φ 查出 $32 \cos \varphi$ 或 $32 \sin \varphi$ 与之再次进入乘法子程序, 取二字节积的高位字节, 即完成了全部运算, 求出 P、Q 值。

四、有无功电量的测量

有、无功电量 W_P 及 W_Q 的测量公式为:

$$W_p = \Sigma P \Delta t; \quad W_q = \Sigma Q \Delta t$$

若 $\Delta t=1$ 秒, 则 $P \Delta t$ 即为 W_p 的秒有功电量, $Q \Delta t$ 为 W_q 的秒无功电量。因此, 要先设置一个实时时钟子程序, 使之产生 1 秒实时中断, 并在 1 秒实时中断服务程序中完成三个任务:

- (1) 规定采样次数 (如 8 次), 取 P 、 Q 8 次测量的平均值作为 W_p 秒, W_q 秒。
- (2) 设置 RAM 单元作为秒、分、时、日时间单元, 对 1 秒一次的实时作软件计数形成秒、分、时、日基准。
- (3) 在每次实时中断服务中对 W_p 秒、 W_q 秒进行累计, 一旦判定 1 小时或 1 日到, 取出其中的数值即为 W_p 时、 W_p 日及 W_q 时、 W_q 日。

由于 8035 仅有一个定时器, 故在进行 W_p 和 W_q 测量时, 则不能仅供 1 秒实时中断使用。因此, 在 8035 外部采用 MC58167 时钟芯片补充, 或直接将 8035 改用 8031 并置于定时器方式 3 工作, 将二个 8 位定时器中的一个专供 1 秒实时中断之用。因该项测量的处理比较烦琐, 常涉及到中断嵌套及各种专用子程序的编制, 在应用时应引为注意。篇幅所限, 不一一赘述。

五、几点说明

(1) 笔者提出的工频参量测量系统的微机辅助测量方法均经实验验证。不但硬件简单, 软件实现方便, 且测量精度有足够的保证。

(2) 因各参量测量所占用的硬件、软件资源不尽相同, 故采用模块化设计方案, 一则可根据各自的需要便于扩充和选择, 二则亦不致造成资源的浪费。

(3) 在求得以上测量基准值的基础上, 配接显示器、打印机或执行部件, 即可方便的构成各种不同的智能化仪器或控制装置。例如: 用 8035P₁ 口经 74LS240 缓冲后作为 LED 段码控制, 用 P₂ 口部分 I/O 线控制字位选择, 即可进行实时显示, 取代工频周波计、工频相位计等。再如: 用 P₂ 口的 4 根 I/O 线扩充一片 8243, 得 16 根 I/O 线, 再配以功放部件可做为电力网电容器组的自动投切控制, 实现 $\cos\varphi$ 的实时补偿自动化。

单片机引入工频测量系统, 不仅简化了测试手段, 保证了精度和实时需要, 而且还为其它各种智能化测量及控制装置提供了一个更好的工具, 亦符合我国少花钱、多办事的国情需要。因之, 在工频系统及各个行业中积极推广应用该项技术已为当今之必然。

摘自《电子技术应用》月刊, 1989 年第 4 期

8.21 单片机 8098 在直线电机控制中的应用

华中理工大学光学系 朱克明

一、8098 简介

Intel 公司 1976 和 1980 年分别推出 MCS-48 和 51 系列单片机, 并得到广泛的应用。1988 年一季度 Intel 公司又推出属于 MCS-96 系列的新成员 8098。96 系列成员众多, 全部擅长于高速控制功能, 而 8098 是专为要求 16 位微控制器速度又局限于 8 位外部总线的应用场合而设计的。同 MCS-96 系列中的其它芯片相比, 其性能高、功能全、售价低 (目前市场售价每片 100 元左右)、使用方便 (48 PIN. DIP)。同 MCS-51 系列相比, 有以下优点:

(1) 16 位的 CPU, 具有 232 个字节的片内 RAM 均可充当累加器, 避免冯式机中只有一个累加器造成的“瓶颈现象”。

(2) 可寻址 64K 字节的外部存储器空间, 采用程序存储器与数据存储器合而为一的普林斯顿结构, 不象采用哈佛结构的 MCS-48、51 系列那样有程序存储器和数据存储器之分。

(3) 四路采样保持的 10 位 A/D 转换器, 在 12MHz 晶振时完成一次转换为 $22\mu\text{s}$ 。

(4) 具有硬件的 PWM 脉宽调制器。

(5) 具有智能化的四路高速输入部件 HSI, 可独立于 CPU 进行计数、定时, 在多任务实时控制系统中有显著优点, 可以代替 MCS-51 的多片扩展。

(6) 具有智能化的四~六路输出 HSO, 特别适用直流电机、步进电机的控制信号。

(7) 具有 8 级中断、20 个中断源, 比 51 丰富得多。

(8) 典型的 16 位 \pm 16 位速度 $1\mu\text{s}$, 16 位 $\times \div$ 16 位 $6.25\mu\text{s}$, 32 位 \div 16 位 $6.25\mu\text{s}$, 比 MCS-51、Z-80 快十多倍。

(9) 具有一个串行口, 类同于 51, 但自己有一个波特率发生器, 不占有 T_1 、 T_2 。而 51 要牺牲一个 T_1 、 T_2 。

(10) 具有 16 位的程序监视寄存器 (WATCH. DOG)。可以防止外界干扰, 有效地监视 8098 的正常运行。

(11) 部分内部 RAM 有掉电保护功能, 串行口可支持多机通讯, 指令丰富、方便。

(12) 片内 8kEPROM 的 8795BH 能加密, 以防止非法剽窃和非法写入。

二、硬件构成

本研究课题是在光盘系统中用直线电机带动光学头作快速检索, 代替原来由旋转电机→齿轮、齿条→直线运动的庞大结构。在实验中我们利用 8098 作为实时控制中心, 在光学头行程上安置一排 20 个光电接受器, 接受光学头上发光二极管的信号, 将光学头当前位置提供给 8098, 再由 8098CPU 根据固化在 EPROM 中的程序采用查表方式自动地完成电机绕组的换流。

整套电路由驱动电路和控制电路组成。图 1 是控制电路的硬件图。8098 系统将完成如下

任务:

- 上电复位后, CPU 在原地循环等待右边 8 个按键输入运行命令。
- 右下角 8 个按键代表 8 种不同的电机运行命令, 一旦有任一键按下, 8 输入或非门/或门 CD4078 输出高电平到 8098EXINT 端产生外中断, CPU 转向 200EH 单元执行外中断服务程序: 选通 8255 从 PA 口读进经 8 位优先编码器 CD4532 翻译的键码值, 并根据这一数值经软件查表在 HSO 口输出电机驱动信号, 以完成指定的任务。
- 光电探测得到经整形后的位置信号 i_r 由 HSI.0 高速输入口送给 8098CPU, 并产生中断。CPU 响应中断并转向 2008H 单元执行中断服务程序, 经查表由 4 个输出口 HSO.0~HSO.3 输出不同的控制信号去驱动开关管执行电机的换流。
- EPROM2764 是 $8 \times 8k$ 的存储器, 所以程序和软件数据表均写在片内。有 13 根地址线 $A_0 \sim A_{12}$, 低 8 位地址线和数据线是分时复用的, 在“读”期间, ALE 的高电平脉冲使锁存器 74LS373 锁存 8 位地址信号。
- 可编程并行接口芯片 8255 其三个端口在初始化时分别被设置为: B 端口置为输出口, 显示电机运行时间值; A 端口置为输入端口, 读进键码值; C 端口置为输出口, 输出控制字以选通和控制 4 个 LED 显示器。
- DAC0832 是八位数-模转换芯片, 输出标准电信号 i_c 作为电机运行时电流的比较标准。
- 2764、0832、8255 的选片信号分别来自于高位地址线 A_{13} 、 A_{14} 、 A_{15} 。具体的选通地址如表 1 所示。程序存放在 2000H~3FFFH 的 8k EPROM2764 存储器内, 而且选定: 0832 的写入地址: 8000H

8255 的读写地址: 4000H —— A 端口
 4001H —— B 端口
 4002H —— C 端口
 4003H —— 控制端口

表 1

A_{15}	A_{14}	A_{13}	A_{12}	$A_{11} \dots A_0$	选通	地址空间
0	0	1	×	×...×	2764	2000H~3FFFH
0	1	0	×	×...×	8255	4000H~5FFFH
1	0	0	×	×...×	0832	8000H~9FFFH

注: “×”表示可取任意值。

• 在处理按键时, 为了防止抖动造成误读, 可采用软件延时法, 斯密特触发器 74LS14 起延时作用。在处理显示功能时, 存在着七段 BCD 码的译码、驱动问题, 常规的可用动态扫描法, 但这要占用 CPU, 我们将 BCD 码对应的七段显示代码值制成表格存在内存中以供软件查询, 需要显示时从 8255 的 PC 口分别选通四个不同的 74LS373, 既作为锁存器又作为 LED 的驱动器。

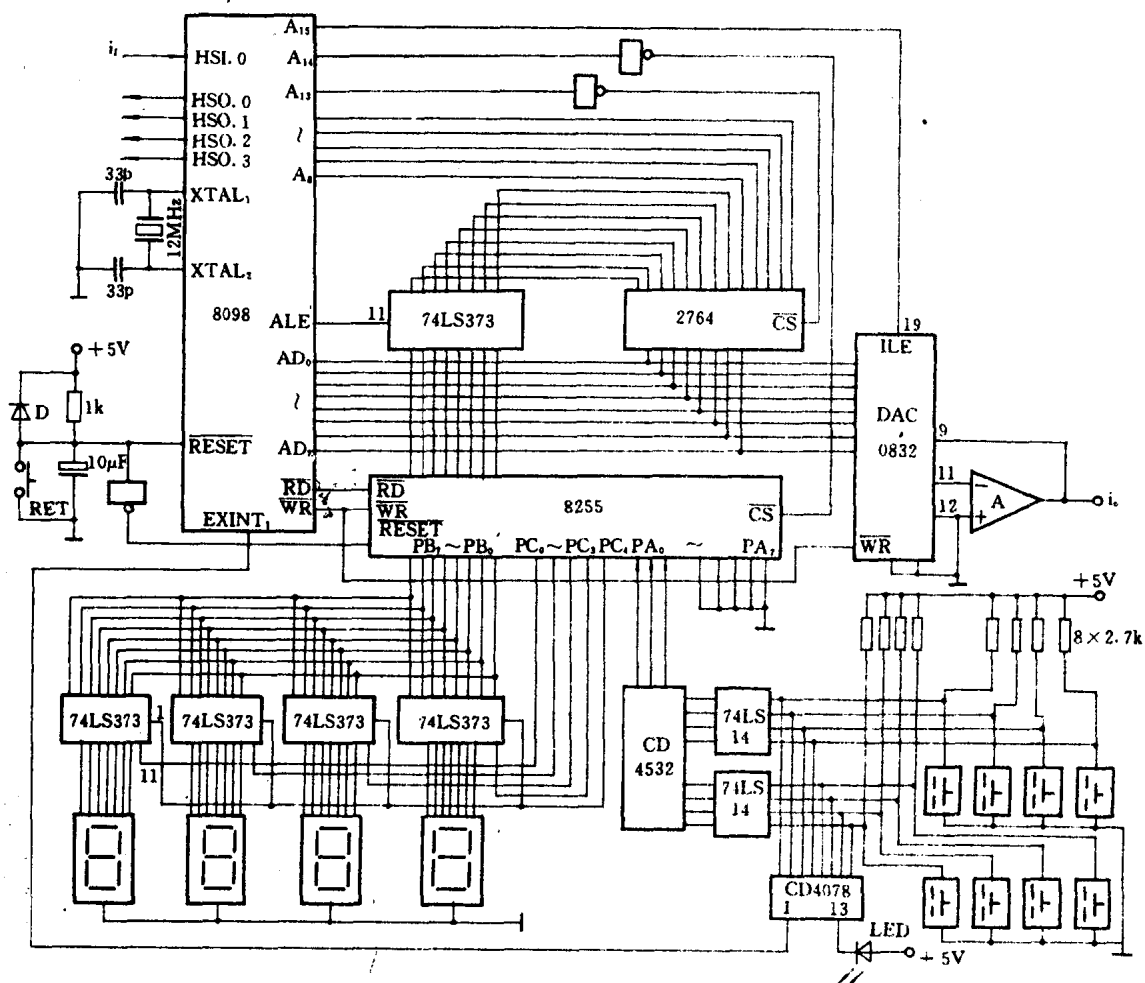


图1 直线电机控制器电路

三、软件设计

8098的指令系统同MCS-96系列的完全兼容,具有100条指令。从8098的硬件资源来看,这种结构特别适用于数据采集、处理和控制系统中。丰富的指令系统不仅运算速度快,而且编程效率高。与MCS-51相比,完成同样的一个计算任务,8098的速度要高5~6倍,但指令的字节数还不到51的一半。其操作数型可以是:位(BIT)、字节(BYTE)、字(WORD)、双字(DOUBLE-WORD)、短整数(SHORT-INTEGER)、整数(INTEGER)、长整数(LONG-INTEGER);可以直接进行16位 \times 16位、32位 \div 16位的运算,32位变量的操作可以通过将16位指令组合起来得以实现。寻址方式有:(1)寄存器直接寻址、(2)间接寻址、(3)自动增量间接寻址、(4)立即寻址、(5)短变址寻址、(6)长变址寻址、(7)零寄存器寻址、(8)栈指针寄存器寻址、(9)汇编语言寻址方式。

本系统中用到三种中断源:外中断HSL.0中断、定时器溢出中断(其中断优先级是依次下降的)。中断向量的单元地址分别为:200EH(低)、200FH(高),2008H(低)、2009H(高)、2000H(低)、2001(高)。这些单元中直接存放的就是中断服务程序的入口地址而不是

偏移量。所用到的特殊功能寄存器有：INTPEN DING 中断悬挂寄存器、INTMASK 中断屏蔽寄存器、HSO-TIME HSO 时间寄存器、HSO-COM MAND HSO 命令寄存器、TIME1 定时器 1、I0C1I/O 控制寄存器。

具体程序框图见图 2 所示。

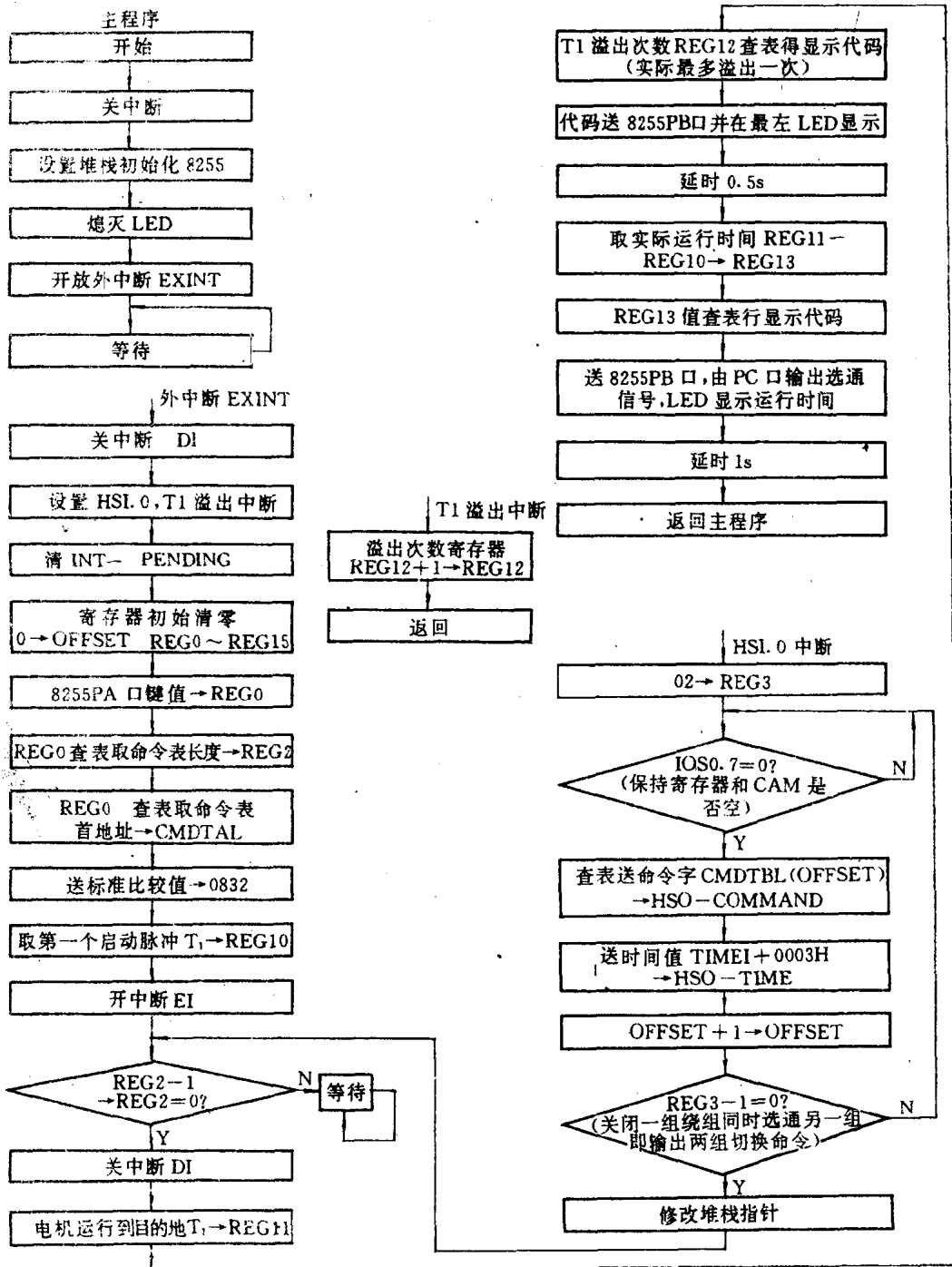


图 2 程序框图

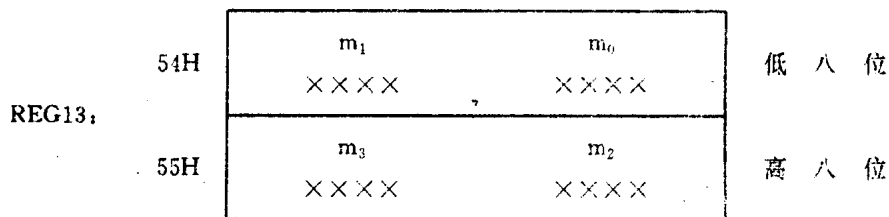
主程序

```

DI                ; 关中断
LD SP, #00C0H    ; 设置堆栈指针
LDB TEMP, #90H   ; 向 8255 送控制字
STB TEMP, 4003H (0)
LDB 4002H, #10H  ; 使 PC4=1 熄灭 LED
LDB INT-MASK, #30H ; 只允许外中断 EXINT
LDB 10C1, #00H   ; 设置 I/O 控制寄存器
LD TEMP, ADDRESS ; 送中断服务程序入口地址 ADDRESS
ST TEMP, 200EH (0)
CLRB INT-PENDING ; 清中断悬挂寄存器
EI                ; 开放中断
HE: SJMP HE      ; 等待

```

其中 REG13 (16 位) 寄存器中的运行时间送 8255PB 口显示在四个 LED 的程序如下:
REG13 指定为 0054H, 0055H 两单元, TEMP 寄存器可作字节寄存器, 也可作 16 位字寄存器。



其中 m_0 、 m_1 、 m_2 、 m_3 是四位二进制数据转换为 16 位进制的数值。

```

.....
LDB 4002H, #00H ; 8255PC 口送 00H, 4 个 74LS373 禁止输入
LD TEMP, #0006H ; TEMP 字寄存器清零
LDB TEMP, (54H) ; REG13 的低八位→TEMP
ANDB TEMP, #0FH ; 屏蔽高四位
ADD TEMP, DISMEN ; 软件查表以 DISMEN 为首址的显示代码表
LDB REG15, (TEMP) ; 得  $m_0$  的显示代码值
STB REG15, 4001H (0) ; 零页寻址将显示代码值→PB 口
LDB 4002H, #08H ; PC3=1 选通最右边 LED 显示  $m_0$ 
LD TEMP, #0000H ; 清 TEMP
LDB TEMP, (54H) ; REG13 的高八位→TEMP
SHRB TEMP, #04H ; 逻辑右移四次, 左端补 0
ADD TEMP, DISMEM ; 查表
LDB REG15, (TEMP) ; 取显示代码值
STB REG15, 4001H (0) ; 显示代码值送→PB 口
LDB 4002H, #04H ; PC2=1 选通右边第二个 LED 显示  $m_1$ 
.....

```



关于 REG13 高八位在左边两个 LED 上显示程序也相仿, 不再列出。

四、结 束 语

关于 8051 的开发和利用已十分普及和成熟, 而 16 位单片机目前我国尚属推广阶段。高的性能价格比、丰富的硬、软件资源和快速、高质量的实时采集控制功能使得 16 位机取代 8 位机必将成为发展趋势。我们这一套系统经过多次调试运行正常, 证明在硬、软件设计方面完全满足要求。我们虽然没有耗尽 8098 的所有资源, 但其在实时控制系统中的优越性却已经体现。同以往的多种单片机相比, 确使我们有一种赏心悦目的新奇之感。我们期待着 16 位机能在我国的工农业生产领域得到普及和推广。

摘自《电子技术应用》月刊, 1991 年第 9 期