目　录

第一章　单片机的综合应用技术

1.1　8096BH/8098 的升级及 Intel MCS—96 系列单片机介绍 …… (2)
1.2　从 8098 单片机到 80C196KB 单片机的快速转换 …… (8)
1.3　一种用于电机调速的新型单片微机 80C196MD …… (12)
1.4　51/96 系列单片机多机检测系统的低功耗设计 …… (17)
1.5　高性能单片机应用系统芯片组 PS0001 …… (21)
1.6　一种精减芯片的通用单片机系统 …… (27)
1.7　一种新颖的单片机及其应用 …… (30)
1.8　单片机开发环境 …… (36)
1.9　附加静态功耗电流与系统设计者的关系 …… (42)
1.10　基于 MC68HC05 单片机的在线测控问题探讨 …… (46)
1.11　一种实用多入口单片机子程序的设计技巧 …… (50)
1.12　8031 单片机定时/计数器的妙用 …… (54)
1.13　单片机实现多路 LCD 直接驱动 …… (56)
1.14　TI 数字逻辑器件新发展 …… (63)
1.15　串行时钟芯片 DS1302 在汽车智能记录仪中的应用 …… (68)
1.16　带访问密码的串行 Flash 器件 X76FXXX 系列 …… (74)
1.17　节省接口的串行 EEPROM 器件 X84XXX …… (80)
1.18　语音芯片 MSP50C34 原理及应用 …… (86)
1.19　MC3418 语音编译码器及其应用 …… (91)
1.20　单片机快速读取精密时刻 …… (94)

第二章　智能仪表与测试技术

2.1　一氧化碳传感器 MGS1100 原理及应用 …… (98)
2.2　高速运算放大器应用技术 …… (102)
2.3　集成运算放大器的使用可靠性 …… (109)
2.4　A/D 转换器动态性能参数研究 …… (113)
2.5　高速采样 A/D 转换器 …… (118)
2.6　应用非线性方法增宽 A/D 的动态范围 …… (126)
2.7　AD7750 乘积频率转换器的原理及应用 …… (131)
2.8　VFC320 压频变换器的原理和应用 …… (137)
2.9　一种新型 C-T 变换电路 …… (143)
2.10　电可编程模拟电路的原理与应用 …… (145)

2.11 EPAC 器件 IMP50E30 及其在多路温湿监测中的应用……（150）
2.12 基于新型 LVDT 信号处理芯片 —AD598 的传感器信号检测电路的设计
……（154）
2.13 微机测控系统误差校正的方法和实现……（160）
2.14 X 系列非易失性数字电位器及应用……（164）
2.15 数字式电位器 X9511 在智能式仪表中的应用 ……（169）
2.16 数控电位器实现的宽增益软件可编程放大器……（172）
2.17 可选通的数字式温度传感器……（176）
2.18 粮仓多点温度智能监控系统设计……（179）
2.19 由集成温度传感器 AD590 构成的多点温度测量系统 ……（182）
2.20 编解码电路在温度测控系统中的应用……（184）
2.21 低功耗、可编程温度控制器 TMP01 ……（188）
2.22 利用单片机消除热电偶测量误差……（195）
2.23 一种单片机实现的热电偶测温的通用查表法……（199）
2.24 以单片机为核心的测频系统测量误差……（203）
2.25 通用型高精度智能变送器的研制……（207）
2.26 数字化智能有源直流电阻箱……（213）
2.27 声波测长单片机系统的研究……（217）

第三章 网络、通信与数据传输

3.1 CAN 总线系统的实现……（222）
3.2 CAN 总线系统设计中的几个问题……（225）
3.3 单片机与收发电路的连接方法及程序设计 ……（230）
3.4 一种多台单片机通信的新方式 ……（233）
3.5 用 VB 通信控件开发微机与单片机的串行通信程序 ……（236）
3.6 RS—485 收发器及组网中的有关问题 ……（239）
3.7 新型数字通信接口 ……（244）
3.8 Caller ID 来电号码显示器原理与设计 ……（247）
3.9 新型 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器的设计 ……（250）
3.10 基于 DSP 芯片 ADSP21XX 的 DTMF 检测 ……（253）
3.11 基于单片机 PWM 的 DTMF 的远程通信 ……（257）
3.12 大型直流锅炉热注参数无线传输仪及无线通信网络的设计……（262）
3.13 智能型红外遥控器……（268）
3.14 单片机控制系统的红外线遥控器接口……（272）
3.15 用单片机与 MC145027 译码器实现多路数据通信 ……（276）
3.16 单片 FSK 调制解调器 MSM7512B 及其应用……（281）

第四章 可靠性与抗干扰技术

4.1 高速计算机系统中信号可靠传输技术 ……（286）

4.2 单片机系统的电磁兼容性技术 …… (290)
4.3 电磁兼容与质量监督 …… (297)
4.4 打印机的电磁兼容性分析与设计 …… (303)
4.5 浅谈半导体器件静电损伤及防护措施 …… (308)
4.6 单片机抗干扰新方法 …… (312)
4.7 工控软件的抗干扰设计 …… (315)
4.8 微机监控系统的抗干扰措施 …… (319)
4.9 微机控制过程通道的抗干扰措施 …… (323)
4.10 如何提高单片机 PLC 的抗干扰性能 …… (327)
4.11 工业现场数字通信及保护 …… (332)
4.12 DS1216 在抗干扰设计中的应用 …… (336)
4.13 数字递推滤波器在抗工频及倍频干扰信号上的应用 …… (339)
4.14 实时双机容错系统的双机切换及同步控制 …… (343)
4.15 单片机系统总线级的光电隔离 …… (348)
4.16 多路信号线性隔离装置 …… (353)
4.17 智能仪器的全方位隔离技术 …… (355)
4.18 智能仪表中印制电路设计技巧 …… (359)
4.19 减少印刷电路电磁辐射噪声的设计法 …… (362)
4.20 Polyswitch 自恢复保险丝在晶闸管触发电路中的应用 …… (367)
4.21 正确选择微处理器复位监控电路 …… (369)
4.22 串行可编程监控 EEPROM 器件 X25045 及其应用 …… (373)
4.23 低成本、微功耗集成温度监控器的特性及应用 …… (380)
4.24 逻辑加密卡 SLE4442 的安全性研究 …… (383)

第五章 控制系统与功率接口技术

5.1 功率电子器件阻容二极管吸收电路元器件的选取 …… (389)
5.2 80C196KB/KC 单片机控制的伺服系统 …… (393)
5.3 基于 87C196MC 单片机的变频调速 …… (403)
5.4 一种新型交-交变频器 …… (407)
5.5 一种用于电机控制的 DSP 芯片——TMS320C240 …… (413)
5.6 场效应管驱动器 MAX620 及其应用 …… (418)
5.7 固态继电器及其在自控中的应用 …… (421)
5.8 DCM02 型数控恒流器件在微机控制中的应用 …… (426)

第六章 电源技术

6.1 集成电路(IC)电压基准 …… (430)
6.2 电池供电单片机系统延长使用时间的几点有效措施 …… (435)
6.3 由 PC 机串行口获取单片机工作电源的一种方法 …… (439)
6.4 小型 DC/DC 升压转换器 …… (443)

第七章　实用设计

7.1　一种由单片机实现的多功能密码锁 …… (445)
7.2　MT8816 性能及在音频、视频开关矩阵系统中的应用 …… (450)
7.3　烟雾检测芯片 MC14467－1 和 MC14468 在火灾自动探测报警中的应用 … (455)
7.4　一种基于 DSP 大容量数字电话答录机 …… (459)
7.5　IC 卡智能煤气表的研制 …… (465)
7.6　逻辑加密 IC 卡与单片机接口软硬件设计 …… (469)
7.7　MCU 电话语音报警器设计 …… (473)
7.8　智能一氧化碳报警器原理与设计 …… (477)
7.9　单片机 ST6265 在远程抄表系统中的应用 …… (481)
7.10　一种用电力网连接的子母钟 …… (485)
7.11　光电脉搏传感器及其由其组成的血压测量仪 …… (489)
7.12　快速准确测心率的单片机系统 …… (493)
7.13　80C31 单片机可编程电话计费器的研制 …… (498)

第八章　文章摘要

一、单片机综合应用技术 …… (505)
1.1　INTEL80C198 微控制器 …… (505)
1.2　PHILIPS 16 位单片机 80C51XA 特性及应用 …… (505)
1.3　一种新颖的 MCU …… (505)
1.4　MSP430 系列芯片简要介绍 …… (505)
1.5　8 脚单片机 PIC12C5XX 的性能特点及应用 …… (505)
1.6　PIC12C5XX 系列 8 引脚 8 位微控制器 …… (505)
1.7　新型单片机 AT89S8252 及其应用 …… (506)
1.8　嵌入式计算机技术及其应用 …… (506)
1.9　单片机系统的优化设计与实现 …… (506)
1.10　PIC 单片机应用系统的低功耗设计 …… (506)
1.11　ST62XX 单片机的 AR 定时器及其应用 …… (506)
1.12　一种彩电专用单片机的结构特点和接口电路分析 …… (506)
1.13　80C196KC 单片机高速输入通道的中断特点 …… (506)
1.14　用 Intel 8098 产生双边调制的 SPWM 波 …… (507)
1.15　单片机系统扩展存储容量的几种新方法 …… (507)
1.16　外部存储器超过单片机寻址空间的一种扩展方法 …… (507)
1.17　AT89C2051 扩展外存的一种方法 …… (507)
1.18　8098 A/D 转换接口在使用中应注意的问题 …… (507)
1.19　MCS—51 单片机串行口的一种复用 …… (507)
1.20　DS80C320 单片机双串行口的使用 …… (507)
1.21　基于串引口的一种中断源扩展电路 …… (508)

1.22 一种新的单片机端口复用方法……（508）
1.23 MOTOROLA 系列单片机简易编程器设计 ……（508）
1.24 单片机 MC68HC05L11 的开发与应用 ……（508）
1.25 MCS—96 单片机软件开发的 C 语言实现 ……（508）
1.26 单片机开发装置一种常见浮点子程序库错误……（508）
1.27 用浮空电源的单片机应用系统开发方法……（509）
1.28 单片机中浮点数至 BCD 码的一种算法 ……（509）
1.29 MCS－51 单片机实现的快速浮点多字节 BCD 乘除运算……（509）
1.30 微机并行口的几种模式与应用……（509）
1.31 可编程逻辑器件的工作方式研究……（509）
1.32 微机保护中的单片机实时多任务编程……（509）
1.33 数据转换器发展近况……（510）
1.34 发展我国数据转换电路的几点建议……（510）
1.35 关于 A/D 与 D/A 转换器发展动向的一些思考……（510）
1.36 时序逻辑电路中若干问题的探讨……（510）
1.37 如何正确选择 FPGA 器件 ……（510）
1.38 采用 PSD312 实现的多 CPU 数据共享系统 ……（510）
1.39 CMOS 集成电路功能测试方法及实现 ……（510）
1.40 贴片式模拟开关……（511）
1.41 模拟开关型触摸开关电路……（511）
1.42 一种高性能的 DDS 芯片——AD9850 ……（511）
1.43 用 MAX264 构成椭圆函数滤波器的设计 ……（511）
1.44 高速数字可编程延时器 SY100E195 及其应用 ……（511）
1.45 如何选择非易失性 SRAM ……（511）
1.46 快闪存储器特性及应用现状……（512）
1.47 串行 Flash 存储器及其应用……（512）
1.48 闪速存储器 AT29CXXX 及其在高速处理系统中的应用……（512）
1.49 Flash 存储器及其与微处理器的接口设计 ……（512）
1.50 EEPROM 器件 X25FXXX 系列的应用 ……（512）
1.51 24 系列串行 EEPROM 的正确选用 ……（512）
1.52 串行 E^2PROM 及其与 89C2051 的接口 ……（512）
1.53 X84041 的原理及应用 ……（513）
1.54 节省 μP 接口的 E^2PROM 芯片 X84041 及其应用……（513）
1.55 串行 E^2PROM 与 87C51 单片机接口技术的实现 ……（513）
1.56 AT24C0X 串行 E^2PROM 接口程序设计 ……（513）
1.57 单片机与动态 RAM 的一种接口……（513）
1.58 小扇区可擦写存储器在 IC 卡收费机中的应用 ……（513）
1.59 单片机与标准微机键盘的简单接口方法……（514）
1.60 36 键键盘矩阵接法程序设计 ……（514）

1.61 键盘/显示管理芯片 8279 应用技巧……（514）
1.62 组合式键盘 LED 显示器接口电路 ……（514）
1.63 用于计数表头的 ICM7224/ICM7225 集成电路……（514）
1.64 利用 MAX7219 驱动 LED 显示器 ……（514）
1.65 集 LED 驱动与定时计数于一体的中规模集成电路 ICM7216D ……（514）
1.66 用 MC14499 译码驱动器实现四位半显示的方法 ……（515）
1.67 串行显示驱动器件 MC14499 在 AT89C2051 单片机系统中的应用 ……（515）
1.68 串行 LED 显示驱动器 MC14489 ……（515）
1.69 串行显示驱动器 MC14489 在紧凑型单片机系统中的应用 ……（515）
1.70 μPD7225 可编程 LCD 驱动器及其应用 ……（515）
1.71 图形点阵液晶模块与单片机的几种实用接口……（515）
1.72 点阵液晶显示器与 8098 单片机的接口及其显示的驱动 ……（515）
1.73 点阵图形液晶显示器模块 HG25501 的应用 ……（516）
1.74 点阵图形液晶显示模块 HG25501 的编程 ……（516）
1.75 DMF5001 点阵式液晶显示器数据、汉字及曲线的显示方法设计……（516）
1.76 具有 I^2C 总线接口的 LCD 驱动器 PCF8577C ……（516）
1.77 LCD 上多点阵中英文字符串的存储与显示技术 ……（516）
1.78 液晶显示器汉字显示……（516）
1.79 单片机在 LED 显示屏中的应用 ……（517）
1.80 AT89C2051 扩展 LED 数显的接口电路设计……（517）
1.81 利用$\overline{WR}$口线实现 8031 最小应用系统的显示控制 ……（517）
1.82 单片机串行口动态显示设计……（517）
1.83 单片机控制的汉字点阵大屏幕显示……（517）
1.84 VP—1000 单片语音录放电路 ……（517）
1.85 ISD33000 系列语音芯片及其特色 ……（518）
1.86 语音保密集成电路 AK2356 及其应用 ……（518）
1.87 语音合成系统中的容量储存问题……（518）
1.88 实现长时间语音录音的 DRAM 方法 ……（518）
1.89 语音识别 TSG410 的 CPU 控制模式 ……（518）
1.90 数字信号处理器 TMS320C25 的语音接口设计……（518）
1.91 应用 ISD 语音合成组件实现矿井监测系统的语音播报 ……（519）
1.92 DS12887 实时时钟芯片及其应用 ……（519）
1.93 实时时钟 DS12887 及其在单片机系统中的应用 ……（519）
1.94 实时时钟芯片在 MC68360 系统中的应用 ……（519）
1.95 日历时钟芯片 PCF8583 在 IC 卡门锁上的时间控制……（519）
1.96 非接触式 IC 卡及其发展和应用 ……（519）
1.97 非接触式智能卡产品及其应用……（520）
1.98 一种用于身份识别的非接触 IC 卡的设计与研制 ……（520）
1.99 逻辑加密 IC 卡的正向设计 ……（520）

二、智能仪表与测试技术 …… (521)
2.1 新型CMOS图像传感器 …… (521)
2.2 智能型湿度传感器的研制 …… (521)
2.3 TI新型运算放大器 …… (521)
2.4 低功耗高精度运算放大器OP-97及其应用 …… (521)
2.5 单片机控制的预测型数字增益调整智能放大器 …… (521)
2.6 精密、低价格隔离放大器ISO120 …… (522)
2.7 全隔离型仪表放大器AD202KY及其应用 …… (522)
2.8 低噪宽带程控增益放大器的实现 …… (522)
2.9 如何实现计算机数据采集系统的信号调理 …… (522)
2.10 线性可调差分变换器接口芯片AD598 …… (522)
2.11 数字温度传感器、控制器DS1620及其应用 …… (522)
2.12 铂电阻测温误差源分析 …… (523)
2.13 复合测温传感器线性化设计研究 …… (523)
2.14 传感器输出信号的线性化处理 …… (523)
2.15 工业铂热电阻非线性补偿程序设计 …… (523)
2.16 微机控制系统中热电偶的冷端温度补偿 …… (523)
2.17 热电偶智能校正及补偿一体化设计 …… (523)
2.18 智能温度-数字微机接口电路的研制 …… (523)
2.19 单片机在转速巡测系统中的应用 …… (524)
2.20 单片机测频研究 …… (524)
2.21 8031测量频率方面研究 …… (524)
2.22 8253计数器在多周期同步测频中的应用 …… (524)
2.23 快速高精度频率测量方法 …… (524)
2.24 用8098单片机实现频率的多周期同步测量 …… (524)
2.25 影响周期信号测频精度的因素及对策 …… (524)
2.26 等精度频率测量技术在单片机系统中的应用 …… (525)
2.27 f/I信号变换器 …… (525)
2.28 采用单片机的仪表中V/F的温度补偿技术 …… (525)
2.29 ADC、DAC静态特性测量标准 …… (525)
2.30 高速数模转换器的设计思考及应用思考 …… (525)
2.31 积分式A/D转换器的改进技术综述 …… (525)
2.32 提高模/数转换器精度和分辨率的一种方法 …… (525)
2.33 误差校正型超高精度组合A/D转换器的设计 …… (526)
2.34 过采样Σ-Δ A/D转换器 …… (526)
2.35 高性能价格比串行A/D实现方法 …… (526)
2.36 8位AD转换器MAX113/MAX117的原理及应用 …… (526)
2.37 12位A/D转换器AD7886的原理及接口应用 …… (526)
2.38 AD678转换器的原理及其应用 …… (526)

2.39 16位A/D转换器AD7715及其应用 …… (527)
2.40 新型16位A/D转换器MAX195 …… (527)
2.41 TLC2543 11通道12位串行A/D转换器的原理与应用 …… (527)
2.42 串行A/D与8031单片机的接口技术…… (527)
2.43 便携式测量应用中的低价模拟/数字转换器 …… (527)
2.44 利用PC机打印口实现A/D转换接口 …… (527)
2.45 7135 A/D转换器的简化接口设计 …… (528)
2.46 模数转换器AD1674接口电路的改进…… (528)
2.47 高精度A/D转换器远程数据采集接口 …… (528)
2.48 80C196高速I/O与14位A/D转换器MAX111的接口设计…… (528)
2.49 高可靠性数据采集系统的设计…… (528)
2.50 单片机数据采集器设计…… (528)
2.51 基于单片微机的多通道数据采集系统…… (528)
2.52 单片机AT89C2051在多点温度巡检中的应用 …… (529)
2.53 一种基于串行口的数据采集板的设计…… (529)
2.54 用打印机口直接供电的数据采集系统设计…… (529)
2.55 智能仪器的双CPU设计 …… (529)
2.56 高速全波列数据采集系统的设计…… (529)
2.57 一种使用Flash存储器的多功能大容量数据采集系统…… (529)
2.58 适于微波成像的高速高精度数据采集系统…… (530)
2.59 多路程控变增益数据采集系统…… (530)
2.60 具有程控增益的数据采集装置的开发…… (530)
2.61 数据采集系统信号分析处理的硬件、软件实现 …… (530)
2.62 CPLD在超高速数据采集系统中的应用…… (530)
2.63 20 mA电流环在数据采集系统中的应用 …… (530)
2.64 数据采集系统SDM856/857的基本特性及扩展应用 …… (531)
2.65 TMS320C30信号采集处理系统及其在信号检测中的应用 …… (531)
2.66 用单片机实现多路电力参数的近似同相位采样…… (531)
2.67 IC卡在数据采集中的应用 …… (531)
2.68 用8279实现多路开关变位信号采集的方法 …… (531)
2.69 大规模测量点的实时测量系统设计…… (531)
2.70 齿轮疲劳试验台的微机测量系统…… (532)
2.71 高性能声纳数据采集处理系统…… (532)
2.72 半导体存储式盒型脑电信号采集器…… (532)
2.73 AD590专用测量模板KS2056P/S的设计 …… (532)
2.74 专用接口芯片NAT9914及其应用 …… (532)
2.75 FCS中智能传感器设计及其数据融合技术 …… (532)
2.76 基本电量的微机测试系统…… (533)
2.77 智能流量测量相关仪…… (533)

三、网络与数据传输 …… (534)
3.1 AT90S2313 串行通信原理及应用 …… (534)
3.2 C196 微处理器串行数据通信的应用 …… (534)
3.3 MC68HC705C8A 的 SCI 通信系统应用设计 …… (534)
3.4 8031 单片机控制调制解调器远程数据传输技术 …… (534)
3.5 一种基于 STD 总线的 DTMF 通信电路 …… (534)
3.6 CAN 网络应用软件设计研究 …… (535)
3.7 一种 CAN 总线的冗余方法 …… (535)
3.8 USB 总线简化数据采集 …… (535)
3.9 Fire Wire 总线与 USB 总线 …… (535)
3.10 异系统间的高可靠性并行接口设计 …… (535)
3.11 多机共享片外存储器和 I/O 的方法 …… (535)
3.12 用单片机软件编程实现通信的编/译码功能 …… (536)
3.13 PC 机与单片机通信中纠错编码的软件实现 …… (536)
3.14 用 VB 控件实现系统机与前端机群之间串行通信的探讨 …… (536)
3.15 微机与单片机通信框架的设计与实现 …… (536)
3.16 基于 RS-232 异步串行通信接口通信协议的设计与实现 …… (536)
3.17 RS232 与 RS485 串行总线的接口转换技术 …… (536)
3.18 RS-232 与 RS-485 接口转换器的设计 …… (537)
3.19 带光电隔离的 RS-485 芯片 MAX1480 在单片机系统中的应用 …… (537)
3.20 使 Visual Basic 支持 RS485 通信的一种简便方法 …… (537)
3.21 一种基于单片机的多处理器通信方式 …… (537)
3.22 IBM-PC 与多 AT89C2051 的主从式串行通信 …… (537)
3.23 一种简单实用的远距离多机通信电路 …… (537)
3.24 基于 Window 95 的微机与多台单片机通信 …… (537)
3.25 单片机与 PC 机串行通信的研究 …… (538)
3.26 微型机与多台单片机的双向呼叫通信方法 …… (538)
3.27 PC 机并行口信号加长距离接收 …… (538)
3.28 TMS320C25 DSP 扩展串口通信的实现 …… (538)
3.29 PCF8584 I^2C 总线扩展器的应用 …… (538)
3.30 RS232 与 PROFIBUS 现场总线接口单元的开发 …… (538)
3.31 IBM PC 机与单片机多机通信中误码现象的排除 …… (538)
3.32 全面了解 MODEM …… (539)
3.33 单片机与 MODEM 的接口与控制 …… (539)
3.34 利用打印机接口实现单片机与 PC 机之间并行通信 …… (539)
3.35 微机与打卡机智能多机通信接口 …… (539)
3.36 高速光电隔离并行口的设计与实现 …… (539)
3.37 串行 E^2PROM 与 PC 机接口设计 …… (539)
3.38 电视监控系统中多机通信设计 …… (540)

3.39 便携式智能红外数据通信系统的设计与实现……(540)
3.40 一种分总线式火灾报警系统的研究……(540)
3.41 基于 8031 单片机的校园网网管中心监控系统 ……(540)
3.42 电力线数字通信……(540)
3.43 对一种智能型电能抄表系统的改进研究……(540)
3.44 基于电力 Modem 的远程电表网自动抄表监控系统的研究 ……(541)
3.45 射频接收集成电路……(541)
3.46 通用红外遥控集成电路……(541)
3.47 大坝分布式数据采集系统中通信网络的设计……(541)
3.48 一种点对点遥测系统的研究设计……(541)
四、有线无线通信与视频技术 ……(542)
4.1 无绳电话及其应用电路简介 ……(542)
4.2 一种 POCSAG 码的软件解码方案 ……(542)
4.3 用 DTMF 通信实现远程测控……(542)
4.4 带微机接口的音频/脉冲发码器 UM91531 ……(542)
4.5 具有脉冲、音频拨号系列集成电路 BL1101/1102 的应用电路若干问题分析
……(542)
4.6 一种全新的多功能电话服务器 ……(543)
4.7 单片机 μPD753017 和语音芯片 ISD33120 在寻呼机中的应用 ……(543)
4.8 电话主叫显示信号发生器的研究 ……(543)
4.9 基于 PIC 单片机的电话自动极警系统 ……(543)
4.10 一种新的基于单元的 CPLD 在交换机网络中的应用 ……(543)
4.11 一种新型编/解码器件在报警/控制系统中的应用……(543)
4.12 单片机(8031)实现 FSK 调制解调 ……(544)
4.13 调制解调器 FX429A 的性能及其在测控系统中的应用 ……(544)
4.14 CDMA 的关键技术 ……(544)
4.15 MAX118 及其在 PCM 遥测编码器中的应用……(544)
4.16 数字卫星电视接收机中微控制器的逻辑功能扩展……(544)
4.17 一种实用的可编程视频字符迭加芯片及应用……(544)
4.18 采用 ISP 技术的视频 RAM 读写控制系统……(545)
4.19 利用 89C2051 实现 IM 总线的驱动与监测……(545)
4.20 有条件接收系统中的加密算法……(545)
五、数字信号处理(DSP) ……(546)
5.1 数字信号处理器(DSP)的发展及市场动向 ……(546)
5.2 数字信号处理器(DSP)及其芯片选择 ……(546)
5.3 独具魅力的 DSP 芯片……(546)
5.4 混合信号处理器 MSP58C80/MSP58C20 及其应用……(546)
5.5 DSK 的特点及其应用技术 ……(546)
5.6 实现在线故障检测的数字信号处理器 TMS320C240 ……(547)

5.7 语音信号压缩编码 …… (547)
5.8 数据通信用调制解调中的 DSP 技术 …… (547)
5.9 可编程 FIR 滤波器 PDSP16256 在数字信号处理中的应用 …… (547)
5.10 DSP 上 8×8 离散余弦变换的实现 …… (547)
5.11 FIFO 芯片在高速系统中的应用 …… (547)
5.12 DSP 与点阵式 LCD 显示器的接口设计 …… (547)
5.13 图像处理装置中的 D/A 变换器 …… (548)
5.14 C50 处理指纹图像处理中的软件编程技巧 …… (548)
5.15 MAX120/122 A/D 转换器与 DSP 的接口 …… (548)
5.16 TMS320C30 DSP 与 MAX120/122 A/D 转换器接口的设计 …… (548)
5.17 基于 ADSP2106X 的高速(雷达)数字信号处理单元的设计 …… (548)
5.18 基于双片 ADSP2181 的高速信号处理系统 …… (548)
5.19 基于 TMS320C80 的 MPEG—2 视频解码器 …… (549)
5.20 甚低码率视频编码器的 TMS320C80 实现 …… (549)
5.21 基于 DSP 芯片的单相电力有源滤波器数字式控制系统 …… (549)
5.22 一种基于 PC 机的多 DSP 系统设计 …… (549)
5.23 TMS320C5X 系列数字信号处理器的开发卡设计 …… (549)
5.24 心血管疾病谱识别诊断系统 …… (549)
六、控制系统与功率接口技术 …… (550)
6.1 自动控制电器元件的选择 …… (550)
6.2 一种新的功率因数补偿算法及实现 …… (550)
6.3 双向晶闸管在交流调压电路中的使用注意事项 …… (550)
6.4 双端口 RAM 和光纤通信在发动机电控系统标定开发中的应用 …… (550)
6.5 两相变压器微机控制系统的研究 …… (550)
6.6 智能化阀门电动装置的开发 …… (551)
6.7 微型机在电机软启动系统中的应用 …… (551)
6.8 几种电导式液位传感控制电路 …… (551)
6.9 8098 单片机用于异步电动机的软启动与节能控制 …… (551)
6.10 具有两总线的数/模转换器 …… (551)
6.11 实用可编程时控电路 …… (551)
6.12 单片机在电动机启动中的应用 …… (552)
6.13 单片机在电子景观电气控制中的应用 …… (552)
6.14 多媒体技术在火灾自动报警控制系统中的应用 …… (552)
6.15 FLEX8000 器件在彩灯控制系统中的应用 …… (552)
6.16 MCS-51 单片机在大滞后温度智能控制中的应用 …… (552)
6.17 一种多主智能采集与控制系统的设计 …… (552)
6.18 油田注水站的单片机控制 …… (553)
6.19 CM—Ⅱ全自动变频恒压供水控制器 …… (553)
6.20 基于 80C552 的液晶投影机监控装置的设计 …… (553)

6.21 微机控制的红外传感随动系统……（553）
6.22 加热炉温度控制系统的实现……（553）
6.23 单片机实现的GJ型光辐射加热炉温控系统 ……（553）
6.24 恒湿变频微机控制系统……（554）
6.25 微波炉单片机控制器……（554）
6.26 由单片机和单向大功率晶闸管组成的调动系统……（554）
6.27 80C198单片机控制交流电机调压调速系统 ……（554）
6.28 基于单片机的步进电机控制系统……（554）
6.29 摄像头微机控制伺服系统……（554）
6.30 NMR－1型数学机器人控制系统的设计 ……（554）
6.31 基于单片机的协议红外遥控系统……（555）
6.32 混凝土搅拌站单片机自动控制系统……（555）
6.33 球载X射线探测器观察目标自动跟踪系统 ……（555）
6.34 单片机控制步进电机的自动定位系统……（555）
6.35 单片机全直流调速系统……（555）
6.36 小型集散变频调速控制系统……（555）
七、可靠性与抗干扰技术……（556）
7.1 微机应用系统可靠性技术决策 ……（556）
7.2 PLC应用系统可靠性设计浅谈 ……（556）
7.3 电网瞬变干扰发生器研制 ……（556）
7.4 智能化电器产品及其电磁兼容 ……（556）
7.5 EMC在家用电器控制方面的重要性……（556）
7.6 PLC控制系统的电磁兼容性设计 ……（557）
7.7 微机电磁信息泄漏与防护技术 ……（557）
7.8 抗EMI铁氧体磁芯在计算机上的应用……（557）
7.9 集成电路静电放电保护 ……（557）
7.10 如何测试CMOS器件抗静电能力 ……（557）
7.11 电子设备电源的防雷保护装置……（557）
7.12 一种用于单片机多机通信网络的总线保护电路……（557）
7.13 高速计算机系统中信号可靠性传输技术……（558）
7.14 浅析工业控制计算机几点抗干扰措施……（558）
7.15 工控软件的抗干扰设计……（558）
7.16 工业控制可靠性设计的系统恢复技术……（558）
7.17 测控系统中“死机”自动恢复功能的实现……（558）
7.18 TL7705在单片机系统抗电源干扰方面的应用 ……（558）
7.19 一种单片机电源监测和看门狗保护电路及方法……（558）
7.20 带微处理器监控芯片MAX813L在大功率IGBT开关
电源控制系统中的应用……（559）
7.21 铝电解计算机测控系统抗干扰问题探讨……（559）

7.22 一种提高8098单片机系统抗干扰能力的方法 …… (559)
7.23 开关电源的干扰及其抑制 …… (559)
7.24 开关电源的噪声及其消除方法 …… (559)
7.25 几种常用容错控制系统的可靠性探讨 …… (559)
7.26 基于I/O总线技术的高可靠性容错系统 …… (559)
7.27 采用双机冗余方式的多路温度测量系统 …… (560)
7.28 双机容错系统中仲裁器的设计 …… (560)
7.29 单片机加密技术研究 …… (560)
7.30 用GAL器件对EPROM软件加密的方法 …… (560)
7.31 TELEPERM M自动系统的安全可靠性分析 …… (560)
7.32 自动控制系统中常用安全设计技术 …… (560)
7.33 异步电动机微机保护装置的研制 …… (561)
八、实用设计 …… (562)
8.1 频率特性测试的单片机实现 …… (562)
8.2 基于单片机的轴角-数字转换电路设计 …… (562)
8.3 MT8816模拟开关阵列电路在多路音频信号切换中的应用 …… (562)
8.4 用在系统可编程逻辑器件设计快速频率合成器 …… (562)
8.5 一种快换频频率合成器方案 …… (562)
8.6 利用FPGA实现DDS专用集成电路 …… (562)
8.7 AD598在智能压力表中的应用 …… (563)
8.8 AT89C2051单片机在周波表中的应用 …… (563)
8.9 由AT89C2051单片机构成的多点变压器油温检测仪 …… (563)
8.10 单片机在自行车里程表中的应用 …… (563)
8.11 用PIC单片机制作电感测量仪 …… (563)
8.12 用EPROM构成可编程多种模拟连续波形发生器 …… (563)
8.13 基于8098的可控伪随机序列发生器研究及应用 …… (563)
8.14 程控高精度信号发生器设计 …… (564)
8.15 任意波形产生器研制 …… (564)
8.16 MN150412单片机在微波炉智能控制上的应用 …… (564)
8.17 便携式多功能测温仪设计 …… (564)
8.18 袖珍式脉搏测量仪 …… (564)
8.19 全自动光标阅读机的研制 …… (564)
8.20 超声波可变阈值测距装置 …… (565)
8.21 钢丝绳断丝在线检测仪的设计 …… (565)
8.22 单片机沉井二维倾斜量测量仪 …… (565)
8.23 一种基于PIC16C71微处理器的钢丝绳/钢丝缺陷无损检测仪 …… (565)
8.24 智能性溶解氧分析仪的研制 …… (565)
8.25 智能化薄膜测厚仪的一种设计 …… (565)
8.26 可编程用电控制器 …… (566)

8.27 用 8031 单片机实现的智能提醒机 …… (566)
8.28 GPS 车载卫星地球站天线自动定位系统 …… (566)
8.29 单片机声发射监测及定位系统研究 …… (566)
8.30 新型点火线圈性能测试系统的研究 …… (566)
8.31 单片机控制的发动机点火装置 …… (566)
8.32 串行输出数据采集芯片 PS2003 及在粮仓温度检测中的应用 …… (567)
8.33 基于微控制系统的完备的监控解决方案 …… (567)
8.34 大型建筑物火灾报警系统 …… (567)
8.35 IC 卡电能表预收费管理系统设计 …… (567)
8.36 预收费电度表的设计 …… (567)
8.37 计算机串行通信接口技术在多功能电度表中的应用 …… (567)
8.38 一种采用电力线 Modem LM1893 实现自动抄表系统 …… (567)
8.39 AT89C2051 在程控式电能表检定装置中的应用 …… (568)
8.40 非接触式 IC 卡停车场收费管理系统 …… (568)
8.41 编码解码技术在电梯中的应用 …… (568)
8.42 用单片机实现的磁卡读卡机 …… (568)
8.43 家用保安系统的设计与实现 …… (568)
8.44 用 I^2C 总线芯片实现电子门锁的应用设计 …… (568)
8.45 用密码芯片改进楼宇防盗对讲系统 …… (569)
8.46 非接触式 IC 卡门禁控制在远程监控系统中的应用 …… (569)
九、其他 …… (570)
9.1 轻触式电源开关 …… (570)
9.2 一种变色光源驱动电路的设计 …… (570)
9.3 用 PIC16C17 实现的交流调压器 …… (570)
9.4 用于电机的 VMOSFET 驱动电源 …… (570)
9.5 一种高效微功耗 DC-DC 隔离电源 …… (570)
9.6 采用 MAX530 的数控开关型连续激光电源 …… (570)
9.7 利用 ICL232 的液晶显示器负电源电路 …… (571)
9.8 利用单片机实现智能控制 …… (571)
9.9 一种单片机控制的智能化盲人拐杖 …… (571)
9.10 I^2C 总线在工业仪表中的应用 …… (571)
9.11 计算机智能时频测量卡的设计 …… (571)
9.12 单片机技术在氢原子钟上的应用 …… (571)
9.13 快速浮点多字节 BCD 加减运算 …… (572)
9.14 单片机的科学计算功能 …… (572)

第一章

单片机综合

应用技术

1.1 8096BH/8098的升级及Intel MCS—96系列单片机介绍

上海南科公司(200031) 陈 园

一、概 述

Intel 自 MCS—96 系列开始,嵌入式单片机进入了十六位领域。现在 Intel 在 8098/8096BH 的基础上,推出采用 CHMOS 技术的 196 系列的各种型号器件,其性能比 8098/8096BH 有较大的提高,特别是 8XC196KB/KC 将是 8098/8096BH 替代或升级必然选择。通过到 196 的升级,用户可以继续在 MCS—96 指令级下获得很好的兼容性,提高原始软件的利用率,在硬件资源和寻址范围等都可获得很好有支持。

二、8096BH/8098的升级

8098/8096BH 是 NMOS 技术的器件,使用过的人都知道,它的功耗较大,在一些工业应用场合因易发热,导致应用困难。早在多年前,Intel 已停止生产 8X9X,推出 CHMOS 技术的 196 系列器件,到目前为止,已发展出 20 多个品种(如表 1.1-1),大量地应用在如硬盘控制器、调制解调器、打印机、汽车、电机、马达变频控制、变频空调、工业机器人、工业自动化仪表等领域。

1. 升级中的问题

8098/8096BH 的升级换代器件是 8XC196KB/KC 或 8XC198。198 与 196 的关系如同 8098 与 8096BH 的关系,可以认为 198 是 196KB 的简易版(以下 8098/8096BH 简称 BH,196KB 简称 KB)。从表 1.1-1 中可以看出,没有一个器件的封装再有 DIP,故从 8098 升级上来,应着眼于修改 PCB 板,或通过 PCB 转接板将 PLCC 或 QFP 封装转接成 DIP,KB 的引脚顺序与 DIP 封装的 8098 完全一致,PLCC 或 QFP 到 DIP 的转接应是比较方便的。BH 升级到 KB 时,除应注意某些引脚电平要求的区别、增加控制脚连接要求外,特别应注意,因 KB 分频系数由 BH 的 3 分频变为 2 分频后,时序的改变和 KB 中的大多数指令的实际执行时间占用的机器时间少于 8098/8096BH。所以,在 BH 升级来的软件,应对涉及到硬件定时器和软件定时器的时间常数、HSI、HSO 的时间值、定时启动 AD 的时间常数做修改,若程序中使用软件反指令来延时,也同样需要按 KB 的情况修改。

2. 各版本的 196KB 的差异

196KB 自上市以来,Intel 对硬件做过多次的修改,现在书中描述的硬件特点在有些早期生产的芯片中是不能实现的,使用者必须注意,在芯片无法正确完成应该能完成的任务时,应该查看所使用的芯片是否是早期生产的芯片,特别是目前市面上有大量廉价的拆旧片更容易出现这样的问题。

KB 的工作主频经历了几代提升。目前销售的是 16 MHz 产品,代替原 12 MHz。客户采购到的器件型号应该是 16 MHz 的 8XC196KB16,它与原 8XC196KB12 完全兼容,可以代替。

表 1.1-1 MCS96 微处理器特性索引表

型号	速度/MHz	ROM/OTP	寄存器	CODE RAM	I/O引脚	I/O类型	串口	硬件定时器	A/D输入通道	ONCE测试模式	寻址空间	生产技术	封装	温度等级	关键特性
HSIO															
8X9XBH	12	8K	232		48	HSIO	1	2	8		64K	HMOS	N,R,U,P,C	C,A	低价格产品，8/16 位总线，寄存器-寄存器寻址方式
8X9XJF	12	16K	232	256	48	HSIO	1	2	8		64K	HMOS	N,U	C	16K OTPROM，BH 的版本有内部(Code)RAM
8XC196KB/8XC196KD16	12,16	8K	232		48	HSIO	1	2	8	Yes	64K	HMOS	N68,S80	C,E,A,M	低压，高性能 CMOS
8XC19816	16	8K	232		48	HSIO	1	2	4	Yes	64K	HMOS	N52,S80	C	低价格产品，8 位总线，4 通道 A/D
8XC196KC20	20	16K	488		48	HSIO	1	2	8	Yes	64K	HMOS	N68,S80	C,E,A,M	16K OTPROM，488 字节 RAM，3 个 PWM 输出，PTS 功能
8XC196KD/8XC196KD20	16,20	32K	1000		48	HSIO	1	2	8	Yes	64K	HMOS	N68,S80	C,E,A	32K OTPROM，1000 字节 RAM
Motor Control															
8X196MC	16	16K	488		53	8EPA	PTS 方式	2	13	Yes	64K	CMOS	N84,S80	E	PTS 功能，PWM 输出，3 相波形发生器
8X196MD	16	16K	488		64	12EPA	PTS 方式	2	14	Yes	64K	CMOS	N84,S80	E	带有频率发生器的 MC 增强版
8X196MH	16	32K	744		52	6EPA	2	2	8	Yes	64K	CMOS	N84,S80,U64	E	增强 3 相波形发生器，32K OTP
EPA															
8XC196KR	16	16K	488	256	56	10EPA	2	2	8	Yes	64K	CMOS	N68	C,E,A	KQ 版本的存储器
8XC196KT	16	32K	1000	512	56	10EPA	2	2	8	Yes	64K	CMOS	N68	C,A	KR 版本的存储器，增强型总线控制器
8XC196JQ	16	2K	360	128	41	6EPA	2	2	8	Yes	64K	CMOS	N52	C,E,A	5 路 EPA，5 路 A/D，52 脚 PLCC 封装
8XC196JR	16	16K	488	256	56	10EPA	2	2	8	Yes	64K	CMOS	N52	C,E,A	8 路 EPA，6 路 A/D，52 脚 PLCC 封装，存储器空间比 JQ 大
8XC196JT	16	32K	1000	512	41	6EPA	2	2	6	Yes	64K	CMOS	N52	A	High Memory Version of JR
8XC196JV	16	48K	1500	512	41	6EPA	2	2	6	YES	64K	CMOS	N52	A	High Memory Version of JT
8XC196CB	16,20	56K	1500	512	56	10EPA	2	2	8	YES	1M	CMOS	N84,S100	A	内部集成 CAN2.0 总线控制器，1MB 线性地址，2K RAM
8XC196KQ	16	12K	360	128	41	6EPA	2	2	8	Yes	64K	CMOS	N68	C,E,A	10EPA，8A/D，52I/O Lines，12K OTPROM
83C196EA	32	8K	1000	3000	75	17EPA	3	4	16	Yes	2M	CMOS	S160	A	高集成度的 NU—cofe Gontorller with Serial Debug Unit
8XC196LA	20	20K	640			8EPA	1	2	6	Yes			N52	A	
8XC196LB	20	24K	768			8EPA	1	2	6	Yes			N52	A	内部集成 J1850 控制器
83C196LC	12,16,22	32K	1024	512		8EPA				Yes			N52	A	
83C196LD	12,16,22	16K	384	0						Yes			N52	A	
8XC196NP	25	4K	1000	0	32	4EPA	1	2	0	Yes	1MB	CMOS	S100,SB100	C	1MB 线性地址，低电压，6 个片选，3 个 PWM 输出，动态总线
8XL196NP	14	4K	1000	0	32	4EPA	1	2	0	Yes	1MB	CMOS	S100,SB100	C	3V 可工作在 14MHz 频率下的 8XC196NP 版
8XC196NT	20	32K	1000	512	56	10EPA	2	2	4	Yes	1MB	CMOS	N68	C	1MB 线性地址
8XC196NU	40,50	24K	1000		33,32	4EPA	1	2		Yes	1MB	CMOS	S100,SB100	C	1MB 线性地址，6 个片选，3 个 PWM 输出，动态总线
80296SA	40,50	0	512	2000	32	4EPA	1	2	0	Yes	8M	CMOS	S100	A	8MB Linear Address Range，6 Chipselects，3 PWM，40bit Hardware Accumulator

封装：P—DIP；U—SDIP；N—PLCC；S—QFP。温度等级：C—商用级；E—扩展温度级；A—准军品级；M—军品级。

三、从 8096BH/8098 到 196KB 的改进

在 KB 的硬件资源上能看出，它保留了 BH 的全部硬件功能，但在硬件配置上增加了不少功能，下面简单列出 KB 在 BH 基础上增加的内容。

(1) 存储器空间　窗口选择寄存器，可选择窗口 0、14、15，通过窗口切换可对 BH 中只读/写寄存器进行写/读操作。

(2) CCR 字　等待时间的定义有所不同，CCB.0 定义允许/禁止调电方式。

(3) 指令集　新增 6 条指令。PUSHA——状态字压栈；CMPL——长字比较；POPA——状态字出栈；BMOV——数据块移动；IDLPD——节电方式；DJNZW——字方式计数非零转跳。

(4) 堆栈指针　某些压栈操作后的栈指针计算方法与 BH 不同。

(5) 中断　新增 NMI、TRAP，非法操作码中断，EXTINT1、Timer2 捕获，HSI4(4 或更多的进入 FIFO)；新增 INT _ PEN1 和 INT _ MASK1 状态寄存器；新增 PUSHA 和 POPA 将 PSW、INT _ MASK、INT _ MASK1 和 WSR 内容压栈和出栈指令；PUSHA、POPA 和 TRAP 指令也能屏蔽中断执行；中断时，有 61 个机器状态周期的延时。

(6) PWM　软件控制 256/512 个分频状态周期，可以通过窗口 15 读出 PWM 计数值。

(7) 定时器 1　任何时基都可以重新计算。

(8) 定时器 2　分两种计数速度，一种兼容 BH 方式，另一种是快速方式，每个状态时间内变化一次，并可控制上/下计数；T2 溢出中断：KB 中的 T2 可在 7FFFH 变化到 8000H 中断。中断向量可设置在 2000H 或 2038H；KB 定时器 2 的值可以捕获到 T2CAPture 寄存器中，它可以产生中断；定时器 2 可以通过窗口 0 的 0CH 单元修改定时器 2。

(9) HSI　在软件的设置下，能够指向同一个地址或分别的地址，也能够在 FIFO 有数据时中断。KB 对 HSI _ STATUS 和 HSI _ TIME 寄存器的写入及 IOC0 和 IOC1 的读出可以在窗口 15 中完成。

(10) HSO　可锁定进入 CAM 的设置，也可以在不复位器件条件下清除 CAM 内容。提供新的状态寄存器，给出 HSO 引脚的变化。IOS0/IOS1/IOS2 能够写入，可在窗口 15 中读到写入 HSO _ COM _ MAND/HSO _ TIME/IOS1/IOS2 的值。

(11) 串行口　增加三个新的标志位，SP _ STAT：支持新的标志，SP _ STAT 可以在窗口 15 写入及读出，RI 和 TI 在每次读 SP _ STAT 时清除；软件控制下可用同一个中断向量，也可使用各自的中断向量读/写控制寄存器。

(12) A/D　因 KB 工作在宽范围的频率下，其 A/D 转换时间根据主频不同而不同。

91 个状态　8 MHz，22.75 μs (预分频关状态)。

158 个状态　12 MHz，26.33 μs (预分频开状态)。

16 MHz，19.75 μs (预分频开状态)。

KB 的采样窗口有 8 个状态时间(预分频关状态)和 15 个状态时间(预分频开状态)。

(13) 功耗　12 MHz 的同等主频下的功耗由 BH 的 240 mA 降到 40 mA，节电、休眠方式下的功耗分别降低为 10 mA 和 5 μA。8XC198 与 KB 相当。

(14) 封装　198/196KB 分别是 52/68 脚的 PLCC 或 QFP 封装。

四、HSIO及与事件处理阵列(EPA)

196微控制器系列的器件,可以从硬件上对高速信号处理方法分为HSIO和EPA系列。具有HSIO特性的器件有196KB/KC/KD和198,其余的器件具有EPA特性。所谓EPA是Event Processor Array简称,或称"事件处理阵列",每个EPA引脚都配有控制寄存器和时间寄存器,在程序命令设置下对外部信号"捕获/比较"。可以这样比较,HSIO的寄存器是面对所有输入/输出引脚,而EPA寄存器只面对一个输入/输出引脚。EPA的"捕获/比较"相当于"HSI/HSO"的功能。所以对信号的处理时间比HSIO方式快。例如,在16 MHz的主频下HSI、HSO、EPA对信号的处理速度分别为1.125 μs、1 μs、250 ns。当主频达到50 MHz时,EPA可以处理80 ns宽度的信号。

五、196KC及PTS

在196KC中,增加了PTS(Peripheral Transition Server)功能。通过软件设置,在PTS中断发生后,以微码方式自动在程序中插入执行所要求的服务程序。PTS与普通中断所不同的是,普通中断程序在进入时要保护程序指针、现场寄存器及在退出时又要恢复这些保护等,而PTS则不需要。它是以微码方式自动在程序间隔中插入执行,节约系统的开销,大大加快中断处理速度。

196KC中的PTS共有五种模式:块传送方式、单次传送方式、AD扫描方式、HSI和HSO方式。

六、带有EPA的8XC196KR

196KR是196系列中另一型号16位微控制器。其专门面向高速事件控制应用,如马达控制、电子引擎、suspension、ABS控制系统和硬盘驱动器。196KR的寻址空间仍然是64K,内部包括一个CPU、不只一种类型的存储器、6个I/O口、AD转换器、EPA、2个定时器、同步/异步串行口等外设部件。196KR是68脚PLCC封装。

1. 8XC196KX系列中其他几种器件

与196KR类似的器件还有另外三个型号,分别是52脚的8XC196JR、比8XC196KR少一些存储器的8XC196KQ、比8XC196JR少一些存储器的8XC196JQ。四种器件的封装均是PLCC形式。

2. 8XC196KR与8XC196KC的比较

在硬件结构上,196KR很像196KC,两者的主要区别在196KR中有一块code RAM区,将HSIO结构改进成EPA结构,Register RAM容量比196KC大256个字节。在1F00H~1FFFH区域中,有一块"内部特别功能寄存器(SFR)"用来为I/O控制和其他特别的功能。196KR中对所有的周边部件的控制,都是通过这些SFR实现的。

196KC中的指令系统、I/O口、串行口(SIO)、同步串行口(SSIO)、A/D转换器、普通控制中断和PTS能力等功能,在196KR中均有。但某些功能略有差异。例如,PTS功能,在196KR中,PTS有前三种方式相同,HSO和HSI方式变成PWM和PWM Toggle方式。除此之外,两个器件中的A/D扫描方式的具体操作方式也有所区别,使用时应加注意。

3. 8XC196KR 上的特殊功能口——从口

196KR 上，有一种特殊口——从口(Slaveport)。用它来和其他 CPU 器件之间做并行通信。这种操作方式下，196KR 成为从机方式连接到主 CPU。主 CPU 可以访问 196KR 的 I/O、存储器或其他并行接口器件。196KR 的有些地址/数据总线控制信号能够被当着双口 RAM 使用，在 196KR 和其他处理器之间交换数据。

4. 8XC196KR 另增加的功能

在特殊操作功能上，196KR 仍保留如 Idle 和掉电方式，以及 Once 功能。196KR 有 EPROM 器件，型号是 87C196KR。编程除自动加载编程、从机方式和 Run-Time 方式外，还提供串行口的编程方式，对内部 EPROM 的编程。

七、用于电机控制的单片机——8XC196MX

196MC/MD/MH 是 Intel 在 196 的基础上，集成了功能很强的三相交流波形发生器，它是专为变频空调和变频电机控制开发的芯片。已成功地在中、高档变频空调器中使用。它也可以在通用变频控制器中用于中央控制。

196MX 器件中有 8 到 13 路的 ADC，分辨率在 8/10 位。其采样时间、转换时间、采样精度等都可通过软件设置，已保证最佳的采样时间、采样精度等。指令可设置对 ADC 系统的直流失调的修正。ADC 口还可当数字输入端使用。

1. 含有三项交流波形发生器的 8XC196MC/MH

196MX 系列的器件中，MC/MH 有三相波形发生器单元。可控制三相/单相交流电机，直流无刷变频电机。MD 中还有一个频率发生器。

196MC/MH 中的三相 PWM 方式的波形发生器(WFG)，其分辨可达到 125 ns(边沿方式)或 250 ns(中心对准方式)。软件可控制 WFG 的频率、占空比和“死区”时间。每相的 WFG 都有两个可编程、具有高输出驱动能力、极性可编程的输出端。在外部出现故障时，可通过输入口切断所有 WFG 的输出。

8XC196MC/MH 与 196 其他器件一样，也有 EPA 功能用于对事件的监测和控制，如事件捕获和比较。两个器件中含有 EPA 的数量不同。

2. 含有频率发生器的 8XC196MD

8XC196MD 包括了 8XC196MC 的特点，但波形发生器用可编程频率发生器代替。可编程频率发生器可产生连续的频率输出。可用于红外遥控方式通信。196MD 的引脚与 196MC 略有区别。

3. 8XC196MX 的应用

196MC 具有很强的软件处理能力和硬件能力已在变频空调上使用，其室内机使用 196MH，室外机使用 196MC。室内机中采用 Fuzzy Logic 运算，通过对室内/外温度、湿度，人员流动的监测和运算，以最佳方式控制室外机的运行，满足人们对舒适度的要求。大量模拟量的监测、定点或浮点运算可在 196MX 上轻易地实现。由于 196MX 有各种很强的能力，还可以完成向一拖二、一拖三的分体变频空调和柜机的设计，也可以应用于中央空调对风机或各种房间内对温度设置等控制。

八、寻址空间超过 64 Kbyte 的 8XC196NX 系列

196NX 是 196 系列寻址空间超过 64 K 达 1 Mbyte 以上的器件，型号有 8XC196NT/

8XC196NP/8XC196NU。三种器件内部ROM空间NT有32K容量、NU有24K容量、NP只有4K容量。NU有6个片选输出，每个片选输出的地址总线和数据总线可以动态地工作在复用或分离方式下，输出的总线还可以插入0～15个等待状态，数据总线的宽度也可在8位或16位之间动态地切换。当应用项目有大的程序和数据量时，可以采用这类器件。Intel还推荐196NX和Intel的Boot Block Falsh一起使用。Flash是一种EPROM、EEPROM、Flash功能三合一的固态数据存储器，可以存放程序和数据。

1. 增加倍频特性的8XC196NU

8XC196NT和8XC196KT具有相同的特性，8XC196KT上的4路AD输入端在8XC196NT上为外部地址口(EPROT)。EPORT能够做外部寻址线或标准低速I/O口，也可组合使用。

NU可以通过外部引脚(PLLEN 1/2)的选择，控制内部锁相环电路对外部晶振2倍频或3倍频，也可以控制不倍频，使内部最高工作频率达50 MHz。

NP在封装上和NU除无倍频引脚外，其余pinto-pin的兼容，同时在硬件资源上也与NU相似。

2. 8XC196系列中其他特殊用途的单片机

在汽车应用中，196还有一些特别器件可以采用，如196LX的196CX，其中集成了专为汽车准备的硬件，如在196CX上有CAN总线和在196LX上有J1850通信协议等。例如前面谈到的196KR已经使用在汽车的电子燃油喷射控制上。

九、应用注意

1. 8XC196中的A/D转换器的区别

各型号196中的A/D略有区别，8X9X中只有一个10位的转换器，转换时间固定不变；在196KB中有快速和慢速两种工作速度；196KC则又增加8位或10位的采样分辨率，使用8位分辨率时可以得到更快的采样速度，同时196KC还可以对采样时间和转换时间进行设置，以保证足够的采样精确度；196KR除包含全部196KC A/D特性外，还有对偏置修正和内部参考电压和ANGND的转换，意在更有效地修正模拟系统的误差；196MC又包含了196KR的全部功能，同时A/D通道扩展到14路，可以接入更多的模拟信号而不需增加其他的元件。

2. 与快闪存储器(Flash Memory)的联接

通常80C196的程序要配接外部的EPROM等程序存储器，也可以在Intel找到与DIP封装的EPROM引脚兼容的Flash，它可以替代EPROM，使用时无需紫外擦除器，编程速度也比EPROM快。另外，Intel还提供Boot Block Flash，是带有程序区的Flash，可以将程序存放在这块区域，其余的空间当Flash使用。在软件支持下，实现在线修改程序。

摘自《电子技术》月刊，1998年第1期

1.2 从8098单片机到80C196KB单片机的快速转换

清华大学自动化系(100084) 王俊杰 张 伟

随着8098生产线的停产,90年代初期以来,熟悉了8098单片机的开发人员重新面临着单片机选型问题,而80C196KB无疑是8098的一种很方便的替换产品。

一、80C196KB单片机简介

80C196KB是Intel公司MCS96系列中第一代CHMOS产品,功耗低,而且在功能上与8098没有很大的差别。

但是,由于8098的状态周期是由振荡器信号3分频后获得,而80C196的状态周期则是振荡器信号周期的2倍。因此,我们应用80C196KB单片机的时候,必须考虑到这一主要差别。

80C196KB主要增强功能有:

- A/D转换接口由4通道增加为8通道;
- 中断源由17个增加为28个;
- 中断向量由9个增加为18个;
- 增加了一组准双向口P1。

二、80C196KB新增引脚功能与注意事项

相对于8098,80C196KB新增了20个引脚。

P0.1~P0.3为80C196KB新提供的4路A/D转换接口,AD_COMMAND寄存器的低三位用于在8个A/D转换通道中进行选择。

80C196KB提供了一组准双向I/O口P1。其中的P1.5~P1.7(即$\overline{BREQ}$、$\overline{HLDA}$和$\overline{HOLD}$)扩展为多功能口,用于$\overline{HOLD}$/$\overline{HLDA}$总线交换协议(见表1.2-1)。由于P1口有强上拉电阻,上电复位后为高电平,对于一般的8098用户,可以不考虑P1口的接线。

表1.2-1 $\overline{HOLD}$/$\overline{HLDA}$总线交换协议相关引脚

引脚名称	引脚号	名称及功能	复位状态
$\overline{BREQ}$/P1.5	30	总线请求信号	强上拉
$\overline{HLDA}$/P1.6	31	总线占用应答信号	强上拉
$\overline{HOLD}$/P1.7	32	总线占用信号	强上拉

相对于8098,80C196KB的P2口有8位,其中P2.3、P2.4、P2.6和P2.7为新增加引脚。

值得注意的是,由于80C196KB的P2口只有很弱的上下拉电阻,因此,在使用P2口作为I/O口的时候,需要外接驱动。P2口引脚使用说明见表1.2-2。

表 1.2-2 P2 口引脚使用说明

引脚名称	引脚号	名称及功能	复位状态
TXD/P2.0	18	输出口,兼作串行口发送端	很弱上拉
RXD/P2.1	19	输入口,兼作串行口接收端	很弱上拉
EXTINT/P2.2	15	输入口,外部中断入口	很弱上拉
T2CLK/P2.3	44	输入口,定时器 2 输入	很弱上拉
T2RST/P2.4	42	输入口,定时器 2 复位	很弱上拉
PWM/P2.5	39	输出口,PWM 输出	很弱下拉
T2UPDN/P2.6	33	准双向口	很弱上拉
T2CAPTURE/P2.7	38	准双向口	很弱上拉

其他新增引脚的使用见表 1.2-3。

表 1.2-3 其他新增加功能引脚说明

引脚名称	引脚号	名称及功能	推荐接线方案
$\overline{EA}$	2	存储器选择输入端	对于 80C196KB,该引脚接地
INST	63	高电平表示正在进行读指操作	不接
BUSWIDTH	64	总线宽度选择	有上拉电阻,与 CCR 配合使用
CLKOUT	65	内部时钟发生器的输出	

三、引脚复位状态

80C196KB 的复位方式和 8098 相同,但两者复位时的引脚状态有一些差别,在电路设计的时候应该引起高度重视;其引脚复位状态见表 1.2-4。

(1) 注:打 * 号的引脚应加驱动,不能浮置。

(2) $\overline{EA}$引脚接地。

(3) READY 引脚有微弱上拉电阻,一般需要外接高电平。

(4) BUSWIDTH 引脚对于 8098 用户,接地即可。

(5) NMI 及 EXTINT 引脚使用时需注意外接上拉电阻,不使用时需要接地。

表 1.2-4 80C196 引脚复位状态

引脚名	复位状态	引脚名	复位状态
RESET	中度上拉	P1.0~P1.7	强上拉
ALE	弱上拉	TXD/P2.0	很弱上拉
RD	弱上拉	RXD/P2.1	不确定输入 *
BHE	弱上拉	EXTINT/P2.2	不确定输入 *
WR	弱上拉	T2CLK/P2.3	不确定输入 *
INST	弱上拉	T2RST/P2.4	不确定输入 *
$\overline{EA}$	不确定输入 *	PWM/P2.5	很弱下拉
READY	不确定输入 *	P2.6~P2.7	很弱上拉

续表 1.2-4

引脚名	复位状态	引脚名	复位状态
NMI	不确定输入 *	HSI0～HSI1	不确定输入 *
BUSWIDTH	不确定输入 *	HSI2/HSO4	不确定输入 *
CLKOUT	CLKOUT	HSI3/HSO5	不确定输入 *
P3.0～P3.7	弱上拉	HSO0～HSO3	弱下拉
P0.0～P0.7	不确定输入 *		

四、80C196KB 与 8098 在软件设计上的差别

1. 波特率计算

由于 80C196KB 与 8098 的分频方式不同，其波特率计算公式亦不一样。

8098 的波特率计算公式如下：

方式 0： $$波特率=\frac{XTAL1\ 频率}{4\times(B+1)}$$

方式 1、2、3： $$波特率=\frac{XTAL1\ 频率}{64\times(B+1)}$$

80C196 的波特率计算公式如下：

方式 0： $$波特率=\frac{XTAL1\ 频率}{2\times(B+1)} \quad 或 \quad 波特率=\frac{T2CLK}{B}$$

方式 1、2、3： $$波特率=\frac{XTAL1\ 频率}{16\times(B+1)} \quad 或 \quad 波特率=\frac{T2CLK}{8B}$$

2. 定时器 1 及高速输入口用于测频

定时器 1 在系统中作实时时钟使用，其时钟信号来自内部时钟发生电路，每 8 个状态周期计数加 1。

对于使用 6 MHz 晶振的 8098，由于 3 分频，计数器每加 1，耗时 T 的计算如下：

$$T=\frac{8\times 3}{6}=4\ \mu s$$

而对于使用 6 MHz 晶振的 80C196KB，由于是 2 分频，计数器每加 1，耗时 T 的计算如下：

$$T=\frac{8\times 2}{6}=2\frac{2}{3}\ \mu s$$

因此，在利用 HSI 测量频率的时候，需要注意到 8098 与 80C196KB 在此处的差异。

3. 中断设计

在 80C196KB 中，共有 5 个寄存器用来控制中断系统的操作。

- INT_MASK(08H)；
- INT_PEND(09H)；
- INT_MASK1(13H)；
- INT_PEND1(12H)；
- PSW。

增加了两个中断寄存器 INT_MASK1 和 INT_PEND1，它们的用法与 INT_MASK、INT_PEND 的用法一致。

80C196KB 的中断控制是对 8098 中断控制的扩充，在 8098 上编写的中断控制程序不用做任何改动即可在 80C196KB 上运行。

参考文献

1 INTEL. 80C196KB User's Guide，1996

2 刘复华编著. 8098 单片机及其应用系统设计. 北京：清华大学出版社，1993

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 7 期

1.3 一种用于电机调速的新型单片微机 80C196MD

东南大学电气工程系(210096) 刘江桁 屈冀萍

一、引 言

80C196MD 是 MCS—96 系列单片微机中的一个新成员，它包含了 80C196MC 的所有特点，主要有：

(1) 主频可达 16 MHz；

(2) 具有用于电机调速或逆变电路的片内部件——三相 PWM 波形发生器 WG；

(3) 448 字节的片内寄存器 RAM，并且对于在 8096 基础上扩充的高位 256 字节寄存器 RAM 可进行"窗口"寻址；

(4) 13 路 8 位或 10 位 A/D 转换器；

(5) 8 通道事件处理阵列 EPA；

(6) 具有中断传输服务器 PTS。

与 80C196MC 相比，80C196MD 又对这些功能进行了增强或扩展，主要包括以下几点：

(1) 增加了一个频率可编程设置的频率发生器(FG)，可用于红外遥控接口；

(2) 在 EPA 功能中增加了 2 个比较/捕捉模块和 2 个比较模块，使 EPA 处理事件的能力更强；

(3) A/D 转换器在原有 ACH0～ACH12 的基础上扩展了一路 ACH13；

(4) 扩展了 I/O 口；

(5) 80C196MD 的引脚与 80C196MC 完全兼容，这使原有的 80C196MC 用户的产品升级十分方便。

80C196MD 采用的是 PLCC－84 或 QFP－80 封装形式，其内部结构框图如图1.3-1所示。

二、扩展功能介绍

1. I/O 口的扩展

80C196MD 在 I/O 口做了以下两方面的扩展。

(1) 把 80C196MC 中未曾使用的 P1.5、P1.6 和 P1.7 引脚开放使用。其中 P1.5 与新增的 ACH13 共享一个引脚。若 ACH13 不使用，则 P1.5 口与 P1.6、P1.7 一样只能作数字信号的输入口使用。这些输入口状态可从 P1_PIN 寄存器中读取。在 80C196MD 中，P1.7 对应的引脚在 80C196MC 中是未曾使用，而 P1.5 与 P1.6 对应的引脚在 80C196MC 中是与 V_{SS}相连的，如果用户应用系统不必使用在两个输入口，可仍保持与 V_{SS}相连，这一点希望用户在产品升级时加以注意。

(2) 扩展了一个 8 位双向 CMOS 的 I/O 口——P7 口，该 I/O 口具有施密特触发输入方式，其设置及操作与 P2 口完全相同。与 P7 口有关的特殊功能寄存器有：

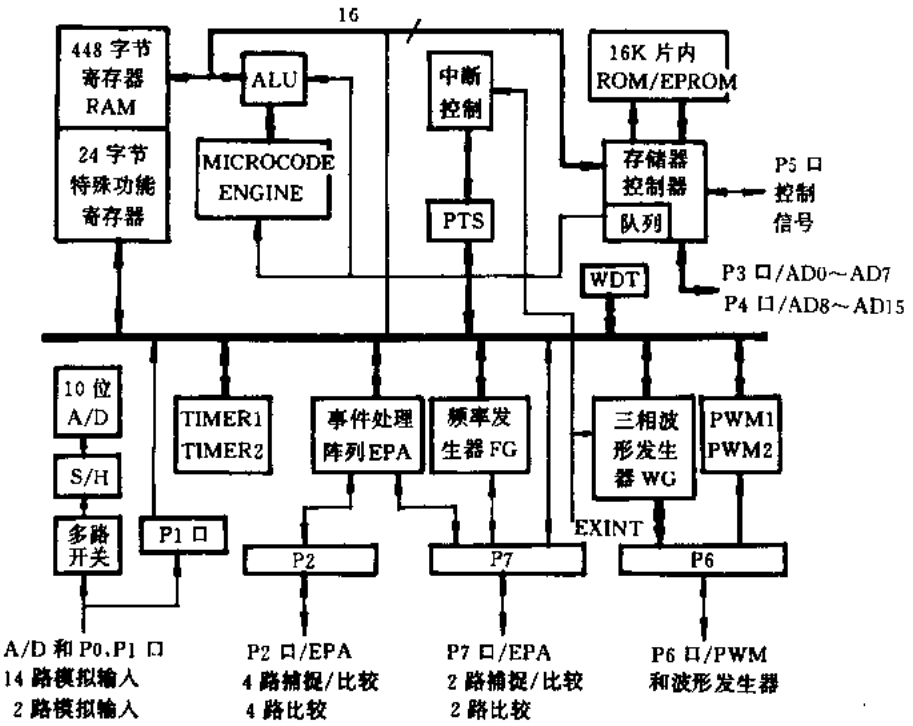


图 1.3-1 8XC196MD 结构框图

- P7 _ PIN(1FD7H)——P7 口输入引脚寄存器；
- P7 _ REG(1FD5H)——P7 口数据输出寄存器；
- P7 _ DIR(1FD3H)——P7 口输入/输出方向寄存器；
- P7 _ MODE(1FD1H)——P7 口方式寄存器。

另外，P7 口的有关引脚与 80C196MD 中新增加的有关部件共享一个引脚，引脚共享情况如表 1.3-1 所例。

表 1.3-1

P7 口	特 殊 功 能
P7.0	捕捉/比较模块 4
P7.1	捕捉/比较模块 5
P7.2	比较模块 4
P7.3	比较模块 5
P7.4	……
P7.5	……
P7.6	……
P7.7	频率发生器(FG)

使用时只要把 P7 _ MODE 寄存器中的某一位置为 1，该位对应的引脚即转换成特殊功能，而不作普通 I/O 口使用。

2. EPA 功能的扩展

80C196MC 中原具有 4 个捕捉/比较模块 CAPCOMP0～CAPCOMP3 和 4 个比较模块 COMPARE0～COMPARE3。80C196MD 中又增加了两个捕捉/比较模块 CAPCOMP4～

CAPCOMP5 和两个比较模块 COMPARE4～COMPARE5。新增模块的操作和使用方法与 80C196MC 完全相同。与新增模块有关的特殊功能寄存器的地址如表 1.3-2 所列。

表 1.3-2

寄存器名称	特 殊 地 址
COMP5 _ TIME	1F6EH 字
COMP5 _ CON	1F6CH 字节
COMP4 _ TIME	1F6AH 字
COMP4 _ CON	1F68H 字节
CAPCOMP5 _ TIME	1F56H 字
CAPCOMP5 _ CON	1F54H 字节
CAPCOMP4 _ TIME	1F52H 字
CAPCOMP4 _ CON	1F50H 字节

3. 中断的扩展

80C196MD 中新增了 2 个捕捉/比较模块和 2 个比较模块，因此中断系统也为此扩展了相应的中断。熟悉 80C196MC 的用户都知道，在 80C196MC 中共有两个中断悬挂寄存器 INT _ PEND(0009H)和 INT _ PEND1(0012H)，其中只有三位是为升级产品保留的，它们分别是 INT10、INT11 和 INT12。在 80C196MD 中，CAPCOMP5 占用 INT12，COMPARE4 占用 INT11，CAPCOMP4 占用 INT10，这三个中断的屏蔽位和悬挂位分别是 INT _ MASK1 和 INT _ PEND1 的第 4，3，2 位，他们的使用方法与普通中断的使用方法相同。那么 COMPARE5 的中断如何处理呢？COMPARE5 与波形发生器 WG 共享外设中断 P1 及其中断矢量，COMPARE5 占用 PI _ MASK.6 和 PI _ PEND.6。因此，80C196MD 的 PI 中断程序中应当读取 PI _ PEND 寄存器，以决定是 WG 中断还是 COMPARE5 中断。应当注意的是，读取 PI _ PEND寄存器时，将清除其中的所有位，因此处理中断之前，应将此寄存器的值存到一个映象寄存器中。

新增中断的处理同样可以用中断传输服务器 PTS 来处理。新增中断在 PTSSEL 和 PTSSRV 寄存器中占用的位与有关中断寄存器完全对应。

4. 新增部件

80C196MD 增加了一个全新的部件即频率发生器 FG(Frequency Generator)，该频率发生器可以用产生一个占空比为 50%的频率在 4 kHz 到 1 MHz(XTAL1＝16 MHz)之间的方波。其功能框图如图 1.3-2 所示。

与 FG 直接相关的特殊功能寄存器有两个：

- FREQ _ GEN(1FB8H) 是一个 8 位的可读可写的寄存器，用以决定 FG 的输出频率。
- FREQ _ CNT(1FBAH) 是一个 8 位只读寄存器，用以监控 FG 当前的计数值。

FG 的工作过程如下。

当 FREQ _ GEN 中写入一个数据时，此数据立即送入减数计数器，当减数计数器连续减到 0 时，将发生以下两个动作：

(1) 将 FREQ _ GEN 中的值重新装入减数计数器；

(2) 触发一个由 D 触发器联结而成的 T 触发器，使状态翻转，从而产生一个 50%占空比

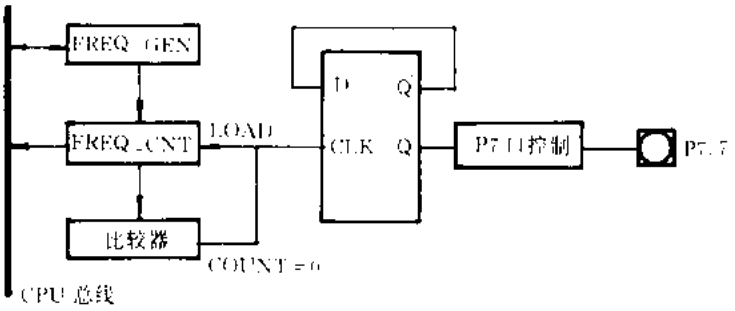


图 1.3-2 频率发生器

的方波输出。

改变 FREQ-GEN 的值即可改变输出频率。它们之间的关系是：

$$\text{FREQ_GEN 中的值} = \frac{\text{晶体振荡器的频率}}{16 \times \text{输出频率}} - 1$$

三、频率发生器 FG 应用举例

频率发生器 FG 的一个典型的应用是用来驱动一个红外发光二极管，发送遥控数据或信号，如图 1.3-3 所示。

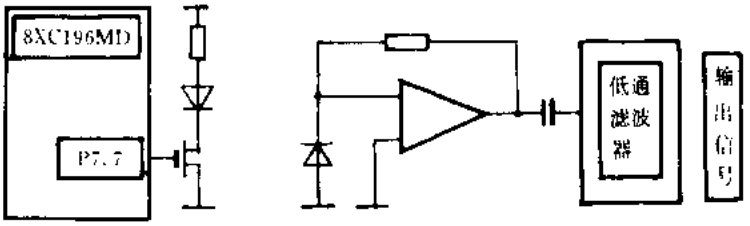


图 1.3-3 红外遥控框图

频率发生器发出一串 40 kHz 方波作为载波，通过控制 P7_MODE.7 位来控制波形的输出与关断，以实现对载波的编码。比如，逻辑 0 可用 1 ms 的方波与 1 ms 的关断(低电平)间隔表示，逻辑 1 可用 2 ms 的方波与 2 ms 的关断间隔表示，如图 1.3-4 所示。

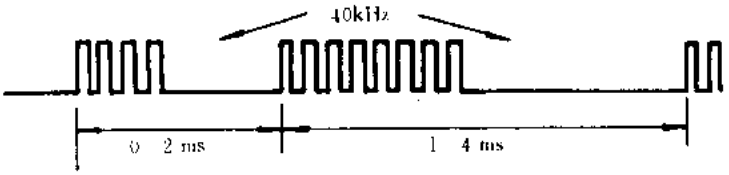


图 1.3-4 一种编码方式

在接受端可以用一个红外接收管接收这一 40 kHz 载波信号。为了消除外界光线的干扰，可利用高通滤波器来滤除关断低电平期间的背影噪声，而允许 40 kHz 的载波顺利通过，然后再对此进行放大和解码，还原出来控制信号。

8XC196MD 新增加了一些片内部件，增强了原有部件的功能，为用户构成高性能的应用系统提供了良好的硬件基础。8XC196MD 在电机调速、逆变电路中具有广阔的应用前景。关于

8XC196MD 的波形发生器的应用，可查阅参考文献[1]第三篇。

参考文献

1 赵秀菊，刘江桁. 单片微机 8XC196 原理及应用. 南京：东南大学出版社

2 Intel Co. 8XC196MC User's Manual

3 Intel Co. 8XC196MD Manual Supplenment

摘自《电气自动化》双月刊，1998 年第 2 期

1.4 51/96 系列单片机多机检测系统的低功耗设计

河北省沧州市 河北工程技术高等专科学校 崔海良

一、引 言

利用 51/96 系列单片机串行口多机通信功能构成的主从分布式多机检测系统，又称为 μlan 网络，各从机散布在不同的地理位置上，以 RS422 或 RS485 标准串行总线同主机相联。在许多应用中，各从机配备电池作为后备电源，当主电源断电时，由电池供电保证系统继续正常运行；在一些特殊场合下，要用电池作为各从机的主电源。由于电池的容量有限，从机又往往是无人值守的，所以，无论是将电池作为主电源还是备用电源，都需要最大限度地降低从机的功耗，以延长电池的使用寿命。

在很多情况下，从机的工作方式是间歇型的。如：一数据采集系统每隔较长时间采集一次数据；又如：某些系统仅在特定的时间内（如夜间）工作；再如：某系统在同一时间内，仅需要网络中的一个（或一部分）从机工作，其他从机勿需运行。这类系统的特点是：系统或其中一部分从机具有间歇期，此时可停止工作。为降低功耗，目前通常采用的方法是让处于间歇期的从机进入待机模式。CHMOS 型 51 系列单片机的待机模式电流为数毫安，96 系列更大，这对于电池而言，仍然是负担过重，有时不能满足低功耗设计要求。笔者采用掉电模式进行低功耗设计取得理想效果。本文所述设计方法适用于以间歇型方式工作的 μlan 网络。

二、系统组成及工作原理

笔者设计的低功耗系统具有以下特点。

(1) 某一从机完成规定任务后，或者应主机要求，进入掉电模式，功耗很低。

(2) 当要求某一从机退出掉电模式重新工作时，由主机对它进行硬件复位。复位过程占用系统原有的串行总线及接口，但不影响其他从机的工作状态。

1. 系统组成

系统组成如图 1.4-1 所示。图中只画出一个从机电路。为实现主机对从机复位，在原系统基础上，主机增配一片编码器 145026，每一个从机增配一片译码器 145027。PFET 为 P 沟道 MOS 管，对从机中某些电路（如传感器、测量电路、接口电路等）的电源进行开关控制。当从机进入间歇期时，用 PFET 关断它们的电源，以降低功耗。

关于 145026 和 145027 的详细说明，可参阅有关资料（如文献[1]）。主机通过 I/O 口同编码器的 $A_1/D_1 \sim A_5/D_5$ 及 $\overline{TE}$ 相联，$A_1/D_1 \sim A_5/D_5$ 用作 5 位地址，每位只取“0”和“1”两种电平，不用“open”状态；编码器的输出端 D_0 同主机 MCU 的 TXD 端相联，形成一个共同的串行发送端 T_0，然后接串行总线接口驱动器，D_0 和 TXD 分时输出。145027 要由地址输入端 $A_1 \sim A_5$ 设置一个地址；VT 端接从机 MCU 的复位端 RST。

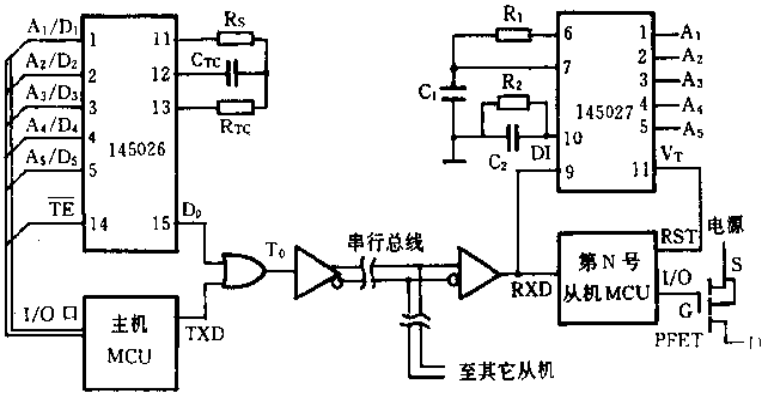


图 1.4-1 系统原理图

2. 工作原理

(1) 正常工作过程

在主机端，145026 的$\overline{TE}$被置为高电平，则 D_0 端无输出，总保持低电平，主机 MCU 可占用串行发送端 T_0 与从机通信。在从机端，145027 的 VT 端输出低电平，保证单片机的 RST 端为无效电平，因此复位电路不工作，对系统无影响。

(2) 第 N 号从机进入掉电模式的过程

当第 N 号从机完成规定任务后，或者应主机要求需要进入掉电模式，应先做好准备工作。如保护数据，关断 PFET，各口寄存器写入要求值(保证 MCU 进入掉电模式后，各口线输出要求的电平值)等，然后进入掉电模式。此时，第 N 号从机中，MCU 处于掉电模式，功耗为十几至几十微安；145027 处于工作状态，功耗约 120 μA；RS422/485 串行接口芯片处于工作状态，允许接收但禁止驱动，功耗甚低，以 MAX1483 为例，功耗约 20 μA；其他电路被关断电源。所以，从机进入间歇期后，总功耗小于 200 μA。

(3) 第 N 号从机退出掉电模式的过程

如要求第 N 号从机从掉电模式中退出，首先主机与其他从机停止通信，并置 TXD 端为低电平；然后，在主 MCU 控制下，由 145026 经串行总线及其接口向第 N 号从机的 145027 发送数据，第 N 号从机的 145027 接收数据成功后，VT 端输出一个正脉冲，第 N 号从机被复位，进而退出掉电模式。其他从机中的 145027 虽然同样接收到由 145026 发送的数据，但因地址不符，不产生复位信号。145026 的 $A_1/D_1 \sim A_5/D_5$ 端设置不同地址码，可寻址不同的 145027 使相应的从机复位，进而退出掉电模式。

三、消除通信和复位之间的相互干扰

复位过程与网络中的正常通信分时占用同一串行总线及其接口。复位操作时，各从机不应把 145026 的输出信号作为主机发送的通信信号来处理。通信时，各从机 145027 也不应收到通信信号而产生复位信号，否则，系统不能正常工作。

μlan 网络通信采用第 9 位通信协议，一帧信息的数据格式为 11 位，如图 1.4-2 所示。设波特率为 1/T，则每一位的宽度为 T。145026 输出的串行数据格式如图 1.4-3 所示。设其时钟频率 f=1/t，那么 D_0 端输出的信号波形中，低电平的最短持续时间为 0.5 t。

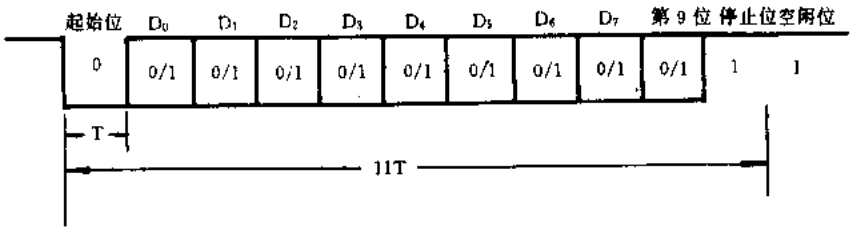


图 1.4-2 串行通信一帧信息的数据格式

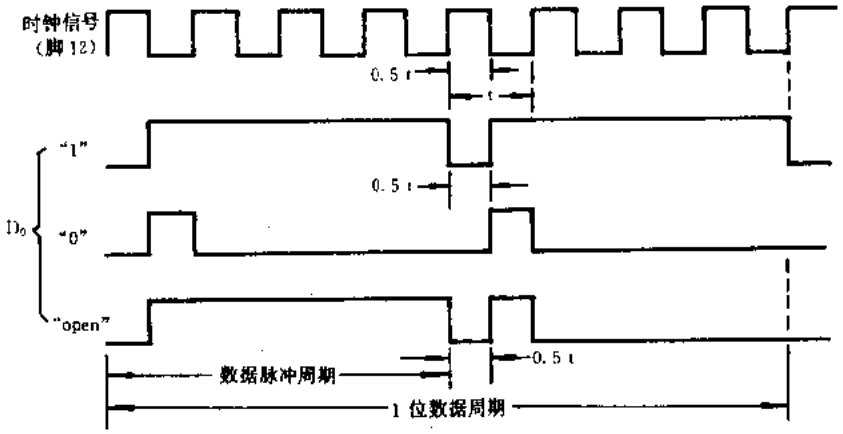


图 1.4-3 145026 输出的一位编码数据波形图

当通信波特率为 1/T 时，选择 145026 的时钟频率为 $f \leqslant \frac{1}{22}$ T，可保证复位与通信间不产生相互干扰，其原理如下。

复位操作时，各从机处于接收地址帧的状态。如 $f \leqslant \frac{1}{22}$ T，则有 0.5 t≥11 T，即 145026 发送数据时，T_0 端的信号波形中低电平的最短持续时间(0.5 t)不小于串行通信的一帧时间(11T)。复位过程中，各从机 RXD 端检测到 T_0 信号负跳变作为一帧数据的开始，但只能检测到第 9 位(RB8)为低电平，故对该数据不予理睬。各从机不会把 145026 的输出信号作为通信信号来处理而产生错误。进行通信时，一帧数据中，起始位为低电平，停止位为高电平，空闲位为高电平，故 TXD 及 T_0 端数据流中，低电平的持续时间最长为 10 T，通信信号不可能满足 145027 对串行编码数据波形的要求。所以在通信时，145027 不会产生复位信号。

四、结束语

本设计的关键在于实现了在主机控制下各从机能够进入或退出掉电模式，进而获得了理想的节电效果。在实际应用中，针对具体的应用系统还应注意以下两点。

(1) 本文电路图 1.4-1 最多可寻址 32 个 145027。若从机数超过 32 个，可把 145027 换为 145028。

(2) 图 1.4-1 中的从机是指 51 系列单片机。若从机采用 96 系列单片机，须对图 1.4-1 中的从机电路稍作改动，145027 的 VT 端须经反相器接到从机的 RST 端。

参考文献

1 周家勤. 新型编译码器的应用. 电子技术，1991,9

2 机电一体化技术手册编委员会. 机电一体化技术手册(上). 北京：机械工业出版社，1994

3 孙涵芳，徐爱卿编著. MCS—51/96 系列单片机原理及应用(修定版). 北京：北京航空航天大学出版社，1996

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 2 期

1.5 高性能单片机应用系统芯片组 PS0001

空军雷达学院科研处 颜荣江 郭文加 陈 伟

众所周知，单片机在国内的应用已渗透到各行各业的多个领域，其中，尤以 Intel 51 系列单片机的应用最为广泛。由武汉力源电子股份有限公司推出的 51 系列单片机应用系统芯片组 PS0001，将 51 系列单片机的应用推向更广阔的应用领域，为用户的应用系统提供了一条高性能价格比的选择途径。

PS0001 由 3 个芯片组成，它们分别是：LG 公司的 GMS90C32/GMS90L32 单片机、WSI 公司的 ZPSD211R 单片机外围器件和 Xicor 公司的 X25045 μP 监控＋串行 E2PROM 芯片。该芯片组能提供的资源如下：

- 32K 字节程序存储器。
- 512 字节串行 E2PROM。
- 256 字节 RAM。
- 3 个定时器/计数器。
- 1 个全双工串行口 USART。
- 6 个中断源。
- 34 个 I/O 口。
- 4 个逻辑输入或 11 个片选输出/组合逻辑输出。
- μP 监控和 WatchDog 看门狗定时器。
- 低功耗节电方式。

一、功能简介

PS0001 芯片组为我们提供了较灵活的资源配置能力，但其售价却很低(仅 40 元人民币)。因此具有较高的性价比，非常适合于消费类电子产品的应用需求，各芯片的功能介绍如下：

1. 单片机——CMS90C32/GMS90L32

该芯片由韩国 LG 公司生产，其指令系统与 MCS—51 系列单片机指令系统兼容，内部组成结构类似于 Intel 80C32，该芯片提供的功能为：

- 与标准的 8032 微控制器兼容。
- 256 字节的片内 RAM。
- 64K 外部程序存储器空间。
- 64K 外部数据存储器空间。
- 4 个 8 位 I/O 端口。
- 3 个 16 位定时器/计数器(定时器 2 具有增/减计数、16 位自动重装载等特性)。
- 1 个全双工的串行接口 USART，四种工作方式(一种同步方式，三种异步方式)。
- 6 个中断源，2 个优先级别。

· 省电的空闲与掉电方式(掉电时的电流<50 μA)。

· 高达 40 MHz 的工作频率和宽的工作电源电压:其中:GMS90C32 工作电压为+5 V,时钟频率为 3.5~40 MHz;GMS90L32 工作电压为 2.7~5 V、时钟频率为 1~12 MHz。

所有适用于 51 系列单片机的开发装置和应用软件均可用来开发 90C32 系列单片机。

二、单片机通用外围接口芯片——(Z)PSD211R

单片机通用外围接口芯片是 WSI 公司于 90 年代初推向市场的一种可编程芯片,该芯片为缩小产品尺寸,降低系统功耗、缩短产品研制周期、提高系统可靠性提供了有效的解决办法,最早面市的产品为 PSD301。到目前为止,WSI 公司提供一系列的功能各不相同的接口芯片,如(Z)PSD2XX、(Z)PSD3XX、(Z)PSD4XX、(Z)PSD5XX、(Z)PSD6XX、(Z)PSD7XX、(Z)PSD8XX 等。其中(Z)PSD211R 为整个系列产品中功能最简、售价最低的芯片。即使如此,单个(Z)PSD211R 芯片为我们提供的功能有:

· 32K 字节的 EPROM,可用于存放程序和常数表。

· 不规则的 MCU 接口逻辑(可直接与 Intel 的 MCS—51、MCS—96,Motorola 的 68HCXX、Zilog 的 Z8 系列等单片机直接连接,无需任何其他的逻辑门电路)。

· 19 个独立可配置的 I/O 端口,这些端口分布在 A、B、C 三个口中,其功能为:PA 口(8 位 PA0~PA7)可配置成 MCU I/O 或锁存地址输出;PB 口(8 位 PB0~PB7)可配置成 MCU I/O 或片选输出/CPLD 逻辑输出;PC 口(3 位 PC0~PC2)可配置成地址输入、逻辑输入、片选输出/CPLD 逻辑输出。

· 可编程逻辑阵列(提供存储器译码片选信号或通用 PLD 的逻辑方程式)。

· 地址锁存器,锁存来自多路地址/数据复用总线上的地址信息。

· 电源管理单元,使整个芯片的功耗降至最低。

· 加密功能,对芯片内部的 PLD 逻辑进行加密,以防止非法用户的复制。

由于 PSD 器件是在单个芯片内集成了多个外围模块,为使整个系统能长期稳定可靠地工作和降低能耗,其功率管理就显得尤为重要。在整个 PSD 系列产品中,前缀为 Z 的芯片编号为相应 PSD 系列芯片的零功耗版本。如 ZPSD211R 为零功耗的 PSD211R,这里所谓的零功耗是指在 PSD 器件内部,处于工作的模块在消耗功率,不工作的模块处于零功耗的等待状态,从而降低了整个系统的平均功耗。如 PSD211R 工作在+5 V 时,工作电流为 16 mA,掉电方式时为 50 μA。ZPSD211R 工作在+5 V 时,工作电流为 2.03 mA,掉电方式时为 10 μA。这样低的功耗是任何由分立元器件组成时所无法达到的。

为便于开发使用(Z)PSD211R,WSI 提供一套完整的 PSD 开发软件 PSDfoft—lite,该软件由 4 个模块组成。可开发 WSI 公司的(Z)PSD2XX 和(Z)PSD3XX 系列芯片,各模块功能介绍如下。

(1) PSD abel 设计模块。用来配置芯片内部的 DPLD(如 EPROM、I/O 口)和 CPLD(产生组合逻辑方程的输入输出和扩展外围芯片的片选信号)。该模块采用 Data I/O 公司的结构独立的硬件描述语言 ABEL 来描述器件的逻辑功能,简单易学。

(2) PSD comfiguration 配置模块。用来配置 PSD 器件的总线接口,控制信号的类型。以便能直接与不同生产厂家的 CPU 所产生的控制信号直接相连。片内各端口的功能也在该模块中配置。

(3) PSD compiler 编译装配器。用来将 PSD abel 和 PSD configuration 产生的逻辑和控制功能装入 PSD 芯片中,同时还要把单片机的应用程序装配进 EPROM 单元。

(4) PSD Programmer 编程模块。与 WSI 公司的 PEP300 硬件编程器接口,以实现对 PSD 器件的编程。

三、μP 监控+WatchDog 定时器+串行 E²PROM——X25045

Xicor 公司生产的 X25045 芯片内集成了 512 字节的串行 E²PROM 和 μP 监控及 WatchDog 功能。其中 μP 监控电路产生单片机所需的复位信号,WatchDog 定时器的时间可设定为 200 ms、600 ms 或 1.4 s。512 字节的串行 E²PROM 采用 SPI 传输格式,下面是利用 51 单片机对其操作的子程序。

X25045 应用子程序

(1) 串行输出子程序——将累加器 Acc 中的内容按 SPI 的格式输出

```
Write:
        mov     R7,#08H         ;1 byte = 8 bit
Write 1:
        clr     SCK             ;Clock Pulse Low
        rlc     A               ;累加器 Acc 的最高位移至进位位 C 中
        mov     SI, C           ;发送最高位至 SI 线
        setb    SCK             ;时钟变高
        djnz    R7,Write 1      ;判 Acc 中的 8 个位送完否,未完则跳
        clr     SI
        ret
```

(2) 串行输入子程序——将按 SPI 格式输入的数据读入累加器 Acc

```
Read:
        setb    SO              ;置 SO 引脚为输入引脚
        mov     R7,#08H         ;1 byte =8 bit
Read 1:
        setb    SCK             ;时钟变高
        clr     SCK             ;Clock Pulse Low
        mov     C,SO            ;从 SO 线上读入数据至进位位 C
        rlc     A               ;将读入数据位移进累加器 Acc 中
        djnz    R7,Read 1       ;8 位读完否,未完则跳
        ret
```

(3) 从 X25045 的 E2PROM 中读入 1 个字节的内容至累加器 Acc

```
Read _Byte:
        clr     SCK
        clr     CS
        mov     A,DPH
        anl     A,#01
        swap    A
        rr      A
```

```
        orl     A,#00000011B        ;发送读命令
        call    Write
        mov     A,DPL               ;发送被读数据单元所在的地址
        call    Write
        call    Read                ;读数据
        clr     SCK
        setb    CS
        ret
```

(4) 从 X25045 的 E^2PROM 中连续读出 n 个字节的内容

```
Read_nByte:
        clr     SCK
        clr     CS
        mov     A,DPH
        anl     A,# 01
        swap    A
        rr      A
        orl     A,#00000011B        ;发送写命令
        call    Write
        mov     A,DPL               ;发送被读数据单元所在的地址
        call    Write
Sequen_Read 1:
        call    Read                ;读出一个字节的数据
        mov     @R0,A
        inc     R0
        djnz    R6,Sequen_read1     ;n 个数据读完否,未完则跳
        clr     SCK
        setb    CS
        ret
```

(5) 页面写子程序(可连续写 4 个字节)　　写入 X25045 的 E^2PROM 中

```
Page_Write
        clr     SCK
        clr     CS
        mov     A,#00000110B        ;发写允许命令
        call    Write
        setb    CS
        clr     CS
        mov     A,DPH
        anl     A,#01
        swap    A
        rr      A
        orl     A,#00000010B        ;发写命令
        call    Write
        mov     A,DPL               ;发送被写单元的地址
```

```
        call    Write
Page_Write 1:
        mov     A,@R0
        call    Write               ;写入一个字节
        inc     R0
        djnz    R6,Page_Write 1     ;一页送完否,未完则跳
        clr     SCK
        setb    CS
page_Write 2:
        call    Read_State
        jb      Acc.0,Page_Write 2
        ret
```

(6) 读出 X25045 的状态寄存器至累加器 Acc

```
Read_State:
        clr     SCK
        clr     CS
        mov     A,#00000101B        ;发送读状态寄存器命令
        call    Write
        call    Read
        clr     SCK
        setb    CS
        ret
```

(7) 将累加器 Acc 中的内容写入 X25045 的状态寄存器

```
Write_State:
        clr     SCK
        clr     CS
        push    Acc
        mov     A,#00000001B        ;发送写状态寄存器命令
        call    Write
        pop     Acc
        call    Write
        clr     SCK
        setb    CS
Write_Statel:
        call    Read_State
        jb      Acc.0,write_statel
        ret
```

四、应用举例

图 1.5-1 为用 GMS90C32、PSD211R 和 X25045 构成一个应用系统的实例，按图中的接法，可直接使用前面介绍的子程序来读/写串行 E^2PROM，并提供出相应的资源。

结论：PS0001 芯片组为我们提供了相当多的资源，为单片机的应用提供了一条高效、高

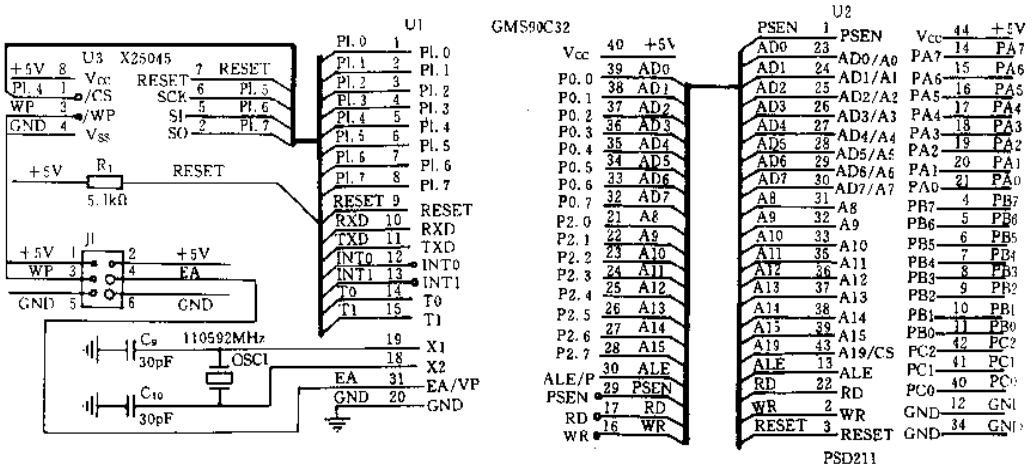


图 1.5-1 三芯片组成的电原理图

集成度、高性价比的解决途径，非常适合于现场工业控制、家用电器、仪器仪表、IC 卡控制、通信医疗设备等领域中进行广泛的应用，本文在此只作了简单的介绍，详细资料请与武汉力源电子股份有限公司联系。

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 7 期

1.6 一种精减芯片的通用单片机系统

天津南开大学(300071) 袁新燕

一、引 言

模数转换 A/D 与数模转换 D/A，是工业控制、仪器仪表和通信领域中微控制部件不可缺少的环节。而现代电脑芯片，性能日益增强、价格日趋低廉。应能解决阵容庞大的 A/D 结构问题，即保留功能，缩减芯片，甚至取消而又不会降低精度。但是，一只单片机的资源有限，如何使小小十几个布尔接口承担起系统基本任务，又兼顾更多功能呢？本文通过原理电路和编程方法，描述了一种先进、实用的单片机系统。该系统可以省掉 1 片 DIP28 或 DIP40 的 A/D 芯片、省去并行存储器、锁存器 2～3 片和取消了“地址/数据“接口。使存储方式更新潮、转换方式更具抗干扰能力和体积精巧等特点。

二、原理电路实现

1. A/D 芯片的取代

(1) A/D 转换原理回顾

这里以逐次渐进的转换方式为例，器件要由 D/A、比较器、时钟、参考电源和逐次寄存器组成。原理框图如图 1.6-1 所示。

转换步骤：

Ⅰ. START 使逐次寄存器的初值为

$$Dx = 2^{n-1}$$

Ⅱ. 按公式

$$V_a = (Dx \times V_r) \div 256(1024)$$

求模拟量 V_a；

Ⅲ. 输入量 V_i与 V_a进行比较；

Ⅳ. 按比较结果是 1 还是 0 决定逐次寄存器的逐位是清除或保留；

Ⅴ. 执行 N 次 Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ步，DOUT 即为所求。

(2) A/D 芯片的取代

由于 89C2051 或 89C1051 内部具有模拟比较器，可引入模拟量如图 1.6-2 所示。

比较器的输出 P3.6 直接由内部检测；

逐次寄存器、时钟、参考电源都可由单片机或系统安排。

DAC0832/1020 作为 A/D 的一个部件是唯一参与转换的外围芯片，它同时可作为系统的 D/A 使用。

2. 新型存储器结构

以往单片机必不可少的五大功能之一的存储器功能，要占用 P0 和 P2 十六条引脚 、需要

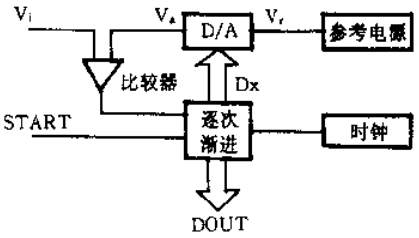


图 1.6-1 A/D 结构组成框图

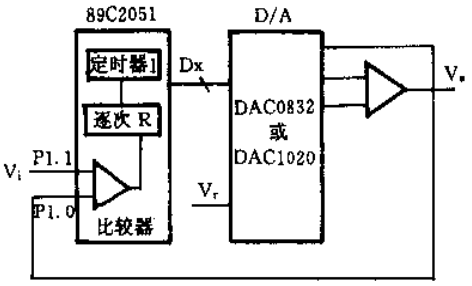


图 1.6-2 取代 A/D 芯片的结构

1 片地址锁存器，还要 RAM、EEPROM 等不同存储器，使电路庞杂，成本高，而且抗干扰能力差。

选用 89C2051 内部带闪速可编程、电可擦除 2kEEPROM，外部选用 24C16 串行数据存储器组成的通用系统如图 1.6-3 所示。使得存储容量在 2～16K 字节，对于一般小型控制器完全

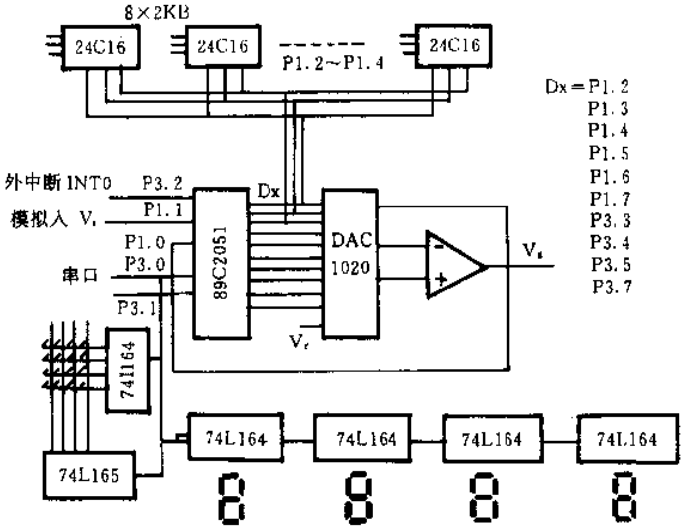


图 1.6-3 通用单片机系统原理

适用。

3. 其他功能的实现

LED 显示器/小型键盘功能，可由串行方式实现，如图 1.6-3 所示。接口电路不必用 8255 等大型芯片，而采用 74LS165/164 的并串转换方式。

与 PC 通信的功能，可使用 RXD、TXD、P3.X 的多用途方式实现。

三、A/D 编程方法

(1) 定时器安排

定时器 0 用于串行存储器的时钟，方式 2 自动重装载，溢出速率为 100 kHz；

定时器 1 用于 A/D 采样 Ts 的定时，方式 1(TH1，TL1 = FFFF－Ts)。

(2) 初始化其他任务

设栈顶；

逐次寄存器高低字节初值；

转换结果首地址→R1；

循环次数→R4；

启动定时器，中断。

(3) 中断服务程序

当定时器 1 溢出时，进入 A/D 转换工作；

TT1：关中断；

清溢出标志 TF1；

弹出 R1；

将逐次寄存器的内容→从 P1.2～P1.7、P3.3～P3.5、P3.7 等 10 线输出 DX，作为 D/A 转换的输入；

延时 10 μs 等待 D/A 和比较器稳定；

读比较器输出的 P3.6 状态：

P3.6 =0?

No ↓ C←0，循环右移逐次寄存器

Yes ↓ C←1，循环右移逐次寄存器；

↓

@R1←逐次寄存器内容；

↓

R1 加 1；

R1 入栈；

开中断；

中断返回。

四、结束语

由于选用了最新型单片机，当然带来了优势。从图 1.6-3 中可看出整个系统只有 2 片 DIP20 和 DIP16、DIP14 等小型电路；8 片 DIP8 是 16kEEPROM 可选帖片，使规模大大地缩减了。还要强调的是新电路的电源最低可为 2.7 V。该系统具有实用价值，适用于高效、低耗、抗干扰强的现代信息设备。

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998 年第 3 期

1.7 一种新颖的单片机及其应用

上海交通大学 李明军 唐灿伟

TMS370CX3X 单片机是美国 TI(德州仪器)公司推出的新型 8 位工业用微控制器。该芯片和传统单片机的最大区别是在其内部集成了一个使用非常灵活的捕获和控制定时器 PACT (Programmable Acquisition anb Control Timer),这是一个多输入多输出的协处理器,输入脚捕获外部事件,输出脚的电平依外部事件和定时参数而改变,可得到周期和占空比均可变化的方波,能够适应非常复杂的实时控制需要,且工作时无需 CPU 干涉,其性能大大优于传统单片机,特别适用于各种控制和自动化领域,值得推广应用。TI 公司同时提供了非常有力的软硬件支持,可用高级 C 语言编程,提高了产品开发效率。

一、系统的结构和特点

TMS370CX3X 的结构框图见图 1.7-1,主要特点如下。

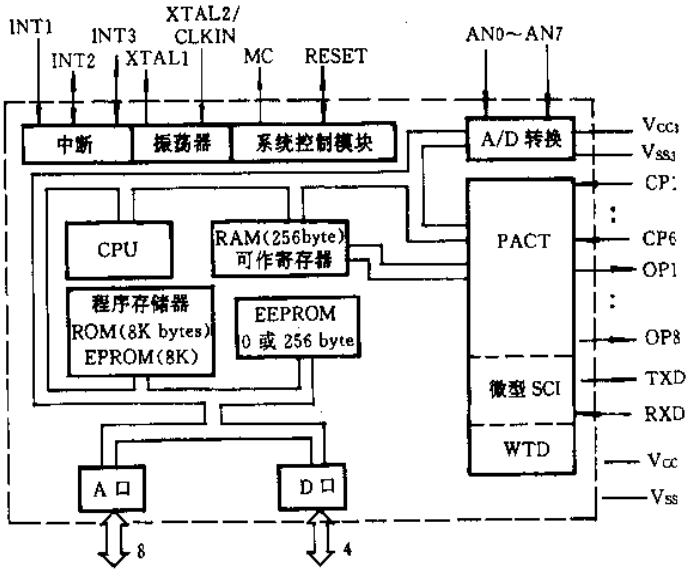


图 1.7-1 TMS370CX3X 结构框图

(1) TMS370CX3X 采用寄存器-寄存器结构,无累加器。

(2) 片内存储器包括:静态 RAM(256 节),作寄存器用;数据 EEPROM(0 或 256 字节)提供断电情况下的数据保存;程序存储器 ROM 或 EPROM(8K 字节),大大减少了系统外部接口电路。用户也可扩展外部存储器。

(3) 强大的中断系统,25 个中断源。3 个外部中断,其中,INT1 可设置为非屏蔽中断。两个中断优先级,可选边沿触发。

(4) 灵活的 I/O 口编程。TMS370 系列每位 I/O 口可根据需要设置成输入口、输出口或控制脚。

(5) 基于双口 RAM(寄存器)的 PACT 使系统响应速度非常快。CPU 可单周期访问双口 RAM。

(6) PACT 大大加强了事件驱动和定时驱动之间的联合作用,故能快速完成非常复杂的控制任务。

(7) 功耗低。具有两种低功耗模式(standby 模式和 halt 模式)。

(8) 有效的系统保护措施,抗干扰能力强。主要包括:

a. 震荡器频率监视器。如果晶振频率超出一定范围,监视器使芯片复位。

b. 看门狗定时器。溢出时间可选。

c. 系统设置可锁定,以防止系统设置在运行过程中遭到非法修改。

(9) 电源 (5±10%)V

晶振频率 2~20 MHz

工作温度 −40~85℃

(10) 封装 44 脚 PLCC 和 CLCC。

二、PACT 工作原理

TMS370CX3X 的 CPU 和其他外围功能的工作原理类似于一般单片机,因此,这里主要介绍其协处理器 PACT 的特点。

1. PACT 结构

PACT 模块是 TMS370CX3X 最具特色的一个外围功能,是一般传统单片机所没有的。图 1.7-2是 PACT 模块的框图。由图知,PACT 主要由下列部分组成:6 个输入捕获脚;8 个输出口;20位硬件定时器;一个 8 位事件计数器;简化的全双工微型串行口;看门狗 WTD。PACT 实际上是一个基于 RAM 的协处理器,它利用 080h~0FFh 这一段 128 字节的 RAM/寄存器空间存储微指令和捕获值或作为专用寄存器用。在这种情况下,080h~0FFh 这一段 RAM/寄存器空间实际上是作为双口 RAM 用的,CPU 和 PACT 均可访问,由于这一段 RAM/寄存器实际上用作寄存器,因而访问速度非常快。PACT 使用 RAM 主要以 4 字节即 32 位为单位,并且总是从高地址到低地址。

PACT 的存储器组织主要由三部分组成,见图 1.7-3。

(1) 命令/定义区(command/definition)。用来存放微指令,包括命令和定义。其始地址和末地址由软件给出。

(2) 环形缓冲区(circular buffer)。环形缓冲区紧跟在专用寄存器后,末地址就是命令/定义区的始地址。这一段空间主要用来存放捕获值。它有一个缓冲区指针 BUFPTR,由于缓冲区存放的数总是 16 位或 32 位,因而 BUFPTR 总是指向偶地址。数据连续存放,当缓冲区存满时,原有的数据将被覆盖。

(3) 专用捕获寄存器(Dedicated Capture Register)。专用捕获寄存器都是 32 位,分两种模式,其中 A 模式有 2 个专用捕获寄存器,B 模式则有 4 个,见图 1.7-2 和图 1.7-3。

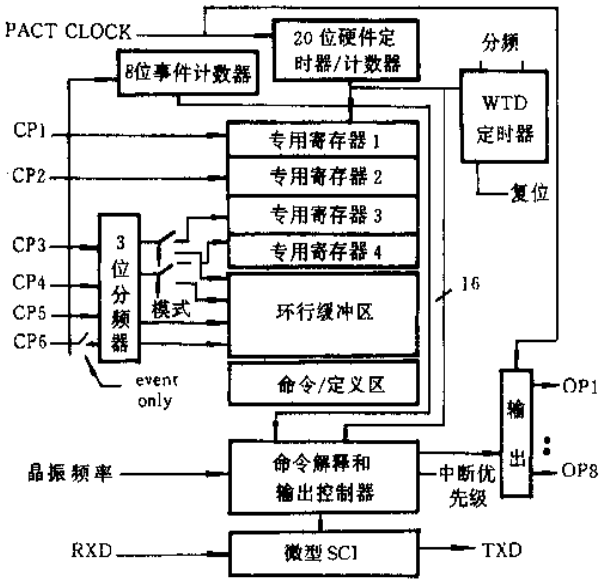


图 1.7-2 PACT 原理框图

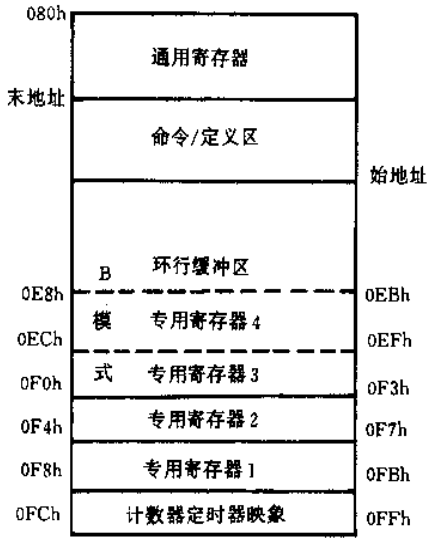
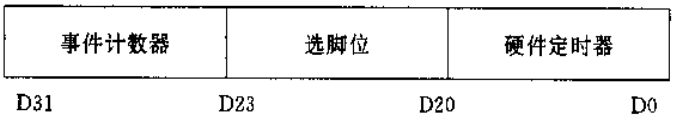


图 1.7-3 双口 RAM 分配图

0FCh～0FFh4字节作为事件寄存器和硬件定时器映象，在每个 PACT CLOCK 自动装入相应的数值，可供CPU 读。PACT 每次捕获自动将数据存入相应的捕获寄存器，存入数据格式如下。



2. 控制和输出

PACT 时钟基准电路见图 1.7-4 。PACT 时钟由系统时钟经 4 位分频器分频取得，若选择慢速模式，还可预先 8 分频。对每种分频率，可获得相应的时间槽(时间槽是每个 PACT 指令执行的时间单位)。系统可获得 2～415 个时间槽。

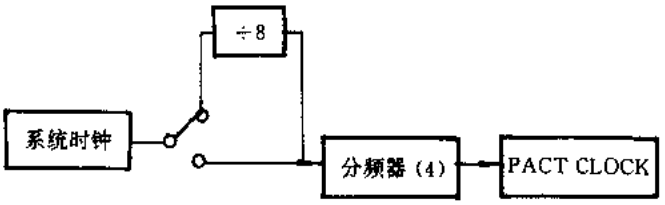


图 1.7-4 PACT 时钟基准电路图

PACT 控制器在每个 PACT CLOCK 的上升沿启动 PACT 从命令/定义区读取指令，并将 8 位事件计数器和 20 位硬件定时器的低 16 位读入与指令中的有关参数作比较，对相应输出脚执行置位或复位操作，并按控制要求存储有关捕获值。PACT 在一个 PACT CLOCK 周期里依次把所有的指令执行完，PACT CLOCK 的上升沿只是作为启动信号，下一个 PACT CLOCK 的上升沿重新启动 PACT 执行指令，这样周而复始。每一个 PACT CLOCK，硬件定时器和指令中的虚拟计时器自动增 1。

3. 指令介绍

PACT 共有 3 条命令和 3 条定义，每条均为 32 位长。

(1) 标准比较命令(Standard Compare Command)执行时间为 1 个时间槽

指令由以下部分组成：D0～D15 位设定时间比较值；D16 指示下一条指令是否是一条定义；D17 是比较相等时的中断使能位；D18～D20 位选择输出脚；D21 是比较相等时的动作(1，输出脚高电平；0，则低电平)；D22，指令执行时间加倍控制位；D23～D24，保留；D25，定时器复位时对相应输出脚的动作，即是否翻转；D26，定时器复位时中断使能；D27，输出脚使能；D28～D31，保留。

功能：当硬件计时器等于时间比较值时，可置位或复位所选输出脚，也可产生一中断；当硬件计时器低 16 位为 0 时，可翻转所选输出脚电平。标准比较命令能成功地完成 PWM 功能。但是，单独的一条标准比较命令不能改变 PWM 的周期，其周期只能是 65536 个 PACT CLOCK。要改变其周期，可在其前面加一条虚拟定时器定义。

(2) 虚拟定时器定义(Virtual Timer Definition)需 2 个时间槽

指令主要组成：D0～D15 位作虚拟定时器，每个 PACT CLOCK 周期加 1；D19～D31 位定义最大值，当虚拟定时器达到这个最大值时，虚拟定时器复位；其他位类似标准比较指令。

功能：置一条虚拟定时器定义于标准比较命令前，则作 PWM 时，其周期为所定义的最大值个 PACT CLOCK 周期。虚拟定时器实际上取代硬件定时器。利用虚拟定时器可产生周期性中断。

(3) 双事件比较命令(Double Event Compare Command)需 1 个时间槽

指令主要组成：D0～D7 位事件比较值 1；D8～D15 位事件比较值 2；D18～D20 位选择输出脚；其他位类似标准比较指令。

功能：当 8 位事件计数器等于比较值 1 时，可置所选输出脚的电平，也可产生中断，或产生 32 位捕获进入缓冲区。当 8 位事件计数器等于比较值 2 时，可置所选输出脚的电平，也可产生中断，或产生 32 位捕获进入缓冲区，复位 20 位硬件定时器。该命令大大加强了系统的事件驱动能力。使输出脚的电平由外部事件数控制 。

(4) 相对计时器定义(Offset Timer Difinition-Timer From Last Event)需 2/3 个时间槽

指令主要组成：D0～D15 位作虚拟计时器记录从上次事件到本次事件发生这一段时间；D24～D31 位设置最大事件数值；其他位类似标准比较指令。

功能：每次事件发生时存储 16 位相对时间；当 8 位事件计数器达到最大事件数值时，产生一个中断；存储 8 位事件计数器和 20 位硬件定时器数值到缓冲区；复位 20 位硬件定时器。

(5) 条件比较命令(Condition Compare Command)需 1 个时间槽

指令主要组成：D0～D15 位设置时间比较值；D24～D31 位设置事件比较值；D18～D20 位选择输出脚；其他位类似标准比较指令。

功能：当满足下面两个条件：(a)8 位事件计数器等于事件比较值；(b)最近定义的虚拟定时器(无定义则默认硬件定时器)等于时间比较值。产生中断并置相应输出脚电平。一般情况下，可使若干条条件比较命令跟在一条相对计时器后面，这样，产生动作就取决于外部事件数和离上次事件发生的时间。控制位中有一位叫相同动作(same actions)位，当它使能时，则不管虚拟定时器是否达到时间比较值，只要事件计数器等于事件比较值加 1，也将产生上述同样动作。这适用于下次事件发生早于规定延迟时间的情况。该命令大大加强了系统的事件和时间联合驱动能力。

(6) 波特率定时器定义(Baud Rate Timer Definition)需 2 个时间槽

指令主要组成：D0～D15 位虚拟定时器用作波特率发生器；D19～D31 定义波特率；D17 发射标志位；D18 接收标志位；其他位类似标准比较指令。

功能：类似一般全双工串行口。

三、应　　用

TMS370CX3X 主要用于工业控制，如数控机床、电机控制等。带采样保持器的 8 通道的 A/D 转换器提供必要的模拟信号输入，其不用的输入脚可作 I/O 口。20 MHz 晶振时最高转换频率达 27.6 k。可采用独立的电源，以提高精度。PACT 应用非常灵活。其输入捕获可双边沿触发，因而可测量脉冲宽度，完成边沿检测。8 个输出脚大大加强了控制功能，使得它能对多个开关进行控制。因此，其 PWM 功能使得 PACT 用于像变频器这样的电力电子装置和步进电机等脉冲控制式机械非常方便。以控制步进电机为例，若电机工作方式为三相六拍制，即供电方式是 A-AB-B-BC-C-CA-A……如图 1.7-5。这种情况下可用 3 个输出脚分别控制 ABC3 相，PACT 作脉冲分配器，由于 3 相控制波形相同，都是占空比为 50%的 PWM 方波，而位相差 $2\pi/3$，因此可用 3 条标准比较命令来实现，每条标准比较命令前加一条虚拟计时器定义，于是，计时器定义最大值就是开关周期，故应设为一样，而虚拟计时器初值反映相位差，应相差周期的 1/3。如，设系统时钟为 5 MHz，5 分频得到 1 MHz 作为 PACT 时钟，则 PACT 的周期为 1 μs，时间槽为 12，若开关周期设为 1 200，即工作频率 5 k，则标准比较命令的比较值为 600，ABC 的虚拟计时器初值可分别设为 800、400、0。一旦 PACT 开始工作，就无须 CPU 管理，CPU 只对 PACT 的中断申请服务。在如电机启动阶段等需要改变工作频率的情况下，则需要

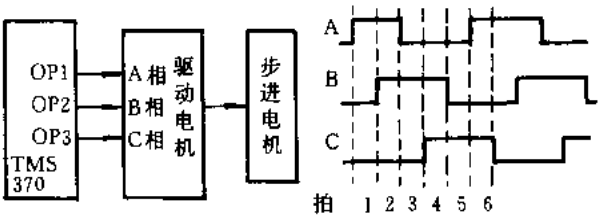


图 1.7-5 三相六拍制步进电机控制框图

按启动曲线改变 PACT 时钟频率，当然，改变虚拟计时器的最大值也可以，但同时要相应地重写其初值。而要改变电机的转向，改变选脚位即可。这里只需将第 1 条标准比较命令和第 3 条标准比较命令的选脚位互换。由上可见，PACT 比起一般单片机来方便多了。

TI 公司给 PACT 的编程提供了专门的伪指令库，使编程变得非常方便，限于篇幅，这里不介绍了。

四、小　　结

TMS370CX3X 的 PACT 通过 6 个输入脚能够很好地捕获外部事件，并可根据外部信息和自定义事件和时间参数快速响应。灵活地应用 PACT 指令可在多个输出脚得到由时间和事件联合驱动的复杂控制波形，是工业控制的理想器件。

摘自《电气传动》双月刊，1998 年第 5 期

1.8 单片机开发环境

——北京单片机联谊会专题研讨

北京理工大学计算机系(100081) 马忠梅
中国单片机公共实验室(100101) 吕京建
北京麦克泰软件公司(100083) 何小庆

北京单片机联谊会于1998年6月13日在北京航空航天大学出版社举行了第二次研讨会,研讨会的题目是:单片机开发环境与设备。出席本次研讨会的人员有首次会议的全体人员和在京的单片机开发工具厂家:三环电子有限公司、上海中晶电脑北京分公司、旋极科技公司、中软计算机研究所等。本次研讨会主要围绕各种开发环境的介绍与评价、高级语言开发技术的普及与推广、最新单片机的开发环境特点和开发环境的发展前景。

80年代中期单片机进入我国,十几年来单片机的应用领域日益广泛,用户之众,形成了计算机领域的一个很有影响的分支。单片机在国内之所以能够得到广泛的应用,得益于国内自行研制的价格适中的单片机开发工具。国内大部分单片机开发人员使用汇编语言编制程序,小作坊的做法,重复劳动量大,不利于知识的共享和单片机的产业化。随着国内单片机开发工具研制水平的提高,普遍能够支持C语言的使用和调试,为使用高级语言提供了硬件条件,北京航空航天大学出版社出版的《单片机的C语言应用程序设计》一书,为单片机使用高级语言提供了软件条件。单片机学会也在进行单片机的高级语言普及推广工作,让国内单片机的开发水平上一个新的台阶,以进一步发展到在单片机上使用实时多任务操作系统(RTOS)。在RTOS的支持下,单片机的程序设计更简单、更可靠、实时性更强。在智能要求高的场合可使用"大单片机"——嵌入式微处理器,嵌入式系统的程序设计很大程度上依赖RTOS。为此,本次研讨会特约三个专题发言:C语言的开发环境及其普及推广、RTOS与开发平台、嵌入式微处理器的开发环境。

与会者就国内单片机开发环境的现状进行了交流,认为可以从以下几个方面衡量单片机开发工具。

1. 占用用户资源

简易型单片机开发工具,采用单CPU,而且不是专用开发芯片,或多或少占用一部分目标系统资源。

2. 支持高级语言

支持C语言;支持多个厂家的编译器,能否源码调试,支持RTOS。

3. 集成开发环境(IDE)

集编辑、汇编或编译、连接、装入、调试为一个开发窗口。

4. 断点的设置

采用硬断点才能更好地支持调试。

5. 实时跟踪

具有状态跟踪或逻辑分析部件，仿真器与逻辑分析仪溶为一体的全交互开发系统是最理想的软硬件综合调试工具。

下面是三个专题发言。

一、C 语言的开发环境及其普及推广

单片机体积小、重量轻、具有很强的灵活性而且价格不高，越来越得到广泛的应用。高速的应用场合应该选用 16 位、32 位单片机，低速应用场合仍是 4 位单片机的领域，其中间适用的是 8 位单片机。8051 在小到中型的应用场合很常见，已成为单片机领域的实际标准。80 年代中期，Intel 公司将 8051 内核使用权以专利互换或出售形式转让给世界许多著名 IC 制造厂商，如 PHILIPS、AMD、NEC、OKI、西门子和 Atmel 等，这样 8051 就成为有众多制造厂商支持的、发展出上百个品种的大家族。随着硬件的发展，8051 软件工具也取得很大的发展，并开发出多种 C 语言编译器及 RTOS。因而 8051 系列单片机是单片机教学的首选机型。

C 语言是一种记述性程序语言，它是比较靠近硬件与系统的，即与汇编语言比较接近。C 语言既有面向硬件和系统，像汇编语言那样可以直接访问硬件的功能，又有高级语言面向用户、容易记忆、便于阅读和书写的优点。现在，C 语言已风靡全世界，成为世界上应用非常广泛的主流程序设计语言，成为微、小、大和巨型机等各类计算机共同使用的语言。广泛应用于系统软件、应用软件以及数据处理等各个领域。C 语言伴随着 PC 机的普及已经得到了前所未有的推广，各高校无论电类还是非电类专业都开设 C 语言课程。

C 语言之所以能具有强大的生命力，成为国际上公认的最重要的少数几种通用程序设计语言之一，固然与它产生的环境及历史背景有关，但起决定作用的是它自身的特点。概括起来是：简洁、灵活，表达能力强，代码质量高，结构化程序，可移植性好。C 语言是一种编译型程序设计语言，它有功能丰富的库函数、运算速度快、编译效率高。C 语言是一种结构化程序设计语言，它支持当前程序设计中广泛采用的由顶向下结构化程序设计技术。C 语言程序具有完善的模块程序结构，从而为软件开发中采用模块化程序设计方法提供了有力的保障。用 C 语言来编写目标系统软件，会大大缩短开发周期，且明显地增加软件的可读性，便于改进和扩充，从而研制出规模更大、性能更完备的系统。

8051 系列单片机作为工业标准地位，从 1985 年开始就有 8051 单片机 C 语言编译器，简称 C51。下面以字母顺序就各公司的编译器作简要介绍。

AMERICAN AUTOMATION　编译器通过 #asm 和 endasm 预处理选择支持汇编语言。此编译器速度慢，要求汇编的中间环节。

ARCHIMEDES　它的鼻祖是瑞典的 IAR，是支持分组开关(Bank)的编译器，集成环境类似 Borland 和 Turbo。C 编译器可产生一个汇编语言文件，然后再用汇编器。

BSO/TASKING　它是一家专业开发和销售嵌入式系统软件工具的公司。它生产基于 Windows 的集成开发环境、调试器和交叉模拟器，支持鼠标器、界面友好。软件格式符合 Intel OMF－51 和 Intel Hex 标准，它的汇编器和 Intel 汇编器兼容。

DUNFIELD SHAREWARE　它是非专业的软件包，不支持 float，long 或结构等。它不产生重定位代码。

FRANKLIN　它的鼻祖是 Keil，在代码生成方面领先，可产生最少的代码。它支持浮点和长整数，重入和递归。它不提供库的源代码，不能生成能汇编的汇编代码，仅产生混合代码，只

能修改后汇编。若使用汇编语言，必须分开汇编程序，然后手工连接。若使用单片模式，它是最好的选择。Keil/Franklin 专业级开发工具 PK51，支持 DOS 和 Windows 环境。

INTERMETRICS 它的编译器用起来较困难，它要由可执行的宏语句控制编译项、汇编和连接。且选项很多。

MICRO COMPUTER CONTROLS 它不支持浮点数、长整数、结构和多维数组。Define 不允许有参数，称作 C 编译器很勉强。它生成的源文件必须用 Intel 或 MCC 的 8051 汇编器汇编。

Franklin 以它的紧凑代码和使用方便领先；Archimedes 以它性能完善和资料完善领先；Bso/Tasking 以它支持的单片机产品系列较多领先。国内流传的是 Franklin V3.20 和 Archimedes V4.05。Archimedes 连接时需使用"连接程序控制文件"，使用起来比较复杂。Franklin 更适合单片机的程序设计教学。现在销售的单片机仿真器普遍支持 C 语言的使用，但要注意的是断点的设置分为硬断点和软断点，只有支持硬断点的单片机仿真器才能很好地支持 C 语言的调试。

过去长时间困扰人们的"高级语言产生代码太长，运行速度太慢不适合单片机使用"的致命缺点已被大幅度地克服。目前，8051 上的 C 语言的代码长度，在未加入人工优化的条件下，已经做到了最优汇编程序水平的 1.2～1.5 倍。可以说，比得上中等程序员的水平。目前，8051 系列芯片中，片上 ROM 空间做到 16/32K 字节得已经很多，代码效率所差的 20%～50%已经不是重要问题。执行速度的问题，只要有好的仿真器的帮助，用人工优化关键代码就是很简单的事了。如果谈到开发速度、软件质量、结构严谨、程序坚固等方面的话，则 C 语言的完善决非汇编语言编程所能比拟的。

采用 C 语言，可针对单片机常用的接口芯片编制通用的驱动函数，可针对常用的功能模块、算法等编制相应的函数，这些函数经过归纳整理可形成专家库函数，供广大的单片机爱好者使用完善，这样可大大的提高国内单片机软件设计水平。国外嵌入式系统的程序设计也是采用 C 语言，我们可以借鉴它们的编程经验，进行交流，达到和国际接轨的目的。因而，用 C 语言进行 8051 单片机程序设计是单片机开发与应用的必然趋势。

二、RTOS 与开发平台

CMX RTOS 和 ESP RTXC 是中国单片机公共实验室经过几年的考察，认为比较适合中国的国情后，才引入中国市场的嵌入式实时多任务操作系统。这两家公司都是嵌入式领域中专门做实时操作系统的公司。它们都是优秀的 RTOS，都拥有上百人年的嵌入式软件产品，而且都提供源代码，便于中国工程师的理解、应用以及创新。

为什么使用 RTOS 是必要的？首先，多任务帮你避免了嵌入式应用开发过程中出现的令编程者头痛的问题。系统调用是规格化、标准化的。程序可读性更强，程序员相互配合编程也更有一致的定义。第二，不像其他多任务操作系统，嵌入式操作系统非常小而且和控制有关。它们的设计是用来非常快而有效地处理实时的输入和输出。应尽可能使用一种商品化的操作系统而不要自己编写。

1. CMX RTOS

CMX RTOS 是一个多任务实时内核，主要应用于 8 位以及 16 位的单片应用场合。CMX 以 C 编写，而且提供了一系列的内核服务方便用户编程。CMX 实时内核具有重新配置(可裁

减)功能,用户可以根据应用的实际要求在系统中只包含必要的内核服务。CMX 提供了一个操作系统内核和一系列函数调用。这内核可以完成对任务的控制、发送和接收消息、处理事件、控制资源、用不同方法控制定时、提供内存管理、任务切换和中断。CMX 还提供了 PC 机上的程序开发平台 Pcproto,可以在 PC 机上实现快速的应用开发。CMX－CAN 是一个复杂的 CAN 总线应用接口软件包作为 CMX 的扩展。CMX－TCP/IP 是一个可移植、高性能的专家库函数。CMX 的 PCMCIA 在其提供的一系列函数调用中实现了 PCMCIA 的存储映射。

2. ESP RTXC

RTXC 是 C 语言的实时执行体(Real－Time eXecutive in C)的缩写。RTXC 是一种灵活的、经过工业应用考验的多任务实时内核,可以广泛用于各种采用 8/16 位单片机、16/32 位微处理器、DSP 处理器的嵌入式应用场合。RTXC 的一系列内核服务功能可以管理任务和时间,使任务和事件同步,并实现在任务之间传递数据。RTXC 的丰富功能还包括可裁减功能,用户可以根据应用系统复杂程度只需在系统中包括必要的 RTXC 内核服务功能即可。RTXC 是自成体系的,包括所有的源代码,以及使用多任务软件结构开发应用程序所需要的一切,其中有 RTXC 实时操作系统内核、安装和调试工具、样板应用源代码和驱动程序。RTXC 在设计中充分利用它所支持的每一种处理器的结构特点。针对所支持的每一种 C 编译器,RTXC 对其 C 源代码进行优化。RTXC 有许多附加的扩展功能模快,如 RTXCio、RTXCfile、RTXCnet 以及 XpresNET。特别要说明的是 XpresNET,它在 RTXC 中是一个独立的模块,是专门为网络通信而设计的。

3. RTXC 与 CMX RTOS 比较

两者都是嵌入式领域中基于优先级的抢占式实时多任务操作系统,而且代码都用 C 语言编写的。这两个系统在源代码方面都提供全部的源代码,而且用户生成的嵌入式代码无需考虑版税问题。

从内核服务方面的比较来看,ESP 公司的 RTXC 在任务、内存、资源、信号量、消息、队列、定时器、中断管理以及一些特殊功能上提供了一共有 73 条基本服务。其他 ESP 产品也会带来一些扩展的功能调用。CMX 的内核基本服务共有 61 条(其中 UART 部分为 15 条),包括的内容有任务、事件、队列、内存、消息、资源、循环定时器、UART 以及一些系统特殊服务。

从系统任务的调度方式来看,ESP 公司的 RTXC 在多任务调度方式上具有抢占式、轮流查询、时间分片三种方式。而 CMX 的 RTOS 在任务调度方式上也是三种,它们分别是抢占式调度、协作式调度、分时调度。

在 ESP 的 RTXC 中,任务间通信与同步可以通过三种对象来完成,它们是信号量、消息和队列。利用这三种对象的管理机制以及所提供内核服务能使应用程序方便地达到任务间的各种联系需求。而在 CMX 的 RTOS 中,任务之间可以利用邮箱、队列、事件来完成。但 CMX 只提供了较为简单的任务间同步与通信的机制。

三、高档嵌入微处理器开发工具和 RTOS 现状与发展

在单片机的应用中有这样一些用量虽然不大,但作用重大而且功能很强的'大单片机',我们称做'高档嵌入式微处理器'。具有代表性并有一定市场占有率的有:X86(Intel,AMD,NS),68K,PowerPC(Motorola),i960,ARM,MIPS,SH 等。高档嵌入微处理器开发工具与一般单片机的开发工具无论是在功能、性能、品种都有很大的不同,目前此类工具的供应商主要来自美

国和欧洲。

1. 编译器

C/C++是高档嵌入微处理器基本起点。提供高档嵌入微处理器厂家:Microsoft(X86),Borland(X86),Microtec(68K,PowerPC,X86,i960),Intel(i960),Diab (PowerPC,68K),GreenHill(68K,PowerPC,MIPS,X86)。

2. 调试器

支持C/C++,多任务,网络开发,多种与目标机的连接方式(软仿真,监控程序,BDM/JTAG,ICE,RTOS)是高档嵌入微处理器调试器的重要特征。厂家主要有:Microtec XRAY(68K,PowerPc,X86,i960ARM),SDS SingleStep,GreenHill Muti,Paradigm。

3. 在线仿真器和逻辑分析仪

目前有两类高档嵌入微处理器在线仿真器:一类是以HP为代表的分布式仿真方案,即在线仿真探头结合逻辑的分析仪提供硬件开发和调试的解决方案,软件调试器依赖于第三方,如Microtec XRAY等。第二类是一种简化性的高档仿真器,即保留了高档仿真器的大部分功能,通过简化结构部分和功能以降低价格,如AMC和EST的产品。无论是哪一类高档嵌入微处理器的在线仿真器都面临处理器更新频繁、变种繁多,RTOS没有标准,开发费用昂贵和低档BDM/JTAG调试器、软仿真器的挑战而处在一个重要的转折期。

4. RTOS(实时多任务操作系统)

高档嵌入微处理器在应用中由于软件代码的复杂和程序量大,一般都会使用商业用RTOS。商业用RTOS的特点分两类:软实时和硬实时。

代表产品分别是软实时的微软公司的WinCE和硬实时Microtec VRTX,ISI PSOS和WindRiver Vxworks等。软实时的RTOS一般应用在消费电子产品,如手持电脑、个人助理和置顶盒等;硬实时的RTOS一般应用于通信、控制和航空航天等实时性强和可靠性高的领域。自1981年VRTX世界上首家商业用RTOS问世18年后,世界上70家以上的公司开发RTOS。多种信息表明,在消费电子类WinCE将独占熬头。而硬实时系统将会依应用行业的不同为少数几家大的厂家所垄断,如通信行业使用VRTX,PSOS;航天/航空Vxwork,VRTX;多媒体通信OS-9;工业PCQNX。众多的RTOS小厂商只能靠转让技术如出售源代码和代客户定制获得市场的机会。

5. IP(知识产权)

伴随RTOS的应用,各类针对各个行业应用的IP日渐普及,如通信行业TCP/IP,SNMP,TMN,FTP,PPP,X.25,CAN,ATM等,某些通用的软件技术也进入高档嵌入领域,如嵌入式数据库,嵌入式JAVA,Internet。提高应用档次,加快产品上市时间,提高可靠性是使用IP的好处。

6. 高层设计工具

除EDA作为经典的硬件设计工具外,软硬件协同设计工具已愈加受到普遍的关注,如Mentor Graphics Seamless CVE通过结合Microtec工业标准的XRAY软件调试器和EDA硬件模型帮助用户在真实系统没有构成之前的软硬件开发、调试和验证。目前Seamless CVE可以支持X86,I960,68K,POWERPC,ARM,SH等高档嵌入微处理器。

7. 目标板

为加快高档嵌入微处理器开发,嵌入微处理器制造商和第三方厂商都提供了大量的标准

总线或非标准总线板级产品，如 X86 系列 PC—104 模块；Intel，AMD 386EX，i960，E86 系列的评估板；Motorola 68K/PowerPC ADS 评估板；Atlas ACE360/860 OEM 板；各类 VEM 总线 68K/PowerPC 板；各类 Compact PCI 总线 PowerPC/X86 板。

高档嵌入微处理器开发工具和 RTOS 的发展总趋势是提供集成的开发环境，即将 C/C++编译技术、IDE 的调试环境、RTOS 和 IP 纳入到一个开放的集成环境中，由一家公司销售和支持，目的是帮助用户加快产品上市时间。目前能够提供这类产品只有少数几家大公司，上市较早的产品有 Microtec Spectra(VRTX)开发系统、Windriver Tornado 系统等。

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 8 期

1.9 附加静态功耗电流与系统设计者的关系

西安微电子技术研究所(710054) 邵金仙

一、引 言

芯片温度是半导体器件可靠性的重要因素之一。器件发热主要是由加在器件上的电压及流过器件的电流产生的。首先,严重的过电流使器件的铝引线熔化,金属化薄膜蒸发,引起局部开路或短路。第二,即使是中等的过电压、过电流引起的超功率,也会使器件的漏电流增加,增益下降,在PN结内部形成小沟道或轻微的局部穿通,漏电流不断积累增加,最后造成局部击穿。长期处在较热的环境下,器件的特性退化从而失去控制。例如材料中的杂质引起局部点过热,从而形成局部点的大电流密度,使芯片产生性能方面的异常现象,直至器件失效。同时,过电流或过电压会使器件表面的铝从一个金属化通道跨过氧化层下的硅片表面,到一个不同电位的金属通道,形成白色尖状物(White spear)。例如,由局部热雪崩、热穿透现象和击穿造成的体内击穿就是由此而引起的。电子系统的散热固然重要,但系统的设计首先应考虑器件本身的功耗,确保器件在正常的温度下工作。

二、附加静态功耗电流

CMOS电路的功耗电流包括静态和动态功耗电流,它们通常都很小。CMOS电路的动态功耗电流又由两部分组成:一部分是在电路的状态转换过程中,对电路内部电容和负载电容充放电电流;另一部分则是当CMOS电路工作于较低的工作频率时,电路在状态的转换过程中,两互补管有一段时间同时处于导通状态,即除了给负载电容充放电外,还存在一附加电流,通常称该电流为附加功耗电流。

在一个电子系统里,多数逻辑功能单元经常处于闲置待机状态或工作在较时钟周期长得多的情况下,因此,系统的总功耗并不大。CMOS电路与TTL逻辑电路一起被广泛应用于控制系统,由于TTL电路的输出高电平较它的电源电压V_{CC}低得多,其低电平又较地电平高得多,因此,当TTL的逻辑高低电平充当HCT系列电路的输入信号时,就使CMOS电路的静态功耗电流不再为毫微安级的电流,有可能使CMOS电路的静态功耗电流上升5~7个数量级。

当HCT系列电路的输入电平达到某一值时,可使功耗电流达到几毫安甚至几十毫安,使芯片产生相当大的热量,对电路可靠性提出严重的挑衅,对高可靠性的电子系统极为不利。

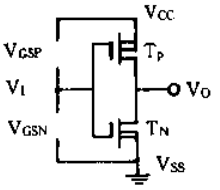


图1.9-1 CMOS反相器

各种逻辑功能CMOS电路的最基本单元是由两互补管组成的反相器。图1.9-1表示了单级反相器的I_{CC}与电源电压V_I的关系。假设互补管T_P和T_N的输入门槛电压分别

为－0.8 V 和＋0.8 V。由图 1.9-1 可知，$V_{GSP}=V_I-V_{CC}$，$V_{GSN}=V_I-V_{SS}=V_I$。当输入信号 V_I 处于 0～0.8 V时，P 管具有沟道而导通呈低阻，但 N 管截止呈高阻，因而流过的两串联管的电流极小；当 V_I 为 4.2～5 V 时，N 管形成沟道，呈低阻而导通，P 管截止呈高阻，I_{CC}仅为 T_P 管的漏电流；当 V_I 处在 0.8～4.2 V 时，T_P 和 T_N 管同时处于导通状态，流过串联管的电流迅速增加，功耗电流达到毫安级；当 V_I 的值使 V_{GSP}和 V_{GSN}接近某一个值时，I_{CC}达到最大，称为功耗的电流尖峰。

对于多级、复杂的 CMOS 器件，逐级传递，将会产生很大的电源电流。

本来 CMOS 电路的附加功耗被定义为动态功耗的一部分，但由于动态功耗的测试较困难，尤其是附加功耗部分，实际上无法进行测量。为此专门定义附加静态功耗电流为 $I_{CC\Delta}$。

三、$I_{CC\Delta}$的测试方法

由于附加功耗电流无法进行测量，因此，采用静态的方法正确地测量特定工作条件下的静态功耗电流($I_{CC\Delta}$)。

少数电路规范中以 ΔI_{CC}表示附加静态功耗电流。为了区别电路在老化或寿命试验中所使用的功耗电流变化量 ΔI_{CC}，我们将附加静态功耗电流以 $I_{CC\Delta}$来表示。此外，由于 HCT 系列电路与 TTL 电路相容，所以将其电源电流 I_{DD}改为 I_{CC}，即将 $I_{DD\Delta}$改写为 $I_{CC\Delta}$。由于一般的电路规范中未明确定义 $I_{CC\Delta}$的指标，因而不足以引起人们的足够重视，尤其未引起系统设计者的重视。在美国集成电路军用标准中，对 $I_{CC\Delta}$作了规定，并提出了具体的测试定义：即 DUT 电源端接规定的 V_{CC}；一个输入端接中间电压 V_{IH}；其余输入端接 V_{CC}或输入低电平 V_{IL}；输出端悬空；测量流过 DUT 的电流，即 $I_{CC\Delta}$。换接其中一个输入端到 V_{IH}，其余输入端接 V_{CC}或 V_{IL}；分别测量不同组合情况下的电源电流 $I_{CC\Delta}$。

通常规定 V_{IH}为 TTL 电路所允许的最低输出高电平电压(2.4 V)，V_{IL}为 TTL 电路输出低电平所允许的最大值(0.8 V)，目的是获得较坏或最坏情况下的附加静态功耗电流。

$I_{CC\Delta}$的具体测试方法如图 1.9-2 所示。无论是门电路或触发器，或由它们组合而成的多单元电路均如此。

用上述方法测量了 54HCT165 不同输入条件下的静态附加功耗电流。由于其输入端可能接 5.5 V，也可能接 0.8 V，因此又将 $I_{CC\Delta}$分为 $I_{CC\Delta H}$和 $I_{CC\Delta L}$。

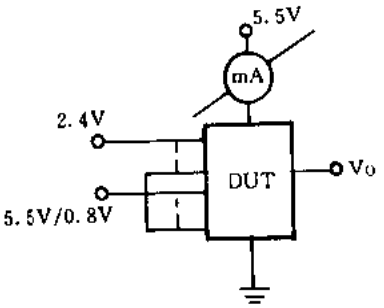


图 1.9-2 $I_{CC\Delta}$测试原理

四、影响 I_{CCA}的因素

影响 I_{CCA}的因素很多，从根本上来说，影响 I_{CCA}的关键因素是组成电路的 MOS 晶体管的特性。简述如下。

(1) 首先取决于互补管门槛电压 V_{TP}和 V_{TN}。当 $|V_{TP}|$和 V_{TN}愈大，可能引起的 I_{CCA}愈小。

(2) 增加 CMOS 管的沟道长度，降低 MOS 管的跨导，有利于降低 I_{CCA}；

(3) 减少逻辑结构的级数和减少 MOS 管的漏电流等，同样有利于降低 I_{CCA}的值。决定 I_{CCA}的外部因素也很多。例如，随着电路工作电压的提高而增加。

对于 CMOS 电路的用户来说，决定 I_{CCA}的因素主要是它的输入信号的电平状态及其所有输入端之间的高低电平组合。实际情况远非上述的测试规则那样简单。现分别叙述如下。

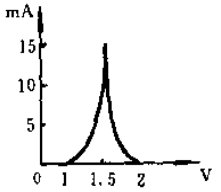


图 1.9-3 附加功耗的电流峰值

(1) 对于一规定的输入端来说。当 V_I 为零电压时，I_{CCA}为零；当 V_I 逐渐增加到一定值时，I_{CCA}开始产生；当 V_I 到达某一值后，I_{CCA}迅速增加，正如图 1.9-3 所示的那样。当 V_I 为 1.6V 时，I_{CCA}达到最大值，可为几十毫安。经对国内外不同制造厂的电路实测表明，当 V_I 在 1.0～2.5 V范围内，大部分 HCT 电路的 I_{CCA}大于 1 mA；当 1.3 V$<V_I<$1.6 V时，I_{CC}达到 10 mA，甚至更大。表 1.9-1 列出了四路缓冲器 54HCT125 不同输入端处于 2.4 V时 I_{CCA}。

表 1.9-1 四路驱动器的 I_{CCA}

驱动器数	1	2	3	4
I_{CCA}/mA	5.91	12.25	20.14	25.70

(2) 对于具有多个相同逻辑功能的单元电路的器件来说，器件总的附加静态功耗电流的值基本上等于各单元电路 I_{CCA}的总和。

(3) 不同输入条件下，I_{CCA}明显不同。当被测管脚接 2.4 V，其余管脚接 0.8 V 时的 I_{CCAL}较其余管脚接 V_{CC}时的 I_{CCA}大得多。表 1.9-2 列举了两种条件下的测试结果。

(4) 国产的 HCT 电路的 I_{CCA}较进口的大。表 1.9-3 列出了不同厂家生产的相同电路的 I_{CCA}。

表 1.9-2 其余管脚接 V_{CC}和 0.8 V 时的 I_{CCA}

电路编号	1	2	3	4	5	6	7
I_{CCAH}/mA	1.89	2.10	1.40	3.23	2.53	1.93	2.25
I_{CCAL}/mA	5.30	7.57	6.00	10.0	9.42	8.74	5.34

表 1.9-3 不同 IC 制造厂的 I_{CCA}(54HCT165)

I_{CCA} / 公司	1	2	3	4	5	6	7	8
HARRIS	1.30	1.21	1.44	1.50	1.11	1.45	1.35	1.32
香港某公司	3.48	5.40	6.78	5.21	5.80	5.95	8.59	4.33
国内某公司	4.58	5.12	4.99	7.12	6.79	3.67	5.65	6.02

五、结　论

从上述分析可知，HCT 电路的附加静态功耗电流是非常重要的，它的值比静态功耗电流大 6 个数量级以上，比动态功耗电流大数倍。因此由它产生的功耗比前者的大得多。由于 HCT 系列器件常与 TTL 电路混合使用，电路有可能产生极大的功耗电流。通常 CMOS 器件的静态功耗接近于零，动态功耗也不过 6～10 mW。但由 $I_{CC\Delta}$形成的功耗远远超过 10 mW，可达数十毫瓦，甚至更大。何况一个电子系统中多数电路处于闲置等状态。可以想象，处于闲置等待状态的器件肯定会产生相当大的功耗，丧失了 CMOS 器件的功耗较低的优势。$I_{CC\Delta}$的存在，对于小型专用系统尤为不利。小型传用系统要求体积小、重量轻，从而对功耗提出了苛刻的要求（由于电源系统小型化相当艰难）。正是由于 $I_{CC\Delta}$的存在，有可能对电源小型化提出额外的要求。

因此在系统设计时，首先必须考虑到 CMOS 器件 $I_{CC\Delta}$的存在，充分认识到较大的功耗对系统的危害性，尽量采用 $I_{CC\Delta}$较小的 HCT 电路。其次，尽量使用单一的 CMOS 器件组成系统，避免和消除 $I_{CC\Delta}$的存在。第三，当必须与 TTL 器件连用时，尽量采用输出高电平较高、输出低电平较低的 TTL 器件，以减少 $I_{CC\Delta}$，降低芯片的温度，确保电路的可靠性和使用寿命，同时也提高系统的可靠性和使用寿命。

摘自《微电子学与计算机》双月刊，1998 年第 3 期

1.10 基于 MC68HC05 单片机的在线测控问题探讨

广东深圳大学 EDA 技术中心(518060) 王百鸣 朱明程 钱恭斌

为了降低热固性树脂固化产品在生产过程中的成本和损耗，需研究树脂在不同温度或不同 S_iO_2 填料下的固化行为的温度曲线。多年来为了得到这些温度曲线，基于许多不同测量方法的多种仪器和装置不断被发展和改进。我们在一种动态扭振方法(见参考文献)[1]的基础上，研制了一套机电监控装置(含模具、电加热器、电机、变速箱、应力片传感器等)和一块基于 MC68HC05SR3 单片机的接口电路板(含单片机、DAC、微弱信号放大器、固态继电器 SSR 等)，以构成一个对热固性树脂固化过程进行在线测量和控制的 KD1411A 系统，如图 1.10-1 所示。

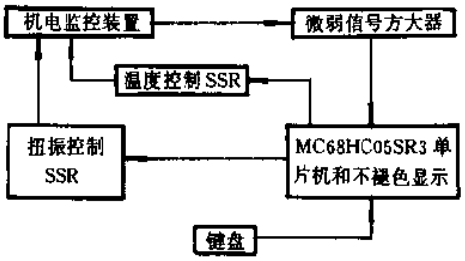


图 1.10-1 KD1411A 系统的框图

一、在线不褪色显示

所谓"在线不褪色显示"的含义是：在一个采样周期内完成。显示屏上的实验曲线的动态左移显示。在这种显示方式下，实验曲线从右到左缓慢地在显示屏上移动，并且在不断被显示的同时也被不断地更新。需要时可以敲键来停止动态曲线以实现"冻结"显示。等待显示的数据被存放在一个环形数据结构的队列存储器中(见图 1.10-2)。KD1411A 在每帧扫描期间获取一个新数据并且用它覆盖上一帧扫描期间的第一个数据。这就是说，在队列存储器中总是保持着最新鲜的 128 个数据。头指针指向每帧扫描第一个数据的地址值，总是比上一帧扫描第一个数据的地址值多 1。尾指针也是这样。例如，在第一帧扫描开始时，头指针指向 D1(20H)而尾指针指向 D128(9FH)；在第二帧扫描开始时，头指针指向 D2(21H)而尾指针指向 D129(20H)；其余类推。用 MC68HC05 汇编语言写成的不褪色显示程序见表 1.10-1。从等式 7FH+01H=00H 可以看出，上一帧扫描的头应当是本帧扫描的尾。完成一帧扫描需要时间大约是 2.5 ms (1.5 μs×13×128，标号 LOOP1 至 LOOP1 共 13 条指令)。这也就是说，该程序适用于那些较长(T≥2.5 ms)采样周期的在线实时数据采集系统。另外，该程序需用到一片 ADC 来采集数据，两片 DAC 来和示波器构成所谓 X-Y 显示模式。

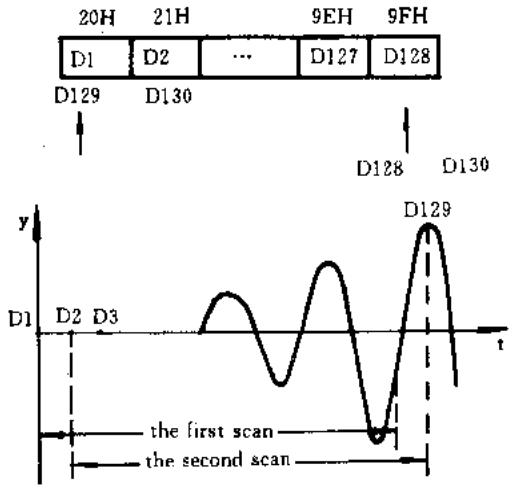


图 1.10-2 一个环形数据结构的队列存储器

表 1.10-1 用 MC68HC05 汇编语言写成的不褪色显示程序

```
NONFADE   LDX    # $00              ;地址指针 X 清零
          LDA    # $00
          STA    Y                  ;计数指针 Y 清零
LOOP      LDA    #%00100000         ;启动 ADC 转换,送控制字
          STA    ADSCR              ;到 ADC 状态控制寄存器
LOOP1     LDA    $20,X              ;A←($20+X),取一个数据显示
          STA    DAC0               ;A→DAC0,输出振幅
          LDA    Y
          STA    DAC1               ;Y→DAC1,输出计数值
          INCX                      ;地址指针 X 加 1
          TXA                       ;X=128?
          CMP    # $80
          BNE    GOY                ;否,转 GOY
          LDX    # $00               ;是,X 清零
GOY       INC    Y                  ;计数指针 Y 加 1
          LDA    Y                  ;Y=128?
          CMP    # $80
          BNE    LOOP1              ;否,则转 LOOP1
          LDA    # $00               ;是,Y 清零
          STA    Y
WAIT1     BRCLR  COCO,ADSCR,WAIT1   ;A/D 转换是否完成?
          LDA    ADDR               ;是,从 ADC 获取一个新数据
          STA    $20,X              ;A→($20+X),新数据覆盖
                                    ;本帧的头,并作下一帧的尾
          LNCX                      ;地址指针 X 指向下一帧的头
          JMP    LOOP               ;转下一帧扫描
```

二、增益可编程控制的微弱信号直流放大器的设计

惠斯登电桥上的应力片传感器输出电压的范围是从 0 mV 到 10 mV。对于所用的 MC68HC05SR3 内部的 8 位 ADC,前置放大器应该放大的最小输入电压是

$$\frac{10\ \text{mV}}{2^8} = \frac{10\ \text{mV}}{256} = 39.1\ \mu\text{V} \tag{1}$$

我们应当选用高精度运算放大器。斩波稳零运算放大器 ICL7650 的输入失调电压是 $V_{OS}=1\ \mu V$，温度漂移是 $\Delta V_{OS}/\Delta T=0.01\ \mu V/C$，这两项指标满足最小值 39.1 μV 的需要。

我们还应当选用低噪声运算放大器。按照电路噪声理论，假设 E_{no} 是来自传感器输出等效电阻 R_o 的热噪声（$E_{no}=4kTR_o\Delta f$，k 是波尔兹曼常数，T 是绝对温度，Δf 是放大器带宽）；E_n 是运放输入端 V_+（或 V_-）的等效噪声电压；I_n 是运放输入端 V_+（或 V_-）的等效噪声电流；E_{ni} 是运放两输入端 V_+ 和 V_- 之间的等效噪声电压；则放大器电路最小噪声系统是

$$F_{min}|R_o = E_n/I_n = \frac{E_{ni}^2}{E_{no}^2} = 1 - \frac{3E_nI_n}{4kT \cdot \Delta f} \tag{2}$$

从上式，我们得出结论：选用低噪声运算放大器的标准是使 E_n/I_n 等于 R_o。具体地说，当 R_o 较高时应当选用具有较低 I_n 的运放；当 R_o 较低时应当选用具有较低 E_n 的运放。KD1411A 系统中传感器的输出等效电阻较低（$R_o=120\ \Omega$），而 ICL7650 的噪声电压非常低（$E_n=2\ \mu V_{p-p}$），所以 ICL7650 是符合上述选用标准的。

放大器增益的可编程控制，不权极大地方便了用户，也改善了放大器自身的适应性（见图 1.10-3）。导致可编程性的器件是：锁存器 74LS373，译码器 CD4028，模拟开关 CD4066 和一个电阻阵列。譬如，把 74LS373 看作一个接口，用输出指令去选通该接口（数据锁存使能引脚 DLE=1），将使 CD4066 内部的两个引脚（pin3 和 pin4）接通，从而形成一个放大增益 $10^2\times10^3=10^5$。实验表明，该放大器可以放大很微弱的模拟信号（输入电压峰峰值 V_{p-p} 最小可达 10 μV）。

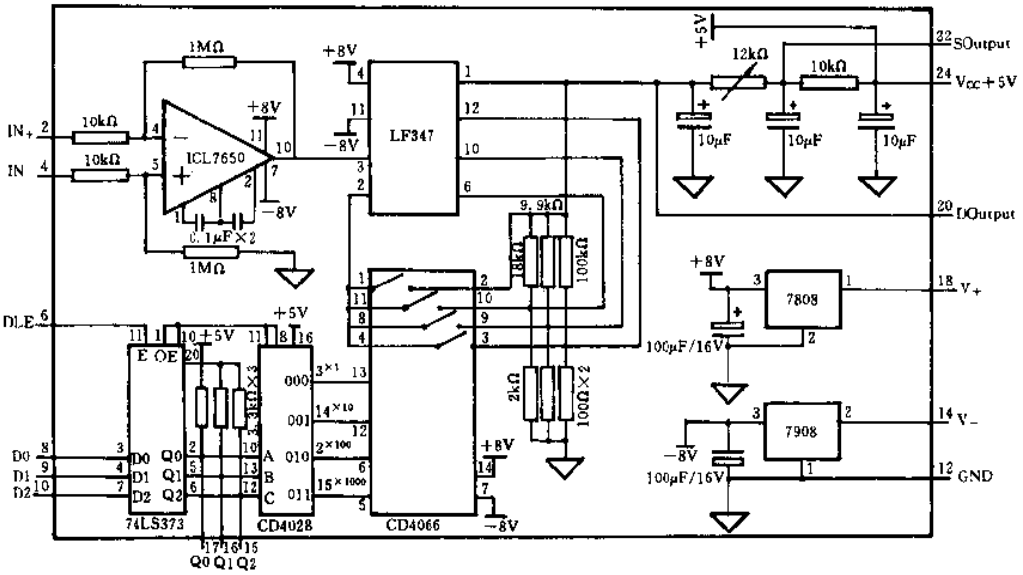


图 1.10-3 可编程增益的微弱信号放大器

三、固态继电器的可编程控制

固态继电器 SSR 是一种新型无触点的大功率开关器件。在 KD1411A 系统中，它被用来控制上述机电监控装置(见图 1.10-4 和表 1.10-2)。该装置中的电机和电炉工作在 220 V/6 A 和 380 V/3 A 交流电源条件下，但 KD1411A 仍然能够频繁地(例如，每 5 秒钟一次)接通或切断交流电源，而不会对系统造成干扰。因而，图中的 SSR 可以容易地使电机运转或停转、正转或反转；同样也可以容易地调节上下模具的温度。

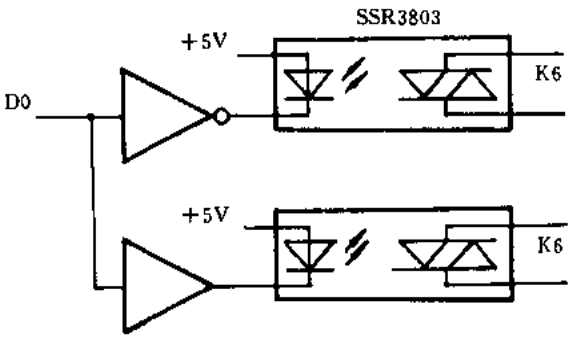


图 1.10-4 固态继电器 SSR 的可编程控制

表 1.10-2 用 MC68HC05 汇编程序控制固态继电器 SSR

LDA	#$01	;K6 被接通，K6'被切断，电机停在角度 0
STA	PORTC	
JSR	D5000ms	;延时
LDA	#$00	;K6 被切断，K6'被接通，电机停在角度 1
STA	PORTC	
JSR	D5000ms	;延时

参考文献

1 He pingsheng, Li Chune. Curing Studies on Epoxy System with fillers. Journal of materials Science, 1989

2 MOTOROLA Inc. MC68HC05SR3 TECHNICAL DATA. 1996

3 郑小林. 集成运放在微弱信号检测中的应用. 电子技术应用, 1988: 33

4 余永权. MOTOROLA 单片微型机原理及开发应用. 广州: 广东高等教育出版社. 1995

摘自《电子技术应用》月刊，1998 第 1 期

1.11 一种实用多入口单片机子程序的设计技巧

南京理工大学信息学院自动控制系(210094) 李 祎 徐承忠

一、单片机程序

在单片机程序中,子程序的入口总是只有一个,入口地址即其起始地址。若子程序中含有条件转移指令,则其出口可能有多个。图 1.11-1 所示子程序有一个入口、三个出口。

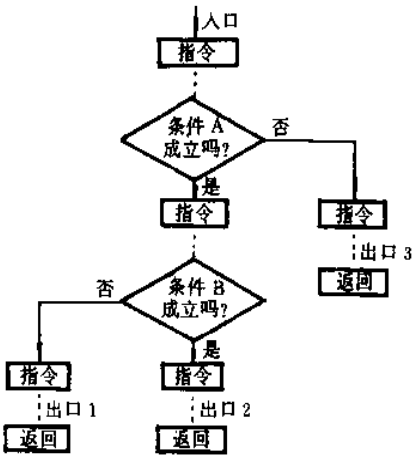


图 1.11-1 常见的子程序流程图

二、子程序(称作 S)

在执行主程序 M 的过程中,第一次调用子程序 S 时,入口地址是确定的,即它的起始地址;第二次调用子程序 S 时,入口地址是它第一次出口的下一条指令的地址;第三次调用子程序 S 时,入口地址是它第二次出口的下一条指令的地址……以此类推。

第一次调用子程序S时,出口可能有多个,第二次调用子程序S时的入口数等于第一次调用它时的出口数。第(N+1)次调用子程序 S 的入口数总是等于第 N 次调用它时的出口数。例如图 1.11-2 所示的子程序 S,第二次调用它时的入口数等于第一次调用它时的出口数,等于 2;第三次调用它的入口数等于第二次调用它时的出口数,等于 4……

见图 1.11-2,条件 D 的成立与否导致子程序 S 在第一次被调用后的出口有两个。在第二次对子程序 S 进行调用时,由于不知道第一次调用子程序后的出口,导致第二次调用子程序 S 的入口不确定,这样就给主程序设计带来了麻烦。当然可以通过设置标志并根据该标志经过查表确定第二次调用子程序 S 的入口地址,但当一次调用子程序 S 后有许多个出口时,这种方法就显得过于麻烦。为此,我们设计了一种方法,使得无论调用子程序 S 后其出口在哪里,在下一

次调用时均可继续执行其出口的下一条指令，而无需设置标志和查表。

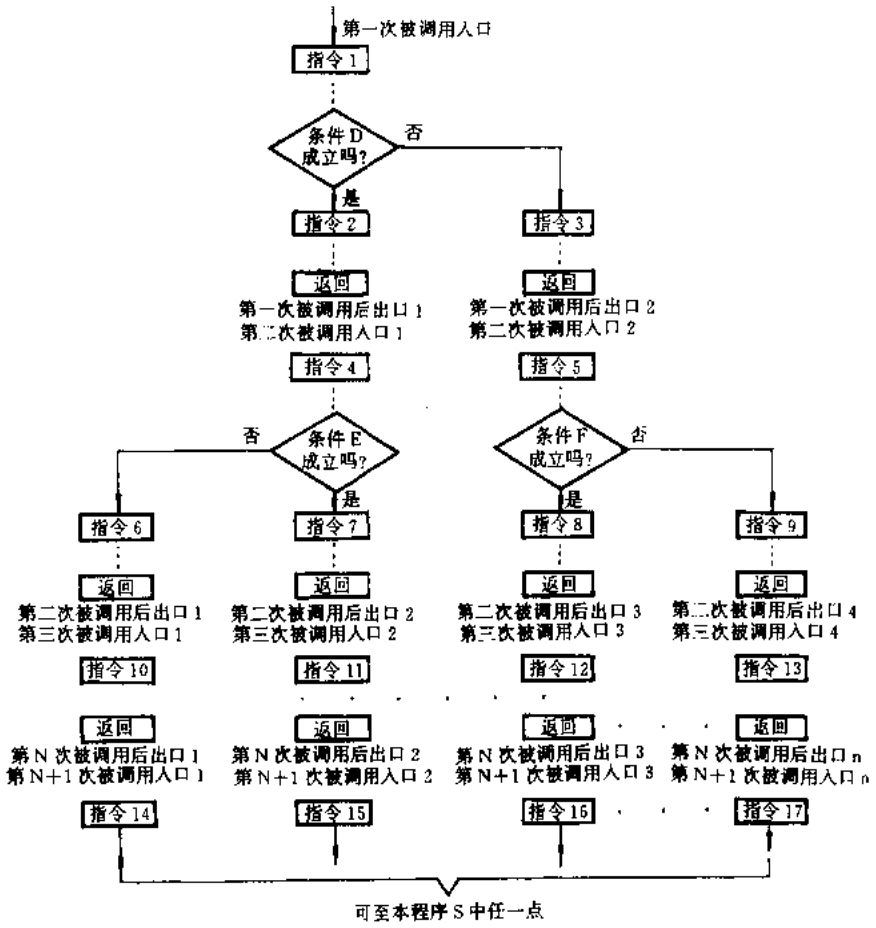


图 1.11-2 子程序S的流程图

三、子程序设计

以 MCS—96 系列单片机为例说明，需做四件事。

(1) 将子程序 S 作如下改造，使之成为主程序的一部分，改造后的程序称为 SS。凡是在子程序 S 中出现出口、入口之处，均用指令 LCALL B 来代替返回指令。例如，将图 1.11-2 所示子程序 S 按上述方法改造为程序 SS，如图 1.11-3 所示。

(2) 设计一个新的子程序(称为 B)，其内容如下。

```
ORG   XXXXH
POP   REG2
PUSH REG1
LD   REG1,REG2        ;REG1,REG2 为通用字寄存器
RET
```

(3) 原主程序 M 中，凡是拟调用子程序 S 的指令 LCALL S 均改写为指令 LCALL B。

(4) 原主程序 M 的初始化部分加一条指令 LD REG1，#Address。其中 Address 为程序 SS 的起始地址。

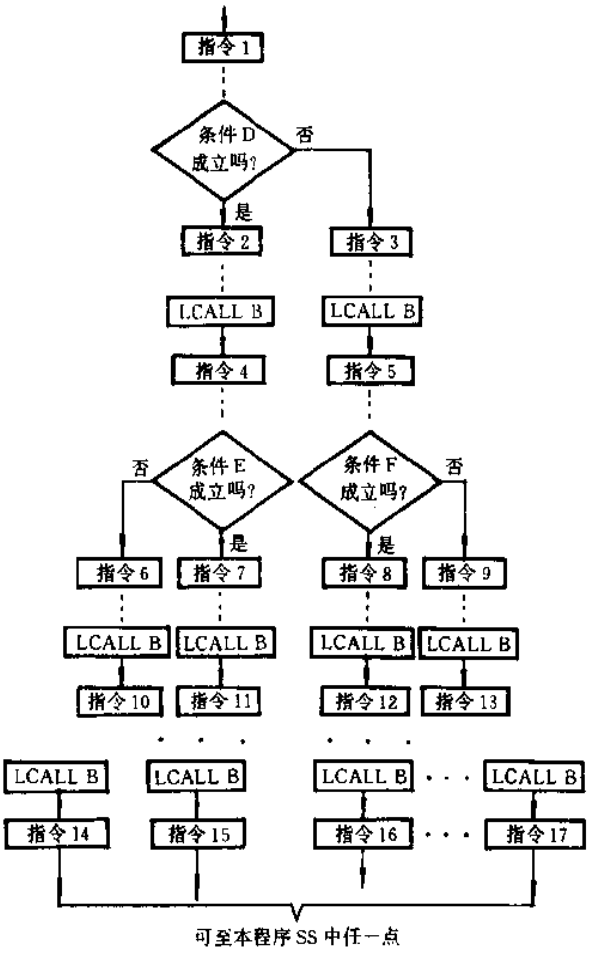


图 1.11-3　程序 SS 的流程图

四、主程序 M、程序 SS 和子程序 B 的工作过程

(1) 从开始执行主程序 M 时，当首次遇到并执行指令 LCALL B 时，M 的断点 Addrm1 进栈，接着去执行子程序 B。

(2) 执行子程序 B 的 POP REG2 时，M 的断点 Addrm1 弹出送 REG2。

执行 PUSH REG1 时，将 Addrss 压进栈(因为在 M 的初始化部分，有指令 LD REG1，#Addrss)。

执行 LD REG1，REG2 时，将 M 的断点 Addrm1 传送给 REG1。

由于现在的栈顶为 Addrss，所以执行 RET 后从开始执行程序 SS。

(3) 从开始执行程序 SS 时，首次遇到并执行指令 LCALL B，程序 SS 的断点 Addrss1 进栈，接着又去执行子程序 B。

(4) 执行子程序 B 的 POP REG2 时，SS 的断点 Addrss1 弹出送 REG2。

执行 PUSH REG1 时，将 M 的断点 Addrm1 压进栈。

执行 LD REG1,REG2 时,将 SS 的断点 Addrss1 传送给 REG1。

由于现在的栈顶为 Addrm1,所以执行 RET 后实现了正确地返回主程序 M。

(5) 继续执行 M,当第二次遇到并执行指令 LCALL B 时,M 的断点 Addrm2 进栈,接着再次执行子程序 B。

(6) 在执行子程序 B 时,由于 REG1 中的内容为 Addrss1(而不是 Addrss),所以执行完子程序 B 后,程序转至 Addrss1(而不是 Addrss)处继续执行程序 SS,直至下次遇到并执行 LCALL B……

由以上所述可知,子程序 B 是主程序 M 和程序 SS 之间的"桥"。程序 SS 已不是主程序 M 的子程序,而是与主程序 M 处于"同等"地位的一段程序,只不过在执行过程中先执行 M 罢了。程序执行过程中,先执行 M,当遇到指令 LCALL B 时,经"桥"从开始执行程序 SS,在执行程序 SS 遇到指令 LCALL B 时,经"桥"返回 M,继续执行 M。当再次遇到指令 LCALL B 时,经"桥"继续执行 SS……由于"桥"的起点、终点是变化的,所以子程序 B 可称为"浮桥"。

我们研制了一套单片机应用系统,用它发出两路相互独立的信号,多次运用了上述技巧,收到了良好的效果。

参考文献

1 孙涵芳. Intel 16 位单片机·北京:北京航空航天大学出版社,1995

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 2 期

1.12 8031 单片机定时/计时器的妙用

大连辽宁师范大学(116029) 李成仁 庄 葵 胡继发

我们在进行《液体浓度在线测量仪》的研制过程中,应用 8031 单片机作为系统控制和数据处理部件,探头是光纤传感器,光源为发光二极管 LED。考虑到:(1)直流信号的温度效应(如光电接收器的暗电流、放大电路的零点漂移);(2)增大 LED 的工作电流,增强其发光亮度,提高信噪比,使整套仪器抗干扰能力强;(3)延长 LED 的使用寿命等。我们采用脉冲发光方法,即在每测量一次数据的周期内,LED 仅发光 200 μs,同时光信号由 PIN 二极管转换为电信号,放大后由 LM398 进行取样保持;在 8031 进行数据采集和处理所需的 580 ms 时间内,LED 不发光。由于 LED 处于占空比较小的脉冲发光状态,因此无论是理论上还是实验上都要求 LED 工作于均匀间隔发光的形式,这样才能保证 LED 物理特性最好,发光强度稳定,才可能进行绝对值测量。然而程序中有判断、转移,每次测量中数据处理的时间并不相等,8031 内部定时器若工作在常数自动重新装入的 8 位定时/计数方式时,也仅能与程序并行定时较短时间,与所需的近 600 ms 相差甚远。因此我们将定时/计数器用于外部计数器的方法,来强迫定时开启 LED 发光电路,达到目的,电路如图 1.12-1 所示。

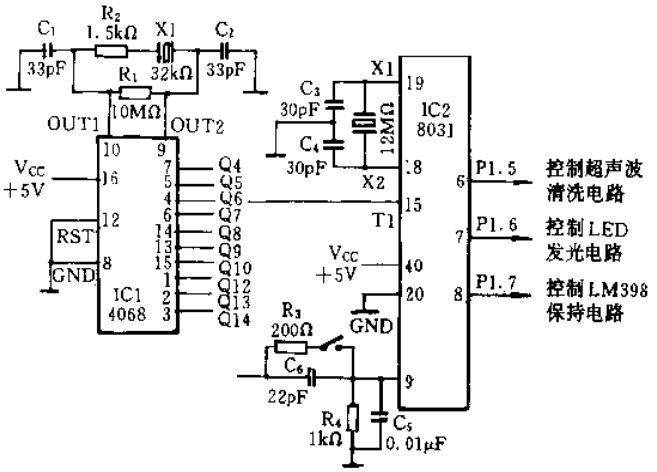


图 1.12-1

4060 是 14 级计数兼振荡器,内部串级构成 14 级 2 进计数/分频器,另有两级反相放大器。晶振为 32 kHz(电子手表内用小晶振),4 脚(Q6)输出周期为 4 ms 的方波,作为外部脉冲输入到 8031 的定时/计数器 T1 口(P3.5),当记满 150 次(600 ms)时,LED 发光一次。

还需提及的是,光纤传感器直接与被测液体相接触,易被液体污染而影响测量数据的准确性,我们采用超声波定时清洗技术,效果理想。在超声波清洗过程中,虽然不进行数据采集和处理,也要求 LED 处于均匀发光状态。相应的主要程序如下:

```
        ORG 0000H
        LAMP MAIN
        ……      键盘定义
        ORG 0300H
MAIN:   MOV SP. #70H          ;初始化
        MOV TOMD,#60H         ;选常数自动重新装入的 8 位计数器 T1 工作方式
        MOV TH1,#96H          ;计 150 次为一个循环
        MOV TL1,#96H
        CLR P1.5
        CLR P1.6
        CLR P1.7
        ……
REPET0: MOV 09H,#64H          ;每显示 100 次,超声波清洗一次
REPET1: MOV 08H,#0AH          ;测量 10 次数据,去掉最大值、最小值,平均后显示该组数据
X1:     LCALL DRIVE           ;调 LED 发光驱动电路和 LM398 取样保持控制电路
        ……                    ;数据处理程序
        DJNZ 08H,X1
DISPLAY: ……                  ;显示程序
        DZNZ 09H,REPET1       ;测量下组数据
        SETB P1.5             ;开启超声波控制电路,进行清洗光纤传感头
        MOV R1,0BH            ;清洗时间为 11 次 DRIVE 的时间
REPET2: LCALL DRIVE           ;清洗过程 LED 仍然发光
        DJNZ R1,REPET2
        CLR P1.5              ;关闭超声波控制电路
        LAMP REPET0           ;继续测量
DRIVE:  JBC TF1,LIGHT         ;判 T1 是否计满 150 次,溢出 LED 发光,否则等待,即每间隔
                               600 ms 发光一次
        AJMP DRIVE
LIGHT:  SETB P1.6             ;开启 LED 发光驱动电路
        MOV R2,#30H
DW1:    DJNZ R2,DW1           ;延时 160 μs
        SETB P1.7             ;开启 LM398 取样保持电路
DW2:    MOV R3,#14H           ;延时 40 μs
        DJNZ R3,DW2
        CLR P1.6              ;关闭 LED 发光驱动电路
        CLR P1.7              ;关闭 LM398 取样保持电路
        ……                    ;ICL7109 A/D 转换,8031 数据采集
        RET
        ……
        ……
        END
```

摘自《计算机应用研究》双月刊,1998 年第 3 期

1.13 单片机实现多路 LCD 直接驱动

杭州电子工业学院 严 义 包 健
义乌市仪表有限公司 冯泽云

本文介绍用软硬件结合的方法实现单片机 8751CPU 直接驱动多路动态 LCD，这对许多单片机系统来说，既可降低成本又可使系统结构简化，此方法已在义乌市仪表有限公司的智能涡街流量计中得到应用。

一、多路 LCD 驱动原理

多路 LCD 驱动能被安排成网格形式，如图 1.13-1(a)所示。多路驱动的方法是在一帧信号内用分时多路方法(TDM)驱动。其中分时数(DUTY)为 COM 端数即 LCD 的路数。如扫描频率为 50 Hz，即一帧周期为 20 ms，当 COM 为四路时，应在 20 ms 内分成 4 个时间片(8 个状态)。与分时数一样重要的还有驱动电压的基本电压值，根据分时数的情况，常见的驱动电压可分 1/2 基本电压(BIAS)和 1/3 基本电压(BIAS)。图 1.13-2(a)、(b)分别给出同是 4 分频时驱动电压用1/3 BIAS和 1/2 BIAS 的波形，由波形分析可知，用 CPU 直接驱动 LCD 时，1/3

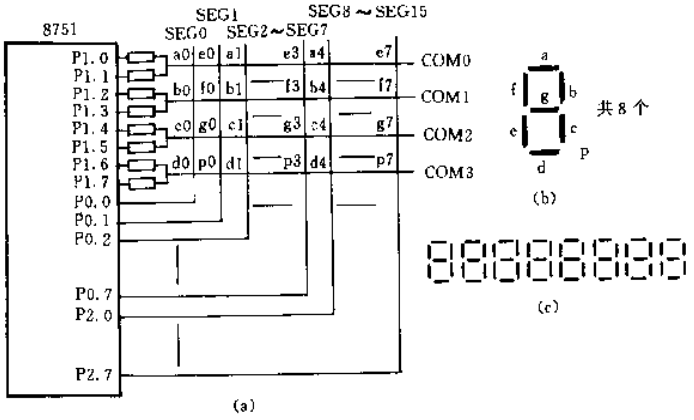


图 1.13-1

BIAS 方式点亮段的段电压与熄灭段的段电压之差比 1/2 BIAS 方式要大，因此 1/3 BIAS 方式驱动的效果要好些。但 1/3 BIAS 方式的每个 COM 和 SEG 线都需产生三种电平，这时同样显示段所需的管脚就多，为了节省 CPU 的管脚数，使用 1/2 BIAS 驱动电压方式的电路和驱动软件都较为简单。分频数越多，同样的管脚数可驱动的 LCD 的段数越多。现以 1/4 DUTY、1/2 BIAS 驱动方法，介绍用 8751CPU 直接驱动 64 段 LCD 显示的软硬件组成，以此类推可用

于 1/3 DUTY、1/2 BIAS 和 1/2 DUTY、1/2 BIAS 等形式多路 LCD 的驱动。

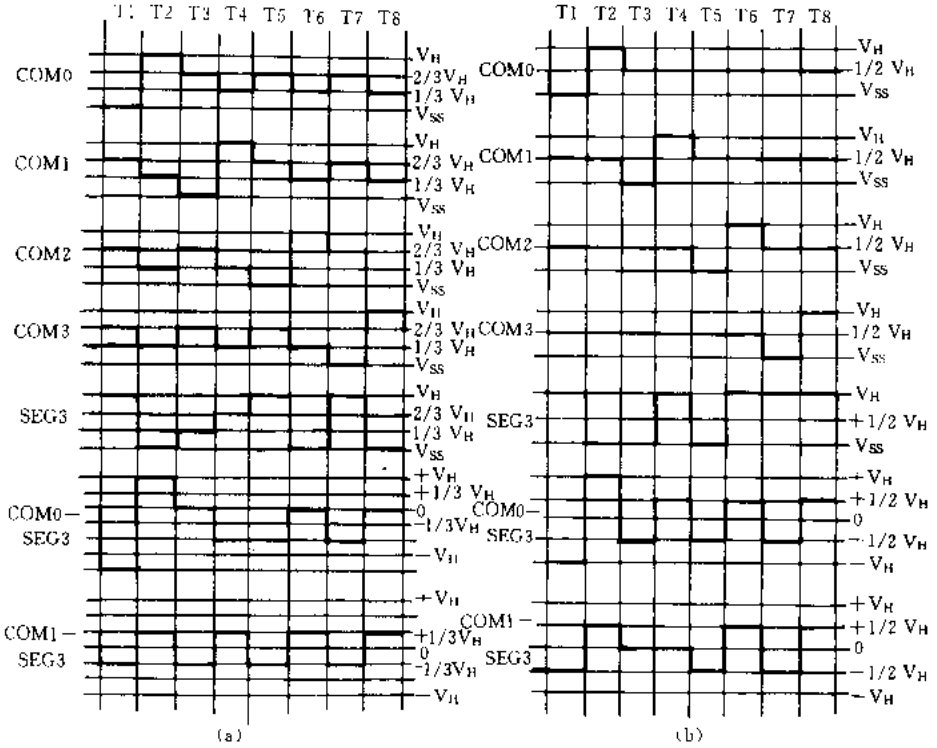


图 1.13-2

二、硬件设计

由于 8751CPU 的 P0、P1、P2 口是准双向口，P0 口作为 I/O 口使用时高电平输出是浮空，应加上拉电阻。P1、P2 口高电平输出是内部有一个约 15 kΩ 上拉电阻，为了实现 1/2 BIAS 电压驱动，每个 COM 用 P1 口的两个管脚来实现(见图 1.13-1(a))。例如：当 P1.0、P1.1＝00 时，COM0＝0 V；当 P1.0、P1.1＝10 时，COM0＝$\frac{1}{2}V_H$；当 P1.0、P1.1＝11 时，COM0＝V_H。应该注意的是调整分压电阻使 COM 段的电压为$\frac{1}{2}V_H$。当在 4 分频驱动的 LCD 中，每一条 SEG 线可驱动 4 个显示段，将 P0.0～P0.7、P2.0～P2.7 接 SEG0～SEG15，共可驱动 64 个显示段(见图 1.13-1(a))。如果用于 7 段数码字符显示，那么最多可驱动显示 8 位带小数的数码字符(见图 1.13-1(b)、(c))。

1/4 DUTY 驱动 LCD 的刷新周期分 4 个时间片共为 8 个时间状态，如图 1.13-2(b)所示；前面分别给出公共端 COM0～COM3 的 4 个时序波形，而各 SEG 的波形是根据每个 SEG 与某个公共端交点的亮熄而定。如要使某个交点亮，则应使 SEG 与 COM 波形相反；如要使某个交点熄，则应使 SEG 与 COM 波形相同，如图 1.13-2(b)所示；SEG3 与 COM0 和 COM4 段点亮，SEG3 与 COM1 和 COM3 段灭。值得一提的是：COM 驱动波形可有另外形式。

三、软件设计

驱动软件基本原理是：根据用户需要显示的段码，给出 SEG0～SEG15 和 COM0～COM3

在 8 个状态内的电平值。其中 COM0～COM3 驱动的波形是固定的，在 8 个状态内的电平值由 TA 表格直接产生，见图 1.13-3(b)。而 SEG0～SEG15 在 8 个状态内的电平值必须由用户需要显示的段码经转换后才能产生。由图 1.13-1(c)给出了显示“0.1234567”的例子，根据图 1.13-1(b)，此例段码见图 1.13-3(a)，转换结果 SEG0～SEG15 在 8 个状态内的电平值，见图 1.13-3(c)、(d)。

为了使 8 个时间状态均匀，用定时器 T0 产生定时中断，由于一个刷新周期为 20 ms，所以中断定时为$\frac{20}{8}=2.5$ ms。

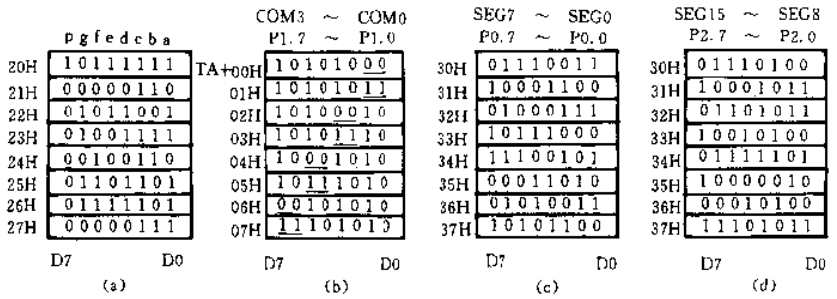


图　1.13-3

驱动软件所需内部 RAM 共 25 个字节，分配如图 1.13-3 所示。其中 20H～27H 是显示段码缓冲区，用于暂存所需显示的 64 段段值，每个字节在图形显示时存放 8 个图形段值，字符显示时存放数码 7 段和小数点(最多 8 个数码管)；该区为驱动程序的输入参数区。28H 单元为计数单元，用于保存 8 状态的状态计数值(0～7 循环)。30H～3FH 是显示缓冲区内存用于存放 8 个状态内 P0、P2 的电平值。28H、30H～3FH 为程序占用区。

驱动软件主要由三部分组成。该段程序完成对 T0 的初始化，一般连接在应用程序的初始化程序中，程序如下：

```
;---------初始化处理程序---------
M-COUNT     EQU 28H         ;8 位计数单元
DATA-BUF    EQU 20H         ;显示段码缓冲区
P0-BUF      EQU 30H         ;T1～T8 状态  P0 口数据缓冲区
P2-BUF      EQU 38H         ;T1～T8 状态  P2 口数据缓冲区
;-------------------------------------
INIPG:      MOV P0,#00H     ;此段程序应加入用户初始化程序
            MOV P1,#00H
            MOV P2,#00H
            MOV TMOD,#00100001B
            MOV TL0,#3BH
            MOV TH0,#0F6
            SETB TR0        ;开定时器 T0
            SETB ET0        ;容许 T0 中断
            SETB EA         ;开中断
```

· 段码到8个状态IO口值转换子程序(STODPG)。

该子程序主要完成将20H～27H的8个字节的段值,根据图1.13-2(b)的波形显示原理转换成8个状态下SEG0～SEG15(P0、P2)的电平值。该子程序只需在显示内容被改变时调用一次,完成将8字节的段值转换成16个字节的SEG0～SEG15(P0、P2)的8个状态的数据。该子程序的流程图见图1.13-4,程序如下:

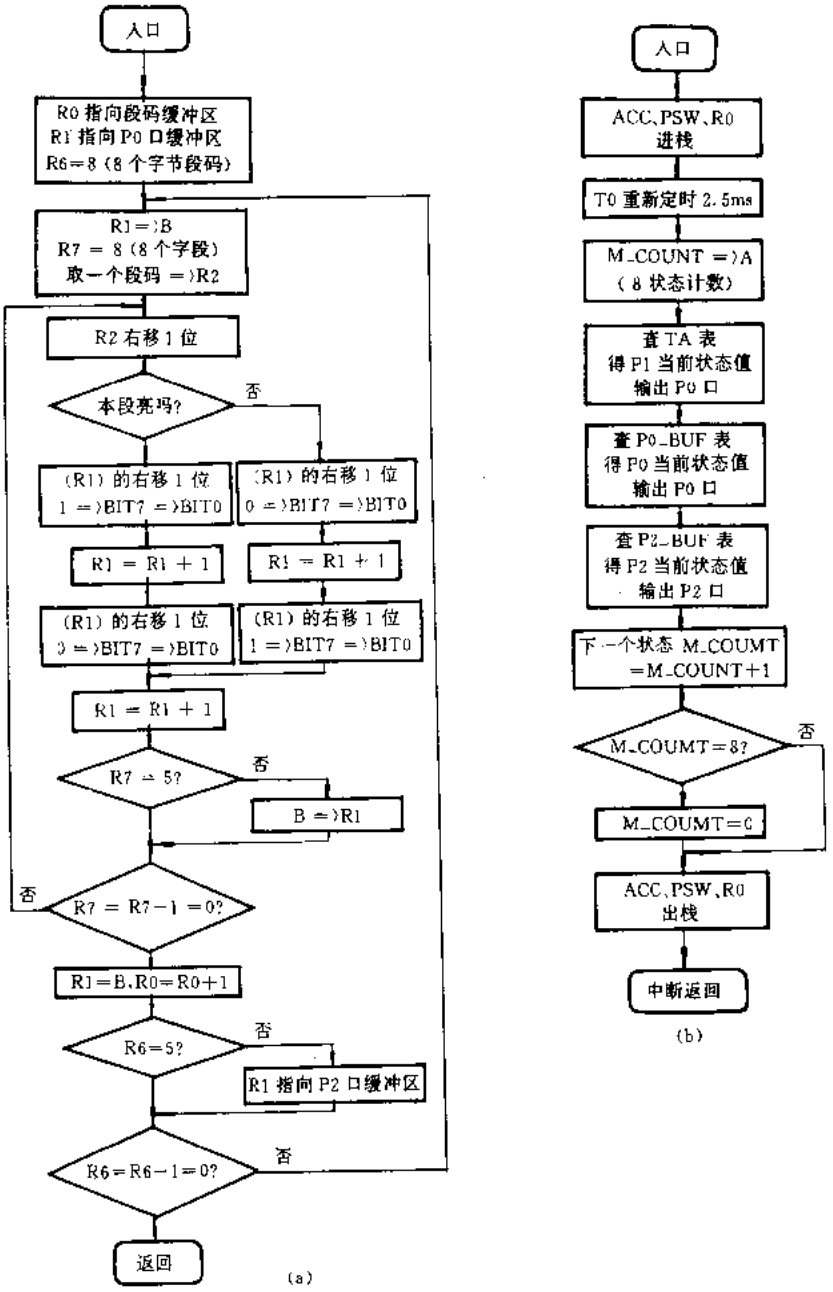


图 1.13-4

```
;——显示段码转变成8状态P0、P2的数据程序——
STODPG:   MOV   R0,#DATA BUF          ;R0指向显示段码缓冲区
          MOV R1,#P0-BUF              ;R1指向8状态P0口数据缓冲区
```

```
            MOV R6,#8                   ;8*8
STODPG1:    MOV B,R1
            MOV R7,#8
            MOV A,@R0
            MOV R2,A
STODPG2:    MOV A,R2                    ;R2=段码
            RRC A
            MOV R2,A
            PUSH PSW
            MOV A,@R1                   ;本段是点亮数据,是先为1后为0
            RRC A                       ;本段是熄灭数据,是先为0后为1
            MOV @R1,A
            INC R1
            POP PSW                     ;取反实现1变0、0变1
            CPL C
            MOV A,@R1
            RRC A
            MOV @R1,A
            INC R1
            CJNE R7,#5,
            STODPG3
            MOV R1,B                    ;第5位时,R1重新开始
STODPG3:    DJNZ R7,STODPG2
            INC R0
            MOV R1,B
            CJNE R6,#5,
            STODPG4
            MOV R1,P2-BUF               ;第5字节时,R1从P2-BUF开始
STODPG4:    DJNZ R6,STODPG1
            RET
```

· T0中断服务子程序(TOINTPG)。

该子程序在定时器T0每次中断时执行,主要完成将ROM的TA表中P0在T0～T7时刻电平值和存放在RAM中已转换好的P1、P2在T0～T7时刻的电平值输出。该子程序的流程图见图1.13-4,程序如下:

```
;------T0中断驱动程序----------
TOINTPG:    PUSH ACC
            PUSH PSW
            MOV A,R0
            MOV A,R0
            PUSH ACC
            MOV TL0,#3BH        ;2.5 ms=2500 μs(12 MHz)=9C4H
            MOV TH0,#0F6H       ;65536-2500=FFFFH-9C4H=F63BH
```

```
            MOV A,M-COUNT          ;取计数单元
            MOV DPTR,#TA
            MOVC A,@A+DPTR
            MOV P1,A               ;输出 P1
            MOV A,M-COUNT
            ADD A,#P0-BUF
            MOV R0,A
            MOV P0,@R0             ;输出 P0
            MOV A,M-COUNT
            ADD A,#P2 BUF
            MOV R0,A
            MOV P2,@R0             ;输出 P2
            INC M-COUNT            ;下一个
            MOV A,M-COUNT
            CJNE A,#8,
            TOINTPG1
            MOV M-COUNT,#0
TOINTPG1:   POP ACC
            MOV R0,A
            POP PSW
            POP ACC
            RET1
TA:         DB10101000B            ;8 状态 P0 口数据表
            DB10101011B
            DB10100010B
            DB10101110B
            DB10001010B
            DB10111010B
            DB00101010B
            DB11101010B
            END
```

四、结束语

本文介绍的多路动态 LCD 的 CPU 驱动方法电路简单实用，可驱动的段数多，驱动软件仅 57 条，特别适合应用在要求显示内容不是很多的各种仪器、仪表的小系统中（一般在 100 段以内），同时应用本文介绍的方法很容易将 INTEL8751（ATMEL98C51）等 CPU 设计成带 RS232 接口的专用 LCD 驱动芯片。CPU 直接对多路动态 LCD 驱动方法，也可适用于通用的接口芯片来直接驱动多路动态 LCD，如 8255、8155、PIO 等。

参 考 文 献

1 SAMSUMG KS56C220，KS56C820，KS56C1620(LCD Direct drive general purpose Microcontrollers) user manual 1992

2 INTEL MICROCONTOLLER HANDBOOK 1986
3 刘仁普.COP8 系列 8 位单片计算机技术应用手册.北京:电子工业出版社,1995
4 赵依军.单片微机接口技术.北京:邮电出版社,1989
5 何立民.MCS－51 系列单片机应用系统—系统配置与接口.北京:北京航空航天大学出版社,1990

摘自《仪表技术》双月刊,1998 年第 2 期

1.14 TI数字逻辑器件新发展

空军雷达学院科研处(430010) 颜荣江 刘 强 刘朝晖

自TI公司于1968年生产出第一个TTL数字逻辑器件开始,至今已经过近30年的发展历程,已发展成当今世界上仅有的几个大的数字逻辑器件供应商之一。就其发展过程而言,先后经历了从TTL(晶体管-晶体管逻辑)→S(肖特基逻辑)→LS(低功耗肖特基逻辑)→CD4000(CMOS)→AS(先进的肖特基逻辑)→F(F逻辑)→ALS(先进的低功耗肖特基逻辑)→ABT(先进的BiCMOS技术)→LVT(低电压BiCMOS技术)→LV/LVC(低电压HCMOS/CMOS技术)→ALVC(先进的低电压CMOS技术)→AHC/AHCT(先进的CMOS逻辑)等。按其制造工艺的不同,又可划分成双极性器件(如TTL、S、LS、AS、F、ALS系列)和CMOS器件(如CD4000、HC/HCT、AC/ACT、LV/LVC、ALVC、AHC/AHCT系列)及BiCMOS器件(如ABT、LVT、ALVT系列)。其中,双极性器件具有速度快、功耗大、输出驱动能力强的特点,CMOS器件则具有输入阻抗高、功耗低、输出驱动能力弱但具有对称输出驱动电流的特点,而BiCMOS则结合了CMOS的高输入阻抗和双极性器件输出驱动能力强的优点。从今后的发展趋势看,就数字逻辑产品而言,双极性器件将逐步被淘汰,取而代之的将是CMOS和BiCMOS器件。下面就TI公司最新推出的几个逻辑产品作一简略介绍。

一、AHC/AHCT系列逻辑电路

该系列产品采用先进的高速CMOS工艺技术,具有速度快、功耗低、抗干扰能力强等特点。其中,AHCT系列与TTL电平标准兼容可直接替代74、74L、74LS系列,也可替代CMOS和HCMOS系列。与现有的HC系列产品相比,AHC系列产品的速度比HC系列快3倍(其典型传输延时为5.2 ns,最大8.5 ns),静态功耗比HC系列低1倍(其静态电流最大约为40 μA),电源电压范围宽(2.0 V~5.5 V),输出驱动电流在电源电压为+5 V时为±8 mA,在电源电压为3.3 V时为±4 mA,且所有AHC系列产品均为工业级产品,而价格与HC系列产品相当,因而具有极高的性能、价格比。

目前TI提供的AHC/AHCT系列逻辑电路产品有下列几部分。

组合逻辑部分:

AHC00	AHCT00	四二输入与非门
AHC04	AHCT04	六反相器
AHC08	AHCT08	四二输入与门
AHC14	AHCT14	斯密特输入六反相器
AHC32	AHCT32	四二输入或门
AHC86	AHCT86	四异或门
AHC240	AHCT240	反相三态输出八缓冲器

AHC244	AHCT244	三态输出八缓冲器
AHC245	AHCT245	三态输出八路总线收发器

时序逻辑部分：

AHC74	AHCT74	双D触发器
AHC125	AHCT125	
AHC126	AHCT126	
AHC373	AHCT373	三态输出八D锁存器
AHC374	AHCT374	三态输出八D触发器
AHC540	AHCT540	八缓冲/线驱动器(三态反相输出)
AHC541	AHCT541	八缓冲/线驱动器(三态同相输出)
AHC573	AHCT573	三态输出八D锁存器
AHC574	AHCT574	三态输出八D触发器

二、单门逻辑产品

某些应用可能只需要单个逻辑门电路(如与门、或门、非门等)，而现有的逻辑产品均是在一个封装中集成了多个逻辑门，如果使用这些产品，一方面造成了资源的浪费，另一方面又造成体积大、成本高、功耗大等一些问题。为满足实际应用的需求，TI推出了单门逻辑芯片，即在一个芯片上只封装有一个门电路，且采用表贴的DBV型5引脚封装形式，以进一步缩小体积，降低成本。目前可提供的单门逻辑产品有“与门”、“与非门”、“或门”、“或非门”、“异或门”、“施密特”、“反相器”等等，且它们均采用先进的高速CMOS工艺(AHC)制造，具有速度快(500 MHz，典型传输延时为3.5 ns)、静态功耗低(20 μA)、输出驱动电流大(±8 mA)等特点，非常适合于探头电路、手持式仪表及电池供电设备中应用。

目前TI提供的单门逻辑产品电路如图1.14-1所示。

三、功率+逻辑

对需要提供一定功率输出的数字逻辑产品，我们通常采用图1.14-2(a)所示的问题解决方案。图中，74LS273为能实现一定功能的数字逻辑器件，该部分电路只提供相应的逻辑电平(“0”或“1”)，由紧随其后的晶体管部分电路提供所需的功率驱动。其中，电阻用来组成功率晶体管所需的偏置电路，对感性负载而言，通过外接二极管来提供电感性负载的反相放电回路。

图1.14-2(b)给出了第二种解决方案，用一片集成化的功率驱动芯片来取代图1.14-2(a)中由分立元器件组成的驱动电路。这样，一方面简化了电路的设计，降低了电路的复杂程度，使调试更加容易；另一方面，减少了元器件的数量，减少了印制板的面积，提高了电路的可靠性，降低了系统的功耗。但现有的这些功率驱动芯片(如ULN系列)也有一些缺点，如仅有商业级产品提供，且单个芯片只提供7个功率驱动门，而有时往往需要8个门，这样就需要二块芯片来实现等等。

图1.14-2(c)是采用TI最新推出的功率+逻辑芯片对此问题的第三种解决方案。由此可以看出，采用此方案，连线最简单、元件最少、体积最小、可靠性最高，且此类芯片允许的工作温度范围为−40～+125℃，几乎满足大多数的应用环境需求，而芯片本身的静态功耗却很低

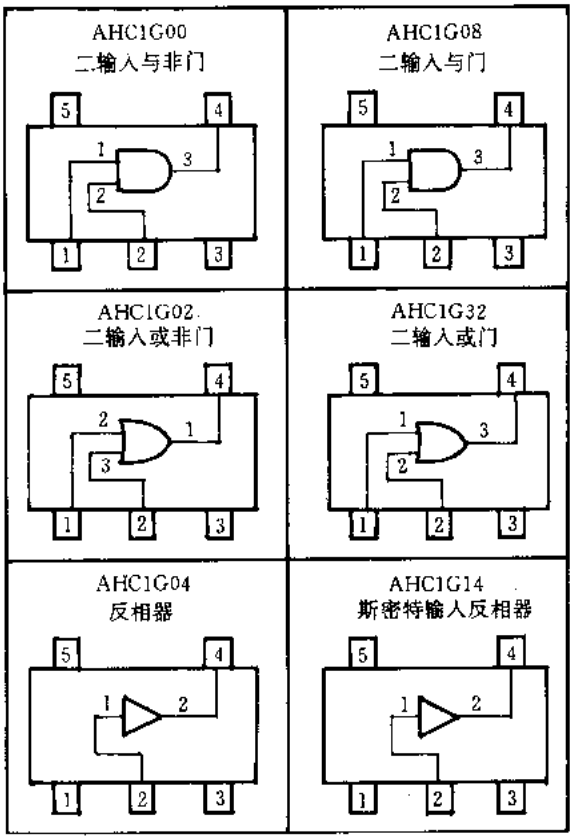


图 1.14-1 单门逻辑电路图

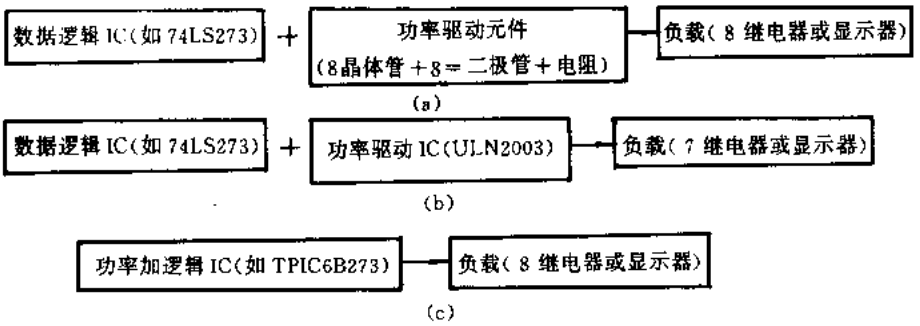


图 1.14-2 提供功率输出逻辑产品的组成结构

(I_{CC}<150 μA)。每一个功率门提供的峰值电流最大达 1.5 A(其中 A 系列驱动电流为 1.1 A，B 系列驱动电流为 0.5 A)。目前，TI 提供的功率+逻辑芯片有三种类型：8 个型号，分别是 8 位移位寄存器(TPIC6595/6A595/6B595)、8 位寻址锁存器(TPIC6259/6A259/6B259)和 8D 锁存器(TPIC6273/6B273)，参数如表 1.14-1 所列。

表 1.14-1 功率逻辑产品的主要功能参数

器件名	漏源电压 V_{DS}/V	连续电流 /mA	峰值电流 /A	导通电阻 $r_{DS}(on)/\Omega$	$I_{CC}/\mu A$	传输延时 /ns	说 明
TPIC6595	45	250	1.5	1.3	15	650	8 位移位寄存器
TPIC6A595	50	350	1.1	1	500	125	
TPIC6B595	50	150	0.5	5	20	150	
TPIC6259	45	250	1.5	1.3	15	625	8 位寻址锁存器
TPIC6A259	50	350	1.1	1	500	125	
TPIC6B259	50	150	0.5	5	20	150	
TPIC6273	45	250	1.5	1.3	15	650	8D 锁存器
TPIC6B273	50	150	0.5	5	20	150	

图 1.14-3 是 TPIC6B273 与 80C31 单片机的连接举例。TPIC6B273 是一个 8 位 D 锁存器，可允许 8 位数据同时输入和输出，本例中，8 个输入端与 80C31 的 P1 口相连。输入数据由时钟输入端(11 脚，CLK 信号)的上升沿打入，输出驱动 8 个发光二极管，每个输出最大可提供 500 mA 的负载电流。

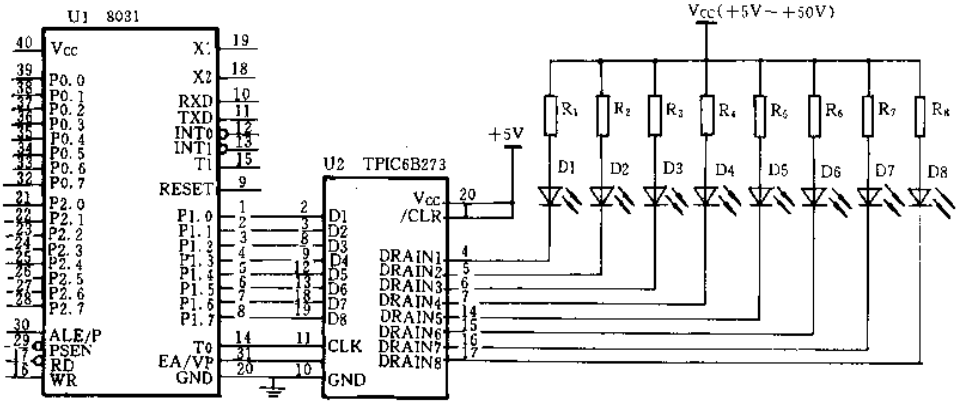


图 1.14-3 TPIC6B273 和 80C31 单片机组成的显示电路图

四、功率十阵列

所谓功率十阵列是将多个功率元件按不同的组织形式集成在单个芯片内，既能提供较大的功率输出(如峰值电流可高达 15 A)，又能保护元器件免受损坏，从而简化电路设计。使用这些功率阵列器件，可直接用来驱动电动机、步进电机、LED 显示器、灯光、继电器、阀门等。根据应用需求，目前 TI 提供的功率阵列芯片有在单个芯片内分别集成有 2 个/3 个/4 个/6 个/7 个功率 DMOS 管的器件以供选择。这些功率 DMOS 管在芯片内部又有不同的连接方式，如将源极连接在一起的 TPIC2XXX；将漏极连接在一起的 TPIC3XXX；相互独立的 TPIC5XXX，这些相互独立的器件又可组织成半桥、全桥、三相桥电路，从而极大地方便使用。其主要参数如表 1.14-2 所列。

表 1.14-2 功率阵列器件的主要性能参数

器件名	V_{DS}/V_{max}	V_{GS}/V_{nom}	I_{CONT}/A	I_{peak}/A	$r_{DS}(on)/\Omega$	t_{rr}/ns	说 明
TPIC2302	60	10	1	5	0.4	65	三通道源极相连驱动器
TPIC2322L	60	5	0.75	2.25	0.6	85	三通道源极相连驱动器
TPIC2701	60	15	0.5	3	0.5	165	七通道源极相连驱动器
TPIC3302	60	10	1	5	0.4	35	三通道漏极相连驱动器
TPIC3322L	60	5	0.75	2.25	0.6	30	三通道漏极相连驱动器
TPIC5203	60	10	1.6	8	0.26	50	二通道相互独立驱动器
TPIC5223L	60	5	1	3	0.38	50	二通道相互独立驱动器
TPIC5302	60	10	1.4	7	0.3	35	三通道相互独立驱动器
TPIC5303	60	10	1.4	5	0.4	92	三通道相互独立驱动器
TPIC5322L	60	5	1	3	0.45	35	三通道相互独立驱动器
TPIC5323L	60	5	1	3	0.6	75	三通道相互独立驱动器
TPIC5403	60	10	2.25	11.25	0.23	80	四通道相互独立驱动器
TPIC5423L	60	5	1.25	4	0.32	80	四通道相互独立驱动器
TPIC1301	60	10	2.25	11.25	0.23	50	三个半 H 桥驱动器
TPIC1321L	60	5	1.25	4	0.35	45	三个半 H 桥驱动器
TPIC5401	60	10	2/1.7	10	0.3	120	H 桥驱动器
TPIC5404	60	10	2/1.7	10	0.3	120	H 桥驱动器
TPIC5421L	60	5	1.5/1	3	0.4	55	H 桥驱动器
TPIC5424L	60	5	1	3	0.4	55	H 桥驱动器
TPIC5601	60	10	1.7	8	0.3	65	三相桥驱动器
TPIC5621L	60	5	1	3	0.4	65	三相桥驱动器

随着 IC 制造工艺的不断发展，单个芯片内将会集成越来越多的功能，使得电路的设计更加容易实现。对设计工程师来说，重要的是如何尽快地获取这些新的 IC 资料，了解并掌握它们的应用技巧，并把它们应用到电路设计中，从而达到事半功倍的效果。

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 5 期

1.15 串行时钟芯片 DS1302 在汽车智能记录仪中的应用

柳州广西工学院(545005) 崔惠柳

为了使汽车智能记录仪系统具有实时性,需由一时钟电路给系统提供时钟信号。传统的时钟芯片主要有 MC68HC68T、MC146818、LM8365 等,这些器件引脚数较多、体积大、占用口线也较多。而 DALLAS 公司的实时时钟芯片 DS1202 和 DS1302 采用串行通信方式,只需三条线即可与单片机通信,同时体积仅仅是上述时钟芯片的 1/4,且片内均含 RAM,可增加系统的 RAM;它们的时钟校准也较为容易,若采用专用晶振器,几乎无需调整即可达到国家要求的时钟误差标准。此外,考虑到本系统停电时只需具备对时钟电路单独供电的系统,而该芯片正好具有备用电池充电和切换管理功能。下面简要介绍 DS1302 的主要功能、工作原理及其在汽车智能记录仪中的接口电路和通信程序。

一、DS1302 的主要功能

DS1302 慢速充电时钟芯片包括实时时钟/日历和 31 字节的静态 RAM,它经过一个简单的串行接口与主单片机通信。实时时钟/日历提供秒、分、时、日、月和年等信息,对小于 31 天的月末的日期进行调整,还包括了闰年的校正功能。时钟的运行可采用 24 小时或带 AM(上午)或 PM(下午)的 12 小时格式。DS1302 与单片机的通信仅需三根线,即$\overline{RST}$(复位线)、I/O(数据线)和 CLK(串行时钟线)。数据可以按每次一个字节或多达 31 个字节的形式传送到时钟/RAM 或从中送出。

DS1302 还有另外的功能:即用于主电源和备用电源相连接的双电源引脚 VC1 和 VC2。DS1302 由 VC1 或 VC2 两者中较大者供电:当 VC2 大于 VC1+0.2 V 时,VC2 给 DS1302 供电;当 VC2 小于 VC1 时,VC1 给 DS1302 供电,使系统在没有主电源的情况下也能保持时钟的连续运行。此外,它还可提供可编程的 VC1 慢速充电功能,从而对备用电池进行充电。

二、DS1302 的工作原理

1. DS1302 的引脚功能

DS1302 有 8 个引脚,其引脚的排列如图 1.15-1 所示。各引脚功能如下:X1,X2 为时钟晶振引脚;GND 为接地引脚;$\overline{RST}$为复位引脚;I/O 为数据输入/输出引脚;CLK 为串行时钟引脚;VC1 为备用电源引脚;VC2 为主电源引脚。

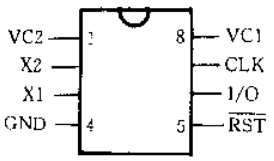


图 1.15-1 DS1302 引脚图

2. DS1302 的工作原理

串行时钟芯片主要由移位寄存器、控制逻辑、振荡器、实时时钟以及 RAM 组成。为了开始任何的数据传送,必须把$\overline{RST}$置为高电平且把提供地址和命令信息的 8 位装入到移位寄存器。数据在 CLK 的上升沿串行输入。在进行单字节传送或多字节传送

时，开始的第一个字节为命令字节，用于指定 40 个字节中哪个将被访问。在开始 8 个时钟周期把命令装入移位寄存器之后，时钟在读操作时输出数据，在写操作时输入数据。

3. 命令字节

命令字节如图 1.15-2 所示。在对 DS1302 进行任何数据传送时，第一个数据字节必须是命令字节，其最高有效位 MSB(位 7)必须为逻辑 1。如果它是零，禁止写 DS1302。位 6 为逻辑 0 时，指定传送时钟/日历数据；为逻辑 1 时，指定传送 RAM 数据。位 1 至位 5，指定进行输入或输出的特定寄存器的地址。最低有效位 LSB(位 0)为逻辑 0 时，指定进行写操作(输入)；为逻辑 1 时，指定进行读操作(输出)。命令字节总是从最低有效位 LSB 开始输入。

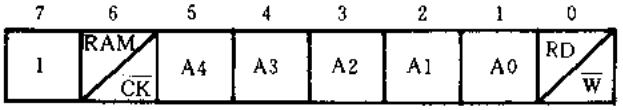


图 1.15-2 地址/命令字节

4. DS1302 的输入输出方式

DS1302 有两种读写方式，即单字节读写和多字节读写方式。通过对地址 RAM BURST 或 CLOCK BURST 寻址，使 RAM BURST 或 CLOCK BURST 中的地址/命令位 1 至 5 为逻辑 1，可以把 RAM 寄存器或时钟/日历规定为多字节(burst)方式。即当在 RAM BURST 单元中写入(FFH)或(FEH)时，则可对片内 31 个字节 RAM 进行读/写操作；当在 CLOCK BURST 单元中写入(BFH)或(BEH)时，则可对 8 个时钟/日历寄存器进行读/写操作。如地址/命令字节所述，位 6 规定时钟或 RAM，而位 0 规定读或写。在时钟/日历寄存器中的地址 9 至 31 或 RAM 寄存器中的地址 31 不能存储数据。在多字节方式中读或写从地址 0 的位 0 开始。

当以多字节方式写时钟寄存器时，必须按数据传送的次序写满 8 个寄存器。但是，当以多字节方式写 RAM 时，为了传送数据不必写所有 31 个字节。不管是否写了全部 31 个字节，所写的每一个字节都传送至 RAM。

三、DS1302 的时序分析

为了充分利用 DS1302 自身的串行通信功能，必须对其工作时序进行分析，以确定它和 MCS51 单片机(汽车智能记录仪使用的单片机为 AT89C2051)的接口电路和通信程序。DS1302 通过把复位端$\overline{RST}$为高电平来启动所有的数据传送，当复位$\overline{RST}$时，立即中止单字节或者多字节的数据传送。

数据输入时，在时钟的上升沿数据必须有效，而数据的输出是在时钟的下降沿。如果$\overline{RST}$为低电平，那么所有的数据传送将被中止且 I/O 引脚变为高阻状态。此外，当$\overline{RST}$为逻辑 1 状态时，CLK 必须为逻辑 0。数据传送时序如图 1.15-3 所示。

当$\overline{RST}$由低变高时，首先输入命令字节，该字节的第 7 位必须为“1”，第 0 位为读写控制位。如果第 0 位为“0”，则跟随在写命令字节之后的 8 个 CLK 周期的上升沿输入数据字节，数据从位 0 开始输入；如果第 0 位为“1”，则跟随在读命令字节之后的 8 个 CLK 周期的下降沿输出数据字节(注意，被传送的第一个数据位发生在写命令字节的最后一位之后的第一个下降沿)，数据从位 0 开始输出。只要$\overline{RST}$保持为高电平，如果有额外的 SCLK 周期，它们将重新发送数据字节。这一操作使之具有连续的多字节方式的读能力。必须注意，在 CLK 为高电平期

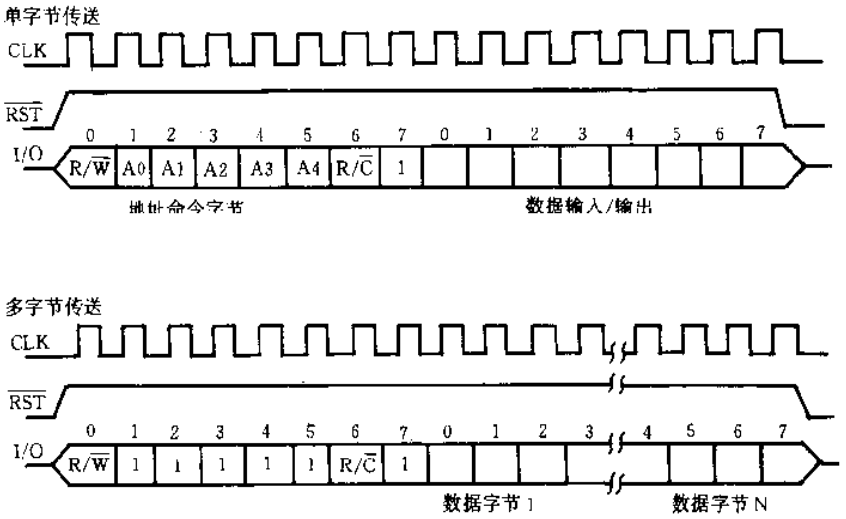


图 1.15-3 数据传送时序

间 I/O 引脚为高阻状态，因此在此期间不能读 I/O 线。

四、DS1302 在汽车智能记录仪中的接口电路及通信程序

1. DS1302 在汽车智能记录仪中的接口电路

汽车智能记录仪主要由 MCS51 单片机、存储器、时钟电路、输入通道和各种传感器组成。为了有效的利用 MCS51 单片机的串行口，简化通信程序的设计，经过分析设计出如图 1.15-4 所示的 DS1302 的接口电路。

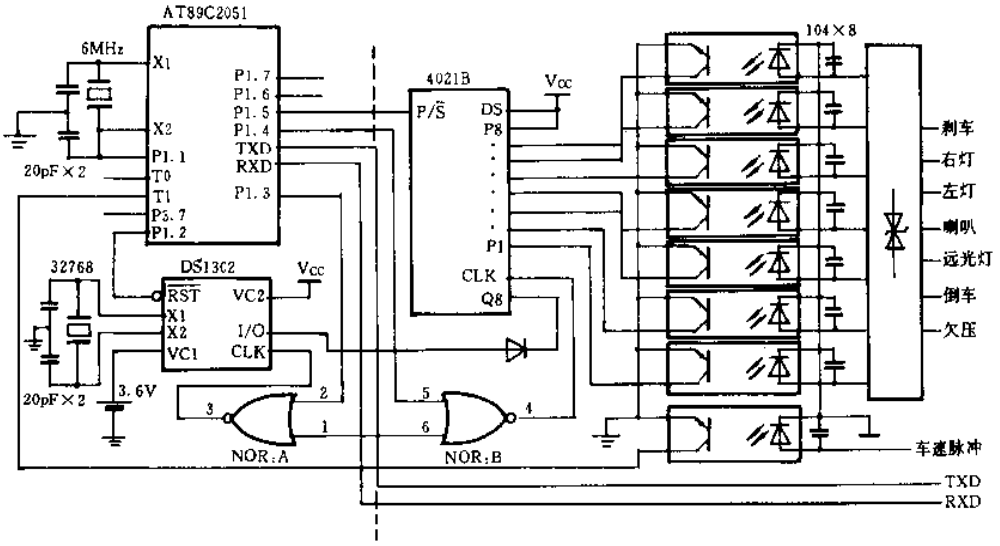


图 1.15-4 DS1302 在汽车智能记录仪中的接口电路

汽车智能记录仪的输入信号有开关状态量和脉冲量，其中七路开关状态量经过瞬态脉冲抑制器(TVS)、电容滤波及光电隔离后再经过 8 位异步并行输入/输出芯片(4021B)转换为串

行格式，通过单片机的串行口输入记录仪中。DS1302 实时时钟与单片机通信需$\overline{RST}$、I/O、CLK 三根线，通常两者之间的连接需要用单片机的通用 I/O 引脚，其通信程序比较复杂。在汽车智能记录仪中为了使单片机的串行口既能与 DS1302 通信又能与一并/串转换芯片 4021B 通信，我们分别在这两个芯片的时钟端各加一或非门，并利用 AT89C2051 的 P1.3 脚控制 DS1302 的时钟端，P1.4 控制 4021B 的时钟端。当需要与 DS1302 通信时，置 AT89C2051 的 P1.3 为低电平，则 TXD 时钟信号通过或非门送达 DS1302 的 CLK 端；在不需要与 DS1302 通信时，则置 P1.3 为高电平，TXD 信号就被阻止。同理，当需要与 4021B 通信时，只需置 AT89C2051 的 P1.4 为低电平即可。为防止两者的数据线互相影响，可在 4021B 的 Q8 端接一个二极管，在不与 4021B 通信时，置 Q8 为高电平使二级管截止即可。DS1302 的 I/O 数据线在不用时自动处于高阻状态，不会对其他电路造成影响。

2. DS1302 的写操作

对 DS1302 时钟芯片设置时间参数和对 RAM 进行写操作都较简单，只需注意以下几点。

(1) DS1302 每次上电时自动处于暂停状态，必须将秒寄存器的第 7 位设置为“0”，时钟电路才开始计时工作。

(2) 解除写保护寄存器的“禁止”状态，使之内容为“00”。

(3) 用多字节模式对时钟/日历寄存器进行写操作时，须写满 8 个数据，否则无效。

(4) 将 MCS51 单片机的串行口设置为工作模式 0。

以下为写 DS1302 的通信子程序。

```
;写时钟(多字节写)
;入口:78H 77H 76H 75H 74H 73H 72H 分别为秒分时日月
      周年参数,71H 单元为写保护寄存器内容
;出口:无
RST BIT 92H                    ;定义 P1.2 为 DS1302 的复位线
I/O BIT 0B0H                   ;定义 RXD 为 DS1302 数据线
CLK BIT 0B1H                   ;定义 TXD 为 DS1302 时钟线
WR-CLOCK:MOV R0,#CLKARD        ;指向存放时钟参数的 RAM 首地址
         MOV R1,#08H
         MOV SCON,#00H         ;置串口方式 0 发送
         CLR CLK
         SETB TXD              ;使 CLK 为低
         SETB RST
         MOV A,#8EH            ;指向写保护命令/地址
         MOV SBUF,A
WAIT1:   JNB TI,WAIT1
         CLR TI
         MOV A,#00H            ;送解除写保护命令
         MOV SBUF,A
WAIT2:   JNB TI,WAIT2
         CLR TI
         CLR RST
         CKR TXD
```

```
            SETB TXD            ;使 CLK 为低
            SETB RST
            MOV A,#BEHB         ;指向 CLOCK BURST 命令/地址
            MOV SBVF,A
WAIT3:      JNB TI,WAIT3
            CLR TI
NEXT5:      MOV SBUF,@R0
WAIT4:      JNB TI,WAIT4
            CLR TI
            DEC R0
            DJNZ R1,NEXT5       ;送完 8 个数?
            CLR RST
            MOV SCON,#50H       ;置串口方式 1 接收
            RET
```

3. DS1302 的读操作

对 DS1302 进行读操作需要特殊编程，否则读出的数据全为“FFH”。这是因为在时钟线 CLK 为正半周时，I/O 线为高阻状态，此时单片机去读取 I/O 数据线自然全为“1”。为此我们用软件模拟同步串行时钟脉冲，并在 CLK 上升沿之前读 I/O 线，即可正确读出时钟数据。下面为读 DS1302 时钟参数(秒、分、时、日、月、年)而编写的通信子程序。

```
; 读 CLOCK(多字节)
; 入口:R1=CLOCK-RAM 首地址
; 出口:6FH 6EH 6DH 6CH 6BH 6AH 69H
; 分别存放秒分时日月周年
    ORG 0080H
RD-CLOCK:MOV R0,#6FH        ;置 RAM 首地址
            MOV R1,#07H         ;置读取字节数
            MOV SCON,#00H       ;置串口方式 0 输出
            MOV A,#BFH          ;送多字节读命令
            CLR RST             ;确保 RST 为低
            SETB CLK            ;确保 CLK 为低
            SETB RST            ;送起始信号
            MOV SBUF,A          ;发送读命令
WAIT6:      JNB TI,WAIT6
            CLR TI
NBYTE:      CALL RBYTE          ;读一字节
            MVO @R0,A           ;存数到 RAM
            INC R0
            DJNZ R1,NBYTE       ;7 个数读完?
            CLR RST             ;送停止信号
            RET
;将一字节(8 位)数读入累加器 A
RBYTE:      MOV R2,#08H
```

```
NBIT:   SETB CLK          ;送时钟信号
        SETB CLK
        SETB I/O          ;置 I/O 线为输出
        MOV C,I/O         ;读 1 位
        RLC A
        DJNZ R2,NBIT      ;输入完 8 位?
        RET
```

上述程序均已调试通过，并应用于汽车智能记录仪中，经近一年的实际应用，执行情况良好。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 9 期

1.16 带访问密码的串行 Flash 器件 X76FXXX 系列

湖北武汉空军雷达学院(430010) 陈 伟 张 尉

X76FXXX 系列是美国 Xicor 公司推出的新型结构的带访问密码的串行 Flash 器件。因为对存储器阵列的访问均有密码保护，所以数据不会被篡改和丢失。它具有低工作电压、低功耗 CMOS、低成本、小封装尺寸、页写页读操作方式等特点，同时它还能适应较高的时钟频率，允许在简单的两线总线上工作，所以可直接由大多数通用的微处理器接口控制。它的这些优点使得它在许多应用场合都具有吸引力，这些应用包括智能卡、蜂窝电话、SIM 识别、PCMCIA 卡配置存储以及网络结点 ID 的存储等。

一、器件介绍

X76FXXX 系列器件目前有四种产品，见表 1.16-1。器件的封装形式有 DIP(8 脚)、SOIC(8 脚)、MSOP(8 脚)、智能卡(smart card)、智能卡模块和 TQFP(X76F128)封装，数据保存期为 100 年。

表 1.16-1 器件种类及特点

器 件	Flash 结构/位	密码/位	页写方式/字节	工作电压/V	时钟速率/MHz	擦写周期/次
X76F100	128×8	2 个 64	8	4.5～5.5/3.0～5.5	1	100 000
X76F041	4K×8	3 个 64	8	4.5～5.5/3.0～3.6	1	100 000
X76F640	8K×8+32×8	2 个 64	32	4.5～5.5/2.7～3.6	0.4/0.25	100 000
X76F128	16K×8+64×8	2 个 64	64	4.5～5.5/2.7～3.6	0.4/0.25	100 000

二、器件操作

X76FXXX 系列被设计成可直接与大多数微处理器总线接口连接。几乎所有的对其操作只在 SCL 和 SDA 二线上完成。下面以 X76F100 为例，介绍 X76FXXX 系列器件的操作。

表 1.16-2 X76F100 命令组

命令字	命令说明	所用密码
100 S_3 S_2 S_1 S_0 0	页写	写
100 S_3 S_2 S_1 S_0 1	页面读	读
1111 1100	改变写密码	写
1111 1110	改变读密码	读
0101 0101	密码应答命令	无

X76F100 器件(以下简称器件)的存储器阵列包括 14 个 8 字节的页。它有二种基本工作：保密读和保密写。其操作方法是首先产生开始条件，然后发送一个命令，紧跟着读/写密码，再进行应答轮询以验证密码的正确性，只有密码是正确的，才能进行数据的读/写传递，最后还要产生停止条件。X76F100 的命令组如表 1.16-2 所列。$S_3S_2S_1S_0$ 为页地址。

1. 开始条件和停止条件

开始条件就是当 SCL 为高电平时 SDA 由高电平到低电平的跳变。当 SCL 为高电平时 SDA 由低电平到高电平的跳变即为停止条件。器件连续监测开始条件，在没有遇到开始条件以前对任何命令都不响应。当一个命令或数据输入序列完成后要让器件处于电源等待方式时要用停止条件来复位器件。而输出数据和写入数据正在进行时，开始条件和停止条件是被禁止的，否则将终止其他命令的执行。

2. 应 答

应答是一个用来表示数据传送成功的软件约定。器件在接收到了 8 位数据后的第 9 个时钟周期时，将 SDA 线拉至低电平(称为 ACK 信号)，即应答。目的是让发送端判别器件已接收到了 8 位数据。若 SDA 未被拉低，则为高电平(称为 no－ACK 信号)。实际上，如图 1.16-1 和图 1.16-2 所示，在器件接收到 8 位命令、密码和 8 位数据之后都会发出一个 ACK 信号。

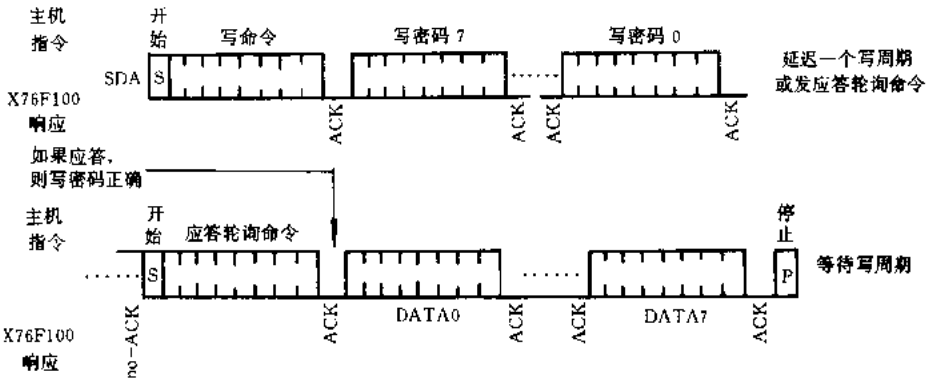


图 1.16-1 页写时序图(需要密码)

3. 页 写

页写方式的时序如图 1.16-1 所示。时序图的上部标有主机指令。包括开始条件，8 位写命令，8×8 位写密码，延时 10 ms 后进行应答轮询，如果有应答，表明写密码正确，然后传递 8 字节的数据，最后是停止条件，再延时 10 ms 结束。时序图的下部标有器件的响应，即每接收到 8 位命令或数据的应答 ACK、收到全部密码或数据后器件产生内部的非易失性写周期，这个写周期的最大值为 10 ms。在写命令中包含所要写入数据的页地址，数据总从页的第一个地址写入。如果传递少于或多于 8 个字节，则页中的数据将保持不变。8 个字节数据的后面必须由发送端发出一个停止条件，这个条件将启动器件内部的非易失性写周期。

4. 页面读

页面读方式的时序如图 1.16-2 所示。与页写方式不同的是，命令不同、密码不同、数据的传递方向不同。这种方式下，数据从页的第一个地址开始读出。从阵列的连续读将从后续的页

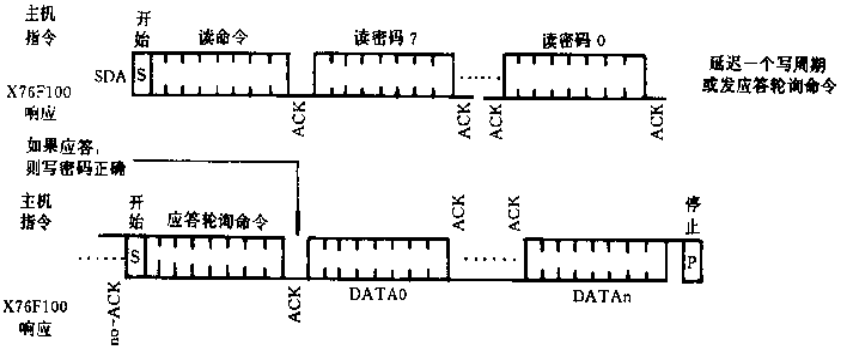


图 1.16-2 页面读时序图(需要密码)

面中读回数据。在最后一页之后，页面地址被自动地设置到阵列中的第一页。最后一位被读之后，不需要先送应答就可产生停止条件。

5. 改变密码

改变密码可以在页写方式中通过送一个“改变读密码”或“改变写密码”命令来进行。然后以 8 字节的新密码代替 8 字节的数据输送到器件中。用户可以用一个应答轮询来检查新的密码是否正确地写入。而没有任何方法可读出密码。

6. 应答轮询

在页写或页面读方式里的密码输入之后，器件总有一个非易失性写周期。等待 10 ms 后，主机可进行一次应答轮询(ACK polling)来检验密码的正确性。即发出一个开始条件，再发出“密码应答命令”(专用命令代码 55h)。如果页写或页面读方式里输入的密码是正确的，器件将返回一个“ACK”；否则，器件将返回一个“no ACK”。

7. 重试计数器

X76F100 内部包含一个重试计数器。该计数器对任何不正确的密码序列将增加 1，计满 8 次产生溢出，溢出时存储器阵列和读/写密码被清为“0”。如果在计数器溢出之前收到一个正确的密码，则计数器本身清“0”。

8. 对复位的响应

该器件的同步复位响应符合国际标准组织(ISO)对复位响应的标准。在启动一个 ISO 过程之前，CS 必须保持低电平且器件不在内部的写周期中。一个 ISO 过程由 RST 脚被触发为高电平后，以后的每个时钟 SDA 脚输出一位数据，数据共 32 位(缺省值为 1900AA55H)。这期间任何触发 RST 将中止数据输出，用户将不得不发出一个停止条件然后重新启动 ISO 过程。在时钟连续触发 32 次后，32 位数据将再次输出。用 CS＝“1”来停止它。

三、应用实列

使用 PC 机的并行口与 X76F100 连接。并行口的数据口作器件的输入，D0 连 SCL、D1 连 SDA、D6 连 RST 及 D7 连 CS；并行口的状态口作器件的数据输出，SELECT 连 SDA。用 C 语言编制一个器件页写的子程序。

```
#include<stdio.h>
#include<dos.h>
```

```
#include<conio.h>
int data_port=0x0378;                    /*数据口地址*/
int status_port=0x0379;                  /*状态口地址*/
unsigned char control=0x00;              /*口控制变量*/
unsigned char data;                      /*数据字节变量*/
unsigned char byte_array[8]={0x11,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00}  /*8字节数组*/
unsigned char write_pass[8]={0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,}  /*8字节写密码数组*/
/*控制线状态设置*/
void CS_high(){
  control=control|0x80;                  /*CS引脚输出高*/
  outportb(data_port control);
}
void CS_low(){
  control=control & 0x7F;                /*CS引脚输出低*/
  outportb (data_port,control);
}
void SCL_high(){
  control=control|0x01;                  /*置SCL脚为高电平*/
  outportb(data_port,control);
}
void SCL_low(){
  control=control & 0xFE;                /*置SCL脚为低电平*/
  otuportb(data_port,control);
}
void SDA_high(){
  control=control|0x02;                  /*置SDA脚为高电平*/
  outportb(data_port,control);
}
void SDA_low(){
  control=control & 0xFD;                /*置SDA脚为低电平*/
  outpottb(data_port,control);
}
/*接口程序*/
/*1. 开始条件子程序*/
void start(){
  SDA_high();
  SCL_high();
  SDA_low();
  SCL_low();}
/*2. 停止条件子程序*/
void stop(){
  SDA_low();
  SCL_high();
```

```
      SDA _ high();
      SCL _ low();}
/* 3. 发一个时钟和读 SDA 脚子程序 */
unsigned char clock(){
unsigned charSDA _ value;
  SCL _ high();                          /* 置 SCL 为高电平 */
  SDA _ value=inportb(status _ port);     /* 读状态口值 */
  SDA _ value=SDA _ value & 0x10;         /* 得到 SDA 脚的值 */
  SCL _ low();                           /* 置 SCL 为低电平 */
  Return (SDA _ value);                  /* 返回 SDA 脚的值 */
}
/* 4. 向 SDA 脚送一个高电平,并读回 SDA 脚的值的子程序 */
void nack(){
  SDA _ high();
  Clock();}
/* 5. 向器件传送 1 个字节的数据子程序 */
  void out _ byte(unsigned char byte){
  char count;
    for(count=0;count<=7;count++){       /* 循环 8 次 */
    if((byte & 0x80)==0x00)
    SDA _ low()                          ;/* 如果 MSB=0,置 SDA 为低电平 */
    else
    SDA _ high()                         ;/* 如果 MSB=1,则置 SDA 为高电平 */
    clock();                             /* 发送 1 个时钟 */
    byte=byte<<1;                        /* 左移一位 */
  }                                      /* 循环结束 */
  }
/* 6. 应答轮询子程序 */
  char ack _ polling(){
  char pass;
    start();                             /* 开始条件 */
    out - byte(0x55);                    /* 发密码应答命令 */
    SDA _ high();                        /* 置 SDA 为高电平 */
    if((clock()))==0x10)                 /* 判 SDA=1 吗 */
      pass='n';                          /* 接收到 no ACK */
    else
      pass='y';                          /* 接收到 ACK */
    return(pass);                        /* 返回 pass 值 */
}
/* 命令子程序 */
/* 1. 使用写密码的页写子程序 */
    void write _ using _ write _ pass(int no _ bytes){
    int count;
```

```
  start();                              /*开始条件*/
  out_byte(0x80);                       /*发页写命令*/
  nack();                               /*接收一个 ACK*/
  for(count=0;count<=7;count++){        /*循环 8 次*/
  out_byte(write_pass[count]);          /*发写密码的一个字节*/
  nack();                               /*接收一个 ACK*/
}
delay(100);                             /*延时 10ms*/
ack_polling();                          /*应答轮询*/
for (count=0;count<=7;count++){         /*循环 8 次*/
   out_byte(byte_array[count]);         /*发 1 个字节数据*/
   nack();                              /*接收一个 ACK*/
}
stop();                                 /*停止条件*/
delay(100);                             /*延时 10ms*/
}
```

（X76F 系列器件的详细资料，可向武汉力源电子股份有限公司索取）

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 8 期

1.17 节省接口的串行 EEPROM 器件 X84XXX

空军雷达学院单片机研究所(430010) 陈 伟 刘 强

X84XXX 系列串行 EEPROM 器件是美国 Xicor 公司推出的新型结构的节省接口的串行 EEPROM 器件。它不需要微处理器的连接逻辑或系统总线接口，直接利用一般的微处理器的控制信号($\overline{OE}$,$\overline{WE}$,$\overline{CE}$)以及简单的读/写时序直接与大多数通用的微处理器接口。它不仅具有低工作电压、低成本、硬件写保护、页写操作方式和小封装尺寸等特点，同时它还具有较高的数据传输速率以及不需要专用的串行总线。X84XXX 直接使用单数据线通信，消除了对专用 I/O 引脚的需求。它的串行特性提供了低成本和节省空间的优点，完全可以取代小容量的并行 EEPROM 器件和那些需要 2 至 3 个控制脚进行通信的串行 EEPROM 器件。它虽然是 8 位结构，但是由于接口的位串行特性它也能适用于 16 位或 32 位环境。写保护($\overline{WP}$)引脚提供了防止偶然对存储器进行写操作的硬件保护。这些特性使得它对于许多应用都具有吸引力，这些应用包括蜂窝电话、SIM 识别、PCMCIA 卡配置存储以及网格结点 ID 的存储等。

X84XXX 系列器件目前有四种产品，见表 1.17-1。器件的封装形式有 DIP(8 脚)、TSSOP(8 脚、14 脚、20 脚、28 脚)和 SOIC(8 脚、14 脚)三种。器件的引脚功能见表 1.17-2。

表 1.17-1 器件种类及特点

器 件	结构/kb	读访问时间/ns	写周期/ms	页写方式/B	工作电压/V	传输数率/Mb	擦写周期
X84041	4	45	5	8	2.7～5.5	3.3	100 000
X84161	16	25	2	32	4.5～5.5 2.5～5.5 1.8～3.6	10 5 3	100 000
X84641	64	25	2	32	4.5～5.5 2.5～5.5 1.8～3.6	10 5 3	100 000
X84129	128	25	2	32	4.5～5.5 2.5～5.5 1.8～3.6	10 5 3	100 000

表 1.17-2 引脚功能

名 称	功 能
I/O	数据输入/输出
$\overline{CE}$	芯片使能输入
$\overline{OE}$	输出使能输入
$\overline{WE}$	写使能输入
$\overline{WP}$	写保护输入
V_{CC}	电源电压
V_{SS}	地
NC	未连接

一、器件操作

X84XXX 是设计成直接与大多数微处理器总线接口的串行 8 位 EEPROM。标准的$\overline{CE}$、$\overline{OE}$和$\overline{WE}$信号控制读和写操作，而单一的 I/O 线用于串行地发送和接收数据与命令。下面以 X84041 为例，介绍 X84XXX 系列器件的操作。

在$\overline{WE}$或$\overline{CE}$的上升沿(无论哪一个先发生)I/O 线上输入的数据被锁存。当$\overline{OE}$和$\overline{CE}$两者均为低电平时，I/O 线上输出数据有效。

1. 读时序

读时序包括发送一个 16 位的地址，接着串行地读取数据。通过发出 16 个分开的写周期（$\overline{WE}$和$\overline{CE}$为低电平，$\overline{OE}$为高电平）信号至器件来写地址，在写周期之间没有读周期。地址在 I/O 线上被串行送出，最高有效位在前。注意时序是全静态的，没有特殊的定时限制，X84041 $\overline{CE}$ 引脚为高电平时，处理器可以执行总线上的其他任务。一旦送出了 16 个地址位，便可通过发出 8 个分开的读周期（$\overline{OE}$和$\overline{CE}$为低电平，$\overline{WE}$为高电平）从 I/O 线上读取一个字节数据。此时，若发出复位时序将中止读时序，完成字节读。否则 X84041 将处于顺序读方式等待进一步的读操作。在读取每一字节数据之后，字节地址自动加 1 至下一地址。通过继续发出读周期，可以顺序读出存储在存储器下一地址中的数据。当达到最高地址（$1FF）时，地址计数器卷绕至起始地址 $000，读操作将无限地继续下去。

2. 复位时序

复位时序复位 X84041 并设置内部写使能锁存器。在任何时候通过执行读、写“0”和读时序可以发出复位时序（见图 1.17-1 和图 1.17-2）。这一时序中止多个读或写周期时序，此时序通常用于从器件中读出操作或向器件中写入操作。在任何时候这一时序可用来中断或结束顺序读或页装载。只要写“0”周期一完成，器件便复位（除非非易失性写周期正在进行）。此时序中的第二个读周期，以及任何以后的读周期，将在 I/O 引脚读取高电平，直至发出有效的读时序为止。在读和写时序开始时必须发出复位时序以确保 X84041 适当地对这些操作进行初始化。

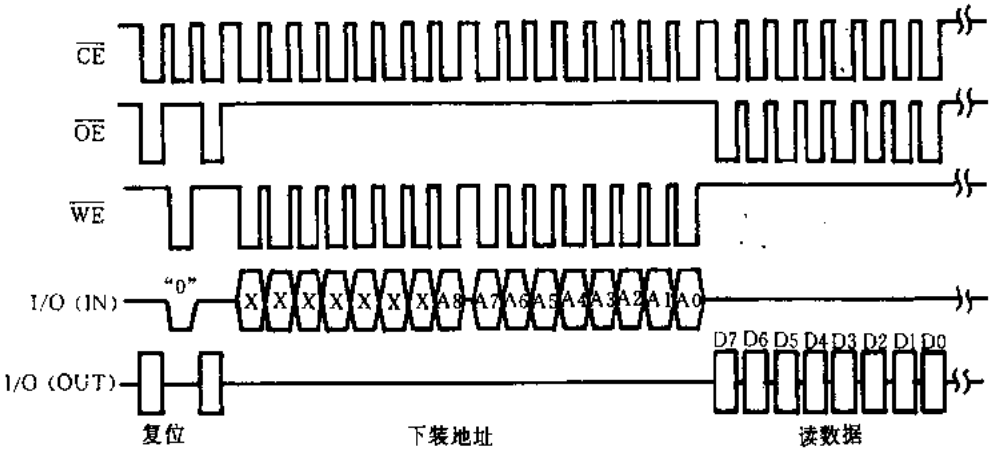


图 1.17-1 读时序

3. 写时序

非易失性写时序包括发送复位时序，16 地址（其开始 7 位不关心），可多达 8 字节的数据，然后是专门的“开始非易失性写周期”命令时序。首先发出复位时序以设置内部写使能锁存器。通过向器件发出 16 个分开的写周期来串行写入地址。在 I/O 引脚上的地址位是串行发送的，最高有效位在前。通过发出 8，16，24，32，40，48，56 或 64 个分开的写周期可写 1～8 个字节的数据。通过发出专门的读、写“1”和读时序对非易失性写周期进行初始化（见图 1.17-2）。第 1 个读周期结束页装载，接着写“1”后继以读操作开始非易失性写周期。X84041 可以识别从地址

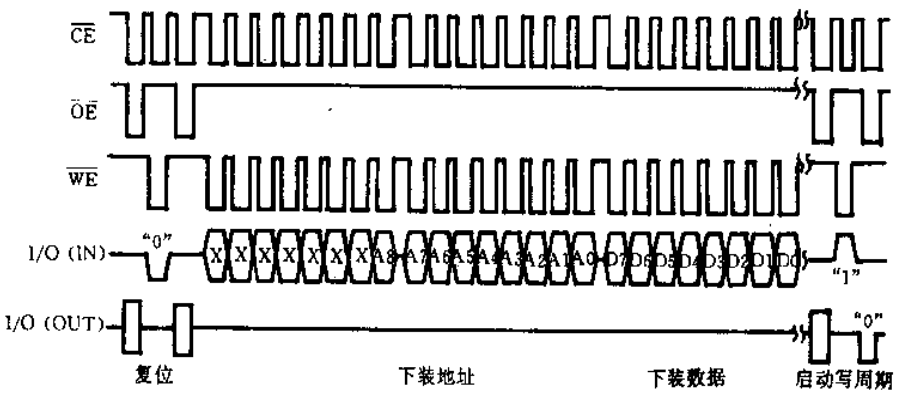


图 1.17-2 写时序

XXXXXX000 开始的 8 字节页。当向器件发送数据时，如果企图超出页的上限地址将会使地址计数器"卷绕"至页的起始地址，在此地址可继续装入数据。由于这一原因，发送大于 64 个连续的数据位导致覆盖先前的数据。如果发出部分或不完整的写时序，那么不能开始非易失性写周期。当非易失性写周期完成之后，内部的写使能锁存器复位以防止偶然的写操作。注意此时序是全静态的，没有特殊的定时限制。当芯片使能引脚($\overline{CE}$)为高电平时，处理器可执行总线上的其他任务。

任何时候通过简单地读取 X84041 I/O 引脚的状态可以决定非易失性写周期的状态。在$\overline{OE}$和$\overline{CE}$为低电平而$\overline{WE}$为高电平时读取此引脚。在非易失性写周期内 I/O 引脚为低电平；当非易失性写周期完成时，I/O 引脚变为高电平。

4. 写保护

为了防止偶然的非易失性写操作，器件中包括了下列电路。

(1) 上电时复位内部写使能锁存器。

(2) 为了在开始写时序之前设置内部写使能锁存器，必须发出复位时序。

(3) 为了开始非易失性写周期，需要专门的"开始非易失性写"命令时序。

(4) 在非易失性写周期的末尾自动复位内部写使能锁存器。

(5) 只要 WP 引脚为低电平，内部写使能锁存器将被复位且保持复位状态。

二、应用实例

X84041 与 8051 系列微控制器的接口应用如图 1.17-3 所示。存储器的译码使用高三位地址线(A13、A14、A15)，地址空间 E000H～FFFFH 都用于选择 X84041。下面提供了 8031 读写 X84041 的四段程序。

- byte _ write：单字节写 EEPROM。
- page _ write：连续写 3 个字节到 EEPROM。
- byte _ read：从 EEPROM 读单字节。
- sequ _ read：从 EEPROM 读 3 个连续字节，很容易修改读的字节数。

```
        ORG     000H
        ajmp    main
```

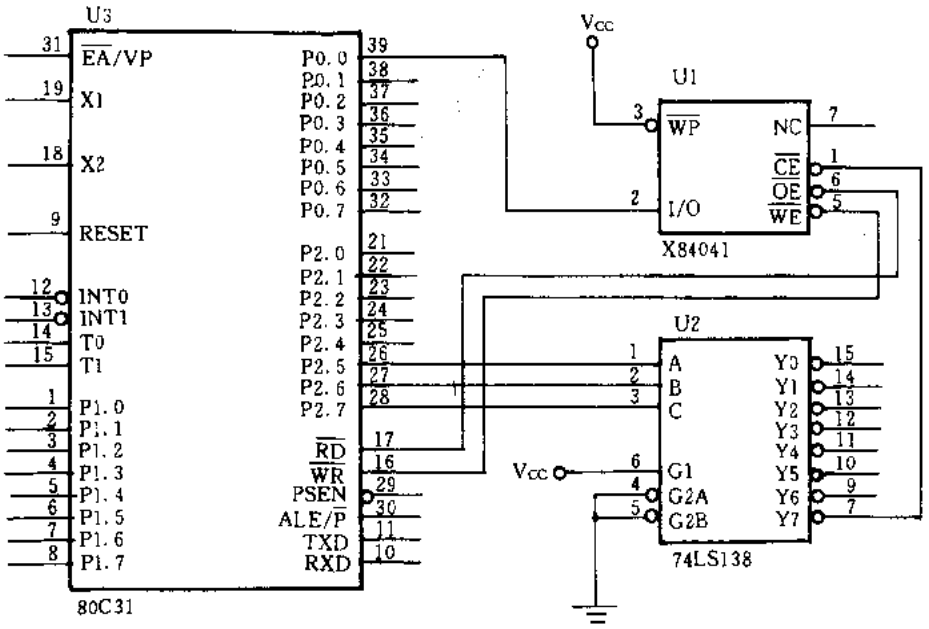


图 1.17-3 8051 单片机与 X84041 的接口电路

```
            ORG     0100H
MAIN:       mov     SP,#60h
            clr     EA                  ;禁止中断
            lcall   byte_write          ;单字节写 11H 到地址 0
            lcall   byte_read           ;从地址 0 单字节读
            lcall   page_write          ;写 22/33/44H 到地址 100/1/2H
            lcall   sequ_read           ;从地址 100H,101H,102H 顺序读
            ljmp    $
byte_write: mov     DPTR,#BYTE_ADDR
            lcall   rst                 ;初始化
            mov     A,DPH
            lcall   load_byte           ;下装高字节地址
            mov     A,DPL
            lcall   load_byte           ;下装低字节地址
            mov     A,#BYTE_DATA
            lcall   load_byte           ;下装数据
            lcall   nv_start            ;启动非易失写周期
            lcall   nv_poll             ;等待写周期完成
            ret
page_write: mvo     DPTR,#PAGE_ADDR
            lcall   rst                 ;初始化
            mov     A,DPH
            lcall   load_byte           ;下装高字节地址
            mov     A,DPL
            lcall   load_byte           ;下装低字节地址
```

```
            mov     A,#PAGE_DATA1
            lcall   load_byte          ;下装第一个数据
            mov     A,#PAGE_DATA2
            lcall   load_byte          ;下装第二个数据
            mov     A,#PAGE_DATA3
            lcall   load_byte          ;下装第三个数据
            lcall   nv_start           ;启动非易失写周期
            lcall   nv-poll            ;等待写周期完成
            ret
byte_read:  mov     DPTR,#BYTE_ADDR
            lcall   rst                ;初始化
            mov     A,DPL
            lcall   load_byte          ;下装高字节地址
            mov     A,DPL
            lcall   load-byte          ;下装低字节地址
            lcall   rec_byte           ;接收数据
            ret
sequ-read:  mov     DPTR,#PAGE_ADDR
            lcall   rst                ;初始化
            mov     A,DPH
            lcall   load_byte          ;下装高字节地址
            mov     A,DPL
            lcall   load_byte          ;下装低字节地址
            lcall   rec_byte           ;接收第一个数据
            lcall   rec_byte           ;接收第一个数据
            lcall   rec_byte           ;接收第一个数据
            ret
load_byte:  mov     R0,#08             ;设置计数器为 8
loopl:      rl      A                  ;左移一位
            movx    @DPTR,A            ;
            djnz    R0,loopl           ;
            ret
rec_byte:   mov     R0,#08             ;设置计数器为 8
            mov     R1,#00             ;清寄存器 1
loop2:      clr     C                  ;清标志位
            movx    A,@DPTR            ;
            jnb     ACC.0,zero_bit
            setb    C
zero_bit:   mov     A,R1               ;
            rlc     A                  ;
            mov     R1,A               ;
            djnz    R0,loop2           ;
            ret
```

```
rst:        movx    A,@DPTR          ;读数据位
            mov     A,#00H
            movx    @DPTR,A          ;写数据位'0'
            movx    A, @DPTR         ;读数据位
            ret
nv_start:   movx    A, @DPTR         ;读数据位
            mov     A,#01H
            movx    @DPTR,A          ;写数据位'1'
            movx    A, @DPTR         ;读数据位
            ret
nv_poll:    mov     R0,#0FFH         ;设置计数器为FFH
loop3:      movx    A, @DPTR         ;读数据位
            nop                      ;
            nop                      ;
            nop                      ;
            jb ACC.0,end_loop        ;如果数据位为'1'写周期完成
            djnz    R0,loop3         ;如果数据位为'0'写周期正在进行
end_loop:   ret
```

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 4 期

1.18 语音芯片 MSP50C34 原理及应用

武汉空军雷达学院单片机研究所(430010) 孙树印

当今时代已进入信息时代,语音、图像等多媒体的应用和处理在日常生活中日趋广泛,各行各业对语音的需求也越来越大;语音还是视觉残疾人交流信息的必要手段。可以断言,下个世纪的电子产品都将普遍具有语音的功能。

美国德克萨斯仪器(TEXAS INSTRUMENTS)公司在语音产品方面拥有当前世界最先进的设计技术和生产工艺,MSP50C3X 系列语音芯片能够发出最自然、最接近真人的语音,且使用简便。

一、MSP50C34 介绍

MSP50C34 芯片是 TI 公司的语音系列产品之一,见图 1.18-1。内部包括一个 8 位微处理器,一个语音合成器和 ROM、RAM、I/O 等模块;还包括内部 RC 振荡器,从而可以省掉外部晶体,节约空间和成本。内部单片机用来控制语音合成器的各种动作,给语音合成器提供语音数据;语音合成器完成滤波和 D/A 转换输出,可以直接驱动 32 Ω 扬声器发出声音。与其他语音产品相比,MSP50C34 具有以下特性。

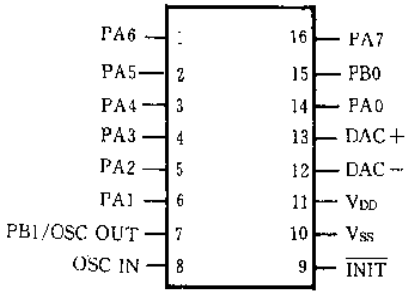


图 1.18-1 MSP50C34

- 双路高性能的 LPC—12 语音合成器可以实现立体声效果。
- 32×12 位和 24×8 位的 RAM。
- 10 个软件可配置 I/O 口(使用外部时钟时为 9 个)。
- 64K 的内部 ROM 空间。
- 8 位微处理器,61 条单周期指令。
- 执行速度可达 1.2 MIPS。
- 支持 LPC、FM、PCM、ADPCM、MELP、CELP 算法。

封装及引脚说明如下表所列。

名 称	引脚编号	I/O	描 述
DAC−	13	O	D/A 输出
DAC−	12	O	D/A 输出
$\overline{INIT}$	9	I	初始化输入
OSC IN	8	I	时钟输入,使用内部时钟时接地
OSC OUT	7	—	时钟返回,使用内部时钟时用作 PB1 I/O 口
PA0～PA7	14,6～1,16	I/O	8 位双向 I/O 口
PB0～PB1	7,15	I/O	2 位双向 I/O 口
V_{DD}	11	-	+5V 电压输入
V_{SS}	10	—	地

功能框图如图 1.18-2 所示。

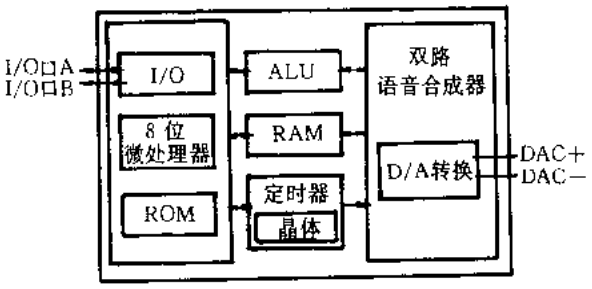


图 1.18-2 MSP50C34 功能框图

TI 公司还有不同性能/档次的 MSP50C3X 系列语音产品可供选择,它们具有不同容量的 RAM 和 ROM。

二、语音算法

音频信号是多媒体信息的重要组成部分。从技术上讲,音频信号可以分成电话质量的语音,调幅广播质量的音频信号和高保真的立体声信号。音频信号的压缩算法很多,通常使用的有 LPC (Linear Predictive Coding)线性预测编码算法、PCM(Pulse Code Modulation)脉冲编码调制算法、ADPCM 自适应差分 PCM 算法、FM(Frequency Modulation)调频算法等。LPC 算法在技术上很大程度上和人的发音原理一样,通过一种数学模型模仿人的发声器官,实现语音的播放。LPC 算法仅需很低的数据量,2 Kb 的数据即可产生 1 秒钟的发音,并且可以达到很好的效果。但是,LPC 算法的数据生成需要专门的工具,并且需要专业的人员来进行修音工作,对一般用户具有很大的难度。PCM 和 ADPCM 是把语音信号直接量化或把它和预测值的差进行量化,其质量由采样频率和量化位数来定。FM 是一种用一定格式助记符写成的乐谱,它只能用于播放音乐。

TI 公司研制了更新的 LPC 算法——MELP(Mixed Excitation Linear Prediction)混合激励线性预测算法。MSP50C34 语音合成器所支持的 MELP 算法更具有灵活性,可以覆盖更宽的声音频率范围,在较低的数据存储成本下获得更理想的语音效果。最近,TI 又新推出了更优

秀的 CELP(Code Excitation Linear prediction)码本激励线性预测算法。

下表是各种压缩算法的压缩比和效果比较。

算法名称	压缩比(kbps)	语音效果
LPC-10	1.8	好
LPC-12	2.0	好
MELP-201	2.4	好/优秀
ADPCM	3.2	好/优秀
CELP-13	1.3	优秀

三、语音数据的生成

不同格式语音数据生成步骤如下：

(1) 在 386 以上的 PC 机上，用 Windows 3.1 或 Windows 95 的附件中录音机生成 WAV 波形文件，当然，你必须有一块声卡和麦克风。WAV 文件的存储格式必须是 PCM 格式，并且用 8 kHz 的采样频率，16 位 ADC，单声道方式。

(2) 使用 TI 公司提供的 WAV2SIG.EXE 程序把 WAV 文件转换为 SIG 文件。

(3) 使用 TI 公司的 MELP—201.EXE、ICELP—13.EXE、ADPCM.EXE 等应用转换程序，可把 SIG 文件转换成不同格式的语音数据文件。

- 使用 MELP—201 把 SIG 文件转换成 MELP 格式文件；
- 使用 ICELP—13 转换成 CELP 文件；
- 使用 ADPCM 转换成 ADPCM 文件；

LPC 格式文件应使用 TI 公司的 WINSDS(ROMSDS)专用开发工具生成，在此不做详细介绍。

四、语音数据的存储

语音数据可连同程序一起写到 MSP50C34 的内部 ROM 存储器中，也可以放在外部存储器中。

MSP50C34 内有 64K 的 ROM 存储空间。MSP50C34 是掩膜型的产品，内部程序和数据在出厂时就已固化在芯片内部，用户只有在大量生产时才需要把语音数据拿到厂家直接去做掩膜生产。在实验阶段时建议使用 MSP50P34 一次性可编程型(OTP)，用 TI 公司的 OTP—PROG 编程器可把数据写到芯片的 PROM 中。

第二种办法是把 MSP50C34 作一种外部设备使用，内部 ROM 中仅固化各种语音算法的解码程序。MSP50C34 由其他微控制器(如 8051)来控制，所有语音数据都放在外部 ROM 或 RAM 中，微控制器向 MSP50C34 提供数据。

目前，TI 公司已可提供固化了 PCM、ADPCM、FM、LPC、MELP、CELP 语音算法解码程序的 MSP50C34 芯片。

五、MSP50C34 与 8051 单片机结合的应用实例

此例是应用已固化解码程序的 MSP50C34 和 8051 组成公共汽车上自动语音报站系统，系统简图如图 1.18-3 所示。为了放大音量，在 MSP50C34 的输出后端加 LM386 音频放大器，以便推动 8 Ω 喇叭。工作人员仅需在到站和离站时按下“下一站”的按钮，系统自动播放站名和提示。

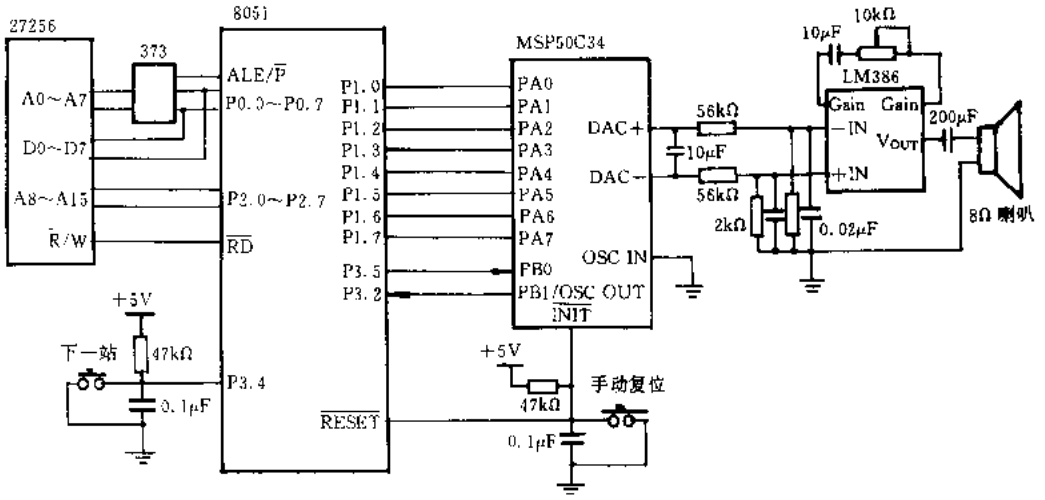


图 1.18-3 MSP50C34 应用实例简图

语音算法采用 CELP 算法，按照第三节中所述方法生成 CELP 格式语音数据文件，如“下一站……下车请准备……”，“上车请买票，月票请出示”等等，所有语音数据存放在外部存储器 27256 中。

8051 的程序功能包括：从外部存储器读入数据，与语音芯片通信，向它提供语音数据；监测是否有“下一站”按钮按下，选择下一段的数据。

8051 与 MSP50C34 的通信包括 8 条数据线和两条控制线：MSP50C34 的 PB1 口（语音芯片准备好信号/SYNRDY）送至 8051 的 P3.2 口，8051 的 P3.5 口（主机准备好信号/HOSTRDY）送至 MSP50C34 的 PB0 口。通信简要过程是：8051 从外部存储器读入数据放到 P1 口，并把 HOSTRDY 置高，表示主机已准备好数据；MSP50C34 在检测到 HOSTRDY 有效后读入数据，把 SYNRDY 置低，表示正在处理数据；8051 测到 SYNRDY 为低后，把 HOSTRDY 再置低，确认一次数据传送完成；MSP50C34 在需要数据时，首先检测 HOSTRDY 是否变为低，然后置 SYNRDY 为高向主机发下一次数据传送请求。

8051 的通信流程见图 1.18-4，语音合成器的内部程序已由厂家固定，与主机通信部分的流程见图 1.18-5。

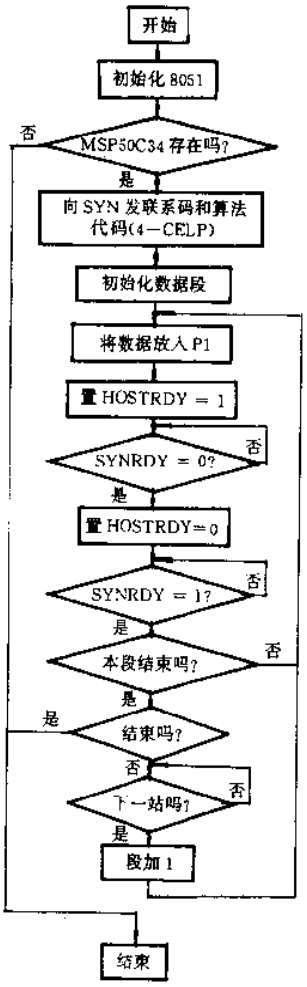


图 1.18-4 8051 通信流程图

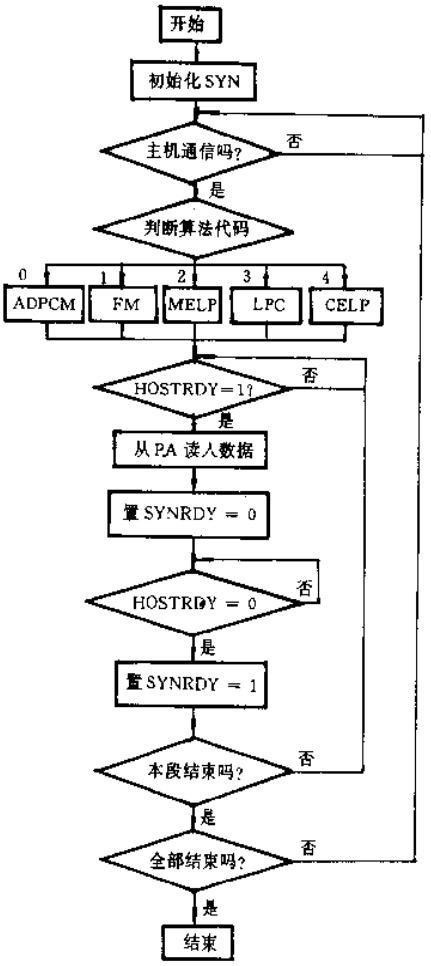


图 1.18-5 MSP50C34 通信流程图

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 6 期

1.19 MC3418 语音编码译码器及其应用

南京东南大学热能工程研究所(210018) 周卫平 周 斌

语音作为一种直接传递给人的信息，目前在国内已越来越多地被应用于邮电、工业控制系统和民用产品中，以实现检测对象重要数据的报读、运行状态提示及应急情况报警等。现在，一般较常用的语音合成芯片有东芝公司的 T6880、联华公司的 UM5100、UM5101 等。但这些语音芯片要么不提供和单片机的接口，要么和单片机的连接非常复杂，占用了单片机大量的 I/O 口资源。MC3418 是 Motorola 公司生产的调制解调器，很适合于语音信号的编码和译码，故在此也将其称为语音芯片。MC3418 比起上述芯片来不仅体积小、性能价格比高，关键是外围线路非常简单，能直接和 Motorola 的单片机相连。

一、主要性能

MC3418 采用的编码方法是：用很多个连续可变斜率的线段来逼近音频信号。当线段斜率为正值时，对应的数字编码为“1”；当线段斜率为负值时，对应的数字编码为“0”。

MC3418 的主要性能有：可用于音频信号的编码和译码；语音信号输入采用差动模拟输入；数字输入信号的阀值可以选择(芯片提供 $V_{CC}/2$ 基准电压输出)；数字信号输出与 CMOS 电路兼容；可在单极性或双极性供电情况下工作；供电范围：4.7～16.5V(V_{CC}与 V_{EE}引脚之间)。

二、工作原理及引脚说明

图 1.19-1 是 MC3418 的结构框图。它主要由模拟输入比较器、数字输入比较器、移位寄存器、采样器、符合输出逻辑(用于控制积分器输出斜率)、斜率极性开关、积分放大器、$V_{CC}/2$ 基准电压生成电路等组成。

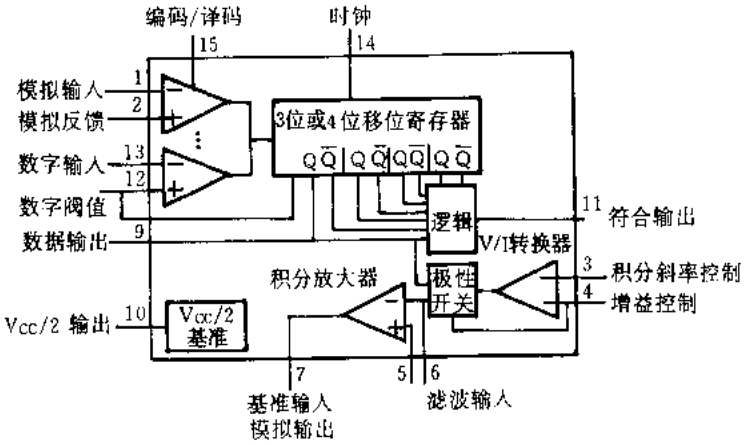


图 1.19-1 MC3418 结构框图

编码过程：在各时钟周期内，若输入的语音信号大于积分器的输出信号，则采样器输出“1”（采样器的输出即是语音信号的数字编码输出），控制积分器输出上升；若输入的语音信号小于积分器的输出信号，则采样器输出“0”，控制积分器输出下降。

译码过程：在各时钟周期内，若数字输入信号为“1”，则控制积分器输出上升；若数字输入信号为“0”，则控制积分器输出下降。

MC3418 为 16 脚直立式封装，各引脚说明如下：

脚 1：模拟输入，即语音信号输入端。

脚 2：模拟反馈输入，脚 1 和脚 2 分别是模拟比较器的同相和反相输入端。

脚 3：斜率控制输入。

脚 4：增益控制输入，脚 3 和脚 4 分别是片内 1 个运算放大器的同相和反相输入端。

脚 5：基准输入。

脚 6：滤波器输入，脚 5 和脚 6 分别是积分放大器的同相和反相输入端。

脚 7：模拟输出。

脚 8：V_{EE}接供电电源最负端。

脚 9：数字输出。

脚 10：$V_{CC}/2$ 基准电压输出端，该脚在单电源供电时使用。

脚 11：符合输出，控制积分器的积分斜率大小。

脚 12：数字阈值，控制脚 13、14、15 与不同类型的逻辑器件相连时的阈值；当上述脚与 CMOS 器件相连时，该脚接 $V_{CC}/2$；当与 TTL 器件相连时，通过 2 个串联的二极管接至 V_{EE}。

脚 13：译码方式下的数字输入端。

脚 14：时钟输入端。

脚 15：编码/译码工作方式控制端。当该脚为高电平时，芯片工作于编码方式；为低电平时，芯片工作于译码方式。

脚 16：V_{CC}芯片供电电源正端输入脚。

三、MC3418 的应用

1. 硬件连接

图 1.19-2 是 MC3418 与 8031 连接时的语音采样和生成电路，该电路采用＋5V 单电源供电方式（$V_{EE}=0$），采样速率为 16 kHz。其中，8031 的 4 根 I/O 线 P1.0、P1.1、P1.2、P1.3，分别接 MC3418 的脚 9、13、14 和 15。若 8013 的 I/O 资源紧张，可在确定的工作方式下（因编码和译码不能同时工作），只用 2 根 I/O 线，即在编码（采样）方式下，分别接 MC3418 的脚 9、14；在译码（生成）方式下，分别接 MC3418 的脚 13、14；相应地，MC3418 的脚 15 直接和高电平或低电平相连。模拟输出端通过功放 LM386 驱动喇叭，模拟输入端接录音机的喇叭或话筒输出，录音机磁带中存放应用需要的词汇和语句。

ROM 和 RAM 的容量可根据具体需要来选择，若采样速率为 16 kHz，则每秒采样的数据需 16 Kb 的存储容量。在这种速率下，该系统可外扩的 ROM 容量为几秒至几十分。一般工控场合需要的词汇不多，如“温度”、“压力”、数字“0”～“9”、“.”等，用 512 Kb 的 ROM 足够了。

2. 软件设计

语音采样软件的设计比较简单，主要实现 2 个功能：采样速率控制和采样数据的存储。

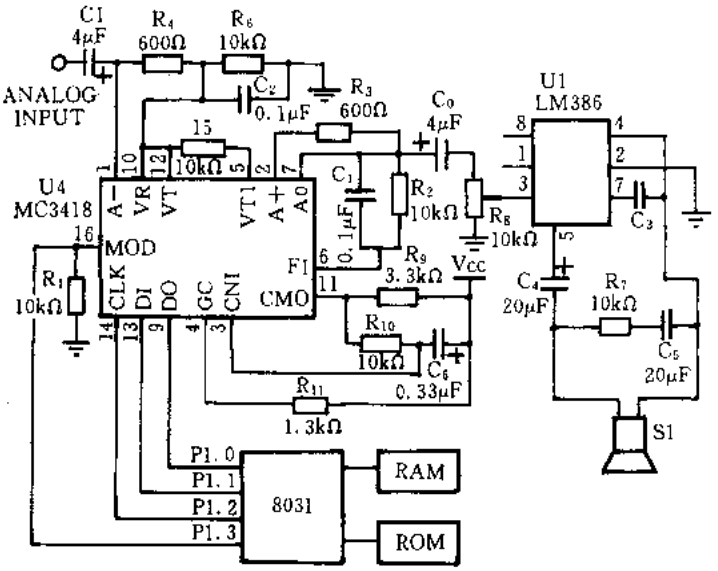


图 1.19-2 MC3418 与 8031 连接示意图

16 kHz采样速率可用单片机提供的计时器中断方式实现，也可用软件来实现。即每隔一采样周期，在 P1.2 脚上发出 1 个 1 μs 的正脉冲。为减少编码和译码的偏差，要求语音的编码和译码过程使用相同的时钟。

采样时将连续 8 个编码数据组成 1 个字节后存入外部 RAM，直至存满为止。若要采样的语句过长，可分段采样。采样结束后，根据各词汇之间的间隙识别对应的数据段，加以调整，去掉尾音和间隙信号，并列出对应的各词汇数据首地址，供语音生成时使用。

语音的生成不是简单地恢复原来的语音，而是根据现场不同的需要，将各词汇重组成语句。因此，在软件设计时首先要构造 2 个数据表，即词汇语音数据索引表和控制数据表。

词汇语音数据索引表，用来存放各词汇语音数据的首地址，每个地址占 2 个字节，每个地址的代码依次为 00～255，该表一经确定，连同语音数据和程序一起固化入 ROM。

控制数据表，用来依次存放组成 1 个语句的各个词汇语音的代码。例如：数字“0”～“9”的代码分别为“0”～“9”、“.”、“温度”，“度”的代码分别为 10、15、12，则“温度 7.85℃”的控制数据表为 15、07、10、08、05、12，该表一般存放在内部 RAM 中。

语音生成时，通过查线控制数据表和词汇语音数据索引及调用词汇语音生成子程序来实现。词汇语音生成子程序即是在 16 kHz 的时钟下，将语音数据按位从 8031 的 P1.1 输出。

我们用 MC3418 在 1 个水温控制系统中实现了现场检测数据的报读，语音效果非常好。

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 5 期

1.20 单片机快速读取精密时刻

河南新乡电子工业部第二十二研究所二室(453003) 赵让元

近些年,GPS(全球定位系统)发展迅猛,逐步走向小型化、产业化、规模化,其 OEM 模块价格、体积等均趋于稳定,便于开发利用。有的 CEM 模块有高精度的秒脉冲(1PPS),串行时间信息输出,GPS 在授时、时间统一方面正在发挥巨大作用。然而,GPS OEM 模块仅有秒脉冲输出,仅知道秒信号的起始点,其精度可达±1 μs,甚至±50 ns。其实,在许多应用中,需准确记录某事件的发生时刻,要求时刻分辨率、准确率应至毫秒、微秒,有的要求更高的量级。本文介绍在 GPS 和单片机 8031 的基础上加相应电路实现单片机快速读取精密时刻,时刻分辨率、准确率分别为毫秒、微秒和纳秒。

一、时刻分辨率为毫秒

在许多实际应用中,时刻分辨率为毫秒足够区分不同事件,如方位汇交原理的多站雷电探测系统,每个副站接收到雷电脉冲信号,记录雷电的发生时刻,精确至毫秒即可。各副站将雷电信息(如方位、强度等)连同发生时刻送往主站的位置分析器。主站用 3 ms 窗口首先从各副站送来的众多数据中区分出同一雷电,然后进行方位汇交,得到高精度雷电定位信息。

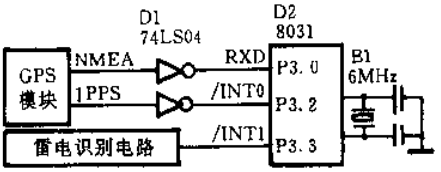


图 1.20-1 单片机快速读取毫秒原理框图

GPS 与单片机 8031 实现快速读取毫秒的原理框图,如图 1.20-1 所示。图中略去了锁存器 74LS373、程序存储器 EPROM、数据存储器 RAM、复位电路等。

GPS 模块输出的串行时间信息经 74LS04 反相送往单片机 8031 的串行口输入端 R×D,通信速率是 4800bps,串行时间信息有日期、时、分、秒,其格式参看文献[2]。8031 将这些信息分别存入内部数据存储器 30H~36H 中,每十分钟 8031 用 GPS 输出的时间信息校正一次上述存储器。GPS 的秒脉冲信号 1PPS(脉宽 100 ms,前沿是 UTC 时刻)经反相送往 8031 的外部中断/INT0(设置为边沿触发方式),用来校正 8031 内部时钟的毫秒,并使内部时钟走秒,每次中断秒存储器 36H 加 1,36H 为 60 进制,分寄存器 35H 为 60 进制,时寄存器 34H 为 24 进制。8031 使用 6 MHz 晶体,定时器每加 1 对应 2 μs。将 T0 设置模式 1,为 100 ms 中断,则 TH0 初值为 3CH,TL0 初值为 0AFH。每次 T0 中断,便重新为 TH0、TL0 设置初值,并对寄存器 37H 加 1,(37H)是 T0 的中断次数,即毫秒百位,每当外部中断/INT0 中断,便对 TH0、TL0 设置初值,并对寄存器 37H 清零,以便保证单片机内部时钟与外部 GPS 时钟秒起点一致。当雷电识别电路对一电磁脉冲信号完成波形识别后,便输出一脉冲给 8031 的外部中断/INT1(设置为边沿触发方式),通知 8031 开始记录该雷电的发生时刻,并采集各类雷电数据。8031 读当时的 TH0,[(TH0)−3CH]/2 便是毫秒的个位、十位,(37H)便是毫秒的百位,时、分、秒

则是相应的寄存器。8031 将这些数据暂存 RAM 中，然后通过外加串行口、20 mA 电流环送往数据终端。37H 表示寄存器，(37H)表示寄存器中的值，其他类同。

这种电路简单有效，然而 8031 使用的是一般晶体，其稳定度仅为 1×10^{-4}，所以，此方法的时间刻度仅能做到毫秒，即便 TL0 代表微秒，也是无效数字，不可靠。

二、时刻分辨率为微秒

时刻分辨率至微秒的电路需使用单片机 8031 与外部晶振分频、硬件锁存相结合来实现，其原理框图如图 1.20-2 所示。

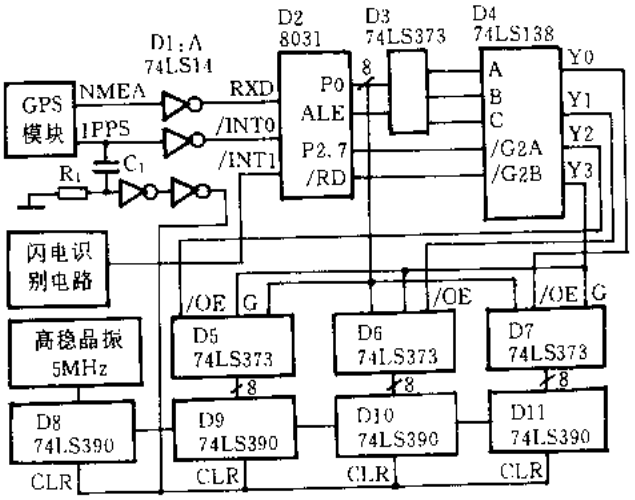


图 1.20-2 单片机快速读取微秒原理图

图 1.20-2 与图 1.20-1 的主要区别在于：图 1.20-1 的毫秒时钟在 8031 内部，图 1.20-2 是由高稳定度晶振 5 MHz 经四片双十分频器(74LS390)5×10^6 分频而得到 1PPS(记为 S_{LOC})。由微分电路 C_1、R_1 及整形电路 74LS14 在 GPS 秒信号(记为 S_{GPS})上升沿时刻得到窄脉冲将分频电路全部清零，实现 S_{LOC} 与 S_{GPS} 同步。地址译码器 D4(74LS138)的使能端/G2A 接 P2.7(A15)、/G2B 接 8031 的读信号/RD、G 通过电阻接+5 V。读信号/RD 参加地址译码非常重要。每当雷电识别电路输出一脉冲给 8031 的外部中断/INT1 时，8031 首先读一下地址 $ 03H 便全部锁存 D7、D6、D5，然后再逐一读取 D7、D6、D5，D7、D6、D5 均是 74LS373，它们的地址分别是 $ 2H、$ 1H、$ 0H，D7 便是毫秒的百位、十位，D6 便是毫秒的个位与微秒的百位，D5 是微秒的十位、个位。74LS390 输出 8421 码，如读到 D6 的高 4 位是毫秒的个位，低 4 位是微秒的百位，分别存储毫秒与微秒时应注意分开。时、分、秒的走时、读取与上节相同。

三、时间分辨率为纳秒

多站雷电探测系统的雷电定位原理除了方位汇交以外，还有雷电到达各副站时间差双曲线定位。对于 250 km 范围以内发生的雷电，方位汇交方法的定位精度优于到达时间差定位方法，而 250 km 以远的雷电，到达时间差定位方法优于方位汇交。到达时间差定位方法的精度主要取决于各副站时间统一精度、时间分辨率以及如何保证各副站采样时刻均在雷电脉冲的同一位置上。因此，要求各副站的时间统一精度、时间分辨率应达到纳秒量级，此时单片机的速

度远远不够，时刻锁存须硬件实现，同时，分频电路的清零脉冲不能再用微分电路，因为用微分电路产生的窄脉冲脉宽是受限制的。

外部时间分频、锁存方法仍然采用图 1.20-2，只是在以下几个方面需采取相应措施：

- 采用 1PPS 输出精度为 50 ns 的 GPS OEM 模块。
- 采用 100 MHz、频率稳定度为 1×10^{-8}/日的温度补偿晶振；
- 对每片时间分频集成块 74LS390 的清零脉冲由新方法产生；
- 闪电识别电路输出的脉冲直接锁存每片 74LS373。

对各分频集成电路 74LS390 的清零脉冲与 GPS 秒脉冲、100 MHz 晶振之间的时序关系如图 1.20-3 所示，即将 GPS 秒脉冲出现后的第一个 100 MHz 晶振输出的窄脉冲取出来作为清零脉冲。

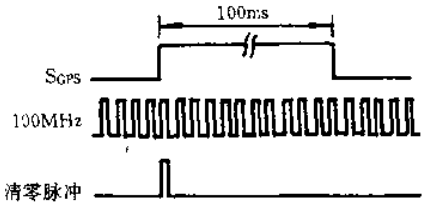


图 1.20-3 清零脉冲与 S_{GPS}的时序关系

参考文献

1 李 华. 系列单片机实用接口技术. 北京：北京航空航天大学出版社，1993

2 赵让元，李常，张红旗. GPS 在时间同步装置中的应用. 电子技术应用，1997(5)

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 12 期

第二章

智能仪表与

测试技术

2.1 一氧化碳传感器 MGS1100 原理及应用

深圳大学(518060) 朱明程 李昆华

一、器件结构原理

Motorola 一氧化碳(CO)传感器 MGS1100 是一种新型的专门设计定位于家庭用途的 CO 气体检测器。其结构特点是采用微电子工艺,在微型硅桥结构中嵌入的加热器上制作一层 SnO_2 薄膜,这种结构不仅使得 SnO_2 薄膜对 CO 气体在很宽的温度范围内都具有敏感性,且由于硅膜减少了热传导的热损失,从而大大降低了功耗。其结构如图 2.1-1 所示。

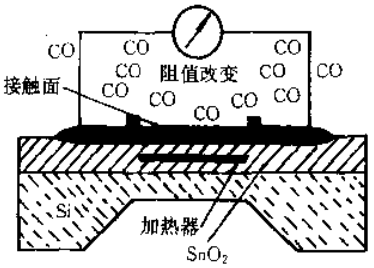


图 2.1-1 MGS1100 CO 传感器横截面图

传感器的封装外形如图 2.1-2 所示。共有 4 个管脚,两个为加热端(管脚 1 和 3,脚 3 接地),两个为传感器输出端(管脚 2 和 4),如图 2.1-3 所示。为使传感器对 CO 具有最佳敏感特性,使 SnO_2 层达到预定的最佳温度是很重要的。通常加热器及 SnO_2 层的温度与加热电压 V_H、加热电流 I_M 有关。在 CO 气体中,SnO_2 层电阻会随 CO 浓度增大而减小。

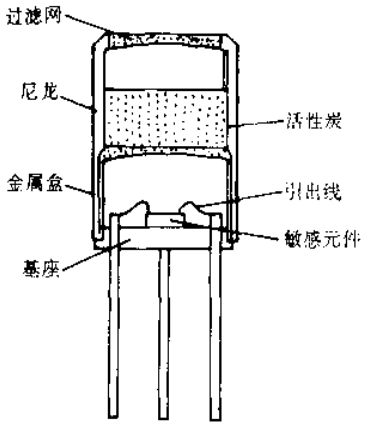


图 2.1-2 MGS1100 封装外形图

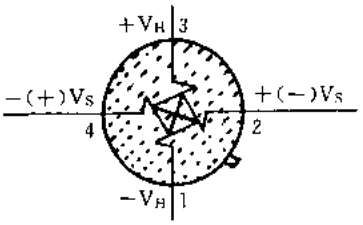


图 2.1-3 MGS1100 等效电路的引脚图(顶视图)

二、器件测试方法

为了避免损坏传感器,使用时必需参照器件手册中规定的电气特性电压使用范围。为获得最佳的加热温度,加热电压必须调整到使加热器的功耗在 160～230 mW 范围内(在连续直流驱动情况)。加到传感器(管脚 2 和 4)的最大电压 V_S 为 5 V,超过此值就可能烧坏传感器。这些传感器不能用波峰钎焊,以免使感应层受到污染。当保存或使用传感器时,必须小心做好静电防护,以防静电击穿器件。传感器不能暴露在高浓度的有害性气体中,如挥发性有机溶剂、浓烟和氨气等。

使用前,CO 传感器必须在纯净空气中和以标准工作模式下连续驱动 72 小时。这预处理需要长时间,使器件的敏感电阻 R_S 趋于稳定。

为了使测试结果有再现性,所有的测试过程都应在空气(79%N_2,21%O_2)中进行。在器件付诸使用前,器件的电学和 CO 敏感性必须进行测试。其基本测试的测量方法如下。

1. 敏感性测试

Motorola 定义灵敏度 S 为气敏器件在某一浓度气体和纯净空气中的电阻比值。

$$S = R_S(air)/R_S(gas)$$

通常分别在 CO 浓度为 0、15、30、60、100、200 和 400 ppm 下进行器件的 CO 灵敏度测量。测量时,按由低到高的 CO 浓度顺序进行。

2. 湿度影响测试

湿度测试主要测量湿度对 CO 传感器特性的影响。在一定范围湿度内,对不同的 CO 浓度进行灵敏度的测量。同时监测和记录测试环境的温度。

3. 稳定性测试

这项测试用于测量传感器在一段时间内基准电阻 R_S 的变化量。传感器被放在湿度和温度恒定的测试容器内,48 小时的连续驱动完成后,在持续一段时间内监测传感器特性参数的变化,时间范围从几天到几星期。在传感器基准阻值附近变化的偏移量可被检测,并得出每时刻的偏移百分比。

三、器件测试电路

器件特性的测试电路和实际应用的 CO 检测电路的原理是一致的,主要分成两种类型。

1. 串联电阻检测电路

把传感器输出电阻(R_S)与负载电阻(R_L)串联后加到一电压源(V_C)上,如图 2.1-4 所示。R_L 上的压降为测量的输出电压(V_{OUT}),这样传感器的输出电阻可由下式算出:

$$R_S = [(V_C - V_{OUT})/V_{OUT}]\,R_L$$

在CO的作用下，SnO_2薄膜的阻值减小，因而通过负载电阻(R_L)的电流增大，则V_{OUT}增大。必须注意：加在管脚2和4上的电压不能超过5 V。

2. 恒流源测试电路

另一种测量方法是把传感器输出电阻(R_S)接一恒流源(I_S)。管脚1和4共地，加热电路等同与串联电阻测试电路的加热电路(见图2.1-5)。

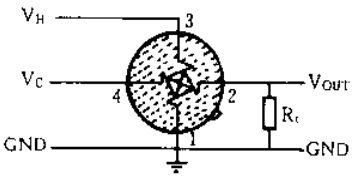


图2.1-4 串联电阻测试电路

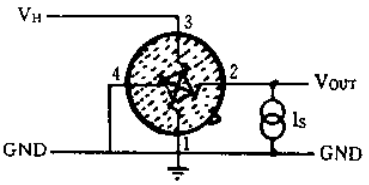


图2.1-5 恒流源测试电路

传感器输出电阻(R_S)可由下式算出：

$$R_S = V_{OUT}/I_S$$

四、器件工作模式

在CO传感器付诸实际应用时，通常推荐采用连续工作模式。这种连续工作模式以下面的周期电压驱动加热电阻(见图2.1-6)：$V_{h(H)}=5$ V，持续5 s；$V_{h(L)}=1$ V，持续10 s。

传感器的温度周期性变化(见图2.1-7)和过程的反应：大约400℃的高温用于清洁传感器的敏感部位(维持300 ms)，小于100℃的低温用于检测CO。

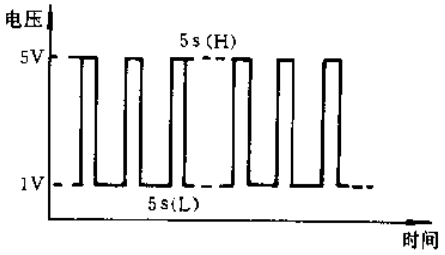


图2.1-6 加热电压波形图

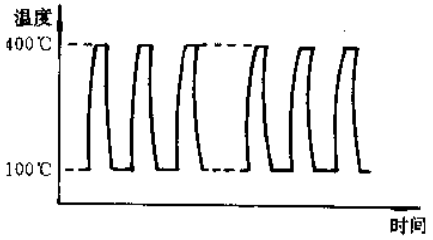


图2.1-7 加热温度变化图

两个温度对应于两个传感器输出阻值：R_S的低值对应高温的状态，R_S的高值对应低温的状态。传感器的工作状态如表2.1-1所列。

表 2.1-1

状态	V_H/V	t/s	T/℃	R_S/kΩ
热	5.0	5	400	50
冷	1.0	10	100	100

表中 T 为近似的传感器的 SnO_2 膜表面温度值，R_S 为在空气中的标准 R_S 值。

在低温段的最后时刻，测量对应于 CO 浓度的 R_S 阻值变化如图 2.1-8 所示。要想得到重复性较好的 CO 浓度测量，在低温段的适当时刻测量 R_S 是至关重要的。

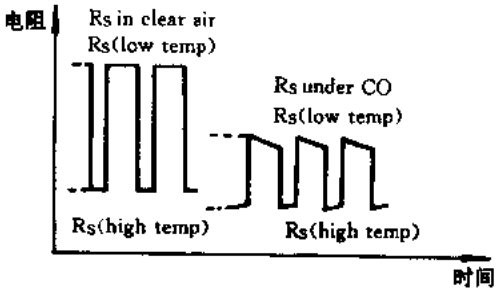


图 2.1-8 敏感单元的响应曲线

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 1 期

2.2 高速运算放大器应用技术

北京航空航天大学207室(100083) 郭荣祥 李亦群
北京市英赛尔器件集团(100044) 高 工

一、概 述

随着多媒体和通信技术的迅猛发展，促进高速运算放大器得到广泛应用。高速运放的特点是频带宽、建立时间快、失真和噪声小、输出电流大、直流特性好，能在低电源电压下工作，可用作增益模块、电缆及线路驱动器、ADC前置放大器、电流-电压转换器等。最近几年，随着IC工艺的发展和电路结构的更新，使高性能高速运算放大器有了长足进步，极大地满足了低功耗、宽频带便携式和电池供电通信设备及其它高速模拟信号处理应用的需要。

高速运放与制造工艺密切相关，图2.2-1示出了美国模拟器件公司(ADI)采用的BiFET、CB和XFCB制造工艺与高速运放性能提高的关系。

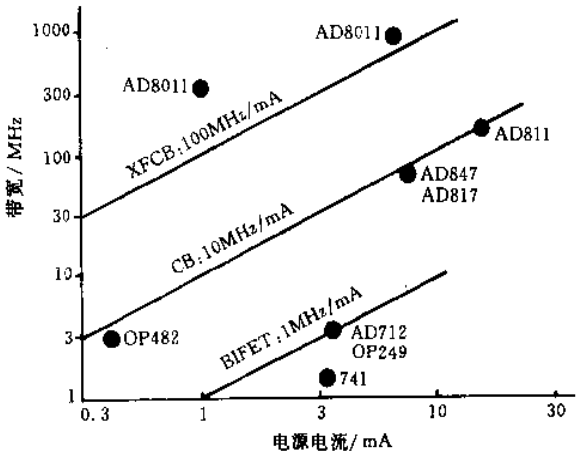


图2.2-1 ADI公司制造工艺与高速运放性能提高的关系

从电路结构来看，高速运放分为两类：电压反馈运算放大器(VFA)和电流反馈运算放大器(CFA)。用电流反馈结构构成的CFA，输入级用射极跟随电路代替了传统的VFA中的长尾对管电路，大大提高了输入级的转换速率(SR)。有关CFA的原理及应用，已在文献[1]中作了介绍。表2.2-1比较了高速VFA与CFA的主要特性。

表 2.2-1 高速 VFA 和 CFA 主要特性对比

VFA	CFA
同相端与反相端输入阻抗对称	两输入端阻抗不对称
外电路等效阻抗匹配可减少输入偏置电流引起的误差	如果输入偏置电流对消，则不工作
反馈网络配置灵活，可采用多种方案	为达到最佳性能，反馈网络固定
增益带宽积为常数	不同增益时，带宽恒定
可构成有源滤波器和积分器	很难用作积分器
输入电压噪声是主要噪声源	反相输入电流噪声是主要噪声源

二、容性负载驱动技术

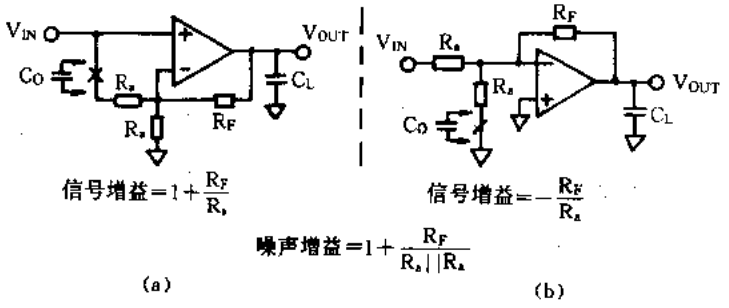
首先应判断运放能否稳定地驱动容性负载。许多运放产品说明中都给出“容性负载驱动能力”指标，有的给出“小信号过冲与容性负载关系曲线”，从而可以确定使系统稳定的容性容载大小。还有的运放给出开环输出电阻 R_O，根据容性负载 C_L 可以计算出附加极点频率 $f_p=\frac{1}{2}\pi R_O C_L$。当 f_p 大于 10 倍闭环带宽 f_{CL}时，可保证电路稳定。为使容性负载电路稳定，有以下几种常用处理方法。

1. 过补偿技术法

有些运放带宽有一个外接补偿电容的引脚(如 AD829 的 5 脚)。对这些运放，可以采用过补偿的方法，人为地减小运放带宽。在变窄的带宽范围内，负载电容造成的附加相移不会影响系统的稳定性。

2. 提高放大器的噪声增益

保持低频电路稳定的有效方法是提高电路的噪声增益，而信号增益不变。这样可在增益带宽之积恒定条件下降低噪声带宽，具体电路如图 2.2-2 所示。因为是噪声增益而不是信号增益支配稳定性，所以电路稳定性的提高不影响增益。噪声带宽至少应比容性负载极点频率低 10 倍频程。



(a) 跟随器　　(b) 反相器

图 2.2-2 提高放大器噪声增益电路

3. 串入负载电阻

如图 2.2-3 所示，R_x 限制了最大负载电流，起到隔离作用。但 R_x 的引入会严重影响运放的 SR，信号的建立时间等。因此，R_X 值不可太大，选取时要考虑到以上因素。不同的负载电容所需的最佳电阻 R_X 是不同的。应当指出，CFA 只能选择这种方法。

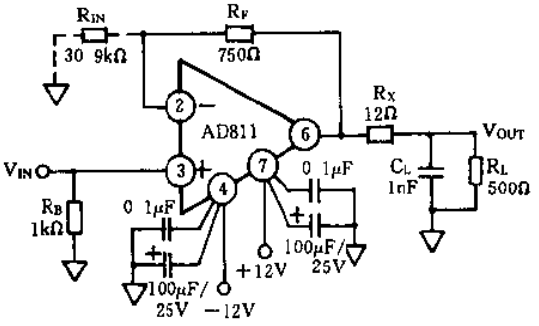


图 2.2-3 串入电阻隔离容性负载电路

4. 闭环负载电容补偿法

如图 2.2-4 所示，AD845 驱动 1 nF 电容负载，对于电路反馈网络，直流反馈通过 R_X 和 R_F 完成，而高频交流反馈通过 C_F 完成。这样，用较大的直流增益来提高驱动 C_L 的能力，仔细调整 C_F，可以获得较好的瞬态响应。与方法 3 相比，这种方法对带宽和 SR 影响小一些，但 C_F 取值对 C_L 变化敏感，在负载电容未知或非恒定时，这种方法并不优越。

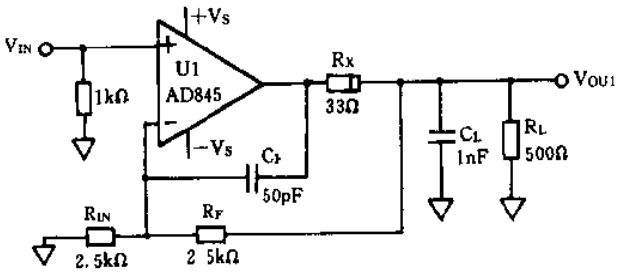


图 2.2-4 闭环容性负载补偿电路

5. 内部带容性负载补偿法

有的运放内部带有容性负载补偿电容，例如 AD847、AD817、AD827 和 AD826 等。对用户来说，用这样运放驱动电容负载是最简单的办法，但这类运放输出失真度往往偏高，而且驱动能力与信号幅度有关。

三、高速运放典型应用

1. 高性能视频线路驱动器

AD8047/48 VFA 非常适合用作视频线路驱动器，如图 2.2-5 所示。运放输出端串入 75 Ω 电阻保证运放输出与传输线的匹配。传输线末端并入 75 Ω 电阻保证负载之间匹配，在增益 G＝＋2时，微分增益误差 0.01%，相位增益误差 0.02°，适合用于高清晰度电视(HDTV)。在 ±5 V电源、0.1 dB 增益均匀性条件下，带宽可达到 50 MHz，SR 为 1000 V/μs，达 0.1%建立时间为 13 ns，总静态电流为 6 mA。

2. 差分线路驱动器

通常有两种方法：一种是反相器和跟随器组合电路，如图 2.2-6 所示；另一种是交叉耦合，如图 2.2-7 所示。

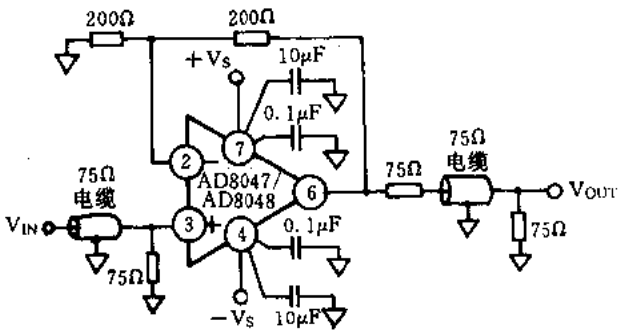


图 2.2-5 视频线路驱动器

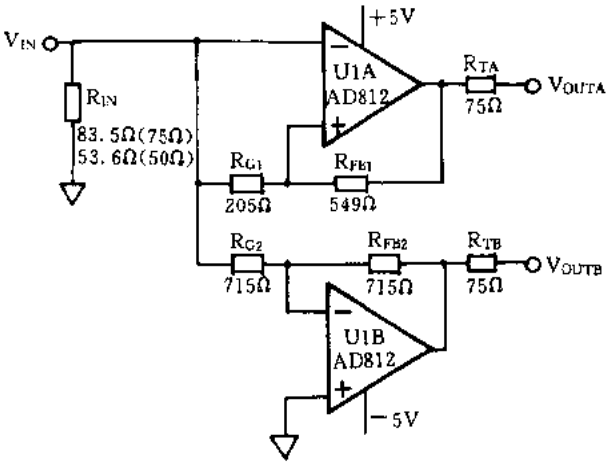


图 2.2-6 反相器和跟随器构成的差分驱动器

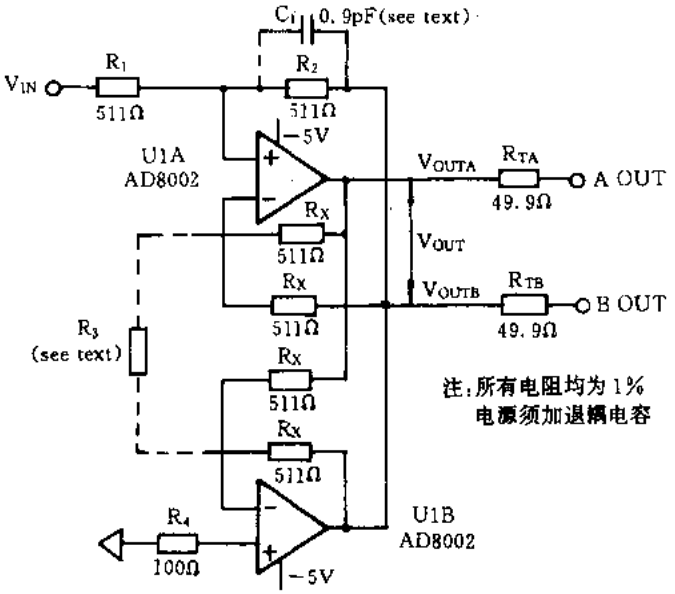


图 2.2-7 交叉耦合差分驱动器

在图 2.2-6 中采用 AD812,其中 U1A 和 U1B 分别提供+1 和−1 的增益。为减小失真,同相和反相跟随器应尽可能做到对称。除阻抗匹配外,还需使两路输出在带宽和相位上保持一

致。自举电阻 R_{G1} 提高了同相跟随器的噪声增益，使其与反相跟随器噪声增益相同，也就保证了二者具有相同的带宽。为减小 A、B 通道相移不同而造成的失真，可通过微调 R_{G1} 来实现。调节方法是在 A、B 输出端接一个加法器，调节 R_{G1} 使加法器输出接近零。图 2.2-7 所示电路特点是宽频带(可达 250 MHz)和高 CMRR。对 U1A 电路，增益 $G=\frac{R_2}{R_1}$，但由于 V_{OUTA} 被 U1B 反相跟随成 V_{OUTB}，所以

$$V_{OUT} = V_{OUTA} - V_{OUTB} = 2V_{OUTA}$$

故整个电路增益为 $2\frac{R_2}{R_1}$。这种交叉耦合跟随器有 3 个优点：第一，差分增益仅由电阻比值($\frac{R_2}{R_1}$)决定，省去了两路放大器的匹配调节；第二，整个电路仿效 VFA，所以对反馈电阻的阻值要求不高(通常 CFA 反馈电阻应选推荐值)；第三，通过接入电阻 R_3 可以提高实际增益，而不会使带宽变窄，调节 R_3 可以调整 U1A 和 U1B 输入级跨导，通常可以按 $R_3 \approx \frac{R_X}{(R_2/R_1)-1}$ 选取。图 2.2-7 中 0.9 pF 电容是为提高增益均匀性的补偿电容，电阻 R_X 对不同的运放有着不同的最佳取值，可根据实际情况而定。

3. 视频线路接收器

电缆接收器一般采用差分放大实现平衡-不平衡转换，图 2.2-8 是用 AD818 构成的简单视频线路接收器，其中 R_1 与 R_3、R_2 与 R_4 阻值应严格相等，因为电阻不对称会降低整个电路 CMRR。例如 0.1%的阻值误差，CMRR 为 54 dB；而 1%的误差，CMRR 会降至 34 dB。补偿电

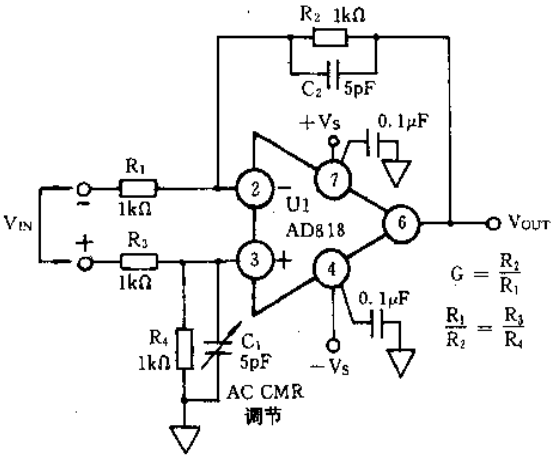


图 2.2-8 视频线路接收器

容 C_1 和 C_2 也应对称，但由于寄生电容的影响，对称性需要作一定的调节，图中通过调节 C_1 来完成。值得提出，电路的增益和相位特性与电源电压有关，通常最佳特性要求电源电压在 ±10 V以上。但电源电压高，功耗也大，所以需要权衡考虑。另外，电缆上有可能出现较大的共模干扰，有时需要在输入端加保护电路，防止由于输入电压过高损坏器件。应该指出，上述电路的 CMRR 与 4 个电阻匹配有关，为了提高 CMRR 的性能，可采用有源反馈差分线路接收器 AD830。

4. 高速光电二级管前放

带暗电流补偿的 2 MHz 的光电二极管前放电路如图 2.2-9 所示。在运放的选择问题上，

首先应选 FET 输入的放大器，以减小输入偏置电流对光电流的旁路作用。其次，带宽要大，因为 -3 dB 带宽

$$fx = \sqrt{fu/[2\pi R_2(C_D + C_{IN})]}$$

式中 fu 为单位增益带宽，C_{IN}为输入电容，C_D 为光电二极管电容。可见为提高 fx，要有大的 fu 和小的 C_{IN}，通常以 fu/C_{IN}作为选择标准，这个比值越大越好，为此我们选 fu=16 MHz、C_{IN}=1.8 pF 的 AD823 运放。

若 C_D=4 pF，按照图中参数可求得 fx=2.1 MHz，C_2 补偿电容可以由下式求出：

$$C2 = \sqrt{C1(2\pi R2fu)} = 0.76\ pF$$

为减小寄生电容，100 kΩ 反馈电阻由 3 个 33.2 kΩ 串联而成，电路实测带宽为 2 MHz。光电二极管 D1、D2 用来抵消暗电流。

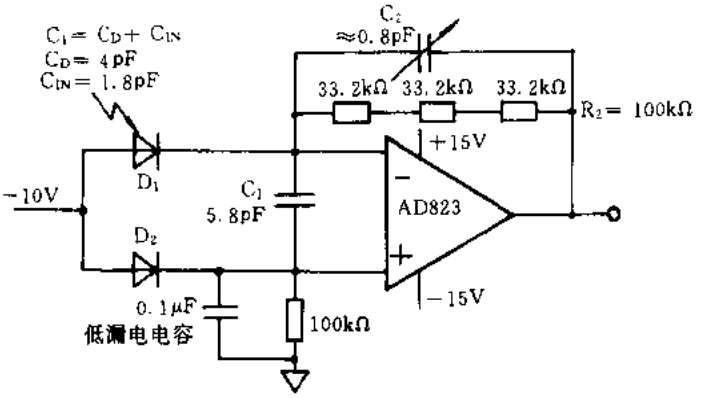


图 2.2-9 带暗电流补偿的光电二极管前放电路

5. 精密高速复合放大器

用 VFA 和 CFA 可构成精密高速复合放大器，如图 2.2-10 所示。VFA 虽然精度高，但高频环路增益低，而 CFA 不论在高增益或低增益下均具有优良的动态特性，但其直流精度不如 VFA。将两者组合起来，可充分发挥其各自的优势。

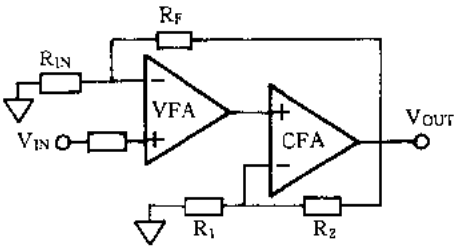


图 2.2-10 VFA 与 CFA 构成的精密高速复合放大器

最后应该说明的是，单电源电源限输入和输出的 VFA，也是非常有用的一类运放，已在文献[3]中作了介绍。有关高速运放应用的详细资料和选购业务请与北京市英赛尔器件集及其分公司联系。电话：北京(010)68495747，68495746；上海(021)64851134；成都(028)5586784；西安(029)8221253。

参考文献

1 郭荣祥,郭吉祥,高工.电流反馈运算放大器的原理及应用.电子技术应用,1988(2)
2 Walt Kester,High Speed Design Techniques,Analog Devices Inc.,1996
3 高光天.电源限运算放大器的原理及应用.电子技术应用,1997(4)

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第4期

2.3 集成运算放大器的使用可靠性

吴生虎 马秀丽

一、前 言

集成运算放大器是一种高倍率的直流放大器。当选取不同的反馈电路时，它就可以对信号进行放大以及加、减、微分、积分等运算。由于它的灵活性使其得到广泛的应用，从而成为模拟集成电路中最基本的一个分支。虽然运算放大器在使用中有很多优点，但是它也存在着一些特殊的问题。如果使用者对其了解不够，就会在使用中容易出现差错，甚至永久性的失效。本文就运算放大器的使用可靠性问题进行讨论。

集成运算放大器的可靠性不仅取决于固有可靠性，而且与使用正确与否密切相关，尤其是在集成运算放大器不断成熟的今天，其固有可靠性得到较大提高，使用不当的问题更为突出。通过我们对集成运算放大器的失效情况统计表明，使用方面存在的问题已有上升的趋势，所以提高集成运算放大器的使用可靠性已刻不容缓。

二、失效模式及失效机理的分析

1. 输入端过电应力失效

通常引起输入端损伤的原因有二个：一是输入端的电压超过了最大差模输入电压；二是输入端电压超过了最大共模输入电压。集成运算放大器差模输入电压有一定限制，当电压超过此限制时，集成运算放大器就会损伤。在一般的闭环运算电路中，负反馈作用会强迫集成运算放大器的两输入端电压接近于零，因此对差模电压的输入范围要求较宽。但是集成运算放大器在开环运行方式，例如运算放大器构成的各类电压比较器和方波形成电路时，由于没有反馈，所以集成运算放大器输入级三极管的发射结往往由于过高的差模电压而造成反向击穿，虽然这种击穿不一定造成永久性损伤，但却使集成运算放大器的性能大为恶化。过高的差模输入可以造成输入级的烧毁失效。集成运算放大器最大输入差模电压和输入级的结构有关，例如采用等效 PNP 管的差分输入级要求差模输入电压范围较宽。所以在电路使用时，对电路的充分了解十分重要。

差分放大器有比较高的共模抑制能力，但是输入共模信号的幅度并不是任意的。过高的共模电压将使集成运算放大器失去正常的工作状态，通常最大共模输入电压的正向幅度取决于差分输入管的集电极的直流电平。如果输入共模电压的幅度高于输入管的集电极电压，输入管将进入饱和状态，这时差分电压增益为零，当然也就谈不上什么共模抑制比了。同样若输入共模电压很负，使输入恒流源晶体管饱和，差分放大器的共模抑制能力也明显变坏，所以共模电压的负向幅度取决于射极恒流源晶体管达到饱和时的电平。过高的共模信号也可以造成输入级的过压、过流烧毁失效。

2. 电源端烧毁失效

集成运算放大器在使用时，引起电源端烧毁失效有三种情况：(1)正、负电源极性接反；(2)正、负电源电压值接错；(3)正、负电源的稳定性差，有瞬时高压大电流，会造成集成运算放大器的击穿损坏或烧毁失效。如某单位在测试双列直插 14 线的四运算放大器 J139 时，将电路插反，使正、负电压反接造成电路的失效。又如我们多次分析某单位生产的 FL45D 时，发现生产单位为了增加放大器的电压增益，取掉了放大级的射极镇流电阻，造成从正电源至负电源有以抗干扰的薄弱回路。使用单位由于所使用电源稳定性差，多次造成这一薄弱回路的烧毁失效。

3. 输出端过电应力造成的失效

通常引起输出端失效的情况有以下几点：(1)输出端对地短路；(2)输出端碰正或负电源等高压、大电流；(3)输出端接入电容性负载时未加保护措施，使集成运算放大器在输出正向饱和到通电压瞬间，电容向运算放大器索取较大的瞬时电流，可能造成集成运算放大器的损坏。

众所周知，大部分集成运算放大器的输出形式采用互补射极跟随器，它在最大输出幅度时的最大瞬时功耗为 $P_{min}=V_{cc}^2/4R_L$(V_{cc}为电源电压，R_L 为负载电阻)。所以晶体管的最大瞬时功耗都随 R_L 的减小而增大。当在实际工作中的偶然失误，有可能会造成负载短路现象(即 $R_L\to 0$)。这时电路的瞬时功耗将无限增大，甚至会造成晶体管的失效。虽然在很多集成运算放大器的输出端设计了输出保护电路，但是保护是有一定限度的。

4. 补偿端的烧毁失效

补偿端烧毁的原因是测试、筛选或线路调试过程中不慎从补偿端引入高压、大电流，因过电应力损伤引起电路的失效。这种失效分为以下三种情况。

(1) 严重烧毁，并引起三极管的失效，甚至铝条熔断，此时电路失去功能，这种失效在电路测试中可剔除。

(2) 烧毁不是很严重，只是引起补偿端电阻的增加，这种情况直流参数合格，但是交流动不正常，有振荡现象。

(3) 烧毁程度较轻，电阻增加不大，这种隐患，直流交流测试均无法剔除。但这种电损伤不稳定，在工作过程中会逐渐退化，最后出现失效。

三、集成运算放大器装配可靠性技术考虑

1. 集成运算放大器的选择

选择集成运算放大器时，除要根据使用的目的选择合适的参数外，还要考虑一些特殊的因素，如环境温度对电路的影响、干扰信号对电路的影响、外围电路对集成运算放大器的影响等因素综合考虑去选择合适的集成运算放大器。

2. 集成运算放大器在使用时的可靠性保护措施

集成运算放大器在使用时，要根据使用的实际情况和集成运算放大器的内部线路图实施保护措施，主要有以下几个方面。

(1) 输入端保护

当集成运算放大器工作在有较大共模电压的场合，应采用适当的保护措施。常用的办法是利用二极管将输入信号的幅度限制在允许的范围内。如图 2.3-1 为反相输入保护电路，图 2.3-2为差动输入保护电路，图 2.3-3 为同相输入保护电路。

前两种接法，使两输入端间的差模电压不会超过二极管 D_1、D_2 的阀电压。图 2.3-3 中 E_+、

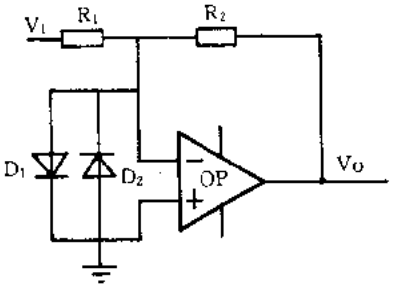


图 2.3-1

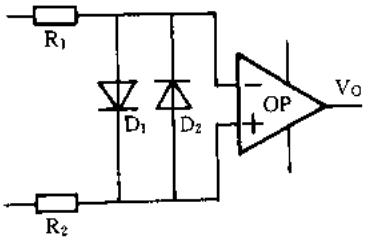


图 2.3-2

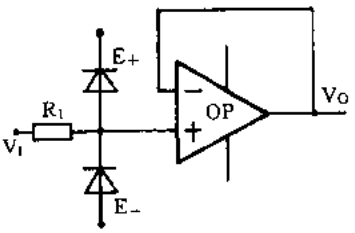


图 2.3-3

E_-应低于集成运算放大器的最大允许共模电压，使信号电压 V_1 不会超过集成运算放大器的共模电压范围。

(2) 若在电源引线上分别串联一只二极管 D_1、D_2 防止电流倒流，可以避免由于电源极性接反造成的故障，如图 2.3-4 所示。

电源电压瞬时过高，会造成电路中集成运算放大器击穿损坏。为了防止这种损坏，应用图 2.3-5 所示的稳压管和电容来消除瞬时脉冲过高。

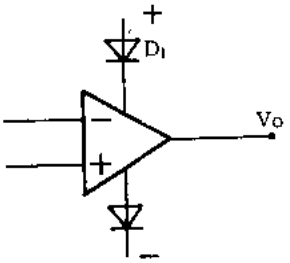


图 2.3-4 电源极性保护电路

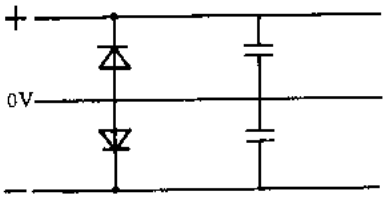


图 2.3-5 防止瞬时脉冲过电压电路

(3) 输出保护电路

最基本的输出保护电路是在输出端接上限流电阻，但是这个限流电阻又不能太大，否则其上压降也增大，使输出幅度减小。如果把这个限流电阻换成如图 2.3-6 所示的结型场效应管，当电路正常工作时，场效应管是低阻抗，对输出电压幅度的影响很小；当输出短路时，场效应管呈很大的阻抗，限制了输出电流。当输出的是负电压时，通过结型场效应管的电流向左流，D_1 和场效应管构成恒流源；当输出正电压时，电流向右流，D_2 与场效应管构成恒流源。

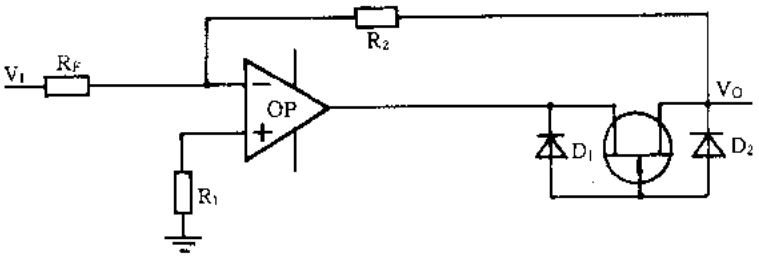


图 2.3-6 输出短路保护电路

图 2.3-7 是防止输出碰高压的保护电路，当输出电压小于稳压管的稳定电压时，稳压管的反向电阻很大，这支电路基本上不起作用。当输出端碰高电位处而使输出大于稳压管的稳定电

压时，DW_1 或(DW_2)反向击穿，DW_2 或(DW_1)正向导通，反馈支路的总电阻大大减小，负反馈作用加强，使输出电压限制在允许的范围内，防止因输出过压而击穿器件。

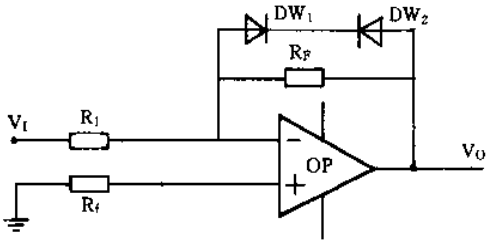


图 2.3-7 防止输出碰高压电路

3. 预防噪声技术

在使用集成运算放大器时，经常会碰到这样的问题，即在试验板上工作极好，但是在样机上则到处出毛病。这是因为以下原因造成的。

(1) 接地/旁路问题。良好的系统的设计具有单一接地点，该点的特征是，在系统中应有最小的噪声、纹波和瞬态过程。理想情况下，每具元件都应和这一接地点相连，但实际上是不可能的，代之以每一集成运算放大器或每一小组集成运算放大器有一本机接地点，并将这一信号地线联到机架上，使这种连接尽可能地靠近实际运算放大器输入信号的地线，输入信号的地线连到这一机架上。本机±电源总线和本机单一接地点之间接一优质旁路电容。大功率运算放大器应该具有独立的±电源线和地线，它们将全部通路接到主电源以及系统单一接地点。

(2) 屏蔽/隔离问题。因为印制线路上的漏电流绝大部分沿表面发生，所以必须对集成运算放大器的输入端采取隔离措施，否则漏电引起的误差可能会很大。对高阻抗电路，为防止杂散交流电磁场的干扰也还需要屏蔽，在多数情况下最好是用外壳接地的盒子将低电平放大器(或电输入电路)完全罩起来。

(3) 意想不到的接口问题。

(4) 不希望的耦合等问题。

四、结 论

从以上的分析可知，集成运算放大器的使用可靠性不但和它的固有可靠性有关，而且和使用情况有很大的关系。在使用集成运算放大器时，要根据实际情况，采取相应可靠性措施，以保证集成运算放大器能可靠地工作。

摘自《电子产品可靠性与环境试验》双月刊，1998 年第 2 期

2.4 A/D 转换器动态性能参数研究

成都电子科技大学 CAT 实验室(610054)
廖述剑 李迅波 陈光禹
太原理工大学(030024) 杨盘洪
重庆电子工业部第二十四研究所(400060) 严顺炳

一、引 言

随着计算机技术的迅速发展和广泛应用,作为计算机与被处理物理信息联系通道的 A/D 和 D/A 转换器也被广泛应用,特别是在数字信号处理、雷达信号分析、医用成像设备、高速数据采集等应用方面,对 ADC 的速度要求很高。随着 IC 工艺的改进,新材料的采用以及 DSP 技术的不断完善,目前高速 ADC 的精度可达 20 位以上,而超高速 ADC 的速度已达 150 MSPS 以上。由于 ADC 的发展及应用的深入,其静态参数已不足以表征 ADC 的全部性能。在输入信号是时间的函数时,ADC 所表现出来的性能称为动态性能。实践证明,动态性能不可能由静态性能来替代或推出。而在和数字信号处理器一起工作的 ADC、一些音频应用的 ADC 以及用于视频应用的 ADC(称为采样型 ADC)中,动态性能尤为重要。因此,分析、测试 ADC 的动态性能是非常必要的。

二、ADC 动态性能参数

表征 ADC 动态性能的参数,由于尚无统一标准,各主要器件生产厂家在其产品参数特性表中给出的也不完全一致,一般来说,可分为通用的 ADC 动态性能参数、采样型 ADC 的开关特性参数和高速、超高速 ADC 的动态性能参数几大类型。

1. 通用的 ADC 动态性能参数

反映各类 ADC 共有的动态性能的参数,主要包括以下几种。

(1) 转换时间(Conversion Time):ADC 完成一次完整测量所需的时间,即从输入端加入信号的时刻到输出端出现相应数码的时刻。

(2) 信噪比或信号对噪声和失真之和的比(SNR or SINAD):是被测输入信号基波的 rms 值与尼奎斯特频率以下所有其它谐成分(包括谐波,但不包括直流)的比值的对数表达式。SINAD 中,除噪声外另加入"失真",意在强调在音频应用中要包括谐波失真。理论上正弦波输入的 SNR 可由下式给出:

$$SNR = (6.02N + 1.76)\ dB \tag{1}$$

式中,N 为 ADC 的位数。

(3) 有效位数(ENOB):对正弦波,SNR 可由 ADC 的位数表达,重写 SNR 公式,就可得到

ENOB的表达式：

$$N = (SNR - 1.76)/6.02 \tag{2}$$

这样，对一个给定输入频率的正弦波输入，器件的有效位数可直接从测得的SNR得出。

(4) 总谐波失真(THD)：通常用基波之后的五个谐波成分的rms和(与)满量程基波输入信号的rms值的比值来表示，即

$$THD = 10\log[(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2)/V_1^2)] \tag{3}$$

式中，V_1是基波的rms幅度，V_2、V_3、V_4、V_5、V_6是二到六次谐波的rms幅度。

(5) 互调失真(IMD)：当输入由两个频率f_A和f_B的正弦波组成时，任何非线性器件都会产生失真。对于(m+n)阶，频率的和或差为$mf_A \pm nf_B$，其中m，n=0，1，2，…，互调项就是那些m或n不等于0的项。IMD表达为三阶互调项的rms和与被测输入信号rms和的比值的对数表达式。

2. 采样型ADC的开关特性参数

采样ADC内部自带采样/保持放大器(SHA)，而另有些主要用于高速采样的ADC，必须与特定性能的SHA联用，才能保证采样率，它们通称为采样型ADC。对此类ADC，一般均给出了反映SHA对动态采样影响的参数，称为开关性能参数。主要包括：

(1) 采集时间(Acquisition Time)：从采样命令开始，到输出电压能在给定的误差带内跟踪输入电压的最小时间，包括开关延迟时间、摆动间隔和给定的输出电压变化的稳定时间。

(2) 孔径时间(Aperture time)：保持命令开始到开关完全打开所需的时间。在这段时间内采样仍在继续，因此保持命令应依据这一时间提前发出，消除其影响。

(3) 孔径抖动(Aperture Jitter)：由内部噪声和信号电平开关门限变化引起的孔径时间的不确定性。输入信号的变化率决定了孔径抖动引起的误差，因此孔径抖动决定了可以无差错地被采样的最大输入频率。

(4) 下降率(Droop Rate)：输出电压在保持模式期间的漂移。它是由流过存储电容器的泄漏或偏置电流引起的，其极性由器件内泄漏电流或偏置电流源决定，大小为I_{DR}/C_H。

(5) 馈通(Feedthrough)：在保持模式下，由于杂散电容的耦合，出现在输出端的输入信号变化的部分。

3. 高速、超高速ADC的动态性能参数

高速、超高速ADC是指转换时间≤1 μs或采样频率≥1 MSPS的ADC。这些在高频下工作的ADC，其动态性能参数有：

(1) 与输入信号有关的参数

(a) 满功率带宽(FPBW)：对满量程输入，使用FFT重建的基波的幅度相对输入减小3 dB时的输入频率。FPBW必须与SNR、ENOB、THD一起检查，以确定ADC在FPBW频率时真正的动态性能。

(b) 小信号带宽(Small-Signal Band-width)：输入为满量程减小20 dB时，重建的基波(使用FFT)的幅度相对输入减小3 dB时的输入频率。

(2) 反映定时特性的参数

(a) 输入传输延迟(Output Propagation Delay)：在MSB位测得的从启动脉冲的前沿到该位有输出数据的时间。

(b) 输出保持时间(Output Hold Time)：在MSB位测得的从启动脉冲的后沿到该位数据

输出的时间。

(c) 输出时滞(Output Time Skew):在ADC各位及溢出位之间的输出时间变化。输出时滞包括数字输出位从高到低和从低到高的跃变。

(3) 其它参数

(a) 瞬态响应(Transient Response):指满量程输入加于ADC时,要建立额定精确度所需的时间。

(b) 过压恢复时间(Overvoltage Recovery Time):当模拟输入信号从满量程值的150%减少到50%后,ADC恢复到完全的精确度所需的时间。

4. 交流非线性或动态传递特性

在ADC参数特性表中,都包含反映ADC静态传递特性的一些参数,典型的有积分非线性、微分非线性、失码等。如果在动态情况下(一般输入信号为正弦波)讨论这些参数,则统称为交流非线性或动态传递特性。

(1) 微分非线性(DNL):ADC实际转换特性的码宽与理想码宽(1 LSB)的相对偏差的最大绝对值。

(2) 积分非线性(INL):指ADC实际转换特性曲线相对于理想转换特性曲线的最大偏差。有时,定义为相对于实际转换特性曲线的最佳拟合直线的最大偏差。

(3) 失码:当模拟输入在满量程范围变化时,ADC有一个或多个数码不出现的现象。为保证不失码,要求每一种码组合在模拟输入电平增加时,能以单调增加的顺序出现。

三、ADC动态性能参数的测试

由于测试中需要快速的动态响应,存在瞬态转换,且不易得到精确的数值,因此ADC动态性能参数的测试难度较大。从研究ADC动态测试的方法上看,多用随机过程的相关函数、数字信号处理中的沃尔什变换、谱分析、非线性系统的伏特拉级数分析法等进行研究。目前普遍采用的动态测试方法有码密度直方图法和谱分析FFT法。

1. 码密度直方图法

这种方法是将满量程正弦波送到被测ADC中,记录下具有统计意义的样本数,然后以记录中码字出现的频率作为码字的函数绘出直方图,从而定量地表示出微分非线性、失码等参数。

为了保证全部输出码都能被测试,输入正弦信号的频率和采样频率必须是不相关的,即不以允许它们之间成整倍数关系。为将每个代码出现的概率计算出来,从而得出数码与概率P之间的函数关系,要求转换器的每个代码都要出现若干次,因此总的样本数目很大。对12位转换器,要得到统计上满意的结果,需要几百万个样本,测试系统的负担很大。

正弦波的概率密度函数可用如下公式表示:

$$P(V) = \frac{1}{\pi\sqrt{A^2 - V^2}} \tag{4}$$

式中,A是正弦波幅度;V是随机的输入变量,这里是电压。对于实际的转换器,某一给定码存在的概率数小于所期望的数值,表明在该输入频率下,实际码箱(即所存在的概率)的宽度小于理想码箱的宽度;所发生的事件大于所期望的数值,表明实际转换器的码箱宽度大于理想码箱

的宽度。对于每一个码箱，正弦波概率密度函数的积分为：

$$P(I) = \frac{1}{\pi}\left\{\arcsin\left[\frac{V(1-2^{N-1})}{A \cdot 2^N}\right] - \arcsin\left[\frac{V(I-1-2^{N-1})}{A \cdot 2^N}\right]\right\} \tag{5}$$

式中，I 是标准二进制码；V 是 ADC 的满量程范围；N 是 ADC 的位数。为了避免在正弦波峰值产生代码的概率存在较大的差异，输入正弦波的幅度最好选取稍微超过 ADC 的满量程范围。

实际转换器传递函数中任何一点的微分非线性，等于代码实际出现的次数除以理想代码出现的次数再减去 1。即

$$DNL = \frac{P_A(n)}{P_I(n)} - 1 \tag{6}$$

式中 $P_A(n)$是实际转换器第 n 个代码出现的概率；$P_I(n)$是理想转换器第 n 个代码出现的概率。失码可看作是微分非线性的一种特殊情况(即 DNL＝－1 LSB)，此时码箱宽度是 0，即没有事件发生。INL 则可通过编辑累积直方图得到。

2. 谱分析 FFT 法

由于微分非线性的影响在谱图上不易与高次谐波及噪声区别，因此用谱分析 FFT 法较难计算它，但 FFT 法对信噪比(SNR)、总谐波失真(THD)、互调失真(IMD)等参数的测量却很适宜。

这种方法是将满量程正弦信号送到被测 ADC 中，转换后的结果存放在存储器中，然后对输出数据实施 FFT 运算，从而计算出 SNR、THD 等参数。如果输入是由 f_A 和 f_B 两个频率的正弦波组成的，实施 FFT 运算后则可计算出 IMD。

在测试性能指标较高的高精度 ADC 时，对 FFT 参数的要求较高。首先，为保证全部码都至少被测一次，要求 FFT 的长度(点数)足够，而且，如果长度较短，将使输出频谱中的噪声较大，影响 ADC 的性能数据。FFT 长度每增加一倍，可使频谱中噪声减少 3 dB。对某种 16 位 ADC，其 SNR 达 93 dB，要求 FFT 的长度至少 4 096，最好是 16 384 以上；其次，FFT 计算也需要要高精度的算法，否则，由计算误差造成的噪声将影响 ADC 的性能数据。

测试频率的选择是 FFT 法应用中的又一个关键问题。FFT 将整个时域记录看作是无限长的周期信号的一个周期。如果采样记录的结束与开始不能良好匹配，输出频谱将包含截断误差。通过正确选择测试信号频率，使时域样本正好包含整数个周期的信号，就不会出现截断误差，这比在时域样本上应用某种窗口函数更为有效。另外，FFT 法也要求采样频率不能是信号频率的整倍数，否则将减少被测的不同输出码的数目，人为地增大测试信号谐波中量化误差的影响。

四、结　论

随着 ADC 器件向高速、高精度的方向不断发展，应用范围的不断扩大，ADC 的动态性能研究仍是一个需继续探索和开拓的领域。作者认为，未来存在以下研究方向。

(1) 由于 ADC 的输入是模拟量，输出是数字量，中间又引入了采样时钟，全面地看，它应是一个动态非线性时变的混合系统。目前的研究较多地用动态非线性模型去认识它，如果用其它模型进一步研究，进而从整个动态非线性时变混合系统的角度去认识它，可以从理论上更深刻地研究其本质，及用哪些参数更合理地去表征它。

(2) 在 ADC 动态性能测试研究中，应用数字信号处理技术较多。目前数字信号处理技术

已有很多新的进展，出现了一些新方法，如能很好地应用在 ADC 动态性能研究中，可以克服原有方法的一些缺点和局限性。

(3) 真正实现的 ADC 动态参数测试系统少有报导，如何应用已有的研究成果，设计出适当的适配器电路，开发、组建实用化的测试系统仍需研究。

参考文献

1 Roovers R, Steyaert M. A 175MS/s, 6b, 160mW, 3.3V CMOS A/D converter. IEEE J Sol Sta Circ, 1996, 31(7):938～944

2 Analog Devices Inc. Data Converter Reference Manual, Volume Ⅱ. 1992

3 Benetazzo L, Narduzzi C, Offelli C et al. A/D converter performance analysis by a frequencydomain approach. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1992, 41(4):834～839

4 Jenq Y C. Measuring harmonic distortion and noise floor of an A/D converter using spectral averaging. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1988, 37(4):525～528

5 陶然，赵新民，林茂六. A/D 转换器的动态非线性模型辨识. 电子测量与仪器学报，1994，8(2):22～28

6 林茂六，高晓明，孙圣和. 高速模数转换器动态偏置误差检测的双谱方法. 电子测量与仪器学报，1995，9(1):27～32

7 Burr-Brown Corp. Burr-Brown Integrated Circuit Data Book (Data Conversion Products), 1995

8 Maxim. MAXIM 1996 New Release Data Book(Volume V), 1996

9 于继洲. 集成 A/D 和 D/A 转换器应用技术. 北京：国防工业出版社，1989

10 Bossche M V, Schoukens J, Renneboog J. Dynamic testing and diagnostic of A/D converters. IEEE Trans Circuits and System, 1986, 5(8): 775～785

11 Doernberg J, Lee H, Hodges D. Full speed testing of A/D converters. IEEE J SolSta Circ, 1984, 19(6): 820～827

12 Brandolini A, Gandelli A. Testing methodologies for analog-to-digital converters. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1992, 41(3): 959～603

13 Hagelauer R, Oehler F, Rohmer G et al. Investigations and measurements of the dynamic performance of high-speed ADC's. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1992, 41(4): 829 ～833

14 Wagdy M. Diagnosing ADC nonlinearity at the bit level. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1989, 38(4): 1139～1141

15 Jenq Y C. Digital spectra of nonuniformly sampled signal: theories and application——measuring clock/aperture jitter of an A/D system. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1990, 39(4): 969～971

16 Hejn K W, Kale I. Some theorems on Walsh transforms of quantizer differential and integral nonlinearity. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1992, 41(1):218～225

17 Clayton C, McClean J A, McCarra G J. FFT performance testing of data acquisition systems. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 1986, 35(2):212～215

摘自《微电子学》双月刊，1998 年第 4 期

2.5 高速采样 A/D 转换器

重庆电子工业部第二十四研究所(400060) 何遐龄

一、引 言

目前的计算机所能接收的信息必须是数字量，而现实生活中所遇到的信息，如温度、湿度、长度、速度等都是连续变化的模拟量。如何将这种模拟量正确地转换为数字量，始终是电子科学技术领域中的重要课题之一。

A/D 转换器(ADC)能将模拟量转换为数字量，是模拟系统与数字系统接口的关键部件，广泛应用于雷达、通信、电子对抗、声纳、航空、航天、卫星、导弹、测控系统、地震、医疗、仪器仪表、图像和音视频等领域。由于微电子技术的迅速发展，加上实际应用的广泛性和多样性的推动，出现了各种转换方法和结构的 ADC，如积分型、电荷平衡型、斜坡型、跟踪型、逐次逼近型、闪烁型、分区式及 Σ-Δ 型等。目前，应用比较广泛的是逐次逼近型 ADC、闪烁型 ADC、分区式 ADC 和 Σ-Δ 型 ADC。它们以不同的分辨率分布在不同的速度范围，基本上能满足各种不同的应用。作为数字信号处理、高速数据采集系统、通信系统等应用，最感兴趣的还是高速 ADC，特别是分区式采样 ADC。由于它特别适合交流或动态应用的场合，因此，自十年前一出现就受到人们的广泛重视，并得到迅速发展。现在 10 位至 16 位高速 ADC 基本上都是做成带高速采样/保持放大器(SHA)或跟踪/保持放大器(THA)的 ADC，即高速采样 ADC。本文主要叙述高速采样 ADC 的产生、发展、性能指标、结构、制造技术和应用。

二、采样 ADC 的产生和发展

ADC 的作用是将一个连续的模拟输入信号转换为数字信号，即计算机所能接收的一个 n 位二进制数。ADC 在对模拟信号进行转换时，需要一定的时间来完成采样、量化和相应的编码工作，而 ADC 的转换时间 T_{conv} 取决于转换方法、结构和位数等多种因素。如果在 ADC 的转换时间 T_{conv} 内，输入模拟信号仍在变化，此时进行量化会产生一定的误差。

考察模拟输入信号为正弦波 $V=V_{FS}\times\sin 2\pi ft$ 的情况，如图 2.5-1 所示。如果在 ADC 的转换时间 T_{conv} 内，信号电压最大变化速率发生在过零处，则信号变化速率为

$$\frac{dV}{dt}\Big|_{t=0} \approx 2\pi f V_{FS} \approx \frac{\Delta V}{\Delta t}\Big|_{t=0}$$

可能出现的误差为

$$\Delta V = T_{conv}\cdot\frac{dV}{dt}\Big|_{t=0}$$

因此可以得到

$$\frac{\Delta V}{V_{FS}} = 2\pi f T_{conv}$$

式中，f 为输入正弦波信号频率。

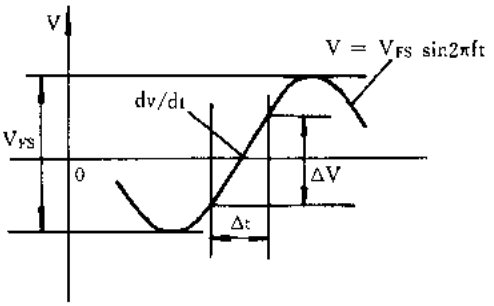


图 2.5-1 输入信号波形图

如果要求在 T_{conv} 内输入模拟信号的变化所带来的误差不超过 1 LSB，即要求误差 ΔV 小于量化电平 Q，而 $Q=\frac{V_{FS}}{2^n}=1$ LSB。所以，ADC 能转换的最大正弦波信号频率为

$$f_{max}=\frac{1}{2^{n+1}\pi T_{conv}}\quad \text{Hz}$$

式中，n 为 ADC 的分辨率。

如果在 ADC 的前面加一个 SHA 或 THA，则可大大减小 T_{conv} 的影响。这相当于在 ADC 的转换时间内开了一个窄的窗孔，在此窗孔开启的瞬间内将模拟信号快速采样进来，此窗孔称为孔径时间(Aperture Time)。如果在孔径时间 T_a 内输入模拟信号在变化，也会引入一定的误差，称为孔径误差。对于带 SHA 或 THA 的 ADC，此时可以数字化的最大正弦波信号频率为

$$f_{max}=\frac{1}{2^{n+1}\pi T_a}$$

一般情况下，T_a 远小于 T_{conv}。所以，在 ADC 前面加 SHA 或 THA 能显著改善其处理动态信号的能力，解决了 ADC 转换时间较长与分辨率要求较短的孔径时间的矛盾。其实质是把模拟信号的数字化分为两步进行，SHA 或 THA 先完成模拟信号的离散化，接着 ADC 进行离散信号量化，最终获得量化的数字信号。

由于在 ADC 前增加一个 SHA 或 THA 能大大改善 ADC 的动态性能，于是在十年前就出现了把 SHA 和 ADC 组合在一起的采样 ADC，这样既可避免因互连线和封装引起的寄生现象，提高转换速率，又减小了体积，减轻了重量，降低了成本，而更重要的是易于使用，方便了用户，提高了整机的系统性能，因而深受广大用户欢迎。由于采样 ADC 的需求量大，市场前景好，于是制造商纷纷把高速高分辨率(10 位以上)的 ADC 都做成采样 ADC，即高速采样 ADC。表2.5-1所示为几种具有代表性的模块型、混合 IC 型和单片 IC 型采样 ADC 的性能、特点和结构比较。表中列出的高速采样 ADC 在性能上覆盖了一个很宽的范围，但都是瞄准交流(动态)信号必须数字化应用的特点，提供了几种主要的主流(动态)特性说明目前高速采样 ADC 的水平、特点和制造技术。从表中可以看出，单片 IC 型采样 ADC 的分辨率相对较低，主要优势在 10 位、12 位采样 ADC；混合 IC 型采样 ADC 的分辨率和性能较高，14 位 ADC 的达到 20 MHz 的采样速率，16 位 ADC 的可达到2 MHz；模块型采样 ADC 则更高，16 位的可达到 20 MHz 采样速率，20 位可到达 1MHz 采样速率，其它性能指标也很高。

表 2.5-1 几种典型高速采样 ADC 的性能比较

公司(产品) 参数	Edge Technology ET4800	Edge Technology ET2672	Datel ADS-932	Analogic ADC3120	Comlinear CLC952B	Analog Devices AD9042	Burr-Brown ADS800	SPT SPT7870	Harris Semiconductor H15703
分辨率/位	20	16	16	14	12	12	12	10	10
采样速率/MHz	1	12	2	20	48	41	40	100	40
制造技术	分立模块	分立模块	混合	混合	BiCMOS IC	互补双极 IC	CMOS IC	互补双极 IC	互补双极 CMOS IC
THD @低频输入 @近 Nyquist 输入	−120 dB −105 dB		−80 dB (0.5MHz) −75 dB (1 MHz)	−85 dB (1 MHz) −82 dB (10MHz)				−53 dB (25 MHz) −53 dB (50MHz)	−63 dBc (5 MHz) −60 dBc (10MHz)
SNR @低频输入 @近 Nyquist 输入	100 dB 100 dB	81 dB 80 dB	81dB (0.5 MHz) 80 dB (1MHz)	75 dB (1 MHz) 75 dB (10 MHz)	60.5 dB (19.5MHz)	70 dB (1.2 Mhz 和 9.6MHz) 69 dB (19.3MHz)	64 dB (0.5MHz) 62 dB (12 MHz)	56 dB (25 MHz) 53 dB (50 MHz)	57 dB (5 MHz) 51 dB (10 MHz)
SINAD @低频输入 @近 Nyquist 输入		80 dB 75 dB	79 dB (0.5 MHz) 78 dB (1 MHz)	74 dB (1 MHz) 74 dB (10 MHz)		69 dB (1.2 MHz 和 9.6 MHz) 68 dB (19.3 MHz)	63 d3 (0.5 MHz) 58 dB (12 MHz)	54 dB (25 MHz) 50 dB (50 MHz)	55 dB (5 MHz) 51 dB (10 MHz)
SFDR @低频输入 @近 Nyquist 输入	120 dB 105 dB	90 dB 90 dB	81 dB (0.5 MHz) 76 dB (1 MHz)	90 dB (1 MHz) 90 dB (10 MHz)	65 dB (19.5 MHz)	82 dBc (1.2 MHz 和 9.6MHz) 80 dBc (19.3 MHz)	72 dB (0.5 MHz) 61 dB (12 MHz)	58 dB (25 MHz) 53 dB (50 MHz)	64 dBc (5 MHz) 54 dBc (10 MHz)

三、高速采样 ADC 的主要性能指标

高速采样 ADC 与传统的非采样 ADC 不同，除直流或静态特性以外，更强调交流或动态特性。

高速采样 ADC 与非采样 ADC 一样，有一组静态性能指标，包括失调(或零点)误差、增益误差、积分非线性误差和微分非线性误差，以及它们的温度系数。这些参数从不同侧面描述了它在静态工作时实际 ADC 的量化特性与理想量化特性之间的偏差。

高速采样 ADC 还有一组动态特性指标，用来描述它动态工作时的特性，这组指标有以下

几种。

(1) 信噪比 SNR(Signal to Noise Ratio)：在规定的输入和采样频率下，输入正弦波信号的均方根值与量化噪声的均方根值之比，即

$$SNR = 6.02n + 1.76\ dB$$

式中，n 是 ADC 的分辨率位数。实际的采样 ADC 除理论上的量化噪声以外，还包括由于转移函数的非线性和孔径抖动等引起的失真。所以，实际的采样 ADC 得到的是一个小于理论值的包括噪声和失真的信噪失真比(SINAD)。

(2) 信噪失真比 SINAD (Signal to Noise and Distortion Ratio)：信号的均方根值与低于尼奎斯特频率 $f_s/2$ 的全部其它频谱分量(包括除直流以外的全部谐波)的均方根和之比。将它转换为有效位数 ENOB(Effective Number Of Bits)，即

$$ENOB = \{[S/(N + D)]_{实际} - 1.76\ dB\}/6.02$$

如果输入信号低于满量程，需要增加一项修正因子 V_{corr}，即低于满量程的输入信号电平，则

$$ENOB = \{[S/(N + D)]_{实际} - 1.76\ dB + V_{corr}(dB)\}/6.02$$

(3) 总谐波失真 THD(Total Harmonic Distortion)：前 n 次谐波分量的均方根和与输入信号的均方根值之比。

(4) 无伪信号动态范围 SFDR(Spurious Free Dynamic Range)：基波信号的均方根幅值与峰值为信号频谱分量的均方根峰值之比。

高速采样 ADC 的动态性能指标，除上述几个主要的以外，还有采样速率(或转换速率)、全功率带宽、双音互调失真(IMD)、孔径延迟、孔径抖动，以及输入带宽等。

四、高速采样 ADC 的结构

虽然闪烁 ADC 的转换速率很高，但是分辨率只局限于 8 位，极少数达到 10 位，而且芯片面积大、功耗大。为满足市场对高速高分辨 ADC 的需求，模拟电路设计者们围绕闪烁 ADC 的局限性寻求新的解决方法，这就是基于闪烁 ADC 的多通(Multipass)ADC 结构或分区式(Subranging)ADC 结构。这种结构已广泛应用于模块型 ADC、混合 IC 型 ADC 和单片 IC 型 ADC 中，都具有较高的转换速率。目前 10 至 16 位的高速采样 ADC 的结构繁多，但都是基于分区式多次通过结构或流水线结构。而流水线结构 ADC 在分辨率、速度、功耗、价格等方面都具有无与伦比的优势和发展潜力。下面讨论几种常用的高速采样 ADC 的基本结构。

1. 采用一个 ADC 的分区式两次通过(或两步转换)结构 ADC

这种分区式两次通过结构 ADC 如图 2.5-2 所示。一个 ADC 随着开关 S_1 和 S_2 的闭合或断开使用了两次。在第一次通过时，开关 S_1 闭合、S_2 断开。当转换开始时，一直跟踪或采样输入信号 V_{in}的 SHA 切换到保持状态，ADC 量化 V_{in}。假设 ADC 是 n 位分辨率，其输出的 n 个 MSB 同时送到数字误差校正逻辑和精密高速 D/A 转换器(DAC)，第一次通过转换结束。第二次通过时，开关 S_1 断开、S_2 闭合，DAC 的输出经放大器 A_1 送求和放大器 A_2，并从 SHA 的输出中减去，其残差信号经 A_2 放大后，由 ADC 对其量化，得到 n 个 LSB，送数字误差校正逻辑，与第一次量化得到的 n 个 MSB 进行组合，得到 ADC 的(2n－2)位二进制码输出。重叠位和数字误差校正逻辑补偿前面转换过程中有关的失调、增益和线性等项误差。最初的模块型和混合 IC 型高速采样 ADC 基本上都采用这种结构。

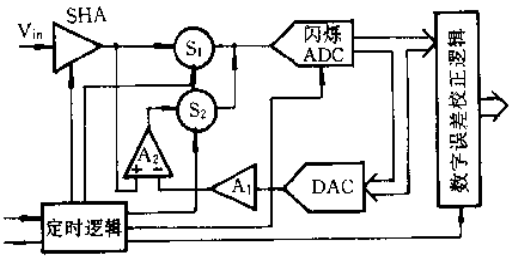


图 2.5-2 使用一个 ADC 的两步转换 ADC 结构

2. 采用两个 ADC 的分区式两次通过结构 ADC

这种分区式两次通过结构采用了两个 ADC(ADC1 和 ADC2),消除了开关 S_1 和 S_2 的切换时间,简化了电路,提高了速度,如图 2.5-3 所示。目前,模块型、混合 IC 型和单片 IC 型高速 ADC 采用这种结构比较多。有的高速 ADC 还采用分区式三次、四次通过结构。

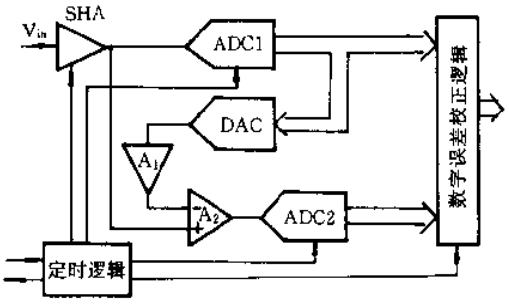


图 2.5-3 采用两个 ADC 的两步转换 ADC 结构

3. 简单的两级流水线结构

最初采用的两级流水线结构 ADC 是在两次通过结构 ADC 的基础上增加了第二个 S/H 放大器 SHA2,如图 2.5-4 所示。由于前面的转换过程完成以前可以启动一次新的转换,所以该电路具有速度上的优势。SHA1 采集 V_{in} 到 ADC1 所要求的精度,并送 ADC1 进行量化。当 SHA1 建立到其最终精度时,SHA2 转为保持状态,SHA1 被释放,以采集新的信号样本。一旦 SHA2 和 DAC 建立到所要求的精度,A_1 对 DAC 的输出和 SHA2 的输出求和,所得残差信号被 A_2 放大,然后送 ADC2 进行量化。两个 ADC 的输出在数字误差校正逻辑中进行组合,以产生数字输出。

在这种流水线结构中,一般 ADC1 采用低分辨率,ADC2 为高分辨率。DAC 的分辨率与 ADC1 相同,但 DAC 必须提供整个转换器的精度。

4. 采用组合式闪烁 ADC/DAC 的两级流水线结构

Analogic 公司的 ADC3120 采用了这种结构,如图 2.5-5 所示。它采用了组合式 3 位 ADC/DAC,而 3 位 DAC 必须提供 14 位线性,ADC2 可以是通用的高速 12 位 ADC,也可以是流水线结构 ADC。这种流水线结构 ADC 的速度可以作得比较高,在混合 IC 型 ADC 中使用这种结构比较多。

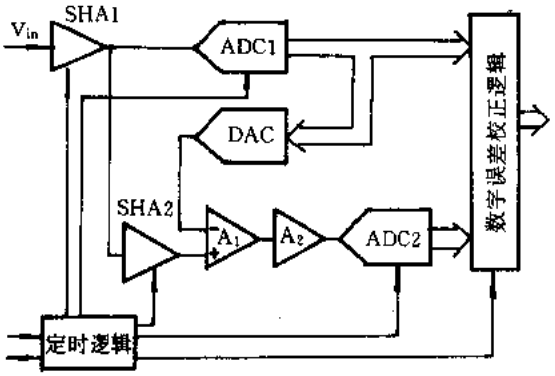


图 2.5-4 简单的两级流水线 ADC 结构的

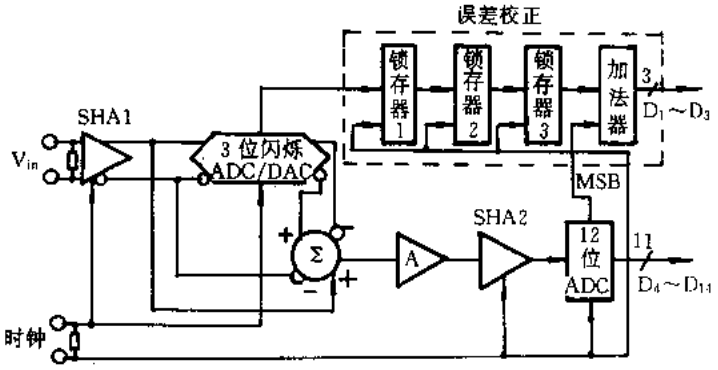


图 2.5-5 组合式闪烁 ADC/DAC 两级流水线结构

5. 多级流水线结构

多级流水线结构广泛应用于单片 IC 型 10 位、12 位高速采样 ADC。图 2.5-6 是 BurrBrown 公司 12 位 40 MHz 多级流水线结构 ADC ADS800 的结构示意图，流水线量化器结构有 11 级，每级包含一个 2 位量化器和一个 2 位 DAC。每个量化器的输出馈送到时间校准延迟线，校准后的数据送数字误差校正电路调整输出数据。该公司的 10 位、12 位高速采样 ADC 都采用了这种流水线结构。Harris 公司的 HI5703 也采用了这种流水线结构。

五、高速采样 ADC 的制造技术

按制造技术分类，可以把高速采样 ADC 分为模块型、混合 IC 型和单片 IC 型采样 ADC 三类。模块型高速采样 ADC 是采用分立元器件和印刷电路板组装的模块电路。混合 IC 型高速采样 ADC，一般采用陶瓷基板或硅基板，厚膜或薄膜多层布线，组装 IC 芯片、晶体管、电阻网络及其它片式元件，是一种多芯片组件(MCM)、更高级的混合 IC 电路。单片 IC 型高速采样 ADC 使用的工艺技术又包括双极 IC、互补双极 IC、CMOS IC 和 BiCMOS IC 等。

六、高速采样 ADC 的应用

高速采样 ADC 广泛应用于高速数据采集系统、雷达数字信号处理、通信系统、电子对抗、预警系统、医学成像系统、震动分析、采样示波器、自动测试设备、FFT 频谱和瞬态分析等。

高速采样 ADC(ADS)包括高速 SHA 和高速 ADC 两部分，是构成高速数据采集系统的关

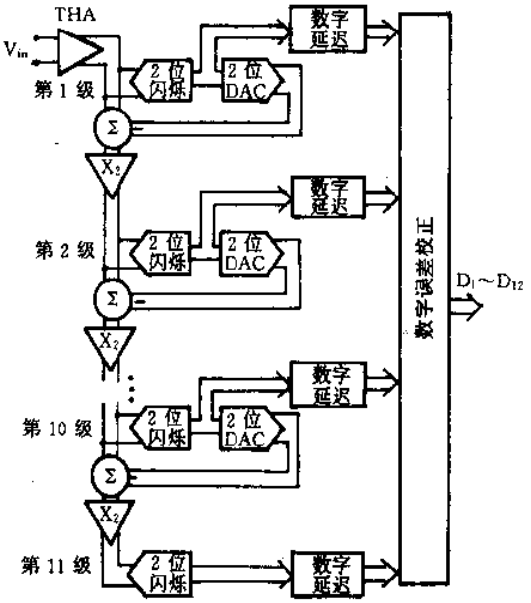


图 2.5-6 多级流水线结构

键部件，所以高速采样 ADC 本身就是一个单通道的数据采集子系统。用高速采样 ADC 可以很方便地构成多通道并行高速数据采集系统，如图 2.5-7 所示。图中 SC 是模拟输入信号调理电路。

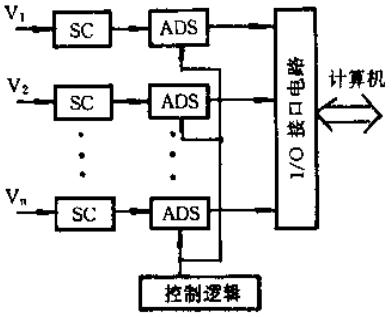


图 2.5-7 多通道并行高速数据采集系统

图 2.5-8 所示为窄带数字接收机结构，是典型的双变换超外差接收机。接收的信号必须由混频降至第 2 中频，或第 3 中频，然后使用模拟或数字技术进行解调。在这种结构中，ADC 之前的信号必须经两次以上混频降至低频滤波，并将 I、Q 分量分开，然后再数字化。

由于数字信号处理器(DSP)的广泛应用，上述功能可以用数字信号处理技术来实现。图 2.5-9 示出了这样的宽带数字接收机结构，前端的可变本地振荡器用固定振荡器代替，后端用宽动态范围的高速采样 ADC、数字调谐器和数字信号处理器代替。

七、结束语

高速采样 ADC 很适合交流或动态应用的场合，应用广泛，市场前景好。所以，一些制造商

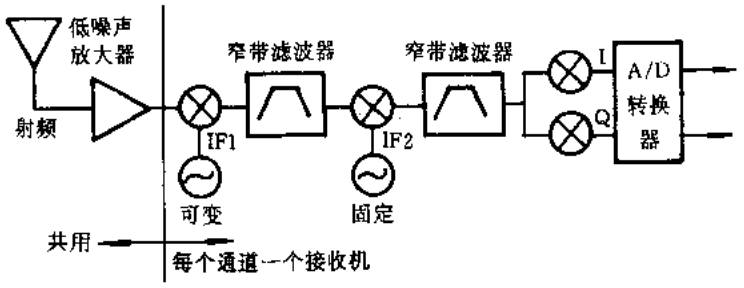


图 2.5-8 窄带数字接收机结构

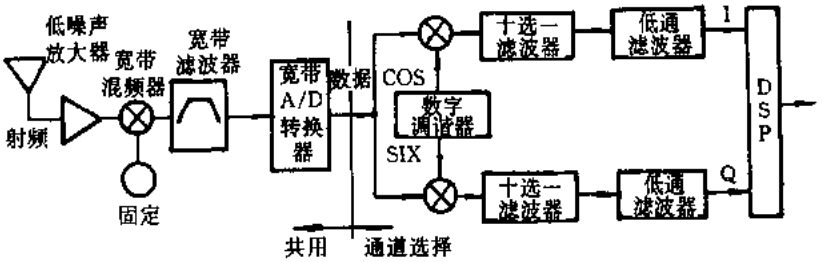


图 2.5-9 宽带数字接收机结构

都纷纷把高速高分辨率(10 位以上)的 ADC 做成采样 ADC。微电子技术的迅速发展促进了高速采样 ADC 的飞速发展。几年前,10 位以上的高速 ADC 都是混合 IC,现在 10 位~12 位的高速采样 ADC 已基本上让位于单片 IC。但是,现在 14 位~16 位的高速采样 ADC 还继续被混合 IC 所占据,性能最好的还是模块电路。高速采样 ADC 作为数据转换器的一个重要发展方向,正处于发展时期,方兴未艾。

参考文献

1 High speed design seminar. Analog Devices, 1989

2 High speed design techniques. Analog Devices, 1966

3 Ushani R K. Subragning ADCs operate at high speed with high resolution. EDN, 1991, 36(4):139~152

4 Ushani R K. Dynamic specifications describe performance of subranging ADCs. EDN,1991,36(4):155~162

5 Goodenough F. High-performance ADCs are pipelining. Electronic Design, 1995,43(5):91~101

6 Kester W. Drive circuitry is critical to high speed sampling ADC. Electronic Design (Special Analog Issue), 1991,39(11):43~50

7 Kester W. Basic characteristics distinguish sampling A/D converters. EDN, 1992, 37(9): 135~144

8 Gosser R, Murden F. A 12-bit 50 MSPS twostage A/D converter. ISSCC Digest of Technical Papers, 1995, 278

9 Data conversion components catalog. Analogic, 1995

10 Data acquisition seminar. Datel, 1997

摘自《微电子学》双月刊,1998 年第 4 期

2.6 应用非线性方法增宽 A/D 的动态范围

杭州浙江大学(310027) 黄洪剑 胡 军

一、引 言

在带计算机的数据采集系统中，通常利用传感器将需检测的测量信号转换为电信号。在某些应用电路中，传感器需要检测并输出一个具有很大动态范围的测量信号，如 10000∶1，而电路对精度要求不高，如 1%。这样的例子有很多，检测声级、流率、电噪声、光纤接收器输出主电流等等。如此大的一个动态范围若用位数高的 A/D，如大于 14 位的 A/D，这将使得整个电路的成本变高(A/D 位数高则价格迅速上升)。而且，位数高的 A/D 与通常使用的 8 位微处理器之间接口复杂。所以，在满足电路性能要求的前提下，应尽可能采用低成本的硬件电路来实现所要求的功能。

针对上述问题，本文探讨了可能的电路实现方案，并且提出了采用非线性方法实现具有宽动态范围要求的 A/D 转换电路。该方案简单可靠，较好的满足了设计要求，能够实现于各种具有上述需要的电路中。而且，该方案同样适用于一般的数据采集电路，具有较好的通用性。

二、带计算机的数据采集系统原理简介

带计算机的数据采集系统结构原理图如图 2.6-1 所示。

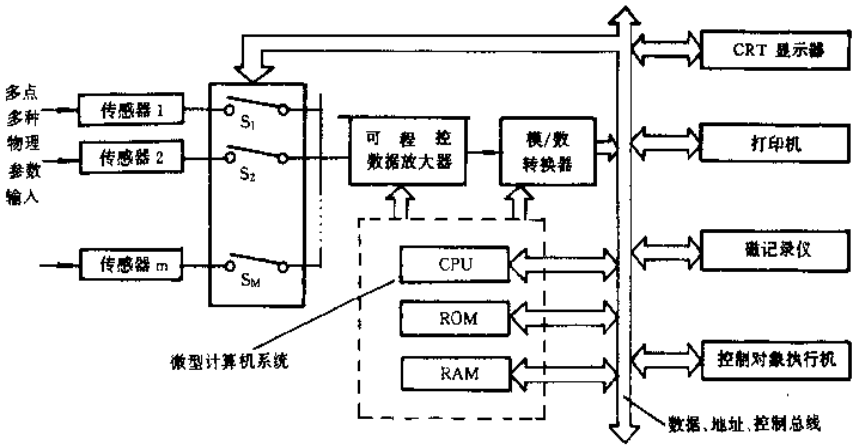
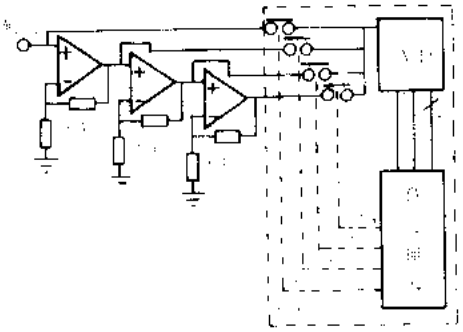


图 2.6-1 带计算机的数据采集系统结构原理图

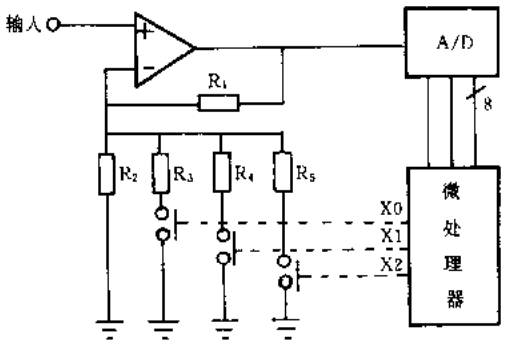
数据采集是将来自各种各样传感器的模拟量实时、准确地测量或汇集起来，送到后续的计算机进行实时处理并输出，以实现对物理系统的控制，或记录存储起来以供事后的分析之用。这里，我们不去过多地研究有关传感器的问题，本文将着重阐述应用非线性方法增宽 A/D 的动态范围的原理及实现电路。

三、增宽 A/D 的一些实现方法及评价

为了达到增宽 A/D 动态范围的要求，现在已经做了不少的相关工作。图 2.6-2(a)是通过采用不同的放大倍数放大信号来解决。不同的放大倍数可由微处理器选择。这在 A/D、多路开关、微处理器集成在一起成为一个有多个模拟输入的微机数据采集系统时是比较方便的。图 2.6-2(b)则利用微处理器控制放大器的增益。这在输入信号相对可以预测且变化较慢时，例如，功率表的主电流，还是比较有效的。



(a) 用不同倍数放大信号



放大倍数$=1-G*R_1$

$G=(1/R_2)+(X0/R_3)+(X1/R_4)+(X2/R_5)$

X0,X1,X2 为 0(开)或 1(关)

(b) CPU 控制信号放大倍数

图 2.6-2

对于这两种电路，其共同特点都是通过切换来变换 A/D 的放大倍数。在实际电路中，开关切换所带来的不可避免的干扰信号，使 A/D 转换精度受到非常大的影响。而且，这两种转换电路的转换速率相对较慢，不能满足需要快速转换电路的要求。

四、非线性增宽 A/D 带宽的实现方法

A/D 非线性化的目的是为了使 A/D 系统对弱信号较敏感，而对强信号敏感度较差。图 2.6-3表示一种可能的 A/D 系统输出(数字信号)对输入(模拟信号)的特性曲线。从图中可见，

对于低值输入信号来说，输出信号数值中一个比特的变化对应于输入信号数值的一个小的变化；而对于大的输入信号来说，输出信号数值中一个比特的变化对应于输入信号数值的一个较大的变化。这种方法，就可以比较方便地增大 A/D 的带宽。

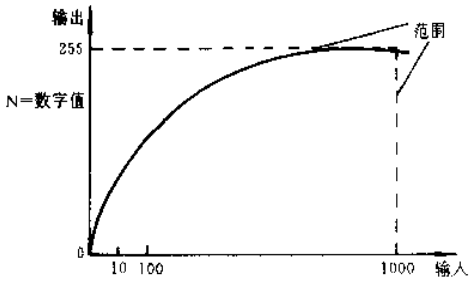


图 2.6-3 具有带宽动态范围的 A/D 输入-输出理想特性示意图

图 2.6-3 中的理想特性，其具有正的斜率。对此，通常可以采用逐次逼近的技术来实现其输入输出的快速转换。在实际电路中，利用微处理器中容易线性化的平方根特性就可以比较方便的实现转换中线性化的要求。现假设用一个 8 位 A/D 转换器和微处理器来实现，如图 2.6-4 所示电路。这个转换电路还包括一个模拟输入放大器，一个逐次逼近寄存器(SAR)，两个乘法型 D/A 及参考电压。转换电路的原理在下面作一简单介绍。

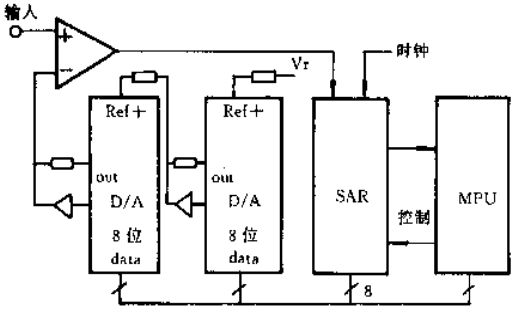


图 2.6-4 平方根特性 A/D 方框图

乘法型 D/A 可以被看作一个由参考电压控制的、数字化可编程的电位计，通常参考电压是稳定的，但这不是必须的。电路中，第一个 D/A 的输出作为第二个 D/A 的参考输入信号。如果我们用的是一个 8 位的 D/A，则对于输入 N，第一个 D/A 的输出就等于参考电压 $V_r \times N/256$，而第二个 D/A 的输出则是 $(N/256)^2 \times V_r$。由于 $(N/256)^2 \times V_r = V_{in}$，所以 $N = 256 \times \sqrt{V_{in}/V_r}$。

由此可知，我们所要求的 A/D 非线性特性能由图 2.6-4 所示电路获得，微处理器通过把 N 平方可以计算出转换结果。转换结果是 16 位的，对于一个大的输入信号来说，低位是没有意义的，可以把它们舍去，或者转化为一个有 8 位底数、4 位指数的浮点格式，这种方式使我们可以更快地计算，并且能在一定程度上抑制数据扰动误差。

五、非线性增宽 A/D 带宽方法的多种实现方式介绍

基于以上所述非线性增宽 A/D 带宽方法，可以将同样的方法扩展用在双极性输入上。图 2.6-5 所示电路中，采用的是将输入信号转换为它的绝对值，而将它的符号送到微处理器。

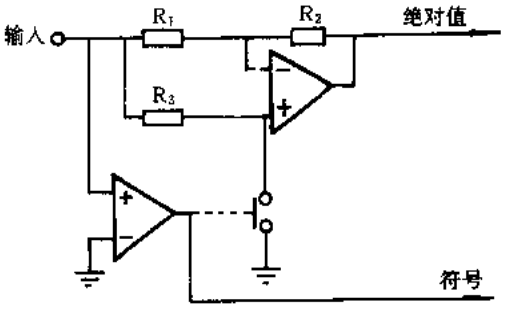


图 2.6-5 模拟信号的绝对值和符号电路

理论上能再加上一个 D/A，使转换特性成为一个三次方根特性；或者放一个 D/A 在模拟输入比较器前，作成一个($1/V_{in}$)转换器(对于大的 V_{in})。采用 D/A 和和差放大器，可以使输入输出之间有各种各样的关系，如 $N/(N+256)=V_{in}/Vr$。

图 2.6-6 所示电路是用一个 D/A，再在 D/A 和 SAR 之间加上一个存好数据表的 ROM 或 EPROM。在这种电路中，对于任何一种连续的输出-输入特性，如对数特性、正弦特性、正切特性、反正切特性，或者分段线性特性等，都可以在数据表中写入适当的数来获得这些特性。如果把 ROM 或 EPROM 换成可读写存储器，如带电源的 RAM、FLASHRAM 等，则可在校正时通过 CPU 改正检测出的偏移和不平衡。

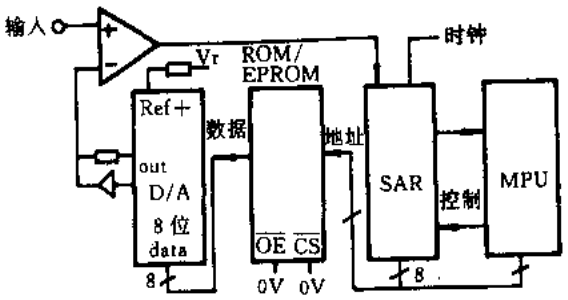


图 2.6-6 任意特性 A/D 方框图

注意到图 2.6-2(b)和图 2.6-5 中模拟开关总是有一边接地的。这是因为模拟开关导通电阻随输入信号接近电源电压(包括正电源和负电源)而增大。这电阻变化导致了一点小的谐波分量，通过把模拟开关一端接地可以消除这种影响。

六、非线性增宽 A/D 带宽方法的实际应用举例

我们在实现三相鼠笼式异步电机驱动电路模块时，在模块中的速度反馈环节，采用了用非线性增宽带宽的 A/D 转换电路。该电路与其它控制模块连接如图 2.6-7 所示。

图中所示电路，ADC0808 和 A/D 模块 1 分别用于转换输入的电压信号和电机转速信号。转换后的信号送入 8751 单片机进行运算，得到相应的晶闸管开关信号。

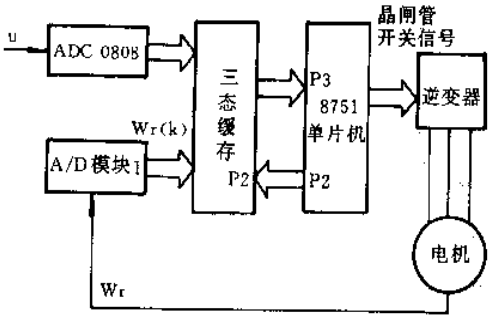


图 2.6-7 异步电机驱动电路原理图

其中，A/D 模块 1 是用非线性方法实现 A/D 的带宽增宽电路。在控制电路中，该模块用于转换输入的电机转速信号。由于所控制的电机转速速率变化范围为 0～5000rad/min，需要 13 位 A/D。对于所需要的 A/D 转换电路模块，我们用两片 0808ADC 来实现，具体转换电路形式同前文所述。

对图中的电机控制系统测试表明，电路中 A/D 的模块 1 在转换速度和精度上都能够满足控制要求。

参考文献

1 何秀伟主编. 电机测试技术. 北京：机械工业出版社

2 Ching-Tsai Pan, Ting-Yu Cheng. A Microcomputer Based Vector Controlled Induction Motor Drive. IEEE Transactions on Energy Conversion, EC8-4, 750～756

3 王正光主编. 数据采集与处理. 北京：国防大学出版社

4 李永敏主编. 数字化测试技术. 北京：航空工业出版社

5 何立民编著. MCS—51 系列单片应用系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1996

摘自《自动化与仪器仪表》双月刊，1998 年第 3 期

2.7 AD7750 乘积频率转换器的原理及应用

中国科学院长春物理研究所(130021) 徐 健
北京市英赛尔器件集团(100044) 高 工

一、概 述

AD7750 乘积频率转换器(PFC)是美国模拟器件公司(ADI)1997 年推出的一种功能很强的高性能器件。它能够将两个输入模拟信号(电压或电流)相乘积转换成与其成正比的输出频率。这种 PFC 既可以看成是一种乘积电压的压频转换器(VFC),又可以看成是一种结果数字化的模拟乘法器。PFC 用于功率计电路极为方便,它可将电压与电流相乘积转换成频率,即直接数字化,可以取代传统的模拟乘法器外加模数转换器的解决方案,因此 PFC 又称之为功率频率转换器。

AD7750 主要特性如下。

(1) 输出方式和最高输出频率可选择。选择低频适合驱动步进电机,选择高频便于校准和测试。

(2) 带符号输入方式,输出按 4 象限乘法结果表示;不带符号输入方式,不论输入正负极性如何,总是用输出绝对值表示。

(3) 反相指示器输出引脚(REVP)为高电平表示检测功率为负。加电后 REVP 复位为零。

(4) 采用 0.6 μ 双边(double ploy)CMOS 工艺,确保高精度、低功耗(+5 V 单源)和低价格。

(5) 任一通道模拟输入线性误差均优于 0.05%。

(6) DIP 和 SOIC 封装,引脚排列见图 2.7-1。

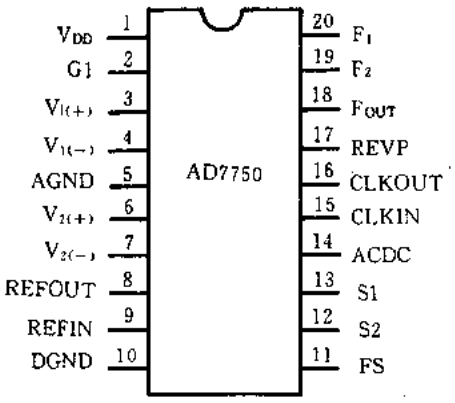


图 2.7-1 AD7750 引脚排列

二、基本电路结构

AD7750 的基本电路结构如图 2.7-2 所示。它主要包括：

- 两个模数转换器(ADC)；
- 一个数字乘法器；
- 一个数字频率转换器(DFC)；
- 一个基准源((2.5±0.25) V，温漂 50 $\times 10^{-6}$/℃)；
- 其它信号调节电路。

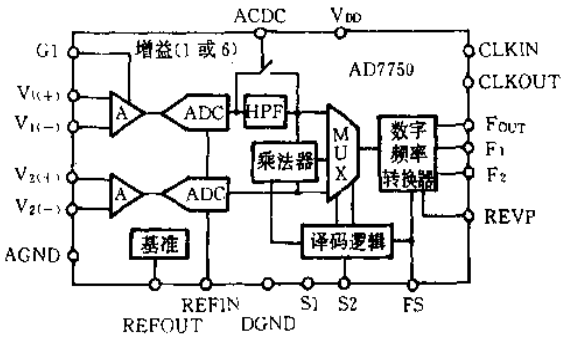


图 2.7-2 AD7750 结构框图

AD7750 输入级采用独特的开关电容结构，在+5 V 单电源情况下允许双极性模拟输入。它有 4 个模拟输入端：$V_{1(+)}$、$V_{1(-)}$、$V_{2(+)}$和 $V_{2(-)}$，可组成两个差动输入或单端输入通道。每个通道输入阻抗最小 400 kΩ。其中 1 通道差动放大器的增益可选择 1(控制端 G1=0，低电平)或 16(G1=1，高电平)，2 通道的增益固定为 2。1 通道中的高通滤波(HFP)可以切换到信号通道(当控制端 ACDC=1 时，接通；当 ACDC=0 时，切断)以消除失调电压的影响。

输入级带有保护电路。用箝位二级管将输入过压限制到电源电压。输入电压额定值为±6 V。

AD7750 通过两个 2 阶 Σ-Δ 调制器将输入的模拟量转换成数字量。为了对调制器输出的量化噪声进行整形，对输入的模拟量数字化之后立即进行低通滤波。为了消除调制器输出端可能出现的直流失调，用户还可以在信号路径外加可选择的无限脉冲响应(IIR)高通滤波器。这样当两路模拟输入信号经过滤波处理，将两个数字量相乘之后再送入 DFC。它将 n 位数字量转换成同步脉冲串，其频率与两个瞬时模拟输入信号的乘积成正比。

三、应用考虑

1. 输入范围

确定每个通道的输入范围，必须考虑以下两点。

(1) 相对地单端输入电压不能超过±1 V(G=1)。

(2) 加到 ADC 的差动输入电压不能超过±2 V。

例如当 G1=1，即 1 通道增益 G=16 时，

- 单端输入 V_{1max}=±125 mV；

- 互补差动输入 $V_{1max}=\pm 62.5$ mV；
- 2通道互补差动输入 $V_{2max}=\pm 0.5$ V，G=2。

2. 输出频率

为了驱动外部设备，例如步进电机，可采用低频输出方式。这时两个输出频率 F_1 和 F_2 波形图如图2.7-3所示。F_1 和 F_2 是两个交流负脉冲串，脉宽均为275 ms，其最高输出频率可由FS、S1和S2输入控制信号设置。F_2 相对 F_1 迟后(Tdelay)，总是位于两个相继 F_1 脉冲的中点。应当指出的是，F_1 和 F_2 的输入脉宽是固定的，但它们的输出频率是由两个差动输入端的模拟输入电压乘积决定的。最高输出频率由FS、S1和S2的设置决定。当FS=0时，$F_{1max}=6.8$ Hz；当FS=1时，$F_{2max}=13.6$ Hz。对于 F_1、F_2 和 F_{OUT} 最高输出频率请见表2.7-1。

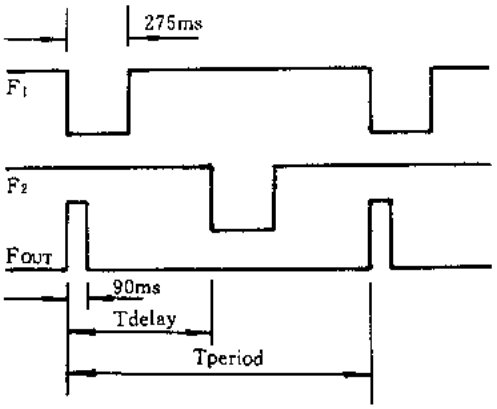


图2.7-3 F_1、F_2 和 F_{OUT} 输出波形

为了初始校准和测试，可采用高频输出方式。在这种工作方式下，F_{OUT} 输出信号可用来驱动红外LED或微控制器，从而可提供附加的功率监测能力。图2.7-3还示出了 F_{OUT} 正脉冲的波形图，它可对 F_{1max} 和 F_{2max} 倍频，最高频率可达184 Hz，见表2.7-1。F_{OUT} 的脉宽通常设置为90 ms，但是为了保证输出脉冲串的频率，其脉宽不能超过50%占空比。

3. 相位补偿

1通道设有HPF是为了消除1通道的失调电压，以保证交流功率测量精度。然而，HPF伴随出现相位超前：90°−arctan(f/2.125)，其中f是线电压频率。因此在50 Hz线电压频率下，1通道(电流)与2通道(电压)之间的相位差为2.43°。

表2.7-1 F_1、F_2 和 F_{OUT} 最高输出频率

FS	S2	S1	工作方式	F_1、F_2/Hz	F_{OUT}/Hz
0	0	0	功率测量方式 双极性频率标度	$F_{1max}\pm k_1 F_{1max}$	$16(F_{1max}\pm k_1 F_{1max})$
0	0	1	功率测量方式 单极性频率标度	$0\sim k_1 F_{1max}$	$8(0\sim k_1 F_{1max})$
0	1	0	功率测量方式 单极性频率标度	$0\sim k_1 F_{1max}$	$16(0\sim k_1 F_{1max})$
0	1	1	1通道监测方式 双极性频率标度	$F_{1max}+k_1 F_{1max}$	$32(F_{1max}\pm k_2 F_{1max})$
1	0	0	功率测量方式 双极性频率标度	$F_{2max}\pm k_1 F_{2max}$	$8(F_{2max}\pm k_1 F_{2max})$

续表 2.7-1

1	0	1	功率测量方式 单极性频率标度	$0\sim k_1 F_{2max}$	$16(0\sim k_1 F_{2max})$
1	1	0	功率测量方式 单极性频率标度	$0\sim k_1 F_{2max}$	$32(0\sim k_1 F_{2max})$
1	1	1	2 通道监测方式 双极性频率标度	$F_{2max}\pm k_1 F_{2max}$	$16(F_{2max}\pm k_2 F_{2max})$

注：$F_{1max}=CLKIN/2^{19}=3.58\ MHz/2^{19}=6.8\ Hz$

$F_{2max}=2F_{1max}=13.6\ Hz$

k_1 是指在功率测量方式下，1 通道和 2 通道差动输入电压乘积的比例系数。

$k_1=(1.32\times V_1\times V_2\times G)/V_{REF}^2$

其中 V_1，V_2 为峰值电压。

对于正弦交流输入，V_1 和 V_2 应转换成有效值，此时

$k_1=(1.32\times V_1/\sqrt{2}\times V_2/\sqrt{2}\times G)/V_{REF}^2$

$=(0.66V_1\times V_2\times G)/V_{REF}^2=0.2112$

其中 $V_{REF}=2.5V$，$V_1\times V_2\times G$ 最大值取 2。

对于直流输入，

$k_1=2\times 0.2112=0.4224$

k_2 是指在功率监测方式下，1 通道差动输入电压 V_1，或 2 通道差动输入电压 V_2 的比例系数。

$K_2=(0.81\times V)/V_{REF}$

其中 $V=V_1\times G$ 或 $V_2\times 2$

对于交流正弦输入，

$k_2=(0.81\times V/\sqrt{2})/V_{REF}=0.81/2.5=0.324$

其中 $V/\sqrt{2}$ 最大值取 1。

对于直流输入，

$k_2=2\times 0.324=0.628$

为了对这种相位超前进行补偿，应在 1 通道引入相位滞后电路，如图 2.7-4 所示。

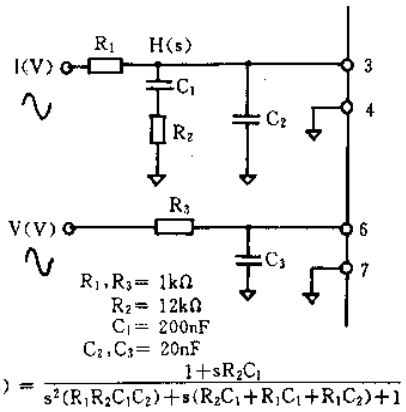


图 2.7-4 单端输入相位补偿电路

如果对差动输入引进相位补偿电路，请参见图 2.7-5。其中 R_{ct}是电流变压器分流电阻，一

般约为 1～2 Ω。

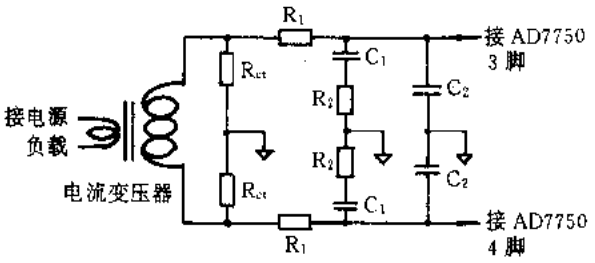


图 2.7-5 差动输入相位补偿电路

四、应用实例

AD7750 主要用于功率测量，典型功率计需要测量两个参数：线电压与电流。线电压可以通过电阻分压器或电压变压器来测量；电流可以通过分流电阻器、电流变压器或霍尔效应器件来测量。为了说明 AD7750 如何用于功率计中，首先计算 20 A/220 V 功率计所需要的满度输出脉冲频率。对于 20 A×220 V 或 4.4 kW/h 最大功率测量(保留小数点 1 位精度)，每秒需要的脉冲数为 4400/60×60×10=0.122 Hz。如果要求 AD7750 的 FS=0，那么，S1 和 S2 不论如何设置都可使交流输入信号最大满度频率达 1.45 Hz。用 AD7750 构成的最简单实用的单相两线功率计电路如图 2.7-6 所示。其中分流电阻器 R_{SH}为 200 μΩ。像许多 ADC 一样，为达到最佳性能需要适当地去耦。AD7750 仅用+5 V 单电源，所以用 $C_3=C_4=100$ μF/25 V 电解电容、$C_5=C_6=0.1$ μF 片电容接在靠近电源和基准源输入端，用来对低频和高频去耦。为了提供+5 V 工作电源，对交流火线进行滤波和全波整流，再对其输出电流用齐纳二极管 Z1=5.1 V，300 mW 进行稳压，其中 $C_1=0.47$ μF/250 V_{ac}，$C_2=100$ μF/50 V 电解电容，$R_1=470$ Ω，5%，2W；$R_2=560$ Ω，1%，$\frac{1}{4}$ W；D1=D2=1N4007 二极管，8 脚 REFOUT 与 9 脚 REFIN 短接，使用内部 2.5 V 基准源。

图 2.7-6 中其它元件参数为：C_7～$C_{10}=0.01$ μF；R_3、R_4、R_6、$R_9=1$ kΩ，1%，$\frac{1}{4}$ W；$R_5=560$ kΩ，1%，$\frac{1}{4}$ W；R_7、$R_8=1$ kΩ，1%，$\frac{1}{4}$ W；D3 为红色发光管；D4 为绿色发光管；D5 为红外管；XTAL=3.579545 MHz；M=步进电机，步进角 180°；MOV=电源，额定电压 250 V。

因为 AD7750 的输入级使用 Σ-Δ ADC，所以其 4 个差动输入端的每一端如图所示都有一个 R-C 抗混叠滤波器。应当指出的是，即使 7 脚 $V_{2(-)}$输入端无用，为了匹配，此输入端也要加一个抗混叠波器。为了调整内部电压基准引起的增益误差，利用一个电位器 VR-1=200E(10 圈)与模拟电压分压器 R_6 串联。应当注意的是，VR-1 的位置是任意的，也可以将与它与分流电阻器相串联使用。

可以将 AD7750 产生的低频脉冲输出驱动一个步进电机，通过计数器来测量使用的功率。图 2.7-6 中所示的功率计，FS，S2，S1 可设置成 110，按照表 2.7-1，F_1 和 F_2 满度输出频率都以 F_{2max}(13.6 Hz)为基准。对于交流输入信号，F_{OUT}最大输出频率为 92 Hz，它可接到一个红外二极管，用来与功率计通信。由于测量方式采用单极性，所以功率为零，只能用 0 Hz 表示。

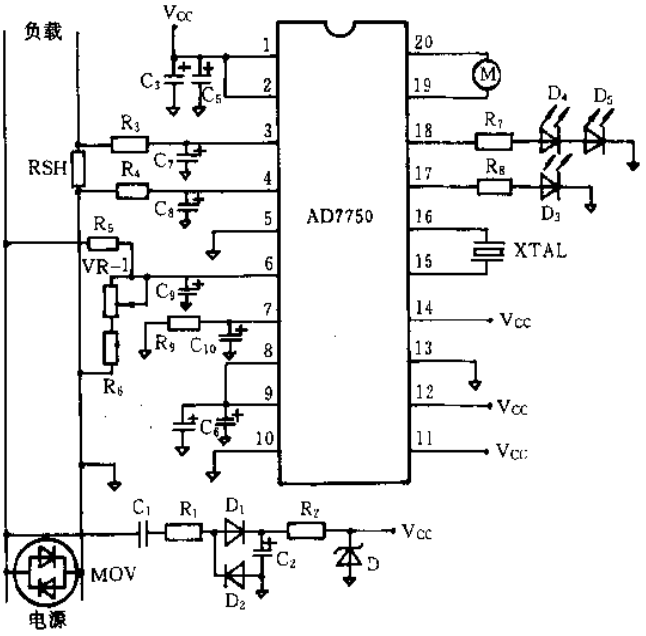


图 2.7-6 单相两线功率计电路

参考文献

1 Analog Devices Inc., AD7750 Product-to-Frequency Converter. Data Sheet 1997

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 6 期

2.8 VFC320 压频变换器的原理和应用

西安建筑科技大学自动控制系(710055) 翟俊祥

VFC320 是美国 BURR-BROWN 公司生产的精密单片压频转换器件，既可作电压-频率转换，也可作频率-电压转换。动态范围大，最大工作频可达 1 MHz，通过很少几个外部元件就可调节满度输出和灵敏度。变换精度高，线性度好，10 kHz 满度范围时的非线性失真小于±0.005%，100 kHz 时小于±0.03%，1 MHz 时小于±0.1%。工作温度范围可达－55℃到±125℃，最大温度漂移为每度 0.005%满度频率。双电源供电，典型值为±15 V，可在±13 V 和±20 V 之间变化。输出脉冲幅度可根据需要进行调节，以适配 TTL、DTL 和 CMOS 等不同的逻辑电路。

一、电路结构和特点

VFC320 的结构如图 2.8-1 所示，由运算放大器 AMP、电压比较器 A 和 B、触发器 FF、集电极开路晶体管 T_0、－7.5 V 的基准电压和 1 mA 电流源 I_A 和 I_B 组成。工作时只要接很少几个外部元件就可方便调节输入和输出的工作范围，并容易保证转换精度。输入运算放大器以积分形式工作，具有很强的抗干扰能力。频率输出采用集电极开路晶体管，可以通过选择逻辑电流和外接电阻，灵活改变输出脉冲的逻辑电平，适配 TTL 和 MOS 等各种逻辑电路。VFC320 有 TO-100 和 DIP 两种封装形式，其引脚分配如图 2.8-2 所示。

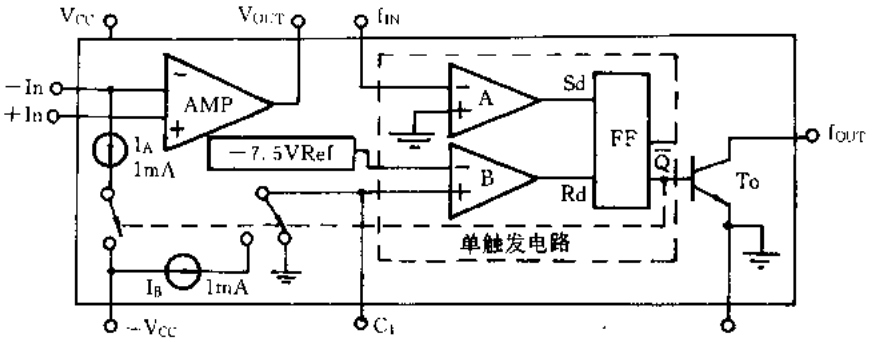


图 2.8-1 VFC320 结构图

二、工作原理和元件选取

1. 电压-频率变换器

图 2.8-3 所示为由 VFC320 组成的电压-频率变换器。外接电阻 R_1 及电容 C_2 与运算放大器 AMP 一起构成了积分器。在输入正电压 V_{IN}作用下，积分器的输出电压 V_{OUT}负向扫描。当 V_{OUT}下降到比较器 A 的阈值电压 0 V 时，A 输出正跳变，使触发器 FF 置位，这就使得 f_{OUT}由逻辑 0 变为逻辑 1，同时将电流源 I_A 接入积分器的反相端，而把 I_B 接入比较器的反相端。由于

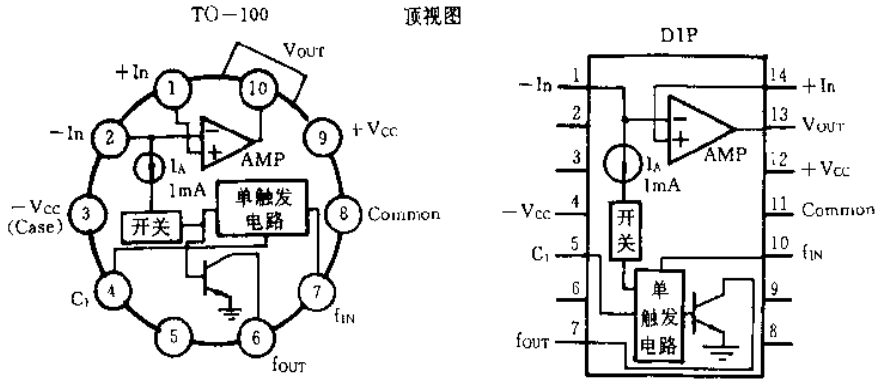


图 2.8·2 引脚分配图

输入电流 $I_{IN}=V_{IN}/R_1<1$ mA，于是 C_2 开始反向充电，V_{OUT}开始正向扫描。与此同时，I_B 向单触发电路的外接电容 C_1 充电，使 V_{C1}下降。当 $V_{C1}=-7.5$ V 时，比较器 B 正跳变使触发器FF 复位，输出脉冲由高电平回到低电平。此后，C_1 迅速放电，C_2 又在 V_{IN}作用下使 V_{OUT}负向扫描，开始了新的周期。

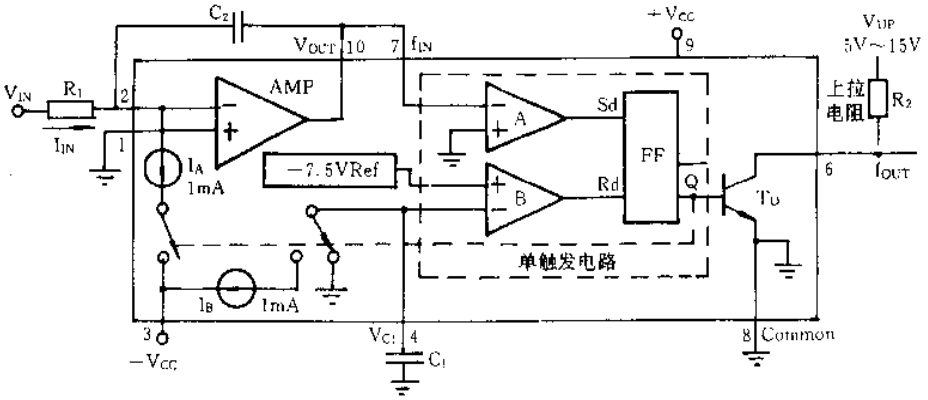


图 2.8 3

图 2.8-4 画出了电容充放电和输出脉冲的波形。设 V_{OUT}的下扫时间为 t_1，V_{C1}的下扫时间为 t_2，则根据电容 C_2 上电荷平衡的原理得

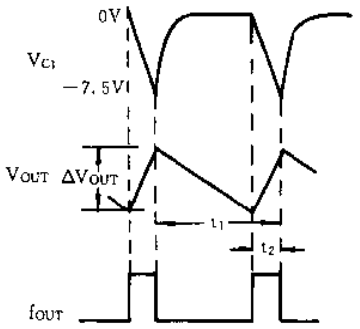


图 2.8-4

$$\frac{V_{IN}}{R_1} = (I_A - \frac{V_{IN}}{R_1})t_2$$

$$f_{OUT} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{V_{IN}}{I_A R_1 t_2}$$

由于 $t_2 = 7.5C_1/I_B$，$I_A = I_B = 1\ mA$

所以 $$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{7.5R_1C_1}$$

可见，输出脉冲频率 f_{OUT}与输入电压 V_{IN}成正比，实现了电压－频率转换。

输出脉宽 $PW = t_2 = 7.5C_1/I_B$ 是由单触发电路决定的，与输入电压无关，于是输出脉冲的占空比 $D = t_2/(t_1 + t_2) = PW \times f_{OUT}$就随着输出脉冲的频率而变化。满度输出频率时的占空比最大，$D_{FS} = PW \times f_{FS} = V_{FS}/R_1I_B$。选择 $D_{FS} = 25\%$可得到较好的线性度，一般就是根据这一点选择电阻 R_1 的。

$$R_1 = \frac{V_{FS}}{0.25I_B}$$

C_1 是单触发电路的定时电容器，根据

$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{7.5R_1C_1}$$

则 $$C_1 = \frac{V_{IN}}{7.5R_1f_{OUT}}$$

若选择满度频率时的占空比为 0.25，则对应 f_{FS}时 $V_{FS}/R_1 = 0.25\ mA$，于是

$$C_1 = \frac{33 \times 10^6}{f_{FS}} \quad pF$$

R_1 和 C_1 直接影响转换关系，它们的制造公差可进行补偿(图 2.8-5 和图 2.8-6 中的 R_3)，但温度系数要小。可用陶瓷萘基苯唑电容器，同时要尽量缩短连线，减小杂散电容的影响，或者在上式中扣除一个杂散电容修正量。

C_2 的容量对转换关系没有直接影响，但其漏电流会增大转换误差，陶瓷电容器对多数应用都能满足要求。由于 C_2 的大小决定了积分器输出电压 V_{OUT}的幅度，其容量应由积分器的线性范围、电压比较器的噪声电平及转换器的转换速率来决定，一般可按照下面的原则进行选择：

$$C_2(\mu F) = \begin{cases} 100/f_{FS} & f_{FS} \leqslant 100\ kHz \\ 0.001 & 100\ kHz < f_{FS} \leqslant 500\ kHz \\ 0.0005 & f_{FS} > 500\ kHz \end{cases}$$

集电极开路输出晶体管的最大容许电流为 8 mA，可根据逻辑电源 V_{UP}及输出低电平时的灌电流负载 I_L 决定外接的上拉电阻 R_2。

$$R_2 \geqslant V_{UP}/(8\ mA - I_L)$$

2. 频率-电压变换器

由 VFC320 构成频率-电压变换器的电路如图 2.8-5 所示。输入脉冲 f_{IN}经 C_3、R_6、R_7 微分后加入电压比较器 A 的反相输入端。在输入脉冲下降沿，A 输出正跳变使触发器置位，从而将

I_A 接入反相端给 C_1 充电，使 V_{C1}下降。当 $V_{C1}=-7.5$ V 时，B 输出正跳变将触发器复位，同时断开 I_A 和 I_B，C_2 开始经 R_1+R_3 放电(V_{OUT}下降)。由于 C_2 充电时间等于单触发电路的脉宽，C_1 选定后就是固定不变的，所以输入脉冲的频率越小，放电时间就越长，C_2 上积累的电荷就越少，V_{OUT}就越小，实现了频率-电压的转换。

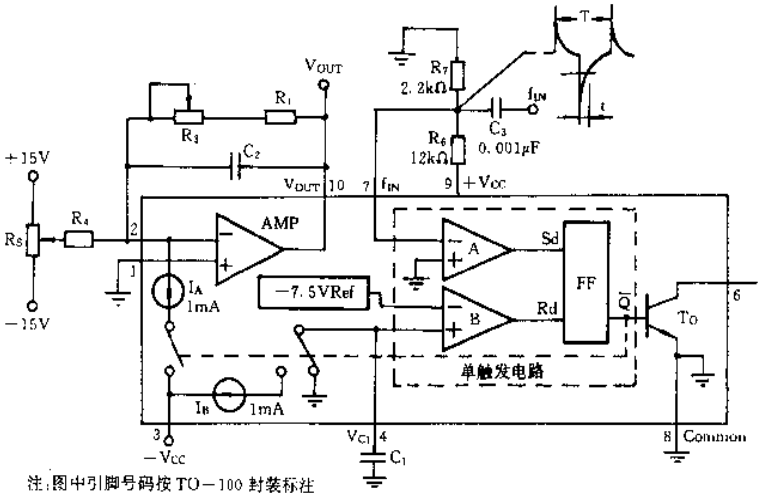


图 2.8-5

C_1、C_2、R_1 的选取方法与电压-频率变换器相同。运算放大器与 C_2、R_1 组成了低通滤波器。C_2 大点，输出电压 V_{OUT}的纹波可小些；C_2 小点，当输入脉冲频率变化时，输出响应会快些。R_1 决定了 C_2 的放电速度，从而决定了输出电压的大小，可串联一个 R_3，用来调节满度输入频率时所对应的满度输出电压。

R_4 和 R_5 是用作失调补偿的。R_5 的阻值可取 10 kΩ 到 100 kΩ，温度系数应小于 0.01%/℃。R_4 可用一个 10 MΩ、精度为 10%的碳膜电阻器。

调整时可在 0.001 满度频率输入时调 R_5 使 V_{OUT}尽量接近 0，然后在满度频率输入时调 R_3 使 V_{OUT}为满度输出电压值。如此反复调几次即可。

图 2.8-5 中 R_6、R_7 的值可为比较器的反相输入端提供大约 2.5 V 的偏压，对于幅度为5 V 的输入脉冲，经微分后可得到−2.5 V 的负脉冲用来触发比较器。如果输入脉冲的幅度小于 5 V，可减小该偏压，保证输入脉冲下降沿能得到足够负的脉冲触发比较器。C_3 还应有足够的容量，以保证得到的负脉冲有足够的宽度 t。

三、典型应用

良好的线性度，很宽的动态范围，以及与 TTL、DTL 和 CMOS 等各种逻辑电路都可兼容的数字输出信号，使得 VFC320 具有广泛的应用。它还可作为 ADC 和 DAC 的廉价替代品，用在信号变换和数据传递中。

图 2.8-6 表示输入电压为负的电压-频率变换器。当输入电压为负时，只要把输入放大器的反相输入端经 R_1 接地，而把输入电压从放大器的同相输入端加入即可。图中与 R_1 串联的 R_3 是调节增益，用以整定满度输入电压时的满度输出频率值的。R_4 和 R_5 同前一样，进行失调

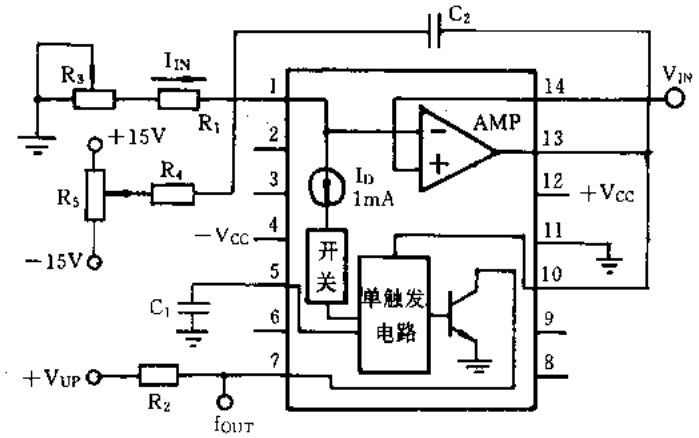


图 2.8-6

补偿。

图 2.8-7 中，REF101 中的精密电阻和基准电压，把加在 1 脚的－10 V 至＋10 V 的电压变换为 8 脚的 0 V 至＋10 V 的电压后，再由 VFC320 去变换，实现了双极性的电压-频率变换。

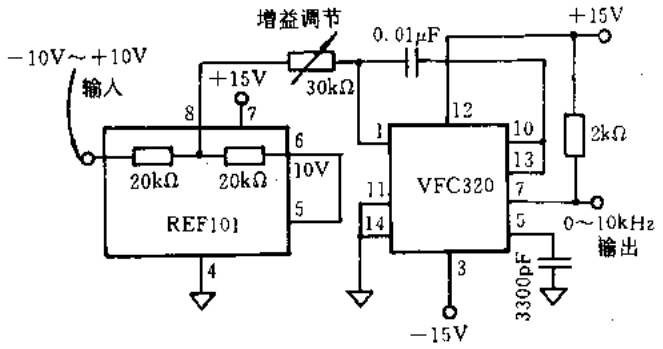


图 2.8-7

图 2.8-8 是由 VFC320 构成的数字电压表。它把模拟输入电压变换为频率输出脉冲后，通过时钟闸门去计数，最后以数字形式显示出来。VFC320 的精度可使其数字分辨率达到 14 位。

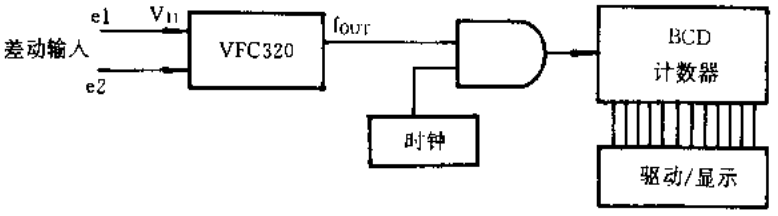


图 2.8-8

图 2.8-9 和图 2.8-10 是 VFC320 用于信号变换和数据传输的例子。两者都是把传感器的模拟信号变换为脉冲信号后进行传递，传感器的直流信号电压可小到 10 mV。数字信号的抗干扰能力强，VFC320 的积分输入特性也具有抗干扰能力，所以这种系统特别适用于工业干扰环境中控制信号的检测、传递和处理。图 2.8-9 中，脉冲信号是通过双扭线传送到目的地，再整形计数后送计算机处理。图 2.8-10 中则是利用光纤传导，实现了电隔离。脉冲信号到达目的地

后，一路经 VFC320 进行频率-电压变换作模拟输出，一路经时钟闸门后计数，实现数字显示。

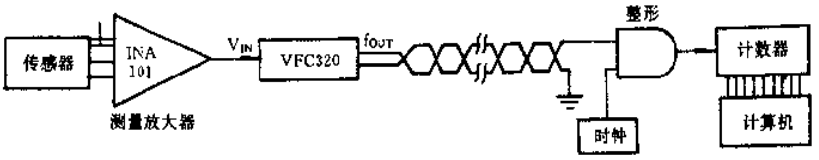


图 2.8-9

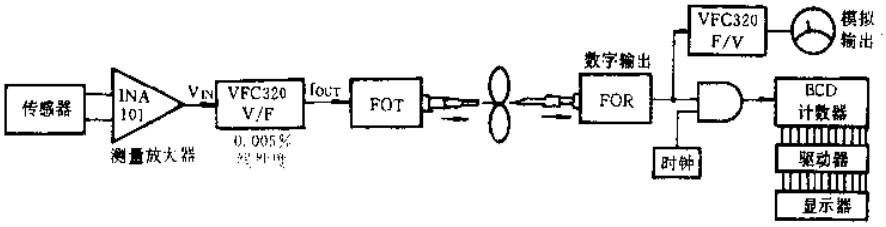


图 2.8-10

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 12 期

2.9 一种新型C-T变换电路

湖北华中精密仪器厂(443304) 胡学红 郑建国

电容-时间间隔(C-T)变换是电容数字化测量技术的核心环节。本文提出了C-T变换方案基于双斜率积分原理,其组成电路简单、准确度高,同时具有很强的抗共模干扰性能。该C-T变换电路较容易组成数字电容表,而且还可以作为电容式传感器动态电容的测量电路使用。

采用双斜率积分原理的C-T变换电路如图2.9-1所示。假定被测电容C_x两端初始电压等于零,A_1、A_2为理想的运算放大器,则可画出A_1、A_2输出电压的波形,如图2.9-2所示。

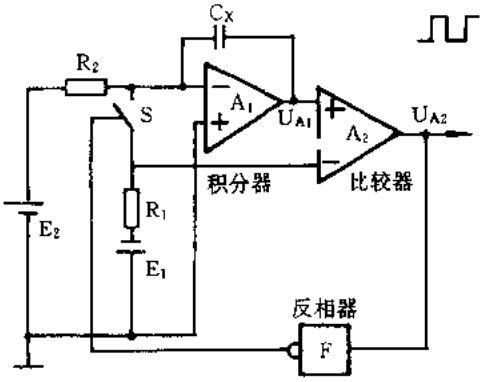


图2.9-1 C-T变换原理图

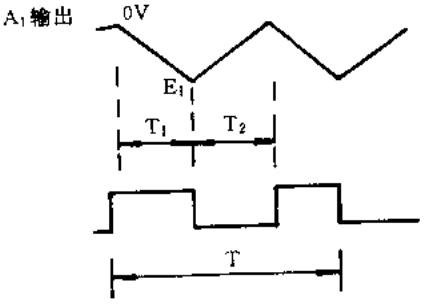


图2.10-2 积分器及比较器输出电压波形图

根据图2.9-2所示波形,我们可作如下分析:

当模拟开关S断开时,被测电容对E_2进行积分,这一积分过程为定值积分过程,将一直积分到使A_1输出$U_{A1}=E_1$为止。设此定值积分阶段积分时间为T_1,则其关系式为

$$U_{A1}=-\frac{1}{R_2C_x}\int_0^{T_1}E_2dt=-\frac{E_2T_1}{R_2C_x}=E_1 \tag{1}$$

整理可得

$$T_1=-\frac{E_1R_2C_x}{E_2} \tag{2}$$

T_1阶段结束后,比较器A_2翻转,其输出跳变为低电平,经反相器F后控制模拟开关S闭合,使负电压E_2接入积分回路。由于$\left|\frac{E_1}{R_1}\right|>\left|\frac{E_2}{R_2}\right|$,故通过$C_x$的积分电流极性将发生变化,使得积分器朝相反方向积分,这时其输出电压U_{A1}将从E_1值经过一段时间后被积分至0 V。设这段反向积分时间为T_2,则有关系式

$$E_1-\frac{1}{C_x}\int_0^{T_2}\left(\frac{E_2}{R_2}+\frac{E_1}{R_1}\right)dt=0 \tag{3}$$

整理可得

$$T_2 = \frac{E_1 R_1 R_2 C_x}{R_1 E_2 + R_2 E_1} \tag{4}$$

设比较器输出电压信号周期为 T，则由(2)、(4)两式得

$$T = T_1 + T_2 = -\frac{E_1 R_2 C_x}{E_2} + \frac{E_1 R_1 R_2 C_x}{R_1 E_2 + R_2 E_1} \tag{5}$$

或

$$C_x = -\frac{E_2 (R_1 E_2 + R_2 E_1) T}{E_1^2 R_2^2} \tag{6}$$

将(5)式取微分，得到

$$dT = dT_1 + dT_2 = \left(-\frac{E_2 R_2}{E_2} + \frac{E_1 R_1 R_2}{R_1 E_2 + R_2 E_1} \right) dC_x \tag{7}$$

或

$$S = dT/dC_x = -\frac{E_1 R_2}{E_2} + \frac{E_1 R_1 R_2}{R_1 E_2 + R_2 E_1} \tag{8}$$

式中，S 为测量动态电容时该电路的灵敏度。

由以上推导过程可得到下述结论。

1. 比较器输出电压信号周期 T 和被测电容 C_x 成正比，从而实现了 C-T 变换。

2. 比较器输出电压信号周期的变化量 dT 和被测电容变化量 dC_x 之比等于常数。也就是说本电路可通过测量输出信号周期及周期变化量的方法间接测量静态电容及动态电容，并具有较高的灵敏度和线性度。

3. 由于双斜率积分电路具有时域平均作用，故此电路对于共模干扰信号有很强的抑制能力，使测量稳定性大为增强。

将图 2.9-1 电路比较器输出配接频率计，通过转换可得出被测电容值。笔者通过实践得出该电路 C-T 转换准确度可做到 0.5%，并具有良好的线性度。

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 6 期

2.10 电可编程模拟电路的原理与应用

国防科技大学(410073) 唐贵林 刘桂秋 王跃科 匡麟玲

IMP50E10 系列电可编程模拟电路(EPAC—— Electrically Programmable Analog Circuits)是由用户编程的一种模拟集成电路。它相当于数字 FPGA 现场可编程门阵列在模拟领域的对应器件。

EPAC 的技术是以混合信号 CMOS 工艺为基础的,其特点是使用片上 SRAM 和 EEPOM 存储器。它的编程可脱机或实时进行。

一、IMP50E10 结构原理

IMP50E10 内置许多电可编程功能模块,如 EEPROM、多路转换器、放大器、D/A 转换器、滤波器和输出驱动器等(见图 2.10-1)。其可编程功能特性:增益、极性、偏置、功耗、速度、比较滞环、滤波器连接、内部连接方法及输出驱动等。IMP50E10 的 EEPROM 用于存放用户所配置的数据。

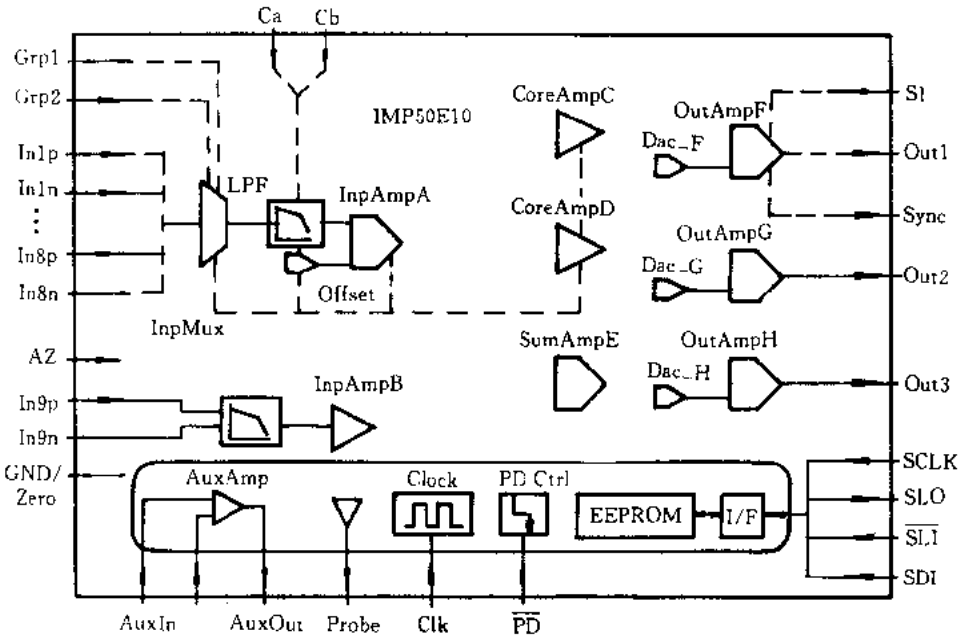


图 2.10-1 IMP50E10 内部结构

IMP50E10 的模拟开关除一路单独的输入通道以外,IMP50E10 的输入多路转换器(InpMux)可接收 8 路差分或 16 路单端输入信号。这些通道分成四组,每组可采用不同的增益、滤波转折频率及偏移量。组选择可通过内部串口定义或外部 Grp1、Grp2 引脚电平选定,它适用于多通道模拟信号的应用。

IMP50E10 有两个高阻输入放大器(InpAmpA、InpAmpB)和三个核心放大器模块(CoreAmpC,CoreAmpD, SumAmpE)。它们对模拟信号可进行放大,并提供八档的增益设定:0.5～10。偏置模块(Offset)可调节输入信号的直流偏置。根据偏置电压范围,每组输入可任选 25 μV、100 μV、1 mV 及 20 mV 四种步长的一种。最大偏置电压可达±2.54 V。其间的低通滤波器(LPF)具有接通/关断特性。

可编程输出模块(OutAmpF, OutAmpG,OutAmpH)可用作放大器、电压基准、采样/保持放大器及比较器(带或不带滞环功能)。用作放大器时,增益为固定值±2。这三个输出模块的负端均有一个 5 位 DAC 的输出(Dac-F, Dac-G, Dac-H)。当定义为比较器时,它们可为各自的输出模块产生基准电压或可编程阈值电压;当用作放大器时,产生电平移动(最大±2 V)。输出端的低通滤波器亦具有接通/关断可编程特性。

IMP50E10 可消除由多路转换器到任意一个输出模块之沿途的失调电压。专门的引脚"AZ"可以用于重触发预先编程的自动归零时序。

AuxAmp 是一个辅助放大器,它与芯片的内部通道信号没有连接。因此,若要使用,则须由外部提供反馈信号。

IMP50E10 模块的功耗大约为正常功耗的 12%,而速度和带宽约为正常时的 1/8。这一特性对电池供电和移动性产品特别有用。掉电方式也可通过设置 PD 引脚电平得到。

IMP50E10 具有保密功能,设置保密位后能有效地防止数据回读,从而保护设计。

三线串行接口包括片选(SLI)、数据输入(SDI)和时钟(SCLK)。另外它还提供第四个输出接口(SLO),可对多个 EPAC 器件形成的"菊花链"进行使能。

二、引脚说明

IMP50E10 的引脚排列如图 2.10-2 所示。

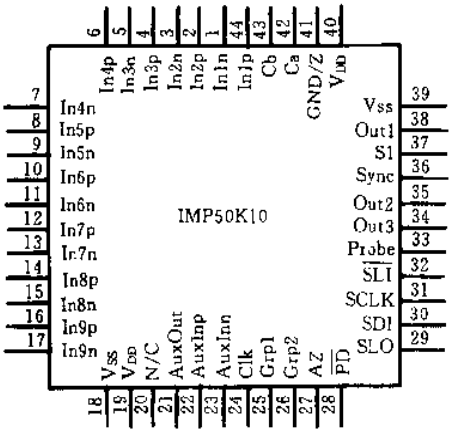


图 2.10-2 IMP50E10 引脚排列

In1p,In1n～In8p,In8n:接至多路转换器和输入放大器 A 的模拟输入端,可配置为 16 路单端输入或 8 路差分输入。这些引脚根据差分通道命名,通道编号和引脚的正(P)和负(N)极性组成引脚的名称。在单端模式下,In1n 是通道 1,In1p 是通道 2……

In9p,In9n:输入放大器 B 的输入端,可配置为一路差分输入对或一路单端输入。

V_{SS}:负电源端(0 V)。

V_{DD}:正电源端(+5 V)。

AuxOut:辅助放大器输出端。

AuxInp:辅助放大器的非反相输入端。

Clk:时钟输入或输出端。

Grp1,Grp2:组选择引脚。两引脚共同从四套增益、滤波器设置和偏移编组中选择一组施加到被选中的输入通道。

AZ:自动归零触发端。如果不用,则必须接低电平。

PD:低有效电源关闭引脚,可以编程为选择性或全局性电源关闭控制引脚。

SL0:串行装载输出端,与下一个级联 EPAC 的 SLI 引脚相连。

SDI:串行数据输入端,"0"=低。数据在 SCLK 由低到高的过渡时期采样串行接口时钟。

SCLK:串行接口时钟。

SLI:串行装载输入端,作为串口的片选。SLI 为低时数据被移入寄存器,SLI 为高时数据被锁存。

Probe:内部模拟或数字信号可以连到此测试引脚,不用时为高阻抗模式。

Out3:输出放大器 H 的输出端,不用时为高阻抗模式。

Out2:输出放大器 G 的输出端,不用时为高阻抗模式。

Sync:表明放大器 F 为保持状态时的输出标志。

S1:输出放大器 F 的 TTL 控制输入端,高=跟踪,低=保持。

Out1:输出放大器 F 的输出端,不用时为高阻抗模式。

GND/Zero:单端模式时,引脚用作信号接地端;差分模式时,始终和 Vss 相连接。

Ca,Cb:外部电容连接引脚,用于改变 LPF 的转折频率,不用时为高阻抗模式。

外接电容 C_{ext}的计算:

内部电容接通时

$$C_{ext} = \left(\frac{1}{2\pi(142 \times 10^3) \times f_c}\right) - 75\ \text{pF} \tag{1}$$

内部电容断开时

$$C_{ext} = \left(\frac{1}{2\pi(142 \times 10^3) \times f_c}\right) \tag{2}$$

其中 f_c 为转折频率。

三、EPAC 的开发与调试

EPAC 器件在 Windows 为基础的 PC 平台上用 AnalogMagic 软件进行开发。此图形用户界面(GUI)可以显示所有的 EPAC 器件的可用功能(界面效果见图 2.10-1)。所希望的功能模块可简单地利用鼠标进行选择(使能或不用)。各模块的电参数和模块互连,并可通过弹出式对话框设置。当前的设计结果在屏幕上以直观的模块电路连接图实时显示。设计结果产生的设计文件可在安装前,编程在片内的 EEPROM 中,或者可在设计改进的情况下将其装载入 SRAM 中。

四、EPAC 器件应用实例

现介绍 IMP50E10 在车载动态应变测试仪中的应用实例。

车载动态应变测试仪是用于武器车辆在行驶过程中测量其机械、光学、电子部件所受应力的仪器。车载应变的测试需要对电桥平衡、放大增益、自动归零和校准等项操作进行连续的程控。用一片 IMP50E10 作为其全可编程多路模拟前端系统，可代替传统的多个桥源＋程控放大器＋D/A 调零电路等构成的模拟信号调节电路，从而大大地简化电路，并且接口简单、功耗低、控制容易。系统核心处理框图，如图 2.10-3 所示(不包括显示和按键部分)。IMP50E10 的功能配置如下。

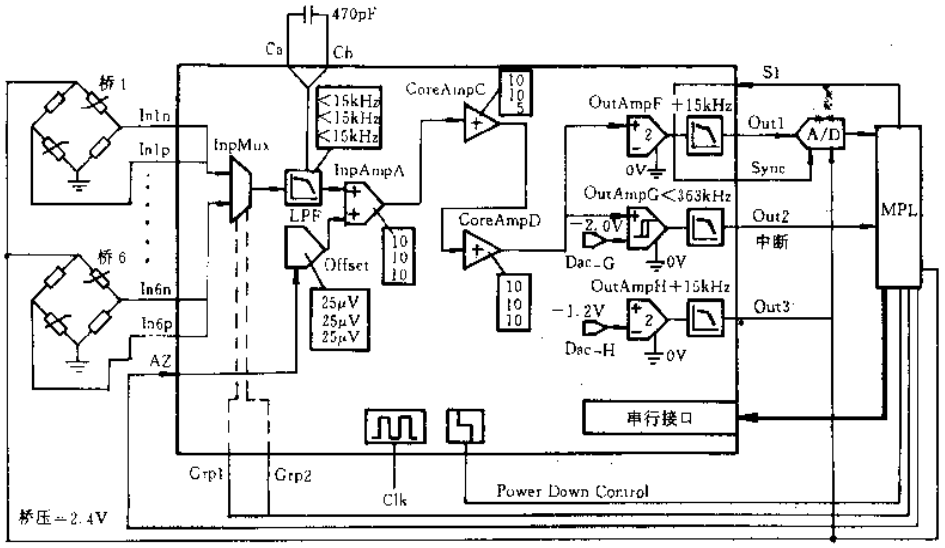


图 2.10-3 基于 IMP50E10 的动态应变测试仪

1. 消除失调与漂移电压；
2. 提供应变片电桥电路的驱动电源(桥源)；
3. 提供滤波和增益；
4. 提供 A/D 的跟踪/保持电路；
5. 提供看门狗电路。

下面对整个结构作详细说明。

6 路应变电桥输出的差分信号经 IMP50E10 的前 6 路差分输入通道 In1n/In1p～In6n/In6p 输入；每 2 路信号为一组，一共 3 组。系统以巡检方式轮流检测 6 路信号，其可由单片机(MPU)通过串行接口或组选择引脚 Grp1、Grp2 控制输入多路选择器(InpMux)进行选择。

输入的信号经过内部低通滤波器(LPF)进行滤波。根据动态应变测试的要求，其转折频率 f_c 定为 2 kHz。故由公式(1)计算得外接电容为 485 pF，取标称值为 470 pF。信号滤波后经 4 级串联的放大模块 InpAmpA、CoreAmpC、CoreAmpD 和 OutAmpF 进行 4 级放大，其中前 4 路的增益为 10×10×10×2＝2 000，后 2 路的增益为 10×6×10×2＝1 200。

输入信号的偏移和自动归零由接在输入放大器 InpAmpA 负端的可编程偏移模块 Offset

完成，其 25 μV 的灵敏度可提供±3.17 mV 的总调节范围，对桥路的偏移具有极大的适应能力。通过使用外部归零功能选项，桥电路和 IMP50E10 二者的初始失调及其漂移引起的误差均可置零。每次测量前单片机(MPU)向"AZ"引脚发一个 5 μs 以上的正脉冲信号使 IMP50E10 作一次自动归零处理，由失调和共模移位引入的所有误差均可被消除到(输入折合电平) 25 μV范围以内。

输出放大器模块 F(OutAmpF)除提供 2 倍的增益外，它还能对进入 A/D 转换器的信号进行缓冲。OutAmpF 的跟踪和保持特性的控制是通过单片机向引脚"S1"发出一保持指令信号而实现的。一旦输出信号被保持，引脚"Sync"发出信号，启动 A/D 开始转换。电桥电路的激励(桥源)由输出模块 H (OutAmpH)提供：将 Dac-H 编程为－1.2 V，经 OutAmpH 的－2 倍放大后即可输出 2.4 V。由于桥源可编程改变，它能适应桥路灵敏度的改变。输出模块 G (UutAmpG)用于提供看门狗功能，其作用是当它的输入上升到超过 2.0 V 时中断 MPU。

由于此仪器为车载式，其电源由蓄电池提供，电路功耗要求尽量低。用单片的 CMOS 芯片 IMP50E10 完成模拟信号处理，本身已大大降低了功耗，此外还可从 MPU 向其"PD"引脚发一个控制信号，使其进入静止模式。此时，IMP50E10 的功率消耗降低至小于 70 μA，而且提供给桥电路的功率降低至零。当提高驱动电压增加输出的灵敏度时，为不使桥电路自热，可使用较低的占空比。

单片机选用 AT89C51，A/D 转换器选用 MAX186(串行 12 位 ADC)。

五、结　论

经试验证明：基于 IMP50E10 的车载动态应变测试仪总体工作稳定、可靠性高、适应性强、温漂小，且多次测试重复性好，用 EPAC 代替传统的组合式模式信号处理电路是可行的。特别是 EPAC 器件所具有的集成度高、可编程能力强、功耗低和体积小等优点是组合式模拟电路所不可比拟的。

由于 EPAC 器件使用的是混合信号 CMOS 工艺，且它选择开关电容(SC)技术作为主要技术实现模拟信号处理，因此其处理精度比普通运算放大器低很多。应用实例中表明，它在总通道增益为 2 000 时，其精度最多达到 3%左右。此外，其开关电容所引入的开关噪声和数字电路部分对模拟部分的影响也不容忽视。总之，EPAC 器件还不能取代高精度模拟处理电路地位，但它在精度要求不高、体积小、低功耗和灵活可编程模拟信号处理的场合还是大有用武之地的。

参考文献

1. 武汉力源公司. EPAC 可编程模拟器件使用手册. 1996
2. 马良程. 应变电测与传感技术. 北京：计量出版社，1993

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 3 期

2.11 EPAC 器件 IMP50E30 及其在多路温湿监测中的应用

华中理工大学(430074) 黄烨明 尹 浩 孙 健 夏士智

一、概 述

电可编程模拟电路器件 EPAC(Electronically Programmable Analog Circuit)是美国 IMP 公司推出的工业上第一个电可编程的通用模拟电路,是数字现场可编程门阵列(FPGA)的模拟对应物。其中的 IMP50E30 芯片是一种能提供多种监测、诊断和数据采集的可编程集成电路,在多路温湿监测的系统中更能发挥其优势。IMP 公司为方便用户学习和编程 IMP50E30,提供配备以 PC Windows 为基础的 Analog Magic 软件的 EPAC 开发系统。

多路温湿的检测在现代许多场合都得到重视,如程控交换机室对温度和湿度的限制,粮仓中粮温与水分的检测以及区域性森林防火,都需要大范围集散分布监测点对温湿度进行监测。利用 IMP50E30 芯片,以单片机为控制器,通过 RS232 标准接口与上位机通信,可构成多路分布式巡检系统,对输入量进行及时准确的判断和测量,并进行数据显示、打印、制表和报警。该系统可输入多路模拟量,本文以 16 路构成一子系统,一台上位机可与多个子系统连接。

二、IMP50E30 芯片简介

利用软件 Analog Magic 可完成 IMP50E30 芯片的三种基本电路配置:电平比较模式 LComp、窗口比较模式 WComp、模数转换器模式 ADC,其中,采用 WComp 可完成对信号的上下限报警,采用 ADC 则可对信号进行转换和测量,这两种模式可通过在线编程进行转换。窗口比较模式结构如图 2.11-1 所示。

IMP50E30 使用开关电容设计技术,它的模块可通过软件指令进行配置,并规定其参数,利用一个简单的串行接口便可完成 IMP50E30 和微控制器 μC 之间的联络。μC 可以控制 IMP50E30 的工作,并且发送和接收数据,以及在系统重新编程芯片,使得 IMP50E30 在监测的同时可进行数据采集。IMP50E30 的这些特点和性能使其在多路温湿检测中得到了良好的应用。

IMP50E30 的输入信号可按差分或单端方式进行监测,工作模式分为单步方式、单步递增方式、"凝视"方式和自动扫描方式。

IMP50E30 的多路控制模块 MuxControl 可以编程,以便对所有的输入信号作例行的连续扫描检查。

如果超界情况被检查到,便产生一个中断信号。于是 μC 读取状态寄存器,并判断系统超界的地点和类型,然后可对 IMP50E30 重新编程,将其配置成 ADC 的模式来获取具体参数。

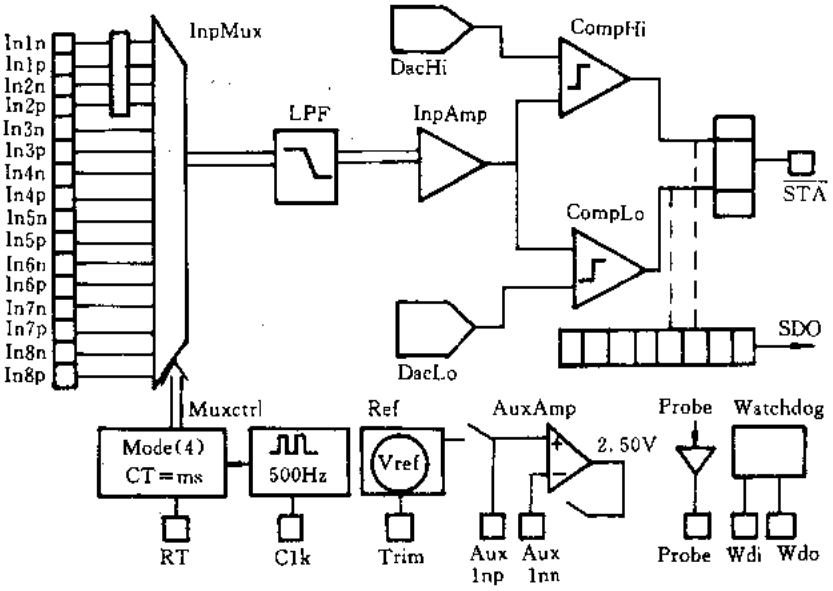


图 2.11-1 窗口比较模式

三、系统的硬件设计

IMP50E30 构成的多路温湿监测系统采用 89C51 最小系统，通过与 IMP50E30 的连接来循环采样各通道的输入量，利用标准接口芯片 TC232 与上位机进行通信。

1. IMP50E30 与 89C51 的接口

IMP50E30 与 89C51 的接口如图 2.11-2 所示。89C51 采用 P1 口的 P1.0～P1.3 作为 IMP50E30 串行接口，IMP50E30 的$\overline{STA}$引脚接入单片机的外部中断作为中断信号。

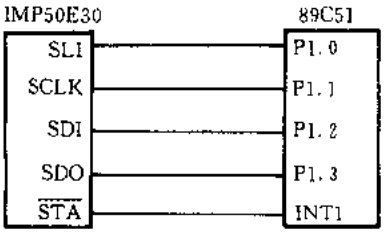


图 2.11-2 IMP50E30 与 89C51 的接口

串行接口的时序图如图 2.11-3 所示。

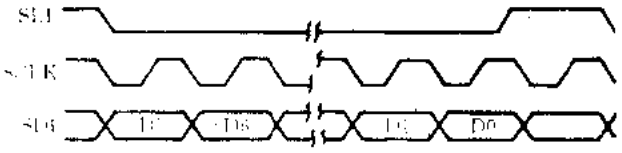


图 2.12-3 串行接口时序图

2. 系统的整体框图

系统的整体框图如图 2.11-4 所示。

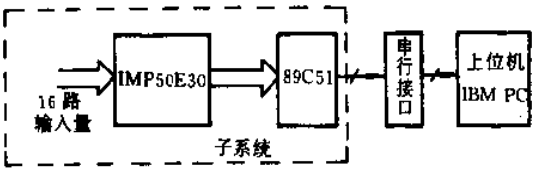


图 2.11-4 系统的整体框图

四、系统的软件设计

系统的软件设计包括对 IMP50E30 的编程、单片机的编程及上位机的软件设计。

1. IMP50E30 的编程

IMP50E30 的电路设计相当简单，它利用基于 Windows 的专用软件 Analog Magic，在系统的图形界面下，直接选择参数对其进行编程。IMP50E30 的基本配置如下。

(1) 输入量是温湿度传感器的输出信号经过放大后的电压，采用单端输入形式，16 路循环监测。

(2) IMP50E30 配置成窗口比较器，根据对温湿度的限制可以用每一路输入电压期望的高低电平对它编程。使用芯片的自动扫描(Auto Scan)工作方式，在查询方式中把每一个输入电压与它的已编程门限电平进行比较，如果电压超出门限，则状态引脚$\overline{STA}$变低，向系统微控制器发出中断信号。

(3) 对窗口门限的编程：用 Analog Magic 中窗口比较器(Windows Comparator)弹出式菜单的格式显示数据。"Grp1"对应为第一路输入设定的片内增益值，滤波器选择以及门限电平，每当选择第一路输入时将自动切换至这些数值。每个数值窗口右边的箭头可以打开门限选项的下拉式菜单。

(4) Grp1 和 Grp2 的衰减通道(Attenuator Channel)关闭时，输入电压范围为 0～+5 V。若打开衰减通道，则输入电压范围为－16.5～+16.5 V，信号通过衰减后要除以 8 再加上 2.50 V。

2. 89C51 的软件框图

89C51 作为微控制处理器要完成与 IMP50E30 的数据通信，向上位机传递，以及对 IMP50E30 进行在线编程，这些功能可由图 2.11-5 所示流程实现。

89C51 与 IMP50E30 的串形接口采用位指令来形成同步时钟，并将发送字节送入累加器，利用移位指令实现，接收数据也同样进行。

上位机在接收到数据后可对数据进行一系列处理，并在显示数据的同时报警。限于篇幅，这一部分在此不再赘述。

五、结　　语

EPAC 技术将模拟设计任务从繁琐、易出错的元件级提升到功能模块级。它将高度集成、低系统成本、用户配置能力和快速的应市时间等优点扩展到模拟系统设计者，它完成了多个芯片组合所能实现的功能，大大简化了系统，同时还具备在线重编程的功能，使系统的设计更为灵活。IMP50E30 不仅可用于上述的多路温湿的监测，还可用于其它系统的开发，并且能够大

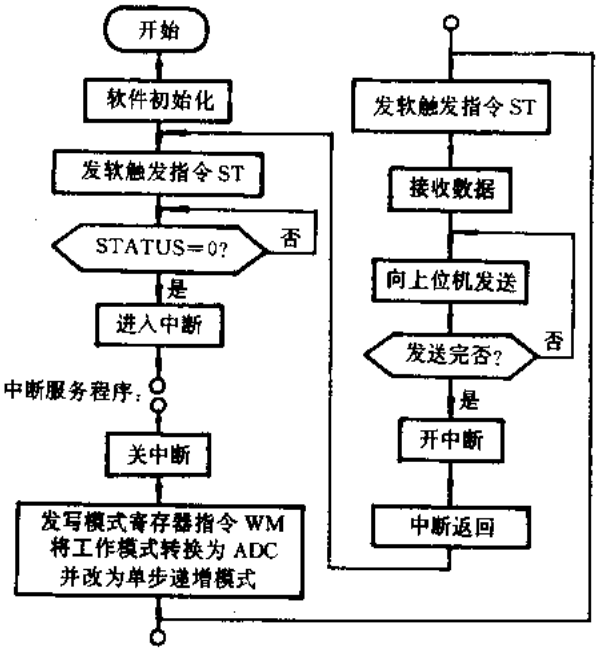


图 2.11-5 89C51 的软件流程图

大降低系统的开发成本与调试费用，缩短开发时间，同时加强系统的可靠性和维修方便性。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 2 期

2.12 基于新型 LVDT 信号处理芯片——AD598 的传感器信号检测电路的设计

武汉华中理工大学机械科学与工程学院(430074)
周玉涛 盛 镔 朱国力 段正澄

差动变压器(LVDT)作为一种位移检测传感器具有工作可靠、寿命长、灵敏度和分辨率高(可感应 0.01 μm,的机械位移)、精度和线性度好等诸多优点,因而在许多行业中作用精密的位移检测部件。LVDT 本身是一个变压器,它通过铁芯的移动将被测位移量转换为传感器互感的变化,使次级线圈感应电压也产生相应变化,其基本构造及原理可参阅文献 [1]。LVDT 基本信号调节电路有相敏整流电路,不过它对电路条件要求较为苛刻,使检测精度受到影响[1];常见的还有差动整流电路,由于采用分离元件搭成,因而不够规范。本文介绍一种采用新型 LVDT 信号调节芯片——AD598 的传感器信号检测电路,这种芯片仅需极少量的外接电阻、电容即可实现将 LVDT 位移量转化为规整可调的直流电压信号,且精度和线性度高(满量程非线性失真为 0.05%),更为可贵的是其成本仅为差动整流型变送器的一半左右,极具市场应用价值。

一、AD598 基本原理及外接电路

AD598 是 AD 公司推出的一种新型 LVDT 信号处理芯片。图 2.12-1 所示为该芯片内部原理图及其与 LVDT 的连接情况。由图可见,该芯片实际包含两部分。

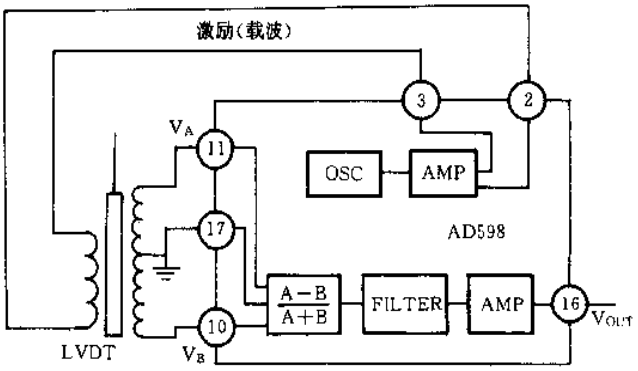


图 2.12-1 AD598 功能模块图

一部分为一正弦波发生器,它产生频率及幅值均可由外接电容、电阻调节的正弦波以驱动 LVDT 原方。AD598 可以驱动最高达 24 V、频率范围为 20 Hz~20 kHz 的 LVDT 原方线圈,又可以接受最低为 100 mA 的 LDVT 副方输入。由于其输入输出的电压和频率范围如此之宽,故 AD598 可以适用于许多不同型的 LVDT。

另一部分为LVDT副方输入信号的处理部分，通过这一部分将最终产生与LVDT铁芯位移成正比的直流电压信号。由差动变压器输出特性曲线(图2.12-2)及数学推导[2]可知，在一定范围内，LVDT副方两输出正弦电压之和 V_A+V_B 将保持一定，而之差 V_A-V_B 则与铁芯位

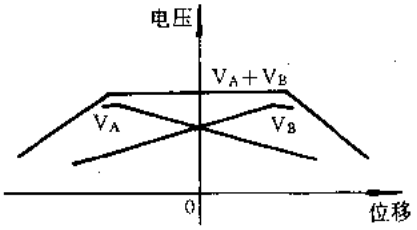


图2.12-2 LVDT输出特性曲线

移成比例。在以往采用的相敏整流方式中，同步检测出这一幅值之差，并将其绝对值转化为与铁芯位移成比例的电压。该技术采用原方激励电压作为相位参考来决定输出电压的极性，这就带来了一系列的问题，如需要有恒定幅值与频率的激励信号，需要补偿LVDT原方与副方的相位偏移及温度、频率变化造成的偏移。

而AD598可以消除以上这些问题。AD598并不需要恒定的幅值，因为其仅依赖于副方电压之差与之和的比值 $\frac{V_A-V_B}{V_A+V_B}$(注意这里 V_A+V_B 应尽量保持不变，否则将降低输出的线性度)，在文献[2]中对此思想也有论述，但那是用软件实现的，效果显然不及采用硬件的集成芯片；恒定功率亦不需要，因为输入将进行整形，只留下正弦载波信号用于处理，对于原、副方的相位偏移也不敏感，因为并未用到同步检测。

AD598可以方便地连成单电源或双电源供电方式。通过外部无源元件设定的参数包括：LVDT原方激励频率与幅值，AD598系统带宽，整形因数(V/mm)，另外还可选择地设定输出电压范围。外接元件的具体选形可参看文献[3]。图2.12-3为采用双电源供电、双极性输出时的AD598外接电路图。LVDT采用的是阜新传感器厂生产的FX-31型(量程±10 mm)交变流差动变压器。我们将其±5 mm行程设定对应于AD598±5 V的输出，而在后续电路中通过电平转换调成所需要的电压范围。

在本电路设计中需要注意的有以下几个方面。

(1) 差动变压器的激励频率一般从50 Hz～10 kHz较为适当，选大一些可以提高LVDT的灵敏度，降低温度误差和频率误差，减小传感器的动态延迟，提高检测的快速性；但考虑到LVDT中耦合电容、铁损及涡流损耗的影响，频率也不宜选得太高。目前我们选定在5 kHz，效果良好。

(2) AD598的输入信号 V_A、V_B 应当在1 V～3.5 V之间，此时对应AD598最大线性度和最小噪声敏感性。通过调节 R_1 改变LVDT激励电压大小从而改变 V_A 和 V_B 的范围，但实际调节时又必须注意LVDT最大允许激励电压不得超过5 V的出厂限制。

(3) C_2、C_3、C_4 用于AD598测量系统的带宽设置，一般要求取相同的值，并最好采用性能稳定的聚酯电容。由于我们是将LVDT应用于闭环机械位置控制领域，故有必要了解传感器及其接口元件的动态特性。传感器本身对铁芯位移的反应是非常迅速的，主要动态特性取决于接口元件。当将 $C_i(i=2\sim4)$ 值取得小一些时可以提高系统带宽，但也会引入纹波干扰。这时在

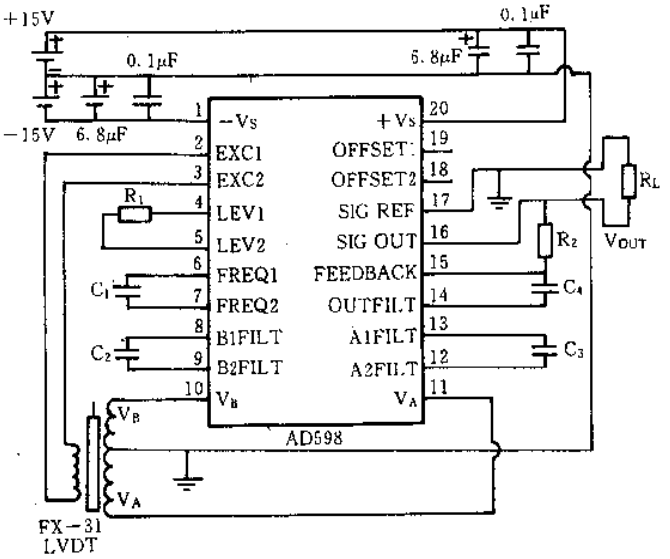


图 2.12-3 AD598 外接电路图

R_2 两端并接 1～10 nF 滤波电容可滤去部分纹波，不过这又将引起相位滞后。因此，在实际应用中需要综合考虑以上因素，反复调试以求达到满意效果。

(4) 通过 18、19 脚外接电阻(图中未画)可用于设置输出偏移，将双极性输出调成单极性输出。当不想进行偏移调整时可以将其开路。实际使用中我们让 AD598 以双极性的+5 V 输出，而在后续电路中通过电平转换调成所需要的单极性 0～10 V 电压范围。

二、后续处理电路设计

由 LVDT 检测到的位置信号将最终送入 8032 单片机进行控制处理，图 2.12-4 为整个单片机前向通道结构示意图。从 AD598 出来的电压信号将通过缓冲隔离、电平转换、电压/频率转换、光电耦合后送入单片机，整个系统的电源配置采用 DC/DC 芯片来完成。

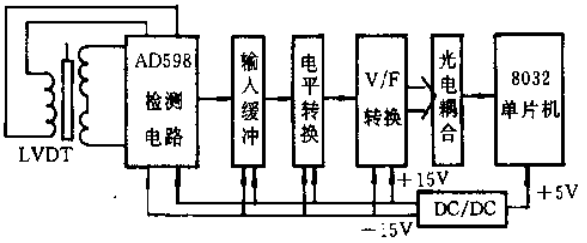


图 2.12-4 前向通道配置原理图

为了不影响 AD598 处理电路变换的线性度，并防止现场干扰源通过传感器电源进入前向通道，电压信号用运算放大器连成跟随器形式进行隔离。运放采用 TL084，该芯片为结形场效应管输入，输入阻抗高达 $10^{12}\ \Omega$。

本系统 V/F 变换采用 AD654 芯片，设定其输入电压为 0～10 V。我们利用 TL084 连成加法器电路，将 AD598 输出电压由±5 V 变换到 0～10 V 以对应 LVDT 铁芯 10 mm 移动范围，

如图 2.12-5 所示，其中由电位器 P_1 抽头引出的可调偏压需经过一级跟随隔器隔离后再通过 R_4 连入运放反向端，否则 V_2 点电压将随 LVDT 铁芯位移变化而变化，无法保持固定。

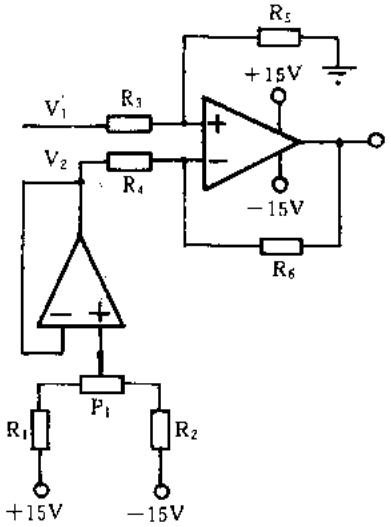


图 2.12-5 电平变换电路

使用 V/F 变换器用作模/数转换具有独特的优点。V/F 转换具有良好的精度、线性度和积分输入特性，它与单片机接口简单，占用单片机资源少(对于本系统仅占用 8032 一个计数器 T0)，而且抗干扰性好，便于远距离传输。AD654 是一种外接元件少，线性度高(当我们将满频调至 250 kHz 时对应线性度≤0.07%)的 V/F 转换芯片。更为可贵的是其输出形式为方波，这就很容易满足 8032 单片机计数器对输入信号脉宽要求大于 1 μs 的条件(采用 12M 晶振)。如图 2.12-6 所示，其外接定时电容要求温度稳定性及频宽都较高，应采用聚酯电容。我们曾作过比较，如采用瓷片电容则频率输出极不稳定，一般每隔一秒频率就要跳 2～3Hz，半个多小时后会变大 100 多个 Hz；而采用聚酯电容后，频率过 15 分钟仅变化 3～4Hz，一个小时后也才跳三十几 Hz。AD654 要求电源稳定度高，纹波小，最好是单独供电。

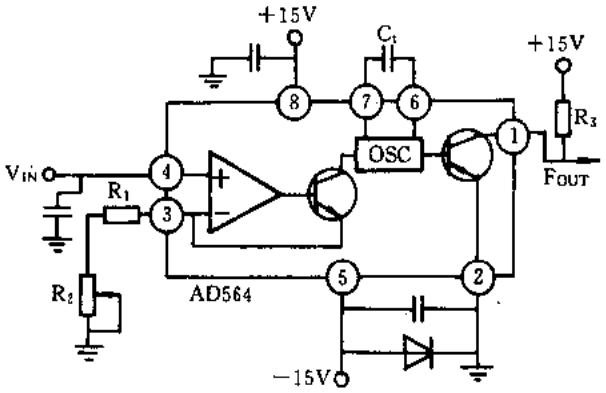


图 2.12-6 V/F 变换电路

由于前向通道中许多信号调节芯片(如运放)对电源有特殊要求，同时前后通道也是干扰侵袭的主要渠道，为此我们采用专门的 DC/DC 变换芯片——MAX742 进行电源供电，这样就可以利用单片机系统中标准的 +5 V 电源经 DC/DC 变换产生 ±15 V，从而满足前向通道所要

求的电源电压。因为DC/DC变换器的输入与输出回路是隔离的，故切断了系统的主电源与前向通道电源间的干扰渠道。同时为进一步去除纹波干扰，在各芯片电源与地、输入通道与地之间要加0.1～1 μF的滤波电容。

三、结果分析

表2.12-1为实际测量记录的位移-电压-频率值，其中位移为LVDT铁芯端部—固定点矩LVDT外壳的长度，测量时预先设定固定间隔为0.5 mm，电压为AD654的输入值，频率为最后光电隔离器的输出值。

表2.12-1 位移-电压-频率测量值

位移/mm	20.00	20.5	21.0	21.5	22.0	22.5	23.0	23.5	24.0
电压/V	1.01	1.35	1.71	2.04	2.40	2.78	3.19	3.54	3.94
频率/kHz	152.88	156.20	159.62	162.97	166.38	169.98	174.00	177.37	181.23
位移/mm	24.5	25.0	25.5	26.0	26.5	27.0	27.5	28.0	28.5
电压/V	4.36	4.73	5.16	5.54	5.95	6.39	6.73	7.05	7.41
频率/kHz	185.25	188.85	193.00	196.64	200.50	204.75	208.00	211.10	214.59
位移/mm	29.0	29.5	30.0	30.5	31.0	31.5	32.0		
电压/V	218.28	221.64	224.89	227.97	231.34	234.06	236.18		
频率/kHz	7.80	8.15	8.49	8.81	9.16	9.45	9.67		

图2.12-7～9为根据表2.12-1运用Mathcad软件所绘制的位移-电压、电压-频率、位移-频率曲线，其中m与b，p与q，r与s分别为各图中拟合直线的斜率与截距。

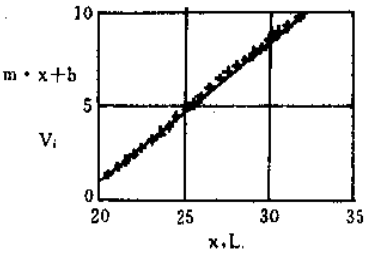


图2.12-7 位移-电压曲线

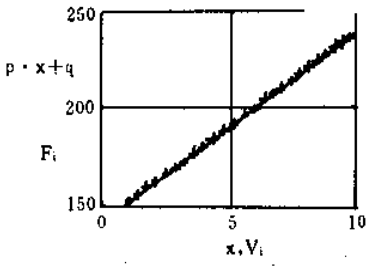


图2.12-8 电压-频率曲线

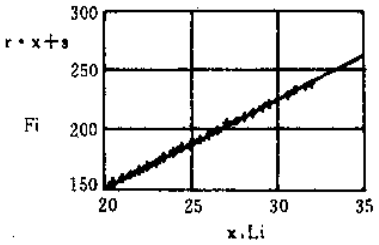


图2.12-9 位移-频率曲线

由最终的位移-频率曲线看，可求出拟合直线斜率r＝7.18，截距s＝9.236，即相当于1

mm 位移对应于 7.18 kHz 频宽；而实际要求控制误差为 0.02 mm，对应约 144 Hz 频率的变化。由此可知前文所述 AD654 输出三十几个 Hz 跳变是在误差允许范围内的。通过计算铁芯中段 5 mm(23～28mm)位移-频率的线性度得表 2.12-2。由表可知，该段曲线线性度≤0.3%，具有较高的检测精度。

表 2.12-2 位移-线性度对应表

位移/mm	23.0	23.5	24.0	24.5	25.0	25.5	26.0	26.5	27.0	27.5	28.0
线性度/(%)	0.09	0.10	0.10	0.02	0.08	0.10	0.03	0.06	0.30	0.02	0.30

参考文献

1 刘迎春. 传感器原理设计与应用. 长沙：国防科技大学出版社，1989

2 朱镇华. 智能式差动变压器控制装置. 仪表技术与传感器，1992(6)：31～33

3 ANALOG DEVICES. LINEAR PRODUCTS REFERENCE MANUAL. Signal Condictioning Components，1992，10：23～38

4 何立民. MCS-51 系列单片机应用系统设计·系统配置与接口技术. 北京：北京航空航天大学出版社，1990

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 10 期

2.13 微机测控系统误差校正的方法和实现

西安西北建筑工程学院（710061） 尚 炜

一、引 言

误差是微机测控系统的大敌。超过其允许值的误差，将会使检测精度下降、甚至会给出错误的信息；在实时控制系统中，可能引起逻辑混乱、控制失灵。因此，必需的误差校正，是保证检测精度，提高控制系统可靠性的关键技术之一。

误差主要有系统误差和干扰引起的随机误差，它们可以用硬件电路来补偿，也可以用软件编程来校正。软件编程可以节省开支，减小体积，充分发挥计算机的智能作用以提高检测的精度。本文主要介绍软件误差校正的几种方法。

二、系统误差的校正

系统误差校正有多种方法，采用那种方法有效，要视具体情况而定，下面给出几种实施校正的方法。

1. 利用校准数据修正非线性误差

此法也称查表法，它是通过实测求得测量系统的完整的校准曲线，甚至还可取得在不同参数下的一组曲线；然后把特性曲线上各个校准点参数以一定顺序存入内存的校准数据区中。在实际测量时，通过查表来求得修正的校准结果。此法主要用于：① 计算公式涉及指数、三角函数、微分和积分等运算，其编程相当麻烦；②被测参数与输入量没有确定关系，不能用某种函数表达式进行拟合的情况。

例如，红外测温，根据普朗克公式，温度为 T（绝对温度）的物体所辐射的波长为 λ 的辐射功率为：

$$W_{\lambda T} = \varepsilon_{\lambda} \frac{C_1 \lambda^{-5}}{e^{C_2/\lambda T}-1} \tag{1}$$

在 λ_1 到 λ_2 波长范围辐射的总功率为：

$$W = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} W_{\lambda T} d\lambda \tag{2}$$

由探测元件将一定波长范围内的辐射功率转换成电压信号，通过前置放大，加上 ε 修正，环境温度 T_0 补偿，得电压-温度曲线。

若温度范围为 $T_1 \sim T_2$、电压范围为 $U_1 \sim U_2$，每隔 ΔU 取一点，建立表格存入程序存储器中。设段数为 K，首地址为 T_{AB}，某次测量得 U 值，则 U/ΔU＝K＋余数

若，U/ΔU 为整数，表明 U 正好在表格所列的校准点上，与 U 对应的被测量 T 可直接从数据表格内读得，或从 T_{AB}＋K 单元取出。

若，U/ΔU 不为整数，可以取整后，即用 T_{AB}＋K 或 T_{AB}＋K＋1 单元的值作为被测值 T。

如果精度要求较高时，也可用线性插值法求 T。线性插值公式为：

$$T = T_K + \frac{T_{K+1} - T_K}{\Delta U}(U - U_K) \tag{3}$$

2. 利用曲线拟合校正非线性误差[1]

此法也称计算法。在工程实际中，被测量的输出量常常是一组测定的数据，这时可用数学上曲线拟合法，一般采用"误差平方和为最小"的方法，求得被测参数与输出量的近似表达式，但有时也可以用分析比较法得出拟合方程。

例如，实测某磁场的校准数据，可用点划线图表示，见图 2.13-1。将点线分成两段，每段均可用二阶多项式 $B=a_0+a_1i+a_2i^2$ 来拟合。若将上式变换为

$$B = [(0 + a_2)i + a_1]i + a_0 \tag{4}$$

易见，只要进行$(P+a_i)i$ 的两次循环运算(第一次 P=0)，最后再加一个常数 a_0，即可完成二阶多项式运算，使编程极其简便。在阶数多时更显得方便。

3. 自动校正

在有测量放大器的系统中，往往由于模拟电路存在漂移、失调及增益变化等原因而影响测量精度。这在一般测量系统中要消除它是比较麻烦的。利用计算机程序控制显得大为简单。图 2.13-2 为校正原理图。

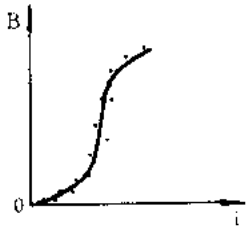


图 2.13-1 B-i 曲线图

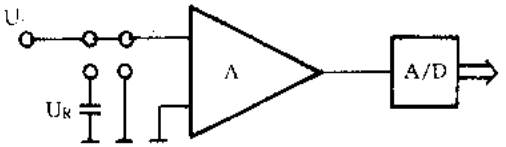


图 2.13-2 自动校正框图

自动校正步骤如下：

S 在"1"位时，测得

$$U_{01} = A \cdot \varepsilon \tag{5}$$

ε 为放大器折算到输入端的漂移和失调电压。

S 在"2"位时，测得

$$U_{02} = (U_R + \varepsilon) \cdot A \tag{6}$$

S 在"3"位时，测得

$$U_{03} = (U_i + \varepsilon) \cdot A \tag{7}$$

由此可求得被测量 U_i 为

$$U_i = \frac{(U_{03} - U_{01})}{(U_{02} - U_{01})} \cdot U_R \tag{8}$$

即 U_i 与 ε 和 A 无关。采样、S 切换、A/D 转换，由计算机的程序进行控制。

4. 提高 A/D 转换器的精度[2]

A/D 转换器除量化误差外，尚有零位偏置误差、非线性误差等。为了提高 A/D 转换的精

度，在测量范围内应充分利用 A/D 转换器的位数，即要求对应被测量的下限值的输出电压，应尽量接近 A/D 转换器的输入电压最小值；而其上限值对应的输出电压，应接近 A/D 转换器的输入电压最大值。

三、随机误差的消除

随机误差主要来源于外界电磁场的变化、热状态的起伏、空气的扰动、振动等一系列互不相关的因素。在硬件上可用 RC、LC 和有源滤波器进行滤波，采用软件数字滤波，只要在程序进入数据处理和控制算法之前，附加一段数字滤波。不同的干扰，采用不同的滤波算法。

1. 掐头去尾算术平均值法

$$Y(K)=\frac{1}{N-2}\sum_{i=1}^{N-2}X(i) \tag{9}$$

N 个采样值，除去最小值和最大值后，剩下的 N－2 个采样值进行算术平均。主要用于消除粗差。

2. 一阶滞后数字滤波法

这种方法来源于对 RC 低通滤波的数字模拟，RC 低通滤波器的微分方程为

$$RC\frac{dy}{dt}+y=X$$

差分方程为

$$RC\frac{Y_K-Y_{K-1}}{\Delta t}+Y_K=X_K$$

忽略高阶项，可近似得到

$$Y_K=a_0Y_K+(1-a_0)Y_{k-1} \tag{10}$$

式中 a_0——滤波系数，$a_0=\Delta t/RC$；

Δt——采样周期。

a_0 值可根据干扰信号的频率进行调节，使频率纹波减到最小为止。

3. 提高信噪比算术平均值法

在微弱信号检测过程中，常用此法。设有 N 个采样数据 $X_i(i=1,2,\cdots,N)$，若能找到这样一个 Y，使与各采样值间的偏差的平方和为最小值：

$$E=\min\left[\sum_{i=1}^{N}(Y-X_i)^2\right] \tag{11}$$

则 Y 为最接近真值的可信数据。

由一元函数求极值原理可得

$$Y=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}X_i \tag{12}$$

式(12)为标准的算术平均值公式，此处 N 的取值由信噪比决定。

设测量值为 $U_i=S_i+C_i$

式中 S_i——信号成份；

C_i——噪声成份。

则进行 N 次测量的信号成份之和为

$$\sum_{i=1}^{N} S_i = N \cdot S \tag{13}$$

N 次测量噪声强度之和为

$$\sqrt{\sum_{i=1}^{N} C_i^2} = \sqrt{N} \cdot C \tag{14}$$

S、C 分别表示进行 N 次测量后信号和噪声的平均幅度。即 N 次测量取算术平均值后的信噪比$\sqrt{N}$，N 越大，信噪比提高越多。但由此带来占有内存多，计数量大，程序执行时间长。故可根据测试精度的要求，选取适当的 N 值。

四、结　　语

通过以上分析，可以看出在测控系统中，采用软件进行误差校正，基本上可以消除系统误差和随机误差，提高信号检测的质量和系统运行的可靠性，其中有些方法应用于温度、弱磁检测中，取得了较好的效果。

参 考 文 献

1 陈淦钦. 传感器非线性误差的修正. 现代计量测试，1996

2 吴道悌. 非电量电测技术. 西安：西安交通大学出版社，1990

摘自《现代电子技术》月刊，1998 年第 3 期

2.14 X系列非易失性数字电位器及应用

空军雷达学院125信箱(430010) 刘 强 陈 伟
武汉力源电子股份有限公司(430079) 郭文加 颜荣江

在各种仪器仪表和家用电器中需要使用多种类型的电位器。传统的机械式电位器是靠人工调节的，如果用能和计算机接口的数字电位器进行替换，那么不仅可使规模生产中的调节工作容易实现自动化，而且在操作使用上也容易实现智能化。除此以外，带有EEPROM的非易失性数字电位器还有很多优点：如调节准确和稳定，滑动臂位置数据可长期保存和随时刷新，抗震动抗污染等。本文向读者推荐Xicor公司推出的X系列非易失性数字电位器产品E^2POT。这些器件的基本结构是一致的，但它们提供不同的抽头数，不同的接口和控制方式，应用于不同的电压范围，可根据具体情况在各种不同的场合下选用。

一、基本结构和工作原理

E^2POT的基本功能框图如图2.14-1所示。可分为三个主要部分：由n个带温度补偿的电阻单元组成的电阻阵列，非易失性存储器EEPROM和由输入接口、计数器、译码器等组成的控制电路。在电阻阵列的两端和单元之间都有可以被滑动臂访问的抽头开关。包含增/减信息和时钟的控制信号按步进方式控制计数器，计数器的输出经译码器译码后从n个CMOS电子开关中选通一个，将该抽头点连接至滑动臂。

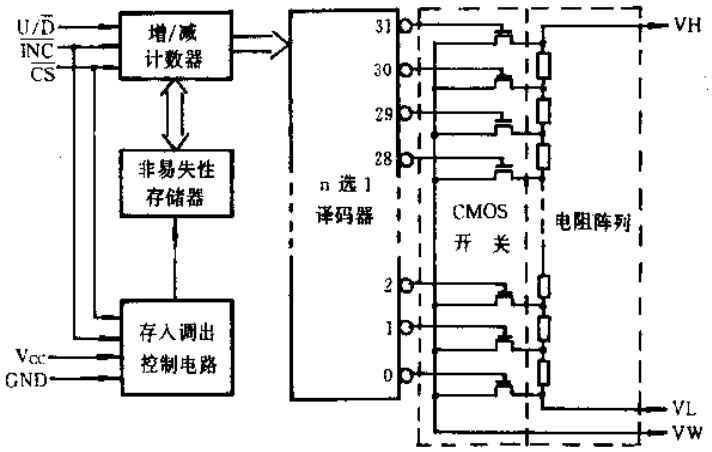


图2.14-1 基本功能方框图

X系列数字电位器用单5 V电源供电。为使电位器能在±5 V或更大信号电压范围工作，这些器件内备有充电泵，提供CMOS开关所需的负电压和更高的正电压。

单数字电位器按8引脚DIP形式封装，器件只包含一个非易失性存储器EEPROM，调准的滑臂位置可放入EEPROM长期保存，上电时该位置数据被自动调用。

对于一个较复杂的数字电位器，如 X9241，其内部有 4 个相同的电位器，每个又包含 4 个 8 位的 EEPROM。存储器中的数据可由单片机直接读写，也可同滑臂计数器交换。这样每组电位器可以选择四种备用数据。假如器件不需要多种备用位置数据，那么多余的 12 个 EEPROM 可用作系统的通用存储器，保存重要的系统数据。

二、接口和控制方式

1. 按钮方式

对数特性的 X9514 和直线特性的 X9511 是 32 抽头的数字电位器，采用按钮方式调节，如图 2.14-2 所示。芯片内有调节和存储所需的控制电路、时钟产生器和充电泵等。$\overline{PU}$和$\overline{PD}$是经过去抖动处理的上移和下移控制端，利用两个按钮开关将$\overline{PU}$或$\overline{PD}$电平拉低，即可根据按下时间的长短进行单次或连续调节。当按下时间超过一秒后，调节转为快扫描方式。$\overline{ASE}$是自动存储使能输入端，根据其电平的高低可提供手动或自动两种方式存储。当$\overline{ASE}$被连接到固定的低电平时，自动存储方式被允许，器件在断电时滑臂位置数据自动存入 EEPROM。$\overline{ASE}$被上拉电阻拉至高电平时，禁止自动方式，改为手动存储。这时需要使用第三只按钮拉低$\overline{ASE}$的电平，方可实现存储。按钮控制方式最适合于面板调节应用。

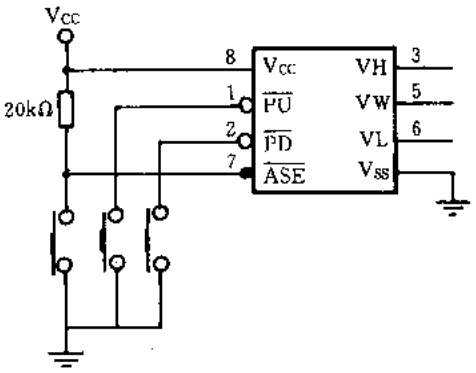


图 2.14-2 按钮控制的数字电位器典型电路

2. 三线接口

X9311～X9316 数字电位器采用非标准的三线接口同单片机或逻辑电路连接。因此，可用软件方式或硬件方式控制滑臂位置。$\overline{CS}$是片选端，低有效；U/$\overline{D}$是上移下移方向控制端；$\overline{INC}$是步进控制端，下降沿触发，通常利用时钟信号连续控制。器件共有五种工作状态，利用单片机可方便调节和存储滑臂位置，以便对电路和系统进行程控。表 2.14-1 列出三线接口的状态。

表 2.4-1

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	U/$\overline{D}$	状态
L		H	向上滑动
L		L	向下滑动
	H	X	存储
	L	X	不存储
H	X	X	等待

3. 二线接口

X9221/X9241 是 64 抽头的双/四数字电位器，采用标准的 I²C 双向串行接口。图 2.14-3 是 X9241 的功能方框图，每个电位器包含四个 8 位 EEPROM 数据寄存器和一个控制滑臂的计数寄存器 WCR。单片机通过接口可直接读写这些寄存器，或者控制数据寄存器同 WCR 传接数据，也可以按步进方式移动滑臂。这三种不同的调节方式可灵活选用，与之对应也有三种指令格式。以下主要介绍对寄存器进行读写操作的三字节指令，它包括地址字节、命令字节和数据字节。

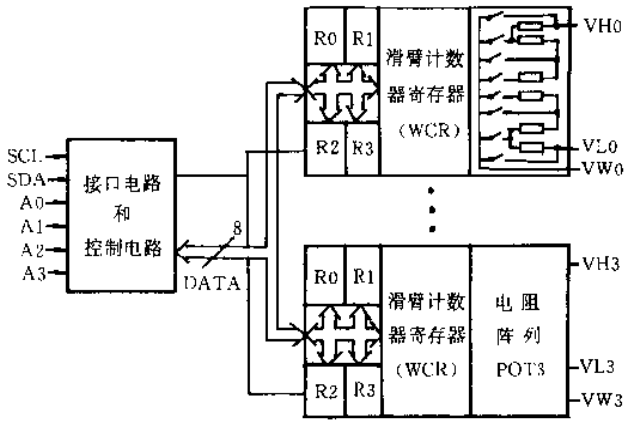


图 2.14-3 X9241 的功能方框图

三字节指令时序如图 2.14-4 所示。在起始位后面，主器件单片机发出需要访问的从器件地址，它由 8 位数码组成。其中高 4 位 0101 是本类数字电位器的辨识符，低 4 位 A3A2A1A0 由器件相应的地址输入端 A3A2A1A0 的状态定义。X9241 比较串行地址码同地址输入端的状态是否一致，若正确发出响应信号。

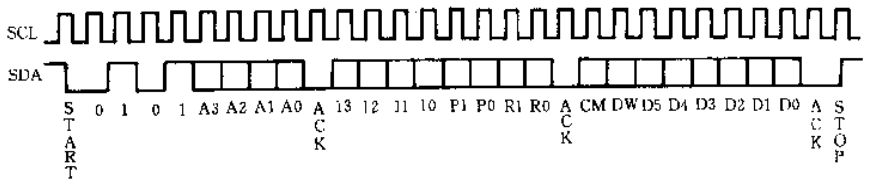


图 2.14-4 三字节指令序列

第二个字节包括命令内容和寄存器的指针。其中高 4 位 I3I2I1I0 给出命令。三字节指令包括读或写 EEPROM 数据寄存器，读或写滑臂计数器 WCR，共四条。低四位中的 P1P0 决定访问哪一个电位器，R1R2 决定具体要读写寄存器 R0～R3 中的哪一个。

第三个 8 位字节包括控制 64 个抽头开关的 6 位数据。数据若写入 WCR，可直接改变滑臂位置。数据写入 EEPROM 则作为 WCR 的备用数据，每个电位器有 4 个备用数据可供选用。另外两位 CM 和 DW 用来决定 4 个电位器是否构成串联组合的形式：CM 为 0 时，该电位器单独使用；CM 为 1 时，该电位器同相邻的高序号电位器串联。串联后的电位器组合只能有一个滑臂输出端，必须把多余的禁止掉。DW 为 1 时，该电位器滑臂被禁止。当串联电位器按步进方式调节时，有效的滑臂会随着抽头位置的移动在 4 个电位器中自动产生，各 DW 位的数

据也随之改变。

X9241 还提供四条缺省数据字节的二字节指令，其格式与三字节指令的前两条字节相同。二字节指令的作用是在数据寄存器与 WCR 之间传接数据。通常把已校准的滑臂位置从 WCR 存入数据寄存器，上电时 R0 中的数据自动调入 WCR，其余三个数据在需要时也可调用。

器件还提供第九条指令，用于步进方式调节电位器。前两个字节的格式同三字节指令，但指令的最后是一串很长的数据序列。序列的长度决定步进的次数，数据的值决定滑臂移动的方向：1 表示上移，0 表示下移。

三、重要参数和使用注意事项

1. 通频带和噪声

由于电子器件内杂散电容的存在，电位器的频率响应会受 RC 时间常数的限制。表2.14-2列出了 Xicor 测量所得的－3 dB 通频带宽度，滑动臂放在中心位置。

表 2.14-2

总电阻/kΩ	三分贝带宽/kHz	滤波电容/μF
1	2400 ～ 2600	0.0016
10	260 ～ 320	0.013
50	52 ～ 68	0.068
100	32 ～ 36	0.12

虽然内部充电泵扩大了器件的电压使用范围，但是充电泵中必须附加的振荡器却在电位器中产生有害的高频噪声。普通的消除噪声措施是在滑动臂与地之间接滤波电容，利用表2.14-2中提供的电容数据，在不影响通频带的情况下可衰减噪声约 20 dB。对于要求极低噪声的应用，可以选用内部不含充电泵的器件，如 X9315 和 X9316。

2. 电压和电流限制

X 系列器件必须在特性表规定的电压范围中使用，才能保证正常工作。大部分器件可工作在 ±5 V 范围，个别型号如 X9312 则可工作于 0～＋15 V 范围。除此之外，由于器件 CMOS 工艺的限制，要求滑动臂的电流不能超过 1～3 mA，超过这个限制会使器件过早失效。如果电位器需要控制更大的信号电流，可以在滑臂端接电压跟随器或放大器，或者选用含跟随器的器件，如 X9438。

3. 存储器的特性

数字电位器中的 EEPROM 可存储数据 1～10 万次、保存时间长达 100 年。使用中应注意，EEPROM 的写操作需要较长的时间，按照 Xicor 提供的时序，每次存储应保证写操作电压条件持续足够的时间，例如 X9311 需要 20 ms。对于按自动存储方式的器件 X9511，应在靠近正电源引脚处接 10 μF 电容，当断电时该电容使器件的电压不致于降落太快，EEPROM 便可自动存入数据。

四、应用电路

这里给出一例计算机多媒体中的音响电路。在微处理器的控制下，一片 X9241 便可把音调、平衡和音量的调节全部实现智能化。这种电路以前用 DAC 进行调节，但是每次上电 DAC

的初始化程序未完成之前，音频电路处于失控状态，可能发生很大爆音。而非易失性数字电位器在上电时自动调出 EEPROM 中的数据，使音频电路一开始便工作在设置好的正常状态。图 2.14-5 所示的双通道立体声电路中，使用 LM1035 立体声音频处理器。当 X9241U 的 4 个 50 kΩ 电位器分别改变 LM1035 器件的高音、低音、平衡和音量控制端的电压时，使可调节音调和音量。图中给出的元件值提供大约±15 dB 的高音和低音提升量，以及 70 dB 的平衡和音量控制范围。

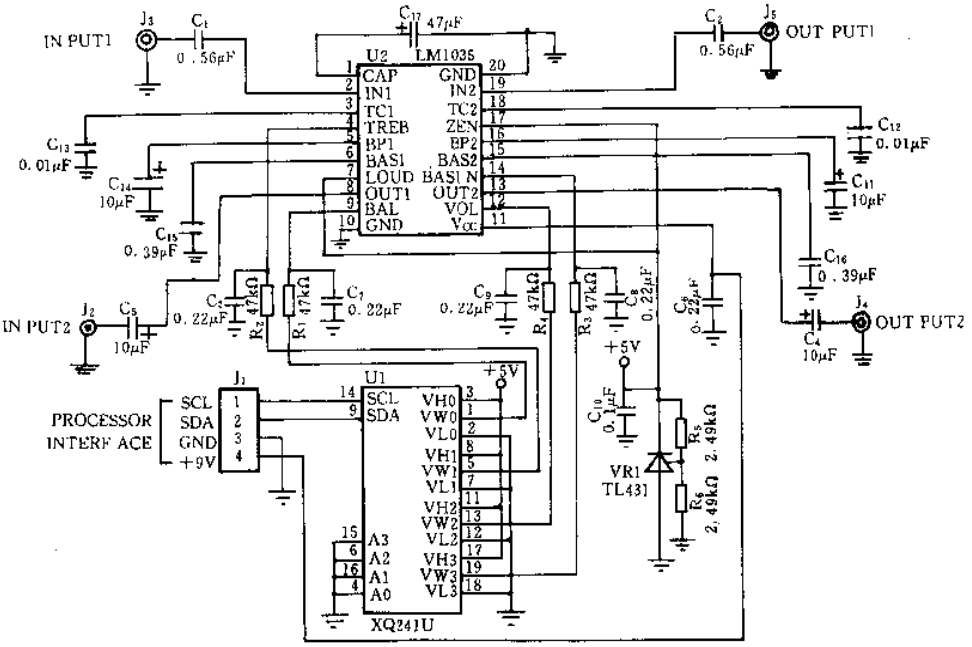


图 2.14-5 X9241 双音调、平衡、音量控制器

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 2 期

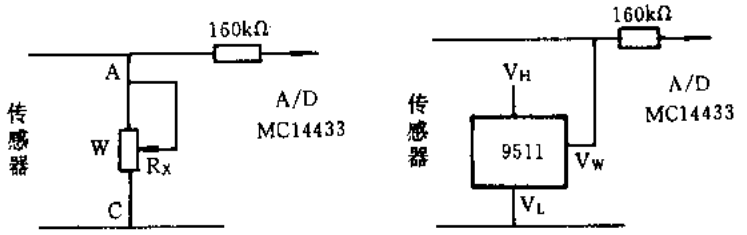
2.15 数字式电位器 X9511 在智能式仪表中的应用

煤炭科学研究总院合肥研究所 屠运武 邹 玲 谷 松
合 肥 电 力 学 校 刘培玉

一、概 述

在我们研制的 ZX－Z 型智能数显仪中采用了 ATMEL 公司的微处理器 89C2051 作控制核心。采用 3 位半的 MC14433 作为 A/D 转换。此外仪表还包括按键输入、液晶显示、报警输出，并具有 RS－485 接口。该智能数显仪的输入配接恒流输出传感器，可以对不同物理量进行数字显示。可以设置上、下限参数，具有超限报警及控制等功能。

仪表配输出为 0～1 mA、0～10 mA 和 4～20 mA 三种不同输出制式的恒流型传感器。为了使传感器的输出电压能符合 MC14433 的 0～1.999 V 输入的要求，可以采用由电位组成的电压形成回路。如图 2.15-1(a)在传感器不同输出制式其电位器阻值及其上电压降如表 2.15-1 所示。可见这时加在 MC14433 上的电压符合其 0～1.999 V 的要求，在 ZX－Z 型智能数显仪上我们采用了新型的 X9511 数字电位器代替上述的模拟电位器，现把应用情况介绍如下。



(a) 用电位器构成　　(b) 用 X9511 构成

图 2.15-1

表 2.15-1

传感器输出制式	0～1 mA	0～10 mA	4～20 mA
W 的输出电阻 Rx	2 000 Ω	200 Ω	100 Ω
MC14433 输入电压	0～2 000 mV	0～2 000 mV	0～2 000 mV

二、数字式电位器 X9511 简介

X9511Z 是美国 Xicor 公司生产的数字式可调电位器，典型限值为 1 kΩ。具有以下特点。

(1) 32 个滑动抽头；

(2) 滑动端位置数据可掉电保存 100 年；

(3) 低功耗 CMOS,最大工作电流 3 mA;

(4) 体积小(8 脚 SOIC 或 DIP)。

结构框图和引脚见图 2.15-2。它由输入控制、计数和译码部分、EEPROM 存储器及电阻阵列三部分组成,各引脚功能如下。

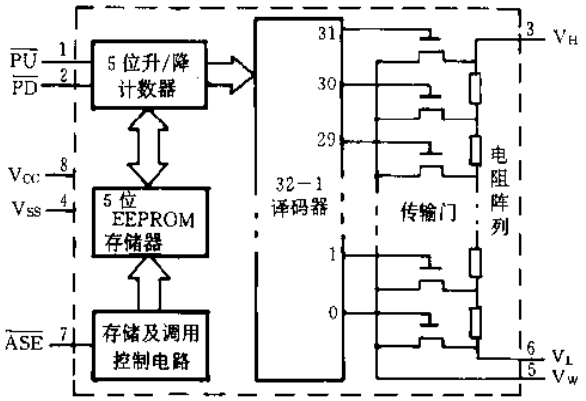


图 2.15-2

$\overline{PU}$:上拉成高电平,一个大于 40 ms 的低电平将使滑动端增大到相邻的位置。

$\overline{PD}$:上拉成高电平,一个大于 40 ms 的低电平将使滑动端减小到相邻的位置。

V_H、V_L:高电压端及低电压端,等效于机械电位器的两个固定端。

V_{CC}、V_{SS}:分别为电源电压和地,V_{CC}典型值为+5 V。

$\overline{ASE}$:自动存储方式或通过按键接地实现手动存储。

V_W:滑动端,相当于机械电位器的可移动端。

脉冲加在$\overline{PU}$或$\overline{PD}$后,相当于对计数器进行加/减操作,计数器的输出被译码而接通一个单接点电子开关,使得电阻阵列的一个点接到滑动输出端,达到数字式调节电位器的目的。滑动端移动时不会超出终端位置,即当计数器达到终端时不会循环回变(计数器全"1"不会变成"0",反之亦然)。

将 X9511Z 的 V_H、V_W、V_L端按图 2.15-1(b)所示连接。$\overline{ASE}$接低电平,工作在自动存储状态。$\overline{PU}$、$\overline{PD}$分别接到 CPU 的两个 I/O 口,用来改变 V_W的位置,即改变 X9511 的输出电阻(即 V_W端对 V_L端的电阻)。V_W端的位置和输出电阻成线性关系,计算公式为

$$输出电阻 = \frac{计数值(V_W的位置)}{31} \times 1000\ \Omega \tag{1}$$

由 X9511 构成的电压形成回路见图 2.15-1 (b)。为确保 MC14433 输入端的电压在任何情况下不大于 2.000 V,当仪表配接不同输出制式的传感器时,应通过 CPU 分别将 X9511 的计数值设置为 31、6 和 3,根据(1)式可计算出这时对应的输出电阻分别为 1 000 Ω、193.5 Ω和96.8 Ω(见表 2.15-2)。X9511Z 的最大输出电阻为 1 000 Ω,所以当仪表配接 0~1 mA 的传感器时,测量精度将减半。因此在传感器输出满量程即上限时,MC14433 的输入的电压分别为:0~1 000 mV、0~1 935 mV、387.2~1 935 mV,均未超出其测量范围。

表 2.15 2

传感器输出制式	0～1 mA	0～10 mA	4～20 mA
识别代码	1	2	3
X9511 计数值	31	6	3
9511 对应的输出电阻/Ω	1 000	193.5	96.8
MC14433 输入电压/mV	0～1 000	0～1 935	387.2～1 935

设被测量的变化范围为 X_0～X_1，X 为 CPU 从 A/D 采样得到的值，则此时被测量的实际值应根据不同输出制式的传感器分别按下述 (2)、(3)、(4) 三个公式计算

$$0 \sim 1\ \text{mA}: \qquad 实际值\ 1 = \frac{(X_1 - X_0)X}{1\ 000} + X_0 \tag{2}$$

$$0 \sim 10\ \text{mA}: \qquad 实际值\ 2 = \frac{(X_1 - X_0)X}{1\ 935} + X_0 \tag{3}$$

$$4 \sim 20\ \text{mA}: \qquad 实际值\ 3 = \frac{(X_1 - X_0)(X - 387.2)}{1\ 935 - 387.2} + X_0 \tag{4}$$

如测量的对象为某号锅炉汽包的水位，变化范围为 3～18 m，则 $X_0=3$ $X_1=18$，对应的传感器输出为 4～20 mA。假设传感器的输出为 7.8 mA，仪表中的 CPU 在计算汽包水位的实际高度时应按(4)式进行，此时 CPU 从 A/D 采样得到的值为 $7.8\times96.8=755.04$，即 $X=755.04$

$$汽包水位的实际高度 = \frac{(18-3)\times(755.04-387.2)}{1\ 935-387.2} + 3 = 6.56 \quad \text{m}$$

在 ZX—2 数显仪中，把被测量的变化范围(即 X_0、X_1)，上下限的报警值，传感器的识别代码(即表 2.15-2 中的 1、2、3)，测量精度以及该仪表在监控系统中的地址、传输波特率等参数都存放在串行 EEPROM(即 AT24C02)中，通过按键即可对这些参数进行设置，并可实现长期保存。CPU 复位后即读取 AT24C02 中的数据，根据传感器的识别代码，设置 X9511 的计数器，自动生成电压形成回路。

三、结　论

智能仪表引入数字式电位器的优点如下：(1) 利用软件来自动设置不同传感器的电压形成回路参数；(2) 准确可靠、数据不会丢失、温度影响小；(3) 仪表可做成通用性，减少了使用和维护的麻烦。

在我们研制的 ZX－2 型智能数显控制仪中，使用了这种数字式电位器，使得仪表适应了电厂热工仪表所配接不同制式的传感器，调试方便、精确度高。该仪表投入使用近两年来，证明其使用效果良好。

参 考 文 献

1 何立民著. MCS—52 系列单片机应用系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1990

2 中国集成电路大全. CMOS 集成电路. 北京：国防工业出版社，1992

3 Xicor IC 产品数据手册. 1997

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 6 期

2.16 数控电位器实现的宽增益软件可编程放大器

湘潭工学院自动化系 黄采伦

一、引 言

在电测仪表的数据采集系统中，对于一个变化范围较大或者多种输入范围差异较大的信号共用一个放大器进行放大时，采用普通运算放大(如 OP07 等)组成的固定增益放大器或增益范围较小的软件可编程放大器(如 AD526 等)是难以满足要求的。当信号较小时，A/D 转换后将丢失较多的有效数据位，从而影响测量精度。通常解决这一问题的方法是采用专用的软件可编程放大器(SPGA)和高精度的 A/D 转换器，但是专用的 SPGA 及转换速度较快的 14 位以上 A/D 转换器的价格昂贵，且购买也不方便，用户难以接受。为此，本文介绍一种采用廉价而精密的可编程仪表放大器 AD625 与数控电位器 X9241 构成的增益从 1～10 000 的软件可编程放大器。

二、软件可编程放大器的原理及设计

软件可编程放大器是一种可以通过软件设置放大倍数(即增益)的新型放大器。这种放大器在干扰环境下也能够高精度放大被测信号，具有外围电路结构简单、使用方便、性能稳定、抗干扰能力强、输入阻抗高、噪声低、线性误差小、失调电压偏移低、共模抑制比高、增益变换灵活等特点。

对于要求低噪声、高共模抑制比和低漂移的应用来说，AD625 是廉价有效的仪表放大器可选方案，外加三只电阻允许用户设置从 1～10 000 的任何增益。AD625 所产生的增益误差小于 0.05%，增益温度系数低于 5×10^{-6}/℃，性能极限主要决定于外部电阻，共模抑制同反馈电阻的匹配与否无关；在增益等于 1 时提供的电压温度漂移低于 0.25 μV/℃，最大非线性为 0.001%，且呈现极好的交流特性，具有 25 MHz 的增益带宽积、5 V / μs 的转换速率和 15 μs 的建立时间。AD625 是以改进型传统三运放方法为基础的单片仪表放大器，单片结构和激光晶片微调技术允许电路元件的紧密装配和布线，这种电路结构的固有特性保证了高水平性能。图 2.16-1 是 AD625 的功能框图及引脚排列图。

IN_+(1 脚)及 IN_-(16 脚)为模拟信号输入端；2 脚及 15 脚为增益检测端 GAIN SENSE；3 脚及 4 脚分别为输入失调校正端 RTINULL；13 脚及 14 脚分别为输出失调校正端 RTO NULL；5 脚及 12 脚为增益驱动端 GAIN DRIVE；9 脚及 8 脚分别为芯片的正、负电源 $+V_S$ 及 $-V_S$；6 脚为空脚；10 脚为输出端 VOUT；7 脚为基准端 REFERENCE，正常使用时接 0 电位；11 脚为检测端 SENSE，正常使用时接输出端。

X9241E 是把 4 个 E^2POT 非易失性数控电位器集成在一个单片的 CMOS 微电路，其引脚配置见图 2.16-2。它包含 4 个电阻阵列，每个阵列包含 63 个电阻单元，这些电阻阵列可以串联起来成为具有 127、190 和 253 个抽头的电位器。在每个单元之间和二个端点都有可以被

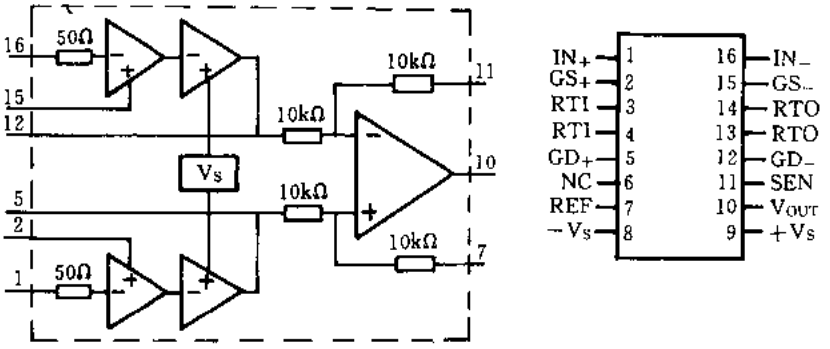
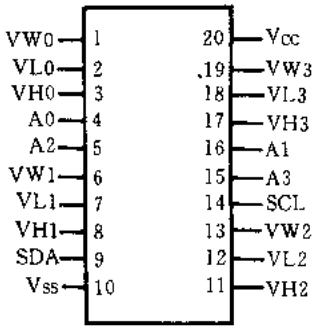


图 2.16-1 AD625 功能框图及引脚排列图

滑动单元访问的抽头点，滑动单元在阵列中的位置由用户通过 I^2C 二线串行总线接口控制。每个电阻阵列与一个滑动端计数寄存器(WCR)和 4 个 8 位数据寄存器联系在一起，WCR 寄存器的内容控制滑动端在电阻阵列中的位置，4 个数据寄存器可以由用户写入和读出，其内容可以传输到滑动端计数寄存器以设置滑动端的位置，当前滑动端的位置可以被传输到与它相联的任一个数据寄存器中。E^2POT 非易失性数控电位器 X9241E 的阻值种类根据 E 的不同而不同，当 E 分别为 Y、W、U 时，其内部分别是 4 个 2 kΩ、10 kΩ、10 kΩ、50 kΩ 的数控电位器；当 E 为 M 时，其内部 4 个数控电位器的阻值分别是 2 kΩ、10 kΩ、10 kΩ、50 kΩ。在本设计中，根据 AD625 的要求选用 X9241W 数控电位器。



图中
VW0、VW1、VW2 及 VW3 分别为四个电位器的滑动端；
VL0、VL1、VL2 及 VL3 分别为四个电位器的低端；
VH0、VH1、VH2 及 VH3 分别为四个电位器的高端；
A0、A1、A2 及 A3 地址线用来设置从属地址低 4 位；
SDA 及 SCL 分别为串行数据和串行时钟；
Vcc 及 Vss 分别为电源和地。

图 2.16-2 X9241E 引脚配置图

由 AD625 及 X9241W 所组成的软件可编程放大器如图 2.16-3 所示。图中我们将 X92411W 的 4 个 10 kΩ 的 E^2POT 数控电位器两两串联使用，从而得到两个具有 127 个抽头，阻值为 20 kΩ 的数控电位器，用以控制可编程放大器 AD625 的增益，这样便可得到具有 128 档增益设置的软件可编程放大器。若 128 档增益设置不满足要求，还可以改变 X9241W 的接线方法或采用多片 X9241E 串联使用。按图中的参数，其增益最大为：

$$A_V = \frac{2R_F}{R_G} + 1 = \frac{2 \times 20 \times 10^3}{10} + 1 = 4\ 001$$

即此软件可编程放大器的增益范围在 1～4 001 之间。只要适当调整 R_G，就可按自已的要求选定放大器的增益范围。

三、与单片机的接口及应用

图 2.16-3 是一个实用的可以通过软件设置放大器增益的数据采集系统硬件电路。CPU 选用 ATMEL 公司的 AT89C51 单片机，其引脚和指令系统与通用的 INTEL8031 兼容，它是一种低功耗、高速的 8 bit CMOS 芯片，具有 4 KB 可编程 ROM、256 字节 RAM、32 根 I/O

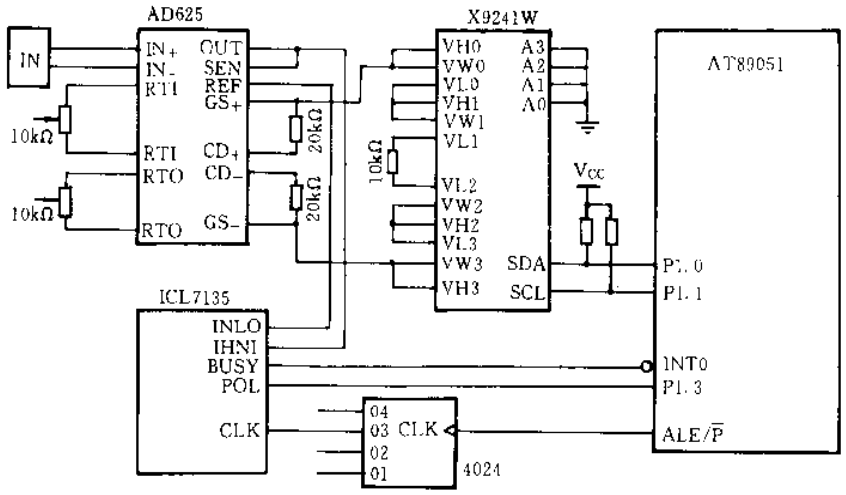


图 2.16 3 增益软件可编程的数据采集系统

线、2 个 16 位定时/计数器和 5 个中断源等资源。需要采集的被测量(多路信号时，由模拟开关 CD4051 等在 CPU 的控制下选通后)由 IN 端输入，经软件可编程放大器(AD625 及 X9241W)放大，再送到 $4\frac{1}{2}$ 位双积分型的 A/D 转换器 ICL7135。图中 P1.0～P1.1控制 E^2POT数控电位器 X9241W 滑动端的位置，从而改变 AD625 的增益驱动电阻及增益反馈电阻的阻值，以达到软件编程放大倍数的目的。ICL7135 的工作时钟由 AT89C51 的地址锁存信号输出线 ALE 经分频后提供，其 A/D 转换的每个转换周期为 40 002 个时钟周期，分 4 个阶段：(1)系统调零阶段，10001 个时钟周期；(2)模拟输入信号积分阶段，10 000 个时钟周期；(3)基准电压积分阶段；(4)积分输出回零阶段。ICL7135 的 21 脚(BUSY)在(2)和(3)两个阶段为高电平，因此将 BUSY 接在 AT89C51 的 P3.2(INT0)控制内部定时/计数器的启停，POL 极性信号送 P1.3；这样只要将内部定时/计数器的值减去(2)阶段的 10000 个时钟周期，即可得到与输入信号成正比的计数值；既节省单片机的 I/O 口线，又能正确读入信号的大小与极性。

四、结束语

用上述方法设计的数据采集系统在我院过程控制实验室的电阻炉温度集散控制实验系统中作为下位机使用。采用这种宽增益软件可编程放大器，能很好地满足学生实验时使用不同的传感器(如不同分度号的热电偶或热电阻等)和各种变送器(如 0～5 V 或 1～5 V 的电压型变送器、0～10 mA 或 4～20 mA 的电流型变送器等)进行实验。不同的输入信号均由一对输入端子接入，由输入电路(图 2.16-3 中未画出，它由两片 CD4051 及各种信号的补偿与保护电路等构成)在单片机的控制下完成，操作者只需通过键盘改变输入信号的类型编码(如：0 分

度号为S的热电偶、1——分度号为K的热电偶等)即可,改变后的输入信号类型编码保存于X9241中未用到的非易失性数据寄存器中,以便于下次开机或复位时程序自动读取。软件以输入信号类型编码查表得到增益控制码,根据增益控制码设置软件可编程放大器的增益后,数据采集系统(下位机)便可正常运行。

采用数控电位器实现的宽增益软件可编程放大器具有成本低、增益范围宽、节省CPU口线、适用范围广等优点;另外X9241的每个数控电位器的4个8位非易失性数据寄存器在不用时,还可用于存储系统的其它状态参数,节省系统的硬件开支,可广泛用于要求多种规格输入信号的测控系统或其它的多路巡回数据采集系统。

参考文献

1 Analog Devices INs Amplifier Reference Manual. 1995

2 Xicor 非易性器件使用手册. 力源单片机技术研究所,1996

3 AT89C51 技术应用. ATMEL. 1996

摘自《电测与仪表》月刊,1998年第11期

2.17 可选通的数字式温度传感器

毛新生

可选通的数字式温度传感器(KSG),是一种适合远距测量、多点并联、叫号选通、直接输出已经标定的数字脉冲信号的温度变送器件。该器件主要特点是高精度、低成本、通用互换、接口简单,可有效地简化温度测控系统的设计。

一、从数字式温度传感器说起

数字式温度传感器(简称 SWC)是一种三端温度变送器件,其三个端子分别为控制端 K、信号端 S 和公共端 G。该器件的单路应用十分简单,先向控制端加电,接着检测信号端输出脉冲的个数,就可直接得到被测温度的数字量。但要测量多路温度时,接线就复杂得多(见图 2.17-1)。由图 2.17-1 可知,即便是将 SWC 的公共端 G 和信号端 S 分别并联,N 个点的测量也需要 N+2 条导线。无疑,外线成本和主机 I/O 口的占用对用户和系统设计者都是一种负担。测点越多,距离越远,这种负担就越重。

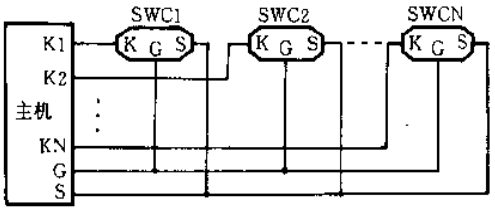


图 2.17-1 采用 SWC 的多点测温原理图

解决这个问题的办法是在每个 SWC 前加一个解码器。这样,包括供电在内,仅用 3 条外线即可解决多点温度的测量,如图 2.17-2 所示。与图 2.17-1 接线方式的系统相比较,该设计

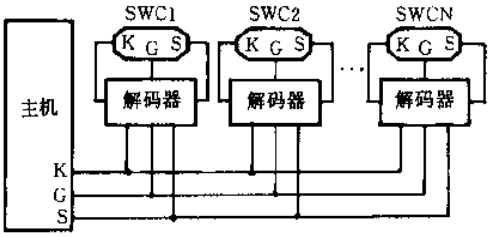


图 2.17-2 采用解码器的多点测温原理图

使系统大为简化,外线与 I/O 口占用明显减少,该技术已在军工产品 DS-87 电脑型温湿度巡测仪上得到了成功的应用。但美中不足的是必须对每个 SWC 外加一个解码器,才能实现各路温度信号的选通。能否使数字式温度传感器同时具备解码器的功能呢?

二、KSG 应运而生

KSG 就是 SWC 与解码器的一体化设计。KSG 在外观上、出线上都与 SWC 完全相同，应用上也可直接替换 SWC。要启用其解码选通功能，简单地改变应用电路的软硬件设计即可实现。用 KSG 进行多路温度测量时只需去掉图 2.17-2 中的解码器即可。也就是将所有 KSG 全部并联在 3 条外线上。

KSG 的内部有一个脉冲计数器，每个 KSG 都有各自的预置码。控制线 K 作为所有 KSG 的电源线，当 K 线加电后，所有 KSG 内部的脉冲计数器全清零，此时，主机通过信号线 S 发出一串脉冲，脉冲的个数即为选通码。所有 KSG 的脉冲计数器对选通脉冲进行计数，并将计数结果与自身的预置码相比较，当选通码与预置码相等时，该 KSG 即向主机发代表温度的脉冲信号，否则不响应。由于所有 KSG 无重码，主机只要发出不同的选通码，即可有选择地接收各测点的温度脉冲。与 SWC 一样，脉冲数量直接表示被测温度的高低，每个脉冲代表 0.1℃的温度增量。例如，当选用测温下限为 0℃的 KSG 时，315 个脉冲即表示被测温度为 31.5℃。由于是数字量传送，传输距离的远近不影响测温精度。

需要说明的是，若 KSG 在加电 5 ms 之后没有收到任何选通码，则自行将温度脉冲信号送出。这就是 KSG 仍能够直接替代 SWC 的原因。

三、KSG 的技术指标

(1) 感温范围：－10～＋40 ℃(A 档)，0～＋50 ℃(B 档)，0～100 ℃(C 档)，－50～＋150℃(T 档)

(2) 转换误差：不大于±0.3 ℃(A、B 档)。

(3) 转换速度：小于 50 ms。

(4) 工作电压：10～30 V。

(5) 输出方式：串行方波脉冲(约 18 kHz)。

(6) 输出幅度：工作电压减去外线路压降。

(7) 选通脉冲频率：不高于 10 kHz。

(8) 预置码设定方式：一次性设定或 DIP 开关设定。

(9) 最大编码：127。

(10) 工作电流：小于 10 mA。

(11) 体积：探头部长 60 mm，直径 8 mm；体部长 120 mm，直径 20 mm(可根据需要进行各种形式的封装)。

四、KSG 的应用举例

图 2.17-3 是用 KSG 作探头的总线型多路温度巡测仪原理图(电源部分略)。仅用 3 条外线即可对 20 点(最多 127 点)的温度进行测量。该电路经实践验证，测温距离可达 1 000 m 以上。

主机采用 87C51 单片机组成最小系统，P16 经光电耦合器 4N25 驱动三极管 TIP120 向 20 个 KSG 的控制线 K 加电，P17 经光电耦合驱动另一只三极管向信号线 S 发送选通脉冲，定时/计数器 T1 设定为外部触发的 16 位计数器，对 KSG 送回的温度脉冲进行计数。发送选

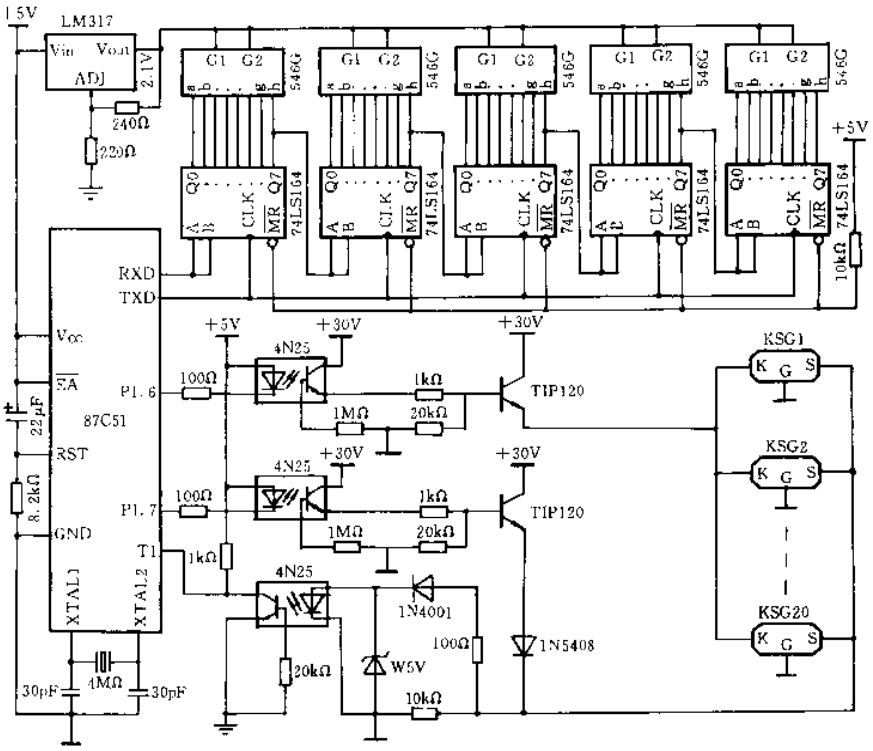


图 2.17-3 总线型多路温度巡测仪原理图

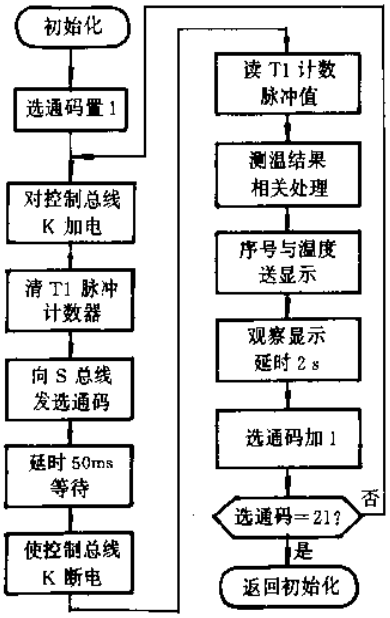


图 2.17-4 程序流程图

通脉冲后延时等待约 50 ms，从 TH1、TL1 中读出温度脉冲，转换为显示代码后由串行口 RXD、TXD 送往显示电路。显示电路由 5 片串行移位寄存器 74LS164 驱动 5 只 LED 数码管组成。5 只数码管分别显示序号(2 位)和温度(3 位)，调整 LM317 的输出电压可改变数码管亮度。

87C51 的 I/O 资源丰富，设计上可将 INT0、INT1 接成输入开关，分别控制巡测速度和进行定点测量，也可方便地配接打印机记录数据。

程序流程如图 2.17-4 所示。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 8 期

2.18 粮仓多点温度智能监控系统设计

信阳师范学院应用电子技术研究所(464000) 周胜海

粮食在仓储过程中,对其内的温度进行监控是防止其霉烂、变质的基本措施之一。目前我国许多基层粮仓,主要由人凭感官和经验作出判断,因判断失误而造成局部或大范围粮食霉变的事时有发生。许多粮库采取定时翻晒的办法来防止霉变,这往往造成大量人力和财力的浪费。本文给出以集成温度传感器 AD590 和单片微机 8031 为核心的温度监控系统的设计方案。实践证明,该系统可以实现对粮仓内多点温度的智能监控,并且具有成本低、功能多和可靠性高的特点。

一、系统的设计要求

(1) 定时对粮仓内多点温度和环境温度自动巡检或人为选测,定时间隔可调。测温点数扩展方便(本文图示的测温点为 64 个)。

(2) 检测时间、检测点编号和检测结果可显示或记录。

(3) 自动比较检测点温度与环境温度,超温报警指示。

(4) 传感器回路开路、短路报警指示。

(5) 可方便地扩展环境湿度检测与控制功能。

(6) 抗干扰能力强,能在生产现场环境下可靠运行。功耗低,能长时间工作。

二、系统的组成与工作原理

系统的硬件组成如图 2.18 1 所示。

1. 传感器与信号调理电路

根据本系统的设计要求选择 AD590 作为本系统的温度传感器。64 个 AD590 接成 8×8 矩阵形式(AD590 的个数根据需要而定),一个用于测环境温度,其余分别用于测粮仓内各被测点的温度。

AD590 是一种电压输入、电流输出型两端元件,其输出电流与绝对温度成正比。在 25℃(298.2 K)时,能输出 298.2 μA 的电流,相当于一个温度系数为 1 μA/K 的高阻恒流源。因而不必考虑多路转换器(如 IH6108)引入的附加电阻(约几百欧姆)造成的误差,也不必考虑长距离传输线电压降的影响,即使传输距离长达 100 m,也只需用绝缘性能好的胶合线即可。所以,AD590 特别适合于本系统传感器信号远距离传输的需要。

AD590 矩阵的行、列分别与两个 8 道多路转换器 IH6108(CMOS 器件)相联,通过三位行、列选择数字码(由单片微机 8031 产生)就可使 64 个被测点中的任何一个传感器接入测控电路,然后在 10 kΩ(0.1%)的高稳定性精密电阻上取得输出电压,其灵敏度为 10 mV/K。与 IH6108 的 D 线(脚 8)串联的电阻在某个 AD590 短路时起限流作用。

斩波稳零集成运放 ICL7650 构成高增益低漂移放大器,用于放大 AD590 的输出信号。放

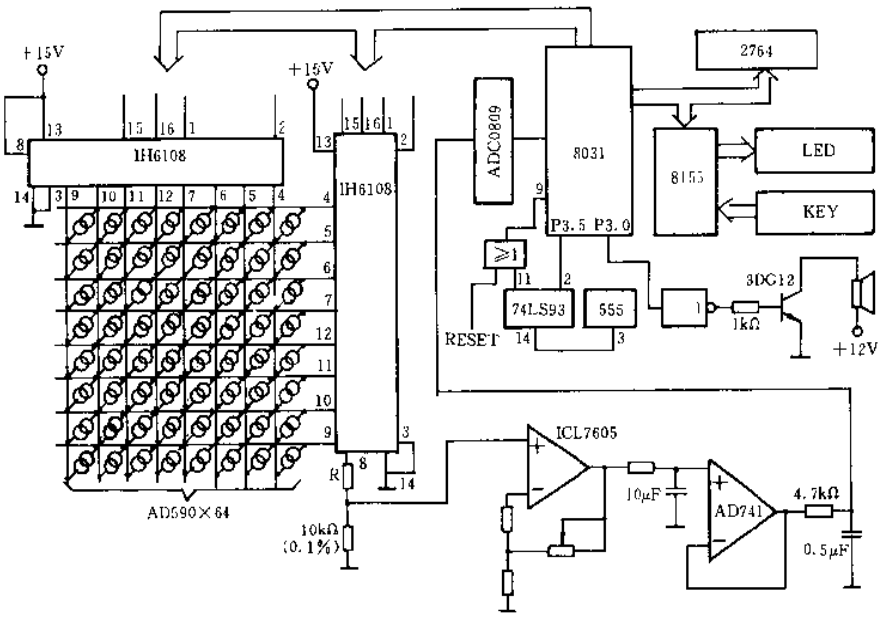


图 2.18-1 系统的硬件组成

大器外围电阻应选用 0.1% 低噪声精密金属膜电阻。同相接法满足阻抗匹配的需要。

通用集成运放 AD741 构成滤波器，用于滤除噪声、干扰等不必要的高频成份。滤波电容应选用漏电小、损耗低的电容。

2. 单片机测控系统

从滤波器输出的信号经过 A/D 转换器 0809 转换成数字信号，然后进入以 8031 CPU 为主控元件的单片机测控系统。单片机测控系统主要完成数据采集、处理、显示、报警等功能。

8031 外围扩展的主要芯片如图 2.18-1 所示(其中锁存器 74LS373、译码器 74LS138、同相器 7407 和门电路等芯片未画出)。由于本系统要处理的数据不是很多，8031 内部数据寄存器能够满足使用要求，故不需扩展 RAM 芯片。

由于被测温度变化比较缓慢，故定时检测即可，且多个传感器可共用一套信号处理电路，0809 前也不用设 S/H 电路。由于对测温精度要求不高，故从经济的角度考虑选用 8031 和 0809。这样，缩短了系统的工作时间，降低了系统的硬件成本。

三、系统的抗干扰设计

大多数粮仓位于基层，这些地方的供电质量一般较差。另外，不少粮仓附近有粮食加工场或其他工厂，其大功率用电设备(如电动机、电焊机、起重机等)启停时引起电网电压较大波动，有些还产生较强的辐射干扰。因此，系统的抗干扰设计是致关重要的。

这些干扰源主要以脉冲的形式从供电系统、过程通道和空间三条主要途径窜入微机系统，干扰微机系统的正常工作。干扰对微机系统的作用主要有输入系统、输出系统和微机系统的内部三个部位。对输入系统的作用一般表现为使模拟信号失真，数字信号出错，造成微机系统判断错误；对输出系统的作用一般表现为使输出信号混乱，导致控制系统的错误 动作；对微机系统的内部的作用一般表现为使三总线上的数字信号混乱，导致程序失控(跑飞)。因此，相应的

抗干扰措施应从系统的硬件设计和软件设计两方面着手。在本系统中，除注意常规的电路抗干扰要求外，还综合考虑系统的结构特点、工作环境和成本要求等因素，采取了以下抗干扰措施，收到了很好的效果。

1. 硬件抗干扰措施

本系统采取的主要硬件抗干扰措施如下。

(1) 电源部分抗干扰

本系统电源部分的组成如图 2.18-2 所示。该电源采取双隔离、双滤波和双稳压措施，具有较强的抗干扰能力和较好的稳压性能。注意隔离变压器的接地要良好。实践证明，采取措施抑制来自电源的干扰，对提高系统的抗干扰能力十分有效。

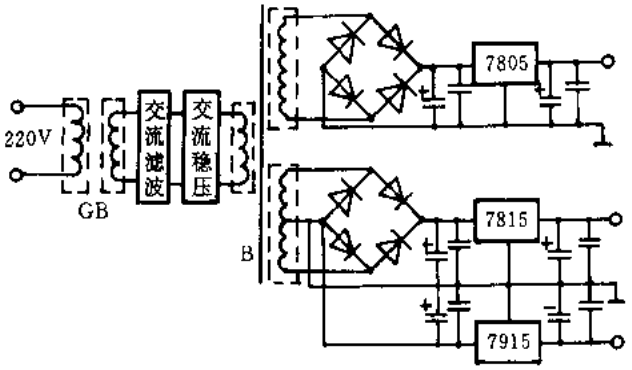


图 2.18-2 电源部分的组成

(2) 屏蔽措施

用金属外壳将主板包围起来，再将金属外壳接地。接地点与系统的电压参考点相接，而且只在一点相接。较长(一般大于 5 cm)的信号输入、输出线，采用屏蔽线，屏蔽层和外壳在同一点接电压参考点。

2. 软件抗干扰措施

本系统采取的主要软件抗干扰措施如下。

(1) 信号的采集用多次重复法，如 A/D 转换，对信号连续采样几次通过软件滤波后再给出最后结果。

(2) 用 555、74LS93 等芯片组成看门狗电路(见图 2.18-1)，对程序运行加以监控。

(3) 设置软件陷阱，即在程序中设计一段容错程序，假如其入口标号为 ERROR，在内存空间中设置一些软件陷阱，如：

```
NOP
NOP
LJMP  ERROR
```

强行将捕获到的失控程序引向容错程序，在那里对出错的程序进行外理。根据标志位，将程序拉到正确轨道上来。

单片机测控系统的硬件抗干扰和软件抗干扰措施还有多种，可以根据需要灵活选用，其具体用法在不少文献中都有详细介绍，这里不再赘述。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 11 期

2.19 由集成温度传感器 AD590 构成的多点温度测量系统

武汉华中理工大学生物医学系(430074) 周云波 林家瑞

传统的多点温度测量系统,由于每只传感器都必须使用至少两根单独的信号线,所以引线很多。由单线多点温度传感器 DS1820 构成的单线多点温度测量系统,虽然引线很少,但是传输距离短。DS1820 的信号传输距离不超过 20 m,这就严重地影响它的推广使用。尽管可以采取某些措施延长 DS1820 传输距离,但是成本很高,失去了该系统的优势。

本文介绍的由集成温度传感器 AD590 构成的多点温度测量系统,用最少的引线将许多 AD590 的信号引到测量仪表或计算机上。本系统充分利用了 AD590 的传输距离远(因为输出电流信号)的优点,而且巧妙地进行了引线的组合分配,以达到用最少的引线连接最多的 AD590 数量的目的。

一、集成温度传感器 AD590 简介

AD590 的典型使用方法如图 2.19-1 所示。AD590 的供电电压范围为 3～30 V,输出电流为 278 μA(25 C时),灵敏度 1 μA/℃。当在回路中串接采样电阻 R 时,R 两端的电压可作为输出电压。注意 R 的阻值不能太大,以保证 AD590 两端电压不低于 3 V。由于 AD590 输出信号为电流信号,所以传输距离远,可以达到 1 km 以上。

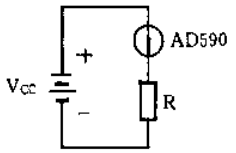


图 2.19-1

二、纵横分布式 AD590 多点温度系统

该系统结构见图 2.19-2。横向分布的引线编号为 A、B、C、D、……,纵向分布的引线编号为 a、b、c、d、……。在每根横向(或纵向)引线的始端串接采样电阻 R。在横向线与纵向线交错(不相连)外接上两个相互反向的 AD590 温度传感器。通过测量电阻 R 上的电压来得到 AD590 的温度信号。如果要测量某个 AD590 的信号,比如 Aa 交错处的方向为 A→a(输出电流方向)的 AD590,那么就在 A 端加高电平(比如 +12 V),而在 a 端加低电平(比如 0 V)。加+12 V 电平是为了得到较大变化范围的输出电压,比如 0～150℃时,R 上的电压能变化 5 V,如果对输出电压动态范围没有要求,则可以直接加 +5 V(高电平)和 0 V(低电平)。注意此时除 a 以外的纵向线都必须加高电平。这时 A 端电阻上的电压(方向:左正右负)就代表所选中的 AD590 的温度信号。如果要选通 Aa 交错处的方向为 a→A(电流方向)的 AD590,那么就在 A 端加低电平(比如 0 V),而在 a 端加高

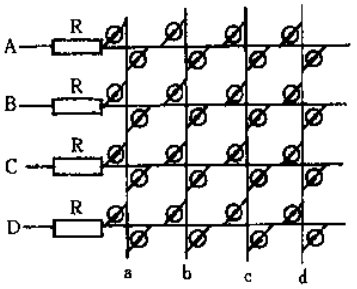


图 2.19-2

电平(比如+12 V),注意此时除 a 以外的纵向线都必须接低电平。这时 A 端电阻上的电压(方向:左负右正)就代表所选中的 AD590 的温度信号。当横向和纵向线的条数分别为 m、n 时,采用这个结构最多可挂接2 mn个 AD590。如果总的线数为 N(=m+n),那么最多能挂接 $2\times(N/2)^2=N^2/2$个 AD590(N 为偶数时)。这种结构特别适合于要将 AD590 在位置上均匀分布的场合。

三、梯形分布式 AD590 多点温度测量系统

纵横分布式的结构虽然已经大大减少了温度测量系统的引线数量,但是采用梯形结构还可以进一步减少引线数量。这种梯形分布式结构如图 2.19-3 所示。每一根引线始端串接有一个采样电阻 R,用于将 AD590 输出电流信号转换成电压。每一根引线沿梯形向下折弯,再与其下面的引线的横向段相交错(不相交)。在每个交错处接上相互反向的两只 AD590。这种结构可以使引线上挂接的 AD590 数目增加 将近一倍。如果引线共有 N 条,那么 AD590 的最大数目为 N^2-N。这种结构对各端点所加的电平信号有特别要求,就是必须有三态:高电平、低电平和高阻状态。如果要选通某只 AD590,比如位于引线 B 和引线 D 交错处且方向(输出电流方向)为 B→D 的 AD590,此时在 B 端加高电平,D 端加低电平,其余所有端均为高阻状态(即相当于断开)。这时流经 B 端或 D 端电阻上的电压就代表所选中的 AD590 的温度信号,注意电压的极性。选择其它 AD590 方法依此类推。

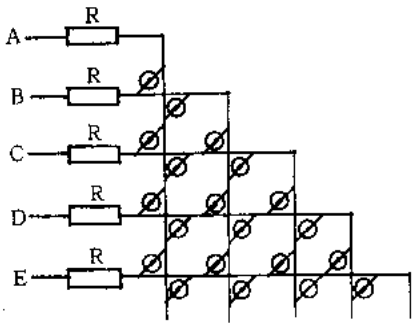


图 2.19-3

本文介绍的纵横分布或者梯形分布的布线结构同样适合于二线制变送器。AD590 可以看成是一种特别的二线制变送器,即输出电流 223 μA(−50 ℃)~423 μA(+150 ℃)、电源电压 3~30 V 的二线制变送器。而一般标准的二线制变送器为输出电流 4~20 mA、电源电压 24 V。只要将本文所述的高电平改为 24 V(低电平仍为 0 V),采样电阻 R 改为 250 Ω,则同样可以由多个二线制变送器构成多点测量系统,而且具有传输距离远的特点。

参考文献

1 周云波.由单线数字温度传感器 DS1820 构成的单线多点温度测量系统.电子技术应用,1996(9)
2 范振中.单片机系统中扩展键盘的新方法.电子技术应用,1995(7)

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 6 期

2.20 编解码电路在温度测控系统中的应用

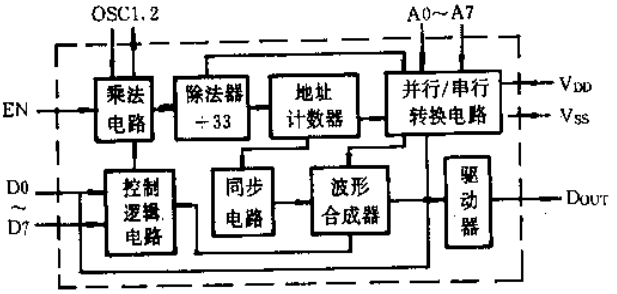
宁波大学师范学院物理系（315211） 鲍国华

在工业生产的集中检测控制系统中，往往一个主机需要对多点进行参数测量，然后根据测量参数进行运算，作出相应的控制。每一点的分机与主机的信息传输必须是双向双通道。这样，对于测控点数量很多的系统，涉及到两个主要问题是：如何合理安排各分机向主机传输的测试信息通道和主机向分机传输的控制信息通道，使之互不干扰；以及如何降低分机成本，以降低整个系统的成本。

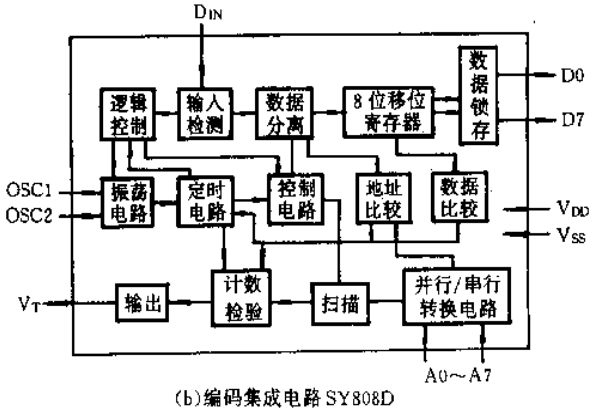
针对这两方面的问题，笔者设计了一个应用编码解码集成电路进行多点温度集中测控的方案，并用于工艺过程控制中，收到了很好的效果。

一、编解码集成电路 SY808E/D 介绍

SY808E/D 是用于遥控系统的大规模 CMOS 集成电路，其电路结构框图如图2.20-1所示。



(a)编码集成电路 SY808E



(b)编码集成电路 SY808D

图 2.20-1 编解码集成电路框图

SY808E 电路可编码 16 位，其中地址位 8 位、数据位 8 位，而且 8 个地址位由于用了三态电路，可寻址 3^8(6561 点)。当使能端 EN 有效时，SY808E 由 D_{OUT}端串行重复输出 16 位编码信息，SY808D 的 D_{IN}端收到这个编码信息后，解出前 8 位地址码，后 8 位为数据码，并进行二次误码判别，如判别结果无误，地址码与 A0～A7 设定相等，则在 SY808D 的 D0～D7 端输出与 SY808E 相等的数据，同时 V_T端输出有效的高电平。

SY808E/D 电路的工作频率较高，f_{osc}为 150 kHz，一个编码传输周期为 0.95 ms，这样大大提高了编码信息的传输率。SY808E/D 电路易于与无线载波传输电路或红外传输电路接口，构成无线测控系统。由于采用了多重解码判别方法，其编解码过程中具有很强抗干扰能力。

二、温度集中测控硬件电路

对于一个主机对众多个分机点进行参数测量和控制，常见的方法是在每个分机上设置微处理器，与主机进行接口通信，或采用两对编解码集成电路，进行对置双向传输。但这两种方案分机的电路复杂，且成本都较高。

这里，笔者设计了一种仅用一块编码电路来完成对温度进行测量和控制的双向信息传输方案，主机与分机的测控是采用分时扫描中断的方法来实现的。主机与分机仅由一根双芯屏蔽线连接，系统连接安装极为简单方便。该系统用于某生产流水线上 38 个工艺点的温度测量与控制。每一点工艺温度与时间的关系具有一定的工艺经验曲线。温度测控范围：0℃ 至 110℃；精度：±1℃。

图 2.20-2 是该系统的硬件电路图。主机选用 51 系列单片机 87C51。其中 P1 口、P2 口用于键盘、显示的动态扫描；5 位数码管显示：分机地址号(2 位)和温度(3 位)；键盘有 0～9 数字键和功能键。P3 口用于驱动编码电路地址口，P0 口用于驱动编码电路 SY808E 的数据口。由于测控点仅为 38 个点，所以，用 P3.0～P3.5 作编码电路地址寻址，P3.2 兼作中断复用，在 P3 口与 SY808E 之间加一地址锁存 74LS373，P3.6 用于编码地址锁存，P3.7 控制 SY808E 的使能端 EN。由于 7 位数据字足以满足温度测控范围和精度，所以 P0.0～P0.6 作温度字编码，P0.7 用于传输分机电热器控制信号。

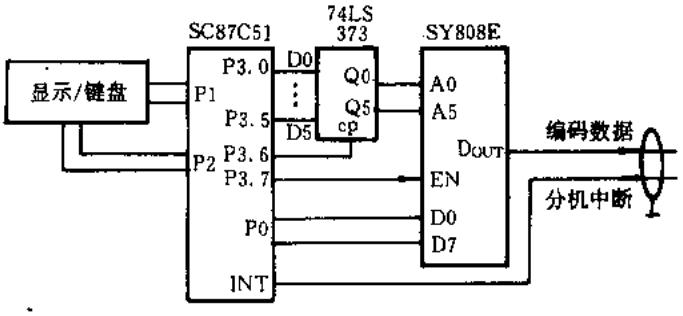


图 2.20-2 主机电路

分机电路较为简单，如图 2.20-3 所示。解码电路 SY808D 接收到主机送来的串行编码信号，进行解码，由于各分机的地址设置不同，在选中某一地址码相符的解码电路后，V_T有效，同时将解出的数据信号前 7 位 D0～D6 送 D/A 转换器 DAC0832，进行数模转换。由于主机编码的数据信号是一个递增变化的扫描量，DAC0832 转换得到的也是一个递增变化的模拟量，该模拟量与温度信号放大器 μA725 输出进行比较。当比较器 LM311 输出由低电平向高电平翻

转时，由于 V_T 高电平，经与非门对主机产生中断，主机记录该时通过 P3 口发出的编码地址和通过 P0 口发出的编码数据字，即反映该点温度的值。然后，对数据进行估计运算处理，根据温度控制模式，决定是否启动或关闭该点的电热器件，由解码电路 SY808D 的 D7 位来控制可控硅的导通与截止。

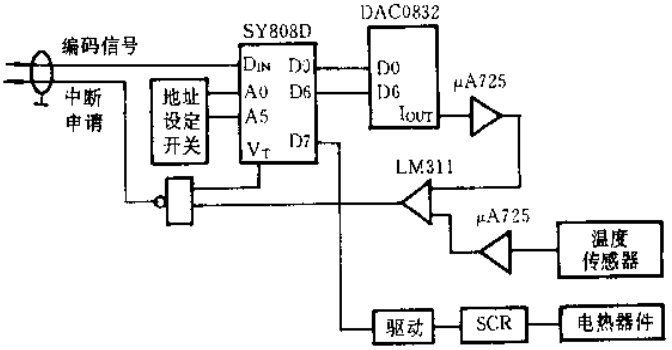


图 2.20-3 分机解码电路

三、系统软件框图

图 2.20-4 所示是多点温度集控系统中主机的工作流程。

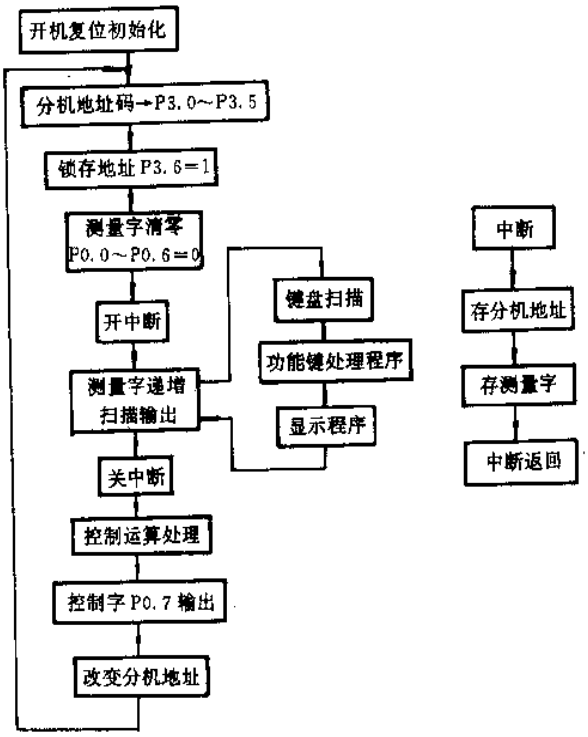


图 2.20-4 主机软件流程框图

在本方案中，实际上分机仅由一块解码电路分时实现了温度控制信息的传递与检测信息的查询。这种方案在热容较大、时间响应较慢的热系统中进行测量和控制尤为适用。分机电路

结构简单，成本很低。

应用这种主机、分机之间的编解码原理，可以扩展应用到一对多点的双向信息传输。根据传输信息的数据位来恰当地分割编码数据口，如对于8位数据编码电路，测量和控制可各占4位，然后在分机电路中，通过寄存器的分时寄存，将4位的数据扩至8位或16位。

主机与多点分机的信息交换，可以藉用于无线载波或红外光电传输，应用这种编解码方法，只需要两个传输通道就可以了。

参考文献

1 王俊省编.微计算机检测技术及应用.北京：电子工业出版社，1996

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊，1998年第1期

2.21 低功耗、可编程温度控制器 TMP01

陈天泰

一、概 述

TMP01 是一种低功耗、可编程的温度传感器，可输出与绝对温度成正比的电压；当环境高于或低于某一特定温度范围时，器件可分别输出高或低的控制信号。两个温度设定点和超调量可由外接电阻编程决定。

TMP01 内部含有一个带隙基准电压和一对窗口比较器。基准电压提供恒定的 2.5 V 电压，同时提供与绝对温度成正比的 V_{PTAT}电压，其温度系数为 5 mV/K，25℃时的标准值为 1.49 V。利用固定电阻或电位器设定上下温度设定点，也可通过其它以“地”为基准的电压源(如用户编程的 DAC 或控制器)来设定。高或低设定点电压通过同 V_{PTAT}进行比较而建立起两个温度阈值的函数，当超过其各自的阈值时，便产生一个集电极开路的输出信号。

超调量可由外接电阻网络编程，由 2.5V 基准电压拉出的总电流决定，该总电流反映出比较器翻转后带极性的超调电压。两只比较器以并联方式连接，保证没有交叉滞后。

器件利用特有的薄膜电阻和激光修正技术在整个温度范围内可直接驱动继电器。TMP01 使用单一的+5 V 电源供电。图 2.21-1 是 TMP01 的功能方框图。

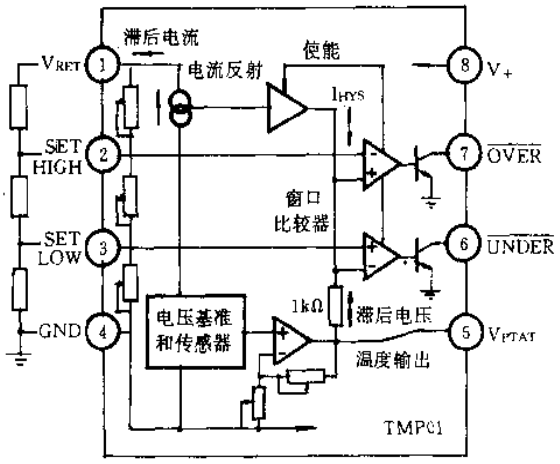


图 2.21-1 TMP01 功能方框图

TMP01 的绝对最大极限参数如下：

最高电源电压：−0.3～+15 V

最高输入电压(S_{ETHIGH}，S_{ETLOW})：−0.3 V～[V_++0.3 V]

最大输出电流：2 mA

最大输出电流(集电极开路)：50 mA

最大输出电压(集电极开路):15 V

工作温度范围:−55～+150 ℃

材料结温:+150 ℃

储存温度范围:−65～+150 ℃

引脚温度(60 s 焊接):+300 ℃

1. 温度超调

温度超调是一种超过预置设定点温度的量。超调可由用户在基准电压输出端设置一个特定的负载来编程。输出电流也称超调电流,它由内部映射并反馈到带模拟开关的缓冲器。

当温度超过某一设定点时,比较器翻转,缓冲器有电流输出。这一带极性的电流流经接在比较器输入端的内部 1 kΩ 电阻,在电阻的两端产生超调偏置电压。当比较器输入端上的电压等于温度传感器电压加上超调电压时,比较器才翻转。图 2.21-2 是 TMP01 超调示意图。

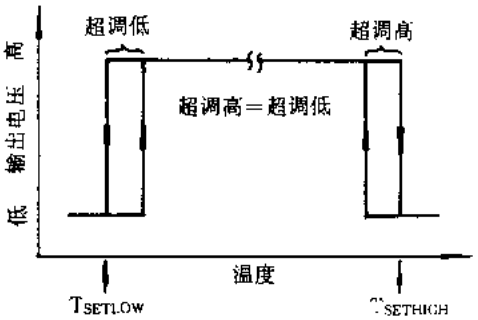


图 2.21-2 TMP01 超调示意图

可编程超调电流的比例因子是 $I_{HYS}=I_{VREF}=5\ \mu A/℃+7\ \mu A$。由于 $V_{REF}=2.5$ V,基准的负载电阻大于等于 357 kΩ,输出电流小于或等于 7 μA,故温度设定点的超调量便等于 0。高阻值的负载电阻只减少大约 7 μA 的负载电流,对器件的工作没有影响。超调量由 V_{REF}端的负载电阻值选择。

2. 编 程

在基本应用中,利用一个简单的电阻分压器设置固定的温度设定点。图 2.21-3 是 TMP01 设定点编程图。

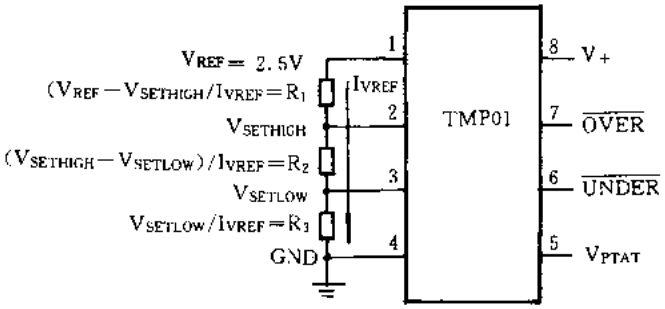


图 2.21-3 TMP01 设定点编程

计算温度设定点的步骤如下:

(1) 选择期望的超调温度;

(2) 计算超调电流 I_{VREF};

(3) 选择期望的设定点温度；

(4) 分别计算电阻值。

在 S_{ETHIGH}和 S_{ETLOW}两点上导出期望的比较器设定点电压。例如，假定超调量为 2℃，则 $I_{VREF}=17\ \mu A$。

利用 V_{PTAT}的比例因子 5 mA/K，用 5 mV/(℃+273.15)确定设定点的电压 $V_{SETHIGH}$和 V_{SETLOW}(25℃ 时为 1.49 V)，然后计算设定点的分压电阻。计算电阻的公式如下：

$$V_{SETHIGH} = (T_{SETHIGH} + 273.15) \times 5\ mV/℃$$

$$V_{SETLOW} = (T_{SETLOW} + 273.15) \times 5\ mV/℃$$

$$R_1(k\Omega) = (V_{REF} - V_{SETHIGH})/I_{VREF} = (2.5\ V - V_{SETHIGH})/I_{VREF}$$

$$R_2(k\Omega) = (V_{SETHIGH} - V_{SETLOW})/I_{VREF}$$

$$R_3(k\Omega) = V_{SETLOW}/I_{VREF}$$

$$R_1 + R_2 + R_3 = V_{REF}/\text{期望的}\ I_{VREF}$$

如果不需要设定这一功能，比较器就不起作用，此时“上限设定”端脚可连到 V_+，“下限设定”端脚连到 GND，比较器的输出端脚可以不接。

3. 误差来源

为了在控制系统中保证一定的精度，必须尽量减少各种可能的误差源。设定点编程的内部误差源包括基准电压的原始误差和温度漂移、比较器的设定点输入失调电压和偏置电流以及超调电流比例因子。在计算设定点编程误差时，可通过电阻分压比来减少基准电压误差对比较器输入端的影响。当比较器翻转时，其输入端 S_{ETHIGH}和 S_{ETLOW}的偏置电流跌落小于 1 nA(典型值)，可用来计算设定点电压的误差，其值等于偏置电流的变化量乘以设定点对地的分压电阻的有效值。

器件封装的热容量和热量传递到周围电路的程度是影响热稳定性的主要因素，它决定了温度测量精度。到达最终设计的温度需要一定的稳定时间，对于塑封芯片来说，在静止空气中典型的热时间常数约为 140 s。因此，为最终达到优于 1% 的温度精度，对于 60℃ 的温度变化量，需要 5 倍于时间常数的稳定时间，即 12 min。

4. 加热和制冷系统中的安全考虑

设计人员必须事先估计到可能导致严重的不安全因素的系统故障，因为这些不安全因素可能超出 TMP01 电路的控制能力又无法通过本电路加以校正。

二、应 用

1. 集电极开路输出的开关型负载

在一些温度控制场合中，需要开关型的负载，当温度低于某一下限时，打开加热器，或者当温度高于某一上限时，关断过热的马达。这可以利用集电极输出的 OVER 和 UNDER 两个端脚，此时继电器可处理 1 A 以上的电流。集电极开路输出电流最好小于 20 mA，以防自热。OVER 和 UNDER 端脚输出不能直接驱动后续设备，需要外接开关型器件，如继电器、功率 MOSFET、IGBT、达林顿晶体管等。

图 2.21-4 中控制对象是继电器。要确保选用继电器的激励线圈电流不应超过 TMP01 推荐的 20 mA 输出电流值。

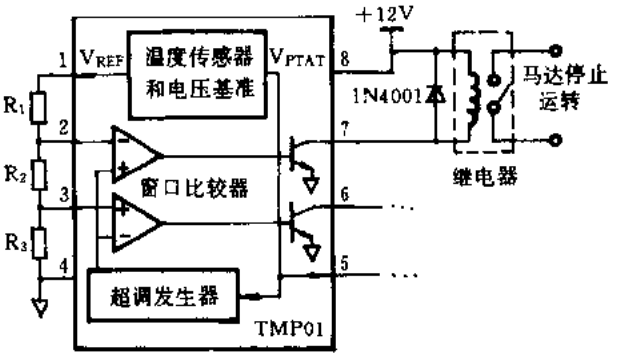


图 2.21-4 控制继电器电路

图 2.21-5 使用 TMP01 驱动 P 沟道型 MOSFET，可应用于一种简单的加热器电路。当 TMP01 输出晶体管导通时，外接 MOSFET 的栅极被拉低到 0.6 V 左右而导通。如果要求 UNDER 端脚为低电平时使 MOSFET 导通，可使用一只晶体管作为反相器。

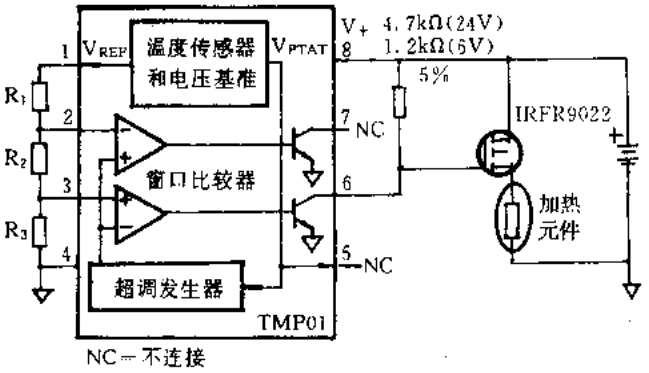


图 2.21-5 驱动 P 沟道场效应管电路

绝缘栅双极型晶体管 IGBT 综合了功率 MOSFET 和双极型晶体管的优点，可用于大功率应用场合，如图 2.21-6 所示。

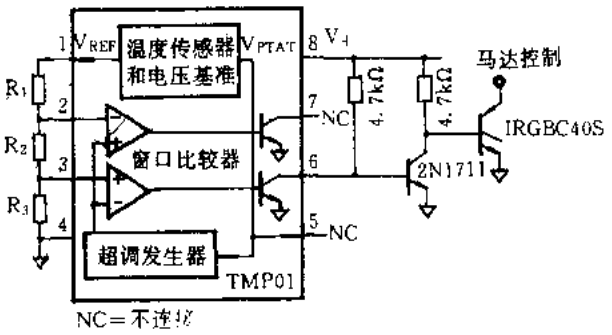


图 2.21-6 驱动 IGBT 电路

2. 4～20 mA 电流环

远距离传输信号的一种常用方法是使用图 2.21-7 所示的 4～20 mA 电流环，其优点是电流环的精度不受传输距离的影响。对电路的要求是远端必须全部接收来自电流环的功率。就是说，电路的损耗必须小于 4 mA。TMP01 的工作电压为 +5 V 时，所需的最大电流为 500 μA。OP90 所需的最大电流为 20 μA，总的工作电流小于 4 mA。集电极开路输出和温度

设定端脚可用于控制开关器件。

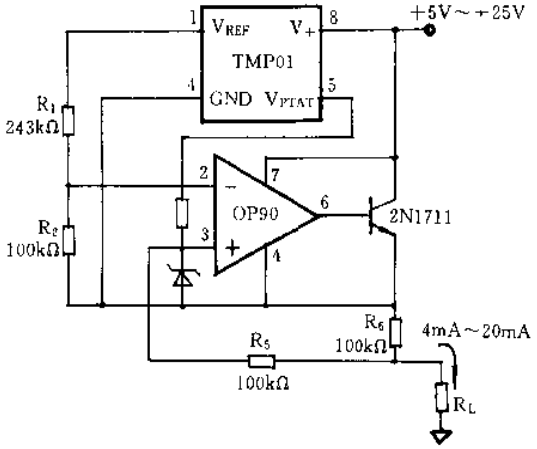


图 2.21 7 4～20 mA 电流环电路

电流正比于 V_{PTAT}输出端脚上的电压，在 −40℃ 时被校正在 4 mA，85℃时为 20 mA。电流是 V_{PTAT}的一个函数，即

$$I_{OUT} = 1/R_6 \times [(V_{PTAT} \times R_5)/R_2 - V_{REF} \times R_3 \times (1 + R_5/R_2)/(R_1 + R_3)]$$

输出电流的温度系数为 128 μA/℃。

对电阻的确定，其绝对值并不十分重要，重要的是相对比值。为方便起见，选 R_5=100 kΩ，计算结果示于电路中。选择 OP90，是因为它是一种高精度、可用单一电源工作的器件。

3. 温度/频率转换器

传输模拟信号的另一种常用方法是将电压转换为频率，使用廉价的单片电压/频率转换芯片便可实现。集电极开路输出的数字信号不受噪声和压降的影响。由于唯一考虑的因素是频率，只要温度和频率能精确地转换，就能成功地传输温度数据。

图 2.21-8 示出用 AD654 和 TMP01 组成的温度/频率转换电路。AD654 输出与输入 DC

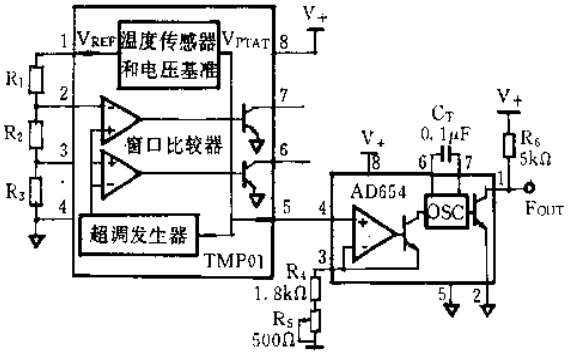


图 2.21-8 温度/频率转换电路

电压成正比的方波信号，按下式进行转换：

$$F_{OUT} = V_{IN}/[10 \times (R_1 + R_2) \times C_T]$$

将 V_{PTAT}输出端直接连到 AD654 的输入端。5 mV/℃对应于 25 Hz/℃，25℃时对应 7.5

kHz。用电位器 R_2校正 AD654 的绝对精度，在接收端再用 AD650 把频率转换为电压。

4. 隔离放大器

在有些工业应用场合，传感器必须置于与中心处理系统电气绝缘的环境中。图 2.21-9 示出使用一种可耐压 5000 V 的光电耦合器 IL300XC。OP290 是工作于单电源的放大器，用来驱动接在光耦的端脚 1 和 2 之间的 LED。反馈精确地来自光耦的端脚 3 和 4 的光电二极管。OP290 驱动 LED 使得光电二极管产生足够的电流，它精确地等于 470 kΩ 电阻两端的 V_{PTAT} 所需的电流。在接性端，OP90 通过反馈电阻 R_2将第二光电二极管产生的电流转换成电压。

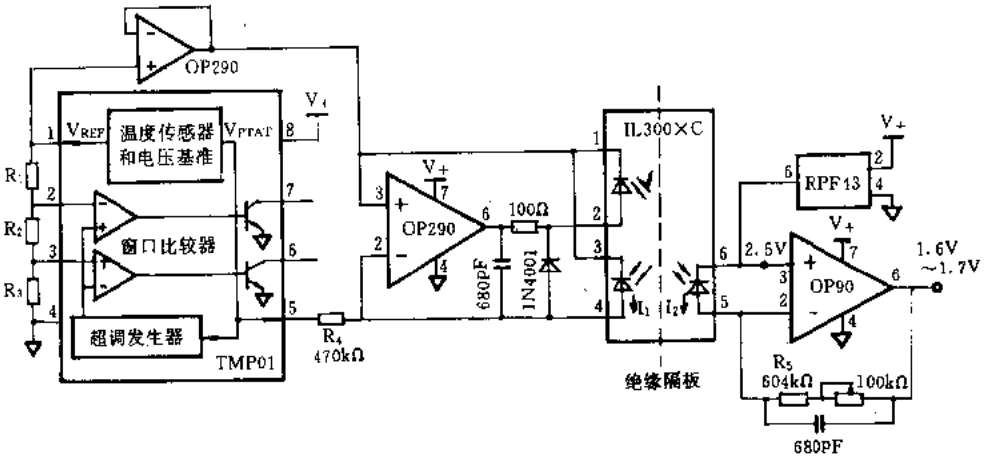


图 2.21-9 隔离放大器

双运放 OP290 中的另一只放大器用来保证 TMP01 的精度，使 LED 处于工作在低漂移偏置电平状态，不致影响编程的超调电流。

光电二极管中的电流 $I_1=(2.5\ V-V_{PTAT})/470\ k\Omega$。IL300XC 的典型增益为 0.73(最小为 0.693，最大为 0.769)。由于增益小于 1，所以 R_2必须大于 R_1，以实现全程单位增益。输出电压为

$$V_{OUT}=2.5V-I_2\times R_2=V_{PTAT}$$

R_2中的电位器用来校正 IL300XC 的原始精度。要实现这一调整，只需在任一温度下简单地调整电位器，使得输出电压 $V_{OUT}=V_{PTAT}$即可。比如，在室温下，$V_{PTAT}=1.49$ V，只需调节电位器使得 $V_{OUT}=1.49$ V 即可。REF43 和 OP90 均工作于单电源，不会因温漂引起大的误差。

为了避免调节麻烦，减小板面空间，可以使用全隔离放大器，如高精度的 AD202。

5. 超限告警

将 TMP01 两个集电极开路输出信号以线或方式接在一起，可产生温度超限告警信号。图 2.21-10 中选择 R_1、R_2和 R_3可确定 25℃上下 10℃ 的温度范围。因此，如果设备中的温度降到 15℃ 以下或者升到 35℃ 以上，温度上下限输出端将分别输出低电平，LED 点亮。LED 也可换成上拉电阻而得到逻辑电平输出，用以控制设备或上述任一种开关器件。

6. 5 mV/K 转换成 10 mV/℃

图 2.21-11 的电路可将 V_{PTAT}输出电压转换为可在电压表上以摄氏温度直读的电压。为此，外加一放大器作为差分放大器。电阻的选取使得在 0℃时 V_{REF}端的电压正好抵消 V_{PTAT}端的电压。

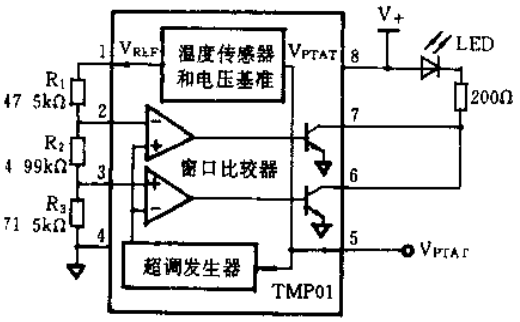


图 2 21 10 超限告警

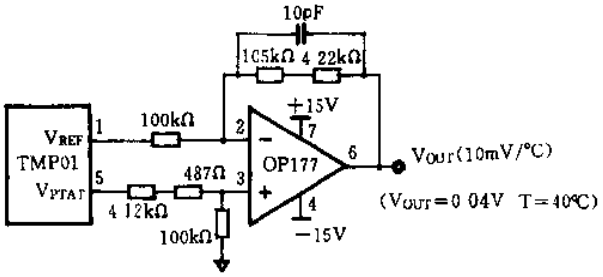


图 2 21-11 5 mV/K 转换成 10 mV/ C 电路

V_{PTAT}端到放大器输出端的增益为 2 ,因而 5 mV/K 就转换成 10 mV/ C,例如,+80 C时输出电压为 800 mV。电路误差取决于电阻值的误差,使用 1%精度的电阻值,误差将小于 10 mV,即 1 C。10 pF 反馈电容用于防止产生振荡。如果要求更高的精度,可加接电位器调整。

摘自《电子与仪表》双月刊,1998 年第 4 期

2.22 利用单片机消除热电偶测量误差

长沙湖南大学电气工程系(410082) 周 涛 黎福海

热电偶结构简单、测温范围大、响应快，是一种广泛使用的测温器件。但是热电偶的输出电势 E=f(t) 是非线性的，且输出电势比较小(约几十微伏/C)，必须经过放大才能满足 ADC 的输入要求，而放大部分的零漂、温漂都会给测量结果带来误差。同时，热电偶冷端的温度对热电势输出也有影响，必须进行相应的补偿。冷端温度补偿的方法很多，如控制冷端温度、电路补偿法等等，但是都结构复杂，使用不方便，效果也不太理想。在测量系统中引入计算机不但可以相对简化系统的电路，还可以使测量结果更为准确。本文介绍了一种在热电偶测温系统中利用单片机对测量误差进行修正的方法。

一、系统工作原理

1. 系统原理

整个系统包括热电偶测温部分、冷端温度测量部分、开关通道选择部分、模/数转换部分、单片机及显示部分(见图 2.22-1)。延伸导线将热电偶的冷端移至可方便测量的电路板上，并利用温敏元件对其温度进行测量。开关通道用于选择不同的信号输入。

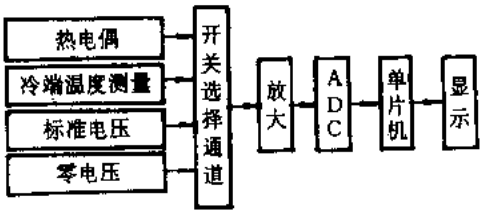


图 2.22-1 系统原理框图

开关通道分别选通零电压、标准电压及待测量的电压信号。可以选用模拟选择开关 4051 构成开关选择通道。

2. 前置放大电路及误差消除方法

前置放大电路原理如图 2.22-2 所示。放大电路的误差主要来源于放大器的失调及温漂，

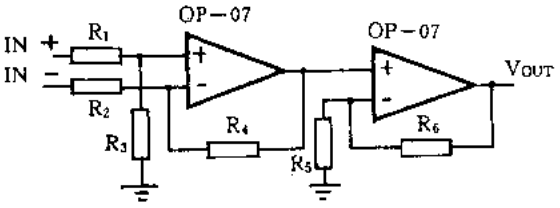


图 2.22-2 前置放大器原理图

电阻的误差及温度对电阻值的影响也是误差的来源。由于放大器的增益高且为二级放大，故这些误差影响不可忽略。本系统通过分别接入零电压、标准电压的方式，通过单片机对数据的处

理消除这些误差。

当开关分别选通零电压、标准电压、冷端补偿电路输出、热电偶输出时，对应的前置放大器输出分别为 V_{OUT0}、V_{OUT1}、V_{OUT2}及 V_{OUT3}，则 V_{OUT0}对应于在测量时刻放大器失调及温漂的总的影响。标准电压、冷端补偿以及热电偶的净输出分别为 $V_{OUT1}-V_{OUT0}$、$V_{OUT2}-V_{OUT0}$及 $V_{ORT3}-V_{OUT0}$，从而消除了放大器引起的误差。

放大器的增益为
$$A_V = \frac{V_{OUT1} - V_{OUT0}}{V_{ref}} \tag{1}$$

从中看出，放大器的增益 A_V 为实时测出，其准确度由 A/D 转换器和标准电压确定，不受电阻的影响。基准电压由基准电压源提供，可以保证有高的准确度。

3. 热电偶冷端温度测量及冷端热电势计算

冷端温度用铂阻进行测量，如图 2.22-3 所示。铂电阻与热电偶的冷端同置于等温铜块接线板中，以保证在同一温度场，但它们与铜块是电绝缘的。铂电阻的电阻-温度特性遵循下式

$$R(t_0) = R_0(1 + At_0 + Bt_0^2) \tag{2}$$

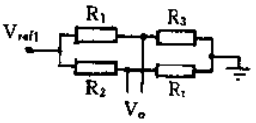


图 2.22-3 冷端补偿器

式中，R_0为铂电阻在 $t_0=0$ 时的电阻值。

图中 V_{ref1}为高稳定度基准电压源。

$$V_0 = V_{ref1}\left(\frac{R_t}{R_2 + R_t} - \frac{R_3}{R_1 + R_3}\right) \tag{3}$$

式中 V_{ref1}、R_1、R_2、R_3为已知量。

由式(1)有
$$V_0 = (V_{OUT2} - V_{OUT0})/A_V \tag{4}$$

根据式(3)、式(4)可求出 R_t，并由式(2)求出热电偶的冷端温度 t_0，再由 t_0查表得到热电偶冷端热电势 $E(t_0,0)$。

4. 热电偶热端电势的计算

热电偶对应于冷端温度为 t_0(℃)时的热电势为

$$E(t,t_0) = V_{OUT3} - V_{OUT0}/A_V \tag{5}$$

根据 $E(t,0)-E(t,t_0)+E(t_0,0)$ 可求得对应于冷端温度为 0℃时的热电势 $E(t,0)$，根据 $E(t,0)$可确定被测点的温度 t。

二、系统软件

1. 热电偶分度表的存储

热电偶的温度 t-热电势 $E(t,0)$的特性是非线性的，通常用分度表描述其关系，分度表中给出的热电势都是假定冷端温度为 0℃的[3]。在本系统中以等温度间隔 Δt 为偏移量存储对应的热电势，则第 i 个热电势 $E(t_i,0)$对应于温度 $t_i=i\times\Delta t$。在系统中把总量程分为 $N=2^n$ 段。

2. 由温度 t 求解热电热 E(t,0)的方法

第 i、i+1 点(温度为 t_i、t_{i+1})对应的热电势 $E(t_i,0)$、$E(t_{i+1},0)$可在分度表中查得，若 $t_i<t<t_{i+1}$，在 Δt 足够小时，可认为在$[t_i,t_{i+1}]$区间里 t-E(t,0)的关系是线性的(见图 2.22-4)，用线性插值公式(6)可求得 E (t,0)。

$$E(t,0) = E(t_i,0) + [E(t_{i+1},0) - E(t_i,0)](t - t_i)/\Delta t \tag{6}$$

式中 $i=[t/\Delta t]$。

3. 由热电势 E(t,0) 求解 t 的方法

类似于二.2 节,可用逐次逼近法[4]求出分度表中最接近 E(t,0)的点,需 n 次循环计算即可得出该点,设该点为第 j 点,对应的热电势为 $E(t_j,0)$。

若 $E(t,0)>E(t_j,0)$,则令 $i=j$。

若 $E(t,0)<E(t_j,0)$,则令 $i=j-1$。

由下式可求得 t:

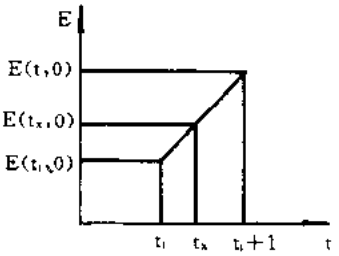


图 2.22-4 分段性示意图

$$t = t_i + \frac{\Delta t(E(t,0)-E(t_i,0))}{(E(t_{i+1},0)-E(t_i,0))} \tag{7}$$

其中 $t_i=i\times\Delta t$。

4. 数据处理程序设计方法

根据以上的分析,得出数据处理程序流程如图 2.22-5 所示。

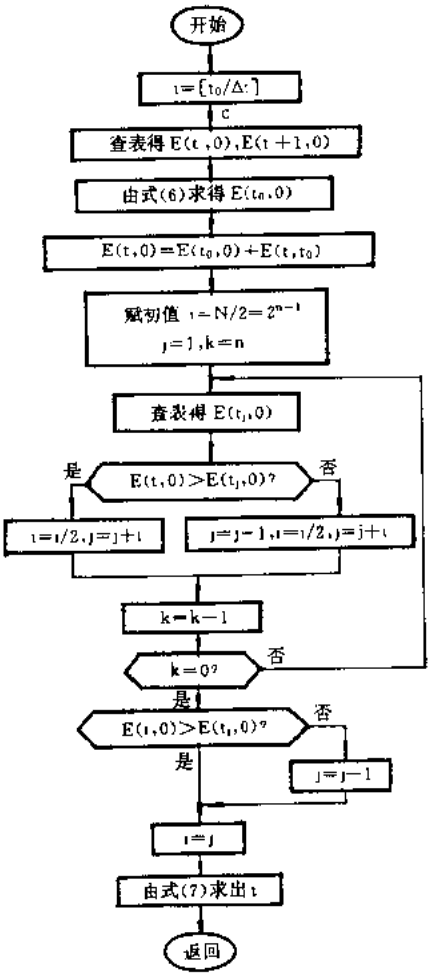


图 2.22-5 程序流程图

用以上方法编制的程序经实际调试运行,误差不大于 0.03℃。

本文所介绍的方法充分利用了单片机的数据处理能力,克服了由于放大器的失调及温漂带来的误差,同时对放大器的增益误差也予以消除,使热电偶测温误差仅来源于冷端测温及热

电偶分度表所存在的误差，从而提高了测温准确度，并且降低了对放大电路的要求，有利于实际的应用。

参考文献

1 何立民 MCS 51 系列单片机应用系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1990
2 李鸿寿 新型温度补偿器浅析 自动化与仪表，1995(3)
3 刘迎春 传感器原理设计与应用. 长沙：国防科技大学出版社
4 潘林生. 逐次逼近法. 成都：四川科学技术出版社

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 12 期

2.23 一种单片机实现的热电偶测温的通用查表法

秦皇岛燕山大学(066004) 方一鸣 焦晓红 王洪瑞

一、引 言

热电偶热电势与温度值间的非线性处理方法通常有查表法和分段线性化法，在配有微计算机的智能仪表或控制系统中，经常采用查表法[1,2]，但这些查表法通常是针对某种热电偶测温而提出的，其应用范围有一定的限制。本文在单片机实现的GJ型光幅射加热炉温控系统的研制过程中，提出了一种占用内存较少、查表速度快的通用查表法。

二、通用查表法的基本原理及程序设计

我们以铂铑10-铂热电偶测温为例，翻开铂铑10-铂热电偶分度表(分度号为LB-3)[3]，若将其各个温度对应的电压值写成十六进制形式，可以发现其有一定的规律，为说明问题，下面将其温度、电压、十六进制电压值的对应关系列于表2.23-1。

表2.23-1 热电偶温度与电压对照表(分度号为LB-3)(参考端温度为0℃)

区段	偶温度/℃	十进制电压/μV	十六进制电压	二字节电压	区段首温/℃
0	0	0000	0000H	00××H	0
	1	0005	0005H		
	⋮	⋮	⋮		
	43	0254	00FEH		
1	44	0260	0104H	01××H	44
	45	0266	010AH		
	⋮	⋮	⋮		
	81	0507	01FBH		
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
51	1295	13056	3300H	33××H	1 295
	1296	13068	330CH		
	⋮	⋮	⋮		
	1300	13116	333CH		

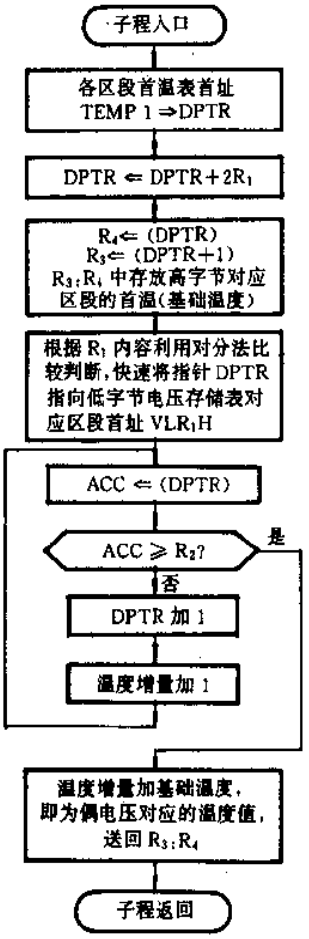
注：××——表示在00～FFH之间的十六进制数。

由表2.23-1可见，被测温度在0℃～1300℃之间对应的两字节十六进制电压值的高8位是以1为增量递增的，从而我们可按高字节每增1个当量而分成几十个区段(如上00～33H共52个区段)，并将各区段的首温作为基础温度顺序存放于内存；而将各区段内每增1℃所对应的热电势低字节值顺序存放在内存中，且每区段低字节区首址以VL××H表示，如下表2.23-2所示，共占1404个字节内存单元(因高字节以1为增量有规律递增而不必存入，这比列

写全电压表的直接查表法约少占一半内存)。

表 2.23-2

```
        ORG   1000H
TEMP1:  DW    0       ;各区段首温
        DW    44
        ⋮
        DW    1295    ;以上共 52 个数据,占 104 个字节内存
VL00H:  DB    00H     ;低字节电压值存储表
        DB    05H
        ⋮
        DB    FEH
VL01H:  DB    04H
        DB    0AH
        ⋮
        DB    FBH
⋮       ⋮
VL33H:  DB    00H
        DB    0CH
        ⋮
        DB    3CH
```



注:图中,R_1:R_2 为采样所得的热电偶热电势二字节整数电压值(单位 μV)此即为入口条件;
R_3:R_4 为由热电势查得的相应的温度值,此为出口条件。

图 2.23-1 单片机实现的热电偶测温查表子程框图

采用这种方法存入内存后,热电偶测温、查采样所得的热电偶热电势对应的温度值时,只需:(1)根据热电势高字节值直接从各区段首温表中取出对应的基础温度;(2)根据热电势高字节利用对分法判断、快速将地址指针直接跳至低字节电压表对应的内存区段首址 VL××H,并从该处依次取出所存放电压值与实际采样所得的低字节电压值进行比较,且每比较一次,温度增量加 1 ℃,直到表中取出的电压值大于等于采样所得低字节电压值、得到温度增量为止;(3)将此温度增量与(1)所得基础温度相加即为热电偶热电势所对应的温度值(当参考端即冷端温度为 0℃时)。这样,此通用查表法的直接查表精度为 1℃,如果需要提高查表精度、考虑小数点后数值,可在此基础上加入利用采样所得热电偶低字节电压值及所查到的内存中(如表 2.23-2 所示)与该值相邻的两数据,通过简单的线性插值计算而实现(由采样所得热电偶低字节电压值减去所查到的内存中与该值相邻两数据的前一个数据,再除以此相邻两数据后一个值与前一个值之差而得到,此即相当于加入了小范围内线性化处理)。

根据上述通用查表法原理,利用 MCS—51 系列单片机 8031 实现的查表程序框图如图 2.23-1所示,该子程序约占 380 个字节内存。因此,此通用查表法加上前述表 2.23-2 所占内存,共计占用 1784 个字节,不到 2 K 字节,且查表速度快(查表时间最多为 400 μs),通用性强。

三、热电偶测温及冷端补偿电路的设计

在 GJ 型光幅射加热炉温控系统中，热电偶测温、冷端补偿部分总体结构如图 2.23-2 所示。图 2.23-2 中，热电偶热电势(单位 μV)经高精度超低漂移的集成运放 5G7650 差动放大 100 倍(放大倍数可调)后(有效数字不变，量纲相应地变为 0.1 mV)，经多路转换开关选通，接

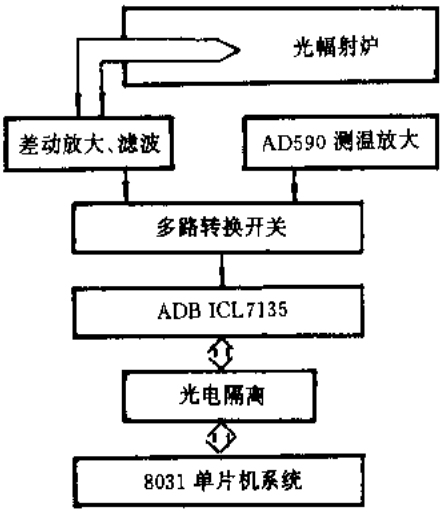


图 2.23-2 热电偶测温及冷端补偿总体结构图

至模数转换芯片的输入端；模数转换芯片采用双积分 4 位半高精度的 ICL7135，其输入范围为 0～1.9999 V，转换后的 5 位 BCD 码数字量采用字位动态扫描方式输出，即万、千、百、十、个位 5 位 BCD 码轮流在数据线上输出，因此，单片机采样所得的 5 位整数电压值的量纲正好是 0.1 mV(如 1.9999 V 采样所得即为 19999(0.1 mV))；由上可见，单片机采样所得的 5 位 BCD 码有效数字恰好为热电偶热电势的 μV 电压值(若放大倍数不是 100 倍，可先将 A/D 采样值转换成与热电势 μV 值对应的量，如放大倍数为 50 倍，则将 A/D 采样值除以 2 即为与热电势 μV 值一致的有效数值)，然后即可采用前述查表法测温(冷端温度为 0℃时)。

如果热电偶冷端(参考端)温度不是绝对 0℃，如热电偶冷端通常放在室内为室温时，则需对上述查表得到的温度值进行冷端补偿，具体作法是采用 AD590 集成温度传感器测室温。当 AD590 两端加＋4 V～＋30 V 电压时，呈现高阻抗，其输出电流与绝对温度成正比，且按 1 μA/K 变化，其本身保证在 298.2 K(25℃)时输出电流为 298.2 μA(相当于 273.2 K 即 0℃对应于 273.2 μA)，是一个线性温度恒流源。冷端温度测量放大电路如图 2.23-3 所示。

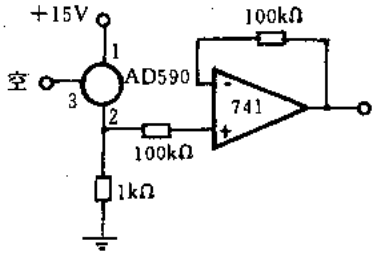


图 2.23-3 冷端温度测量放大电路

图中，在 AD590 后采用一般运放构成增益为 1 的缓冲(跟随器)，以提高输出负载能力，其输出经多路转换开关接至 ICL7135 模数转换器输入端。单片机测得此冷端温度再加上上述查表所得的温度值，即为热电偶测得的实际温度值。

四、应用实例

如热电偶热电势为 13 060 μV，经差动放大 100 倍后由 ICL7135 转换，单片机采样所得的 5 位 BCD 码为 13 060(0.1 mV)，即两字节整数 3 304H 于 R_1：R_2中，因此，由图 2.23-1 所示的查表程序，高字节 33 H 区段的基础温度可直接去 TEMP1＋2 R_1＝1 066H 及下一个内存单元 1 067H 取出，必为 1 295℃；然后可根据热电势高字节利用对分法比较、判断，快速将地址指针 DPTR 直接跳至低字节电压表对应区段首址 VLR1H，本例即为 VL33H，从此处取出的第 1 个数据 00H 小于 R_2中值 04 H，因此增量加 1，DPTR 指针也加 1，再返回重新取下一个内存单元的内容为 0CH 于累加器 ACC 中，经比较发现其已大于 04H，因此，查表过程即告结束，将温度增量 1℃与上述基础温度 1 295℃相加即可查得热电偶热电势 13 060 μV 对应的温度值为 1 296℃(实际在 1 295～1 296℃之间，直接查表误差小于 1℃)。如果需提高查表精度、考虑小数点后数值，可通过本文介绍的计算方法而得到，如本例中由$\frac{04H-00H}{0CH-00H}$可得其为 0.33，因此热电偶热电势 13 060 μV 对应的温度精确值应为 1 295.33℃(参考端为 0℃时)。

如果由 AD590 冷端温度测量放大，经多路开关至 ADC ICL7135 转换后，单片机测得的 5 位 BCD 码为 2992(0.1 mV)，则相应的冷端温度为 $\frac{2992-2732}{10}=26$℃(而非绝对 0℃时)，此时对上述查表得到的温度值进行冷端补偿可得热电势 13060 μV 对应的实际温度为 1295.33℃＋26℃＝1321.33℃。

五、结束语

本文提出的通用查表法已在 GJ 型光辐射加热炉实际温度控制系统中得到了成功的应用，实验证明，这种查表方法速度较快(最多不超过 400 μs)、精度高(直接查表精度为 1℃，且可以方便地考虑小数点后数值，获得更高精度)、占用内存较少，且考虑了冷端补偿问题。该方法对于其他类型热电偶测温场合也适用，有很大的推广应用价值。

参考文献

1 高富强. 将热电偶热电势转换成温度的一种新方法. 自动化仪表，1990(7)

2 瞿涛，万乐生. 智能仪表热电偶毫伏-温度高精度查表法. 工业仪表与自动化装置，1992(5)

3 陈特夫. 测温仪表与感应加热装置. 北京：机械工业出版社，1985

摘自《电气自动化》双月刊，1998 年第 5 期

2.24 以单片机为核心的测频系统测量误差

西安矿业学院自动化系(710054) 许 军

一、引 言

目前,随着集成电路技术的发展,单片微型计算机在频率测量这一领域得到广泛应用。有关利用 8031 单片机进行频率测量的方法很多,相关论文也较多,而各种测量方法的测量误差分析及计算公式非常繁杂,且没有通用性。本文推导出一个便于理解、有实用价值的通用误差计算公式。并据此分析了四种常见频率测量方法的误差。

二、单片机测频误差

我们知道,利用单片机测频,无论用哪种测频方法,一般都使用了单片机的 2 个计数器,在标准闸门时间内,分别对标准频率源及待测信号的脉冲计数,然后经过计算,获得待测信号的频率。由此可知,在单片机测频时,存在着测量误差和计算误差。本文仅就测量误差作一分析。

设待测信号的频率测量值、精确值分别为 f、f_o;单片机标准频率源的标定中心频率与实际频率分别为 f_c、f_{co};单片机对待测信号的计数值及其精确值分别为 n、n_o;单片机对标准频率源的计数值及精确值分别为 n_c、n_{co};标准闸门时间为 T,则有

$$T = \frac{n_{co}}{f_{co}} = \frac{n_o}{f_o}$$

而实际计算待测信号频率时,往往由下式计算取得,即

$$f = \frac{n}{n_c} f_c \tag{1}$$

这样就形成了测量误差。

如果我们将式(1)的 4 个变量的绝对误差分别设定为 Δf、Δf_c、Δn、Δn_c,则根据全微分的概念,有

$$\Delta f \approx df = \frac{\partial f}{\partial n} dn + \frac{\partial f}{\partial f_c} df_c + \frac{\partial f}{\partial n_c} dn_c$$

即

$$\Delta f = \frac{f_c}{n_c}\Delta n + \frac{n}{n_c}\Delta f_c - \frac{n}{n_c^2} f \Delta n_c \tag{2}$$

如果将式(1)的 4 个变量的相对误差设定为 δ_f、δ_{fc}、δ_n、δ_{nc},则根据式(2)可推得

$$\delta_f = \frac{n_{co}}{n_c}\frac{f_c}{f_{co}}\delta_n + \frac{n_{co}}{n_c}\frac{n}{n_o}\delta_{fc} - \frac{n}{n_o}\frac{n_{co}^2}{n_c^2}\frac{f_c}{f_{co}}\delta_{nc} \tag{3}$$

当各项相对误差小于 10^{-2},则上式可简化为

$$\delta_f = \delta_n + \delta_{fc} - \delta_{nc} \tag{4}$$

首先讨论一下 δ_{fc}。δ_{fc}产生的原因是由于标准频率源的不稳定(频率漂移)造成的。单片机

测频系统的标准频率源通常由晶体振荡器产生的频率信号分频后获得，如 8031 单片机如使用 12 MHz 的晶体振荡器，则其标准频率源的频率 f_c为 1 MHz。晶体振荡器稳定性通常较好，其相对误差 δ_{fc}小于 10^{-4}，当测量系统的精度要求为 10^{-4}这一数量级，可不考虑 δ_{fc}的影响，因为一般稳定性较好的室温晶体振荡器(RTXO)，其频率稳定度为 2.5×10^{-6}，能保证测量精度要求。而当测量精度达到 10^{-6}数量级，则必须选用温度补偿晶体振荡器(TCXO)或恒温箱控制晶体振荡器(OCXO)，它们的频率稳定度分别达到了 0.5×10^{-6}及 0.01×10^{-6}。当选择了合适的晶体振荡器，就可以不考虑标准频率源的频率漂移对测量系统相对误差的影响。

再讨论一下 n、n_c的测量误差，无论采取何种补偿措施，都无法完全消除单片机计数器产生的计数误差。在标准闸门时间，通常无法同时保证 n_o、n_{co}都为整数，而计数器最小计数单位为 1，因而将产生±1 的量化误差。

下面就几种常见频率测量法的测量误差作一分析。

三、直接测频法

直接测频法就是在标准闸门时间，通过计数器记录待测信号的脉冲个数。闸门时间通常由计数器对标准频率源计数获得。图 2.24-1 为直接测频法测量示意图。由于闸门时间由标准频率源决定，因而保证了 n_c计数的精确性，而待测信号脉冲计数将存在量化误差，即此时 $\Delta n=1$。

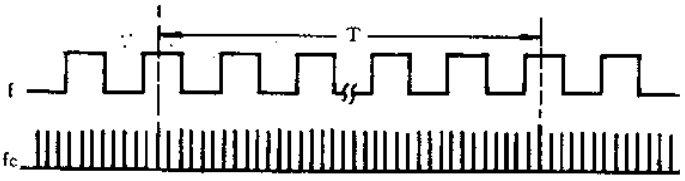


图 2.24-1 直接测频率法示意图

利用式(3)可得相对误差

$$\delta_f=\delta_n=\frac{1}{n_o}$$

而 $n_o=Tf_o$，即

$$\delta_f=\frac{1}{Tf_o} \tag{5}$$

由式(5)可知，增加闸门时间可提高测量精度；待测信号频率越高，精度也将越高。由此得出结论：直接测频法适合于对频率较高信号的测量。

四、测周期法

测周期法是一种间接测量法，利用周期与频率互为倒数关系，通过测量待测信号的周期，获得其频率。具体测量示意见图 2.24-2。测周期法的闸门时间由待测信号的周期确定，此时可认为对待测信号脉冲计数是精确的，且 n=1，而标准频率源计数将存在量化误差，由式(3)可推得测周期法的相对误差

$$\delta_f=-\left(\frac{n_{co}}{n_c}\right)^2\delta_{nc}=-(1+\delta_{nc})^{-2}\delta_{nc}$$

利用牛顿二项式定理展开，得

$$\delta_f=-\delta_{nc}+2\delta_{nc}^2+3\delta_{nc}^3+\cdots\cdots$$

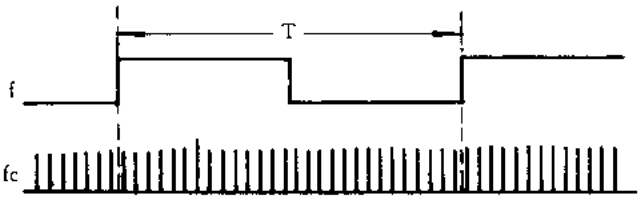


图 2.24-2 测周期法示意图

若 $\delta_{nc}<10^{-2}$，则

$$\delta_f \approx -\delta_{nc} = -\frac{1}{n_{co}} = \frac{-f_v}{f_{co}} \tag{6}$$

测量相对误差与标准频率源频率 f_c 成反比，与待测信号频率成正比。但标准频率源提供的频率受到单片机及某些集成电路的限制，如由 8031 单片机提供的频率最高为 1 MHz。该测频方法适合于对低频信号的测量。

五、变闸门测频法

该方法与测周期法类似，即精确闸门时间由待测信号确定，但又不是仅测一个周期，待测信号频率越高，测量的周期越多，保证了高频测量的精度。图 2.24-3 为变闸门测频示意图，其中 T_0 为预置闸门时间，T 为精确闸门时间。由图可以看出待测信号脉冲计数是精确的，而标准

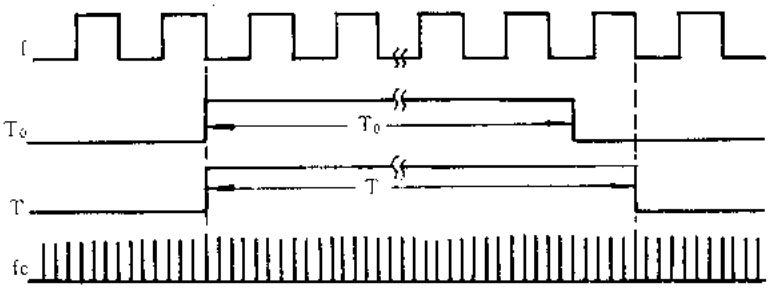


图 2.24-3 变闸门测量法示意图

频率源脉冲计数存在量化误差。此方法的测量误差由式(6)可得

$$\delta_f = -\frac{1}{n_{co}} = \frac{1}{Tf_{co}} \tag{7}$$

该方法的测量误差与待测信号频率无关，与闸门时间、标准频率源频率成反比。其频率适用范围较宽，优于直接测频法和测周期法。它与直接测频法的相对误差进行比较，将 f_o 改为 f_{co}。利用单片机测频，如不外接计数器，则 $f_o<\frac{1}{2}f_{co}$，在相同闸门时间 T，该方法测量精度明显高于直接测量法。

六、细分测频法

该方法以直接测频法为基础，利用标准频率源高频脉冲对待测信号的残缺脉冲进行细分。待测信号频率较低，通常在几十千频以下。

图 2.24-4 为细分测频法示意图，利用 f_c 对 Δt_1 细分，求出 $\Delta n_1=\frac{\Delta t_1}{\Delta t_1+\Delta t_2}$，得到较精确的 $n=n_1+\Delta n_1$。在实际测量中，无法直接测得 Δt_1，而能测得与其互补的 Δt_2，再利用 T/n_1 获得待

测信号周期。

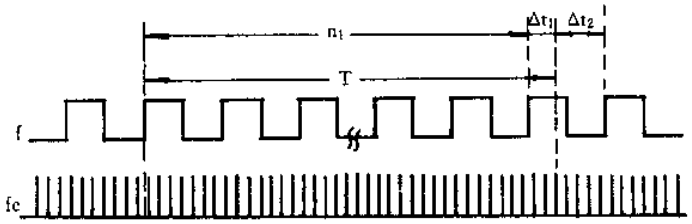


图 2.24-4 细分测频率法示意图

此方法类似于变闸门测频，$T+\Delta t_2$相当于精确闸门时间，它保证了待测信号脉冲的完整，而 f_c的计数存在量化误差；另外，在计算待测信号周期存在一定的误差，精确的待测信号周期应为 $\frac{T}{n_1+\Delta n_1}$。综合起来得到其测量误差为

$$\delta_f = \delta_n + \delta_{nc}$$

其中，$\delta_{nc}=1/Tf_C$

δ_n是计算 Δn_1产生的相对误差

$$\Delta n_{10} = 1 - \frac{\Delta t_2(n_1 + \Delta n_{10})}{T}$$

$$\Delta n_1 = 1 - \frac{\Delta t_2 n_1}{T}$$

造成的 Δn 的误差为 $$\Delta n = \Delta n_1 - \Delta n_{10} = \frac{\Delta t_2 \Delta n_{10}}{T} \leqslant \frac{1}{4f_o T}$$

因此求得 $$\delta_n = \frac{1}{4f_o n_o T} = (\frac{1}{2Tf_o})^2$$

细分法测频总的测量误差为 $$\delta_f = (\frac{1}{2Tf_o})^2 + \frac{1}{Tf_c} \tag{8}$$

此方法对低频信号的测量仍有较大误差，提高精度的方法是将第一次计算得到 Δn_1 和 n_1 相加，重新计算待测信号周期，得到新的 Δn_1。经过多次重复计算，即可消除式(8)中第一项的误差。

七、小 结

利用单片机测频，当待测信号低于标准频率源频率时，利用变闸门测频法是一种较理想的测量方法。

参考文献

1 张钟华，贺青. 用单片机实现的高精度音频频率计. 电测与仪表，1997(11)
2 刘晓明，刘宗行，郭珂. 一种全数字新型高精度频率测量方法. 电子测量技术，1997(3)
3 薛炳如. 闸门时间修正法测频. 电子测量技术，1995(1)

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊，1998 年第 5 期

2.25 通用型高精度智能变送器的研制

上海实用计算机应用研究所(200233) 周生良 孙 皓

一、问题的提出

对于诸如温度、湿度、流量、位移等物理量的测量与控制系统，如何提高系统的可靠性与精度，减少外部连接线、量程浮动，使输出信号可远传和随量程线性转移，以及一机多用(即以同一检测模板用于不同物理量的检测场合)，并满足多种线性与非线性输入信号的精度要求，这一课题已越来越为广大科技人员所关注。我们在一个温度变送器研制的课题中，根据不同用户提出的要求，为适应各种场合下的热电阻、热电偶感温元件的需要，通过不断地完善和改进，最后研制出一种通用型智能变送器。4 套样机经过测试考核与近半年的现场应用，实践证明，这种变送器非但体积小、功耗低、精度高、适用性好、操作简便，而且价格低廉，可用通信方式改写相关参数达到一机多用，具有很强的竞争力。

二、技术性能

(1) 适用范围：温度、湿度、流量、液位、压力等线性与非线性被测变量。

(2) 量程范围：量程上下限可任意设定(在传感器测量允许范围之内)，输出随量程线性转移。

(3) 测量精度：≤0.1%FS。

(4) 输入信号：单极性：直流 0～＋20 mV 或 0～＋2.5 V；双极性：直流±20 mV 或±2.5 V。

(5) 输出信号：直流 4～20 mA 或 1～5 V，搭挂在直流 12～24 V 系统电源上。

(6) 电源与功耗：直流 12～24 V/3.75～24 mA。

(7) 含显示输出：可直接与 LCD 液晶显示屏相接显示即时被测量值。

(8) 环境工作温度：－15～＋70 ℃。

三、系统核心器件选取

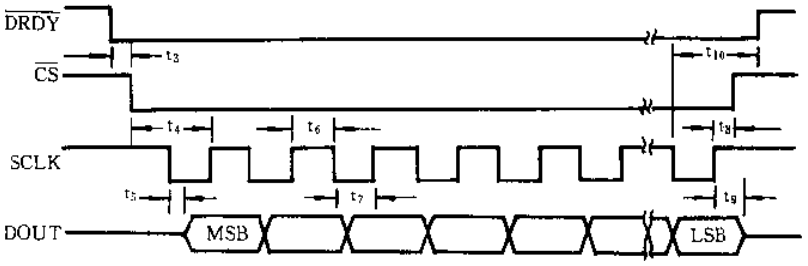
1. 低功耗多功能单片微处理器

选用日本 OKI 公司推出的 4 位单片机 MSM64164。这是 1 个内带 120 段液晶显示驱动电路、4KB ROM、128B RAM、20 根 I/O、2 路 RC 振荡型 A/D 变换器(可直接接上热敏电阻测量环温)。该单片机具有 10 个中断源，多路高精度定时输出电路，1 个看门狗(Watchdog)和 1 个多种频率合成报警输出接口，在 400 kHz 时钟下，单机器指令周期为 7.5 μs。MSM64164 单片微机 80 脚 QFP 封装、1.5 V 或 3 V 电源下工作、工作电流 2～150 μA。详细技术数据参考 MSM64164 技术手册。

2. 高精度 A/D 变换器件 AD7715

(1) 选用美国 AD 公司近年推出的 Σ-Δ 高精度串行输入输出可编程模数变换器 AD7715。该 A/D 器件具有 16 位分辨率、非线性误差 ±0.0015%、前置增益、输出速率和滤波器截止频率均可编程选取，具有自校准和系统校准及节电方式选择。AD7715 输入信号既可以单极性也可以为双极性信号。其输入范围单极性为直流 0～+20 mA 和 0～+2.5 V；双极性为直流±20 mA 和±2.5 V；转换结果由 3 线串行输出，可直接与微处理器数据线或 I/O 口相连接，输出数据刷新率为 20～200 Hz 或 50～500 Hz；AD7715 16 脚 DIP 封装，有 2 个型号，其工作电源分别为 3 V 或 5 V，工作电流稳定在 450 μA。

(2) AD7715 的读写时序如图 2.25-1 和图 2.25-2 所示。



其中：t_3、t_5、t_8、t_{16}≥0 ns；t_4、t_{11}≥120 ns；t_6、t_7、t_{10}、t_{15}≥100 ns；t_9、t_{12}、t_{13}≥30 ns。

图 2.25-1 读时序图

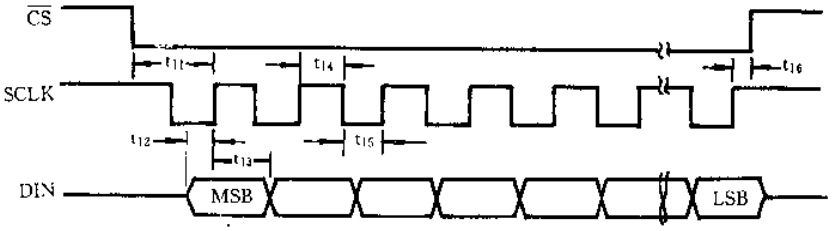


图 2.25-2 写时序图

3. AD7715 内含 4 个寄存器

(1) 通信寄存器

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
$\overline{0/DRDY}$	0	RS1	RS0	R/$\overline{W}$	STBY	G1	G0

G1、G0：放大器增益设置位。

G1、G0 =0、0， 增益=1；
=0、1， 增益=2；
=1、0， 增益=32；
=1、1， 增益=128。

STBY：为“0”，AD7715 处正常工作状态；为“1”，节电状态(只需 10 μA 电流)。

R/$\overline{W}$：为读/写控制位。

0/$\overline{DRDY}$：为数据准备好读出位。

RS1、RS0：为寄存器选择位。

RS1、RS0 =0、0， 通信寄存器(8 位)；
=0、1， 设置寄存器(8 位)；
=1、0， 测试寄存器(8 位)；
=1、1， 数据寄存器(16 位)。

(2) 设置寄存器

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
MD1	MD0	CLK	FS1	FS0	B/U	BUF	FSYNC

MD1、MD0：为操作方式选择位。

MD1、MD0 =0、0， 通用方式；
=0、1， 自校准；
=1、0， 零位校准；
=1、1， 满度校准。

CLK：选择外接时钟频率。

CLK =0， 1 MHz 晶振；
=1， 2.4576 MHz 晶振。

FS1、FS0：为滤波器选择位。

CL0,FS1,FS0 =0,0,0， 数据刷新率=20 Hz；
=0,0,1， =25 Hz；
=0,1,0， =100 Hz；
=0,1,1， =200 Hz；
=1,0,0， =50 Hz；
=1,0,1， =60 Hz；
=1,1,0， =250 Hz；
=1,1,1， =500 Hz。

$\overline{B}$/U：输入信号极性选择位。

$\overline{B}$/U =0 为双极性；
=1 为单极性。

BUF：缓冲器控制位。BUF 位清“0”则输入模拟信号不带缓冲；BUF 位置“1”则带缓冲。

FSYNC：滤波器同步位。FSYNC 清“0”，输出数据有效；FSYNC 置“1”，滤波器控制逻辑维持在复位状态。

(3) 测试寄存器

当通信寄存器中 RS1、RS0=1、0 时，选中对该寄存器的操作，用户不必去过问该寄存器的操作。

(4) 数据寄存器

当通信寄存器中的 RS1、RS0=1、1 时，选中对该 16 位只读数据寄存器的操作。16 位A/D 结果从该寄存器中串行读出。

4. 高精度带基准源输出的 Σ-Δ D/A 变换器件

选用 AD 公司近年推出的 16 位串行输入，4～20 mA 电流输出的数模转换器件 AD421。

其非线性误差为 0.01%；在直流 12～24 V 工作电源下自动产生+5 V、+3 V 和+1.25 V、+2.5 V多路高精度基准电源。AD421 有 2 种工作方式：4～20 mA 输出方式和 3.5～24 mA 报警输出方式，其 3 线制输入接口可直接与 CPU 数据线或 I/O 口相连接。输入数据与输出电流对应关系如表 2.25-1、表 2.25-2 所列。其所对应的串行界面写周期波形图如图 2.25-3 所示。

表 2.25-1 4～20 mA 输出方式输入数据与输出电流关系

输入数据(16bit)	输出电流/mA
0000 0000 0000 0000	4
0000 0000 0000 0010	4.00048
0100 0000 0000 0000	8
1000 0000 0000 0000	12
1100 0000 0000 0000	16
1111 1111 1111 1101	19.999268
1111 1111 1111 1111	19.999756

表 2.25-2 3.5～24 mA 报警输出方式输入数据与输出电流关系

输入数据(17bit)	输出电流/mA
0 0011 1000 0000 0000	3.5
0 0100 0000 0000 0000	4
0 1000 0000 0000 0000	8
0 1100 0000 0000 0000	12
1 0000 0000 0000 0000	16
1 0100 0000 0000 0000	20
1 1000 0000 0000 0000	24

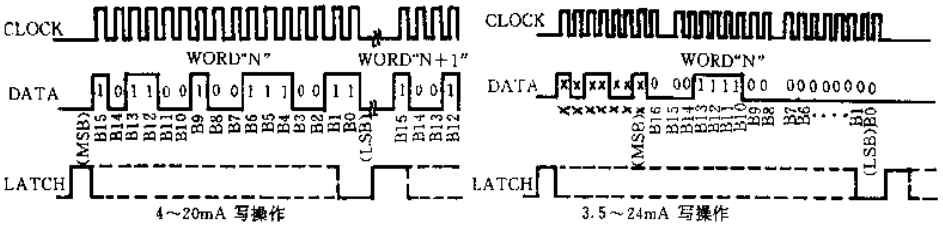


图 2.25-3 输入数据所对应的串行界面写周期波形图

四、硬件系统构成

(1) 变送器硬件构成比较简洁，以上述所介绍的 3 块集成电路为核心、外加 1 块

E²PROM(93C46)和 1 个外接通信插头所组成。

(2) 变送器硬件连接图见图 2.25-4。

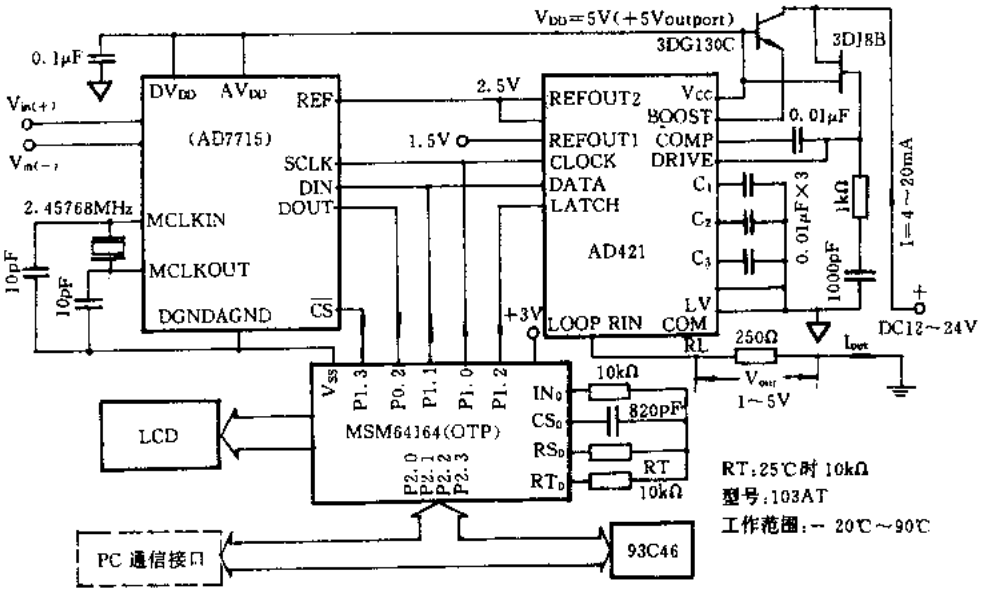


图 2.25-4 变送器硬件连接图

① V_{in}为 2 线输入的被测信号,它们可以是经传感器和电阻无源网络等组成的温度、湿度、流量、压力、液位等测量端输出的电平信号。其电源基准可取其 AD421+3 V、+5 V 或 +2.5 V、+1.25V 的输出端。当 V_{in}为单极性输入时,V_{in}=0～20 mV 和 0～2.5 V;当 V_{in}为双极性输入时,V_{in}=±20 mV 和±2.5 V。

② AD421 中的 LV 端与 COM 端短接时 V_{CC}端输出+5 V 电源;而当 LV 端通过 0.01μF 电容与 V_{CC}引脚连接时,则 V_{CC}端输出为+3 V 电源。

③ 4～20 mA(或 3.75～24 mA)电流输出信号 I_{out}搭挂在 DC 12～24 V 电源线上。显然,只要在该电源线中串入 1 只 250 Ω 的取样电阻,可很方便地获得 1～5 V 的电平输出信号。该电流(或电压)输出信号可无干扰地远传至 4 000 m 以外。

④ 图 2.25-4 中 RT 为 103AT 热敏电阻,在 25℃时阻值为 10 kΩ,它与 R_0、R_1、C_0及 MSM64164 的内电路组成 RC 振荡电路,实现对环境温度的测量。

⑤ 该变送器可直接驱动多达 120 段的液晶显示屏,以显示各种字符和数据。

五、软件系统

1. 通信模块和实时测量模块

(1) 当变送器接上 DC 12～24 V 电源,便自动进入实时测量状态。系统经初始化后,先外送 4 mA 输出的初始电流,然后对输入信号进行 A/D 数采,读取 E²PROM 的相关参数,并根据采样值与 E²PROM 中读到的相关参数执行量化处理、非线性补偿、零值与满值补偿、环温补偿、线性转移等一系列运算后,显示即时测量值与输出对应的 4～20 mA 电流值。

(2) 在测量状态下,只要一插上通信插头并接通通信接口电源(先让 PC 机运行由 C 语言编写的通信软件),变送器立即转而运行通信软件。先将即时被测数值写入 E²PROM 规定的单元中,然后让出总线,将 E²PROM 交给通信接口处理,以便从 PC 机上完成对在线E²PROM

的读写。用这种通信方式可以很直观和方便地将传感器品种、量程范围、零值补偿、满值补偿及多段非线性补偿方程的相关参数等写入到在线 E^2PROM 中。在 PC 机上完成这一系列操作后，只要拔出通信插头，变送器便立即以改写后 E^2PROM 中新参数为依托，进入实时测量状态下运行，实现一机多用。

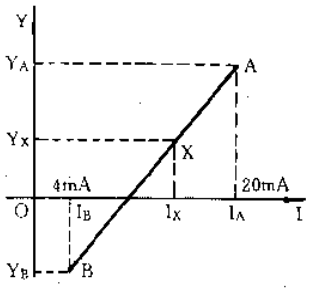


图 2.25-5　量程浮动与输出电流线

2. 量程浮动与输出电流线性转移

在图 2.25-5 中，线段 AB 为经过零补、满补和非线性补偿后得到的理想输出电流斜线。Y_A、Y_B分别为量程的上、下限，I_A、I_B为其所对应的输出电流（I_B称 4 mA 起始电流）。不难看出，被测点 Y_X处输出的增量电流为

$$(I_X - I_B) = \frac{(I_A - I_B) \times (Y_X - Y_B)}{(Y_A - Y_B)} = \frac{16(Y_X - Y_B)}{(Y_A - Y_B)}$$

对于同一测量点 Y_X来说，随着 Y_A的变化（量程浮动），其增量电流随之发生线性转移。当 Y_A向 Y_X逼近时（量程上限压缩），输出电流 I_X 逐渐达到最大值 I_A；而当 Y_B向 Y_X逼近时（量程下限上浮），则输出电流 I_X逼近 I_B，此时增量电流向 0 mA 逼近。

系统软件框图如图 2.25-6 所示。

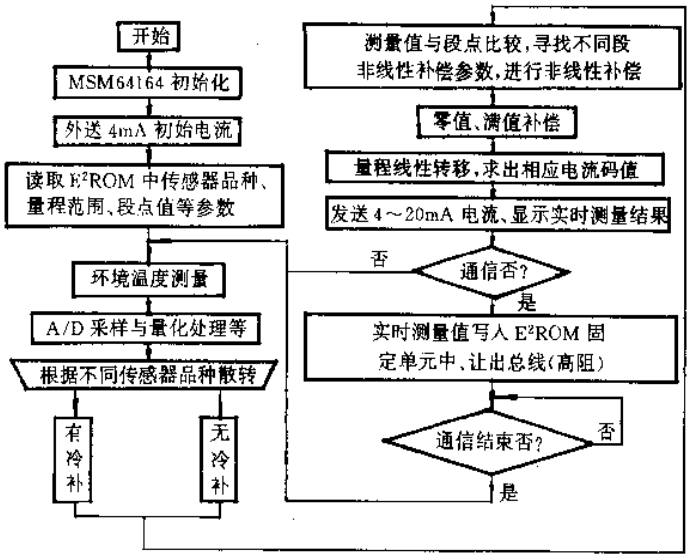


图 2.25 6　系统软件

参考文献

1　SASM64K USER'S MANUAL，1994

2　Analog Devices Inc. ANALOG DEVICES：3V/5V，450μA 16bit Sigma Delta ADC AD7715. 1995

3　Analog Devices Inc. ANALOG DEVICES：Loop-powered 4～20 mA DAC AD421. 1996

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 8 期

2.26 数字化智能有源直流电阻箱

山东临沂市计量检定所（276001） 黄 波

传统的直流电阻箱一般采用锰铜电阻丝绕制成许多固定电阻，然后用旋转开关选择其中的组合，以得到所需的电阻值。虽然其准确度较高，但是体积较大，特别是不具备数字化接口，很难与计算机联接以应用于自动检测系统。本文介绍了一种以单片机为核心，数字电路与模拟电路混合设计的数字化智能有源直流电阻箱，其体积小、准确度高、结构简单、具有数字化接口及完善的自我保护功能，可以在一定范围内取代传统的直流电阻箱，更便于与微机组成自动检测系统。

一、有源电阻的实现

首先，我们分析图 2.26-1(a)的电路。图中 A 为运算放大器，R_L为负载电阻，R_b为一个固定电阻。理想的运算放大器具有“虚短”和“虚断”两个特性，亦即两个输入端之间的电势差趋于零、两个输入端的输入电流趋于零 。由这两条我们可以看出，放大器 A 的同相输入端和反向输入端电势差为零，故 B 点电势等于 V_i，V_i在 R_b上形成电流 $i_b=V_i/R_b$。由于输入端电流为零，故电流 i_b只可能由运放输出端提供，亦即有 $i_L=i_b$，因此有：

$$i_L = V_i/R_b \tag{1}$$

从式(1)中，我们可以看出，当 V_i一定时，i_L一定，与负载电阻 R_L无关，亦即 V_i一定时，构成一个恒流源。

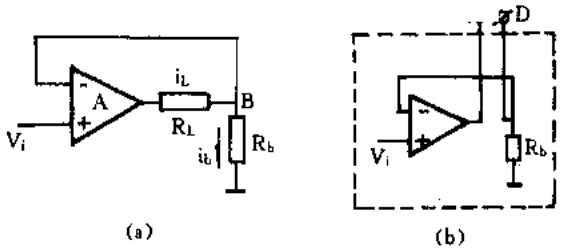


图 2.26-1

在图 2.26-1(a)的基础上，我们构造一个如图 2.26-1(b)的电路。假如用欧姆表测量 CD 端等效的电阻，其值为

$$R_x = \frac{u_{CD}}{i_{CD}} = \frac{u_{CD}}{i_L} = \frac{u_{CD}}{V_i}R_b \tag{2}$$

显然，当 V_i一定时，R_x并不是个常数。为了使 R_x为常数，则必须有：

$$u_{CD}/V_i = 常数 \tag{3}$$

如果式(3)能够成立，我们就可以在图 2.26-1(b)的基础上设计一个有源电路以替代一个直流电阻。

为了实现式(3),我们想到了 D/A 转换器。现分析 D/A 转换器的原理。图 2.26-2 为一个 8 位 D/A 转换器的示意图。

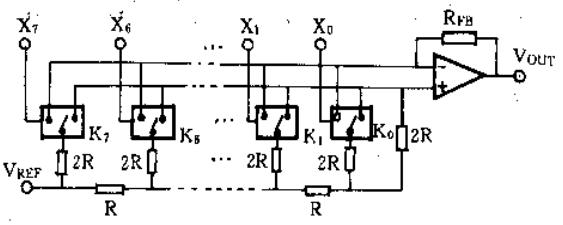


图 2.26-2

图中 X_0～X_7为二进制数码输入端,其电平高低决定着电子模拟开关 K_0～K_7的通断。V_{REF} 为基准电压输入端,V_{OUT}为输出电压。经过仔细研究,我们可以看出,对于 n 位 D/A 转换器有:

$$V_{OUT} = (X/2^n)V_{REF} \tag{4}$$

其中 X 为数字输入端二进制码对应的十进制数。当我们对电路采用适当的联接,使得:

$$u_{CD} = V_{REF} \tag{5}$$

$$V_{OUT} = V_i \tag{6}$$

将式(4)代入式(2),则有:

$$R_x = \frac{u_{CD}}{(X/2^n)u_{CD}}R_b = \frac{2^n}{X}R_b \tag{7}$$

式(7)说明,对于适当联接改造过的线路,一个确定的 X 值对应于一个电阻,其阻值由式(7)给出。若想改变有源电路的电阻值,只需重新设定 X 的值。

二、实用的数字化智能有源电阻箱

为了使之实用化,提高其智能程度,我们采用 8031 单片机为核心设计了一个实用电路,图 2.26-3 是其原理框图。图中 IC6 为 CPU,选用 8031。IC8 为 8279 键盘与显示控制器。IC10、IC11 为 8708LED 驱动器,与 4×4 按键及 LED 数码管共同组成键盘及显示系统。IC7 为 2764EPROM,用于存储程序。IC12 为 8155,为 8031 提供扩展接口,此处用于控制继电器 ZJ 及 ZJ1～ZJ4。IC3 为 D/A 转换器,IC4 为运算放大器,它们与 R_{61}～R_{64}之一构成有源直流电阻。IC1 为隔离运算放大器,使用它的目的是为了隔断前后级之间的电气联系,避免相互影响,它的前后两级采用相互独立的电源供电。IC5 为 A/D 转换器,精度要求很低,可选用 8 位 A/D转换器。IC2 为程控增益放大器,其放大倍数由 CPU 控制。

其工作的基本原理是这样的:先在单片机键盘上输入所需要的电阻阻值,亦可通过"△"或"▽"键设定。当外线测量电压 u_x从接线端 A、B 输入时,经隔离放大器 IC1 隔离,送入 A/D 转换器 IC5,经其转换为数字量送入 8031。若输入电压 u_x 过高,则 CPU 发出指令,使 ZJ 动作,切断输入信号以保护仪器,同时点亮故障指示灯 LED1;若输入电压较低,则 CPU 发出指令,改变程控增益放大器 IC2 的放大倍数,同时 CPU 相应选择 R_{61}～R_{64}之一,使之与 IC2 的增益相匹配。其参数的匹配应注意到以下几点。

(1) IC2 的输出电压应能使 D/A 转换器正常工作。D/A 转换器一般要求 V_{REF}在 1～10 V

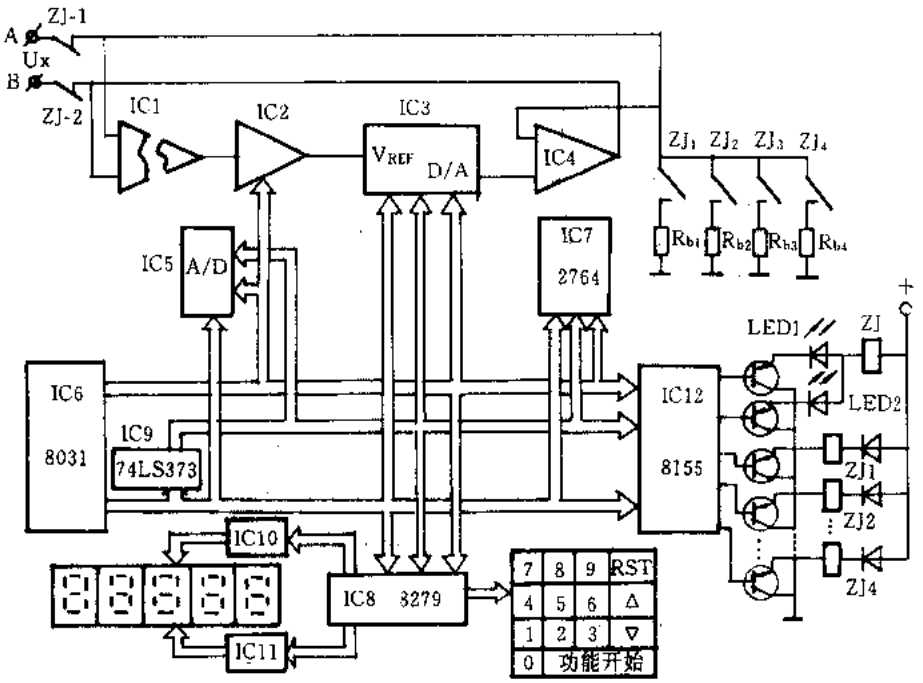


图 2.26-3

之间。

(2) IC4 的输出电流，亦即流过 R_{bn}上的电流，不能超过 IC4 的允许值，否则会烧坏 IC4。

(3) 应注意式(7)中电阻 R_x 与 x 互为倒数，并非线性，故应注意保证所产生的电阻值的准确度。

如若以上三点不能同时满足，则 CPU 切断输入，点亮 LED2，表示在当前条件下不能正常工作。

图 2.26-4 为程序的简单框图。我们为其设计了线性修正功能，同时它能自动引入修正值。这样，当我们选择 14 位 D/A 转换器时，其准确度等级可以达到 0.05 级，完全可以应用于一般仪表的校验。

在元件的选择上应注意 IC4 的输出电流要比较大以使其能工作于较大电流情况下，必要时可加上电流扩展器，此时工作电流可达安培级。D/A 转换器的位数越高，其准确度越高，但相应的其它器件要求亦越高。继电器触点要求接触电阻小且接触电阻值稳定。接地点一定要设计、处理好，以免由于引线电阻造成较大的漂移。

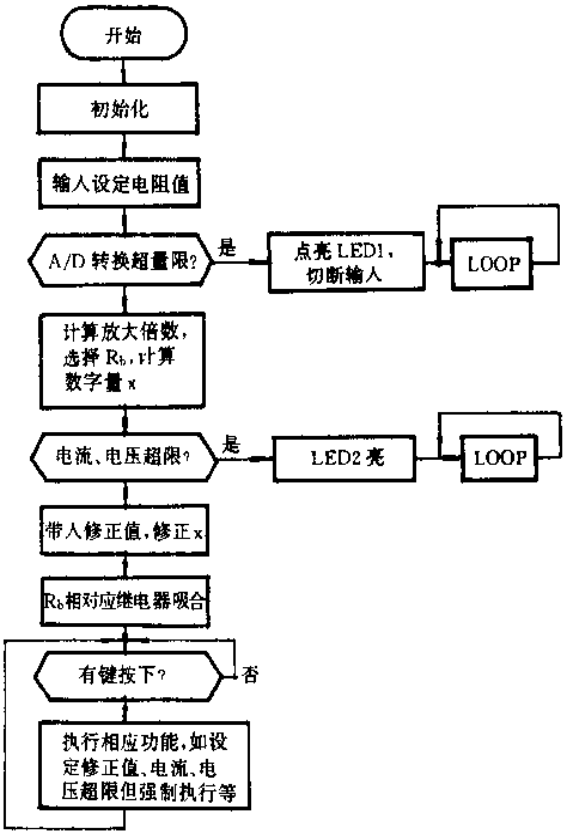


图 2.26-4

摘自《计量技术》双月刊，1998 年第 5 期

2.27 声波测长单片机系统的研究

华中理工大学自动控制工程系（430074） 吕 斌 叶念渝

一、引 言

在采油、冶金、化工等行业，精确测量单根管长是必要的。当前不论用超声或是激光测量，都有其局限性。本文提出一种以单片机为核心的声脉冲测长的思路，从硬件和软件两方面入手，提高其测量精度及抗恶劣环境的能力，实验证明效果是显著的。主要措施是：(1)让声波在管内传送，尽量减少环境因素变化的影响；(2)采用军品器件及低温度系数的阻容元件，提高其适应大的环境温度变化的能力；(3)使用精密高频波形产生器生成时钟脉冲；(4)采用监督定时器及数字滤波进一步排除干扰的影响。

二、系统结构

1. 系统工作原理

系统结构如图 2.27-1 所示。在波测钢管的一端放置声源，用于产生声波，另一端放置接收

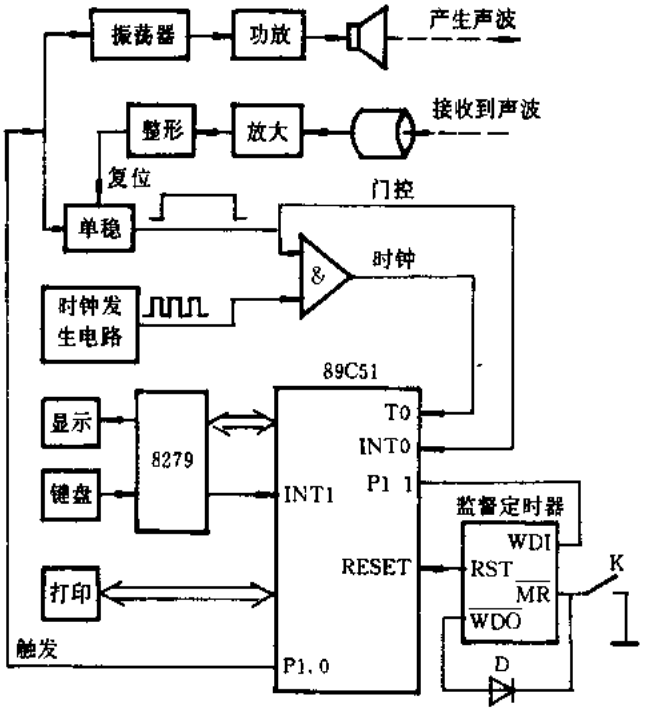


图 2.27 1 系统结构框图

器，用于接收声波。键盘上按下的测量键触发单片机，从 P1.0 端发出启动脉冲，使振荡器和单稳电路均开始工作。振荡器产生脉冲，经放大后去触发声源产生声波，接收端接收到声波脉冲

后，经前置放大整形后转换成一个负脉冲去复位单稳，使单稳电路产生一个门控脉冲，此门控脉冲的宽度决定时钟脉冲的个数。

单稳电路产生的门控脉冲引起单片机的 INT0 中断，在中断服务程序中，单片机的 T0 对时钟脉冲计数，此计数值与声波在管中传播的时间相对应。根据距离＝时间×速度，可将之转换成长度。

测量得到的数据经过 Newton 插值算法的处理，最终以比较精确的形式显示出来。

单片机通过 8279 来管理键盘和显示器，从而减少占用 CPU 的工作时间和简化软件编程，且无须考虑消除键的抖动，读入状态字可求出被按键之键值，以此转入相应的键处理程序。

单片机外接一个 TPμ40A 的 16 针点阵式的微型打印机，实地打印数据。

2. 时钟发生电路

时钟发生电路采用集成电路 MAX038，它可以产生从小于 1 Hz 到大于 20 MHz 的矩形(脉冲)波，其频率占空比可以由调整电流、电压或电阻来独立地控制。

MAX038 采用±5 V 的电源工作。基本的振荡电路是一个交变地以恒流向电容器 CF 充电和放电的弛张振荡器，同时产生三角波和矩形波，充电和放电的电流由流入 IIN 的电流来控制。而这电流则是由加到 DADJ 上的电压调制。

输出频率 F 决定于注入 IIN 引脚的电流、COSC 引脚的电容量(对地)、以及 DADJ 引脚上的电压：

$$F = \frac{V_{IN}}{R_{IN} \times CF}$$

IIN 可在 2 μA 到 750 μA 变动，但最佳性能是在 10 μA 到 400 μA 之间，对于固定频率工作，设置在 100 μA 附近，具有最小的温度系数。

本系统产生时钟电路的接线如图 2.27-2 所示，其频率计算公式为

$$F = \frac{2 \times 2.5V}{(R_{IN} + R_0) \times CF}$$

2.5 V 是片内提供的稳定参考电压，用以方便地调节 IIN 端的注入电流。为确保工作，R_0 选为 10 kΩ 的固定电阻，R_{IN}选为 24 kΩ 的可调电阻。为获得中心工作频率 F＝340 kHz，选择 CF＝280 pF，当环境引起声速变化时，可调节 R_{IN}以改变输出脉冲频率，从而保证测量精度。

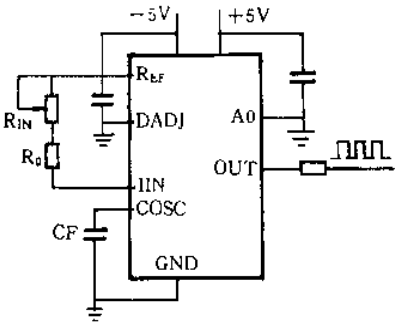


图 2.27-2 时钟发生电路

3. 监督定时器

监督定时器采用集成电路 MAX813L，用以监视 CPU 的电源，实现电源故障报警、上电、

掉电、降压及手动复位输出，它的使用可大大简化硬件电路，比分离的集成电路和分立元件具有更高的可靠性及精度。

在图 2.27-1 中，复位开关 K 的动作使 $\overline{MR}$端获得由低到高的电平变化，RST 端输出复位信号，使得单片机系统复位，或由于上电引起系统复位。当电源电压低于复位门限电压(4.6 V)时，RST 端亦输出高电平有效的复位信号，从而有效地监视电源，制止了由电源引入的干扰所造成的系统异常。

MAX813L 片内有一看门狗定时器，当 WDI 端变为高电平或低电平时，看门狗定时器开始计数，若高或低电平的维持时间达到 1.6 s，看门狗定时器完成计数，$\overline{WDO}$端输出低电平。在正常情况下，我们可使 89C51 的 P1.1 端向 MAX813L 的 WDI 端输出矩形波，其高和低电平的维持时间应小于 1.6 s，看门狗定时器不会溢出，$\overline{WDO}$端保持高电平，二级管 D 截止，系统正常工作。当系统受到干扰侵害，造成程序飞出而进入失常状态，则 89C51 的 P1.1 端不能正常输出宽度小于 1.6 s 的高和低电平，看门狗定时器溢出，$\overline{WDO}$端变为低电平，二极管 D 导通，$\overline{MR}$获得有效低电平，使得系统有效复位，避免了干扰的侵入，保障了系统的可靠性。

三、插值算法

通过实验和观测，得到某个区间内的一些离散点上的值，无法建立准确的数学模型，因此希望对这样的函数能用简单表达式近似地给出整体的描述，也就是说，用简单函数为离散数据建立连续模型，即插值问题。

插值方法有多种，诸如 Lagrange 插值、Newton 插值、Hermite 插值等。考虑到 Newton 插值法可以用递推形式给出插值多项式，易于编程实现，我们采用 Newton 插值法。

Newton 插值多项式为

$$P_n(x) = f(x_0) + f[x_0,x_1](x - x_0) + \cdots + f[x_0,x_1,\cdots,x_n](x - x_0)(x - x_1)\cdots(x - x_{n-1}) \tag{1}$$

式中 $f[x_0,x_1,\cdots,x_n]$称为 $f(x)$关于 $x_0,x_1,\cdots,x_i$的 i 阶差商。

i 阶商差商 $f[x_0,x_1,\cdots,x_i]$可以表示为函数值 $f(x_0),f(x_1),\cdots,f(x_i)$的线性组合，例如，

$$f[x_0,x_1,x_2] = \frac{1}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2)}f(x_0) + \frac{1}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2)}f(x_1) + \frac{1}{(x_2 - x_0)(x_2 - x_1)}f(x_2)$$

通过实地测量得到的数据如表 2.27-1 所示，x_i表示实际量出的管长，f_i表示与这一管长相对应用本仪器测量得到的数据。

表 2.27-1 数据表

x_i	9405	9615	9645	9653
f_i	9400	9619	9630	9656
x_i	9676	9679	9682	9702
f_i	9673	9684	9674	9687

计算出差商表如表 2.27-2 所示，从这张表可以求出通过 n 个点的 n－1 次多项式。我们取 n＝5，n－1＝4。在测得一个数值 x 后，判断它在哪个区间段。然后取其附近的 5 个点，查差商表，得到插值多项式，从而求出校正后的数值 f，把它作为输出显示出来。图 2.27-3 为插值算法的流程图。

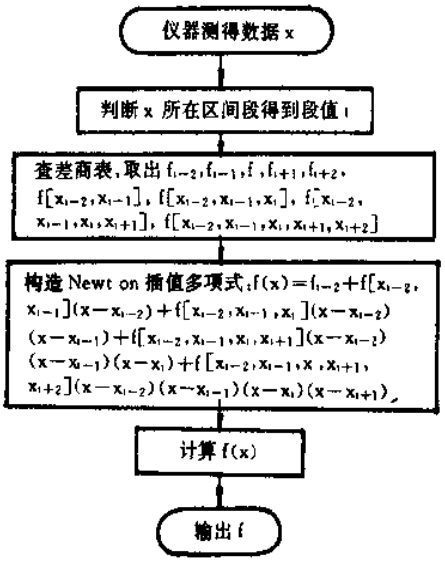


图 2.27-3

表 2.27-2 差商表

x_i	f_i	$f[x_i, x_{i+1}]$	$f[x_i, x_{i+1}, x_{i+2}]$	$f[x_i, \cdots, x_{i+3}]$ ($\times 10^4$)	$f[x_i, \cdots, x_{i+4}]$ ($\times 10^4$)	$f[x_i, \cdots, x_{i+5}]$ ($\times 10^5$)	$f[x_i, \cdots, x_{i+6}]$ ($\times 10^8$)
9405	9400	1.0429	−0.002818	2.8307	−0.1035	0.1169	−0.3769
9615	9619	0.3667	0.075876	−22.7352	0.4499	−2.4759	4.0669
9645	9630	3.2500	−0.080997	33.9643	−4.8734	12.3684	
9653	9656	0.7391	0.112600	−399.7709	13.6792		
9676	9673	3.6667	−1.166667	462.0186			
9679	9684	−3.3333	0.173187				
9682	9674	0.6500					
9702	9687						

四、结束语

综上所述，由于 MAX038 的使用，系统可产生稳定的，精确的时钟信号，并可由外部实时校正，从而为精确测量奠定了基础。又由于硬软件的抗干扰措施及插值算法的采用，保证了装置的高可靠性及高精度，实践证明其效果是显著的。

参考文献

1 何立民. MCS-51 系列单片机应用系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1990

2 于寅. 高等工程数学. 武汉：华中理工大学出版社，1995

3 MAXIN 1996 年新产品数据手册(第五卷). 1996

摘自《电气自动化》双月刊，1998 年第 6 期

第三章

网络、通信与

数据传输

3.1 CAN 总线系统的实现

四川省计算机应用研究中心(610041) 舒 彦 安 芹

CAN 总线是德国奔驰公司 80 年代为解决汽车众多控制设备与仪器仪表之间的数据交换的一种串行通信协议。随着技术的发展,它作为现场总线可广泛应用于各行各业的工业现场。根据不同的需要或以主从方式、或以多主方式工作。尤其以多主方式工作时,使分布于不同地点的各个监控设备之间的数据交换显得更为灵活和直接。CAN 总线使用的通信介质为双绞线及其它电缆,传输速率可达 1 Mbps。鉴于其极高的可靠性和独特的设计,以及高速率、传输距离较长,特别适合工业现场监控设备的互连。

一、CAN 总线协议介绍

CAN 总线网络传输中就像邮电系统一样,它并不关心每封信的内容,而只注重传输规则。其规则为每封信都包含一个数据页,数据页最多包含 8 个数据行。每次进行投递时,只有最小的 ID 号的信发至网络上,网上所有的模块都能收到。较大的 ID 号的信可能经过几次重试才能发送出去。

概括起来,它具有如下特点。

(1) 可建立 1024 条虚拟链路。CAN 控制器的 ID 号共有 11 位,其中 1 位作为优先级,其余作为数据标识符。其链路可在任意两点之间或一点至任意多个节点之间建立。

(2) 数据长度有两种格式:小于 8 字节的数据可选用单页 Page 格式,大于 8 字节的数据可选用数据块 Block 格式。

(3) 发送时将需要发送的数据填入发送信箱中,并在信箱中置发送标志,CAN 驱动程序循环查询此标志,带有发送标志的信箱会自动发送出去。接收时经硬件滤波后,从信中取出信箱号与本节点的接收信箱号逐一比较,相符即把信件放入接收信箱中。

(4) 数据的优先级根据信箱号而定,信箱号越小,优先级越高,同时还提供为发送紧急数据的优先级。

二、CAN 总线系统的构成

该系统构成的关键是由 CAN 控制器与 CAN 驱动器组成。

现在各大厂商如 Intel、Phlips、Motoroal、NEC 等推出很多 CAN 总线产品,可根据实际需要来选择控制芯片。应用较广泛、特点较突出的是 Phlips 公司的 82C200 控制器。该控制器具有多主结构、总线访问优先权、成组与广播报文功能以及硬件滤波等特点。其时钟频率使用 16 MHz晶振。

与此相配套的驱动器为 82C250,它可以提供总线的差动发送能力和接收能力。高速可达 1M,有较强的抗干扰能力,最多节点数可达 110 个节点。

其原理图如图 3.1-1 所示。通过 CPU 的控制与协调,较易实现多主传送方式,并实现数据

的存储与转发。由 HP1、HP2 组成的 6N137 作为外线路与系统的隔离措施，以提高其抗干扰能力。图中 CANH、CANL 通过双绞线与其它节点相连，在网络的最终两站需加接 125 Ω 电阻作为线路的匹配。由控制器的 INT 输出经反向送入 CPU，作为中断源，以使 CPU 能响应 CAN 的中断请求。

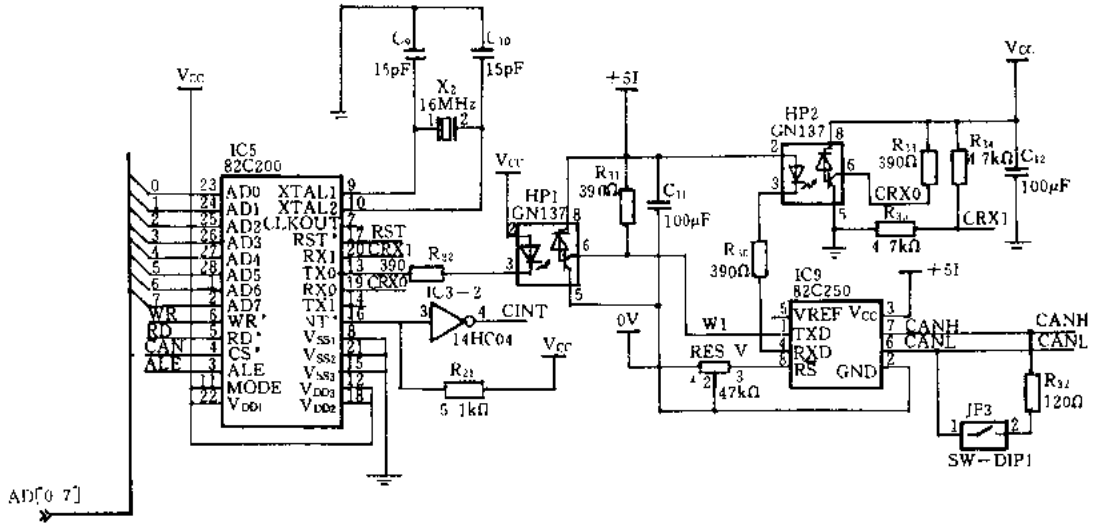


图 3.1 1

网络拓扑结构采用总线式(见图 3.1-2)，虽然该结构信息吞吐量低，但结构简单、成本低、可靠性高。选用 CAN 总线连接各个节点，形成多主控制器的局域网。

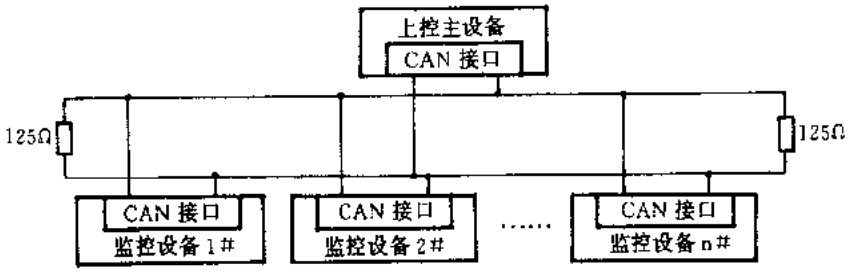


图 3.1 2

三、CAN 总线系统应用结果

该系统成功应用于铁路信号微机检测系统中。经现场测试，使用标准双绞线。当传输速率达 1 Mbps 时，其有效传输距离为 50 m；当传输速率降至 500 kbps 时，有效传输距离为150 m；当传输速率降至 250 kbps 时，有效传输距离为 400 m；当传输速率为 125 kbps 时，其距离达到 500 m(因现场条件限制，无法使用更长距离的线路)。

上述介绍的系统可作为 CAN 总线系统的最小构成。在铁路大站微机检测系统中，使用速率为 250 kbps。实践证明，效果显著、性能稳定。在多达近十个采集机的系统中，其通信效果高速而可靠。每个采集机既可集中设置，亦可分散到现场近百米的范围内。采用 CAN 总线特有的多主传送方式，各个分机根据需要，有数据时才自主发送，无需主机不停地轮巡，节省了网络

上的数据流量，提高了传输效益。在主机监听各分机的同时，各分机也能实时监听，对自己所需的数据也能按需接收，实现分机之间的数据交换。总之，随着人们对 CAN 总线性能的了解不断深入，其应用前景将是十分广阔的。

参考文献

1 Philips Semiconductors 公司 CAN SPECIFTION[Version 2.0]1991.9

2 靳晓桂，王永强. 现场总线最新进展. 化工自动化及仪表，1994(11)

摘自《计算机应用研究》双月刊，1998 年第 2 期

3.2 CAN 总线系统设计中的几个问题

北京航空航天大学管理学院(100083) 邬宽明

CAN 总线是德国 Bosch 公司在 80 年代初为解决现代汽车中众多的控制与测试仪器之间的数据交换而开发的一种串行数据通信总线，它是一种多主总线系统，通信介质可以是双绞线、同轴电缆或光导纤维。通信速率可达 1 Mbps。CAN 总线通信控制器中集成了 CAN 协议的物理层和数据链路层功能，可完成对通信数据的成帧处理，包括零位的插入/删除、数据块编码、循环冗余检验、优先级判别等项工作。CAN 协议的一个最大特点是废除了传统的站地址编码，而代之以对通信数据块进行编码。采用这种方法的优点是可使网络内的节点个数在理论上不受限制，数据块的标识码可由 11 位(按 CAN 技术规范 2.0A)或 29 位(按 CAN 技术规范 2.0B)二进制数组成，因此可以定义 2^{11} 或 2^{29} 个不同的数据块。这种按数据块编码的方式，还可使不同的节点同时接收到相同的数据，这一点在分布式控制系统中非常有用。数据段长度最多为 8 个字节，可满足通常工业领域中控制命令、工作状态及测试数据的一般要求。同时，8 个字节不会占用总线时间过长，从而保证了通信的实时性。CAN 协议采用 CRC 检验并可提供相应的错误处理功能，保证了数据通信的可靠性。CAN 的这些卓越特性，极高的可靠性和独特的设计，特别适合工业过程监控设备的互连。因此，越来越受到工业界重视，并已被公认为最有前途的现场总线之一。1993 年 11 月 ISO 正式颁布了道路交通运载工具-数字信息交换-高速通信控制器局部网(CAN)国际标准(ISO11898)。为控制器局部网标准化、规范化推广铺平了道路。可以预料，控制器局部网在我国迅速发展和普及是指日可待的。

本文分别论述 CAN 总线系统设计中经常遇到的系统时钟和位时间如何选定、CAN 中断服务程序如何安排以及较长报文如何拼接等几个问题。

一、系统时钟和位时间的选定

在 CAN 控制器中提供两个总线定时寄存器，其中总线定时寄存器 0(BRT0)可决定波特率预分频(BRP)和同步跳转宽度(SJW)的数值，其低六位(D5～D0)用来确定系统时钟，而其高二位(D7,D6)用来确定同步跳转宽度(SJW)。总线定时寄存器 1(BRT1)可决定位周期宽度、采样点位置和在每个采样点进行采样的次数，其 D3～D0 用于 TSEG1，而 D6～D4 用于 TSEG2，并按下式计算：

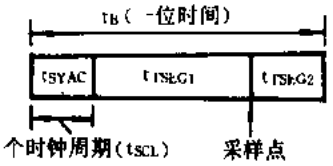


图 3.2-1 每位时间和采样点位置

$$t_{TSEG1} = t_{SCL}(8TSEG1.3 + 4TSEG1.2 + 2TSEG1.1 + TSEG1.0 + 1)$$

$$t_{TSEG2} = t_{SCL}(4TSEG2.2 + 2TSEG2.1 + TSEG2.0 + 1)$$

TSEG1 和 TSEG2 可确定每位的时钟周期数目和采样点位置，如图 3.2-1 所示。

若 P8XC592 复位请求位被置为高，这两个寄存器均可被访问(读/写)。系统时钟 t_{SCL} 可使用下列等式计算：

$t_{SCL} = 2t_{CLK}(32BRP.5 + 16BRP.4 + 8BRP.3 + 4BRP.2 + 2BRP.1 + BRP.0 + 1)$

其中，t_{CLK}为 P8XC592 振荡器的时钟周期。

实例 1：设晶体振荡器频率为 16 MHz，BTR0＝00H，BTR1＝14H。计算系统时钟和位时间。

由给定 BTR0 和 BRT1 值可知：

BRP.5，BRP.4，BRP.3，BRP.2，BRP.1 和 BRP.0 均为 0，另外，除 TSEG1.2 和TSEG2.0 为 1 外，其余系数均为 0。因此有

$$t_{SCL} = 2t_{CLK}(32 \times 0 + 16 \times 0 + 8 \times 0 + 4 \times 0 + 2 \times 0 + 0 + 1) = 2t_{CLK}$$

$$t_{TSEG1} = t_{SCL}(8 \times 0 + 4 \times 0 + 2 \times 0 + 1) = 5t_{SCL}$$

$$t_{TSEG2} = t_{SCL}(4 \times 0 + 2 \times 0 + 1 \times 0 + 1) = 2t_{SCL}$$

$$t_b = (1 + 5 + 2)t_{SCL} = 2 \times 8 \times t_{CLK} = 1\ \text{Mbps}$$

此时同步跳转宽度(SJW)为

$$t_{SJW} = t_{SCL}(2SJW.1 + SJW.01 + 1) = t_{SCL}\text{即 } 1/8\ \ \mu s$$

实例 2：设晶体振荡器频率为 16 MHz，BTR0＝7FH，BTR1＝7FH。计算系统时钟和位时间。

由给定 BRT0 和 BRT1 值可知：

BRP.5，BRP.4，BRP.3，BRP.2，BRP.1 和 BRP.0 均为 1，另外，TSEG1.X 和 TSEG2.X 亦均为 1。因此有

$$t_{SCL} = 2t_{CLK}(32 \times 1 + 16 \times 1 + 8 \times 1 + 4 \times 1 + 2 \times 1 + 1 \times 1 + 1) = 128t_{CLK}$$

$$t_{TSEG1} = t_{SCL}(8 \times 1 + 4 \times 1 + 2 \times 1 + 1 \times 1 + 1) = 16t_{SCL}$$

$$t_{TSEG2} = t_{SCL}(4 \times 1 + 2 \times 1 + 1 \times 1 + 1) = 8t_{SCL}$$

$$t_b = (1 + 16 + 8)t_{SCL} = 25 \times 128 \times t_{CLK} = 5\ \text{kbps}$$

此时同步跳转宽度(SJW)为

$$t_{SJW} = t_{SCL}(2SJW.1 + SJW.01 + 1) = (2 \times 0 + 1 \times 1 + 1)t_{SCL}$$

$$= 2 \times 128t_{CLK}\text{即 } 16\ \ \mu s$$

实例 1 和实例 2 所得位速率 1 Mps 和 5 kps 为 CAN 总线位速率的最高和最低极限值，CAN 总线的位速率与总线长度的关系如图 3.2-2 所示。

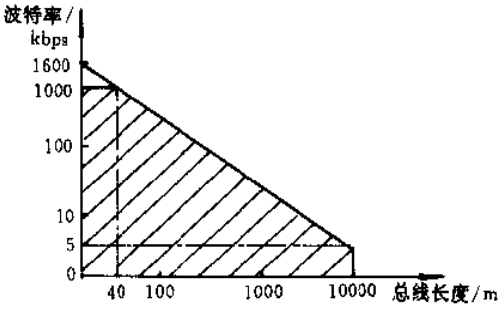


图 3 2-2 CAN 总线位速率与总线长度的关系

二、最大允许位时间的确定

在实时应用场合，要求系统具有在限定的时间范围内处理和传送信息的能力。最大位时间受限于最大传输延迟时间，最大传输延迟时间是指从传送初始化至接收到信令，例如，从编程发送 CAN 命令寄存器位 0(发送请求)至高电平直到接收 CAM-器件由于验收报文而中断时刻之间的时间间隔。最大允许位时间(t_{bmax})可计算如下：

$$t_{bmax} \leqslant t_{最大传输时间}/(n_{位报文} + n_{位最大延迟})$$

其中：$t_{最大传输时间}$为最大允许传输延迟时间。

$n_{位报文}$为报文的位个数。它除要计及传输数据字节 $n_{数据字节}$的个数(0，…，8)外，还要考虑填充位情况，因此有

$$11 + 8n_{数据字节} \leqslant n_{位报文} \leqslant 52 + 10n_{数据字节}$$

其中：44 是考虑了自 SOF 开始至 EOF 结束的帧结构内的各位数，52 与 10 是考虑了填充位情况。

$n_{位最大延迟}$为以位个数表示的最大延迟时间，其取决于 CAN 网络的实际状态(例如：另一个报文已在网络上)。

为计算机 $n_{位最大延迟}$，我们假设：

(1) 在发送前，其它 CAN 控制器占用最大为 1 位时间。

(2) 在报文开始发送前，曾发生过一个错误，因而导致附加传送一帧出错帧。

(3) 所发送报文具有最高优先级。

则可给出

$$n_{位最大延迟} \geqslant 44 + 8n_{数据字节,最坏情况} + 18$$

$$n_{位最大延迟} \leqslant 52 + 10n_{数据字节,最坏情况} + 18$$

其中，$n_{数据字节,最坏情况}$是指在给定 CAN 网络中，使用的最长报文所包括的数据字节数目。

附加 18 位是由于在所发送报文之前的错误帧和间歇场的位数。因此，可计算最大允许位时间(t_{bmax})如下：

假设 $t_{最大传输时间} = 10$ ms

$n_{数据字节,最坏情况} = 6$

$t_{数据字节} = 4$

则 $n_{位报文} \leqslant 52 + 10 \times 4 = 92$

$n_{位最大延迟} \leqslant 52 + 10 \times 6 + 18 = 130$

因此 $t_{bmax} \leqslant 10(\text{ms})/(92 + 130) = 45\ \mu\text{s}$

三、CAN 中断服务程序编制

为实现当外部事件和实时驱动的在片外围设备需要 CPU 异步地执行专门的程序代码段进行时对于正常程序执行的异步激活功能，P8XC592 提供了包括 CAN 控制器中断在内的 15 个中断源，2 个优先级的中断系统。在使用 16 MHz 晶体时，中断响应滞后时间为 2.25～7.5 μs。但在 CAN-DMA 传送期间，中断系统被禁止。

中断服务程序入口分别位于程序存储器中的各个中断向量地址，中断向量指明相应中断

服务子程序开始的程序存储器位置。同时，通过 IEN0 或 IEN1 寄存器中的相应位，每个源均可被分别开放或禁止。使用 IP0 和 IP1 寄存器中相应位，每个中断均可被编程为高优先级和低优先级。所有开放的源也可全局地被禁止或开放。

CAN 控制器的收发功能均需借助其中断服务执行。本节通过一个 CAN 中断服务程序软件实例(包括高速 DMA 传送)说明 CAN 中断服务程序的编制方法。

```
                ORG     002BH                   ;CAN 中断服务程序入口
                LJMP    CAN_INT
CAN_INT:        PUSH    PSW                     ;保护现场
                PUSH    ACC
                MOV     A,CANCON
                ANL     A,#1FH
                MOV     CAN_INT_IMAGE,A         ;取中断标志
INT TES0:       JBC CAN INT RX,RX SERV          ;接收中断
INT TES1:       JBC CAN_INT_TX,TX_SERV          ;发送中断
INT TES2:       JBC CAN_INT_KR,KR_SERV          ;出错中断
INT TES3:       JBC CAN_INT_OV,OV_SERV          ;超载中断
INT TES4:       JBC CAN_INT_WK,WK_SERV          ;唤醒中断
                LJMP INT_OUT
                RX_SERV:CLR A
```

;RARY_OFST 为当前相对于访问此阵列的程序计数器数值，RARY_STR 为接收报文的目的地址阵列，若报文已通过接收滤波，但 CPU 并不需要它，此时，阵列全部数据被置为 0，以作为判断依据。

```
                ADD     A,#RARY STR-RARY OFST
                MOVC    A,@A+PC
RARY_OFST:      JZ      RX_READY
                MOV     CANSTA,A                ;数据存储器地址
                MOV     CANADR,#96H             ;启动 RX_DMA
                NOP
                NOP
RX_READY:       MOV     CANCON,#04H             ;释放接收缓存器
                MOV     A,CON_INT_IMAGE
                JNZ     INT_TES1
                LJMP    INT_OUT                 ;退出中断
TX_SERV:……
KR_SERV:……
OV_SERV:……
WK_SERV:……
INT_OUT:        POP ACC
                POP PSW
                RETI
RARY_STR:       DB ……                           ;接收报文缓存区
                DB ……
                END
```

四、报文拼接

CAN 协议规定，每次收发最多只能传送 8 个字节，这可以满足大多数工业领域中控制命令、工控状态和测试数据的一般要求，但实际应用中，往往出现传送多于 8 个字节的要求，此时应通过报文的拆卸和拼接技术予以实现。

实现报文拼接最常用的方法可利用标识符的低三位。这是由于 CAN 控制器的验收码寄存器只按照标识符的高 8 位进行验收滤波，亦即只要标识的高 8 位与验收寄存器的 8 位内容相同即予通过。因此，可巧妙利用标识符的低 3 位作为同一报文中不同报文段的顺序编号，从而可在接收缓存器中实现拼接。在实际报文传送中，其实只要将上段程序中的 CLR A 语句以下列程序段替代即可。

```
MOV  CANADR,#21        ;读取标识符第二个字节
MOV  A,CANDAT
ANL  A,#11100000B      ;仅取 ID.2~ID.0
SWAP A
RR   A                 ;A=4×ID.2+2×ID.1+ID.0
```

CAN 总线具有着强大的生命力，作为刚刚在国内兴起的新型技术手段，我们盼其随着现代科技的发展，它将以其独到之处，成为现场测控网络，甚至更广范围内控制网络的明智选择。

参考文献

1 邹宽明. CAN 总线原理和应用系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1996

2 PHILIPS Semiconductors 公司. P8XC592 Single—chip 8—bit microcontrollers with on—chip CAN 1992

3 PHILIPS Semiconductors 公司. CAN SPECIFIATION 1991

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 9 期

3.3 单片机与收发电路的连接方法及程序设计

东北电力学院(132012) 周 军
吉林医学院(132001) 张瑞兰

一、硬件电路设计

双音多频(DTMF)编译码器广泛应用在遥控、遥测、数据传输等方面，尤其与一些微处理器配合，使用更加灵活。

MT8880是一个完整的DTMF收发器。它集接收器与发送器为一体，并具有与微控制器接口的数据总线和控制总线特性，可以方便地与MOTOROLA、INTEL等系列的单片机相连，构成一完整的收发通信。

利用AT89C2051单片机的双向I/O口与MT8880直接相连，利用其丰富的位操作指令模拟MT8880的时序，从而实现对MT8880的读、写操作控制。采用这种方法最多占用9条I/O线(若工作在中断方式)，至少还有6条I/O线可供选用，例如可以扩展串行E²PROM、键盘、显示等。其最大优点：成本低、体积小、电路连接简单、程序保密性高等。其通信部分的硬件电路，如图3.3-1所示。图中MT8880的数据线D0～D3与AT89C2051的P1.0～P1.3相对应，读、写线(WR*)，片选线(CS*)，寄存器输入选择线(RSI)和时钟线(CP)分别对应AT89C2051的P1.7～P1.4，中断线(IPQ*)接AT89C2051的外部中断0(P3.2)。

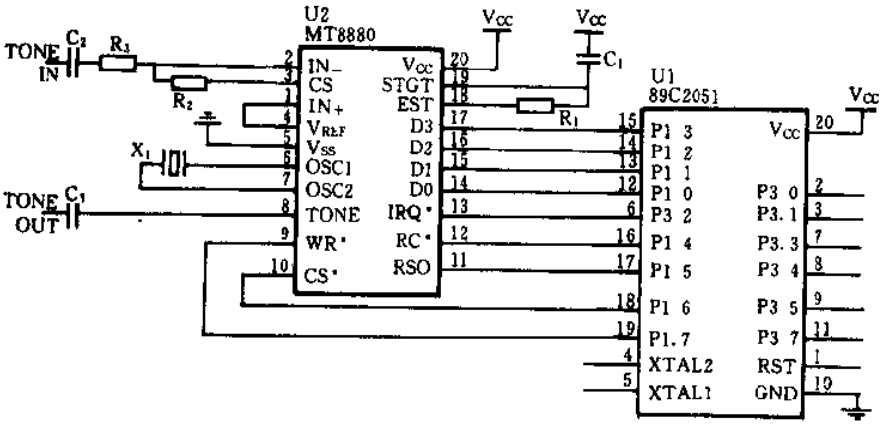


图3.3-1 硬件连接图

二、软件设计

MT8880有四种寄存器：控制寄存器CRA、CRB(只写)，共用一个地址，依靠控制位或写的顺序决定写入哪个寄存器；状态寄存器(只读)；发送数据寄存器(只写)；接收数据寄存器(只

读)。当在总线连接的方式下工作时,其可以通过一条指令完成读或写。为了模拟这种读写操作,以下4个子程序和这4个寄存器相对应。

```
        M88CS    EQU    P1.6
        M88WR    EQU    P1.7
        M88RS0   EQU    P1.5
        M88CP    EQU    P1.4
;MT88RC 读状态寄存器子程序,置 RSO 为 1 后,调读数据子程序。读出的数据在 A 的低四位中。
MT88RC:
        SETB     M88RS0
        LCALL    MT88R
        RET
;MT88RD 读接收数据寄存器子程序,清 RS0 为 0 后,调读数据子程序。读出的数据在 A 的低四位中。
MT88RD:
        CLR      M88RS0
        LCALL    MT88R
        RET
;MT88WD 写数据寄存器子程序,清 RS0 为 0 后,调写数据子程序。预写的数据在 A 的低四位中。
MT88WD.
        CLR      M88RS0
        LCALL    MT88W
        RET
;MT88WC 写控制寄存器子程序,置 RS0 为 1 后,调写数据子程序。预写的数据在 A 的低四位中。
MT88WC:
        SETB     M88RS0
        LCALL    MT88W
        RET
;MT88W 写数据子程序
MT88W:
        ORL      A,#0F0H          ;保留数据高位
        MOV      P1,A             ;送数据
        NOP
        CLR      M88CS            ;送片选信号
        CLR      M88WR            ;送写信号
        SETB     M88CP            ;送时钟信号
        NOP
        CLR      M88CP
        NOP
        SETB     M88WR            ;置位写信号
        NOP
        SETB     M88CS            ;置位片选信号
        RET
;MT88R 读数据子程序
MT88R:
```

```
        CLR     M88CS           ;送片选信号
        SETB    M88WR           ;送读信号
        SETB    M88CP           ;送时钟信号
        NOP
        CLR     M88CP
        NOP
        MOV     A,P1            ;读数据
        CLR     M88WR           ;置位读信号
        NOP
        SETB    M88CS           ;置位片选信号
        ANL     A,#0FH          ;屏蔽数据高位
        RET
```

示范程序如下:初始化后发送数据 DATA,初始化

```
        CLR     A
        LCALL   MT88WC          ;写 CRA
        MOV     A,#08H
        LCALL   MT88WC          ;写 CRA
        MOV     A,#02H
        LCALL   MT88WC          ;写 CRB
        MOV     A,#0DH
        LCALL   MT88WC          ;写 CRA
;发送数据 DATA
        MOV     A,#DATA
        LCALL   MT88WD
```

参考文献

1 AT89 系列单片机技术手册. 启东单片机集团公司,1996

2 杨为理. 现代通信集成电路应用技术手册(上). 北京:电子工业出版社,1995

摘自《仪表技术》双月刊,1998 年第 3 期

3.4 一种多台单片机通信的新方式

保 定 河 北 大 学(071002) 王兰勋
武汉工业大学北京研究生部(100024) 孙英健

一、概 述

目前,多台单片机之间进行通信,一般采用的都是串行异步中断方式,该方式中大都是"主从"式,主机可以与任一从机进行通信,从机只能与主机通信。现在也提出了许多从机呼叫主机的方案。但是每台从机只能呼叫主机,而不能与其它从机互相通信,要想两个从机之间传递信息,必需通过主机才能实现。很难进行从机间的直接通信,这样的工作方式限制了单片机控制功能的发挥和应用领域的广泛性。本文提出的多机通信方式,每台单片机都处于同等的地位,任一台单片机都可以通过对联络线采样,根据采样结果来决定与其它任意一台单片机互相通信。该方式灵活方便,既有主从式的特点又可以实现从机之间的通信。所以此方式扩大了应用领域,适合于各种多机通信的场合。

二、系统的硬件结构及原理

系统的硬件电路如图 3.4-1 所示。所有的单片机都通过控制电路或受控开关挂接在 T 线、R 线和一根联络线上(若通信距离较远时可增加驱动器)。K0、K1、K2、K3、K4 都是受控开关。

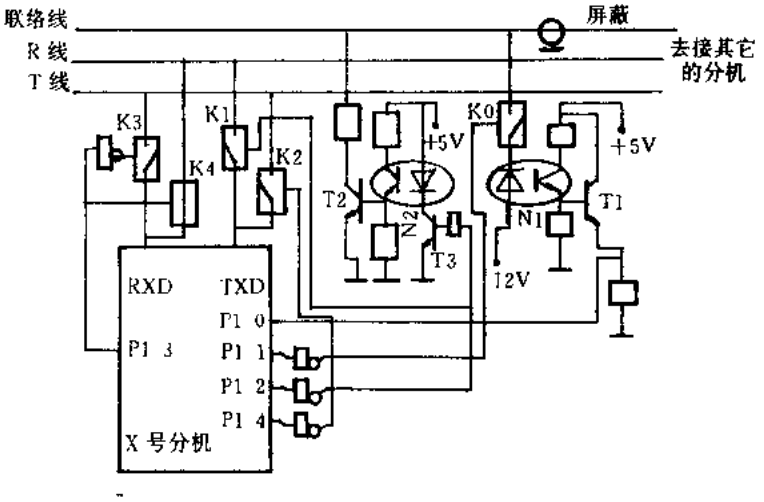


图 3.4-1 通信系统硬件电路(只给出一台分机)

通常,K0、K1、K2、K3 是断开的,K4 是闭合的。K0 由 P1.1 控制。当某分机请求与其它分机进行通信时,K0 闭合(P1.1 置"0"),并将 K1、K3 闭合,K4 打开将本分机置成主机形式,而把其它分机当作从机看待,这样本分机就可以与其它所有分机进行通信。其工作方式与"主从"式完

全一样，从而实现了任意分机之间的通信。

三、通信的建立及通信过程

通信的模式采用模式 2 或模式 3。当某一分机要与其它某一分机进行通信时，其建立过程如下。

(1) 该分机的 P1.1 脚输出低电平(初始化或复位后 P1 口输出都是高电平)，经非门后，使开关 K0 闭合。P1.0 经光电耦合器 N1 采样联络线，若 P1.0 脚收到低电平，使 P1.2 脚输出一低电平经非门后产生一个占线信号，T2 管接通，同时也接通了开关 K1，TXD 连通 T 线，并把 P1.1 再置"1"断开开关 K0，这时暂不让 RXD 连通 T 线。这样就把本分机置成主机形式，而把其它分机当作从机看待。这时本分机基本上就可以与其它所有分机进行通信，并将专用寄存器 SCON 中的 TB8 置"1"，准备发送地址信息，若 P1.0 脚收到高电平，说明已有其它分机正在进行通信。本机等待 0.2 s(此时间可由系统传输的数据长度来定)后再进行联络直到 P1.0脚为低电平。

(2) 发送与要通信的分机的地址码信息(即第 9 位为"1")。由于这时 K4 是闭合的，本机也收到此地址并与其发送的比较，若相同则将 P1.3 置"0"使 K3 闭合，RXD 连通 T 线，同时 K4 断开。若不相同说明有可能是几台分机同时发送地址要求通信，这时将本分机重新置成初始状态，等待 TX 秒(此时间每个分机是不同的，如第一号机等待 2 μs、二号机 4 μs 等)后再重新开始联络。

(3) 所有其它分机收到"主机"发出的地址后，把此地址与其本身的地址比较。

(4) 被寻址的分机将 P1.4 置"0"经非门后控制 K2 闭合，使其 TXD 接入 T 线，并清除其 SM2，以接收发送来的所有信息。未被寻址的分机仍维持 SM2=1，对发送到 R 线上的数据不予理睬，直到发来新的地址。

(5) 本分机与被寻址的分机进行通信(第 9 位为 0)。其通信的过程与"主从"方式相同，这里就不再赘述，请见参考文献[1]。通信结束后置 P1.2=1 取消占线信号并恢复初态。程序流程图如图 3.4-2、图 3.4-3 所示。

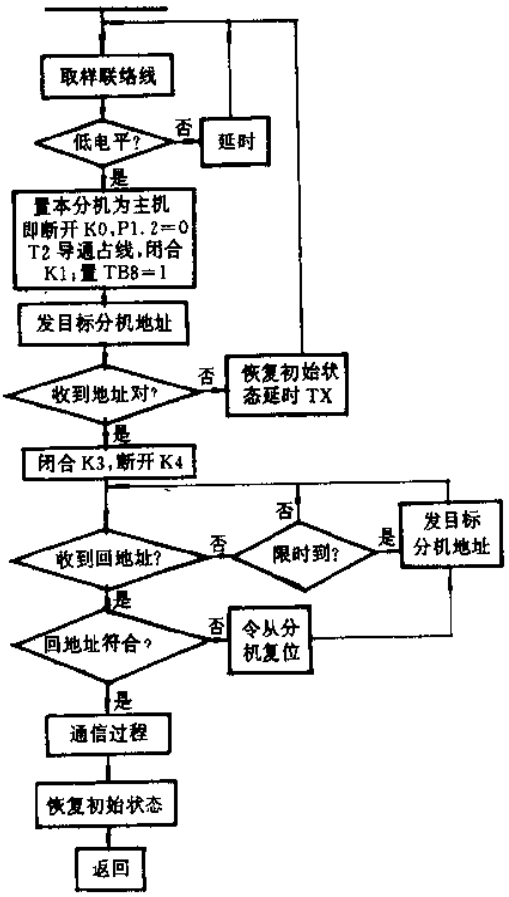


图 3.4-2 主分机程序流程图

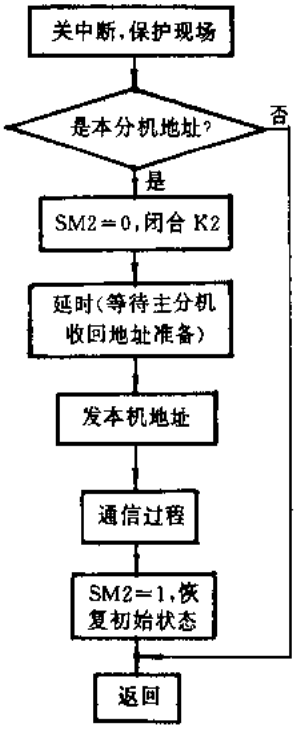


图 3.4 3 从分机程序流程图

四、结束语

本系统为近距离少分机的情况,若进行远距离和多分机通信可接入长线驱动和接收器.该通信方式只增加了一条联络线和几只光电管实现了较强的功能。特别适用于多台单片机之间的通信场合。

参 考 文 献

1 孙涵芳等.MCS—51、96 系列单片机原理及应用.北京:北京航空航天大学出版社,1994

2 吕东庚等.集散控制系统中实时通讯功能的实现.计算机应用,1995,15(1)

摘自《无线电通信技术》双月刊,1998 年第 5 期

3.5 用VB通信控件开发微机与单片机的串行通信程序

西安矿业学院(710054) 贾惠芹 张拥军

一、概 述

近年来,随着单片机及微机技术的不断发展,特别是网络技术的应用,采用微机与多台单片机构成的小型测控系统越来越多。它既利用了单片机价格低、功能强、抗干扰能力好、温限宽和面向控制等优点,又利用了WINDOWS95的高级用户界面、多任务、自动内存管理等特点。在这种系统中,单片机主要进行实时数据采集及预处理,然后通过串行口将数据传送给微机,微机对这些数据进一步处理。例如,求均值、方差、画动态曲线与计算给定、打印输出的各种参数等任务。

二、WINDOWS 95环境下微机通信程序设计

1. VB通信控件简介

大家知道,在DOS操作环境下,要实现单片机与微机的串行通信,只要直接对与微机接口的通信芯片8250进行口地址操作即可。然而在WINDOWS 95环境下,由于系统硬件的无关性,不再允许用户直接操作串行口地址。如果用户要进行串行通信,可以调用WINDOWS的API应用程序接口函数,但其复杂化和专业化程度很高,而使用Microsoft Visual Basic通信控件(Mscomm)却可以很容易地解决这一问题。

新一代面向对象的程序设计语言Visual Basic(VB)是将WINDOWS图形工作环境与Basic语言编程简便性的美妙结合。它简明易用,实用性强,因而得到了广泛的应用。Visual Basic 5.0提供了一个名为MSCOMM32.OCX的通信控件,它具备基本的串行通信能力:即通过串行端口传输和接收数据,为应用程序提供串行通信功能。该控件可以从VB的TOOLBOX中加入到窗体FORM,若TOOLBOX中没有此控件,则用PROJECT的COMPONENT将它从WINDOWS的SYSTEM目录中加入到VB 5.0的TOOLBOX中。这样便可自由地设置它的属性,并用Visual Basic语句与串口沟通。

MSComm控件有许多重要的属性,主要简述如下。

CommPort :设置并返回通信端口号;

Settings :以字符串的形式设置并返回波特率、奇偶校验、数据位、停止位;

PortOpen :设置并返回通信端口的状态,也可以打开和关闭端口;

Input :从接收缓冲区返回和删除字符;

Output :向传输缓冲区写一个字符串。

2. 微机通信程序设计方法

在通信协议中,每一台单片机都规定了确定的地址号,微机每发一个地址号。该地址号对应的单片机确认是呼叫自己时打开串口向微机发响应命令;微机收到响应后开始接收数据,接

着对这些数据进行处理。以下是已在一个自动监测系统中用到的一部分通信程序，该程序用 VB 编写而成。在该程序中先在窗体加载程序中实现串口的初始化，包括选择和打开串口、设置串口的波特率和串口工作方式。同时在窗体中加了两个命令按钮：一个实现发送信号和接收数据的功能；另一个命令按钮的作用是关闭串口，从而释放串口的控制权。其基本程序如下：

```
Sub Form－Load()
Mscomm1. commport＝2
Mscomm1. portopen＝TRUE
Mscomm1. settings＝"19200,N,8,1"
End sub
Sub command1－click()
MSComm1. InBufferCount＝0
MSComm1. Output＝"A"
For i＝ 0 To 7
MSComm1. InputLen＝3
Do
dummy ＝DoEvents()
Loop Until (MSComm1. InBufferCount＞2)
s(i)＝MSComm1. Input
Next i
End Sub
Sub command2－click()
Mscomm1. portopen＝False
End Sub
```

三、单片机的通信程序设计

1. 单片机串口工作方式介绍

MCS－51 系列单片机的串行口可工作于 4 种不同的方式，其中方式 0 为同步移位寄存器方式，数据由 RXD 端输入，而 TXD 端输出同步移位脉冲，发送/接收数据为 8 位，低位在先。这种方式主要用于扩充 I/O 接口。方式 1 中数据经 TXD 端发送，经 RXD 端接收，10 位构成一帧，其中 1 位起始位，8 位数据位，1 位停止位。方式 2 与方式 3 的主要差别为方式 3 的波特率可变，而方式 2 的波特率是固定的。它们所传送的数据格式为 11 位帧信息，其中 8 位数据、1 位起始位、1 位停止位以及 1 个可编程的第 9 位，发送时可编程位根据需要设置为 0 或 1，它既可作为多机通信中的地址数据标志位又可作为数据的奇偶校验位。在本程序中，设单片机串行口工作于方式 1。

2. 单片机通信程序设计方法

由于单片机多应用于实时性较强的控制场合，为了尽量少占用 CPU 的时间，充分发挥 CPU 的功能。我们在单片机程序设计中采用中断方式与微机进行通信。主程序读取 A/D 转换器输出的数据，当接收到微机发来的呼叫信号时，就转入中断服务程序，向微机发送数据。其中断服务程序流程图如图 3.5-1 所示。

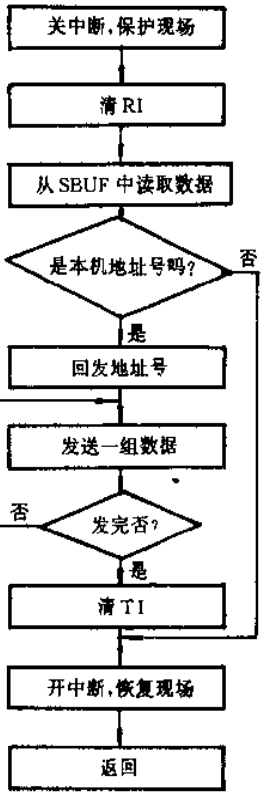


图 3.5-1 单片机中断服务程序框图

参考文献

1 李华．MCS－51系列单片机实用接口技术．北京：北京航空航天大学出版社，1993

2 东箭工作室．Visual Basic 5.0中文版程序设计．北京：清华大学出版社，1997

摘自《现代电子技术》月刊，1998年第5期

3.6 RS—485 收发器及组网中的有关问题

湖北武汉空军雷达学院(430010) 郭文加

随着数字技术的发展以及它在工程中日益广泛的应用,一个系统往往由多部微机组成。例如,分散目标监控系统、数据采集系统、食堂售饭等自动收费系统都存在多站、远距离通信的问题。

数字信号的传输随着距离的增加和信号传送速率的提高,在传输线上的反射、串扰,衰减和共地噪声等影响将引起信号的畸变,从而限制了通信距离。普通的 TTL 的电路,由于驱动能力差,输入电阻小,灵敏度不高以及抗干扰性能差,因而传输信号的距离短。RS—232 接口电路,其驱动器输出信号摆幅比 TTL 电平大得多,使抗干扰能力大大提高,但 RS—232 标准规定,驱动器允许有 2500 pF 的电容负载,通信距离将受此电容的限制。例如,采用 150 pF/m 的通信电缆时,最大通信距离为 15 m;若每米电缆的电容量减小,通信距离可以增加。传输距离短的另一原因是 RS—232 属单端信号传送,存在共地噪声和不能抑制共模干扰等问题,故 RS—232 一般用于 20 m 以内的通信。

在要求通信距离为几十米到上千米时,广泛采用 RS—485 收发器。RS—485 收发器采用平衡发送和差分接收,因此具有抑制共模干扰的能力,加上接收器具有高的灵敏度,能检测低达 200 mV 的电压,故传输信号能在千米以外得到恢复。

使用 RS—485 总线,用一对双绞线实现多站联网构成分布式系统,它设备简单、价格低廉,能进行长距离通信,故在工程项目中,获得广泛的应用。

实践证明,构成 RS—485 总线网时,最重要是在满足通信指标条件下,能稳定可靠运行。要使系统有高可靠性,通常需考虑如下问题。

一、RS—485 收发器的选择

1. 防雷电和抗静电放电冲击

RS—485 接收器差分输入端对"地"的共模电压允许 −7～+12 V,若超过此范围,器件可能损坏。在构成 RS—485 总线网时,采用双绞线作传输线。传输线一般在室外架空或沿电缆沟敷设。实践证明,雷电在传输线上引起瞬变干扰常常会损坏器件,因此防雷电损坏收发器是设计中应考虑的问题,也是提高系统可靠性一个十分重要的措施。防雷电的办法,一是采用 TI 公司的具有瞬变电压抑制的收发器 SN75LBC184;另一办法可使用普通收发器,外加箝位电路。

SN75LBC184 片内 A、B 引脚接有高能量瞬变干扰保护装置,见图 3.6-1。这种结构能承受峰值为 400 W(典型值)的过压瞬变,引起过压瞬变的来源通常是雷电、静电放电、电源系统开关干扰等,故它能显著提高防止雷电损坏器件的可靠性。

设计中另一考虑的问题是抗静电放电(ESD)冲击。器件在安装、使用过程中,可能受到静电放电冲击,例如,人体接触集成片的引脚而产生静电放电,其电压可以高达 35 kV。静电放电

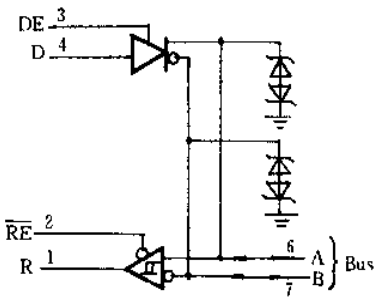


图 3.6-1

可使在工作中的器件产生闭锁而不能运行或使器件受损。有效的办法是选用带静电放电保护的器件，如 SN75LBC184 和 MAXIM 公司的 MAX1487E、MAX483E ～ MAX491E 等。SN75LBC184 的总线引脚能抗±8 kV 的静电放电冲击，而后者能抗±15 kV。

2. 故障保护

RS－485 接收器的灵敏度为±200 mV，即差分输入端电压 $U_A-U_B\geqslant+200$ mV，输出逻辑 1；$U_A-U_B\leqslant-200$ mV，输出逻辑“0”；$-200\ \text{mV}<U_A-U_B<+200$ mV 时，输出不确定。当接收器输入端开路、短路或总线浮空（总线上所有驱动器输出为高阻）时，若接收器输出低电平，则 UART（通用异步收发器）可能认为是通信帧的“起始”而引起工作不正常。克服此问题的方法是选用带故障保护的 RS－485 器件，如 TI 公司的 SN75276 或 MAXIM 公司的 MAX3080～NAX3089。当这些型号的接收器输入端开路、短路或总线浮空时，确保输出为高电平。对于没有故障保护功能的器件，如果外加如图 3.6-3 所示的上拉和下拉电阻 R，则可以提供接收器输入开路和总线浮空的保护功能，但不能确保接收器输入端短路时输出高电平。

3. 光隔离技术

RS－485 总线在多站联网时，很可能会遇到复杂的供电情况。因此，不同站之间的共模电压可能很高，实际使用中曾发现损坏收发器（特别是接收器）。采用光电隔离有利于提高系统的可靠性，一种简单的办法是将各站的串行通信电气接口与其它站进行电气隔离，如图 3.6-2 所

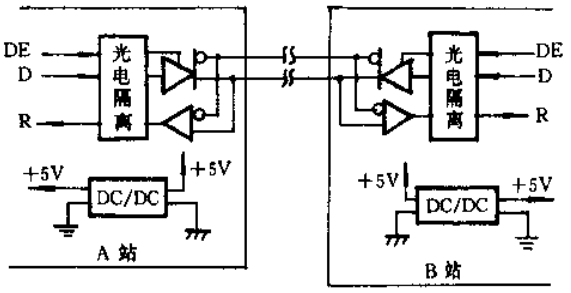


图 3.6-2

示。实践证明，这是一种有效的办法，但这种方法需要分立的高速光耦器件和带隔离的 DC/DC 变换器。MAXIM 公司生产的 MAX1480B 是在一个封装中具有光隔离的 RS－485 数据接口，片内包括收发器、光耦合器以及隔离电源，使用时只需单＋5 V 电源，外部电路十分简单。

MAX1480B 数据速率高达 250 kbps 时能做到无误差数据传送。

4. 减少电磁辐射干扰和传输线终端匹配不完善引起的反射

众所周知，传输线传送的数字信号，包含丰富的谐波分量。这些谐波尤其是高次谐波，可以通过传输线向外辐射形成电磁干扰(EMT)。为了减少 EMT，MAX483、MAX488、SN75LBC184 等型号的驱动器发送数字信号，在保证正常传送条件下，有意降低信号变化沿斜率(称为限斜率)，从而使高次谐波分量大大减小，使 EMT 降低 100 倍(MAX483，MAX488)并可减小因传输线终端匹配不完善而产生影响，但这种电路的最高传送速率为 0.25 Mbps，新产品 MAX3083～MAX3085 最高传送速率可达 0.5 Mbps。如果要高于此值，则应选用驱动器不是限斜率的，例如 MAX485、MAX490、MAX491 等。

5. 多于 32 个收发器的 RS－485 总线网

根据 RS－485 标准，接收器的输入阻抗＝12 kΩ(称为单位负载)，总线上最多只能连接 32 个收发器。如果希望网上收发器数目多于 32 个，应选用输入阻抗更高的接收器。例如 SN75LBC184，接收器输入阻抗为标准输入阻抗的二倍(即 1/2 个单位负载)，总线上可连接 64 个站。相类似的型号有 MAX1487，可挂接 128 个站，而 MAX1482/MAX1483 和 MAX3080～MAX3089 等型号可连接的站数可达 256 个。

MAX1487、MAX1482、MAX1483 等也可与其它 RS－485 收发器进行组合挂接在总线上，其限制是总负载应小于、等于 32 个单位负载。

二、传输线的选择和阻抗匹配

在差分平衡系统中，一般选择双绞线作为信号传输线。由于双绞线在长度、方向上完全对称，因而它们所受的外界干扰程度完全相同，干扰信号以共模方式出现。在接收器的输入端由于共模干扰受到抑制，所以能实现信号的可靠传送。

另外，信号在传输线上传送，若遇到阻抗不连续的情况，会出现反射现象，从而影响信号的远距离传送，因而必须采用匹配的方法来消除反射。双绞线(一般要求节距比 D/d≤10，D 为节距，d 为线外径)的特性阻抗一般在 110～130 Ω 之间，它与线的绝缘材料的厚度及导线的直径有关，与绞合的松紧程度关系不很大。通常在传输线末端接 120 Ω 电阻，进行阻抗匹配，见图 3.6-3。中间收发器至传输线的接线应尽可能短。

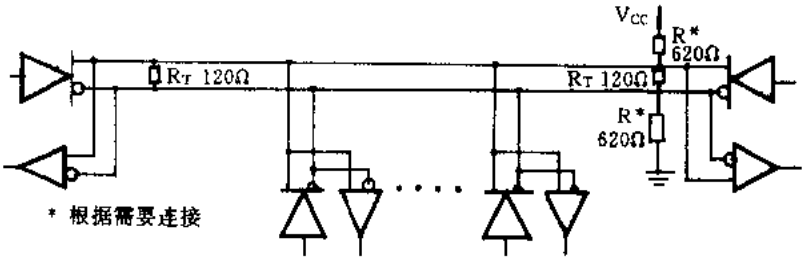


图 3.6 3

对传输线，不仅要注意它的特性阻抗，还要注意到它对信号的衰减，往往不同型号的双绞线，其特性阻抗相同，但对信号的衰减却不同。尤其在长距离中，导线电阻对信号传输有着不可忽略的影响。具体影响可根据所用传输线长度、单位长度电阻值及终端所接匹配电阻的大小进

行计算。

三、传输线的铺设及屏蔽

在系统安装时，应尽量做到传输线单独铺设，不可与交流输电电缆等动力线一起铺设在一条电缆沟中。强信号线和弱信号线应尽量避免平行走向，尽力使二者正交，以使电磁耦合减到最小。因强共模干扰可能损坏器件，特别是接收器。若现场走线做不到正交，也可平行布线，但两者的距离应合理，一般认为两者的距离为干扰导线内径的 40 倍则可。

如果传输线采用带有屏蔽层的双绞线，将屏蔽层良好的接大地，也会得到良好的效果，接地的正确方法如图 3.6-4(a)所示，图 3.6-4(b)采用一端接地的方法，对高频干扰而言，屏蔽 层如同天线，因而不能起有效的屏蔽作用。

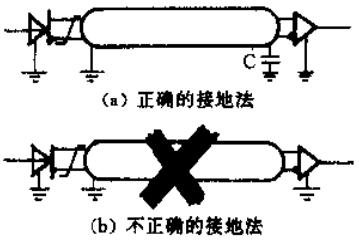


图 3.6-4

四、传输速率与传输距离

RS－485 收发器传输距离与传输速率的关系如图 3.6-5 所示。从图看出，最高传输速率为 10 Mbps，在此速率下，传输距离为 10 m。数据率在 105～107 bit/s 范围内，通信距离主要由传输线的欧姆阻抗、集肤效应等损耗引起信号畸变而受限制，由于损耗与频率有关，故随着数据率的降低通信距离增加。其关系可用下面经验公式计算：数据率(bit/s)×传输线长(m)≤108。数据率在 105 bit/s 以下，传输距离往往可达 1 200 m 以上。

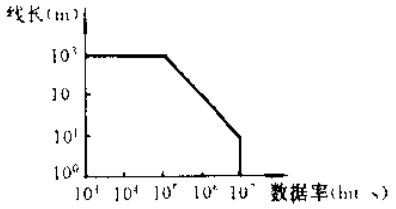


图 3.6-5

最后，把常用的 RS－485 收发器列表于下，表中提供选用收发器所需的主要参数。

型号	半/全双工	数据率/Mbps	斜率限制	低功率关闭方式	接收器/发送器使能	总线上收发器数目	特　　点
SN75LBC184	半	0.25	是	有	有	64	抗雷击和±8kV ESD 保护
SN75276	半	>4	不是	没有	有	32	故障保护 RS—485 收发器
MAX483E	半	0.25	是	有	有	32	±15kV ESD 保护
MAX485	半	2.5	不是	没有	有	32	
MAX485E	半	2.5	不是	没有	有	32	±15kV ESD 保护
MAX488	全	0.25	是	没有	没有	32	
MAX490	全	2.5	不是	没有	没有	32	
MAX491	全	2.5	不是	没有	有	32	
MAX491E	全	2.5	不是	没有	有	32	±15kV ESD 保护
MAX1480B	半	0.25	是	有	没有/有	32	完整的、光隔离的 RS—485 接口
MAX1482	全	0.25	是	有	有	256	总线可接 256 个收发器
MAX1483	半	0.25	是	有	有	256	总线可接 256 个收发器
MAX1487	半	2.5	不是	没有	有	128	总线可接 128 个收发器
MAX1487E	半	2.5	不是	没有	有	128	±15kV ESD 保护

参考文献

1 TEXAS INSTRUMENTS Data Transmission Circuits Data Book, Volume 1, 1995/1996

2 MAXIM NEW RELEASES DATA BOOK, Volume I～Volume Ⅵ

3 中国集成电路大全(接口集成电路). 北京:国防工业出版社

4 魏庆福等. STD 总线工业控制机的设计与应用. 北京:科学出版社, 1991

摘自《电子技术应用》月刊, 1998 年第 1 期

3.7 新型数字通信接口

湘潭工学院自动化系(411201) 曾喆昭 彭华林 钟蕴丽

专用编解码芯片UM3758—108属大规模CMOS器件，它集编码发送和接收解码于一身，在编解码电路、控制领域以及保密通信方面有着广泛的应用，用它作新型数字接口，更展现其在通信领域的应用价值。

UM3758—108芯片的管脚排列如图3.7-1所示。A0～A9为三态编码地址输入；D0～D7为编码数据输入或输出；OSC为外接RC电路构成系统时钟；V_{SS}为电源地；T/R为编码发送与接收解码选择端，接高电平时为编码发送，接低电平时为接收解码；IN为编码脉冲输入端(接收解码时)；TX/RX为编码发送输出端或解码接收正确标志显示(RX输出低电平)；V_{DD}为电源正端(3～12 V)。

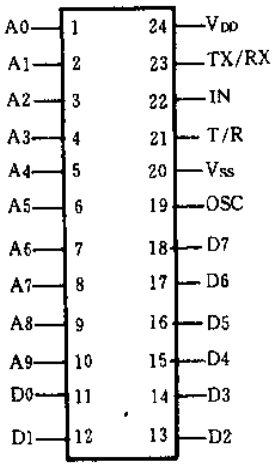


图3.7-1 UM3758—108芯片引脚图

单片UM3758—108芯片是一个完整的接口电路，它既有发送编码功能，又有接收编码功能。当T/R端接高电平时，地址码A9～A0和数据码D7～D0构成一个18位的数据帧格式从TX/RX端串行发送出去。当T/R端保持为高电平，18位数据帧将循环不断地从TX/RX端发送出去；当T/R端接低电平时，由IN端输入的编码脉冲，经二次解码检验，如果接收的地址码与本地地址码一致，TX/RX端输出低电平，表示接收正确，并将接收的数据按位送到输出锁存器，由D7～D0端输出。由UM3758—108芯片进行数字通信，抗干扰性强，可靠性高，两片UM3758—108芯片之间不需共地。

一、应用实例

1. 数据采集系统中8位数据单工传输

在工业现场的测控系统中，由A/D转换的数字信息要求准确传到CPU，图3.7-2给出了

这一接口电路图。由图 3.7 2 可知，发送与接收部分仅需一根导线连接。发送与接收芯片 UM3758－108 的地址编码线 A9～A0 全部悬空(置第三态)，A/D 转换的结果送入发送芯片的数据端 D7～D0，转换结束信号 EOC(正脉冲)送入 T/R 端启动发送。如果接收部分接收正确，由 TX/RX 端输出低电平，作外中断请求信号，通知 CPU 即时从数据端 D7～D0 读取数据。

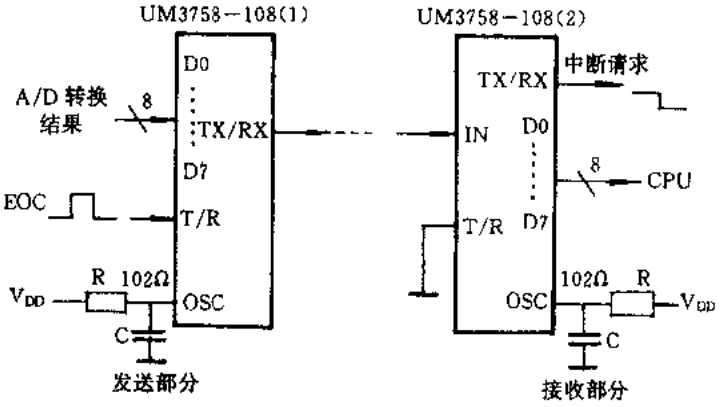


图 3.7-2 数据通信接口电路

2. 双机通信

在测控系统中，经常需要在 PC 机与单片机之间或单片机与单片机之间相互通信，以传送控制或数据信息，这时要求接口电路为双工方式。图 3.7-3 是以 MCS－51 单片机为例的双机通信接口电路图，甲乙两个数字接口的地址编码线全部悬空(置第三态)。图 3.7-3 中，用单片机的 P1 口作数据口，P3.0 为发送接收选择端。P3.0 为低电平时，接口处于接收状态；为高电平时，处于发送状态。因此，初始化时，甲乙两个接口均应置成接收状态(常态)。每个接口的 TX/RX 端除了作为编码发送端外，还作为该接口接收正确与否的状态指示端。如果接收正确，该端口输出低电平；否则为高电平。此端口可作为向 CPU 发出中断请求信号。此外，还需要说明一点的是，发送数据时，应先关闭接收中断，发送完毕，再开放接收中断。

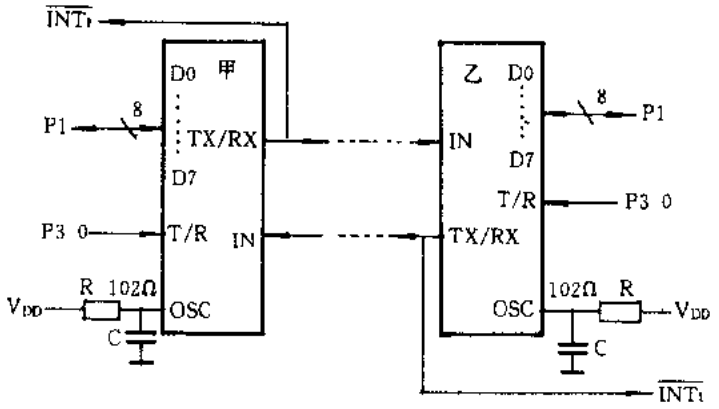


图 3.7-3 双机通信原理图

二、实验结果

1. 传输速率

当 OSC 端外接振荡电阻 R 为 100 kΩ 时，波特率为 122；当 R 为 51 kΩ 时，波特率为 240；当 R 为 20 kΩ 时，波特率为 612；当 R 为 10 kΩ 时，波特率为 1 220；当 R 为 4.7 kΩ 时，波特率为 2 568。当 R 小于 4 kΩ 时，通信失败。

2. 传输距离

V_{DD}接+12 V，波特率设置为 2 500，分别用长度为 0.1 km、0.5 km、1.0 km、2.0 km、5.0 km 及直径 ϕ0.5 铜质导线进行单工通信，结果正确。因此，用 UM3758－108 作数字接口，通信距离可达 5 km 以上。

用 UM3758－108 编解码芯片作为数字通信接口，不仅通信距离较远、抗干扰性强、可靠性高、成本低，而且联接简单、使用方便、通信过程仅仅是读写 I/O 口的简单操作，因而通信程序十分简单。

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 11 期

3.8 Caller ID 来电号码显示器原理与设计

深　圳　大　学(518060)　朱明程
深圳厌成企业有限公司(518014)　李远辉　原功成

一、来电号码显示技术的基本原理

来电号码显示实际上是现代电信交换网络可以提供的一项服务业务。就其机理而言，是指交换机对用户提供来电号码专用格式的数据的传送，而用户终端利用符合数据解码格式要求的端机进行接收和显示。当交换机发出第一次振铃信号后，紧接着发出一串调制信号(现用的主要有 FSK 和 DTMF 两种格式的信号)，此信号包含着拨号方的电话号码、日期、时间、姓名等信息。来电号码显示器在每一次振铃信号的唤醒下，开始接收 FSK 信号，经解码芯片(如 Motorola 的 MC145447)获得其中信息，由单片机进行格式处理并在屏幕上显示出来。同样，若传输过来的是 DTMF 来电号码信息，只需由 DTMF 解码芯片来进行数据解码，即可显示 DTMF 的来电号码。

二、电路原理及设计

本文介绍的来电号码显示器以 MC68HC05P1 为主控单片机，控制 MC145447 接收符合 Bell202 标准的 FSK 信号。其中，单制式信息包括日期、时间、电话号码；复合制式信息包括日期、时间、电话号码、姓名。来电显示器可存储 60 个记录。

1. 主要功能介绍

该机的主要功能有如下五个方面。

(1) 一般 Caller ID 接收显示功能。Caller ID 平时处于等待状态，当电话振铃时被唤醒，进入接收状态。LCD 开始显示接收到的信息。

(2) 长途电话或私人电话指示功能。当 Caller ID 接收到长途电话或私人电话时，电话号码空缺，屏幕上显示 Out of Area(长途电话)或 Private(私人电话)。

(3) Mail Box 指示功能。当电信局开通 Mail Box 服务项目时，Caller ID 能显示“Mail Box”表示有留言。

(4) 重要号码报警功能。接收到的信息与存储器中被设置成重要号码的记录相同时，Caller ID 会发出报警音，提醒用户接听电话。

(5) 厌恶电话的过滤功能。接收到的信息与存储器中被设置成厌恶号码的记录相同时，Caller ID 会自动模拟提机 2 s 再挂机，使对方电话打不进来。

2. 电路图及说明

电路如图 3.8-1 所示。从图中可见 TI-RI 为外接电话线；MC68HC05P1 为主控单片机，用于控制信号的接收，信息的显示、存储，以及数据显示格式的转换等；MC145447 为 FSK 信号

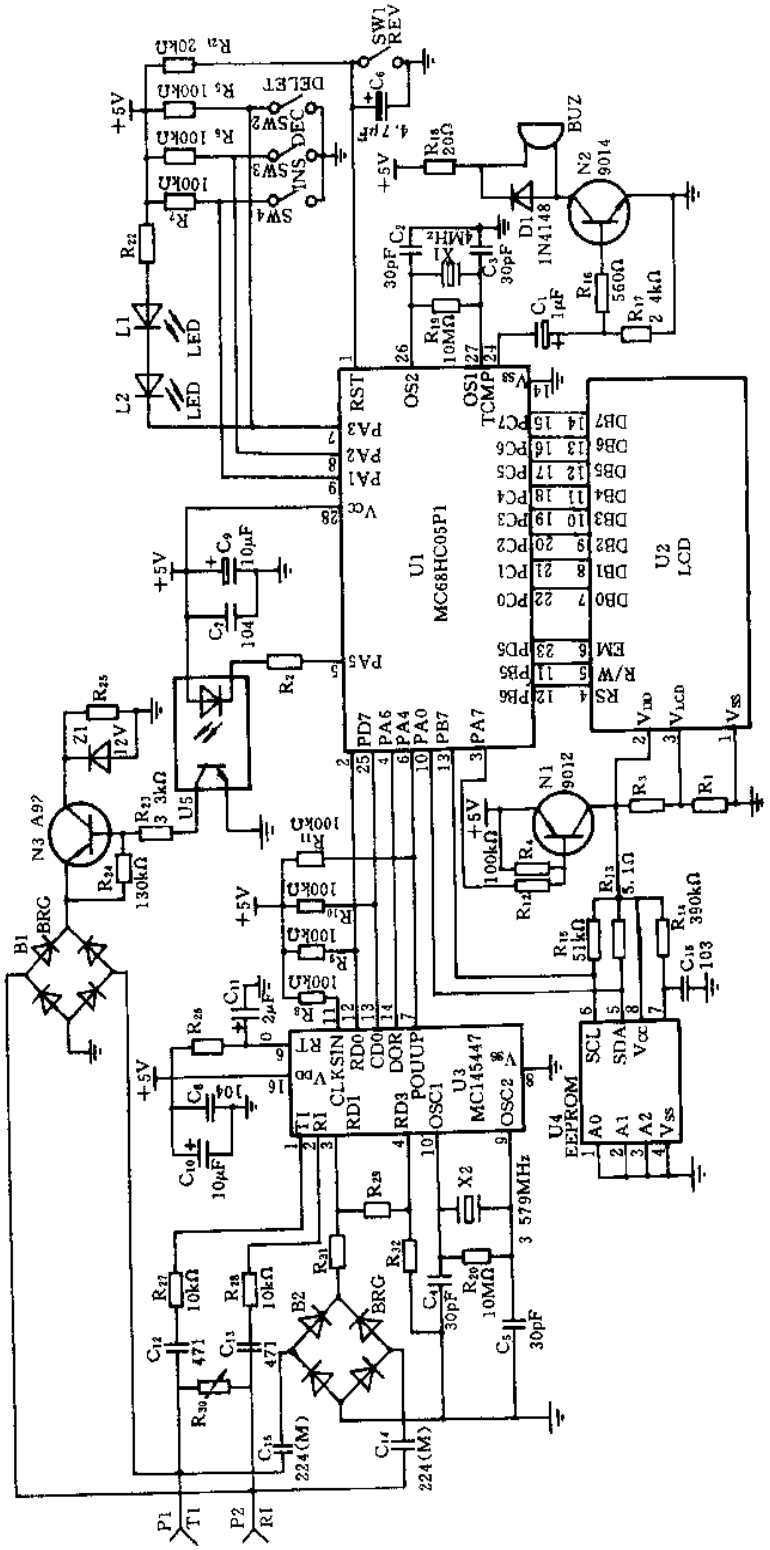

U1
MC68HC05P1
U2
LCD
U3
MC145447
U4
EEPROM
U5
N1
9012
N2
9014
N3
A97
BUZ
SW1
REV
DELET
DEC
INS
SW2
SW3
SW4
L1
LED
L2
LED
D1
1N4148
X1
4MHz
X2
3.579MHz
B1
BRG
B2
BRG
Z1
12V
P1
T1
P2
R1
+5V

图 3.8-1 电路图

的接收解码芯片；LCD202 为 2 行×20 字符 LCD 显示屏；U4(24C16)为 E^2PROM 存储器；系统使用+5 V 直流电源工作。

当振铃信号从 TI-RI 输入到 MC145447 解码芯片时，即产生中断信号，唤醒 MC68HC05P1 单片机。解码芯片接收 FSK 信号进行解码，单片机读取其中数据进行格式处理，并开启 LCD 显示屏，同时也接通 EEPROM 存储器的电源。单片机从 EEPROM 存储器中读取存储的电话号码，与刚接收到的信息进行比较，判断其性质，然后把结果及电话号码等信息显示在 LCD 显示屏上，并存储修改 EEPROM 存储器的内容。

3. 程序设计流程

接收显示的程序主要以中断服务方式进行，其流程原理如图 3.8-2 所示。

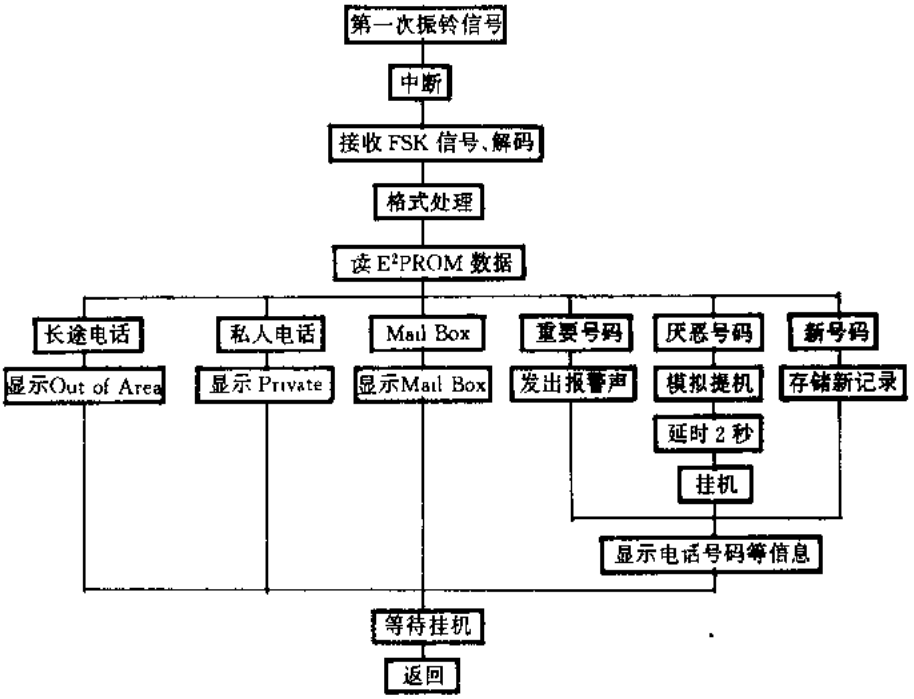


图 3.8 2 来电号码显示器控制程序流程图

三、使用方法

Caller ID 来电号码显示器作为电话伴侣，与电话机简单并接即可使用，不会影响电话机的正常使用。其采用 9 V 干电池或 9～12 V 直流充电器供电。Caller ID 正常工作电流为 6.8 mA，等待状态耗电极微，如使用 9 V 干电池供电，可连续使用 3～6 个月。

本文介绍的来电号码显示器是单制式的，另一种同时可处理、显示不同制式的来电号码显示器正进一步开发之中。其实 Caller ID 也可以与电话机合为一体，使用同一单片机和显示屏，使电话机的功能更强。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 6 期

3.9 新型 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器的设计

深圳大学 EDA 技术中心(518060) 朱明程 钱恭斌
深圳大学/庆成公司 MOTOROLA MCU 开放式应用设计中心
李远辉

一、新型 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器原理与电路设计

本文介绍的电话主叫显示器由控制模块(68HC05 单片机)、存储器、液晶驱动器、FSK 接收器、DTMF 接收器、拨号电路、报警电路和键盘液晶显示屏等部分组成，其中前 4 部分功能由 Motorola 单片机——MC68HC05CL16 完成。电路如图 3.9-1 所示。

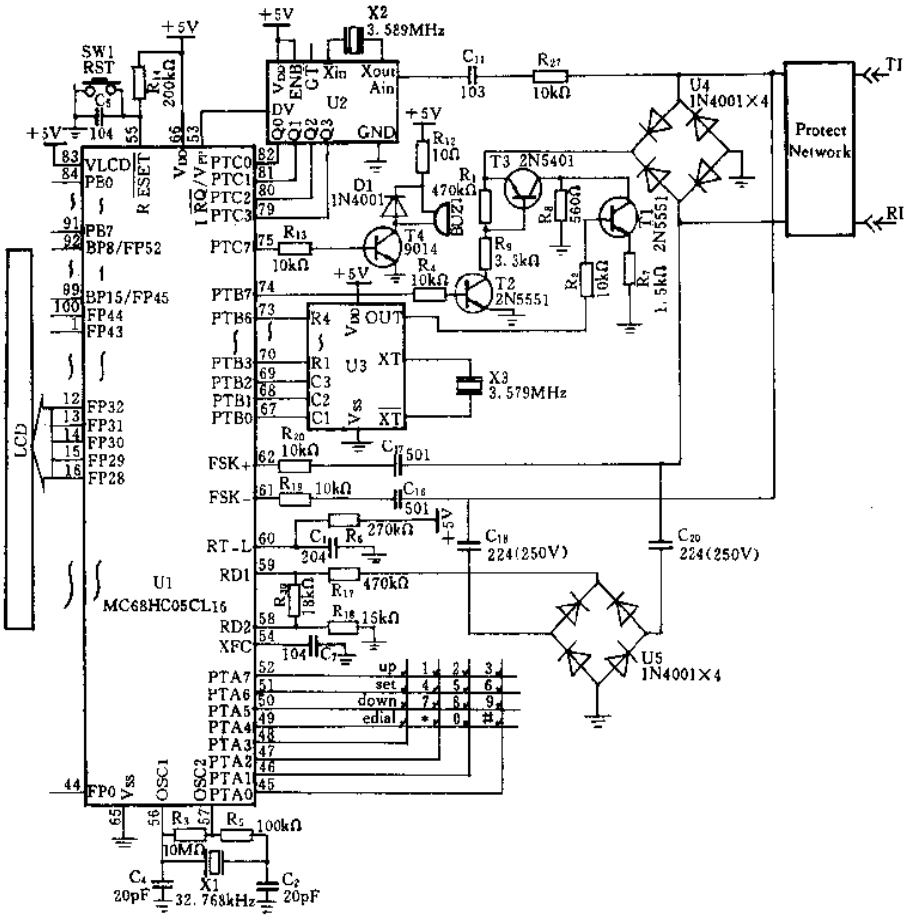


图 3.9-1 新型 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器电路原理图

图中U1是MC68HC05CL16单片机，是本电话主叫显示器的核心部分。它内含Motorola的68HC05CPU，性能稳定可靠；1840字节动态RAM，可保存至少60组来电信息，如果采用动态分配方式，甚至可达到100组；内嵌FSK接收器和液晶驱动器，大大减少电路板的面积和降低成本。U2是DTMF接收器。U3是DTMF拨号芯片，用于回拨电话号码的功能。

对于FSK信号，信号传送在第一次振铃和第二次振铃之间。振铃信号经过U5整流、分压，在U1的RD1脚得到大于1 V信号，唤醒单片机准备接收。FSK信号经C_{16}、C_{17}、R_{19}、R_{20}的隔直和衰减，输入到U1的FSK_+和FSK_-脚，这是FSK接收器的差分输入端，单片机读取解调后的数据进行处理，提取出相应的电话主叫信息，送到液晶屏显示。

对于DTMF信号，信号传送一般在振铃之前，由U2接收。每得到一个DTMF号码，U2的DV脚都会产生一个脉冲，单片机检测到此脉冲后，通过PTC0～PTC3脚读取U2的Q0～Q3脚上的数据进行处理，提取出相应的电话主叫信息。

因为FSK信号和DTMF信号传送的时间不同，而且一台交换机只用一种调制方式，所以在同一电话主叫显示器中兼容两种解调方式不会有冲突，可以做到兼容，而且由单片机自动判断选择。

二、新型 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器程序框图及工作过程

FSK/DTMF兼容电话主叫显示器的内嵌主程序流程图如图3.9-2(a)所示，FSK接收中断程序流程图如图3.9-2(b)所示，DTMF接收中断程序流程图如图3.9-2(c)所示。

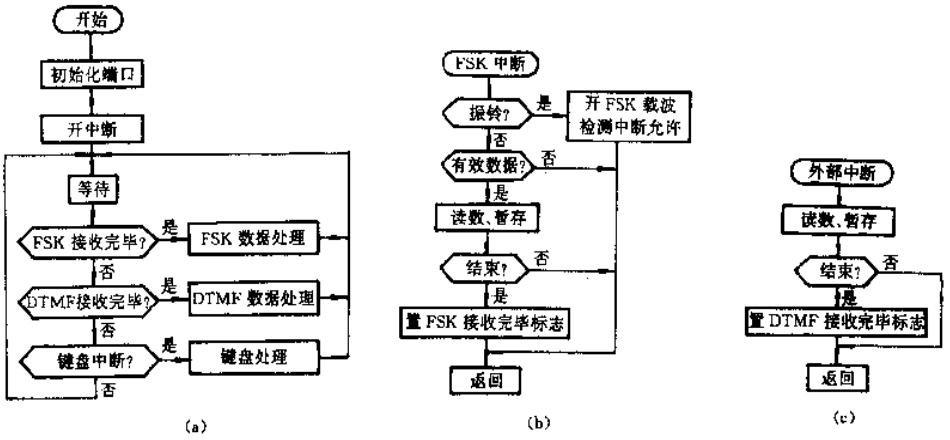
为了降低功耗，单片机大部分时间处于WAIT或STOP状态，由中断唤醒，开始工作。

本显示器的主要特征是采用系统控制单片机来进行FSK电话主叫信息的解码。FSK的解码过程主要由两部分组成：接收和译码。其中接收部分较简单，可以在中断服务程序中完成；译码部分较复杂，由译码子程序完成。FSK信号都是在第一次振铃之后传送，因此可以用振铃中断启动FSK载波检测，这样，可以降低功耗，并提高与DTMF的兼容性。当FSK接收器检测到载波信号，并完成一个字节数据的解调，就会产生一个内部中断，让单片机读取此数据。然后判断是否已接收完成这组信息，如果完成，关闭FSK载波检测中断允许，退出中断服务程序，进入FSK的译码子程序，否则继续等待接收。译码子程序是把接收到的数据中按国标或BELL202规范提取出有用的内容(时间、主叫号码、主叫姓名)，并保存和显示。

DTMF的解码过程同样由两部分组成：接收和译码。由于DTMF信号在第一次振铃之前，接收器只能不断地判断是否有信号。当接收器检测到一个DTMF信号，就会产生一个脉冲，利用此脉冲作为单片机的外部中断信号，让单片机读取数据。完成一组信息的接收后，进行译码、保存和显示。

数据在传送过程中，总会有各种各样的干扰，导致解码过程出现错码和漏号，因此在数据处理方面应有较好的方案。本设计首先在时间上限制数据的接收，要求每组信息必须在4 s内完成，并且每两数之间时间间隔必须小于2 s，否则按结束处理；FSK信号如果校验字出错，除了显示“Error”还显示主叫号码“Private”、“Outside”(信息不检查校验字)，由用户自己判断此号码是否有错；如果在传送过程突然中断，除了显示“Error”，还把不完整的数据也显示出来。由于现在我国在DTMF方式上还没有制定统一的规范，造成不同地区的交换机有不同的标准，因此本设计以瑞典标准为基础，对不同标准的DTMF数据都能很好的处理。

解码之后，还要进行一些判断。如果是重要号码，报警电路提示接听；如果是厌恶号码，则启动过滤程序将它过滤掉；如果存储器已满，则最早一组非保护信息被清除等。



(a) 主程序流程图 (b) FSK 接收中断程序流程图 (c) DTMF 接收中断程序流程图

图 3.9-2

三、新型 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器的功能与特点

本显示器的主要功能和特点有:采用 DRAM 信息保存方式,大大降低产品成本;具有回拨功能,重要信息提示功能,厌恶信息过滤功能;针对 FSK 和 DTMF 功能不同要求,也可实现专用产品的分解生产,进一步降低产品成本;同时,采用 Motorola 单片机技术的内嵌软件解码,性能可靠,故障率低。

本设计中控制单片机选用了 Motorola 的 MC68HC05CL16 单片机,它内嵌有 FSK 接收器,并且解码过程由软件完成。此单片内嵌软件解码的主要特点在于不需要了解硬件结构,只要对相应的寄存器进行读写,就可以完成 FSK 解码的整个过程,使在接收器与单片机之间的接口问题的出错率降到最低;在编程方面,用户可根据自己的风格编写解码程序,为程序的修改和标准升级提供了很大方便,同时也降低了产品成本和缩小了整机体积。

四、结束语

本文介绍的 FSK/DTMF 兼容电话主叫显示器是一种模块化的外接盒型产品。其留有电话机用的键盘接口,是多功能多品种的电话主叫显示产品的基础,可用于各种带电话主叫显示功能的电话机和相关产品。本设计已经在深圳大学/庆成公司 MOTOROLA MCU 开放式应用设计中心开发成功,并经过多方面测试,具有较好的效果。与此同时,采用 68HC05CL16 作为控制和 FSK 解码核心部件的一款带电话主叫显示功能的多子机无绳电话机也由庆成企业有限公司开发成功,可提供用户生产。此无绳电话的性能和功能均独树一帜。

参考文献

1 钱恭斌,朱明程.电话主叫显示信号发生器的研究.电子技术,1998(2)

2 朱明程,李远辉,原功成 Caller ID 来电号码显示器原理与设计.电子技术,1998(6)

3 Motorola MCU-68HC05CL16 介绍.庆成周报技术活页,1998 (8)

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 11 期

3.10 基于 DSP 芯片 ADSP21XX 的 DTMF 检测

中国科学技术大学电子工程系(230027) 徐 超
芜湖市邮电局北京路程控机房 吴 芸

DTMF 是音频电话中的拨号信号，在美国 AT&T 贝尔实验室研制，并用于电话网络中，它一出现很快就取代了电话网络中原有的脉冲拨号标准。DTMF 信号除了在电话网络中采用之外，也广泛运用于交互式的控制应用中，如电话信息查询系统，电子邮件系统等。用户可以从远端通过电话发送 DTMF 信号来选择所需的各种服务，因而 DTMF 信号的正确检测显得非常重要。目前，大多数的 DTMF 信号均由专用芯片进行检测，它们通常是通过模拟电路计算输入信号的过零来识别 DTMF 信号。但一块芯片通常只能检测一路输入信号，在需要多路 DTMF 检测的应用中，则所需芯片占据整个电路空间太多。DTMF 中混有语音或其它噪声时，专用芯片往往检测不准确，一些远端控制应用如电话语音查询等，DTMF 信号往往被淹没在语音之中，此时仅仅通过计算信号过零则不能正确识别出 DTMF 信号。采用专用芯片来检测 DTMF，也使得电路设计不灵活，而如果要换成检测其它标准的音频信号(如应用于美国空军的 412L 标准信号)就不得不换芯片，重新制板。为此，我们设计了基于 ADSP21XX 系列 DSP 芯片的 DTMF 软件检测方法，解决了采用专用芯片所带来的不足之处，使得 DTMF 检测变为迅速、灵活和准确。

一、DTMF 信号检测的数学原理

每个 DTMF 信号是由 2 个频率信号叠加而成的，其中一个频率信号从 4 个行频中选取，另一个频率信号从 4 个列频中选取。八个频率中的任意两个频率相结合可以产生 16 个不同的 DTMF 数字，如表 3.10-1 所示。

表 3.10-1 DTMF 信号

	1209Hz	1336Hz	1477Hz	1633Hz
697Hz	1	2	3	A
770Hz	4	5	6	B
852Hz	7	8	9	C
941Hz	*	0	#	D

DTMF 信号检测就是从输入信号中检测出两个频率信号。与专用芯片不同，在数字电路中，频率检测可以将输入信号通过数学变换从时域转换到频率域，离散傅里叶变换(DFT)或快速傅里叶变换(FFT)都能将离散时域信号转换成离散频域成分。FFT 能够有效计算出信号的所有可能的离散频率值(如 256 点 FFT 计算出 256 个频率值)，而 DFT 却可用于计算出其中感兴趣的几个值，如从 256 个点中只计算出 20 阶、25 阶的频率值。一般来说，如果感兴趣的

频率值超过 $\log_2 N$(N 为输入信号点数),直接采用 FFT 计算出所有点频率比用 DFT 分别计算出各个感兴趣的点更快;反之,则采用 DFT 来计算。在电话信道带宽中找出 8 个音频值,则 DFT 比 FFT 来得快。

N 点的 DFT 如下:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \quad k = 0,1,\cdots,N-1; W_N^{nk} = e^{-j(2\pi nk/N)}$$

二、ADSP21XX 系列 DSP 芯片简介

ADSP2100 是美国 Analog Devices 公司研制的单片可编程高速数字信号处理芯片,可广泛应用于各类高速数字信号处理。ADSP2100 芯片内部包含一个算术逻辑运算单元(ALU)、一个乘法累加器、一个桶状移位器、二个数据地址发生器和一个程序序列器。ADSP2181 是一种较新的定点高性能数字信号处理芯片。它不仅包含了 ADSP2100 系列的基本体系结构(三个运算单元、数据地址发生器和一个程序序列器),还含有两个串行口、一个 16 位的内部 DMA 口、一个 8 位的 BDMA 口、一个可编程定时器、标志输入输出(Flag I/O)、外部中断能力以及片内程序和数据存储器等周边设备。

ADSP2181 片内集成了共 80 K 字节的存储器,它们分别是 16 K 字(24bit)程序存储器和 16 K 字(16bit)的数据存储器,大量的片内存储器使得复杂算法能够全部放入 ADSP2181 片内,无需增加任何的片外 RAM,简化了硬件设计和接口。另外,ADSP2181 片内含有掉电(Power Down)电路,以适应电池供电的手提设备低功耗的需要。

三、基于 ADSP21XX 系列 DSP 芯片的 DTMF 检测算法的简化

直接计算 DFT,需要很多复系数。对于 N 点 DFT,需要 N^2 个复系数,即使在 N 点的 DFT 中只计算一个频率值,DFT 也必须计算(或查表)N 个复系数。但如果采用数字信号处理中的戈则尔算法(Goertzel),则每一个频率只需两个系数:一个实系数,一个复系数。戈则尔算法相当于一个二阶的 IIR 的滤波器,如图 3.10-1 所示。

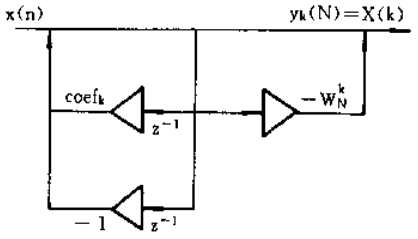


图 3.10-1 戈则尔算法

戈则尔算法可以分成两步来进行,即反馈运算和前向运算。

1. 反馈部分

对于 N 点的输入信号,反馈部分计算进行 N 次。在反馈部分,两个中间值 Q(n)和 Q(n−1)存储在内存中,如图 3.10-2 所示。

$$Q_k(n) = \text{coe } f_k Q_k(n-1) - Q_k(n-2) + x(n)$$

式中 $\text{coe } f_k = 2\cos(2\pi k/N), Q_k(n-1) = 0, Q_k(n-2) = 0$

$n=0,1,2,\cdots,N-1$

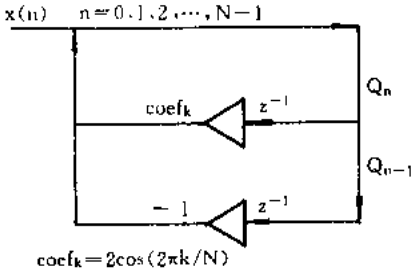


图 3.10-2 反馈部分

对于每一个新输入的点 X(n)、Q(n−1)、Q(n−2)从内存读取，计算出新的 Q(n)，新的 Q(n)存到老的 Q(n)处，而老的 Q(n)存到老的 Q(n−1)处。

2. 前向部分

输入 N 点信号，反馈部分进行 N 次计算后，才进行一次前向部分的计算，产生一个输出值。在进行前向部分计算时，输入的新样本点忽略不计。如图 3.10-3 所示，输出的复数 X(k)，等同于 DFT 的输出，它是用两个中间值 Q(n)、Q(n−1)计算出来的，此时，由于 n=N−1，故两个存储的中间值为 Q(n−1)、Q(n−2)。

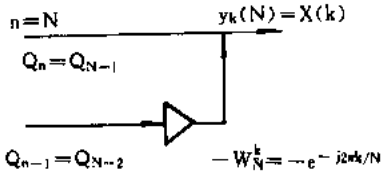


图 3.10-3 前向部分

X(k)的计算如下：

$$Y_k(N)=Q_k(N-1)-W_n^kQ_k(N-2)=X(k)$$

此处的 k 即为我们感兴趣的频率点，对于 DTMF 信号而言，即为 8 个频率值，由于 DTMF 频率检测不需要相位信息，我们对现有的戈则尔算法的前向部分稍作改进，输出 X(k)的幅度平方值，去掉无用的相位信息，推导如下：

$$\begin{aligned}Y_k(N)&=Q_k(N-1)-W_N^kQ_k(N-2)\\&=A-BW_N^K=A-Be^{-j2\pi k/N}=A=Be^{-j\phi}\\&=A-B[\cos\phi-j\sin\phi]=A-B\cos\phi+jB\sin\phi\\|Y_k(N)|^2&=(A-B\cos\phi)^2+(B\sin\phi)^2\\&=A^2-2AB\cos\phi+B^2\cos^2\phi+B^2\sin^2\phi\\&=A^2-2AB\cos\phi+B^2\\&=A^2+B^2-AB\mathrm{coef}_k=|X(k)|^2\end{aligned}$$

式中，$\mathrm{coef}_k=2\cos(2\pi k/N)$。

所以，复数系数变得没有必要，只需要使用反馈部分相同的一个实系数，这样改进的戈则尔大大降低了运算量。

四、基于 ADSP2100 的 DTMF 检测软件设计

对于输入的模拟信号，首先进行 A/D 转换，对它进行 8 kHz 的采样变成数字信号，输入到 ADSP21XX 系列 DSP 芯片中。接着对组成 DTMF 信号的 8 个基频信号采用改进的戈则尔算法，求出输出信号中该 8 个频率分量的幅度平方值。因为有时由于语音信号中也含有这 8 个基频。为了区分 DTMF 的频率分量与语音信号的频率分量，对组成 DTMF 信号的 8 个基频信号的倍频也进行改进的戈则尔算法，输出相应的频率分量的幅度的平方值。语音信号可能含有组成 DTMF 信号的 8 个基频分量，但是语音信号同样也含有较高的谐波分量，特别是二次谐波分量。而 DTMF 基频的谐波分量的幅度是很小的。

所以我们用软件实现的 DTMF 检测中，DSP 同时进行 16 个改进的戈则尔算法。8 个长度为 205 点(N=205)的戈则尔算法用来检测 DTMF 的基频分量；8 个长度为 201 点(N=201)的戈则尔算法用来检测 DTMF 的谐波分量。为了同时实现 205 点和 201 点的戈则尔算法，所有的戈则尔算法(包括基频的倍频分量)反馈部分进行 201 次计算(n=0,1,…,200)。对于后续的 4 个输入样本，只有长度为 205 的戈则尔算法(基频)进行反馈部分计算(n=201,202,203,204)，长度为 201 的戈则尔算法(谐波)忽略新的输入样本点，当 n=N=205 时，所有 16 个戈则尔算法进行前向部分计算(包括基频与谐波分量)，此时任何新的输入样本点忽略。

基于 ADSP21XX 系列 DSP 芯片的 DTMF 检测程序分为两大部分。第一部分是进行 16 个戈则尔算法计算出输入信号中组成 DTMF 的 8 个基频及其 8 个倍频信号幅度的平方值，第二部分根据这些频率幅度平方值与相应的门限值比较确定输入信号中有否含有 DTMF 信号。

ADSP21XX 系列的 DSP 芯片非常适合于进行正弦信号的检测，并且基于 DSP 的 DTMF 软件检测速度快，精度高，可以灵活的修改程序而无需改变硬件就可以方便检测其它信号。可以把 DTMF 的检测作为一个大的 DSP 应用中的一个子程序，也可以用一片 DSP 芯片同时进行多路的 DTMF 的检测。

参考文献

1 Oppenheim, Alan V. and Ronald W. Schafer. 数字信号处理. New Work, 1975

2 王世一. 数字信号处理. 北京：北京理工大学出版社，1987

3 Analog Devices Inc. ADSP21XX 系列用户手册. Lodon: Pretice-Hall International Limited, 1990

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 8 期

3.11 基于单片机 PWM 的 DTMF 远程通信

浙 江 师 范 大 学(321004) 余水宝 陈丽红
金华市国家安全局(321000) 方志宏

一、概 述

通信是现代信息社会的主要特征，基于双音多频(DTMF)信号的通信，是近几年发展起来的一种高可靠的远程数据传送方式之一。

众所周知，双音多频信号是由两个不同频率信号叠加而成的复合信号，是 CCITT 组织提出的邮电通信信令，主要用于自动程控交换机、电话拨号及无线对讲机系统。由该组织优选出的 4 个低频群和 4 个高频群的 8 个正弦信号，不同频率间不存在任何谐波关系，从中各选出一个频率信号进行叠加组合，可获得 16 种不同的通信信令，见表 3.11-1 所列。

表 3.11-1 CCITT 推荐的键值与双音频率对照表

键 值	16 进制值	双音频率/Hz	
		低频群 f_L	高频群 f_H
0	0	941	1 336
1	1	697	1 209
2	2	697	1 336
3	3	697	1 477
4	4	770	1 209
5	5	770	1 336
6	6	770	1 477
7	7	852	1 209
8	8	852	1 336
9	9	852	1 477
A	A	697	1 633
B	B	770	1 633
C	C	852	1 633
D	D	941	1 633
*	E	941	1 209
#	F	941	1 477

目前已有专用双音多频信号的发码和解码芯片，其解码过程经过一系列的严格滤波和一套科学的算法，可靠性极高，因此已被广泛借用于电脑联网自动报警系统、城市环境实时检测决策系统和工业过程控制系统中的信息传递。但由于是邮电通信专用芯片，与计算机接口不兼容，在用于上述系统中发送信息时，除了双音多频信号的发码芯片外，还需辅以电子交叉开关(如 CD22100)等接口芯片及晶振等阻容元件。若在单片机应用系统中，充分发掘单片机自身的内部资源和用较少的 I/O 口线，并佐以少量的阻容元件及其相应软件，实现双音多频信号的发码通信，可使某些民用产品更具有价格竞争优势。本文提出的基于脉宽调制的单片机，双音多频信号通信，只占用单片机的一条 I/O 口线，是一种性价比极高的远程通信方式。

二、双音多频信号性能描述及产生原理

如上所述，双音多频信号高频群和低频群两个不同频群正弦信号叠加而成的复合信号，可表示为

$$V(t) = V_H(t) + V_L(t) = A_H \sin(2\pi f_H t) + A_L \sin(2\pi f_L t) \tag{1}$$

式中前项为高频群信号，后项为低频群信号，A_H 和 A_L 分别为其信号的振幅偏置。由于双音多频信号在电话网的传输中，高频群信号要比低频群信号衰减严重，为补偿高频群信号在传输中的损失，实验表明，其高频群振幅偏置 A_H 平均应比低频群振幅偏置 A_L 大约为 2 dB，即

$$20\lg(A_H/A_L) \approx 2 \tag{2}$$

式(1)和式(2)表明，若我们以一定的速率，分别对 4 个高频群和 4 个低频群的 8 个频率的正弦信号，按最佳整周期离散采样，获得其 8 组正弦信号的样值数据，并分别按顺序存于单片机的存储器中。在通信时，分别从低频群和高频群中按顺序各选取一个样值数据，对应相加后，又以采样率相同的速率，送往数模转换器，经平滑滤波，即可获得 16 种双音多频通信信令。

三、最佳采样参数的优选

所谓最佳采样，指的是在满足采样定理的前提下优选采样率，使在信号重构时的谱泄漏较小，从而获得较高精度的双音多频信号。理论和实践均表明，对于周期信号，按信号的整个周期截取是一种良好的选择。对于本例中不同频率的正弦周期信号，在选取采样率或采样周期时，则应考虑几项综合因素，即采样周期 T 的确定，是采样点数 N 要恰好覆盖整数个信号周期 m，实现最佳准周期采样，使合成信号频率误差最小，从而满足 CCITT 所规定的单频误差小于 1.5%的要求。二是在信号合成时，单片机要来得及完成查表、取样值及合成等算法的操作。为此，根据 CCITT 推荐的 8 个信号频率，经计算机优化，选取 T 为 59 μs 或 118 μs 较为合适。从而可由下式确定最佳准周期采样点数 N 及周期数 m 的关系：

$$N \approx \frac{m}{Tf_0} \tag{3}$$

式中 T 为采样周期，f_0 为 8 个推荐频率之一，由式(3)可分别求得它们的最佳准周期采样点数 N 及周期数 m，见表 3.11-2 所列。

表 3.11-2 最佳采样点数 N 和周期数 m

标准频率 f_0	采样点数 N	周期数 m
697	73	6
770	11	1
852	199	20
941	9	1
1 209	7	1
1 336	146	23
1 477	109	19
1 633	83	15

四、离散双音多频信号样值数据的获得

离散双音多频信号样值数据的获得，与数模转换的位数和采用单极性或双极性有关。当采用单极性输出时，离散高频群和低频群的双音多频信号由下式给出：

$$V_H(n) = A[\sin(2\pi nm/N) + 1] \tag{4}$$

$$V_L(n) = B[\sin(2\pi nm/N) + 1] \tag{5}$$

式中，$n=0,1,2,\cdots,N-1$ 为离散数据样值序号；N 和 m 为满足表 3.11-2 准周期采样的样值数和周期数；A、B 为信号幅度量化匹配因子，当离散数值采样位数采用 7 位二进制时，由下列关系式确定：

$$A = 127A_H/2(A_L + A_H) \tag{6}$$

$$B = 127A_L/2(A_L + A_H) \tag{7}$$

式中 A_H 和 A_L 满足式(2)，当我们取 $A_H=1.26$，$A_L=1$ 时有 $A\approx35$，$B\approx28$。此时如高频群的 1 209 Hz 信号，一周期内的 7 个样值数据量化后的十六进值分别为：23H，3EH，45H，32H，14H，01H，07H；低频群的 941Hz 信号，一周期的 9 个样值数据量化后的十六进值分别为：1CH，2EH，38H，34H，26H，12H，04H，00H，0AH。

五、单片机脉宽调制原理及实现

众所周知，51 系列单片机内部有两个 16 位的定时计数器，其工作方式 2 是能自动重置初值的 8 位定时计数器，尤其适用于连续定时且精度较高的场合，如串行通信的波特率发生等。本文正是利用了单片机内部的这一资源，实现了高精度的脉宽调制，其原理如图 3.11-1 所示。图中的 T 为固定的时间宽度，即上述的采样周期，t 的宽度是一个与离散双音多频信号样值数据成比例的量，是可变的，其最大值为 128 个单片机机器周期。当单片机的逻辑“1”输出高电平值为 V_{OH}时，不难说明该脉冲宽度经平滑滤波后的输出电压可由下式给出：

$$V_O(t) = \frac{t}{T}V_{OH} \tag{8}$$

显然其输出 $V_O(t)$与占空比成正比，只要 t 值按离散双音多频信号样值数据规律变化，就可获得线性度较好的双音多频连续信号，具体电路见图 3.11-2 。当采样周期 T 选 118 μs，单片机

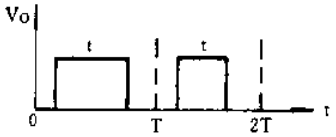


图 3.11-1 PWM 脉宽调制原理图

选内带闪烁存储器的 AT89C2051 或 AT89C51 晶振为 24 MHz 时，单片机的机器周期为 0.5 μs，则脉宽调制双音多频电压信号可表示为：

$$V_O(t) = \frac{V_H + V_L(n)}{118 \times 2} V_{OH} \tag{9}$$

图 3.11-2 中的 R_1、R_2、C_1、C_2 和运放组成 PWM 数模转换后的低通平滑滤波网络，参数的选取应使该网络具有最佳的阻尼率和最平坦响应的 Butterworth 滤波特性。不难证明，当 $R_1=R_2$，$C_2=2C_1$ 时，就有 $\xi=\sqrt{2}/2=0.707$ 的最佳阻尼率和最平坦响应的结果，此时的截止频率由下式给出：

$$f_T = \frac{1}{2\pi\sqrt{2RC}} \tag{10}$$

当取 $R_1=R_2=4.7\ k\Omega$，$C_2=0.02\ \mu F$，$C_1=0.01\ \mu F$ 时，滤波器的截止频率 f_T 约为2.4 kHz。

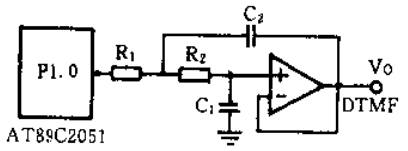


图 3.11-2 单片机 PWN DTMF 通信原理图

六、误差分析

在双音多频通信中，解码芯片对双音多频信号的幅度误差并不十分敏感，因此离散数值采样的量化误差可以忽略，重要的是合成信号的频率误差。系统中，在确定了采样时间 t、最佳准周期采样点数 N 及周期数 m 后，合成信号的频率由下式给出：

$$f = \frac{m}{Nt} \tag{11}$$

则有合成信号相对频率误差：

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta m}{m} - \frac{\Delta N}{N} - \frac{\Delta t}{t} \tag{12}$$

式(12)表明，合成信号引入频率误差有三个可能的因素：一是$\frac{\Delta m}{m}$项，是周期数取整时引入的相对误差；二是$\frac{\Delta N}{N}$项，是采样点数取整时引入的相对误差；三是$\frac{\Delta t}{t}$项，是采样时间取整时引入的相对误差。可以证明，式(12)中的 Δm、ΔN 和 Δt 的最大值均为±1。本系统中引入 Δm 误差的可能性不大，因此在保证单片机晶振频率比较稳定，合成还原时间与采样时间 118 μs 相同时，可由下式确定合成频率与标准频率的相对误差：

$$e = \frac{|f - f_0|}{f_0} = \left| \frac{m}{Ntf_0} - 1 \right| \tag{13}$$

由式(13)求得的各点频率误差见表 3.11-3 所列。由表 3.11-3 可见，其相对误差均在 0.15%以下，优于 CCITT 所规定的 1.5%的要求一个数量级以上，借助专用仪器的测试，可验证上述结果的正确性。

表 3.11-3 标准频率与合成频率误差参数

标准频率 f_0/Hz	计算频率/Hz	绝对误差 Δf	相对误差/%
697	696.5	0 5	0 07
770	770.4	0 4	0 05
852	851.7	0 3	0 4
941	941.6	0.6	0.06
1 209	1 210.6	1.6	0.13
1 336	1 335	1	0.07
1 477	1 477.2	0 2	0.01
1 633	1 633 6	0.6	0.04

七、结束语

本系统中，接收解码仍采用专用解码芯片 MT8870。一是因为 MT8870 有良好的单片机接口，更是因为解码需经过一系列严格的滤波和一套科学的算法，会增加系统软件硬性的复杂性和降低可靠性。系统中用于发码通信之软件较为简单，只是查表、取样值和相加输出，值得提醒的是叠加后的样值输出时间与采样时间 118 μs 必须严格相同，为此系统中采用可重置初值的定时器中断方式。与 Modem 远程通信比较，可靠、占用单片机的资源少、性价比高和载体灵活是该通信方式的最大优点，尤其适合用于高电磁干扰环境、需高速光电隔离场合下的数据传输；通信速率低则是该方式的明显不足。最后须说明的是用该通信方式实现的“110 电脑联网全自动报警系统”，于 1996 年 8 月通过公安部组织的技术签定，并已在全国十几个省市得到推广应用。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 8 期

3.12 大型直流锅炉热注参数无线传输仪及无线通信网络的设计

西安交通大学机械结构强度与振动国家重点实验室(710049) 徐明龙

一、引 言

热力强化采油技术的思想是使用直流注气锅炉向油层注入高温高压蒸气，以降低稠油粘度，增加地层能量和稠油的流动性，从而有效地开采原油，该技术是开采稠油资源的主要手段。由于注气强度、注气量和蒸气干度等参数对稠油的最终采收率和经济效益有很大影响，所以对注入油井的蒸气的两相流计量尤其是一炉同时注多井的分井压力、流量、干度等参数的长时间在线测量是必不可少的。

本系统还自带微型打印机，可以每日三次自动打印班报表，随时打印某锅炉站各分井的注气参数。它还有LED数码显示、断电保护的实时时钟、触摸键盘等。

二、蒸气参数测量及无线传输仪的设计

1. 传输仪的组成

89C52单片机是由美国ATMEL电子公司生产的新型高性能单片微型计算机之一，采用80C31核，与MCS－51指令集100%兼容，内部8 K字节的Flash ROM电可擦写程序存储区，CMOS工艺，功耗极低。采用该单片机组成如图3.12-1所示系统，电路中使用了两片8279控制6个三位半一体化LED数码管分别显示时间或日期、当前站号、分井号、压力(0.0～17.0 MPa)、流量(0.0～20.0 t/h)、蒸气干度(0.0%～100.0%)。其中一片8279还用来读取4×4

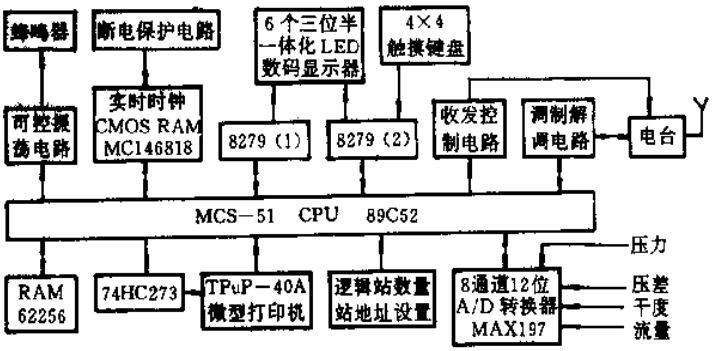


图3.12-1 传输仪组成框图

触摸键盘扫描信息；使用了实时时钟RT/CMOS RAM芯片(MC146818)，设计了3.6 V可充电Ni-Cd电池断电保护电路，不会因关电而丢失信息；每按一次键，可控振荡电路立即使蜂鸣器响100 ms来提醒操作者；TPuP－40A微型打印机用于定时打印班报表和随时打印临时报

表，本仪器设置有密码，键入准确的密码后蜂鸣器将响 1 s 告之打印机已被关闭，在用同样方法把打印机设成有效之前打印机将不输出任何报表；站数量及本站的站地址的设置是由拨动二进制开关来完成，因此在设置一个新站的时候不需要改变软件；模/数转换电路中使用了单 5 V 供电、8 通道 12 位新型模数转换芯片 MAX197，用来测量压力、压差、流量、干度等热注参数；数字信号无线传输电路中使用了频移键控调制解调芯片 AM7910；电台的收发控制是由一双刀继电器来完成。

2. 电路工作原理分析及软件编程方法

(1) 调制解调及无线电台收发控制

在无线通信技术中使用了 AM7910，如图 3.12-2 所示。这是一片 28 脚 IC 集成电路，考虑到普通无线电台是以单频点、半双工方式工作的，通过定义 AM7910 的 5 个方式控制脚 MC4～MC0 使该芯片工作于 1 200 波特率、半双工方式，遵守 CCITT V.23M2 协议。

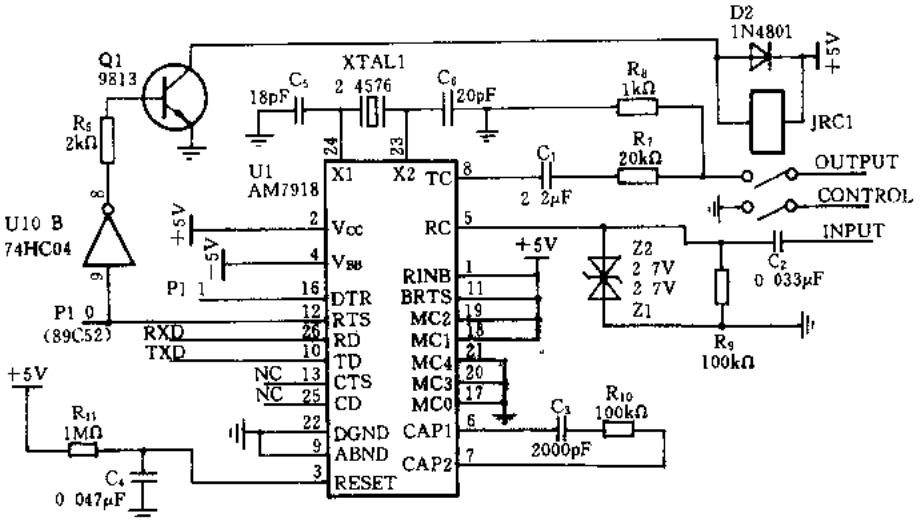


图 3.12-2 调制解调芯片 AM7910

在这种方式下，AM7910 对 1 200 波特率数字信号的调制过程是这样的：若数据终端就绪 DTR＝0(0 表示低电平，1 为高电平)，请求发送 RTS＝0，那么串行数字信号输入脚 TD 上的高低电平分别被调制成 1 300 Hz 和 2 100 Hz 的模拟信号经 TC 脚输出；解调过程则相反，模拟信号从 RC 脚输入，RD 为数字信号输出脚。

89C52 单片机串行输出口 TXD 的信号通过 AM7910 调制成模拟信号，然后由电台发送出去；反之，电台接收到的模拟信号经解调后变成 1 200 波特率的数字信号送入 89C52 的串行输入口 RXD。电台的收发控制是由一双刀继电器来完成的，单片机控制三级管 9013 导通，继电器吸合，使得电台的收发控制端与公共端短接，电台即发送；若继电器断开，电台的收发控制端相对于公共端是高阻抗，此时电台处于接收状态。

(2) 断电保护的实时时钟

24 脚芯片 MC146818 是一片含有 64 个字节的 CMOS RAM。其中内部时钟电路使用了此 RAM 的前 14 个字节即 00H～0DH，其余字节 0EH～3FH 用于设置需断电保护的各种参数、配置信息等。CMOS RAM 地址分配表如下：

地址(HEX)	00	01	02	03
功　能	秒	秒报警	分	分报警
地址(HEX)	04	05	06	07
功　能	时	时报警	星期的天	月的日子
地址(HEX)	08	09	0A	0B
功　能	月	年	状态寄存器 A	状态寄存器 B
地址(HEX)	0C	0D	0E－3F	
功　能	状态寄存器 C	状态寄存器 D	存放参数 RAM	

根据本人的使用情况，对 A、B、C、D 四个状态寄存器作如下说明。

状态寄存器 A：

该 8 位寄存器从高位到低位用 D7～D0 表示。

D7＝1 表示正在计时，0 表示当前日期和时间可读出。因此读实时时钟前首先要判别该位状态。

D6D5D4＝010，选用 32.768kHz 的时间基准频率。

D3D2D1D0＝0110，分频器输出频率是 1.024 kHz 方波。

状态寄存器 B：

D7＝1 表示停止计时和程序初始化 00H～0DH 这 14 个时间字节，0 表示按计时器每秒加 1 的速度计时。

D6D5D4＝0000，禁止中断和禁止寄存器 A 所设的方波。

D2＝1 表示时间和日期用二进制，0 表示用 BCD 码。

D1＝1 表示 24 小时方式，0 表示 12 小时方式。

D0＝0 禁止夏令时间。

状态寄存器 C：

不对该寄存器进行操作。

状态寄存器 D：

只需要判断该寄存器 D7 位，若 D7＝1 表示电源接通实时时钟，0 表示实时时钟已经掉电。

图 3.12-3 中的断电保护电路简单但很实用，所用电池是直径为 15 mm、长度为 18 mm、电压为 3.6 V、电容量为 60 mAh 可充电电池。仪器加电后，＋5 V 使 9012 三极管导通，集电极输出＋5 V 供给实时时钟电路，此时二极管 1N4148 反向截止，9012 基极上的高电位经 510 Ω 电阻限流后对电池充电。断电时＋5 V 消失，9012 截止，1N4148 正向导通，这时电池输出电流，驱动实时时钟电路，因此起到了断电保护的作用。

电路中的 14 脚芯片 MC14069 是一片 CMOS 非门电路，用于 32.768 kHz 时间基准频率的起振并供给 MC146818。

本电路还使用了一片可编程门阵列 GAL16V8，它取代了若干译码器和门电路芯片，而且由于逻辑关系的可编程及可加密性，其优点是显而易见的。本电路 GAL 的逻辑关系如下：

```
MCAS=A15 * /A2 * /A1 * /A0 * /WR        ;MC146818 的地址口 8001H
MCDS=A15 * /A2 * /A1 * /A0              ;片内 RAM 数据读写口 8000H
/MCCE=A15 * /A2 * /A1                   ;MC146818 片选信号
```

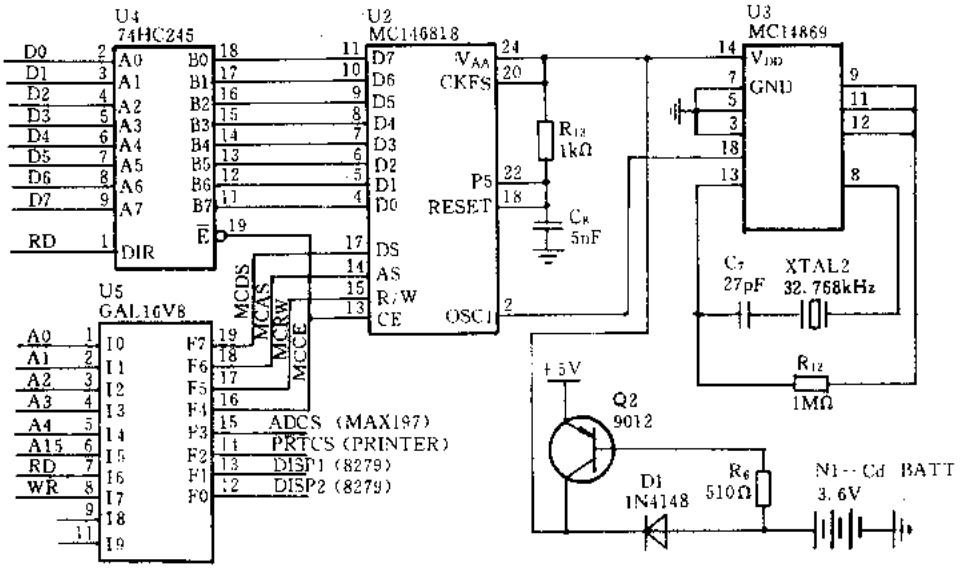


图 3.12-3 断电保护电路

```
/MCRW=A15*/A2*/A1*/WR          ;MC146818 读写控制
/ADCS=A15*/A2*A1*/A0           ;MAX197 片选信号 8002H
/PRTCS=A15*/A2*A1*A0           ;锁存器 74HC273 地址 8003H,给 TPuP—40A 微打送数
                                 据
/DISP1=A15*A2*/A1*/A0          ;第一片 8279 地址 8004H
/DISP2=A15*A2*/A1*A0           ;第二片 8279 地址 8005H
```

其中:"/"="非";"+"="或";"*"="与"

读写 MC146818 中的实时时钟及片内 RAM 的过程分为两个步骤:首先把单元地址(00H～3FH)送到口 8001H;然后在 8000H 的口地址进行读写操作。以读实时时钟为例来说明具体的软件编程方法如下:

```
        MOV DPTR,#8001H        ;MC146818 的地址口 8001H
        MOV A,#0AH             ;状态寄存器 A 单元地址
        MOVX @DPTR,A
        DEC DPL                ;8000H
        MOVX A,@DPTR           ;读 MC146818 的状态寄存器 A
        INC DPL                ;8001H
        JB ACC.7,RE_RET        D7=1 正在计时,返回
R_SEC:  MOV A,#00H             读秒值,选秒单元
        MOVX @DPTR,A
        DEC DPL                8000H
        MOVX A,@DPTR           ;秒值(BCD 码)送单片机 A 累加器
        MOV SEC,A              ;秒值送单片机内 RAM 保存
E_SEC:  INC DPL                8001H
        ……                     ;重复从 R_SET 到 E_SET 的过程
        ……                     ;依次读取分、时、日、月、年
RE_RET:RET                     ;返回
```

三、无线通信网络的构成及数据传输的命令结构

1. 无线通信网络的构成

该系统的结构可分为三个部分，分别称之为主站、一级从站和二级从站。主站可设在热注大队、厂部等地方，一级从站设在锅炉站上，二级从站设在分井。

该系统为一星型网络结构，如图 3.12-4 所示。主站对一级从站采用了轮询方式进行访问，即主站通过发送带有不同地址的命令选择一级从站，该从站用同样方式访问二级从站并得到各分井的热注参数，然后发送给主站。

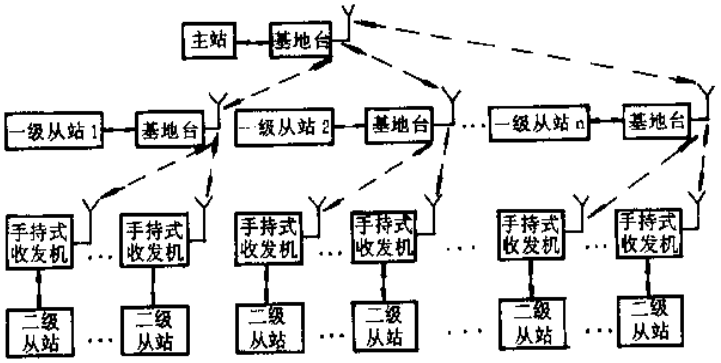


图 3.12-4 无线通信网络的结构

主站和一级从站的配置完全一样，由一台热注参数无线传输仪及 KG105－40 型无线电台组成。安装于分井的二级从站相距一级从站一般不超过 1 km，而且不需要打印等功能，取消了打印机、触摸键盘和实时时钟，所用电台是小功率的 C420 手持机。此站的功能是测量和显示压力、流量、干度等参数，一旦接收到一级从站发来的选通命令，该站立即将当前的热注参数发给一级从站。

2. 数字信号无线传输的命令结构

MCS－51 系列单片机的串行通信有多种方式可选择，本仪器中使用了波特率可变的 9 位方式。该方式起始位＝1，数据位＝8，停止位＝1，还有一位可编程的第 9 位 TB8。发送命令时定义 TB8＝1，发送数据时 TB8＝0。只有被选通的站才对另一站发来的数据作中断处理。四种命令格式如下。

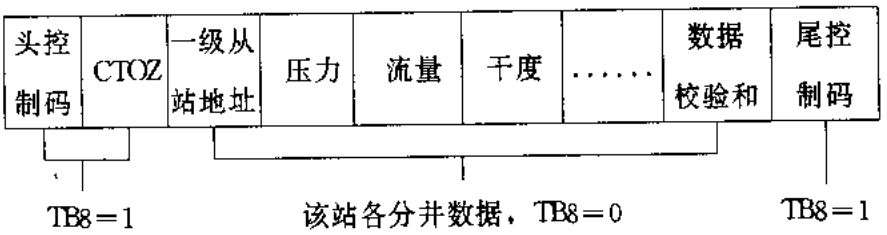
(1) 主站对一级从站命令格式

选通命令 ZTOC＝00H，TB8＝1，格式如下：

头控制码	ZTOC	一级从站地址	尾控制码

(2) 一级从站对主站命令格式

选通命令 CTOZ＝01H，格式如下：



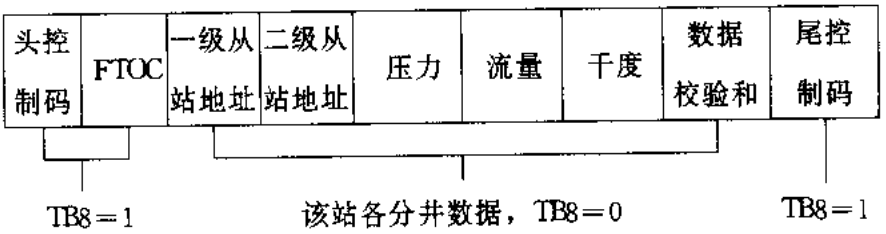
(3) 一级从站对二级从站(分井)命令格式

选通命令 CTOF＝02H，TB8＝1，格式如下：

头控制码	CTOF	一级从站地址	二级从站地址	尾控制码

(4) 二级从站对一级从站命令格式

选通命令 FTOC＝03H，格式如下：



四、结束语

我们已经完成热注参数测量及无线传输系统的研制并已有 11 台交付辽河油田使用。其中 1 台作为主站，2 台作为一级从站，8 台作为二级从站安装在分井构成了无线传输网络，传输非常可靠，热注大队调度室可以时刻监测各锅炉的注气情况。

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998 年第 1 期

3.13 智能型红外遥控器

清华大学电子工程系(100084) 龙 勐

随着电子技术的发展,带红外遥控的家用电器得以广泛普及,给人们的生活带来很大的方便。但是,如果一个家庭中的遥控器过多,则使用过程中容易产生混乱,给使用者造成许多不必要的麻烦。

为了解决这个问题,我们设计了一种智能型红外遥控器,可对各种红外遥控器发射的控制信号进行识别、存储和再现。只需要一个智能型遥控器,就可以对多个遥控器的发射信号进行学习和记忆,从而实现对多个电器的遥控。

一、遥控器结构及功能

这种智能型遥控器的结构如图 3.13-1 所示。

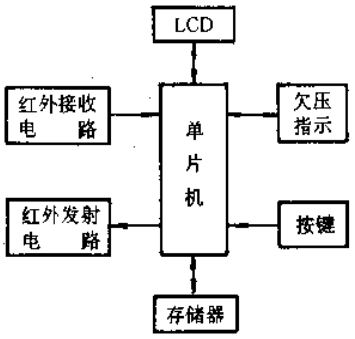


图 3.13-1 智能型红外遥控器结构示意图

遥控器共有 40 个按键。其中,CANCEL、LEARN、MACRO 为功能键,DEV1~DEV8 为电器编号,NO0~NO9、S1~S19 为控制键。

电路有两种工作状态:"学习"状态和"控制"状态,可通过"LEARN"键进行转换。若希望对 1 号电器的遥控器进行学习,则在"控制"状态同时按下"LEARN"与"DEV1",遥控器进入"学习"状态。此时,将被学习的遥控器发射头对准智能遥控器的接收头,同时按下两个遥控器相应的按键,就可以完成一次学习过程。当所有按键都学习完毕后,按下"CANCEL",回到"控制"状态。

在"控制"状态下,选择需要的电器编号,就可以对该电器进行控制。

遥控器还具有宏定义功能,即将一系列按键的功能定义在 NO0~NO9 中的某一个按键中,例如,在播放录像时,需要打开电视机开关并选择 1 频道,打开录像机电源并按下播放键。现在希望将以上功能集成在"NO0"键中。首先,同时按下"LEARN"与"NO0",然后依次选择所需按键。选择完毕,按下"CANCEL"键,回到"控制"状态。若要使用宏定义功能,在"控制"状态下按"MACRO"键,再选择所需按键,即可完成一系列的遥控功能。

二、电路原理

1. 红外发射电路

为减小体积和重量，希望电路能在两节电池驱动下工作，应选择合适的元件。目前，能在3 V电压下工作的单片机、存储器、LCD、红外发射器都已有现成产品，但没有现成的红外接收头。市场上常见的红外接收集成电路如CX20106、HS0038的额定工作电压为5 V，在3 V电压下无法工作。另外，这两种集成电路的有效接收距离达10 m以上，而智能遥控器只要有几厘米就足够了。综合考虑以上因素，我们设计了如图3.13-2所示的低电压红外接收电路。

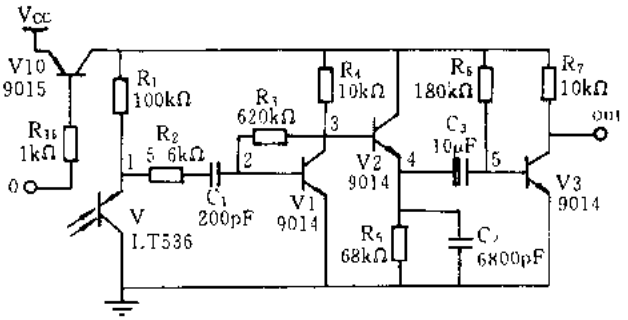


图3.13-2 低电压红外接收电路

V为红外接收管；R_3、R_4、V1构成反相放大器；V2、R_5、C_2构成滤波器，滤掉控制编码信号中的38 kHz载波信号；R_6、R_7、V3构成整形器，将滤波后的波形处理为较好的方波；C_1、C_3为耦合电容；R_2为限流电阻，当输入较强时保护V1免遭损害。R_{16}、V10组成电子开关，在“学习”状态下，向0点送低电平，V10导通，电路开始工作；在“控制”状态下，向0点送高电平，V10截止，关闭电源。

这个电路的工作电压范围为1.5～6.0 V。在3 V电压下，静态电流为0.42 mA，有效距离为40 cm。

利用这个电路，测得上海牌Z654-8A型电视机遥控器“Reset”键控制编码波形如图3.13-3所示(此电路输出波形与发射编码的包络波形相反)。

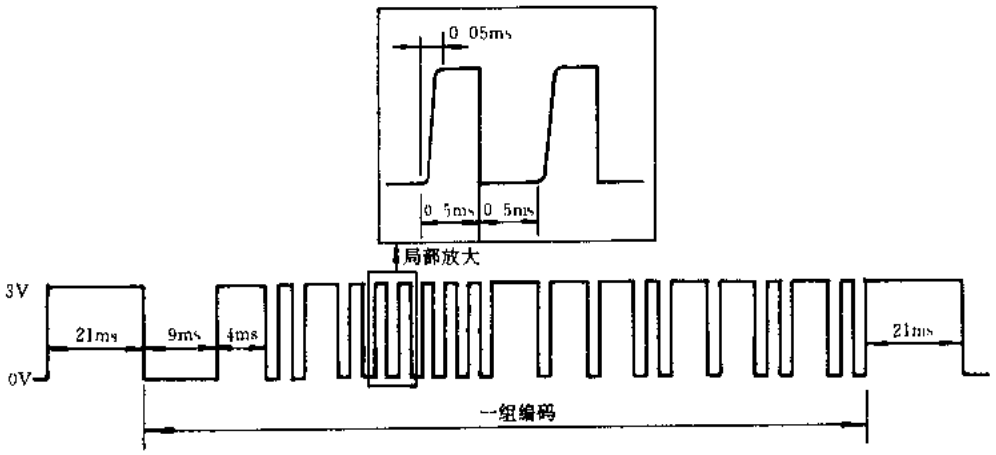


图3.13-3 “Reset”键发射编码波形图

2. 欠压指示电路

遥控器具有欠压检测功能，可监测电源电压是否太低，电路形式如图 3.13-4 所示。检测

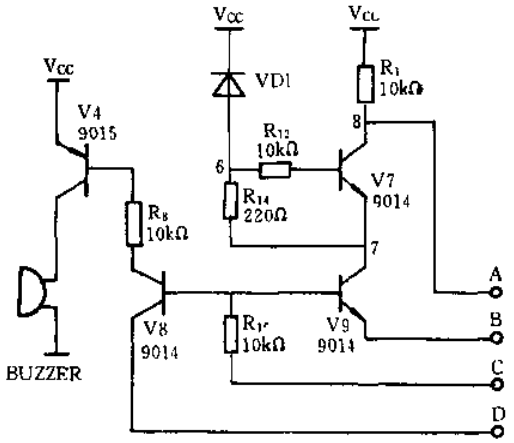


图 3.13-4 欠压指示电路图

时，单片机向 C 点送高电平，B 点送低电平，V9 导通，7 点为低电平。6 点电压随 V_{CC}电压变化而改变，当 V_{CC}电压足够高时，6 点电压足以使 V7 导通，8 点输出低电平并送至 A 点。单片机检测到 A 点为低电平时，认为电源电压正常。若电压不足，V7 截止，8 点输出高电平。此时，单片机启动报警功能，向 D 点送低电平，C 点送高电平，V8 导通，从而 V4 导通，蜂鸣器(BUZZER)发出报警声，提醒用户及时更换电池。

3. 红外发射电路

红外发射电路如图 3.13-5 所示。其中 VD2 为红外发光二极管。由于单片机无法直接驱动二极管，因此加入 V11 为缓冲。

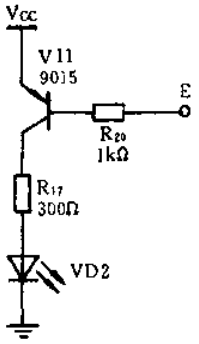


图 3.13-5 红外发射电路图

三、软件原理

图 3.13-6 为单片机的程序流程图。

程序首先执行初始化命令，向图 3.13-2 中 0 点，图 3.13-4 中 B、D 点，图 3.13-5 中 E 点送高电平，关闭红外接收电路、红外发射电路和欠压指示电路的电源，使电路功耗最低，并将工作

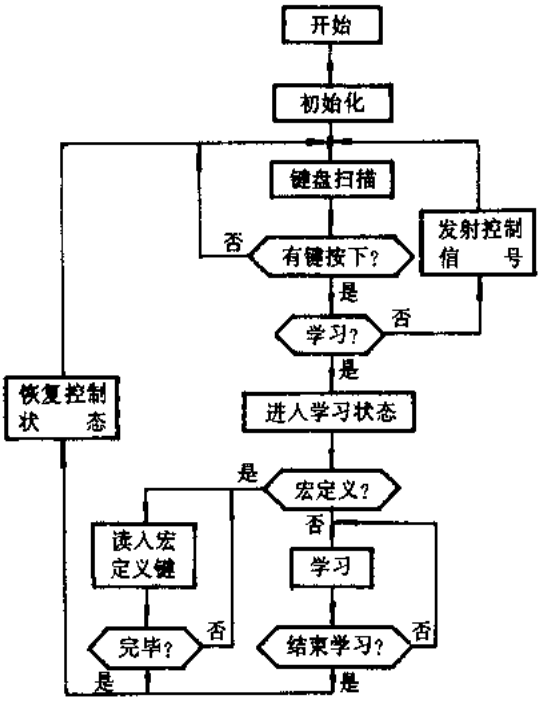


图 3.13-6 单片机程序流程图

状态设置为“控制”状态。

随后,单片机对键盘进行扫描。若是 DEV1～DEV8 中的任一个键被按下,则对指定的电器进行控制。若是“MACRO”被按下,则执行宏定义功能。

若是“LEARN”键被按下,遥控器进入“学习”状态。此时检测与“LEARN”键同时被按下的按键,若是 DEV1～DEV8 中的任一键,则开始进行学习过程;若是 NO0～NO9 中的任一键,则开始执行宏定义过程。

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 9 期

3.14 单片机控制系统的红外线遥控器接口

石家庄河北师范大学(050091) 王立锦 于富强

给单片机控制系统加一个红外线遥控接口，用手持红外遥控器来辅助或代替操作键盘的操作，给操作使用者带来了极大的方便。文章根据作者的实际开发经验，介绍了红外线遥控发射接收芯片 BA5048、BA5050 的性能及其与 MCS—51 系列单片机系统的接口电路，给出了软件识别键码的方法和汇编子程序。

一、红外线遥控发射接收芯片 BA5048、BA5050 的特性

BA5048、BA5050 是配对使用的红外线遥控发射接收芯片。BA5048 是发射器，它采用 CMOS 结构，功耗极低，工作电压范围宽(1.5 ～5.0 V)；该芯片内置振荡电路，外围电路也极为简单；它具有 18 种功能及 75 种指令；可以单键触发、多键触发(最高达六键)。

BA5048 的引脚排列如图 3.14-1 所示，各引脚的功能如表 3.14-1 所列。

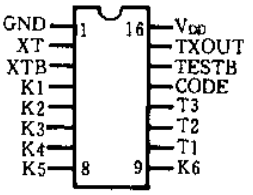


图 3.14-1 BA5048 引脚图

BA5048 的按键输入是由 K1～K6 及 T1～T3 组成的 6×3 矩阵来构成的。K1～K6 与 T1 组合成的按键输出的是连续性信号，通过给 T1 到 K1～K6 加编码二极管可实现 63 种按键编码。连续性信号的输出特点是，当有一连续性按键按下时，指令发射 2 次信号，每次信号的周期是 20.25 ms，2 次信号之间相隔 33.8 ms，然后有 87.8 ms 的暂停，之后另一周期开始直到按键抬起。K1～K6 与 T2～T3 组合成的按键输出的是一次性触发信号，按一次键只对应一次输出。一次性触发信号的输出特点是，当有一次性触发按键按下时，指令仅发射 2 次信号，每次信号的周期是 20.25 ms，2 次信号之间相隔 33.8 ms，然后便停止。

表 3.14-1 BA5048 引脚功能说明

引脚号	名称	I/O	功能说明
1,16	GND,V_{DD}		电源 1.5～5.0 V
2,3	XT,XTB	I,O	振荡器接线端，可连接一 455 kHz 陶瓷振荡器
4～9	K1～K6	I	按键矩阵的按键输入端，在 T1～T3×K1～K6 矩阵中 18 种按键被联系起来
10～12	T1～T3	O	按键矩阵的扫描输出端
13	CODE	I	发射器与接收器代码的输入端
14	TESTB	I	该接线端悬空
15	TXOUT	O	发射信号输出端，输出的是 12 位 1 周期的 38 kHz 的载波信号

信号每1个周期的发射指令是一串12位的字码，如图3.14-2所示。图中，C1～C3是代码位，对不同型号的解码器对应不同的代码；H、S1、S2对应T1、T2、T3表示连续信号或是一次性触发信号；D1～D6对应K1～K6按键而成的6位信息码。

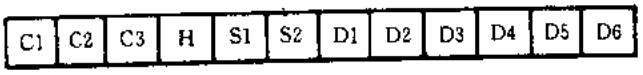


图3.14-2 BA5048发射指令序列的12位含意

图3.14-3是BA5048的应用电路原理图，1～6键可加编码二极管扩展出最多63个按键。

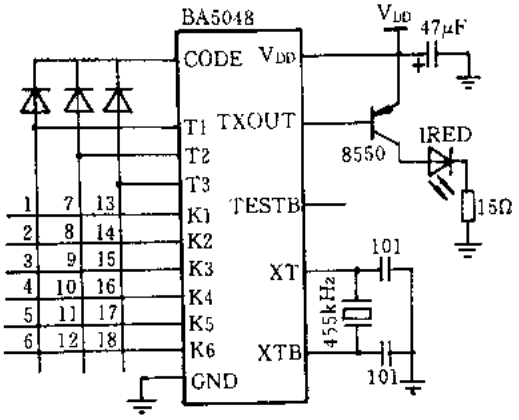


图3.14-3 BA5048应用电路原理图

BA5050的引脚排列如图3.14-4所示，各引脚的功能如表3.14-2所列。

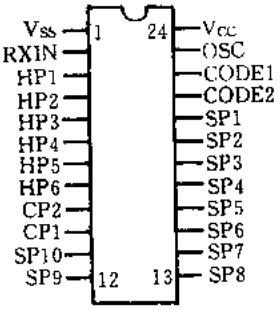


图3.14 4 BA5050引脚图

表3.14-2 BA5050引脚功能说明

引脚号	名称	I/O	功能说明
1	V_{SS}		电源地
2	RXIN	I	消除了载波信号的指令信号输入端
3～8	HP1～HP6	O	只要有连续性信号输入，该输出端就保持在高电平
10,9	CP1～CP2	O	当接收信号输入时，输出电平反向
20～11	SP1～SP10	O	当接收信号输入时，输出高电平脉冲，持续大约107 ms

续表 3.14-2

引脚号	名称	I/O	功能说明
22～21	CODE1～CODE2	I	发射器代码与设于此端的代码进行比较，如果一致则输入被接收
	CODE3	I	BA5050 没有此引脚
23	OSC	I/O	一电阻和一电容并联接入此端和 V_{SS} 之间，构成振荡电路
24	V_{CC}		工作电源

BA5050 在接收信号时要连续接收 2 组发射信号，以确定信号是否正常。首先第一组信号的数码被存入片内的 12 位转换寄存器中，然后，当接收到第二组信号码时，立即与转换寄存器中的数码进行比较，看它们是否相同。如果不同，系统马上被重置；反之当所有接收码正常时，各相应的输出端就从低电平升到高电平。

为防止其他机型的干扰，BA5050 提供 CODE1 和 CODE2 两个码位来核对发射器与接收器代码是否一致，只有两种代码一致时后面的数据位才有效产生相应的输出，否则不产生输出。

单脉冲输出引脚 SP1～SP10 是在连续接收到两组信号后立即输出一个宽度为 107 ms 的正脉冲。持续脉冲输出引脚 HP1～HP6 只要接收到有效的连续信号，相应的输出端就保持高电平，当松开按键连续信号终止后，再过大约 160 ms，输出才变为低电平。HP1～HP6 能同时并行地输出高电平。反向电平输出引脚 CP1、CP2，每当收到一次有效的信号时输出端电平就反一下向。

BA5050 对电视机、日光灯、节能灯等干扰具有极强的抑制能力。

二、BA5050 与单片机系统的接口电路

图 3.14-5 是 BA5050 与 MCS—51 单片机系统的接口电路，该电路用两个端口来处理接收到的键码数据。HPR0 端口用来读取连续按键信号(HP1～HP6)和反转按键信号(CP1、

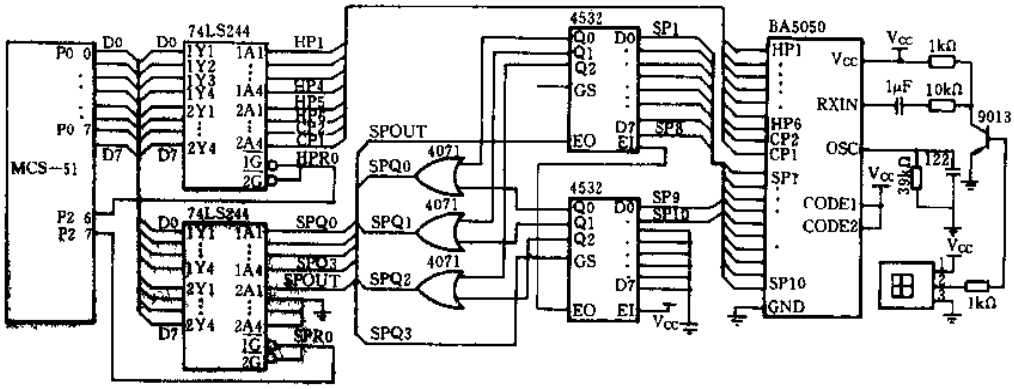


图 3.14-5 BA5050 与 MCS—51 单片机系统接口电路

CP2)。HP1～HP6可有63种排列组合，其键码值的范围是01H～3FH。在实际应用系统中一般将HP1～HP6的排列组合按键设置成各种功能按键，CP1与CP2设置成类似电源开关和静音等功能的按键；SPR0端口用来读取单次触发按键信号(SP1～SP10)。SP1～SP10信号是经过十进制编码电路加到端口的。因此没有SP键按下时此端口读到的数据是10H；有SP键按下时SP1～SP10对应键码是00H～09H。在后面的子程序中已将它转化为01H～0AH，在实际应用系统中一般将它与1～9和0十个数字键对应。

以下是读取遥控器键码的子程序：连续性按键键码值存在50H；反向电平输出CP1、CP2状态存在51H；一次性触发按键键码存在52H。读者可根据50H、51H、52H的值和具体的应用系统自己定义按键功能和编写键码的处理程序，其程序基本结构是判断键值后作相应的跳转处理。

```
;*******红外线遥控器接口子程序*******
READKEYSUB:                ;30 ms 中断服务程序中的一部分
  MOV DPTR,#4000H          ;连续性信号输入端口
  MOVX A,@DPTR             ;从端口读入数据
  MOV B,A                  ;暂存入 B
  ANL A,#3FH               ;将 CP1,CP2 屏蔽掉
  MOV 50H,A                ;将连续性按键码写入 50H
  MOV A,B                  ;恢复端口数据
  ANL A,#0C0H              ;将连续性按键键码屏蔽掉,读出 CP1,CP2
  MOV 51H,A                ;存入 51H
  MOV DPTR,#8000H          ;一次性触发按键输入端口地址
  MOVX A,@DPTR             ;从端口读入数据
  CJME A,#10H,RDK10        ;如果端口数据不是 10H,说明有键按下转 RDK10
  MOV 52H,#00H             ;如果端口数据是 10H,说明无键按下将键码置为 00H
  JMP RDKEND
RDK10:INC A
  MOV 52H,A                ;将读到的数加 1 作为键码存入 52
RDKEND:RET
```

摘自《电子技术》月刊，1998年第10期

3.15 用单片机与MC145027译码器实现多路数据通信

中国矿业大学信电学院 李中山

一、MC145026、MC145027的多路数据传输

MC145026和MC145027是一对应用广泛的编、译码器，可配对使用于多路数据传输。MC145026编码器可输入的五位地址(A1～A5)、四位数据(D6～D9)进行编码，编码信号由D_{OUT}端串行输出。在数据接收端，多路不同地址码的MC145027译码器都由D_{in}端输入编码信号，并对其进行译码。当译码器地址与编码器地址完全相同并连续两次接收到相同的编码信号时，编码器的四位输入数据将从译码器的数据输出端D6～D9输出，同时MC140527的接收有效指示端V_T的输出也将由低电平跳变为高电平，指示接收有效。MC145026、MC145027编译码器的双重信息接收，可进行错误检测，使用方便可靠。但它只能应用于单工通信方式。在工业控制现场，为保证数据正确接收，往往需要提供是否需要发信息的信号，即反向应答信号。而MC145026编码器没有接收应答信号的功能，不能判断信息是否需重发，更不可能进行必要的故障显示。

二、单片机的多机通信

MCS—51系列的8031单片机本身具有全双工串行数据通信功能，全双工的串行通信由两个特殊功能寄存器SCON和PCON控制，当在主机和从机上同时运行发送和接收程序时，通过单片机的串行通信接口，可实现单片机之间的多机通信。但若将单片机间的多机通信应用于通信数据简单，且有较多通信接收端的工业控制现场，则需在数据的发送端及每个接收端都配备8031最小系统，势必造成通信系统成本的提高。

三、单片机与MC145027译码器组成的多路数据通信系统

该通信系统用8031单片机替代MC145026编码器。单片机不仅可完成编码器的编码功能，同时还可接收应答信号，进行必要的故障显示。在接收端由多路MC145027接收编码信号，产生应答信号，完成数据通信，构成一个低成本的全双工多路数据通信系统。

1. 单片机产生编码信号的实现方法

用单片机产生类似于MC145026编码器的编码信号，首先要分析MC145026的编码特点。该编码器可对输入的一组九位数字信息(地址A1～A5，数据D6～D9)进行编码，在编码的两组输入信息之间，有一段为三个数字编码周期的间隙没有信号输出。这种间断信号的串行输出是8031单片机串行通信接口所无法实现的。由此，选用8031的并行输入输出I/O口中的P1.0通过用MCS—51汇编语言的软件编程，使其在软件运行时串行输出类似于MC145026编码信号。由于MC145026地址输入端为A1～A5，若以“1”、“0”编码，可得到从00000～11111的32个地址，通过软件编程可使单片机顺序输出从地址为00000～11111对应的32组不同的

编码信号。

由 MC145026 编码数据波形可知(见图 3.15-1),输入的每位数字经编码后用两个脉冲表示:"0"编码为两个窄脉冲,"1"编码为两个宽脉冲。而对于编码器振荡器的 T_{osc} 来讲,每四个 T_{osc},"0"编码的窄脉冲相当于八个电平:10000000,可以写作 80H;"1"编码的宽脉冲相当于八个电平:11111110,可以写作 FEH。若将"0"编码的 80H 存入 8031 内部数据存储器的 50H 单元内,将"1"编码的 FEH 存入 51H 单元内,单片机在模拟 MC145026 编码时,便可反复调用、串行输出"1"、"0"的编码信号。应该注意的是:MC145026 在发送完一组编码信号后有三个数字编码周期的间隙没有信号输出。

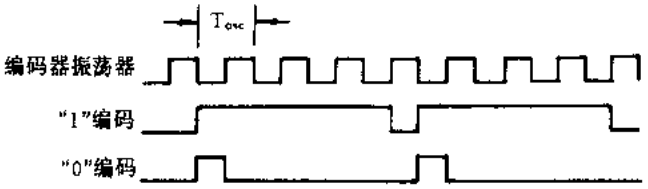


图 3.15-1 编码器数据波形

因此,应将八个低电平 00000000,即 00H 存入 H52H 单元中,用于无信号输出时的调用。

若系统中 MC145027 的阻容元件按照 $f_{osc}=21.5$ kHz 选用:$R_1=10$ kΩ,$C_1=8\ 200$ pF ,$R_2=100$ kΩ,$C_2=0.015$ μF,则 MC145026 每编码一个宽(窄)脉冲需时间 $4T_{osc}=4/f_{osc}=0.186$ ms。因此,软件编制时应适当使用延时程序,使输出一个宽(窄)脉冲的时间等于 0.18 ms,以保证单片机输出的编码信号能正确被 MC145027 接收。经实验,单片机通过软件运行所产生的 f_{osc} 可达到 42.6 kHz,此时,单片机产生的编码信号与 MC145026 产生的编码信号虽有不可避免的误差,但仍可保证 MC145027 各路译码器的正确接收。

在 8031 内部数据存储器的地址空间分配上,可利用 20H~2FH 为可位寻址区域的特点,将待发送的地址存入 20H 单元,待发送的数据调入 21H 单元,通过位寻址和移位,逐位串行输出五位地址和四位数据的编码信号。单片机发出的 32 路传递到接收端的四位数据 D6~D9,应预先输入到 30H~4FH 的 32 个存储单元中,以备发送数据时调用。软件系统需四组工作寄存器 R0~R7 切换工作。故 00H~1FH 单元为四组寄存器的 0~3 工作区,内部数据寄存器的地址空间分配如图 3.15-2 所示。

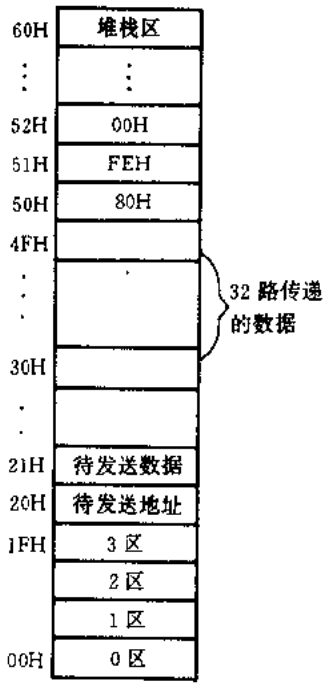


图 3.15-2 内部数据存储器的地址空间分配

2. 软件设计

软件由主程序、中断服务程序和显示程序组成,主程序、中断服务程序流程图分别如图3.15-3、图 3.15-4 所示。软件系统启动后首先向 20H 单元送入 00000 地址,并将 00000 地址传递的数据调入 21H 单元,循环发送五位地址、四位数据、

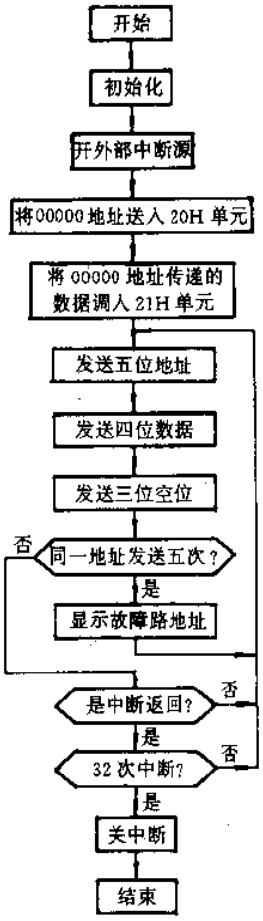


图 3.15-3 主程序流程图

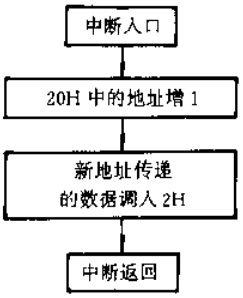


图 3.15-4 中断服务程序流程图

三位空位，以实现连续发送地址为 00000 的一组编码信号。正常情况下，地址为 00000 的 MC145027 两次接收相同的编码信号时，V_T 端跳变为高电平，V_T 端电平的改变将作为应答信号返回单片机，应答信号被用作为 8031 的外部中断请求输入信号 INT0 向 CPU 申请中断，在中断服务程序中，20H 中的地址增 1，并将新地址所传递的数据调入 21H 单元，中断返回后，8031 将发送下一地址的编码信号。若因各种故障原因，MC145027 未能正确接收编码信号，将不会产生 V_T 提供的中断申请，CPU 也不可能产生中断，8031 重复发送原地址的编码信号。当故障路信号重复发送五次后，软件系统将 20H 单元中的故障路地址送显示程序在 LED 上显示。

五位地址发送的流程图如图 3.15-5 所示。因地址在中断服务程序中需加 1 递增，故只能存入 20H 中的低五位，20H 右环移，可使地址由低到高位顺序发出。四位数据的发送与地址的发送相类似，不再赘述。

3. 硬件配置

硬件电路如图 3.15-6 所示。本文着重对本系统所设计采用的特殊硬件电路予以阐述。

硬件电路以 8031 单片机为核心，配置 32 片集成电路 MC145027 译码器，32 个接收电路组成形式相似，只是输入地址(A1～A5)不同及输出数据(D6～D9)控制的执行机构不同。在中央控制室的 8031 单片机系统，以串行通信的方式将编码信号送往各路的接收器 MC145027。MC145027 经译码后，将接收到的数据直接用于控制受控对象的工作状态。

8031 单片机与各路 MC14027 之间的数据传输采用差分平衡线电路，由 MAX489 组成的差分平衡系统，抗干扰能力强，特别适用于远距离通信，该通信网络的通信距离可达 1.2 km。满足 RS-485/RS-422 通信标准。

MAX489 通信网为全双工通信，由单片机 I/O 口的 P1.0 传送至各路 MC145027 输入端 D_{in}的编码信号和各路 MC145027 返回 8031 的应答信号，同时在两个方向上经全双工通信网传输。传输线为双绞线，为消除信号在传输线上传送出现的反射现象，采用电阻 R_t 进行阻抗匹配。MAX489 包含一个驱动器和一个接收器。各引脚功能如下：DI：驱动器输入端；DE：驱动器输出使能；RO：接收器输出；$\overline{RE}$：接收器输出使能；Y、Z：驱动器输出端；A、B：接收器输入端。

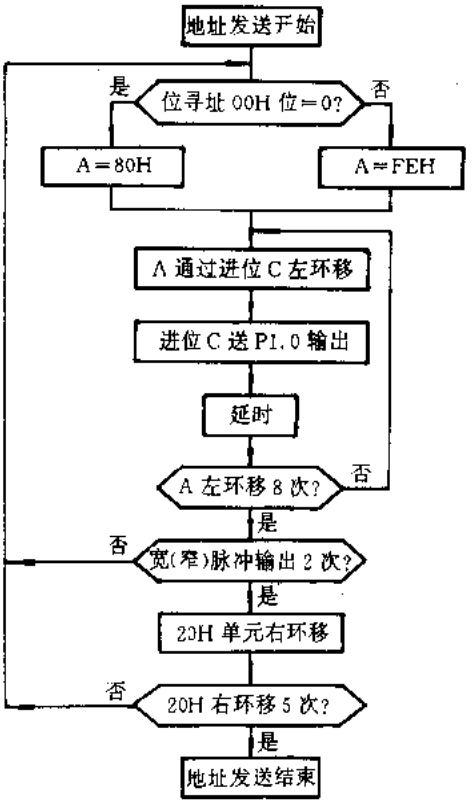


图 3.15-5 五位地址发送流程图

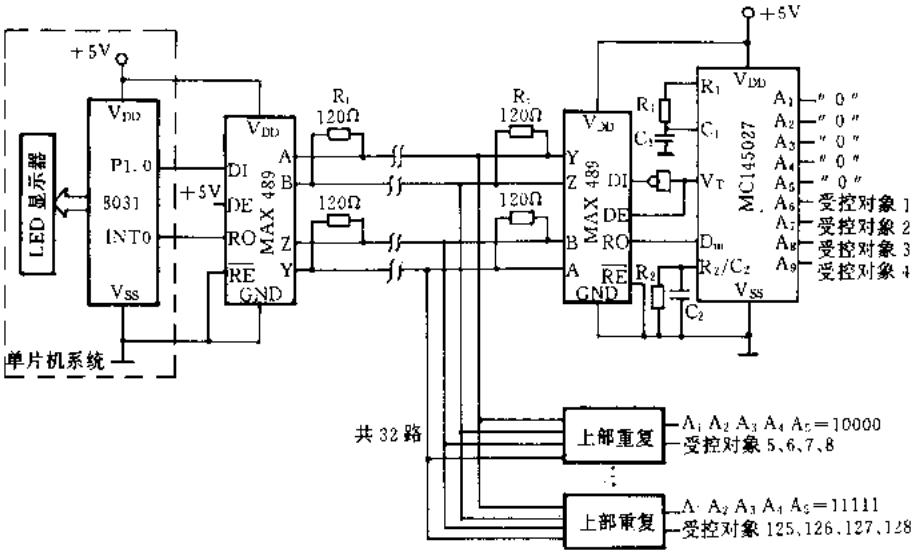


图 3.15-6 硬件原理图

值得注意的是:驱动器使能控制端 DE="0"时,驱动器被禁止,输出端 Y、Z 为高阻,而接收器具有高的输入阻抗。因此,处于禁止状态的驱动器和多个接收器挂在传输线上不会影响信号的正常传输。该硬件电路,接收端的驱动器使能 DE 由接收有效信号 V_T 控制,当某路 MC145027 两次接收到与自身地址相同的编码信号后,V_T 由低电平跳变为高电平。即:该路 MC145027 在未接到四位数据前,MAX489 的驱动器被禁止;当接收到数据后,DE="1",此时,才允许驱动

器工作，将应答信号 V_T 反相后经全双工通信网发送至 8031 的$\overline{INT0}$端。在同一时刻，32 路的 MC145027 中只可能有一路接收有效，因此 32 路的 MAX489 挂在传输线上仍可保证信号的正常传输。

该系统可实现 32 路的数据通信，受控端可有 128 个受控对象。系统的硬件电路简单，成本低，可靠性好，实用性强。

参考文献

1 薛钧义等. 单片微型计算机及其应用. 西安：西安交通大学出版社，1990

2 郭文加 . MAX48X/49X 系列差分平衡型线电路及其应用. 电子技术应用，1994(11)

摘自《电气自动化》双月刊，1998 年第 6 期

3.16 单片 FSK 调制解调器 MSM7512B 及其应用

航天部 8511 研究所(210016) 黄宜适

随着计算机与数据终端的普及,对数据通信的要求日益迫切,应用更加广泛。当前最方便灵活与经济实用的方法是利用数据调制解调器(MODEM)借助现在的模拟电话公用交换网进行数据传输。目前国内市场上单片 SFK MODEM 集成电路较多,主要有 MOTOROLA,INTEL,AMD,TI,OKI 等公司的产品,其中大多数芯片价格较贵,外围电路和控制软件编程都较复杂,一般用户使用起来很不方便,以致于在产品设计中放弃了数据通信功能。MSM7510/MSM7512B 是日本 OKI 公司在 MSM6926/MSM6927 基础之上最新推出的系列产品,其外围电路和软件编程简单,使用极其方便。

MSM7510/MSM7512B 均采用单电源供电(3～5 V),内含发送接受带通滤波器,具有载波检测和自环测试功能,同时它们内部都提供输出信号放大驱动电路,其数据接口与 TTL 电平兼容,可与大多数微处理器连接。其中 MSM7510 采用 CCITT V.21 标准,可提供 300 bit 全双工数据传输;MSM7512B 采用 CCITT V.23 标准,可进行 1 200 bit 半双工或 1 200 bit 收/75 bit 发两种方式的数据传输。本文仅对 MSM7512B 的功能和应用做一介绍。

一、MSM7512B 芯片简介

MSM7512B 为 16 脚双列直插式封装,其管脚排列如图 3.16-1 所示。

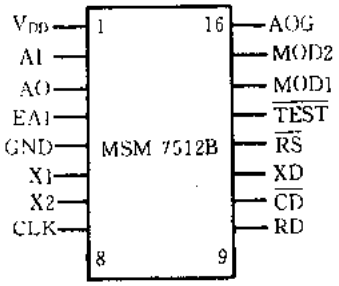


图 3.16-1 MSM7512B 管脚排列

脚 1(V_{DD}):接 3～5 V 电源。

脚 2(AI):载波接收端。

脚 3(AO):载波发送端。

脚 4(EAI):外部信号输入端。此管脚输入信号经 7512B 放大后,从 AO 输出,不用时悬空。

脚 5(GND):接地。

脚 6(X1)、7(X2):接 3.58 MHz 晶振,由于片内已有接地电容,无需外接。

脚 8(CLK):输出 3.58 MHz 信号以供外部使用。

脚 9(RD):串行数据接收端。

脚 10($\overline{CD}$):载波检测端。输出低电平为检测到 FSK 载波或应答信号,否则为高电平。

脚 11(XD):串行数据发送端。

脚 12($\overline{RS}$):数据发送使能端。输入低电平时允许 7512B 进行数据发送,高电平时不允许数据发送。

脚 13($\overline{TEST}$):芯片功能检测端。接低电平时,进入内部功能检测状态。

脚 14(MOD1)、15(MOD2):工作模式选择开关。

脚 16(AOG):输出信号电平选择端。接高电平时,输出信号电平典型值为−10 dbm;接低电平时,输出信号电平典型值为−4 dbm。

MSM7512B 主要由调制器(发送器),解调器(接收器),接口控制逻辑电路以及信号滤波放大电路组成。其内部结构方框图如图 3.16-2 所示。

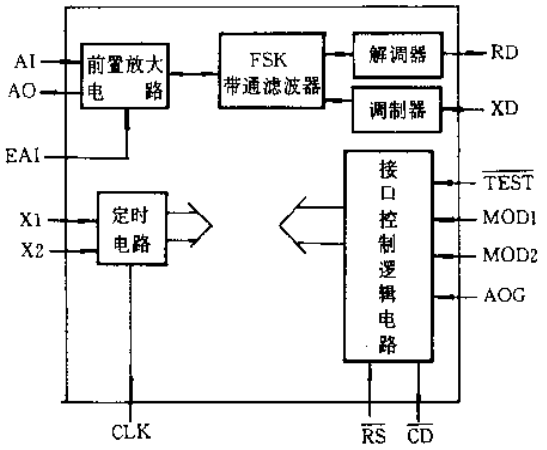


图 3.16-2 MSM7512B 内部结构框图

二、MSM7512B 工作模式

7512B 有两条工作模式选择端 MOD1 和 MOD2,可选择四种工作模式。

模式 1、模式 2 工作状态如表 3.16-1 所列。

表 3.16-1

模式选择	MOD1	MOD2	工作方式	发送频率/Hz		接收频率/Hz	
				空号	传号	空号	传号
模式 1	0	0	1200 bit 半双工	2100	1300	2100	1300
模式 2	0	1	75 bit 发/1200 bit 收	450	390	2100	1300

模式 3(MOD1=0,MOD2=1):自环测试模式。此模式下,7512B 的发送端与接收端内部相接,同时发送滤波器、接收滤波器都与同一个信道相连。测试时,发送数据应与接收数据一致。

模式 4(MOD1=1,MOD2=1):掉电模式。此模式下,芯片功耗仅为 0.1 mW,而其它工作模式一般功耗为 25 mW。

三、MSM7512B 的应用

由于 7512B 支持 TTL 电平，所以可以与大多数微处理器连接完成调制解调器功能。图 3.16-3是 7512B 与 8031 单片机连接的一个典型电路。在 8031 的控制下，7512B 可以很方便地完成数据发送和接收、载波检测、自环测试等功能。

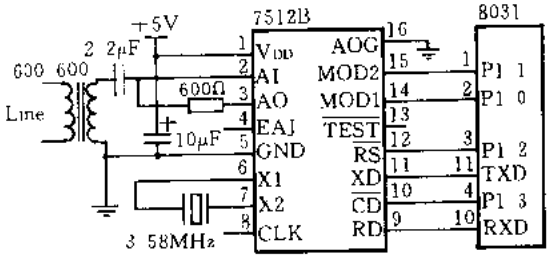


图 3.16 3 MSM7512B 应用电路

以下介绍 8031 在 7512B 模式 2 下的数据发送和数据接收控制程序，程序使用 C51 编写。

```
/* 模式 2 下数据发送程序 */
#include<io51 h>
void send (void){
P1=0x09;            /* 设置模式 2 方式，并允许 7512B 进行数据发送 */
PCON=0,             /* SMOD=1 */
EA=1;               /* 允许中断 */
ET1=1;              /* 允许定时器 T1 中断 */
TMOD=0x00;          /* 设置定时器 T1 工作方式 */
TL1=0x0a;           /* 置定时器 T1 时间常数，8031 串行口波特率为 75 bit */
TH1=0xf4;
TR1=1,              /* 开启定时器 T1 */
SCON=0x70;          /* 设置串行口控制寄存器 */
TI=0;
while(1){           /* 循环发送 31H 字节 */
SBUF=0x31;
while(TI==0{} ;     /* 等待发送完毕 */
TI=0;
  }
TI=0;
}
interrupt[0x1B]void T1 _ int(void){      /* 定时器 T1 中断子程序 */
  TR1=0;            /* 关闭定时器 T1 */
  TL1=0x0a;         /* 重新设置定时器 T1 时间常数 */
  TH1=0xf4;
  TR1=1;            /* 开启定时器 T1 */
}
/* 模式 2 下数据接收程序 */
#include<io51 h>
```

```
void receive(void){
  P1=0x0d;          /*设置模式2方式,并禁止7512B进行数据发送*/
  PCON=0 ;          /* SMOD=1 */
  EA=0;             /*关闭中断*/
  TMOD=0x20;        /*设置定时器T1工作方式*/
  TL1=0x20;         /*置定时器T1时间常数,8031串行口波特率为1200 bit*/
  TH1=0xe8;
  TR1=1;            /*开启定时器T1*/
  SCON=0x70 ;       /*设置串行口控制寄存器 */
  RI=0;
  while(1) {        /*循环接收数据*/
  while(RI==0){}    /*等待接收完毕*/
  ACC=SBUF;         /*输出接收到的数据处理*/
  RI=0;
    }
  RI=0;
  }
```

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第9期

第四章

可靠性与抗

干扰技术

4.1 高速计算机系统中信号可靠传输技术

上海华东师范大学计算机科学系(200062) 邬 时 张汝杰

计算机系统可靠运行的关键在于保证控制流、数据流正确的传输。在高速运转的系统中，信息的传输不再是简单的接力和放大的问题，信息传输过程中引起的传输线效应将随着速度的提高而增强，影响到整个系统的可靠运行。为了保证通信的可靠性，研究高速计算机系统中信号可靠传输技术具有一定的现实意义。

一、传输中信号失效原因的分析及对策

1. 传输线效应

通常，当传输信号的速度(指波长)与导线的长度同为一个数量级时，信号就会产生传输线效应，一般称这样的导线为传输线。假如信号在传输线上传输，而不采取任何措施，则会产生传输线效应，其传输信号波形将发生畸变或衰减。表现为：接收端信号过冲振铃、接收端上升沿出现台阶、波形前沿变差、信号幅度下降，这将会破坏系统可靠运行。在计算机系统中，引起传输线效应的关键则是器件的翻转速度，即上升沿 t_r，定义如下：

$$L_{max} = (t_r \times v)/n$$

式中 t_r ——所用器件的上升沿时间，一般快速器件仅为 1 ns 左右；

v——波速，取决于传输导线的参数。$v=1/\sqrt{L_0C_0}$，(L_0、C_0 为导线单位长度内的电感量及电容量)，一般双纽线、扁平线取 2.5×10^8/s；

n——经验参数，一般取 4。

L_{max} 为导线可靠传送信息的最大允许长度(m)，当连线超过此长度时就会产生传输线效应。随着计算机速度的提高，特别是快速芯片的大量采用，由 t_r 减小所引起的传输线效应越来越明显。从上式可得出：当 $t_r=1$ ns 时，其连线长度仅为 cm 级就被作为传输线了。因此，在高速计算机系统中，部件与部件相连时，必须采用相应的传输线技术，否则整个电路就无法可靠工作。

传输线效应的特点是：引起波形畸变的现象只是一种暂态过程，仅可能造成暂时性故障，通常不会影响电路的静态逻辑功能。但这种暂时现象足以造成严重恶果，使计算机高速运行时，系统工作不可靠、不稳定。

2. 传输线参数

(1) 传输线特性阻抗 Z_0

传输线可被看作是由分布电感及分布电容所组成，其特性阻抗为：

$$Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$$

式中 L_0、C_0 与导线的结构、导磁率及介电常数有关。因此，对于计算机系统中传输信号所用的

各类导线，其特性阻抗值均不同。参考值为：同轴电缆 Z_0：50 Ω、75 Ω、100 Ω；双纽线 Z_0：100～200 Ω；扁平线 Z_0：150 Ω；印刷板平行线 Z_0：200～300 Ω。

(2) 延迟时间

由传输线效应引起的延迟时间为：

$$\tau = X\sqrt{L_0/C_0}$$

式中 X 为传输线的长度。由此可知：导线单位长度内的电感量、电容量越大，导线长度越长，则 τ 也越大。

(3) 反射系数

信号通常按一定的速度在传输线路中传输，当输入电压经分布电感、电容一直传输到传输线终端时，由于电流不能发生突变并有反相感生电动势，因而引起反射波向源端传输。这样，原来的电波与反射波相互重叠，因此引起波形失真。

设 V_0 为入射电压、V_R 为反射电压，则电压反射系数：$K_V = V_R/V_0 = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0)$，反射系数直接影响到信号传输的失真度。

3. 匹配的概念

信号由传输线传输到终端，若无反射波产生，则此时的终端阻抗与传输线阻抗称为匹配，即 $Z_L = Z_0$。采用匹配的方法来消除反射，使信号可靠传输，这是传输线技术中一个非常有效的措施。常用的匹配方法有两种。

(1) 终端匹配。终端匹配方法即在传输线终端接 1 个阻抗为 Z_0 的负载，由此满足 $Z_L = Z_0$ 为最佳匹配，此时，传输无反射现象。

(2) 源端匹配。源端匹配就是将匹配电阻置于信号发送端，其方法是在源端串接 1 个电阻 Z_{SL}，使 $Z_{SL} + r = Z_S = Z_0$（r 为信号源内阻），当 $Z_S = Z_0$ 时，可知发送端电压为 E/2，即为 Z_S 与 Z_0 的分压比。此时仅当终端电阻开路时（$Z_L = \infty$），终端电压才为信号电压 E，因此，源端匹配是有一定局限性的，要求接收端的输入阻抗要尽可能高，该方式适用于 MOS 电路或 FACT 电路。使用源端匹配时，还必须注意：虽然其输入端波形得到了匹配，但输出端波形会出现台阶，因此接收端不能与发送端距离过近。该方法的优点是避免了功率的损耗。

二、传输线技术在计算机系统中的应用

在计算机系统中对于不同的设计通常可采用如下几种方法。

1. 单个发送源-单个接收端

这种传输方式即为点对点的传输，例如门电路之间的信号传输，常采用以下几种处理方法。

(1) 延迟方法。由于传输线效应引起的畸变现象只是一种暂态现象，因此接收端可考虑采用延迟取信号的方法，等待畸变的暂态过程结束后方获取有效信息。通常延时电路可取延迟时间为 t＝(2～3)t。但必定影响系统的传输速度。

(2) 终端匹配。采用终端匹配就是使终端阻抗 Z_L 与传输线特性阻抗 Z_0 相等，以达到最佳匹配。

计算机系统中点对点传输时常用的终端匹配接法有：

① 匹配电阻反馈到电源电压。如图 4.1-1 所示，将终端匹配电阻 $Z_L = Z_0$ 跨接于接收端及

V_{CC}端，利用 V_{CC}对交流而言即为接地的特点，构成对地回路。如果发送端为 OC 门，则采用该方法更为方便。

该方法波形改善效果较好，对输出电平影响不大，仅低电平略有提高。但由于 Z_L 的接入，势必消耗一部分有用功率，所以需考虑增加发送端的吸流负载。

② 匹配电阻反馈到地。如图 4.1-2 所示，在接收端与地之间跨接一匹配电阻 $Z_L=Z_0$，该接法显然增加了发送端的放流负载，这对于一般 TTL 电路来说是不能胜任的，常用于 FACT 电路。

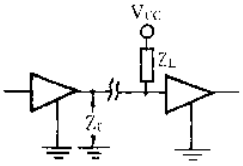


图 4.1-1 匹配电阻反馈到电源电压

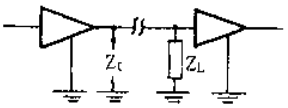


图 4.1-2 匹配电阻反馈到地

③ 电阻分压式匹配。如图 4.1-3 所示，在接收端并接 2 个电阻，1 个电阻跨接到 V_{CC}，另 1 个电阻则跨接到地，使得 $Z_0=R_1 \parallel R_2=(R_1\times R_2)/(R_1+R_2)$，采用电阻分压法可增大 R_1、R_2 的取值，从而减少了对发送端驱动器的负载要求。通常其电阻的取值必须满足下列条件：

$$\begin{cases} R_1R_2/(R_1+R_2)=Z_0 \\ R_1/(R_1+R_2)\times V_{CC}\geqslant V_{IH} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_1=Z_0V_{CC}/V_{IH} \\ R_2=Z_0V_{CC}/(V_{CC}-V_{IH}) \end{cases}$$

一般 TTL 器件 $V_{IH}\geqslant 2.4$ V，当 $Z_0=150\ \Omega$ 时，则可取 $R_1=R_2=300\ \Omega$，即能达到完全匹配。在 IEEE488 总线中就采用了此种匹配方法。

(3) 源端匹配。计算机系统中，如电路采用的是 MOS 芯片或 FACT 芯片则可采用源端匹配方法。该方法只需在发送端串接 1 只 Z_{SL}电阻，使得 $Z_{SL}+r=Z_0$ 即可，如图 4.1-4 所示。

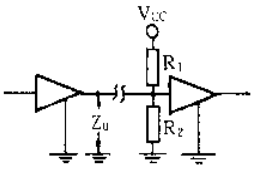


图 4.1-3 电阻分压式匹配

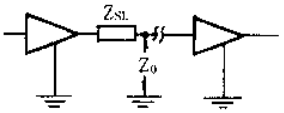


图 4.1-4 源端匹配

该方法匹配简单，最大的优点是避免了功率的损耗。但要求接收端阻抗要高，因此一般 TTL 电路不能采用。

2. 单个发送源-多个接收端

计算机系统的实际使用中，往往不可能都是简单的点对点相连。例如：CPU 地址信号与存储器、I/O 电路的相连，即为单个发送端接多个接收端。在单对多的电路中由于每个分支距离的不一致，而引起其延迟时间的不同，将导致多重反射现象。这时要达到每个分支均匹配、完全消除反射则相当困难，且由于接收端路数不同而直接影响接收端总的负载电阻，所以不能采用终端匹配。

就以 CPU 与 RAM 存储器地址信号的匹配来分析，RAM 器件通常为 MOS 器件，输入阻抗相当大，因此可采用源端匹配。为尽可能消除多重反射，设计 RAM 电路时，还必须注意：

(1) RAM 器件应尽可能靠近驱动器，以减少连线长度；

(2) 各信号连线要平行、均匀分布，以使得传输线上的 Z_0 分布尽量一致。

3. 多个发送源-多个接收端

计算机系统中总线传输方式即为多对多传输。当传输速率不高、长度不太长时，传输线现象不太严重。但当频率增大、距离拉长时，则传输线效应就会相当突出，必须考虑匹配问题。在多对多的相连方式中，源端及终端的概念相当模糊，因此除考虑接收端总的负载阻抗外，还应采用相应的措施。如：接头连接尽可能短，以减少分支影响；使用高阻抗接收器等。

典型的 IBM PC 数据总线匹配方法如图 4.1-5 所示。

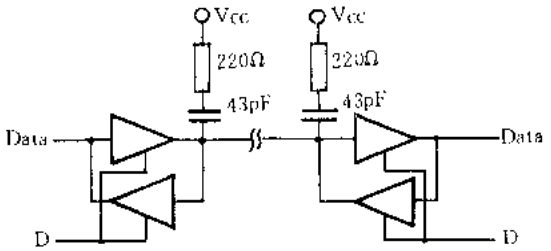


图 4.1-5 典型 IBM PC 数据总线匹配方法

电路设计将 1 个 43 pF 电容与 220 Ω 电阻串接到 V_{CC}，由于电容的接入，稳态时匹配电路不会影响正常工作；而动态(瞬态)时，由 $R+1/j\omega c=Z_L$ 达到匹配效果，从而改善了波形。

高速总线 PCI 是一种低延迟、高通过率的 I/O 总线，其总驱动器是根据它们的交流切换特性而不是直流驱动而规范的。为降低成本、减小功耗及安装密度，PCI 信号采用以反射波进行信号传输的方式。即总线驱动器只将总线驱动到所要求电压的一半，电波沿着总线传播，到达终点后反射回起点，使初始电压值增加 1 倍而达到所要求的电压值，等反射波到达时接收端才进行转换工作。其传播时间最长为 10 ns，因此布线长度限制在信号传输时间 10 ns 内，大约 60～70 cm。

三、结束语

可靠运行是高速计算机系统的生命，而可靠传输技术又是一个相当复杂的问题，在不同的应用场合，应考虑其不同的处理特点。在系统中，印刷板内的处理原则与机箱之间或远距离板与板之间连接线的处理原则均不相同。必要时还可在传输线间加地线隔离，以减少线间串扰。当传输线较长时，则需在输出端与输入端间加接长线驱动器和接收器，以加大信号的驱动能力。远程通信时，则应在各站间加中继器。总之，研究信号可靠传输技术就是要尽可能减少反射现象、减少噪声干扰，使传输引起的波形失真达到最低限度，以保证高速计算机系统的可靠运行。

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 12 期

4.2 单片机系统的电磁兼容性技术

合肥解放军电子工程学院新技术教研室(230037) 李丕垠

一、概 述

为了适应市场对单片机(即微控制器,简称 MCU)低价格、高性能的需要,MCU 的集成度越来越高,其资源日益丰富,工作速度也越来越快(从几 MHz 到上百 MHz)。根据傅里叶信号分析理论,快速跳变信号在产生和传输过程中,必然伴随着丰富的高次谐波,这些信号被放大后,会产生电磁能量辐射,影响周围的其他部件和系统的正常工作。此外,MCU 对外来干扰信号也极为敏感,电磁噪声容易使 MCU 产生误动作。因此,有效地抑制单片机系统内部和外部的电磁噪声干扰,是单片机系统在实际运行环境中能够长期可靠工作的重要保证,也是单片机系统电磁兼容性设计的主要内容。

二、单片机系统的电磁兼容性

所谓电磁兼容性(electromagnetic compatibility,简称 EMC),是指干扰信号可以在不损害信息的前提下与有用信号共存。D. White 为电磁兼容性所下的定义最为贴切:"装置或者系统具有在其设置的预定场所投入实际运行时,既不受周围电磁环境的影响,又不影响周围环境,也不发生性能恶化或误动作,而能按设计要求正常工作的能力。"

可见,EMC 问题包括两方面的内容:系统电磁干扰能量的发送和系统对电磁干扰噪声的敏感度。电磁噪声具有传导性或辐射性的特征。具体地说,它是通过导体传递或空间辐射对本系统或其他系统产生干扰的。为了保证单片机产品具有良好的电磁兼容性,缩短研制周期,降低研制成本,对系统电磁兼容性问题的考虑应贯穿产品研制的整个过程。

1. 电磁干扰能量的发送

电磁干扰能量的发送,是指系统噪声源产生的电磁噪声能量以传导或辐射方式向外传递,其发送量用噪声源发送出的噪声频谱和功率来定量描述。在单片机系统中,电磁干扰能量的发送主要由数字信号源产生,一般是由于高频脉冲信号的高次谐波造成的,通常以差模和共模两种噪声模式产生辐射。差模噪声的辐射是高频噪声电流在信号回路中流动时产生的,此时,信号回路相当于一个发射天线。共模噪声的辐射则是因为电路中的线阻抗或感抗产生的电位差引起的。

在单片机应用系统中,若存在电磁干扰能量的发送问题,PCB 的不合理设计是最主要的原因,因为 MCU 内部的信号回路面积比 PCB 上的信号回路面积小得多。地线和电源线是单片机系统产生电磁干扰能量发送的另一个主要原因,这是由于地线和电源线是数字集成电路所有电流的通路。

一般来说,MCU 口线的驱动能力大于片内门电路驱动能力,口线面积也较大,其分布电容将使口线上信号的转换速度减慢,而且 MCU 口线通常是由软件控制的,信号的转换较慢。

所以，MCU 口线通常不会产生电磁干扰能量的发送。一种特殊情况是当 MCU 口线驱动大负载时，会因为电磁能量较强而产生电磁干扰能量的发送，解决办法是降低口线电流，进一步加大口线面积。

MCU 外接时钟振荡电路虽然具有较高的基波频率，但由于其信号波形接近正弦波，其高次谐波衰减较快，不会对其他电路产生影响。但是，当 MCU 接外部时钟时，信号电路应尽可能靠近地线，将信号回路面积设计到最小。

当 MCU 外接存储器或者微处理器时，产生电磁干扰的可能性较大。例如，由于外接存储器的地线很长，其选通脉冲和时钟脉冲的跳变速度也很快，就容易引起脉冲信号及其高次谐波的辐射。如果设计不当，低位地址线和数据总线也会产生电磁辐射。

2. 电磁干扰敏感度

电磁干扰敏感度是指系统由于受环境电磁干扰而产生不应有响应的敏感程度，通常用能够使系统产生不应有响应的最小电磁干扰量来表示。电磁干扰敏感度越低，表示系统抗干扰能力越强。

为了实现各种复杂的功能，MCU 大多采用 CMOS 技术设计，内部带有大量寄存器和触发器，具有同步特性，时钟脉冲上叠加的噪声，很容易引起误动作。另外，CMOS 器件均具有一定的噪声门限，电磁干扰噪声超过该门限时，将导致 MCU 出错甚至死机。MCU 的这种异常情况，通常会产生四种结果：(1)MCU 瞬间异常，但能够自动修正；(2)MCU 异常后，因中断或复位使 MCU 能恢复正常工作；(3)MCU 异常后，通过重新上电恢复正常工作；(4)MCU 异常并锁定，导致器件损坏。第(1)、(2)类情况的出现是没有规律的，往往不被注意，甚至根本不会被用户发现。但第(3)、(4)类情况的出现是无法容忍的，必须通过严格的 EMC 试验，在产品研制阶段就必须加以解决，否则，应不惜放弃原设计方案。

三、单片机系统电磁兼容性的设计

电磁兼容性的设计应遵循以下三条基本原则。

(1) 抑制噪声源，从根本上消除或尽可能减弱电磁干扰的产生。

(2) 消除噪声源和受扰系统之间的电磁噪声耦合和辐射，切断电磁干扰的传递途径，或者提高传递途径对电磁干扰的衰减作用。

(3) 提高系统本身抗干扰的能力，降低系统对电磁噪声的敏感度。

1. 电磁噪声

按照我国国家标准 GB2900.1－82，噪声的定义是“任何不希望有的信号，广义的说，是在一有用频带内任何不希望有的干扰”。该定义不适用信号本身因非线性而产生的变形。部分电路的信号耦合到其他电路中，也属于噪声范畴。任何电子系统都会产生噪声，但只要这些噪声不会干扰系统的正常工作，我们可以不予考虑。

噪声可以分为内部噪声、人为噪声和自然噪声三类：(1)内部噪声是系统内部或器件本身产生的噪声，如热噪声、散粒噪声、尖峰噪声等；(2)人为噪声是由其他用电设备或系统产生的噪声，如火花放电、电弧放电、脉冲噪声、高频噪声等；(3)自然噪声是指天文气象中大自然现象所产生的噪声，常见的有大气层噪声、太阳噪声和宇宙噪声。

2. 电磁噪声抑制

电磁噪声不可能彻底消除，但可以通过减小噪声能量的强度来降低电磁噪声对系统正常

工作的干扰和系统电磁噪声能量的发送。

(1) 电磁噪声的传递

了解电磁噪声的传递过程，是有效抑制噪声的基本前提。图 4.2-1 描述了电磁噪声传递的基本情况。由图可见，电磁噪声干扰产生的基础，是存在着噪声源、噪声传递途径和系统内的噪声接收器。因此，在系统设计时，只要针对这三个方面采取措施，就可以有效地扼制电磁噪声的干扰。

图 4.2-1 电磁噪声的传递

电磁噪声干扰源包括微处理器、微控制器、静电放电、电磁辐射、开关功率器件、交流电网、照明设备等，对于单片机系统而言，数字时钟电路是最大的宽带噪声发生器。电磁噪声的耦合途径主要有三种：电源噪声经电源线和地线耦合到系统各器件中；各电路(器件)的噪声通过公共地阻抗产生相互耦合(如数字电路与模拟电路的相互影响)；高频噪声通过电磁辐射产生耦合。所有的电子电路都可能接收电磁噪声干扰。单片机系统中，时钟信号、复位信号、中断信号和控制信号对噪声干扰信号的敏感性最强，小信号模拟放大器、控制电路和功率调整器件对干扰噪声也较敏感。

单片机外部的噪声干扰，通常采取屏蔽、隔离、电网滤波、系统接地等措施加以抑制，但在低价格产品中往往是无法使用的。因此，本文只针对单片机系统本身的问题进行讨论。

(2) 元器件的选择与布局

单片机系统设计时，首要的任务就是选择合适的 MCU。无论是出于噪声抑制还是降低产品成本等方面的考虑，所选 MCU 的资源配置、工作速度只须满足系统设计即可。外围数字 IC (集成电路)也应尽可能选用低速器件，以减少高次谐波的产生。

其次要选择高质量的功率器件(如功率管、继电器等)、电容(尤其是电解电容和 IC 的去耦电容)及接插件，才能够有效地抑制系统的内部噪声，如热噪声、感应噪声、尖峰噪声等，这也是提高系统可靠性的重要环节。

单片机系统大多包含小信号模拟电路、高速数字电路、高压大电流电路等不同类型的电路，为了避免各部分电路中信号的相互耦合，对不同类型的电路部分进行分离布局，这是 PCB 设计时，元器件布局的基本原则，如图 4.2-2 所示。

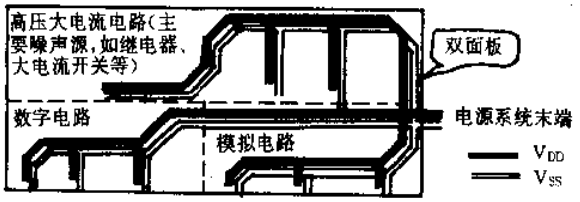


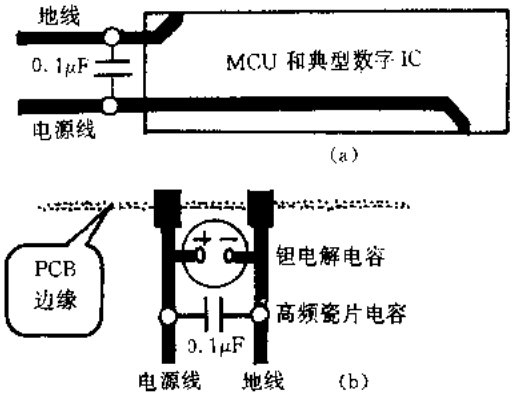
图 4.2-2 元器件布局与电源系统布线

(3) 正确设计 PCB

正确设计 PCB,合理布线是提高单片机系统电磁兼容性的最主要措施。

(a) 电源系统布线与电源去耦 电源系统布线包括电源线(V_{DD})和地线(V_{SS})的布置。电源系统为整个系统供电,在 PCB 上的走线较长,因此电磁噪声感应到电源系统,将可能导致系统内诸如触发器、反向器等电路的状态改变,从而使系统产生误动作。另一方面,电源系统上产生的快变大电流,也将产生电磁能量的发送。作为一般原则,应保证高频噪声信号到地之间的具有低阻抗通路,以减弱这些噪声能量。由于所有信号电流都将流过 V_{DD}和 V_{SS},为了缩小信号电流的回路面积,信号线应尽可能靠近 V_{DD}和 V_{SS}。

多层 PCB 的使用,有助于缩小信号电流的回路面积,但对于大多数低价格系统是不现实的。对于单面或双面 PCB,主要采取加大 V_{DD}和 V_{SS}的走线面积和电源去耦、滤波等措施。电源去耦除电源系统输出端采用电解电容与高频瓷片电容并联去耦外,还包括 MCU 与数字集成电路去耦、电源走线末端去耦,如图 4.2-3 所示。



(a) MUC 与数字集成电路电源去耦 (b)电源系统末端去耦

图 4.2-3 电源去耦

电源滤波主要采用 LC(r 型或 π 型)滤波。一般低价格单片机控制器无须使用电源滤波电路。相对于模拟电路而言,数字电路对噪声的敏感性更强。为了避免模拟电路引入的噪声通过地阻抗对数字电路产生影响,数字地与模拟地应分开布线,单点连接,如图 4.2-2 所示。

(b) 时钟振荡器 单片机系统最敏感的是时钟信号、复位信号和中断信号,电磁噪声侵入到这些信号中,最容易干扰 MCU,使系统产生误动作。尤其是时钟信号中叠加噪声干扰后,会改变时钟分频信号,导致 MCU 工作时序发生紊乱,如图 4.2-4 所示。

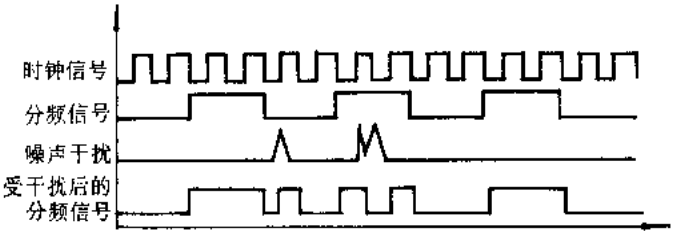


图 4.2-4 噪声对时钟信号的干扰

为避免时钟信号被干扰,可以采取以下措施:①晶体(或其他谐振器)与 MCU 的连接线尽可能短而粗;②在可能的情况下,用地线包围振荡电路,晶体外壳接地;③晶体引脚对地(V_{SS})

去耦；④大电流快变信号线远离振荡器连线。

(c) 信号线 了解模拟信号线与数字信号线、信号线与地线等的关系，是合理设置信号走线的基础。根据前面的讨论，应按照下述原则设计信号线：①走线尽可能短而粗(包括复位信号线)，拐弯时走 45°斜线或弧线，避免 90°拐角；②数字信号线与模拟信号线分开走线，若无法避免，则两者应垂直走线；③大电流快速信号线尽量靠近地线，必要时，采用电容滤波；④A/D 电路的参考电压应直接取自电源，忌由数字电压和数字地提供；⑤PCB 外接信号线尽量缩短，有可能时，采用屏蔽电缆或双绞线。

(d) 强电线 在很多情况下，PCB 上带有强电线(火线或零线)。强电线上的电磁噪声是单片机系统最重要的干扰源之一，因此，必须特别重视强电线在 PCB 上的走线：①强电部分与弱电部分应保持相当距离，欧洲有关标准明确规定为 8 mm 以上；②若强电线无法与弱电线完全隔离时，走线应尽可能短而粗，并避免与弱电线平行过长走线。

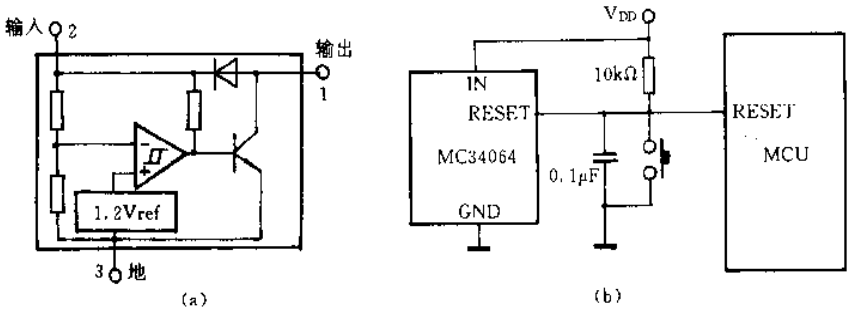
3. 硬件抗干扰电路

针对不同的功能电路，硬件抗干扰电路种类很多，如光耦隔离、电流环、大负载的多级驱动等。对此，很多文献及专著均有论述，本节仅对单片机系统的外接复位电路和看门狗电路进行分析和讨论。

(1) 复位电路

复位信号是 MCU 最敏感的信号之一，可靠的复位电路能够有效地提高单片机系统的电磁抗干扰性能。对于产品化的单片机系统，简单的 RC 复位电路往往不能保证系统完全可靠地工作，复位电路一般要求具有快速上电复位、掉电复位等功能。

采用 Motorola 生产的专用复位芯片 MC33064/MC33164 和 MC34064/MC34164 以及其他公司的同类产品构成的复位电路，均可达到上述目的，如图 4.2-5 所示。



(a) MC33064 内部结构 (b)复位电路

图 4.2-5 MC34064 构成的复位电路

利用电压比较器设计的实用复位电路如图 4.2-6 所示。

比较器 LM1：A 构成同相滞回比较电路，完成欠压保护复位功能，电网电压的回差为 187～200 V。当电网电压下降到 187 V 时，比较器产生低电平输出，复位单片系统，之后，只有当电网电压上升到 200 V 时，系统才能重新启动。这个电压回差的存在，可以避免系统因电网的波动而产生抖动。比较器 LM1：B 构成的电路主要完成快速上电复位和掉电复位功能。为了防止毛刺或杂波干扰单片机的复位信号，在 RESET 脚到地之间并接一个 0.1 μF 的小电容。复位电路在 PCB 上的位置在尽量靠近 MCU 的 RESET 脚，使复位信号的走线短而粗。

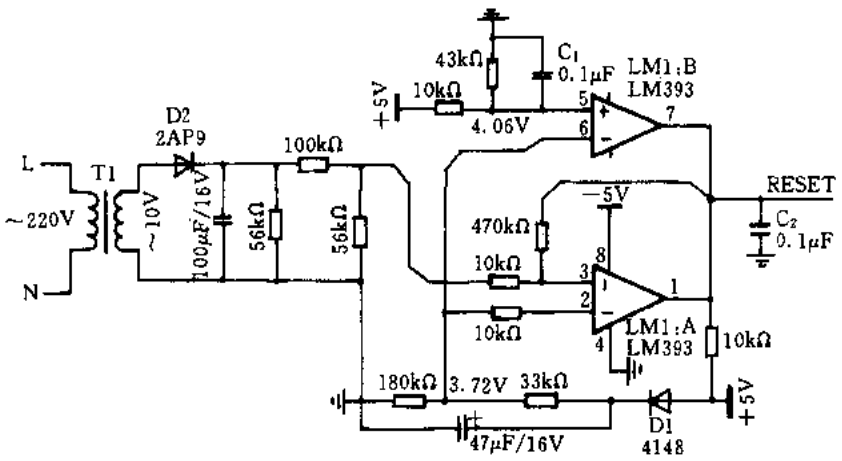


图 4.2-6 双比较器构成的复位电路

(2) 看门狗电路

目前大多数 MCU 内部带有看门狗电路(如 MC68HC705C8 等),通过编程选择硬件看门狗或软件看门狗,两者的区别仅在于:前者由硬件启动看门狗功能,后者则由用户程序启动,在用户程序中都应对看门狗计数器进行复位操作。不带看门狗功能 MCU 可以设计外接看门狗电路或利用 16 位自由运行定时器实现伪看门狗功能。看门狗电路原理及设计方法参见有关资料和技术手册。

看门狗计数器刷新程序一般应放在主程序循环中,尽量避免放在中断程序或子程序中。

看门狗功能的设置,旨在防止单片机系统因干扰而产生持续异常甚至导致元器件和外围部件的损坏。从实际意义上讲,看门狗功能仅仅只是一种保护手段,因为它只有在系统出现异常时才起作用。

4. 软件抗干扰

(1) MCU 口线刷新

在 MCU 结构中,I/O 电路一般靠近管芯边缘,外部噪声容易对其逻辑电路产生影响。因此,在用户程序中,定期刷新 I/O 口的数据寄存器和方向寄存器有利于减少系统产生误动作。

(2) 表决方式处理输入

在输入检测时,采用多次读入取平均值的方法,能够有效滤除输入口线噪声。例如,程序处理键盘读入时,可以在一定时间内(如 10 ms)多次读入判断,以确定按键是否有效。

(3) 标志检测

单片机系统受干扰而导致出错后,若无法自动恢复,通常是由于 RAM 区数据被破坏的缘故。因此,可以利用数据 RAM 单元,设置检验标志。应用程序定期检查各标志,若标志正确,相应功能程序继续运行;否则,进入初始化程序。

(4) 未使用存储器与中断矢量处理

在多数应用系统中,MCU 都存在多余的程序存储器,若程序计数器出错而跳转到这些存储器区,程序将按照其中的指令代码运行。显然,若这些存储器处理不当,程序运行会产生异常。正确的处理办法有两种:①填写软件中断(SWI)指令,程序计数器(PC)落入该区域时,产生软件中断,将程序导入预定的程序入口地址;②填写空操作指令,并最终跳转到初始化程序。未使用中断矢量一般按第②种方法处理。

单片机系统的电磁兼容性设计技术，包括硬件设计技术和软件设计技术，其中，合理的硬件（包括 PCB）设计尤其重要。此外，设计者的经验也是至关重要的，因为在单片机系统中，电磁兼容性问题十分复杂，不可能在设计阶段就完全解决，通常贯穿于系统的整个产品化过程。

参考文献

1 张松春等编著. 电子控制设备抗干扰技术及其应用. 北京：机械工业出版社，1995

2 陈章龙，韩光编. Motorola 单片机接口技术手册. 上海：复旦大学出版社

3 邵贝贝. 微控制器（单片机）抗干扰能力与电磁兼容. 电子技术，1996，23(11)：39～42

4 邓晓棚，李丕垠. Motorola CSIC 单片机应用设计比赛论文集——集中空调（冷水机组）中央控制系统. 北京：电子工业出版社，1996

5 Campbell D. Designing for Electromagnetic Compatibility with Single-Chip Microcontrollers. CSIC Family of Microcontrollers 68HC05 and 68HC08 CD-ROM

6 Glenewlnkel M. System Design and Layout Techniques for Noise Reduction in MCU-Based Systems. CSIC Family of Microcontrollers 68HC05 and 68HC08 CD-ROM

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 11 期

4.3 电磁兼容与质量监督

北京市产品质量监督检验所 张振生

一、概 述

随着科学技术的发展，大量技术含量高、内部结构复杂的电子、电工产品得到广泛应用，电磁环境在对人类产生直接影响的同时，也对电子电工产品的安全性与可靠性产生了影响和危害。而由于电磁干扰致使电子、电工产品的性能下降，以至无法工作的现象时有发生，严重的可造成质量事故和设备损坏以及其他事故。因此，保护电磁环境，防止杂散电磁波的干扰已引起世界各国及有关国际组织的普遍关注。在这方面，世界上一些发达国家在电磁兼容(EMC)技术的研究、标准的制定、EMC 测试及管理等方面，是处于领先地位的，国际电工委员会(IEC)在 EMC 技术领域的活动也日益频繁，特别是《欧共体成员国关于电磁兼容法律性指令》(89/336/EEC 指令)颁布以来，各国政府开始从商业贸易的角度来考虑 EMC 问题，并纷纷采取相应措施加强对 EMC 标准和质量管理及有关法律的制定、贯彻和实施工作。虽然我国在 EMC 的技术研究、标准与质量管理方面起步较晚，但为了适应国际发展这一大趋势，抓住时机，努力推进 EMC 的技术研究和质量管理，已引起有关部门的高度重视。

由于电磁兼容学科是一门包含内容十分广泛、实用性很强的综合性学科，同时又紧密的与工业生产和质量控制相联系。几乎所有的现代工业包括通信、交通、航天、电力、军工、信息设备、医疗等都必须认真解决电磁兼容问题。电磁兼容学科涉及的理论基础包括数学、电磁场理论、天线与电波传播、电路理论、信号分析、通信理论、材料科学、生物医学等等。从某种意义上讲，目前人类享受到高科技带给人们的各种效益，是同人类几十年来在电磁兼容方面所进行的努力密不可分的，与此同时，由于信息技术的广泛应用，电磁干扰问题也在困惑着、制约着人们的生产与生活，电磁兼容问题将越来越复杂，电磁兼容的重要性也越来越受到人们的重视。

二、电磁兼容

Electromagnetic Compatibility——EMC，对于设备或系统的性能指标来讲，直译为“电磁兼容性”。但作为一门学科来说，一般译为“电磁兼容”。这一观点已反映在国家标准 GB/T4365—95《电磁兼容术语》中了。

与其它的新兴学科一样，电磁兼容的定义也有多种，且多少都有所差别。在相应的国家标准及国家军用标准中都有明确的规定。按 GB/T4356—95，其定义为：“设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力。”按国家军用标准 GJB72—85《电磁干扰和电磁兼容性名词术语》，其定义为：“设备(分系统、系统)在共同的电磁环境中能一起执行各自功能的共存状态。即：该设备不会由于受到处于同一电磁环境中其它设备的电磁发射导致或遭受不允许的降级；它也不会使同一电磁环境中其它设备(分系统、系统)，因受其电磁发射而导致或遭受不允许的降级。”有的专家认为：电磁兼容是研究在有限的

空间、时间、频谱资源条件下各种用电设备，从广义范围讲，还应包括生物体，可以共存，并不致引起降级或潜在损伤的一门科学。为了理解电磁兼容这一门学科，在这里简要介绍一些主要的术语、定义和特性。

1. 电磁兼容骚扰源

在谈到电磁兼容时，首先要了解一下电磁环境，它是存在于给定场所的所有产生的电磁现象。一般来说，这一总体的特性是与时间有关的。而电磁骚扰是指任何能引起装置、设备或系统性能降低或者对有生命或无生命物质产生损害作用的电磁现象。它可能是电磁噪声、无用的信号或者传媒体自身的变化。

无论在任何条件下，只要 $di/dt \neq 0$ 时，都会产生电磁噪声，但电磁噪声占据了电磁骚扰的主要部分。电磁骚扰可以有不同的分类方法。

(1) 按源的种类区分

(a) 自然固有的电磁骚扰源：包括来自大气层的，如雷电、电离层变动等；静电放电；热噪声。

(b) 人为产生的电磁骚扰源：包括工业、科学、医疗射频设备；高压电力系统；电牵引系统；内燃机点火系统；电视、声音广播接收机；信息技术设备；电动工具；家用电器；大型电动机；发电机；核爆炸以及通信、导航、遥控、定位……无线电业务交换机。

(2) 按骚扰产生的原理区分

放电噪声；接触噪声；传声器噪声；瞬态骚扰；等离子体；电压波动；谐波；无用信号；反射干扰等。

(3) 按时域特性区分

(a) 脉冲噪声：在特定设备上出现的，表现为一连串清晰脉冲或瞬态的噪声。

(b) 连续噪声：对一个特定设备的效应不能分解为一串能清晰可辨的效应的噪声。

(c) 准脉冲噪声：等效于脉冲噪声与连续噪声的叠加的噪声。

(d) 随机噪声：给定瞬间值不可预测的噪声等。

(4) 按传播方式区分

辐射、传导、感应与静电耦合、公共阻抗、地电位差等。

由此可见，对电磁骚扰源的研究，在电磁兼容领域显得十分重要。要想从根本上解决电磁骚扰，必须从电磁骚扰源处控制其电磁发射入手，包括标准的制定、产品的设计、工艺的控制和产品的检测。

为了进一步了解有关发射电平、抗扰性电平、兼容性电平之间各个参考数值的相对位置关系，见图 4.3-1。

图中：抗扰性电平：用规定的方法在特定装置、设备或系统上注入的不会出现性能降低的最大电磁骚扰电平。

抗干扰限值：要求的最小抗扰电平。

骚扰电平：用规定方法测得的某给定电磁骚扰的电平。

(电磁)兼容电平：一个规定的骚扰电平。在这个电平下应该具有可以接受的高概率的电磁兼容性。

发射限值：规定的电磁骚扰源的最大发射电平。

发射电平：用规定方法测得的由待定装置、设备或系统发射的某给定电磁骚扰电平。

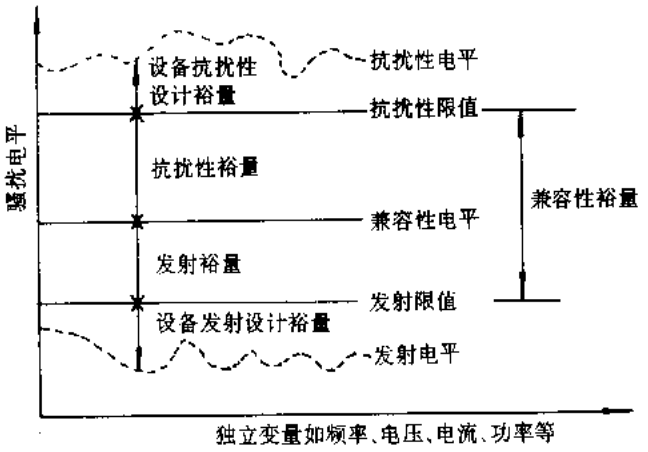


图 4.3-1

发射裕量:电磁兼容电平与发射限值的比值。

抗扰裕量:抗扰性限值与电磁兼容电平的比值。

兼容性裕量:抗扰性限值与发射限值的比值。

2. 传播特性

电磁噪声的传播方式,可分为传导发射(CE)与辐射发射(RE)两大类。

传导发射主要是通过电源线、信号线、控制线或其它金属体传播的电磁噪声。从广义上讲,传导发射还包括不同设备、不同电路使用地线或公共电源线所产生的共阻抗耦合。

辐射发射是指从空间进行的传播。可以包括静电耦合、磁场耦合以及电磁耦合。辐射发射主要涉及线与线、机壳与机壳、天线与天线之间的耦合或三者之间的交叉耦合;此外还包括场与线、天线、机壳之间的耦合。

3. 干扰接收器的抗干扰性能

干扰接收器受到干扰后会产生性能降级,甚至会全部损坏。表征抗干扰性能的指标在标准上是抗扰性或敏感性。干扰接收器根据研究层次不同可以是系统、分系统、设备、印制电路板和各种元器件。主要研究干扰接收器对电磁骚扰的响应以及如何提高其抗扰性。但值得注意的是,某些干扰接收器同时也是电磁骚扰源,如计算机、通信、广播接收机等。

为了对干扰接收器的抗扰性给予科学的评价,在 IEC1000—4 提出的抗扰性判据为:

(a) 在规定的限值内正常工作。

(b) 暂时的降级或功能损失,但能自行恢复。

(c) 暂时的降级或功能损失,需操作人员介入或系统复位方能恢复。

(d) 降级或功能损失,原因是设备(或元件)或软件损坏或数据丢失。

4. 测量设备与测量方法

由于电磁兼容问题的复杂性,因而在理论研究的同时,测量方法却占有突出的重要位置。而贯彻执行有关标准,进行产品的电磁兼容认证,唯一的衡量标准就是测试数据。

天线是电磁兼容测量的重要部件。对其特性,无论是理论研究还是产品设计都有许多工作要做。电磁兼容测量天线的最主要指标是天线系数。如何保证出厂时天线系数的尽量小的改变,注意保持天线的几何尺寸与结构是使用中特别值得注意的事项。

在测量工作中,对于测量场地或者提供被测设备放置的试验环境要求是很高的,应给以足

够的重视。目前各国普遍采用开阔场、电波暗室、长线横电磁波小室(TEM CELL)、吉赫横电磁波小室(GTEM CELL)、混响室、屏蔽室、Strip－Line 以及最近推出的 S－Line、G－Strip 等。这里需要指出的是，开阔场是 EMC 测试标准中明确规定的标准试验场地，具有法律仲裁地位。电波暗室和屏蔽室等只能做为替换场地。开阔场作为标准试验场地投资少，但对客观环境的要求很高，容易受天气、季节、杂散电磁波以及工厂、建筑物等各方面的影响。实际上除测试场地外，绝大多数场地也都有相应的国际标准或国家标准、国家军用标准给以规定。若对场地问题注意不够，测量数据的准确性将无从谈起。

另外，电磁发射与电磁抗扰性测量常常带有较大的不确定性。为此，国际无线电干扰特别委员会，给出了 80%/80%准则，用于根据抽样检验的结果来判定该批产品是否合格。目前这一准则在我国一些检测单位有些忽视，因为往往只测一、二个样品便下结论。80%/80%准则的理论基础是建立在非中心 t 分布的计量抽样之上的，其意义是“在电磁骚扰检验中，以 80%的置信度判定该批中 80%产品的电磁发射满足限值要求”。该准则用下式判定：

$$\bar{E}+KS_n \leqslant L$$

式中 $\bar{E}$——n 个样本测量结果的平均值；

S_n——n 个样本测量结果的样本标准差；

L——限值；

K——接受限界系数，$K=f(n,a,P)$

80%/80%准则系数 K 的值如表 4.3-1 所列。

表 4.3-1 80%/80%准则系数 K 的值

n	3	4	5	7	10	12	15	20	25	35
K	2.04	1.69	1.51	1.35	1.24	1.20	1.17	1.12	1.09	1.06

三、质量监督

目前，无论是国外，还是国内，电磁兼容 EMC 标准，大部分都是国家强制性标准，必须认真贯彻执行。

《中华人民共和国产品质量法》第二章第八条明确规定：“可能危及人体健康，人身、财产安全的工业产品，必须符合保障人体健康，人身、财产安全的国家标准、行业标准；未制定国家标准、行业标准的，必须符合保障人体健康，人身、财产安全的要求。”该法第五章第三十七条还规定：“生产不符合保障人体健康，人身、财产安全的国家标准、行业标准的产品的，责令停止生产，没收违法生产的产品和违法所得，并处违法所得一倍以上五倍以下的罚款，可以吊销营业执照；构成犯罪的，依法追究刑事责任。”可见，凡在市场流通领域检查出不符合 EMC 国家标准的电气产品，有关执法部门，可依据产品质量法进行查处。

1. 我国市场上电气产品的 EMC 性能现状

目前，我国市场上一些电气产品的 EMC 性能现状如何呢？

(1) 家用电器产品

1987 年，广州家用电器检测站对国产吸尘器、电吹风、电水壶、洗衣机、电冰箱、电饭煲、电熨斗及类似器具，如电子调光器、电扇多功能控制器、安全猫等 10 种 45 台样品进行检测，合格的仅有 11 台，合格率为 24%。

1990年又对国产的吸尘器、电吹风、缝纫机电机、电动剃须刀、电水壶、洗衣机、电冰箱、电饭煲、电熨斗、电烤箱、灯具调光器、吊扇调速器、控温式电热毯等13种家用电器56个型号85台样品进行试验，合格的有21个型号34台样品，合格率为40%。

最近，我所也在家用电器产品的EMC领域作了一些调研，发现有些进口产品或是国内合资、独资企业生产的产品，在销往有EMC要求的国家和地区，如欧美国家，则安装使用抑制电磁干扰的网络或元件，而销往国内市场往往不安装这些网络或元件，因为我国市场尚未管制。

(2) 信息技术设备

1995年，国家技术监督局组织对11种常见品牌的国内电脑学习机产品进行了监督抽查，在EMC指标上一次合格率为零，即都不符合行业标准SJ/T10360，均为不合格产品。

今年6月我所在电子工业部有关部门协助下，对北京市场经销的12种国内外VCD影碟机进行了市场抽查，在电磁兼容EMC指标上有10个品牌机不合格，占抽查的83%；若加上安全指标，全部为不合格品，没有一个品牌VCD影碟机合格。看来问题是十分严重的。

(3) 机动车辆EMC情况

为了使汽车的三大公害之一，即车辆点火系统干扰得到有效抑制，1992年国家颁布了GB14023—92《车辆、机动船和由火花点火发动机驱动的装置的无线电干扰特性的测量方法及允许值》，1993年底实施。本着贯彻国际标准，促进国内汽车产业技术进步和汽车工业健康发展，1994年4月至11月对由火花点火发动机驱动的国产车及进口车进行了干扰摸底测试和试验工作，在147个汽车生产企业，装有38种发动机的203辆各种型号的车辆测试结果表明，产品定型检验合格率为24.63%，成批生产检验合格率为44.33%。随着电子技术在汽车上应用不断扩大，电子部件已占汽车成本的30%，汽车抗电磁干扰的能力就表现尤为突出，关系到汽车安全性，因此对汽车干扰性检测至关重要。

2. 电子系统的EMC问题

至于电力系统部门设备操作运行一直被认为是重要的干扰源，尤其是输变电设备，比如输电线路的导线电晕放电、高压开关的操作、线路故障及其造成的地电位升高、雷击后产生的冲击电流和电压，以及高电压、大电流设备周围的电场、磁场等，这些现象容易对电磁敏感设备产生干扰影响。随着电力系统的容量增大和电网的复杂化，电力系统自身的通信、控制和监测愈来愈多地采用微电子技术设备和分层分布式综合自动化装置，又有许多直接安装在高压设备上或支架上，所以面临着更为突出的电磁兼容问题。

当然，在医疗、航天等系统方面，EMC问题也很突出。可见，加强对EMC的质量监督工作十分必要的。

3. 开展EMC质量监督中的对策与建议

针对当前电磁兼容存在的问题和现状，建议国家有关部门加强对电磁兼容工作的统一管理和宏观指导，尽快制定出相应的法规，净化电磁环境，逐步完善我国的电磁兼容有关标准。对已颁布的电磁兼容标准加大宣贯和实施监督的力度的同时，采取积极稳妥的态度和分阶段分批的办法，在条件成熟的领域，如对电子信息产品、照明器具和家用电器等开展EMC认证，以便尽快与国际接轨和保护我国的外贸利益。

为实现上述目标，首先我们期望和建议国家有关部门加强电磁兼容工作的宣传力度，以科普读物或刊物的形式向社会广泛宣传电磁兼容的有关知识和国内外的EMC标准的制定和执行情况。尤其是对新制定的国标应及时地向厂商进行宣贯，使其了解电磁兼容在其产品设计中

的重要性，促使设计人员在产品设计时优先考虑可能会出现的 EMC 问题及由此可能引起的电气安全问题，并在产品定型前把 EMC 列入试验要求，避免由于产品未能通过 EMC 的试验而导致对产品进行反复修改的损失。

其次，应进一步加强和完善现有的 EMC 的测试实验室。由于我国的 EMC 工作开展较迟，检测环境和设备投资很高，无论企业和检测机构均无法依靠自身的能力完成相关的技术改造，致使目前我国的 EMC 检测水平大大落后于国际水平，包括基本检测设备陈旧落后，缺乏与国际标准相适应的测试设备，原有专业人才的流失等，检测机构不能进行有效的监督状况，建议国家有关部门通过协调，尽快在现有的检测机构中选择有基础、有能力的单位，加大扶持。一方面使其在检测能力上尽快赶上世界先进水平；另一方面委托其在现有的基础上开展对产品的 ECM 市场监督，以期引起生产企业、销售商对 EMC 性能的高度重视，采取相应的措施，逐步达到国际水平，为我国产品大量进入国际市场提供技术支持。

摘自《北京计量技术》季刊，1998 年第 1 期

4.4 打印机的电磁兼容性分析与设计

深圳广华电子公司(518067) 才子军 朱世宁

1996年1月1日起,欧共体正式实施EMC指令,要求进入欧共体统一市场的电器、电子产品必须遵守EMC指令,符合有关EMC标准要求。对于满足EMC标准要求的产品,准许其贴"CE"标志,可在欧共体统一市场上销售;否则将限制或禁止该产品在市场上流通。EMC指令的实施对我国出口欧共体各成员国的电子、电器设备的销售受到极大影响,因此对这些产品进行EMC设计势在必行。通过对深圳蛇口广华公司所开发和生产的微型及特种打印机的EMC设计,得到了针对打印机这种设备EMC设计的一些经验和看法。下面就针对打印机的ESD和噪声、辐射干扰发射防护设计这两点与大家一起探讨。

一、打印机的静电放电(ESD)防护设计

对产品ESD测试已经成为对产品进行EMS测试标准中最主要的一项,直接决定产品是否能通过EMC测试。IEC1000—4—2和EN50082—1都对有关产品的ESD测试和标准做了详细的规定,所以对产品的静电放电防护设计已经成为产品EMC设计中的重要组成部分。

打印机电路感应的ESD效应应分为三级:硬损坏、软破坏和瞬间失常。硬损坏是对硬件造成实质性的损坏;软损坏影响系统操作,但不会改变其物理结构(如程序进入死区);瞬间失常为不造成损坏,但可以被人感知。对打印机来说,瞬间失常是可以经受的。

打印机作为信息设备,针对静电放电耦合到电子线路的三种方式(直接传导、电容耦合和电感耦合),其防ESD设计主要集中在对构成打印机的敏感电气元件的保护设计上。设计主要采用下述方法:隔离导体,阻止放电;为放电电流提供替换通路,使其旁路;屏蔽电路,以阻止由放电产生的电场进入;保护电路,以阻止由放电产生的磁场进入。

为了消除ESD,设计时首先就是阻止放电电流直接流过敏感电路,这可以通过隔离电路或为放电电流提供替换通路来实现。金属屏幕是进行ESD防护设计中常采用的方法。实际情况由于打印机与外部连接的通信电缆、电源线的引入和控制开关的存在,导致了金属屏蔽盒的不完整性和电气的不连续性。当静电放电发生时,由于接地引线电感,导致金属盒电势上升,电路的电势也同时上升,放电电流通过金属板与电路形成的分布耦合电容流经电路,从而对电路造成损害。因此对ESD所设计的屏蔽必须尽可能保证其完整性和电气的连续性。对电路暴露在外部的金属元件必须接地,从而将放电电流引入到地。电路与金属屏蔽盒的连接应单点连接,防止放电电流通过控制电路。ESD保护接地应在ESD电流通过的地方采用低阻抗的多点接地,在ESD电流不经过的地方实行单点接地。搭接阻抗应尽量减小,在电路与屏蔽盒连接点应尽可能与屏蔽盒的接地点接近。

由于打印机与外部(如计算机)连接的通信电缆的存在,ESD放电电流将导致在打印机控制电路与计算机直接存在极大的电位差,放电电流将被引入到计算机内,从而造成对其干扰。而且此情况是可逆的,对计算机的静电放电也会通过接口电缆而传输到打印机对打印机数字

控制电路造成干扰，所以对打印机的接口和与外部设备的通信电缆必须进行必要的设计。

接口防 ESD 设计包括如下几方面。

(1) 使用屏幕通信电缆 目的是将两根电路的屏幕盒连接成一体，从而使 ESD 电流不经过电路而经过屏蔽层引入到地。因此对电缆屏蔽层与电路的搭接就是十分重要的，应尽可能实现低阻抗连接。

(2) 在电缆上加共模扼流圈 在此处作用是把 ESD 引起的瞬态放电电压加在此扼流圈上，而不是加在与电缆连接的另一端设备的电路上。

(3) 470 pF 的旁路电容和箝位二级管可放置在接口输入引线上 这可使瞬态电流旁路到地，对这些器件的要求是对 ESD 的响应时间一定要快(常小于纳秒级)，且应不影响系统的正常工作。

(4) 旁路器件接地 旁路器件的接地应为独立的 I/O 地，以免将地电流引入到电路地而引起地干扰。

(5) 连接点的位置 电路板与金属屏蔽体的连接点要选在通信电缆与电路的接口处。

对于由于 ESD 引起的打印机工作的软损坏，可从软件上进行 ESD 的防护设计。针对打印机的软件故障原因，大多是由于 ESD 的干扰导致了微处理器中内寄存器内容发生变化，并可能导致程序指令中部分存储器内容发生变化，结果使程序进入死循环或程序异常中止。

防止程序进入死循环有效的方法是设计一个定时器，在定时器溢出时产生系统复位。软件设计时应定期清除定时器，以保证正常工作时系统不发生复位。如选用 MCH—11A0 单片机，其具有 COPWATCHDOG 功能，在使用 8 Hz 的晶振，最大溢出周期可为 1.707 s。软件设计时在小于 1.707 s 内应定期清除 COP 定时器，以防止发生 COP 溢出复位，即先向 COPRST 寄存器写入 $55，再向 COPRST 写入 $AA。

二、打印机的噪声、辐射干扰及其防护设计

1. 打印机数字控制电路的噪声干扰

打印机的控制核心主要是数字逻辑电路。由于集成电路数字逻辑门具有很高的开关速度及内部连接引线电感，会使其成为严重的干扰源。从频域角度分析数字电路的干扰，可以得出，方波的谐波含量是无限的，谐波能量含量主要集中在带宽 $BW=1/\pi t_r$(t_r 为上升时间)之内。在带宽之外，谐波幅度将以 40dB/10 倍频程衰减。几种逻辑族单个门的典型特性如表 4.4-1 所列。

表 4.4-1 几种逻辑族单个门的典型特性

逻辑族	典型输出翻转电压/V	上升/下降时间/ns	带宽 $1/\pi t_r$ /MHz	允许的最大电压降/V	输入电容/pF	直流噪声容限/mV	噪声抗扰度/%
ECL	0.8	2/2	160	0.2	3	100	12
TTL	3.4	10	32	0.5	5	400	12
LSTTL	3.4	10/6	40	0.25	6	300	9
CMOS(5V)	5	90/100	3		5	1 000	20
HSXCOS(5V)	5	10	32	2	5	1 000	20

在数字电路中主要内部干扰源有：接地总线噪声、电源总线噪声、传输线发射和串扰。为减

少内部噪声源产生的干扰，所有的数字逻辑系统必须设计成低电感接地系统和在每个逻辑门附近加充电源(电容)。

(1) 对瞬态地电流的抑制

瞬态地电流是内部噪声电压及传导发射、辐射发射的初始源。为减少来自瞬态地电流的噪声，必须减少接地阻抗。电感与导线的长度成正比，因此对载有瞬态大电流的、起决定作用的导线长度尽可能缩短，如时钟导线、电源线、打印机头驱动线或总线驱动线。

(2) 对电源噪声抑制

电源系统的噪声可通过正确使用去耦电容来控制。对不同的集成电路来说，选用电容的类型、电容量都直接影响到该电容的有效性，而且去耦电容对控制来自电源瞬变电流发射仍然是很重要的。

去耦电容必须供给高频(10～200 MHz)电流和供给集成电路翻转时所需的全部电流。电容器的最小值为

$$C = \frac{dIdt}{dV} \tag{1}$$

式中，dV 为在 dt 时间出现 dI 瞬变电流时所引起的电源中瞬变电压降。

因为所有的电容都具有串联电感，此电感与电容器的结构有关，包括电容器的引线电感及电容器到集成电路端子的外部引线电感。由于电容器与电感的组合，电容器在某些频率点上会自谐振。串联 LC 电路的谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2}$$

电感量相同的电容器其电容量较大时，则谐振频率降低，因此不应采用比所需的电容值大的电容器；而如果电容器太小，则该电容器将无法供给集成电路瞬变电流所需足够的电荷储量，造成集成电路上额外的压降。选择去耦电容存在最佳值的选择问题，通常通过对打印机控制集成电路逻辑芯片电源和地噪声电压的多次测量比较来确定电容值。此电容与逻辑器件应就近安装，这对于减小引线电感和抑制其对外辐射是重要的。

2. 打印机数字控制电路的辐射干扰及控制设计

对于打印机数字电路的辐射干扰发射控制，要从抑制其共模辐射和差模辐射两个角度出发。

(1) 差模辐射

差模辐射是由于电流流过电路中的导线回路造成的，这些回路相当于正在工作的小天线向空间辐射磁场。集成电路差模辐射用小环型天线来比拟，设电流为 I，面积为 S 的小环，在自由空间为 r 的远场，测得其电场 E 为

$$E = 131.6 \times 10^{-16} f^2 SI\sin\theta / r \tag{3}$$

式中：E 为电场(V/m)；f 为频率(Hz)；S 为面积(m^2)；I 为电流(A)；r 为距离(m)；θ 为测量天线与辐射平面的夹角(°)。

对于周长小于四分之一波长的小环，环上电流处处同相位，式(3)场强计算值是精确的；对于大环只是近似。针对打印机数字控制电路结构特性和对其辐射发射的有关测试标准规定，可以只考虑小环特性的差模辐射。

数字电路采用方波工作，实际波形为梯形。对梯形波电流进行傅里叶级数变换，可得 n 次

谐波电流幅值为

$$I_n = 2dI\frac{\sin(n\pi d)}{n\pi d}\cdot\frac{\sin(n\pi t_r/T)}{n\pi t_r/T} \tag{4}$$

式中：I 为波的峰峰值；d 为占空系数；T 为周期；t_r 为上升时间；n 为谐波次数。

若电路环路由幅度恒定的电流来激励，则式(3)中的频率平方项表明辐射将以 40dB/10 倍频程的速度增加。式(3)和式(4)联立后结果为：当频率低于 $1/\pi t_r$ 时，辐射发射以 20dB/10 倍频程递增；当频率大于或等于 $1/\pi t_r$ 时，辐射发射的大小保持不变。由以上分析可知：为了减少数字电路差模辐时，需要降低其电流信号的频率、幅值，减少电流环路的面积、增加信号的上升/下降时间。

根据表 4.4-1 中可知，TTL 逻辑门响应时间快，上升/下降时间为 10/10 ns，带宽为 32 MHz，其直流噪声容限为 400 mV；而 CMOS 逻辑门上升/下降时间为 90/100 ns，响应时间较 TTL 慢，带宽为 3 MHz，直流噪声容限为 1 V。这不仅辐射干扰带宽比 TTL 小，而且抗干扰能力也比 TTL 弱，所以在选择逻辑器件的时候，在响应时间速度满足的情况下，以选 CMOS 器件为先。但由于制造工艺的原因，各逻辑器件的上升/下降时间与典型逻辑门的上升/下降时间不完全一致，因此选用时应慎重考虑。如在对广华公司所生产的 TPUPTE40S 打印机采用 74HS175(上升时间为 6 ns)驱动打印机机头快速走纸线圈电路而导致在 174 MHz 频率附近出现很强的辐射干扰后，改用 74 LS175(上升时间为 20 ns)代替 74HS175，从而大大降低了辐射干扰发射值。

(2) 打印机的共模干扰及其抑制

共模干扰是由于数字逻辑系统中的电压降造成的。该电压降使系统中某些部分处在高电位的共模电压，当外部电缆与系统连接时，则外接电缆在共模电压的作用下被激励，形成辐射电场的天线。

共模辐射来自系统中的电缆，辐射频率由共模电压(通常指对地电压)决定，共模辐射可用电压(对地电压)激励的短(长度小于 λ/4 波长)单极天线来模拟。对于接地平面上长度为 l 的短单级天线来说，在远场 r 处测量的电场强度幅值由式(5)所定。式(5)表明辐射强度与频率、天线长度及流经天线的共模电流的幅度成正比。限制共模电流、减小天线长度是降低共模辐射的基本方法。

$$E = \frac{4\pi\times10^{-7}fIl\sin\theta}{r} \tag{5}$$

式中：E 为电场(V/m)；f 为频率(Hz)；I 为电缆中的共模电流(A)；l 为天线长度(m)；r 为测试距离(m)。

式(5)中频率项呈现 20dB/10 倍频程的增长趋势。如果电缆由恒定电流激励，那么由傅里叶级数结合式(4)可得到的最终结果：在基频 f_1 小于 $1/\pi t_r$ 时，频谱平坦；当基频大到 $1/\pi t_r$ 的频率点以后，频谱以 20dB/10 倍频程的速率下降。所以共模辐射主要出现在低于 $1/\pi t_r$ 频率点以下频率段的问题。

同控制差模辐射一样，为减少共模辐射，需要增大其上升/下降时间，即降低其信号频率。控制共模电流是抑制干扰辐射值的关键，可通过激励天线电压，提供与电缆串联的高共模阻抗，将电缆屏蔽等方法加以解决，电缆去耦和屏蔽都需要一个无噪声的地，这是降低共模电压减少共模电流的关键。因此在电路设计中，应防止将数字逻辑地噪声污染干扰到接口电缆地，

即只允许 I/O 线的去耦电容和外部电缆的屏蔽层与 I/O 地连接。I/O 地必须对外部地实现低阻抗连接，常采用电源线中的安全接线地。

(3) 打印机头电路防电磁辐射干扰的设计

打印机工作时大多为低电压、大电流的工作方式。针式打印机机头大多组件是电磁螺线管，为感性负载。工作时电路中有大的瞬态电压产生。热敏打印机机头工作特性为大电流的工作方式，如热敏机头 LPT5347。当热敏机头发热元件同时工作时，电路中通过的最大电流为 10.6 A。由于驱动机头工作的数字逻辑电路器件的开关速度影响了机头工作电流的上升/下降时间，因而打印机机头电路可能是构成打印机电磁辐射干扰的重要干扰源。

针式打印机机头电路为开关感性负载工作电路。当开关断开时，线圈随磁场的消失而产生的瞬态电压为 $-1(dI/dT)$，这个反电动势在微秒数量级可达到供电电压的数倍或数十倍。然后，按电感、分布电容和线路电阻所确定的速率衰减。衰减的电压(或电流)信号是上升/下降时间极短、重复频率很高的脉冲信号。当电路对这类 EMI 信号的抑制能力很差时，这些 EMI 信号就会叠加到供电电源上，经共有电源和电路中存在的电磁耦合途径，传输到其它电路上，影响电路的正常运行。此干扰信号经空间辐射出去，形成强的辐射干扰，可见开关感性负载电路是一个很强的电磁干扰源，必须对其进行瞬态抑制设计。

抑制方式主要是降低电压(或电流)值，延长其衰减时间。常用方法有并接电阻、稳压二极管电路、RC 电路等。在使用稳压二极管箝位时，要考虑其响应时间，以保证设计的有效性。

(4) 电磁层蔽设计

当经过以上 EMC 设计后，仍未达到所要求的电磁干扰辐射限制时，屏蔽就成为提高系统电磁兼容性能力和抑制空间传播电磁干扰的重要措施。

电磁屏蔽是用屏蔽体阻止高频电磁场在空间传播的一种措施。屏蔽效能的大小与电磁波的性质或阻挡层的自身特点有关。对于非导电壳体的打印机可采用薄膜屏幕，即用金、银、铝等金属用真空沉积、阴极溅射、喷涂等技术把导电层粘附在非导电体上，形成一层在电气上连续的导电薄膜。

对打印机的屏蔽设计按照所需求的屏蔽效能和屏蔽体的结构形式，以实心型屏蔽的屏蔽效能至少大于设计所需求的屏蔽性能 20 dB 为原则，来决定影响屏蔽性能的诸因素，如屏蔽材料的选择、屏蔽体壁厚及屏蔽体完整性设计等等。同时，也应从获得最佳的费效比进行权衡，以得最佳方案。

摘自《电子计算机与外部设备》双月刊，1998 年第 4 期

4.5 浅谈半导体器件静电损伤及防护措施

广州电子部第五研究所（510610） 钟伦燕

一、前 言

静电现象是非常普遍的，静电的产生有三种方式：容性带电、感性带电和摩擦带电。半导体器体本身特性决定了其容易受到静电的损伤，半导体器件在制造、存储、运输以及装配过程中，由于仪器、设备、材料和操作者自身都可能产生静电电荷积累，操作时会引发静电放电现象，通常会造成半导体器件失效。美国每年生产的集成电路废品价值在50亿美元以上，其中大部分是由于静电放电(ESD)造成的。据统计，全世界集成电路行业因静电损伤造成的损失已达100亿美元。

二、静电放电损伤

1. 静电放电失效敏感电压

半导体器件静电放电失效敏感电压就是器件抗过电应力的能力，也称为静电放电敏感度(ESDS)。静电的特点是高电位、小电量，静电一旦碰到器件敏感部位，就可能在瞬间释放大量能量，其峰值电流可达10 A以上，导致器件损伤甚至失效。静电放电引起的半导体器件损伤，既有突发性损伤，也有潜在性损伤，从统计来看绝大多数是潜在性的。使器件立即失效(电路短路、开路、无功能、参数不符合要求)的约为10%，而90%的器件则是引入潜在性损伤。静电放电的能量未达到使器件完全失效的能量时，半导体器件遭损伤后，电参数有些变化，但仍符合规定要求，它减弱了器件抗过电应力的能力，在试验、使用现场容易出现早期失效。静电放电失效敏感电压取决于器件种类，同时与设计的电路以及生产厂家也有关系。常用的半导体器件静电放电失效的敏感电压见表4.5-1。

表4.5-1 常用的半导体器件静电放电失效的敏感电压

器件类型	失效敏感电压/V	器件类型	失效敏感电压/V
GaAs MESFET	<100	肖特基TTL	300～1 500
MOSFET	100～300	双极型晶体管	380～7 000
JFET	140～700	ECL电路	500～1 000
CMOS IC	250～2 000	SCR(可控硅)	680～1 000
VMOS IC	30～1 800	EPROM	<100

2. 静电放电模型

静电放电有四种模型：人体模型、带电器件模型、场感应模型、传输线模型。

(1) 人体模型

人体对地的电容约为10～200 pF，人体带静电能量可达20～30 mJ，放电时间为几微秒，

最高峰值电压可达 15～20 kV，峰值放电电流达到数十安培。人体模型引起的器件失效大部分属于严重静电损伤。

(2) 带电器件模型

半导体器件获得的电荷大多集中在表面上，如氧化层、管脚等部分，这些电荷既可以是固定电荷也可以是移动电荷。当相邻金属线条间距离很小且边沿有毛刺时，会引起静电放电，使器件内部金属条熔化，导致器件失效。

(3) 场感应模型

MOSFET、MESFET 等器件处于强带电体附近时，其栅极可感应出较高电压，当场感应电压足够高时，会使此类器件的栅-源、栅-漏间发生击穿，使器件失效。

(4) 传输线模型

传输线网络可获得很高的峰值电压，在器件与网络匹配的情况下，器件上的电压可跃变为最大，当此峰值电压足够高时也可使器件失效。

3. 静电放电对 CMOS 电路的损伤

在所有的半导体器件中，MOS 电路尤其是 CMOS 电路最容易受到静电的损伤，主要原因是 CMOS 电路的输入阻抗高。静电放电对 CMOS 电路损伤可分为三种类型：电流型损伤、电压型损伤、热电迁徙损伤。

(1) 电流型损伤

静电放电电流脉冲大，放电回路串联电阻小，使 CMOS 电路内部产生的焦耳热密度大，电路局部温度极高，导致金属连线及 pn 结烧毁。

(2) 电压型损伤

与功率型损伤相比，电压型损伤的静电放电电流脉冲能量低，然而由于 CMOS 电路保护网络时间响应差，瞬时电压使电路绝缘介质击穿和 pn 结击穿，导致器件失效。

(3) 热电迁徙损伤

静电放电使得 CMOS 保护网络端口处的铝离子在强场热电作用下沿着 $Si\text{-}SiO_2$ 界面横向迁移，形成导电通道，使器件失效。

CMOS 电路受静电放电影响，产生的失效主要有：栅穿或二氧化硅性能退化、热电迁徙造成 pn 结短路、pn 结性能退化以及二氧化硅在台阶处击穿、铝条被熔融。

三、静电损伤防护措施

静电损伤是一种偶然事件，不能通过老练等筛选方法加以剔除，只能在制造、运输、使用时注意防范静电加以消除。当前为克服静电放电对半导体器件的损伤，主要采取如下措施。

1. 提高器件抗静电干扰能力

提高半导体器件本身抗静电的能力是减少或消除静电放电损伤的最重要措施，对于 MOS 器件和 GaAs FET 器件可在输入端加上防静电放电损伤的保护网络。

MOS 电路输入端的保护网络有：(a)二极管保护(图 4.5-1)。利用二极管的反向特性，使静电压箝位并泄放静电能。(b)扩散电阻-二极管保护(图 4.5-2)。扩散电阻和它寄生的 pn 结二极管构成分布电阻-二级管网络，它对静电放电脉冲产生指数衰减。(c)薄栅 MOS 管-栅调制器件(图 4.5-3)。利用漏极表面击穿(栅调制 pn 结击穿)特性箝位静电势和泄放电能。(d)厚氧 MOS 管-场反型器件(图 4.5-4)。利用厚氧 MOS 管的开启电压(场反型电压)作为箝位电压。

(e)源-漏穿通器件(图 4.5-5)。利用源-漏穿通电压作保护。

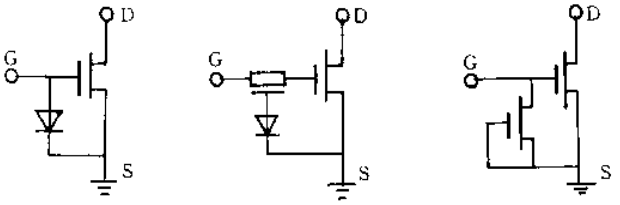


图 4.5-1　　图 4.5-2　　图 4.5 3

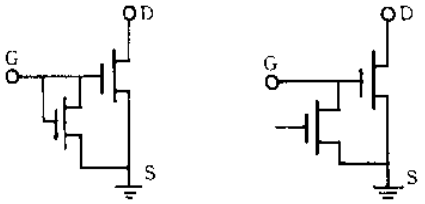


图 4.5-4　　图 4.5 5

GaAs FET 电路可采用类似 MOS 电路的保护网络,作输入保护网络。

此外,对于 MOSFET、VDMOSFET、GaAs MESFET 器件,提高器件栅的总宽度可进一步增强器件抗静电放电的能力;对于硅微波低噪声晶体管可通过提高 BV_{eb}击穿电压,增加发射极周长和面积以及 eb 结构来提高器件的抗静电损伤能力。

2. 建立无静电的工作环境

半导体器件在制造和使用的工作环境中,应尽可能消除一切可能的静电源(避免静电),或者使静电尽快消失(消除静电)。

在半导体器件制造时,要求生产人员、设备操作人员进入静电放电(ESD)保护区前要吹淋,ESD 保护区要随时检测温度、湿度、静电电压,仪器设备接地要良好,保护区应埋设专用地线,接地电阻应小于 10 Ω。装配静电敏感器件也应在 ESD 保护区内进行,各种仪器、设备和电烙铁等焊接设备要良好接地,并且应当将所有接地线接于同一点,操作者人体使用接地的肘带、踝带、腕带(为了安全,肘带、踝带、腕带应通过 1MΩ 电阻接地)。无论是制造还是装配工作室,都应铺设静电导电型地板或地板垫(表面导电率为 10^5~10^9 Ω/cm²),与导电地板配合使用的椅子,它与地板接触的腿和座位表面都应是静电导电的,工作室相对湿度要适当。必要时可在工作室安装空气电离器,不断地向非导电物品输送正、负离子流,用以中和物体上的静电荷。操作人员不能穿化纤工作服和绝缘的鞋子,工作服材料以木棉最好,纯棉次之。

3. 器件在包装、运输和储存过程中采取周密的防静电措施

避免使用会产生静电的材料制作半导体器件的各种容器、包装材料、工作台垫,应使用半导电的塑料及橡皮制作。包装时,器件不要堆放、相互间不接触。不要随意拆除半导体器件的导电包装或抗静电的包装,使用前不要把器件从包装盒内取出,拆除包装时应在不带静电的情况下进行,拆除后应放入屏蔽的导电盒内存放。用手接触对静电极敏感的器件时,只能接触管壳,避免接触引脚。

运输过程中，要求所有器件装入包装盒内，不要让包装材料、器件之间发生摩擦。极敏感器件最好用金属铝箔把引线短路，包装应用金属盒或半导电塑料盒等导电容器，包装箱上应根据标准打印防静电符号，应清楚注明是静电放电敏感器件。

器件在储存中，环境应保持一定的湿度和温度，比较合适的储存温度为 5～30℃，相对湿度为 30%～60%。

四、结束语

静电对电路损伤既有突发性损伤，又有潜在性损伤。静电损伤既可以在制造时产生，也可能在销售和使用时产生。突发性使用前可以通过筛选来剔除，而潜在性损伤无法通过筛选剔除，在受到静电潜在性损伤后，损伤强度会积累，积累到一定程度，才会使器件失效，在失效发生前很难发现器件受到损伤。要真正消除静电对器件产生损伤，除了良好的设计外，制造、销售、使用三个环节都必须做好防静电工作；否则，不能保证半导体器件在现场使用中的最终抗静电可靠性。

摘自《电子产品可靠性与环境试验》双月刊，1998 年第 3 期

4.6 单片机抗干扰新方法

煤炭科学研究总院太原分院（030006）
韩 炬 柯 进 王一民 金 江

一、引 言

工业现场存在着各种严重的电噪声等干扰，这对单片机的运行是一大威胁。因此，抗干扰能力及运行可靠性的问题倍受人们关注。目前，对此普遍采用的解决措施是使用看门狗Watchdog。不过，这种Watchdog仍留给人们很大的缺憾，最突出的一点就是它对干扰的反应太迟缓。众所周知，Watchdog实际上是一个可重复触发的单稳态电路，它是通过在其单稳状态下有无"喂狗"信号（重复触发它）来判断是否存在干扰的，因此如果发生干扰，它要等到单稳态结束时才能发现。这样一来，从发生干扰到发现干扰也许会经历很长的一段时间，而在此期间内单片机可能已执行了很多不为人们所希望的异常指令。比如，以X25043/45的最小定时时间200 ms为例，如果假设单片机每执行一条指令的平均时间为2 μs，那么，当Watchdog发现干扰时，单片机可能已执行了10万条异常指令。显然，这足以造成运行状态、数据等的严重破坏，而且，其破坏程度可能会使干扰处理工作（程序）都无能为力。

正因为这样，人们才一直期盼着能有一种及时发现干扰的有效方法。因为这是一个很明显的道理：只有及时发现，才能及时处理，才能保证单片机的可靠运行。那么，现在的问题是有没有这样的方法呢？回答是肯定的，有！下面以8031单片机为例来说明这一方法。

二、基本思路

从对程序跑飞（脱轨）的机理进行分析中可以看出：程序计数器指针PC错位是造成跑飞的根本原因。从所周知，8031的指令是由一个字节的指令码和若干字节的操作数（除单字节指令外）组成的，在每执行一条指令之前，8031首先从程序存储器中读取指令码，随后再读 取操作数。在正常运行中，这些操作与程序存储器中指令码及操作数的存放位置一一对应。因此，程序能够顺利运行。但当干扰使PC错位时，这种一一对应的关系就会发生混乱，这时8031可能会把某一指令的操作数误认为是指令码而执行，由此形成的异常指令使程序跑飞。比如，因PC错位使8031误把ANL A，#73H（5473H）中的操作数73H当作指令码，那么，8031就会错误地执行一个JMP @A+DPTR（73H）指令，使程序异常转移去执行一些不应当执行或不可预见的指令。也许人们自然会想到，如果单片机能够自动识别出指令码和操作数，那么，造成这一混乱的干扰不就可以被及时发现吗？确实如此！但可惜的是8031自身不具备这样的自动识别能力。不过，通过其外部硬件电路完全可以实现。本文所述的方法正是基于这一思路。

三、原理及实现

要想自动识别指令码和操作数，首先必须使它们具有可供识别的标志。显然，以它们本身

的内容作为这一标志是行不通的，必须采取一些辅助措施。我们所采取的措施是设置一个与程序存储器相对应的辅助存储器，我们把它称为“程序映像存储器”，简称“映像存储器”。映像存储器与程序存储器并行工作，其存储单元一一对应，映像存储器中保存着程序存储器对应单元中的内容的属性(指令码或操作数的标志以及其他信息)。当8031从程序存储器中读取指令码或操作数时，映像存储器同时提供相应的属性，这样就给自动识别创造了必要的条件。比如：

指令	程序存储器内容	映像存储器内容
⋮	⋮	⋮
MOV R1,20H	A920	05FF
MOV A,@R1	E7	07
ANL A,#0FH	540F	07FF
MOV B,#3	75F003	05FFFF
MUL AB	A4	01
MOVX @DPTR,A	F0	07
INC DPTR	A3	05
⋮	⋮	⋮

这里，我们用FF标志所有的操作数，而指令码的属性分别是07、05和01。之所以这里使用“属性”而不直接使用“标志”这个词，是因为它不仅仅表示了标志信息(对于指令码，位7～位3为0；而操作数则为FF)，而且还表示了指令的“长度”信息(对指令码属性而言)，即：指令取指及执行周期中$\overline{PSEN}$信号的出现次数(由位2～位0这三个二进制位表示，表示形式采用$\overline{PSEN}$次数－1的补码)。对8031来说，若以$\overline{PSEN}$的出现次数来对指令分类的话，仅有三种：

(1) 2个$\overline{PSEN}$指令：所有单周期指令及MOVX指令。

(2) 4个$\overline{PSEN}$指令：除MOVX之外所有2周期指令。

(3) 8个$\overline{PSEN}$指令：4周期指令MUL和DIV。

它们的属性依次用07、05和01表示。

有了“长度”信息，就可以在程序运行中对各个指令的出现时刻进行定位，即指令码的读取时刻，这里简称为取指时刻。仍以上面的程序段为例，若当前指令是MOV R1,20H(“长度”信息：05，即4个$\overline{PSEN}$)，那么，下一指令的取指时刻就发生在当前取指时刻后的第4个$\overline{PSEN}$上；接在后面的指令是MOV A,@R1(“长度”信息：07，即2个$\overline{PSEN}$)，它又确定了再下一条指令的取指时刻发生在它的取指时刻之后的第2个$\overline{PSEN}$上……以此类推。需要注意一点，这种定位是动态进行的，就像接力一样，每个指令只对下一条指令进行定位，但它并不理会那个指令的“长度”如何、执行什么动作、是否发生转移等。因此，这种动态定位方式不仅满足顺序执行的要求，也满足转移或中断过程的要求。比如，尽管MOV R1,20H确定出它的下一条指令的取指时刻，但它并不理会这个指令是什么、在什么地方，它不管这个指令是MOV A,@R1(见上面的程序段)还是某个中断入口指令(当发生中断时)，不管什么，这种动态定位关系始终能够维持下去。

有了对各指令的定位之后，就可以准确地在每个指令的取指时刻对其相应的标志(含在属性中)进行检验。很明显，在正常运行情况下其属性必定是07、05或01，但当干扰使PC错位时，对应的属性可能是FF。因此，只要在取指时刻发现属性为FF就可以立即断定受到干扰。

根据这一原理实现的具体电路如图4.6-1所示。其中，U1为程序存储器，U2为映像存储器，U3是可预置计数器。运行中，U2向U3提供属性的“长度”信息并在取指时刻预置到U3

中，随后 U3 对$\overline{PSEN}$进行计数，直到回零为止，此后的$\overline{PSEN}$就是下一指令的取指时刻。在取指时刻上，除对 U3 进行预置外，U2 同时向触发器 U4 提供属性中的标志信息。若属性是 07、05 或 01，则触发器不动作；但若是 FF，则触发器立刻通过三极管 V1 输出一个低电平脉冲，它经反向后复位单片机，请求进行干扰处理。

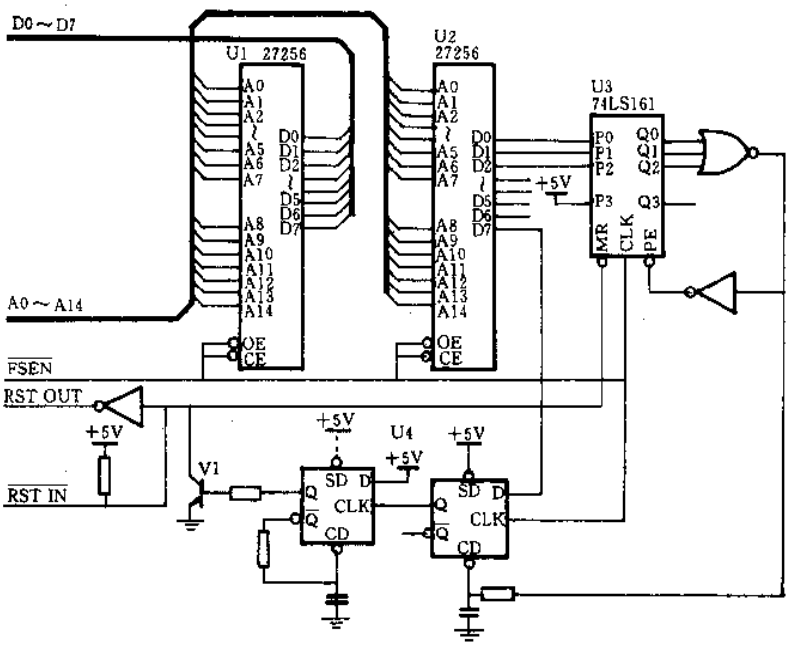


图 4.6-1 电路图

四、结束语

很明显，在干扰的诊断速度方面，本文所述的方法是常规 Watchdog 所无法比拟的，其反应可以用“立即”一词来描述，这就是它明显的优越性。正因为如此，干扰造成的破坏就能被控制在最小的程度，干扰的处理以及正常运行状态的恢复工作也会变得容易，因而能够更有效地提高单片机运行可靠性。不过，正像 Wagchdog 依然存在产生死机的可能性一样，这种方法也不是十全十美的，它也可能会出现漏诊情况。比如，PC 错位刚巧指向程序中的一个正常指令等。这些不足之处还需要通过其他软件抗干扰措施来加以弥补，比如将程序小型模块化并对进入模块者进行合法身份检查，等等。

尽管这一方法比 Watchdog 更具有优越性，但其电路结构要比 Watchdog 复杂许多，这也许是它的应用及推广的一个最大障碍。对此，我们将该电路做成为一个$(4.5\times5)cm^2$的小模块，上端留有插接程序存储器及映像存储器芯片的位置(以便应用程序编程后插入)，下端留有插接到单片机应用板中程序存储器位置上的插接脚，这样，使用时只要把写好的程序存储器及映像存储器(芯片)插入模块中，再将模块插在单片机应用板的程序存储器位置上并接上复位线即可。采用这样的结构能够便于它的使用，尤其适合于对现有或原有的 8031 单片机应用系统的改造，以满足它们提高运行可靠性的要求。

摘自《微计算机信息》双月刊，1998 年第 5 期

4.7 工控软件的抗干扰设计

石家庄陆军参谋学院基础部(050084) 牛洪涛

计算机系统在工业现场使用时,大量的干扰源虽不能造成硬件系统的损坏,但常常使计算机系统不能正常运行,致使控制失灵,造成重大事故。计算机系统的抗干扰不可能完全依靠硬件解决,因此软件抗干扰问题的研究愈来愈引起人们的重视。

一、工控软件的结构特点及干扰途径

在不同的工业控制系统中,工控软件虽然完成的功能不同,但就其结构来说,一般具有如下特点。

(1) 实时性:工业控制系统中有些事件的发生具有随机性,要求工控软件能够及时地处理随机事件。

(2) 周期性:工控软件在完成系统的初始化工作后,随之进入主程序循环。在执行主程序过程中,如有中断申请,则在执行完相应的中断服务程序后,继续主程序循环。

(3) 相关性:工控软件由多个任务模块组成,各模块配合工作,相互关联、相互依存。

(4) 人为性:工控软件允许操作人员干预系统的运行,调整系统的工作参数。

在理想情况下,工控软件可以正常执行。但在工业现场环境的干扰下,工控软件的周期性、相关性及实时性受到破坏,程序无法正常执行,导致工业控制系统的失控。其表现形式如下。

(1) 程序计数器 PC 值发生变化,破坏了程序的正常运行。PC 值被干扰后的数据是随机的,因此引起程序执行混乱,在 PC 值的错误引导下,程序执行一系列毫无意义的指令,最后常常进入一个毫无意义的"死循环"中,使系统失去控制。

(2) 输入/输出接口状态受到干扰,破坏了工控软件的相关性和周期性,造成系统资源被某个任务模块独占,使系统发生"死锁"。

(3) 数据采集误差加大。干扰侵入系统的前向通道,叠加在信号上,导致数据采集误差加大。特别是当前向通道的传感器接口是小电压信号输入时,此现象更加严重。

(4) RAM 数据区受到干扰发生变化。根据干扰窜入渠道、受干扰数据性质的不同,系统受损坏的状况不同,有的造成数值误差,有的使控制失灵,有的改变程序状态,有的改变某些部件(如定时器/计数器、串行口等)的工作状态等。笔者在研制电力远程抄表系统时就曾遇到因现场强电磁干扰而造成 RAM 数据经常性被破坏的情况。

(5) 控制状态失灵。在工业控制系统中,控制状态的输出常常是依据某些条件状态的输入和条件状态的逻辑处理结果而定。在这些环节中,由于干扰的侵入,会造成条件状态错误,致使输出控制误差加大,甚至控制失常。

二、程序运行失常的软件对策

系统受到干扰侵害致使 PC 值改变,造成程序运行失常。对于程序运行失常的软件对策主

要是发现失常状态后及时引导系统恢复原始状态。

1. 设置监视跟踪定时器

使用定时中断来监视程序运行状态。定时器的定时时间稍大于主程序正常运行1个循环的时间，在主程序运行过程中执行1次定时器时间常数刷新操作。这样，只要程序正常运行，定时器不会出现定时中断。而当程序运行失常，不能及时刷新定时器时间常数而导致定时中断时，利用定时中断服务程序将系统复位。在8031应用系统中作为软件抗干扰的一个事例，具体做法如下。

(1) 使用8155的定时器所产生的"溢出"信号作为8031的外部中断源INT1。用555定时器作为8155中定时器的外部时钟输入；

(2) 8155定时器的定时值稍大于主程序的正常循环时间；

(3) 在主程序中，每循环1次，对8155定时器的定时常数进行刷新；

(4) 在主控程序开始处，对硬件复位还是定时中断产生的自动恢复进行分类判断处理。

2. 设置软件陷阱

当PC失控，造成程序"乱飞"而不断进入非程序区，只要在非程序区设置拦截措施，使程序进入陷阱，然后强迫使程序进入初始状态。例如Z80指令系统中数据FFH正好对应为重新启动指令RST 56，该指令使程序自动转入0038H入口地址。因此，Z80 CPU构成的应用系统中，只要将所有非程序区全部置成FFH用以拦截失控程序，并在0038H处设置转移指令，使程序转至抗干扰处理程序。

三、系统"死锁"的软件对策

在工业控制系统中，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CPU之间采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，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。其具体步骤如下。

(1) 根据不同的输入/输出外设对时间的要求，分配相应的最大正常的输入/输出时间。

(2) 在每一输入/输出的任务模块中，加入相应超时判断程序。这样，当干扰破坏了接口状态造成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，保证整个软件的周期性不受影响，从而避免"死锁"情况的发生。

四、数据采集误差的软件对策

根据数据受干扰性质及干扰后果的不同，采取的软件对策各不相同，没有固定的模式。对于实时数据采集系统，为了消除传感器通道中的干扰信号，在硬件措施上常采取有源或无源RLC网络，构成模拟滤波器对信号实现频率滤波。同样，运用CPU的运算、控制功能也可以实现频率滤波，完成模拟滤波器类似的功能，这就是数字滤波。随着计算机运算速度的提高，数字滤波在实时数据采集系统中的应用将愈来愈广。

在一般数据采集系统中，可以采用一些简单的数值、逻辑运算处理来达到滤波的效果。下面介绍几种常用的方法。

1. 算术平均值法

对于一点数据连续采样多次，计算其算术平均值，以其平均值作为该点采样结果。这种方法可以减少系统的随机干扰对采集结果的影响。一般 3～5 次平均即可。

2. 比较取舍法

当控制系统测量结果的个别数据存在偏差时，为了剔除个别错误数据，可采用比较取舍法，即对每个采样点连续采样几次，根据所采数据的变化规律，确定取舍，从而剔除偏差数据。例如，“采三取二”，即对每个采样点连续采样 3 次，取 2 次相同的数据为采样结果。

3. 中值法

根据干扰造成采样数据偏大或偏小的情况，对 1 个采样点连续采集多个信号，并对这些采样值进行比较，取中值作为该点的采样结果。

4. 一阶递推数字滤波法

这种方法是利用软件完成 RC 低通滤波器的算法，实现用软件方法代替硬件 RC 滤波器。一阶递推数字滤波公式为：

$$Y_n = QX_n + (1 - Q)Y_{n-1}$$

式中 Q——数字滤波器时间常数；

X_n——第 n 采样时的滤波器输入；

Y_n——第 n 次采样时的滤波器输出。

采用软件滤波器对消除数据采集中的误差可以获得满意的效果。但应注意，选取何种方法应根据信号的变化规律选择。

五、RAM 数据出错的软件对策

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。根据数据被冲毁的程度，一般可分为三类：(1)整个 RAM 数据被冲毁；(2)RAM 中某片数据被冲毁；(3)个别数据被冲毁。

在工业控制系统中，RAM 的大部分内容是为了进行分析、比较而临时存放的，不允许丢失的数据只占极少部分。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间被破坏，最多只引起系统的一个很短时间的波动，很快能自动恢复正常。因此，在工控软件中，只要注意对少数不允许丢失数据的保护，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，但查错的可信度高；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。具体做法如下。

(1) 将 RAM 工作区重要区域的始端和尾端各设置 1 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。冗余数据表的一般设计原则是：(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栈区，减少由于操作错误造成堆栈被数据冲毁的可能。

上述对 RAM 区域的恢复处理方法，在不同的应用系统中应根据具体情况进行取舍。

六、控制状态失常的软件对策

在条件控制系统中，人们关注的问题是能否确保正常的控制状态。如果干扰进入系统，会影响各种控制条件、造成控制输出失误。为了确保系统完全，可以采取下述软件抗干扰措施。

1. 软件冗余

对于条件控制系统，将控制条件的1次采样、处理控制输出，改为循环采样、处理控制输出。这种方法具有良好的抗偶然因素干扰作用。

2. 设置当前输出状态寄存单元

当干扰侵入输出通道造成输出状态破坏时，系统可以及时查询当前输出状态寄存单元的输出状态信息，及时纠正错误的输出状态。

3. 设置自检程序

在计算机系统内的特定部位或某些内存单元设状态标志，在运行中不断循环测试，以保证系统中信息存储、传输、运算的高可靠性。

在设计工控软件的过程中只要采取相应的抗干扰措施，就可获得较好的抗干扰效果。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可靠性。

参考文献

1 猪濑博(日). 计算机系统的高可靠性技术. 北京：国防工业出版社，1995

2 周明德. 微型计算机硬件软件及其应用. 北京：清华大学出版社，1988

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第6期

4.8 微机监控系统的抗干扰措施

沈阳工业大学电气系（110023） 殷光伟

一、引 言

随着微机应用技术的推广，工业现场大量使用微机监控系统。由于控制系统中功率部分的功率越来越大，频率越来越高，而控制部分的元、器件容量与阈值越来越低，给微机监控系统带来很多由电磁干扰造成的问题，使其不能正常工作。因此，在系统设计开始时，就应将各种可能的干扰考虑到，采取相应的抗干扰措施，即对系统采取电磁兼容性设计，以消除或减少干扰，使其能在其所处的电磁环境中正常工作。

微机监控系统的干扰一般可分为三种，即来自电源的干扰、来自传输信道的干扰和来自空间的辐射干扰。其中来自空间的辐射干扰不太突出，而且可用良好的屏蔽和正确的接地方法，以及采取必要的软硬件滤波加以解决。因此，在对微机系统进行电磁兼容设计时，应着重从电源和传输信道两个方面加以考虑，采取必要的措施抑制干扰。

二、电源干扰的抑制措施

在工业现场上，微机通常没有专线供电，而是由市电供电。市电网络的干扰因素很多，如减幅振荡、浪涌脉冲、电压负偏、瞬时断电及停电等都会经电源窜入瞬变干扰，引起误动作。实践经验表明，在微机因外部干扰引起的故障中，80%以上是因电源干扰产生的。其中尖峰和减幅振荡是主要干扰成分，其次是正负偏压和短时断电。因此，提高供电系统的质量是非常重要的。

1. 交流措施

(1) 在交流电源的输入端串联一个电源滤波器，可以有效地抑制高频干扰的侵入。交流滤波的一般方法是用 LC 构成的各种低通滤波器。

(2) 在某些电网电压变动范围较大的场合，在电源的交流侧采用交流稳压器比较有利，即交流电源先经交流稳压器再到电源变压器，采用交流稳压器可衰减暂态冲击，幅度波动和电压脉冲。可采用净化电源做为交流稳压器。

(3) 为减少从交流电网引入电源变压器初级的高频干扰信号，可在电源变压器的初级和次级之间加静电屏蔽层。为了把系统和工业电网隔离开，消除因公共地电阻引起的耦合，减少负载波动的影响，可在电源变压器和低通滤波器之前增加一个隔离变压器，同时，隔离变压器的初级和次级之间也加静电屏蔽层。

(4) 采用频谱均衡法原理制成的干扰抑制器，可以把干扰的瞬变能量转换成多种频率能量，达到均衡的目的。干扰抑制器的明显优点是抗电网瞬变干扰能力强。

(5) 在电源线之间及电源线对地之间分别装设浪涌吸收器，可以避免电源线对地的浪涌电压可能造成对设备绝缘的击穿。可采用半导体式浪涌吸收器。

2. 直流措施

(1) 采用直流稳压电源可以进一步抑制来自交流电网的干扰，而且还可以抑制由于负载变化造成的电路直流工作电压的波动。采用利用反激变换器的开关稳压电源，利用变换器的储能作用，可在反激时，把输入的干扰信号抑制掉。

(2) 在微机系统运行过程中，电网电压会出现低压或突然停电现象。为保护系统中的数据和控制对象免遭破坏，可在系统电源的输入端接入备用的不间断电源；也可在 CPU 板中 RAM 电路采用掉电保护或选用 E^2PROM 取代 RAM。

(3) 采用对电网干扰的"反馈"抑制措施，即在干扰通道加强抑制的基础上，利用直流电源监视器对微机系统的直流电源工作情况进行监视，一旦电源上有尖峰干扰或电压降落，则立即通知计算机，微机随即进入"自保护"状态，即 CPU 不工作。存储器内容由备用电池保护待干扰过后，电源监视器再通知计算机恢复干扰前的工作状态。在工业控制中，被控对象变化不很快，而电网干扰是微秒级的，故利用电源监视器对控制对象不会产生不良影响，而 CPU 的工作不受电网干扰产生紊乱，存储器的内容也不会被破坏，因而对工业微机控制而言，这是一种行之有效的方法。

(4) 在微机系统没有单独电源供电的情况下，可采用两个独立的稳压电源分别向微机和外部电路供电；也可采用分散独立的稳压块，分别对各部分电路进行供电，这样可减少公共阻抗的相互耦合和公共电源的相互耦合，提高供电的可靠性。

(5) 在供电系统配线方面，应使电源引线尽量短且粗，避免公共线，以降低共阻抗耦合，保证线路压降在允许的范围内。尽量采用扭绞线，抑制电磁感应干扰。各种馈线要分开走，像交流线、直流线、逻辑信号线和模拟信号线、非稳压的直流线、灯泡、继电器等感性负载驱动线均应分开。

三、传输信道的干扰抑制措施

传输信道的主要干扰有：杂散电磁场通过感应和幅射方式进入信道的干扰(包括多路传输线之间的串扰)；由于地阻抗耦合、漏电流等因素产生的干扰，这类干扰叠加在信号上，被称为加性干扰。如果干扰同时作用在两根信号往返线上，而且幅值相同，这种干扰称为共模干扰。共模干扰在两根对地阻抗平衡的信号往返线上相互抵消，不会产生加性干扰，但实质上两线之间总要存在不平衡阻抗，共模干扰就能转变为加性干扰。由传输线的衰减、时延和阻抗失配等因素引起的反射干扰和码间干扰，将使信号畸变，这类干扰称为乘性干扰。

如果传输信道的长度在千米以内，则加传输模块就能满足抗干扰要求。如果传输信道的长度超过千米以上，比如 2～3 km，则除了加传输模块以外，还要采取其它抗干扰措施。一般来讲，为了增强信号正确传输和接收能力，应该从传输过程中信号接收两个方面采取措施抑制干扰。

1. 传输过程干扰的抑制措施

(1) 对于距离较长的传输，通常选用屏蔽线或电缆即可抑制由杂散电磁场通过电磁感应和静电感应进入传输线的干扰。双芯屏蔽线中的两根导线如果是绞合的双绞线，抗干扰能力要比普通的双芯屏蔽线强得多，绞合节距越短越好。

对于长距离的传输线，可选用屏蔽电缆，也可选用同轴电缆，但后者不适用于要求平衡传输的系统。

(2) 传输线的走线要尽可能选离其它电气线路，特别是强电线路更要注意远离和不平行架设。通常使信号线与功率线分开走线，电力电缆则须单独走线；不同类型的线应分别装入不同的电缆管或电缆槽里，并尽量使其有最大可能的空间；信号线应尽量靠近地线或者用地线包围它。

(3) 屏蔽线或电缆的屏蔽层，工作时都要接地，以便抑制静电感应干扰。而且屏蔽层的接地要与系统一端浮地的结构形式配合，才能取得更好的抗干扰效果。

(4) 采用平衡电路和平衡传输结构是抑制共模干扰的有力措施。采用传输组件与平衡传输结构相配合，抗共模干扰的能力就更强。

使用数字传输组件时要注意与传输线特性阻抗的匹配问题。

一般长线驱动器与接收器适用于驱动特性阻抗为 50～150 Ω 的同轴电缆或双绞线。传输线的特性阻抗太高，抑制干扰的能力差；特性阻抗太低，则传输功耗增大。特别要注意的是，一般接收器的输入阻抗要比传输线的特性阻抗大得多。因此，使用时要设法使二者匹配，而且最好在发送与接收两端都匹配，至少也应在接收端匹配。阻抗匹配的常用方法主要有：终端并联阻抗匹配；终端并联隔直流阻抗匹配；终端接钳位二极管，始端串联阻抗匹配等。

(5) 地电位隔离也是常用的抗干扰方法。微机信号的模数转换(A/D)，数模转换(D/A)以及微机数字量输入、输出通道采用地电位隔离，可以切断传输接口内外线之间的电气连接，从而减弱如漏抗、地阻抗耦合等传导性干扰的影响。常用的隔离器件主要有：隔离变压器、光耦装置、断电器、高频或射频扼流圈、场效应继电器、中间存储器等，将光纤通信与光耦器件配合使用，效果更为理想。

(6) 为了抑制传输线中的干扰，还可采用各种线路滤波器。在传输系统中较多使用的滤波器，是由普通电容器和电感器组成的低通、带通等各种反射滤波器。此外，还可采用铁氧体磁珠和穿心电容器，或将二者结合使用，抑制高频噪声效果更好。在平衡线路中，采用共模扼流圈滤波电路，有很好的抗共模干扰作用。

2. 信号接收干扰的抑制措施

在信号接收端所采取的干扰抑制措施，主要是指软件设计。软件抗干扰是行之有效的抗干扰措施之一。由于经济和技术等因素，干扰不可能通过硬件措施完全消除掉，在信号数据进入计算机正式使用之前，经过软件抗干扰会取得更好的抗干扰效果。软件抗干扰通常是采用数字滤波方法，在微机监控系统中，比较常用的数字滤波方法如下。

(1) 最小二乘滤波可滤除正态分布的零均值随机干扰。本法是对某一值连采数次，取其平均值作为本次测量值。

(2) 滤波系数法可消除一些瞬间干扰。本法是把上次采样值作为基础，加上或减去二次采样值，从而得到本次采样滤波后的数值。

(3) 加权滤波法速度较快，实时性强，适用于快速系统。本法是将前几次采样滤波后的数据和本次采样滤波前的数据各按一定的百分比计算后叠加而得本次采样滤波后的数值。

(4) 中位值滤波法对去除脉冲性噪声比较有效。这种方法是对某被测参数，连续采三次以上的值，取其不大不小的中位值作为该参数的这一次的测量值。

(5) RC 低通数字滤波法是仿照模拟系统的 RC 低通滤波器的方法，用数字形式实现低通滤波。其计算公式如下：

$$Y(k) = (1 - \alpha)Y(k - 1) + \alpha X(k)$$

其中X(k)为第K次采样时滤波器输入值，Y(k)为第K次采样时滤波器输出值，Y(k－1)为第(k－1)次采样时滤波输出值。$\alpha=1-e^{-T/\tau}$称为滤波平滑系数，τ为数字滤波器的时间常数，T是采样周期。

(6) 滑动平均滤波法可削弱瞬态干扰的影响，对频繁振荡的干扰抑制能力强。此法是每采样一次就与最近的N－1次的历史采样值相加，然后用N去除，商就当作当前值。

四、结束语

以上从电源、传输信道等方面叙述了微机监控系统所采取的抗干扰措施，在对系统进行电磁兼容设计时，根据现场的不同情况，有针对性地采取上述措施，则系统将具有很强的抗干扰性能。

参考文献

1 韩刚，徐万玉. 工业控制装置的抗干扰技术. 北京：中国铁道出版社，1984

2 张松春，赵秀芬等. 电子控制设备抗干扰技术及其应用. 北京：机械工业出版社，1989

3 张捍东，刘丽萍等. 微机控制系统的抗干扰设计. 冶金自动化，1996(6)

4 王平，李艾励等. 微机控制系统的抗干扰措施. 电测与仪表，1990(6)

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第5期

4.9 微机控制过程通道的抗干扰措施

南京林业大学(210037) 王水良

一、引 言

随着微机性能价格比的不断提高，越来越多的工矿企业在技术改造时直接采用微机进行工业控制，显示出了种种优越性。但由于工业生产现场的干扰一般都比较严重，而微机的输入、输出信号通道(简称过程通道)大多敷设在这样的场合，一旦现场干扰从过程通道进入微机将会严重影响微机控制系统运行的稳定性和可靠性。因而防止干扰从过程通道进入计算机是系统设计、安装调试、运行过程中不可忽视的问题。我们经过多项工程实践，分别从硬件和软件两方面采取了多种抗干扰措施，收到了满意的效果。

二、干扰形成分析

工业生产现场中普遍存在着高电压、大电流的电力电线，各种大功率电器设备，交流接地系统，空间无线电波，雷电等干扰源。它们产生的高压电场、交变磁场以及地电流等极易在微机过程通道中产生干扰，干扰在过程通道中的形成主要通过静电耦合、磁场耦合、共阻抗耦合方式进行。

1. 静电耦合方式

如果信号通道靠近高压回路及其装置敷设，那么在高压电场的作用下，将有电流通过高压电线和信号线之间的分布电容，再经过接地电容或接地系统至地，这一电流会在信号线上产生附加的干扰电压 V_{ni}。V_{ni}可由下式计算。

$$V_{ni} = j\omega C_m V_{ng} Z_i \tag{1}$$

式中 C_m——干扰源与信号线间的分布电容；

Z_i——信号回路输入阻抗；

ω、V_{ng}——干扰源频率、电压。

2. 磁场耦合方式

在大功率变压器、交流电机、强电流导线等周围，由于大电流的电流波动会产生变化的磁场，交变磁场会在信号回路内产生叠加于信号电压上的感应电势，干扰电压 V_{ni}可由式(2)计算。

$$V_{ni} = j\omega M I_{ng} \tag{2}$$

式中 M——干扰源与信号线间的互感系数；

ω、I_{ng}——干扰源频率、电流。

3. 共阻抗耦合方式

共阻抗耦合发生在两个电路的电流流经一个公共阻抗时，一个电路在该阻抗上的电压降

会影响到另一个电路，在另一个电路中会形成干扰电压信号。工业生产现场的用电设备绝缘不良就会对地产生不稳定的漏电流，或者利用大地作为输电线的电工接地网中也会有较大的电流出现。这时信号线如有两点以上接地，信号回路就会因通过大地构成闭合回路而产生干扰。屏蔽层有两点以上接地，两点之间的电位差就变成了干扰源，反而增加了干扰。

干扰在微机过程通道中形成后，再经过信号线的传导就会进入微机系统。因而微机过程通道的抗干扰应着重在防止干扰的耦合、隔断干扰的传导和干扰形成后的消除上。

三、硬件方面的抗干扰措施

1. 信号线的选择与敷设

从抗干扰的角度来看，信号线的选择主要应从信号本身的类型、信号通道穿越干扰源附近经耦合形成的干扰信号的大小和干扰形成的原因来考虑。我们经过工程实践采用表 4.9-1 方法选择信号线，使用效果较好。

当数字信号是 220 V 等强信号时，它本身也是一种干扰源，其信号线视情况可选用金属屏蔽电缆或采取和其它信号线分开敷设的方式。双绞线可用一般导线扭合起来，其节距越短、抗磁场耦合效果越好。屏蔽绞合线也可用双绞线穿金属管来代替。

电线、电缆采用架空敷设整齐、美观、施工也较为方便。集中的信号线可铺设在带盖的汇线槽内，槽内充填系数一般为 20%～30%，不同类型的信号线在汇线槽内应分类布置，当信号电平相差较大时应用金属隔板把它们分隔开来。零散的信号线可穿金属管架空敷设，充填系数一般不超过 40%，不允许不同类型的信号线穿在同一根金属管内。信号电线、电缆的走向，应尽量远离现场干扰源，以降低它们之间的分布电容 C_m 或互感系数 M，减弱干扰强度。信号线与电力线必须分开，并尽量避免并行敷设，必须平行敷设时应保持有一定的间距，表 4.9-2 列出了平行敷设时的最小间距供参考。

表 4.9-1 信号线的选择

过程通道信号		主要干扰形成原因	
类型	规格	静电耦合	磁场耦合
弱模拟信号(AL)	0～±100mV	截面 1.0mm² 左右的金属屏蔽绞合线	截面 1.0mm² 左右的金属屏蔽绞合线
强模拟信号(AH)	0～50mA ±100mV～±10V	截面 1.0mm² 或 1.5mm² 的金属屏蔽电缆	节距小于 50mm 的双绞线
弱数字信号(DL)	≤30V DC/AC	截面 1.0mm² 或 1.5mm² 的金属屏蔽电缆	节距小于 50mm 的双绞线
强数字信号(DH)	>300V DC/AC	截面 1.0mm² 或 1.5mm² 的一般电缆	截面 1.0mm² 或 1.5mm² 的一般电缆

表 4.9-2 信号线与电力线平行敷设时的最小间距(mm)

敷设方法		铠装或穿管						架装	
平行长度/m		<10	<25	<100	<200	<500	>500	<50	>50
电力线容量	<125V,<10A	>10	>10	>50	>100	>200	>250	>250	>500
	<250V,<50A	10	50	150	200	250	250		
	<400V,<100A	50	100	200	250	250	250		
	<500V,>200A	100	200	250	250	250	250		
	>500V,>200A	>500						>3 000	

2. 屏蔽与接地措施

屏蔽主要有电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁场屏蔽。电场屏蔽主要能消除、减弱静电场与信号线之间的分布电容 C_m,隔断电力线的传播,抑制通过静电感应产生干扰电压。电场屏蔽必须接地才能发挥作用。磁场屏蔽能消除、减弱干扰源与信号线间的互感系数 M,隔断磁力线的传播,抑制通过磁场耦合形成的干扰电压。磁场屏蔽通过选择合适的金属材料实现,其屏蔽体不能有开口或缝隙。而我们平常所说的屏蔽多半指电磁屏蔽,它通过选择合适的材料和正确的接地可实现电场屏蔽和磁场屏蔽两种作用。在输入、输出信号通道中的屏蔽主要是抗静电耦合干扰,但当选择铁质带状的金属屏蔽层时,对抗磁场耦合干扰也有较好的效果。

微机过程通道信号一般为低电平信号,所以屏蔽接地应遵守单点接地的原则,以防通过共阻抗耦合形成干扰。根据抗干扰原理,屏蔽接地应在信号回路接地的同一侧,而信号回路接地点位置一般由仪表类型决定。大多数信号回路(如 DDZ—Ⅲ型仪表的信号公共线)接地点在控制室一侧接地,因而屏蔽接地点也在控制室一侧。但当现场仪表(如接地型热电偶、pH 计、电磁流量计等)已形成信号在现场固有接地时,屏蔽接地位置应放在现场一侧。有时信号在两侧都需要接地时,信号回路内应采取隔离措施,以防地环路形成,这时屏蔽接地可选在任一侧。屏蔽与接地措施的正确落实,可以抑制信号回路中的大部分干扰。

3. 隔离和滤波措施

干扰一旦在过程通道信号回路内形成,为防止它进一步传导进入微机系统,一般在信号通道中都要加入隔离措施。目前微机应用系统中,最广泛使用的隔离方法是采用光电隔离技术。由于发光二极管输入阻抗非常小,而干扰源内阻一般很大,根据式(1)可知能够传送到光电隔离器输入端的干扰信号就变得很小了,削弱了干扰强度。并且光电隔离器的发光二极管只是在通过一定的电流时才能发光,而干扰即使电压较高,由于没有足够的能量,仍不能使发光二极管发光,从而有效地隔断了干扰的进一步传播。

微机控制过程通道中,光电隔离技术应用于微机信号的模数转换(A/D)、数模转换(D/A)以及微机数字量输入、输出通道的隔离中。所以工程上应选用具有光电隔离的输入、输出接口板。我们在多家造纸厂蒸煮车间的计算机控制系统中选用了北京计算机配件五厂生产的 MS 系列计算机接口板,其抗干扰效果较好。

在信号进入 A/D 转换之前,信号通道中的高频干扰成份可通过接入一个 RC 无源低通滤波器剔除。常用的 RC 无源滤波器有两种,即"T"形和双"T"型滤波器。"T"型滤波器滤波范围较宽,而双"T"型滤波的特性近似于工频谐振特性,属专一特性滤波器。它们都能较好地滤掉高频干扰成份。对于频率很低的干扰信号,可通过软件对它们进行数字滤波。

四、软件数字滤波

由于经济和技术等因素，干扰不可能通过硬件措施完全消除掉，在信号数据进入计算机正式使用之前，经过适当的数字滤波会取得更好的抗干扰效果。数字滤波尤其适用于硬件滤波难于消除的低频干扰和周期性波动干扰的场合。

1. 消除偶然脉冲干扰的滤波

消除偶然脉冲干扰可采用限幅滤波法或中位值滤波法。限幅滤波法是用当前采样值 y(n) 和上一次采样值 y(n−1)进行比较，若差值超过最大可能的变化范围，则当前采样值无效，仍取上一次采样值。差值的最大变化范围可用参数的最大变化率和采样周期的乘积决定。

中位值滤波法是对被测参数连续采样 m 次(m≥3)，并按大小顺序排列，从首尾各舍掉1/3个大数和小数，再将剩余的1/3个大小居中的数据进行算术平均，作为本次采样的有效数据进入计算机。

2. 消除低频干扰的滤波

极低频干扰经常会突破硬件的抗干扰措施进入微机系统，对此我们常采用一段程序来模拟 RC 滤波器，其计算公式如下：

$$y(n) = ax(n) + (1 - a)y(n - 1) \tag{3}$$

式中 x(n)——第 n 次采样时滤波器输入值；

y(n)——第 n 次采样时滤波器输出值；

y(n−1)——第(n−1)次采样时滤波器输出值；

a——滤波系数，$a = T_s/(T_s + T_f)$(T_s 是采样周期，T_f 是滤波器的时间常数，它依据低频干扰信号的频率来选定)。

3. 消除周期性干扰的滤波

周期性干扰的消除通常采用递推平均滤波法，它是始终取最新的 m 个输入信号的平均值作为滤波器的输出，其递推计算公式如下：

$$y(n) = y(n - 1) + [x(n) - y(n - m)]/m \tag{4}$$

当对象的纯滞后较大时，可采用加权递推平均滤波算法，越接近现时刻的数据其权也取得越大。

上述几种数字滤波方法若需要共同采用时，应注意使用先后顺序，一般先消除偶然脉冲干扰，再进行其它滤波算法。

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998 年第 3 期

4.10 如何提高单片机 PLC 的抗干扰性能

四川涪陵市塑料彩印厂（648000） 龙晓波

众所周知，投入生产现场运行的微机系统抗干扰能力是决定其可靠性的非常重要的因素。笔者在设计、调试由 89CXX 系列单片机为主构成的 PLC 系统时，遇到了各种干扰问题。在参考众多软硬件抗干扰方法的基础上，结合自己的实践，设计了一种新的抗干扰方法。这就是将笔者在本刊 1994 年第 2 期发表的《如何利用单片机完成 PLC 功能》一文中所介绍的方法（即利用布尔空间处理 PLC 梯形图程序，建立间隔扫描方式处理众多时间继电器计时方法），与 89CXX 单片机的“睡眠”功能相结合，形成抗干扰能力强的新方法。以下着重从系统软件的角度加以介绍。

一、硬件设计

从硬件角度讲，与 MCS—51 系列单片机指令完全兼容的新一代 89CXX 系列机，比要在片外加 74LS373EPROM 才能相当的 8031—2 单片机抗干扰性能强，而与 87C51—2 单片机性能相当，但功耗更小；程序修改直接用 +5 V 或 +12 V 电源擦除，更显方便；而且其工作电压放宽至 2.7～6 V，因而受电压波动的影响更小。故 89CXX 系列单片机是构造 PLC 中心的更理想的选择。具有抗干扰性能的主电源构造见图 4.10-1。其它方面的硬件抗干扰方法与许多资料介绍的相似，这里不详述。

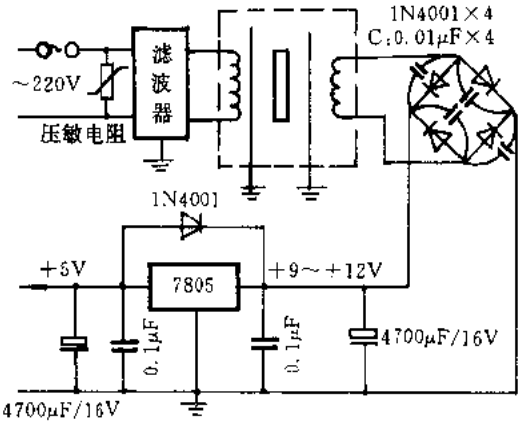


图 4.10-1 主电源构造图

在尽力采取了硬件抗干扰的各种措施后，我们认为完成 PLC 功能的软件抗干扰的最佳办法之一就是使 CPU 采用所谓“间隔扫描”的工作方式，即将完成 PLC 功能的 CPU 按常规的循回扫描工作方式，改为 CPU 每完成一次“采样输入—主程序处理—输出”的完整过程后，便进入“睡眠”状态，待中断响应“唤醒”CPU，进行又一次“采样输入—主程序处理—输出”的过程。

显然，以 89CXX 系列单片机为中心构成的 PLC，究竟是按照循回扫描的工作方式工作还

是按照间隔扫描的工作方式工作，取决于每完成一次扫描后，是立即重复进行扫描，还是停顿一下，再重复进行扫描。在设计上，若充分考虑了停顿的后果，两种工作方式是可以等价的。

为使间隔扫描的“间隔”一致，便于系统程序的统一处理，将要唤醒 CPU 进入工作状态的中断信号定为在一般微机系统里必备的计时器 CT_0/CT_1 的计时溢出所产生的中断信号（以下围绕 CT_0 叙述，CT_1 同理可推）。这样，所谓间隔扫描的工作方式便具体为：每次计时器计时溢出引起中断响应，唤醒 CPU 进入相应中断响应子程序，完成“计时器赋初值—各时间继电器计时—键盘及显示处理—采样输入—PLC 梯型图主程序处理—输出”等过程（见图 4.10-2），随即又进入睡眠状态，只有计时器等在工作。重复这个过程，便是 CPU 在等间隔中进行主程序扫描处理的“间隔扫描”的工作方式。

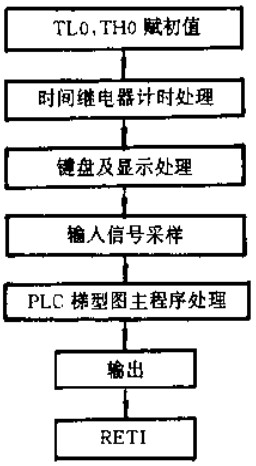


图 4.10-2 CT_0 中断响应子程序流程图

从图 4.10-2 看出，为了计时的精确以及不引起程序处理的混乱，在计时器中断响应时，不能关闭计时器的计时功能（也不能关闭中断），而应当首先对 TL_0、TH_0 赋初值，然后立即进行各时间继电器的计时运算（以保证计时的误差最小），除了对包括自身在内的同级中断屏蔽外，“全方位对外开放”地完成“循回扫描”一次性所完成的扫描工作，也就是使计时器立即从标准起点重新开始计时，在 CT_0 内部 TL_0、TH_0 不断自动增 1 的计时过程中完成图 4.10-2 所示的过程。所以，只有当处理图 4.10-2 的最长时间（设为 T_N）小于计时器从开始计时至溢出的设定基准时间（设为 T_0），才不至于引起系统程序计时等诸方面的混乱。显然，“睡眠”时间长度就是 T_0-T_N。

CPU 在睡眠状态下，可大大提高抗干扰能力，从这个角度讲，睡眠时间越长越好。但是，在实际生产过程中，有些输入信号要求尽快得到相应的输出响应（例如：在轨道上前进的设备运行到某“点”立即刹车的精确定位等），即所谓输出与输入信号响应的即时性。若睡眠时间过长，则降低了 PLC 对外在变化反应的灵敏度，这在精度要求高的产品生产或控制中是不允许的。另外，从对实际计时的精度要求考虑，一次性睡眠时间也不可能是任意的。

如何解决这一对矛盾呢？方法有三。

(1) 对输入输出信号响应的“即时性”要求不是特别高的实时系统，注意对整体程序结构的精简，在保证 $T_0>T_N$ 的条件下，缩短 T_0 值至 0.01 s 左右，按一般输入输出方式，这是可以既满足精度要求，同时又剩有一定“睡眠”时间的，适用于一般程序量较小（如 2 k 左右）、I/O 点在 30 个以内的系统。

(2) 对输入输出信号响应的“即时性”要求高的系统，输入信号的输入采用“中断”响应的方式，而 CT_0 的 T_0 长度可较大地设置。对输入输出信号响应的“即时性”要求高的输入信号采用单独或组合触发，被设为更高一级中断的中断信号如 INT_0、INT_1 等，唤醒 CPU 对此输入信号立即作出相应的处理，然后随即恢复“睡眠”状态。这对于计时精度要求不高（如 0.1 s 或 0.05 s级）的系统适用。

(3) 对于程序量大、计时精度参差不齐的系统，将计时精度高的时间继电器计时与精度较

低的分开处理(如分别采用 CT_0 与 CT_1 计时)。精度高的计时子程序里,纯粹只进行计时运算,因而其子程序特别短小精干,有助于 CPU 迅速处理完毕相应子程序后恢复"睡眠"状态。而计时精度较低的响应子程序与主程序的处理合在一起,与上面(2)所介绍的方法相配合,可以处理程序量很大的主程序,从而提高了抗干扰能力,又不丧失对外在反应的灵敏度。

值得一提的是,当中规模 PLC"即时性"要求高的输入信号多达几十个小时,小心 INT_0、INT_1 中断有效信号是定义为"低电平"还是"电平跳跃"信号,同时注意这些信号"唤醒"了 CPU 对其采样处理后,对这些触发信号的中断"申请"的清除,以防止对同一触发信号的重复中断处理而造成"死循环"。

二、软件设计

图 4.10-3 包含了微机系统在遭受了无法避免的干扰后的系统处理。

"是否全面初始化?"有两个含义:①人为给予某特定信号,按 RST 键,强行使微机系统全面初始化,恢复各个预置值及初始状态等。这在调试和检修设备时特别有用。② 微机上电或受干扰后,PC 从 0000H 开始,转至初始化子程序,CPU 从 RAM(小规模 PLC 是 89CXX 单片机片内 RAM,中规模 PLC 还含片外 RAM 如 6116、6264、28C17 等)取出内容,看初始化时预置的特定标志符是否有全方位变化,从而必须进行相应处理。

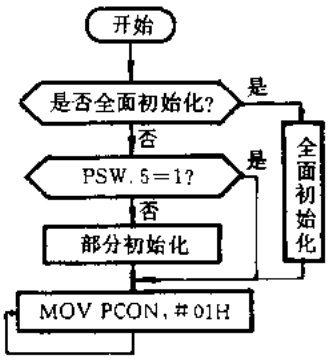


图 4.10-3 初始化及抗干扰校正流程图

"PSW.5=1?"也有两个含义:①若 PSW.5=1,则表明此时系统正处于正常工作状态下但遭受到了干扰,而 PC 指针被捕捉成功,经检查又无具体被破坏的后果。这时可以继续按原状态运作,一般是被顺利导向"睡眠"状态,等待内在或外在中断的唤醒。② PSW.5=0,则可能是手动复位、看门狗电路复位或者上电复位,而当上电复位时必须进行部分初始化。

显然,"全面初始化"的内容主要针对 RAM 内容,一般发生在系统第一次上电或 RAM 内容遭遇大的破坏后的全面修正。它应包含"部分初始化"的大部分内容。"部分初始化"主要针对系统平常上电的状态(一般是在 RAM 有掉电保护的设施下)。具体设计时,要注意它们的衔接。

我们在软件设计中吸收了许多资料介绍的"软件抗干扰方法",融会贯通,有所发展。

(1) 除了对程序在多字节指令前加 NOP 指令、关键指令采用冗余指令外,对整个程序采用模块化设计。它的优点不仅仅在于调试和删改方便,还在于当 CPU 受到干扰后,干扰一般只能对一个或几个模块造成影响,不会出现对非模块结构程序的一贯到底的雪崩式的破坏。若受到干扰的 PC 指针落在"散布"于各子程序模块或者说"镶嵌"在各子程序模块中间的数目不一的"LJMP 0000H"指令集(不妨也简称"LJMP 0000H 模块)中,则 PC 指针立即被"捕捉"回程序起始处。

(2) 为了将受到了干扰而散乱的 PC 指针捕捉回"轨道"正常运行,我们没有像有的资料介绍的那样:在各子程序模块之间镶嵌"LJMP ERR"模块,并将捕捉到的 PC 指针导向专门安排在地址为 ERR 的一段查错/纠错子程序,而是恢复到普遍使用的 LJMP 0000H 指令。因为除

非 ERR 设为 0000H(而一般 0000H 附近是不安排一段子程序的),否则 PC 指针落在连续的 LJMP ERR……模块里的非 LJMP 而是 ERR 上;而 ERR 整地址或后一半的数值若又构成有效指令,有可能导致错上加错的结果。但 LJMP 0000H 模块是不会误导 PC 指针的(0000H 相当于两个 NOP NOP 指令)。所以,我们将查错/纠错子程序,与上电复位、手动复位、"看门狗"复位的处理融为一体,都从 0000H 起始,一齐迈向包含计时器的初始化等在内的"初始化及抗干扰子程序"(见图 4.10-3),待"初始化"及"是否受干扰?"检测处理后将 CPU 导向"睡眠"状态。

(3) 查错子程序的设计如同一般资料介绍的那样,比如:程序初始化时,在 CPU 片内及片外 RAM 的特定位置插入一些出现概率很小的标志符(字或字节)。如果对系统断电后再上电以及 CPU 手动复位当作对正在正常运行的微机系统的一次人为的或外在的大"干扰"的话,那末以后无论"上电复位"、"看门狗复位"还是被"LJMP 0000H"模块捕捉回头的程序运行,CPU 都视为同一原因,按同一模式对待,即一一从 RAM 里取出特定地址处的特定标志符进行一一校对,检查系统是否受到干扰。我们所作的改进是:将 RAM 内容(一般是中规模的 PLC 系统的片外 RAM)按实际情况分区、段布局,在每一个区或段的首、尾插入特定标志符。这样,CPU 便可分清是全部或是部分 RAM 内容被破坏,从而作出相应处理,而不至于 CPU 一发现有 RAM 内容被破坏,便全盘刷新,因为在某些生产过程中,一切从头开始是不允许的。

(4) 纠错子程序的设计思想采用了所谓"模糊"处理方法。除非所有 RAM 或大部分 RAM 内容或对系统起主要作用的 RAM 内容被破坏,CPU 不得不进行"全盘初始化"或停车,待人工处理后再开机外,对小部分 RAM 内容被破坏的情况,可依实际情况进行所谓"模糊"处理,即在不较大影响生产的前提下,将被破坏的 RAM 内容设置为"最可能状况"或"最基本状态"等等。这样,外在看来,生产过程只是稍有扰动,或重复某一(允许重复的)动作,或某动作时间稍有延长等等,并不影响整个生产及产品质量。

三、应用实例

显然,以上方法对模拟量的检测、控制同样适用,例如对温控仪的控制也适用。CPU 对热电偶的信号检测,既可在每次的 CT_0 中断响应子程序里一一进行采样,再进行相应运算处理;也可以通过 A/D 转换器的中断信号线,在其模拟量转换为数字量完毕后,向 89CXX 单片机申请中断,以便"唤醒"CPU 采样处理。在这里,如采用后者方式,则可以提高 PLC 程序的管理效率,缩短处理主程序时间,从而提高系统抗干扰的能力。

顺便提一下,我们知道,随着 I/O 点的增加,输入信号及中间结果的存放等等,必然占用大量 RAM 空间。例如当 RAM 扩至 4 k 时,必须占用 P2.3 信号线。用剩余的 P2.7、P2.6、P2.5、P2.4信号线直接扩展(如接 74LS154 译码器),仅仅可扩 16×8 即 128 个 I/O 点(假设控制 I/O 的集成块为 74LS244 或 74LS273,每一块可控制 8 位输入或输出点)。这对于要完成控制点达 500 个左右的 PLC 规模,显然是不够的。解决的方法很多。据我们的经验,通过 P_1 口分组译码的组合译码控制,无论在逻辑结构上,还是硬件结构上,都是最经纬分明、简捷明了的,因而抗干扰能力相对其它扩展模式也更强。图 4.10-4 所示结构是我们给出的最有代表性的一个实用结构(IC 块的驱动电流问题,请根据实际情况设计),其对片外 RAM 的读写指令如下(其它输入输出指令依此类推)。

MOV P_1,# XXH

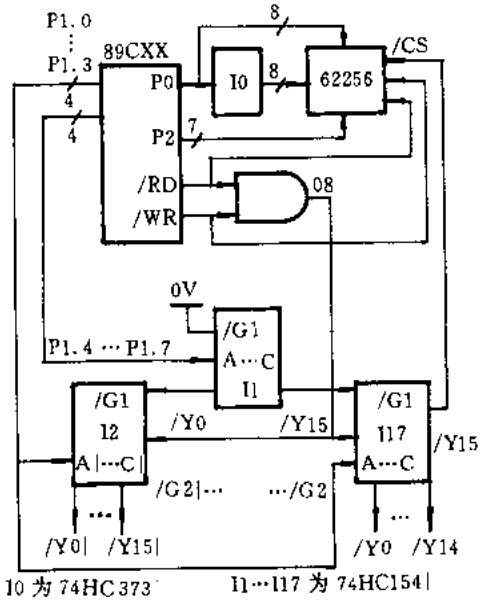


图 4.10-4 应用实例

```
MOV DPTR,# XXXXH
MOVX A,@DPTR;(读 RAM 指令集)
MOV P1,XXH
MOV DPTR,# XXXXH
MOVX @DPTR,A;(写 RAM 指令集)
```

由图 4.10-4 可算出，最大的 I/O 点达 16×16×8 即 2048 点。考虑到目前 89CXX 系列单片机的最大晶振为 24 MHz，而 CPU 为 8 位的字节运算，再加上赋予其它功能(如模拟量的 PID 参数的自整定及 PID 运算，步进电机的行进控制等)，考虑实际控制中与采样及输出信号的硬件的适度匹配，I/O 点在数百点内最为合适。其采样对象既可是数字量，也可是模拟量。对 RAM 存储空间还可依需要而极大地扩展。89C55 的 ROM 空间 20 k 若不够可另外扩展，最大可扩至 64 k。当然，若 I/O 点数不太大，对 P1 口的扩展可依实践而有所改变。

数年来，我们采用以上方法，成功设计了许多套用 MCS－51 及 89CXX 单片机为中心构成的完成 PLC 功能的中小型微机系统，不仅解决了本企业的技改问题，其中两套系统还在全国性的一些行业推广使用。由于这些系统结构紧凑，可靠性高，使用寿命长，维修简单及维修费用低，有关厂家获得了良好的效益。

摘自《电子与自动化》双月刊，1998 年第 2 期

4.11 工业现场数字通信及保护

江西南昌大学自动化工程系(330029) 王飞舟 万小凤

一、工业现场通信概述

近年来,工业网络技术获得迅速发展,不同于以共享资源为主要目的局域网络,它传输信息的最终目的是导致物质或能量的运动,因而要求它能在工业环境中可靠地运行、控制现场的各类设备和生产过程,使工业自动化发挥最佳性能。

最近几年,国际上正广泛地研究称为现场总线(Fieldbus)的专门用于工厂低层设备的全数字通信网络标准,准备用于90年代和下一世纪的计算机测控系统和制造自动化系统,使得低层设备(如传感器、执行器、控制器、记录仪等)连接起来进行通信,并和控制室相接。参与这一标准研制的机构主要有国际电工委员会(IEC)、美国仪表协会(ISA)、电子电气工程师协会(IEEE)、欧洲的尤里卡协会(EEC)等著名组织。1985年举行的Montreal会议开始制订这种通信标准,目标是研制出公认的、统一的Fieldbus国际标准,保证不同厂商产品的兼容性,协调同一网络不同设备的工作。目前,各组织已制定出供评审的物理层标准文本。1990年在伦敦召开了题为"FIELDBUS是90年代的接口标准吗?"的研讨会,链路层和应用层的标准文本正处于制定或评审阶段。

IEC、ISA、IEEE工作组各自提出的性能指标见表4.11-1。从表可看出,3个工作组提出的标准在物理上是趋同的,并且这些标准已在工业中得到应用,如IEEE P1118标准实质是Intel公司于1984年发布的微控制器串行总线(Bitbus)协议。电气接口方面,采用了美国电子工业协会(EIA)于1977年制订的改进型标准RS—423/422,应用中一般使用RS—422(全双工)的变形RS—485(半双工)标准。

表4.11-1 各工作组为Fieldbus制定的性能指标

指 标	IEC TC65	ISA SP50	IEEE P1118
拓扑	多点式	单点式(可选多点式)	多点式
传输介质	双绞线、光纤、同轴电缆	双绞线、光纤	双绞线、光纤、电缆
设备数	>30	32	<255(<32/段)
被连设备	联机、可移动	联机、可移动	联机地址、可移动
可靠性	差错校验	差错校验	差错校验
总线冗余	支持	支持	支持
总线长度	<1 500 m	<1 800 m	2 000~5 000 m
速率/报文·s^{-1}	150~10 k(350 m)	>100次/s	尽可能大
扫描速率/存取时间	5~20 ms	<100次/s	10~50 ms
存取仲裁	单主站	单主站+控制设备	单主站(可选多主站)

二、RS—485 标准的特点

RS—485 是半双工平衡差分接收方式的接口标准，它支持较高的数据传送率、较远的传输距离。表 4.11-2 中给出了 RS—485 的主要性能参数。它允许 1 对导线、1 个发送器驱动 32 个负载设备，允许共用电话进行通信。它对电缆要求不高，但严格规定了选择电缆的方法，对不同的数据速率、电缆上升时间和系统最大失真度有不同的要求，一般情况下可使用三类双绞线或五类双绞线。RS—485 标准没有规定任何控制发送或接收数据的规则，因而，在应用网络中必须选用合适的数据链路控制规则。关于 Fieldbus 链路层，一种意见是使用集中介质访问控制(Media Access Control)，另一种意见是使用基于 IEEE802.4 的令牌(Token Bus)传递控制。目前，Bitbus 中使用的是同步链路控制规程(Synchronous Data Link Control)，该规程于 1987 年正式等效作为我国国家标准。RS—485 应用在以太网中，链路层使用 IEEE802.3 协议，即带碰撞检测的载波侦听多点访问控制 CSMA/CD——Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection。

综上所述，RS—485 性能比 RS—232 要优越。为了以后与 Fieldbus 标准接轨，实用中还必须选用合适的链路控制标准，不可简单地对话应答加奇偶校验式组网。

表 4.11-2 RS—485 主要性能参数

性能参数		典型值
驱动方式		对称
最大传输距离/m		1 200
最大数据速率/bps		10M
发送器	开路输出电压/V	≤6
	负载输出电压/V	≥2
	断电输出阻抗/Ω	≥54
	短路输出电流/mA	≤150
	转换速率/V·μs^{-1}	不必控制
接收器	输入阻抗/kΩ	≥4
	输入阈值/V	−0.2～+0.2
	最大输入电压/V	−7～+12

三、瞬态电压干扰与保护

工业现场电磁环境恶劣，对工业网络影响的因素主要表现如下。

(1) 存在强电磁场。恶劣的情况下，在 30 kHz～1 GHz 范围内场强可达 5 V/m。

(2) 存在着地电位差。频率不高于 400 Hz，地电位峰峰值可达 10～50 V，特别恶劣的情况下(如发电厂)峰峰值可达 1 000 V。

(3) 存在着射频干扰和各种用电设备频繁启、停时电弧、电火花、闪电等瞬态干扰。

(4) 带电烟、尘感生的高压静电等瞬态电压干扰。

平衡方式传输使得 RS—485 电气接口具有良好的抗电磁场能力，但是，RS—485 最小型由 2 条信号线组成，每条连接电路必须有接大地参考点，而由于地电位差的存在，每个设备又

各自接地，必然存在地面路电流，实用中往往需要连接电缆地的第3根线，以抑制共模干扰。这一点往往被工程技术人员所忽略，因而很容易造成线电路共模电压过载导致失效。

屏蔽对辐射频干扰很有效，但带屏蔽层的电缆线电容较大，数据传输率不高时才能使用，并且，屏蔽层应连接到电缆设备的机壳上。

除了上述常见因素外，瞬态电压是威胁电气接口安全的元凶之一。以往我们在线电路与电缆之间加入光电隔离器件用以防范，但这种方法实现平衡驱动较为困难，并且很难支持较高数据速率。这里介绍一种称作瞬态电压抑制器的半导体器件。

瞬态电压抑制器TVS——Transient Voltage Suppressor，是国外80年代起广泛应用的一种高效能电路保护器件，鉴于国内工业自动化水平相对落后，TVS用于自动化网络线电路保护的很少，文献及期刊中亦很少介绍。近年来工程中有少量应用，限于对其了解甚少，在很多场合运用不恰当，效果不大理想。

TVS是一种特制的齐纳二级管，外形及符号同普通稳压管，不同的是，它能经受数千伏的脉冲、数十乃至数百安的浪涌电流、经受功率达数千瓦，当然这只是对非周期性的瞬时脉冲而言。

TVS的主要性能参数包括：

击穿电压 V_{BR}：击穿电压是指在雪崩模式击穿时的电压。这个电压通常用1 mA的测试电流来确定；

最大峰值浪涌电流 I_{ppm}：TVS能经受得起而不失效的最大电流，这个参数通常用1ms指数衰减波形来表征的；

最大箝位电压 V_c：最大箝位电压是当最大峰值浪涌电流通过TVS时，TVS上出现的电压。

根据上述参数，可以确定选用TVS的原则。

(1) 转折电压(85% V_{BR})不低于线电路端部的最大工作电压；

(2) 最大箝位电压不大于电路最大允许电压；

(3) 在标准脉冲持续时间下，测定最大允许脉冲功率必须大于电路可能出现的脉冲功率峰值，实用中，应事先估计可能出现的最大功率峰值；

(4)TVS极间电容不应影响信号失真率或使信号上升时间超出允许值。

图4.11-1给出TVS的具体应用实例。图中线电路MAX485E与微处理器Intel8031相连，线电路与电缆连接端接入TVS组件。图中P1.7为高电平时，MAX485E为发送器；P1.7为低电平时为接收器。TVS422E为PROTEK公司生产的低电容RS—422线电路保护组件，其极间电容量低(<25 pF)，可用于RS—422/485数据网络保护。图4.11-1中共使用了3个双向TVS单元，分别对差模干扰和共模干扰起保护作用，而抗共模干扰是主要的也是必要的。

值得一提的是，MAXIM公司声称MAX485E具备±15 kV抗静电能力。集成电路内部保护通常是用内部电阻、二极管网络或SCR来实现，但微芯片缺少足够面积提高功率保护，瞬态电压破坏的威胁仍存在于应用中，因而附加TVS作为外部保护仍然非常有意义。

工业自动化通信网络的安全保障，不仅仅在设计时考虑有效的保护手段，另一个重要方面，就是如何有效地避免干扰的产生(譬如避免信号线与电力线共同铺设等)，因而网络产品或网络工程应该做出这方面技术条件的要求。遗憾的是，很少有人愿意作这方面的工作。

抑制瞬态电压的干扰对线电路和网络安全的作用是明显的，某工业网络原来线电路3个

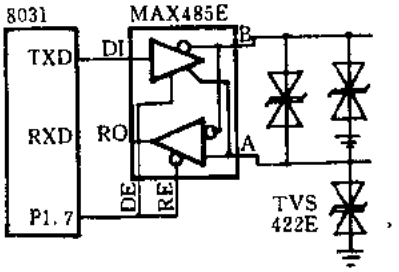


图 4.11-1 TVS 与 RS-485 线电路连接实例

月失效率达 160%，使网络几乎无法正常运行。笔者通过使用 TVS 保护、远离干扰源布线等改造措施，运行一年多来，尚未有线电路失效的报告。

参考文献

1 Jones J. Can Fieldbus Survice. Control &Instrumentation，1992；24(8)

2 杨廷善，周莉等. 计算机和测控系统总线手册. 北京：人民邮电出版社，1993

3 王新贤，蒋富瑞等. 实用计算机控制技术手册. 济南：山东科技出版社，1994

4 最佳瞬压抑制器的选择. 世界电子快讯，1995.(50)

5 MAXIM. NEW RELEASES DATA BOOK. 1996，5

摘自《微型机与应用》月刊，1995 年第 5 期

4.12 DS1216在抗干扰设计中的应用

国防科工委指挥技术学院(101407) 唐清安 薛惠珍 张延培

一、概 述

近年来,单片机系统广泛应用于恶劣的工业环境,强烈的干扰很可能通过三总线,扰乱CPU正常执行程序,从而导致程序失控,使系统失灵。

对于程序运行失控的主要纠正措施是能及时发现程序运行时在何时、何处失控并能及时引导系统恢复程序使之正常运行。目前,人们采用的方法是设置一个监视跟踪定时器,使定时时间稍大于主控程序正常运行的一个循环时间,而主控程序运行中执行一次定时器的刷新操作,这样只要程序正常运行,定时器就不会产生溢出中断,利用定时中断服务程序将系统复位,重新初始化,重新执行主控程序或进入错误处理程序。我们在设计颐中烟草(青岛)实业有限公司卷烟材料厂KDF2成型机数据采集与故障检测系统时,采用MAX705监控电路实现这种方法,作用效果非常明显。但由于生产过程和生产工序逻辑顺序很强,当程序失控后,要求引导系统能够恢复刚才失控的那个程序模块,或者按照工序过程继续执行。为此,我们选用MAX705监控电路和DS1216芯片实现程序失控后按自己设想的程序恢复执行,提高了系统的抗干扰能力,保证了系统的安全性和数据可靠性。

二、DS1216的性能和结构

DS1216是美国Dallas半导体公司生产的具有日历时钟功能,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寸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×8或8k×8的CMOS静态RAM(如6116,6264),对于DS1216C来说,可插入8k×8或32k×8的CMOS RAM(如6264,62256),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,内部电池具有自充电电路,该开关的自身压降小于0.2 V,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 V以下时,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(6264)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。由于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,可以保证RAM中的数据在停电时也不会丢失。它还可以直接插在线路板上原来插RAM(6264)的插座中,不必另外占用线路板空间。因此,在需要使用实时时钟和掉电保护RAM数据时特别方便。

DS1216的引脚图见图4.12-1,日历时钟部分只使用引脚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为 1 脚(RESET)、22 脚(输出允许)、27 脚(写允许)和 11 脚(数据输入/输出的第 0 位)。

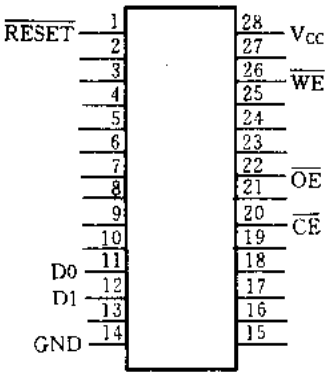


图 4.12-1 DS1216 引脚图

三、抗干扰设计

我们在设计 KDF2 成型机数据采集与故障检测系统时，下位机是由 8031 CPU 为主控模块而构成的，数据存储器 RAM 用于存放输入的工艺参数、采集数据以及运算结果等。为了保证系统的正常运行，除了在上电期间和辅助检查过程中，对所有 RAM 单元均进行检查外，还要保证 RAM 中的数据万无一失。由于 DS1216 智能插座具有掉电保护功能，无论在何种情况下，均能保证数据完好无缺。因此，我们利用 DS1216 能安全保存数据的特点，选用 RAM6264 存储器中后 15 个字节单元存放特殊标志字。在系统初次上电使用时，RAM 6264 为随机值的特点，判断 6264 中后 15 个字节单元是否为 15 个特殊标志字。若是，则为监控电路复位，程序转到自己设计的程序模块运行；否则为系统上电首次复位，程序转到 6264 自检、清零和系统初始化处执行，并将 01H～0FH 15 个字节特殊标志字送入 RAM 6264 后 15 个字节单元。程序流程图如图 4.12-2 所示。程序清单略。

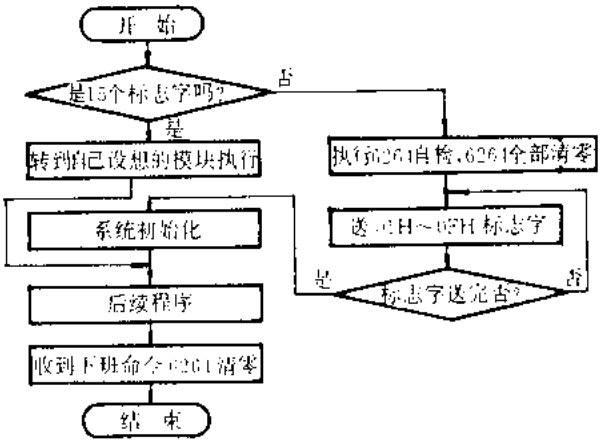


图 4.12-2 程序流程图

四、结束语

DS1216 上插的 6264 存储器中的数据，在系统首次使用时，6264 存储单元为随机值，不可能与 15 个特殊标志字相同，使用一次后，6264 存储器后 15 个单元为特殊字，因此，必须在换班命令或结束命令中清零。否则，6264 存储器中始终保存着 15 个特殊标志字，使系统无法判断是上电复位还是 MAX 705 监控电路复位。采用此方法设的系统，数据安全性好，抗干扰能力强。

参考文献

何立民. 单片机应用技术选编(4). 北京：北京航空航天大学出版社，1997

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998 年第 4 期

4.13 数字递推滤波器在抗工频及倍频干扰信号上的应用

鞍山钢铁学院计算机系(114002) 王惠波
鞍山市机电工业学校 老明星
鞍山钢铁学院电子工频系 李小华

一、前 言

一般认为,高于香农频率的干扰信号(本文称为高频干扰信号),只能用模拟滤波器进行滤波,不能用数字递推滤波器进行数字滤波。因为,对高于香农频率的干扰信号进行数字滤波时,会出现一些频率序列不能被滤去的部分(被称为死点)。但是,在工业生产中,生产环境比较恶劣,干扰源比较多,虽然采样信号在送入微机之前用了模拟滤波器进行滤波,但也不能把高频干扰信号全部滤去。而且,对于模拟滤波器以后出现的高频干扰信号无能为力。为了解决这个问题,我们以 WY—2 型钢水测温定氧智能仪在炼钢工业生产中的应用为例,提出了采用程序查找高频干扰信号,并进行数字滤波。使高频干扰信号落到最佳滤波点上,从而有效地解决了高频干扰信号的滤波问题,使仪表在炼钢生产中取得较好的测量效果。

二、一阶数字递推滤波器数学模型分析

1. 数字模型的建立

一阶惯性环节的传递函数为:

$$G(S) = 1/(TS + 1) \tag{1}$$

其幅频特性:

$$|G(j\omega)| = \frac{1 - \epsilon\exp(-Q)}{\sqrt{\exp(-2Q) - 2\exp(-Q)\cos\omega\Delta T + 1}} \tag{2}$$

式中:$Q=\Delta T/T$ 为数字滤波器的时间常数(ΔT 为采样时间间隔,T 为模拟滤波器的时间常数)。

对上式讨论如下:

(1) 当 $\omega\Delta T=2\pi f\Delta T=2\pi,4\pi,\cdots,2M\pi$ 时($M\geqslant 0$ 取整数),$|G(j\omega)|=1$ 无滤波作用,这时的点被称为死点。

(2) 当 $\omega\Delta T=2\pi f\Delta T=\pi,3\pi,\cdots,(2M+1)\pi$ 时($M\geqslant 0$ 取整数),有极小值,是最佳的滤波状态,对于在这些频率的高频干扰信号有最佳的滤波效果。如果在理想状态 $\omega\Delta T=2\pi f\Delta T=\pi,3\pi,\cdots,(2M+1)\pi$ 时($M\geqslant 0$ 取整数)下工作,高频干扰信号会被完全控制在仪表准确度允许范围内。仪表就能取得对这种高频干扰信号的最佳滤波效果。

2. 使主干扰频率落到最佳滤波点上

生产现场情况较复杂,干扰频率多,但是,高于香农频率的主要干扰频率或频带(本文称为

主干扰频率)是本文所关注的重点,也是影响仪表正常工作的主要干扰源,设法使主干扰频率落到最佳滤波点上工作,从而保证系统的最佳滤波效果。当 Q 不变,ΔT 变化时,如图 4.13-1 所示,假设高频干扰信号频率 f_0 落在图 4.13-1 中 C 点,并以采样周期为 ΔT_0,则高频干扰频率

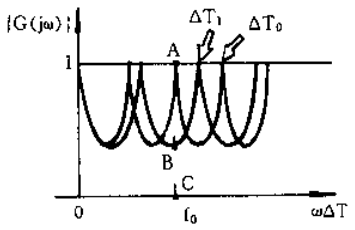


图 4.13-1

f_0 正好落在死点 A 处,这样高频干扰信号将严重影响采样的准确性。即高频干扰信号无法被滤掉。但是,如果我们适当增加采样周期为 ΔT_1,该曲线频率轴向前移动,让高频干扰信号落在有较大滤波效果的 B 点上,躲过死点,这样就使高频干扰信号 f_0 处于最佳滤波状态上。从图 4.13-1 可以看出,最佳滤波点可随着采样周期 ΔT 的变化而移动。工业现场情况较复杂,但是,大多数来自电网的干扰,其频率为 50 Hz 或其倍频。如果调整采样周期,将这主干扰频率落到最佳滤波点上,那么,就可以得到较好的滤波作用。因此,可用程序查找主干扰频率,或通过现场调查,找出主干扰频率。然后,通过程序,确定最佳采样周期,从而得到最佳的滤波效果。

三、主干扰频率的查找和最佳采样周期 ΔT 的确定

主干扰频率的查找和最佳采样周期 ΔT 的确定方法如下。

1. 确定工频及其倍频的最佳采样周期 ΔT

本仪表中 A/D 模数传换器采用 12 位双积分 μPD7002C 型,其抗干扰能力强。适当选取电路参数,可使其最大转换时间为 9 ms。如工频 50 Hz 最佳采样周期 ΔT 可选为 10 ms,100~350 Hz 最佳采样周期 ΔT 分别可选为 10 ms、12.5 ms、15 ms。如果采样周期 ΔT 选为 10 ms,则可以滤掉 50 Hz、150 Hz、250 Hz、350 Hz 的干扰信号;如果采样周期 ΔT 选为 15 ms,则可以滤掉 100 Hz、300 Hz 的干扰信号;如果采样周期 ΔT 选为 12.5 ms,则可以滤掉 200 Hz 的干扰信号。

2. 确定炼钢现场的主干扰频率和最佳采样周期 ΔT

首先,控制温度通道模拟开关输入为零信号,以 9 ms 采样周期采集数据,求误差平均值。如果误差平均值不大于仪表误差,则表明以 9 ms 采样周期采集数据,其测温误差满足仪表准确度的要求,把 9 ms 采样周期存入内存。如果误差平均值大于仪表误差,需要查找主干扰频率。然后,便以 ΔT 的步进为 0.5 ms 增加采样周期时间进行采样,直到 15 ms 采样周期,大约需要 1 分多钟,可循环一次,把误差平均值最小的采样周期确定为最佳采样周期 ΔT,则它对应的干扰频率为主干扰频率。最后,转为采集炼钢测温和氧主程序。查找主干扰频率程序框如图 4.13-2 所示。

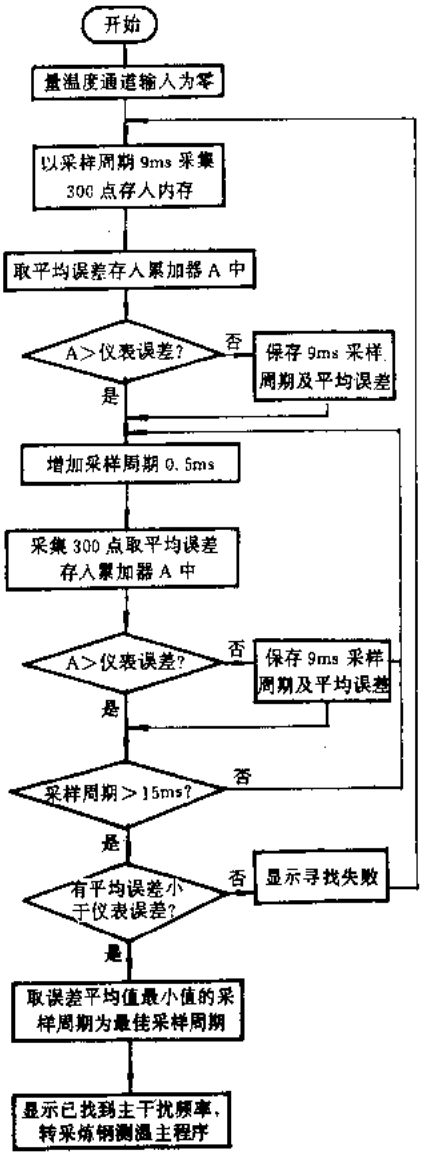


图 4.13-2 查找主干扰频率程序图

四、实验结果

为了验证上述分析是否正确，对 WY—1 型钢水测温定氧智能仪(使用 Z80 CPU，不带查找主干扰频率)和 WY—2 型钢水测温定氧智能仪(使用 MCS 51 系列 8031 CPU，带查找主干扰频率)在实验室和炼钢厂进行了试验。

在实验室电阻炉的温度测量上进行了测试，并加了工频 50 Hz 和 150 Hz 的干扰信号，实验结果如表 4.13-1 所列，可以看出在不加干扰的情况下，两种仪表测试结果基本相同。但是，加上干扰后，WY—2 型钢水测温定氧智能仪明显比 WY—1 型钢水测温定氧智能仪抗干扰能力强。

表 4.13-1

型号		WY—1 型钢水测温定氧智能仪		WY—2 型钢水测温定氧智能仪	
测温值		最小值/℃	最大值/℃	最小值/℃	最大值/℃
干扰情况	无干扰	820.5	822.3	820.3	821.5
	50 Hz	814.0	830.6	819.3	822.8
	150 Hz	816.5	828.4	819.1	823.3

本仪表在鞍钢第二炼钢厂连铸车间对中间罐钢水温度进行了测试，其温度测试结果如表 4.13-2 所列。

表 4.13-2

红外线测温/℃	WY—1 型测温/℃	WY—2 型测温/℃
1618.1	1625.4	1620.9
1607.3	1615.0	1609.8
1601.4	1603.7	1602.3
1589.5	1587.3	1590.9
1577.8	1588.5	1579.7

经过专家组评定，WY—1 型钢水测温定氧智能仪的测量误差≤0.6%，WY—2 型钢水测温定氧智能仪的测温误差≤0.2%。

五、结 束 语

在工业现场中，使用一阶数字递推滤波器进行滤波，通过查找主干扰频率，确定最佳采样周期 ΔT。特别是对来自 50 Hz 及其倍频的干扰信号进行数字滤波，应用在测量仪表中，提高了仪表测量的准确度。

参 考 文 献

1 R·依扎尔曼著. 数字调节系统. 王振淮，赵鉴超译. 北京：机械工业出版社，1983

2 周家齐. 微机仪表数据采集系统的数字滤波. 鞍钢自动化，1986(3)

摘自《计量技术》月刊，1998 年第 8 期

4.14 实时双机容错系统的双机切换及同步控制

武汉水利电力大学（430072） 赵志敏 殷小贡

一、问题的提出

在各种计算机控制系统中，特别是一些大规模的集中控制系统，由于中央控制机是整个系统的核心，人们通常采用双机或多机冗余容错设计，以确保系统的可靠运行。但相形之下，对系统的下位机、前端机，却误认为它们只影响局部，因而对其可靠性重视不够，形成了系统设计的一个误区。

实际上，中央控制机总选用高档计算机充任，本身的可靠性就很高，加之安放在环境优越的机房，其可靠运行是较易保证的。而下位机，特别是前端机，其工作现场环境恶劣、电磁干扰严重，对其可靠性构成了严重的威胁。虽然表面看来它们只对全系统的局部产生影响，但这种影响也极易扩大到全局。如在电力调度系统中，若某个重要厂站的监控终端失误或失灵，势必会对整个电网造成不可预测的影响。

目前，这种监控终端，以及许多独立的控制系统（如发电机的微机励磁装置），多以单片微机为核心构成。由于单片微机的功能强大、价格低廉，为设计多机冗余系统提供了很好的条件。

多机冗余系统设计中，关键问题是多机系统的重构策略、多主机的仲裁切换逻辑及多机运行的同步等问题。在大规模集中控制的中央级，通常都采用了比较完善、复杂的切换逻辑，多机同步和系统重构都借助于机间通信传递彼此的信息而实现。这些方案均不宜用于小规模的终端系统，因为这些系统相对于功能强大的中央控制系统有 3 个明显的特点：(1) 系统结构较简单、成本较低；(2)软硬件资源比较匮乏；(3)必须具备很好的实时性能。为此，我们研究了一种两台单片机组成的双机容错系统，以比较简易的方案实现了双主机的相互切换及其同步控制。

二、双 CPU 系统结构

本双机系统采用两台 87C51 构成，双机互为备用，彼此独立并行运行，硬逻辑切换。双 CPU 系统结构框图如图 4.14-1 所示。

这是一种非表决式的双机冗余系统。每台 CPU 作为另一 CPU 的热备份，双机在任务级上同步运行。所有输入信号通过输入接口同时送到两台 CPU，但 CPU 运算、处理后的输出量受仲裁切换逻辑的控制，只有主 CPU 输出。当主 CPU 发生故障时，其输出通道将被切换逻辑自动切断，同时打开备用 CPU 的输出缓冲器，备用机改换为主机运行状态。这时系统降级为单机运行。

两个回馈缓冲器分别受各自的 CPU 控制，供 CPU 回读当时的输出控制量、任务号及有关特征参数。回读在两种情况下进行：(1)双机切换后，新主机回读原主机的输出量，保证系统的平稳运行；(2)本系统实现了带电插拔。在故障机拔出维修后重新插入联机，重新投入在线运行时进行回读，以与主机运行同步。

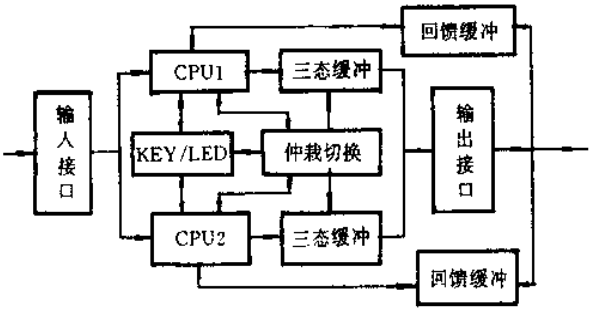


图 4.14-1 双机结构框图

系统的控制键盘和显示系统 KEY/LED 亦为双机共用，总由仲裁切换逻辑切换到主机侧，由主 CPU 控制工作。但其键入命令和数据将同时通知两个 CPU 接收，这是双机同步运行的必要条件。

两个 CPU 系统分别制作成两块完全相同的独立模板，仲裁切换、KEY/LED、I/O 接口等公共部分作为另一块公共模板，相互间通过自定义总线相联。这种结构为系统的灵活组态提供了方便，既可组织成双机冗余系统，也可只使用一块 CPU 板而构成单模系统。

双机系统的可靠性比单机系统高许多倍。对于双机系统而言，两机都正常时为双机冗余状态，一机出现故障则降为单机系统，仍正常运行。只有当两机同时故障才使系统失效。因为实现了带电插拔，发生故障的 CPU 模板可以及时拔出维修，修好后在线联机又重构为双机系统。如果备份一块 CPU 模板，则当一机故障时立即用备份板更换，可进一步提高系统可靠性。

设单机的可靠度为 $R_1=0.95$，即失效度 $F_1=0.05$，相当于年故障 18.25 天，则双机系统的可靠度、失效度分别为：

$$R_2 = 1 - F_1^2 = 0.9975$$

$$F_2 = 1 - R_2 = 0.0025$$

相当于年故障 0.9125 天。显然，双机系统的失效率仅为单机系统的 1/20。

三、双机仲裁切换

一个容错系统必须具备的基本条件是：(1)冗余；(2)同步；(3)自我检错；(4)故障隔离；(5)系统重构。同步是容错系统连续平稳运行的要求，(4)和(5)是系统容错的具体措施，而(3)则是实现 (4)、(5)的前提条件。

1. 故障的自我监测

本双机系统通过以下 3 项软件措施实现故障的自我监测。

(1) Watchdog

87C51 的可编程计数器阵列 PCA 模块 4 用作监视定时器 Watchdog。正常运行时，周期性地改变其比较寄存器的值，使之和 PCA 定时器一直不匹配。一旦程序跑飞，两者相匹配时即产生内部复位。

(2) 自检程序

系统根据具体应用目的设计自检程序，嵌于复位程序段内。在自检中，设定有关输入数据，对相应输出量进行监视。若运行正常，则进入任务模块；否则，向仲裁切换逻辑发出“错误”信

号，并故障报警。

图 4.14-2 是系统故障自我监测流程图。只有自检程序运行出错，才将系统故障判定为永久性故障，命令切换逻辑执行双机切换。否则，虽然程序跑飞复位或 I/O 数据发生明显错误而自检程序运行正确，则应认定为瞬时故障，重新返回正执行的任务模块运行。

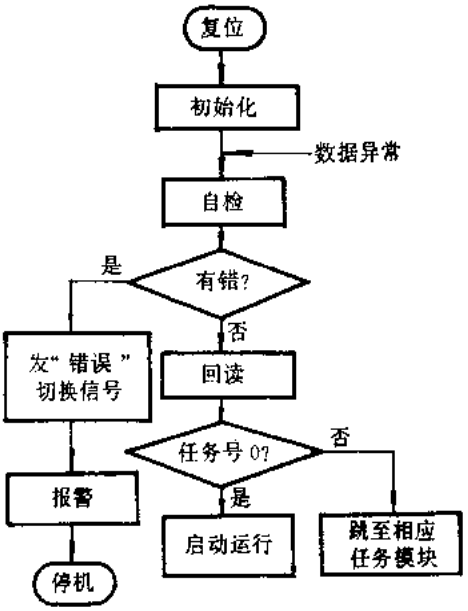


图 4.14-2 故障监测

(3) I/O 数据的连续性判断

监测、控制系统的采样和控制输出多为模拟量。对于任何一个应用系统，其模拟输入、输出量的变化率总会在某个最大的变化率范围之内，不可能产生过大的突变，据此可以判断 I/O 数据的正常与否。若不正常，将重新采样或重新运算，如果仍为异常数据，则从图 4.14-2 的软接口进入自检程序。

综合运用上述 3 种措施，可以比较全面地诊断系统故障，并在发生永久性故障时执行切换重构。

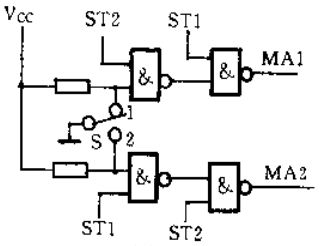
2. 双机切换

系统的双机切换电路相当简单，如图 4.14-3(a)所示。其动作灵敏、可靠性很高，而且能灵活地进行人工或自动切换，很适合于小型双机系统使用。

ST1 和 ST2 分别是两个 CPU 发出的状态信号，机器正常时为高电平，故障时为低电平。MA1 和 MA2 为切换信号，低电平有效。某个信号为低电平，即指示相应 CPU 为主机；而为高电平时，相应 CPU 为备机或故障机。

S 是手动切换开关。当两机均正常时，由 S 确定哪台 CPU 为主机。S 接向 1，则 MA1 为低有效，CPU 为主机；接向 2 时 CPU2 为主机。若两机中有一机产生故障，则无论 S 接向哪边，均将由正常 CPU 担任主机。图 4.14-3(b)是切换电路的切换真值表。显然，无论处于何种状态，MA1 和 MA2 中只可能一个信号有效。

我们采用 87C51 的 P3.5 引脚输出状态信号。切换电路输出信号 MA1 和 MA2 则分别接往两台 CPU，各作为相应 CPU 的 PCA 模块 0 捕捉输入(P1.3)及输出三态缓冲器的使能信



(a)

切换开关	ST1	ST2	MA1	MA2
S—1	0	0	1	1
	0	1	1	0
	1	0	0	1
	1	1	0	1
S—2	0	0	1	1
	0	1	1	0
	1	0	0	1
	1	1	1	0

(b)

图 4.14-3 双机切换电路及真值表

号。另外，切换信号还作为控制台 KEY/LED 的方向控制，总将控制台切换到主机侧（见图 4.14-1）。PCA 模块功能设为正负跳变都触发，允许中断。当切换信号发生变化时，一方面通过 PCA 向 CPU 申请中断，使 CPU 改换自己的主、备机运行状态，同时打开主机的输出缓冲，禁止备机的输出缓冲，以及切换控制台由主机控制工作。

四、双机同步

对于监视/控制系统，双机在任务功能级同步运行。为了保证这一点，主要应确保双机数据文件的同步、功能命令的同步及键盘操作的同步。

1. 数据文件的同步

从图 4.14-1 可知，本系统的采集数据经输入接口调理后同时分送到两台 CPU，为两台 CPU 的运算处理提供了同样的原始数据；而两台 CPU 的输出，则是在切换逻辑控制下同时打开/关闭。数据文件的这种并入分出方案，将保证双 CPU 数据文件的一致性。

2. 功能命令的同步

用户操作命令的同步执行，由键盘操作的一致性予以保证。为了保证切换后新主机执行任务与原主机一致，系统中采用了回读输出数据（包括任务号）的方案（图 4.14-1）。此方案不仅保证了双机的任务同步，也为双机切换后的连续、平滑控制提供了条件。

3. 键盘操作的同步

为减少系统的不可靠度，同时提高人机交换的响应速度，本系统键盘操作的双机同步不借助于机间通信，而是靠硬件实现。

键盘控制器使用 8279，由主 CPU 控制工作。欲实现键盘操作的双机同步，关键在于键入

时须使两台 CPU 同时得到通知，并能各自独立地读取键值。实现此功能的 8279 部分原理电路如图 4.14-4 所示。

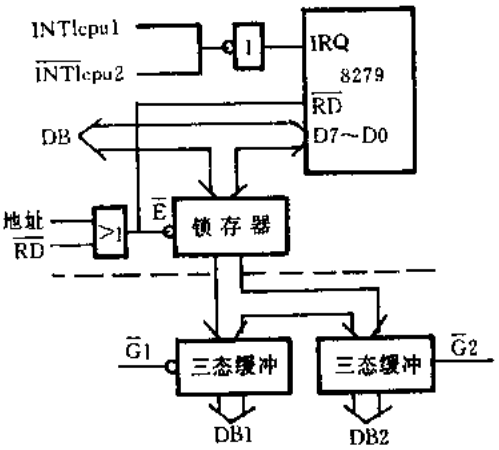


图 4.14-4 键值读取

图 4.14-4 电路的工作原理如下：当键盘键入时，8279 同时向两台 CPU 的 INT1 发出中断申请，此后主、备机将执行相同的中断服务程序。因 8279 总线被切换到主机，故由主机将 8279FIFO 中的键值读取至锁存器存放，最后主 CPU 和备 CPU 分别从自己的三态缓冲器读得键值。

受模板金手指信号线数目的限制，图 4.14-4 下部的两个三态缓冲器分别安装在各自的 CPU 模板上。

五、结束语

对于众多由单片微机构成的实时监控系统，由于本文开始提到的一些原因（见第 1 节），无法采用复杂容错系统的切换逻辑和多机同步机制。本文针对实际需要，就这种实时双机系统的设计进行了较深入的研究，提出了比较独特而实用的容错方案，并在我们的模拟系统上获得了满意的成功。

参考文献

1 徐伯良. 低冗余容错中非表决式重构策略的拓扑分析. 微型计算机，1995(1)：62～64

2 陈晓苏. 电力负荷监控系统双微机工作方式研究. 华中理工大学学报，1993(3)：66～70

3 吴玉平译. MCS[R]51 微控制器系列用户指南. 北京：电子工业出版社，1995

摘自《计算机工程》月刊，1998 年第 5 期

4.15 单片机系统总线级的光电隔离

杭州中国计量学院电子工程系(310034) 刘大键
杭 州 浙 江 大 学(310027) 陈隆道

在工业现场使用的单片微处理器为核心的各种测试及控制设备，为防止电气干扰信号从前向及后向通道进入微处理器系统而造成系统程序跑飞(俗称"死机")，通常都在前、后向通道上设置接口级光电耦合器，将微处理器系统的各个接口与被测试或被控制的对象隔开，使二者之间无电信号的连接，以避免干扰信号通过公共地线窜入微机系统。此方法有效地改善了单片微处理器系统的工作环境，使其工作可靠性大为提高。

但是，接口级光电隔离方法也有一定的不足之处，主要表现为在系统前、后向接口通道数目较大场合下，采用接口级光电隔离将使接口规模大大增加。众多的接口电路使得隔离接口内侧和单片机系统在印刷电路板上占据了较大面积，增加了其接收高频电磁辐射干扰的机会，而使其抗干扰能力下降。同时，大量的接口及隔离元件也使得测控系统的成本大大增加。

若能在单片微处理器系统的总线上设置总线级光电隔离，则能有效地解决上述接口级隔离的不足之处。

一、总线级光电隔离方法

由于光电耦合器为信号单向传输器件，因而实现总线级光电隔离除要求光电耦合器件有足够快的速度外，还必须解决光电耦合器的双向信号传输问题。下面分别加以讨论。

1. 隔离总线对光电耦合器速度的要求

对光电耦合器传输速度的要求必须结合单片机的时序来加以讨论。由于程序存储器可以放在总线隔离系统内部而并不受到隔离系统的影响，所以仅需考虑单片机对外部数据存储器地址空间操作时总线隔离对指令及数据传输速度的影响。而在外部数据存储器操作中，又以读操作受总线隔离光电耦合器传输速度的影响最大。

考察目前比较流行的 MCS－51 系列单片机的时序可以看到，在执行外部数据存储器读指令 MOVX 时，$\overline{RD}$信号有效期宽度占 6 个振荡周期，并在由低电平跳高的瞬间把数据总线上的数据读入机内。即当在总线上设置隔离后，单片机的$\overline{RD}$指令通过隔离总线传输到外部数据存储器，操作外部数据存储器将数据放在数据线上，再经隔离总线传回到单片机数据总线时，经过隔离总线 2 次传输延迟时间不能大于 6 个机器振荡周期。在采用 12 MHz 晶振情况下，6 个振荡周期持续时间仅 0.5 μs。51 系列单片机对外部数据存储器读操作时序见图 4.15-1。

美国 General Instrument 公司生产的高速光电耦合器 6N137 由磷砷化镓发光二级管和单片光敏集成检测电路组成。通过光敏二极管接收信号并经内部高增益线性放大器把信号放大后，由集电极开路门作为输出。该器件隔离电压高、速度快、共模抑制性强。其内部原理及部分特性参数见图 4.15-2 及表 4.15-1。

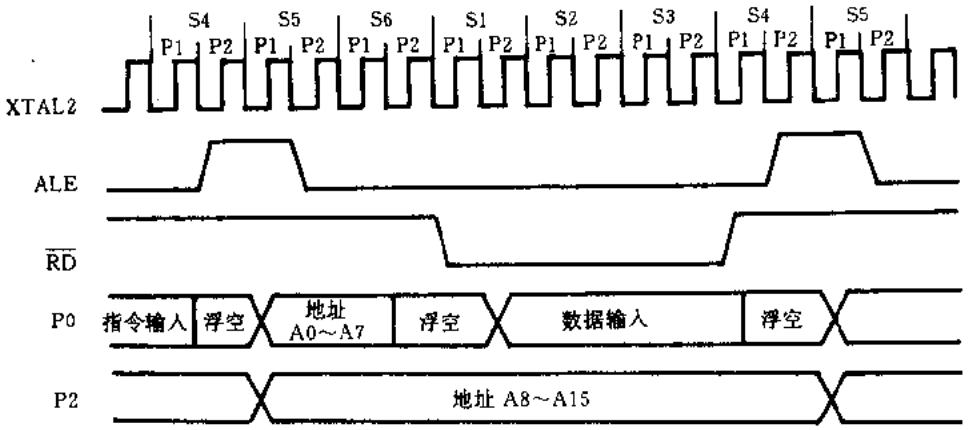


图 4.15-1 51 系列单片机对外部数据存储器读操作时序

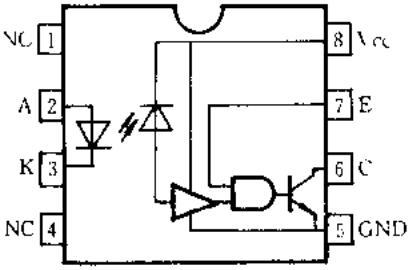


图 4.15-2 6N137 内部结构

由表 4.15-1 可以看出，6N137 最大传输延迟时间为 75 ns，典型值为 48 ns，已接近 LSTTL 电路传输延迟时间的水平，因而在传输速度上完全能够满足隔离总线的要求。同时，通过对其输入控制端 E 的控制，可使光耦按工作需要打开或关闭。当在 E 端加高电平时，光耦正常工作，将输入端信号耦合到输出端。而当在 E 端加低电平时，其输出端集电极开路三极管截止，对外呈现高阻态。

表 4.15-1 6N137 主要交流参数

参　　数	典型值	最大值
高电平传输延迟时间 t_{PLH}/ns	48	75
低电平传输延迟时间 t_{PHL}/ns	48	75
输出脉冲前沿上升时间 t_r/ns	30	
输出脉冲后沿下降时间 t_f/ns	14	

2. 实现光电耦合器双向传输数据的方法

在单片机的三总线中，P0 口的地址/数据复用总线功能比较复杂。除要求能够双向传输数据外，还需分时传送低 8 位地址和数据。为实现隔离总线上的双向数据传输，复用总线的隔离采用反向并联光电耦合器的方法，其电原理图见图 4.15-3。为简便起见，图中仅画出隔离总线中的 1 路，其余 7 路完全相同。图中隔离总线外侧标号以总线内侧同线标号前加 E 表示。隔离总线内侧除单片机外，还包括程序存储器及外部扩展数据存储器(占用低 32K 的外部 RAM 空间)。单片机系统对程序存储器及低 32K 地址空间扩展数据存储器的操作在隔离总线内侧进行。对高 32K 扩展数据存储器空间的操作则通过隔离总线进行。而单片机系统中各前、后向通道的接口地址均在此 32K RAM 空间内。

下面详细介绍双向隔离总线的工作原理。图 4.15-3 所示双向隔离总线中，2 个高速光电

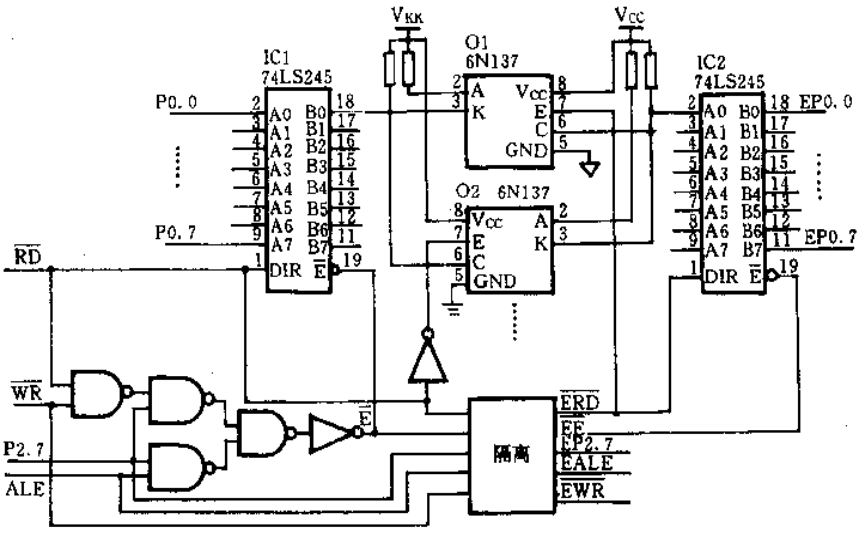


图 4.15-3 双向总线光电隔离电原理图

耦合器 6N137 反向并联连接，用来实现总线的隔离。光耦 O1 的一次侧及 O2 的二次侧居于隔离总线内侧，使用内部电源 V_{KK}。而 O1 的二次侧和 O2 的一次侧属于隔离总线外侧，使用外部电源 V_{CC}。IC1、IC2 为双向总线驱动器 74LS245，用来驱动光耦一次侧的发光二极管并进行隔离总线上数据传输方向的转换，以及控制总线的占用与释放。总线传输方向的转换由$\overline{RD}$控制，总线的占用与释放由$\overline{RD}$、$\overline{WR}$、ALE 及 P2.7 经由组合逻辑电路共同控制。其逻辑表达式为：

$$\overline{E} = \overline{P2.7(\overline{\overline{RD} \cdot \overline{WR}} + ALE)}$$

单片机执行写操作时，$\overline{WR}$与 P2.7 一起通过 74LS245 使能端 $\overline{E}$ 控制其占用总线，由于此时$\overline{RD}$为高电平，因而 74LS245 的传输方向为 A 侧至 B 侧。光耦 O1 打开，O2 关闭，内部总线数据通过 IC1 驱动光耦合 O1，通过 IC2 传输至外部总线。写操作完成后，$\overline{WR}$跳高，通过 74LS245 释放总线使其浮空，以便不影响单片机下 1 条指令的取指操作。

当单片机执行读操作时，则由$\overline{RD}$信号的有效使得 74LS245 占用总线，同时控制 O1 关闭、O2 打开，并改变信号的传输方向为由 B 侧至 A 侧。外部总线上数据通过 IC2 驱动光耦 O2 传输至内部总线。读操作完成后，$\overline{RD}$信号的跳高再次控制 74LS245 使能端使其关闭 A、B 间数据传输通道，释放总线。

由于隔离总线内侧亦接有扩展数据存储器，为避免在对总线内侧的扩展数据存储器读、写操作的同时打开隔离总线，通过 P2.7 的控制，可使得仅当对高 32K RAM 空间进行操作时，74LS245 才开放隔离总线。

由于 MCS—51 系列单片机 P0 口为地址/数据复用总线，因而要求隔离总线还应能分时传输低 8 位地址。低 8 位地址的传送由地址锁存信号 ALE 控制。由单片机读写外部数据存储器时序可以看出，在 ALE 有效期间，低 8 位地址码 A0～A7 与高 8 位地址码 A8～A15 同时出现在地址总线上。若此时单片机输出地址处于高 32K RAM 空间，则 ALE 与 P2.7 及读/写信号共同控制 2 片 74LS245 打开。通过隔离总线送出低 8 位地址，并在 ALE 的下降沿将送出的地址锁入隔离总线外侧的地址锁存器，实现地址/数据总线的分时复用，而高 8 位地址则由 P2 口经另外的隔离电路送出。

实践证明，采用上述方法实现的总线级光电隔离对 P0 口的操作功能不产生任何附加影响，在 12 MHz 的晶振频率下完全能够对总线外侧的各接口芯片正常进行读/写操作。

二、准双向 I/O 口的隔离方法

对于 51 系列单片机，除 P0 口为双向 I/O 口外，P1、P2、P3 口均为准双向 I/O 口，即它们无高阻状态，因而在实际使用中，其功能相对比简单，一般均作为单向 I/O 口使用。此种情况下的隔离就容易得多，只需视其功能将光耦接成单向输入或输出即可。

但在有些应用场合下亦希望某些口能在隔离状态下实现双向数据传输。由于 P1、P2、P3 口既无高阻状态，又无确定数据传输方向的外部信号可供使用，因而 P0 口的隔离方法不适合于其它准双向口的隔离。

准双向口的隔离可采用图 4.15-4 所示电路。与图 4.15-3 一样，图 4.15-4 中也只画出其中的 1 路。

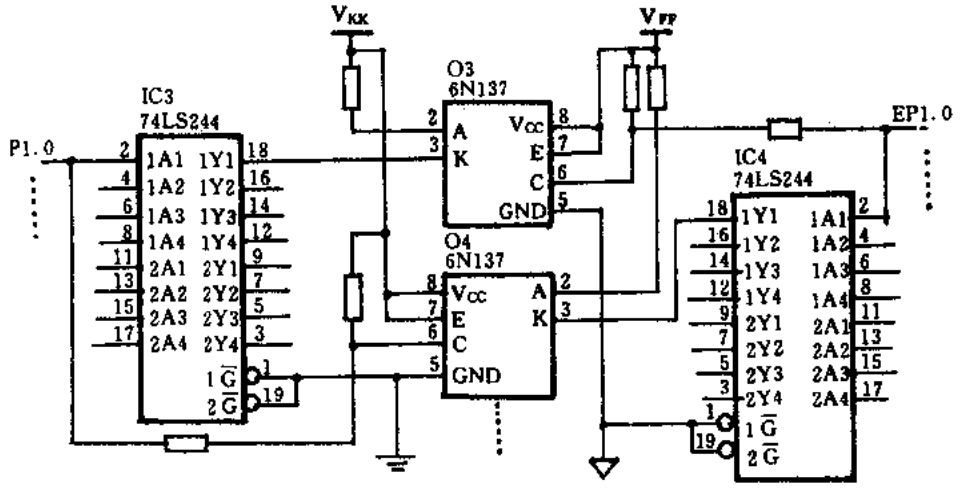


图 4.15-4 准双向 I/O 口光电隔离电原理图

准双向 I/O 口的隔离仍然采用光电耦合器反向并联的方法，并在其两侧采用 74LS244 隔开信号输入光耦与信号输出光耦之间的联系。光耦控制端 E 接高电平，使其处于直通方式。此时，由于光耦输出端不再有高阻态，为避免光耦输出端与隔离总线的内、外侧接口的 I/O 端同时处在输出状态时，由于状态电平的不一致而造成器件的损坏，所以在二者之间串有电阻，以隔开其间的相互影响。由于准双向 I/O 口在输入状态下的输入阻抗很高，因而该电阻上压降很小，所以并不会影响到信号的输入。而当准双向 I/O 口的某根口线(以 P1.0 为例)为输出状态时，对图 4.15-4 电路分析可知，此时无论 O4 的输出端处在高电平状态还是处在低电平状态(二者必居其一)，P1.0 都能通过 IC3，O3 输出高、低电平至 EP1.0，而不会受到 Q4 输出电平的影响。而当 P1.0 定义为输入状态时，外部输入 EP1.0 信号也同样可以通过 IC4，Q4 送至 P1.0 引脚上，而不会受到 O3 输出电平的影响。唯一不足的是由于光电隔离总线的输出阻抗增大而使得各准双向 I/O 口在输入状态时的驱动能力下降。所以在需要较大输出驱动能力的场合下，需在隔离总线外侧的光耦输出端再增加 1 片 74LS244，以提高驱动能力。

三、结 论

采用上述方法对单片机系统的三总线进行隔离后，能够在不影响单片机各总线性能的前

提下，实现单片机系统与外围接口电路的隔离。因而可以省去大量的外围接口级光电隔离器件，有利于缩小整个测控系统的规模，集中力量保护单片机系统。若辅之以良好的供电电源，并对隔离总线内侧的单片机系统加以妥善屏蔽，可有效地防止干扰以各种途经窜入单片机系统而导致程序跑飞，大大提高系统运行的可靠性。稍加改动，这种总线隔离方法还可以用于单片机系统与系统之间，上位机与下位机之间的高速隔离并行通信，因而具有较大实用价值。

参考文献

1 李华. MCS－51 系列单片机实用接口技术. 北京：北京航空航天大学出版社，1993

2 国内外半导体光电器件实用手册. 北京：电子工业出版社，1992

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 6 期

4.16 多路信号线性隔离装置

王双群 蒋守国

工业现场仪表系统的隔离对安全运行是至关重要的，而对计算机显示控制运行的仪表系统的隔离更加突出。目前DDZ－Ⅰ和DDZ－Ⅲ型仪表虽有隔离方面的考虑，但成本高、结构复杂且不完善，不能适应多输入的后续系统。由于电子开关起不到应有的隔离效果，常采用干簧之类的切换方式，不仅速度慢，寿命和可靠性也降低了。国外虽已研制出一些隔离性能好的产品，但其结构复杂，成本亦高。

本文介绍的装置采用通用器件，经过巧妙的处理和补偿研制成符合工业现场需要的隔离装置，仅用一路电源供多路信号隔离使用(隔离后信号共地)，结构紧凑合理，一套8路并可扩展，输入输出的信号电流制式采用国内外流行的0～10 mA、4～20 mA的标准，因而具有推广使用价值。

我们采用普通光电耦合器件作为隔离器件。普通光耦具有极高的电隔离性能，但各器件的分散性、热飘移及自身的非线性等因素，使人们无法用其作线性隔离，只用作开关信号隔离。我们采取电桥平衡、光桥平衡和热桥平衡等巧妙措施成功地解决了上述问题，收到了理想的效果。

光耦器件具有非线性和热飘移现象，对于不同时期生产、不同厂家的产品来讲，器件还有极大的分散性。我们选用某厂同一批产品作为一个组合，选用特殊配合方法组成复合光耦器件使用，则复合器件的参数就接近平均值，在一定程度上减少了其分散性。此外，复合器件的热功耗低，有利减小热飘移。

接着，我们采用电桥、光桥和热桥平衡法进一步克服器件的非线性和热飘移。由于电路、器件和机械排列等均做成对称分布，而器件固有的非线性、热飘移……等因素接近或相似，故能平衡抵消，从而得到与输入信号成线性关系的输出，稍作选择和组合就可达到0.5级以上精度。图4.16-1为线性隔离装置原理图。

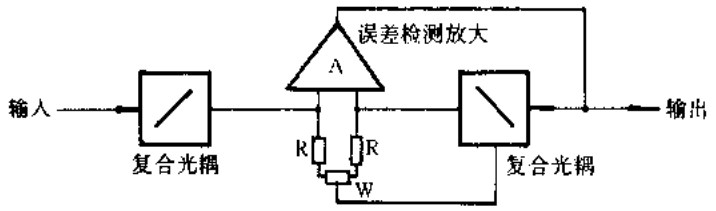


图4.16-1 线性隔离装置原理图

本装置直接接受0～10 mA和4～20 mA两种制式的电流信号。电流信号不加放大直接推动复合光耦器件，输出电流亦推动同类的复合光耦器件，对两路光耦器件的输出误差作高灵敏检测和功率放大以校正输出电流，使输出和输入电流成线性关系。

图4.16-2为装置采取的均热措施，在环境及器件温度变化时能保持桥路的特性对称。

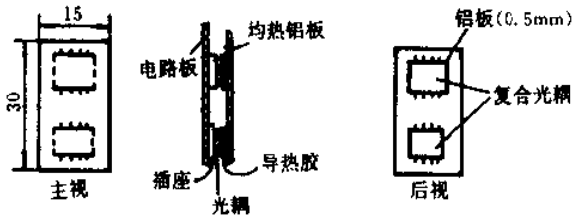


图 4.16-2 均热铝板与复合光耦的装配

本电路零信号不用校准，具有自动校准功能。W(电位器)为满度校准，主要用于平衡电路中器件的综合误差，也是唯一需加调整的器件。

图 4.16-3 为一路线性隔离电路，其电路性能如下。

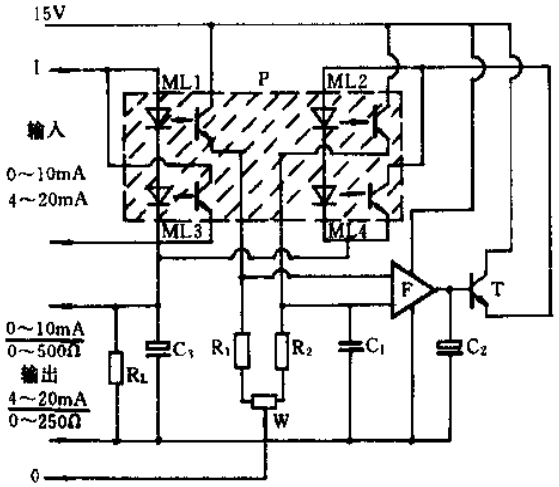


图 4.16-3 一路线性隔离装置电路图

(1) 输入 0～10 mA、4～20 mA DC 标准制式信号电流，输出 0～10 mA、4～20 mA 亦为标准恒流信号；用 500 Ω、250 Ω 标准电阻还可得到 0～5 V、1～5 V 电压信号。

(2) 精度：0.5 级。

(3) 隔离信号耐压：>0.5 kVDC 或 AC。

(4) 电源：+ 15 V 单极性直流电源。

(5) 消耗功率：每路约为 0.5 W。

(6) 输入输出响应时间：<0.5 s。

摘自《电子与仪表》双月刊，1998 年第 2 期

4.17 智能仪器的全方位隔离技术

浙江大学 陈隆道 周 箭 许 昌

一、智能仪器的隔离

在智能仪器中，隔离的主要作用是切断强干扰源与CPU系统的通路，保证CPU在任何情况下都能正常有序地工作；断开不同电位信号系统与测试电路的直接传导，保障检测电路的安全和智能仪器的技术指标。

智能仪器是依赖CPU执行程序进行工作的，程序的非正常执行，可以导致仪器的工作异常，严重时会出现"死机"现象。"死机"的根源是程序跳飞，除了程序设计人员对某些细节缺乏全面、细致的考虑之外，主要的原因是CPU受到外界干扰的影响。这种外界干扰的影响，在附近有高电压或大电流(大负载)时尤为明显。高电压放电时的强电场和大电流负载通断瞬间的强磁场是主要的电磁场干扰源。这种干扰源通过空间进入智能仪器的部分，可以采用屏蔽和接地的方法加以削弱或抑制。但通过传导或先空间后传导，最终以传导方式进入CPU系统的，就很难用屏蔽和接地方法消除它。这时就需要采取隔离措施，这种隔离不是个别地方(或通路)隔开就行了。大家知道，干扰是无孔不入的，尤其是上述的强干扰。因此，我们提出了全方位隔离的设想。

二、智能仪器的全方位隔离

全方位隔离包括供CPU系统工作电源的隔离，所有输入/输出口线的隔离。其中，CPU系统工作电源的隔离是最重要的。电源电路是引入强干扰(如尖峰脉冲等)的主要通路。瞬间强干扰不仅可以通过电源电压线传入，而且也可以通过电源地线窜入CPU系统。因此，采用隔离电源是智能仪器、尤其是工业现场使用的智能仪器的最佳选择。智能仪器中供CPU系统工作的隔离电源通常选用DC/DC变换器，也可选用集成开关电源，它们都有很好的抗干扰隔离作用。

除了CPU系统工作电源的隔离之外，系统的所有输入/输出口线也是接受干扰的重要途径。为保证CPU正常有序地运行，它们也都需要隔离。输入/输出口线通常采用光电隔离耦合器件。这种器件把发光器件和光敏器件按适当的方式进行组合封装，可以实现以光信号为媒介的电信号的传递。由于传递是通过光信号的，故没有直接的电信号连接，没有共地点，也就隔离了干扰的直接传导。另一方面，光电耦合器件是一种能量传递器件，由于一般的强干扰虽具有很大的幅度，但其宽度都是很窄的(很短的时间)，它的能量通常是很小的，不足以使发光器件发光而产生光信号，故也是一种干扰信号的滤波器。根据输入/输出口线的数据传输速率的不同，可选用各种不同类型的光电耦合器件。

全方位隔离技术除了上述电源和口线的电路隔离之外，在绘制印刷板时还需注意器件的

物理布局。最理想的器件布置是把 CPU 系统制成孤岛，四周布置隔离器件如图 4.17-1 所示。隔离的双方在印刷电路板上不能互相穿线，不然会大大削弱隔离效果。

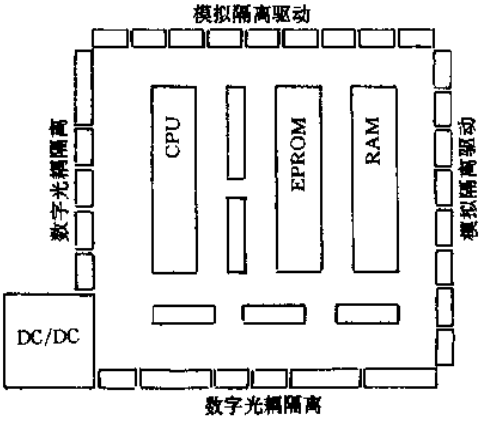


图 4.17-1

智能仪器的全方位隔离，除了上述保证 CPU 可靠工作的隔离措施外，必然要涉及模拟信号的隔离要求。模拟信号的隔离，可以采用下列三种方案。

(1) 把信号调整、S/H、A/D 等电路都置于 CPU 系统中，即与 CPU 共地，信号输入处采用模拟隔离器件，如图 4.17-2 所示。

(2) 把输入通道、信号调整、S/H、A/D 等电路共地，然后浮空在模拟信号地上，A/D 之后的数字信号，以及控制与状态信号都可采用光电隔离器件，如图 4.17-3 所示。

(3) 采用双重隔离，三个地独立，即 CPU 系统地，中间电路地和模拟信号地，如图 4.17-4 所示。

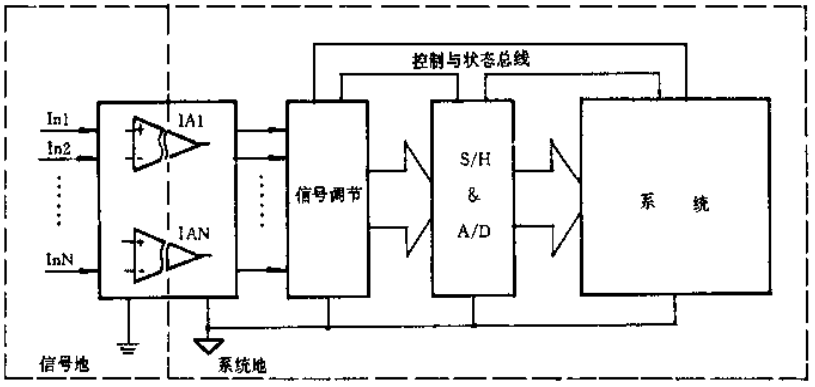


图 4.17-2

上述电路上的隔离，在干扰信号特别强(如附近常有高压放电现象)时，还需注意前后面板的处理。设计人员通常把显示和参数输入(键盘等)部分电路置于 CPU 系统中，这在一般的工作场所是问题不大的。由于前后面板大多是金属(如铝、铁板等)制成，本身已具有一定的屏蔽作用。但也由于面板上存在着缝隙和窗口，在强干扰环境下也很容易接受空间电磁场的干扰。

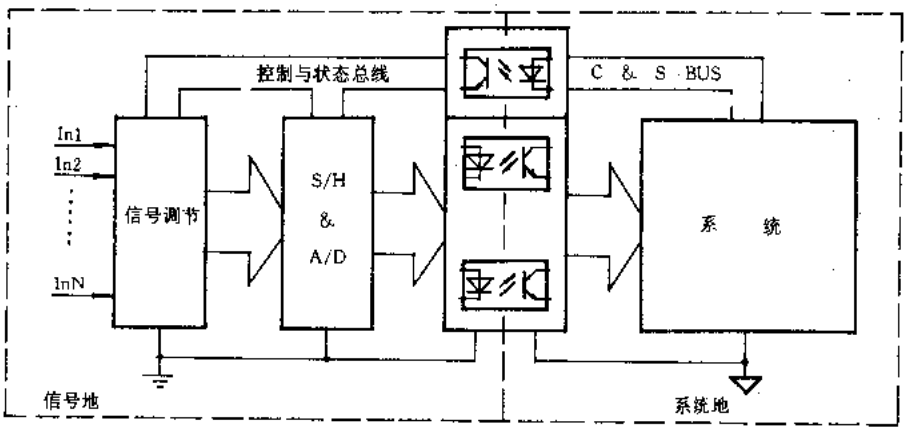


图 4.17-3

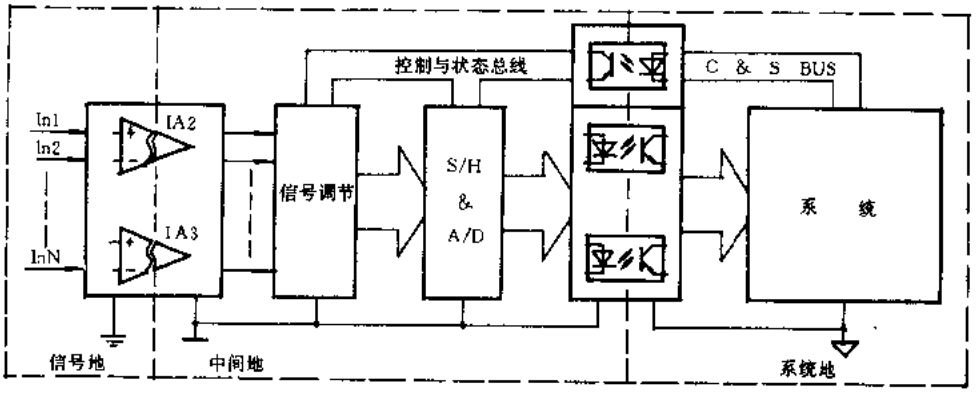


图 4.17-4

因此，工作在恶劣环境中的智能仪器的显示和键盘电路也需要隔离。这样才能在电路上保证全方位的隔离。

智能仪器的抗干扰措施，虽然隔离可以解决大部分干扰传导问题，但最好还要和屏蔽、接地等技术一起使用。如变压器多层屏蔽，仪器机箱制成屏蔽体，以及电路、变压器、相箱的合理接地，等等。这样，才能既可保障 CPU 的正常有序地工作，也可保证智能仪器能达到所要求的性能和技术指标。

三、结 论

抗干扰技术是电磁兼容(EMC)设计的重要内容，涉及的范围很广，需要理论知识和实际经验的配合。EMC 是当今的热门课题，尤其是微电子技术蓬勃发展的时代。国外已在这方面投入了大量的人力、物力，它在整个电子产品开发成本中占有很大的比重。我国在这方面的研究起步较晚，目前全国只有几个 EMC 实验室能够进行这方面的检测和分析。

本文只讨论了抗干扰技术中的隔离问题，并仅局限于智能仪器方面的。它是我们多年从事工业现场仪器研制的体会，采用全方位隔离措施后，现场仪器几乎没有发生过 CPU 工作异常(或“死机”)等现象。

参考文献

1 黄圣国等编著. 智能仪器. 北京:航空工业出版社,1993

2 王绍纯主编. 自动检测技术. 北京:冶金工业出版社,1995

3 李华主编. MCS-51 系列单片机实用接口技术. 北京:北京航空航天大学出版社,1993

4 Gerke D and Kimmel W. Designing Noise Tolerance into Microprocessor Systems. EMC Technology, March-April 1986

摘自《仪表技术》双月刊,1998 年第 1 期

4.18 智能仪表中印制电路设计技巧

浙江水利水电专科学校电力系(310016) 施文济

印制电路板是智能仪表中硬件组成部分的主体，它是各种功能的集成元件、有源元件(三极管、场效应管等)、无源元件(电阻、电容、电感等)、信号线、电源线的高密度集合体。在设计印制电路板时，不单是将元器件、电路走线等进行简单的布局安排，仅仅考虑元件安排匀称，外观整齐好看，实现其电路功能，还须符合抗干扰的设计原则。因为一块印制电路板的设计合理与否对整个仪表的抗干扰性能影响很大，直接关系到整个系统的可靠性和稳定性。因此在设计印制电路板时决不能马虎从事，不要认为现在可采用计算机辅助设计(如采用 Tango 软件)就万事大吉了。其实不然，真要使印制电路板设计要合理(指既能满足电路功能，又具有较好的抗干扰能力)，尤其是在工作频率高的场合，是要动一番脑筋的。

一、层压板材料的选择、外形尺寸确定和元器件布局原则

印制电路板的板材一般采用铂箔敷贴树脂胶合层板，这类板材的品种很多，其纤维有纸质、棉质、石棉质、玻璃布质等。可用的树脂有酚醛树脂、密胺甲醛树脂、有机硅树脂、环氧树脂等。如果所用纤维材料的比例及胶合剂略有不同，则层压板的性能就会有很大的差别，特别与高频印制电路板的介电常数和功率因数的关系极为重大。

一般来说，各种规格的玻璃布层压板其工作温度、电性能(特别是电孤电阻、损耗因数和绝缘电阻)比纸胶板或布胶板来得高。

酚醛树脂胶板的耐潮湿性能较差，在长时间潮湿的条件下，其电性能会降低很多。密胺甲醛树脂板的高频性能较差，耐潮性也不行，但这种材料的电孤电阻、机械强度异常优良，而且工作温度也高，因此常用来制作转换器及开关装置的电路板。环氧树脂浸渍的玻璃布层压板用得最广泛，由于环氧树脂和金属有极好的亲合力，因此铜箔的附着力强，电孤电阻也高，介电常数和绝缘电阻也较为理想，因此在一般情况都采用环氧树脂玻璃布层压板。

在频率要求很高的条件下(例如微波印制电路)最好采用 PTEE 树脂(氟碳树脂)浸渍的玻璃布层压板，这种材料的损耗因数异乎寻常地低，工作温度非常高，而且不怕任何溶剂，耐潮湿性能也好，但这种材料的价格非常昂贵，一般不常采用。

电路板的材料选择好以后，接下来要考虑的是印制电路板的外形尺寸，一般要求适中。尺寸过大时，由于印制线条长，阻抗增加，不仅抗噪声能力下降，而且成本也高；尺寸过小，则元器件过于集中会影响散热，同时印制线条过于密布易受邻近线条的干扰。

在元器件布置方面应把相互有关的器件尽量放得靠近些。例如时钟发生器、晶振、CPU 的时钟输入端都易产生噪声，在布置时应把它们靠近些。对于那些易产生噪声的器件、小电流电路、大电流电路等应尽量远离计算机的逻辑控制电路和存储电路(ROM、RAM)，如果有可能的话，最好另做电路板，这样有利于抗干扰，对提高仪表的可靠性有很大益处。

二、地线及电源线布置

智能仪表中地线的结构种类很多，有系统地、屏蔽地、逻辑地、模拟地等，地线布局是否合理是抑制干扰的重要方法，若能将接地和屏蔽正确地结合起来，可以解决部分干扰问题。因此，在设计地线及接地点时，应考虑以下几个问题。

(1) 逻辑电路和模拟电路的地线要分开布线，不要合用。在电路板上既有逻辑电路，又有模拟电路的情况下，应尽量使它们分开布线，尤其是地线，不能合用，将它们各自电路的地线分别与电源端地线相连。设计时，模拟地线应尽量加粗，而且尽量增加引出端的接地面积。

(2) 设计逻辑电路组成的印制电路板时，其接地线应构成闭环形式。在一块印制电路板上，装有很多集成电路块时，由于考虑到元件的布局，地线的粗细受到一定的限制，不可能很粗，不然会影响电路板的集成度。因此，在遇到耗电较多的集成电路时，由于地线粗细受限(即地线电阻不能近似为零时)，会在地线端处产生电位差，将给电路产生干扰的途径，降低抗干扰能力。若将接地电路做成闭环回路(见图 4.18-1)，则其电位差将大大减小，从而提高了抗干扰能力。

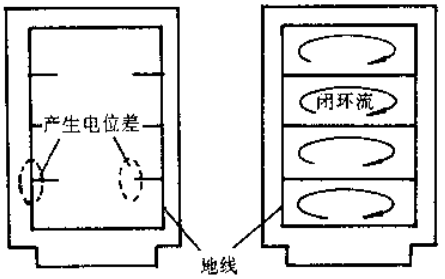


图 4.18-1

(3) 接地线应尽量加粗。若接地用的线条很细，则地线电阻增加，因而接地电位则随电流的变化而变化，致使 CPU 的定时信号电平不稳，抗干扰能力变坏。因此，设计时应将地线条尽量加粗，使它有足够的容量通过实际允许电流，不致于引起印制线条发热升温。因此在布线空间允许的情况下，尽量将接地线条的宽度设计在 2～3 mm 以上。

(4) 接地点的选择。在频率低于 1 MHz 的电路中，因布线和器件间的电磁感应影响很小，而接地电路形成的环流对干扰影响较大，故应采用一点接地，使其不能形成回路。当信号频率大于 10 MHz 时，由于布线的电感效应明显，地线阻抗变得很大，此时，接地电路形成的环流就不是主要矛盾，则应采用多点接地法，尽量降低地线阻抗。

电源线的布置方法除要根据电流的大小尽量加粗道线的宽度外，在布线时应使电源线、地线的走向与数据传递方向一致，这将有助于增强抗干扰能力。

三、去耦电容安放位置

为了提高系统的抗干扰能力，通常在印制电路板的各个关键部位配置去耦电容。但在安置去耦电容时应注意以下几点。

(1) 在印制电路板的电源输入端跨接 100 μF 左右的电解电容器，若体积允许的话，选取大于 100 μF 的电容更好。

(2) 原则上每个集成电路芯片都应安置一个 0.01 μF 的瓷片电容器，如遇印制电路板空隙小而装不下时，可每 10 个芯片左右安置一个 1～10 μF 的钽电容。

(3) 对抗干扰能力弱、关断时电流变化大的器件和 ROM、RAM 等存储器件，应在芯片的电源线(V_{CC})与地线(GND)间直接接去耦电容。

(4) 电容的引线不能太长，特别是高频旁路电容不能带引线。

四、在设计模拟电路时，要考虑强磁场的干扰

如将图 4.18-2(a)所示的三极管放大器的部分略图绘制成图 4.18-2(b)那样，在强磁场作用下会产生电磁感应干扰电势。若把电路改变成图 4.18-2(c)那样，由于跨越每边所检验的磁场极性相反，使电磁感应噪声得以抵消，从而提高了抗干扰能力。

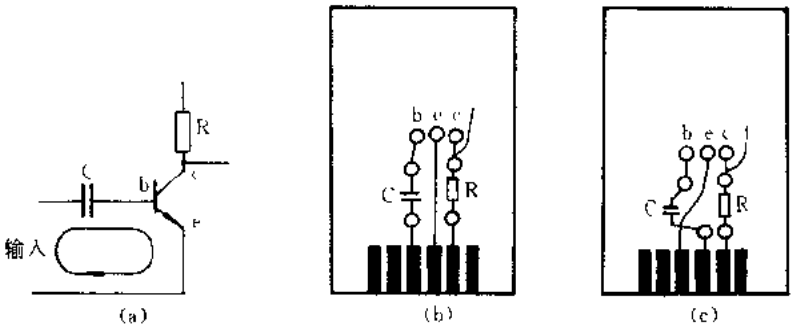


图 4.18-2 克服强磁场干扰的印制电路板的设计方法

当然在设计印制电路板时，每个设计者都有自己的独到之处，采用的措施也相当多，不能一概而论，最主要的是多实践、多总结，才能针对不同的电路设计出性能良好的电路板来。

参 考 文 献

1 [美]W.O.亨利.电子系统噪声抑制技术.铁道部北京二七通信工厂科研所翻译组译.北京：人民铁道出版社，1978

摘自《自动化仪表》月刊，1998 年第 5 期

4.19 减少印刷电路电磁辐射噪声的设计法

岳 云 万 澄

说起降噪，人们往往会想到屏蔽方法，然而一般的电子装置都存在许多不能完全密闭的部分，因而单靠屏蔽是不理想的。本文从尽量减少电磁辐射的降噪措施出发，叙述了电子设备使用的印刷电路板的 EMI 设计方法。

一、电路的电磁辐射

辐射噪声产生的主要原因是感应。感应指流过回路的电流所形成的电磁波在与之隔开的其他回路中引发噪声的现象。

1. 电磁辐射的一般形式

电磁辐射是由环路中的电流引起的。环路中一旦有电流流过，便会产生磁场，而这个磁场又会产生电场，这种现象重复下去就会传送电磁波。如果在这样的电磁场中存在导体，则该导体内会出现感应电流，其大小与电磁场的强度成正比。

如图 4.19-1 所示，当平面上面积为 $S(m^2)$ 的微小环路中通过电流 I(A)时，远场电场强度 E_M 为

$$E_M = 120\sqrt{(\mu_s/\epsilon_s)}\pi^2 IS \cdot (e^{-jkr}/\lambda^2 d)\sin\theta \quad V/m \tag{1}$$

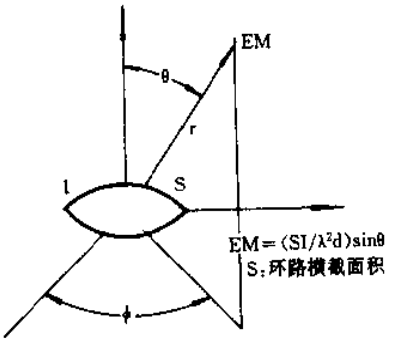


图 4.19-1 闭回路产生的电磁辐射

式中 μ_s 为空间的相对磁导率，ϵ_s 为空间的介电常数，k_r 是媒介中的传播常数，d 为与电流环路的距离，λ 为信号的波长，θ 是与回路所成的角度。由此可知，环路产生的电磁波的辐射强度将：

(1) 与环路内的电流成正比；

(2) 与波长(电流频率的倒数)的平方成反比；

(3) 与环路的横截面积成正比；

(4) 与离辐射源的距离成反比；

(5) 与辐射源回路的夹角有关。

要想降低噪声辐射，需根据以上特性采取相应对策。(1)、(2)虽可通过电路设计来调整，但对数字电路而言，一旦选定使用的元件，则某些参量就自动设定了，设计者不可能轻易控制；(4)取决于安装方法，设计者不一定能够控制；(5)是通过在装置内改变布线的互成角度来调整的，设计者未必能控制；(3)是设计者唯一能控制的量，因此降低电路板噪声的措施就是减少电路的环路横截面积。

2. 电磁辐射较少的安装方法

图 4.19-2 (b)以模型方式示出了减少电路辐射噪声的布线方法。该电路把共用接地线用作信号回程线路的结构(图 4.19-2(a))设置成每个信号一条回线，当信号的回流流过回线时，信号电流所形成的环路的横截面积比图示的面积要小，从而减少该部分的辐射噪声。

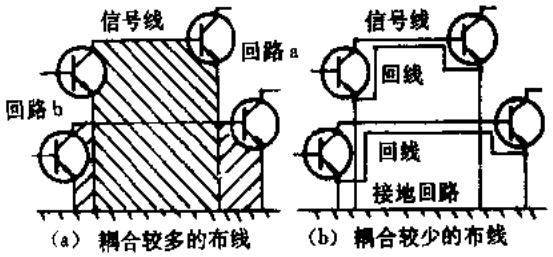


图 4.19-2 减少感应的布线方法

众所周知，电流将流向环路阻抗最小的位置，但是单单设置接地线并不能使回流流向那个部分。从后面讲到的一些现象可以了解图 4.19-2(b)的布线方法对于高频信号是有效的。

图 4.19-3 示出将被感应线靠近 TTL 间的信号传送线路配置时的感应状况。把感应线、被感应线和接地线并在一起与只把感应线与被感应线并在一起相比，后者的感应量显著增加，图 4.19-2 电路就有这种现象。另外，在装置内的布线及汇流线中使用扁平电缆时，把其中全部的线都分配给信号与把若干条线分配给接地相比，后者信号间的干扰显著减少。

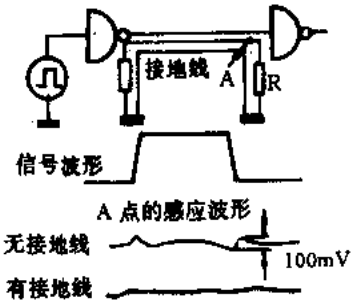


图 4.19-3 接地线对感应的影响

印刷电路板也是如此，如果接地回路靠近，则回流会流过那里，结果，环路的横截面积变小，噪声辐射降低。噪声辐射降低还包括对外界噪声的承受力增强。

二、回路内的电流通路

邻近设置的传送线路之间会产生互感，这对信号的感应也是重要的。现在考虑将接地线置于信号线附近时的情况，其等效电路如图 4.19-4 所示。

这里，除了设置在信号线附近的接地线之外，接地回路的其他部位均为标准电位，所有部件通过该接地回路接地。该电路中，返回信号源 E 的电流通路有两个系统，图 4.19-4 中回程线路上的电流为

$$i_s = i_1[j\omega M/(j\omega L_s + R_s)] \tag{2}$$

式中，M 是变压器的互感，L_s 为变压器的自感，R_s 为回程线路的电阻值。假定变压器的耦合良好($M=L_s$)，则

$$i_s = i_1[j\omega/(\omega + \omega_c)] \tag{3}$$

这里，$\omega_c = R_s/L_S = 2\pi f_c$。

该式在 $M=L_s$ 成立且频率高于 f_c 时，$i_s=i_1$，不管是否存在低阻抗的接地回路，信号电流都

会流向邻近配置的回流电路。这里，f_c 被称为由信号线和回线构成的传送线路的截止频率，它由自感（与回线和信号线的互感相等）和线路的电阻值确定。互感和自感相等的条件一般得不到完全满足，但相邻的距离越长该条件就越容易成立。

这样，在高频条件下，即使存在阻抗非常低的接地回路，如果配置有相邻的回程线路，则大部分回流都将从其中流过。因此，采用这种信号线配置方法，在辐射噪声（或感应）问题非常严重的高频环境中，由信号电流所形成的环路的横截面积变得很小，这就是接地回路设置得靠近则感应减小的原因。

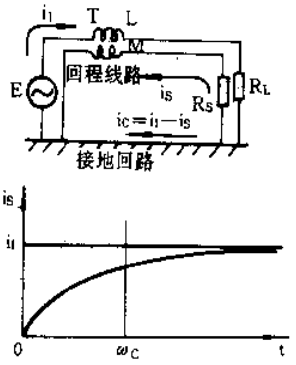


图 4.19-4　流过回程线路的电流的频率特性

三、电路板降低噪声辐射的布线方法

1. 印刷电路板上构成的传送线路

在印刷电路板上实现上述构造的一种方法是采用类似于高速或高频电路所使用的微带传输线结构。微带传输线指的是图 4.19-5 所示的将介电常数为 ε 的电介质夹在中间、导体相对放置而构成的不平衡型传送线路。导体中，一侧是普通的接地回路，另一侧为信号线。这种线路非常适合在印刷电路板上实现。采用该传送线路时也存在上述现象，信号的回流以某种幅度（约为信号导体宽度的 3 倍）流过上部导体正下方的接地部分。由于印刷电路板很薄，所以信号电流所形成的环路的横截面积变得很小，噪声辐射也因此而降低。

数字电路的印刷电路板也容易实现这种构造。在图 4.19-6 的多层电路板中，接地回路和电源回路设置于内层。采用这种结构是为了能够实现最小的电流闭回路以减少辐射噪声量。

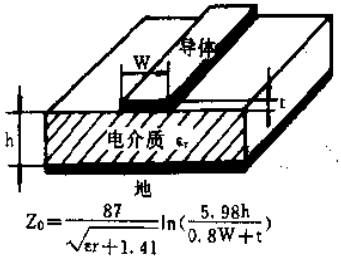


图 4.19-5　微带传输线的构造及其特性阻抗

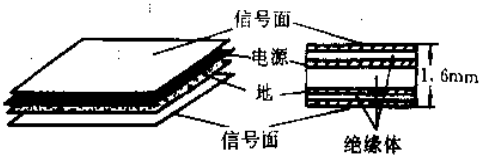


图 4.19-6　多层电路板构造示例（4 层）

2. 进一步减少噪声辐射的去耦

如图 4.19-7 所示，数字电路的 TTL 等饱和型元件在信号变化点上会流过大电源电流，这一特征在设计数字电路的电源/接地回路时是必须考虑的。数字电路的输出回路为 2 个晶体管上下连接，通过晶体管的互补性 ON-OFF 操作生成“1”“0”信号。该输出回路在输出阻抗较低且 2 个晶体管同时导通的瞬间会有很大的脉冲状电流流过电源/接地回路。如图所示，电流只在脉冲信号上升和下降部分流动，形成非常窄的脉冲状电流，具有高频成分，所以会使电源/接地回路的电位变化并产生大量辐射噪声。在数字电路产生的辐射成分中，电源电流所占的比例非常大。

为解决这一问题采用了多层电路板，它对于降低电源及接地回路的阻抗最为简便有效，但仅此还不能充分减小电流的环路，还需配置去耦电容。去耦电容的作用是减小脉冲信号变化点上流过大电流的环路。

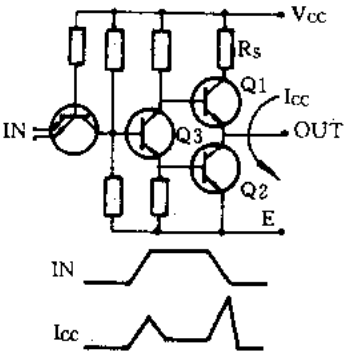


图 4.19-7 TTL 电路和电源电流

该电容以减小电源电流的环路横截面积为目的，故必须离各元件都很近，为此应在整个电路上做网络状配置，当然在有大电流流过的 LSI 周围也必须配置。虽然不采用多层电路板也能发挥去耦电容的效用，但如果是多层电路板，由于在 IC 近旁一定存在电源/接地回路，所以能够使去耦电容的效能得到最大限度的发挥。当然，去耦电容必须具备良好的高频特性，因为会有高频电流流过。在这一点上，多层电路板的构造也显示出优越性。在多层电路板内部设置平板状电源/接地回路的场合，该回路等效于大面积的板状电极相互对抗，容量虽小却能构成具有优良高频特性的电容，该电容还能起到对使用中的电容进行频率特性插补的作用。在这种结构的回路中，电源电流所形成的环路的横截面积变得很小，辐射噪声也非常低。

为了进一步减小该环路的横截面积，开始越来越多地采用片式元件。另外，以往的 IC 的电源脚和接地脚多采用对角线配置，如今为了降低辐射噪声而采用相对配置法。

多层电路板最初是为提高布线密度而开发的，而今它又对提高装置的电性能起到了很好的作用，为了解决噪声问题也应采用多层电路板。

四、降低辐射噪声的部件配置法

为了减少印刷电路板的噪声辐射，除了减少电源电流造成的噪声辐射外，还需减少信号线路造成的噪声辐射，为此必须减小由信号电流形成的环路的横截面积。根据这一要求，印刷电路板上的部件配置原则是：

- 关系紧密的电路邻近配置；
- 信号线路只通过信息，不通过能量。

图 4.19-8 示出了基于这种考虑在印刷电路板上进行电路配置的例子。一般的电路都是由

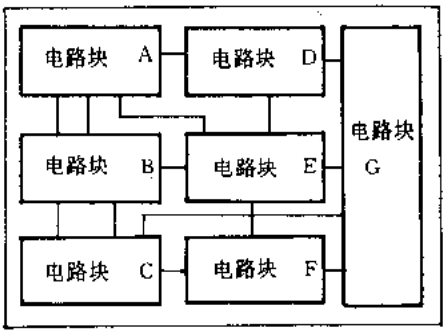


图 4.19-8 印刷电路板形成的电路配置方法示例

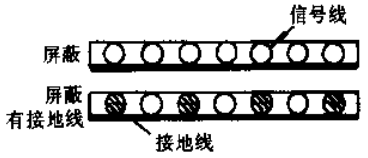
若干功能块构成的，功能块之间有的关系紧密，有的关系不紧密，应将关系紧密的功能块靠近配置。关系紧密的功能块之间连有多条信号线，而关系不紧的功能块之间的信号线较少，这种

配置方法从整体上看信号线的长度变短了，结果信号电流环路的横截面积变小，辐射噪声降低。

五、存在问题的电路的处理

上述构造的印刷电路板解决了大部分辐射噪声问题，但在电路板内存在诸如时钟电路这样易形成超长线路的部分，该部分的辐射噪声不一定会降低。在使用多层电路板并将去耦电容适当配置的场合，像时钟电路这种超长布线部分就会变得相当小，容易进行某些特殊处理。

图 4.19-9 是测定扁平电缆间串话量的装置，从构造上看可认为和印刷电路板相同。由图可见，通过在布线中加入接地回路能够抑制辐射噪声。因此，存在超长线路的场合，如果除了平板状的接地回路之外还沿着信号线路设置接地回路，则该部分产生的噪声辐射减少。



有屏蔽的扁平电缆的信号线间的远端串话量比没有屏蔽时减少 2/3 以上，而接入地线后又能再减少 2/3，该构造在印刷电路板上也能容易地实现。

图 4.19-9 扁平电缆的串话量

另外，由于电磁辐射的强度与流过环路的电流成正比，所以应尽量避免电流流过信号线路。

摘自《电子与仪表》双月刊，1998 年第 2 期

4.20 Polyswitch 自恢复保险丝在晶闸管触发电路中的应用

中国有色金属工业总公司洛阳有色设计研究院(471039) 王庆华

Polyswitch 自恢复保险丝是美国 Raychem 公司生产的一种新型元件,Polyswitch 元件在过电流情况下电阻迅速增大,将回路电流降到足够小,从而使电路受到保护。当过电流消失时,Polyswitch 元件的电阻恢复常态,以允许电路正常工作。通常情况下无需更换,与传统的保险丝相比具有很多优点,因此在民用和工业领域得到广泛应用。采用 Polyswitch 能有效保护功率扩展型晶闸管触发电路,使触发电路的可靠性达到较高水平。

一、传统保护电路的不足

近年来由于新器件的应用,传统的调功、调压脉冲晶闸管触发电路逐渐被功率扩展型晶闸管触发电路所取代,这种电路一般采用光控晶闸管或固态继电器构成,线路简单可靠,具有良好的隔离性线。采用这类元件构成的典型电路如图 4.20-1 所示。

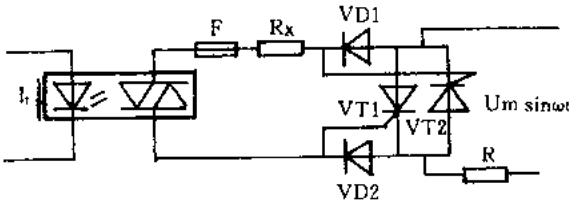


图 4.20-1 采用保险丝作保护元件的功率扩展型晶闸管触发电路

图中主回路元件可采用单向晶闸管反并联,也可采用双向晶闸管,触发电路无本质区别,VT1,VT2 是主回路晶闸管,R 是主回路负载电阻,VD1,VD2 可防止晶闸管门极流过反向电流,R_X 是触发电路限流电阻,限制流过触发电路的最大电流。F 是传统的保险丝,当有触发电流 I_t 时,触发电路开始导通并触发主回路晶闸管,主回路晶闸管导通以后,触发电路截止,因此流过触发电路的平均电流非常小。不会烧毁保险丝和限流电阻,一般情况下,此电路可满足触发要求。如果接线错误,例如 G,K 接反或晶闸管由于某种原因不能正常导通,当有触发电流 I_t 时,主回路电流将全部由触发电路流过,由于工业负载功率一般较大,R 很小,因此绝大部分电压降在 R_X 上,产生的过电流将 F 很快烧断,起到保护触发电路的作用。由于此电路存在可更换保险丝元件,在进行电路设计时必须放置在容易维护的位置,在工业现场则极易被错误保险丝替换,造成触发电路的故障,还有可能因保险丝规格过大,故障时产生的过电流将 R_X 烧坏,引起故障扩大。

二、采用 Polyswitch 元件的保护电路

为了有效保护触发电路,用 Polyswitch 元件代替传统的保险丝,改进后的触发电路如图

4.20-2 所示。

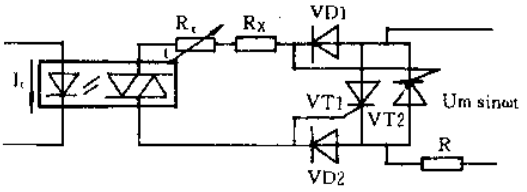


图 4.20-2 采用 Polyswitch 作保护元件的功率扩展型晶闸管触发电路

可以看出，原电路中的保险丝被 Polyswitch 元件 R_t 代替。R_X 是限流电阻。此电阻选择的原则是触发状态时电路能提供适当的触发电流，能可靠触发晶闸管，异常状态下触发电路电流不超过 Polyswitch 元件的最大承受电流 I_{max}，确保异常状态时 Polyswitch 能及时动作，限制触发电路的电流，保护触发电路不至损坏。设交流电压有效值 U 为 220 V，本例电路中 Polyswitch 可选择 Raychem 公司的产品 TR600-160，其最大工作电压 $V_{max}=600$ V，最大承受电流 $I_{max}=3$ A，由于工业加热功率较大，R 很小，同时忽略晶闸管门极压降，则当异常状态触发电路导通时，交流电压可视为全部加在触发电路上，R_X 可由下式求出：

$$R_t + R_X = U/I_{max} = 220/3 \approx 73\ \Omega$$

由 Raychem 公司产品样本可查出室温下本型号 Polyswitch 的电阻约为 4～10 Ω，故 $R_X \approx$ 63～69 Ω，考虑电压波动的影响，R_X 可取标称值 75 Ω。模拟故障状态和短路实验表明，Polyswitch 元件可在 2～3 个周波内将触发电路的电流衰减至极小，长时间处于异常状态不会烧坏，有效地保护了触发电路，避免了故障的扩大。通过实验还发现，R_X 应选用 3～6 W 线绕电阻，不能选用金属膜电阻，因为金属膜电阻耐电流冲击能力较小，异常状态时易烧坏，使电路失去免维护性能。R_X 两端电压衰减曲线如图 4.20-3 所示。本图同时也间接显示了触发电路的电流衰减。

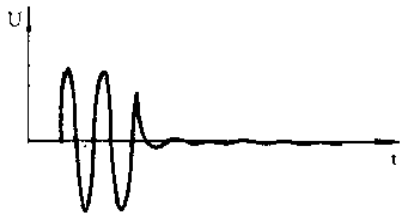


图 4.20-3 Polyswitch 元件动作时 R_X 两端电压衰减曲线

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 10 期

4.21 正确选择微处理器复位监控电路

武汉力源电子股份有限公司(430079) 胡 戎

为确保正常的工作,大多数基于微处理器和微控制器的系统在上电和掉电过程中以及进入或退出关闭或睡眠方式时都要求监控。监控器可能仅提供上电或掉电复位,也可能提供其它功能,如后备电池管理、存储器写保护、低电压早期告警或看门狗。在这些功能中,上电或掉电复位对微处理器和微控制器而言是最基本也是必不可少的的功能。复位电路在系统电源建立和达到某个门限值以后,为系统 CPU 和某些接口电路提供一个几十毫秒至数百毫秒的复位脉冲,利用这段时间,系统振荡器启动并稳定下来,CPU 复位内部的寄存器和程序指针,为执行程序做好准备。另外,复位期间 CPU 总线处于高阻状态,所有控制信号处于无效状态,以免出现误操作。对系统中某些需要复位的接口电路,复位使它们内部的控制寄存器和状态存器处于某种确定的初始状态。

一、阻容复位电路与专用复位监控器复位波形比较

阻容复位电路是使用最为普遍且成本低廉的复位电路,图 4.21-1 虚框中的电路即为一个典型的阻容复位电路。这种电路利用电容上电压不能突变而是按指数规律上升或下降的特性,配合后面反相器的输入高低电平翻转门限来产生所需的复位脉冲。复位脉冲的宽度主要取决电容电阻的参数,阻容复位电路大部分情况下均能良好地工作,但后面的分析可以发现,这种电路在电源出现瞬间跌落的情况下,将无法获得参数符合要求的复位脉冲或根本无法产生复位脉冲。

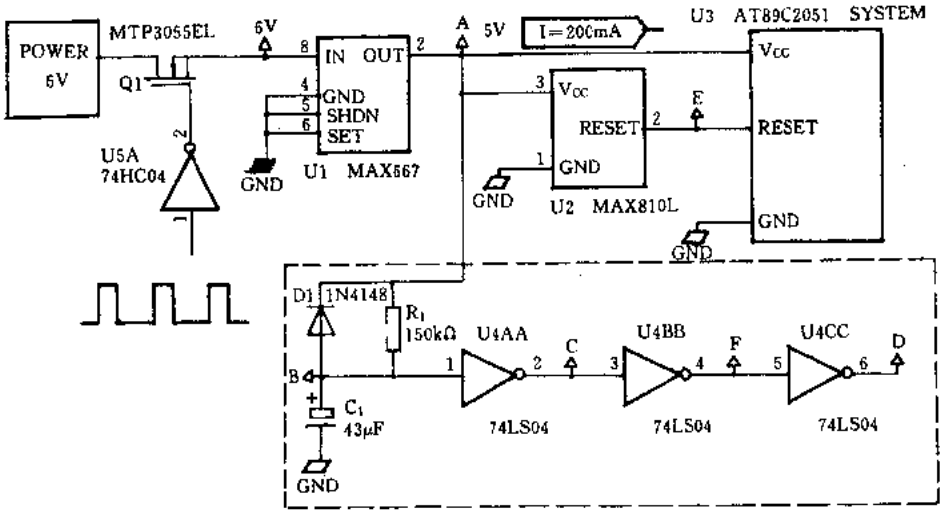


图 4.21-1 典型的阻容复位和监控器复电路

监控器的复位功能是由其内部的高速比较器、基准电压源和复位产生器等部件构成的电

路实现的。通常比较器的二个输入端分别接内部基准电压源和系统电源，当系统电源上升超过内部基准电压的值时，比较器输出触发复位产生器产生一个复位脉冲，它的宽度由复位产生器决定(通常由单稳电路实现)。

图 4.21-1 是该复位电路的电原理图。该电路由一台精密稳压电源为系统供电，稳 压电源的输出调整在 6 V，它经一个 N 沟道 MOSFET(MTP3055EL)连接到 MAX－IM 公司产生的低压差线性稳压器 MAX667 的输入端。MOSFET 的栅极受一个占空比可调的脉冲控制，用于接通或关闭该 MOSFET，以模拟电源的上电、掉电或瞬间跌落的情况。线性稳压器 MAX667 输出一个 5 V±5%的电源，为以 AT89C2051 为核心的某单片机系统供电，该系统的工作电流约为 200 mA。单片机 AT89C2051 的复位信号由 MAXIM 公司生产的仅有三个脚的复位芯片 MAX810L 提供，该复位芯片复位电压门限的典型值为 4.63 V。图 4.21-1 虚框内电路是由阻容元件和三个反相器构成的阻容复位电路。

首先，将图 4.21-1 中 MOSFET 的关闭时间控制在约 50 ms，这种情况下图 4.21-1 中 A、B、C、D 和 E 点的电压波形如图 4.21-2 所示。其中点 A 的波形即为系统供电电压的波形，它在 MOSFET 关闭时跌落至大约 0.16 V，并维持约 50 ms；B 点波形是电容 C_1 上的充放电波形，其最大值约为 1.32 V，最小值约为 0.52 V；C 点是反相器 U4AA 输出端波形；D 点是经二级反相器整形后输出的宽度约为 200 ms 的正复位脉冲；E 点是由复位芯片 MAX810L 产生的宽

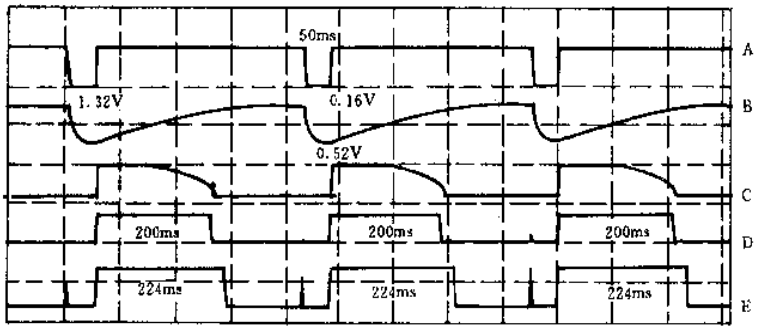


图 4.21-2 正常的电源上电复位波形

度约为 224 ms 的正复位脉冲。在该正脉冲前面有一个小的尖峰，它是由于当 A 点电压跌落至 4.63V(典型值)复位门限电压时 MAX810L 产生的掉电复位脉冲，由于 A 点电压迅速下降，故该脉冲仅是一个宽度约为 2 ms 的尖峰。由图 4.21-2 各点的电压波形可以看出，在电源跌落时间为 50 ms 的情况下(相当于一次掉电和上电)，无论是复位芯片 MAX810L 还是阻容复位电路均能正常地产生所需的复位脉冲。

然后，将 MOSFET 的关闭时间逐渐减小，分别为 10 ms、5 ms 和 3 ms，这时图 4.21-1 中 A、B、C、D 和 E 点的电压波形如图 4.21-3 所示。可以看出，这时 A 点电压跌落的最低点分别为 0.2 V、0.4 V，和 1.1 V，而电容 C_1 上放电电压的最低点分别为 0.7 V、0.75 V 和 1.2 V。随着电容 C_1 上再次被充电的起始电压的抬高，它充电至反相器 U4AA 输入端逻辑“1”电平的时间也随之减小，结果在 D 点所产生的正复位脉冲的宽度也随之减小。对于 A 点电压 10 ms 和 5 ms 的跌落情况，D 点正复位脉冲的宽度分别为 150 ms、和 90 ms。对于 3 ms 跌落情况，由于电容 C_1 上放电电压的最小值为 1.20 V，它高于 U4AA 输入低电压的最大值(通常为 0.8 V)，

故 D 点无复位脉冲输出。由图 4.21-3 可以看出，对于相同的电源瞬时跌落情况，复位芯片 MAX810L 能有效地确保宽度为 224 μs 的正复位脉冲输出(图 4.21-1 中 E 点)。事实上，即使电源瞬时跌落宽度小至数百 ms，只要其跌至 4.63 V(典型值)的复位门限以下，MAX810L 仍能确保产生有效的复位脉冲。

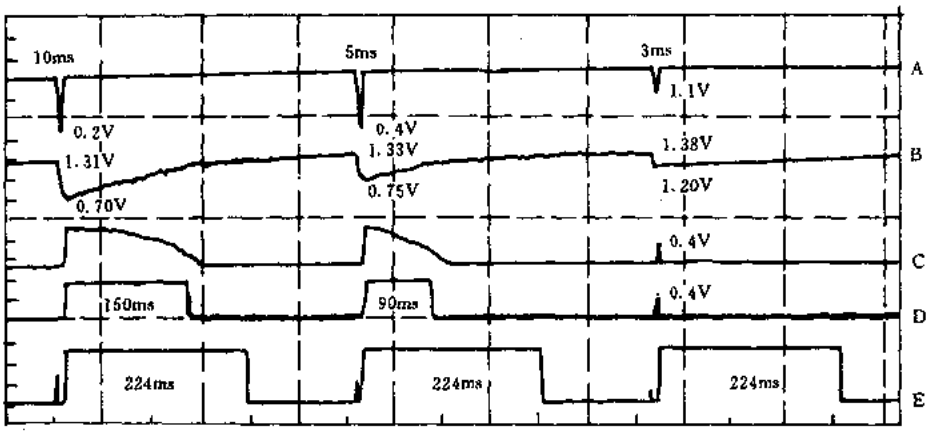


图 4.21-3 电源瞬时跌落时的复位波形

通过以上的对比分析可以看出，监控器和复位芯片在电源上电、掉电和瞬间跌落的情况下，均能提供正确的复位脉冲，其宽度和复位触发门限值均是由生产厂家设计并经出厂测试保证的，而由阻容元件和门电路组成的复位电路虽然在多数情况下均能良好地工作，但对于电源瞬时跌落的情况，这种电路可能无法保证复位脉冲的宽度，最坏情况则产生不了复位脉冲。另外，阻容复位电路的复位触发门限较难在设计时确定，因为它与电阻电容值的精度、供电电源的精度以及门电路的触发电平有关，且受温度的影响较大。下面将要讨论的问题正是如何正确地选择复位门限，它关系到一个系统能否可靠地工作。

二、正确选择复位门限

任何厂商生产的监控器或复位器其复位触发门限均有一个精度范围，例如对于 MAX810L，其复位门限的典型值为 4.63 V，确保范围是 4.56 ～4.70 V，这就是说 MAX810L 的复位门限可能低至 4.56 V，也可能高至 4.70 V，而不一定正好是 4.63V。同样地，MAX810L 复位脉冲宽度(或复位延时周期)的典型值为 240 ms，确保范围是 140～560 ms。通常，只要求复位脉冲宽度大于微处理器所需的宽度即符合要求，而多数监控器复位脉冲宽度的最小值一般均大于微处理器所需的宽度，故有关这个参数的选取无需过多考虑。这里着重讨论监控器复位门限电压的选取。在选择监控器的复位触发门限时要将系统供电电源精度、IC 可操作电压范围以及监控器复位门限范围三者综合起来考虑。关于这个问题可用图 4.21-4 来说明。

图 4.21-4 中 K、L、N 和 M 是 MAXIM 公司监控器器件的后缀字母，用于表示器件的复位门限电压范围。对于(5±5%) V 的供电电源和(5±5%) V 的系统 IC 可操作电压范围，选择复位门限电压为 4.75～4.85V 的 K 档监控器是较理想的。而 N、L 或 M 后缀的器件因其最大复位门限电压已小于或等于 IC 最小可操作电压，因此，有可能在系统电源已下降到 IC 最小可操作电压 4.75 V 以下时复位才能发生，这对系统是不安全的。如果系统 IC 可操作电压范围为(5±10%)V，那么可选用 N、L 或 K 档器件，K 档器件虽可保证系统的正常复位，但复位在

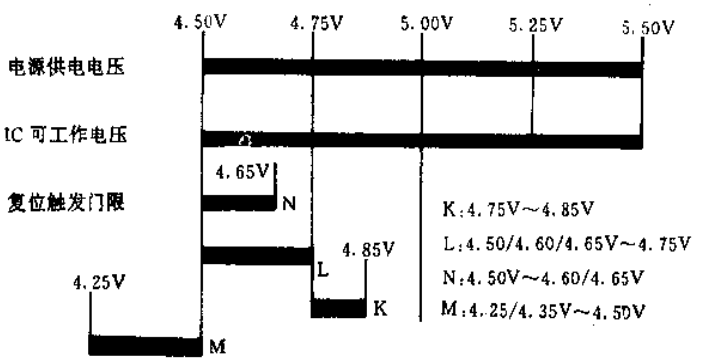


图 4.21-4 正确选择复位触发门限

电源远未下降到 IC 最小可操作电压以前已发生，而这是不必要的。N 或 L 档器件对这样的系统均较为理想，差别在于 N 档器件的最大复位门限电压比 L 档要低些，这意味着系统 IC 可在更低的电压下获得工作时间，由于 N 档器件门限电压精度高于 L 档器件，故成本相应也要高一些。再看 M 档器件，由于其最大复位门限电压等于 4.5 V。因此，对于系统电源和 IC 可操作电压为(5±10%)V 或(5±5%)V 的系统来说都是不适用的。

从以上的讨论我们可以得出下面的结论。对于要求不高的场合，选用阻容元件和门电路作为复位电路是一种廉价的选择方案，并且这种电路多数情况下均能良好地工作。但对于计算机、工控系统以及通信设备等，常常要求系统在任何异常情况下都能自动复位恢复工作，这样的系统选用监控器作为系统的复位产生器是最理想的，监控器除了能提供复位脉冲外，还有其它许多可选的功能。

参考文献

1 μP SUPERVISORY ANALOG DESIGN GUIDE 5th EDITION. Maxim Integrated Products, inc

2 Maxim Engineering Journal(23)

3 MAXIM DATA BOOK; V 1996

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 4 期

4.22 串行可编程监控 EEPROM 器件 X25045 及其应用

湖南电力试验研究所(410007) 罗志坤 徐植坚

一、概 述

X25045 是美国 Xicor 公司生产的 EEPROM 器件，它集多种功能于一体，性价比较高。X25045 是把微处理器外围器件最基本的三种功能：看门狗定时器、复位控制器和 EEPROM 集成在单个 8 引脚封装的 CMOS 器件内，将电源监控和看门狗功能与高速、三线、非易失性存储器组合在一起，从而很大程度上降低了系统成本对电路板空间的要求。看门狗定时器对微处理器提供了独立的保护系统，一旦出现故障，在已选择的超时之后，RESET 作出响应；V_{CC}检测电路可使系统免受电压低状况的影响，当降到最小工作电压以下时，系统复位，直到 V_{CC}返回到稳定为止；其存储器部分是 4096 位串行的 EEPROM，具有简单的三线总线工作的串行外设接口 SPI(serial perpheral interface)；它利用了 Xicor 公司的 Direct Write™专利技术，提供不小于 100 000 次的使用期限和最少 100 年的数据保存期。除此之外，它还具有以下一些基本特点。

(1) 低电源电压检测以及直至 $V_{CC}=1$ V 复位信号有效；

(2) 数据传送速率快，时钟速率为 1 MHz；

(3) 512×8 位串行 EEPROM，4 字节页方式；

(4) 采用低功耗 CMOS 工艺，具有 10 μA 等待电流和 3 mA 工作电流；

(5) 工作电源范围宽为 2.7～5.5 V；

(6) 块锁定(block lock)，保护 1/4、1/2 或所有的 EEPROM 阵列；

(7) 片内异常事件写保护(上电、掉电写保护和提供写锁存)。

二、引脚排列

X25045 引脚排列如图 4.22-1 所示，引脚说明如表 4.22-1 所列。

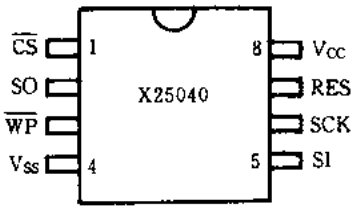


图 4.22-1 X25045 的引脚排列图

表 4.22-1 X25045 的引脚说明

符 号	说 明
$\overline{CS}$	芯片选择输入，低有效，置于工作电源方式
SO	串行输出，由 SCK 下降沿同步输出
SI	串行输入，由 SCK 上升沿锁存
SCK	串行时钟输入，控制数据的输入和输出
$\overline{WP}$	写保护输入，为低写操作被禁止，其他功能正常
V_{SS}	地
V_{CC}	电源电压
RES	复位端开漏输出，$\overline{CS}$下降沿复位看门狗定时器

三、工作原理

X25045 包括一个 8 位指令寄存器，通过 SI 来访问，数据在 SCK 的上升沿由时钟同步输入，此时$\overline{CS}$必须置低且$\overline{WP}$为高。表 4.22-2 为指令及其操作码的列表，指令、地址和数据都以 MSB(最高位)在前的方式传递，读写指令的位 3 包含了高地址位 A8。

表 4.22-2 X25045 指令集

指令名	指令格式	操 作
WREN	0000 0110	设置写使能锁存器(允许写操作)
WRDI	0000 0100	复位写使能锁存器(禁止写操作)
RDSR	0000 0101	读状态寄存器
WRSR	0000 0001	写状态寄存器(块锁定位)
READ	0000 $A_8$011	从所选地址的存储器阵列开始读出数据
WRITE	0000 $A_8$010	把数据写入所选的存储器阵列(1～4 字节)

1. 写使能寄存器

在对内部进行写操作之前必须用 WREN 指令来设置写使能锁存器，WRDI 指令复位锁存器。在上电和状态寄存器写周期完成之后，该锁存器自动复位。如果$\overline{WP}$变为低电平，锁存器也将被复位。

2. 状态寄存器

RDSR 指令访问状态寄存器，任何时候都可以读状态寄存器。其格式如下：

7	6	5	4	3	2	1	0
X	X	WD1	WD0	BL1	BL0	WEL	WIP

当进行 WREN、WRDI 和 RDSR 操作时，不必发送字节地址或数据。只读位 WIP(write in process 正在写)表示芯片是否忙于写操作，为“1”表示在进行写操作，为“0”则没有；只读位 WEL(write enable latch 写使能锁存)为“1”表示锁存器置位，为“0”则使其复位，它由 WREN

指令置位，WRDI 指令复位；位 BL1、BL0(block protect 块保护)由指令 WRSR 设置，表示使用的保护范围，X25045 分为四个 1024 位的段，通过 BL1、BL0 得到如表 4.22-3 所示的划分；位 WD1、WD0(watchdog timer 看门狗定时)通过指令来得到如表 4.22-4 设置的看门狗超时功能。

表 4.22-3 位 BL1、BL0 说明

状态寄存器位		被保护的阵列地址
BL1	BL0	
0	0	None
0	1	$180～$1FF
1	0	$100～$1FF
1	1	$000～$1FF

表 4.22-4 位 WD1、WD0 说明

状态寄存器位		看门狗定时周期(典型值)
WD1	WD0	
0	0	1.4 s
0	1	600 ms
1	0	200 ms
1	1	Disable

3. 时钟和数据定时

SI 线上输入的数据在 SCK 的上升沿被锁存，数据在 SCK 的下降沿输出到 SO 线上。

4. 读时序

读存储器阵列数据，首先把$\overline{CS}$拉至低电平选择芯片，发送 8 位 READ 指令，紧接是 8 位字节地址，然后是所选定地址的存储器储存的数据移出到 SO 线上，继续提供 SCK 便读出下一地址储存的数据，当字节地址到达最高地址($1FF)时，地址计数器自动翻至 $000，$\overline{CS}$置高电平终止读操作。图 4.22-2 为其时序图。

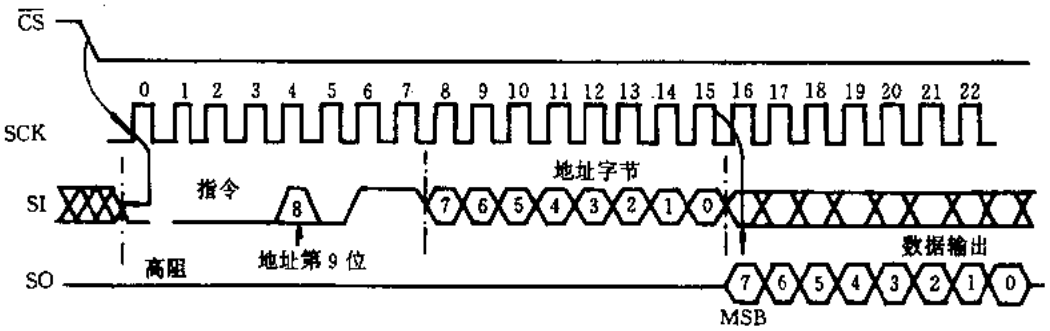


图 4.22-2 读 EEPROM 阵列操作时序

读状态寄存器，首先把$\overline{CS}$置低电平，发送 8 位 RDSR 指令，于是状态寄存器的内容被移出到 SO 线上，操作时序图与图 4.22-2 类似。

5. 写时序

首先发出 WREN 指令使写使能锁存器置位(见图 4.22-3)。$\overline{CS}$首先被置低电平,发送 8 位指令,接着$\overline{CS}$变高,允许继续进行写操作。

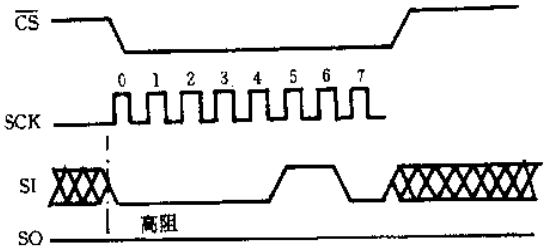


图 4.22-3 写使能锁存的时序

把数据写入 EEPROM 存储器阵列,CPU 首先发 WRITE 指令,然后地址,接着是要写的数据,为了结束写操作,只能在第 24、32、40 和 48 个时钟之后将$\overline{CS}$变高电平,在其他时间变高都不能结束写操作。字节和页的写操作时序如图 4.22-4、图 4.22-5 所示。

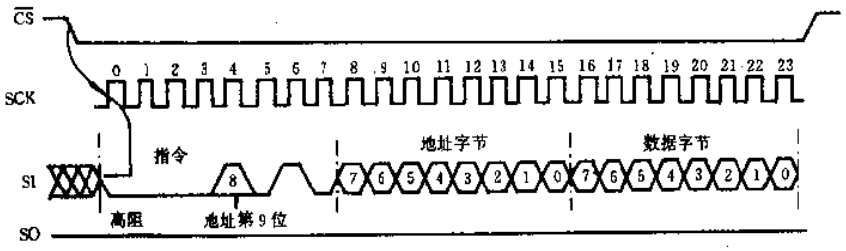


图 4.22-4 字节写操作时序

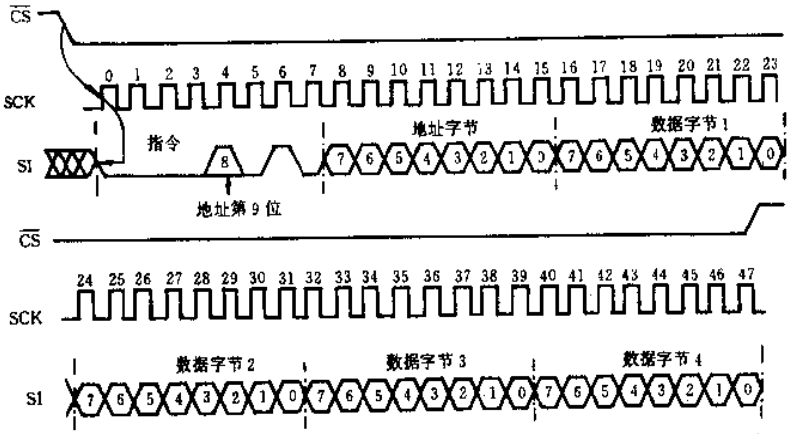


图 4.22-5 页写操作时序

6. 复位操作

一旦 V_{CC}降至低于最小工作电压或看门狗定时器已计到可编程的超时周期(time out limit),脚 RES 便输出高电平。

四、应 用

1. 硬件连接

X25045 与 I²C 串行总线 EEPROM 器件不同，数据输入和输出线是分开的，因而很大地提高了数据传送速率；另外增加写保护引脚$\overline{WP}$，使器件的使用具有更大的灵活性。X25045 可被控制和接口到任意通用的微处理器，这里我们使用目前应用广泛的 AT89C2051 为例，接口如图 4.22-6 所示。该电路既支持手动复位，同时提供看门狗控制的复位；R_1 是复位输出的上拉电阻。

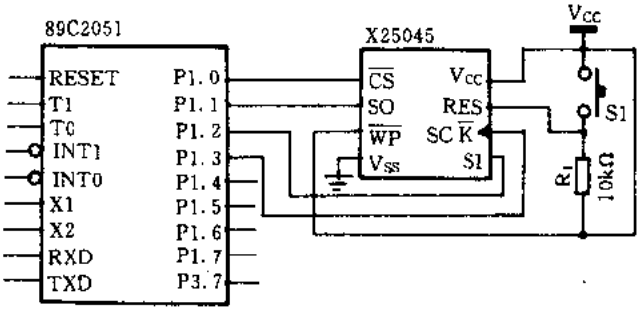


图 4.22-6 X25045 与 AT89C2051 的连接图

2. 软件设计

AT89C2051 与 X25045 接口应用的软件，包括了设置写使能锁存器 WREN _ SUB、复位写使能锁存器 WRDI _ SUB、写状态寄存器 WRSR _ SUB、读状态寄存器 RDSR _ SUB、字节读 BYTE _ READ、字节写 BYTE _ WRITE、页读 PAGE _ READ、页写 PAGE _ WRITE 和复位看门狗定时器 RST _ DOG 等应用子程序。下面列出几个常用的应用程序清单。

```
;******变量说明********
CS    EQU  P1.0
SI    EQU  P1.2
SCK   EQU  P1.3
SO    EQU  P1.1
;******设置写使能锁存器******
WREN:CLR SCK
     CLR CS
     MOV A,#COMMAND;send wren command
     LCALL BYTE_OUT
     CLR SCK
     STRB CS
     RET
;******复位写使能锁存器******
WRDI: CLR SCK
     CLR CS
     MOV A,#COMMAND;send wrdi command
     LCALL BYTE_OUT
     CLR SCK
     SETB CS
```

```
        RET
;******写状态寄存器******
WRSR:CLR SCK
        CLR CS
        MOV A,#COMMAND
        LCALL BYTE_OUT
        CLR SCK
        SETB CS
        LCALL WIP_POLL
        RET
;******读状态寄存器******
RDSR: CLR SCK
        CLR CS
        MOV A,#COMMAND
        LCALL BYTE_OUT
        LCALL BYTE_IN
        CLR SCK
        SETB CS
        RET
;******字节写******
BYTE_WRITE:MOV DPTR,#BYTE_ADDR
                CLR SCK
                CLR CS
                MOV A ,#COMMAND
                MOV B,DPH
                MOV C,B.0
                MOV ACC.3,C
                LCALL BYTE_OUT
                MOV A,DPL
                LCALL BYTE_OUT
                MOV A,#BYTE_DATA
                LCALL BYTE_OUT
                CLR SCK
                SETB CS
                LCALL WIP_POLL
                RET
;******字节读******
BYTE_READ: MOV DPTR,#BYTE_ADDR
                CLR SCK
                CLR CS
                MOV A,#COMMAND
                MOV B,DPH
                MOV C,B.0
                MOV ACC.3,C
                LCALL BYTE_OUT
```

```
            MOV A,DPL
            LCALL BYTE_OUT
            LCALL BYTE_IN
            CLR SCK
            SETB CS
            RET
;******复位看门狗******
RST_DOG:    CLR CS
            SETB CS
            RET
;******正在写检查******
WIP_POLL:   MOV R1,#MAX_POLL;set max number polls
WIP_POLL1:  LCALL RDSR
            JNB ACC.0 WIP_POLL2
            DJNZ R1,WIP_POLL1
WIP_POLL2:  RET
;******传送单字节******
BYTE_OUT:   MOV R0,#08H
BOUT1:      CLR SCK
            RLC A
            MOV SI,C
            SETB SCK
            DJNZ R0,BOUT1
            CLR SI
            RET
;******接收单字节******
BYTE_IN:    MOV R0,#08H
BIN1:       SETB SCK
            CLR SCK
            MOV C,SO
            RLC A
            DJNZ R0,BIN1
            RET
```

五、结束语

为了适合某些微处理器低电平复位要求，Xicor 公司还推出了低电平有效复位输出的 X25045，其他功能与 X25045 一致。

X25045 代表了新一代串行 EEPROM 的发展趋势，是可编程看门狗定时器、微处理器监控电路和非易失性串行 EEPROM 的完美组合，它的运用极大地节省了系统的空间和资源，同时简化了电路设计，缩短产品开发周期，在便携式仪器仪表和低功耗器件中有很广泛的应用前景。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 12 期

4.23 低成本、微功耗集成温度监控器的特性及应用

Maxim 公司北京办事处 魏 智

一、引 言

任何电子产品都不能过热或过冷，否则将会导致可靠性下降，损坏设备甚至会出现其它安全问题。因此，对某些关键器件进行温度监测并实行保护是必需的。MAXIM 公司最新推出的温度监控器 MAX6501～MAX6504 能够满足这方面的应用需求。

二、器件特性

MAX6501～MAX6504 是低成本的集成监控器，其内部结构主要由两个温度基准源和一个比较器组成，原理图见图 4.23-1 。温度预置门限从－45℃～＋115℃。其中 MAX6501/MAX6503 为漏极开路低电平报警输出，MAX6502/MAX6504 为推/拉式高电平报警输出。MAX6501/MAX6502 提供热温度预置门限(35℃～115℃)，当温度高于预置门限时报警；MAX6503/MAX6504 提供冷温度预置门限(－45℃～15℃)，当温度低于预置门限时报警。典型温度误差是±0.5℃，最大±4℃。滞回温度可选择 2℃ 或 10℃，以避免温度接近门限值时输出不稳 定。这类器件的工作电压范围为 2.7 ～5.5 V，典型工作电流 30 μA。

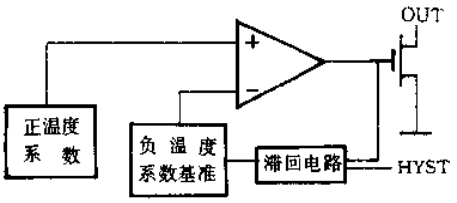


图 4.23-1

三、管脚说明

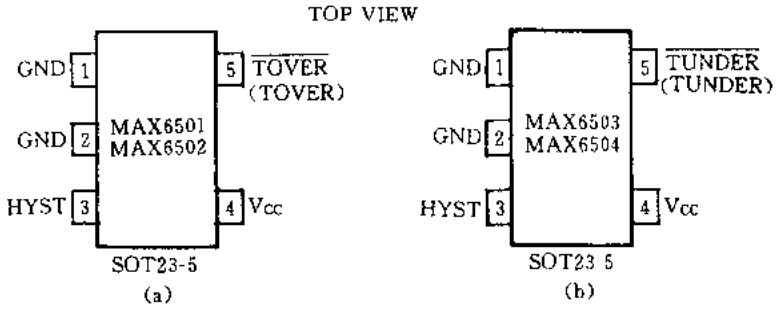
MAX6501～MAX6504 采用 SOT23－5 封装，引脚图如图 4.23-2 所示。

管脚 1、2 是接地端。

管脚 3 是滞回温度选择端。HYST＝V_{CC}时，滞回温度为 10℃；HYST＝GND 时，滞回温度为 2℃。

管脚 4 是电源端。

管脚 5 是逻辑电平报警输出端。



(a) MAX6502 管脚　(b) MAX6504 管脚

图 4.23-2

四、应　用

MAX6501～MAX6504 的典型供电电流值为 30 μA，当驱动高阻抗负载时，其功率损耗可忽略不计。片内温度与封装的表面温度基本相同。保证温度监控精度的关键在于 MAX6501～MAX6504 与被监测器件之间的热传递，温度检测精度取决于被检测器件与 MAX6501～MAX6504 之间的热阻，热量由引线进入和流出温度监控器。SOT23－5 封装的管脚 2 提供了非常低的到达芯片内部的热阻，保证热量迅速可靠的传递。

MAX6501～MAX6504 片内温度的升高值可由下式给出

$$\Delta T_J = P_{DISSIPATION}\Theta_{JA}$$

式中　$P_{DISSIPATION}$——MAX6501～MAX6504 的功率损耗；

Θ_{JA}——封装的热阻。

SOT23－5 封装的 MAX6501～MAX6504 典型热阻值为 140 ℃/W。为限制器件自身的热效应，应尽量减小输出电流。例如：若 MAX6501 或 MAX6503 电流为 1 mA，输出电压保证低于 0.3 V，则有 0.3 mW 的功率耗散在 IC 内，片内温度将升高 0.042 ℃。

MAX6501～MAX6504 具有较广泛的应用范围。例如：各种功率器件和关键器件都对温度比较敏感，大功率可控硅等器件需要过热保护，笔记本、工作站、服务器、手提电话等也都需要过热保护，各类加热系统需要温度控制。均可以采用 MAX6501～MAX6504 对温度进行监控并输出报警信号。

1. 微处理器温度控制

由于 MAX6501～MAX6504 的封装尺寸非常小，这对于 DIP 封装的微处理器来讲，可以将 MAX6501～MAX6504 安装在微处理器的底部，提供更好的接触以便更好地监控微处理器的温度，监控器输出可以复位微处理器或者产生中断，或者触发外部报警(见图 4.23-3)。

2. 窗式温度报警

利用两个监控器输出可以得到窗口式报警输出。MAX6501/MAX6503 和 MAX6502/MAX6504 成对互补，可以得到冷热温度窗报警输出。图 4.23-4 中 MAX6502/MAX6504 是通过或门得到报警输出；MAX6501/MAX6503 是线或后得到的报警输出。温度窗口范围是－5℃～75℃，当超出这个范围时就会输出报警信号。

3. 失效温度监控

高可靠性的应用中，监控多个温度是需要的。例如在风扇控制系统和洗碗机加热系统中，用 MAX6501～MAX6504 进行多温度监控，能够提高系统的可靠性。图 4.23-5 所示电路，采

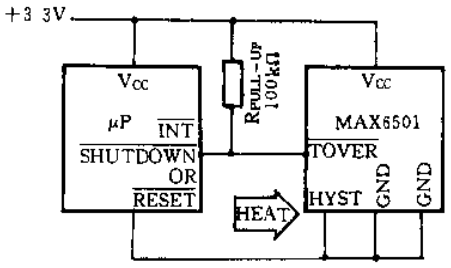


图 4.23-3

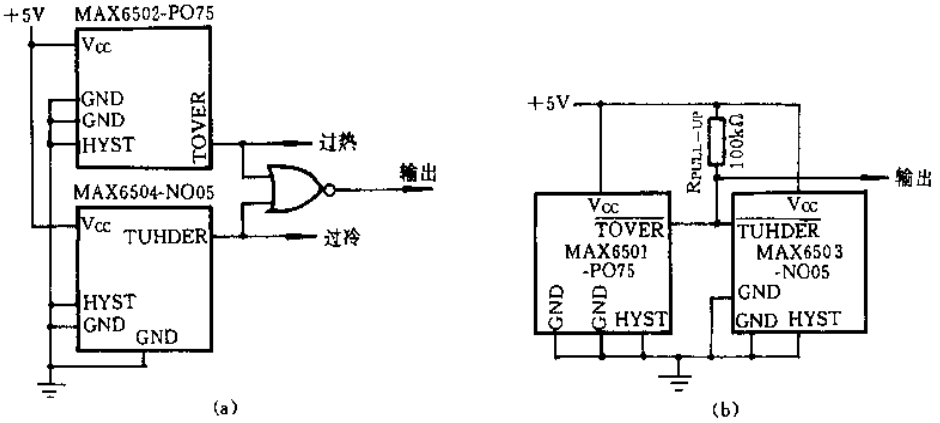


图 4.23-4

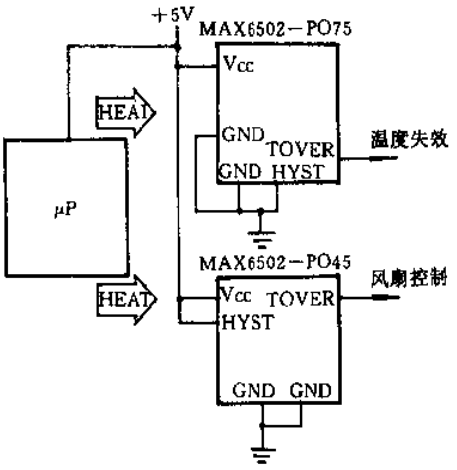


图 4.23-5

用两片不同温度门限的 MAX6502，可监测系统的失效状况，以免器件因过热而造成永久性损坏。图中：MAX6502-PO45 在器件温度超过 45°C 时监控风扇的工作状态，MAX6502-PO75 保证补充监测器件温度超过 75°时关断系统。因为造成这种现象的原因可能是短路、控制系统失效等，所以必须进行失效保护。

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 8 期

4.24 逻辑加密卡 SLE4442 的安全性研究

南京航空航天大学(210016) 袁家斌 陶宝琪
Bowling Green State University Hairong Yang (USA)

逻辑加密卡 SLE4442 是德国西门子公司推出的智能带写保护功能和保密逻辑的 256 字节 EEPROM 卡。它以其优良的性价比,近年来在中国被广泛应用于医疗、交通、企业管理以及水、电、煤气、商业预收费等领域中。但是,逻辑加密卡 SLE4442 的安全性却是一个非常值得探讨的问题。

一、SLE4442 的存储区域分配

SLE4442 存储器分为主存储器和保密存储器两部分,如图 4.24-1 所示。

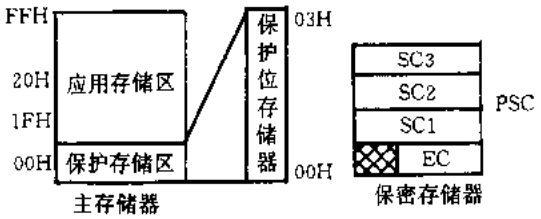


图 4.24-1 逻辑加密卡 SLE4442 的存储器分配示意图

主存储器有 256 字节,分为保护存储器和应用存储器。保护存储器地址单元为 00H～1FH,应用存储器地址单元为 20H～FFH。保护存储器和应用存储器有所不同,它具有保护功能,可以通过在保护位存储器中写入相应的保护位而得到保护。实行保护后,被保护单元不能被擦写;若没有被保护,则其使用与应用存储器完全相同。另外,保护功能是不可逆的,保护存储器中的某单元一旦被保护后就不能再解除保护,保护位存储器的 32 位和保护存储器的 32 字节是相对应的。

通常情况下,SLE4442 保护存储器中的固化信息如下:

00H～03H 复位应答信息(ATR);

04H～07H 芯片生产厂家代码和卡型编码(出厂时已固化);

15H～1AH 应用标识。

保密存储器有 4 个字节,包括 1 个字节的错误计数器(EC)和 3 个字节的保密代码(PSC)。SLE4442 通过保密存储器进行密码逻辑操作以控制整个主存储器的擦写。它上电后,除密码外的整个存储器只能够读,只有当密码验证正确以后才可以进行擦写,连续三次密码校验错误则芯片自锁,再也不能进行擦写。

二、SLE4442 的工作方式及特点

1. 复位和复位应答

复位和复位应答的时序如图 4.24-2 所示。上电后，RST 开始为低电平，然后在 CLK 低电平时跳转为高电平，并保持高电平状态直到 CLK 完成一个时钟周期，并且在 CLK 为低电平时，从高电平跳转为低电平为止，完成一次复位操作。此时，在随后的 32 个时钟脉冲输入下，I/O线上将得到相应 32 位(4 字节)数据的复位应答。复位应答固定为 32 位，顺序构成 H1、H2、H3、H4；其中 H1 表示同步传输协议的类型，H2 表示协议类型的参数，H1、H2 的设定必须符合 ISO/7816-3 的标准，H3、H4 不在 ISO/7816-3 规定的范围之内。

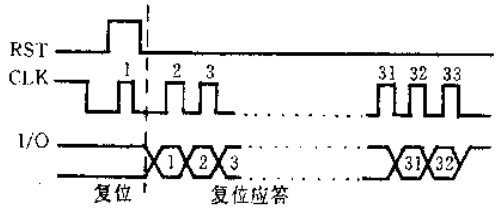


图 4.24-2 复位和复位应答的时序图

2. 操作命令

复位操作以后，芯片等待输入操作命令。每个命令必须由三部分组成：一个开始状态，接着是写入 3 个字节(命令字、地址、数据)，再接着是一个停止状态。

CLK 高电平时，I/O 线由高到低为开始状态；CLK 高电平时，I/O 线由低到高为停止状态。命令方式时序如图 4.24-3 所示。所有的 I/O 线上的数据变化由 CLK 线上的下降沿开始。

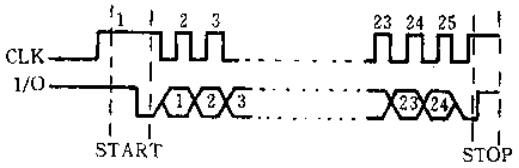


图 4.24 3 命令方式时序图

表 4.2-1 列出了 SLE4442 的 7 个操作指令。其中前 4 个指令是针对主存储器操作的，后 3 个指令是针对保密存储器操作的。

表 4.24-1 逻辑加密卡 SLE4442 的 7 个操作命令

命令字								地址	数据	操作
B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0	A7～A0	D7～D0	
0	0	1	1	0	0	0	0	地址	—	读主存储器
0	0	1	1	1	0	0	0	地址	输入数据	写主存储器
0	0	1	1	0	1	0	0	—	—	读保护区
0	0	1	1	1	1	0	0	地址	输入数据	写保护区
0	0	1	1	0	0	0	1	—	—	读密码
0	0	1	1	1	0	0	1	地址	输入数据	写密码
0	0	1	1	0	0	1	1	地址	输入数据	校验密码

表中："—"表示该单元内容不影响结果。

三、SLE4442 的安全性分析

1. SLE4442 的安全措施

(1) 复位应答检测(ATR 检测)

SLE4442 上电以后,读卡器对 IC 卡复位,接着读取复位应答信息。应答信号中包含卡的芯片信息,由于这些信息组成是唯一的,即在全球范围内不会产生相同标志,所以读写器读到这些信息后,可以初步确定此卡是不是同类型芯片的卡。

(2) 保护区固化信息检测

保护区固化信息包括复位应答信息(ATP),芯片制造厂家信息和芯片信息以及应用标识三部分组成。通过检测保护区固化信息不但可以确定 IC 卡的生产厂家芯片类型,也可以确定发行商的信息及持卡人个人信息,从而确定 IC 卡的唯一性。

(3) 密码校验检测

密码校验检测是 SLE4442 芯片安全体制的关键。它通过对密码存储器的操作实现。包括 3 个命令:读密码,写密码和校验密码。其中最常用的是校验密码,该指令可以检验输入密码与芯片内的密码是否相符,若相符则对主存储器的写操作使能,以及对密码存储器的读写使能;若错误,计数器则将失败的校验次数记录下来。为了防止通过多次校验以获取密码的可能性,设计了连续 3 次错误校验、芯片自锁功能。图 4.24-4 是密码校验的程序框图。

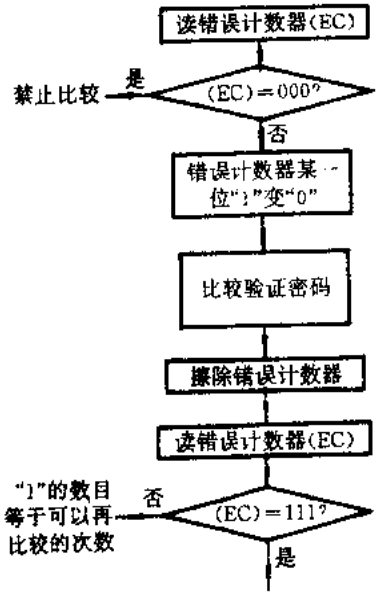


图 4.24 4 密码校验的程序框图

2. SLE4442 存在的被攻击可能性分析

SLE4442 的实际应用环境非常复杂,受到攻击的可能性也是多方面的。通常情况下,我们从以下几个方面进行大致讨论。

(1) 攻击场合可分为有人看护和无人看护两种情况:有人看护是指读写器在有人看护的情况下工作的,比如在医疗、交通、企业管理等应用中;无人看护是读写器在无人看守的情况下工作的,比如在水、电、煤气等诸多预收费应用中。在有人看护的情况下,攻击者一般不容易直接窃取卡与读写器之间的信息,也不太可能窃取密码,攻击难度相对大一些;无人看守则与之相反,攻击者可以很方便地详细分析卡与读写器之间的信息,进而获得卡的密码,给应用系统

的安全性带来灾难性的影响。

(2) 攻击人员可分为合法持卡人的攻击和非法持卡人的攻击。合法持卡者由于持有合法卡,所以能充分了解卡的内外部特性,同时可以使用合法卡骗过应用系统的安全检测,给应用系统造成危害。而非法持卡人则必须通过其他途径获得应用系统的内外部特性才能实施对应用系统的攻击。

(3) 安全机制可分为芯片的安全技术缺陷和异型芯片相互间的安全性能削弱。芯片的安全技术缺陷是指芯片本身所固有的缺陷,比如 SLE4442 密码校验是以明码方式进行的,这就造成了密码泄露的可能。又如,SLE4442 一旦密码校验完成,芯片就处于完全不保护状态,此时改写芯片数据是非常容易的。异型卡互相间的安全性能削弱是指不同型号卡由于其安全性较弱而造成削弱其他卡的现象。比如 SLE4442 与 SLE4432,它们同为智能带写保护功能的 256 字节 EEPROM,读写指令兼容。不同的是 SLE4442 带有密码保护,而 SLE4432 没有密码保护。所以就可以用 SLE4432 伪造成可任意读写的 SLE4442。在这里。虽然 SLE4432 的保护区信息与 SLE4442 的有所不同,但可以很容易通过数字逻辑电路伪造,操作时值得注意的是读写器对 SLE4432 进行读取错误计数器时,由于数据线处于高阻态,会得到 FFH 的伪值,若读写器仅判断 EL 的后 3 位,就会误认为密码验证成功。

(4) 攻击手段可大致分为篡改数据、复制伪卡、模拟卡、交易中换卡等等。由于涉及 IC 卡安全性问题,仅列表 4.24-2,具体技术不再进行详细阐述。

3. SLE4442 与其它功能相近 IC 卡的安全性比较

目前世界上有 Motorola,SGS,OKI,Hitachi, SIEMENS,Philips 和 ATMDL 等多家公司生产 IC 卡,其中与 SIEMENS SLE4442 功能最相近的是 Philips PCB4042。这两种 IC 卡主要不同的地方是 SLE4442 对主寄存器读操作不需要密码校验使能,而 PCB4042 则有密码校验使能。那么这两种方式哪一种更好呢?笔者认为各有优缺点。

对于 SLE4442 来说,由于对主寄存器读操作是开放的,换句话说密码以外的所有信息都是公开的。这样,非法攻击者可以用 SLE4432 来替代,即把 SLE4442 内公开的所有信息全部复制到 SLE4432 内,再通过表 4.24-2 中的方法躲过卡型识别和密码校验检测。但是,对主寄存器读操作没有密码校验使能,可以使得读写器在对卡进行校验以前充分了解卡的内部信息,不会轻易对卡进行密码校验操作,从而减少了密码泄密的可能性。

而 Philips PCB4042 与之相反,由于对主寄存器的读操作也是密码校验使能,那么卡内部的信息除了复位应答以外的所有信息都是不公开的,这样使得破解此卡的唯一路径是获得密码。从这一点上来看,这种方式的安全性似乎很强,但其实不然,因为在这种方式下,读写器在对卡进行操作的过程中会频繁地进行密码校验操作,这就大大增加了密码泄密的机会。非法攻击者可以很清楚地了解读写器会在何时进行密码校验,即读写器对卡复位之后进行。因为读操作是使能的,此时除了能对卡进行密码校验之外,不可能进行其它操作。

综上所述,逻辑加密卡 SLE4442 的安全性能主要是由其本身的安全机制决定的。其主要问题在于:①密码校验在 I/O 上是以明码进行的;②密码校验后卡对自身缺乏应用的保护。所以解决这两个根本性问题是全面提高 SLE4442 安全性的关键之所在。

表 4.24-2 逻辑加密卡 SLE4442 攻击方法略表

方法	实施	必要条件	电路实现	难易程度	说明
篡改数据	在线改写数据 不在线改写数据	了解密码	通过截取卡与读写器之间的信息	中	
	阻止读写器写操作	了解写操作命令	通过逻辑电路或单片机电路实现	易	数据无法改
复制伪卡	直接复制	有同型号空片并了解密码	通过截取卡与读写器之间的信息	中	
	凭空复制	了解芯片电路及制作工艺	通过大规模集成电路制作	难	
模拟卡	单片机模拟	了解卡与读写器之间的信息	通过单片机系统模拟读写器工作原理	中	
	4432 卡仿制	了解芯片操作指令以及 4432 卡	用单片机或逻辑电路仿真校验成功数据及保护区不可改变信息	易	可通过读密码发现
	同种芯片仿制①	了解芯片操作指令	用单片机或逻辑电路仿真	易	数据不可以改变
	同种芯片仿制②	了解芯片操作指令	置仿制卡密码为全"0"或全"1",用单片机或逻辑电路在密码校验时阻断真密码输入	易	可通过读密码发现
交易中换卡	合法卡与 4432 互换	了解芯片操作指令以及 4432 卡	逻辑电路或单片机监控	易	
	合法卡与单片机互换	了解芯片操作指令	逻辑电路或单片机监控	易	高速大数据交换可识破

参考文献

1 SIEMENS DATABOOK. Semiconductor Group SLE 4442/4432

2 王爱英主编. 智能卡技术. 北京:清华大学出版社,1996

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 11 期

第五章

控制系统与

功率接口技术

5.1 功率电子器件阻容二极管吸收电路元器件的选取

张保平

阻容二极管吸收电路是防止功率晶体管(BJT)、可关断晶闸管(GTO)等功率电子器件关断损坏的有效保护电路。本文通过分析，介绍正确选用功率电子器件阻容二极管吸收电路元器件的方法。

一、功率电子器件的关断损耗

GTO 常见的连接线路见图 5.1-1，其中 I_L 为 GTO 导通时流过负载的电流。当门极 G 施加瞬时负脉冲时，瞬时导通电流 i_D 由 I_L 值迅速下降为零，GTO 阳极与阴极间瞬时导通电压 u 由零值迅速上升到最大关断电压值 V_{CD}(由电源电压 V_{CC}和续流二极管 VD1 的正向导通电压降 V_1 决定)。GTO 关断后，由于电感 L 中电流经负载和 VD1 续流，忽略 V_1 可得 $V_{CD}=V_{CC}+V_1\approx V_{CC}$。在关断过程中，GTO 功率电子器件内部瞬时功率有一最大耗散值，对功率电子器件的关断损坏有极大影响。其分析如下：

设 i_D 线性下降，u 线性上升，即有

$$i_D = I_L(1 - t/t_f) \quad t \leqslant t_f$$

$$u = V_{CD} \cdot t/t_f \approx V_{CC} \cdot t/t_f$$

式中 t_f——GTO 所需关断时间；

t——0～t_f 关断过程中任一瞬时时间值。

关断过程中电压、电流简化示意曲线见图 5.1-2。由 i_D 和 u 公式写出 GTO 关断过程的瞬

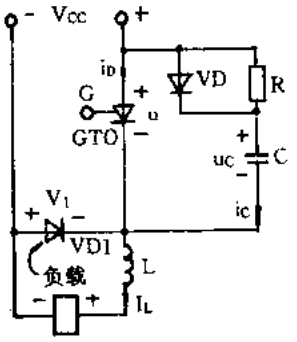


图 5.1-1

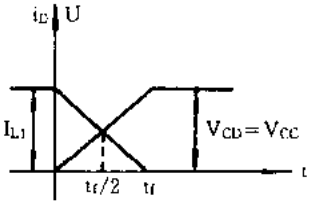


图 5.1-2

时功率表达式为

$$p = i_D \cdot u = I_L \cdot V_{CC}(1 - t/t_f) \cdot t/t_f$$

对 p 表达式求导数，并将 $t=t_f/2$ 代入，得到关断过程的最大瞬时功耗为

$$p_m = 0.25 I_L \cdot V_{CC} \tag{1}$$

在 t_f 内，GTO 或 BJT 等功率电子器件内部的有效导通面积迅速减小，大量载流子汇集在

狭小的导通面积；若不对 p_m 采取限制措施，将极易出现功率电子器件的损坏。然而开通过程中，因器件内部有效导通面积迅速增大，一般不易出现瞬时过损耗。为分析方便起见，图5.1-3画出了图5.1-1电路中GTO门极电压 u_G 的一个开关周期T内的有关波形。

二、电容C和二极管VD吸收保护

GTO两端并接的二极管VD和电容C在关断过程中导通，C的充电电流 i_C 的分流，使C有效地吸收 $C \cdot V_{CC}^2/2$ 的能量，减少了关断过程中GTO所吸收的能量，从而有效地保护了GTO的安全。

关断过程中，只要 i_D 未降到零，C两端电压 u_C 经VD充电就迅速；只有当 $u_C=V_{CC}$ 瞬间（$t=t_f$），i_D 下降为零，充电进入稳态（C充电结束），VD1导通续流。t_f 时刻之前（见图5.1-2）VD1不续流，电感电流 I_L 保持常数，则

$$i_C = I_L - i_D = I_L \cdot t/t_f$$

t_f 时刻，C充电到最大关断电压 $V_{CD}=V_{CC}+V_1 \approx V_{CC}$（忽略VD1的续流压降 V_1）。将 V_{CC} 代入，得

$$u_C = V_{CC} = \frac{1}{C}\int_0^{t_f} i_C \, dt$$

解得

$$C=I_L \cdot t_f/2V_{CC} \tag{2}$$

i_C 在一个周期内的平均值是VD的额定电流 I_{DP}。

$$I_{DP} = \frac{1}{T}\int_0^{t_f} i_C \, dt = 0.5 I_L \cdot t_f \cdot f \tag{3}$$

式中 $f=1/T$ 为 u_G 的频率（即为GTO工作频率）。

C充电和关断过程中的各电压电流波形见图5.1-3。

例1：取 $V_{CC}=100$ V，$I_L=10$ A，$t_f=2$ μs，$f=1$ kHz（目前，GTO的开关频率低于3 kHz）。由式(2)、(3)可得

$$C=10 \times 2 \times 10^{-6}/2 \times 100 = 0.1\ \mu F$$

$$I_{DP}=0.5 \times 10 \times 2 \times 10^{-6} \times 10^3 = 0.01\ A$$

C一般选取无感电容，且连接导线到GTO或BJT等功率电子器件的距离应尽量缩短，以减小导线的电感。VD最好选用软恢复特性的高频整流二极管，不要选用硬恢复特性的开关管。因为硬开通性能的开关二极管极易激发电路的高频自激振荡，过大的 di/dt 变化又引起大的 du/dt，导致被保护管的损坏。

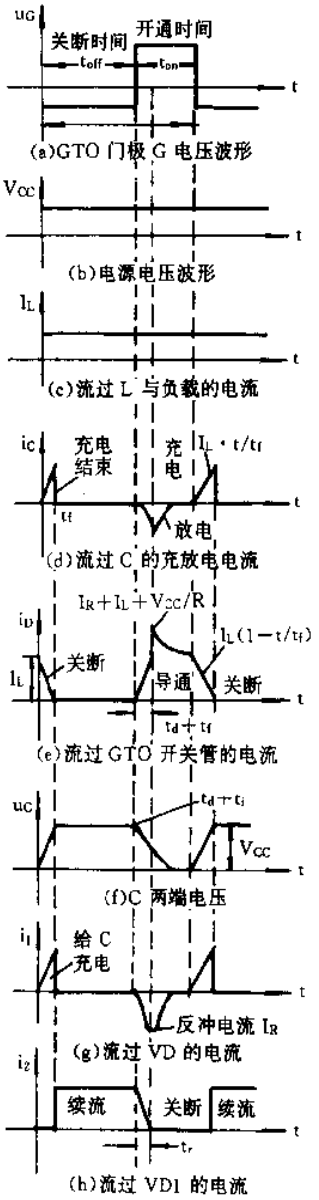


图　5.1-3

三、RC 放电分析及器件选择

功率电子器件控制极施加 t_{on}(正脉冲)时,GTO 的 i_D 在上升时间 t_r 内由零增至 I_L 值。另外,还有 $i_C=V_{CC}/R$ 的放电电流峰值和 VD 的反冲关断电流也要流入刚才导通的 GTO(见图 5.1-3)。必须对上述电流加以限制,以防止开通电流超限,即应满足:

$$I_L + i_{cm} + I_R < I_M$$

式中 I_R——VD 的反冲关断电流;

I_M——GTO 或 BJT 允许的额定电流;

i_{cm}——C 放电电流峰值。

将 $i_{cm}=V_{CC}/R$ 代入得到 R 的下限

$$R > V_{CC}/(I_M - I_L - I_R) \tag{4}$$

I_R 一般可按经验选为 0.2 I_L。

RC 时间常数的选取决定 R 的上限,一般应保证 t_{on}(导通时间)$-t_d$(导通电流延迟时间)$-t_r$(导通电流上升时间)时间内 C 放电完毕。之所以减去 t_d 和 t_r,是因正脉冲加到 GTO 控制极时,经 t_d+t_r 时间,GTO 才能充分导通;在 t_d 和 t_r 内,C 不能有效放电。t_{on}取最小导通时间 t_{onmin}时应满足下式:

$$4RC < (t_{onmin} - t_d - t_r)$$

解 R 上限

$$R < (t_{onmin} - t_d - t_r)/4C \tag{5}$$

综合式(4)和(5)得

$$V_{CC}/(I_M - I_L - I_R) < R < (t_{onmin} - t_d - t_r)/4C \tag{6}$$

读者应注意:此处的 t_{on}是 GTO 控制极的正脉冲宽度,而不是手册中的开启时间 $t_{on}=(t_d+t_r)$;两者符号在许多资料中相同,应注意区别。通常 $t_{onmin}/T<1/2$ 占空比时,经 GTO 传输到负载的电源功率,比占空比 $t_{onmin}/T>1/2$ 时减小,功率晶闸管不易出现过热损坏;故可人为限定 t_{onmin}为小于 T/2 的取值,这样,C 放电在 GTO 吸收较小功率的时间内进行。当 $t_{on}>t_{onmin}$时(吸收功率增大),C 已放电完毕(C 放电和开通过程的各电压电流波形见图 5.1-3)。

例 2:$V_{CC}=100$ V,$t_d+t_r=2$ μs,$t_{onmin}=15$ μs,$I_M=20$ A,$I_L=10$ A,$C=0.1$ μF。计算时取 $I_R=0.2I_L=2$ A,I_L 在所有计算公式中均取最大占空比时的负载电流。由式(6)可得

$$100/(20-10-2) < R < (15\times10^{-6} - 2\times10^{-6})/(4\times0.1\times10^{-6})$$

即 $12.5(\Omega)<R<32.5(\Omega)$

对 BJT,取 R 为 20 Ω 较大值可限制放电电流峰值 $i_{cm}=V_{CC}/R$;对 GTO,取 R=15 Ω 较小值更有利于使 GTO 的导通电流达到大于擎住电流的取值。R 经常使用大功率实心电阻器,R 的功耗 P_R 是 C 吸收储能值与开关调期(工作频率 f)的比值。

$$P_R = 0.5C\cdot V_{CC}^2/T = 0.5C\cdot V_{CC}^2\cdot f \tag{7}$$

取前面例 1 算得的 C=0.1 μF,并将 f=1 kHz、$V_{CC}=100$ V 代入式(7)得

$$P_R = 0.5\times0.1\times10^{-6}\times100^2\times10^3 = 0.5\ \text{W}$$

由式(7)知,阻容二极管吸收保护是纯耗能保护,C 与 f 都不宜取太大值。尤其是 C 不能取太大;f 增大有利于减小电感 L,有时可适当取大些。

四、阻容二极管器件选择计算实例

常用的脉宽调制(PWM)控制直流电机调速系统原理电路见图 5.1-4。

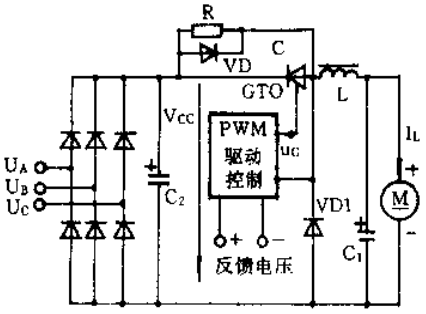


图 5.1-4

(1) 电源电压 V_{CC}:由三相交流电压经桥式整流滤波在电容 C_2 两端得到,其值:

$$V_{CC} = 2.34\ U_P$$

式中:$U_P=U_A=U_B=U_C$ 为三相交流相电压有效值。

此例取 $U_A=U_B=U_C=U_P=110$ V,得

$$V_{CC} = 2.34 \times 110 = 257\ \text{V}$$

(2) 负载电流 I_L:由直流电动机负载的额定电流确定。

设电机型号为 Z2-52(它励),额定电流由电工手册或电机铭牌标志可知(额定电压 230 V,额定功率 6 kW)$I_L=26.1$ A。

(3) GTO 关断时间 t_f:由功率半导体器件手册查知为 10 μs(国产 50 A 的 GTO)。

(4) GTO 门极控制电压 U_G 的频率 f:由 PWM 驱动控制器的内部电路在调试时确定,使用时都给出确定值。GTO 和 BJT 器件可取 1~2 kHz,此处取 1 kHz。

(5) 将 $V_{CC}=257$ V,$I_L=26.1$ A,$t_f=10$ μs,f=1 kHz 分别代入式(2)和式(3),吸收电容

$$C = 26.1 \times 10 \times 10^{-6}/(2 \times 257) = 0.5\ \mu\text{F}$$

$$I_{DP} = 0.5 \times 26.1 \times 10 \times 10^{-6} \times 10^3 = 130.5\ \text{mA}$$

(6) GTO 允许电流 I_M 和 t_d+t_r:本例选国产 50A 的 GTO 器件时,由功率半导体器件手册查知 $I_M=50$A,$(t_d+t_r)=6$ μs。

(7) 将 $V_{CC}=257$ V,$I_L=26.1$ A,$I_R=0.2I_L=5.22$ A,$I_M=50$ A 代入式(4)得 R 下限值为

$$R > 257/(50 - 26.1 - 5.22) = 14\ \Omega$$

(8) 将 $t_{onmin}=T/2=1/2f=0.0005$ s,$(t_d+t_r)=6$ μs,C=0.5 μF 代入式(5)得

$$R < (500 \times 10^{-6} - 6 \times 10^{-6})/(4 \times 0.5 \times 10^{-6}) = 248\ \Omega$$

(9)将 C=0.5 μF,$V_{CC}=257$ V,f=1 kHz,代入式(7)得 R 消耗功率

$$P_R = 0.5 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 257^2 \times 10^3 = 16.5\ \text{W}$$

综合式(7)、式(8)、式(9)可选择 R=100 Ω 阻值,并用两个大瓦数 200 Ω 电阻并联实现。

C 与二极管 VD 的耐压均取 1.5 V_{CC}=386 V 以上的器件,考虑电源电压的波动,取 500 V 耐压的器件即可。

摘自《电子世界》月刊,1998 年第 3 期

5.2 80C196KB/KC 单片机控制的伺服系统

东南大学 程启明 陈雪丽 万德钧 黄 林

伺服电机控制有着广阔的应用领域，如工业控制、工厂自动化、机器人、机床和精密加工等等。伺服电机控制系统有数字伺服系统和模拟伺服系统两种。数字伺服系统可以实现高精度的位置控制，而模拟伺服系统精度较差；数字伺服系统可以随意改变控制方式，而模拟系统的一种结构只有一种控制方式。本文将介绍利用 80C196KB/KC 单片机作为控制器的数字伺服控制系统，它具有体积小、可靠性高、经济性好等明显优点。

一、系统硬件结构

本系统主要由 80C196KB/KC 单片机、27C64 存储器、光学编码器、编码器逻辑、电机驱动器、限流电路、直流伺服电机等组成，如图 5.2-1 所示。

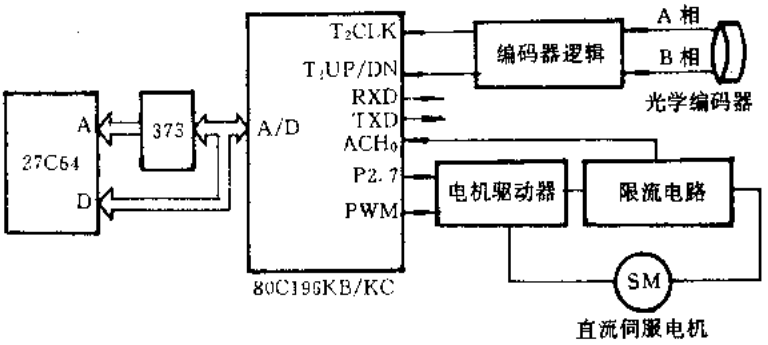


图 5.2-1 系统硬件结构框图

本系统采用 MCS—96 系列中的 80C196KB/KC16 位单片机，扩展了一片 27C64 存储器，用于存放程序和数据。利用 80C196KB/KC 中的定时器 2 和专门的 PWM 单元来控制电机，采用轴式光学编码器来测量电机的转角位置和转速。直流伺服电机采用 PWM 波形来驱动；电流监控可以控制电机的扭矩，以防电机挤压物体。80C196KB/KC 的引脚 RXD 和 TXD 用于与主控制器进行串行通信。

1. 光学编码器及编码器逻辑

光学编码器可用来测量 1 个旋转设备的位置，将其固定在旋转轴上，码盘的一侧是光源，另一侧是光电接收器。当编码盘随旋转机械旋转时，在光电接收器上分别产生 A 相（由内圈产生）和 B 相（由外圈产生）脉冲波。根据 A 相和 B 相这两个脉冲波的位置和时间信息，便可以确定旋转机械的速度、加速度和转向。图 5.2-2 为 8 线光电编码器以及它所产生的脉冲波形。当编码器顺时针转动时，B 相脉冲的前沿超前于 A 相；逆时针转动时，A 相超前于 B 相。

图 5.2-3 为编码器的外部译码逻辑电路。图中 A 相和 B 相脉冲序列是由编码器产生的信号，当电机转动较慢时，脉冲的上升时间和下降时间自然就比较慢。用 4 个斯密特触发器

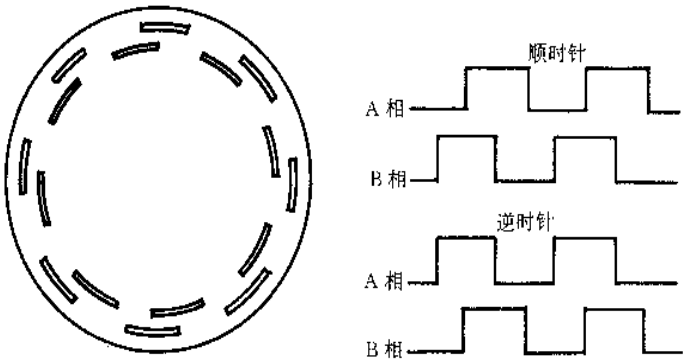


图 5.2-2 8 线光电编码器及其波形

74HC14 可以避免在数字电路中因较长的上升和下降时间而引起振荡。由 RC 电路和异或门 74HC86 构成的单稳触发器可以在每个相脉冲的边沿处产生一个脉冲。ASHOT、BSHOT 分别作为 B 相、A 相的时钟。本电路构成了一个数字滤波器，可以确保在不存在另一相的边沿的情况下，单纯 1 个相重复产生的边沿不会通过电路馈送给处理器而造成虚假的计数。由于电机改变转动方向或者电机由 1 个位置转到另 1 个位置而停下来时，有可能产生振荡而反复产生边沿，经过这种滤波后，输出的信号 COUNT 反映电机的位置增量，而 DIR 指示电机转动的方向。当编码器顺时钟转动时，输出低电平，反之输出高电平。

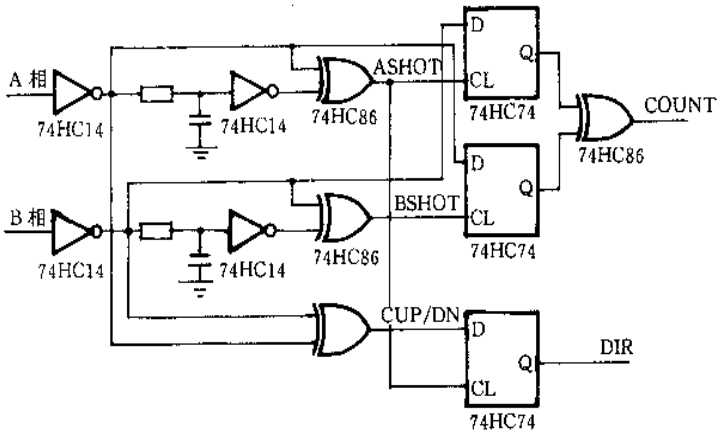


图 5.2-3 编码器的外部译码电路

80C196KB/KC 中的定时器 2 是 1 个 16 位外部时钟触发的向上/向下计数器，它的 2 个引脚 T2CLK、T2UPDN 分别为外部时钟输入脚、计数方向控制脚。显然，光学编码器外部电路译出的 COUNT 和 DIR 两个信号恰好作为定时器 2 的 2 个输入。

2. 直流伺服电机的驱动器

图 5.2-4 为用来驱动直流伺服电机的电路。POWER 是来自 80C196KB/KC 的 PWM 信号，它决定了电机的转速。由 P2.7 脚输出的 DIR 信号用来选择驱动电机的电源是+15V 还是−15V，从而决定了电机的转向。电机电源与数字电路电源之间通过 2 个光耦隔离器分离开，以免电机接通和断开时所造成的毛刺影响数字电路工作。光耦驱动 2 个 FET 功率管，后者直接用来驱动直流伺服电机。注意 2 个 FET 管中 1 个是 P 型沟道，另 1 个是 N 型沟道。为了避

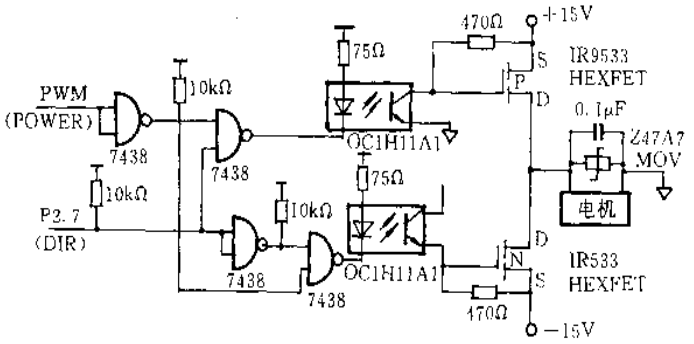


图 5.2.4 直流伺服电机驱动电路

免 FET 管因电压尖峰而损坏，电路中采用金属氧化物压敏电阻作为瞬时吸收保护器。0.1 μF 的电容对 PWM 滤波以便获得最好的电机性能。

80C196KB/KC 中的 PWM 输出单元有 1 个 8 位计数器，每 1 或 2 个状态周期计数增 1。当计数器的计数为 0 时，PWM 输出变高；当计数值与 PWM 控制寄存器的值吻合时，PWM 输出变低。PWM 输出波形的频率是固定的。当用它来驱动直流电机时，高频载波被滤掉了，起作用的是它的平均电压，这个电压决定了电机的转速。

3. 限流电路

当电机出故障或过负荷时，电流消耗将剧增。限流可以使电机免于损坏。图 5.2-5 为限流电路，它可把流入电机绕组的电流转换为电压，然后用 80C196KB/KC 中的 A/D 转换器读入此电压。根据此电压值可判断电机是否过载。

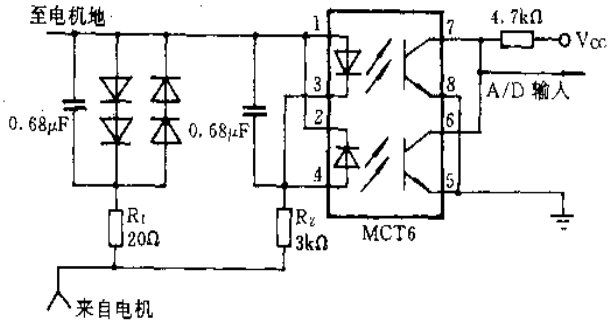


图 5.2-5 限流电路

取自电机绕组的电流经两条支路流入地线。正常情况下，流入光耦隔离器的电流较小，输入到 A/D 转换器的电平较高。当流入光耦的电流足够大时，输出三极管将饱和导通，A/D 的输入电压将降至 0.7 V 左右。

采用光耦可以把电机的供电电路与单片机的供电电路有效地隔离开。采用 2 个接法相反的光耦，是因为流经电机绕组的电流可正可负。

实际使用时，必须把电机启动状态与故障和过载状态区分开。电机启动时，有很大的浪涌电流，但它只能持续几毫秒，而电机故障或过载所造成的大电流将是持续的。在软件中可以方便地区别这两种情况。若 30 次检查中 A/D 的输入电压都超过规定的阈值，才被确认为过载状态。

二、系统控制算法

操作方式由主控制器给定为手动方式或自动方式。手动方式使电机以1个预置的最大控制电压顺时针或逆时针转动，有电机正转UP、电机反转DOWN和停止STOP等命令。前2个命令使电机在手动方式时按预期的方向转动，直到主控制器发出STOP命令为止。STOP命令将把目标位置装入，并使系统进入自动方式。自动方式将采用位置PID算法或速度PID算法使电机定位。来自主控制器的位置POS命令中包含最高电机转速和目标位置2个值。若最高转速为0，则采用位置PID算法，它能使电机精确定位；若最高转速不为0，则采用速度PID算法，电机长时间运转时常采用此算法。

位置/速度PID算法的公式为

$$\Delta PV = K_P E + K_I \int E dt + K_D \frac{dE}{dt}$$

式中 ΔPV、E——分别为位置或速度增量和误差；

K_P、K_I、K_D——分别为比例、积分、微分系数。

本系统对PID算法作了两点修正。一是对积分项设置了1个限幅值，以免因积分项过大而造成系统的不稳定；二是当控制误差改变符号时，对积分项清零，以进一步提高系统的稳定性。

1. 位置PID控制算法

位置PID算法软件的流程见图5.2-6。

2. 速度控制曲线

在电机由一个位置移动到另一个位置的过程中，若只用位置PID算法来控制电机，将会浪费能量且控制效果不好。一条合理的速度控制曲线将会使电机由一个角位置平稳地移到另一个角位置，且能减少电机的功耗。本系统选用梯形速度控制曲线，如图5.2-7所示。

梯形速度控制曲线包括一个加速周期、一个恒速运行周期和一个减速周期。电机的最佳加速度和减速度可通过测试获得，取为相同的固定值。主控制器向从机发送定位命令时，包含有最大速度和目标位置。由于目标位置是速度曲线对时间的积分，因而加速、恒速、减速周期和总时间可从给定的目标位置、加速度和最大速度算出。若电机能理想地按给定的速度曲线运行，那么在总时间到时就能抵达目标位置。但电机运行总会存在误差，因而在速度控制曲线的末端还要用位置PID算法来控制电机，使其最终达到目标位置。

3. 梯形曲线的计算和速度PID控制

按梯形速度曲线计算目标速度的流程见图5.2-8。

由上面算得的目标速度是速度PID控制算法的输入。速度PID算法类似于位置PID算法，其流程见图5.2-9。

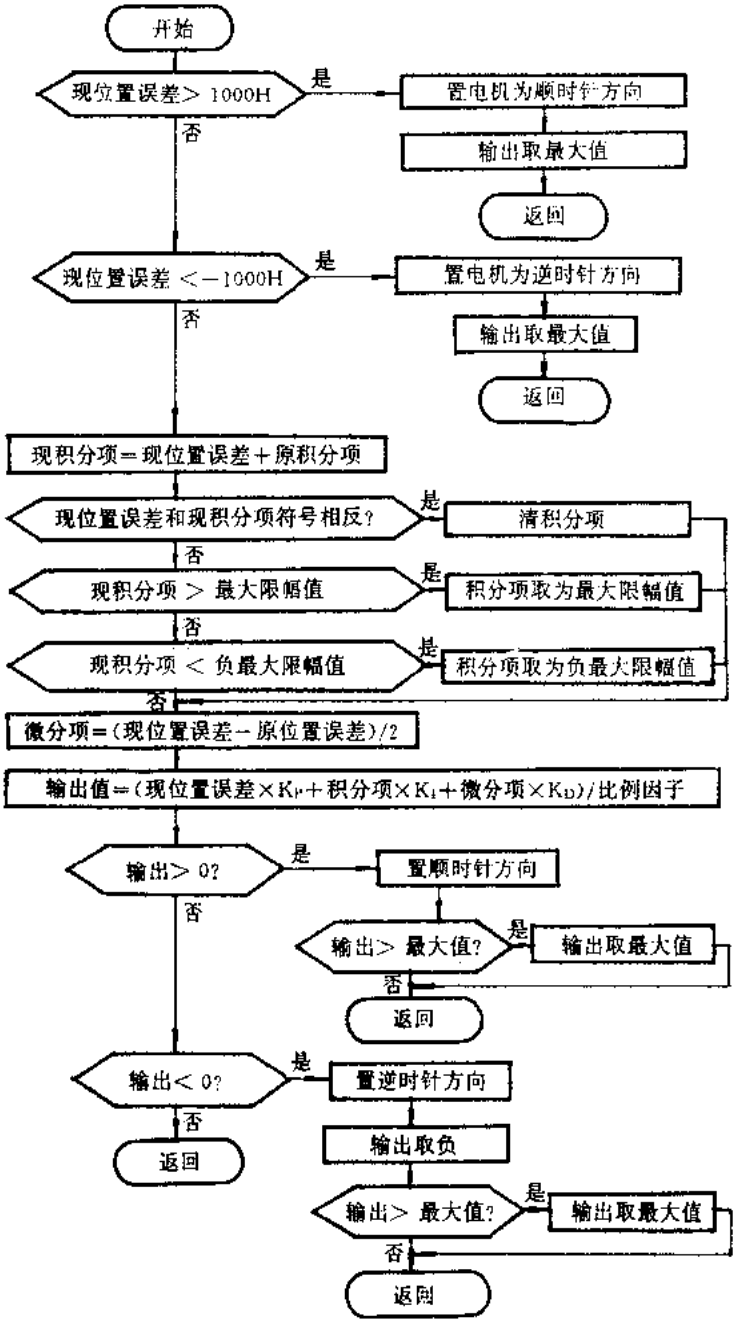


图 5.2-6 位置 PID 控制算法流程图

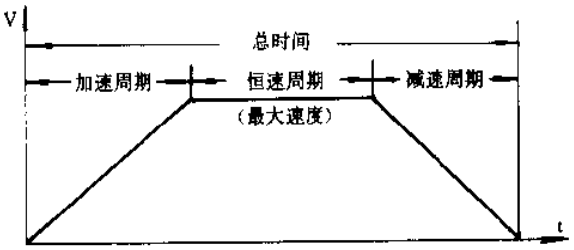


图 5.2-7 梯形速度控制曲线

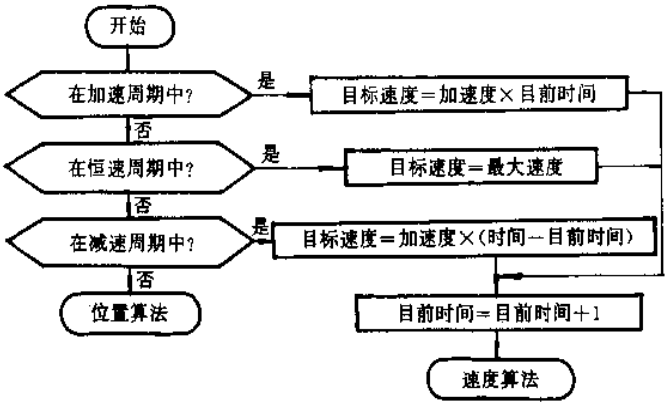


图 5.2-8 按梯形曲线计算目标速度的流程图

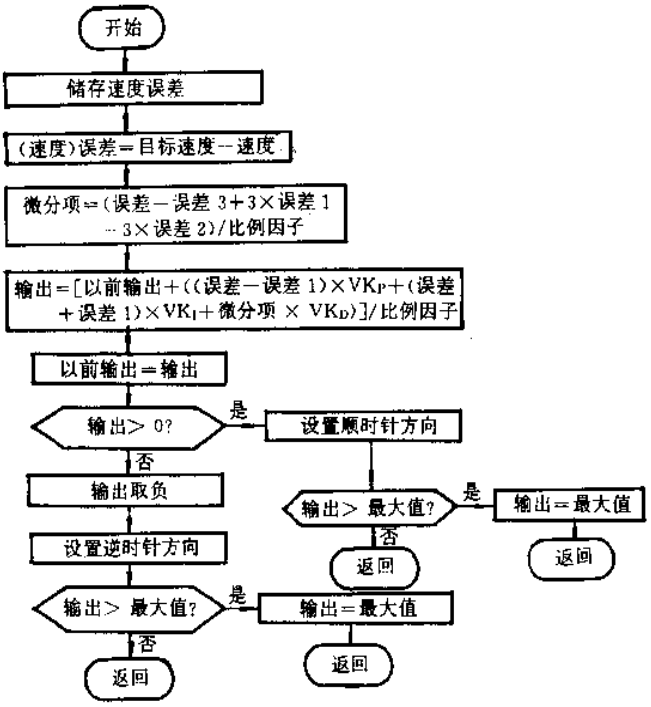


图 5.2-9 速度 PID 控制算法流程图

三、系统软件设计

本系统的控制任务包括跟踪电机的位置和方向，控制电机的转速和方向，检测过载运行状态以及与主控制器通信等。系统软件由主程序、中断程序和子程序组成。为便于程序分析、交流与使用，采用了模块化程序设计技术。

1. 主程序

主程序主要用来对 80C196KB/KC 的各片内外设进行初始化，并为各个中断驱动的控制任务开放中断。主程序的流程见图 5.2-10。

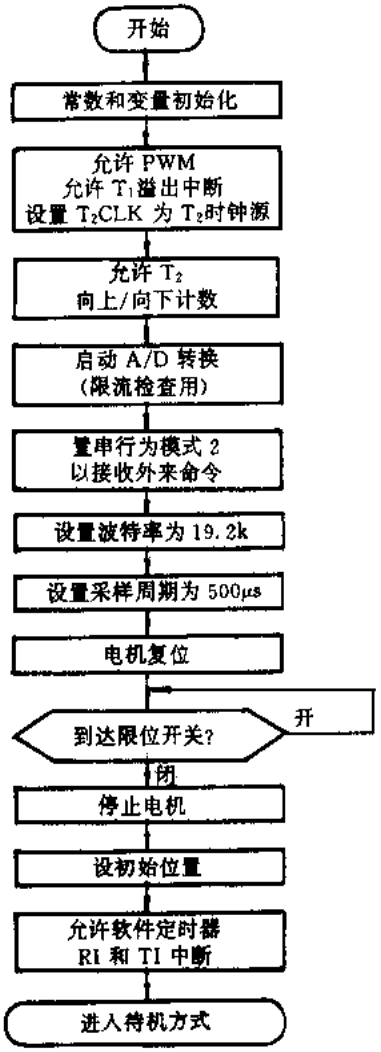


图 5.2-10 系统主程序流程图

在对电机进行精确的位置控制之前，必须建立起 1 个原始的位置参考点。为此，系统中有 1 个 I/O 端口与 1 个限位开关相连。在初始化过程中，将按预先置好的方向去驱动电机，直至此限位开关被闭合时止。然后把起始位置记下来，并利用位置 PID 控制把电机保持在初始位置上。

初始化之后，80C196KB/KC 进入待机方式，以便在不执行控制任务时降低功耗。

2. 软件定时器中断程序

图 5.2-11 为软件定时器中断程序流程图，每 500 μs 执行一次，它决定着 PID 控制算法的采样速率，是控制系统的核心软件。在该程序中要计算电机的现有位置和速度，计算位置误差和速度误差，检查过载运行状态，检查电机的位置是否超越预定的边界，确定操作方式(手动或自动)，根据要求调用位置 PID 算法和或速度 PID 算法，通过 PID 算法获得所要求的 PWM 占空比，形成 PWM 控制电压去驱动电机，最后返回主程序。

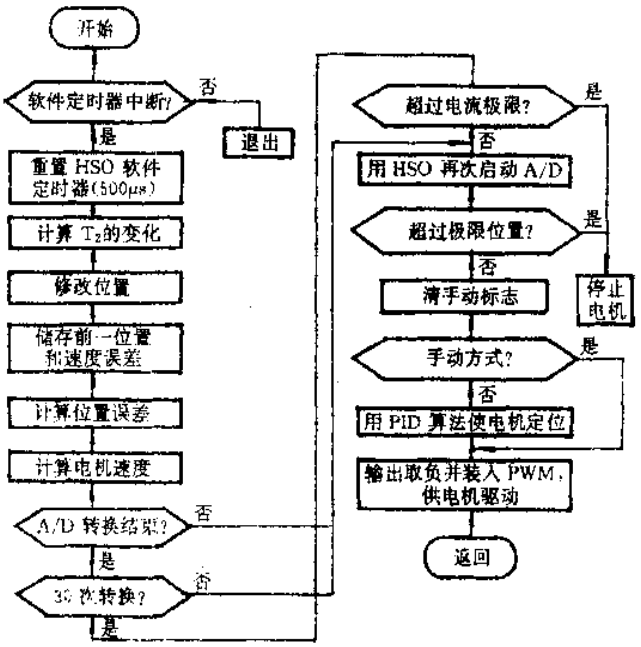


图 5.2-11 软件定时器中断程序流程图

本程序中还要检查电机的位置是否超越限定的边界。超越时，就停止电机旋转。

3. 从机串行接收中断程序

一个分布式控制系统通常包括一个主控制器(主机)和多个从控制器(从机)，80C196KB/KC 串行口所具有的多处理机通信能力为分布式控制系统的通信提供了足够的物理基础。

从机的串行接收中断程序的流程见图 5.2-12。应注意，在主机命令中，只有位置 POS 命令之后将发送 6 个字节数据(4 字节的目标位置、2 字节的最大速度)，其余命令都不附有数据帧，故从机只有接到 POS 命令之后，才把串行口切换到模式 3。另外，查询 POL 命令后，要求从机回发 4 字节的电机现有位置数据。

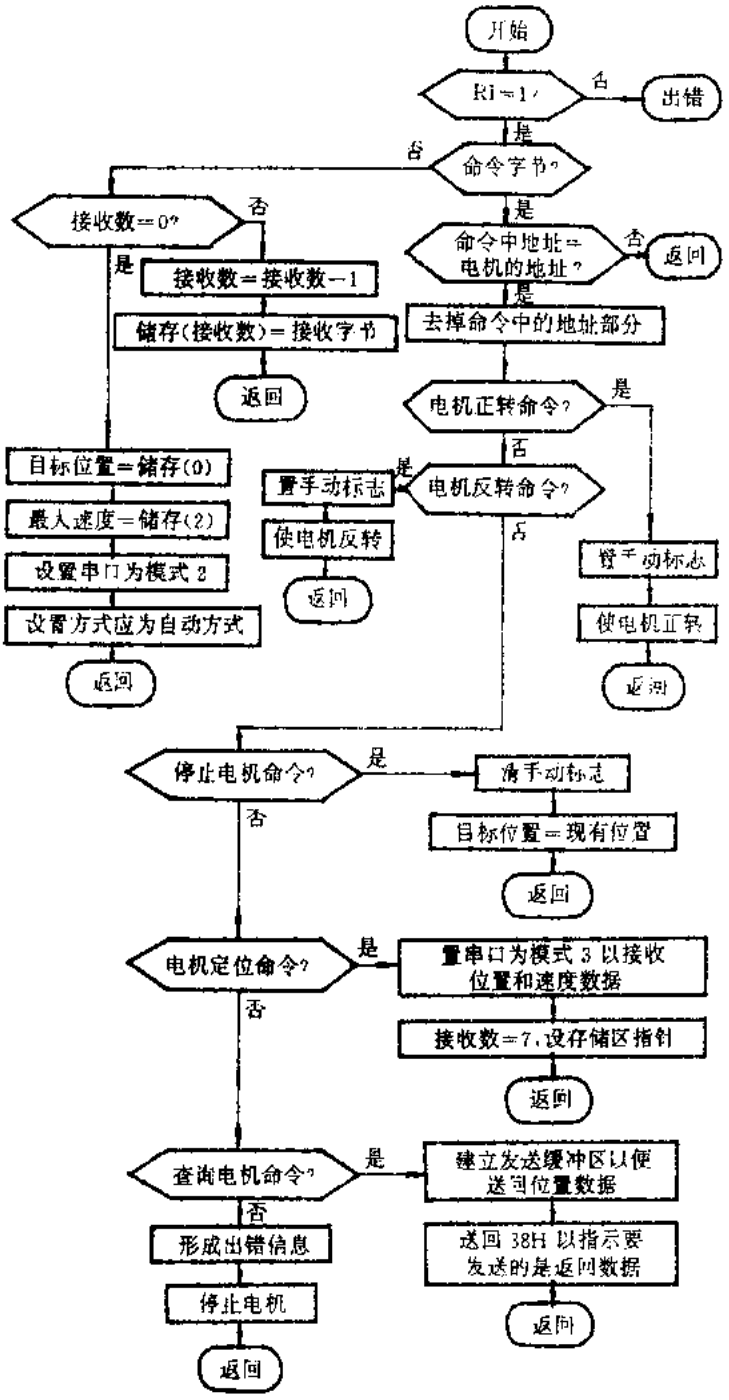


图 5.2.12 从机串行接收中断程序流程图

四、结 论

本文详细论述了80C196KB/KC单片机控制的直流电机伺服系统。实践证明，本系统具有设计先进、功能强、精度高、可靠性好、使用方便等特点。本系统经济效益明显，具有推广价值。

参考文献

1 孙涵芳. 16位单片机原理及应用. 北京：北京航空航天大学出版社，1996

2 余永权等. 单片机应用系统的功率接口技术. 北京：北京航空航天大学出版社，1992

3 程启明等. MCS-96系列单片机原理与应用. 长春：吉林科技出版社，1996

4 程启明. 8098单片机控制同步电动机失步的保护系统. 电工电能新技术，1995，14(3)：52～57

5 程启明. 8098单片机控制的全自动恒压调速给水系统. 微小型计算机开发与应用，1995，15(4)：44～48

6 程启明. 柴油发电机的单片机模糊监控系统. 电力系统与自动化学报，1995，(4)：50～58

摘自《电气传动》双月刊，1998年第4期

5.3 基于 87C196MC 单片机的变频调速

西安西北建筑工程学院(710061) 孔 丽

一、引 言

随着单片机和电力电子器件性能的不断提高和完善,使得各种先进的交流调速理论的实现成为可能,且性能价格比不断提高。由于所用单片机片内集成有三相波形发生器,特别适用于各种类型的电机控制。图 5.3-1 是本文将要介绍的以 87C196MC 为核心的三相异步电动机变频调速系统硬件简化图。图中用片内波形发生器产生的三对互补的 SPWM 信号 WG1#/WG1、WG2#/WG2 和 WG3#/WG3 经光隔离后,驱动如图 5.3-2 所示的三相逆变器(采用带有驱动保护功能的智能型功率模块 IPM),它的三相输出电压供给电动机,由电动机带动负载运动。

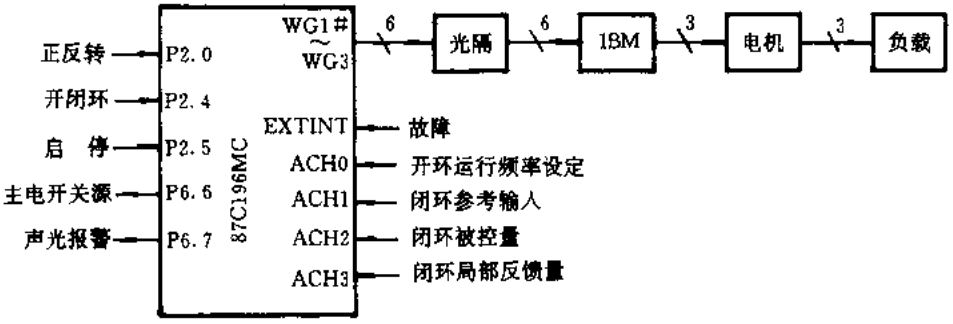


图 5.3-1 三相异步电动机变频调速系统硬件示意图

二、正弦脉冲宽度调制(SPWM)

异步电动机的变频调速原理已被广泛采用。其核心是向电动机提供频率和幅值可调的三相电源,以便在变频的同时协调地改变电压幅值。理论和实践表明,用对称的三对互补的 SPWM 信号去驱动图 5.3-2 所示的三相逆变器,就可获得比较满意的变频调速所要求的三相

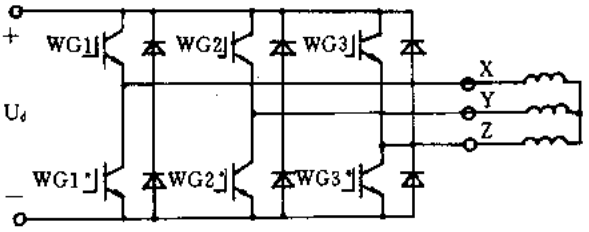


图 5.3-2 三相逆变器

电源。为了获得三相对称的 SPWM 驱动信号,可用自然采样法,即用对称的三相正弦调制波

去调制同一三角载波，由它们的交点作为开关点来决定脉冲宽度。为便于单片机实现，代之以规则采样法。图 5.3-3 表示用规则采样法获得 X 相 SPWM 驱动信号的过程。

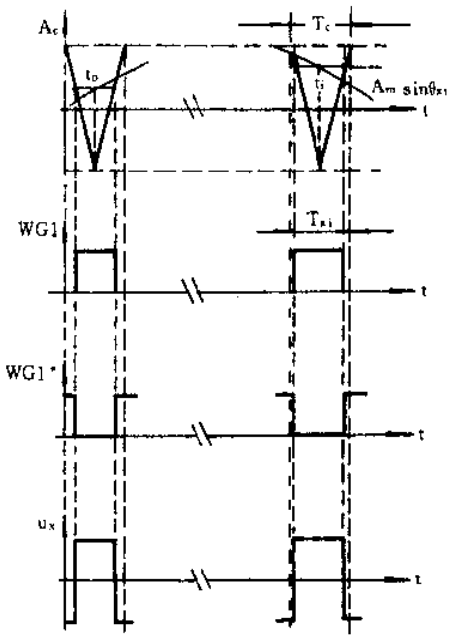


图 5.3-3 规则采样法

设图 5.3-3 中三角波周期、频率和振幅分别为 T_c、f_c和 A_c，而 X 相的正弦调制波的周期、频率和振幅分别为 T_m、f_m和 A_m。则

调制度 $$m = A_m/A_c \tag{1}$$

频率比 $$N = f_c/f_m = T_m/T_c \tag{2}$$

为使逆变器三相输出对称，N 应是 3 的整数倍。第 i 个三角波周期出现负峰值的时刻计作 t_i，则

$$t_i = \frac{T_c(2i+1)}{2} \qquad i = 0,1,\ldots,N-1 \tag{3}$$

与 t_i对应的 X 相调制正弦波的相位

$$\theta_{xi} = 2\pi f_m t_i = \frac{(2i+1)\pi}{N} \tag{4}$$

这样，在第 i 个三角波周期，X 相 SPWM 波的脉冲宽度为

$$T_{xi} = \frac{T_c}{2} + m \cdot \sin\theta_{xi} \cdot \frac{T_c}{2} \tag{5}$$

同理可得 Y 相和 Z 相的脉冲宽度

$$T_{yi} = \frac{T_c}{2} + m \cdot \sin\theta_{yi} \cdot \frac{T_c}{2} \tag{6}$$

和

$$T_{zi} = \frac{3T_c}{2} - T_{xi} - T_{yi} \tag{7}$$

可以证明当 N 比较大时，图 5.3-3 所示逆变器 X 相的相电压（其它二相亦同）U_x的基波振幅与调制度 m 成正比。三相逆变器输出基波频率就等于调制正弦波的频率。因此，为了实现变频调速，应协调改变调制正弦波频率 f_m和调制度 m。

三、用片内波形发生器 WG 产生的 SPWM 信号

已知在 WG 模式 0 下，载波为三角波，其周期

$$T_c = 4/F_{XTAL1} \cdot WG_RELOAD \tag{8}$$

脉冲宽度

$$T_p = 4/F_{XTAL1} \cdot WG_COMP_x \tag{9}$$

将式(8)、(9)代入式(5)、(6)、(7)，得第 i 个三角波周期，三个相位比较寄存器的内容为：

$$WG_COMP1_i = WG_RELOAD/2 + WG_RELOAD/2 \cdot m \cdot \sin\theta_{xi} \tag{10}$$

$$WG_COMP2_i = WG_RELOAD/2 + WG_RELOAD/2 \cdot m \cdot \sin\theta_{yi} \tag{11}$$

$$WG_COMP3_i = 3WG_RELOAD/2 - WG_COMP1_i - WG_COMP2_i \tag{12}$$

由式(8)重装寄存器内容

$$WG_RELOAD = T_c F_{XTAL1}/4 = F_{XTAL1}/4Nf_m \tag{13}$$

若晶振频率取 16 MHz，则

$$WG_RELOAD = 4 \times 10^6/Nf_m < 65536 \tag{14}$$

为了由 WG 产生 SPWM 波，需按式(10)～(12)计算出每一个三角波周期的这“三值”，并在下一个周期开始时分别装入修改三个相位比较寄存器 WG_COMP1、WG_COMP2 和 WG_COMP3。为此利用 WG 中断。

四、变频策略

在实施变频时要确定调制频率变化速率，并用每一个调制频率 f_m的最短运行时间 T_{op}表示。现用由片内的事件处理器阵列(EPA)的只比较模块 COMP0 构成的软件定时器来决定 T_{op}。由 COMP0 中断服务程序（见图 5.3-4)实现变频。此外还要决定允许最大运行频率变化量 Δf_{max}和开始换向时最低调制频率 f_{min}。图中 f_{GV}是调制频率 f_m的给定值。

闭环控制采样周期与开环控制采样周期相同，均为 T_{op}的整数倍。由变量 J 控制。运行频率给定值 f_{GV}，在开环控制时由 ACH0 直接读入；在闭环控制时由控制算法给出，且由 A/D 扫描模式的 PTS 结束中断服务程序完成。

五、结 论

综上所述，本系统的优点是：把需要外扩的芯片降低到最低限度，使硬件系统大为简化，从而提高系统的可靠性和抗干扰能力；由于不用外存储器，余下的 P3、P4 和 P5 这 24 条引脚可作双向 I/O 口，扩大了芯片监控功能；由于片内三相波形发生器的工作占用 CPU 时间较少，加上指令的执行时间至少比 8098 的快 1/3，因此仅用一片 87C196MC 即可同时完成变频和反馈控制算法计算双重的功能。

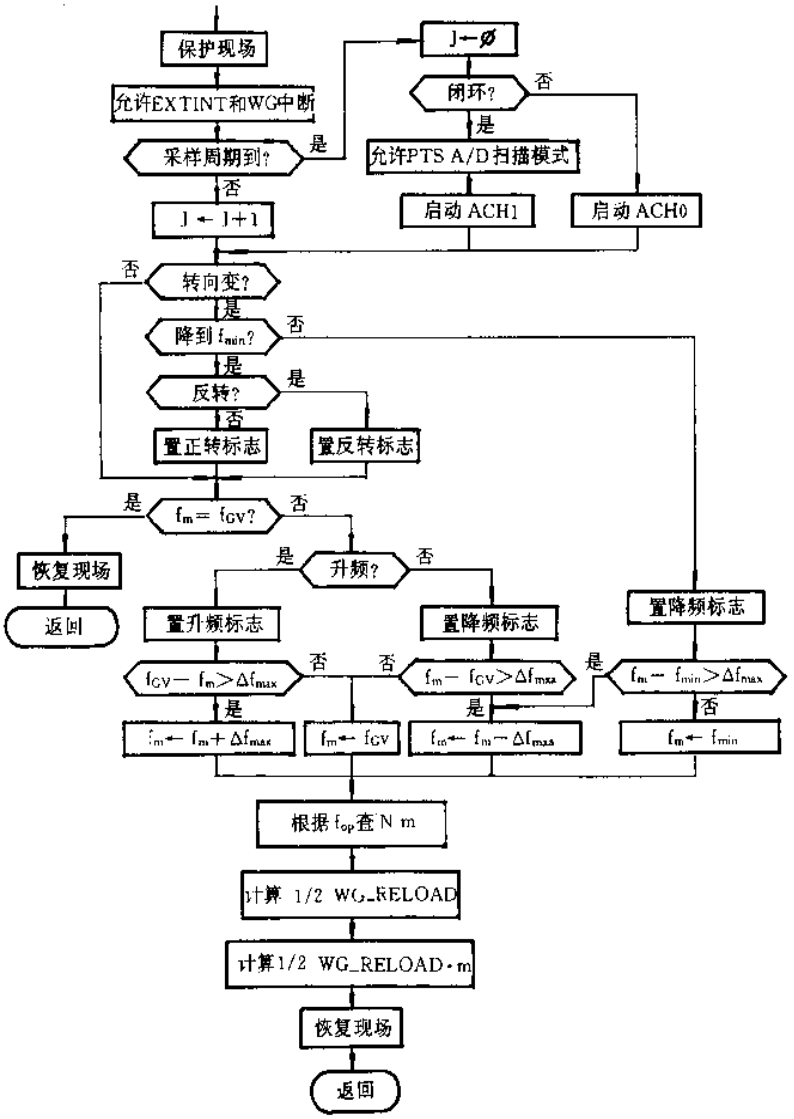


图 5.3-4 变频调速流程图

参考文献

1 Intel 8XC196MC、MD USER'S MANUAL

2 孙涵芳主编. Intel 16 位单片机. 北京:北京航空航天大学出版社,1995

摘自《现代电子技术》月刊,1998 年第 2 期

5.4 一种新型交-交变频器

南京化工大学动力学院（210042） 龙可微 曹孝宁

一、前 言

目前，电力供需矛盾十分突出。统计资料表明，风机和水泵用电量约占工业用电量的40%左右，而80%的风机和水泵的运行效率仅有30%～70%。目前企业普遍采用“大马拉小车”的方法，即用挡板或阀门调节风机和水泵的输出风量和流量，能源浪费严重[1]。由于直流电机结构复杂、故障多、成本高、维护困难，因而不适宜用于风机和水泵的调速[2]。

变频调速器（简称：变频器）通过改变交流电动机定子的电源频率实现调节电机的转速，变频器的最典型应用是以节能为目的对以风机、泵类机械为中心的交流电动机调速控制，对于风机、泵类等减转矩负载节能效果非常显著[3]。风机的风量与转速的一次方成正比，与轴功率三次方成正比。

变频器分为交-直-交变频器和交-交变频器两种形式。由于交-直-交变频器的价格偏高，其推广使用受到一定的限制。交-交变频器是直接将工频电源转变成所需频率的交流电源。过去交-交变频器的最高输出频率不超过电网频率的1/3～1/2，为19～25 Hz，不能在0～50 Hz范围内对风机和水泵进行调速。本文介绍的新型交－交变频器具有很好的RAS三性（可靠性、可使用性、可维护性）外，可以工作在0～50 Hz，其成本仅为相同容量的交-直-交变频器的四分之一左右，非常适合风机和泵类负载调速使用。

二、交-交变频器的结构

交-交变频器主电路图如图5.4-1所示，选用三相零式电路，变频器由6组晶闸管（SCR）

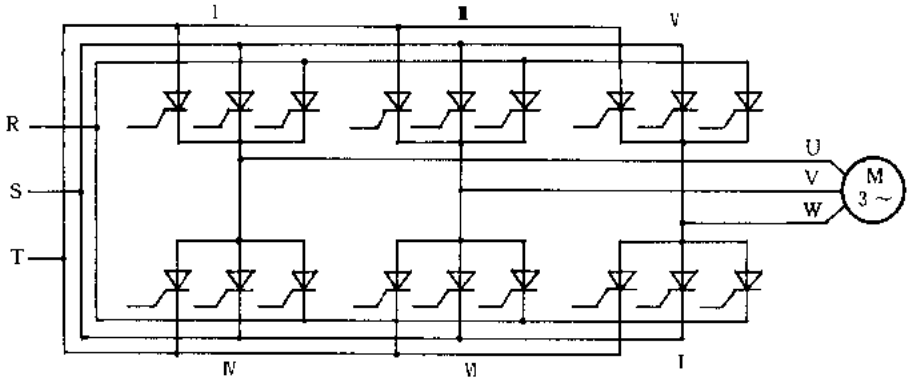


图5.4-1 交-交变频器主电路

变流器组成，Ⅰ、Ⅲ、Ⅴ组成正组，Ⅱ、Ⅳ、Ⅵ组为反组，共需18只晶闸管。正、反两组按一定周期相互切换，就获得一个变压变频（VVVF）的电源。该电源幅值决定于各组晶闸管的控制角

α，频率取决于晶闸管的触发顺序。图中 R、S、T 为变频器输入端子，输入电源为三相工频交流电 380V±10%；U、W、V 为变频器输出端子，接三相交流异步电动机，输出频率为 0～50 Hz。

图 5.4-2 是交-交变频器的结构框图，该变频器采用模糊 PID 控制，模糊 PID 控制器的控制目标是在某一频率下使电机流过的电流最小。变频器先检测输入的三相交流电源，然后根据模糊 PID 控制器运算结果调整晶闸管的控制角 α 以调节变频器输出电压，保证在设定的频率下电机流过的电流最小，使装置和电动机工作在最佳状态。

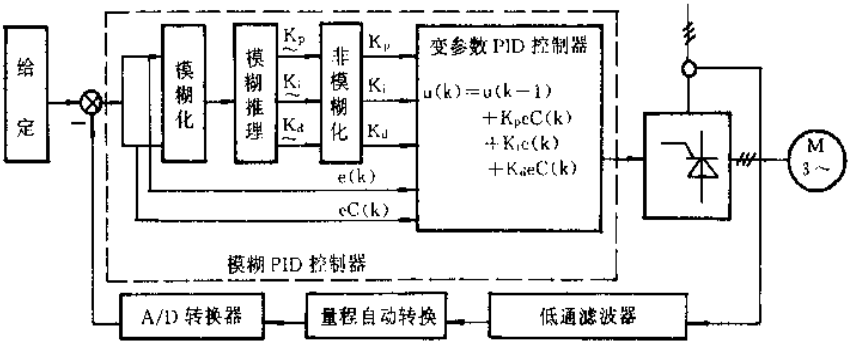


图 5.4-2　交-交变频器结构图

三、变频器硬件电路

交-交变频器微机控制部分硬件电路如图 5.4-3 所示。为减少功耗，降低芯片工作温度，提高系统的可靠性，装置的集成电路选用 CMOS 工艺制造的芯片。

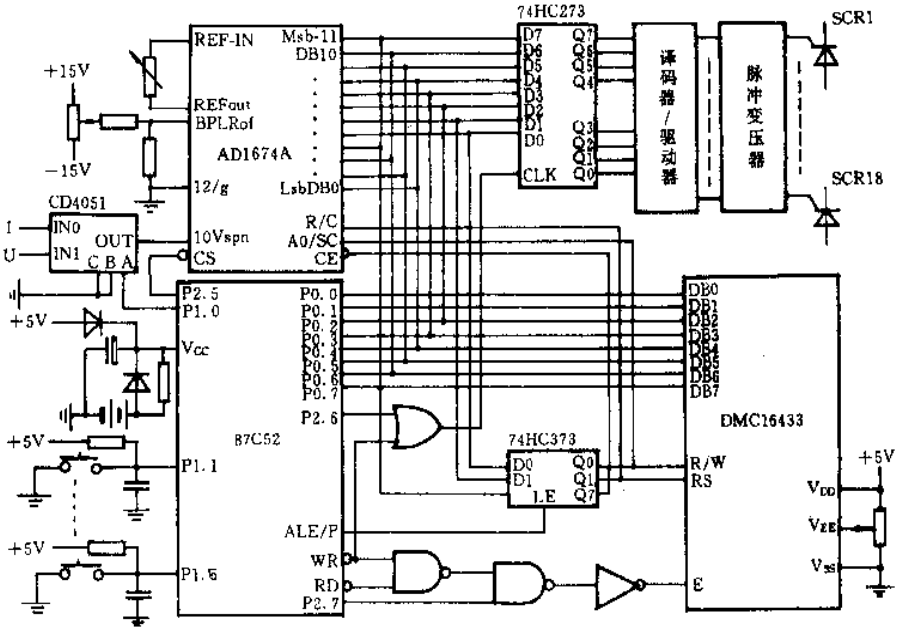


图 5.4-3　微机控制部分硬件电路

1. 微处理器

微处理器选用 MCS－51 系列单片机中采用 CHMOS 工艺制造的 87C52 芯片。87C52 比常用的 8031 单片机多 128 个字节的片内数据存储器 RAM、8K 字节片内程序存储器 EPROM、1 个 16 位定时器/计数器(T2)，并可对片内 EPROM 采取加密处理，以防止程序被非法盗用。采用 87C52 可以减少系统扩展芯片，缩小印刷线路板面积，提高装置抗干扰能力。

当系统关机或掉电后，电压比较器的输出立即由 1 变为 0，通过 87C52 的外部中断 0 (INT0)发出中断申请。87C52 响应中断后执行置 PCON.1 为 1 的指令，87C52 立即进入掉电方式由备用电池提供 5 μA 电流以确保 87C52 芯片内 256 个字节 RAM 中数据不丢失，此 RAM 中保存用户根据负载特点输入的参数。

2. 电流检测

要使交-交变频器具有高性能，首先必须高精度采集主电路电流。电流传感器采用根据磁场平衡原理制造的 LEM 模块，该模块将大电流信号转换成小电流信号，并实现微机控制电路和主电路之间的强弱电隔离，具有精度高、可靠性高、稳定度高、反应时间快和过载能力强等优点[4]。LEM 模块的输出经过低通滤波器和量程自动转换电路后接至 A/D 转换器，量程自动转换电路保证了输入信号在较大的输入范围内具有较高的 A/D 转换精度。选用 12 位自带采样保持器的 A/D 转换器 AD1674 进行模数转换。AD1674 的转换时间为 10 μs，转换误差小于 0.0244%。

3. 晶闸管控制

交-交变频器中采用数字触发方式，这种数字触发方式由软件和硬件协同完成，与传统使用的晶闸管触发电路相比省去模拟控制器、移相等电路，简化了电路。选用数字触发方式中的相对触发方式，在一个电网周波只需检测一次同步信号以进一步简化电路。同步信号取自电网线电压，经过同步变压器后接至 LM339 过零比较器，输出的方波接至外部中断 INT1，定时器 T1 和 INT1 共同完成同步信号检测。控制角 α 的定时由定时器 T0 完成，定时器 T2 负责一个电网周波内各触发脉冲之间的定时。

设计中我们将需要触发的两只晶闸管的编号通过锁存器 74HC273 送入两片 BCD－十进制译码器/驱动器 74HC145。74HC145 的输出驱动相应的两只脉冲变压器。这两只脉冲变压器控制对应的两只晶闸管门极使晶闸管导通。为了减小脉冲变压器的体积，选用双窄脉冲触发方式。对于 55 kW 以上电动机使用的变频器需要在 74HC145 后增加一级驱动，并选用可以通过更大触发电流的脉冲变压器。

4. 显示及按键

显示器选用 16 列×4 行的 DMC16433 型字符点阵液晶显示模块。用于显示检测结果、菜单、帮助信息、操作提示信息、故障信息。字符点阵液晶显示模块可以显示数字、字母、日文片假名以及自定义字符和部分笔划简单的汉字。采用 87C52 的 P1.1～P1.6 扩展 6 个按键用于参数设定和运行控制。

交-交变频器具有较友好的人机界面，不仅可以很方便地设置一般变频器的工作参数，而且可以按照用户输入的工作曲线控制电机的转速，适用于需要周期调速的场合。

四、软件设计

采用模块化设计方法编写的汇编语言程序固化在 87C52 芯片内的 EPROM 中，主要包括

初始化模块、故障自诊断模块、故障保护模块、数据采集及数字滤波模块、模糊控制算法模块、触发脉冲输出模块、键盘显示模块、系统组态模块。

主程序的主要功能是对 INT0、INT1、T0、T1、T2、DMC16433、工作单元的初始化以及对装置进行故障自诊断，其流程如图 5.4-4 所示。

1. 故障自诊断模块

由于交-交变频器是生产中关键设备，任何故障均可能造成停产，设备安全可靠运行非常重要，为了便于安装调试和方便用户，我们采用功能测试法原理编制了装置故障自诊断程序。开车前装置按图 5.4-5 对各主要功能单元完全自诊断，控制及检测回路自诊断不但可以对放大器、脉冲变压器、晶闸管、LEM 模块、A/D 转换器、量程自动转换等器件和电路检测，还可以自动判断用户接线，对用户接线中的错误自动报警。表 5.4-1 是装置故障自诊断的方法。装置工作过程中还可以根据自动积累的各主要部件工况数据跟踪监视运行性能，及早发现故障先兆。

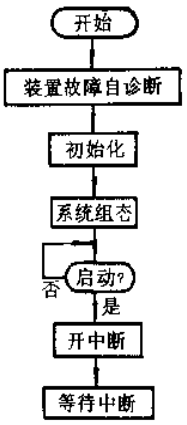


图 5.4-4 主程序流程图

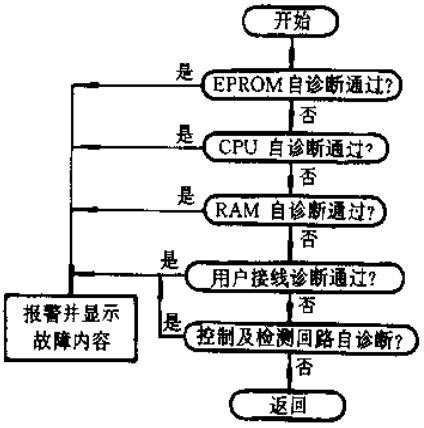


图 5.4-5 故障自诊断程序流程图

新型交-交变频器，还具有过电流、短路、停电、过电压、欠电压、过热、设定出错、用户接线出错等保护功能。

表 5.4-1 故障自诊断方法

自诊断分类	故障自诊断方法
单片机自诊断	执行一个实验算法，然后与预先存储的答案进行比较
EPROM 自诊断	求 EPROM 各字节的异或结果及累加和，并与预先存储结果比较
RAM 自诊断	把预定的内容写入 RAM，然后读出来进行检查
控制及检测回路自诊断	根据同步信号，依次让晶闸管在很小的导通角下导通，然后根据检测到的电流大小综合对控制及检测环节进行自诊断

2. 模糊 PID 控制模块

数字 PID 在生产过程中得到广泛应用，但是数字 PID 控制器及其多种的改进形式对于非线性、时变性、大惯性和时滞的复杂系统得不到满意的控制效果，其局限性在于将 PID 参数 K_p、K_i 和 K_d 作为精确参数处理。

引入模糊集合论，将参数 K_p、K_i、K_d 用模糊参数 $\underset{\sim}{K_p}$、$\underset{\sim}{K_i}$、$\underset{\sim}{K_d}$ 来表征，并充分考虑人工调节经验，得到一种新的模糊 PID 控制器，其数学模型为：

$$u(k) = u(k-1) + \underset{\sim}{K_p}\, ec(k) + \underset{\sim}{K_i}\, e(k) + \underset{\sim}{K_d}\,[ec(k) - ec(k-1)] \qquad (1)$$

模糊 PID 控制器的主要设计步骤如下。

(1) 采样　采集变频器电流并进行数字滤波，求出偏差 e(k) 和偏差变化ec(k)。

(2) 模糊化　选用计算复杂性低、控制精度高的梯形模糊化方法对精确输入量 e(k)和 ec(k)进行模糊化处理。

(3) 模糊推理　根据人工调节经验和 PID 控制器的改进形式确定模糊推理规则。

(4) 非模糊化　采用最大隶属度法从多个模糊子集中及其隶属函数中判决出精确参数 k_p、k_i和 k_d。

(5) 计算 u(k)　将参数 k_p、k_i和 k_d代入公式(1)，就可以计算出模糊 PID 控制器的输出 u(k)。

根据 u(k) 的值采用查表和线性插值相结合的方法求出晶闸管的控制角 α，最后再根据 α 角改变变频器输出电压。

对比实验表明，采用模糊 PID 控制器的响应速度比采用数字 PID 控制快一倍以上，而稳态误差可以减小为数字 PID 控制器的 1/3 左右。

3. 数据采集及数字滤波模块

为了提高检测精度以及装置抗干扰能力，对检测到的信号除了进行模拟滤波外，还对 A/D 转换结果采用中值滤波和算术平均滤波相结合的复合滤波方法，即在一次电流采集中连续进行 8 次 A/D 转换，对 A/D 转换结果去除其中最大值和最小值，然后对剩余的 6 个量求平均值，该平均值就是数字滤波器的输出。这样既可以去除脉冲干扰，又可以对采样值平滑加工，兼有两种滤波的优点。

五、抗干扰措施

交-交变频器不但工作环境恶劣，各种外部干扰较为严重，而且装置内部控制大电流，干扰非常严重，因此采取以下抗干扰措施。

(1) 50 Hz 的工频电源经过低通滤波器滤除高次谐波后向反激式直流开关稳压电源供电，该种开关电源在反激时把输入的干扰信号抑制掉，采用两组独立的直流电源向微机电路和驱动电路分别供电。

(2) 在印刷线路板周围增加铁质机壳屏蔽电磁场的干扰。

(3) 做好印刷电路板和电路的抗干扰设计，合理安排信号线、电源线、地线元器件布局，增加去耦电容和看门狗电路。

(4) 对输出的信号进行合理性判断，重要数据实行双备份，设置软件陷阱和数字滤波。

六、结束语

从 1995 年起新型交-交变频器投入系列化批量生产，用于 2.2～200 kW 交流电动机的调速。用户使用该变频器后，一般半年左右所节约的电费超过全部设备投资的总和，具有明显的节能效果和经济效益。新型交-交变频器具有价格性能比高、结构简单、抗干扰能力强、体积小、

效率高、容量大等优点，是一种经济实用、节能效果明显、安全可靠的交流电动机调整装置，可以广泛应用于风机、水泵等调速系统，具有广阔的发展前景。

参考文献

1 皮水光主编 企业实用节电技术. 北京：化学工业出版社，1992
2 高景德等著 交流电机及其系统的分析. 北京：清华大学出版社，1993
3 满永奎等编著. 通用变频器及其应用. 北京：机械工业出版社，1995
4 LEM 电流电压传感器模块应用手册. 北京莱姆电子有限公司

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊，1998 年第 3 期

5.5 一种用于电机控制的 DSP 芯片——TMS320C240

武汉空军雷达学院 125 信箱(430010) 刘朝晖
武汉力源电子股份有限公司(430079) 郑玉墙

电气传动系统由控制、功率驱动和电动机三大要素组成。调速传动从电流形式上可分为直流调速和交流调速两大类,后者又分为异步调速和同步调速。在上述三种调速系统中,直流调速虽然历史悠久、技术成熟,并且在不断加以完善(如全数字化),但由于有电刷和机械换向器等固有缺陷,必将被交流调速所取代。而与异步调速相比,同步调速具有功率因数高、转子参数可测、效率高、控制性能好等方面的优势,因而在取代直流调速方面更有优势。新一代交流调速电动机有交流感应电动机、直流无刷电动机和开关磁阻电动机等。

随着 VLSI 和控制理论的发展,高速、高集成度、低成本的微控制器及专用芯片相继问世,使全数字化的交流伺服系统成为可能。用软件取代模拟器件,可以方便地修改控制策略、修正控制参数,此外还可以具有故障监测、自诊断和上位机管理与通信等功能。

美国 TI(德州仪器)公司自 1982 年发明第一片 DSP(数字信号处理器)、又于 1997 年新推出数字电机微控制器 TMS320C240。该芯片面向新一代交流电机控制,具有 DSP 内核,从而将 DSP 的高速运算能力与面向电机的高效控制能力集于一体,堪称业界最具竞争力的数字电机控制器。

一、结构与特点

1. 体系结构

TMS320C240 具有下述功能部件:20MIPS 的 CPU,片内 RAM、ROM/FLASH,专用于电机控制的"事件管理器(event manager)"和片内外设。其结构见图 5.5-1。

2. CPU

TMD320C240 是 TI 公司高性价比的 DSP 器件——TMS320C2XX 系列中面向控制的特殊片种,它们具有相同的 16 位定点 DSP 内核和指令集,该指令集源码向下兼容 TMS320C2X 系列、向上兼容 TMS320C5X 系列,具有良好的可移植性。特点如下:

- 指令周期 50 ns,运算能力 20 MIPS;
- 单周期 16 位乘加(MAC)指令,产生 32 位结果;
- 独立的读写数据总线和地址总线,支持并行的程序和双数据操作数寻址;
- 支持并行的算术逻辑(ALU)运算和乘法运算;
- 硬件堆栈,加快中断处理。

DSP 内核的高性能运算能力,使得 TMS320C240 可运行复杂控制算法,如可采用高阶 PID 算法进行精密控制,自适应 Kalman 滤波算法可减小传感噪声,而功率因数校正算法则可以减小功率损耗,还可以用 FFT 算法对电机的机械谐振、线性谐波等进行分析。

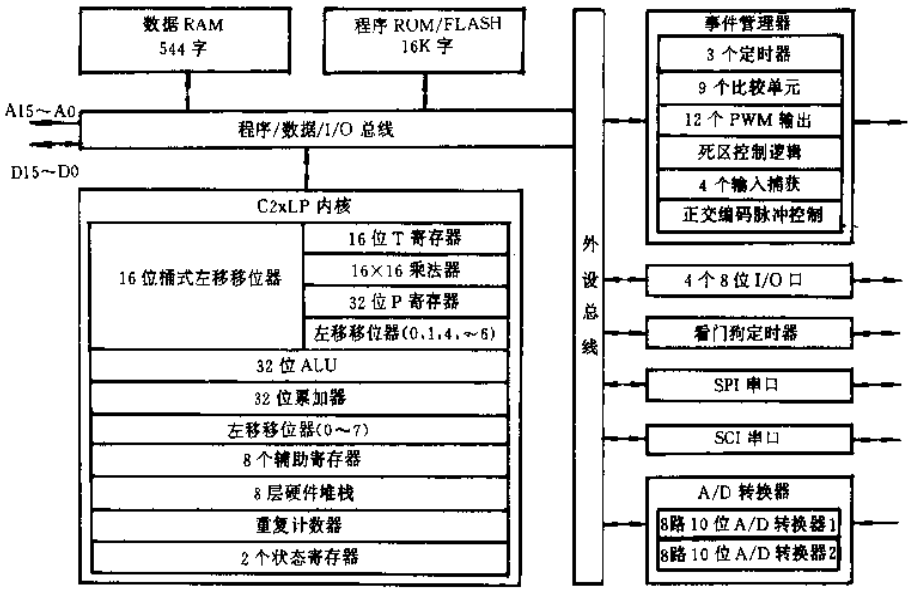


图 5.5-1 TMS320C240 体系结构

3. 事件管理器

"事件管理器"可输出 PWM 脉冲，直接控制电机功率驱动器，此外还包括定时器、捕获/比较、死区控制逻辑、空间矢量 PWM 发生器和直接与光电编码器接口的编码单元。

(1) 通用定时器

TMS320C240 共有 3 个加 1/减 1 的 16 位通用定时/计数器。定时器 2、3 还可合用作 32 位定时/计数器。它们可用于产生采样周期，为捕获单元和正交编码单元提供时基，也可作为比较单元产生 CMP/PWM 输出以及软件定时的时基。

时钟源既可以是内部 CPU 时钟，也可以是外部时钟。当定时器 2、3 或 2 和 3 作为正交编码脉冲单元的时基使用时，其时钟和计数方向由正交编码脉冲单元提供。每一定时器各有 6 种计数模式：停止/保持、单向加、连续加、定向加/减、单向加/减、连续加/减。每一定时器各带一个比较逻辑单元，当计数器值和比较寄存器值相等时，比较匹配发生，从而在定时器的 PWM 输出引脚 TXPWM/TXCMP 上产生 CMP/PWM 脉冲。可设置控制寄存器 GPTCON 中的相应位，选择下溢、比较匹配或周期匹配时自动启动片内 A/D 转换器。

(2) 比较单元与 CMP/PWM 脉冲输出

TMS320C240 有 3 个全(Full)比较单元和 3 个单(Simple)比较单元，每个单元各带有比较输出控制逻辑。其中，每个全比较单元以定时器 1 为时基，可输出 2 路带可编程死区控制的 CMP/PWM 脉冲；每个单比较单元以定时器 1 或 2 为时基，输出 1 路 CMP/PWM 脉冲。通过设置定时器 1 为不同方式，可选择全比较单元输出非对称 PWM 波形、对称 PWM 波形或空间矢量 PWM 波形。在交流电机控制中，与非对称 PWM 波形相比，对称 PWM 波形可获得更小谐波失真的相电流；而空间矢量 PWM 信号则为三相电机的 6 个功率晶体管提供独特的开关机制，使得相电流的谐波失真最小，提高效率。

全比较单元输出的 6 路 PWM 电压波形可作为交流感应电机或直流无刷电机三相功率

放大器的输入信号，还可用于控制开关磁阻和同步磁阻电机，以及传统的直流电机和步进电机等；单比较单元的 3 路 PWM 脉冲和上述定时器比较单元输出的 3 路 PWM 脉冲可用于功率因数校正、谐波抑制等。

(3) 捕获单元

捕获单元被用于高速 I/O 的自动管理，它监视输入引脚上信号的变化，记录输入事件发生时的计数器值，即记录下所发生事件的时刻。该部件的工作由内部定时器同步，不用 CPU 干预。TMS320C240 共有 4 个捕获单元，单元 1 和 2、3 和 4 可分别选择计数器 2、3 作为时基，且每个单元各有一个两级的 FIFO 缓冲堆栈。当捕获发生时，相应的中断标志被置位，并向 CPU 中断请求；若中断标志已被置位，捕获单元 4 还将启动片内 A/D 转换器。

(4) 正交编码脉冲(QEP)单元——鉴相倍频

常用的位置反馈检测元件为光电编码器，它直接将电机角度和位移的模拟信号转换为数字信号，其输出一般有 A、B 和同步脉冲信号 C，A、B 两路相位差为 90°(被用于判别方向和计量位移)。A、B 两路脉冲可直接作为 TMS320C240 的 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 引脚的输入。QEP 单元可选择通用定时器 2、3 作为 16 位计数器，或将 2、3 合并为 32 位计数器使用。定时器 2、3 应被设为定向计数方式，同时以 QEP 单元的时钟作为定时器的输入。QEP 单元中的方向检测逻辑首先判断两脉冲前沿到达的先后，进而决定计数器的计数方向，实现鉴相；计数器在两路脉冲的上升沿和下降沿均触发计数，从而达到 4 倍频。

4. 片内外设

TMS320C240 片内外设包括一对 A/D 转换器、2 个串口和看门狗定时器及实时中断定时器。

(1) 双 A/D 转换器

TMS320C240 中配置有两个带采/保的各 8 路 10 位 10 μs 的 A/D 转换器，可用于并行处理模拟量。模拟量可包括：反馈的速度、位置、温度传感、电压传感和电流传感信号等。

(2) SPI 串口和 SCI 串口

TMS320C240 片内外设还包括一个异步串行通信口(SCI)和一个同步串行外设接口(SPI)。SCI 口即通用异步收发器(UART)，用于与 PC 机串口等标准器件通信，可采用 RS—232/485 协议等，最大波特率 625 kbps。SPI 口可用于同步数据通信，最大波特率 2.5 Mbps，典型应用包括外部 I/O 或外设扩展，如移位寄存器、显示驱动、A/D 转换器等。SPI 口共有 3 根通信线：串行输入数据线 SPISOMI、串行输出数据线 SPISIMO 和同步时钟线 SPICLK，另 1 根控制线 SPISTE 是从机选通线。

(3) 看门狗定时器与实时中断定时器

看门狗定时器是一个 8 位增量计数器。在正常工作情况下，程序周期性地对定时器进行清零；若程序运行出错、飞出或死机，则定时器溢出，产生复位信号。实时中断定时器是一个 8 位计数器，用于产生周期性的中断请求。

二、性能比较

目前，许多 IC 厂家致力于数字电机微控制器的研制与生产，下面我们仅将国内较为流行的 Motorola MC68HC16 系列、Intel MCS96 系列与 TMS320C240 加以比较，见表 5.5-1。

表 5.5-1 典型电机微控制器性能对照表

	TMS320C240	8XC196MC/MD	MC68HC16
乘加指令 MAC	单周期、50 ns	30 个周期、1 990 ns	12 个周期、480 ns
片内 FLASH/OTP	FLASH	OTP	FLASH(仅 X 系列有)
PWM 输出	12	14/20	4/7/26(需增加 CPU 负担)
输入捕获	4	4/6	4/26
10 位 A/D 转换器	2 个、共 16 路、6.6 μs	1 个、13/14 路、11 μs	1 个、6/8/16 路、8.6 μs
编码器接口	有	有	有
定时器	3	2	1

此外，Intel 公司还推出了 MCS296 系列，增强了 DSP 运算能力，乘加运算减少至 2 个周期(80 ns)，且线性寻址空间达 6 M 字节，但无片内 A/D 转换器和 Flash。Motorola 公司另有 DSP56800 系列，支持 C 语言开发，乘加运算只需 50 ns，36 位累加器使得精度更高，但无片内 A/D 转换器、输入捕获和 Flash，且 PWM 信号的产生过多占用了 CPU 资源。AD 公司也新近推出了电机控制器 ADMC330，具有 20MIPS 的 CPU，能产生 6 路对称的 PWM 脉冲和附加的 2 路 PWM 信号，以及 12 位 A/D 转换器，但无输入捕获和 FLASH 版本，A/D 转换速度也太慢(409 s)。

三、基于 TMS320C240 的交流电机调速系统

一个基于 TMS320C240 的直流无刷电机或交流感应电机调速系统的基本结构如图5.5-2所示。

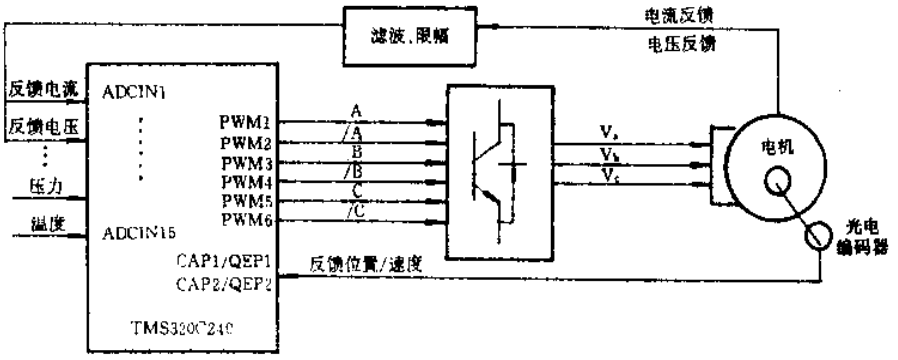


图 5.5-2 TMS320C240 在三相直流无刷/交流感应电机中的应用

在应用中，TMS320C240 所实现的软件包括电动机状态值的采样与计算、控制算法的实施以及 PWM 信号的输出，此外还包括故障检测与保护、数据交换与通信等。与通用微处理器相比，TMS320C240 具有更有效的控制能力。

针对 TMS320C240 芯片的强大功能，TI 公司及几家第三方开发商都推出了相应的评估套件，提供了调试 DSP 控制算法和硬件的必要工具。

随着工业界对节能和噪声抑制的日益重视，许多工业产品都趋向采用无刷电机，对电机微

控制器提出了更高要求。作为新一代电机控制 DSP 芯片，TMS320C240 非常适合于完成这一任务。

参考文献

1 TI Company. TMS320C240 DSP Controllers CPU, System, and Instruction Set, 1997

2 TI Company. TMS320C240 DSP Controllers Peripheral Library and Specific Devices, 1997

3 何熙文等. Intel 8XC196MC/MD 高档单片机原理与实用设计. 大连：大连理工大学出版社，1995

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 3 期

5.6 场效应管驱动器 MAX620 及其应用

成都中国科学院光电技术研究所(610209) 谢小平

一、概 述

五相十个输出端步进电机，决定它的功率驱动器须用 H 桥电路控制形式。用场效应管作为功率驱动器，输出电流大、耗电低、体积小，且场效应管不吸收电流；但场效应管输入电容大，一般电容量为几百到几千 pF。为充分使场效应管达到它的最大输出电流，要求场效应管前级驱动器的容性负载大。Maxim 公司生产了专门四路输出的场效应管驱动器——MAX620。MAX620 最大输出四路信号，可以驱动四个场效应管，负载能力达 1 500 pF，很适应 H-桥型电路工作。MAX620 内部具有电荷泵，电荷泵负责将 TTL/CMOS 输入信号提升为高于电源电压 11 V 的信号，并传到驱动器级，驱动器将同极性的提升电压传送到输出端输出。输出信号直接驱动 N 沟道场效应管。这样可充分使场效应管导通或截止，场效应管在导通时输出最大电流，而在截止时几乎无电流，场效应管的管耗低。电荷泵由三个电容器产生。电容器大小由电源电压大小确定。MAX620 可应用于提升电压、N 沟道 MOSFET 开关、在低压下降压开关、四路锁存电平转换、步进电机驱动。本文对 MAX620 在步进电机的应用作一介绍。

二、MAX620 特点、额定值和引脚

1. MAX620 特点

电压范围宽(0～17 V)；

输出电压高于电源电压 11 V(0～30 V)；

静态电流低(70 μA)；

欠压锁存；

内部四路锁存。

2. MAX620 绝对最大额定值

电源(V_{CC})17 V；

提升电压(V_-)对地 30 V；

输入与驱动器输出(GND～0.3 V)～(V_++0.3 V)；

预值输出(GND－0.3 V)～(V_{CC}+0.3 V)；

驱动器输出连续电流 25 mA；

连续消耗功率(T_A=+70 ℃)

塑封直插 640 mW，

表面封装 762 mW；

工作温度范围 0～70 ℃。

3. MAX620 引脚说明

MAX620 引脚排列如图 5.6-1 所示。

MAX620 引脚功能如表 5.6-1 所列。

典型电路如图 5.6-2 所示。

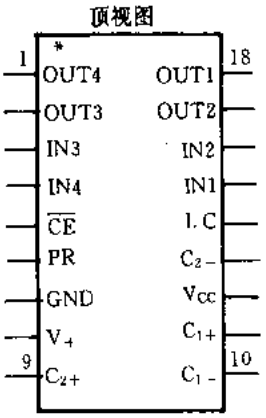


图 5.6-1 MAX620 引脚排列图

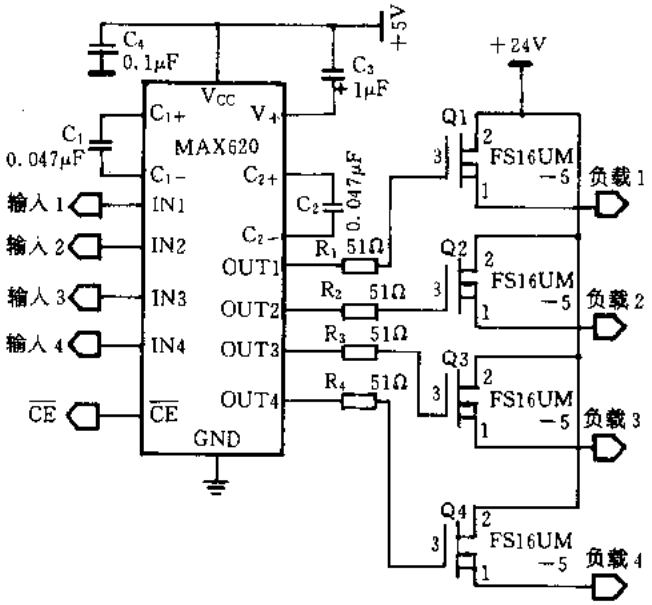


图 5.6-2 典型电路

表 5.6-1 MAX620 引脚功能

引 脚	名 称	功 能
1	OUT4	驱动器输出 4
2	OUT3	驱动器输出 3
3	IN3	TTL/CMOS 输入到驱动器 3,不用时接地
4	IN4	TTL/CMOS 输入到驱动器 4,不用时接地
5	$\overline{CE}$	使能,高电平禁止输入,低电平将输入数据转换到四路锁存器并传到驱动器,$\overline{CE}$脉冲时,必须保持 100 ns,数据直接传到驱动器输出时$\overline{CE}$接地
6	PR	当 $V_+ \geqslant V_{CC}+8.5$ V 时,PR 输出高电平等于 V_{CC}
7	GND	地
8	V_+	提升电压输出,$V_+=V_{CC}+11$ V
9	C_{2+}	C_2 电荷泵正端接头,$C_2=0.047$ μF,对于 $V_{CC}>13$ V,$C_2=0.01$ μF
10	C_{1-}	C_1电荷泵负端接头,$C_1=0.047$ μF,对于 $V_{CC}>13$ V,$C_1=0.01$ μF
11	C_{1+}	C_1电荷泵正端接头,$C_1=0.047$ μF,对于 $V_{CC}>13$V,$C_1=0.01$ μF
12	V_{CC}	电源正端
13	C_{2-}	C_2电荷泵负端接头,$C_2=0.047$ μF,对于 $V_{CC}>13$ V,$C_2=0.01$ μF
14	I.C	内部联接,空
15	IN1	TTL/CMOS 输入到驱动器 1,不用时接地
16	IN2	TTL/CMOS 输入到驱动器 2,不用时接地
17	OUT2	驱动器输出 2
18	OUT1	驱动器输出 1

三、应用电路原理图

步进电机的转动是靠流过电机线圈上的电流而动作，电流大小与电机转动的力矩成正比。因此，电流大小决定电机的输出功率。选择好的功率控制管对电流大小有至关重要的意义。本文选用场效应管作为功率驱动器，并且组成 H-桥型驱动电路。H-桥型电路输出效率高，转矩大，很适应五相电机的驱动控制电路的要求。选用 MAX620 作为 H-桥型驱动器。

MAX620 驱动 H-桥型开关电路工作原理为：MAX620 的输入端 IN1 和 IN2 加上正信号，通过电荷泵，输入信号幅值提升为高于电源 11 V 的信号，并且由驱动器输出到 OUT1、OUT2，场效应管(MOSFET)Q1 和 Q4 导通，电流由 Q1 经电机线圈流向 Q4，在电机线圈上产生一定的力矩。此时 IN3 和 IN4 为低电平，MAX620 的 OUT3 和 OUT4 为低信号，MOSFET 的 Q2 和 Q3 截止。反之，当 IN1 和 IN2 为低电平时，MOSFET 的 Q1 和 Q4 截止；而 IN3 和 IN4 为高电平时，MAX620 的 OUT3 和 OUT4 为有效信号，MOSFET 的 Q2 和 Q3 导通，在电机线圈上产生反方向的力矩。如图 5.6-3 所示。按五相电机通电顺序方式，周期

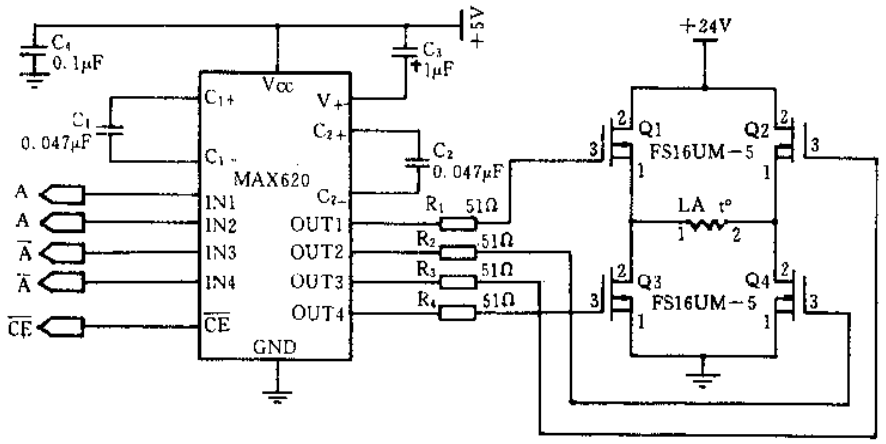


图 5.6-3 MAX620 驱动步进电机的原理图

性地输入控制信号，每个场效应驱动器仅输出两路信号，打开相连的两个场效应管，能过 H-桥两个场效应管之间流过电流，引起电机按所设定的方向转动。为了防止四个场效应管同时打开，正反输入信号必须在引脚$\overline{CE}$为低电压下更新。

四、结 论

MAX620 作为场效应管驱动器，四路输出，一个 MAX620 可以驱动四个场效应管，很适应 H-桥电路的场效应管的驱动部分；驱动容性负载强(负载电容 C_L=1 500 pF)，上升速度快。当负载场效应管同时打开，并且在给定电源电压下电荷泵输出最大有效值时，输出频率高。例如，当 V_{CC}=+5 V，在 V_+没有外接负载下，MAX620 驱动四个 1 500 pF 负载时最大开关速度为 15 kHz。如果用 H-桥作为直流电机驱动，仅需一个 MAX620 作为 H-桥型驱动部分；一个时钟源，脉冲控制器和逻辑转换器形成一个完整的一相控制电路。其体积小，电路简单，易于开发和生产。MAX620 目前广泛应用于各种驱动电路中。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 10 期

5.7 固态继电器及其在自控中的应用

上海中船总公司第九设计研究院(200063) 孙 蕾 王福荫

固态继电器于 70 年代初期开始出现在国际市场上，是采用固体元件组装起来的无触点开关器件。其中两端为输入控制端，另外两端为输出受控端，中间利用光电耦合器进行隔离，以实现输入与输出之间的电气隔离(浮空)。输入端只要很小的输入电流便能控制它的工作，在大多数情况下可以与常用的逻辑集成电路直接配合。输出部分则用大功率晶体管(近年来 VMOS 场效应管已大量使用)和可控硅(或双向可控硅)管来接 通和切断负载与电源。固态继电器具有工作可靠、开关速度快、使用寿命长、产生噪音低、抗干扰和耐冲击振动等一系列优点。

一、固态继电器的工作原理

根据负载电源的不同，固态继电器分交流和直流两种。根据触发控制形式不同，交流固态继电器又分为随机导通和过零触发两种。

1. 随机导通型交流固态继电器

如图 5.7-1 所示，GD 为光电耦合器，T_1为开关三极管，用来控制单向可控硅 SCR 的工作 。当输入端加上信号时，GD 的三极管则饱和导通，T_1 截止，SCR 的控制极经 R_3 获得触发电流，SCR 导通，双向可控硅 TRIAC 的控制极通过 R_5→ 整流桥→SCR→整流桥，得到触发电流，故 TRIAC 导通，将负载与电源接通。

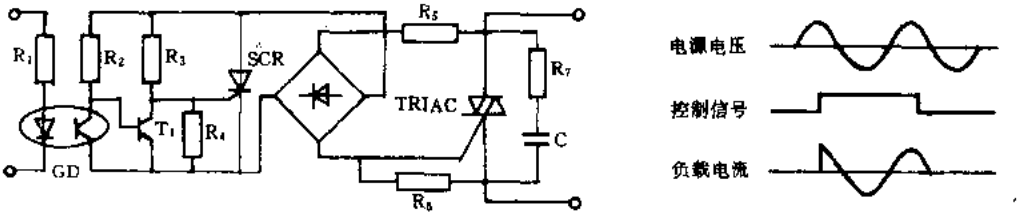


图 5.7-1 随机导通型交流固态继电器

当输入信号撤除后，GD 截止，T_1进入饱和状态，它旁路了 SCR 的控制极电流，因此在 SCR 电流过零的瞬间，SCR 将截止。一旦 SCR 截止后，TRIAC 也在其电流减小到小于维持电流的瞬间自动关断，切断负载与电源间的电流通路。

图 5.7-1 中的 R_1和 R_5分别是 GD 和 SCR 的限流电阻。R_4和 R_6为分流电阻，用来保护 SCR 和 TRIAC 的控制极。R_7和 C 组成浪涌吸收网络，用来保护双向可控硅管 TRIAC。

2. 过零触发型交流固态继电器

如图 5.7-2 所示，该电路有电压过零时开启，电流过零时关断的特性，因此线路可以使射频及传导干扰的发射减到最低程度。无信号输入时，T_1 管饱和导通，旁路了 SCR 的控制极电

流，SCR 处于关断状态，因此固态继电器也呈断开状。

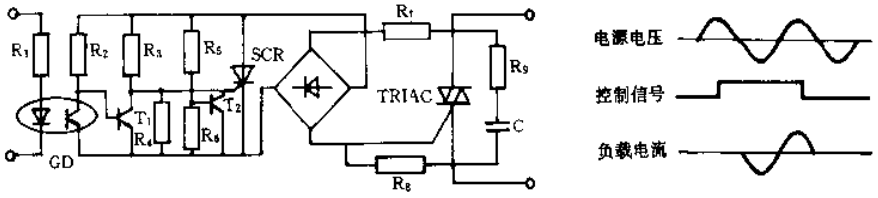


图 5 7 2 过零触发型交流固态继电器

信号输入时，GD 的三极管导电，它旁路了 T_1的基极电流，T_1管截止。此时 SCR 的工作还取决于 T_2的 状态，T_2在这里成为负载电源的零点检测器，只要 R_5、R_6的分压超过 T_2的基、射极压降，T_2将饱和导通，它也能使 SCR 的控制极箝在低电位上，而不能导通。只有当输入信号加入的同时，负载电压又处在零电压附近，来不及使 T_2进入饱和导通，此时的 SCR 才能通过 R_3注入控制电流而导通。过零触发型交流固态继电器在此后的动作与随机型相同，这里就不重述。

综上所述，过零触发型交流固态继电器并非真在电压为 0 V 处导通，而是有一定电压，一般在 ±10 V～±20 V 范围内。

3. 直流固态继电器

直流固态继电器有两种格式，一种是输出端为 3 根引线的(见图 5.7-3)，另一种是输出端为 2 根引线的(见图 5.7-4)。

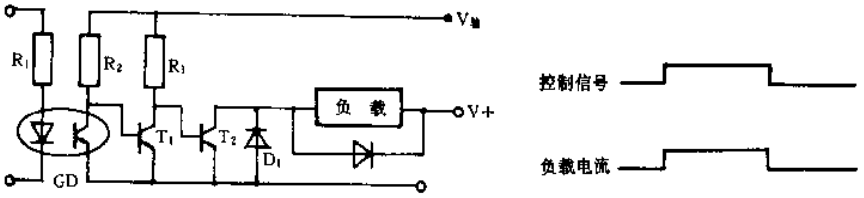


图 5.7-3 直流固态继电器(三线制)

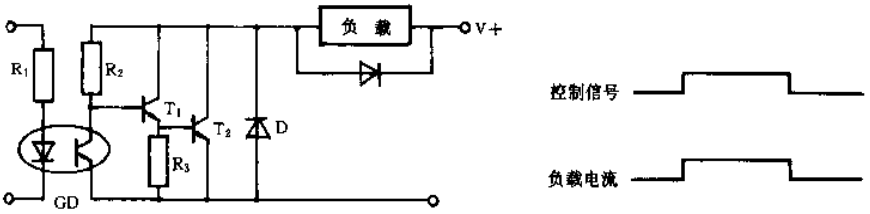


图 5.7-4 直流固态继电器(二线制)

在图 5.7-3 中，GD 为光电耦合器，T_1 为开关三极管，T_2为输出管，D_1为保护二极管。当信号输入时，GD 饱和导通，T_1管截止，T_2管基极经 R_2注入电流而饱和，这样负载便与电源接通。反之，则负载与电源断开。

三线制的主要优点是 T_2管的饱和深度可以做得较大。如果辅助电源用+10～15 V 时，T_2可改用 VMOS 管。三线制的主要缺点是多用了一组辅助电源，如果负载的电压不高时，辅助

电源与负载电源可以合用，省去一组电源。

对图 5.7-4，当控制信号未加入时，GD 不导电，T_1亦无电流流过，所以 T_2截止不导通，负载与电源断开。

加入控制信号后，GD 导电，T_1有基极电流流过，T_1导电使 T_2的基极有电流流过，T_2饱和导通。T_2要用达林顿管，以便在较小的基极电流注入下，T_2管也能进入饱和导通状态。

二线制的突出优点是使用方便(几乎与使用交流固态继电器一样方便)。但是线路结构决定了 T_2的饱和深度不可能太深，即 T_2的饱和压降不可能太低。同时，受光电耦合器和 T_2管耐压所限，二线制直流固态继电器切换的负载电压不能太高。

二、固态继电器的新进展

目前国内生产和销售的固态继电器大体上就是上面介绍的这几种，基本处于固态继电器生产和销售的初级阶段。但是国外由于技术发展和配套的需要，有许多新颖的固态继电器面世，从中可以看出固态继电器的发展趋势。

1. 微型固态继电器

微型化的单列直插式固态继电器内部采用了表面安装技术，外壳是坚固而紧身的环氧树脂，因此产品具有良好的绝缘保护及快速热传递能力，即使体积小巧，也有相当高的功率开关能力。

2. 在一个标准封装中拥有二路或四路的交流固态继电器

对二路固态继电器，输出采用二组反并联的可控硅；在四路固态继电器中，输出采用双向可控硅。这些固态继电器内部都设有 dV/dt 的吸收电路，以便将大多数的电压瞬变上升速率限制在可接受的范围内，从而防止了假触发。此类固态继电器有两种：一种是电压过零开，负载电流过零关，它可以减少电磁干扰和射频干扰；另一种是随机电压接通，可用在相位控制的场合中。输入电压范围为 4～15V_{DC}，可直接与 TTL、HTL、MOS 或微处理机电路配合，用于各种交流负载，如电动机、电灯、电加热器和变压器等的控制。此类固态继电器的最大优点是通过提高封装密度减少安装空间，并节约了相应的资金。

3. 三相固态继电器

三相固态继电器可直接切换高达 530 V_{AC}的线电压负载，如电动机、变压器和电加热器等。由于在线路中采用了功率半导体器件，所以可迅速准确地进行通/断操作。三相固态继电器也有负载电压过零接通的方式，它有利于消除射频干扰和电气噪声。对大电感负载，可选用瞬时接通的三相固态继电器。此外，三相固态继电器本身的耐浪涌电流冲击的特性，允许切换较大的容性电流，而不致产生误动作。

4. 新型直流固态继电器

这是一种采用场效应管为输出控制的直流固态继电器，具有工作效率高、通态压降低、无二次击穿、切换速度高、温度稳定性好和可以并联使用等一系列优点。对线电压低于 100 V_{DC}的直流固态继电器，由于工作电压低，可用通导电阻低的管子，负载电流范围可达 7～40 A_{DC}；对用在线电压达到 500 V_{DC}的直流固态继电器，可控的电流也有 7～12 A_{DC}。另外，这种直流固态继电器的输出端子与安装板及输入电路之间是相互绝缘的，绝缘能力达到 2 500 V_{rms}。

5. 时间延迟式固态继电器

时间延迟式固态继电器在其标准的封装壳子的内部除了普通固态继电器的直流输入和交

流输入回路外，还有一个可调节(用电阻或电位器在外部调节)的延迟电路。当直流控制电压加至其控制端子，要经过内部的延迟电路预先设定的时间间隔以后才激励光电耦合器，并进一步激励触发电路，触发器是电压过零的。时间延迟式固态继电器有短延时和长延时两种，延时时间分别为 0.1～8.3 s、1.6～133 s，配用的定时电位器都是 0～1 MΩ。

6. 输入/输出模块

在工业环境下，微电子电路经常遭受电压瞬变、电气噪声以及冲击和振动等一系列电气或机械干扰，造成电子线路参数恶化、产生误动作及虚假指示。输入/输出模块则被设计成电气上干净的、光电隔离的、无噪声的“输出”接口，与电动机、电磁阀和螺线管等一类负载相联；或者成为从负载或传感器至微处理机、计算机逻辑系统的“输入”接口，为工业环境中的长期稳定可靠的设计服务。

开关量输入/输出模块的电路构成与交流或直流固态继电器相同，结构上更加小型化，以满足微处理机或计算机控制系统输入/输出的操作需要。一个模块中拥有 2 路乃至 4 路单元线路，外形为单列直插式或采用紧凑、紧固的环氧树脂外壳，可直接焊接在印刷板上或用螺钉加固在印刷板上。

7. 新一代超大功率交流固态继电器

新一代的超大功率交流固态继电器 SSR 近年来获得了迅速发展，以其具有更高的集成度、更大的电流传导力和长期工作可靠性的明显提高等优点，使它在自控设计中获得越来越多的应用，从而使固态继电器的适用范围明显扩大。目前已制造出有效工作电流在 120A、180A、240A、280A 系列超大功率 SSR。下表为其主要技术参数。

型 号	H3100	H3180	H3240	H3280
外 形	K,F	E	E,D	D
内部电路	零压或调相集成触发器，晶闸管硅片反并连模块工艺			
输 入	(1)(4～8)V_{DC} 电流(12～13) mA TTL 电平输入 (2)(4～32)V_{DC} 恒流源输入 12 mA			
单相晶闸管平均电流	55 A	90 A	110 A	130 A
标称有效值工作电流	100 A	180 A	240 A	280 A
工作电压范围(AC)	75～465 V			
正反向重复峰值电压	>1 200 V			
截止态漏电流	<12 mA			
通态不重复浪涌电流	800 A	1 200 A	1200 A	1 500 A
通访峰值压降	<2 V			
绝缘电压(有效值)	输入/输出/底板间>2 500 V_{AC} 1 分钟测试			
热阻(硅片到底板)	<0.3 ℃/W			

三、固态继电器在自控中的应用实例

固态继电器目前已在许多自动化装置中代替了常规的机电式继电器，并进一步扩展到了一些机电式继电器无法应用的领域。如计算机终端接口电路、数据处理系统的终端装置、数控

装置、测量仪表中的微电机控制、各种调温控温装置、工作频繁的交通信号灯和舞台灯光控制等等。图 5.7-5 即是采用日本岛电 SR63 智能 PID 调节仪表和 240 A 超大功率固态继电器组成的过零调功温控系统。该系统采用了长度为 200 mm 的 DCX－616 型标准铝散热器，并排安装了 3 支固态继电器，输入端串连接至仪表的脉冲输出，在散热器的一端装有 12038B 轴承式仪表风扇。负载为 380 V 三相纯阻角形连接，总加热功率 100 kW，每相电流最大约150 A，散热器正常工作温升在 60℃ 左右，系统的调节精度±1℃。为了保证长期工作的可靠性，在散热器上还装有手动复位温度开关，当因风扇等故障引起散热器温升超过固态继电器规定的底壳温度 80℃ 后，将切断仪表的控制输出或控制带有辅助脱扣的空气开关，切断系统电源。

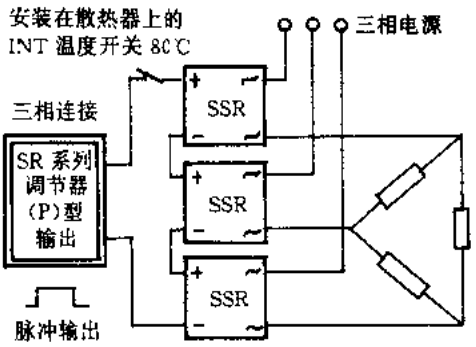


图 5.7-5 温控系统示意图

(1) 采用新的设计线路，简化了使用要求，提高使用效率，如新型的直流固态继电器。

(2) 提高同一封装内的单元线路安装密度，节约安装空间和费用，如三相固态继电器以及二元和四元固态继电器。

(3) 简化使用线路，将原先要外接的控制线路一齐安装在一个管壳中，如延时式固态继电器、相位控制模块和输入/输出模块。

(4) 新工艺的采用，如表面安装技术，最大限度地提高了封装的密度，提高散热效率，如微型单列直插式微型固态继电器。

(5) 超大功率固态继电器，采用新型工艺材料，使超大功率固态继电器进一步完善，品种增多、适应性更强，从而对电机驱动装置、机电一体化控制设备产生重大影响。

摘自《中国仪器仪表》双月刊，1998 年第 5 期

5.8 DCM02 型数控恒流器件在微机控制中的应用

杭州大学电子工程系(310028) 盛法生

数控恒流器件是一种以数字信号控制输出电流为特征的高性能恒流器件。其特点是输出电流受数字信号控制,起始电压低,电流可调范围宽,电路接口与 TTL 兼容。由于这些优点,数控恒流器件是机器人,工业自动控制,卫星通信,智能化仪器仪表及其它数字控制等方面的迫切需要应用的模块部件。DCM02 型数控恒流器件,输入数字信号分辨率为 8 bit,当数字信号输入全"1"时,最大输出电流 $I_{HM}=2$ A,输出电流能用 0～255 级数字信号输入进行控制使之从 0～2 A 电流范围内分 256 级变化;电流稳定度 $S_I \leqslant 5\times10^{-4}$/能,电流温度系数 $\alpha_I=(5\sim50)\times10^{-5}$/℃;起始电压 $V_L \leqslant 0.51$ V。DCM02 型数控恒流器件为模块封装形式,其管脚排列为:1 为锁存脉冲(LATCH),2 为数据输入(DATA),3 为时钟脉冲(CLOCK),4 为参考电压调节(REF_{ADJ}),5 为参考电压输出(REF_{OUT}),6 为数据输出($DATA_{OUT}$),7 为数字电路地(GND_D),8 为数字电路工作电压(DV_{DD}),9 为负载连接端(LOAD),10 为模拟地(GND_A)。

一、工作原理

DCM02 型数控恒流器件的工作原理如图 5.8-1 所示。它由数模转换、基准电源、比较电路、功率放大、反馈等单元电路所组成。

数模转换单元电路的任务是把输入数字信号 D 转换为模拟量信号 A,从而实现输出控制,数模转换器的具体工作方式是在时钟脉冲作用下,把数据输入引脚上的数据通过移位寄存器逐位读入,锁存脉冲把寄存器中的数据锁存到数模转换电路(DAC)中,即在两个锁存脉冲间隔输入 8 个时钟周期脉冲,锁存 8 位数字信号并完成数/模(D/A)转换。比较电路承担数模转换后的模拟信号与基准电源的比较以及反馈信号调整模拟信号等一系列过程,从而通过功率放大电路实现输出电流数控。输出电流正比于数字信号量的输入,其输入输出关系可具体表示为:

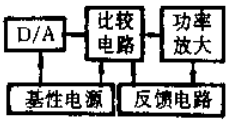


图 5.8-1 DCM02 型器件功能框图

$$I_0 = B(a_0 2^0 + a_1 2^1 + a_2 2^2 + a_3 2^3 + a_4 2^4 + a_5 2^5 + a_6 2^6 + a_7 2^7)$$

式中 B 就是根据 D/A 转换器的分辨率来设计器件输出最大额定电流的最小起步电流或最小可控电流。

二、应用实例

1. 一般应用的基本连接

DCM02 型数控恒流器件的一般应用连接如图 5.8-2 所示。时钟脉冲、数据信号和锁存脉冲按时序输入器件,控制信号时序图如图 5.8-3 所示。可调电阻 R_1用于调节额定输出电流,即在数字信号满量程输入条件下,调节 R_1电阻使输出电流恒定在额定值 2 A 上,R_1连接在电流

调节端和数字地之间。用 R_1 调节额定电流的目的是保证器件的输出电流随数字量变化按线性变化；反之，则无法保证输出电流按线性变化。通常 R_1 用 1.5 kΩ 可调电位器，通过此电阻的电流很小，故对 R_1 没有功率要求。R_1 的调节应从小到大，切勿使器件在 R_1 开路情况下工作，以免损坏器件；参考电压输出端是供把反馈输入计算机系统或供用户作监视器件工作情况而设置，只供用户检测，不作它用，平时此脚悬空，切勿接地或加接电阻；数据输出端供有特殊要求的用户，作下一级器件串行数据输入用，如不用此脚悬空；V_{DD} 为器件自身工作电压，与 TTL 兼容；R_L 为负载电阻；V_L 为器件负载连接端对应于模拟地的正向电压，其变化范围受器件功耗，起始电压的限制，具体可视用户要求按器件允许条件而定。

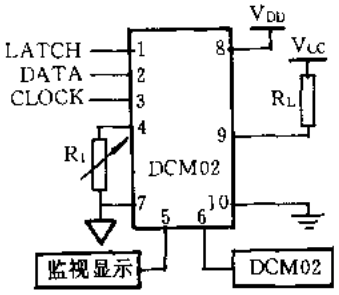


图 5.8-2 DCM02 型器件一般应用连接图

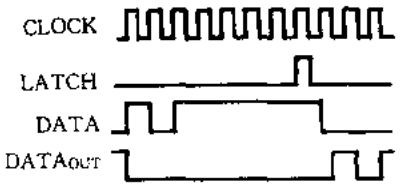


图 5.8-3 控制信号时序图

2. 微机巡回检测系统

在工业产品测试系统中，利用计算机对产品参数进行检测，如需对参数进行调节就要通过执行机构来实现。采用数控恒流器件作为电流控制的模拟执行器是十分合适的。DCM02 型数控恒流器件用于继电器产品测试系统的电路原理图如图 5.8-4 所示。由微机系统按一定程序巡回输出串行信号，经 PIA1 接口电路并行输出信号，通过恒流器件对被测元件加电压检测，并通过恒流器件逐一把瞬态检测数据反馈至 PIA2 经串行送入微机系统，检验继电器的吸合速度、吸合点接触电阻以及线圈动态性能等数据，并通过屏幕显示或送至打印机打印。系统运行稳定可靠，电路简单易调。

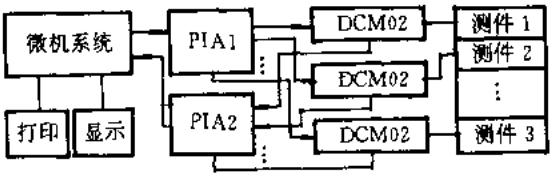


图 5.8-4 测试系统连接图

3. 激光功率控制系统

在光纤通信中，如何高质量控制光发射系统是实现优质通信的关键之一。采用数控恒流器件控制激光功率可以实现非常理想的效果，具体电路连接如图 5.8-5 所示。微机系统送出的控制信号，经光电隔离和电平变换后送入数控恒流器件，激光管(L_1)与数控恒流器件负载端相串接，光功率的大小直接受数字信号的控制，在动态过程中，由于数控恒流器件的作用，使得激光输出始终保持在既稳定又可控的状态之中，该电路结构简单，使用方便。

另外，我们生产的数控恒流器件还可满足用户的各种要求，使器件可以在正电源或负电源状态下正常工作 。目前开发的 0.3 A 数控恒流器件和可编程数控恒流器件，可进一步满足各

领域所急需的应用。

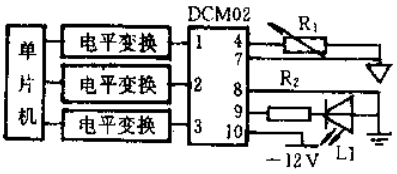


图 5.8-5 激光功率控制电路

参考文献

1 盛法生. DCM02 型数控恒流器件的设计分析. 杭州大学学报(自然科学版),1997,24(2):125～132

2 Lu pinzhen Study of high-stability current regulators for current from 0. 1A to 08A. Journal of electronics. 1994,16:321～323

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 4 期

第六章

电 源 技 术

6.1 集成电路(IC)电压基准

王 成 编译

集成电路(IC)电压基准器件虽小,却是现代化电子系统中的一个关键性器件。选择适当,使用正确能使系统达到高超的性能。

集成电路电压基准是有源器件,在设计、封装和使用上都潜藏着许多技巧。使用得当能使其性能始终一致,高度准确和稳定,充分发挥其效能。集成电路电压基准现已广泛地应用在通信系统和数字化系统中。例如用于设定解码器的门限电平,数字电压表中的电压基准,锂电池充电器设定关断点等。

为了充分发挥其性能,除了选用技术指标适当又经严格挑选的型号之外,在印制电路板上的安装位置也要讲究,如装在恒温装置里和应力小的位置上。

一、电压基准发展历程

早期应仪表工业的发展和电力系统的需要,产生了湿式韦斯顿化学标准电池,它是液体式的,只能用于实验室作电压基准,用于实际系统中就很不方便了。半导体物理学经过几十年的发展,人们发现二极管 p-n 结的伏安特性可以制成实用的固体式的电压基准,但是制成的器件不精确,变化也大,达不到实用要求。经进一步研究发现 p-n 结二极管的 V_{be}是负温度系数,而 ΔV_{be}却是正温度系数。巧妙地把两者结合在一起,使正负温度系数相抵消制成了非常稳定的电压基准器件,即集成电路电压基准(IC 基准),这真是一种杰出的设计。IC 基准供电和输出电路见图 6.1-1。

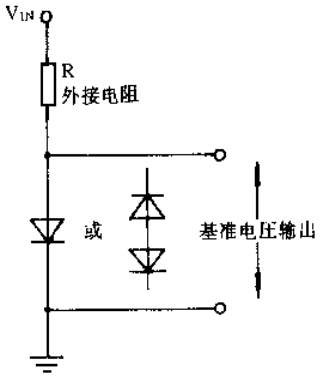


图 6.1-1 IC 基准电路

IC 基准最常用在数字化系统中,如在数字电压表里作参考电压,早期做到 8 位。不久便能做到 10 位甚至做到 12 位。同时用在模/数变换和数/模变换器里做为基准。到现在能做成具有内置基准的 10 位和 12 位变换器,不再外接基准了。但是在需要 14 位和 16 位的分辨率和宽

线性度时，外接 IC 基准仍是不可少的。

二、IC 基准的结构

IC 基准有 4 种结构：埋入式齐纳管；带隙式以及每一种之中的并联和串联结构。就器件本身而言，又有二端接线和三端接线之别。

埋入式齐纳管 IC 基准的噪声比带隙式的低，长期稳定性好，温漂也小，但是电压基准值高，约为 6 V～7 V，必须由高于此值电压供电才能工作。另外，齐纳管本身的功耗也比较大，不能用于低电压电路。

带隙式 IC 基准的电压可低至 1 V，现已有 1.235 V，1.25 V，2.048 V，2.5 V，4.096 V 和 5 V 的基准器件，可用在电池供电的系统中。

三、充分发挥 IC 基准器件的性能

为了充分发挥 IC 基准的性能，还必须掌握大量的电气和机械性能。首先要了解 IC 基准的供电电源。最好把 IC 基准的供电电源与系统中其它器件的供电电源分开，这可能不切实际，起码也要用单独一条干线专为 IC 基准供电。因为 IC 基准电源的抑制比很小，若遇电源电压变化较大就不能保证 IC 基准的性能，必要时专为它设置一套稳压器供电。

在挑选 IC 基准器件时，不仅要看它的线路调整指标也要看它的负载调整指标。例如许多模/数转换器，在其转换期间 IC 基准的输入端上会出现瞬间的低频干扰，应当加一级低漂移的运算放大器缓冲 IC 基准的输出，或者在其输出端上接一个滤波电容提供一定的储备电量。不过有些 IC 基准器件因为接上电容性负载反而不稳，使系统性能变坏。

虽然生产厂家都规定了负载和线路的调整值，但是在极端情况下的调整值却没有规定，因此还应查看在最低工作电压下的负载调整值。

大多数 IC 基准只能提供 100 mA 的电流，如果必须用它为其它电路提供工作电流，就要用大电流的运算放大器作缓冲级，可是运放的漂移又很大，使基准性能变差。

在需要提供大电流时，采用可以微调的低压降的稳压器。从概念上看，稳压器也像 IC 基准一样能提供稳定的电压而且能提供大于 10 mA 的电流，但是稳定度差，准确度在0.5%～1%以下。IC 基准提供的电流虽小，但稳定度和准确度很高。

当 IC 基准驱动有较长线路的负载时，即使电流只有几 mA，线路电阻只有几 mΩ，线路上的电压降也有几 μV，也会降低 IC 基准的准确度和稳定度，使其性能变差，尤其在负载变化较大时情况就更坏，需用 Kelvin 四端缓冲器加以补偿，选负载中的一个点来控制输出值。有些型号的 IC 基准器件有内置的缓冲级，不必采用外接缓冲器了。

由于热和应力都会影响 IC 基准的性能，所以需要特别 IC 基准器件的安装环境。环境温度很稳定时，基准的性能也最好。所以常把 IC 基准器件安装在恒温装置中。有的 IC 基准器件内置加热器以保持其处在恒温环境中，提高其性能。可是这种器件的功耗较大，产品型号不多，不宜用在低功耗系统中。

有的 IC 基准规定了滞后参数，即温度变化了一个循环后，基准值并不回到原来的值。所以在有温度循环的项目中，滞后也是一项关键参数。精密仪器的通电、断电也是一种温度循环形

式，故也有滞后。作为计量标准的仪器最好常年不断电。一般的电子仪器也需通电预热后才能达到它应有的性能指标。

IC 基准器件通常要安装在印制电路板上，电路板的挠曲度对 IC 基准的性能有很大影响，也就是应力对 IC 基准的影响。据资料，面积为$(18\times22)cm^2$的板，挠曲度为 0.18 mm/cm，对其上表面安装的 IC 基准进行测试发现，基准输出的漂移为 60×10^{-6}，无挠曲度电路板上安装的同样 IC 基准输出的漂移只有 4×10^{-6}。所以应注意 IC 基准的安装质量：如选用厚的印制电路板，IC 基准安装在弹性支座上。还要注意 IC 基准器件的封装定位和定向，要与印制电路板的安装定位和限定条件相适应。另外，还要对已装好的印制电路板进行老化，给 IC 基准加电使其加速老化。此后要在 100 ℃环境下不加电静置 168 h 以消除其应力。

四、根据实际应用作出选择

挑选 IC 基准器件时应考虑的主要技术指标：初始绝对精度，温度系数，长期稳定度和漂移量以及噪声。还应考虑工作电压的大小和功耗以及封装形式。由于生产厂家的技术水平和工艺水平有差别，IC 基准器件的技术指标也有区别。在选用时一定要确认厂家提供的全部技术指标。如有必要可请厂家对某项感兴趣的指标进行专门测试，因 IC 基准器件易受温度变化的影响，用户自己不具备条件，很难测定其结果。

五、主要生产厂家及其代表性产品

• Linear Technology 公司：LT1634 系列 IC 基准，标称输出电压有：1.25 V，2.5 V，4.096 V和 5 V。它是并联器件，静态电流 10 mA，初始准确度 0.05%，最大漂移量低于 25×10^{-6}/℃。LT1460 串联式 IC 基准系列，SOT-23 封装，初始准确度 0.2%，温度系数 20×10^{-6}/℃，输入与输出电压之差小于 0.9 V，在大于 20 V 时也能正常工作。安装它的印制板焊接移动系数为 0.02%。

• Maxim 公司：MAX6325 是埋入式齐纳管串联式 IC 基准器件。低噪声是其特点，在 0.1～10 Hz 内的噪声只有 1.5/2.4 μV_{pp}(标称值/最大值)，适用于 16 位数字系统。其准确度为 0.02%，温度系数 1×10^{-6}/℃，备有任选噪声引出脚，可选接 2.2 μF 降噪电容，可使噪声降低 1/2。长期稳定度 20×10^{-6}/kh。在 25℃环境下滞后漂移 20×10^{-6}，MAX61XX 系列 IC 基准有 80 μA 电流即可正常工作，初始准确度±1%，最大漂移 50×10^{-6}/℃(标称漂移 25×10^{-6}/℃)。MAX873IC 基准以超高准确度和超低功耗重新定义了未来的精密型 2.5 V 的 IC 基准。它的稳定度 7×10^{-6}/℃(A 级)和 20×10^{-6}/℃(B 级)。最大静态电流 280 μA。这些指标优于已有的最好的 REF43 基准，相比之下节省 40%静态电流(REF43 的静态电流为 450 μA)。MAX873A 的初始准确度±1.5 mA，MAX873B 为±2.5 mV。MAX873 型 2.5 V IC 基准的温度特性如图 6.1-2 所示。

MAX875 和 876 是 5 V 和 10 V 基准中唯一能提供 0.06%初始准确度及 7×10^{-6}/℃漂移的基准器件，功耗电流低于 280 μA。其输出的最大线性调整 4×10^{-6}/V，负载调整小于 15×10^{-6}/mA，吸入电流 2 mA，输出电流 10 mA。具有温度补偿引出脚(TEMP)，有输出电压微调引出脚，可调范围±95 mV。与工业级基准 REF01，REF02 相比，功耗降低 80%，而准确度提

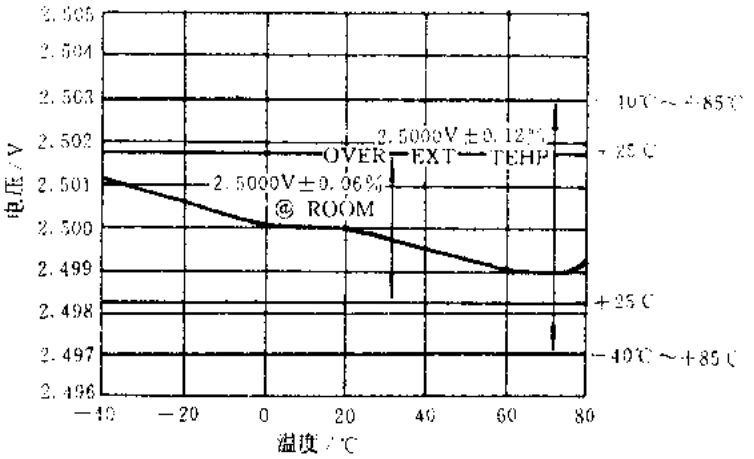


图 6.1-2 MAX873 型 2.5 V IC 基准的温度特性

高 80%。

• Analog Devices 公司：AD158X 系列串联式带隙 IC 基准器件，静态电流最大为 65 mA，工作电压从 200 mV～12 V，起始误差最差者也小于±0.1%，输出电流 5 mA。ADR29X 系列的功耗更小一些。该系列采用新型内部结构，有助于齐纳管式和带隙式两者的设计。0.1～10 Hz 内的噪声为 6 μV_{pp}，输出电流 12 μA，初始准确度±2 mV，最大温度系数 8×10^{-6}/℃（标称值 5×10^{-6}/℃）。

• National Semiconductor 公司：LM4041 型 IC 基准电压 1.2 V，在有容性负载的情况下仍能保持稳定，输出电流 60 μA～12 mA，输出电压误差±0.1%，噪声小于 20 μV_{rms}，最大漂移 100×10^{-6}/℃。

• Burr-Brown 公司：REF102 型 IC 基准，输出电压 10 V±0.0025 V，漂移小于 2.5×10^{-6}/℃，长期稳定度优于 5×10^{-6}/kh，噪声 5 μV_{pp}，输入电压 11.4～36 V_{dc}，静态电流 1.4 mA。

六、结束语

有些应用不但要求 IC 基准稳定，而且要求输出电压可调。因此有些厂家增加了调节引脚，用于连接电位器以便调节，但是稳定度变坏。因此在设计上尽量不用微调 IC 基准，必要时多选一些型号，取折衷办法加以解决。

有些应用项目要求使用电流作基准，需用带有附加器件的电压基准来代替，或者直选用 IC 电流基准器件。

总之，IC 基准虽小，对整个系统的性能影响很大，在设计上应选用既经济又合用的 IC 基准器件。有关 Maxim 公司的产品及性能见下表。

摘自《电子测试》月刊，1998 年第 9 期

电压基准

器件	电压 (V)	温度漂移 (ppm/℃最大)	初始精度 T_A+25℃ (%满度,最大)	静态电流 (mA,最大)	噪声(μV_{P-P}, 最大(典型))	封装	温度范围*	特性
MAX6160	可调	100(15 典型)	1	100μA	(15)	SOT143,SO	E	低价格、低压差、三端可调基准
MAX6120	1.2	100(30 典型)	1	70μA	(10)	SOT23,SO	E	低价格、微功耗、三端基准
MAX6520	1.2	50(25 典型)	1	70μA	(10)	SOT23,SO	E	低价格、微功耗、三端基准
ICL8069	1.2	10 至 100	2	0.05	5(10Hz 至 10kHz)	TO-52,TO-92,SO	C,E,M	微功耗二端基准
MAX872	2.5	40	0.2	10μA	(60)	DIP,SO	C,E	最低功耗、最低压差、精密基准、$V_{CC}=V_{OUT}+200mV$
MAX873	2.5	7 至 20	0.06 至 0.1	0.28	(16)	DIP,SO	C,E	低功耗/漂移,REF43 升级
MAX6125	2.5	50(15 典型)	1	100μA	(15)	SOT23,SO	E	低价格、低压差、三端、基准
MAX6225	2.5	2 至 5	0.04 至 0.1	2.7	(1.5)	DIP,SO,CERDIP	C,E,M	低漂移、噪声小于 1.5μV_{P-P}
MAX6325	2.5	1 至 2.5	0.04	2.7	(1.5)	DIP,SO,CERDIP	C,E,M	超低漂移、1.5μV_{P-P}输出噪声
MX580	2.5	10 至 85	0.4 至 3	1.5	(60)	TO-52,SO	C,M	低漂移能隙基准
MX584	2.5	5 至 30	0.05 至 0.3	1	(50)	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,M	低漂移可程控基准
MAX874	4.096	40	0.2	10μA	(60)	DIP,SO	C,E	最低功耗、最低压差、精密基准、$V_{CC}=V_{OUT}+200mV$
MAX6141	4.096	50(15 典型)	1	105μA	(25)	SOT23,SO	E	低价格、低压差、三端基准
MAX6241	4.096	2 至 5	0.02 至 0.1	2.9	(2.4)	DIP,SO,CERDIP	C,E,M	低漂移、输出噪声小于 2.4μV_{P-P}
MAX6341	4.096	1 至 2.5	0.02	2.9	(1.5)	DIP,SO,CERDIP	C,E,M	超低漂移、输出噪声 2.4μV_{P-P}
MAX6145	4.5	50	1	105μA	(30)	SOT23,SO	E	低价格、低压差三端基准
MAX675	5.0	12 至 20	0.15	1.4	15	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,E,M	低漂移、低噪声能隙基准
MAX875	5.0	7 至 20	0.06 至 0.1	0.28	(32)	DIP,SO	C,E	低功耗/漂移、REF02 升级
MAX6150	5.0	50(15 典型)	1	110μA	(35)	SOT23,SO	E	低价格、低压差三端基准
MAX6250	5.0	2 至 5	0.02 至 0.1	3	(3)	DIP,SO,CERDIP	C,E,M	低漂移,输出噪声小于 3.0μV_{P-P}
MAX6350	5.0	1 至 2.5	0.02	3	(1.5)	DIP,SO,CERDIP	C,E,M	超低漂移、输出噪声 3.0μV_{P-P}
MAX584	5.0	5 至 30	0.05 至 0.3	1	(50)	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,M	低漂移可程控基准
REF02	5.0	8.5 至 250	0.3 至 2	1.4	15	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,M	低漂移能隙基准
MX584	7.5	5 至 30	0.05 至 0.3	1	(50)	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,M	低漂移可程控基准
MAX674	10.0	12 至 20	0.15	1.4	30	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,E,M	低漂移,低噪声能隙基准
MAX876	10.0	7 至 20	0.06 至 0.1	0.28	(64)	DIP,SO	C,E	低功耗/漂移、REF01 升级
MX581	10.0	5 至 30	0.05 至 0.3	1	(50)	TO-39,SO	C,M	低漂移能隙基准
MX584	10.0	5 至 30	0.05 至 0.3	1	(50)	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,M	低漂移可程控基准
REF01	10.6	8.5 至 65	0.3 至 1	1.4	30	TO-99,DIP,SO,CERDIP	C,M	低漂移能隙基准

6.2 电池供电单片机系统延长使用时间的几点有效措施

西安交通大学电信学院 杨建国 申忠如 王建校

一、概 述

目前，单片机越来越多地应用在电池供电的手持机系统，这种手持机系统面临的最大问题，就是如何通过各种方法，延长整机连续供电时间。归纳起来，总的方法有两种：第一是选择大容量电池，各电池生产厂商相继推出了一系列小体积、大容量的高能电池。由于受到了材料及构成方式的限制，在短期内实现较大的技术突破是比较困难的。第二是降低整机功耗，在电路设计上下功夫，比如，合理地选择低功耗器件，确定合适的低功耗工作模式，适当改造电路结构，合理地对电源进行分割等。本文不涉及电池生产工艺及构造原理，仅在电池选择、降低整机功耗等方面做一些论述。

二、影响单片机系统电池供电时间的几个重要因素

(1) 电池本身电量大小及放电曲线。

(2) 单片机最小系统功耗(包含 EPROM 功耗)。

(3) 液晶显示器功耗。

(4) 存储器功耗。

(5) 外围数字电路功耗。

(6) 外围模拟电路功耗。

(7) 整机供电电源电压的高低。

三、延长单片机系统电池供电时间的几点措施

1. 关于电池

目前市售的电池，从体积和容量比考虑，一般来说，5 号电池优于 7 号电池，除非特殊要求，一般都选择 5 号电池作为手持式单片机系统的电源。从购买渠道上考虑，方便选择的有：碱性高能电池、普通电池，Ni-Cd 充电电池。分别使用以上三种电池，对一个未经降功耗处理的单片机系统进行测试，结果如表 6.2-1 所列。电池容量的排序为碱性高能电池，Ni-Cd 充电电池，普通电池；使用成本从低到高为 Ni-Cd 充电电池、普通电池、碱性高能电池。

如果单纯考虑延长单片机系统电池供电时间，应选择长寿命的碱性高能电池，但在大多数情况下应考虑使用国内正规厂家生产的充电电池。这不仅节省了大量的电池成本，而且 Ni-Cd 充电电池良好的电压特性，可以提供在正常供电期内极为平坦的电压曲线和相对较低的电压值(1.2～1.25 V)，有利于系统的可靠工作及进一步降低工作电流。

表 6.2-1 三种电池的实测工作时间和成本比较

电池类型	产地	实测工作时间	零买单价	每次 4 节,1 000 次成本
碱性高能电池	国产	36～45 小时	2.50 元/节	10 000 元
Ni Cd 充电电池	国产	14～20 小时	10 元/节	100 元(两套替换,加充电器)
普通电池	国产	7～8 小时	0 40 元/节	1 600 元

2. 选择合适的单片机及工作方式

目前,市面出现较多的单片机分为 Intel 的 51 系列、98 系列、196 系列,Motorola 的 68 系列,Philips 的 80C51 系列,以及功能较弱的 ATMEL 公司的 2051、1051 等。手持机在含有模拟电路的情况下,一般需要 ADC,满足条件的只有 Intel 的 96 系列、196 系列,Motorola 的 68 系列,Philips 的 80C51 系列。在考虑功耗时,Philips 公司的 80C552 和 80C562 是较好的选择。同时,80C552 的开发过程与普遍使用的 8031 较为相似,为设计者带来了较大的方便。

但值得注意的是,目前随着技术发展单片机本身功耗急剧降低,一些小公司生产的单片机可能在某一技术指标上有较大突破,我们应随时了解单片机最新动态,随时选择适合自己使用的机型。

技术要求中如果允许,应该使单片机尽量工作在掉电状态或空闲状态。

单片机的工作频率选择,不仅影响单片机最小系统的功耗,也直接影响着整机功耗。应在满足最低工作频率的情况下,选择最小的工作频率。

影响工作频率不能进一步降低的因素是:

- 串行通信速率;
- 计数器测量频率;
- 实时运算时间;
- 外部电路时序要求。

在多数情况下选择 4 MHz 或 6 MHz 作为单片机工作频率。在 6 MHz 情况下,一般单片机最小系统耗电 10 mA 以下。

3. EPROM 的降低功耗方法

选用 CMOS 的 27C64,本身工作电流就不大,经实测为 1.8 mA(与不同的厂家、不同质量的芯片有关,测试数据均来自笔者认为功耗较小的正规芯片),经低功耗设计后,在 6 MHz 工作频率下,工作电流降到 1.0 mA。这里关键是对 27C64 的 OE 脚和 CE 脚的处理。有些设计者为了图省事,在只有一片 EPROM 的情况下,将 CE 脚固定接地,这样,EPROM 一直被选中,自然功耗较大。另一种设计是将高位地址线利用线选方式直接接到 CE 上,EPROM 也是一直被选中。正确的降功耗设计是将 CE 与 OE 接到一起,用 PSEN 驱动,这样只在对 EPROM 操作时,才会选中 EPROM,平均电流自然就下降了。虽然只减少了 0.8 mA,但是在研究降低功耗技术时,即使是 1 个毫安数量级的电流节省也是不容忽视的。

4. 外围数字电路器件的选择及设计原理

全部选择 CMOS 器件 4000 系列或者 74HC 系列,其中 74HC、74HCU 系列的工作电压可以降到 2.0 V,对进一步降低功耗大有益处。

尽量减少器件输出端低电平输出时间。低电平输出时,器件功耗远远大于高电平输出时的功耗,设计电路时要仔细分析各器件的低电平输出时间。比如对 RD、WR 等大部分为高电平

的信号，在设计电路时尽量不要使它们做“非”的运算，否则这个非门的输出端就会产生一个较长时间的低电平，该非门的整体功耗就会大大增加。

遵照上述原则，对于 IC 内多余门电路的处理原则为：多余的或门、与门在输入端接成高电平，使输出为高电平；多余的“非”系列门，输入端接成低电平，使输出端为高电平。

在可靠性允许的情况下，尽量加大上拉电阻的阻值，一般可以选在 10～20 kΩ。

5. 外围模拟电路器件的选择及设计原理

选择低功耗、单电源运放，如 LM324 等。ADC 一般用 CPU 片内的 ADC。片内 ADC 启动转换时，功耗较大，因此不要盲目地提高 ADC 的采样率。当需要用高采样率再平均滤波时，尽量使用外部硬件低通滤波代替软件低通滤波。

不能使用普通的稳压管提供 ADC 的基准，因为普通稳压管最小的稳压电流一般大于 2 mA。应该使用目前较新的微电流稳压器件，如 MAX 公司的产品。

旁路、滤波电容选择漏电流小的电容。

在满足抗干扰条件的情况下，尽量将放大电路的输入阻抗做大。

6. 电源电压的选择

(1) 整体降压

延长电池连续供电时间，主要靠减小负载电流完成。在负载电阻一定的情况下，降低电源电压可以大幅度降低负载电流。

选择充电电池，本身就是降低了电源电压。

在整体电源电压可以大幅度下降时，可以采用降压器件供电，如 MAX 公司的降压型电源器件。在使用这类器件时，应注意器件本身的效率，一般可以达到 90%。影响器件效率的因素有：工作电流和外围器件的选择。外围器件一定要使用原厂规定的标准器件，才能保证效率的发挥。电源电压与负载电流的关系并不是线性的，应根据器件提供的图表，选择可靠合适的电源电压。

(2) 电源分割

一个应用系统中，有部分电路只在一小段时间内工作，其余大部分时间不工作，则可以将这一部分电路的电源从主电源中分割出来，让其大部分时间不消耗电能。

可以由 CPU 对被分割的电源进行控制，常用一个场效应管完成，也可用一个漏电流较小的三极管来完成，只在需要供电时才使三极管处于饱和导通状态，其余时间处于截止状态。

需要注意的是，被分割的电路部分在上电以后，一般需要经过一段时间才能保证电源电压的稳定。因此，需要提前上电，同时在软件时序上，需要留出足够的时间裕量。

除去 CPU 等电路外，一般电路的电源分割后，可以增加一个较大容量的电解电容，以平稳电源电压的上升与下降。

(3) 局部升压

如果系统中大部分电路可以使用低电压供电，而个别电路需采用较高电压，则可以对需要高压的电路实行电源分割和局部升压。比如多数器件为 74HC 系列，供电电压可以在 2～3 V，而 CPU 需要较高的供电电压，可以将 CPU 单独供电。在这种设计中，一定要严格分析两种电源的器件输出与输入的电平匹配问题。由于一般电路在匹配过程中，均存在较大的裕量，保证正常工作是没有问题的。但是，在相应的匹配过程中的抗干扰能力会有所下降。

当然，如果 CPU 单独供电，一般使用分时供电的可能性就没有了。

目前，有很多种集成升压电路可供选择，效率一般均可达到 90%以上。

7. 存储器降低功耗的方法

SRAM 的低功耗运行：设计机理与 EPROM 一样，要求只在正常读写操作时，才使 SRAM 的 CE 使能，对于一般使用的 SRAM6264 芯片，典型的连接如图 6.2-1 所示。

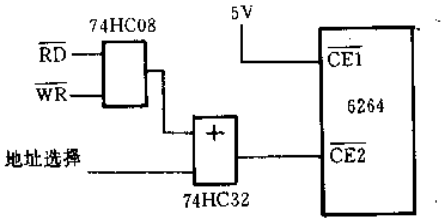


图 6.2-1 SRAM6264 的降低功耗连接图

DRAM 的低功耗运行：DRAM 与 SRAM 最大的区别就是数据的保持需要由不停的刷新操作来完成。DRAM 在进行刷新操作时，要耗费较大的电流，如果使用软件刷新，设计的基本思路是延长刷新时间间隔。各厂家产品对刷新间隔的规定基本上是一致的，但是实际测量数据与参数规定相差很大，设计者可以根据不同的产品进行测试，得出稳定的最大刷新时间间隔。目前，一般厂家规定的最小刷新周期为 64 ms 左右，而笔者实测的最大刷新周期为 2.5 s 左右，相差 40 倍。这种实测参数只在不得已的情况下才会被使用，在对内存可靠性要求极高的情况下，建议仍采用厂家规定参数。

四、实际改进结果

利用上述措施对基于国外产品改良研制的心电仪 HOLTER（24 小时动态心电仪信号记录仪）进行降低功耗处理，全套设备包括 CPU 及片内 ADC、EPROM、放大电路、液晶显示器（16×1 字符点阵）、16M 字节动态存储器、外围数字电路等。原电路整套功耗为 45～55 mA，只能用碱性高能电池勉强供电 24 h。经改进后，整机功耗为 13.5～14 mA，碱性高能电池可以连续供电 90 h 以上，普通电池也可以供电 30 h 以上，使用 Ni-Cd 充电电池可连续供电 60 h，均满足了医生和患者对设备供电时间的要求。在功耗技术指标上已远远超过国外同类产品。

五、结 论

实践证明，对于电池供电的单片系统，在电池容量无突破性进展的情况下，实行上述降低功耗的有效措施，可以大幅度延长电池供电时间，配合选择合适的供电电池，一般均能达到满意的设计效果。

参 考 文 献

1 何为民. 低功耗单片微机系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1994

2 张松春等编. 电子控制设备抗干扰技术及其应用. 北京：机械工业出版社，1995

3 何立民. MCS－51 系列单片机系统设计. 北京：北京航空航天大学出版社，1990

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 1 期

6.3 由PC机串行口获取单片机工作电源的一种方法

哈尔滨电子技术研究所 杨仁德 王须利 郭 志
哈 尔 滨 市 电 业 局 徐晓红

随着计算机技术发展应用的普及，有许多计算机外围设备通过计算机的RS－232C串行口进行数据交换。而外围设备中电源的供给各有不同，本文介绍一种由80C552单片机组成的计算机手写汉字输入装置直接与PC机串行口相连进行数据交换并为其提供电源和出现问题的解决方法。

一、单片机电路的构成

计算机手写汉字输入装置的硬件构成，从功耗、体积和成本等方面考虑，采用了80C552单片机作为CPU。程序存储器和其它外围器件都尽可能选用CMOS型表面装贴器件来满足设计要求。在硬件调试过程中，先采用外接电源供电进行功能调试，调试正常后测试其工作电流为8 mA。硬件电路框图见图6.3-1。

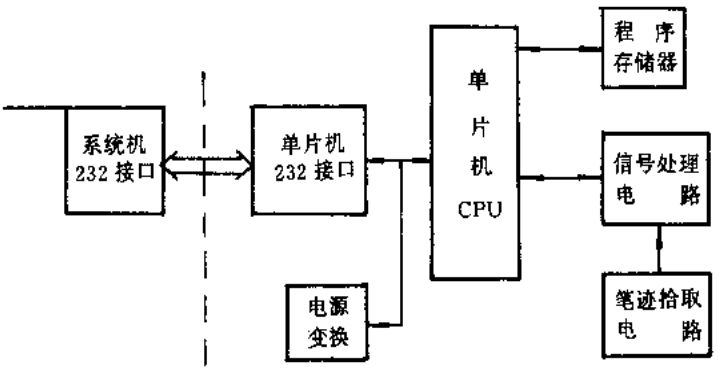


图 6.3-1

二、电源变换电路

由于该装置是通过PC机串行口进行数据交换，而RS—232C接口不提供电源，如对单片机另外设计电源则繁琐且增加成本。故选用RS—232C接口中的信号线进行变换做为电源供电是一种简捷的方案。其电路形式如图6.3-2所示。

在PC机通电启动初始化串行口前，RS—232C接口中RXD、RTS、DTR信号线电压约为－11 V，经由图中二极管组成的六反相器UA～UF供电，反相器UA～UC和电阻R_2、R_3、电容C_3组成振荡器，经UD～UF驱动输出方波。通过电容C_4耦合和二极管整流至R_1、C_1、T1、W、C_2组成的电压调整电路产生供给单片机的V_{CC}电压。初始化串行口后，RS－232C接口中DTR、RTS信号线电压转换为约＋11 V，也经电压调整电路产生V_{CC}电压，为单片机电路提供电源。

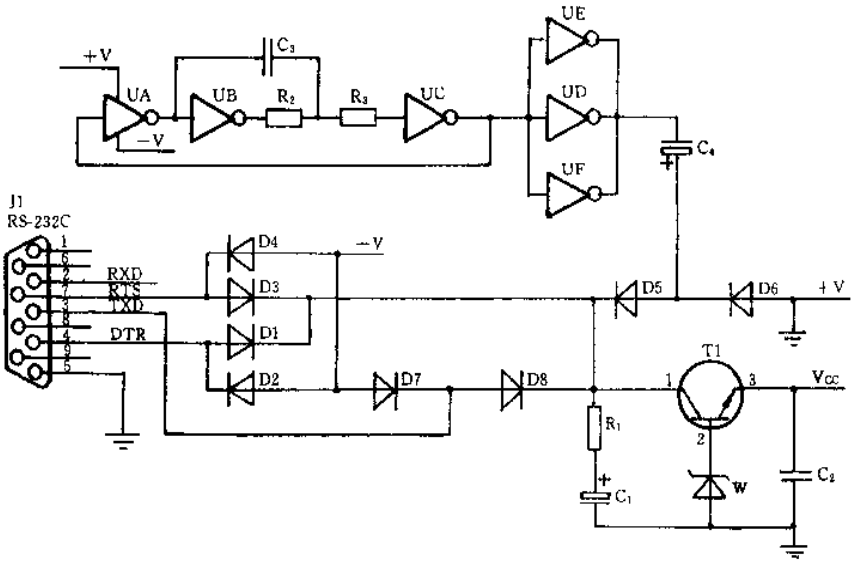


图 6 3-2

三、遇到的问题

当单片机部分和电源部分分别调试完成后，在做统调时，发现该装置有时不能正常工作。经查找是单片机 80C552 不能正常工作，电源 V_{CC}仅为 1.7 V 左右。而人为触发 80C552 的复位端 RST 脚时，单片机启动，工作电源 V_{CC}恢复正常。针对这种问题，经反复实验分析确定问题为：

(1) PC 机串行口本身不具备提供过大电流的能力。当从信号线上提取电流超过 6 mA 时，信号线的电平将会下降许多(电流拾取过大时对 RS—232C 接口有损害)。

(2) 单片机部分的启动电流大于正常工作电流。该装置的正常工作电流较小约为 8 mA，而启动电流有时会超过 20 mA。

根据以上分析，我们认为从单片机部分入手解决问题较为可行。经实际测试，启动时过大的电流主要是程序存储器消耗较大的原因。

单片机上电初始阶段，单片机启动电流较大，使串行口提供的 V_{CC}电压有所降低，单片机不能很快进入正常工作状态，而且这时程序存储器的各端口引脚上的状态也没有达到稳定，从而吸入更多的电流，由此产生不良循环使电压 V_{CC}进一步下降至单片机工作所要求的最低工作电压以下，造成该装置不能正常启动。

四、解决的方法

为了解决以上问题，首先增加了单片机上电复位时间，使单片机能可靠的实现自动复位。另外通过图 6.3-3 的简单电路来控制程序存储器的选通时间。在上电初始阶段，由于三极管 T3 的基极回路中 R_{10}、C_8 的充电过程，使得 T3 的集电极输出端 YC1="1"，先使程序存储器选通失效。当 R_{10}、C_8 的充电过程使 T3 延迟一段时间后，集电极输出端 YC1 由"1"变为"0"，使程序存储器处在选通工作状态，从而避免了由于单片机和外围电路上电时吸取电流过大而造成

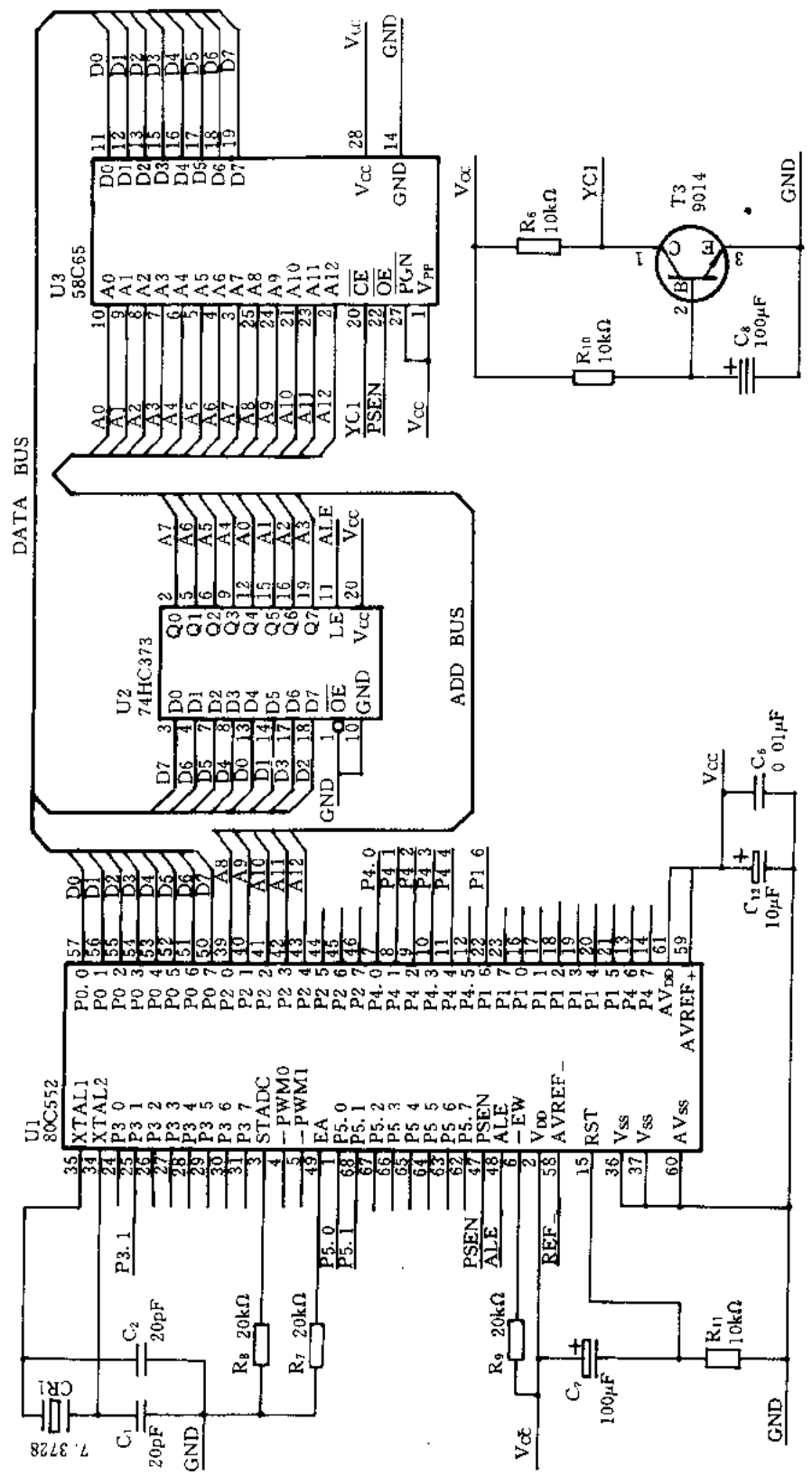

U3
58C65
U2
74HC373
U1
80C552
DATA BUS
ADD BUS
T3
9014
YC1
PSEN
ALE
REF
GND
Vcc
CR1
7.3728
C1
20pF
C2
20pF
R8
20kΩ
R7
20kΩ
R9
20kΩ
R10
10kΩ
R11
10kΩ
R6
10kΩ
C7
100μF
C8
100μF
C12
10μF
C6
0.01μF

图 6.3.3

的非正常工作状态。实验证明，这种方法较好地解决了出现的问题。图 6.3-3 是硬件电路中单片机和程序存储器及程序存储器选通控制部分的连接线路。

据本文的分析可得如下结论：利用 PC 机上现有接口与外部设备进行数据交换，同时提供给外设电源不失为一种好方法，但要对具体情况区别对待，并采取相应的方法解决出现的问题。

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 5 期

6.4 小型 DC/DC 升压转换器

山东建材学院分院机电系(255200) 宋吉江 朱轶霞 孟天星

目前,电子产品趋向小型化和可移动性的方向发展。其集成度高、密度高、可靠性高。这就要求直流电源也趋向小型化。当前,有用分立元件制成转换器,也有用集成元件制成转换器,但用的外围元件较多。下面就日本 ELM 公司采用 CMOS 工艺生产的 LM95XXC 系列(见图 6.4-1)构成一个超小型 PWMDC/DC 升压器电路作一介绍。其电路的特点是外围元件较少,容易组装。

电路结构如图 6.4-2 所示。LM95XXC 是一种低功耗、高效率、低电压动作,输入电压大于 0.98 V 就可正常输出的元件。该元件的外部只需接一个线圈、一个二极管和一个电容即可获得高出输入电压的稳定输出。该系列产品有四种输出电压,分别是 2.7 V、3 V、3.3 V 和 5 V,可满足不同电路的需要。图中的电感取 220 μH,电容取 47 μF 的铝电解电容器,二极管可用三菱 MA721 或与之相当的产品。

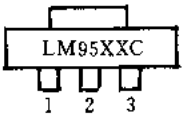


图 6.4-1

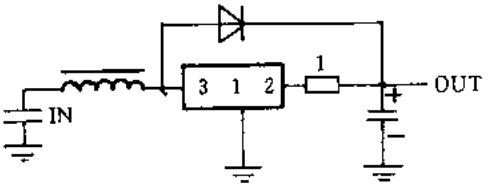


图 6.4-2

在实际安装时应注意以下几个问题。

1. 外部元件应尽量靠近芯片,并保证它们可靠地接地。

2. 电感线圈的选择。应注意铁芯必须是未饱和的,直流电阻要小,额定电流要留有裕量。

3. 二极管的选择。正向电阻要小,额定电流要有裕量,开关速度要快。一般情况下应使用肖特基二极管。

4. 电解电容器的选择。建议用铝电解电容器,它的容量相对较大,电压极限值超过输出标准值的三倍。如果用高质量的钽电容器或片式陶瓷电容器,在有的情况下输出波形会出现数百倍频率的波动,此时,可以串接一个约 1 Ω 的电阻到电容器上。

摘自《集成电路应用》双月刊,1998 年第 5 期

第七章

实 用 设 计

7.1 一种由单片机实现的多功能密码锁

长沙国防科技大学电子工程学院(410073) 徐 欣 樊 昀

一、引 言

出于安全、方便等方面的需要，许多智能锁(如指纹辨识·IC卡辨识)已相继问世，但这类产品的特点是针对特定指纹或有效卡，只能适用于保密要求高且仅供个别人使用的箱、柜、房间等。而且卡片式IC卡还有易丢失等特点，加上其成本一般较高，一定程度上限制了这类产品的普及和推广。

本文介绍一种由AT89C2051编程实现的控制电路，具有按键有效指示、输入错误指示、解码有效指示、控制开锁电平、定时中断、控制报警、密码修改等功能，可在意外泄密的情况下及时修改密码，8位密码共一亿组不重复，保密性强，灵活性高，适用范围广，特别适合家庭、宾馆等场所。

二、芯片介绍

AT89C2051是与MCS－51系列兼容的一种高性能单片机。它具有2K片内ROM、256字节片内RAM，8个辅助寄存器，在不附加任何外围电路的情况下，能实现大部分比较复杂的逻辑控制功能，进行外部RAM扩展还可用于数据采集、动画广告牌控制等方面的应用。对存储容量要求不高的实际应用，AT89C2051确实是一种不可多得的高效能单片机。

芯片引脚排列如图7.1-1所示。与51系列单片机类似，AT89C2051有两个P口：P1口和P3口。P1口作为一般的I/O口，其中P1.1和P1.0可作为模拟信号输入端口。P3口是双功能I/O口，除一般I/O功能外，P3.0和P3.1兼有串行发送和接收的功能，P3.2为外部中断输入，P3.3、P3.4分别为定时器0、1的计数输入。XALT1、XALT2为外部晶振端口。V_{CC}与GND分别接电源和地。

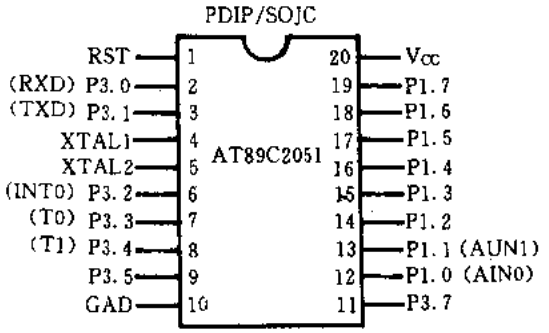


图7.1-1 AT89C2051引脚示意图

三、工作原理

为适应功能需求，对 AT89C2051 进行编程后，得到控制电路如图 7.1-2 所示。其中 R_1～R_3、C_1～C_4 为键盘输入端口；UNLOCK(2 脚)为解码正确条件下输出开锁电平，控制电控锁开启；EFFI(7 脚)为有效按键提示；WARN(8 脚)为错误输入警告；DANG(3 脚)为六次误码输入条件下，产生报警电平；LOCK(6 脚)为 90 秒定时中断，输出控制信号，防止长时间无效操作。该电路还可与其它报警电路配合完成防盗报警功能。整个控制功能实现流程如图7.1-3所示。

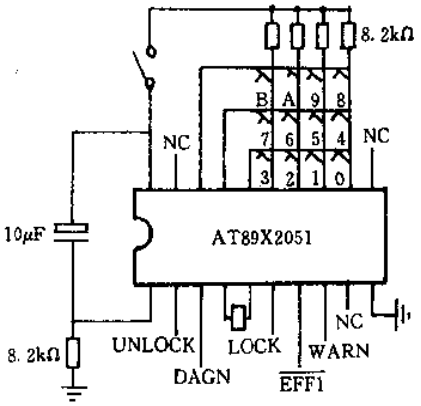


图 7.1-2 控制电路功能示意图

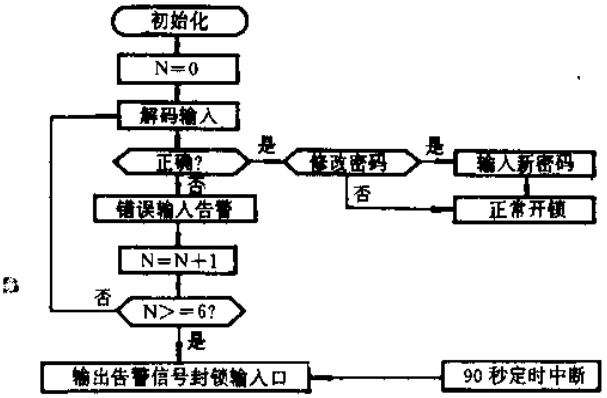


图 7.1-3 工作原理流程

四、程序实现

根据工作流程结构，对 AT89C2051 编程实现程序清单及简要说明如下。

(1) 时延子程序：

```
DELAY:MOV R5,#30H
DELAY1:MOV A,#0FFH
LOOP:DEC A
JNZ LOOP
```

```
DJNZ R5,DELAY1
RET
```

(2) 修改密码子程序：

```
CHPSW:
MOV R0,#40H
ANOTHER:
ACALL INPUT
MOV A,R7
MOV @R0, A
INC R0
CLR P3.3                    ;按键有效提示
ACALL DELAY
SETB P3.3
DJNZ R4,ANOTHER
RET
```

(3) 扫描输入子程序：

```
INPUT:
MOV R6,#02H
MOV R1,#40H
LOP:
ACALL DELAY
MOV P1,#0FFH                ;扫描码
CLR P1.6
MOV A,P1
ANL A, #0FH                 ;检验有否按键
CJNE A,#0FH,INKEY
MOV P1,#0FFH
CLR P1.5
MOV A,P1
ANL A,#0FH
CJNE A,#0FH,INKEY
MOV P1,#0FFH
CLR P1.4
MOV A,P1
ANL A,#0FH
CJNE A,#0FH, INKEY
SJMP LOP
INKEY:
MOV @R1,P1
INC R1
DJNZ R6,LOP
DEC R1
MOV A,@R1
```

```
DEC R1
CJNE A, 40H,INPUT
RET
(4) 时钟中断子程序:
INT:
PUSH ACC
MOV TMOD,#01H
MOV TL0,#00H
MOV TH0, #00H
SETB TR0
SETB ET0
SETB EA
DJNZ R2,CONT
CONTINUE:
DJNZ 3AH,CONT
CLR P3.2                    ,时钟中断控制
STOP:AJMP STOP
CONT.
POP ACC
RETI
(5) 主程序:
ORG 0H
SJMP START
ORG 0BH
SJMP INT
START                       ;初始化
MOV SP, #70H;
SETB P3.0
SETB P3.1
SETB P3.2
SETB P3.3
MOV TMOD, #01H
MOV TL0,#00H
MOV TH0 #00H
SETB TR0
SETB ET0
SETB EA
MOV R2,#0FFH
MOV 3AH, #03H
MOV R3, #06H
PASSWORD                    ;设置初始密码
MOV R4,#08H,
MOV R0,#40H
```

```
MOV A,#07H
MOV @R0,A
INC R0
INC A
DJNZ R4, PASSWORD
DETPW:
MOV R4, #08H              ;输入密码
MOV R0,#30H
AGAIN:
ACALL INPUT
MOV A,R7
CJ R7 #0BH,IN
ACALL CHPSW               ,修改密码子程序
JMP GETPW
IN:
MOV @R0, A
CLR P3 3                  ;按键有效提示
ACALL DELAY
SETB P3.3
COMP:                     ;比较密码
MOV R4, #08H
MOV R0, #30H
AGA1.
MOV 50H, @R0
ADD R0, #010H
MOV A,@R0
SUB R0,#010H
CJNE A,50H,ONCEMORE
INC R0
DJNZ R4,AGA1
CLR P3.0
HERE:AJMP HERE
ONCEMORE
CLR P3.4                  ;错误输入警告
ACALL DELAY
SETB P3.4
DJNZ R3,GETPW
CLR P3.1                  ,六次错误输入报警
THERE;AJMP THERE
```

参考文献

1 陈光东,赵性初.单片微型计算机原理与接口技术.武汉:华中理工大学出版社,1993

摘自《计算机应用研究》双月刊,1998年第3期

7.2 MT8816性能及在音频、视频开关矩阵系统中的应用

石家庄河北师范大学(050091) 王立锦

在输入路数较多、分控较多的大型电视监控系统、程控交换机系统中，常需要模拟开关矩阵系统以完成输入信号到输出信号的切换。采用专门的开关阵列芯片，不仅可以节省大量的电路空间，而且可以简化布线，减少通道之间的相互干扰，提高信号的质量。MT8816是MITEL公司生产的阵列规模为8×16的模拟开关矩阵芯片，它采用ISO-CMOS工艺，功耗低、失真小、可靠性高。在MT8816内部，由8行16列组成的128个交叉点开关中的任一个可以通过一个7到128线的解码器来控制接通或断开。此芯片与单片机接口简单，并且很容易级连成更大规模的矩阵切换系统。本文以作者的实践经验为基础，介绍MT8816在音、视开关矩阵系统中的应用。

一、MT8816引脚排列及功能

MT8816引脚排列如图7.2-1所示。各引脚功能如表7.2-1所列。

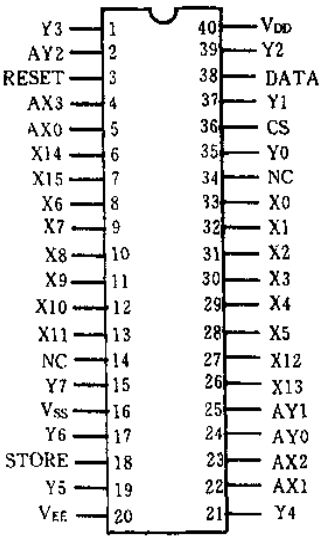


图7.2-1 MT8816引脚图

表 7.2-1 MT8816 各引脚功能说明

引 脚	名 称	功 能 说 明
1	Y3	Y3 输入/输出端:接开关阵列 Y3 行
2	AY2	AY2 地址线(输入)
3	RESET	复位端,高电平有效,用于切断全部开关点
4,5	AX3,AX0	AX3,AX0 地址线(输入)
6,7	X14,X15	X14,X15 输入/输出端:分别接开关阵列 X14,X15 列
8~13	X6~X11	X6~X11 输入/输出端:分别接开关阵列 X6~X11 列
14,34	NC	不用
15	Y7	Y7 输入/输出端:接开关阵列 Y7 行
16	V_{SS}	数字地
17	Y6	Y6 输入/输出端:接开关阵列 Y6 行
18	STORE	地址和数据锁存信号,高电平有效
19	Y5	Y5 输入/输出端:接开关阵列 Y5 行
20	V_{EE}	电源负,接-5 V
21	Y4	Y4 输入/输出端:接开关阵列 Y4 行
22,23	AX1,AX2	分别为 AX1,AX2 地址线(输入)
24,25	AY0,AY1	分别为 AY0,AY1 地址线(输入)
26,27	X13,X12	X13,X12 输入/输出端:分别接开关阵列 X13,X12 列
28~33	X5~X0	X5~X0 输入/输出端:分别接开关阵列 X5~X0 列
35	Y0	Y0 输入/输出端:接开关阵列 Y0 行
36	CS	片选,高电平有效
37	Y1	Y1 输入/输出端:接开关阵列 Y1 行
38	DATA	"1"接通所选开关,"0"断开所选开关
39	Y2	Y2 输入/输出端:接开关阵列 Y2 行
40	V_{DD}	电源正,接+5 V

二、MT8816 功能框图

MT8816 内部结构框图如图 7.2-2 所示。

MT8816 的各行为 Y 输入/输出,而各列为 X 输入/输出。8×16 个交叉点的模拟开关状态由一个 128 位的 RAM 来控制,其各位均由地址输入 AY0~AY2,AX0~AX3 来控制,当 CS(片选)和 STORE 输入为高电平时,数据被异步写入存储器,并于 STORE 下降沿期间被锁存。将逻辑"1"写入一存储单元,相应的交叉点开关便接通,而逻辑"0"则切断此开关。当数据写入存储器时,仅与寻址的存储器相应的交叉点开关发生变化,其余的开关都维持原来的状态,因此输入、输出可以以任意组合方式连接。RESET 置高电平时,将使所有的存储单元都置"0",从而断开所有的交叉点,而不论 CS 是高电平还是低电平。电源基准脚 V_{SS}和 V_{EE}用于切换负模拟信号。数字信号的范围是 V_{DD}到 V_{SS},而模拟信号的范围是 V_{DD}到 V_{EE}。如果只需要一个

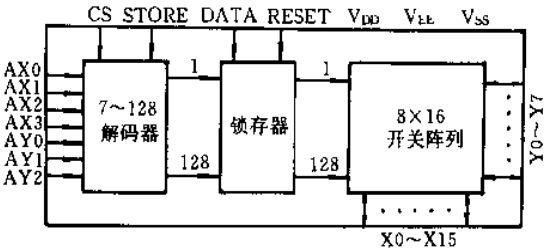


图 7.2 2 MT8816 内部结构框图

电压基准，则 V_{SS}和 V_{EE}可以连到一起。

三、实际系统中的应用

实际系统中的应用电路如图 7.2-3 所示。该电路是由 8031 最小微机系统及两片 MT8816 组成的 8×32 的切换矩阵。控制信号由 74HC374 锁存后加到两片 MT8816 的输入端，MD0～

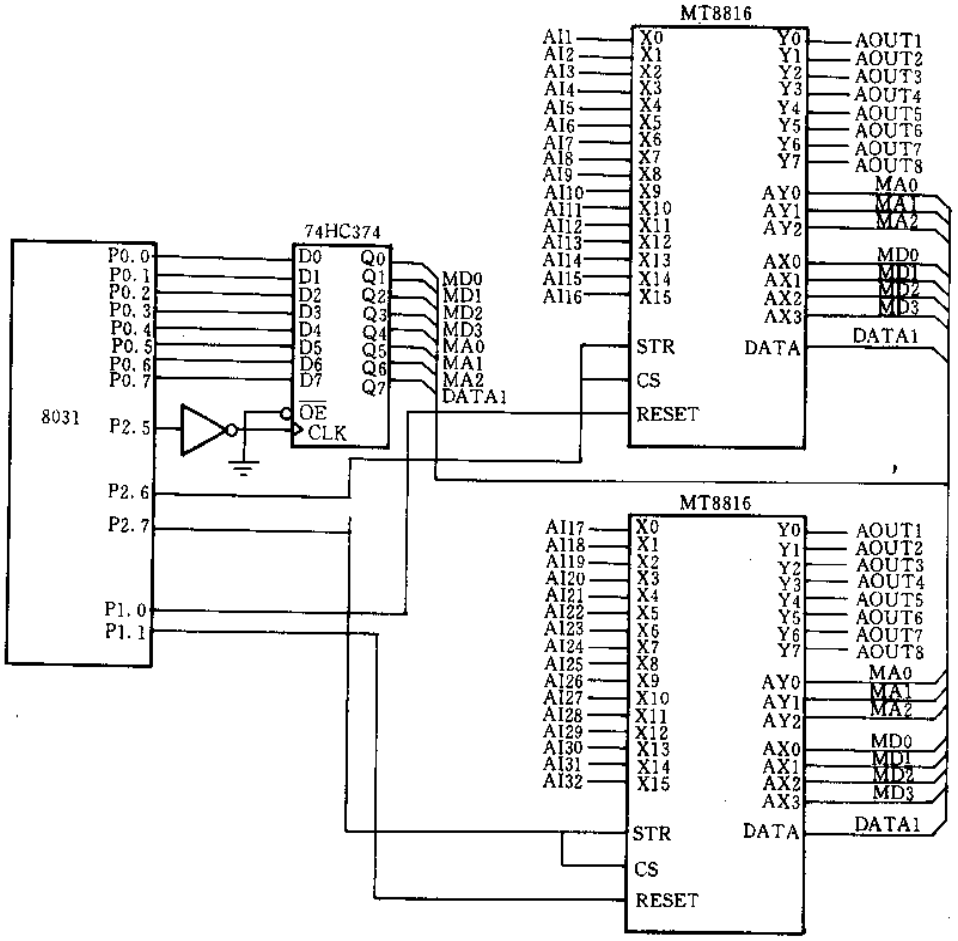


图 7.2-3 8×32 开关矩阵与 8031 系统接口原理图

MD3 选择输入通道，MA0～MA2 选择输出通道，DATA1 控制交叉点通断(DATA1 =1 接通，DATA1 = 0 断开)。P2.6、P2.7 分别控制两个芯片的片选，使控制信号对不同的芯片起作用。P1.0、P1.1 分别控制两个芯片复位引脚。AI1～AI32 是 32 路输入/输出通道。AOUT1～AOUT8 是 8 路输出/输入通道，对音频信号来说通道是双向的；对于视频信号输入输出是单向的，并且在输入端需要加视频缓冲电路，在输出端需要加视频放大和阻抗匹配电路。下面是控制 MT8816 切换的子程序，R1 是输入通道号(00H～1FH)，R2 是输出通道号(00H～07H)，标志位 C 为“1”则该交叉点接通，标志位 C 为“0”则该交叉点断开。

```
SWCHSUB:
        MOV A,R1                ;读入输入通道号
        ANL A,#1FH              ;取低五位
        GJNE A,#10H,L30         ;通道号大于或等于 10H 则减去 10H
L10:    SUB A,#10H              ;如通道号大于或等于 10H 则减去 10H
        CJNE A,#10H,L15
L13:    JMP L100                ;如通道号大于或等于 20H 则无效
L15:    JNC L100
        MOV B,A                 ;将通道号暂存入 B
        MOV A,R2                ;读入输出通道号
        ANL A,#07H              ;低三位有效
        SWAP A                  ;将输出通道号移至 4,5,6 位
        ADD A,B                 ;和并控制字节
        JC L20                  ;如该交叉点接通则跳转 L20
        CLR ACC 7               ;清控制字节第 7 位
        MOV DPTR,#2000H
        MOVX @DPTR,A            ;将控制字节送入 74HC374 锁存
        SETB P2.7               ;送入第一片 MT8816
        CLR P2.7
        JMP L100
L20:    SETB ACC.7              ;控制字节第 7 位置位
        MOV DPTR,#2000H
        MOVX @DPTR,A            ;将控制字节送入 74H374 锁存
        SETB P2.7
        CLR P2.7
        JMP L100
L30.    JNC L10                 ;通道号大于或等于 10H 则减跳转 L10
        MOV B,A                 ;将通道号暂存于 B
        MOV A,R2                ;读入输出通道号
        ANL A,#07H              ;低三位有效
        SWAP A                  ;将输出通道号移至 4,5,6 位
        ADD A,B                 ;和并控制字节
        JC L40                  ;如该交叉点接通则跳转 L40
        CLR ACC.7               ;清控制字节第 7 位
        MOV DPTR,#2000H
```

```
        MOVX @DPTR,A          ;将控制字节送入 74HC374 锁存
        SETB P2.6             ;送入第一片 MT8816
        CLR P2.6
        JMP L100
L40:    SETB ACC.7            ; 控制字节第 7 位置位
        MOV DPTR,#2000H
        MOVX @DPTR,A          ;将控制字节送入 74HC374 锁存
        SETB P2.6             ;送入第一片 MT8816
        CLR P2.6
L100:   RET                   ;返回
```

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 1 期

7.3 烟雾检测芯片 MC14467－1 和 MC14468 在火灾自动探测报警中的应用

中国科学院合肥智能机械研究所(230031) 孔令成
中美合资南京华锋电子有限公司(210028) 王 华

一、结构特点及引脚排列

烟雾检测芯片 MC14467－1 和 MC14468 是美国摩托罗拉(Motorola)公司生产的离子感烟探测报警专用芯片。它为大规模 CMOS 电路构造，只需外接一个离子源和用于安装离子源的离子室及少量的外部元件，即可完成烟雾探测、报警的功能。当探测到烟雾时，能通过外接的压电式换能器和内部的驱动电路发出报警声。它主要具有以下一些特点。

(1) 内置高输入阻抗的场效应管和比较器；

(2) 内含压电式蜂鸣器的驱动电路，可以直接驱动蜂鸣器；

(3) 探测信号输入端具有保护二极管；

(4) 电池欠压报警，电池电压报警点可通过外接电阻设置；

(5) 探测阈值即灵敏度可通过电阻进行设置；

(6) MC14467－1 具有电池极性反接保护功能；

(7) MC14468 还具有一个 I/O 脚，允许 40 个报警单元相互连接在一起，组成一个多点报警区域系统。

MC14467－1 和 MC14468 为双列直插式(DIP)16 脚封装，其引脚排列如图 7.3-1 所示。由图可看出，它具有直接同离子室中的各极相连的引脚和发光二极管驱动输出脚等。

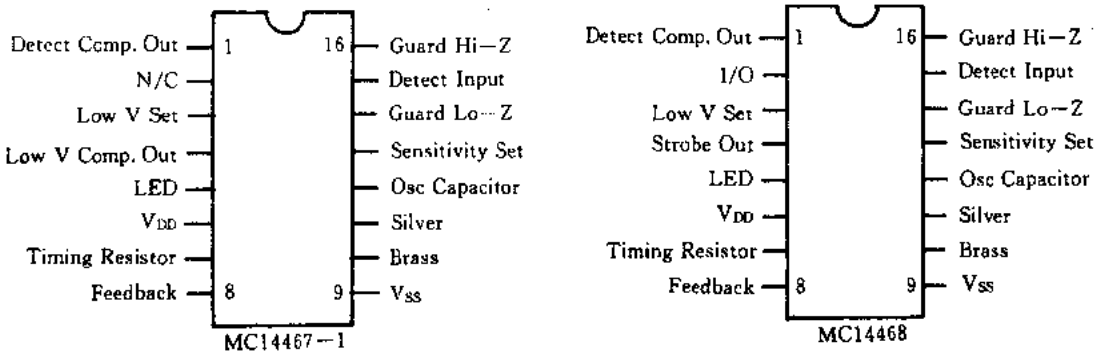


图 7.3-1 引脚排列图

二、工作原理

MC14467－1 和 MC14468 的内部结构框图如图 7.3-2 所示。内含有振荡器、定时器、锁存器、报警控制逻辑电路和高输入阻抗的比较器、电阻网络等。没有检测到烟雾时，MC14467－1

和 MC14468 的内部振荡器振荡周期为 1.67 s。每一 1.67 s 周期内，内部的电源都提供给整个芯片工作。除了 LED 闪亮、电池欠压告警和有烟雾报警期间，其都不停地检测有无烟雾。每 24 周期检测一次电池电压是否正常，是通过与比较器中的一个齐纳稳压二极管相比较而得出。因此整个探测装置对功耗的要求比较高，所以脚 12 接的振荡电容应选择低泄漏的电容，以提高电池使用寿命。

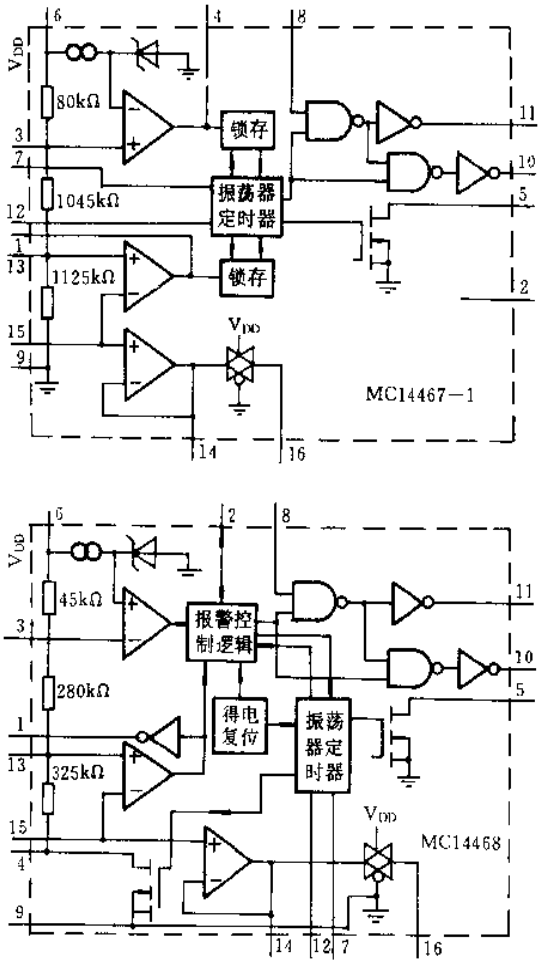


图 7.3-2 MC14467—1 和 MC14468 内部结构图

当 MC14467—1 或 MC14468 一旦检测到有烟雾时，振荡器的振荡周期变为 40 ms，压电蜂鸣器振荡驱动电路启动，启动使能输出为维持高电平 160 ms 后，停止 80 ms。在停止期间，继续检测烟雾的变化，这时如果没有检测到烟雾，则禁止蜂鸣器振荡电路振荡，将不发出报警声。在烟雾报警过程中，将禁止电池欠压报警，同时 LED 发光二极管指示灯闪亮，频率约 1 Hz。

检测输入端的邻近脚均设置有隔离保护，这三个脚的输入端电压必须在 100 mV 以内，以维持其泄漏电流最少，提高其测量的精度，脚 15 内部设置有保护二极管用以防止静电干扰等引起的场效应管损坏。

烟雾探测的灵敏度和电池欠压告警值可通过外接电阻来设置，它们共用一个电阻分压网络，通过脚 3 将一电阻接到 V_{DD}可设置电池欠压告警电压值，通过脚 13 将一电阻接至 V_{SS}可设置灵敏度级别，灵敏度级别的设置也可以通过改变离子室的结构或离子源的强度。电池欠压告警值一般设置为 7.0 V 左右。

MC14467－1 和 MC14468 还可工作于自检模式，用来检测装置的工作状态，将脚 1 接至 V_{DD}可模拟检测出有烟等情况。

MC14468 还具有一个 I/O 引脚，可将约 40 个检测单元构成一个多点探测区域，在得电后的三个振荡周期内，I/O 引脚处于无效状态，以消除其它单元的意外变化引起的误报警等。为提高噪声抑制能力，它同其它单元的信息交换，主要采用电流传输方式。

三、应用举例

我国火灾自动报警控制系统的发展经历了从无到有，从简单到复杂的发展过程，其智能化程度也越来越高。特别是随着计算机技术和检测控制技术的发展，使火灾自动探测报警技术有了一个很大的飞跃。

目前我国火灾自动报警控制系统大多应用在一些大型仓库、商场、高级写字楼、宾馆等场所，它们采用集中区域报警控制方式的智能化程度较高的总线式报警控制系统。而住宅区和商业住宅楼等需要设置一种单一或区域连网的廉价实用的火灾自动探测报警装置。在欧美等一些发达国家和地区新建民用住宅房时，规范都要求必须安装火灾自动探测报警装置。例如美国在 70 年代(1976 年 6 月 15 日颁发)联邦法规中明确规定所有的新建公寓、住宅、活动住房等都必须安装家用感烟火灾报警器，因此其火灾探测报警器便由 1971 年的年销售量 5 万只一跃上升到 1976 年的 800 万只，目前保持在年销售量 1 500 万只左右。市场容量很大。在我国的一些发达地区，现在对这些产品的需求也很大，用 MC14467—1 或 MC14468 可以设计出廉价实用的离子感烟式家用型火灾自动探测报警器。

图 7.3-3 是采用 MC14468 设计的 TA－JY－9708 型家用火灾自动探测报警器的原理图。图 7.3-3 中，离子室里的离子电流随着探测现场的烟雾变化而变化，产生微弱的电压变化传到检测端 15，由 MC14468 内部的逻辑处理电路处理后，启动蜂鸣器驱动电路，再经外接的 C_{10}、R_{10}和 R_9 形成调制的变频输出，从而推动蜂鸣器发出报警声。通过报警声音和发光二极管 V1 的闪烁等来判定所处的各种状态。当 V1 发光二极管闪亮，并且蜂鸣器发出刺耳的音频报警声时，为本处有火灾报警信号。当只有刺耳的报警声，而发光二极管不闪亮时，为本区域探测网中其他地方报警，提醒用户注意危险。当为一短促的嘟嘟声，且 V1 发光二极管闪亮时，为电池欠压告警，提醒用户更换电池。当为一短促的嘟嘟声，且 V1 发光二极管不亮，则为探测报警器的灵敏度级别有所降低，提醒用户进行适当的维护，以提高其探测灵敏度。同时不同状态的闪亮频率还有所区别。蜂鸣器 X1 共有三个级，分别为 B 极、S 极、F 极，系美国进口，由中美合资南京华锋电子有限公司经销。B1 为 9 V 叠层电池，探测报警器处于监控状态时电流只有 10 μA 左右，所以一般情况下电池至少可以使用一年以上。图 7.3-3 中，R_8 用来设置电池欠压告警值，可以根据需要来进行调整；R_7 用来设置探测灵敏度；R_4 为定时电阻，一般选用 8.2 MΩ。V1 可选用目前市场上新推出的高亮度发光二极管，以减少损耗。R_1、R_2、V2 和 V3 是当接成区域报警网时用来保护芯片免遭意外干扰或静电等造成损坏。离子室所用放射源可选用镅 241 (Am241)，强度约 0.8 微居里即可。探测报警器安装后，一般每一个月要自检一次，检查报警

等各种功能是否正常，为此设置了一自检按钮，安装在壳体的外部，以供用户自检使用。整个装置内设有金属屏蔽层，可防止外部各种信号干扰。内置的离子源强度较小，不会对环境造成污染，不会对人体造成伤害，符合有关规范要求。

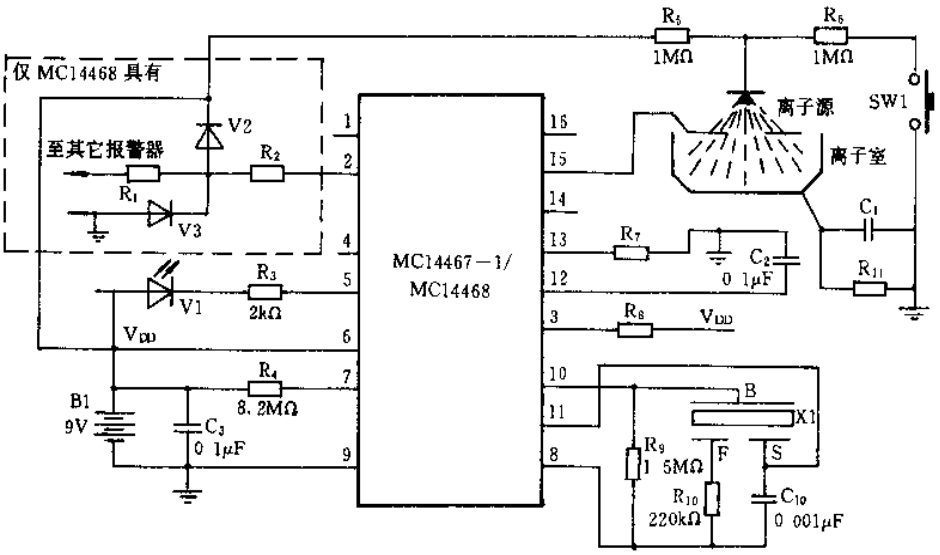


图 7.3-3 TA—JY—9708 型家用火灾自动探测报警器原理图

类似 MC14467—1 和 MC14468 的芯片还有摩托罗拉公司生产的 MC14578 和 MC14570，它们的基本工作原理相同，只是因其内部无电池欠压告警电路，只能通过外接集中供电电源来实现，比较实用于一个较大的住宅小区，采用统一的电源并在布线时引至每一安装此装置的居民家中即可。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 4 期

7.4 一种基于DSP的大容量数字电话答录机

华中理工大学自控系 殷志文 邓忠华

电话答录机是无人看守电话，可以自动接通外部打入电话，播放机主的留言或语音提示，记录客人的留言。长期以来，电话答录机是用磁带录音装置实现的，磁带录音的不足是控制性能差、检索麻烦、机械部件可靠性低。人们长期以来希望采用一种经济实用的数字化方式实现电话答录机。

数字信号处理器(DSP)是专为处理大量复杂的现实世界模拟信号而设计的。本文介绍一种采用专用DSP芯片D6305A的数字化电话答录机，可以高效能地将电话语音信号数字化后存储到RAM芯片中，D6305A具有很高的语音压缩比，语音质量也很好，而且价格较低，一台60多分钟的数字化电话答录机成本可以控制在数百元内。

一、系统主要特点

D6305A是一种高性能的语音信号数字处理器，可以完成语音压缩、电话信号处理、内存管理、语音提示等多种功能。它和CODEC、MCU、RAM、电话线接口电路等组成一个全数字化的语音处理系统。本系统有以下主要特点。

(1) 在保证高质量的语音基础上，压缩比例可以调节的数字语音压缩处理。每4 Mbit的RAM可以记录15～17分钟的语音。RAM芯片只需要求为语音(AUDIO)级的ARAM。

(2) 方便灵活地储存打入留言和机主留言。支持多条机主留言和多个语音信箱功能。

(3) 语音提示时间、日期和引导指令。

(4) 自动识别或生成DTMF信号(双音多频信号)，可以利用电话遥控或传递数字信息。

(5) 8位的微处理机(MCU)接口，提供多种灵活方便的控制。

(6) 可以储存32个电话号码用于快速拨打。

(7) 低功耗模式可以在掉电时用极小功耗维持RAM中的数据。

(8) 没有机械运动部件，具有很高的可靠性。

二、D6305A的结构和功能

D6305A的结构如图7.4-1所示。DSP核心是D6305A的处理中心，所有软件运算如压缩、解压缩、音频检测、音频发生、回音消除等都由它运行，它还负责管理系统、内存和语音信息，所有这些算法程序都已掩膜在DSP芯片中。

地址信号部分提供外部存储器选择信号和地址信号。ARAM接口可以连接最多4片1M×4的ARAM，在正常或关断模式提供ARAM刷新周期。EPROM接口最多连接2片32 K×8EPROM，作为提示音存储器。μLAW编码器将14位的线性码转化成8位的μLAW码。I/O地址译码用于DSP内部外围部件的选择信号。

和DSP一起使用最多的是编码解码器CODEC，它集成了A/D和D/A转换器的功能，是

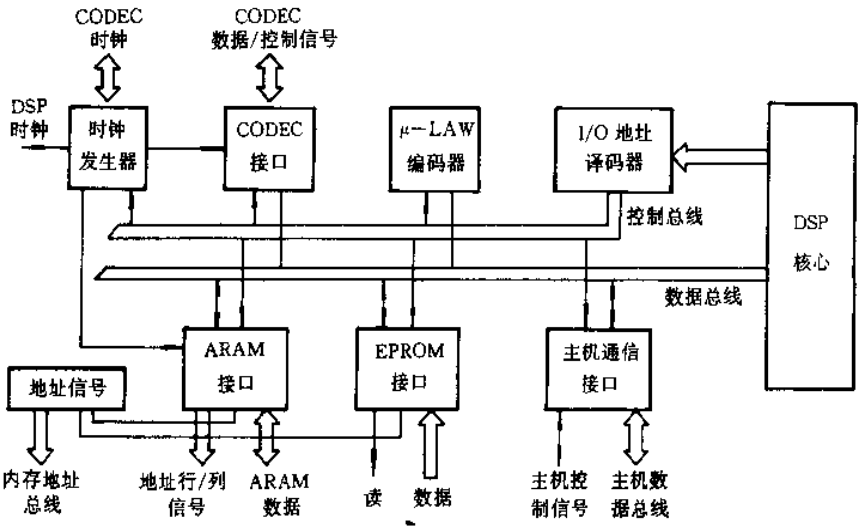


图 7.4-1 D6305A 结构框图

DSP 和模拟现实世界输入输出的一种组合芯片。D6305A 的 CODEC 接口支持固定数率的 CODEC。

D6305A 的主机接口是一个 8 位的并行数据端口，用于在主机和 D6305A 之间传递控制命令和状态信息。主机可以是任意的 8 位 MCU，D6305A 使用一套简单的命令集来进行操作。D6305A 接收 MCU 的命令后，将其状态更新供 MCU 检测。

D6305A 有 14 个操作模式，对应有 14 条操作命令。

- 空置命令：D6305A 等待其它主机命令。
- 录音命令：D6305A 执行语音压缩，记录到 ARAM。
- 回放命令：D6305A 执行把 ARAM 中语音信息解压、回放。
- 读内存状态命令：D6305A 把 ARAM 或语音提示芯片 EPROM 中的语音信息数，可用剩余内存等信息返回主机。
- 写电话号码命令：D6305A 接收主机传来的 16 位电话号码，存入到电话号码路径。最多 32 个号码。
- 读电话号码命令：D6305A 根据主机传来的索引，返回电话号码路径中储存的电话号码给主机。
- 音频信号发生命令：D6305A 根据参数表产生单音频或双音频信号。
- 线路监测命令：D6305A 监测电话线路上是否存在 DTMF 信号或呼叫进程音。
- 删除信息命令：D6305A 可根据主机给定信息索引号删除 ARAM 中该信息。还可以对 ARAM 进行内存整理。
- 设定当前时间命令：D6305A 接收主机传来的时间、日期可附到下一条记录的信息。
- 取得时间标签命令：D6305A 把 ARAM 中某条信息的时间标签返回主机。
- 取得可用记录时间命令：D6305A 返回当前 ARAM 可用记录时间。
- 自我测试和初始化命令：D6305A 执行 ARAM 的测试和映射。
- 产生语音提示命令：D6305A 从外部 EPROM/ROM 中选取语音提示信息放出。

三、D6305A 和 MCU 的接口通信

D6305A 的主机通信接口是一个 16 bit 双向寄存器。D6305A 内部以 16 位宽存取该寄存器。MCU 必须以 8 位宽总线分两次存取该寄存器：先低字节后高字节。

MCU 向 D6305A 发送命令时，当送完高字节后，D6305A 接受该命令。当 D6305A 把状态字写入通信寄存器，然后将外部管脚 ACK 置为低电平，MCU 可以将此管脚用作中断信号，或循环检测此信号；当 MCU 读完该寄存器的高字节后，将 ACK 管脚置为高电平，MCU 读高低字节可以通过 HI/LO 管脚决定，MCU 读寄存器内容应该先读低字节，后读高字节。

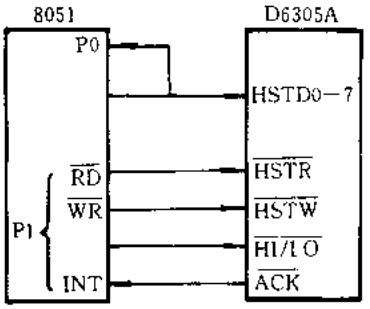


图 7.4 2 D6305A 和 8051 接口

除了初始化命令外，D6305A 会响应每个命令而返回一个状态字。

主机一般选择 8 位单片机，D6305A 可以和任何 8 位单片机接口，图 7.4-2 所示为 87C51 单片机和 D6305A 的接口。

四、数字答录机的硬件结构原理

数字答录机的硬件结构分为两大部分：模拟电话接口部分和数字电路部分。

数字电路主要有主机 87C51(MCU)、D6305A、编码解码芯片(CODEC)TP3054B、两片 ARAM 芯片 TMS42440 和 EPROM27512。其结构如图 7.4-3 所示。

D6305A 是一个 80 管脚的芯片。D6305A 的工作频率为 29.4912 MHz，由于频率和 DTMF 码识别有关，其误差不能超过 5%。

TP3054B 集成了模/数和数/模转换器的功能，是一个高性能的 CODEC 芯片，专用于和 DSP 连接使用。TP3054B 为一个 PCM 编码解码和滤波芯片，内置高通和低通滤波、有源 RC 噪音滤波器、μ-Law 兼容的编码解码器、内置精确参考电压和内部自动校零电路。数据输出为串行接口。TP3054B 的 MCLKX/MCLKR 是发送/接收主时钟，BCLKX/BCLKR 是移位串行发送/接收时钟，MCLKX 和 BCLKX 与 D6305A 的同步时钟(SCLK)连接，而 MCLKR 和 BCLKR 接地表示 TP3054B 内部接收时钟和发送时钟相同。FSX/FSR 是帧同步时钟，和 D6305A 的帧同步时钟 FSYNK 连接。DX/DR 是串行数据发送/接收脚，和 D6305A 的串行数据发送/接收脚 DX0/DR0 连接。$VFXI_+$和 $VFXI_-$是同相/反相模拟语音信号输入端，这里采用反相输入，GSX 是增益调节脚，通过一个电阻和输入端连接，调节电阻可以改变输入信号增益。VFRO 是模拟语音信号输出。

TMS42440 和 27512 均连接到 D6305A 上。TMS42440 最多可以连接四片，录音时间可以长达 68 分钟。27512 用于录制提示语音。

87C51 的 P0 口和 D6305A 的主机接口数据总线连接，其 RD(P3.7)、WR(P3.6)和 D6305A 的 HSTRD、HSTWR 相连，P3.2 作为 ACK，P3.4 作为 HI/LO 和 D6305A 对应管脚连接，实现 D6305A 和 MCU 的通信电路。

87C51 的 P2 口连接一个 3×3 的键盘作输入，P1.5、P1.6、P1.7 连接三个发光二极管作

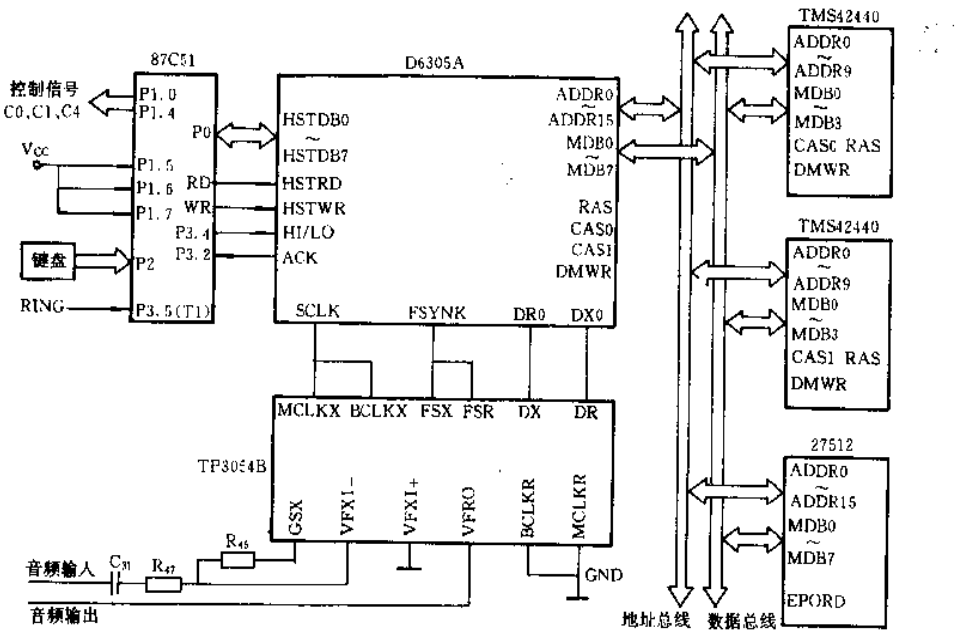


图 7.4-3 系统硬件原理图

提示，P1.0～P1.4 用作模拟电路的控制信号。

模拟电话接口电路如图 7.4-4 所示，JP2 为电话进线插座。TCM1520A 为电话振铃检测芯片。单刀双掷开关 K1 在掉电状态使电话进线和 TCM1520A 联结，处于振铃检测状态。K1 在通电状态使一个 600 Ω 电阻连到电话进线中，以满足国家电信标准的电话连通时的直流阻抗要求。

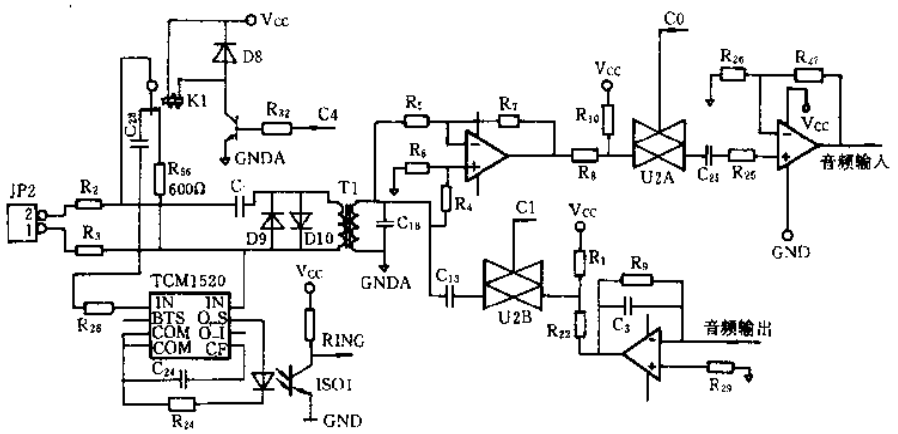


图 7.4-4 模拟语音接口电路示意图

电容 C_1 阻断直流，只允许交流语音信号通过。变压器 T1 割断内外部，同时将语音信号传送到答录机内部。T1 副边的语音电路分为输入和输出两个通道，各有一个模拟开关 U2A 和 U2B 控制。开关 K1、U2A、U2B 的控制脚 C4、C0、C1 连到 87C51 的 P2 口。

当 TCM1520A 检测到有电话振铃信号后，4 号管脚输出高电平，导通光藕合三极管 ISO1，使连到 87C51 管脚 T1(P3.5)的 RING 为低电平，87C51 检测到 T1 电平由高变低后，得知有电话打入，C4 输出高电平，导通开关 K1，使 600 Ω 电阻连到电话线中，对外表示电话接通，C0 和 C1 交互导通语音输入/输出通道。

五、MCU 软件设计

MCU 是系统的控制中心，一方面可以接受键盘操作命令，执行各种操作。在无人时检测振铃信号，是否有电话打入，根据设定程序提示打入电话者，播出机主留言，录下打入者信息。

程序采用模块化设计，最基本操作是和 D6305A 的接口程序。其他程序均建立在其基础上，接口程序框图如图 7.4-5 所示。87C51 的 I/O 口读数据时必须先写 1，传送命令给 D6305A 先写低字节，后写高字节，传送后 87C51 检测 ACK，ACK 变低后，表示状态字准备好，87C51 先低后高读回状态字。D6305A 的各种命令都按这种过程由 87C51 传给它。

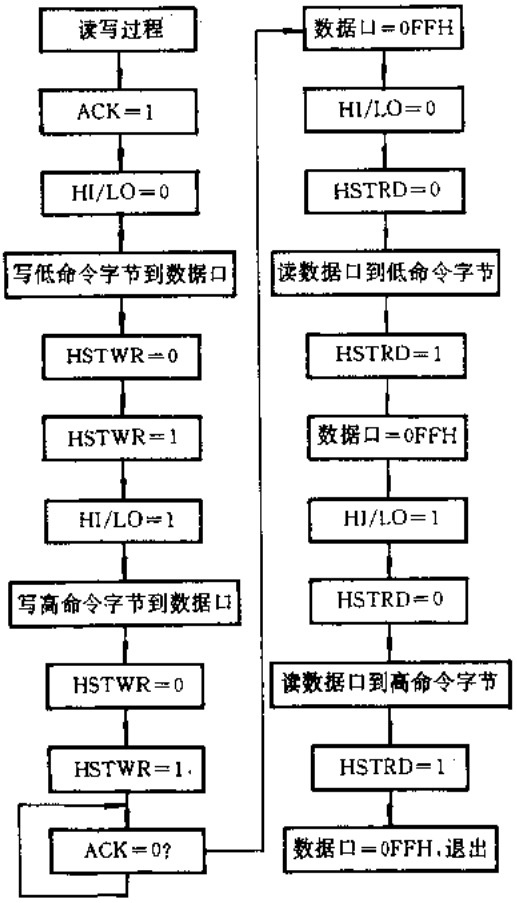


图 7.4-5 D6305A 和主机 8051 的通信程序流程

答录机的自动答录过程如图 7.4-6 所示。

嘟提示音是由音频发生命令生成。要几个关于电话线操作的命令中，如录音命令、回放命令和提示音播出命令时，D6305A 会监测是否有电话线，看是否对方有按键操作(即是否有 DTMF 码输入)，是否对方挂机等，并每 33 ms 检测一次主机接口。如有主机命令，则将 DTMF

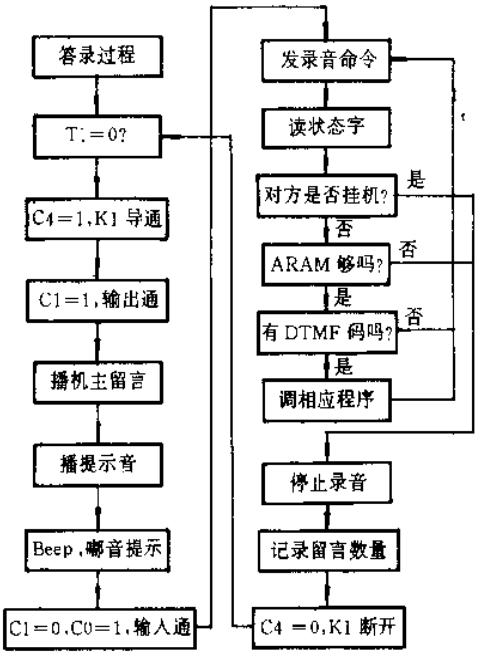


图 7.4-6 自动答录程序流程

码等放在状态字节中返回主机。所以主机要每 33 ms 发送命令，以读回状态字，检测电话线上的情况。当对方挂机或内存不足，则停止录音，在机内记录留言数。或对方按键操作时，根据 DTMF 码去执行相应操作，这个功能可以让机主或用户遥控操作答录机，也可以用于传送数字信息。

机主通过键盘命令提取留言时，答录机会提示有多少留言，机主可以按键任意选听某条留言。

参考文献

1 D6305A 产品手册. DSP GROUP INC.

2 TCM1052 产品手册. TEXAS INSTRUMENT. INC.

3 TP3054B 产品手册. NATIONAL SEMICONDUCTOR. INC.

4 孙涵芳. 单片机原理及应用. 北京：北京航空航天大学出版社，1990

摘自《微小型机开发与应用》双月刊，1998 年第 2 期

7.5 IC 卡智能煤气表的研制

广州广东工业大学(510090) 万 频

在管道煤气日益普及的今天，IC 卡智能煤气表带给煤气公司及用户的益处是明显的。首先，煤气公司可省去巨大的人工抄表工作量。其次，煤气作为一种商品先售后用可使煤气公司资金周转加快，杜绝拖欠煤气费现象，并且便于实现计算机管理。对用户而言可免去每月应付上门抄表的麻烦。该表实现了先进的 IC 卡计费功能，并且具备完善的防作弊功能。采用了多种方法提高该表在实用中的可靠性。设置了可燃气报警功能，提高了用户用气的安全性。

一、硬件设计

硬件电路如图 7.5-1 所示。这是一个以内含 EPROM 的 87C51 为核心的单片机最小系统。采用 87C51 是为了方便研制阶段进行反复调试和修改，批量生产时则采用内带 ROM 并具

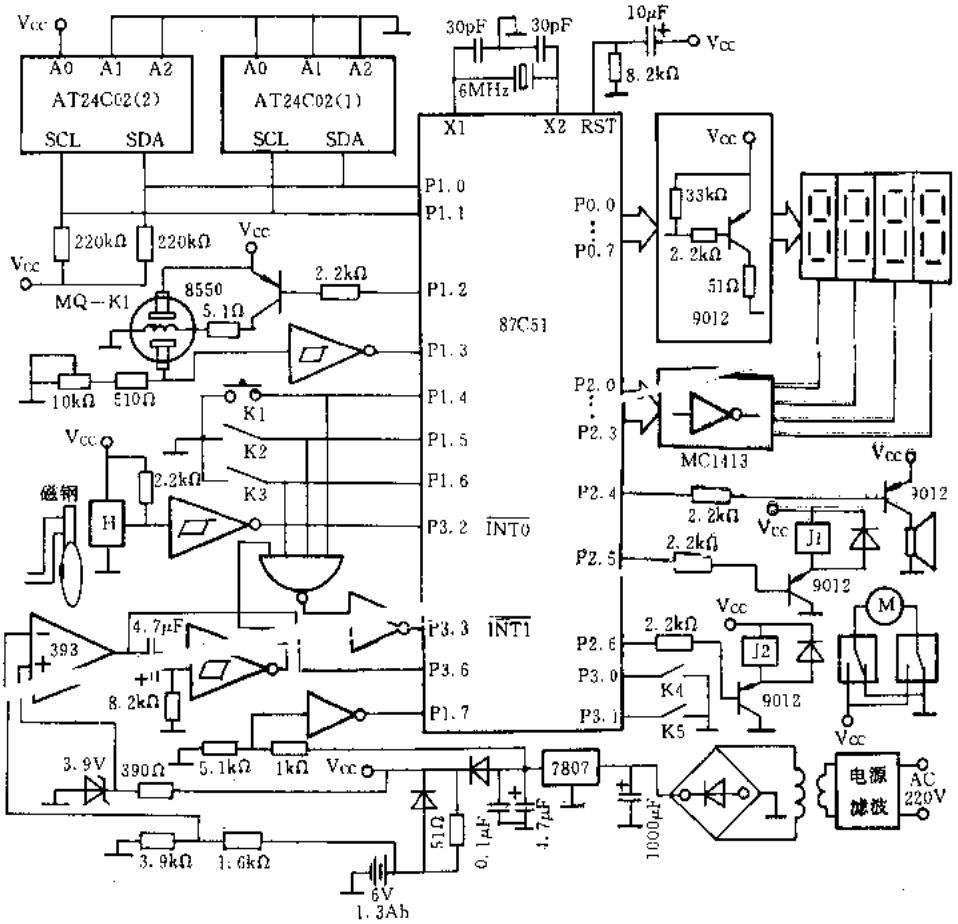


图 7.5-1 IC 卡智能煤气表硬件电路

有程序禁读功能的 80C51BHP 为 CPU。

1. IC 卡与非易失性内存

AT24C02(1)为 IC 卡内存储芯片，该芯片是一种具有 I^2C 总线结构的串行 EEPROM，容量为 256 字节。用气前，用户持卡向煤气公司购买煤气，由煤气公司写卡机把所购煤气量编码加密后写入 IC 卡中。然后插入家中煤气表的 IC 卡插槽内，由 87C51 对该卡进行解码和核对工作，并读取购气量。卡中的密码信息经某种算法得到且每次不同，内容完全相同的两次插卡操作，其后面一次将被视为非法，这样可防止通过复制 IC 卡进行窃气的行为。同时，表内记录的累积已耗用气量被写进 IC 卡中，供购气插卡时煤气公司的计算机管理系统查对，发现累积已耗用气量比累积购气量大的情况，即进行调查。在插槽中插入 IC 卡时，触动 K2 闭合，引起 $\overline{INT1}$中断，且 P1.5 由高变低供该中断服务程序查询确认是 IC 卡插入。

表内非易失性内存芯片与 IC 卡内芯片一样，即 AT24C02(2)。煤气表中诸如累积已耗用气量、结余气量、购气次数等重要数据都存放在 AT24C02(2)中，这样可克服由充电电池长期维持 RAM 中信息所潜在的不可靠性。AT24C02 仅有 8 条引脚，串行通信只用两根口线，做成 IC 卡时外接连线少，作为非易失性内存更是比采用并行 EEPROM 减少许多连线，PCB 布线更简洁，体积更小。IC 卡煤气表中所需存取的重要数据少，且数据存取速度要求不高，故这种小容量的串行 EEPROM 非常适用。AT24C02 是 I^2C 总线结构器件，87C51 非此类器件，这就要求 87C51 通过编程使其 P1.0 和 P1.1 完全遵循 I^2C 总线时序及 AT24C02 的数据传送格式，去分别等效串行数据线 SDA 和串行时钟线 SCL，从而实现两者的通信。

2. 耗气量计数电路及显示电路

沿用传统煤气表的气量计量部分，将霍尔器件 H 固定在转轴附近，当贴在转轴上的小磁钢转过 H 时，霍尔器件 CS837 就会产生一个正脉冲，经施密特触发器倒相整形，送到 87C51 的 $\overline{INT0}$端产生一次耗气量计数中断。当结余气量为临界值时，声光提醒去购气；结余气量为零时则置相应标志，回主程序后立即关气。

由 LED 数码管及驱动电路构成四位动态显示，平时四位 LED 所显示的是累积已耗用气量的低四位，按 K1 键可依次循环显示累积已耗用气量的高三位和结余气量。

3. 可燃气报警电路与防作弊电路

可燃气传感器 MQ-K1 感应到可燃气浓度过量时，有一正跳变经施密特触发器倒相整形后送到 P1.3，当查询到 P1.3 低时则程序转去执行声光报警。光报警时中止正常显示，利用显示器中的一位特定字符来指示，声报警由 P2.4 控制。低功耗工作时，P1.2 送出一高电平停止 MQ-K1 的工作。

用户私开表盖将导致 K3 闭合，触发$\overline{INT1}$中断，该中断服务程序查询到 P1.6 为低则转去执行声光警告，同时私开表盖被记录到表内 E^2PROM 中，返回主程序后立即关气。此后要开气必须先将私开表盖记录清除，而只有煤气公司才能清除这种不良记录。表内的通断气分别由 P2.5 和 P2.6 控制，继电器 J1 和 J2 组合控制微电机 M 正转和反转，通过减速增力机构驱动气阀开和关。气阀开状态导致 K4 闭合；气阀关状态导致 K5 闭合。CPU 通过查询 P3.0 和P3.1 可确认气阀的状态。

4. 电源及相关电路

采用市电结合充电电池双重供电，市电供电时煤气表工作于正常状态。当市电停电时，电池自动续接供电，CPU 查询到 P1.7 为高即知断市电，煤气表转入低功耗待机工作状态，主要功能都可通过中断请求得以保持。此时停止显示及可燃气报警这两部分耗电较大的电路的工

作，平均耗电流可降至 15 mA 以下，充电电池满电量为 1 300 mA·h，电池可维持工作的时间为 3.6 天，而目前城市因故持续停电时间远小于 3 天。可见双供电方案与单独电池供电相比可靠性提高。

万一电池供电时电压降至 5.5 V，比较器 LM393 正跳变触发单稳电路产生一个负脉冲，引起$\overline{INT1}$中断，该中断服务程序通过查询 P3.6 为高确认是电池欠压，返回主程序后立即关气。

二、软件设计及软件抗干扰技术特点

软件由主程序及四个中断服务程序组成，程序框图如图 7.5-2 所示。

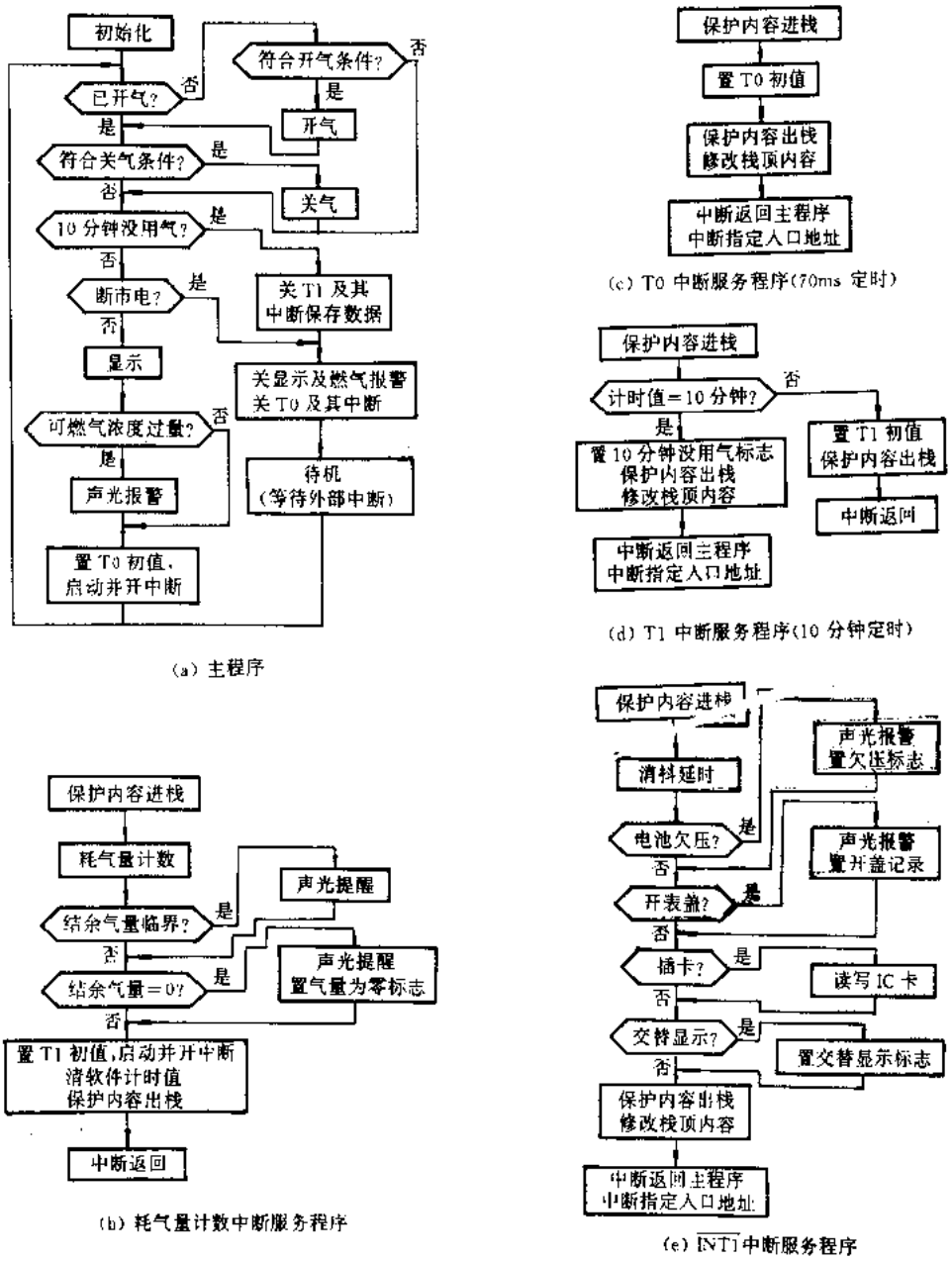


图 7.5-2 IC卡智能煤气表程序框图

程序正常运行因强干扰而跑飞的情况，采用指令冗余和软件陷阱方法可得到有效恢复。但在程序区中一旦形成死循环则上述措施难起作用，采用“看门狗”电路，又由于该 CPU 绝大部分时间处于待机状态而不便实施。在此笔者设计了双重软件“看门狗”来解决该难题，不增加硬件。

首先置定时器 T0 定时 70 ms，并在主程序循环中加入置 T0 初值的操作。当程序正常运行时，T0 会由于不断的置初值操作而出现不了溢出中断；但当程序进入死循环时，置 T0 初值操作中止。T0 计满 70 ms 会发出一个高优先级中断请求，在该中断服务程序中将中断返回的入口地址修改为主程序中指定入口地址，使程序跳出死循环。进入待机状态前关闭 T0。为进一步确保程序能自动跳出死循环，由定时器 T1 及其中断计时程序构成一个 10 min 定时器，耗气量计数中断服务程序中清软件计时值的操作，使 T1 的中断服务程序始终计不满 10 min 而正常中断返回。当用气结束不再出现耗气量计数中断时，T1 的中断服务程序能顺利计满 10 min 而跳转至主程序中指定入口地址。同时，停止用气 10 min 被认定是一次用气结束而进入待机状态，进入待机之前关闭 T1，只有当下一次用气时，才在耗气量计数中断服务程序中重新启动 T1。由图 7.5-2(e)可知，按 K1 键(交替显示)、插卡等操作引起的中断$\overline{\text{INT1}}$，也能起到使 CPU 脱离待机状态和恢复程序正常运行的作用。

由于程序跑飞和死循环可能出现在运行中断服务程序期间，则相应的 RETI 指令将得不到执行，因此无论从何种情况下转入主程序中指定入口后，都必须首先执行两条 RETI 指令以释放两级中断逻辑，否则可能留下不再响应后续中断的隐患。

该 IC 卡煤气表具备良好的免操作和免维护性能，可靠性高。其中一些方法在微小型智能仪表及各类 IC 卡收费装置的设计中具有一定的借鉴价值。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 6 期

7.6 逻辑加密 IC 卡与单片机接口软硬件设计

西安第四军医大学生物医学工程系(710032)
李洪义 陈马丁 荆西京 郑增卯

IC 卡(Integrated Circuit Card)按电路形式可以分为三大类:(1)存储器卡,(2)逻辑加卡,(3)CPU 卡。存储器卡价格低廉,操作简单,但安全性差,应用范围窄;CPU 卡安全性很高,但价格也高,且对配套设备要求高,故主要应用于安全性要求很高的场合;逻辑加密卡安全性较高,价格适中,故在各类系统中得到广泛应用。

以逻辑加密 IC 卡 AT88SC102 以及 PIC16F84 单片机为例,详细介绍了接口电路实例,并给出了 IC 卡 AT88SC102 读写源程序清单。

一、IC 卡 AT88SC102 简介及接口电路设计

AT88SC102 是一种典型的逻辑加密 IC 卡,符合 ISO7815 协议,片内有受加密逻辑保护的 1K 位 EEPROM。关于卡片触点、芯片存储区域分配、访问控制、操作模式和操作时序等细节,可参考文献[1]。

接口电路如图 7.6-1 所示。图中 IC11 MCU 为单片机 PIC16F84,有关 PIC 单片机请参阅

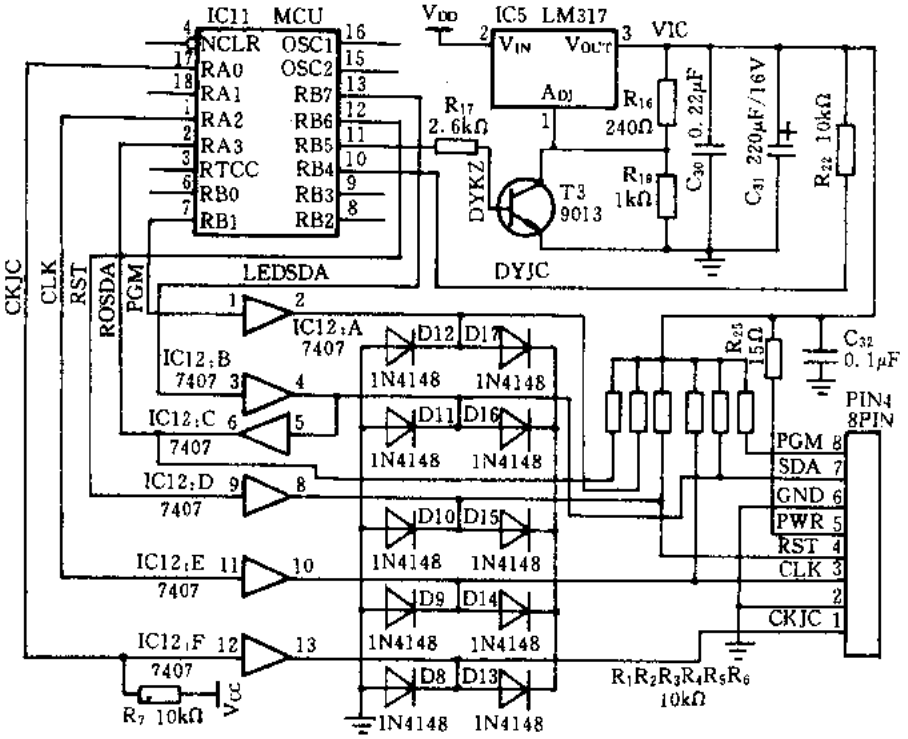


图 7.6-1

文献[2],不再详述。图中 RA、RB 均为 I/O 口(如使用 MCS—51 系列单片机,可将各信号线接于 P1 口,程序作相应修改即可);IC5 是三端可调集成稳压器 LM317,负责为 IC 卡提供 +5 V 电源,LM317 是否有 +5 V 输出受单片机 PIC16F84 的 I/O 口中 RB5(DYKZ)控制;7407 为 OC 门输出缓冲驱动器,主要起隔离驱动作用;二极管 D8~D17 为箝位保护二极管,主要作用是:保证 IC 卡各引脚电压严格地限定在 $-V_D \sim V_{IC}+V_D$ 之间(V_D 是箝位二极管正向压降),抑制由于线路干扰和逻辑电平变化的边沿产生抖动所带来的瞬态过压;PIN4 与 IC 卡适配插座相连,其管脚功能如图所示。这里有两点需说明:①由于本系统不作 IC 卡发行使用,故 IC 卡 FUS 熔丝信号直接接地;②PIN4 的 1 和 2 管脚与 IC 卡适配插座的独立引脚相连,并且 2 脚接地,用于检测 IC 卡座内是否插入 IC 卡。若 IC 卡座插入了 IC 卡,则 1 与 2 断开,插卡检测(CKJC)信号为高电平;否则 CKJC 为低电平。R_{25} 为 IC 卡限流电阻。

二、工作过程分析

单片机工作时,采用查询方式检测 IC 卡插卡(CKJC)信号(视情况可采用中断方式),当 CKJC 信号为高电平时,单片机进入 IC 卡工作流程。流程图如图 7.6-2 所示。

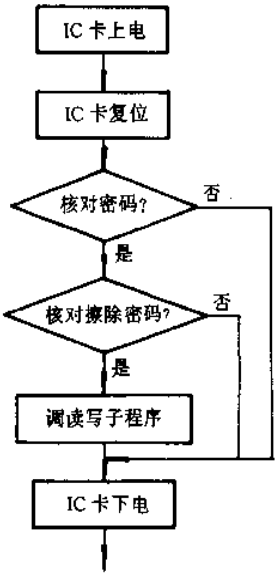


图 7.6 2

首先 IC 卡上电、复位,然后核对 IC 卡密码,只有密码正确,才能对 IC 卡进行读写操作。需要注意的是,对于 AT88SC102 卡,如果 4 次核对密码错误,则 IC 卡永久报废。对于其它逻辑加密 IC 卡也有类似限制。

编程时应注意以下两点。

(1) IC 卡上电后,应立即检测电源,防止铁片等异物插入造成电源短路。

(2) 上电后,应延迟一段时间,待电源稳定后再对 IC 卡进行操作。

IC 卡上电、下电、复位和读写源程序如下。

IC 卡上电子程序:

```
PWRON    BCF Port_B,RST      ;将 RST,CLK,PGM
                             清为低电平("0")
         BCF Port_A,CLK
         BCF Port_B,PGM
         CALL DLY 10 μs      ;使端口稳定
         BCF Port_B,PWR
         BCF Port_B,LEDSDA
         RETURN
```

IC 卡下电子程序:

```
PWROFF   BCF Port_B,RST
         BCF Port_A,CLK
         BCF Port_B,PGM
         BCF Port_B,LEDSDA
         CALL DYL10μs
```

```
            BSR Port _B,PWR          ;IC 卡断电
            RETURN
```

IC 卡复位子程序：

```
RESETICBSF Port _B,LEDSDA
            BSF Port _B,RST          ;使能复位线
            CALL DLY10 μs            ;延迟 10 μs
            CALL DLY10 μs
            BCF Port _B,PGM          ;置同步复位时钟
            CALL DLY10 μs
            BSF Port _A,CLK
            CALL DLY10 μs
            BCF Port _A,CLK          ;清同步复位时钟
            CALL DLY10 μs
            BCF Port _B,RST          ;复位结束
            RETURN
```

读 IC 卡数据子程序，每次读 32BIT(4 BYTE)

```
ICDATA      CALL LOCAADD             ;调定位子程序，调整地址计数器
RDL1        BSF Port _A,CLK
            BTFSC Port _A,RDSDA
            GOTO WRIONE
            BCF STATUS,C
RDL2        RLF LED4,1
            RLF LED3,1
            RLF LED2,1
            RLF LED1,1
            CALL DYL10μs
            BCF Port _A,CLK
            CALL DLY10μs
            MOVLW 01H
            SUBWF ICCOUNT,1
            BTFSC STATUS,C
            GOTO RDL1
            RETURN
WRIONE      BSF STATUS,C
            GOTO RDL2
```

IC 卡写入了程序，每次写入一个字节

```
ICWR        CALL RESETIC             ;调复位子程序
            CALL LOCAADD             ;调定位子程序
            MOVLW 07H
            MOVWF LEDBUFF            ;赋写数据计数器
BEGERA0BSF  Port _A,CLK
            CALL DLY10 μs            ;延迟 10 μs
```

```
BCF Port _ A,CLK
CALL DLY10μs
RLF LED1,1
BTFSC STATUS,C
GOTO DEL01
BCF Port _ B,LEDSDA;置 IC 卡 SDA 为低电平,写"0",即写入操作
BSF Port _ B,PGM      ;给出编程信号
CALL DLY10μs
BSF Port _ A,CLK
CALL _ DLY10 μs
BCF Port _ B,PGM
CALL DLY10μs          ;延迟 10 μs
BCF Port _ A,CLK
DEL01 MOVLW 01H
SUBWF LEDBUFF,1
BTFSC STATUS,C
GOTO BEGERA0
RETURN
```

本文所介绍的 IC 卡与单片机接口软硬件设计,经过某预付费系统的实际使用、检验,证明可靠实用,效果良好。

参考文献

1 ATMEL IC 卡技术手册.北京威立姆电子技术有限责任公司

2 李东星.PIC16CXX 系列单片机应用设计.高齐电子科技有限公司

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 10 期

7.7 MCU 电话语音报警器设计

南京机械高等专科学校电工电子教研室(210013) 王 玫

随着社会发展与人民生活水平的不断提高，各类社会保障服务日益显得重要。通过电话网络自动完成对外求助是一种极为方便有效的手段，相关的应用设计正逐步推出。由于此类设计涉及通信、计算机、数码语音等多方面的应用技术及规程，以致电路设计日趋复杂、电路功能应用不全、软件结构不够坚固、控制过程不尽合理，诸如不合理的重复报警、无奈的报警语音延迟放送、死板的语音全程放音等。本设计在以上方面作了较大改进，当环境出现四类可定义的警情(如火警、盗警、匪警、急救等)时，系统可通过电话线路自动完成向有关部门的号码拨通及语音报警(即一处有警可多人多点流动接警)。当电话户外线被切断或非法并机时可由机内扬声器发出报警语音。本系统可广泛应用于单位、公共场所及家庭。

一、系统功能

1. 主要功能

系统最多可存储 10 个最大码长达 15 位的电话号码，各类警情最多可流动拨打其中 6 个号；各号码在每次警情中可完成最多 9 次(每轮每号各 3 次，共 3 轮)试拨；六段最长各 16 s 语音可手动录入、自动无间断放音操作；来电自动应答操作及最近两次来电各 16 s 语音自动录入，手动放音操作；四路用户可定义的报警信号检测输入；电话户外线异常检测；室内电话机可无障碍外拨，报警时被阻断，以保证系统可靠运行。

2. 功能框图

系统的功能模块框图如图 7.7-1 所示。

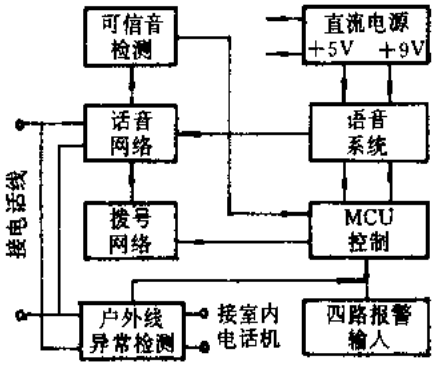


图 7.7-1 系统功能模块框图

二、工作原理

系统的简化电原理图如图 7.7-2 所示。下面介绍系统的工作原理。

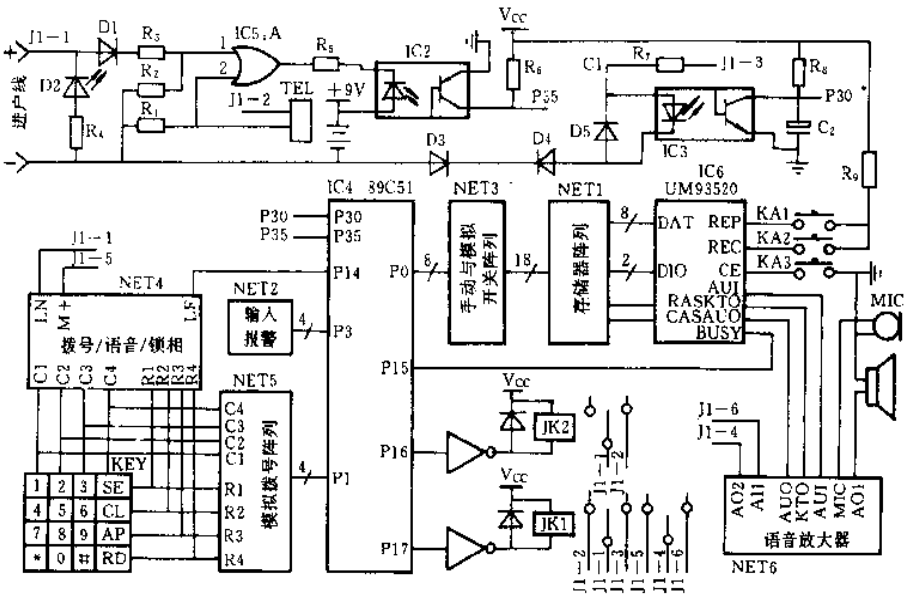


图 7.7-2 简化电原理图

1. 电话户外线异常检测

R_4、D2(LED) 组成进户线极性检测电路。当进户线极性反接时，LED 亮。户外线异常检测电路由 IC5、R_1～R_3、D1 等组成。本级电源由＋9 V 干电池提供，光电耦合电路 IC2 将程控交换机电源与系统主电源隔离。

程控交换机的馈电电压通常为 48 V 。正常挂机状态下，或门 IC5 的脚 1 电压为逻辑高电平，光耦截止，其集电极输出为高电平；当本系统(JK1)或室内电话机(TEL)摘机时，进户线端口电压降至 10 V 左右，此时 IC5 的脚 1 电压降为逻辑低电平，而摘机回路电流流经 R_1在 IC5 的脚 2 形成逻辑高电平，光耦仍然截止。

当户外线异常(如断线、户外盗打等)时，将导致 IC5 的脚 1 电压为逻辑低电平，又因系统内无摘机回路而使脚 2 也呈逻辑低电平，光耦导通，其集电极输出为低电平，并通过 P35 端口向 MCU 送出户外线异常采样信号。

2. 拨号存储与自动拨号

拨号电路由拨号键盘 KEY、模拟拨号开关阵列及拨号 IC 等所组成，并在 MCU 的模拟控制或手动操作下工作。当警情发生时，MCU 根据程序的设定对模拟开关阵列进行有序操作，以模拟键盘的存储器拨号过程，并根据电话线路上的可信音类别作出相应的控制反应。当线路忙时重复挂机-摘机操作；当被呼叫方占线以致三次试拨无效或振铃八次无人摘 机时，自动挂机后顺拨下一待呼号码；当被呼方摘机时，系统在 0.5 s 内送出完整的报警语音并在对方挂机时及时退入拨号循环拨打下一电话号码。已拨通的号码在后面的拨号循环中剔除。摘挂机由 JK1 模拟完成。拨出的双音频(DTMF)经话音网络放大后被送到电话线路(LN)上，拨出号码可预先通过系统键盘存入拨号 IC 中。其号码存储保持电流由系统电源供给。

3. 线路振铃、可信音检测与自动应答

挂机时，J1—1 与 J1—3 常闭。当线路铃流出现时，由 IC3、C1、R_7、D3～D5 等组成的铃流

脉冲检测电路通过 P30 端口向 MCU 发送振铃次数脉冲。当振铃数达到程序预置值时，系统模拟摘机，J1—1 与 J1—2、J1—4 与 J1—5 闭合，话路切向话音网络(LN)。话音网络的送话输入(M+)来自基本语音系统的语音放大输出(AO2)。锁相电路在话路上检出 450 Hz 可信音的调制脉冲后送 MCU 测试并处理。当振铃致系统模拟摘机时，MCU 先将主人留言语音送到话音网络，若无忙音信号(对方尚未挂机)，则在放音结束后启动自动录入操作(以“嘟”声通知对方留言)。16 s 录入结束或全过程中忙音检测有效时关闭放(录)音并模拟挂机。

4. 语音录入与自动放音

语音录放系统由主电路 IC6(录制与重放)、数据存储阵列、模拟及手动开关阵列、语音放大电路等组成。由 MIC 输入的音频信号经语音放大器放大后送入 IC6 的 AUI 口按 16 kbit/s 的速率被压缩成语音数据存入 DRAM 中(DRAM 刷新操作由 IC6 完成)。放音时，由 DRAM 中取出的语音数据经 IC6 被还原成音频信号从 AUO 口输出。录入过程可通过对手动开关阵列的操作或由 MCU 通过模拟开关阵列自动操作完成。对 IC6 的片选端 CE 的有效控制及对电话线路可信音的准确鉴别可使自动报警语音在被呼叫方摘机时及时并完整放送(最长可重复放音三遍)。

5. MCU 系统控制与流程

系统控制由 89C51 及 I/O 扩展电路组成。MCU 的 P0 口用于对语音自动录入的模拟操作。P10～P13 通过模拟拨号阵列完成对自动存储拨号的模拟操作。P14 为电话线路中 450 Hz 可信音的调制波检测(由锁相器输出)输入。P15 为语音电路工作状态的检测输入。P16 为室内电话机的通断控制输出，用于自动存储拨号时切断室内电话机，以保证系统可靠工作。P17 为模拟摘挂机控制输出。P31～P34 用于四路用户可定义的警情采样输入，P30、P35分别为电话线路振铃检测输入及户外线异常采用输入。

系统运行时 MCU 不断采样 P3 口，当某端口状态有效时，系统转入相应处理子程序。遇有四类警情发生时，MCU 根据系统设定循环拨打存储号码。号码一经拨通(有人接听)便从循环中剔除，每个号码可连续试拨三次，全组号码可试拨三个循环。当全组号码均被拨通或三个循环结束，系统退出拨号并自动将报警语音切入外接扬声器(可置于室外)扬声报警。一旦进入该循环，只有手动复位(按 RST 键)方可解除。系统工作流程如图 7.7-3、4 所示。

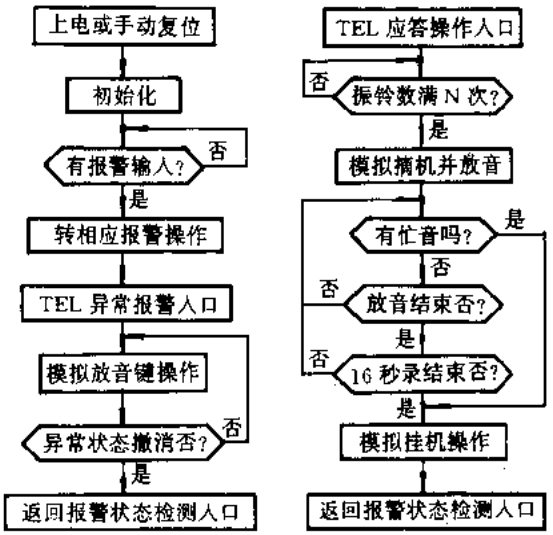


图 7.7-3 系统工作流程图 I

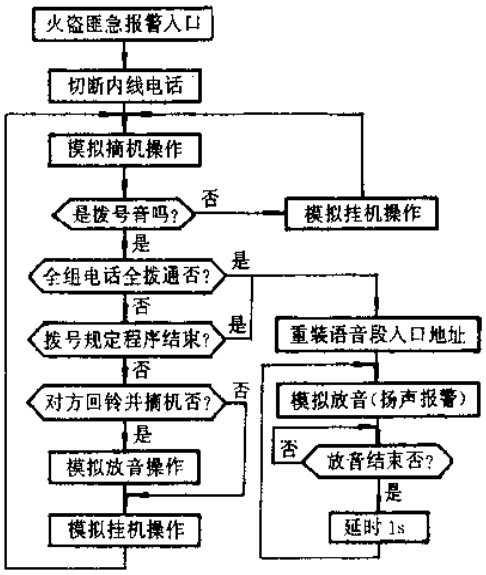


图 7.7-4 系统工作流程图 II

三、结 语

本系统集通信技术、计算机技术、语音技术于一体，构思较新颖，过程控制也较合理。清晰、简洁的模块结构便于改进、扩展或缩减。稍加功能模块极易扩展出其它一系列功能，如电话遥控、客人来访留言、语音复读等，不失为一种有发展前途的电子产品。

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 5 期

7.8 智能一氧化碳报警器原理与设计

广东深圳大学电子工程系 EDA 技术中心(518060)
朱明程 李昆华 李远辉

本文叙述的 CO 报警器采用 Motorola 半导体公司的 CO 传感器 MGS1100 作为敏感元件。MGS1100 是 Motorola 应用全微电子工艺制成的半导体 CO 传感器,具有对 CO 气体响应的选择性好、灵敏度高、稳定性强等特点;报警器控制部分采用 MOTOROLA MC68HC705P9 单片机,通过它的 A/D 口对温度传感器和 MGS1100 进行环境温度及 CO 浓度实时检测的数据采集,然后进行相关数据处理,其中包括传感器 CO 灵敏特性非线性的处理、CO 浓度的温度特性的校正(由于在探测 60×10^{-6})以上的 CO 浓度时,环境湿度的变化对 CO 传感器特性的影响较小,故忽略对传感器 MGS1100 的湿度修正)。经过一定的算法处理修正后,最后通过判断作出相应的数据显示和报警输出。

作为一种家用 CO 报警器,它主要是测量环境 CO 的浓度,判断该浓度对人体的危害性,从而作出相应的报警输出。报警输出分别采用光报警和声报警。其功能要求根据有关标准设定,如表 7.8-1 所列。

表 7.8-1 CO 报警功能设定

CO 浓度 X	报警方法
$X<60\times10^{-6}$	不报警,亮绿灯
$60\times10^{-6}<X<100\times10^{-6}$	60 min 后报警,亮红灯,蜂鸣器响
$100\times10^{-6}<X<200\times10^{-6}$	30 min 后报警,亮红灯,蜂鸣器响
$200\times10^{-6}<X<400\times10^{-6}$	10 min 后报警,亮红灯,蜂鸣器响
$X>400\times10^{-6}$	立即报警,亮红灯,蜂鸣器响

一、电路及其原理

一氧化碳报警器电路原理如图 7.8-1 所示,该电路由 MOTOROLA MCU 的 MC68HC705P9 作为核心控制元件。

传感器 MGS1100 的工作需要周期为 15 s(5 s 的电压为 5 V, 10 s 的电压为 1 V)的方波驱动。在 MCU 控制下,很容易利用 DAC0832 来产生所需方波,但其成本高,故可利用图7.8-2 所示电路来产生所需的方波信号,测试结果证明,符合器件工作状态的要求。该电路同样适用于其他公司生产的 CO 传感器,仅仅工作周期、驱动电流大小不同,需要加以调整即可。

本系统所需的直流电源,通过 7806、7805 稳压后,提供 +6 V 和 +5 V 的工作电压。其中 +5V 电压主要提供单片机、温度传感器、CO 传感器等部分的电源 。而 +6 V 电压主要用来提供给报警电路和 CO 传感器的加热元件部分的电源。环境的 CO 浓度检测和温度检测的数

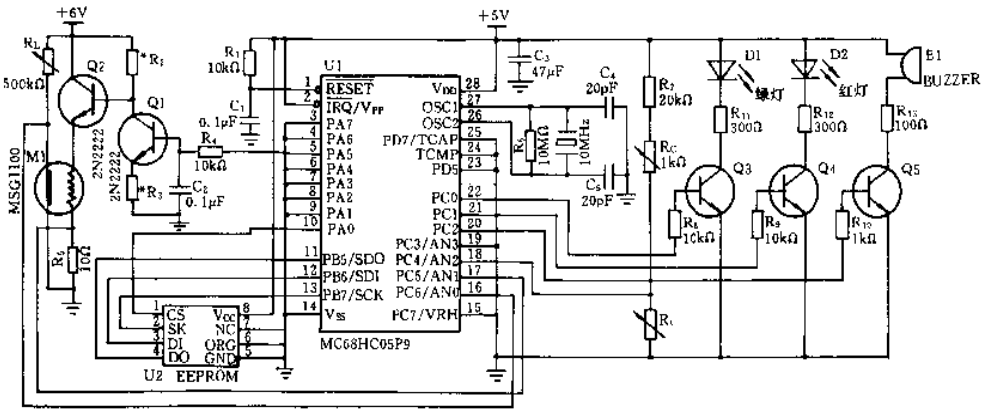


图 7.8-1 一氧化碳报警器电路原理图

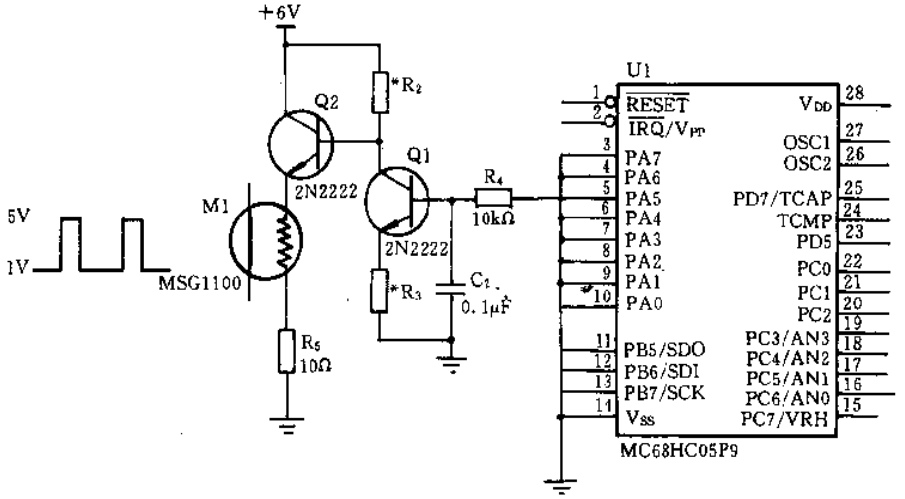


图 7.8-2 方波产生电路图

据采集，分别通过 MC68HC705P9 的有关的 A/D 口来进行。

二、软件控制

一氧化碳报警器的软件程序设计流程如图 7.8-3 所示。

其主要功能是：通过控制 PA5 的输出电平，使方波电路如图 7.8-4 的方波，去驱动传感器 MGS1100 的加热元件。通常设定在 1 V 的 9.5 s 时刻对 MGS1100 的 CO 浓度传感器进行采样，同时对温度传感器采样，采集当时环境的温度值，实时进行传感器温度校正。由于环境湿度的对 CO 传感器影响相对较小，故忽略，不进行湿度校正。

对于温度的测量，由于使用单片机进行数据处理，对于传感器的非线性输出，可使用查表法得出最终结果。它具有程序简单、执行速度快等优点。

通常，传感器 MGS1100 不但受环境温度的影响，而且在一定温度下，它的灵敏度输出特性也是非线性的。故对 MGS1100 进行采集的数据要进行两步处理。

(1) 对于温度变化的特性处理(假设 CO 的浓度为 60×10^{-6})

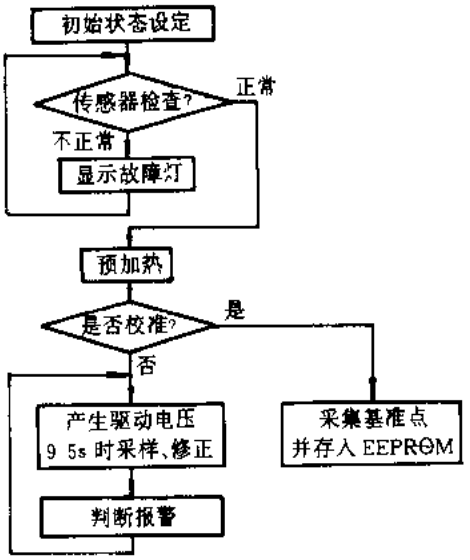


图 7.8-3

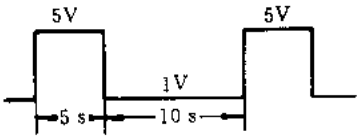


图 7.8-4 驱动方波波形图

在温度 T 下,传感器的输出电阻 R_S为:

$$R_S(X,T) = \alpha \cdot R_S(X,25)$$

即

$$R_S(X,25) = R_S(X,T)/\alpha$$

其中 $R_S(X,25)$为在一定 CO 浓度下($X\times10^{-6}$)和 25℃室温的环境下的传感器的输出电阻;α为温度系数,根据 MOTOROLA 半导体提供的测定数据,如表 7.8-2 所列。

表 7.8-2 CO 传感器的温度系数

温度/℃	α值
0~5	2.5
5~15	1.5
15~35	1
35~50	0.75

(2) CO 浓度的线性分段处理

传感器 MGS1100 的灵敏度输出曲线可分为:60×10^{-6}以下、$(60\sim100)\times10^{-6}$、$(100\sim200)\times10^{-6}$、$(200\sim400)\times10^{-6}$、$400\times10^{-6}$以上 5 段,经分析,每一段可作为直线处理近似。

只要预先记录 60×10^{-6}、100×10^{-6}、200×10^{-6}、400×10^{-6}在 25℃下的传感器输出电阻值,由经过温度校正的电阻值 $R_S(X,25℃)$,即可判断出实际 CO 浓度值 X 的所属范围。根据表 7.8-2 的报警功能设定,由 MCU 作也相应的报警处理。

三、调试与结语

采用如图 7.8-1 所示电路实现的 CO 报警器，由于 MOTOROLA MGS1100 传感器具有的低功耗、稳定性好、灵敏度高的特点。加之采用 MC68 HC705P9 单片机，其 A/D 变换电路置于片内，故产品的整体设计，体积小、功耗低、外围电路简单。调试结果证明，其性能稳定，重复性好，抗干扰能力强。特别是系统采用的带参数实时校正方式，对降低电路 CO 检测误差，提高 CO 报警的准确率，克服传感器参数离散性的影响，具有决定性意义。本系统虽然忽略湿度对测量的影响，但由于实际中，特别是在低 CO 浓度的测量中，MGS1100 受湿度的影响还是不能忽略的。由此一种带有湿度、温度同步修正，同时显示的新型智能 CO 报警器，正在积极的研制之中。

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 3 期

7.9 单片机 ST6265 在远程抄表系统中的应用

黑龙江省计算机应用开发研究中心(150036) 高锦栋 戴文成
于海燕
哈尔滨市伟仕科技发展有限公司 方华恩

一、系统组成及工作原理

远程抄表系统由结算计算机、公共电话网和智能终端三部分组成。其组成框图如图 7.9-1 所示。

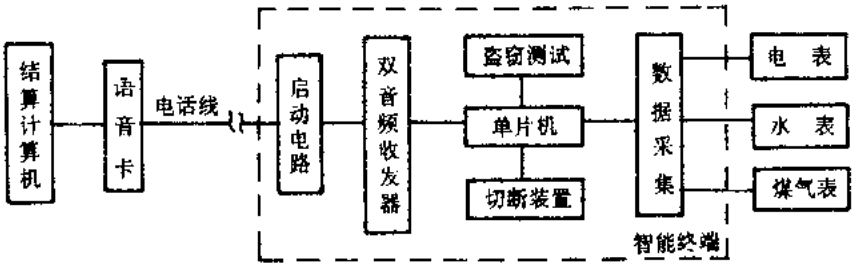


图 7.9-1 远程抄表系统组成框图

智能终端工作原理:智能终端设有时钟电路,根据程序设定的峰谷分时时间,终端读取三种表的读数,在单片机 E²PRON 中存储。当结算计算机需要抄表时,通过语音卡叫通所属用户的电话,所属用户听到振铃有摘机和挂机的过程或无人接电话 5 次以上振铃时,启动电路工作,将电话线接入智能终端。结算计算机查到智能终端接入时,发抄表指令(双音频信号"1")。智能终端收到该指令信号,将采集的数据连同有否盗窃行为信号以一定的格式用双音频信号向机算机发送 3 次,结算计算机对该用户作结算。如有欠费或盗窃行为,根据规定条例对用户发出切断信号,执行机构动作可断电、断水或断气。收发完后,单片机将电话线与终端断开,不妨碍电话的正常使用。不需要分时计费的终端,只有结算计算机在抄表时,才将电话线和正 5 V 电源接入终端,即时对各表字轮状态进行采集而后立刻发送,更为简单可靠。

二、系统的功能特点

该系统有四种功能:① 电业局、自来水公司、煤气公司等收费部门,可通过电话网在本单位的结算计算机上全自动地抄取所属用户的电、水、煤气表读数;② 可实现峰谷分时计费;③ 可及时发现偷窃电、水和气的不法行为;④ 对欠资者和盗窃者可实现断电、断水、断气等制裁。

我们开发的智能终端采用直接测试电、水、煤气表字轮状态量的办法抄取计量表读数。这种办法只要计量表准确(由生产厂保证),读取和传送的数据就很准确,因此较其他方式准确性和可靠性更高(此种测取方法已申请国家专利)。

三、基本线路

基本线路如图 7.9-2 所示。

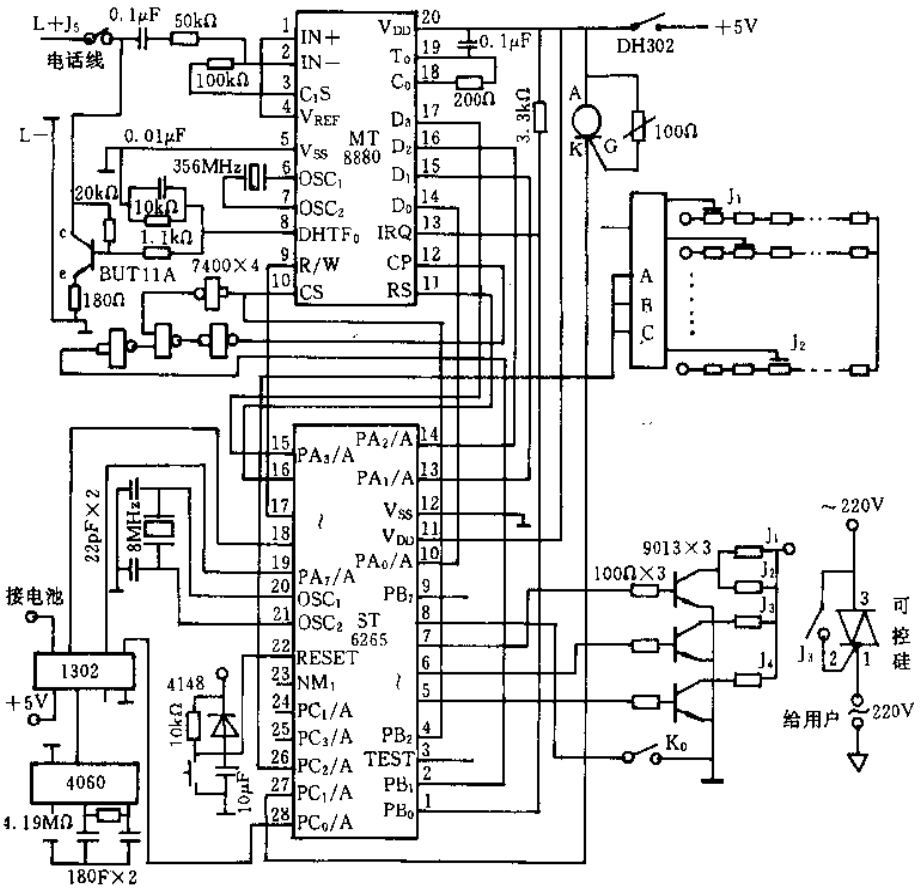


图 7.9-2 智能终端基本线路原理图

单片机为 ST6265，双音多频(DMTF)信号发送和接收芯片为 MT8880。其对应接线见表 7.9-1。

表 7.9-1

ST6265 脚	MT8880 引脚	功 能
PA_0～PA_3	D_0～D_3	发送和接收数据(4 位 BCD 码)
PA_4	RS_1	$RS_1=0$，读写数据寄存器；$RS_1=1$，写控制寄存器 CRA、CRB
PA_5	W/R	W/R = 0，写；W/R = 1，读
PB_0	IRQ	IRQ = 1，有中断产生
PB_1	CP	读写数据脉冲(通过 CS 信号选通)
PB_2	CS	CS = 0：MT8880 被选通

图中 MT8880 的接收端 α 通过 0.1 μF 电容和 50 kΩ 电阻与电话线连接，接收来自电话

线的双音频信号；发送端 8 通过 0.01 μF 电容和 10 kΩ 电阻并联接地给出一直流电平，8 端发出的双音频信号通过 1.1 kΩ 电阻经三极管 BUT11A 放大后送到电话线上。

ST6265 对电、水、煤气表字轮状态的采集是 4051 多路开关和恒流源 DH302 等组成的电路通过 PC_1/A 口实现的。DH302 给一恒流源，4051 选通其字轮，继电器 J_1(或 J_2)吸合瞬时接触字轮，字轮状态不同，产生的电压值也不同。单片机根据采集的电压得知字轮读数，每个字轮状态读一遍，便完成了一次采集。每个表箱门上装一微动开关 K_0，当用户开门盗窃 K_0状态变化，单片机 PB_6 口作记忆。当终端接到切断指令时，单片机 PB_4口控制继电器 J_3，进而控制可控硅实现遥控切断目的。图 7.9-2 中 4060 和 1302 为时钟电路，单片机用来作峰谷分时计费。

四、启动电路和摘机线路

该电路如图 7.9-3 所示。它由 LM339、74123、7400 等芯片组成。不抄表时，电话线不接入终端，启动电路的功能是当用户电话振铃有摘机和挂机动作或电话振铃 5 次以上时，将电话

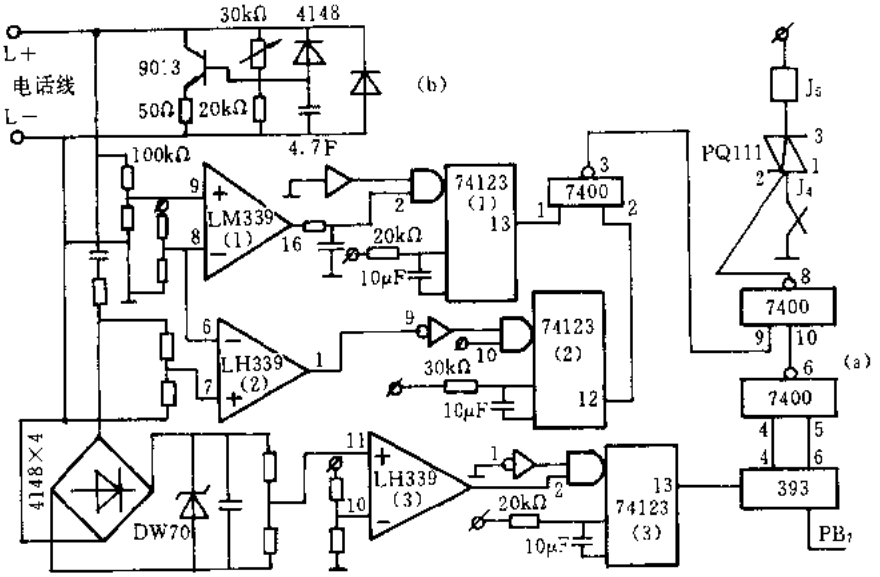


图 7.9-3 启动电路(a)和摘机电路(b)

线接入终端。其工作原理如下：LM 339(1) 的 8 端给一直流电平 2.5 V，9 端是电话线上的电压由 100 kΩ 和 10 kΩ 电阻分压值。一般电话线挂机时为 46 V 左右，摘机时为 8 V 左右，9 端分压值分别为 4.6 V 和 0.8 V 左右。当挂机瞬间 9 端由 0.8 V 升为 4.6 V，LM339(1)的 16 端由低变高，74123(1) 触发一次，可控硅 PQ111 触发继电器 J_5工作，图 7.9-2 中的 J_5触点闭合，电话线接入终端。抄表完成，单片机 PB_3(见图 7.9-2)控制继电器 J_4，使 PQ111 阴极下的 J_4断开，J_5没电，图 7.9-2 中的 J_5触点断开，即终端与电话线断开而不影响电话的正常使用。图中 LM339(2) 和 74123(2) 是封住振铃时给 74123(1) 触发信号。LM339(3) 和 74123(3) 电路是振铃一次产生两个脉冲，该脉冲给 LM393 的 1 端计数，计到 10 时 LM393 的 4、6 端高，7400 的 6 端变低，8 端变高 PQ111 触发，达到启动的目的。

图 7.9-3 (b) 为摘机线路，调整 30 kΩ 电位器使其等效负载适当，终端启动后将电话线上的电压降到一般电话摘机值 8 V 左右，以便正常地进行双音频信号通信。

五、软件设计

智能终端主程序框图如图 7.9-4 所示，结算计算机主程序框图如图 7.9-5 所示。上下位机的握手信号和数据传输格式事先约定好，方能准确的发送和接收。

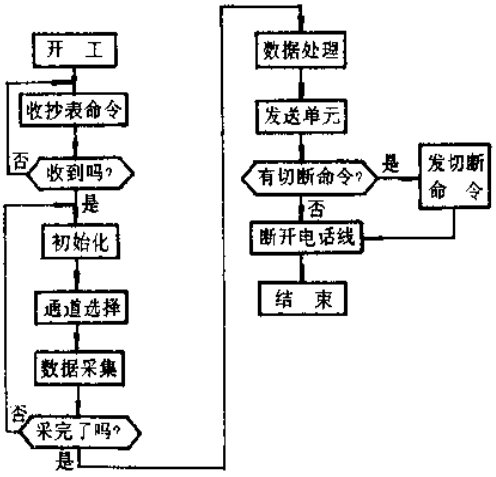


图 7.9-4 智能终端主程序框图

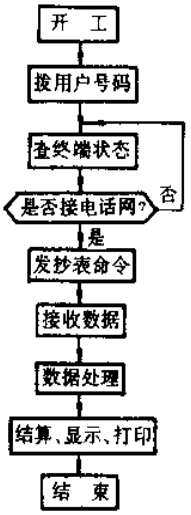


图 7.9-5 结算计算机主程序框图

六、结束语

单片机 ST6265 在远程抄表系统中应用已于 1996 年 7 月试验成功，经哈尔滨市科委组织专家鉴定，正在筹备批量生产。该远程抄表系统抄表准确，功能强，可靠性高，有普遍的推广意义。

摘自《电脑学习》双月刊，1998 年第 2 期

7.10 一种用电力网连接的子母钟

山东师大(250014) 孟祥增 刘瑞梅

在需要多处显示时间的地方,如办公楼各室、学校教室、火车站候车室等,都希望显示统一的时间,利用子母钟系统可以实现这一目的。母钟通过连线向各子钟提供统一的时间,各子钟在不同的地点显示相同的时间。但若布设专用电线,不仅成本高而且增加施工难度。本文给出一种利用现有 220 V 电力网作为时间信号传输媒介的子母钟的设计方法。

一、电路设计

母钟和各子钟采用总线方式连接。在一个电源变压器范围内,同相电线直接连接,不同相电线在相间连接 1 μF/630 V 电容后再行连接。母钟和子钟采用异步串行通信方式传送时间信号,采用 ASK 调制,载波频率设为 100~150 kHz,传输率选为 2 400 bps。母钟采用集成实时时钟芯片 MC146818,用 89C51 单片微机控制,电路结构如图 7.10-1 所示。图中时钟电路采

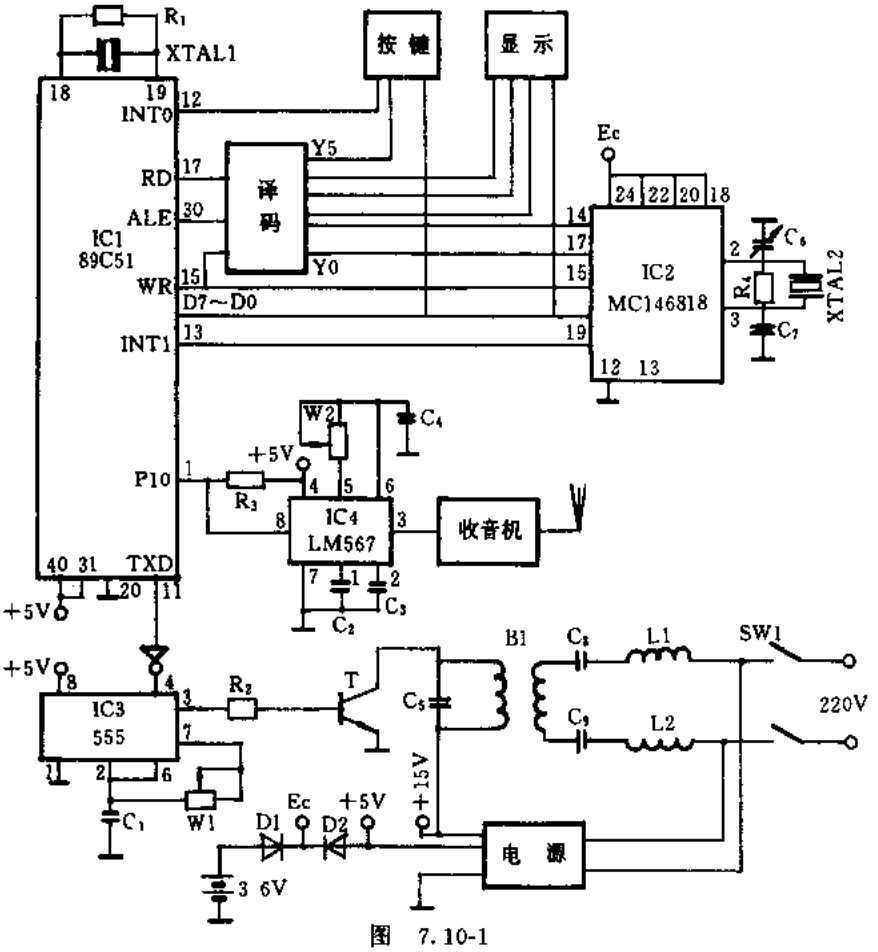


图 7.10-1

用不间断电源供电，晶振频率 4.1934 MHz，校准后日误差小于 0.1 s。显示电路用 LED 数码块显示时钟电路的时间，按键电路用于对时钟电路进行调整。为了提高时间准确性，利用广播电台的报时信号对时钟电路进行自动校正。收音机接收某广播电台的广播，音频信号中含有广播电台在整点时发出的“嘟”声报时信号。利用锁相环电路 LM567，调节 W 2，鉴别出“嘟”声报时信号，送入 CPU 的 P10 端。定时电路的中断申请信号连接 INT1，利用定时电路的更新周期结束中断，每秒产生一次 INT1 中断。异步串行口发出的串行数据取非后控制 LM555 的振荡，产生 ASK 信号。ASK 信号经三极管选频放大后，通过输出变压器 B1 和电容耦合后传送到电力网上。用 W1 调节 ASK 信号的载波频率，使三极管输出的 ASK 信号幅值最大。

子钟也采用集成实时时钟芯片 MC146818 定时和 89C51 控制，但显示用 LED 数码块较大，其他电路相对简单。考虑成本和使用方便，按键仅设加、减两个，用于对时钟电路进行调整。串行口由发送数据改为接收数据。电力网传送来的 ASK 信号经输入变压器 B2 耦合和选频后，再经 LM356 放大，调节 W3，用 LM567 锁相环检出此信号，送入 CPU 的 RXD 端，CPU 利用串行口接收的时间信号校正时钟电路，使其与母钟的时间一致。ASK 信号的接收、放大和鉴别电路如图 7.10-2 所示，其他部分电路省略。

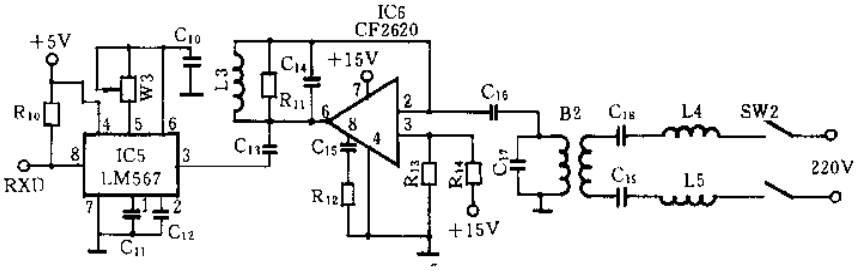


图 7.10-2

二、程序设计

母钟和子钟的程序设计有许多相同之外，主程序完成初始化及定时器、串行口、INT0、INT1 的工作方式设置等，主要工作由相应的中断服务子程序完成。定时器 0 设置工作方式 1，定时间隔设为 0.1 s，用于程序定时。定器 1 设置工作方式 2，用于串行口波特率发生器。串行口设置工作方式 3，采用偶校验，波特率设为 2 400 波特。INT0 和 INT1 均设为低电平有效。在母钟程序中，首先显示 88:88:88 揭示程序开始，等待 10 s，在此时间内可以用按键调整定时电路的时间。若 10 s 内设有按键，则自动进入正常工作状态。在程序开始时开 INT0 和定时器 0 中断。当有按键时产生 INT0 中断，中断服务子程序读取按键编码，数字键按时、分、秒顺序存入输入缓冲区，控制键则根据输入缓冲区时、分、秒的内容设置定时电路的时间等，最后进入正常工作状态。在正常工作时，关 INT0 中断，按键不再起作用，然后打开 INT1 中断。在 INT1 中断服务子程序中，CPU 读取定时电路的时、分、秒，在 LED 上显示，并写入异步串行口发送寄存器。发送的数据按时、分、秒顺序，最后以 AAH 结尾。为了避免混乱，各中断不允许嵌套，在中断服务子程序中关中断，返回主程序之前再开中断。INT1 中断优先级设为最高。定时器 0 用于程序定时，自始至终都开放中断，在程序运行开始的前 10 s 和以后的正常工作状态执行不同程序。为此，设一正常工作状态标志，在程序开始运行的前 10 s 设为 00H，程序正

常工作时设为 FFH。图 7.10-3 给出定时器 0 的中断服务子程序流程图。图中正常工作状态，不断检测收音机报时信号。当有“嘟”声报时信号时，P10 为低电平，若宽度达 0.5 s、间隔在 1.8～2.2 s 间即认为是正确的“嘟”声报时信号。当接收到连续 5 个“嘟”声信号时，即对定时电路校时。因此，时距“嘀”声最后一响还差 2 s，校时应为整点差 2 s。校时时，首先读取定时电路的时、分、秒，将分、秒设置成 59 分 58 秒，然后再根据读取的分钟数设置小时。若读取的分钟数小于 30，则将小时减 1，否则小时数不变。这样保证了定时电路与广播电台的时间一致，保证了整个时间系统的准确性。

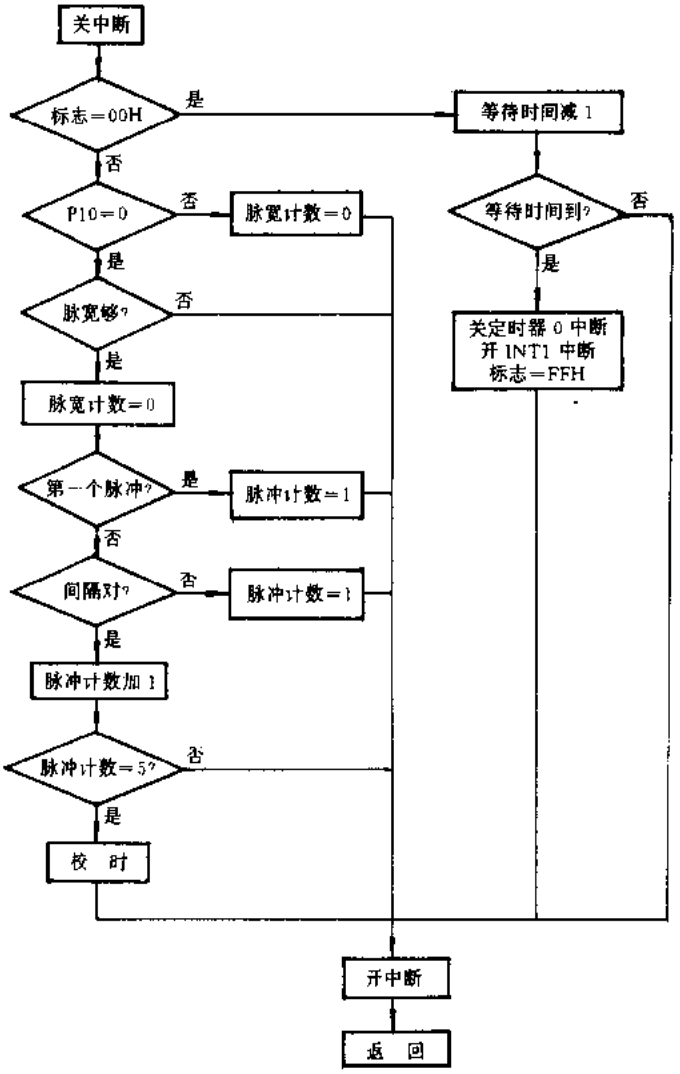


图 7.10-3

子钟在程序运行开始的前 10 s，开定时器 0 中断，读取定时电路的时、分、秒时间，存入显示缓冲区，并在 LED 上显示。在定时器 0 中断服务子程序中对 P1 口的 D1、D0 位检测，用加、减两键可以对 LED 显示的时、分、秒时间进行调整。调整位以闪烁方式显示，每秒钟显示和熄灭各一次。当单按下加键时，闪烁位数据加 1；当单按下减键时，闪烁位数据减 1；当同时按下加、减两键时，闪烁位按时、分、秒顺序移动。为此，在内存变量中设一指针，用于指向闪烁位在显示缓冲区的位置。初值指向显示缓冲区前一字节，当加、减两键同时按下时，指针加 1。当指

针移出显示缓冲区时，CPU 即按显示缓冲区的时间设置定时电路，最后进入正常运行状态。若 10 s 内没有按键，则也自动进入正常工作状态。在正常工作时开 INT1 和串行口中断，关定时器 0 中断，加、减两键不再起作用。在 INT1 中断服务子程序中，CPU 读取定时电路的时、分、秒时间，然后在 LED 上显示。在串行口接收中断服务子程序中，CPU 读取接收寄存器的数据，判断偶校验正确后存入输入缓冲区，接收数据记录数加 1；若偶校验错误则舍弃，接收数据记录数不变。当接收到时、分、秒发送结束标志 AAH 时，若这时已完整接收了 3 字节的时、分、秒时间，则按照接收的时、分、秒时间校正定时电路；若没有接收到完整的 3 字节时、分、秒时间，则不作校正。最后将接收数据记录数清零。同母钟一样，各中断不允许嵌套，INT1 中断优先级设为最高。因各部分程序较简单，在此省略程序流程图。

利用此种方法设计的一种子母钟时间系统，在教学楼内已连续工作一年多，时间仍分秒不差，各子钟保持同步显示。

参考文献

1 李泉溪. 自动对时微机控制打铃系统. 电子技术，1996，2(2)：7

2 陈叶毅，黄成军. 实时时钟/日历芯片 MC146818 及其应用. 电子技术，1991，18(8)：56

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 3 期

7.11 光电式脉搏传感器及由其组成的血压测量仪

黑龙江大学 李秀农 汪国强

一、引 言

血压在生物医学测量中是一种常用而重要的指标。世界上出现比较完整的血压测量仪器已有近一百年的历史。近来随着科学技术的发展出现了各种新颖的血压测量仪器，特别是电子血压仪的出现，使血压测量变得非常方便。

我们利用光电式脉搏传感器及压力传感器，检测人手指的血压信号，并利用 8031 单片机进行控制和信号采集，将人体血压和心率等测量值自动显示并打印出来，达到了方便、快捷、准确地测量血压的目的。制成的血压仪样机性能良好，结构简单，有较好的应用和推广价值。

二、传感器结构原理

1. 光电式脉搏传感器

图 7.11-1 是光电式脉搏传感器示意图，它由红外发光二极管和红外光敏三极管构成。发光二极管发出的红外光照射到血管上，部分光经血管反射被光敏三极管接收并转换成电信号送检测电路，测出血流状态。血管不受压力时，血流均匀，反射光也比较均匀，故传感器无脉搏信号输出；当血管受压血液不流动时，传感器也无输出信号；只有当血管受到挤压，血管中的血液断续流动时，反射光也随之变化，这时传感器输出脉搏信号，达到了测量脉搏作用。

2. 压力传感器

图 7.11-2 所示是我们设计的血压传感器(即压力传感器)的结构图。圆形感压膜片固接于铝支架上，膜片采用 0.2 mm 厚的磷青铜材料制成直径 19 mm 圆片。半导体力敏电桥粘贴于膜片的适当位置上，压力 P 由膜片的一侧作用于膜片上(图中箭头所示)，膜片在压力作用下的变形引起力敏电桥产生与压力成比例的应变，使电桥四臂的电阻发生变化，产生与压力成正比的输出电压。

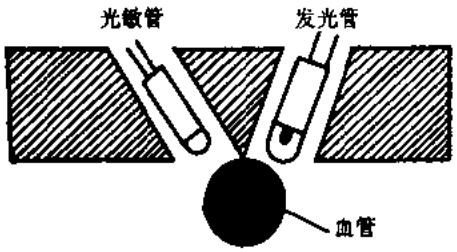


图 7.11-1

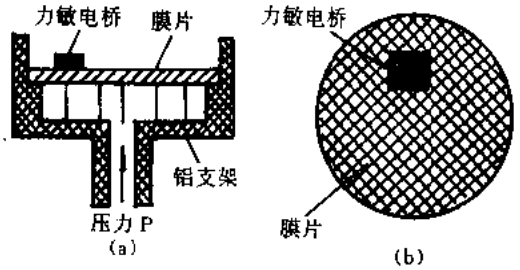


图 7.11-2

把上述光电式脉搏传感器与压力传感器有机地组合起来，在微机的控制下，即能组成一台血压、心率测量仪。

三、血压仪的测量原理

1. 血压仪电路框图

图 7.11-3 是我们设计的血压测量仪(以下简称血压仪)的原理框图。血压仪由套在手指上

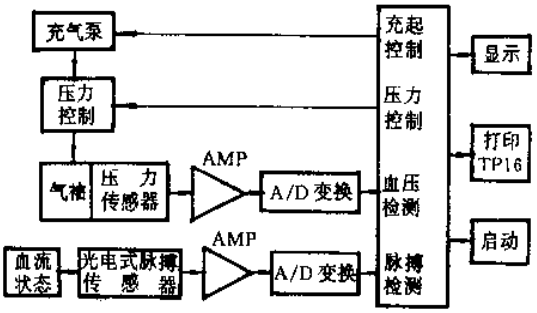


图 7.11-3

的气囊(也称气袖,它由充气泵进行充气)、压力传感器、光电式脉搏传感器及 8031 微机、显示等组成,可以用来测量人的血压和心率。其工作原理是:利用充气泵把气袖充气,使其压力达到 250 mmHg,这时气袖紧压手指上血管,使血液不流动。然后通过压力控制单元,控制气袖中的压力以 2～3mmHg/s 的速率下降。与此同时,压力传感器始终测量气袖中的压力。光电式脉搏传感器对准套于血管上,检测血流状态。当压力大于收缩压时,血液因血管受压迫而停止流动,光电脉搏传感器检测不到脉搏;压力继续下降,当达到收缩压时,血液开始断续流动,脉搏传感器测出脉搏信号,此信号由微机检测到,并显示此时气袖中的压力,它即为收缩压;压力继续下降,当达到舒张压时,由于血管不受压迫,血流均匀,脉搏传感器测出的脉搏信号消失,微机检测到此状态,并对此时气压进行显示,此时气袖中的压力即为舒张压。对脉搏信号进行计数与显示即得到心率指示。整个测量过程如图 7.11-4 所示。最后由 8031 单片机进行处理,显示并打印出收缩压、舒张压、心率等测量结果和测量日期。

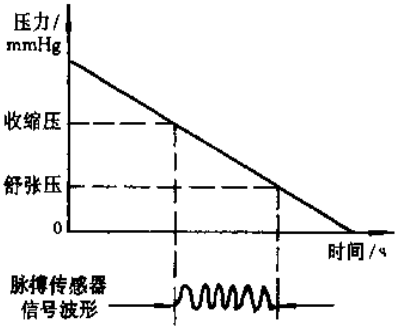


图 7.11-4

2. 血压仪的压力控制

图 7.11-5 是血压仪气路系统示意图。启动血压仪,关闭电磁泄气阀,充气泵给气袖充气。由于充气泵的充气速度比较快,气袖中的气体压力很快达到 250 mmHg,此时停止充气,由微泄气阀以 2～3mmHg/s 的速度泄气,随之测出收缩压、舒张压和心率。当测量结束时,打开电

磁泄气阀，使气袖中的空气迅速放出，完成整个测量过程。

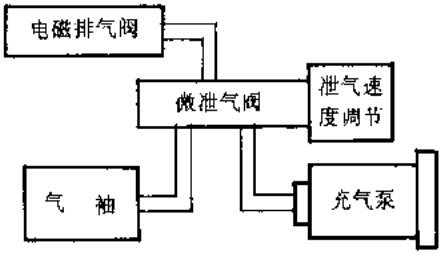


图 7.11-5

四、检测电路原理

1. 脉搏检测电路原理

图 7.11-6 是脉搏传感器的恒流源电路和检测电路。恒流源提供 10 mA 的稳定电流，供脉搏传感器的发光管发光。脉搏放大电路为同相交流放大器，对直流无放大作用，由于反馈电容数值比较小，所以起到了高频滤波的作用。因此只将脉搏信号进行放大，送到微机系统。

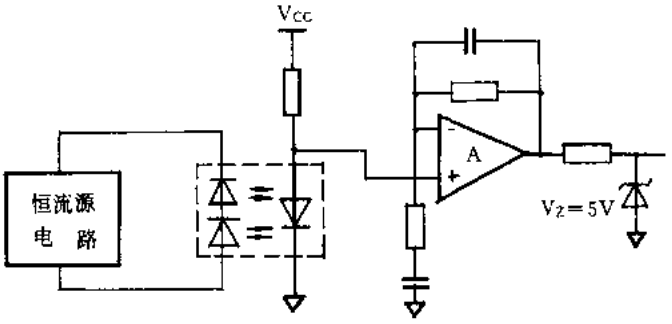


图 7.11-6

2. 力敏电桥及其放大电路

图 7.11-7 是力敏电桥及其放大电路，图中 r_1～r_4是电桥的四个臂，W_0是电桥的调零电位器，ΔU_0是电桥的输出电压。R_1、R_2、R_f、R_f' 和 LM324 组成了电桥的放大电路，U_0是放大电路的

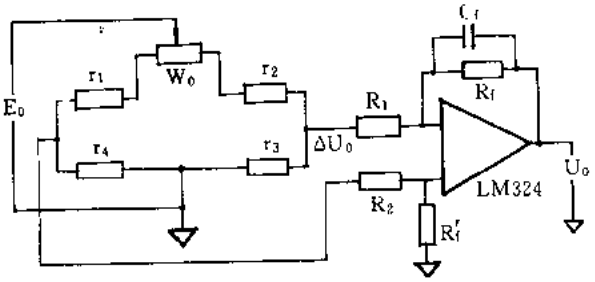


图 7.11-7

输出电压。设力敏电阻的灵敏系数为 K，在小压力情况下(例如测血压时)电桥的输出电压为

$$\Delta U = \frac{3\,KE_0}{8h^2E}(1-\mu^2)\cdot X^2\cdot P \tag{1}$$

式中 μ——膜片材料的泊松系数；

E——膜片材料的杨氏模量；

h——膜片的厚度；

X——膜片中心到力敏电阻的距离；

E_0——激励源电压。

根据运放原理有：

$$U_0 = (1 + \frac{R_f}{R_1})\Delta U \tag{2}$$

U_0经 A/D 后由微机处理，在脉博信号的作用下显示、记录舒张压、收缩压及心率。

五、结束语

此血压仪由气袖和测量仪组成。在使用时，只需将手指插入气袖中并使脉搏传感器对正手指血管，轻轻按动启动按钮，气泵开始充气，压力达到 250 mmHg 时停止充气，随后缓慢放气即可自动测出收缩压、舒张压、心率等数据。测量结束时，显示并打印结果。

本血压仪具有设计简单、使用灵活等特点，与水银式血压计相比排除了测量中人为因素的影响，且可由患者自身使用。故不仅适用于医院，更适合于家庭使用。

参考文献

1 王明时. 医用传感器与人体信息检测. 天津：天津科学技术出版社，1987

2 滕国平，李元密. 血压测量和电子数字血压计. 福州：福建科学技术出版社，1986

3 王云章. 电阻应变式传感器应用技术. 北京：中国计量出版社，1991

4 秦世才，前其敖. 集成运算放大器实用电路. 天津：天津科学技术出版社，1981

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 3 期

7.12 快速准确测心率的单片机系统

合肥工业大学(230009) 薛 方

动脉随心跳的搏动为动脉脉搏。在每分钟内,动脉搏动的次数反映了心脏跳动的次数,常称之为脉率,在医学上常用它表示心率。心率是临床、手术和生理研究中极为重要的生理参数之一。

一、用单片机快速、准确地测定心率

1. 快速、准确测定心率的数学模型

根据下列数学关系式

$$\frac{f_1}{(f_1/n)} = n \tag{1}$$

假定某人的脉率为 n_1次/分,则$(\frac{1}{n_1 \cdot 60 \cdot K})$表示是以秒为单位的 K 个心搏周期的时间间隔,只要将式(1)中的分母变换成 $\frac{60\,K}{n_1} \cdot \frac{f_1}{60\,K}$,就可得到在 K 个心搏周期的时间间隔内测定心率的数学模型,见式(2)

$$f_1 \Big/ (\frac{60\,K}{n_1} \cdot \frac{f_1}{60\,K}) = f_1 \Big/ (\frac{K}{n_1} \cdot f_2) \tag{2}$$

式中 K 为 1,2,…的任意正整数,一般取值为 4~8;K/n_1是以分为时间单位的 K 个心搏周期的时间 0 间隔;$f_2 = f_1/(60\,K)$。

2. 用单片机实现数学模型的功能

用 8031 单片机实现式(2)模型的框图如图 7.12-1 所示。现举例说明:若受试者心率为 80 次/分,要求在 4 个心搏周期即 3 s 内测得此心率值。则可将单片机内计数器 T1 初始化成计

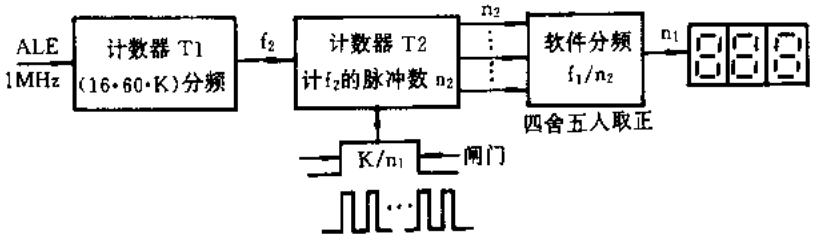


图 7.12-1

数工作方式、操作模式 1,用作 3 840 次(即 16×60×4 = 3 840)分频器,计数器 T1的输入频率采用单片机内部的 ALE 信号,若单片机时钟为 6 MHz 晶振,由 ALE 信号为1 MHz,分频器输出频率为 $10^6/3840 = 260.42$ Hz。若以此作为计数器 T0 的输入频率 f_2,并将 T0 初始化成门控状态、计数工作方式、操作模式 1,以 4 次心搏周期的时间间隔作为其门控的闸门时间,由此,T0 在 3 s 时间内可计数 $n_2 = 3/(1/260.42) = 781$ 个脉冲。再通过双精度无符号数除法

程序，并四舍五入，以实现 f_1/n_2分频。因 $f_1 = 60 \cdot K \cdot f_2 = 60 \times 4 \times 260.42 = 62\ 500$，故可获得心率值 $n_1 = 62\ 500/781 = 80$(次/分)。T1 分频系数中的常数 16 是考虑使 $f_1 = 10^6/16 = 62\ 500 < 2^{16}$而加入的，这样就可用双字节除法程序来实现最后一次分频。

二、前置电路

前置电路的任务是拾取脉搏信号，并经放大、滤波、整形后获得脉搏脉冲，以供单片机配合软件产生计数器 T0 的 GATE 门控信号。其电路如图 7.12-2 所示。电路中 LF353 由±5 V 供电。

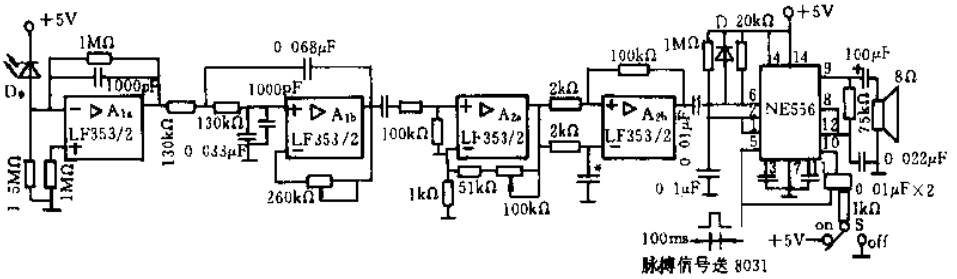


图 7.12-2

血液是高度不透明的液体，光照在一般组织中的穿透性要比在血液中大几十倍，据此特点，本系统采用透射式光电效应手指脉搏传感器来拾取脉搏信号。图 7.12-3 (a)展示出加了反向偏压的光敏二极管，它的反向电流具有随光照强度增加而增加的光电效应特性。在一定光强范围内，光敏二极管的反向电流与光强呈线性关系。图 7.12-3(b)为透射式光电传感器。光源与光敏二极管分别放置在手指端两侧，指端血管的容积和透光度随心搏改变时，将使光电二极管接收到不同的光强，并由此产生的光电流均随之作相应变化。在图 7.12-2 中，输入级的电

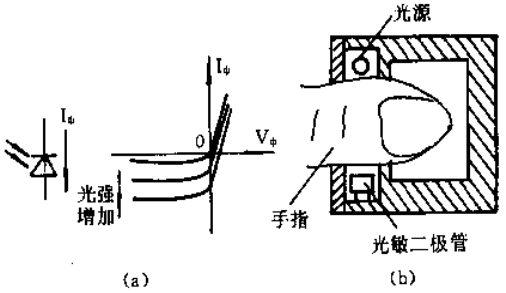


图 7.12-3

阻 R 为光电二极管 D_ϕ的负载，由它将光电信号电流转换为信号电压，其幅度随光照强度的不同而改变。光电二极管可选用暗电流较小的硅光敏二极管，经 A_{1a}光电放大器放大，可输出十几毫伏至几十毫伏的信号，再通过 A_{2a}同相放大，即可将此电压放大至伏量级。放大器都选用 LF353 双集成运放，由于 LF353 采用结型场效应管差放输入级，故它具有输入阻抗高($10^{12}\Omega$)的特点。LF353 的噪声也较低，开环增益和转换速率均较高。由于脉搏信号的频谱主要集中在 20 Hz 以内，故在 A_{1a}之后加一级带宽为 25 Hz 的二阶有源 RC 低通滤波器，以减小 50 Hz 工频干扰。图 7.12-2 中 NE556 为双时基电路，其中一半接成单稳态电路，它与 A_{2b}接成的滞回电压比较器一起构成了整形电路，把脉搏信号整形成脉宽约 0.1 s、摆幅为数字信号电平的脉

搏矩形脉冲，以供单片机计心率用；另一半接成音频多谐振荡器，其复位端脚 10 受单稳态电路输出脉冲的控制，当有脉搏脉冲输出时，音频振荡器发出嘟嘟声。开关 S 是用来手控接通或关断此音响电路的。

三、接口电路

接口电路如图 7.12-4 所示。本系统中 f_1采用 1 MHz/16 = 62 500 Hz，$f_2 = f_1/(60\ K)$，据此，8031 内部计数器 T1 通过软件预置时间常数为$[2^{16}-(16\times 60\ K/2)]$，ALE 信号通过 T1 端输入 P3.5，当 T1 计满溢出中断时，软件使其求反，故 P1.0 输出频率为 f_2脉冲，再将它加至

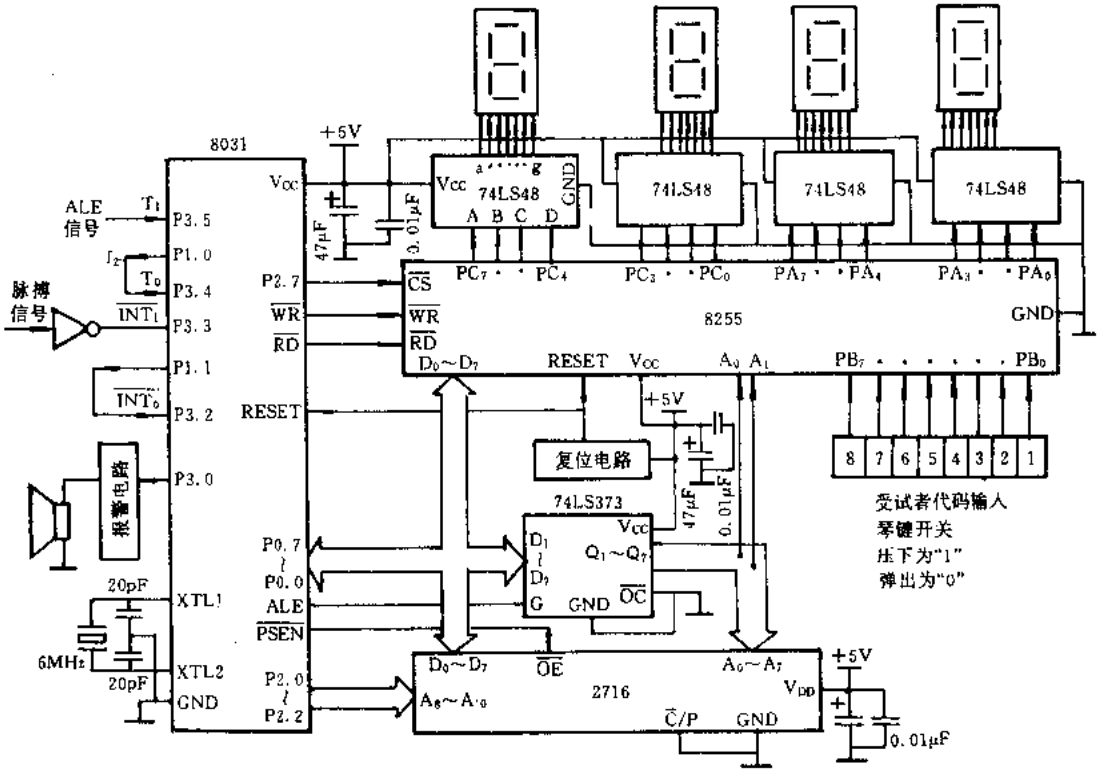


图 7.12-4

T0 端(P3.4)。由前置电路获得的脉搏脉冲经反相后，加至 8031 的外中断 $\overline{INT1}$(P3.3)脚，脉冲来到时，配合$\overline{INT1}$中断服务程序，使 P1.1 输出 K 个心搏周期(脉宽占空比为 $\frac{K}{K+1}$的门控信号)。在本系统中，快测时，K 为 4；慢测时 K 为 6。门控信号再由$\overline{INT0}$(P3.2)输入。另外系统还接有 2 K 字节的程序存储器 2716 和并行接口 8255，PA 口、PC 口作基本输出口，由它们锁存并输出受试者的号码(PC_7～PC_4) 和测得的心率值(三位数，均为 BCD 码)；四片 74LS48 为 BCD 七段码译码器/驱动器；报警电路由 NE555 构成的音频多谐振荡器(与前置电路中的音响电路类同)组成，NE555 的复位端与单片机的 P3.0 脚相连。当超限报警时，P3.0 为高电平，使报警电路工作，平时 P3.0 为低电平，报警电路复位；琴键开关有八个按键，对应八个受试者的代码，某按键被压下时，PB 口对应位为高电平，由它向 8031 输入受试者代码，可连续监测该受试者的心率。系统内还设有测速(快或慢)选择、报警限值(三种)选择开关，供操作者根据需要选用(图中未画出)，它们的状态将由 8031 的 P1 口读入。

四、系统软件

图 7.12-5 展示出系统主程序的部分简要框图。图中 R_0、B 寄存器用来寄存与测速对应的心搏周期数，R_6、R_7 寄存器暂存 f_1值和心率值。当本系统连续监测时，则每隔 K+1 个心搏周期进行监测一次并更新一次心率值。

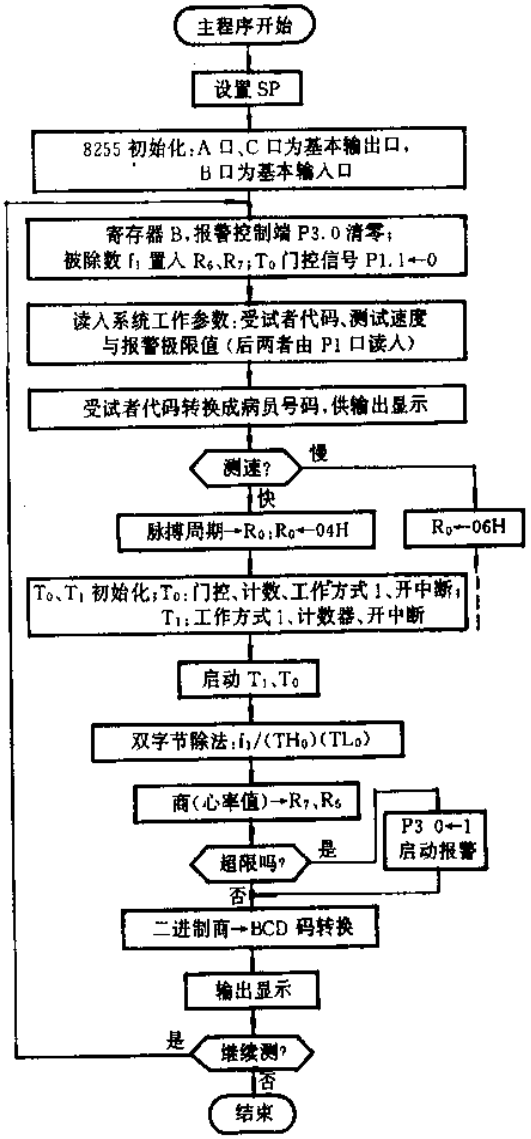
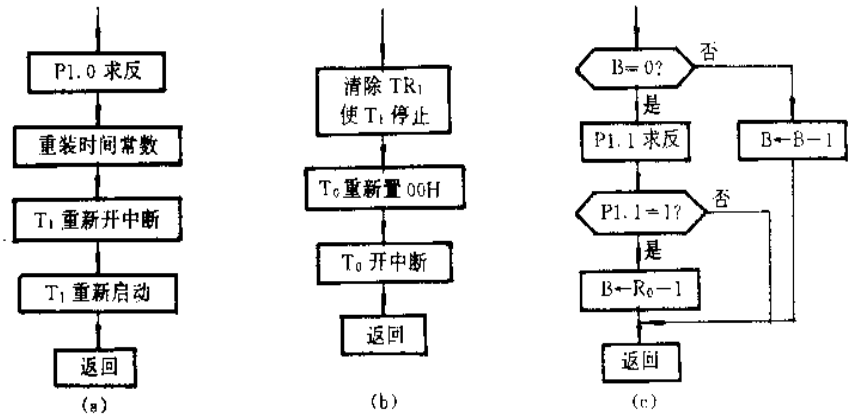


图 7.12-5

T1、T0、$\overline{INT1}$三个中断服务程序框图如图 7.12-6 所示。



(a) T1 中断服务程序框图； (b) T0 中断服务程序框图； (c) $\overline{INT1}$ 中断服务程序框图

图 7.12-6

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 4 期

7.13 80C31单片机可编程电话计费器的研制

杭州电子工业学院计算机科学与技术系(310037)
曾文华 严 义 俞岳军

一、引 言

随着经济的发展,电话已遍布世界各地,进入千家万户。因而,电话的计时、计费,在公用电话亭、饭店、旅馆等一些公共场所就显得十分重要。为此,我们研制了一种价格低廉、性能优越的可编程电话计费器。该电话计费器采用80C31单片机控制,可实现国际长途电话(IDD)、国内长途电话(DDD)、市内电话、农村电话、本地网电话及特殊服务电话(如移动电话、168等)等的自动计时、计费,能适用于脉冲和双音频电话机。计费器可同时进行双路计费(即一只计费器用于二只电话机的计费),并具有停电能继续工作8小时以上的功能(利用计费器内的充电干电池)。本文介绍该电话计费器的硬件电路和监控程序的设计方法。

二、可编程电话计费器的硬件电路设计

图7.13-1为可编程电话计费器主控部分的硬件电路原理图。计费器采用80C31单片机控制(由于要求该计费器具有停电继续工作的功能,停电后计费器由机箱内4节1号干电池供电,因此在计费器的硬件电路中,我们尽可能选用低功耗的CMOS芯片,包括80C31单片机及其它芯片);程序存储器为27C256 (32KB EPROM),最大可用来存放32 KB的监控程序;数据存储器为62256(32KB SRAM),外部数据存储器用于存放电话的费率、话单及一些临时数据。计费器设有6个功能键,键盘的行输出采用一片74HC374实现,键盘的列输入由80C31的P3.5完成。计费器的显示采用点阵式LCD (该LCD能显示2×20个字符,每个字符的点阵为5×7),LCD的接口直接通过80C31的P1口完成。计费器的串行口(RS—232C)由80C31的P3.0(TxD)、P3.1(RxD)经电平转换得到,该串行口用于实现计费器与系统机的数据通信。计费器还有一个Centronics并行打印接口,其8位数据输出通过一片74HC374(与键盘的行输出共用一片74HC374)实现,选通信号/STB由80C31的P1.7提供,打印机的忙信号BUSY通过74HC245(2)的D6送到80C31。由于62256中存放着费率、话单等重要数据,因此采用了一个较可靠的RAM断电保护电路,RAM的备用电池选用3 V的Ni-Cd电池。图7.13-1还给出了计费器断电(市电)自动切换到后备干电池继续工作8小时以上的电路,后备电池选用4节1号干电池。计费器平时工作时采用经变换的交流电(市电),断电(市电)后采用干电池工作。

图7.13-2为计费器脉冲/双音频电话信号接口电路原理简图(图中只给出了一路电话信号的接口电路,另一路电话信号的接口电路类似)。脉冲信号经光耦器件TLP521--2(1)隔离后送到74HC245(1),双音频信号则经DTMF译码芯片MC145436(1)后送到74HC245(1)。

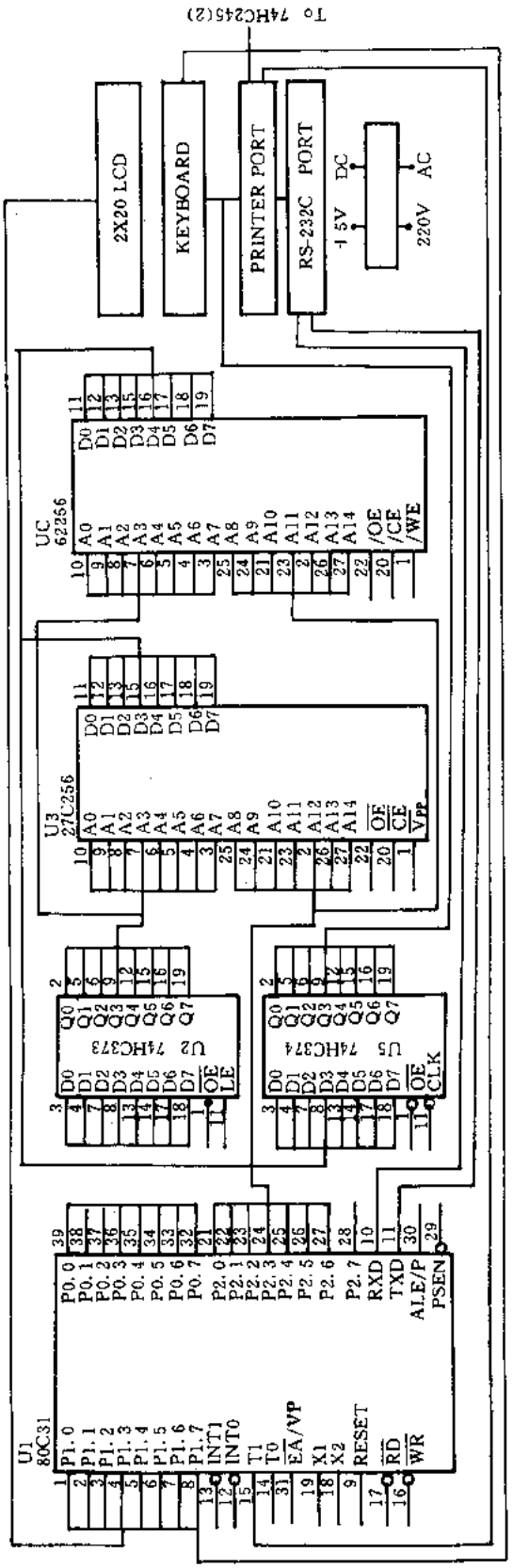


图 7.13-1 计费器主控备份电原理图

图 7.13-2 中的继电器电路则完成电话线断开的功能。

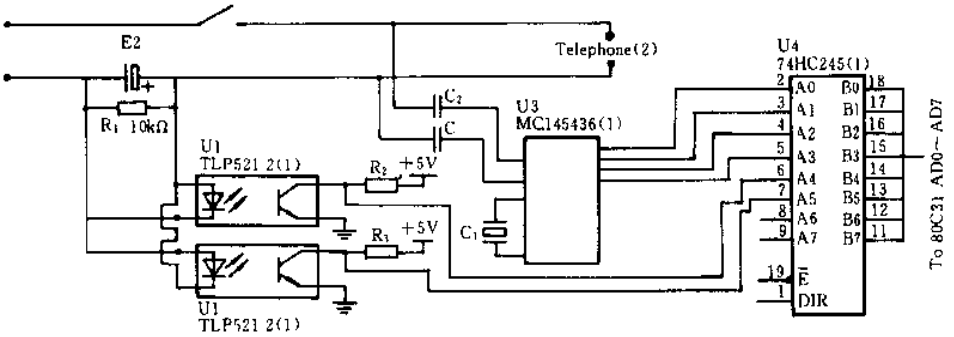


图 7.13-2 计费器电话信号接口电原理图

由于 80C31 单片机的数据存储器地址与 I/O 接口地址共同编程，因此我们设计的地址为：

数据存储器(62256)	0000H～7FFFH
74HC374	8000H(输出)
74HC245(1)	8000H(输入)
74HC245(2)	0C000H(输入)

三、计费器的监控程序

计费器的监控程序应完成如下的功能。

(1) 脉冲/双音频电话拨号信号的读入；

(2) 键盘扫描及键值处理；

(3) LCD 显示；

(4) 话单打印；

(5) 与 PC 微机的通信。

由于脉冲/双音频电话信号具有实时性，因此监控程序的结构采用中断方式。图 7.13-3 给出了监控程序的主程序框图，图 7.13-4 给出了 80C31 T0 定时器 10 ms 定时中断服务程序框图。

电话信号(包括脉冲和双音频)共有 10 种状态，这 10 种状态分别如下。

(1) 状态 0——平时，表示未打电话；

(2) 状态 1——主叫摘机，表示主叫拿起电话；

(3) 状态 2——低电平，表示脉冲电话拨号时的低电平；

(4) 状态 3——高电平，表示脉冲电话拨号时的高电平；

(5) 状态 4——中间，表示脉冲/双音频电话拨号时的中间间隙；

(6) 状态 5——被叫摘机，表示被叫拿起电话；

(7) 状态 6——主叫挂机 1，表示主叫打过电话后，挂起电话；

(8) 状态 7——主叫挂机 2，表示主叫拨号后，但未打过电话，挂机；

(9) 状态 8——主叫挂机 3，表示主叫未拨号后，挂机；

(10) 状态 9——DTMF 拨号，表示双音频电话拨号。

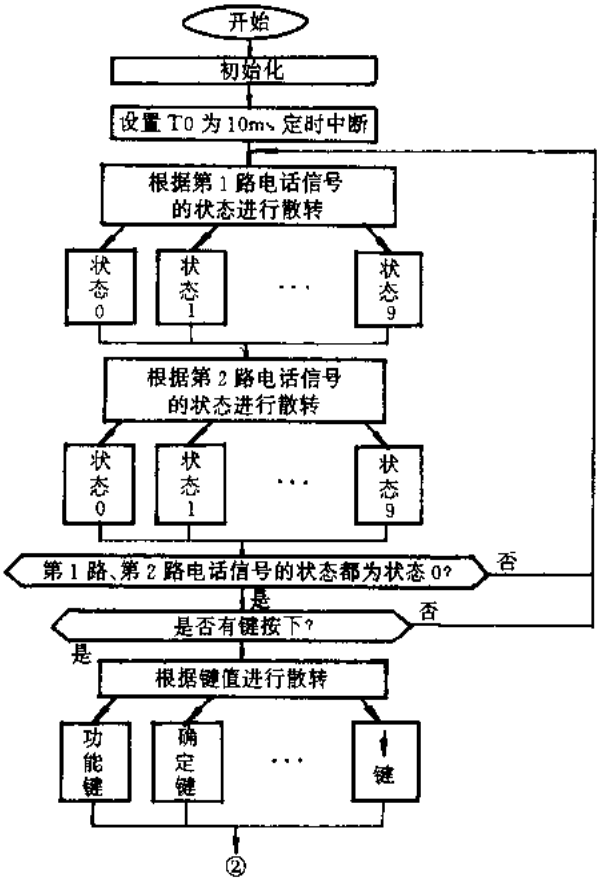


图 7.13 3 计费器监控程序的主程序框图

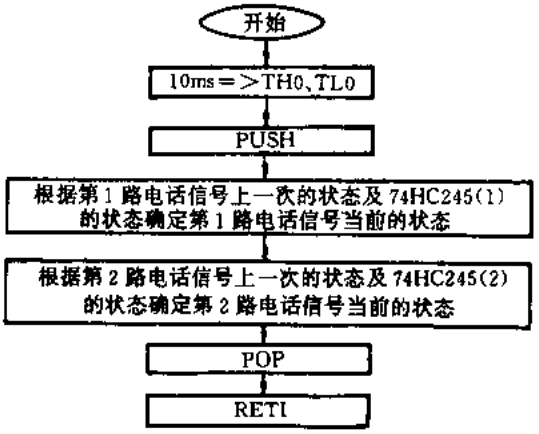


图 7.13-4 T0 定时器 10 ms 定时中断服务程序框图

图 7.13-5 给出了 10 种电话信号状态的走向图。

计费器共设有 6 个按键，这 6 个按键定义如下。

(1) “功能”键；

(2) “确定”键 ；

(3) “←/打印”键 ；

(4) “→”键；

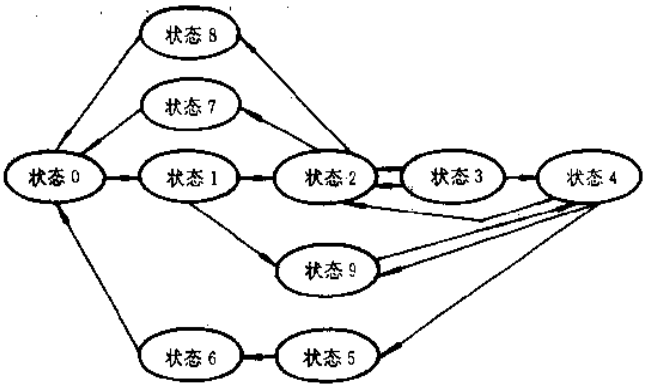


图 7.13-5 10 种电话信号(包括脉冲和双音频)状态的走向图

(5) "↑"键;

(6) "↓"键。

对键盘的扫描是在二路电话都不需要计费时才进行的,若有任一路电话需计费,则停止键盘扫描而转向计费的处理。

计费器的显示部分选用了 2×20 的点阵式 LCD。当计费器有任一路电话在计费时,LCD 上显示的为被叫号码、通话时间及话费。其中,第一行对应第一路电话计费,第二行对应第二路电话计费。此时,LCD 的显示格式如下:

(1) 主叫拨号时,01062752275

(2) 被叫摘机时,010 00:00

(3) 主叫挂机时,010 03 7.24

当计费器的二路电话都不在计费时,LCD 用于显示键盘扫描后的键值处理结果。

6 个键可完成话单查询(计费器最多可保存 2 000 个话单)、话单打印、费率修改、系统时钟修改、全价/半价切换、与 PC 微机通信等功能。

话单打印由"←/打印"键实现,当 LCD 上显示某一话单时,按此键,则在打印机上打印出相应的话单。图 7.13-6 给出了某一话单的打印格式。

流水号:0001 话路:01
被叫号码:01062752275
呼叫时间:15:23:45
通话时间:10 分钟
费率:1.2 元/分钟
话费:12.0 元
手续费:1.0 元
合计:13.0 元
大写:壹拾叁元整
日期:1997 年 1 月 20 日

图 7.13-6 计费器某一话单的打印格式

计费器与 PC 微机通信的目的是将存放在 PC 机磁盘(以数据文件的形式)上的国际长途、国内长途、市话、农话、特服用话等费率表传送到计费器的 62256 SRAM 中。这在费率改变时尤其需要。计费器与 PC 微机的数据通信是通过计费器监控程序中的一段通信程序及 PC 微机上的一个通信程序共同完成的。

四、结束语

本文介绍了我们研制的可编程电话计费器的功能、电原理图、监控程序等内容。该计费器具有功能强、硬件成本低、停电可继续工作 8 小时等优点,可望在各种电话计费部门得到广泛的应用。

参考文献

1 何立民.单片机应用系统设计.北京:北京航空航天大学出版社,1990

2 李华主编.MCS—51 系列单片机实用接口技术.北京:北京航空航天大学出版社,1993

摘自《计算机应用研究》双月刊,1998 年第 4 期

第八章

文 章 摘 要

一、单片机综合应用技术

1.1 INTEL80C198 微控制器

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 1 期

本文详细介绍了 INTEL80C198 微控制器特点,新增加的指令,易忽视的问题及提高可靠性的方法。

1.2 PHILIPS 16 位单片机 80C51XA 特性及应用

摘自《电测与仪表》月刊,1998 年第 7 期

本文简叙了 80C51XA 的基本特点与功能,对 XA—G3 的特殊引脚 T2EX、TIBUSW、$\overline{EA}$/WAIT/V_{PP}作了说明。文中举出了用 WAIT 线及读写信号实现 VXJ 总线应答功能、陷阱中断支持特殊请求等应用实例。

1.3 一种新颖的 MCU

摘自《微型机与应用》月刊,1998 年第 4 期

本文介绍了 TI 公司推出的 8 位单片机 TMS370,该 MCU 内部有一个基于双口 RAM 的捕获与控制定时器 PACT(Programmable Acquisition and Control Timer)。文中叙述了 TMS370CX3X 的结构框图、双口 RAM 分配图、PACT 结构和工作原理以及 PACT 的控制命令。

1.4 MSP430 系列芯片简要介绍

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 7 期

MSP430 是 TI 公司新近推出的带液晶驱动器、WDT 模数转换器的低功耗单片机。本文介绍了 MSP430 的功能特性、系统关键特性、WDT 以及低电压、低功耗运行模式和编程实例。

1.5 8 脚单片机 PIC12C5XX 的性能特点及应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 2 期

本文介绍了美国 Microchip 公司 8 脚 8 位单片机 PIC12C508 和 PIC12C509 的性能特点、工作原理、I/O 口工作模式、时钟/指令时序、定时器工作模式、堆栈、振荡电路、复位、WDT 等。文中还提出了一些使用时应注意的问题。

1.6 PIC12C5XX 系列 8 引脚 8 位微控制器

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 5 期

本文介绍了 PIC12C5XX 的基本性能、管脚功能、PIC12C508/509 的内部结构、CPU 时序、数据存储器、特殊功能寄存器、工作寄存器、堆栈、编程写入方法等。

1.7 新型单片机 AT89S8252 及其应用

摘自《电脑学习》双月刊，1998 年第 6 期

AT89S8252 是 ATMEL 推出的与 80C51 兼容的新型 8 位机，具有可下载的 8K Flash ROM、2K 在片 E^2PROM、双数据指针、SPI 串行口下载编程接口。文中叙述了 AT89C8252 的主要技术特性以及在称重仪表中的典型应用实例。

1.8 嵌入式计算机技术及其应用

摘自《计算机工程》双月刊，1998 年第 10 期

本文详细分析了嵌入式计算机的应用环境、对象、特点，提出了嵌入式计算机的十大特性，论述了嵌入式计算机技术及其发展趋势。

1.9 单片机系统的优化设计与实现

摘自《自动化仪表》月刊，1998 年第 7 期

本文分析了单片机应用系统出现的新趋势，提出了应用系统优化设计的目标与原则、最小系统的优化设计、串行扩展设计、现场多机通信方案以及优化系统设计举例。

1.10 PIC 单片机应用系统的低功耗设计

摘自《测控技术》双月刊，1998 年第 6 期

本文针对 PIC 系列单片机应用系统设计，介绍了降低电流消耗的一些设计技术，并给出了一个采用电池供电的温度测量系统设计实例。

1.11 ST62XX 单片机的 AR 定时器及其应用

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 6 期

ST62XX 是 SGS-THOMSON 公司生产的单片机，部分型号中带有 AR 定时器(Auto-Reload Timer)。本文详细介绍了 AR 定时器自动重装、输入捕捉、输出比较等功能在频率测量、单信号周期测量、脉冲信号产生、蜂鸣器驱动等功能中的应用。

1.12 一种彩电专用单片机的结构特点和接口电路分析

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 6 期

本文介绍了 Philips 公司的一种遥控彩色电视机专用单片机 PCA84C640。文中叙述了 PCA84C640 的内部结构、外围接口设计与分析、彩电专用接口设计等。文尾还介绍了彩色电视机专用单片机的发展趋势。

1.13 80C196KC 单片机高速输入通道的中断特点

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 6 期

高速输入通道(HSI)无须 CPU 干预即可监视外部事件并可记录外部事件发生时间。本文介绍了 80C196KC 的 HSI 在电力智能变送器中的应用。文中叙述了 80C196KC HSI 的工作原理及分辨率、HSI 的中断控制特点及应用程序实例。

1.14 用 Intel 8098 产生双边调制的 SPWM 波

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 1 期

本文介绍了用 8098 高速 I/O 口直接产生双边调制 SPWM 波的方法。文中详细介绍了 SPWM 波计算公式、8098 高速输出口特性、三相双边缘调制 SPWM 波形分析、程序流程,并介绍了实际运用结果。

1.15 单片机系统扩展存储容量的几种新方法

摘自《电子测量技术》季刊,1998 年第 1 期

本文介绍了单片机应用系统的几种存储器容量(保持程序存储器)的扩展方法。文中叙述了程序、数据共享存储器的设计方法、用 I/O 口扩展存储器的方法、用地址译码器扩展数据存储器以及地址数据复合法扩展存储器的方法。

1.16 外部存储器超过单片机寻址空间的一种扩展方法

摘自《无线电工程》双月刊,1998 年第 4 期

本文以 Intel 80C196KB 为例,介绍了超过单片机 CPU 寻址空间外部程序存储器和数据存储器的一种扩展方法。文中介绍了硬件方案和软件设计中必须考虑的一些问题。

1.17 AT89C2051 扩展外存的一种方法

摘自《微型机与应用》月刊,1998 年第 2 期

本文介绍了 89C2051 扩展 E^2PROM 24LCXX 的接口技术。文中重点介绍了 24LCXX 的工作原理、读写操作以及 89C2051 与 24LC01 的连接电路和读写子程序清单。

1.18 8098 A/D 转换接口在使用中应注意的问题

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 6 期

本文介绍了 8098 A/D 转换接口应用中的参考电压选择、接地处理、工作区段选择以及高于 10 位精度的 A/D 转换等问题。

1.19 MCS－51 单片机串行口的一种复用

摘自《微计算机信息》双月刊,1998 年第 4 期

MCS－51 串行口是十分有用的功能单元、除完成 UART 通信任务外,还可作移位寄存功能,本文介绍了串行口在实现多路复用时应注意的基本问题以及多路复用的实现方法。文中详细介绍了串行口用于通信、LED 显示控制的复用实例的硬件设计和软件编制。

1.20 DS80C320 单片机双串行口的使用

摘自《微计算机信息》双月刊,1998 年第 3 期

DS80C320 与 MCS－51 兼容,但具有两个 UART 串行口、且有掉电中断及 WDT 功能。本文在对上述硬件功能介绍的基础上,给出了对这些功能进行测试的 C 语言程序清单。

1.21 基于串行口的一种中断源扩展电路

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第3期

本文介绍了一个利用8031串行口扩展8个中断源的方法，该方法中串行口工作在方式0，外部电路由优先编码器4532和并入串出移位寄存器构成。文中给出了中断源扩展电路、中断时序以及中断服务程序清单。

1.22 一种新的单片机端口复用方法

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第11期

本文介绍了通常解决I/O口短缺矛盾的方法，重点介绍了8031单片机I/O口的复用方法。以电子计价器的单片机系统为例，介绍了按钮接口、LCD显示接口、车轮脉冲和启动开关的端口复用设计及复用中防止冲突的方法。

1.23 MOTOROLA系列单片机简易编程器设计

摘自《电子技术》月刊，1998年第4期

本文介绍了一种实用的MOTOROLA系列单片机的简易编程器，该编程器和PC机采用串行通信方式，可完成目标代码的固化，也可利用单片机自身的引导方式将固化在外部EPROM中的程序复制到单片机片内EPROM或OTPROM中。文中介绍了编程器的硬件电路、软件设计和通信软件设计。

1.24 单片机MC68HC05L11的开发与应用

摘自《电子技术》月刊，1998年第3期

68HC05L11是总线可扩展型单片机，内存可扩展到1MB(大模式可扩大到8MB)。本文介绍了68HC05L11的性能与开发方法、MCU与LCD并行或串行的驱动方式，以及MCU与LCD驱动器间的数据传输。

1.25 MCS－96单片机软件开发的C语言实现

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第1期

C语言是单片机高级语言程序设计的普遍取向。作为一种函数语言，C96提供了大量的库函数，与ANSIC基本兼容，对于掌握C语言的人应用C96会得心应手。

本文介绍了C96的功能、特点以及用C96编程需注意的一些问题。

1.26 单片机开发装置一种常见浮点子程序库错误

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第2期

本文讨论了SICE和DVCC系列仿真器利用高级语言MBASIC和CBASIC进行编译或调用浮点子程序，当中间结果为零时，由于格式不一致而导致结果混乱的现象。文中详细分析了FD-ASM51浮点子程序库中的错误，提出了纠正错误的方法。

1.27 用浮空电源的单片机应用系统开发方法

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第11期

通常采用浮空电源的单片机系统无法通过PC机和仿真器实现在线仿真开发。本文介绍了一种在目标系统使用浮空电源，并由开发系统使用浮空电源供电时，仍可使用基于PC机组成的仿真器进行在线仿真开发方法。

1.28 单片机中浮点数至BCD码的一种算法

摘自《电子与仪表》双月刊，1998年第5期

本文介绍了一种在MCS51单片机中浮点数至多位十进制BCD码(带小数点)的算法，并对可能产生的误差进行了分析计算。此算法可用于单片机应用系统中的数据显示计算。文中叙述了浮点数原理、浮点至BCD码的算法流程以及算法误差。

1.29 MCS－51单片机实现的快速浮点多字节BCD乘除运算

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第2期

本文在标准浮点BCD运算编程方法、标准BCD运算的分析基础上，提出采用4bit为一操作单位的方法来改进BCD码乘除运算方法，使之运算速度大大提高。

1.30 微机并行口的几种模式与应用

摘自《自动化与仪器仪表》双月刊，1998年第5期

随微机档次的不断提高，微机并行口发生了很大变化，由原来只能打印发展到可以在微机与外设间实现快速通信及数据交换。本文介绍了除标准并行口的PS/2并行口、增强并行口(EPP)和扩展并行口(ECP)的逻辑界面、连接方式、控制寄存器、时序及应用模式。

1.31 可编程逻辑器件的工作方式研究

摘自《微电子技术和应用》季刊，1998年第2期

在目前广泛使用的GAL16V8/GAL20V8中都有8个输出逻辑宏单元(OLMC)，OLMC的工作方式保证了电路功能符合用户设计要求。本文详细介绍了OLMC的各种工作方式，指出：只有正确理解和掌握GAL芯片的工作方式及使用规则才能编写出正确的源程序，才能达到设计要求。

1.32 微机保护中的单片机实时多任务编程

摘自《电子与自动化》双月刊，1998年第2期

本文针对目前国内研制的微机保护装置中单片机实时系统不适合实时多任务编程要求，将程序划分为前台、任务和后台三层，采用这种软件模式，可有效地利用单片机软件资源，实现多任务不同层次的实时处理。文章通过微型机的发电机接地保护为例，详细分析通过堆栈操作实现单片机实时多任务编程方法。

1.33 数据转换器发展近况

摘自《微电子学》双月刊,1998年第4期

本文扼要地介绍了ADC和DAC的市场规模、产品种类、典型电路设计技术和工艺技术,展望了国内外数据转换器技术和产品发展动态。文章指出,16位100～200MHz及8～10位10GHz的高性能ADC是重点发展目标。

1.34 发展我国数据转换电路的几点建议

摘自《微电子学》双月刊,1998年第4期

本文指出了国外数据转换电路向高性能、单电源、低电压、低功耗、单片化、微机兼容、混合信号处理、单一CMOS工艺以及Rail－to－Rail的发展趋势,提出了发展我国数据转换电路的一些建议。

1.35 关于A/D与D/A转换器发展动向的一些思考

摘自《微电子学》双月刊,1998年第4期

本文概述了ADC、DAC的发展动向,分析了它在模拟集成电路中的地位,提出了ADC、DAC的主流产品、主流技术,在此基础上阐述了我国ADC、DAC的发展概况,最后提出了发展我国ADC、DAC的建议。

1.36 时序逻辑电路中若干问题的探讨

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第1期

本文作者根据数字逻辑电路设计的经验,对时序逻辑电路中的一些概念和方法问题提出了一些看法,并举例进行详细讨论。如完全/不完全确定时序逻辑函数和完全/不完全确定时序逻辑电路以及同步时序逻辑电路和脉冲异步时序逻辑电路设计等问题。

1.37 如何正确选择FPGA器件

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第2期

本文介绍了FPGA的发展现状及相应设计软件的市场调研结果,给出了器件选用的通用准则,文中列举了一些FPGA供应商及其产品,设计软件的厂家软件名目的功能及支持平台。

1.38 采用PSD312实现的多CPU数据共享系统

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第2期

本文介绍了以80C31为CPU并采用可编程外围扩展器件PSD312实现的多CPU数据共享系统。文中详细介绍了PSD系列可编程系统器件,其共享存储区逻辑结构与物理结构,并给出了3片80C31扩展PSD312共享8K RAM的数据共享系统原理图。

1.39 CMOS集成电路功能测试方法及实现

摘自《电子测量技术》季刊,1998年第1期

本文根据CMOS集成电路特点,阐述了利用PC机进行CMOS集成电路功能测试、逻辑

仿真及其系统实现方法。文中介绍的方法，可对各种通用、专用CMOS数字集成电路芯片及其应用电路进行电路功能测试及逻辑仿真。

1.40 贴片式模拟开关

摘自《电子世界》月刊，1998年第9期

本文介绍了五种新型贴片式模拟开关，半导体工艺不同，性能各异。其中砷化镓材料制成的单刀双掷模拟开关SW－239传输频率可达2.5 GHz，功耗50 μW，开关速度达ns级。文中叙述了五种模拟开关特性并给了一些应用实例。

1.41 模拟开关型触摸开关电路

摘自《电子与自动化》双月刊，1998年第2期

本文介绍了几种带发光二极管LED显示的触模式开关电路，它解决了目前触模式开关无视觉反馈功能的缺点。

1.42 一种高性能的DDS芯片——AD9850

摘自《集成电路应用》双月刊，1998年第2期

本文介绍的DDS芯片时钟速度为125 MHz，片内带10位DAC、32位频率控制字、具有相位调制功能、并行或串行输入接口。文中叙述了AD9850的功能描述、结构框图、引脚及功能、工作原理及一些应用实例。

1.43 用MAX264构成椭圆函数滤波器的设计

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第2期

本文在概述MAX264结构原理的基础上，给出了用MAX264构成椭圆函数滤波器的设计方法，并举出了一个设计带通椭圆函数滤波器的设计实例。

1.44 高速数字可编程延时器SY100E195及其应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第12期

SY100E195是美国SYNERGY生产的可编程延时芯片，延时分辨率为20 ps，延时范围大于2.0 ns，可为差分ECL瞬变输入提供多种延时选择，同时也提供了灵活的延时控制方式和简便的多片级联方式为非常精确的系统时钟定时提供了可能。本文详细介绍了SY100E195的性能、特点、引脚功能及单片、多片级联的工作原理和应用实例。

1.45 如何选择非易失性SRAM

摘自《电子技术》月刊，1998年第10期

为了解决SRAM的数据保护问题，国内外许多家公司推出了完全可代替SRAM的NVSRAM系列产品，如何在众多的NVSRAM产品中选择质优价廉的产品是读者所关心的问题。本文根据保护数据的可靠性、保护电压、使用温度、访问速度、功耗及使用寿命、价格等因素讨论了选择非易失性SRAM的原则。

1.46 快闪存储器特性及应用现状

摘自《微电子技术和应用》季利，1998年第3、4期

本文介绍了快闪存储器的特性，对EPROM、EEPROM及快闪存储器进行了特性对比，列出了目前具有代表性的闪存产品厂家及代表性产品，论述了其应用现状。

1.47 串行Flash存储器及其应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第2期

本文介绍了串行Flash存储器的特点和应用方法，文中具体介绍了NM29A040(4Mbit)、NM29A080的基本技术性能、指令集的指令及操作以及接口电路和应用实例。

1.48 闪速存储器AT29CXXX及其在高速处理系统中的应用

摘自《电子技术》月刊，1998年第7期

本文以AT29C256为例介绍了该类存储器的结构、特点、编程方法以及在高速处理器系统中应用等问题。文中叙述了AT29C256的使用方法，如读、字节装入、编程、数据轮询、数据保护、芯片延寿等。

1.49 Flash存储器及其与微处理器的接口设计

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第6期

本文以ADM公司的Flash ROM AM29F016B为例介绍了Flash存储器原理与操作，并叙述了FlashROM与微控制器的接口设计方法。

1.50 EEPROM器件X25F×××系列的应用

摘自《电测与仪表》月刊，1998年第9期

X25F×××是带SPI接口的串行快擦写E^2PROM器件。本文介绍了X25F×××的特性、封装、引脚功能、操作原理、时序、编程、编程保护，文中还给出了89C51和X25F064通过UART的接口方法。

1.51 24系列串行EEPROM的正确选用

摘自《电子技术》月刊，1998年第2期

目前24系列串行EEPROM主要由ATMEL、MICROCHIP、XICRO、NATIONAL等几家公司提供。本文介绍了24系列EEPROM的常用型号及结构、容量、引脚定义、电源电路，为用户正确选用提供了方便。

1.52 串行E^2PROM及其与89C2051的接口

摘自《自动化与仪器仪表》双月刊，1998年第1期

本文介绍了I^2C总线接口的E^2PROM AT24C16的引脚功能、内部结构、总线特性、与89C2051的接口电路以及相应的读、写子程序清单。

1.53 X84041 的原理及应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 2 期

本文介绍了微处理器接口节省器件(Microport Saver)E^2PROM 的性能、特点和工作原理、读写操作及复位时序。文中还给出了采用 I/O 口实现与 X84041 的$\overline{CE}$、$\overline{OE}$、$\overline{WE}$、I/O 的联接形式及读写操作子程序。

1.54 节省 μP 接口的 E^2PROM 芯片 X84041 及其应用

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 1 期

本文介绍的 X84041 可直接连接到 μP 总线上，并使用标准总线的读写操作，在一根数据线上通信，数据传输率为 3.3 Mbps。文中详细介绍了 X84041 的主要特性、器件的应用原理，如数据定时、复位时序、读时序、写时序以及实际应用电路和用 PLM 语言编写的读写程序清单。

1.55 串行 E^2PROM 与 87C51 单片机接口技术的实现

摘自《微小型机开发与应用》双月刊，1998 年第 1 期

本文介绍了具有 I^2C 总线接口的 E^2PROM AT24C02 与 87C51 的接口设计，并根据 I^2C 总线的数据传输格式及时序规定用软件模拟方法实现对 AT24C02 的读、写操作。文中给出了 AT24C02 的数据转输格式和读、写操作的程序清单。

1.56 AT24C0X 串行 E^2PROM 接口程序设计

摘自《微小型机开发与应用》双月刊，1998 年第 2 期

本文介绍了 AT24C0X 系列的接口程序实例，文中叙述了 AT24C0X 的基本操作流程和 5 个 I/O 函数。

1.57 单片机与动态 RAM 的一种接口

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 9 期

本文介绍的单片机与动态 RAM 接口电路只在外部增加少许器件即可实现 DRAM 地址信号分时传递，并全部采用软件进行刷新，适用于等时间间隔采样数据的系统中。文中给出了系统硬件连接电路，叙述了 DRAM 的工作原理、读写时序以及一个数据采集系统的应用实例。

1.58 小扇区可擦写存储器在 IC 卡收费机中的应用

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 7 期

本文分析了小扇区可擦写存储器 Flash AT29C010A 的特性，通过在 IC 卡收费机中的应用，介绍其使用方法。由于 AT29C010A 中每次需要写 128 个字节，采用日历时钟内部掉电保护 RAM 作为收费数据暂存区可克服上述缺点。文中叙述了 AT29C010A 的特点、编程原理、接口电路以及收费机电路中对 AT29C010A 编程方法。

1.59 单片机与标准微机键盘的简单接口方法

摘自《微小型机开发与应用》双月刊，1998年第3期

本文介绍了单片机与计算机键盘的简单接口方法；键盘的KBCIK/KBDATA与8031的TXD/RXD相连。文中给出了单片机控制键盘的主程序及串口中断服务程序框图。

1.60 36键键盘矩阵接法程序设计

摘自《电子技术》月刊，1998年第8期

本文介绍了在MCS－51单片机中通过P3口中的$\overline{INT0}$、$\overline{INT1}$、T0、T1和P1口组成的36个矩阵式键盘，并在键盘程序中采用了T0工作的方式1定时中断服务方式。文中给出了键盘的中断服务程序清单。

1.61 键盘/显示管理芯片8279应用技巧

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第2期

本文在简介8279结构原理、典型应用电路的基础上，介绍了8279的一些应用技巧，如SHIFT信号的合理使用、连动键的实现、与8031复位时序的协调。

1.62 组合式键盘LED显示器接口电路

摘自《仪表技术》双月刊，1998年第4期

本文介绍的组合式键盘、显示器设计方案利用键盘处理电路MM74C992和LED串行显示驱动器MAX7219来代替8279。文中详细叙述了MM74C992和MAX7219的性能、引脚功能、键盘及其扩展电路以及组合键盘显示器接口电路和用PL/M－96设计的源程序。

1.63 用于计数表头的ICM7224/ICM7225集成电路

摘自《电子技术》月刊，1998年第2期

ICM7224/ICM7225是四位半高速十进制加法计数、译码、驱动的集成电路。ICM7224驱动七段液晶数码显示，ICM7225驱动七段共阳极LED数据显示。本文介绍了7224/7225的封装、引脚功能、典型计数显示应用电路、计数器级连方法和一个实用袖珍计数器电路。

1.64 利用MAX7219驱动LED显示器

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第3期

MAX7219是典型的三线串行接口，可驱动8位共阴极七段LED数码管。本文介绍了MAX7219的基本特性、工作原理与寄存器、状态控制寄存器。文中给出了一个显示年、月、日、时、分、秒的LED显示电路以及用PL/M96语言设计的一个演示程序。

1.65 集LED驱动与定时计数于一体的中规模集成电路ICM7216D

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第5期

ICM7216是美国HARRIS公司生产的产品，内部具有十进制计数单元、数据锁存器、七段LED译码/驱动器及小数点位置自动选择单元，在频率测量中得到广泛应用。本文介绍了

ICM7216D 的性能特点、引脚及功能，以及构成频率计的实际应用电路。

1.66 用 MC14499 译码驱动器实现四位半显示的方法

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 1 期

本文介绍了 MC14499 的管脚图、LED 显示原理，并给出了 I/O 口和串行口控制的两种接口方法和软件设计技术。

1.67 串行显示驱动器件 MC14499 在 AT89C2051 单片机系统中的应用

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 5 期

MC14499 是串行接口的 4 位八段 LED 显示控制驱动器，串行 BCD 码输入、十进制码输出。本文介绍了 MC14499 的封装、引脚功能、基本原理，给出了 MC14499 与 AT89C2051 的接口电路、显示驱动程序设计和 I/O 口方式与串行口方式驱动的显示子程序清单。

1.68 串行 LED 显示驱动器 MC14489

摘自《自动化仪表》月刊，1998 年第 9 期

MC14489 可驱动五位共阴极 LED 数码管或多达 25 只发光管，片内译码器可输出 7 段数码 0～9、十六进制数 A～F 以及 15 个字母或符号。文中介绍了 MC14489 的管脚功能、控制时序、与 80C31 的接口方式以及应用实例和程序清单。

1.69 串行显示驱动器 MC14489 在紧凑型单片机系统中的应用

摘自《中国仪器仪表》双月刊，1998 年第 1 期

本文介绍了 MC14489 的工作原理、引脚功能、显示数据格式以及与 AT89C2051 的 I/O 口、串行口的接口方式和相应的显示驱动程序。

1.70 μPD7225 可编程 LCD 驱动器及其应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 7 期

μPD7225 为串行接口的段式 LCD 驱动器，具有 4 个背极和 32 个段极。本文介绍了 μPD7225 的性能、引脚功能、驱动方式与原理、内部框图与指令系统以及在 89C51 系统中的接口技术与应用程序清单。

1.71 图形点阵液晶模块与单片机的几种实用接口

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 11 期

本文以 TM10032 型 LCD 模块为例，介绍了 80C31 单片机与图形点阵式液晶模块的三种接口电路，即利用 P1、P3 口的 I/O 口方式、预置读写类型的总线连接以及全总线的连接方式。文中给出了接口电路图和子程序清单。

1.72 点阵液晶显示器与 8098 单片机的接口及其显示的驱动

摘自《自动化仪表》月刊，1998 年第 7 期

本文介绍的液晶显示模块为 MGLS－12032A，内藏控制器为 SED1520。文中介绍了

MGLS－12032A 的结构及接口标准、8098 与 MGLS－12032A 的硬件接口以及液晶显示驱动的时序、命令及应用程序清单。

1.73 点阵图形液晶显示器模块 HG25501 的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 4 期

HG25501 是韩国现代公司生产的 256×128 点阵图形液晶显示模块，内藏控制器为 SED1330。本文介绍了 HG25501 与 MCS－51 系列单片机的接口、SED1330 指令集以及 MCS－51 单片机对 HG25501 的编程实例。

1.74 点阵图形液晶显示模块 HG25501 的编程

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 9 期

HG25501 液晶显示模块是采用 SED1330 控制器构成的模块。本文介绍了 HG25501 的 ASCII 码字符显示、汉字显示、画点显示等子程序的编程方法及相应的子程序清单。文尾还给出了 16 点阵汉字字模点阵的提取程序。

1.75 DMF5001 点阵式液晶显示器数据、汉字及曲线的显示方法设计

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 5 期

东芝公司生产的 DMF5001 点阵式液晶显示器点阵数的 160 列乘 128 行，每屏可显示 8×8 点阵字符为 20×16＝320 个，在图形方式下可显示 16×16 点阵的汉字 10×8＝80 个，还可显示各种图形、曲线。本文详细介绍了 DMF5001 的性能、8031 接口方式以及初始化、数字、汉字、光标、曲线显示的程序清单。

1.76 具有 I^2C 总线接口的 LCD 驱动器 PCF8577C

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 9 期

PCF8577C 为带 I^2C 总线接口的段式 LCD 驱动器，可静态驱动 32 段双极方式驱动 64 段 LCD。本文介绍了 8577C 的主要性能、引脚功能、编程控制、总线操作以及在静态或双极动态驱动下的应用电路设计。

1.77 LCD 上多点阵中英文字符串的存储与显示技术

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 9 期

本文以点阵式液晶 MGLS12864 为代表介绍如何利用单片机实现显示大小从 4×8、8×16、16×16、24×24 到 48×48，包括黑、宋、楷及仿宋体的各种中英文字字符。文中叙述了各种中英文的编码与存储方式，介绍了一种新型字库结构，并给出了在 LCD 上显示各种点阵字符串的 PL/M 程序。

1.78 液晶显示器汉字显示

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 10 期

本文讨论了用 EDM12864A 液晶显示模块显示汉字的具体实现方法，并就汉字显示过程中，如何实现换行和逐屏显示作了详细说明。文中介绍了 EDM12864A 的基本性能及工作原

理、EDM12864A 与 51 系列单片机的接口以及汉字显示及多个汉字显示的软件流程。

1.79 单片机在 LED 显示屏中的应用

摘自《电子与自动化》双月刊，1998 年第 4 期

本文介绍了一种能显示 32 个 16×16 点阵汉字的 LED 显示屏单片机控制系统。该系统由 8031 和行、列驱动控制电路构成，通过串行口和 PC 机相连。文中给出了硬件系统电路、叙述了系统行、列驱动电路原理及系统的软件设计。

1.80 AT89C2051 扩展 LED 数显的接口电路设计

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 3 期

本文介绍了 AT89C2051 与 5 位 7 段 LED 显示驱动器 MC14489 的接口技术。文中详细叙述了 MC14489 的内部结构、引脚功能、基本工作原理以及 89C2051 与 MC14489 的准双向口和串行口的接口方式。

1.81 利用$\overline{WR}$口线实现 8031 最小应用系统的显示控制

摘自《自动化仪表》月刊，1998 年第 5 期

本文介绍的 LED 动态显示控制只使用了 P0 口和$\overline{WR}$控制线，外部电路有 74LS373 和 ULN2003A 作段驱动，$\overline{WR}$通过加法计数器和 ULN2003A 作位驱动，可实现 10 个显示位的控制。文中给出了显示部分电路、显示控制原理和显示子程序清单。

1.82 单片机串行口动态显示设计

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998 年第 4 期

采用 51 系列单片机的串行口，通过两片 CD4094 可实现 8 位 LED 的动态显示。本文介绍了该动态显示电路、CD4094 逻辑功能、管脚图以及软件设计的动态显示中断服务子程序。

1.83 单片机控制的汉字点阵大屏幕显示

摘自《计算机应用研究》双月刊，1998 年第 2 期

本文介绍的汉字点阵大屏幕显示系统由 8031 单片机构成，它控制 1024 个发光二极管组成点阵屏幕进行汉字显示。驱动部分由阴极驱动管 C1815、阳极驱动管 A1015、一些稳压管以及点阵组成。文中给出了系统电路、控制电路驱动电路图。叙述了硬件工作原理和单片机、微机的软件设计。

1.84 VP－1000 单片语音录放电路

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 3 期

本文介绍的 VP－1000 芯片是台湾技电公司生产的语音录放电路，可即录即放或 EPROM 放音。文中详细介绍了 VP－1000 的封装、引脚功能以及即录即放型和 EPROM 放音型的应用电路图。

1.85 ISD33000系列语音芯片及其特色

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第5期

ISD33000系列28引脚语音录放电路是美国ISD公司采取多级存储技术的新一代产品,语音存储时间可达1～4 min,抗断电,低功耗,可随意改写和删除。本文详细介绍了引脚功能串行外设接口SPI及其传输协议、ISD33000的使用及工作过程以及与其它类型语音芯片的比较。

1.86 语音保密集成电路AK2356及其应用

摘自《电子世界》月刊,1998年第7期

AK2356是专用于电话通信保密的大规模CMOS集成电路,在主频确定的情况下,允许用户通过载频选择开关来选择四种不同的调制解调频率,以实现语言通信保密。本文介绍了AK2356的封装引脚、功能、保密通话原理以及由AK2356构成的通话保密器。

1.87 语音合成系统中的容量储存问题

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第3期

采用LPC技术可以在保持原音质的基础上将语音压缩到1.6～2.5kbps,有效地解决了语音存储容量问题。本文分析了基于LPC技术的语音压缩编码,介绍了TI公司采用LPC技术设计的TSP50C1X语音合成芯片。设计了基于TSP50C10芯片语音合成系统及扩容方法,给出了硬件设计图。

1.88 实现长时间语音录音的DRAM方法

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第4期

本文介绍了采用单片机技术、GAL技术和DRAM进行长时间语音录音的原理和方法,这种方法可用于多功能电话服务器,实现自动答录、门铃转呼、通话记录等功能。文中给出了采用DRAM实现T6668录音的工作原理和录放音电路、DRAM的读写时序及刷新电路设计。

1.89 语音识别TSG410的CPU控制模式

摘自《电子技术》月刊,1998年第4期

TSG410是一种专用的语音识别芯片,与利用DSP芯片设计的语音识别系统相比设计简单、价廉、体积小、使用方便灵活。文中介绍了TSG410的CPU控制模式、控制指令集、CPU控制下的语音识别、语音训练,最后给出了CPU控制模式的应用电路及编程技术。

1.90 数字信号处理器TMS320C25的语音接口设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第5期

TLC32044是TI公司专门为TMS320C25设计的具有完整模数和数模转换的声频模拟接口芯片,可直接接在TMS320C25的串行口上,简化了模拟语音接口设计。本文详细介绍了TMS320C25的串行口、声频模拟接口芯片TLC32044工作原理、TLC32044与TMS320C25的接口电路、通信协议和TLC320344的初始化程序。

1.91 应用ISD语音合成组件实现矿井监测系统的语音播报

摘自《电子技术》月刊,1998年第7期

ISD语音合成组件是便于普通用户直接使用的一种标准语音合成电路,仅需用户送入录音段号即可直接在扬声器上发出连贯的合成语句,电路接口十分简单。本文详细介绍了它的工作原理、应用系统电路、语音录制及语音控制输出方法。

1.92 DS12887实时时钟芯片及其应用

摘自《电子世界》月刊,1998年第2期

DS12887是内含锂电池、石英晶振、SRAM和写保护电路的一个完整的时钟子系统,并行接口24脚封装。本文介绍了DS12887的引脚功能、寄存器、中断、复位、可编程方波输出以及DS12887与8031的接口方式和初始化程序。

1.93 实时时钟DS12887及其在单片机系统中的应用

摘自《集成电路应用》双月刊,1998年第3期

DS12887是Dallas公司推出的非易失性时钟,与MC146818、DS1287管脚兼容,自带断电保护,内部具有非易失性时钟、百年历、可编程中断、方波发生器和114字节的非易失性RAM,断电下运行十年以上不丢数据。文中叙述了DS12887的功能特点、引脚及功能、方波输出控制、控制寄存器以及在8031单片机系统中的接口技术和接口的初始化和时钟中断服务程序。

1.94 实时时钟芯片在MC68360系统中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第7期

本文论述了单片机应用系统中实时时钟的选择考虑。重点介绍了具有内嵌锂电池、晶体的实时时钟DS1216D的结构、基本操作原理、工作寄存器、读写操作控制以及与MC68360的接口技术。

1.95 日历时钟芯片PCF8583在IC卡门锁上的时间控制

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第9期

本文介绍了带I^2C总线接口的日历时钟芯片PCF8583和它在IC卡电子门锁上的时间控制。文中叙述了IC卡电子门锁的时间控制要求、PCF8583的工作原理、PCF8583与AT89C2051的接口以及PCF8583的控制软件设计。

1.96 非接触式IC卡及其发展和应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第4期

非接能IC卡又称射频(RF)卡,它成功地将射频识别技术和IC卡技术结合起来,将微处理器、存储器及天线封装在塑料基片中,解决了无源与免接触的难题。本文介绍了非接触卡的硬件结构与工作原理、非接触卡与读写器的通信、与接能卡的比较以及主要器件的发展情况。

1.97 非接触式智能卡产品及其应用

摘自《通讯世界》月刊,1998年第9期

在IC卡中非接触式智能卡具有无可争辩的优势,得到迅猛的发展。本文介绍了非接触卡的分类、主要产品和发展趋势及非接触卡产品的应用状况。

1.98 一种用于身份识别的非接触IC卡的设计与研制

摘自《微电子学》双月刊,1998年第3期

本文介绍了一种工作频率为125 kHz,用于身份识别的非接触IC卡。文中分析了系统结构和工作原理,讨论了非接触IC卡的卡内芯片电路结构,最后简要地介绍了芯片版图设计、测试结果及典型应用。

1.99 逻辑加密IC卡的正向设计

摘自《微电子学》双月刊,1998年第1期

VHDL是一种功能十分强大的硬件描述语言,目前国际上普遍用于ASIC数字部分的设计。本文介绍了使用VHDL对EEPROM的逻辑加密卡的数字部分进行重新设计的原理和方法。最后给出了VHDL代码的综合及验证,说明该设计是一种通用性很强的逻辑加密IC卡的设计方法。

二、智能仪表与测试技术

2.1 新型CMOS图像传感器

摘自《微电子技术》双月刊,1998年第3期

本文简要介绍了日本东芝公司数码照相机所采用的CMOS图像传感器并与传统的CCD图像传感器作了对比,CMOS图像传感器具有可采用单个电源驱动、可利用DRAM的超精细加工技术、易与外电路集成、功耗小特点。

2.2 智能型湿度传感器的研制

摘自《自动化与仪表》双月刊,1998年第3期

目前湿度测量中存在着测量信号时间滞后、测量精度低、测量结果的非线性等。本文介绍的智能湿度传感器以高分子湿敏元件为敏感元件、M68HC11为主机实现数据采集、非线性修正。文中给出了智能传感器硬件电路和系统的软件设计。

2.3 TI新型运算放大器

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第9期

本文介绍了TI公司生产的新型运算放大器,如高精密自校准运放、低噪声高性能运放、高性能斩波稳零运放、微功耗运放、高速低噪JFET输入运放、单电源、低电压等。文中叙述了它们的特点、应用特性以及性能参数表。

2.4 低功耗高精度运算放大器OP－97及其应用

摘自《电测与仪表》月刊,1998年第3期

OP－97是工业标准型OP－07系列的最新型号,工作电流为600 μA,温度系数为0.6 μV/°C。本文介绍了OP－97的管脚、封装、性能指标、应用特性以及构成可编程增益放大、高速高精度放大、DAC输出放大、电流监视器、前置放大器中的应用设计。最后指出了设计使用中应注意的问题。

2.5 单片机控制的预测型数字增益调整智能放大器

摘自《微计算机信息》双月刊,1998年第3期

利用单片机控制放大增益,从20、24,24～214共有8个可选值,使输入信号在84 dB范围内,经最佳增益放大以后,输出信号落到事先设定的一个窗口范围(一般为A/D输入窗口的20%～90%),同时得到数字化的最佳增益。本文介绍了放大器结构原理、可控增益放大原理以及单片机控制放大器的工作流程。

2.6 精密、低价格隔离放大器 ISO120

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 3 期

ISO120 是采用新颖的带回调制—解调技术设计的隔离放大器，通过两个配匹的 1 pF 电容实现隔离。不需外部元件可获得 60kHz 的通频带，使用两个外加电容可得到 0.01%的非线性。本文介绍了 ISO120 的主要性能指标、引脚、框图、工作原理以及构成同步多通道隔离系统和用于小模拟信号测量的应用电路实例。

2.7 全隔离型仪表放大器 AD202KY 及其应用

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 2 期

AD202KY 是专门用来实现高精度低电平电压信号放大和采用厚膜集成封装的全隔离型放大器件，是桥式传感器、热电偶、应变计及生物探针等领域的高精度放大组件。本文介绍了 AD202KY 的主要技术参数、工作原理以及一些典型应用实例。

2.8 低噪宽带检控增益放大器的实现

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 8 期

本文作者设计的程控增益放大器用于谱测量仪器中调谱应用。文中介绍的 ADI 公司的可变增益运放 AD603 为电压控制可变增益，并叙述了 AD603 的工作原理、结构框图、引脚功能、应用要点以及控制电压的 D/A 转换双极性输出电路等。

2.9 如何实现计算机数据采集系统的信号调理

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 11 期

本文介绍了几种常用传感器，如热电偶、RTD、热敏电阻、IC 敏感器件、应变计等的电气特性和对信号调理的要求，详细分析了各种传感器的信号调理特性。文中还叙述了一些通用信号调理功能，如放大、隔离、滤波、激励、线性化、数字调理、多路转换等应用特性。

2.10 线性可调差分变换器接口芯片 AD598

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 6 期

AD598 是差动变压器的专用信号调理芯片。本文介绍了 AD598 的主要性能特点、与差动变压器的连接方法及应用实例。

2.11 数字温度传感器、控制器 DS1620 及其应用

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 7 期

DS1620 是带三线串行口的数字温度传感器、控制器，输出 9 位温度读数。文中叙述了 DS1620 的结构、性能、封装、引脚功能以及用 DS1620 与单片机构成的便携式温度测量仪、温度测控仪的应用实例。

2.12 铂电阻测温误差源分析

摘自《中国仪器仪表》双月刊，1998年第3期

本文详细分析了铂电阻温度测量中的五个误差源，如非线性、自热效应、热电势、导线电阻、感温探头插入深入等，分析了各误差源的影响程度并提出了部分解决方案。

2.13 复合测温传感器线性化设计研究

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第6期

复合测温传感器具有严重的非线性特性。本文介绍了其非线性化特性、线性化电路原理、线性化设计方法以及采用MCS—51单片机汇编语言的分段非线性原理。

2.14 传感器输出信号的线性化处理

摘自《自动化仪表》月刊，1998年第7期

在智能仪表中有许多非线性环节，采用软件方法实现非线性修正具有极大好处，应成为智能仪表的一个典型的通用功能。通常线性化采用一维查表法、线性插值法和计算法。本文举例说明了这些线性化方法的原理、算法、程序设计方法。

2.15 工业铂热电阻非线性补偿程序设计

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第5期

本文介绍了一种工业热电阻阻值转换成对应温度的实时函数程序设计。文中叙述了铂热电阻的温度特性、非线性补偿和实用转换程序函数。

2.16 微机控制系统中热电偶的冷端温度补偿

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第1期

热电偶的冷端温度补偿十分重要，本文介绍了利用微机实现冷端温度补偿的方法。文中详细叙述了冷端温度补偿原理、补偿电桥法、集成温度传感器补偿电路以及微机的补偿算法。

2.17 热电偶智能校正及补偿一体化设计

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第2期

本文介绍了在单片机热电偶的温度测控系统中，将热电偶参比端补偿和特性曲线非线性校正融为一体的软件设计方法。文中给出了热电偶测温电路框图和校正补偿一体化算法。

2.18 智能温度——数字微机接口电路的研制

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第9期

本文介绍一种ISA总线和STD总线的智能接口电路，它将各种型号温度传感器的信号直接转换成相应的温度数值。单片机89C51实现接口电路的管理，主机仅在需要数据时选中接口地址读取数据。该系统为全CMOS、低功耗、全浮地设计，采用完善的输入保护及数字校零，保证了测量精度、稳定性和可靠性。线性化采用分段4次拟合算法，线性化精度达0.1℃。文中给出了详细硬件电路和软件流程。

2.19 单片机在转速巡测系统中的应用

摘自《电子技术》月刊，1998年第7期

本文介绍了一种以单片机为核心构成的转速巡测数据采集与处理系统，该系统可对生产过程中多路测量点的转速以在线方式快速地进行数据采集与处理。系统由8031单片机系统与多路选择器、转速传感器构成。文中介绍了系统结构框图、基本工作原理以及软硬件设计。

2.20 单片机测频研究

摘自《仪表技术》双月刊，1998年第3期

本文分析了传统的频率测量方法的优缺点，提出了采用定时加整周期扩展的高精度测频方法。文中叙述了高精度测频原理、电路、方法和软件设计。

2.21 8031测量频率方面研究

摘自《电子测量技术》季刊，1998年第1期

本文讨论了用8031闸门计数及测周期法进行频率测量的误差、信号频率范围及测量时间等问题，提出了采用测频法和测周期法的动态切换来提高测量精度和测量速度的方法。

2.22 8253计数器在多周期同步测频中的应用

摘自《电子测量技术》季刊，1998年第1期

本文介绍了多周期同步测频的原理，通过软件设计对闸门时间自动调节，从而实现宽范围、高精度的快速频率测量。文中叙述了多周期同步测频原理框图、时序图以及用8253计数器实现的测频系统电路和闸门时间的自动调节软件流程。

2.23 快速高精度频率测量方法

摘自《仪表技术》双月刊，1998年第5期

本文介绍了一种采用多周期同步测量的等精度测频方法，通过两次测频，可在较短时间内取得较高测频精度。文中叙述了新测频法的工作原理、输入逻辑电路、误差分析及测量响应时间计算。

2.24 用8098单片机实现频率的多周期同步测量

摘自《计算机自动测量与控制》季刊，1998年第1期

多周期同步测量是实现等精度测量的一种有效方法。本文提出了用8098单片机实现频率的多周期同步测量原理。文中详细叙述了等精度测量的基本原理、8098实现等精度测频方法、测量误差分析以及应用设计中的注意问题。

2.25 影响周期信号测频精度的因素及对策

摘自《电子与仪表》双月刊，1998年第5期

本文从频率测量原理出发，分析了影响周期信号频率测量精度的因素，提出了采用双计数器相关计数和模拟内插计数来消除被测信号频率大小和“±1误差”对测量精度影响的测频方

法。文中给出了双计数器测频法及 Δt 时间检出的原理电路及时序图。

2.26 等精度频率测量技术在单片机系统中的应用

摘自《现代计量测试》双月刊,1998 年第 3 期

本文介绍了单片机应用系统中的频率测量方法,其特点是,在不需要复杂的控制电路下,利用单片机自身特性,实现宽范围内,实用、简单的高精度频率测量,其测量分辨率可达 1×10^{-6}/s。文中叙述了等精度频率测量原理、单片机实现方法和实际应用编程注意点。

2.27 f/I 信号变换器

摘自《电子测量技术》季刊,1998 年第 2 期

通常变送器输出国际统一的标准电流信号,而一些频率量传感器(如涡轮流量计)输出为频率率,须实现 f/I 转换。本文介绍了用 V/f 变换器、555 时基电路,实现 f/I 变换的原理与电路,并给出了试验数据。

2.28 采用单片机的仪表中 V/F 的温度补偿技术

摘自《自动化仪表》月刊,1998 年第 8 期

本文介绍了智能温度控制仪中 V/F 转换器 LM331 的温度补偿方法。通过补偿温度测量误差从±3℃变为±0.5℃以内。文中介绍了采用软件、硬件补偿的原理和方法。

2.29 ADC、DAC 静态特性测量标准

摘自《现代计量测试》双月刊,1998 年第 2 期

本文介绍了我国 ADC、DAC 静态特性国家测量标准装置和它的测量技术。该标准装置通过多个 CPU 和计算机,可实现全自动测量并具有很小的微分线性误差、积分线性误差、零点误差和增益误差,实际测量速度为 40Hz～25kHz。

2.30 高速数模转换器的设计思路及应用考虑

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 10 期

本文介绍了高速数模转换器应用中的诸多问题,如主要动态技术指标、毛刺产生机理、性质及其表示方法、毛刺对 DAC 输出频谱的影响、高速 DAC 的电路结构类型等。

2.31 积分式 A/D 转换器的改进技术综述

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊,1998 年第 4 期

本文论述了在双斜式 A/D 转换技术基础上进行改进的几种技术,即:改进型双斜、三斜、多斜Ⅰ、多斜Ⅱ、多斜Ⅲ技术,并简单地介绍了这几种技术在数字万用表中的应用。

2.32 提高模/数转换器精度和分辨率的一种方法

摘自《电子与自动化》双月刊,1998 年第 4 期

本文介绍了一种测量电路,它省去了模拟放大器,通过调节 ADC 的参考电压来调节 ADC 的分辨率。ADC 的参考电压可在 0.1～5V 范围调节。文中给出了一个省去模拟放大器的热电

偶测量电路，叙述了它的工作原理及在不同参考电压下的有效分辨率。

2.33 误差校正型超高精度组合 A/D 转换器的设计

摘自《电气自动化》双月刊，1998 年第 5 期

本文分析了提高 ADC 分辨率的一般方法及其误差，提出了一种误差校正型 ADC，不仅大幅度提高了 ADC 的分辨率，而且使其它精度指标也达到了和分辨率相适应的水平。文中详细介绍了提高 ADC 分辨率的方法，给出了误差校正型组合 ADC 电路结构、工作原理、应用设计。

2.34 过采样 Σ-Δ A/D 转换器

摘自《微电子学》双月刊，1998 年第 4 期

本文对过采样 Σ-Δ ADC 作了全面描述，介绍了 Σ-Δ ADC 的工作原理，着重推导了转换器中调制器阶数、过采样比和精度的关系，指出了调制器稳定工作的条件。最后以 18 位 Σ-Δ ADC的调制器设计为例，详细阐述了 Σ-Δ ADC 的设计过程，并给出了实验结果。

2.35 高性能价格比串行 A/D 实现方法

摘自《微型电脑应用》双月刊，1998 年第 5 期

在实时性要求不高时，往往采用双积分 ADC 来构成采集通道。本文介绍了一种在单片机控制下，由运放和模拟开关组成的分辨率接近 16 位的 A/D 转换器。文中介绍了电路组成及工作原理、89C2051 控制的双积分电路图、工作波形及控制时序以及软件流程和 ADC 程序清单。

2.36 8 位 AD 转换器 MAX113/MAX117 的原理及应用

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 11 期

MAX113/117 为单一＋3V，不需外部时钟，内带采样保持器的 8 位 ADC，特别适合低电压供电的低功耗系统。文中介绍了 MAX113/117 的基本特性、引脚功能、基本工作原理、数据接口、模拟量输入考虑和应用实例。

2.37 12 位 A/D 转换器 AD7886 的原理及接口应用

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 2 期

AD7886 为高速低功耗 12 位 ADC，转换时间为 1 μs，吞吐率为 750 kHz，主要用于 DSP、语音识别、语音合成、谱分析和 DSP 伺服控制。本文详细介绍了 AD7886 内部结构、引脚功能、接口逻辑时序以及与 TMS320 系列、DSP56000、MC68000 的接口设计。

2.38 AD678 转换器的原理及其应用

摘自《现代电子技术》双月刊，1998 年第 2 期

AD678 是美国 AD 公司生产的 200 kHz 的 12 位 ADC，由高速采保放大器、ADC、5V 基准源、时钟电路、控制逻辑和数字输出接口组成。本文介绍了 AD678 的工作原理、引脚功能、工作方式。文中还给出了 AD678 与 TMS320C25、ADSP2100A 的接口设计。

2.39 16位A/D转换器AD7715及其应用

摘自《电测与仪表》月刊,1998年第7期

AD7715是美国AD公司推出的低价格、高分辨率、采用Σ-Δ技术实现的ADC,分辨率为16位,非线性为0.0015%,片内具有缓冲器及可编程增益控制,采用三线串行接口。本文介绍了AD7715的组成结构、引脚功能、工作时序、与8031接口电路设计及读写、初始化、采样、标定子程序清单。

2.40 新型16位A/D转换器MAX195

摘自《电子与仪表》双月刊,1998年第2期

MAX195为转换时间9.4 μs、16位精度、静态功耗10 μA串行数据接口的新型ADC。本文介绍了MAX195的引脚功能、工作原理、A/D转换时序以及应用时的注意事项。

2.41 TLC2543 11通道12位串行A/D转换器的原理与应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第10期

TLC2543是TI公司生产的串行ADC。本文详细介绍了TLC2543的引脚、结构、工作原理、ADC时序、输入寄存器格式。文中还给出了TLC2543与80C51的接口电路、工作时序和A/D采集子程序清单。

2.42 串行A/D与8031单片机的接口技术

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第8期

采用串行接口技术通常采用基于字节操作的串行接口方式和基于位操作的通用I/O口方式。本文以MAX176和ADC0832串行ADC为例来介绍这两种方式下的接口技术和软件方法。

2.43 便携式测量应用中的低价模拟/数字转换器

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第1期

本文在论述模拟信号采集中的高频干扰抑制以及采用积分式模/数转换器抑制高频干扰的基础上,详细介绍了带串行接口的TC514双斜积分式模拟/数字转换器的结构原理、外围器件连接方法及与单片机的接口电路、软件设计框图。

2.44 利用PC机打印机口实现A/D转换接口

摘自《电子技术》月刊,1998年第6期

本文介绍了一个利用PC机的打印机接口实现的多路A/D转换接口。PC机通过378H、379H、37AH三个端口实现打印机输入输出控制。ADC采用8位8通道的ADC0809。文中详细叙述了打印机接口功能、接口电路框图、PC机状态字和控制字格式、接口电路工作原理以及用C语言设计的采样程序清单。

2.45 7135 A/D 转换器的简化接口设计

摘自《计量技术》月刊，1998 年第 6 期

本文介绍了由 89C51 的 ALE 引脚为 7135 提供时钟(CL)，$\overline{INT0}$接收 7135 BUSY 产生的中断，利用 T0 计数来简化 7135 A/D 转换接口的最简化设计方案。文中叙述了用 BUSY 信号宽度测量输入电压的原理、硬件电路设计及软件设计。

2.46 模数转换器 AD1674 接口电路的改进

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 4 期

AD1674 是 12 位逐次比较 A/D 转换器，本文针对 AD1674 接口电路应用中存在的问题进行了改进，使电路调试更加方便，工作更可靠。文中详细分析了 AD1674 与微处理器的接口电路与接口电路控制信号时序，给出了改进后的接口电路。

2.47 高精度 A/D 转换器远程数据采集接口

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998 年第 5 期

本文介绍了 ICL7135 与 8031 的串行接口方式，串行接口采用三线方式，即 7135 的 R/H 与 P1.0 相连；CLK、BUSY 相与后与 T0 相连；BUSY 与 INT0 相连。文中叙述了 7135 的时序和计数原理、接口工作过程以及 A/D 转换子程序清单。

2.48 80C196 高速 I/O 口与 14 位 A/D 转换器 MAX111 的接口设计

摘自《微计算机信息》双月刊，1998 年第 5 期

本文介绍了 80C198 的高速 I/O 口和 MAX111 的接口方法，给出了接口原理图。文中还介绍了使用 MAX111 的一些关键技术和 80C198 高速 I/O 口的应用要点。

2.49 高可靠性数据采集系统的设计

摘自《微计算机信息》双月刊，1998 年第 4 期

对于一些涉及收费的数据采集系统中，数据的可靠性、安全性十分重要。本文介绍了提高数据采集系统可靠性的措施，如数据采集的实时性、合适的数据结构、采集系统的安全运行、数据容错、数据访问的安全性等。

2.50 单片机数据采集器设计

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 1 期

本文介绍的数据采集器用于动平衡机信号的采集与处理、存储和显示以及与 PC 机联机控制。文中介绍了采集器的测量方法、硬件设计方案、信号提取、模数转换、监视电路、通信电路设计和应用程序设计。

2.51 基于单片微机的多通道数据采集系统

摘自《计算机自动测量与控制》季刊，1998 年第 1 期

本文介绍了以 8031 为核心，配以 0809ADC、串行口扩展 164 的 LED 显示器组成的多路

数据采集系统。介绍了系统工作原理、给出了系统电路图和系统程序清单。文中还介绍了如何用 AT89C2051 代替 8031 来完成上述系统功能及程序设计。

2.52 单片机 AT89C2051 在多点温度巡检中的应用

摘自《电机电器技术》季刊,1998 年第 2 期

本文介绍的多点温度巡检模块由单片机 AT89C2051、模数转换器 AD574、模拟开关 CD4051 组成,带有 RS422 接口。文中叙述了 AT89C2051 的功能与特性、ADC 接口、多点温度巡检和通信网络电路以及相应的软件设计技术。

2.53 一种基于串行口的数据采集板的设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 1 期

本文介绍的数据采集板由串行 12 位 ADC 构成。文中介绍了数据采集板的结构、外围电路,如基准电压电压的连接与调整、电平转换、供电电源、电路制作注意事项以及串行口控制采集的软件实现。

2.54 用打印机口直接供电的数据采集系统设计

摘自《微计算机信息》双月刊,1998 年第 6 期

本文介绍了一种利用打印机口进行数据传输并直接对外部数据采集系统供电的方案。通过对各种打印机接口的供电能力分析,为合理设计提供了依据,最后给出了一种利用此原理设计的温度测量电路。

2.55 智能仪器的双 CPU 设计

摘自《电测与仪表》月刊,1998 年第 5 期

本文介绍了单片机系统的双 CPU 技术,叙述了双 CPU 通过串行口、I/O 口、双 RAM 连接的实用电路和工作原理。

2.56 高速全波列数据采集系统的设计

摘自《微计算机信息》双月刊,1998 年第 1 期

本文叙述了声波全波列数据高速采集的硬件、软件实现方法。系统中采用了单片机高速采样、逻辑器件的可编程技术、先进先出 FIFO 缓存器和双缓存体结构,实现了连续四个波列的采样。

2.57 一种使用 Flash 存储器的多功能大容量数据采集系统

摘自《微型机与应用》月刊,1998 年第 12 期

本文介绍了一种大容量数据存储的数据采集系统。系统由 89C52、29F040×8 Flash ROM、实时时钟 DS1320、ADC0804、MAX232 等组成。文中给出了系统结构、模拟电路及 A/D、D/A 转换器接口、存储器地址译码和软件设计以及 PLM51 语言编写的擦除、写入子程序清单。

2.58 适于微波成像的高速高精度数据采集系统

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第1期

本文介绍了一种基于计算机的，用于微波生物体医学成像的复数数据采集系统。它以两片16位模数转换芯片AD7884AQ为核心，构成一个正交双通道的高速高精度的数据采集系统。文中给出了系统的软、硬件结构和主要硬件单元电路，并简要说明了系统的抗干扰措施。

2.59 多路程控变增益数据采集系统

摘自《计算机自动测量与控制》季刊，1998年第3期

本文介绍的多路数据采集系统以8031为核心，AD1674为高精度模数转换器，AD7506为多路开关实现多路采样，并采用程控放大实现程控程益控制。文中叙述了系统硬件电路、系统工作原理、可变输入通道切换电路设计、程控放大电路设计和系统软件设计。

2.60 具有程控增益的数据采集装置的开发

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第11期

本文介绍了如何通过模拟开关CD4051、继电器、仪用放大器AD524实现由编程获得不同增益的数据采集电路的设计及注意事项。文中详细介绍了AD524的特性及功能、由AD524、CD4051、DEG5V继电器组成的程控增益数据采集装置电路及增益自动转换的软件比较切换方法。

2.61 数据采集系统信号分析处理的硬件、软件实现

摘自《电气自动化》双月刊，1998年第4期

本文针对数据采集系统中常见的高频、低频干扰信号，设计了硬件滤波器和软件滤波器；分别比较了这两种滤波器的设计原理、设计方法及优缺点，并引入傅里叶变换频率分析软件进行数字仿真，滤波效果良好。

2.62 CPLD在超高速数据采集系统中的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第10期

CPLD为复杂可编程逻辑器件，无须外部配置ROM，基于E^2和Flash技术可实现在系统编程(ISP)。本文介绍了一个由CPLD构成的超高速数据采集系统。文中叙述了ALTERA公司CPLD的EPM7064A的内部功能及结构，以及用它构成超高速数据采集系统的结构和工作原理。

2.63 20 mA电流环在数据采集系统中的应用

摘自《电脑学习》双月刊，1998年第4期

本文介绍了一个应用20 mA电流环和继电器构成的总线式多机通信电路，实现了卷烟厂数据采集系统。文中给出了多机通信结构电路、上、下位机收/发电路，介绍了总线通信中的隔离、驱动及通信流程。

2.64 数据采集系统SDM856/857的基本特性及扩展应用

摘自《仪表技术与传感器》月刊,1998年第5期

数据采集系统SDM856/857是把多路模拟开关、仪用放大器(仅SDM857有)、采集保持器、12位ADC及时钟控制电路集成一体的器件。文中介绍了SDM的内部电路,如多路开关及地址锁存、仪用放大器、采保、ADC及三态输出缓冲器、延时定时器等。还介绍了多路开关、仪用放大器的扩展和采样保持器的代换应用。

2.65 TMS320C30信号采集处理系统及其在信号检测中的应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第8期

TMS320C30在TMS320系列中具有高性能浮点处理功能。本文介绍了TMS320C30的系统组成及功能,由它组成数据采集系统的硬件设计方法以及在线性调频脉冲信号检测中的应用实例。

2.66 用单片机实现多路电力参数的近似同相位采样

摘自《微型机与应用》月刊,1998年第6期

本文针对电力参数信号变化缓慢特点,提出了采用1片80C196KB和2片AD779KN(ADC)作为核心器件,实现8路电力参数信号的近似同相位数据采样。文中介绍了电路总体设计原理,该原理中舍弃了传统的多通道同相位采集方法,利用轮流快速采集,在允许误差范围内实现近似同相位采样。

2.67 IC卡在数据采集中的应用

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第1期

本文介绍了IC卡AT24C02的工作原理及与8031的接口电路设计。文中详细介绍了AT24C02 IC卡的触点示意及数据传送时序以及AT24C02与8031的接口电路及软件流程序。

2.68 用8279实现多路开关变位信号采集的方法

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第1期

在测控领域中常有大量开关变位信号需要采集和处理,本文提出采用可编程键盘/显示器接口芯片8279的扫描传感器阵列方式实现多路开关信号采集。文中介绍了8279的扫描传感器阵列输入方式、64位开关信号采集接口电路和相应的软件设计。

2.69 大规模测量点的实时测量系统设计

摘自《微型机与应用》月刊,1998年第11期

本文介绍了在大规模测量点的测控系统中,采用串行扩展方式连接大规模的端点温度传感器,可以减少复杂的硬件开销,同时增加了系统的可靠性和系统配置的灵活性。文中叙述了串行总线扩展的系统总体框图、测温点分线盒的扩展电路以及多路转换分线盒的工作原理和软件设计。

2.70 齿轮疲劳试验台的微机测量系统

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 8 期

本文介绍的测量系统用于齿轮疲劳试验台的转速扭矩测量。测量系统由 AT89C51、62259、8279、采保 AD582 及 A/D 转换器 AD570 构成，AD570 的输出采用了十路光耦隔离。文中重点介绍了扭矩转速测量的基本原理与硬件系统设计，并给出了系统电路原理图。

2.71 高性能声纳数据采集处理系统

摘自《数据采集与处理》季刊，1998 年第 2 期

目前，声纳数据采集系统普遍采用数控 AGC、数字滤波器和 Σ-Δ 技术。本文叙述了 Σ-Δ 数据采集技术方案选择、数据采集模块的实现和在主动声纳系统中的应用。

2.72 半导体存储式盒型脑电信号采集器

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 9 期

本文介绍了一种用仪表放大器作前置放大，快闪存储器作数据存储的采集系统。文中给出了采集系统框图、模拟信号部分、数字信号部分电路图，详细叙述了电路工作原理、单片机系统设计以及减少功耗的具体措施。

2.73 AD590 专用测量模板 KS2056P/S 的设计

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 2 期

AD590 在测量－55～＋150℃范围的温度时，其输出电流与绝对温度成正比。本文介绍了采用光电隔离矩阵式 AD590 专用测量模板 KS2056P/S 用 16 根电压激励线和 16 根电流输入线来实现对 256 个 AD590 的精密测量。文中详细介绍了 AD590 的性能、特点，KS2056P/S 的技术指标、设计原理和在环境风洞温度层结控制中应用的实例。

2.74 专用接口芯片 NAT9914 及其应用

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 7 期

NAT9914 是 GPIB 接口专用芯片，它不但能完成所有 IEEE488.1 所定义的接口功能，而且还能满足 IEEE488.2 中的所有附加要求和建议。文中介绍了 NAT9914 的基本原理、性能特点、引脚功能、寄存器设置、CPU 读写时序等。文中还给出了用 NAT9914 构成程控恒流源的接口电路应用实例。

2.75 FCS 中智能传感器设计及其数据融合技术

摘自《化工自动化及仪表》双月刊，1998 年第 1 期

现场总线控制系统(FCS)中，传感器将逐步走向多传感器集成与数据融合的智能传感器。本文介绍了 FCS 中智能传感器系统的组成及主要设计方法，其中包括传感器特性及其补偿、智能传感器系统自控、FCS 中多传感器集成以及 FCS 中的数据融合等。

2.76 基本电量的微机测试系统

摘自《仪表技术》双月刊,1998年第3期

本文介绍的测试系统用于企业供电线路的电压、电流、功率因数、有功功率、无功功率等参数的检测。系统由8098单片机系统、模拟开关、电流取样电路构成,文中叙述了系统原理图、电压和电流取样电路、相位取采电路以及软件设计方法等。

2.77 智能流量测量相关仪

摘自《自动化与仪表》双月刊,1998年第4期

本文在分析与总结国内外流量测量用相关仪的基础上,采用新的高速极性相关算法实现了一台相关仪对八通道流量进行实时测量。文中给出了相应的相关算法、相关仪硬件组成和软件设计方法。

三、网络与数据传输

3.1 AT90S2313 串行通信原理及应用

摘自《微型机与应用》月刊，1998 年第 12 期

AT90S2313 是 ATMEL 新推出的 RISC 结构单片机，具有优异性能。本文介绍了 AT90S2313 UART 的主要特性，如噪声检测，帧错误检测、错误起始位检测、波特性发生器可生成任何波特率等。文中还介绍了 UART 的工作原理、数据发送与接收、波特率发生器以及通信程序清单。

3.2 C196 微处理器串行数据通信的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 8 期

8XC196XX 微处理器内置的串行通信口可用于控制指令和状态参数的传送。本文作者设计了 C196 串行通信的 RS232 接口驱动电路，用 Intel C196 语言开发了 16 位通信应用程序，用 Visual C++语言开发 Window 95 平台下 32 位通信仿真应用环境，实现了 C196 和 PC 机仿真环境之间的串行通信。文中叙述了 C196 串行通信原理、通信接口和程序设计。

3.3 MC68HC705C8A 的 SCI 通信系统应用设计

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 2 期

MC68HC705C8A 具有完善的 SCI 通信功能，能实现双机或多机通信。本文以集中式空调中央控制器的通信应用实例介绍了用 SCI 实现通信的软、硬件设计，并对 SCI 系统软件设计中的通信规则、抗干扰性能、通信占用时间对系统的影响进行了分析。

3.4 8031 单片机控制调制解调器远程数据传输技术

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 5 期

本文从硬件和软件两方面介绍了一种用 8031 单片机控制调制解调器进行远程数据的传输技术。监测仪主机 8031 通过 8250、电平转换与 Hayes Accura 336 型 MODEN 相连，通过 HA336 实现数据远传。文中给出了 8031 与 8251、MODEM 的接口电路。在通信软件设计中详细介绍了 8250 寄存器及 MODEM 初始化、MODEM 呼叫、应答及建立数据链路以及数据通信流程图。

3.5 一种基于 STD 总线的 DTMF 通信电路

摘自《电子与自动化》双月刊，1998 年第 1 期

本文介绍了一种基于 STD 总线结构的多路 DTMF 通信电路。DTMF 发送电路由 MT5087，接收电路由 MT8870 构成。文中详细介绍了由 5087/8870 构成的通信电路、发送隔离、通信接口驱动与保护以及发送接收软件流程图。

3.6 CAN 网络应用软件设计研究

摘自《微计算机信息》双月刊,1998 年第 6 期

采用 CAN(Controller Area Network)总线可以构成许多监控系统。本文介绍了 CAN 网络的硬件构成方法,CAN 网络通信协议以及应用软件设计的初始化、应用程序设计等。

3.7 一种 CAN 总线的冗余方法

摘自《电子工艺技术》双月刊,1998 年第 4 期

本文针对工业控制现场中电缆易发生故障的情况,提出了一种 CAN 总线冗余方法。采用该法,只实现物理介质和物理层的冗余,即使用两条总线电缆、两个总线驱动器和一个判断电路构成。文中详细介绍了这种部分冗余法的电路结构、冗余原理。

3.8 USB 总线简化数据采集

摘自《电子测试》月刊,1998 年第 10 期

USB(通用串行总线)能热插拔、即插即用、易于扩展,是 PC 机数据采集的一种极有前途的总线结构。本文介绍了 USB 的硬件结构及应用程序界面、数据速率的详细分析及总线的电源供给。

3.9 Fire Wire 总线与 USB 总线

摘自《电子测试》月刊,1998 年第 10 期

Fixe Wire 和 USB 将是两种新型廉价的串行接口标准。文中分析了在音频、视频技术的飞速发展,要求计算机的串行接口的发展与之相适应,Fire Wire 和 USB 应运而生。文中详细介绍了 Fire Wire 的 IEEE1394 高性能串行总线及 USB 通用串行总线的基本原理、时序及接口工作方式。

3.10 异系统间的高可靠性并行接口设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 3 期

本文介绍了一种适用于不同系统间的并行通信接口。该并行接口由多个 74LS374 构成。文中给出了由 74LS374 构成的异系统间的并行接口电路、接口信号约定以及通过该电路传送一字节数据的联络及状态转换方法。文中详细列出了工作流程和程序示例。

3.11 多机共享片外存储器和 I/O 的方法

摘自《电子与仪表》双月刊,1998 年第 3 期

本文介绍了一个多 8031 单片机共享一个 8155 资源的电路系统。文中详细讨论了多个独立单片机如何采取分时处理和总线隔离技术实现资源共享,并给出了详细电路图和分时操作原理。

3.12 用单片机软件编程实现通信的编/译码功能

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第8期

本文以曼彻斯特I码为例,介绍了用单片机87C51FA软件编程来实现通信中编/译码功能的一种方法。文中叙述了87C51FA的结构特点、通信编码器的数据格式、编码译码器的实现方法和编、译码软件流程图。

3.13 PC机与单片机通信中纠错编码的软件实现

摘自《自动化与仪器仪表》双月刊,1998年第4期

本文作者在PC机和单片机构成的分散数据采集控制系统中采用(15,7)BCH码组成交错阵进行传输取得良好的可靠性效果。本文介绍了(15,7)BCH码检错和纠错的基本原理,从实用角度讨论了(15,7)BCH码的编码与捕错译码原理,并给出了8086和MCS—51的应用实例。

3.14 用VB控件实现系统机与前端机群之间串行通信的探讨

摘自《工业控制计算机》双月刊,1998年第1期

本文介绍了如何用VB控件实现分布式测控系统中系统机与前端机群间的串行通信方法。文中的MCS—51单片机为前端机,系统机用VB控制实现通信的设计方法,并给出了上位机与前端的发送/接收程序清单。

3.15 微机与单片机通信框架的设计与实现

摘自《电子与仪表》双月刊,1998年第5期

本文作者设计了一个微机与单片机的通信框架,实际应用中,只需将通信框架植入应用程序中即可完成系统通信部分设计。文中给出了通信协议及通信软件包。上位机通信软件包用C语言编程,下位机则用MCS—51汇编语言编程。

3.16 基于RS232异步串行通信接口通信协议的设计与实现

摘自《现代电子技术》双月刊,1998年第5期

本文作者基于RS232接口,根据微机通信特点,借鉴计算机网络中链路层的通信规程,设计并实现了适合于微机间数据传输的通信协议。该协议为三层,即任务层、链路层与物理层。文中详细叙述了三层协议的格式、功能以及三层结构的实现方法。

3.17 RS232与RS485串行总线的接口转换技术

摘自《集成电路应用》双月刊,1998年第5期

本文在介绍RS232与RS485总线基本原理的基础上,通过分析比较,设计了两种总线的接口转换电路,并就其工作原理进行了论述。

3.18 RS232与RS485接口转换器的设计

摘自《电子技术》月刊，1998年第10期

本文介绍了RS232与RS485接口转换器的设计原理与集成芯片的选用，并以智能抄表系统为例介绍了系统的构成。

3.19 带光电隔离的RS485芯片MAX1480在单片机系统中的应用

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第6期

MAX1480是带完整光电隔离的RS485/RS422接口芯片，它将光电耦合、变压器、DC-DC转换器和二极管等器件组装于28引脚双列直插器件中构成。本文介绍了MAX1480原理及性能、接口电路设计及串行数据输入输出程序设计及子程序清单。

3.20 使Visual Basic支持RS485通信的一种简便方法

摘自《测控技术》双月刊，1998年第1期

Visual Basic 3.0专业版及更高版本为串行异步通信提供了一个控件MSCOMM，该控件只支持RS232通信。本文提出对RS232/RS485转换器加以改进，以支持MSCOMM控件实现RS485的通信。

3.21 一种基于单片机的多处理器通信方式

摘自《微型电脑应用》双月刊，1998年第2期

本文简单地介绍了一种由80C51单片机组成的主从分布式多处理器系统。通信总线采用75176构成半双工方式。文中给出了多机系统通信电路图和通信规定。

3.22 IBM-PC与多AT89C2051的主从式串行通信

摘自《电气自动化》双月刊，1998年第6期

本文提出了一种PC机与多个AT89C2051通信的接口电路，每个AT89C2051通过ICL232与PC机的RS232C接口相连。PC机采用QBASIC语言编写多机通信程序，对所接收的信息采用回送比较法，且无须区分“地址帧”和“数据帧”，使数据通信可靠。

3.23 一种简单实用的远距离多机通信电路

摘自《自动化与仪器仪表》双月刊，1998年第3期

本文介绍了一种简单的微机与单片机多点全双工的远距离通信方法。通信接口分机由两片DS75176构成，主机则由一片MAX202C和二片DS75176构成。文中叙述了DS75176和MAX202C的结构、引脚和工作原理，给出了通信接口电路图。

3.24 基于Windows 95的微机与多台单片机通信

摘自《电子技术》月刊，1998年第8期

本文介绍了微机与单片机构成的分布环境下的一种多机通信方法，并介绍了在Windows 95环境下用Visual C^{++}开发微机通信程序的设计方法。文中叙述了多机通信原理、Windows

95 串口编程、多机通信程序流程。

3.25 单片机与PC机串行通信的研究

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第4期

本文就目前广泛使用的单片机与计算机串行通信方式的缺点进行了分析，提出在异步串行通信中采用高级数据链路控制规程(HDLC)的办法提高通信传输效率和可靠性。文中叙述了HDLC控制规程和一些提高通信可靠性的方法。

3.26 微型机与多台单片机的双向呼叫通信方法

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊，1998年第3期

在微机与多台单片机构成主从分布式系统时，通常从机不能呼叫主机。本文介绍了一个微机与多台单片机实现双向呼叫的通信电路。该通信电路增加了单片机的中断呼叫电路。文中给出了通信电路图，叙述了通信呼叫原理及从机呼叫主机程序流程图。

3.27 PC机并行口信号的加长距离接收

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第11期

本文介绍采用并行数据接收卡减少信号脉冲波形畸变的方法来实现较长距离(50米)上接收PC机并行口输出信号的方法。文中叙述了加长传送距离后并行口信号出现的问题，介绍了数据接收卡的电路原理和通信方法。

3.28 TMS320C25 DSP扩展串口通信的实现

摘自《电子技术》月刊，1998年第8期

本文介绍了在TMS320C25系统中扩展串行通信接口的两种方法。其中一种是用通用I/O口$\overline{BIO}$和XF引脚扩展一个简单的串行通信接口，另一种则是通过8251A来扩展UART的方法，文中给出了C25与8251A的接口原理图。

3.29 PCF8584 I^2C总线扩展器的应用

摘自《电测与仪表》月刊，1998年第10期

本文介绍了I^2C总线接口扩展器件PCF8584的基本特性、引脚功能、专用寄存器等。通过对80C196KB单片机扩展I^2C接口的应用实例，叙述了扩展接口设计的软件、硬件方法。

3.30 RS232与PROFIBUS现场总线接口单元的开发

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊，1998年第1期

本文针对PROFIBUS现场总线标准，设计了一个接口单元，它能使具有RS232接口的装置作为从站与其相连，完成通信和控制功能。文中介绍了PROFIBUS现场总线的基本特性、接口单元的主要功能、硬件的实现方法、从站接口的软件结构、协议软件等。

3.31 IBM PC机与单片机多机通信中误码现象的排除

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第5期

在PC机与单片机串行通信中许多误码现象是由于波特率设置误差过大造成的。本文分析了波特率误差造成的误码原因，给出了波特率计算式和保证通信可靠性的误差界限。

3.32 全面了解MODEM

摘自《现代通信》月刊，1998年第8期

MODEM是计算机通信的关键部件，本文介绍了MODEM的几个概念，如位率、波特率、速度、确定位率、每秒字符；提出了MODEM选型应考虑的一些因素，如通信线路、网络条件、技术性能指标、可靠性、通信工作方式等，最后叙述了MODEM进网的基本技术要求和进网的监测和管理。

3.33 单片机与MODEM的接口与控制

摘自《计算机工程》月刊，1998年第3期

本文介绍了一种与MODEM(调制解调器)简单的硬件接口与软件控制方法，以无限扩展单片机的通信距离，增强单片机在遥控、遥测、遥讯方面的应用能力。文中具体介绍了8098的UART经过MAX232分别与上位通用计算机及MODEM的连接原理和软件设置方式。

3.34 利用打印机接口实现单片机与PC机之间并行通讯

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第7期

本文介绍了利用PC机并行打印机口实现与单片机的快速通信方法。文中详细介绍了打印机适配器的逻辑框图及其工作原理和由87C51构成的PC通信系统框图以及通信控制的软件流程。

3.35 微机与打卡机智能多机通信接口

摘自《电子技术》月刊，1998年第5期

本文介绍了一个基于8031单片机构成的多机串行通信接口，它由8031和8个82C51构成可将打卡机纳入计算机网络管理中。文中给出了智能串行通信接口原理图和通信接口软件设计。

3.36 高速光电隔离并行口的设计与实现

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第12期

本文介绍了带隔离功能并行口的软、硬件设计方法。文中叙述了高速光隔并行口的设计要求、光隔并行口的原理框图、端口地址译码的PLD设计、高速光耦应用电路和应用软件设计。

3.37 串行E^2PROM与PC机接口设计

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第5期

本文介绍了E^2PROM与PC机的接口设计，并给出了电路设计方案以及PC机根据I^2C总线数据传送格式及时序要求。文中还给出了用汇编语言编写的时序模拟子程序和读/写子程序。

3.38 电视监控系统中多机通信设计

摘自《微计算机信息》双月刊，1998年第1期

本文介绍的是电视监控系统中的多机通信系统，由89C51和MAX485组成，按照RS485标准实现多机通信。文中介绍了多机通信接口设计、多机通信协议和多机通信软件设计及主机从机的通信子程序清单。

3.39 便携式智能红外数据通信系统的设计与实现

摘自《数据采集与处理》季刊，1998年第2期

本文介绍的红外收发系统，利用便携式红外收发器通过红外媒介把数据传送到微机系统中。文中叙述了硬件系统结构、红外收发器电路设计、红外收发器调制、功放、发射电路以及相应的通信软件设计。

3.40 一种分总线式火灾报警系统的研究

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第1期

本文提出了一种采取微机与常规电子线路相结合，分别使用计算机数字通信和准数字通信方式传递信息的火灾报警系统，使系统线路简化、降低系统成本。文中介绍了系统结构、区域控制器原理，区域控制器与探头则采用时分制的程序计数脉冲译码准数字方式的数据通信。

3.41 基于8031单片机的校园网网管中心监控系统

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第3期

网管中心对校园网的正常运行至关重要，出于安全考虑，应对网管中心的环境温度、湿度、烟气、服务器工作电压进行监测，并及时报警和作出相应的处理。本文叙述了监控系统的组成结构、各种传感器的信号调理、显示接口、空调开启控制以及系统的软件框图。

3.42 电力线数字通信

摘自《通讯世界》月刊，1998年第1期

采用电力线实现数字通信是世界各国抢先研究的课题。本文通过一个远距离调节监控系统介绍了主监控单元、多速率数据中央控制单元和高、低速数据远距离通信设备的基本工作原理。

3.43 对一种智能型电能抄表系统的改进研究

摘自《电测与仪表》月刊，1998年第11期

本文介绍了一个采用“电力线载波＋电话线传输”方式，并利用调制解调芯片MC145745与单片机组成通信接口，用以取代RS232串口方式与智能型电表通信的抄表系统。该系统在一个变压器辖区内仍通过电力线载波通信，而在辖区外则通过电话线通信方式。文中详细介绍了MC145745与87C51的接口电路设计。

3.44 基于电力 Modem 的远程电表网自动抄表监控系统的研究

摘自《微电子学与计算机》双月刊,1998 年第 3 期

本文介绍了基于 ST 电力线 Modem 器件 ST7536 和 89C51 的电表联网管理系统设计以及多机通信技术。文中叙述了系统的总体结构、电力线载波通信系统结构、ST7536 动力线接口电路以及单片机控制系统硬件电路和软件设计。

3.45 射频接收集成电路

摘自《现代通信》月刊,1998 年第 2 期

射频接收集成电路 GY2800 配合编、解码集成电路,可广泛用于数据通信、家庭保安、遥测数据传输、自动门控系统及车辆防盗系统中。本文介绍了 GY2800 的主要特性、结构框图、引脚功能、工作原理以及由 VD5025、74LS147 组成的发射电路,GY2800 和 VD5027 解码、74LS42 译码组成的遥控接收电路。

3.46 通用红外遥控集成电路

摘自《电子世界》月刊,1998 年第 7 期

本文介绍了由 SZ9148、SZ9149、SZ9150 三种集成电路构成的通用红外遥控系统。文中叙述了 SZ9148 红外发射编码器件和 SZ9149、SZ9150 解码器件的引脚功能、主要参数性能、工作原理、极限参数、通信时序、键码对应关系以及遥控系统构成原理。

3.47 大坝分布式数据采集系统中通信网络的设计

摘自《电气自动化》双月刊,1998 年第 5 期

本文介绍了由一台 PC486/586 作主机,一台 MCS—51 单片机系统作主站,32 台 MCS—51 单片机作子站的分布式数据采集通信网络系统。该系统具有有线、无线两种通信方式,且能自动转换。文中详细介绍了通信网络的总体设计、通信系统中的阻抗匹配、总线的可靠性及抗干扰设计技术。

3.48 一种点对点遥测系统的研究设计

摘自《微型机与应用》月刊,1998 年第 8 期

本文介绍了为热电厂设计的供水管网无线式多参数遥测系统的设计原理和实现方法。遥测系统由中心站与前端监测站构成。文中介绍了系统的构成、前端监测机结构、中心站前端监测站用 MODEM、系统通信规约及软件设计。

四、有线无线通信与视频技术

4.1 无绳电话及其应用电路简介

摘自《集成电路应用》双月刊，1998年第5期

本文介绍了无绳电话机的原理和构成，并着重介绍了COMBO方式电路和日本松下微电子(MEC)公司COMBO方式电路的特点，最后对无绳电话机的基本功能、技术参数要求和性能特点进行了简要介绍。

4.2 一种POCSAG码的软件解码方案

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第8期

POCSAG码是我国邮电部颁发的《无线电寻呼网技术体制》中公用无线电寻呼网的标准码。本文简要介绍了POCSAG的编码格式，并将输入捕捉TCAP技术与输出比较TCMP技术组合应用，解决了POCSAG码的速率识别，位(bit)字同步问题。同时给出生成多项式g(x)模2快速除法及BCH(31,32)监督位算法的软件实施方案。为读者提供一种无线寻呼增值服务的POCSAG码软件解码方案。

4.3 用DTMF通信实现远程测控

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998年第1期

DTMF方式传送数据具有很强的抗干扰能力，而且能够通过通信线路向终端设备馈电。本文介绍的远程测控系统由现场远程控制单元、监控单元和监控中心组成。远程监控单元与监控单元采用DTMF方式通信。文中介绍了系统结构、DTMF通信接口、通信控制模板和实现通信的软件设计。

4.4 带微机接口的音频/脉冲发码器UM91531

摘自《电子世界》月刊，1998年第10期

UM91531是UMC公司推出适合电脑控制的电话机拨号集成电路，具有握手信号的并行输入口，可由微处理器控制其产生16种双音频信号和14种脉冲序列信号。本文介绍了UM91531的封装、引脚功能、主要特性、DTMF信号产生原理。

4.5 具有脉冲、音频拨号系列集成电路BL1101/1102的应用电路若干问题分析

摘自《集成电路应用》双月刊，1998年第2期

本文介绍了BL1101/1102在应用电路设计中可能出现的一些典型故障，如5 km或8 km应用条件下，高低频群的信号电平偏低、T/P MUTE静噪电路的深饱和问题、ESD损伤等问题给出了部分定量分析方法和实际改进措施。

4.6 一种全新的多功能电话服务器

摘自《电子技术》月刊,1998年第10期

本文介绍了一种全新的多功能电话服务器,在保持现有用户电话功能的基础上增设了自动答录、留言自动转呼、门铃自动转呼、通话记录、久不挂机处理、电话防盗/告警及日历时钟、记事本等。文中给出了硬件实现方案和软件实现框图。

4.7 单片机 μP D753017 和语音芯片 ISD33120 在寻呼机中的应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第6期

本文作者用NEC单片机和ISD语音芯片实现了语音寻呼机功能。本文简单地介绍了寻呼机工作原理、NEC单片机μPD753017性能特点、语音集成电路ISD33120基本功能,详细给出了μPD753017与ISD33120的SPI接口、寻呼部分的软件流程和语音部分的软件框图。

4.8 电话主叫显示信号发生器的研究

摘自《电子技术》月刊,1998年第2期

电话主叫识别信息传送是国外近年兴起,国内即将开通的一种程控交换业务。本文介绍了电话主叫识别信息的技术要求,数据格式及SZU97—02型电话主叫显示信号发生器的软、硬件工作原理和设计构思。

4.9 基于 PIC 单片机的电话自动报警系统

摘自《微计算机信息》双月刊,1998年第1期

本文介绍了一种采用PIC系列单片机控制的多功能电话自动报警系统,它对多种警情(如火灾、盗警等)进行识别处理,并自动拨通多个电话或BP机用语音或信息码报警。报警系统可通过用户电话机完成所有号码和语音信息的设置,设置时具有语音提示界面。文中给出了系统硬件结构、语音信号处理电路、电话机与电话线路的接口以及系统的软件设计。

4.10 一种新的基于单元的 CPLD 在交换机网络中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第3期

本文以Lattice的CPLD-isPLS16192DM在程控交换机交换网络中的应用为例介绍了isPLSI/PLSI6000系列在程控交换机中的应用背景、由6192DM完成64路2M串行信息到16路8M串行信息的转换电路、16路8M串行信息到64路2M串行信息转换电路。

4.11 一种新型编/解码器件在报警/控制系统中的应用

摘自《计算机应用研究》双月刊,1998年第5期

本文给出了一种运用双总线技术以及最新曼彻斯特编码器件MC145031/MC145032实现复杂报警兼控制系统的实用结构。此结构采用S型平衡网络实现电源/信号通过双绞线同时馈送,保证了远距离数据的可靠传输。采用曼彻斯特码,取消了直流分量,使双线信号/电源馈送成为可能。文中叙述了系统原理和软件设计方法。

4.12 单片机(8031)实现FSK调制解调

摘自《无线电工程》双月刊,1998年第2期

采用单片机实现FSK调制解调具有温飘小、可靠性高、性/价比好的优点。本文介绍了单片机(8031)以软件方式实现FSK调制解调的原理和方法,采用数字调频器原理及限幅鉴频的非相干解调器原理对信号进行调制与解调。该调制解调器具有相位连续、数字奇偶校验等功能,抗干扰能力强。文中给出了电路框图和软件框图。

4.13 调制解调器FX429A的性能及其在测控系统中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第7期

FX429A是一种单片式1200/2400波特FFSK调制解调器,片内提供数据、状态、控制等多种寄存器及可编程定时器,它主要为集群通信系统设计,并能完成MPT1317/MPT1327信令,也可用于一般数据通信。文中介绍了FX429A的主要特性、引脚功能、内部结构、数据格式以及在测控系统中作为数据传输的应用。

4.14 CDMA的关键技术

摘自《电子技术》月刊,1998年第9期

CDMA为码分多址连接方式,是近年来用于数字蜂窝移动通信的一种先进的无线扩频通信技术。本文主要介绍了CDMA的功率控制、地址码的选择、软切换、分集技术和语音编码等关键技术。文中给出了典型的CDMA通信系统框图、功率控制子信道的结构和取代示意图及线性预测编码的总体框图。

4.15 MAX118及其在PCM遥测编码器中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第8期

在遥测技术中,脉冲编码调制(PCM)是一种主要遥测体制。本文介绍的MAX118 A/D转换器适宜于构成PCM编码器,它与微处理器兼容,带内部采保的8位A/D转换器,最高采样速率达1 MHz,具有功耗管理功能。文中介绍了MAX118的性能、引脚、接口方式,并给出了由MAX118构成的PCM遥测编码器原理框图。

4.16 数字卫星电视接收机中微控制器的逻辑功能扩展

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第8期

本文介绍了一种采用ODM8511集成解码器和单片机286C93构成的数字卫星接收机。文中介绍了这种数字解码卫星电视接收机的基本原理,在此基础上详细分析了其微控制器的逻辑功能扩展电路,给出了详细的设计过程,并用GAL39V18实现其逻辑功能扩展。

4.17 一种实用的可编程视频字符迭加芯片及应用

摘自《集成电路应用》双月刊,1998年第2期

μPD6450是NEC推出的用于视频切换中迭加字符的可编程器件,字符点阵最大为12×18,能显示数字、字母及通用字符。本文主要介绍了μPD6450CX－002的主要特征参数、外部

引脚及内部结构、操作命令以及通过 8155 的接口硬件设计和软件控制程序清单。

4.18 采用 ISP 技术的视频 RAM 读写控制系统

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 4 期

本文介绍了一个采用在系统可编程大规模集成(ispLSI,In System Programmable Large Scale Integration)逻辑器件的视频 RAM 读写控制系统。文中叙述了 ISP 的技术特点、采用 ISP 开发的视频 RAM 读写系统以及 ISP 技术应用后的诸多优点,如构成方便、系统灵活、可靠性高、保密性好等。

4.19 利用 89C2051 实现 IM 总线的驱动与监测

摘自《现代电子技术》双月刊,1998 年第 3 期

IM 总线(Inter Mattal BUS)是用于连接数字电视专用芯片 Digit 2000 系列器件的串行总线。本文首先分析了 IM 总线的作用及其工作原理。在此基础上,研究利用 89C2051 单片机对 IM 总线进行驱动和监测的原理和方法,并进行了实际的软、硬件设计和试验。

4.20 有条件接收系统中的加密算法

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 9 期

随着数字电视的广泛应用,有条件接收系统的研究也日益广泛。加密算法在有条件接收系统中起着重要作用。本文论述了有条件接收系统发展概况、有条件接收系统的要求,详细叙述了有条件接收系统中用户授权系统和用户管理系统的密约体制、两种加密算法及算法速度比较。

五、数字信号处理(DSP)

5.1 数字信号处理器(DSP)的发展及市场动向

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第2期

本文介绍了目前DSP的发展状况及应用状况,列出了目前市场流行的DSP的特性、厂家及应用领域,分析了可编程DSP和特殊功能DSP的市场发展动向、各部门的市场份额以及在各个应用门类中DSP的应用领域。

5.2 数字信号处理器(DSP)及其芯片选择

摘自《无线电工程》双月刊,1998年第2期

DSP是电子技术中的一个重要热点话题,本文从器件角度介绍了DSP芯片市场的状态与选择、DSP外围器件SRAM、DRAM、双口RAM、ADC/DAC的选择以及电路的调试与操作等。

5.3 独具魅力的DSP芯片

摘自《微型机与应用》月刊,1998年第8期

目前DSP芯片已成为VLSI技术最重要的应用领域之一,本文叙述了采用DSP芯片实现数字信号处理的优点,并介绍了AD公司、MOTOROLA公司、TI公司推出的一些定时与浮点处理器。

5.4 混合信号处理器MSP58C80/MSP58C20及其应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第10期

混合信号处理器MSP58C80/MSP58C20具有Sigma-Delta编码解码器,内置掩膜式编程只读存储器,有4.8 kbps压缩率,在外部微控制器驱动下,可完成信息存储、速览、删除、重播等功能。本文详细讨论了它们的工作原理、特点、外部接口,给出了MSP58C80/MSP58C20与TMS70CX0单片机的接口和读写时序,文中还给出了八路数字式音时记录系统。

5.5 DSK的特点及其应用技术

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第11期

DSK(DSP Starter Kit)是以TMS320C50为核心,配以必要的硬件电路和简化的开发软件,通过与PC机的简单接口,就可以学习使用DSP。本文介绍了DSK的基本结构、主要特点、模拟接口电路、DSK上AIC与DSP的连接、AIC与DSP的通信模式以及DSK用作正弦波发生器的应用实例和程序清单。

5.6 实现在线故障检测的数字信号处理器 TMS320C240

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 11 期

本文提出的基于数字信号处理器检测电子设备或电气设备内部的异常状态不需要专门的激励信号源、便于在线检测。文中在简叙 TMS320C240 特点的基础上,介绍了在线检测的硬件方案、软件方案,并介绍了采用本方案检测一个单相 PWM 变频器的具体应用。

5.7 语音信号压缩编码

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 2 期

近十年来语音压缩技术编码技术已获重大进展。本文首先介绍语音编码的质量评定,然后分别介绍波形编码和分析合成编码,最后介绍了语音编码的最近进展。

5.8 数据通信用调制解调中的 DSP 技术

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 3 期

本文介绍了电话网用 Modem 所采用的 DSP 技术,以较典型的 ITU—V.32 标准 Modem 为例,叙述正交调幅(QAM)、格形编码调制(TCM)、维特比(Viterbi)译码、回声低消、自适应均衡等技术。

5.9 可编程 FIR 滤波器 PDSP16256 在数字信号处理中的应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 10 期

PDSP16256 是由 GEC Plessy 公司研制的专用 FIR 滤波器芯片,其灵活多变的可编程结构可用于实现高性能的可编程数字滤波器、雷达、声纳的脉冲压缩、矩阵乘法、相关和卷积等。本文介绍了 PDSP16256 的结构、运行机理以及雷达信号处理数字脉冲压缩中的应用实例。

5.10 DSP 上 8×8 离散余弦变换的实现

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 9 期

离散余弦变换(DCT)是多种正交变换中的一种,在 DSP 中有广泛的应用,如数据压缩、模式识别、Weiner 滤波等。本文介绍了一种使用 TMS320C30 实现 8×8 离散余弦变换的方法,并详细介绍了 DCT 算法、DSP 系统结构及 DCT 的实现方法。

5.11 FIFO 芯片在高速系统中的应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 3 期

本文介绍了 FIFO 芯片的结构、性能,并给出了 FIFO 在高速数据采集系统、多机系统、图象数据通信系统中的应用。文中详细介绍了 μPD42280 动态 FIFO 的结构以及数据采集系统、多机系统和图象数据通信系统的构成框图。

5.12 DSP 与点阵式 LCD 显示器的接口设计

摘自《自动化与仪表》双月刊,1998 年第 3 期

本文以 DSP 构成的噪声分析仪为例,介绍了 TMS320C30 DSP 与点阵式液晶显示器

DMF5001 的接口设计方法。文中给出了 DMF5001 的时序、TMS320C30 与 DMF5001 接口电路、接口时序以及程序设计和 TMS320C30 的 LCD 控制程序清单。

5.13 图像处理装置中的 D/A 变换器

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 3 期

本文通过对 D/A 变换器中数据信号传递、工作原理介绍及各种信号调整方法的实例分析,提供可得到复合图像信号两种方法。

5.14 C50 处理指纹图像处理中的软件编程技巧

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 2 期

本文介绍了一个由 TMS320C50 组成的指纹识别系统,在一些对系统体积和速度有严格限制的场合可以满足要求。文中详细论述了使用 C50 处理指纹图像时的一些问题以及图像分块处理、利用 C50 高效指令优化程序设计、程序调入内存运行等软件编程技巧。

5.15 MAX120/122 A/D 转换器与 DSP 的接口

摘自《电子与仪表》双月刊,1998 年第 2 期

MAX120/122 高达 500/333ksps 的采样速度,共有 5 种工作模式,其中模式 1、3、4 可以与 DSP 总线接口。本文介绍了这三种方式与 TMS320C30 DSP 的接口电路、时序、采样时序的配合和程序编制。文中还给出了采样程序和中断服务程序清单。

5.16 TMS320C30 DSP 与 MAX120/122 A/D 转换器接口的设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 5 期

MAX120/122 是 12 位 A/D 转换器,采样率达 500/333ksps,并集跟踪/保持器精密电源于一体。本文介绍了 MAX120/122 的工作模式、各种工作模式下与 TMS320C30 的硬件接口电路以及采样时序的配合和程序编制。

5.17 基于 ADSP2106X 的高速(雷达)数字信号处理单元的设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 10 期

ADSP2106X 是美国 AD 公司的新一代 DSP,由于其快速的指令、独特的哈佛结构以及大容量(4 Mbit)的在片双口 RAM 使其非常适合高速实时处理。本文介绍了 ADSP21060/62 的基本特性、高速信号处理单元以及在雷达信号处理的自适应雷达信号滤波、自适应检测中的应用。

5.18 基于双片 ADSP2181 的高速信号处理系统

摘自《无线电通信技术》双月刊,1998 年第 1 期

本文介绍了 ADSP2181 的 IDMA 端口的工作原理和定时关系。分析了用 IDMA 端口作为多处理器之间通信接口的方法,给出了用双片 ADSP2181 构成的高速信号处理系统硬件逻辑电路和 IDMA 端口通信控制软件的编程实例。

5.19 基于TMS320C80的MPEG－2视频解码器

摘自《电子技术》月刊,1998年第10期

本文提出了用TI公司的TMS320C80多媒体视频处理器实现MPEG－2解压缩的设计方法和基本结构框架,重点解决了数据流扫描、变长码解码和IDCT问题。通过分析可以用TMS320C80以40 MHz解码6 Mbit/s的CCIR601 4:2:0码流。文中介绍了TMS320C80的主要特性、基于TMS320C80 SDBMPEG-2解码器的视频解码器、比特流扫描和VLC解码以及解码结构。

5.20 甚低码率视频编码器的TMS320C80实现

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第7期

TMS320C80为TI公司推出的多CPU多媒体处理器,开发难度较大。本文介绍了TMS320C80架构以及软件设计过程中的关键技术和技巧,并在单片TMS320C80上完成了H.263编解码器;对CIF图像编码,帧率为7～12帧。

5.21 基于DSP芯片的单相电力有源滤波器数字式控制系统

摘自《电气传动》双月刊,1998年第1期

本文介绍了串联混合型单相电力有源滤波器的一种基于DSP芯片的数字式控制系统。文中简要介绍了串联混合型单相有源滤波器的基本原理,提出了控制系统所采用的控制方法和硬件结构,随后介绍了硬件配置的特点和软件的具体实现,最后给出了实现结果。

5.22 一种基于PC机的多DSP系统设计

摘自《电子技术》月刊,1998年第8期

本文介绍了一种用三片TMS320C50构成,基于PC机的多DSP系统,该系统既能适应并行信号处理,又能适应流水信号处理。文中详细介绍了数据采集电路、DSP器件间的数据通信设计,以及DSP器件与PC机的接口电路,最后给出两种具体应用实例。

5.23 TMS320C5X系列数字信号处理器的开发卡设计

摘自《电子技术》月刊,1998年第9期

本文重点介绍了TMS320C5X系列定点数字信号处理器的主要特点、引脚功能,并在此基础上介绍了为满足音频处理系统开发要求而设计的开发卡,给出了开发卡的原理图和硬件工作原理。

5.24 心血管疾病谱识别诊断系统

摘自《电子技术》月刊,1998年第7期

本文提出以谱识别方法为分析病兆依据,以软件为主构建了一个心血管病兆自动识别系统。文中给出了系统组成结构、硬件框图、软件程序接口,并对数据采样、病兆库建立、信号预处理、特征提取与识别方法等进行了探讨。

六、控制系统与功率接口技术

6.1 自动控制电器元件的选择

摘自《电机电气技术》季刊，1998年第1期

本文对一些自动控制元件，如熔断器、熔丝、自动空气断路器、接触器、热继电器、时间继电器、控制变压器等元件的选择提出了一些有价值的参考意见。

6.2 一种新的功率因数补偿算法及实现

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第11期

本文作者根据电路理论推导出一种功率因数补偿算法，可以不用对大电流采样，不使用ADC，仅测量相位角，采用推导出的功率因数补偿算法，通过单片机技术进行功率因数的补偿控制。文中给出了功率因数补偿算法的理论推导、控制算法的电路实现方法以及软件控制流程。

6.3 双向晶闸管在交流调压电路中的使用注意事项

摘自《电子与自动化》双月刊，1998年第2期

双向晶闸管有过载和抗干扰能力量差，在控制大电感负载时会干扰电网和自干扰等缺点。本文介绍了在使用时如何避免这些缺点，并介绍了晶闸管的触发灵敏度，过载保护以及控制大电感负载时避免干扰电网和自干扰的电感电容滤波电路、双向二极管阻尼电路、电阻电容阻尼电路。

6.4 双端口RAM和光纤通信在发动机电控系统标定开发中的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第10期

本文介绍了一种用MC68HC11F1和双端口RAM芯片构成的一个发动机电控系统标定用的开发装置。文中介绍了系统的硬件电路及其工作原理、光纤通信电路以及系统的软件设计。

6.5 两相变压器微机控制系统的研究

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第12期

本文介绍了8031单片机控制的变频调速控制系统。它适用于钕铁硼永磁同步电机。由8031产生两相正交调频调压控制信号，经驱动后送逆变主桥路，实现恒转矩调速。文中介绍了系统结构、逆变主桥路、系统工作原理、调频调压控制信号产生方法以及系统的程序框图。

6.6 智能化阀门电动装置的开发

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第6期

阀门电动装置是阀门驱动和控制的重要装置，采用单片机技术实现阀门电路装置的智能化是开发新一代阀门电动装置的首选方案。本文介绍了一个用80C31LCD显示、具有开关预置和转矩预置功能的智能化装置。文中叙述了系统构成、交流电子开关、可控硅触发电路、正反转控制电路、电动装置以及系统的软件设计。

6.7 微型机在电机软启动系统中的应用

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第3期

本文介绍了电机软启动的原理和设计方法，系统中法屏弃了传统的降压启动方法，提出了先降低频率再进行升压启动的方法，并采用8098单片机进行控制。文中叙述了系统的组成、工作原理、软启动硬件系统原理、软件设计中的主程序、中断服务程序设计、故障处理程序设计。

6.8 几种电导式液位传感控制电路

摘自《测控技术》双月刊，1998年第1期

本文介绍了几种应用电导液位传感原理的液位控制电路，可用于一切具有导电离子非易燃液体的液位测量与控制。文中叙述了利用变压器耦合的液位检测与控制电路、光电耦合的液位检测器、离灵敏自锁定液位检测器和由单片机管理的液位检测器。

6.9 8098单片机用于异步电动机的软启动与节能控制

摘自《现代电子技术》双月刊，1998年第2期

本文利用8098高速输出口的HSO.0、HSO.1、HSO.2控制三相主电路的三只双向晶闸管的导通角完成三相交流调压，用高速输入口HSI.1测量功率因数，并将其作为被控量实现功率因数的闭环控制。文中叙述了三相交流调压原理、软启动方式、功率因数测量、闭环控制、系统硬件电路及软件设计。

6.10 具有两总线的数/模转换器

摘自《集成电路应用》双月刊，1998年第3期

MAX518(517、519)是带I^2C总线接口的两路电压输出型8位DAC。本文介绍了MAX518的结构框图、工作原理及实际应用中注意的问题。

6.11 实用可编程时控电路

摘自《电子与自动化》双月刊，1998年第4期

本文以EPROM器件为核心，构成了一个经济实用的时序控制电路。该时序电路由555定时器、计数器、EPROM2732和驱动执行机构组成。文中给出了时控电路的总体电路和EPROM的应用编程设计方法。

6.12 单片机在电动机启动中的应用

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第4期

电动机启动过程要求其启动电流不要过大,而且对不同的生产过程要求有不同的启动时间,为此本文介绍了由单片机和晶闸管组成的启动装置,该装置可控制电动机启动过程及设置启动过程时间。文中叙述了异步电动机启动问题及传统解决电动机启动的方法,给出了单片机启动装置控制电路并介绍了它的工作原理、启动主电路、晶闸管触发电路及启动控制的软件设计。

6.13 单片机在电子景观电气控制中的应用

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第1期

本文介绍的电子景观控制系统是由多个8031单片机组成的主从控制系统,用于电子景观电气电路的自动控制、紧急处理、故障点显示等功能。文中介绍了8031主机电路、信号检测与接口电路和多机通信协议。

6.14 多媒体技术在火灾自动报警控制系统中的应用

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第1期

多媒体技术用于火灾自动报警系统中,可更好地达到早期预报火灾的目的。本文介绍了一个由多媒体计算机、多回路火灾报警器及回路联动控制器组成的多媒体火灾自动报警系统。火灾报警控制器由80C552单片机构成。文中详细介绍了系统配置及工作原理、多媒体计算机系统、火灾报警控制器、消防联控制器和系统的软件设计。

6.15 FLEX8000器件在彩灯控制系统中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第6期

本文介绍了在节日彩灯控制中应用Altere公司可编程逻辑器件(FLEX8000)进行电子自动化设计的过程。文中简要介绍了逻辑器件的一般概况、彩灯系统设计要求、设计步骤、开发系统及软件的配置、层次化结构设计方法以及设计校验和器件编程。

6.16 MCS－51单片机在大滞后温度智能控制中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第5期

本文介绍的单片机控制系统,用于实现工业催化剂活性检测过程床层温度的程序控制。被控对象是具有3～8分钟的纯滞后、时变、非线性特性的催化剂电加热炉。文中介绍了采用极点对消直接PID算法的控制方法,给出了广义数字模型,进行了仿真研究及现场调试。

6.17 一种多主智能采集与控制系统的设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第1期

本文作者从硬件、软件两个方面介绍了一种多主智能采集控制系统的结构和功能,重点阐述了该系统在CPU协调性、可靠性、可维护性、灵活性等方面的设计思想。文中给出了系统组成、外围电路设计接口统一设计电路图以及主机对智能I/O板的统一管理、智能I/O模板的

冗余配置。

6.18 油田注水站的单片机控制

摘自《电子技术》月刊,1998年第10期

本文介绍了一种对油田注水站的计算机控制方案,该方案采用486微机作为上位机,用80C552单片机构成的变频调速系统作为下位机,完成对注水泵电机的变频调速控制。文中叙述了注水站分析与总体设计、80C552的变频调速系统设计、通信系统设计和系统的应用程序设计。

6.19 CM—Ⅱ全自动变频恒压供水控制器

摘自《电子技术》月刊,1998年第9期

本文介绍的新型变频恒压供水控制器,所带水泵均为循环软启动,并可定时切换、定时开关机,也可配接变频小泵;软件采用动态数字滤波技术,人机界面采用汉字提示与LED相结合的方式。文中叙述了系统性能特点、系统工作原理、硬件构成及主要技术问题。

6.20 基于80C552的液晶投影机监控装置的设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第9期

本文介绍了采用80C552单片机构成的液晶投影仪监控装置。文中介绍了液晶投影仪的监控功能、监控装置框图。叙述了监控系统中的DS1820温度检测、A/D接口的电流检测、灯功率调节的基本原理和电路、灯功率休眠锁定方法和全系统的调试方法。

6.21 微机控制的红外传感随动系统

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第6期

本文介绍了基于8098单片机的热释电红外传感随动系统,该系统用于对人体信号自动检测及自动跟踪。文中详细介绍了红外传感随动系统的红外测量原理、热释电人体传感器的性能、特点、随动系统硬件构成以及控制软件及系统运行说明等。

6.22 加热炉温度控制系统的实现

摘自《微计算机信息》双月刊,1998年第5期

本文介绍了一种采用施密顿预估补偿加热炉温度PID控制系统的具体实现及仿真实验。文中介绍了控制系统硬件电路,如温度变送器、触发电路、过零检测电路、单片机系统模块、显示模块和软件设计中的控制系统数学模型、控制算法及仿真结果。

6.23 单片机实现的GJ型光辐射加热炉温控系统

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊,1998年第2期

本文介绍了利用单片机实现GJ型光幅射加热炉温度控制装置的总体组成和主要功能,该温控装置可使炉温控制稳态精度达±1℃。测温部分采用AD590测量室温,实现热电偶冷端补偿。文中还给出了温控系统的控制算法。

6.24 恒湿变频微机控制系统

摘自《电子与仪表》双月刊,1998年第5期

本文介绍了一自动恒湿控制系统。该系统既可单机操作,也可多机联合工作。温湿传感器采用芬兰VAISALA公司生产的一体化传感器HMP233,单片机采用AT89C51,用89C51 UART的方式0扩展键盘与LED显示。文中介绍了系统电路设计和软件设计。

6.25 微波炉单片机控制器

摘自《电机电器技术》季刊,1998年第1期

本文作者用6805单片机做出了微波炉控制器。文中介绍了控制器的系统电路设计、键盘功能设计和烹调设定、火力等级设定、主程序等软件设计。

6.26 由单片机和单向大功率晶闸管组成的调动系统

摘自《电子世界》月刊,1998年第5期

作者研制了一种采用以单向大功率晶闸管(200 A)作为执行器件,配以相应的接口电路和过零触发电路组成的调功电路。本文给出了调功电路图,叙述了该电路的工作原理、同步脉冲获取、调功方法、元器件选择、电路安装要点以及单片机的调功任务和软件流程。

6.27 80C198单片机控制交流电机调压调速系统

摘自《电气传动》双月刊,1998年第3期

本文介绍了一个以80C196系列单片机为核心的交流电机调压调速系统,使触发脉冲的产生和速度控制集中在单片机内完成,大大简化了系统结构和外围电路。文中叙述了系统总体结构的交流电机调压调速主回路、单片机调压调速系统框图、同步信号选取电路以及控制算法和转速给定函数和软件设计。

6.28 基于单片机的步进电机控制系统

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第1期

本文介绍了用SCB—1型单片单板机控制步进电机的系统实例,由8751功率开关集成电路TWH8751/2组成的步进电机驱动电路,并叙述了系统的硬件设计和系统软件控制流程。

6.29 摄像头微机控制伺服系统

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊,1998年第5期

本文介绍的系统由工业控制计算机(IPC)和单片机构成的摄像头伺服系统组成。文中叙述了伺服系统原理、步进电机原理及功率放大电路接口、通信接口和通信软件设计。

6.30 NMR—1型教学机器人控制系统的设计

摘自《微型机与应用》月刊,1998年第1期

本文介绍了一个NMR—1型教学机器人的多机控制系统,IBM PC机为主机,6个8031为从机,主机采用C语言调用宏汇编语言子程序和各8031单片机通信。文中叙述了机器人的

本体结构、机器人控制的数学模型、控制系统的硬件设计和系统程序设计。

6.31 基于单片机的协议红外遥控系统

摘自《电子技术》月刊,1998年第5期

本文介绍一种由单片机构成的面向字节数据传送,可以处理比较复杂协议的红外遥控系统。红外遥控编码采用脉冲位置调制(PPM)方式。文中叙述了红外遥控器的电路原理、发送数据帧结构、红外遥控接收电路原理以及红外遥控器的软件设计。

6.32 混凝土搅拌站单片机自动控制系统

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第11期

本文介绍了混凝土搅拌站自动控制的物料流程及配料控制算法以及一个基于系统模块化的混凝土搅拌站的单片机控制系统,该系统采用了良好的屏蔽、光电隔离、接地及抗干扰措施。

6.33 球载X射线探测器观察目标自动跟踪系统

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第8期

本文介绍一种基于GPS卫星定位接收机的球载X射线探测器观察目标自动跟踪系统。系统用STD总线的80C196 CPU主板和数字I/O接口板构成。文中详细介绍了CPU主板、I/O接口板的系统构成、X射线的天体跟踪算法、跟踪算法软件流程以及跟踪控制的结果分析。

6.34 单片机控制步进电机的自动定位系统

摘自《电子技术》月刊,1998年第9期

本文介绍的自动定位系统中,采用计算机软件来替代由缓冲寄存器、环形分配器、控制逻辑及正反转控制门组成的步进电机控制器。文中给出了单片机与电机一相的连接电路、XY两方向电机的控制模型和实验结果。

6.35 单片机全直流调速系统

摘自《电子与仪表》双月刊,1998年第1期

本文介绍了一个利用8031单片机系统实现的微机控制全数字直流电机调速系统,利用单片机实现转速拨盘给定、晶闸管触发、双闭环PI算法、数字M/T测速及速度显示等。文中叙述了总体控制方案、系统中的主要硬件电路如测速及光电传感电路、单相全控桥晶闸管整流电路等,以及系统PI调节器和程序设计方法。

6.36 小型集散变频调速控制系统

摘自《微型机与应用》月刊,1998年第2期

本文介绍的集散型控制系统由PC机与多个AT89C52串行通信的变频调速控制系统组成。文中叙述了系统硬件电路构成、系统工作原理、变频信号形成及调频调压控制程序框图。该系统中采用了Q BASIC语言对串行通信口进行设置,无需区分"地址帧"和"数据帧",只在通信协议作某种约定。

七、可靠性与抗干扰技术

7.1 微机应用系统可靠性技术决策

摘自《微型电脑应用》双月刊，1998年第1期

本文分析了影响微机应用系统的可靠性技术决策因素，从成本、应用背景、技术难度等角度提出决策的依据和原则，并按系统开发生命期的顺序，逐一讨论每个阶段实施可靠性的决策意见，具体有：分析阶段的可靠性定位、成本规划，设计阶段的可靠性分配、可测试性设计、可靠性，实现阶段的装载环境考虑、元器件选用、诊断逻辑嵌入，维护阶段的维护定位、替换级别确定等。

7.2 PLC应用系统可靠性设计浅谈

摘自《化工自动化及仪表》双月刊，1998年第3期

PLC具有抗干扰能力强、可靠性高、编程灵活等特点，但构成PLC应用系统时，由于系统设计欠佳会导致可靠性下降。本文从PLC应用系统设计的一次元件、信号电缆的选用及系统软、硬件设计等方面，介绍提高PLC应用系统可靠性的方法。

7.3 电网瞬变干扰发生器研制

摘自《电测与仪表》月刊，1998年第11期

本文介绍的电网电压瞬变干扰发生器，利用对交流电子开关的切换控制和变压器多抽头的调压方式，产生准连续可调的过压、欠压、瞬时断电干扰，通过单片机实现控制、调节、参数设置。文中叙述了电网瞬变干扰波形、干扰发生器电路原理、干扰控制原理、幅值调节电路等。

7.4 智能化电器产品及其电磁兼容

摘自《电器技术》季刊，1998年第1期

目前电网发展的一个趋势是高压直接进入负荷中心和采用环网供电，智能化电器产品则是满足配电自动化且能完成自动诊断的新一代产品。本文介绍了变电站综合自动化的产品的功能及高压电器设备的电磁干扰和电磁兼容试验。

7.5 EMC在家用电器控制方面的重要性

摘自《电机电器技术》季刊，1998年第1期

本文介绍了我国家用电器EMC状况的调查结果，分析了家用电器的EMC状况、提出了解决家用电器EMC问题的途径，同时也介绍了国内外EMC认证的情况与动态。

7.6 PLC 控制系统的电磁兼容性设计

摘自《微计算机信息》双月刊,1998 年第 6 期

本文分析了 PLC 控制系统的内部及外部干扰源,提出了在系统总体设计、电源、感性负载、隔离、接地、屏蔽、系统配线以及软件等方面所采取的抗干扰措施。

7.7 微机电磁信息泄漏与防护技术

摘自《计算机工程》月刊,1998 年第 10 期

计算机的电磁辐射会造成信息失密,为此要进行信息电磁泄漏检测和防护。本文介绍了电磁信息泄漏抑源法的屏蔽、滤波,包容法的机箱、连接等防护技术。

7.8 抗 EMI 铁氧体磁芯在计算机上的应用

摘自《计算机工程》月刊,1998 年第 10 期

本文介绍了铁氧体磁芯在抗电磁干扰(EMI)上的应用原理、铁氧体磁芯的复数阻抗、插入损耗、阻抗频率特性、尺寸与阻抗的关系以及 EMI 磁芯形状、种类,如何选择 EMI 磁芯和 EMI 磁芯在计算机上的应用。

7.9 集成电路静电放电保护

摘自《电子测量技术》季刊,1998 年第 3 期

本文从静电的产生、测试和保护等方面,对集成电路的静电放电保护进行了一些探讨。如静电放电的产生和人体静电、静电放电测试方法。最后论述了静电放电的保护方法及如何选择有 ESD 结构的集成电路。

7.10 如何测试 CMOS 器件抗静电能力

摘自《国外电子测量技术》双月刊,1998 年第 3 期

本文叙述了测试 CMOS 器件抗静电能力的几种方法。文中给出了静电放电(ESD)的敏感性分类,抗静电放电测试的人体模型(HBM)、充电器件模型(CDM)和机械模型。文尾还讨论了集成电路遭受 ESD 损坏的几种情况。

7.11 电子设备电源的防雷保护装置

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 11 期

本文介绍了一种在电子设备交流电源线上用氧化锌(ZnO)压敏电阻构成的防雷保护装置。文中叙述了防雷保护装置的基本要求、防雷保护装置的电路结构、保护特性分析和压敏电阻的安装要求。

7.12 一种用于单片机多机通信网络的总线保护电路

摘自《微型机与应用》月刊,1998 年第 2 期

本文介绍的总线保护电路能有效地解决分布式测控系统中因某一台下位机的发送驱动未能正常隔离总线而造成的网络瘫痪事故。文中介绍了保护电路原理图及保护电路的工作原理。

7.13 高速计算机系统中信号可靠性传输技术

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第12期

在信息传输过程中的传输线效应会随速度的提高而增强，从而影响通信的可靠性。本文分析了传输中信号失效原因中的转输线效应、参数匹配等，并提出了在不同传输状态中的传输线技术。

7.14 浅析工业控制计算机几点抗干扰措施

摘自《仪表技术》双月刊，1998年第5期

本文介绍了采用STD总线工业控制计算机在改造工业电炉过程中的一些抗干扰措施，如系统功能设计前进行抗干扰设计、试验，提高电源质量，预防工控机失控及冲程序以及合理布线等。

7.15 工控软件的抗干扰设计

摘自《微小型机开发与应用》双月刊，1998年第2期

本文叙述了工业控制系统中工控软件的结构特点及干扰途径，提出了一些程序运行失常、系统"死锁"、数据采集误差过大、数据出错、控制状态失常等软件对策。

7.16 工业控制可靠性设计的系统恢复技术

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998年第3期

本文介绍了将软、硬件"看门狗"技术、软件陷阱及TL7705CP芯片用于工控机系统，构成一种有效的系统恢复技术的电路设计方法，并研究了电源干扰下RAM数据的动态保护问题，同时给出了实际电路和程序结构。

7.17 测控系统中"死机"自动恢复功能的实现

摘自《计算机自动测量与控制》季刊，1998年第3期

本文介绍了由74LS123和8253计数器构成的看问狗电路，并详细介绍了两种看门狗的电路图、电路工作原理。

7.18 TL7705在单片机系统抗电源干扰方面的应用

摘自《电测与仪表》月刊，1998年第4期

本文讨论了监视集成电路TL7705的功能及其在单片机抗电源干扰方面的应用。文中叙述了7705的引脚功能、内部逻辑框图和对单片机实现动态掉电保护的应用电路。文中还给出了产生瞬间脉冲干扰时，CPU复位等待、RAM数据保护，干扰消失后CPU能从原中止工作的程序开始运行的掉电中断服务程序流程。

7.19 一种单片机电源监测和看门狗保护电路及方法

摘自《仪表技术与传感器》月刊，1998年第7期

本文介绍了由集成电路MAX813L构成的单片机复位电路及程序设计方法，它可监测电

源电压，其看门狗定时器具有抗干扰能力。文中给出了 MAX813L 的应用电路以及在系统正常、非正常状态下的复位时序和软件设计方法。

7.20 带微处理器监控芯片 MAX813L 在大功率 IGBT 开关电源控制系统中的应用

摘自《微计算机信息》双月刊，1998 年第 6 期

MAX813L 为 8 引脚封装器件，具有加电、掉电复位(高电平有效)、WDT、1.25V 门限检测及低电平有效的人功复位功能。文中介绍了 MAX813L 功能、引脚以及与单片机的实际应用电路。

7.21 铝电解计算机测控系统抗干扰问题探讨

摘自《电气自动化》双月刊，1998 年第 1 期

本文通过铝电解计算机测控系统实际应用中的抗干扰问题，总结归纳了系统干扰来源、系统抗干扰硬件设计的 7 项措施、软件设计的数字滤波、WDT 等措施。

7.22 一种提高 8098 单片机系统抗干扰能力的方法

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998 年第 1 期

本文介绍一种用 8098 单片机片内 ADC 来监视供电源电压以区别上电复位和 WDT 复位的方法，来使一些受控对象能立即从故障状态恢复到正常工作状态，而不是恢复到程序初始状态。文中叙述了 ADC 作电源上电监测的使用方法和系统初始化部分的程序设计。

7.23 开关电源的干扰及其抑制

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 2 期

本文介绍了开关电源自身干扰产生的原因和传输途径，并提出了一些简单实用的干扰抑制方法。

7.24 开关电源的噪声及其消除方法

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 5 期

本文介绍了开关电源中开关管、高频整流管、变压器、电音器的噪声产生源，控制和消除噪声的噪声电平抑制、噪声滤波和公共结合部的接地及连线技术。

7.25 几种常用容错控制系统的可靠性探讨

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998 年第 3 期

本文分析了控制系统中的可靠性概念、定义、可靠性指标以及冷冗余、热冗余系统中可修复性容错控制系统的可靠性指标。

7.26 基于 I/O 总线技术的高可靠性容错系统

摘自《通讯世界》月刊，1998 年第 8 期

在容错体系的双机半热备份结构中，由于从发现差错后从正常状态到备用状的时间耗费会导致数据丢失、错误状态扩散最终造成系统故障。热备份虽能防止上述情况但大大增加系统

开销。本文提出了一种双处理器模块的容错结构，除了执行I/O指令外，双处理器模块在同一时刻相互独立地执行相同的操作。文中详细叙述了该系统的操作原理。

7.27 采用双机冗余方式的多路温度测量系统

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第2期

本文介绍了一种采用容错技术的新型温度测量系统，该系统采用主从机互为冗余的工作模式。文中叙述了系统组成结构、双机系统自动切换原理、双机监测/切换电路、电路的故障检测与切换、主机交权与从机夺权以及监控软件设计中的双机同步、双机切换和故障检测。

7.28 双机容错系统中仲裁器的设计

摘自《电气传动》双月刊，1998年第1期

双机容错系统是提高计算机系统可靠性的一种措施，本文提出了双机容错系统中实现比较-仲裁功能的一种硬件设计，解决了在发生故障时，系统输出的准连续性问题，使工作进程不受系统故障影响，该硬件模块具有自检、不一致性仲裁、故障发生和结束时工作状态的转换功能。文中叙述了比较-仲裁器的设计思想、体系结构、在线动态检查等工作原理。

7.29 单片机加密技术研究

摘自《仪表技术》双月刊，1998年第3期

本文对单片机加密技术进行了一些探讨，着重介绍硬件加密电路设计的一般原则和技巧，如加密电路元器件的选择原则、硬件设计上的多层次提高加密强度、冗余电路设计、解剖陷阱设计等。在软件加密中则介绍了简单加密法、模2加法程序加密和EPROM的加密保护等。

7.30 用GAL器件对EPROM软件加密的方法

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第4期

本文在简要介绍GAL器件的基础上，详细介绍了EPROM程序加密原理和加密方法。文中叙述通过在外部总线用GAL16V8采用ABEL语言加密方法，加密电路和采用8086宏汇编语言的加密程序清单。

7.31 TELEPERM M自动系统的安全可靠性分析

摘自《工业仪表与自动装置》双月刊，1998年第1期

安全可靠是DCS(集散控制系统)首要考虑的问题。本文从安全可靠性角度对西门子TELPERM M过程控制系统的核心部分——AS自动系统进行了分析和评价。文中对安全条件、安全设计、在线诊断、安全控制输出、备用控制器设计都作了详细的叙述。

7.32 自动控制系统中常用安全设计技术

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第11期

安全性是自动控制系统中重要的技术指标。本文介绍了安全设计技术中的评估安全性的指标概念、安全设计中的容错技术、双软件运行技术、防误办技术、限位技术、安全联销、闭合状态选用技术、防爆技术和接地技术等。

7.33 异步电动机微机保护装置的研制

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第11期

本文分析了高压异步电动机过热保护原理和不平衡故障时负序电流热效应,并用8098单片机构成了一个微机保护系统。文中论述了电动机的电流保护依据、热过载保护理论、负序电流热效应、热过载保护的实现方法以及8098热保护装置组成原理、模拟量输入电路、保护跳闸电路和软件设计等。

八、实用设计

8.1 频率特性测试的单片机实现

摘自《现代电子技术》双月刊，1998年第3期

动态频率特性是自动控制系统中的重要参数。本文介绍了一种采用单片机系统，利用软件来代替硬件完成频率特性的测试原理、单片机测试系统的实现方法和系统的软件设计。

8.2 基于单片机的轴角-数字转换电路设计

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第1期

本文介绍了一种针对正、余弦旋转变压器，基于N80C196KB单片机的智能型轴角-数字转换器，将所测机械轴的机械角度转换为相应的数字量。文中详细介绍了正、余弦旋转变压器的转角转换原理、转换电路设计及软件设计技术。

8.3 MT8816模拟开关阵列电路在多路音频信号切换中的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第11期

本文介绍了应用集成模拟开关阵列芯片MT8816组成双64×16交换网络完成多路音频信号切换的方法及音频信号检测技术。文中叙述了MT8816的特性、功能结构、开关矩阵电路的硬件构成及信号交换网络的控制软件中断技术。

8.4 用在系统可编程逻辑器件设计快速频率合成器

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第1期

本文作者用一片Lattice ispLSI器件设计了一种包含整数分频和小数分频的快速数字频率合成器，文中详细介绍了快速数字频率合成器的工作原理及逻辑设计的实现方法。

8.5 一种快换频频率合成器方案

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第1期

设计跳频通信机用频率合成器的主要难点在于同时实现宽频带、高分辨率及快速换频性能，本文针对传统的锁相环(PLL)合成方法和新兴的直接数字合成(DDS)方法的优缺点，提出将修正的DDS和PLL相结合的频率合成方案，文中介绍了该频率合成器的原理、电路方案以及调测结果。

8.6 利用FPGA实现DDS专用集成电路

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第2期

本文介绍了采用FPGA实现直接数字合成(DDS)的方法。文中详细介绍了基于FPGA的DDS专用电路设计，如系统控制、频率累加器、相位累加器、相位加法器、相位/幅度变换器电

路和基于FPGA的DDS电路主要技术性能指标与商用DDS芯片的比较。

8.7 AD598在智能压力表中的应用

摘自《电测与仪表》月刊,1998年第3期

AD598是一种高集成度的新型差动变压器信号调节器。总误差小于0.6%,仅需几个外围无源器件即可构成高精度测试仪。本文详细介绍了AD598的工作原理以及典型应用设计中的电源供电、外围器件选择设计,最后给出了AD598在智能压力表中的应用实例。

8.8 AT89C2051单片机在周波表中的应用

摘自《仪表技术》双月刊,1998年第2期

本文介绍了一种用AT89C2051制成的测量电网周波的频率表。文中详细介绍了系统组成、信号输入电路、显示电路、看门狗电路以及软件设计和程序清单。

8.9 由AT89C2051单片机构成的多点变压器油温检测仪

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第12期

本文介绍的系统由89C2051系统与多路温度测量电路、V/F转换构成。文中介绍了检测仪的主要性能指标、检测仪的硬件电路设计、多路切换及V/F转换电路、89C2051的键盘/显示及声光报警电路和主程序流程图。

8.10 单片机在自行车里程表中的应用

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第3期

本文介绍了EPSON公司专用4位单片机E0C6S37用于自行车里程表的一个典型实例。文中介绍了E0C6S37的特性参数和构成里程表的系统电路。

8.11 用PIC单片机制作电感测量仪

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第6期

本文介绍了用单片机实现对电感的测量方法,提出采用三点式振荡器、放大器完成电感到频率的转换,通过频率测量实现电感测量。文中介绍了电感测量原理、电感频率变换电路、测量误差分析以及由PIC单片机构成的测量仪电路和频率测量子程序。

8.12 用EPROM构成可编程多种模拟连续波形发生器

摘自《电气自动化》双月刊,1998年第2期

本文介绍了用EPROM、DAC、加法计数器、地址译码器组成的可编程多种模拟连续波发生器。文中重点介绍了EPROM中的波形量化、数字编码、存储矩阵和编程应用。

8.13 基于8098的可控伪随机序列发生器研究及应用

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊,1998年第5期

伪随机信号在相关测量与分析中得到广泛应用。本文介绍了一实用且控制灵活方便的伪随机信号发生器。文中详细叙述了利用移位寄存器及模2加法器构成伪随机序列发生器的原

理及结构、伪随机序列特征参数的选择与调整、延迟M序列的产生、L序列(逆重复序列)的产生原理。文中还给出了用8098产生伪随机序列信号发生器的电路结构和可控伪随机序列发生器的应用。

8.14 程控高精度信号发生器设计

摘自《仪表技术》双月刊,1998年第3期

程控高精度信号发生器是利用单片机控制精密集成函数发生器构成的智能仪器,使用的函数发生器XR—2206具有外部电压控制输出信号频率的功能,单片机通过DAC就可控制输出信号频率。本文介绍的发生器由8031、16位DAC AD569、程控放大器、ADC MC14433组成,文中叙述了它们的工作原理及工作过程。

8.15 任意波形产生器研制

摘自《中国仪器仪表》双月刊,1998年第5期

本文介绍了一个基于FPGA的DDS的任意波形产生器,可产生各种波形,波形各项参数(如频率、幅度)均可调。文中叙述了任意波形产生器的原理、基于FPGA的DDS技术应用、DDS工作原理及设计框图、用FPGA设计的相位累加器以及FPGA开发的软件技术。

8.16 MN150412单片机在微波炉智能控制上的应用

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第3期

本文介绍了采用4位单片机MN150412构成的微波炉智能控制器。文中介绍了控制系统的硬件组成、电源供电电路、交流信号过零检测电路、键盘选择及门控开关电路、温度检测电路、数码显示控制电路、磁控管的双向可控硅控制电路以及软件的主流程框图。

8.17 便携式多功能测温仪设计

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊,1998年第4期

本文介绍了用80C31构成的便携式智能仪表的设计思想和工作流程,中文中重点叙述了测温模拟电路设计的冷端补偿、数字调零、增益误差自动校准、V/F转换、自动量程转换、高稳定mV信号发生和软件设计的热电偶热电势与温度关系逐段线性化设计。文中给出了详细的模拟与数字接口电路图。

8.18 袖珍式脉搏测量仪

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第1期

本文介绍了一种采用光电传感器8098单片机,图形点阵LCD显示的袖珍式脉搏波监测仪。该仪器能测量手指末端的动脉脉搏波,并在LCD上实时显后波形及脉率,能存储32k字节,共4分钟数据。文中介绍了系统结构、原理,传感器、信号调理电路框图。

8.19 全自动光标阅读机的研制

摘自《电子技术》月刊,1998年第3期

全自动光标阅读机是一个计算机数据录入设备。本文介绍了一个自行研制的全自动光标

阅读机。文中介绍了光标阅读机的数据录入过程与原理、硬件电路设计、接口电路和系统软件的研制。

8.20 超声波可变阈值测距装置

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第7期

本文介绍了一种高精度机器人超声波接近觉传感器。文中详细分析了超声波测距原理,分析了测距误差和提高测量精度的方法。通过对回波信号进行多级放大和增益自动补偿来保证对微弱信号充分放大,采用峰值检测和自适应可变阈值检测相结合来判断回波到时刻,从而保证大范围内的检测精度。文中还给出了实验结果。

8.21 钢丝绳断丝在线检测仪的设计

摘自《电子技术应用》月刊,1998年第11期

本文介绍的SGDJY－1型钢丝绳断丝检测仪由霍尔传感器及单片机系统组成。检测仪采用导磁率检测原理实现断丝检测。文中详细叙述了系统的工作原理、传感器结构、检测仪系统构成以及软件设计中的主程序、中断子程序、检测子程序流程。

8.22 单片机沉井二维倾斜量测量仪

摘自《电子技术》月刊,1998年第6期

本文介绍的测量仪由8031单片机系统构成。5G14433实现二维角度偏差测量,8279用于稍远距离的动静结合显示。文中叙述了硬件系统结构、5G14433的量程自动切换电路、8279静/动态显示电路设计以及系统的软件设计。

8.23 一种基于PIC16C71微处理器的钢丝绳/钢丝缺陷无损检测仪

摘自《微型机与应用》月刊,1998年第1期

本文介绍的检测仪基于漏磁信号检测原理,但充分利用计算机的处理能力,使用了精简的联合判断算法,实现了低成本结构简单的检测仪。文中介绍了系统硬件电路,重点叙述了数据采集,信号处理缺陷判断算法和电源自动充电管理。

8.24 智能性溶解氧分析仪的研制

摘自《电子与自动化》双月刊,1998年第4期

本文介绍的溶解氧分析仪测量范围为:溶解氧0～19.99 mg/L(温度为－10℃～40℃),测量精度为±0.3 mg/L(温度±1℃)。该仪器由极谱型电极传感器和AT89C52单片机组成,文中叙述了仪器的结构、工作原理、I/V变换电路、A/D转换电路和单片机系统电路结构。

8.25 智能化薄膜测厚仪的一种设计

摘自《仪表技术》双月刊,1998年第1期

本文介绍的智能化薄膜测厚仪以MCS－51单片机为核心,利用β射线测厚传感器、集成函数运算放大器、V/F转换器等构成。文中叙述了测量原理、薄膜厚度传感器、非线性校正电路、V/F(LM331)变换电路、单片机测频系统以及系统的软件设计。

8.26 可编程用电控制器

摘自《仪表技术》双月刊，1998年第1期

可编程用电控制器采用感应电度表作为电能检测部件，通过处理电路、PIC单片机、串口E^2PROM等，实现对较大负载的超载限电控制。本文介绍了用电控制器原理、信号处理硬件电路、PIC单片机定时功能的开发与软件设计。

8.27 用8031单片机实现的智能提醒机

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第3期

本文介绍的智能提醒机由8031单片机系统和固体录音单元YYH40、音乐集成电路MX—1、8位点阵字符液晶模块EDMC002A构成。文中介绍了它的基本工作原理、硬件结构、固体录音电路和软件子系统模块。

8.28 GPS车载卫星地球站天线自动定位系统

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第5期

本文介绍了一个利用GPS系统快速、准确的定位能力实现的车载卫星地球站的天线自动控制系统，系统由GPS接收机80C32、PSD311、LCD显示器、ADC0801组成，GPS接收机与80C32通过RS232接口连接。文中叙述了系统构成及运行过程、系统控制信号、PSD311简介、硬件接口及软件设计。

8.29 单片机声发射监测及定位系统研究

摘自《仪表技术与传感器》月刊，1998年第2期

本文论述了用87C552单片机对固体形变过程中的声发射波进行实时监测的一种方法，提出了系统设计目标、系统结构及主要实现技术。文中给出了硬件结构与软件流程。

8.30 新型点火线圈性能测试系统的研究

摘自《电测与仪表》月刊，1998年第1期

本文采用8098单片机、信号测试电路和点火电路组成了点火线圈测试系统，它可以模拟点火线圈的现场工作条件，对汽车、摩托车等点火线圈产生的10～35 kV电压速度变信号及主要电气信号进行测试试验。文中介绍了测试系统电路、点火实验装置电路、信号检测电路和单片机系统的软、硬件设计。

8.31 单片机控制的发动机点火装置

摘自《电子技术》月刊，1998年第10期

本文以摩托车发动机工作对点火器要求入手，分析了当前摩托车使用的模拟式点火器的缺点，介绍了单片机用于摩托车点火器的优越性，并提出了这种数字化点火器的具体方案和克服干扰的措施。文中给出了单片机点火控制电路图和点火器软件流程图。

8.32 串行输出数据采集芯片 PS2003 及在粮仓温度检测中的应用

摘自《仪表技术与传感器》月刊,1998 年第 4 期

PS2003 将单片机、A/D 转换器、数字 I/O 口、串行通信口集成于一片 18 脚的芯片上,可自动完成对模拟量和数字量的采集和处理,并实现数据的远传。本文介绍了 PS2003 的特性、引脚功能、控制命令以及由 PS2003 构成的粮仓温度检测系统。

8.33 基于微控制系统的完备的监控解决方案

摘自《微型机与应用》月刊,1998 年第 4 期

本文介绍了一种用 8031 和固体录音技术相结合的智能化多功能提醒机。该机可以将需要提醒的事物信息存储,然后到预定的时间里提醒用户去完成应做的事情。文中叙述了提醒机的基本原理与主要功能、硬件构成、固体录音单元及软件设计。

8.34 大型建筑物火灾报警系统

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 6 期

本文针对大型建筑,介绍了光电感烟式火灾报警系统,该系统采用 8031 单片机组成的多机系统。文中介绍了光电感烟探测器原理、火灾报警系统组成结构、系统监控软件及通信协议。

8.35 IC 卡电能表预收费管理系统设计

摘自《微小型机开发与应用》双月刊,1998 年第 5 期

IC 卡电能表可完成对 IC 卡的识别,读取有效购电量并记录在表内供用户使用。本文介绍的 IC 卡电能表预收费管理系统在 Windows 环境下运行,具有良好的用户介面。文中具体介绍了系统结构、功能划分、系统开发环境 IC 卡读写操作的实现、通信协议以及系统的安全性设计。

8.36 预收费电度表的设计

摘自《电子技术》月刊,1998 年第 5 期

本文提出了 IC 卡电度表设计中必须注意的若干问题,如成本、功能、功耗、可靠性等进行了探讨。文中还给出了一个预收费电度表的硬件电路,叙述了该电路的工作原理及软件设计技术。

8.37 计算机串行通信接口技术在多功能电度表中的应用

摘自《电测与仪表》月刊,1998 年第 1 期

国内多功能电度表的接口种类繁多,通信规范各不相同,本文对多功能电度表的接口与通信规范的统一、标准化提出了自己的看法。

8.38 一种采用电力线 Modem LM1893 实现自动抄表系统

摘自《电子技术应用》月刊,1998 年第 4 期

本文介绍了美国国家半导体公司生产的电力线 Modem 芯片 LM1893 结构和应用电路以

及利用 LM1893 实现的自动抄表系统。文中详细介绍了 LM1893 的原理、技术参数、引脚功能、结构框图、发送/接收工作模式。在自动抄表系统中介绍了系统组成、主站系统结构、电表终端系统结构、系统设计试调要点以及通信软件设计等。

8.39 AT89C2051 在程控式电能表检定装置中的应用

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 1 期

对于复费率表除了要进行一般电度表的常规校验外，还应进行日计时差、时段投切误差等项目的校验。本文介绍了由 89C2051 构成的检定装置，文中叙述了 AT89C2051 功能、复费率表附加项校验原理、装置的硬件设计和软件设计原理。

8.40 非接触式 IC 卡停车场收费管理系统

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 10 期

本文介绍了一种非接触式 IC 卡停车场电脑收费管理系统。文中叙述了系统硬件组成、系统主要功能及主要技术处理。系统中选用了 KENLUCK LEGIC 感应式 IC 卡及其读写器，系统的管理程序采用基于 Window95 平台的 Visual Basic 5.0 面向对象的 32 位可视化高级语言编写。

8.41 编码解码技术在电梯中的应用

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 12 期

采用编、解码技术实现开关量信号的传输，可以节省大量信号引线。本文介绍的编码信号传输只须发送、接收、电源、地 4 根线即可完成双向信号传输。编/解码电路由 MC145026/MC145027 构成。文中介绍了系统构成框图、编码/解码电路图、编/解码与开关输出/入转换电路以及抗干扰措施。

8.42 用单片机实现的磁卡读卡机

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 5 期

本文介绍了利用 MOTOROLA 的 MC68HC05J1A 单片机构成的磁卡读卡器，可以取代专用的读卡芯片。文中介绍了磁卡读卡的基本原理、磁卡读卡电路的硬件设计、磁卡读卡信号时序以及读卡器软件设计要点和主程序流程图。

8.43 家用保安系统的设计与实现

摘自《电子技术》月刊，1998 年第 5 期

家用保安系统采用现代电子技术、通信技术和计算机技术构成。本文介绍了这种家用保安系统的组成结构、信息采集装置、控制主机/通信器框图。

8.44 用 I^2C 总线芯片实现电子门锁的应用设计

摘自《电测与仪表》月刊，1998 年第 2 期

本文介绍用 I^2C 总线，AT93C56、PCF8583、IC 卡 24C01 及单片机 AT89C2051 构成电子门锁的新方法。文中给出了电子门锁的电路原理图，叙述了电路工作原理、电子门锁功能及应

用软件设计。

8.45 用密码芯片改进楼宇防盗对讲系统

摘自《半导体技术》双月刊,1998年第4期

在楼宇防盗系统中,用密码芯片可大大提高其保密性,并使主机和用户间的连接方式由过去的非标准结构变为标准结构,系统扩展方便。本文中介绍了用PT2262构成的防盗对讲系统。

8.46 非接触式IC卡门禁控制在远程监控系统中的应用

摘自《电子技术》月刊,1998年第11期

本文提出了采用高可靠性的非接触IC卡门禁控制系统在综合监控系统中的一种实际应用,并对它的安全性及授权规则进行了讨论。文中叙述了远程无人值守监控系统的门禁控制系统的基本特点、系统的网络管理以及通信安全等问题。

九、其 它

9.1 轻触式电源开关

摘自《测控技术》双月刊，1998 年第 1 期

本文介绍了在便携式仪表中用于取代传统机开关的一些轻触式开关，这些轻触开关由轻触键和电子开关或逻辑电路组成。文中给出了各种轻触式电源开关的实用电路。

9.2 一种变色光源驱动电路的设计

摘自《电子与自动化》双月刊，1998 年第 1 期

变色光源利用红、绿、蓝作三基色，采用相应的控制电路驱动，由混色原理形成色彩变化莫测的无级随机变色光源。本文介绍了一个能自动改变混色系数，驱动 R、G、B 三基色的驱动电路，文中给出了驱动电路图，叙述了变色驱动原理及电路调整与效果。

9.3 用 PIC16C17 实现的交流调压器

摘自《工业控制计算机》双月刊，1998 年第 4 期

本文介绍的交流调压器由单片机 PIC16C71 和晶闸管控制电路组成，采用移相方法控制晶闸管导通相位角使交流电压有效值发生变化的交流电压调节原理。文中叙述了控制工作原理、硬件结构设计和软件控制流程。

9.4 用于电机的 VMOSFET 驱动电源

摘自《仪表技术》双月刊，1998 年第 1 期

VMOS 管是电压控制器件，开关速度达微秒级，增益可达 10^8～10^9，输入阻抗为 $10^8\Omega$，驱动功率小且不存在二次击穿现象是理想的线性功放和功率开关器件。本文介绍了用 N 沟道 VMOS 开关管构成功率步进电机驱动电源的设计，给出了电源中的斩波限流电路和调频调压电路。

9.5 一种高效微功耗 DC－DC 隔离电源

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 11 期

普通 DC－DC 电源不具有电源隔离功能，本文介绍了一种具有隔离功能的 DC－DC 电源。文中叙述了隔离式开关电源基本原理及实现框图、高频转换隔离方法，并介绍了部分参数计算公式及元件选择。

9.6 采用 MAX530 的数控开关型连续激光电源

摘自《电子技术应用》月刊，1998 年第 9 期

本文介绍了将 PWM 开关电源技术与新型模数转换器 MAX530 相结合，用作连续固体激

光电源的应用。在该电源中数模转换和PI电路作为电源系统的调节和校正，因而具有很宽的动态稳定范围和很高的稳流精度。文中叙述了该电源的基本工作原理、主电路原理图、DAC及控制驱动以及8031和MAX530的接口电路与DAC程序。

9.7 利用ICL232的液晶显示器负电源电路

摘自《自动化与仪表》双月刊，1998年第1期

本文介绍利用ICL232接口器件产生的负电压用作T6963C液晶控制器的负电压源的使用方法。文中介绍了ICL232的结构原理和ICL232与T6963C的接口电路。

9.8 利用单片机实现智能控制

摘自《电子技术应用》月刊，1998年第9期

本文介绍了一个利用8098单片机实现对一、二级倒立摆的智能控制实例。文中述叙了倒立摆控制的典型性、拟人智能控制的特点以及拟人控制倒立摆的单片机实现电路和软件框图。

9.9 一种单片机控制的智能化盲人拐杖

摘自《微型机与应用》月刊，1998年第2期

本文介绍的控制器由单片机将超声波测得的距离信号处理后，利用语音器件YYH402进行实时报告距离。文中给出了硬件框图、超声测距原理、控制电路以及系统软件设计。

9.10 I^2C总线在工业仪表中的应用

摘自《工业仪表与自动化装置》双月刊，1998年第2期

本文综述了I^2C总线的基本原理与特点，并结合由87C552构成的交流变频调速应用实例，介绍了I^2C总线的应用。文中介绍了I^2C总线应用系统的典型结构、I^2C总线数据传送格式、I^2C总线交流变频调速系统框图。

9.11 计算机智能时频测量卡的设计

摘自《电子技术》月刊，1998年第9期

本文介绍了一块可测量时间、频率、速度的计算机内置卡。该卡由光电开关、定时采样、时基发生、定时中断、译码等电路组成，并集成到一片现场可编程的大规模逻辑阵列CPLD器件中，驱动程序由汇编语言编制。文中叙述了测量卡技术特性、工作原理、MCAH211SP的编程设计。

9.12 单片机技术在氢原子钟上的应用

摘自《电子与自动化》双月刊，1998年第4期

本文介绍了单片机在氢原子钟监控系统中的应用。该系统用两块单片机分别组成检测显示系统和控制显示系统。文中给出了两个系统的硬件结构和应用软件设计。