

Abstract

With information technology developing more and more UPS are used. The digital control tends to be one of the promising methods in the UPS control technology

This thesis discusses the theories of digital control of UPS. The PID control of output voltage feedback is easy to give attention to static and dynamic performance of the control system. Output performance of inverter of UPS is improved when RMS of output voltage feedback is added to PID control system. The hardware and software is designed in order to achieve the digital PID control of inverter of UPS.

Supervision based on DSP and MCU for UPS is discusses in this thesis also, which includes malfunction monitoring and protecting, communication between UPS and PC. And the hardware and software of supervision for UPS is designed.

Analysis, simulations and experiments have verified the system's feasibility and practicability. The research in the thesis has paved a way for the further research and application in the digital control of UPS.

Keywords: power convertor, uninterruptible power supply, inverter, digital signal processor, control, and supervision

绪论

本章首先介绍了 UPS 的发展趋势，在此基础之上分析了数字化控制技术在 UPS 中的应用，主要分析了 UPS 逆变器的数字化控制技术，以及数字化技术在 UPS 监控中的应用，最后介绍了本文主要的研究内容。

1.1 UPS 的发展趋势

随着社会的不断发展，特别是计算机和互联网的日益普及，用电设备对供电质量的要求越来越高，与此同时随着电网负荷日益增加，电压过低，频率不稳，甚至突然断电的现象却时有发生。为了确保用电设备的安全，不间断电源(UPS, Uninterruptible Power Supply) 获得了广泛的应用^[1,5,6]。在 market 需求的推动下，对 UPS 的研究也日益深入。UPS 的发展趋势大致可以归纳为如下五点^[1-8,11-14]：

1. 高可靠性，高输入功率因数和高整机效率；
2. 快速的瞬态响应；
3. 低电磁干扰；
4. 智能化；
5. 小型化。

为了适应 UPS 的发展趋势，学者和工程技术人员进行了广泛而深入的研究，提出了提高 UPS 性能的多种技术和方案，整体可以归纳如下^[1-8,11-14]：

1. 采用先进的控制策略，采用数字化控制技术；
2. 采用新的拓扑结构，简化主电路结构；
3. 采用新型功率器件；
4. 采用软开关技术；
5. 采用新型封装技术和封装结构。

其中，在 UPS 中采用数字化控制技术已经成为电源研究领域的一大热点。数字化控制成为 UPS 一个必然的发展方向^[2,5,6,10]。相比早期在 UPS 中应用的模拟控制，数字化控制在 UPS 中应用具有如下的优点：

1. 易于采用先进的控制方法和智能控制策略；
2. 易于实现智能化的系统监控；
3. 系统维护、升级方便；
4. 易于组成冗余并联系统。

1.2 UPS 的分类

为了便于后面的讨论，这里首先给出 UPS 的分类标准。市场上对 UPS 的命名比较混乱，比如后备式 (off line)、在线式 (on line)、在线互动式 (on line interactive) 和 Delta 变换型 UPS 等。此处参考国际电工委员会 (IEC) 62040-3 和等效的欧洲标准 ENV50091-3 标准，按照 UPS 的结构和运行原理进行分类^[9,12]，UPS 可以分为如下三类：

- (1) 被动后备式 (passive standby)
- (2) 在线互动式 (line-interactive)
- (3) 双变换式 (double conversion)

1. 被动后备式 (passive standby)

被动后备式 UPS 的定义是，逆变器是并联连接在市电与负载之间，仅简单地作为备用电源使用，判定 UPS 是否为被动式 UPS 可依据以下两点：

(1) 市电供电正常时，负载直接由市电供电，逆变器不做任何电能变换，处于停机待命状态，蓄电池由独立的充电器供电。

(2) 市电供电不正常时，负载由逆变器供电，逆变器起 DC / AC 变换器的作用。

被动后备式 UPS 的工作原理示意图如图 1-1 所示。

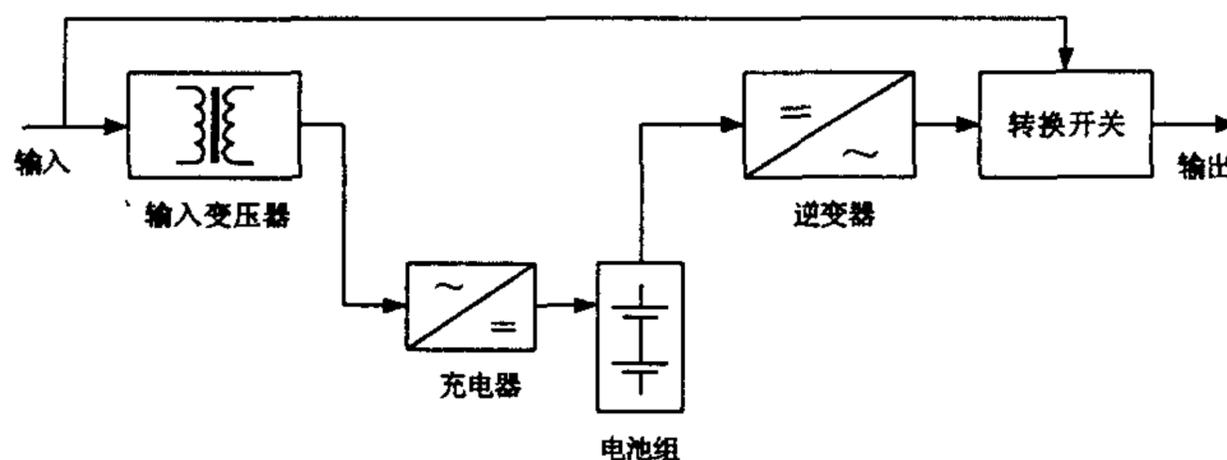


图1-1 被动后备式UPS工作原理示意图

2. 在线互动式 (line-interactive)

在线互动式 UPS 的定义是，逆变器是并联连接在市电与负载之间，仅起后备电源的作用，逆变器同时作为充电器给蓄电池充电。通过它的可逆运行方式，它与市电相互作用，因此被称为“互动式”。判定 UPS 是否为在线互动式 UPS 可依据下述两点：

(1) 市电供电正常时，负载由经改良后的市电供电，同时逆变器作为充电器给蓄电池充电。此时，逆变器起 AC / DC 变换器的作用。

(2) 市电供电不正常时，负载由逆变器供电，逆变器起 DC / AC 变换器的作用。

在线互动式 UPS 的工作原理示意图如图 1-2 所示。

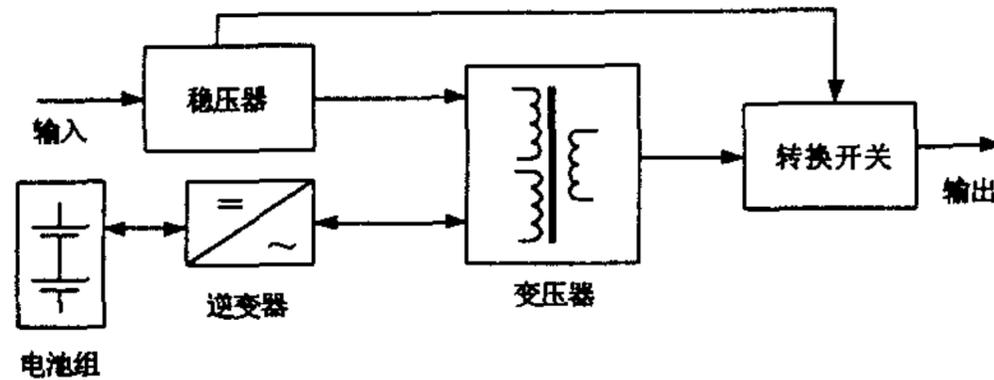


图1-2 在线互动式UPS工作原理示意图

3. 双变换式 (double conversion)

双变换式 UPS 的定义是，逆变器是串联连接在交流输入与负载之间，电源通过逆变器连续地向负载供电。因此，无论市电正常与否，只要负载始终由逆变器供电就是双变换式 UPS。

双变换式 UPS 的工作原理示意图如图 1-3 所示。

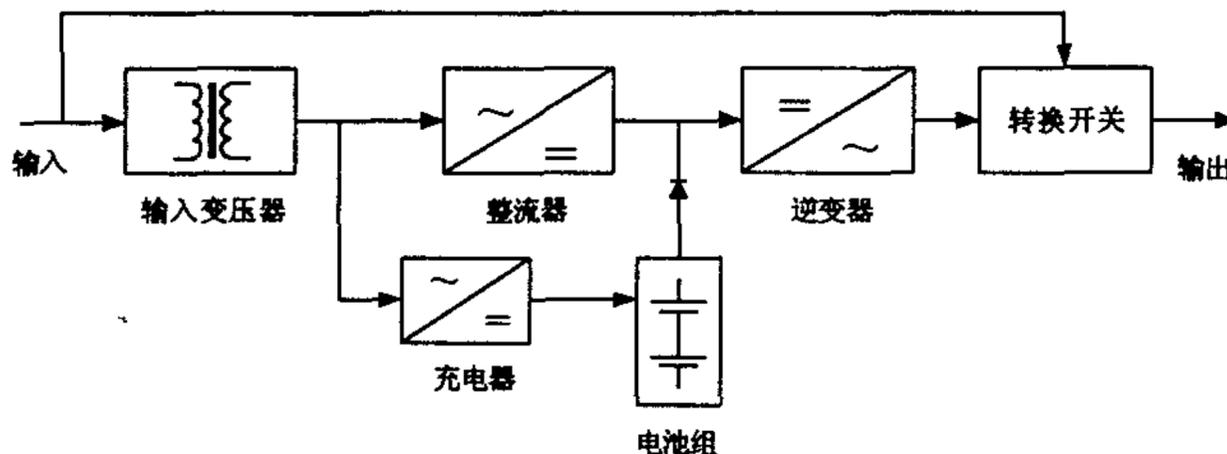


图1-3 在线式UPS工作原理示意图

此外，还有一种结构较独特的 UPS，称为 Delta-UPS。Delta-UPS 的核心思想是将串联交流稳压控制技术与脉宽调制技术相结合，增加了一个 Delta 变换器。

当市电供电正常的时候，转换开关 S1 接通，转换开关 S2 断开，市电通过补偿变压器给负载供电，同时主变换器工作于整流状态 (AC/DC)。主变换器的输出一方面给电池组充电，另一方面给 Delta 变换器供电。Delta 变换器通过位于主供电通道上的补偿变压器对不稳定的市电电压进行补偿。此时，Delta-UPS 相当于一台串联调控型的交流稳压电源。

当市电供电不正常的时候，转换开关 S1 断开，转换开关 S2 接通，主变换器工作于逆变状态 (DC/AC)，将电池组提供的直流电逆变为交流电供给负载。

Delta-UPS 由于在市电供电正常时对负载的供电是由 Delta 变换器实现的交流稳压电源供电, 因此不能划归为双变换式 UPS。相对于双变换式 UPS, Delta-UPS 工作在市电供电正常的时候对于市电频率波动, 输入电压畸变, 以及由于计算机非线性负载可能产生的电流谐波对市电电网的污染没有实质性的改善。

Delta-UPS 的工作原理示意图如图 1-4 所示。

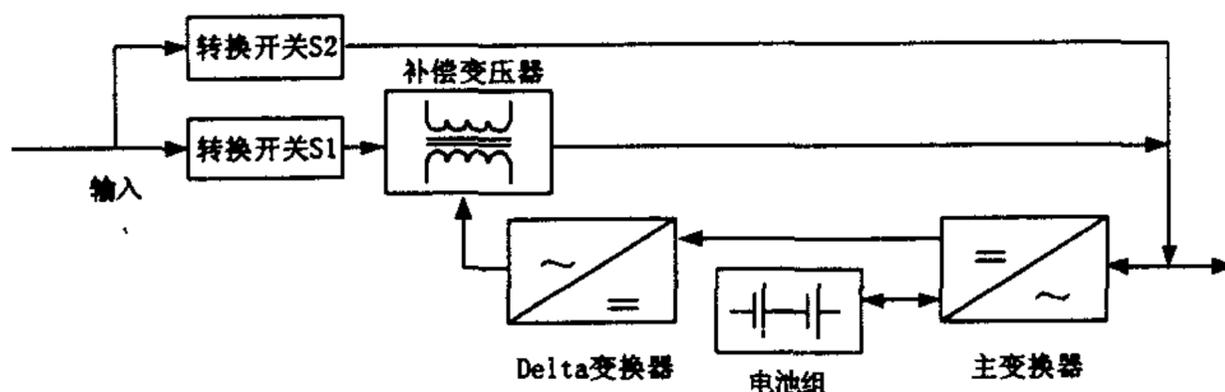


图1-4 Delta-UPS工作原理示意图

由上面对 UPS 分类的介绍可以发现, 双变换式 UPS 不管市电正常与否, 向负载提供的都是高质量的正弦交流电。而后备式和在线互动式则是在市电异常时才向负载提供高质量的电源。所以, 双变换式 UPS 在对供电质量有高要求的许多领域获得了广泛的应用。

1.3 逆变器数字化控制技术

在 UPS 的各个组成部分中, 最关键的部分是逆变电路 (DC/AC), 它在很大程度上决定了整个 UPS 的性能。

随着大规模集成电路 ASIC、现场可编程逻辑器件 FPGA 及数字信号处理器 DSP 技术的发展, 为逆变器的数字化控制提供了良好的硬件基础, 与此同时, 先进控制策略的发展, 为逆变器的数字化控制提供了理论基础。

UPS 逆变器实现数字化控制可带来以下好处^[10]: ①减少控制元件数量, 提高系统抗干扰能力。②设计和制造灵活, 每台电源间的一致性较好。一旦控制方法改变, 只需要修改程序即可, 无需变动硬件电路, 大大缩短了设计周期。③可以采用更先进的控制方法。输出电能质量好, 可靠性高, 便于实现智能控制。④由于控制方法灵活, 便于几台 UPS 的并联运行控制, 从而实现 UPS 的并机。

为了实现 UPS 逆变器数字化控制, 各种各样的离散控制方法成为研究的热点, 如重复控制、无差拍控制、离散滑模控制及人工神经网络控制等。下面对部分逆变器数字化控制方法介绍:

1. PID 控制^[12,13,19]

PID 控制广泛应用于工程实践之中，并在模拟 UPS 逆变控制系统中获得了良好的应用。PID 控制具有如下的优点：

1) 算法蕴涵了动态控制过程中现在、过去和将来的主要信息。其中，比例 (P) 代表当前的信息，起到校正偏差的作用，使过程反应迅速。积分 (I) 代表过去的信息，消除系统的静差，改善系统的稳态特性。微分 (D) 代表未来的信息，起到超前控制的作用，加快系统的瞬态过程。

2) PID 控制算法在设计过程中不过分依赖系统参数，因此系统参数的变化对控制效果的影响小，控制的适应性好，有较强鲁棒性。

3) PID 算法已经形成一套完整的设计和参数调整方法。

4) 相对于其它一些控制方法，比如重复控制，无差拍控制，PID 算法应用于数字化控制中，比较容易实现，运算量相对较小，在实际应用中可以使处理器在较短的处理时间内完成控制算法的计算。

早期的逆变器数字化 PID 控制，由于受到处理器运算能力的限制，对于逆变器的控制采用单纯利用输出电压有效值反馈或者输出电压瞬时值反馈，其性能存在不足之处，特别是动态性能以及非线性负载的情况。许多学者和工程技术人员进行了大量的研究，并把输出电感电流及输出滤波电容电流的瞬时值引入了控制系统，使得 UPS 逆变器的输出特性得到了很大的改善。

此外，针对传统数字 PID 控制存在的问题，各种补偿控制的思想也引入 PID 控制的研究之中，同时其它控制策略的一些思想，比如模糊控制、神经网络控制等也不断引入其中，使得 PID 控制不断得到发展。

2. 重复控制 (Repetitive Control) [13,14,20]

逆变电源控制系统是一个指令为正弦信号的伺服系统，而不是一个恒值调速系统。系统的扰动，即负载电流的变化，并非恒定值。当负载为线性时，负载电流按照正弦规律变化；当负载为非线性时，负载电流按照非正弦规律变化。因此，在逆变器的控制中采用 PID 控制的时候引入积分环节的控制效果十分有限，无论对于正弦指令还是对于负载电流的扰动都无法实现无静差跟踪。此外，积分环节会带来较大的相位滞后，影响控制系统的稳定性。

为了获得对逆变电源输出电压波周期性畸变的抑制能力，从而改善输出电压的波形，研究人员将重复控制应用于逆变器的控制系统中。重复控制是基于内模原理的一种控制思想。其控制的思想是假定前一周期中出现的基波波型畸变将在下一个基波周期的同一时间重复出现，控制器根据给定信号和反馈信号的误差来确定所需的校正信号，然后在下一个基波周期的同一时间将此信号叠加到原控制信号上，以消除后面各周期中将出现的重复性畸变。

重复控制可以得到较好的稳态性能，特别是当逆变器电源带整流性负载的时候，也能够得到很好的输出电压波型。但是，由于控制系统的自身的局限性，系统的动态

特性难于有较大的提高。为此,研究人员又提出了多种重复控制方案的改进方案,提高系统的动态性能。

4. 无差拍控制 (Deadbeat Control) [10,21]

无差拍控制是一种基于电路方程的控制方式,它根据逆变器的状态方程和输出反馈信号来计算逆变器的下一个采样周期的脉冲宽度。无差拍控制有着非常快的瞬态响应,当负载发生变化时,只要几个开关周期就可以调整输出电压,输出能够很好的跟踪给定值,波型的畸变小。即使开关频率不是很高,无差拍控制也能够得到较好的输出波形。但是,无差拍控制也存在着缺点:1)无差拍控制系统的鲁棒性不强,当负载变化、非线性负载或温度、运行条件等原因出现的参数波动都可能造成系统的不稳定或者输出性能变差;2)系统的误差与调制比、输出的 LC 等有关;3)超调量较大。

5. 滑模变结构控制 (Sliding-Mode Variable Structure Control) [10,22]

所谓变结构控制是指在系统工作中,根据运行参数的变化使系统中环节之间的连接方式发生变化,或者某些信号的极性发生变化,具有这种特征的控制系统均可以称为变结构控制系统。滑模变结构控制是利用开关控制规则来使得被控系统的状态到达预期的滑动面(超平面)上“滑动”。

微处理器的应用能够减小滑模变结构控制器的复杂性,但是连续滑模控制器的设计方法不能够直接应用于离散滑模控制器的设计,微处理器的采样可能会导致系统的震动或者系统的不稳定性。为了解决这个问题,离散滑模控制理论获得了发展。离散滑模变结构控制的最大优势是对参数变动和外部扰动不敏感,系统的鲁棒性特别。加上其固有的开关特性,使得它特别适合于电力电子的闭环控制之中。但同时也存在着控制系统稳态效果不佳、理想滑切面难于选取,控制效果受采样率影响的缺点。

6. 模糊控制 (Fuzzy Control) [23,24]

模糊控制是一种智能控制策略,对于控制对象不需要精确的数学模型,却能有效的进行控制。复杂的电力电子装置是一个多变量、非线性、时变的系统,系统的复杂性和模型的精确性总是存在着矛盾,而模糊控制能够在准确和简明之间取得平衡,有效的对复杂事物做出判断和处理。近年来,它在电力电子领域中的应用引起了人们的重视。

模糊控制具有如下优点:1)模糊控制器的设计过程中不需要被控系统精确数学模型,模糊控制器有着较强的鲁棒性和自适应性;2)查找模糊控制表只需要占用处理器的很少时间,因而可以采用较高的采样率来补偿模糊规则 and 实际经验的偏差。理论上可以证明,模糊控制可以任意精度逼近任何非线性函数,但是受到当前技术水平的限制,模糊变量的分档和模糊规则数都受到一定的限制,隶属函数的确定还没有同一的理论指导,带有一定的人为因素,因此模糊控制的精度有待于进一步提高。

7. 神经网络控制 (Neural Network Control) [10,25]

神经网络控制是近几年来兴起的一种智能控制方式,它模仿人的大脑实现对系统的控制,具有很强的适应复杂环境和多目标控制要求的自学习能力,并具有以任意精度逼近任意非线性连续函数的特征。它适用于线性及非线性系统。通过实验或者仿真得到逆变器闭环控制所需反馈信号的数据,再将这些数据用于神经网络的学习。对于反馈信号的数据的获得,不仅要有线性条件下的结果,还应当包括非线性条件下的结果。通过离线学习,可以获得对于系统的最佳控制规律,再将这个控制规律用于实际系统中。由于控制规律的获得不依赖于系统模型,而且学习包含了各种情况,因此系统的鲁棒性很强。作为一种智能控制方式,神经网络控制在电力电子中的应用正在深入。

1.4 UPS 智能监控

随着全球计算机网络的迅速发展,用户对 UPS 的功能提出了更多要求。为了保证 UPS 的可靠运行,除了将先进的数字化控制技术运用于逆变器控制,提高 UPS 输出的交流电的质量外,还需开发可靠的监控技术,确保 UPS 为网络时代的供电设备提供更完善的服务。UPS 的监控通常包括 UPS 故障的检测及处理,UPS 的人机接口以及网络监控。

UPS 故障检测及处理就是通过检测 UPS 运行时的数据和状态,对出现的故障进行及时的处理。相比模拟控制,数字控制系统能够完成故障的自诊断,提高诊断的智能化^[2]。利用处理器的逻辑判断和数值运算功能,可以根据 UPS 系统实时采样的检测数据进行必要的处理和分析,对出现的故障类型和故障发生的部位做出正确的判断,提高了 UPS 系统的智能性。虽然现阶段的发展水平还不可能完全取代人工故障诊断,但是数字技术在故障诊断中的应用可以为人们的最终判断提供有力依据,节省了解决系统故障的时间。以电池组为例,已经有大量文献探讨了通过对电池组电压检测数据的分析,利用电池组本身的充放电特性曲线实现对电池组的充放电控制(电池组的智能管理)^[26,27]。与传统的模拟控制或者人工检测相比,采用了数字化控制技术之后,电池组运行的可靠性提高,使用寿命延长。

由于 UPS 应用的日趋广泛,使用的用户不再仅仅局限于专业用户,特别是作为个人计算机使用的 UPS,应当具有良好的人机接口。在 UPS 正常运行时,让用户了解 UPS 运行的基本数据和状态。一旦出现异常情况,可以结合故障检测及处理模块的判断进行显示和报警。此外良好的人机接口还可以让专业维护人员更快、更准确的了解 UPS 运行的数据和状态,为快速准确的解决 UPS 可能发生的故障提供帮助。

在局域网(LAN)中,用户经常要求服务器执行大量的数字计算或访问存储在服务器中的数据,如果服务器失效将严重影响网络的安全。加入网络的台式机数量越来越多,对交流电源的可靠性的要求日益增长。在这种情况下,需要加强 UPS 的网络监

控功能。UPS 网络监控的发展主要是加强 UPS 与服务器上的软件协同工作的能力,使得 UPS 除了完成最基本的不间断供电功能外,还能实现网络上事件记录、故障告警、UPS 参数自动测试分析、调节功能等。可以预见,完善的网络监控能力将成为 UPS 的新特点。

UPS 网络监控主要完成的功能有:

1) 在 UPS 运行时,当出现长时间的市电供电故障时,随着故障时间的延长,UPS 会利用通信通道向由它供电的微机或者计算机网络传送因市电故障 UPS 正在由电池组供电。电池电压偏低等报警信号。当电池组的端电压快下降到其临界电压时,微机或者计算机网络会在 UPS 发出的自动关闭操作系统命令的驱动下,自动完成将程序和数据转入磁盘之后,再自动关闭操作系统的有序关机操作,从而达到确保用户的软件和数据的安全可靠。

2) 可在微机或者计算机网络的各种监视平台上实时监控 UPS 电源的运行。利用这种监控功能可以在微机或者计算机网络的终端上实时监控 UPS 电源的运行参数(如:输入、输出电压,输出的电流,市电的频率,UPS 电池组的充电、放电状态以及电压值,UPS 的输出功率,故障报警信号等)此外,还可以在微机或者计算机网络终端上对 UPS 的输出执行定时的自动开关机。

为了实现上述功能,部分 UPS 提供 RS232、RS485 通信接口。对于能执行计算机网络管理功能的 UPS 来说,应配置上简单网络管理协议(Simple Network Management Protocol, SNMP)适配器或适配卡。

1.5 本文主要研究内容

本文主要就 UPS 的逆变器数字化控制技术和 UPS 的监控技术进行了研究,实现了基于 TMS320F240 和 89C51 双 CPU 的 UPS 控制系统的软硬件设计。

本文工作主要包括以下几个方面:对 UPS 逆变器数字化 PID 控制进行了理论分析和仿真,在此基础上提出了逆变器电压瞬时值和有效值双闭环的控制方案。设计了用于逆变器数字化控制的采样调理电路,结合 TMS320F240 的硬件资源,通过软件实现了 UPS 系统的缓起动和市电跟踪,并改进了逆变器电压瞬时值控制,通过引入输出电流中心值检测,对反馈电压进行补偿,解决了逆变器输出变压器的偏磁问题。对 UPS 的监控技术进行了介绍,设计了基于 TMS320F240 和 89C51 的 UPS 监控系统,通过软件实现了 UPS 系统的故障检测及处理、人机接口和网络通信监控功能。

本文一共分为六章。

第一章绪论介绍选题的背景和意义。

第二章主要研究了单相双变换式 UPS 工作的原理,分析了单相双变换式 UPS 的三种工作状态,UPS 系统的缓起动,以及 UPS 系统的市电跟踪。之后进行了 UPS 逆变器数字化 PID 控制的理论分析和仿真。最后分析了如何实现 UPS 的故障检测和诊

断与智能监控。

第三章介绍基于 DSP 的 UPS 逆变器数字化控制系统的软硬件设计。首先介绍 TMS320F240 的最小系统的设计, 在此基础上设计了用于 UPS 逆变器数字化控制所需的外围电路。在硬件的基础上结合第二章关于 UPS 数字化控制的理论和仿真设计出实现 UPS 逆变器数字化控制的软件模块, 并给出了软件模块的流程图。

第四章具体研究了如何利用 TMS320F240 和 89C51 实现 UPS 的故障检测和诊断, 以及人机接口和网络通信监控功能。

第五章主要介绍了实验系统的构成, 主要是逆变器模块。并给出了在此实验系统下得到的相关实验波形。

第六章对全文的工作进行了总结, 并就下一步工作进行了展望。

第二章 单相双变换式 UPS 数字化控制原理分析

双变换式 UPS 可以实现真正意义上的不间断供电。本章首先介绍单相双变换式 UPS 工作的原理，主要分析了单相双变换式 UPS 的三种工作状态，UPS 系统的缓启动，以及 UPS 系统的市电跟踪。之后进行了 UPS 逆变器数字化 PID 控制的理论分析和仿真。最后分析了如何实现 UPS 的智能监控。

2.1 单相双变换式 UPS 工作原理

2.1.1 单相双变换式 UPS 的三种工作状态

典型的单相双变换式 UPS 电气结构图如图 2-1 所示。该结构 UPS 为单相交流电输入、单相交流输出，输入输出采用变压器进行隔离。图中的阴影框表示静态开关。整流器为全桥不控整流，逆变器为电压型逆变器全桥结构。后面主要针对该结构的 UPS 进行原理分析。但是基本原理适用于其它结构的 UPS。

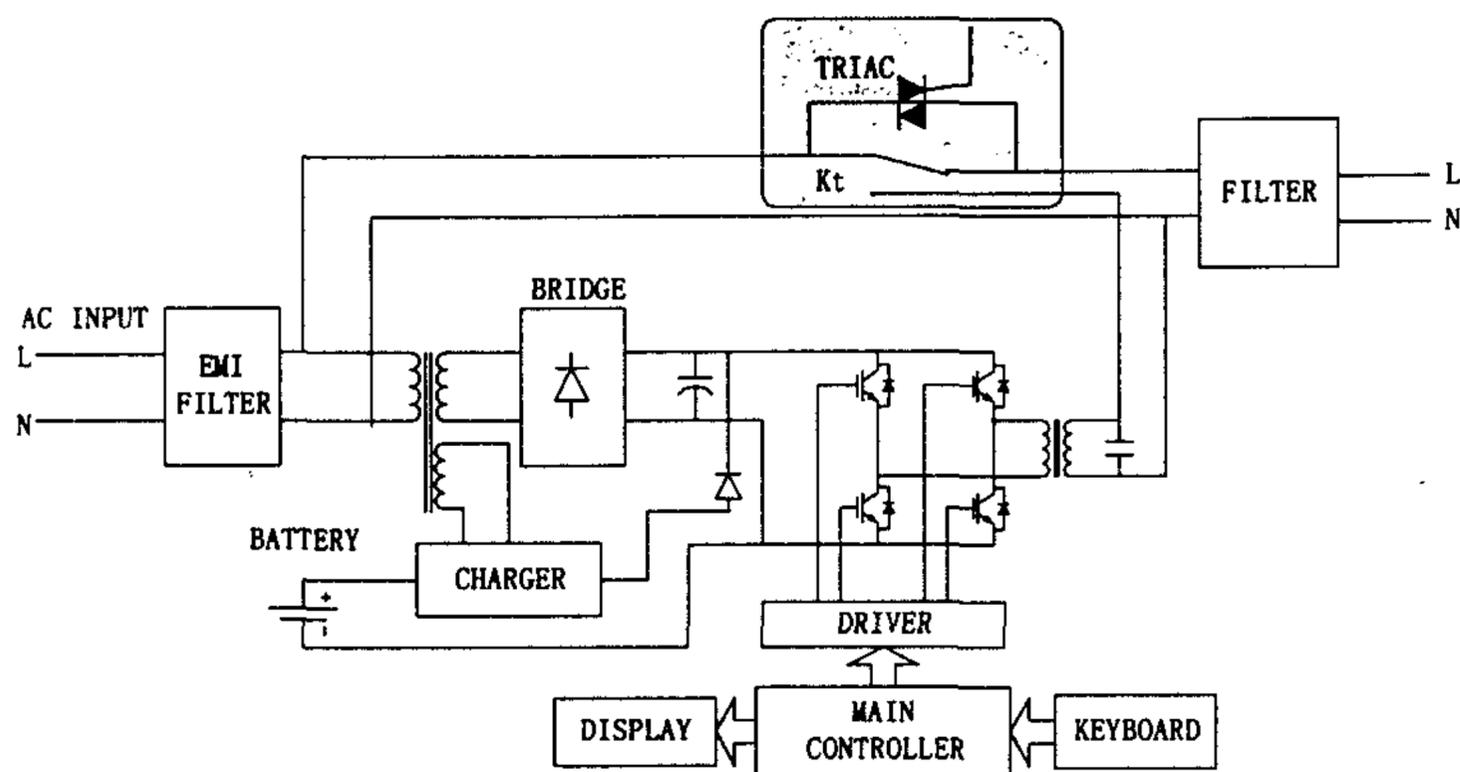


图2-1 单相双变换式UPS电气结构图

单相双变换式 UPS 正常工作的时候，不论是由市电还是由蓄电池供电，其输出的交流电总是由逆变器提供，它可以分为如下三种工作状态：

- 1) 正常供电状态
- 2) 市电中断状态
- 3) 逆变器故障状态

1) 正常供电状态

当市电供电正常而且逆变器也正常工作时工作状态示意图如图 2-2 所示。市电通过输入变压器分为两路，一路通过整流器之后输入逆变器，逆变器将输入的直流电压转换为正弦电压供给负载。另一路通过充电器给电池组充电。此时供给负载的是高质量的交流电。

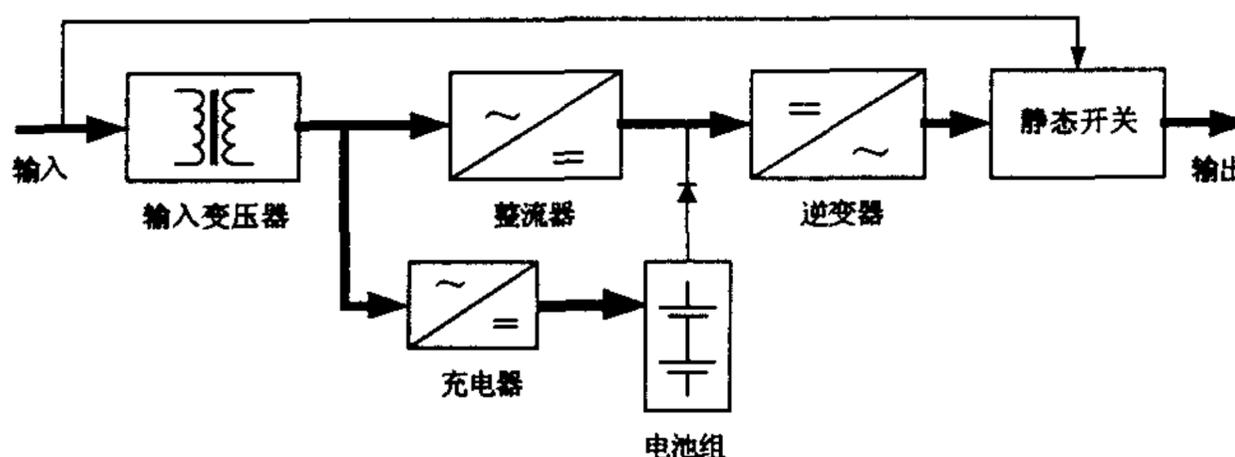


图2-2 市电正常时双变换UPS工作原理示意图

2) 市电中断状态

当市电供电中断而逆变器正常工作时工作状态示意图如图 2-3 所示。由于市电中断，逆变器的直流输入由蓄电池输出取代了整流器的输出。市电供电到由蓄电池供电的转换时间为零，不会影响对负载的供电。同时 UPS 显示告警信号，表明市电中断，负载由蓄电池维持供电。此时供给负载的仍然是高质量的交流电，但是由于电池的容量有限，不可能长时间为负载供电，如果维持的时间超过电池供电的最长时间，逆变器将自动关闭，保护电池组以避免其过度放电。此时对负载的供电将中断。

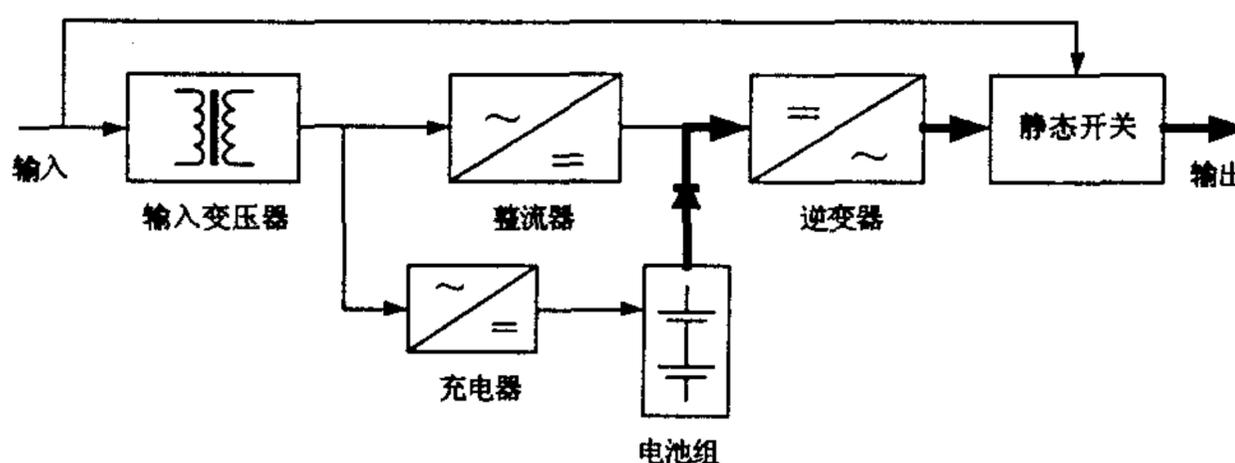


图2-3 市电中断时双变换式UPS工作原理示意图

3) 逆变器故障状态

如果逆变器发生故障不能工作，而市电正常，那么通过静态开关切换到市电，通过市电对负载供电，同时告警，提示管理人员进行维修。此时供给负载的是没有经过处理的市电，其质量不如逆变器输出的交流电质量好。如果在逆变器故障而市电供电也不正常时，静态开关将不进行切换，逆变器直接关闭，同时发出警报，此时对负载

的供电中断。逆变器故障而市电正常时即市电旁路时工作状态如图 2-4 所示。

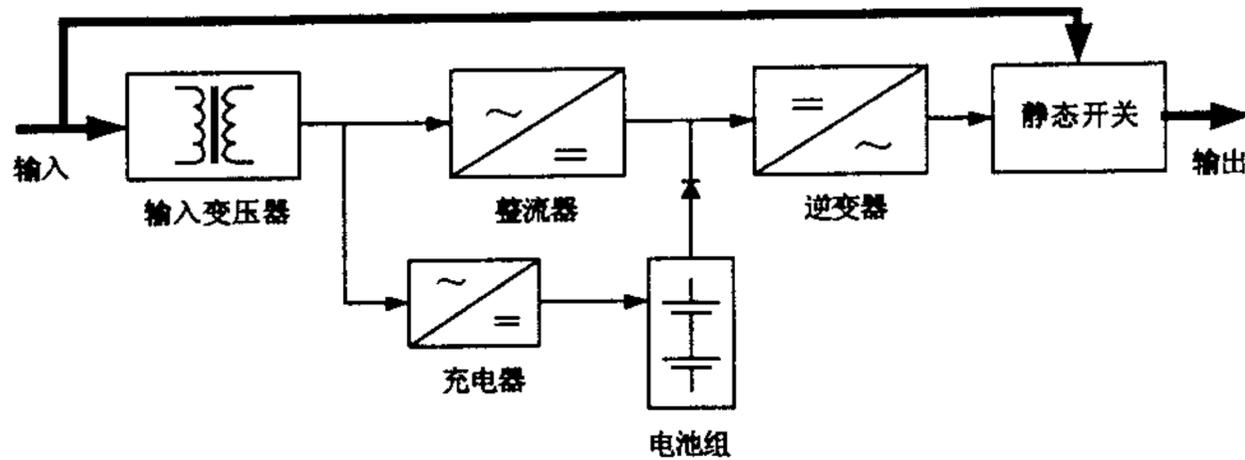


图2-4 市电旁路时双变换式UPS工作原理示意图

2.1.2 UPS 系统的缓启动

UPS 系统在启动的时候，为了避免电压（电流）上升太快，造成对功率器件过大的冲击而导致电路故障，在 UPS 的开机阶段有一个缓启动过程。缓启动过程的示意图如图 2-5 所示：

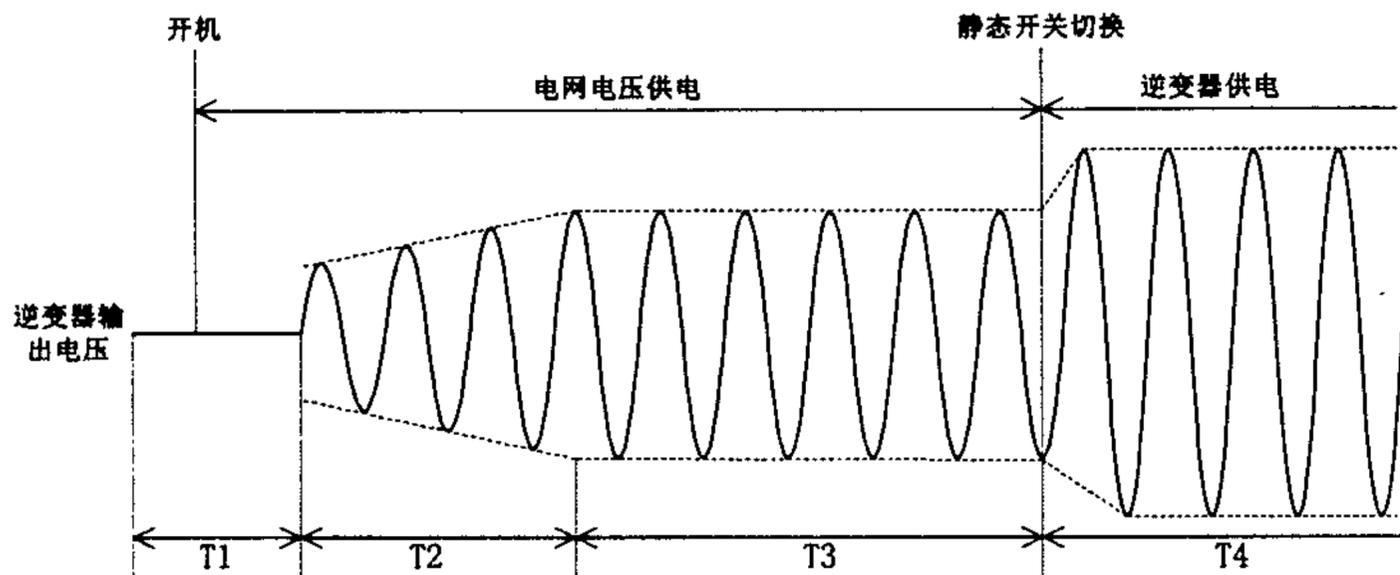


图2-5 UPS系统缓启动过程示意图

如图所示，可以将缓启动过程划分为 4 个过程：

- 1) T1 段，UPS 系统接通电源，但是逆变器还没有开始工作，整个系统处于开机后的启动延时阶段，以此保证各辅助电源有充足的时间进入稳定工作状态。
- 2) T2 段，逆变器开始工作，但是逆变器输出电压的幅度是由小慢慢变大的，这样可以避免电压电流过大的瞬态冲击。
- 3) T3 段，逆变器输出电压稳定在一个固定的幅值上，此幅值略低于电网电压幅值，为静态开关的切换做好准备。
- 4) T4 段，静态开关切换后，UPS 系统输出由电网电压供电改为逆变器输出供电。在切换到逆变器输出之后，逆变器输出的电压有一个小幅度的调整（上升或者下降），最终稳定在额定值。

在 T4 段中涉及到静态开关的切换, 静态开关结构图如图 2-6 所示。它主要由一个继电器 (Kt) 和一个双向可控硅 (TRIAC) 组成。

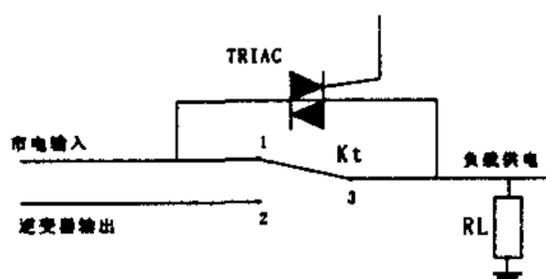


图2-6 静态开关结构图

在 UPS 缓起动的 T1-T3 时期, 图中所示的继电器 Kt 的常闭触点 1 和 3 是接通的, 当要完成输出供电由市电到逆变器的切换的时候, 继电器 Kt 的开关由 1 和 3 接通改为 2 和 3 接通, 但是由于继电器开关的转换是需要时间的, 也就是说从触点 1 转换到触点 2 需要一段时间, 此时就会发生输出即不由市电供电也不由逆变器供电的情况, 为了保证在静态开关切换的过程中负载供电不间断, 在继电器开关转换过程中双向可控硅 TRIAC 是导通的, 继电器的转换时间通常不会超过半个市电周期(10ms), 因此对 TRIAC 的触发信号也不需要维持, 只要触发 TRIAC 导通工作半个市电周期就可以了, 之后 TRIAC 自动关断。静态开关工作的时序图如图 2-7 所示。

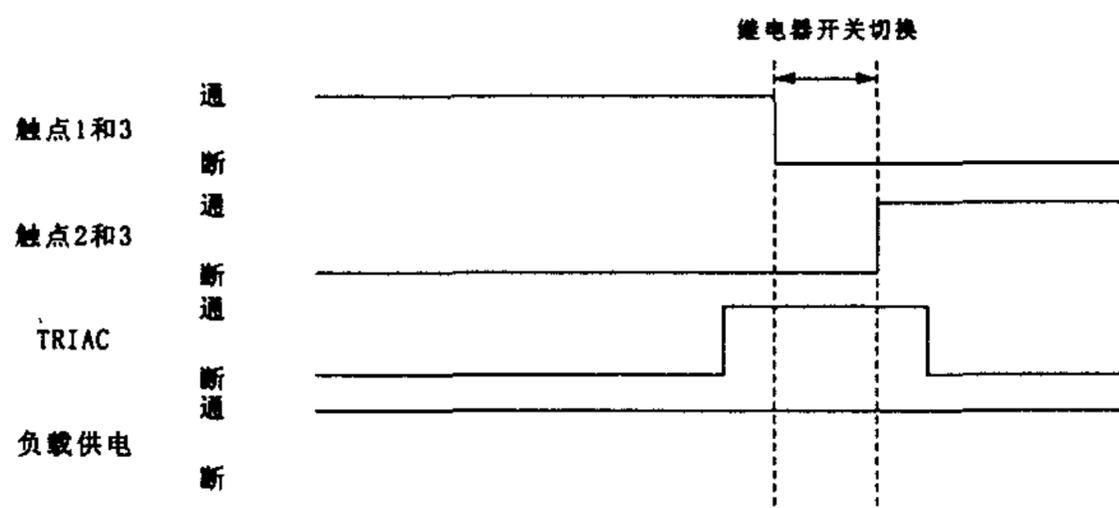


图2-7 静态开关切换时序图

这里要特别说明, 由于在静态开关切换的过程中, 有一段时间逆变器的输出和市电直接相连, 因此要求逆变器输出电压要略低于市电电压。之所以要逆变器电压低于市电电压, 这是因为逆变器可以等效为电网的负载, 由于逆变器内阻的存在, 会产生环流, 但是该环流存在的时间短, 幅值限定在一定的范围内, 不会影响逆变器的正常工作; 但如果反过来, 将电网作为逆变器的负载, 而电网功率近似为无穷大的, 必将使逆变器输出电流过大被烧毁或者通过保护装置被关闭。因此静态开关的切换过程是一个需要认真设计的地方。

2.1.3 UPS 系统的市电跟踪

UPS 系统的市电跟踪是指逆变器的输出电压的频率和相位与市电电压保持一致, 市电跟踪主要通过锁相环技术来实现。

当 UPS 开始运行的时候，由上一节的分析可以发现，当 UPS 执行市电交流旁路供电到逆变器供电操作时，有两路不同的交流电源同时出现在继电器的常开触点和常闭触点上，会因为两种交流电源的瞬态电压值不同而形成“环流”，即有一部分电流在市电网与逆变器之间流动，而不流向负载。同样的，当负载过重的时候，UPS 要执行由逆变器到市电的切换。这两种切换过程，都必须保证逆变器输出电压略低于电网电压。这里特别强调略低于是因为如果电压差值过大，必将会导致过大的环流。理想情况应当是逆变器输出电压和电网电压具有相同的幅值，但是由于电压是交变的，除了考虑幅度因素之外还需要考虑频率和相位因素，因此不可能做到两者电压幅值完全一样，如图 2-8 所示为由于幅度不同或者频率相位不同在静态开关切换过程中产生的瞬态电压差。如果仅由电压幅度差产生的瞬态电压差，易于保证逆变器始终作为市电的负载。但是由相位差产生的瞬态电压差就可能存在市电作为逆变器负载的情况，这种情况是不允许的。

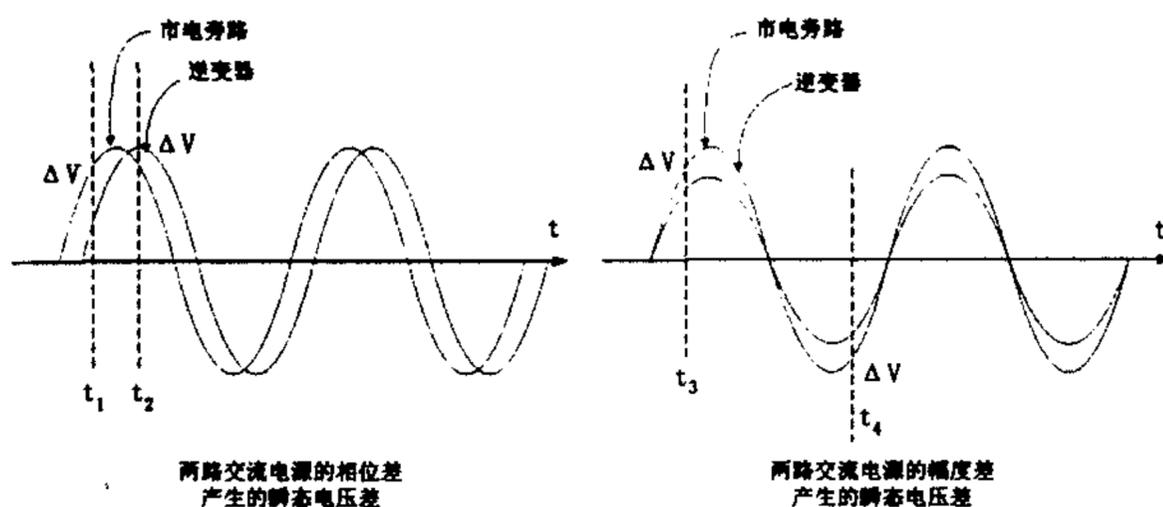


图2-8 静态开关切换时的瞬态电压差

为了尽量减小切换过程中的电压差，同时避免出现市电作为逆变器负载的情况，就需要提高市电跟踪的精度，保证逆变器的输出电压和电网电压频率和相位保持一致，在此基础之上调节逆变器的输出电压比电网电压略低，确保安全可靠的静态开关切换。此外，当 UPS 多机冗余并联的时候，除了前面考虑的逆变器和市电切换的过程之外，更多的还要考虑 UPS 之间切换的情况（冗余并联系统中 UPS 加入或者撤出系统）可能存在的环流以及对负载的冲击^[28]。

在 UPS 中实现市电跟踪，需要采用锁相环技术。锁相环（Phase-Locked Loop, PLL）是一个闭环的相位控制系统，能够自动跟踪输入信号的频率和相位。

UPS 系统最初使用的是模拟锁相环，一般的模拟锁相环结构图如图所示，由鉴相器（PD）、低通滤波器（LPF）和压控振荡器（VCO）组成。鉴相器的输入是压控振荡器的输出信号 $V_{out}(t)$ 与电网电压的采样信号 $V_{in}(t)$ ，鉴相器的输出是误差信号 $V_e(t)$ ，该信号是鉴相器输入的两个信号相位差的线性函数。低通滤波器的作用是滤除误差信号 $V_e(t)$ 中的高频成分和噪声， $V_e(t)$ 经过低通滤波器后输出 $V_c(t)$ 。在 $V_c(t)$ 的控制下，

控制压控振荡器改变输出电压信号 $V_{out}(t)$ 的频率和相位，以便使信号 $V_{out}(t)$ 和 $V_{in}(t)$ 的频率和相位差减小。其中鉴相器 (PD) 在近似小信号的线性系统中可以等效为一个比例环节 K_d ，即鉴相器的增益。压控振荡器 (VCO) 的传递函数为 K_v/S 。

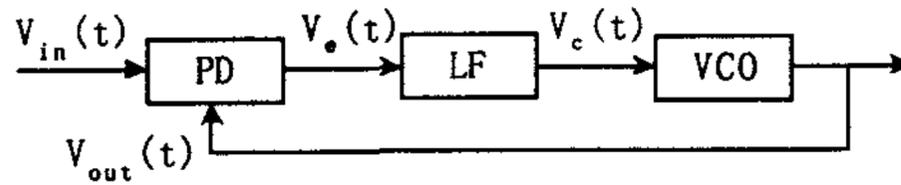


图2-9 模拟锁相环控制框图

在 UPS 的数字化控制中，传统的模拟锁相环改变为软件实现的锁相环。软件锁相环的控制框图如图所示，与前面的模拟锁相环控制框图相比较，软件锁相环只有鉴相器 (PD) 和压控振荡器 (VCO)。这里的鉴相器 (PD) 和压控振荡器 (VCO) 只是借用模拟锁相环中的称呼，实际上已经数字化了。模拟锁相环的低通滤波器简化为比例计算。因为逆变器输出电压的频率是在一定范围内的，为了避免输出电压频率的变化超过允许的范围，加入了限幅环节^[29,30]。

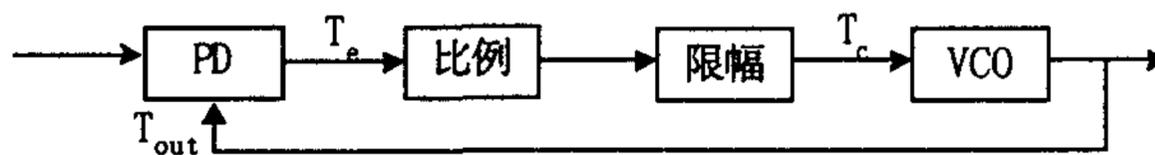


图2-10 软件锁相环控制框图

2.2 单相双变换式 UPS 逆变器数字化控制原理

2.2.1 SPWM 简介

PWM (Pulse Width Modulation) 脉宽调制是利用相当于基波分量的信号波对三角载波进行调制，达到调节输出脉冲宽度的一种方法。在用数字化控制技术产生 PWM 脉冲时，PWM 三角载波实际上是不存在的，完全由软件或者硬件定时器代替了，这样可以减少硬件投资又能提高系统可靠性。PWM 有多种模式，这里仅就后面将要采用的针对单相 UPS 逆变器的正弦波 PWM 进行一个简单的介绍。

正弦波 PWM 的调制信号波是正弦波，其脉冲宽度是由正弦波和三角载波自然相交生成的，称之为自然采样。根据采样规则的不同，又可分为对称规则采样和不对称规则采样两种。在实际的应用中，它们的作用是有区别的。为便于分析，把一个载波波形进行放大，如图 2-11 所示。

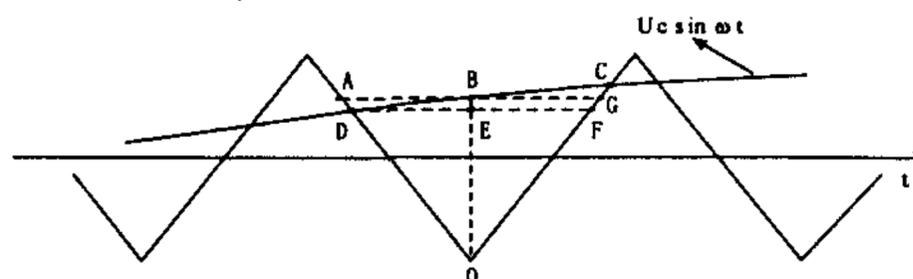


图2-11 SPWM采样规则示意图

图中 0 点是三角波一个周期的中点，B 点为 0 点对应的时刻在正弦波上的点，D 点和 C 点是正弦波与三角载波的交截点。DF 垂直于 B0，AG 平行于 DF。PWM 脉冲宽度由图中的 C、D 确定称为自然采样^[29]；如果在一个三角波载波周期采样两次，生成由 D、E 点和 B、G 点确定的 PWM 脉冲，称为不对称规则采样；如果采用 D 点和 F 点确定脉冲宽度称为对称规则采样；而如果采用 A、G 点确定的 PWM 脉冲，称为平均对称规则采样。在数字控制中，由于控制器的运算速度限制，难于进行实时的正弦计算，而是采用事先离线算好的离散的点代替正弦波 $U_c \sin \omega t$ ，由软件或者硬件定时器进行定时，确定什么时候“交截”，即改变 PWM 输出的极性（电平高低）。因此，以上三种采样最适合数字控制的就是平均对称规则采样，这是因为平均对称规则中作为和三角载波“交截”的正弦波的对应的时刻是相对固定的，易于通过离线计算获得。单相 UPS 逆变器的主电路最常用的结构有全桥电路和半桥电路两种，如图 2-12 所示。

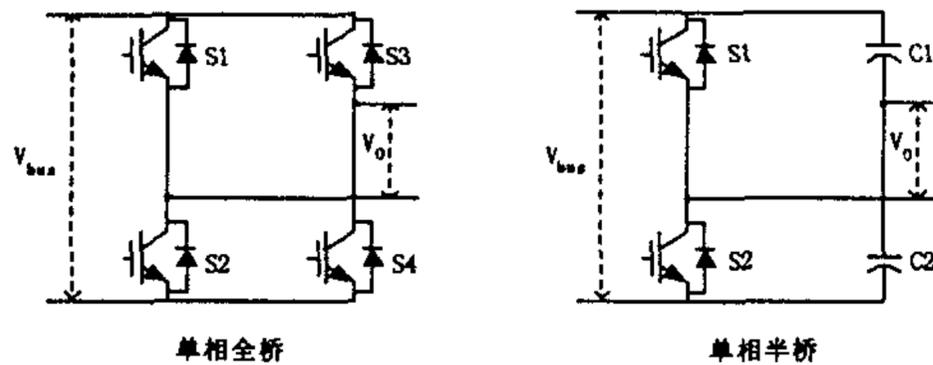


图2-12 逆变器主电路结构

采用全桥电路由于存在零电压的续流状态，可以获得更好的谐波控制^[30]，而且可以工作于倍频方式，桥臂电压的频率是开关频率的两倍，但是全桥电路需要四个功率开关；采用半桥电路可以节省一半的功率开关，驱动简单，成本低，但是只能工作于同频工作方式，桥臂电压的频率和开关频率相同。全桥电路适合于中大容量的情况，半桥电路适合于小容量的场合。

对于单相全桥逆变器来说，其 SPWM 方式又分为单极性和双极性调制。两种调制方式的示意图如图 2-13。

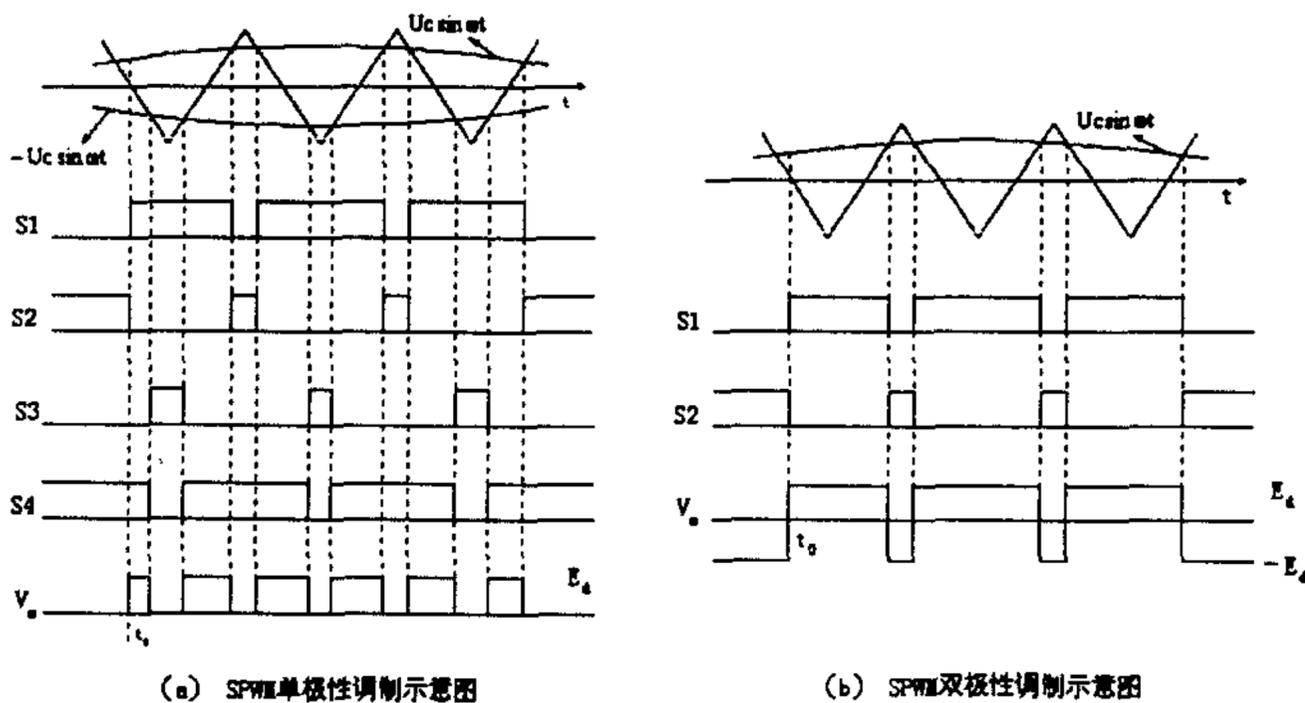


图2-13 SPWM单极性与双极性调制示意图

如单相全桥电路所示，如果 S1 和 S4 由一个信号控制，而 S2 和 S3 由另一个信号控制，两个信号相位反相，这种控制方式叫做双极性调制。如果四个开关管用四个不同的信号控制，其中 S1 的控制信号由一正弦波 $U_c \sin \omega t$ 与三角波交截得到，S2 的信号为 S1 反相的信号；S3 的控制信号由 $-U_c \sin \omega t$ 与三角波交截得到，S4 的信号为 S3 信号的非信号，这种控制方法称为单极性调制。

如果母线电压为 E_d 和 $-E_d$ ，按单极性调制方式，则逆变器的输出在半个周期之内为正的电压脉冲，没有负电压脉冲；在另外半个周期内为负电压脉冲，没有正的电压脉冲。如果采用双极性调制，则在任意半个周期中都由正负电压脉冲，不存在零电压状态。在后面的逆变器控制中，采用了单极性调制 SPWM 方式。

2.2.2 单相 UPS 逆变器开环特性分析

逆变器的动态特性主要由 LC 滤波器和其相连的负载决定，由于 UPS 负载的多样性，不可能形成一个一般的公式来覆盖各种负载的特性。因此对于 UPS 逆变器的开环特性这里讨论在线性负载下的情况，可以将负载的变化和模型的不精确性作为一种特殊的负载干扰。逆变器主电路如图 2-14 所示。

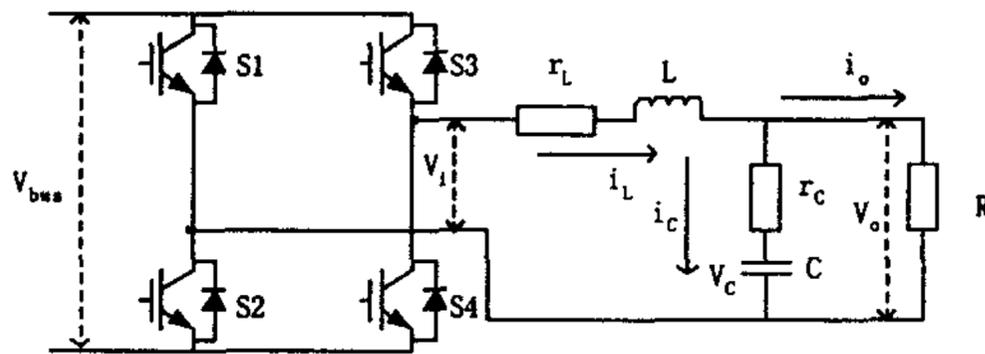


图2-14 逆变器主电路模型

其中 r_L 为滤波电感的等效串联阻抗， r_C 为滤波电容的等效串联电阻， V_{bus} 为直流母线电压， V_i 为输入电压， V_o 为输出负载电压，以 V_C 和 i_L 为状态变量的状态方程为：

$$V_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \\ \frac{1}{C(1+r_C/R)} & \frac{1}{RC(1+r_C/R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L r_C + R(r_L + r_C)}{L(R + r_C)} & -\frac{R}{L(R + r_C)} \\ \frac{1}{C(1 + r_C/R)} & \frac{1}{RC(1 + r_C/R)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2-2)$$

V_i 对输出电压 V_o 的传递函数为：

$$G_1(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{r_C RCs + R}{LC(R + r_C)s^2 + [L + (r_L + r_C)RC + r_L r_C C]s + R + r_L} \quad (2-3)$$

空载时输出阻抗为：

$$Z_o(s) = \frac{V_o(s)}{i_o(s)} = \frac{r_C LCs^2 + (r_C r_L C + L)s + r_L}{LCs^2 + C(r_L + r_C)s + 1} \quad (2-4)$$

分析 $G_1(s)$ 可以发现, 考虑 r_C 之后只是在复半平面左边增加了一个零点 $z_C = -1/(r_C C)$, 由于 r_C 是很小的, 因此 z_C 是一个远离虚轴的零点, 对系统的性能影响是很小的。当 r_C 和 r_L 忽略的时候, 即令 $r_C=0, r_L=0$ 的时, 式 (2-3), (2-4) 可以简化为:

$$G_1(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (2-5)$$

$$Z_o(s) = \frac{V_o(s)}{i_o(s)} = \frac{Ls}{LCs^2 + 1} \quad (2-6)$$

当 $L=3.8\text{mH}$, $C=60\mu\text{F}$, $r_L=0.6\ \Omega$, $r_C=0.1\ \Omega$, $R=12.1\ \Omega$ 时, 分别对考虑 r_L 和 r_C 以及忽略它们的 LC 滤波器特性进行分析比较, 如图 2-15 所示, 令 $r_C=0, r_L=0$ 并不会影响分析 LC 滤波器的性能。

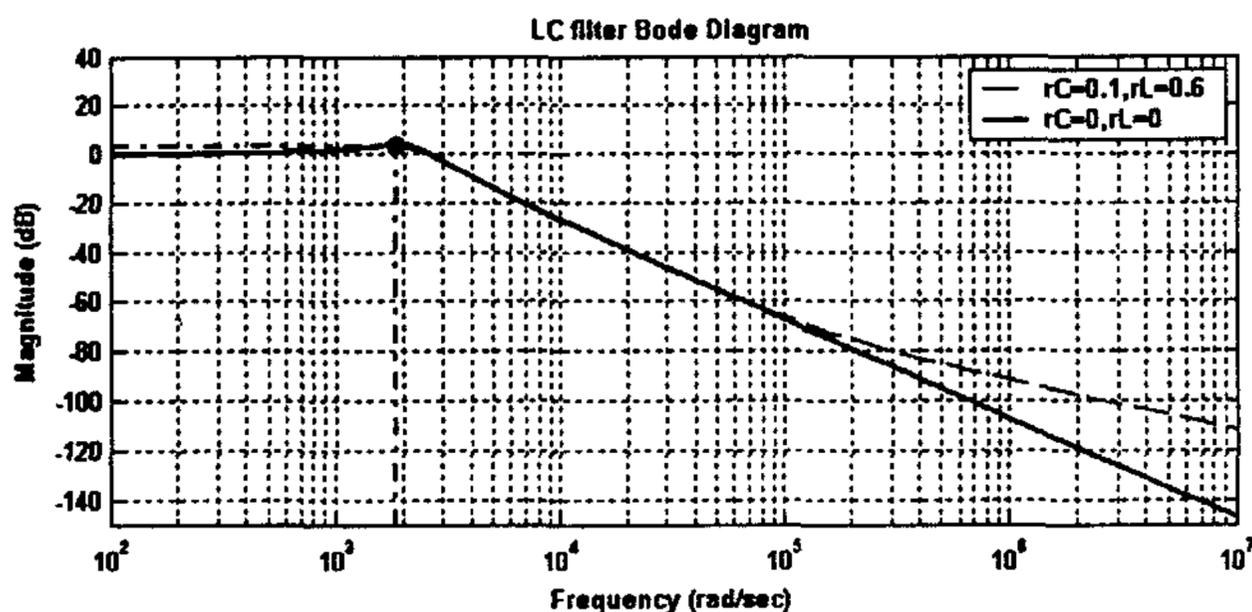


图 2-15 LC 滤波器的幅频特性

对于公式 (2-5), 谐振的时候, 有 $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, 其谐振频率为:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2-7)$$

谐振时特征阻抗为:

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-8)$$

以 ω_0 为基准的相对表达式为:

$$\omega_0^* = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad R^* = \frac{R}{\rho} \quad (2-9)$$

$$G_1(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 R^*} + 1} \quad (2-10)$$

对于式 (2-10), 令 $s=j\omega$, $j^2=-1$, 幅相特性相对值表达式为:

$$G_1(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{\sqrt{(1-\omega_0^{*2})^2 + \frac{\omega_0^{*2}}{R^{*2}}}} e^{-j\arctan \frac{\omega_0^*}{R^*(1-\omega_0^{*2})}} \quad (2-11)$$

LC 滤波器在不同的 R^* 取值时波特图如图 2-16 所示。在 $\omega = \omega_0$ 附近，随着 R^* 增加系统的动态特性变差，振荡增强。对于逆变器而言，LC 滤波器对于 $\omega = \omega_0$ 附近的谐波放大作用随着负载的加重（阻值减小）而增加，波形会发生畸变，因而 SPWM 逆变器空载波形较带载要差。

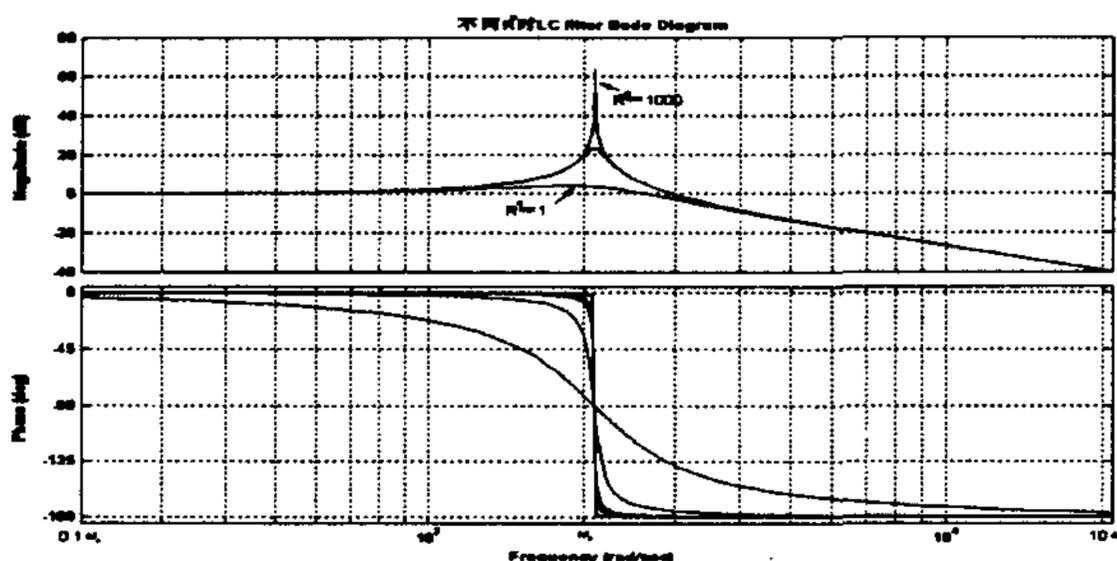


图 2-16 不同负载时 LC 滤波器的波特图

2.2.3 UPS 逆变器电压瞬时值数字 PID 控制

在绪论中简单介绍了了逆变器数字化控制的几种方法，由于瞬时值的 PID 控制，控制算法相对简单、可靠，易于采用处理器实现，同时该控制方法的鲁棒性好，输出波形质量较高，既能够保证系统的动态特性又兼顾系统的稳态特性，因此本文对逆变器采用电压的瞬时值 PID 控制。模拟 PID 控制算式为：

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (2-12)$$

如果用 kT 代替 t ，将模拟的算式离散化有：

$$t \approx kT \quad (2-13)$$

$$\int_0^t e(t)dt \approx T \sum_{j=0}^k e(jT) = T \sum_{j=0}^k e(j)$$

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} = \frac{e(k) - e(k-1)}{T}$$

将式 (2-13) 代入式 (2-12) 得到全量式 PID 公式

$$u(k) = K_p \{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \} \quad (2-14)$$

将公式展开得

$$u(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) + K_d [e(k) - e(k-1)] \quad (2-15)$$

其中 $K_i = \frac{K_p T}{T_i}$ ， $K_d = \frac{K_p T_d}{T}$ 。

增量式（位置式）PID 公式可以在全量式 PID 公式基础上得到：

$$u(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) + K_d [e(k) - e(k-1)] \quad (2-16)$$

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_d [e(k-1) - e(k-2)] \quad (2-17)$$

将式 (2-16) 与式 (2-17) 相减得到：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)] \quad (2-18)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

增量式公式为：

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (2-19)$$

就整个系统来说，全量式公式和增量式公式并没有本质区别，但是在实现数字 PID 时，通常采用增量式。在进行积分运算的时候，只需要当次的 $e(k)$ 即可，不需要将历史上的 $e(k)$ 全部用数据存储器存储。

逆变器电压瞬时值 PID 控制结构图如图 2-17 所示。其中采样周期假设为 $100\mu\text{s}$ ，可以将其等效为一个零阶保持器 $G_h(s)$ ，就幅频特性来看， $G_h(j\omega)$ 的幅值随着 ω 的增加而减小。从相频特性来看， $G_h(j\omega)$ 将对系统引入相位滞后，可以将 $G_h(s)$ 简化为

$$G_h(s) = 1 / (\frac{T}{2}s + 1), \text{ 其中 } T \text{ 为采样周期。逆变器主电路等效为一个惯性环节 } \frac{K_v}{1 + T_v s},$$

T_v 很小，通常可以忽略，因此逆变器主电路就可以等效为一个比例环节。对于反馈环节的

$$\frac{K_f}{1 + T_f s}, \text{ 其中 } T_f \text{ 为反馈回路等效延时，如果也忽略不及，那么输出电压瞬时值}$$

反馈 PID 的控制框图可以简化如图 2-18 所示。

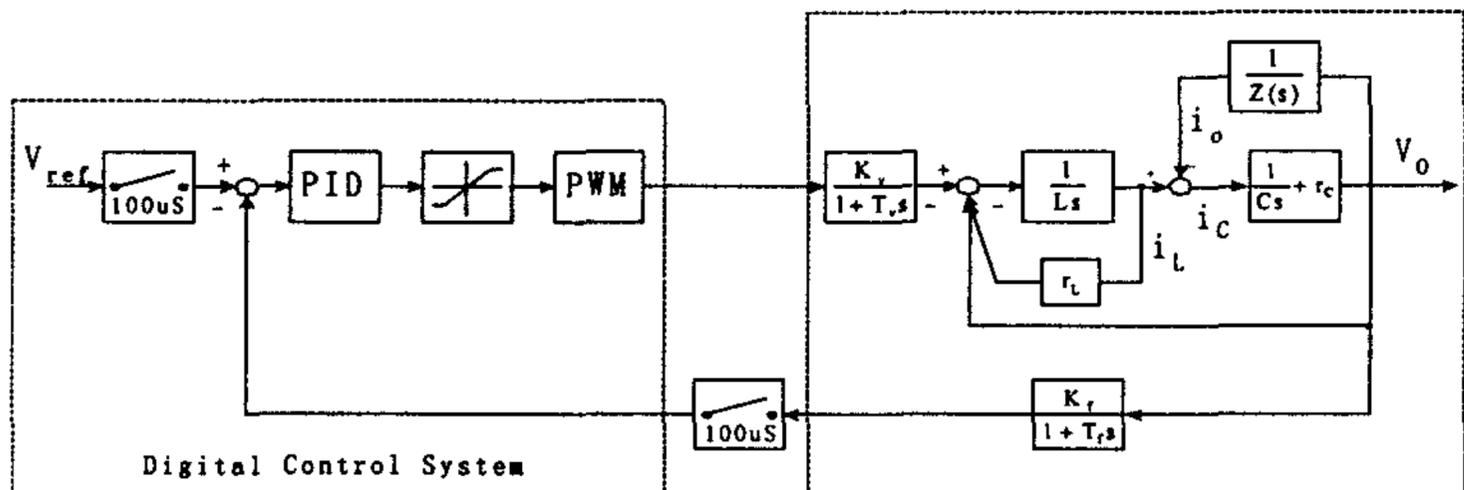


图 2-17 逆变器电压瞬时值反馈结构框图

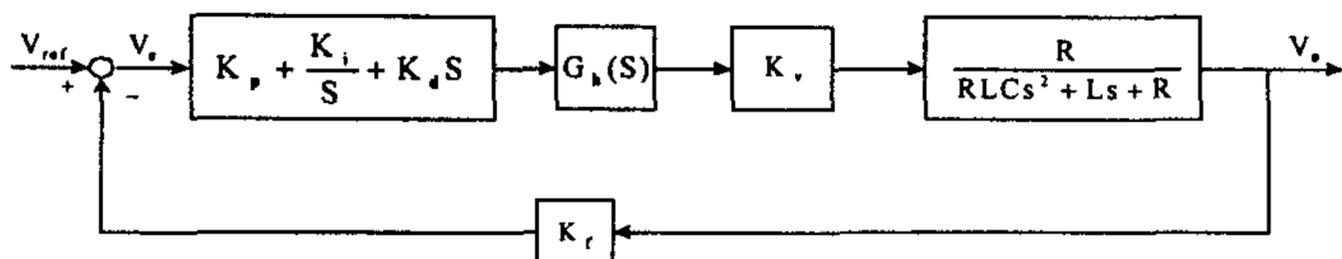


图 2-18 逆变器电压瞬时值反馈 PID 控制简化框图

可得系统闭环传递函数为：

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{RK_v(K_d s^2 + K_p s + K_i)}{\frac{TRLC}{2}s^4 + (\frac{TL}{2} + RLC)s^3 + (\frac{TR}{2} + L + RK_d K_v K_r)s^2 + R(1 + K_p K_v K_r)s + RK_i K_v K_r} \quad (2-20)$$

系统的误差传递函数为：

$$\Phi_e(s) = \frac{V_e(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{\frac{TRLC}{2}s^4 + (\frac{TL}{2} + RLC)s^3 + (\frac{TR}{2} + L)s^2 + Rs}{\frac{TRLC}{2}s^4 + (\frac{TL}{2} + RLC)s^3 + (\frac{TR}{2} + L + RK_d K_v K_r)s^2 + R(1 + K_p K_v K_r)s + RK_i K_v K_r} \quad (2-21)$$

对于式 (2-21)，当频率为 50Hz 的正弦输入，在系统稳定的条件下，无论 K_p 、 K_i 、 K_d 如何调节，PID 调节器都无法做到稳态误差为零，因为使稳态误差为零的前提条件是该系统的开环传递函数增益为无穷大，显然在 $f=50\text{Hz}$ 的情况下其增益不可能是无穷大。

另外可以得到，随着 K_p 的增大系统的稳态误差将减小。对于逆变电源系统，电压调节器引入积分环节也有助于减小系统的稳态误差，但同时带来了相位的显著滞后，危害系统的稳定性，而且引入积分控制的作用效果是极其有限的。

2.2.4 UPS 逆变器电压有效值调节

从上一节的分析得知，如果采用逆变器电压瞬时值 PID 控制，不可能消除系统的静差，这就要加入一个电压有效值调节，补偿负载变化引起的电压幅值的改变。

逆变器采用了电压瞬时值和有效值调节之后，系统的控制框图如 2-19 所示。其中 V_m 为给定的逆变器输出电压的有效值， V_r 为包含有频率、相位和有效值信息的正弦给定， V_x 为电压调节器的输出信号， E 为直流母线电压。

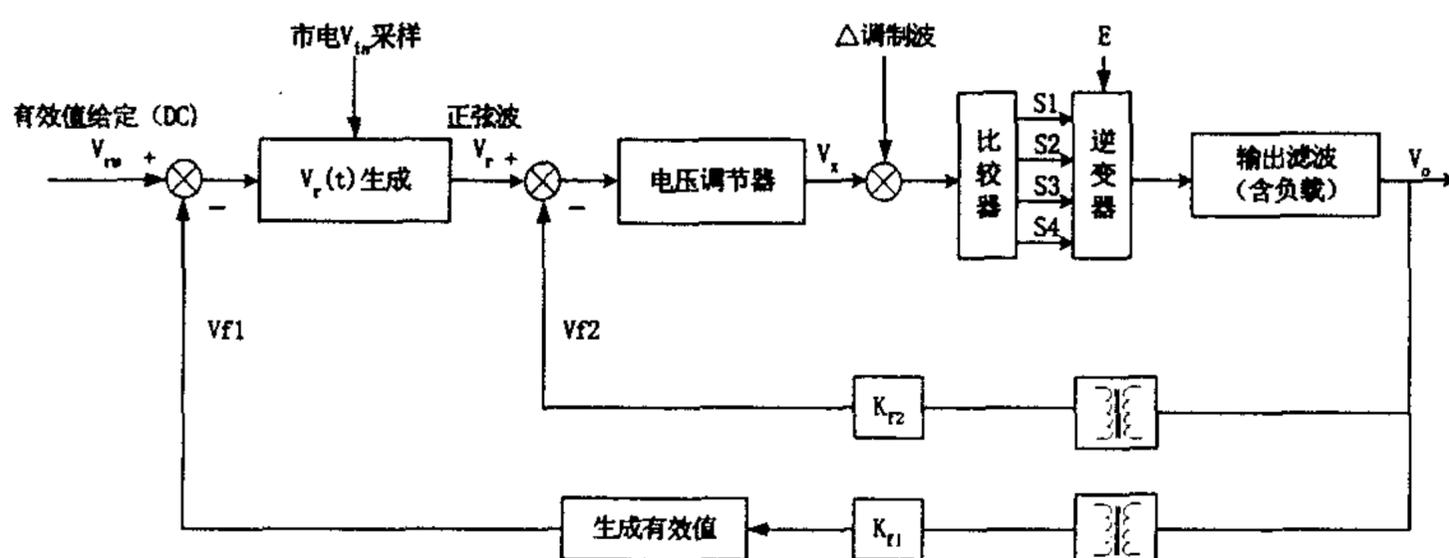
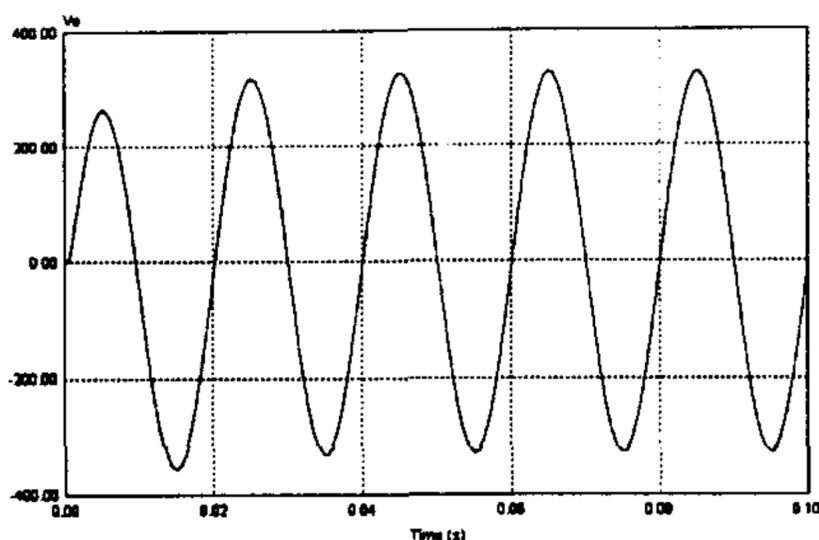
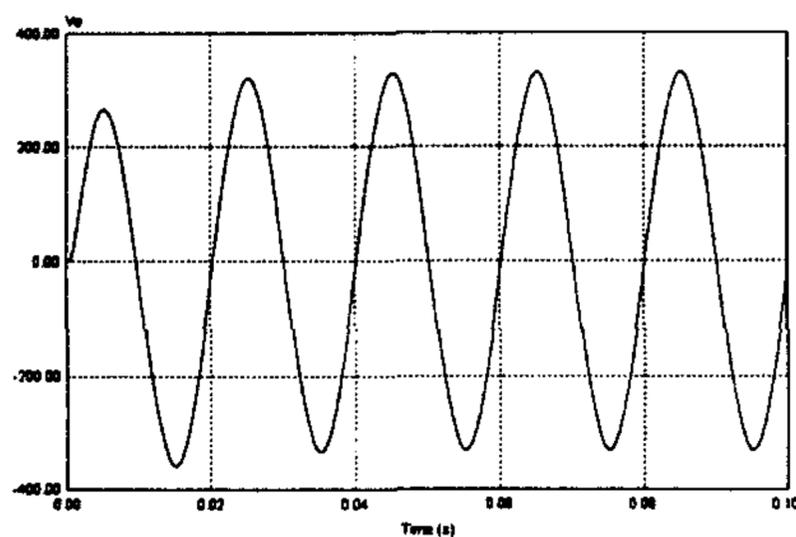


图2-19 逆变器数字化PID控制框图

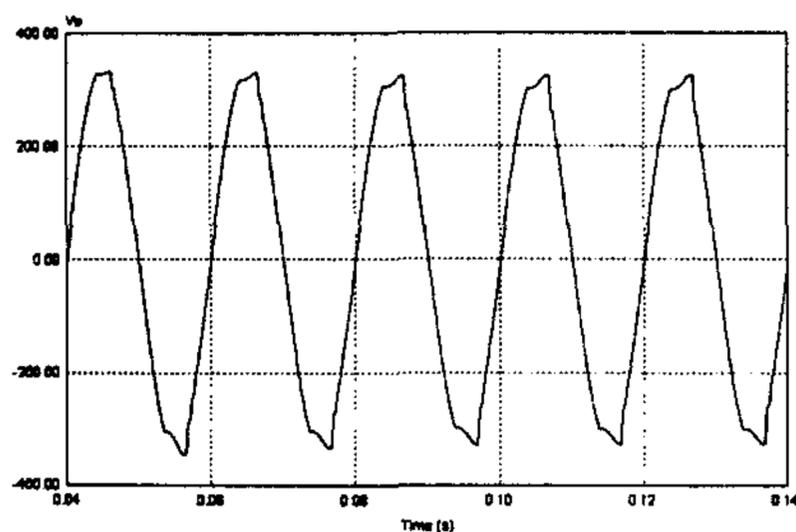
电压瞬时值调节输出电压的空载，满载和整流性负载仿真波形如图 2-21 所示



(a) 空载时输出电压仿真波形



(b) 满载时输出电压仿真波形



(c) 整流性负载时输出电压仿真波形

图 2-21 空载、满载和整流性负载输出电压仿真波形

记录电压瞬时值调节时逆变器输出电压随着负载的变化有效值发生变化，验证了前面所述的逆变器采用数字 PID 之后如果只采用电压瞬时值调节，逆变器输出电压会存在静差。负载变化引起的输出电压有效值改变如图 2-22 所示。

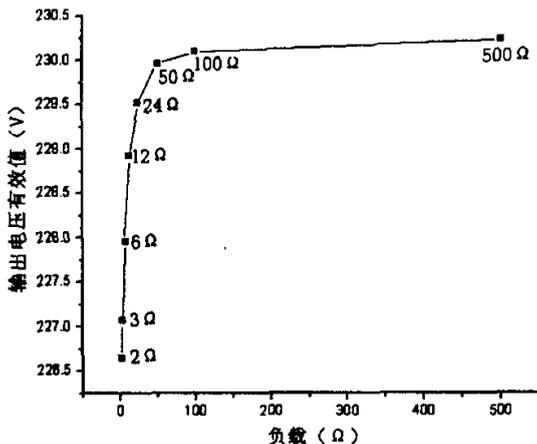


图 2-22 输出电压有效值与负载关系

2.3 单相双变换式 UPS 智能监控

2.3.1 故障检测及处理

为了保证 UPS 的可靠运行,必须精心设计 UPS 的故障检测及处理。当 UPS 发生异常时,必须及时予以处理,其核心是保护 UPS 不发生物理损坏,同时发出警报(本地的、远程的),通知管理人员进行处理,此外,根据检测的数据对故障进行处理,协助管理人员或者维修人员解除故障,尽快恢复 UPS 的正常运行。通常发生异常需要进行的 UPS 保护可以分为如下几类

- 1) 市电电压异常(过高或过低)保护;
- 2) 频率跟踪上下限保护;
- 3) 电池电压异常(过高或者过低)保护;
- 4) 逆变器输出电压异常(过高或者过低)保护;
- 5) 过载保护。

对于第 5 类过载保护,还可以进一步细分,以某型号 UPS 为例:

- 1) 过载 125%, 维持 10 分钟之后打市电旁路;
- 2) 过载 140%, 维持 1 分钟之后打市电旁路;
- 3) 过载 160%, 维持 1—2 秒后恒流输出;

由上面分类表述可以发现 UPS 需要处理的异常情况是很多的,如果采用传统的模拟控制,进行逻辑判断是很复杂的,而如果采用数字化控制技术可以很容易的实现逻辑判定。但是,一些模拟方式的保护还是需要的,主要是模拟方式处理迅速。通常可以采用模拟加数字的方式实现保护,结合两者的优点。

上述的保护中有两种最重要的保护:

- (1) UPS 逆变器输出过载或短路的自动保护。

当 UPS 遇到严重过载甚至短路时,保护电路将会立即关闭逆变器,防止逆变器

的功率器件损坏。与此同时，为了确保对用户负载的连续供电，控制电路还需要完成逆变器供电到市电交流旁路供电的切换，利用驱动能力很强的市电来维持负载供电。

(2) 电池电压异常保护。

当 UPS 运行时发生市电故障，蓄电池组将立即承担起向逆变器提供直流能源的工作。随着市电故障时间的延长，电池组的端电压将逐渐下降。当电池组的端电压下降到电池电压值的下限的时候，为了防止电池组因过度放电而损坏，保护电路必须将逆变器关闭，此时就会出现对用户负载供电停止的局面。

除了实现及时的保护，还需要进行故障的诊断。例如区分当逆变器输出电流超出额定值的时候，是短路还是逆变器发生直通。如果是短路情况，负载电流和逆变器直流侧电流都会增大，而如果是逆变器发生上下桥臂的功率器件直通，那么逆变器直流侧电流会增大而负载电流则不会。

此外，还存在采用何种检测方式可以更好的实现保护的问题。如图 2-23 为前面所述的 PSIM 仿真模型负载短路时的仿真波形。在 35ms 的时候发生短路，在 36ms 的时候 PWM 被封锁，逆变器被保护。如果同时检测负载电流和逆变器直流侧电流，就会发现当负载电流比额定值大很多的时候（短路），逆变器直流侧电流检测的数值还没有增长上去。也就是说，当短路的时候，负载电流比逆变器直流侧电流更早的体现出过流的问题。因此，针对短路的保护，检测负载电流就比检测逆变桥直流侧电流更迅速。实际上这也是容易理解的，由于电感的存在，当短路的时候电感内的能量要通过短路回路释放出来，造成负载电流比逆变器直流母线电流增长的更快。

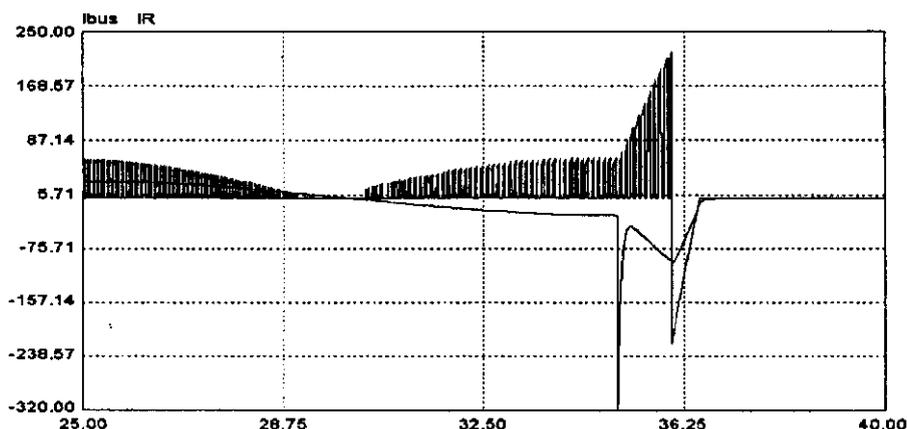


图 2-23 短路保护仿真波形

2.3.2 网络监控功能

随着网络的发展，UPS 越来越多的应用的网络数据中心，因此这就要求 UPS 不仅能够单独的稳定可靠工作，而且还能够将本机的状态和数据实时的上传给上位管理机，同时可以接收上位管理机对其下达的命令，比如开机、关机。UPS 监控需要实现本地 UPS 与上位 PC 的通信，为了实现集中监控管理，在电源的设计、制造中应

当按照一定通用的协议来规范, 比如采用串行通信实现主从方式的监控: 当上位机上位机呼叫机内监控单元并下发命令, 等待下位机应答。若无应答或应答为无效命令, 则进行下一次呼叫; 若连续 10 秒无应答, 则认为通讯链路中断; UPS 内的监控单元在接收到上位机的请求命令后, 对命令进行判断并作出正确的响应。这里简要介绍一下串行通信接口主要的几种标准:

(1) RS-232C

RS-232C 的传输方向是单向、不可逆的和采用无匹配的不平衡传输方式, 其主要特性有: 1) 正逻辑 ($\pm 5V_{\min}$ 到 $\pm 15V_{\max}$); 2) 最大电缆距离 15 米, 最大传输速率 20kbps; 3) 连接台数为 1 台驱动器, 1 台接收器; 4) 接收器输入阈值为 $-3V \sim +3V$ 。

(2) RS-423A 和 RS-422A

由于 RS-232C 采用不平衡方式发送, 它的数据传输速率低、传输距离短, 当线路长时易受干扰, 所以 EIA 制定了新标准 RS-449 以提高数据传输速率、支持较远传输距离、提供平衡电路改进接口电路电气特性。RS-423A 和 RS-422A 是 RS-499 标准中应用非常普及的子集。

RS-423A 将 RS-232C 的非差分接收电路改为差分接收电路, 提高了传输距离和数据传输速率, 在速率为 3000 波特时, 距离可达 1200 米。RS-422A 标准规定了差分平衡的电气接口, 即采用平衡驱动差分接收接口电路, 从根本上消除了信号地线。其主要特点是: (1) 连接台数为 1 台发送器, 10 台接收器; (2) 最大电缆距离为 1200 米, 最大数据速率为 10Mbit/s; (3) 接收器输入阈值为 $-0.2V \sim +0.2V$; (4) 终端匹配可用可不用。当用两对发送器和接收器时, RS-422 可以构成点对点的全双工通信, 共需 4 根通信线。

(3) RS-485

RS-485 是 EIA 公布的一种新的平衡传输标准, 它实际上是将 RS-422 扩充到多点传输方式, 即将多个发送器和多个接收器共用一对传输线。

RS-485 与 RS-422 的主要区别是: (1) RS-422 可以为全双工通信, 而 RS-485 只能半双工; (2) RS-422 采用两对平衡差分信号线, RS-485 只需要其中一对; (3) RS-422 可以连接一台驱动器和 10 台接收器, 而 RS-485 可连接多达 32 台驱动器和 32 台接收器。

由于 RS-485 采用一对平衡差分信号进行半双工传送, 所以用于多站互连十分方便。当传输距离长时需加 120 欧姆左右的终端匹配。

2.4 本章小结

本章分析了 UPS 的工作过程, 介绍了了 UPS 系统的缓起动过程, 以及 UPS 系统的市电跟踪原理。对于逆变器的控制进行了数字化 PID 控制的理论分析和仿真, 为了实现 UPS 的数字化 PID 控制, 不仅需要输出电压瞬时值调节, 还需要加入输出电压的有效值调节以消除系统的在静差。UPS 的故障检测及处理对于系统的可靠运行十分重要, 必须予以精心设计。不仅要实现 UPS 的保护, 还要进行诊断, 区分是什么原

因导致的保护,进一步的,还要采用最佳的检测确保迅速准确的保护。UPS 的网络监控功能是网络和通信技术发展对 UPS 功能提出的新的要求,在实现的过程主要采用一些已有的通信协议进行设计。

第三章 UPS 逆变器数字化控制系统设计

本章主要介绍基于 DSP 的 UPS 逆变器数字化控制系统的软硬件设计。首先介绍 TMS320F240 的最小系统的设计,在此基础之上设计了用于 UPS 逆变器数字化控制所需的外围电路。在硬件的基础上结合第二章关于 UPS 数字化控制的理论和仿真设计出实现 UPS 逆变器数字化控制的软件模块,并给出了软件模块的流程图。

3.1 TMS320F240 最小系统设计

3.1.1 TMS320F240 简介

早期的微控制器(MCU)处理速度有限,一般多是用来做给定正弦信号的发生、逆变电源的开关机控制和实现保护显示等功能,作为逆变电源的核心的逆变器的控制仍然需要模拟电路的参与。随着微控制器中集成了 PWM 发生器,出现了马达专用的微控制器,如 Intel 公司的 80C196MC,逆变电源的数字化控制开始实现,由于微控制器的速度的限制,对于一些波形质量要求不高的逆变电源,仅仅采用有效值(RMS)单环控制,其动态特性、带非线性负载的能力是很有限的。随着马达控制专用的 DSP 的出现,逆变电源的数字化控制产生了一次飞跃。TI(TEXAS INSTRUMENTS)公司的 DSP TMS320F24X、TMS320240X 等,ADI(ANALOG DEVICES)公司的 DSP ADMC401、MOTOROLA 公司的 DSP56F805、DSP56F807 都是当今适于实现逆变电源数字化控制的芯片。

其中, TI 公司的 TMS320F240 数字信号处理器是一种为马达控制而设计的微控制器,它适用于马达控制、变频调速及不间断电源的控制。TI 公司于 1997 年推出 TMS320F240。TMS320F240 是 TMS320 系列数字信号处理器(DSP)的新一代产品,它采用静态 CMOS 集成电路制造技术,具有先进的哈佛(HARVARD)结构,片内外围模块,片内存贮器和高度专业化指令系统。该控制器把具有低成本、高性能处理的 DSP 内核和几种最适合电机控制的先进外围设备结合在一起。这些外围设备包括事件管理模块(EVENT MANAGER MODULE)和双路 10 位 A/D 转换器,前者提供通用定时器和比较寄存器及产生高达 12 路的 PWM 输出,后者可在 6.7 μ s 之内同时实现两路转换等。具体 DSP 特长优势及主要所包含的功能部件有:

1) DSP 内核运算能力高达 20MIPS

由于 DSP 内核运算能力极强,数据处理较一般单片机快 10 倍以上,所以就有可能采用以往由于受处理速度所限制而使单片机所不能采用的、不可实现的先进、复杂的控制方式,以期更好的输出效果。

2) 对功率变换控制的“事件管理器”模块

3 个通用定时器,各带一比较逻辑单元,共可输出 3 路比较/PWM 脉冲。定时器是数字化控制所不可缺少的基本单元,它可以为 PWM 模块、捕获单元等提供合适时基。TMS320F240 中包含三个定时器,这为实现 UPS 各种功能模块提供了极大的方便。

3 个全比较单元，共可输出 3 对带可编程死区控制的比较/PWM 脉冲。全比较单元是 TMS320F240 中最适合生成逆变器 PWM 信号的外围模块，它采用双边调制的模式，控制 PWM 信号占空比的是一个带有阴影的寄存器，这样就非常适合采用开关点预置、SPWM、滞环等需要实时计算的控制方式。全比较单元还配有死区单元，这样就不必再专门为电源驱动模块设计死区设定单元，带来很大的方便。

3 个单比较单元，共可输出 3 路比较/PWM 脉冲。由于单比较单元不包含死区单元，所以在电源 PWM 驱动设计中较少采用。

4 个捕获引脚，用于高速 I/O 的自动管理 TMS320F240 芯片中的捕获单元可以捕获到事先规定好的事件之间的时间差，事件可以是上升沿或下降沿，这可由软件设计。具体时基也可以软件设定，捕获时间范围可以从几十纳秒到零点几秒，为实现 UPS 系统中跟踪市电等功能又提供了极大方便。

正交编码脉冲 (QEP) 单元，可直接连接光电编码器，实现鉴相与倍频。该单元主要适合应用于电机调速中。

3) 两组各 8 路 10 位 6.7us 的 A/D 转换器

数字化的控制始终脱离不了与模拟电路的接口，TMS320F240 内部提供了十位、高速、可同时双路转换的 A/D 转换器，为实时采集数据提供了可靠保障，也简化了控制系统的接口电路。

4) SPI 串口和 SCI 串口

DSP 有标准通用的 SPI、和 SCI 口。SPI 口是一个高速同步串行输入/输出口，它允许一个具有可编程长度的串行位流，以可编程的位速移入或移出。通常可用于和外部设备或其它控制器通信，例如和显示驱动器、串行 D/A 等进行外设扩展。SCI 口是使用标准 NRZ (非归零) 格式的异步通信口。SCI 口有 65000 种可编的位速率，接收器和发送器均为双缓冲且可同时工作于全双工模式。在 UPS 系统中可实现故障自诊断和网管功能等。

5) 看门狗定时器和实时中断定时器

标准的看门狗、实时中断模块使得软件设计更加简单化、模块化。

6) 16K Flash 存储器

另外，TMS320F240 也有 6 个外部中断 (电源驱动保护、复位、NMI 以及 3 个可屏蔽中断)，为实现各种 UPS 保护、切换等功能提供丰富的后备资源。

3.1.2 TMS320F240 最小系统设计

TMS320F240 的最小系统构成框图如图 3-1 所示：

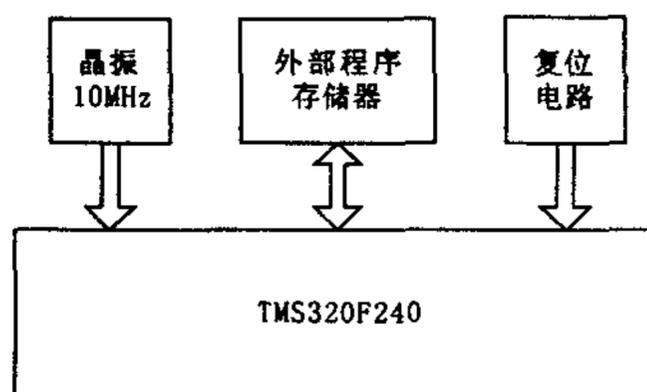


图3-1 TMS320F240最小系统构成框图

1) 系统时钟电路

给 TMS320F240 芯片提供时钟一般有两种方法。一种是利用 DSP 芯片内部提供的晶振电路， $\overline{\text{OSCBYP}}$ 引脚接至高电平，同时在 TMS320F240 芯片的 XTAL1/CLKIN 和 XTAL2 之间连接一个 4、6 或者 8MHz 的晶体，如图 3-2 (a) 所示，在上电 1ms 后，晶体振荡电路产生一个稳定的时钟。另一种方法是将 $\overline{\text{OSCBYP}}$ 引脚接至低电平旁路振荡器电路，将外部时钟源直接输入 XTAL1/CLKIN 引脚，XTAL2 悬空。可以采用有源的 10MHz 晶振作为时钟源，这种方法使用方便，如图 3-2 (b) 所示，将 4 脚加上 5V 电压，2 脚接地，就可在 3 脚得到所需的时钟。

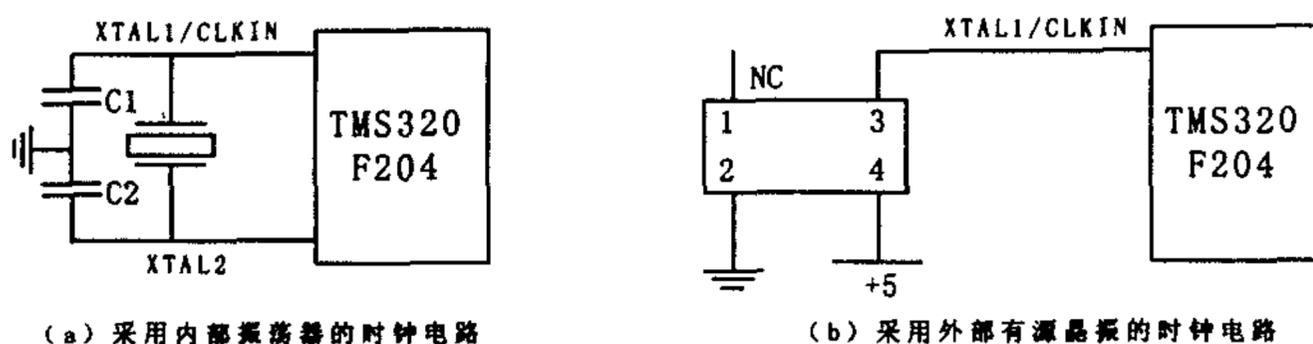


图 3-2 系统时钟电路

2) 复位电路

在对 TMS320F240 系统进行复位设计时，要注意在 TMS320F240 系统的复位模块中，仅硬件复位（在这里仅讨论硬件复位）就有两个引脚，一个是系统复位引脚，一个是热复位引脚。因为对于 DSP 芯片来说，系统复位引脚是双向的，即可作为输入脚又可作为输出脚，当有其他原因使得芯片发生复位操作时，在该引脚就会输出相应的复位信号。故即使再有外部复位信号也不会再起什么作用，因此会给系统带来不可靠因素。同时，用 $\overline{\text{PORESET}}$ 脚时，会同时初始化 PLL，就避免了看门狗引起的复位中断，故通常采用 $\overline{\text{PORESET}}$ 脚进行复位操作，具体实现电路如图 3-3 所示。

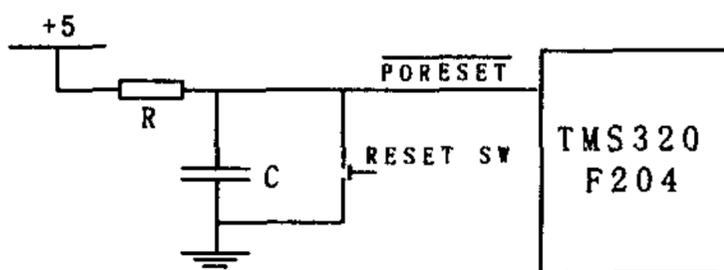


图 3-3 复位电路

3) 存储器接口电路

对存储器接口电路的设计中，最关键的是存储器与 TMS320F240 的速度匹配问题。TMS320F240 系统的外部存储器有两种工作方式。一种是零等待工作方式，另一种是插入等待周期方式。当存储器的读写速度足够快，数据释放时间足够短，在 TMS320F240 的一个读 / 写操作中，存储器可在规定的时间周期内完成相应数据操

作，TMS320F240 不需插入等待周期，这种方式就是零等待工作模式。此工作方式可以充分发挥 TMS320F240 高速的优势，TMS320F240 工作效率最高，这也是 TI 公司推荐的方式。这里选用的是存储时间 15ns 的 CY7C199-15 高速 SRAM，工作于零等待模式。CY7C199-15 单片容量是 32K 字节，由于 TMS320F240 的数据总线带宽是 16 位的，这里采用两片 CY7C199-15 扩展 TMS320F240 的外部程序存储器。实际的容量为 32K 字。TMS320F240 程序存储器扩展框图如图 3-4 所示

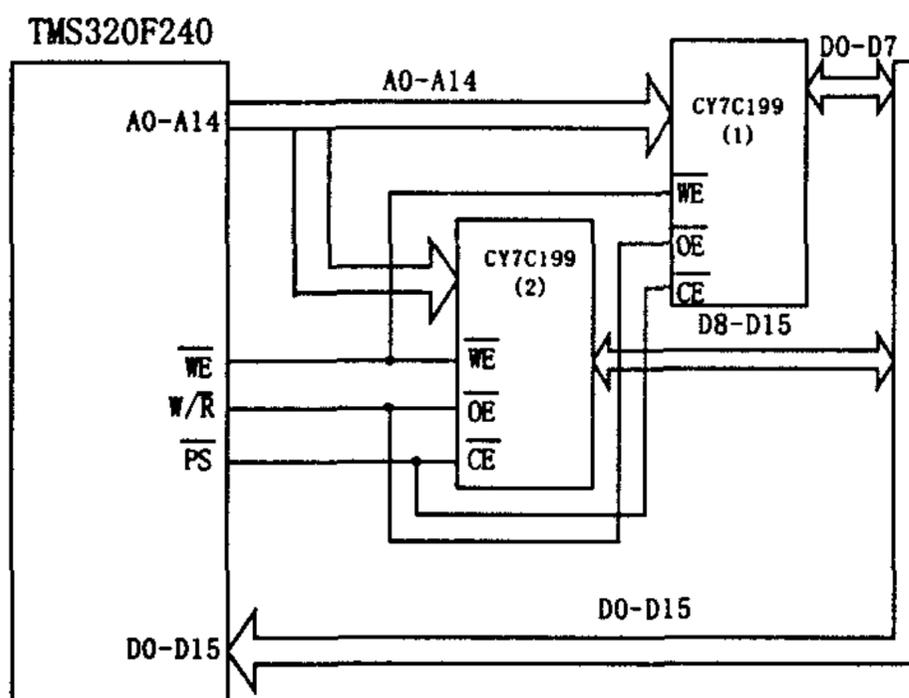


图3-4TMS320F240程序存储器扩展框图

在设计中要根据存储器接口的读写时序进行设计，否则就可能造成时序无法匹配，而使系统不稳或根本无法工作。TMS320F240 存储器零等待工作方式读时序如图 3-5 所示。

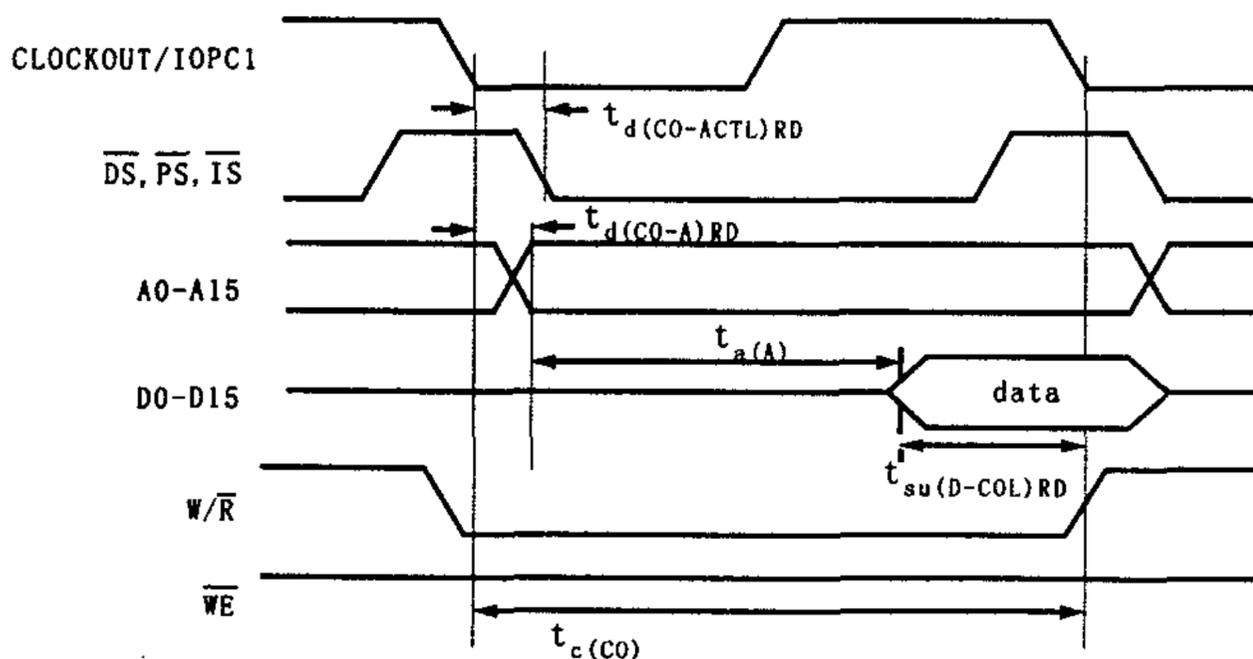


图3-5TMS320F240存储器零等待工作方式读时序

在选择相关快速 RAM 时，需确定其最大存取速度，见式 3-1。

$$t_{a(A)} = t_{c(CO)} - t_{d(CO-A)RD} - t_{su(D-COL)RD} + N \times t_{c(CO)} \quad (3-1)$$

其中 $t_{a(A)}$ 为地址有效到 DSP 访问（读）数据总线的时间， $t_{c(CO)}$ 为 DSP 时钟（指令）周期， $t_{d(CO-A)RD}$ 为时钟电平变低到地址有效的延时时间， $t_{su(D-COL)RD}$ 为时钟变低前访问数据时间， N 为插入等待周期数。对于本系统，要求工作在零等待模式，所以 $N=0$ 。TMS320F240 的 $t_{d(CO-A)RD}=17ns$ ， $t_{su(D-COL)RD}=15ns$ ，而时钟频率设置为 20MHz，因此有：

$$t_{a(A)} = 50ns - 17ns - 15ns + 0ns = 18ns \quad (3-2)$$

$t_{a(A)}$ 为 18ns 即 DSP 在地址有效后 18ns 开始访问数据总线，也就是外部存储器必须在地址及片选信号有效后 18ns 内在数据总线上提供有效数据。即选择快速 RAM 时，其最大存取时间要小于 18ns。

3.2 逆变器数字化控制系统硬件设计

3.2.1 系统总体设计

在第二章已经介绍过采用数字 PID 进行逆变器数字化控制的原理，这里在前面讲解的理论基础和上一节介绍的 TMS320F240 最小系统的基础上之上设计出逆变器数字化控制的硬件系统。除了 TMS320F240 最小系统之外，为了实现闭环控制，市电跟踪等功能，在系统设计中还需要采样逆变器输出电压、输出电流、市电电压、市电频率/相位和电池电压。涉及 UPS 系统智能监控的内容（图中以阴影所示）将在下一章中予以介绍。系统整体设计框图如图 3-6 所示。

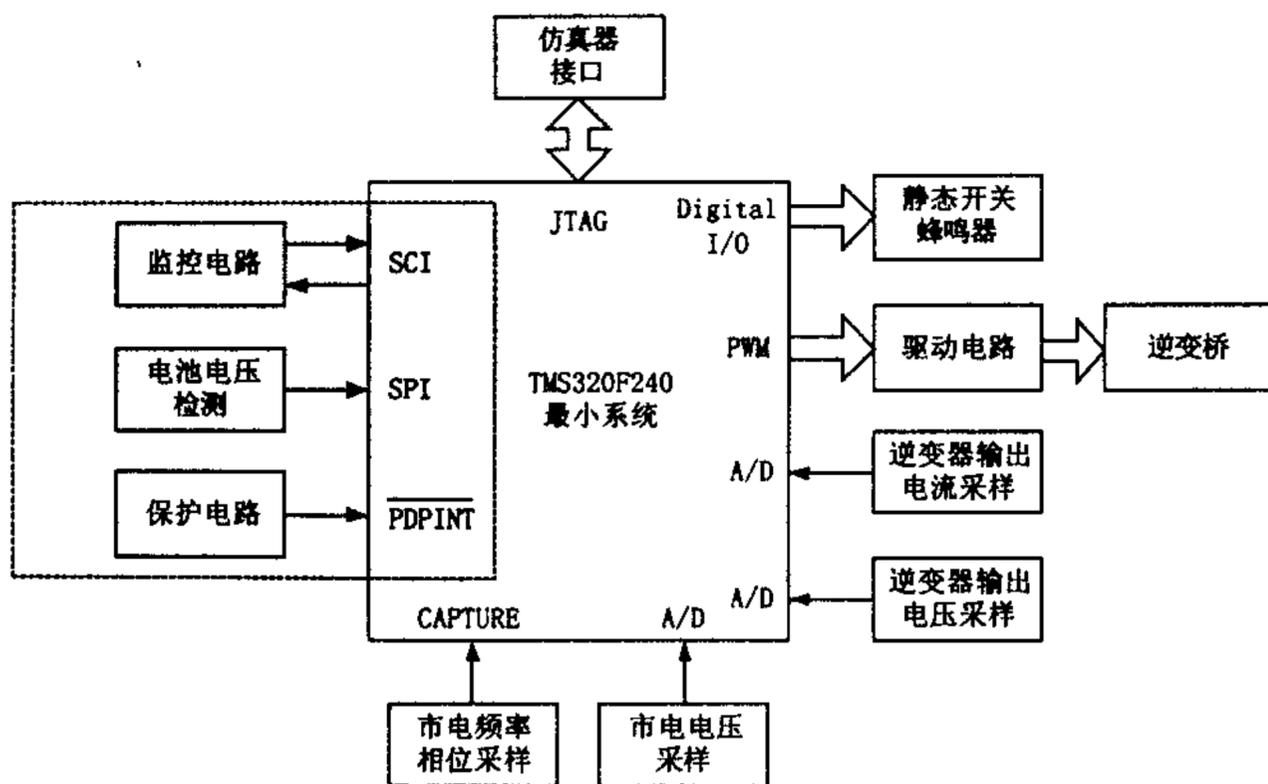


图3-6 数字化控制系统整体设计框图

3.2.2 电压采样信号调理电路

TMS320F240 片内带有 A/D，但是 A/D 的基准必须由外部电路给定。A/D 的片外基准为 V_{REFHI} 和 V_{REFLO} ，在本方案的设计中， V_{REFHI} 接 +5V， V_{REFLO} 接模拟地。这里 +5V 的给定以及一个 +1.25V 的给定采用了由 LM336 构成的电路，LM336 为一个可以调节输出电压的电压基准芯片，规格有 2.5V 和 5V 两种，这里采用的是 5V 输出的芯片。基准电压给定电路如图 3-7 所示。

此外，TMS320F240 的 A/D 采样的电压最大范围为 0—5V，因此采样进来的信号必须进行调理，一方面保证对信号最有效的利用（提高采样精度），另一方面要保证输入给 TMS320F240 的 A/D 的信号不能超过 0—5V。

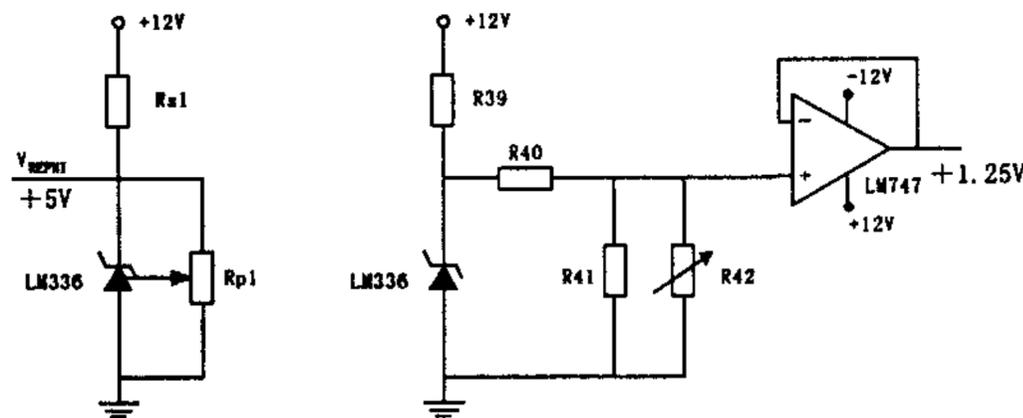


图3-7 基准电压给定电路

需要采集的电压信号有逆变器输出电压、市电电压、电池电压。下面分为交流电压信号和直流电压信号分别予以分析。

1) 交流电压信号调理电路

首先将交流电压信号经过采样变压器隔离降压，然后通过运放电路转换为一个峰值在 5V 以内，具有一个 2.5V 的直流偏置的正弦信号。在调理电路的输出端加上 +5V 稳压二极管，以确保对 TMS320F240 输入不超过 +5V。交流电压信号调理电路如图 3-8 所示。

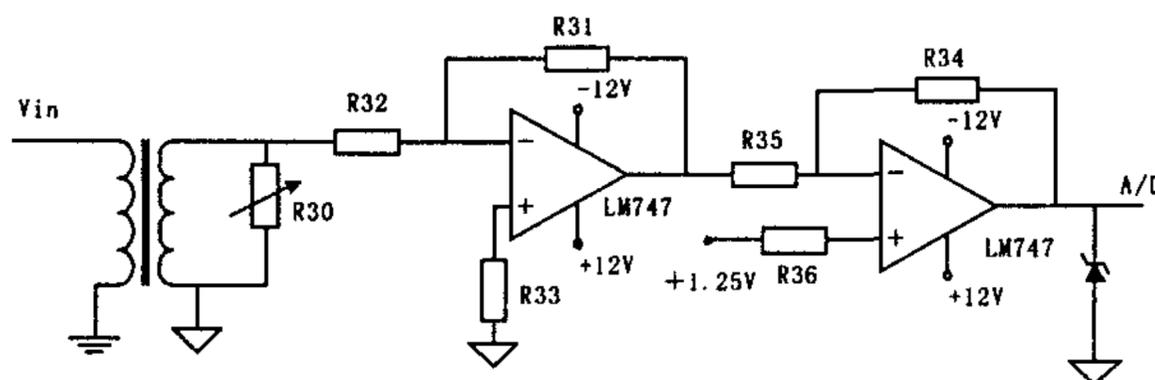


图3-8 交流电压信号调理电路

假设输入的电压信号 V_{in} 为 $U_c \sin \omega t$ ， V_{in} 调理过程如图如图 3-9 所示。

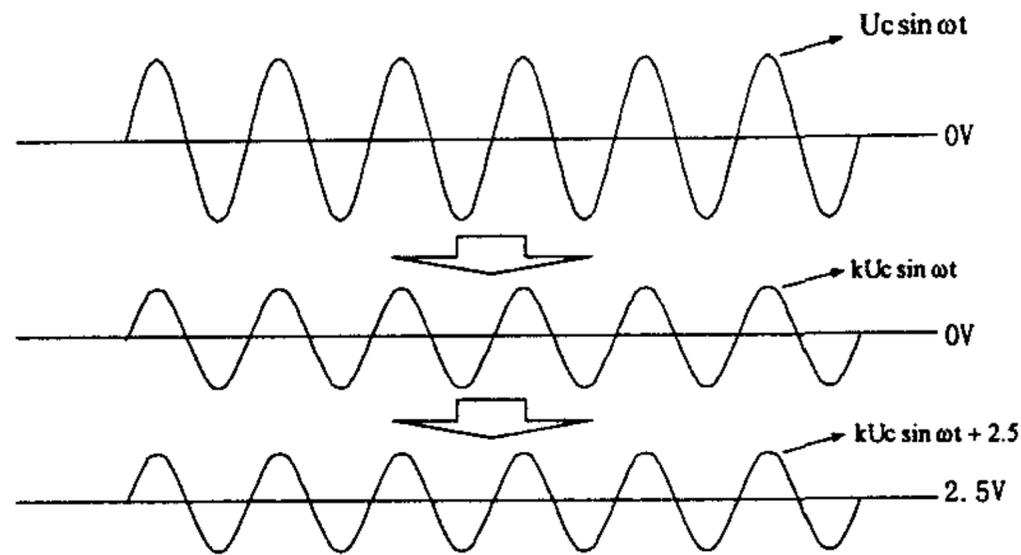


图3-9 交流电压信号调理示意图

2) 直流电压信号调理电路

直流电压的采样主要是针对电池电压的采样。对于直流电压量的采样，同样要保证采样的电压在单极性+5V 以内。此外，通常对电池电压的采样应当保证不和控制系统的地共地，要通过光耦进行隔离，具体电路在第四章中进行介绍。这里先给出直流电压采样电路框图，如图 3-10 所示。

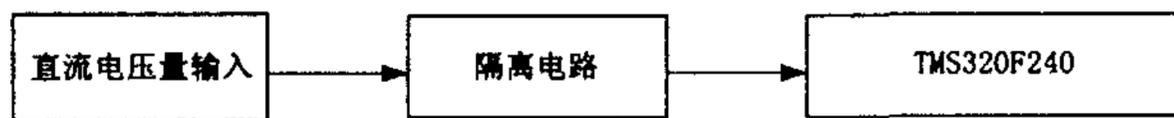


图3-10 直流电压采样电路框图

3.2.3 电流采样信号调理电路

电流信号的处理和电压信号的处理有所不同，需要通过电流互感器将电流信号换成和其成比例的电压量，之后的调理过程和前面的交流电压采样信号的调理过程就是相同的。电流信号采样电路框图如图 3-11 所示。

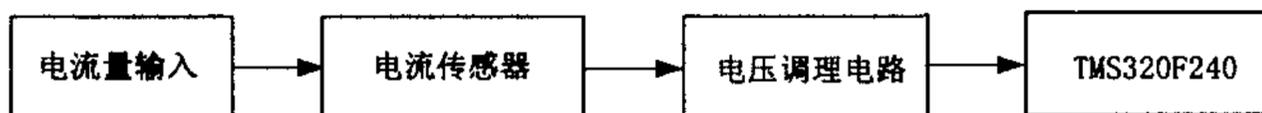


图3-11 电流信号采样电路框图

3.2.4 市电频率/相位采样信号调理电路

市电频率/相位信号采样首先将市电采样信号通过一个迟滞比较器整形为一个和输入同频同相的矩形波，然后利用捕获单元获得市电的频率、相位信息，再通过软件进行频率和相位跟踪。迟滞比较器输入输出电压示意图如图 3-12 所示， V_1 为变压器采样输出信号， V_2 为迟滞比较器输出的矩形波。在 t_0 时刻，电网电压采样信号过零点，与此同时迟滞比较器输出电压由 0V 到 5V 翻转；在 t_1 时刻由于迟滞比较器的存在，当电网电压采样信号小于 -2.5V 的时候，迟滞比较器输出电压由 5V 到 0V 翻转；

在 t_2 时刻开始下一个周期的跳变。

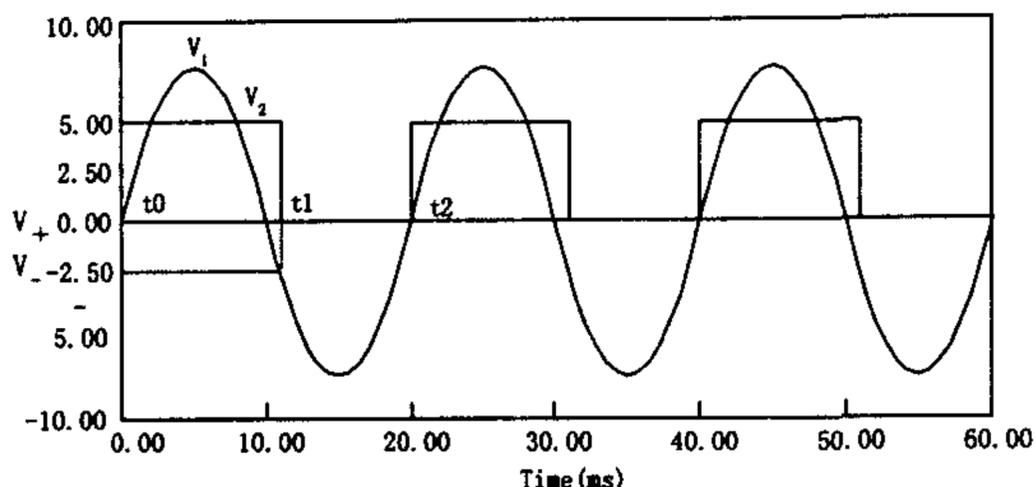


图3-12迟滞比较器输入输出电压示意图

在设计中应当注意的是，由于软件是通过电网电压的上升沿来获得频率和相位信息的，因此在硬件的设计上应当保证电网电压的过零点和正弦波整形得到的矩形波的上升沿保持一致(即不能有延时)，这就要求计算迟滞比较器的上限触发电平 V_+ 为 $0V$ 。市电频率/相位采样电路如图 3-13 所示。

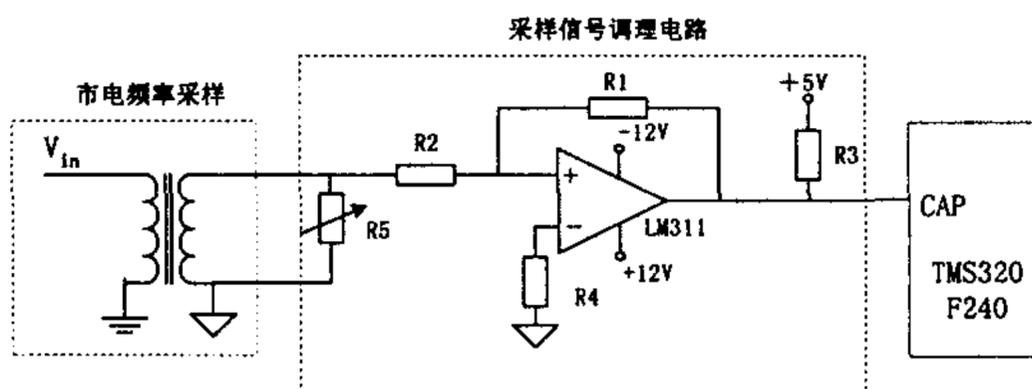


图3-13 市电频率/相位采样电路

图 3-13 中 LM311 所接的正反馈电阻值是根据一定的滞环宽度计算得来的。根据图中所示电路参数，可得迟滞比较器的上、下限触发电平为

$$V_+ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_R - \frac{R_2}{R_1}V_{OL} = 0V \quad (3-3)$$

$$V_- = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_R - \frac{R_2}{R_1}V_{OH} = -2.5V \quad (3-4)$$

式中 V_+ 、 V_- 为迟滞比较器的上、下限触发电平， V_{OH} 、 V_{OL} 为输出电压的上下限 (V_{OH} 为 $5V$ ， V_{OL} 为 $0V$)， V_R 为比较器的基准电压，这里为 $0V$ 。

这里需要注意的是，由于市电频率、相位信号的采样是通过检测市电的过零点来完成的，也就是说利用的是迟滞比较器整形输出的矩形波的上升沿，因此在设计中应当尽量保证该矩形波的上升沿与市电电压的过零点保持一致，减小由于硬件响应延时引入的滞后。

3.3 逆变器数字化控制系统软件设计

3.3.1 缓起动软件设计

为了实现 UPS 系统的缓起动, 设定一个决定输出幅值大小的变量 SOFT, 例如设定 SOFT 稳态值为 300。基准正弦表格的值在输出之前要乘以该变量与 300 的比值, 只要随时间增加变量 SOFT 的值, 从 0 缓慢增加到 300 即可实现缓起动, 如图 3-14 所示。缓起动的的时间由 SOFT 的稳态值来决定, 易于进行调整。

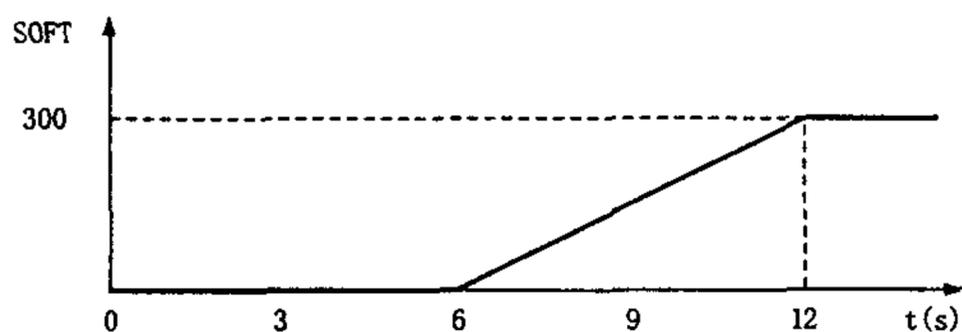


图3-14 缓起动实现示意图

开始首先有 6s 的开机延时, 然后缓起动开始。一般来说 UPS 系统要在几秒内完成缓起动, 这里假定为 6s, 变量 SOFT 值以整周期为单位进行调节, 一个市电周期为 20ms, 则 SOFT 的终值为:

$$6S/20mS=300 \quad (3-5)$$

因此, 每次调节的幅度为稳态值的 $1/300 \approx 0.33\%$, 调节速度为

$$1/300 * 50 = 1/6 \approx 16.7\% \quad (3-6)$$

即每秒使输出增加稳态值的 16.7%。

3.3.2 市电跟踪软件设计

频率和相位的跟踪速度对于逆变器工作状态有很大的影响, 跟踪过快必然会引起逆变器输出电压频率大范围的突变, 甚至造成变压器饱和。对于跟踪速度要根据 UPS 的设计标准予以实现。本文实现软件锁相环的方法是先调整逆变器输出电压的频率和电网电压的频率一致, 然后再调整相位, 最终实现频率和相位的一致。这种方法在调整相位时可能会使输出波形有微小的变化, 但可以保证频率基本稳定, 控制方法简单、直观、稳态误差较小而且可以控制。

以下分析中设定电网频率为 f , 相应的周期为 T 。对于频率的调整, 当电网电压当前周期较前次频率变化很小时 (小于 δ), 以前次周期为准, 不进行调节; 当电网电压当前周期较前次周期变化较大, 但又未超出周期的最大调整量 X 时, 则以当前周期为准; 当市电周期较前次周期变化很大, 超出了周期的最大调整量, 则调整后的周期为前次周期加上/减去最大调整量 X 。

对于相位的调整, TMS320F240 内部的正弦基准表格由 n 个数据构成, 设定一个变量 CS 作为正弦基准表格的指针, 可以表示逆变器输出电压的相位。当捕获到电网

电压上升沿时刻 CS 值大于 0 且小于等于 $n/2$ ，则说明逆变器输出电压波形超前于电网电压，那么只需要把 CS 值减小一定值就相当于把基准往后移相了；当 CS 大于 $n/2$ 且小于 n 时，则说明逆变器输出电压波形滞后于电网电压，那么只需要把 CS 值增大一定值就相当于把基准往前移相了，这样就可以实现输出和输入的相位跟踪了。为了避免相位调节速度过快，CS 的变化量不能太大，这里取 CS 的变化量为 1。具体的软件锁相环程序流程图，如图 3-15。

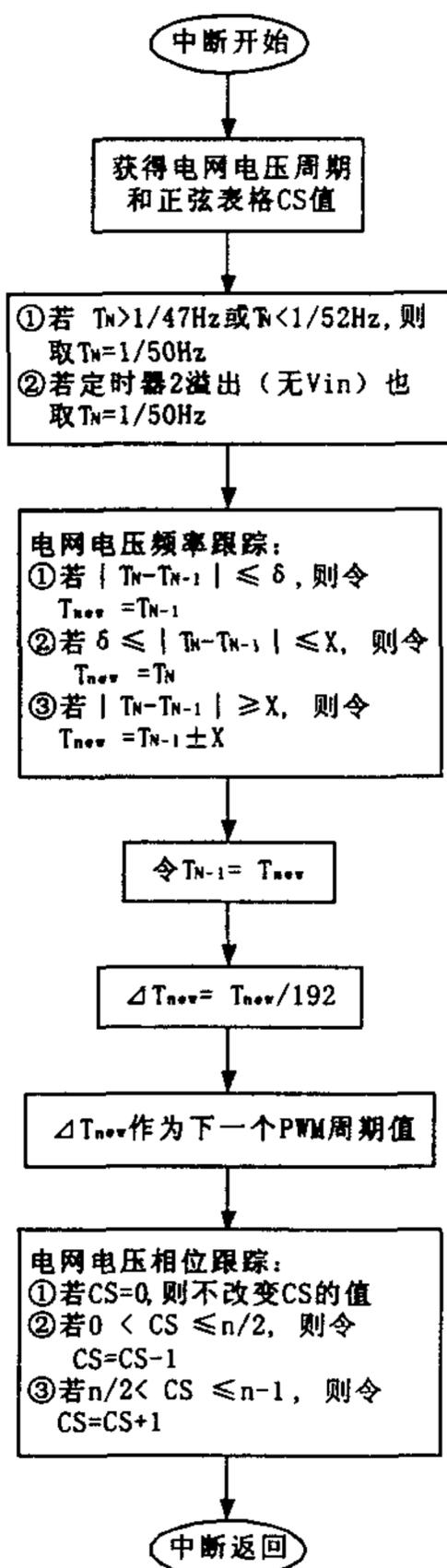


图3-15 软件锁相环程序流程图

根据上面的方案可以计算出跟踪速度：

- 1) 当电网电压周期 T 稳定不变且在跟踪范围内（例如 $[1/52\text{Hz}\sim 1/47\text{Hz}]$ ）时，只需调

整相位, 设定每个周期调整相位幅度为 $360^\circ/n$ (n 是DSP内部正弦基准表格的数据个数), 则相位跟踪速度 V_p 为

$$V_p = \frac{360}{n * T} (\text{° /s}) \quad (3-7)$$

此时跟踪所需要的时间为

$$t_p = \frac{Ph}{V_p} = \frac{Ph * n * T}{360} (\text{s}) \quad (3-8)$$

式中 Ph 是当前输出相位与电网电压的相位差。

2) 当电网电压周期由 T 改变为 T_{new} 且在跟踪范围内(例如 $[1/52\text{Hz} \sim 1/47\text{Hz}]$)时, 此时跟踪所需要的时间为

$$t_f = \frac{|T - T_{new}|}{X} (\text{s}) \quad (3-9)$$

式中 X 是一个电网周期的最大周期调整量。

3) 当电网电压周期 T 超出跟踪范围(例如 $[1/52\text{Hz} \sim 1/47\text{Hz}]$)时, 逆变器输出电压不再跟踪电网电压的频率和相位, 而是使用DSP内部定时器产生的高精度的50Hz基准。

综上所述, 进行软件锁相所需时间 t_w 的最小值是开始就在跟踪范围内且只需调整相位或者频率的情况; t_w 的最大值是开始存在相位差和频率差, 频率和相位都需要调整, 则 t_w 范围为

$$\min(t_p, t_f) < t_w < \max(t_p, t_f) \quad (3-10)$$

3.3.3 电压瞬时值调节软件设计

电压瞬时值调节采用数字 PI 控制, 关于数字 PI 控制的原理已经在第二章中详细介绍, 这里着重分析在控制算法实现过程中遇到的偏磁问题。偏磁是指由于变压器磁心的工作磁滞回线中心偏离了坐标原点, 正反向脉冲过程中磁工作磁工作状态不对称的现象^[33,34]。

在全桥电路中, 由于多种因素导致两个半周期内施加在变压器上的电压脉冲幅度或脉宽不相等, 全桥电路工作在不平衡状态, 从而引发偏磁。在脉宽调制型逆变电源中, 为满足输出特性的需要, 脉冲宽度需要不断调整, 功率开关管的饱和压降、存贮时间及控制电路的输出脉宽等不可能完全一致, 反馈环路引起的不对称也不可能完全消除, 因此, 全桥变换电路中偏磁是必然存在的^[33-38]。相应的, 工程技术人员采用了多种方法来方法来解决全桥逆变器的偏磁问题。

除了上面所述的引起全桥逆变器偏磁的原因之外, 由于采用了数字 PI 控制, 还增加了额外的原因。在数字控制系统的采样中, 无论如何精心设计电路, 必然存在着采样的量化误差问题, 此外还有在由于外界的干扰引入的采样误差, 因此由 A/D 采样进来的数值与真实值之间是存在着误差的。从理论上讲, 如果采用积分控制, 当逆变

器的输出电压波形已经是对称的（不存在偏磁）的时候，电压采样信号一个周期的积分值应该为零，但是由采样于误差的存在，积分器的结果会出现不为零的情况，相当于在对称的逆变器电压波形上增加了一个直流量，导致逆变器电压不再对称，引起偏磁。此时如果只是采用变压器采样的逆变器输出电压作为反馈量，不能够采样到在正弦电压上叠加的直流分量，这相当于对逆变器输出的直流采取开环控制。

为了解决多种原因包括数字化 PI 控制引起的偏磁，这里采用了引入负载电流的方法，改进的控制框图如图 3-16 所示。电流的参考方向可以如图 2-14 逆变器主电路模型中所示。

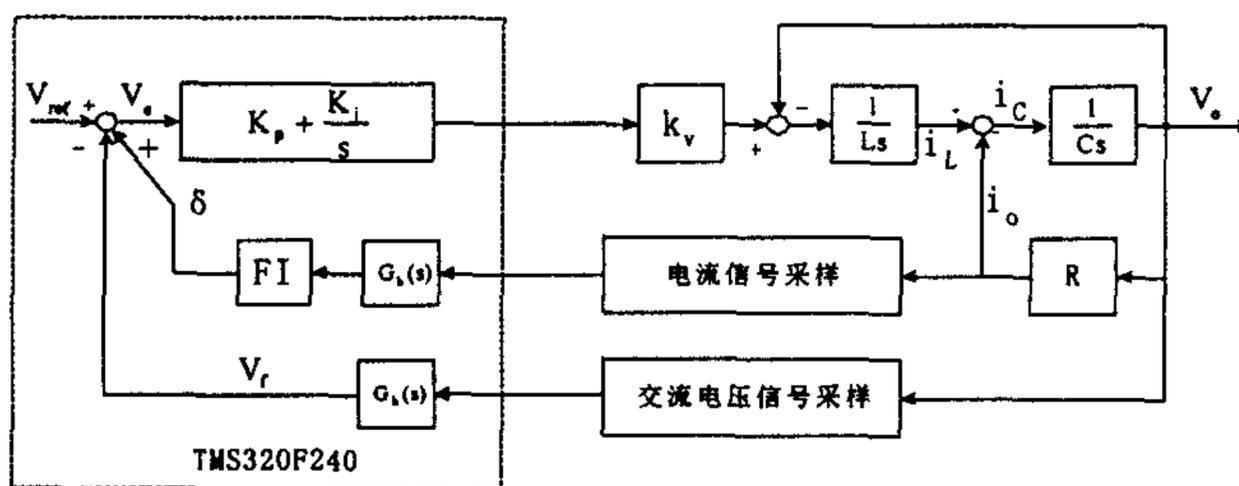


图3-16 电压瞬时值调节改进框图

图 3-16 中 FI 为电流中心值调节器，作用是计算电流的中心值，根据电流的中心值对电压瞬时值的采样量进行修正。这里要求在一个正弦周期的每个点上都进行调节，而不是一个周期调节一次。每次计算的中心值是以当前点为终点的前 192 个点的平均值（一个正弦周期包含 192 个点），电流中心值 I_a 的计算公式为：

$$I_a(i) = \frac{\sum_{j=i-191}^i (I_{o,j} - 512)}{192} \quad (3-11)$$

式(3-11)中， I_o 为电流采样值的数字量。电流的理论中心值为数字量 512。对于控制系统而言，要求输出电压无直流分量，也就是要求电流的中心值为零，所以进入中心值调节器的基准信号为零。中心值调节器的输出为：

$$\delta(n) = K_{IF} \times [0 - I_a(n)] \quad (3-12)$$

进入输出电压瞬时值 PI 控制器的误差信号 V_e 为：

$$V_e(n) = V_{ref}(n) - V_f(n) + \delta(n) \quad (3-13)$$

$V_e(n)$ 是根据电流中心值补偿后的误差量。将该误差量送到电压调节器进行 PI 运算，能够较好地补偿输出电压的直流分量。改进的数字 PI 软件流程图如图 3-17 所示。

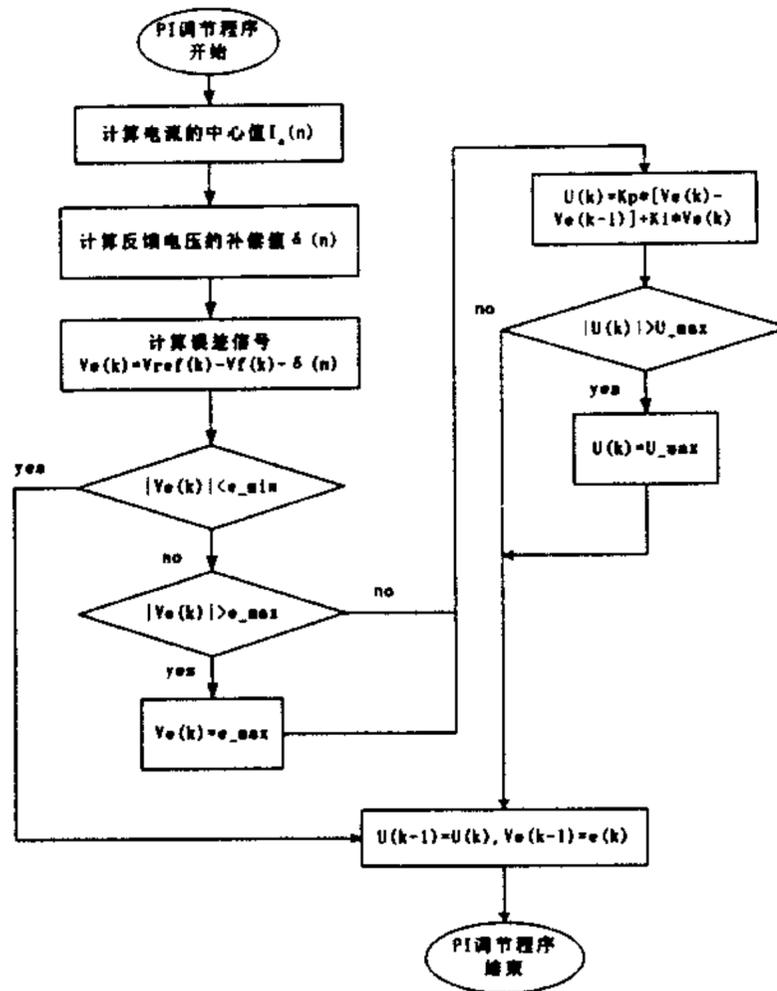


图3-17 电压瞬时值调节软件流程图

3.3.4 电压有效值调节软件设计

从第二章的有关数字化 PID 理论分析和仿真中可知,对于跟踪正弦信号的逆变器数字化 PID 控制系统存在静差。如果将调节器的比例系数 K_p 增大,可以减小系统的稳态误差,但是系统的稳定性会下降。为了提高系逆变器稳态输出电压的精度这里采用了电压有效值调节。电压有效值控制框图如图 3-18 所示

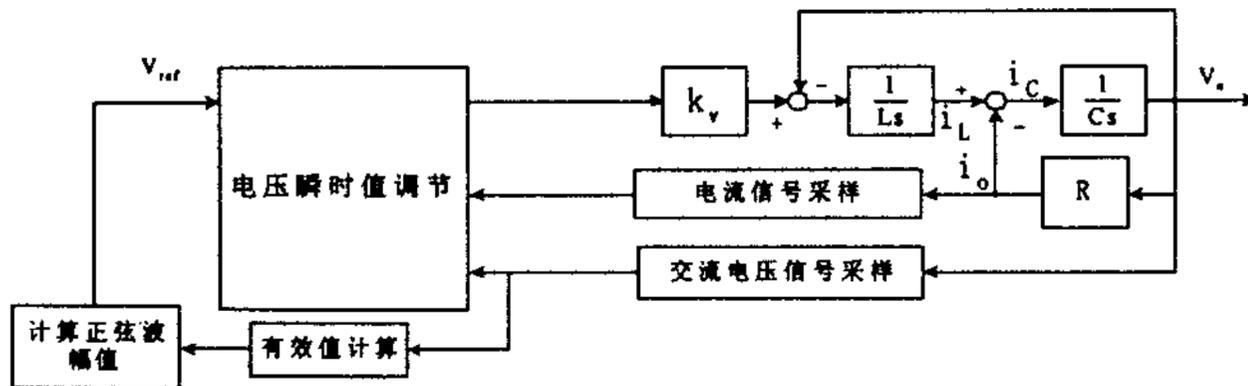


图3-18 电压有效值调节框图

具体实现中,每 10 个市电周期调节一次有效值。逆变器输出电压的采样周期与载波周期相同。为了利于 DSP 运算,此处有效值的定义与通常的不同,是将电压 10 个周期采样值的平方和求平均的结果作为有效值。

$$U^2 = \frac{\sum_{i=1}^{10} \left(\sum_{j=1}^{192} U_{ij}^2 \right)}{10} \quad (3-14)$$

电压有效值调节软件流程图如图 3-19 所示。

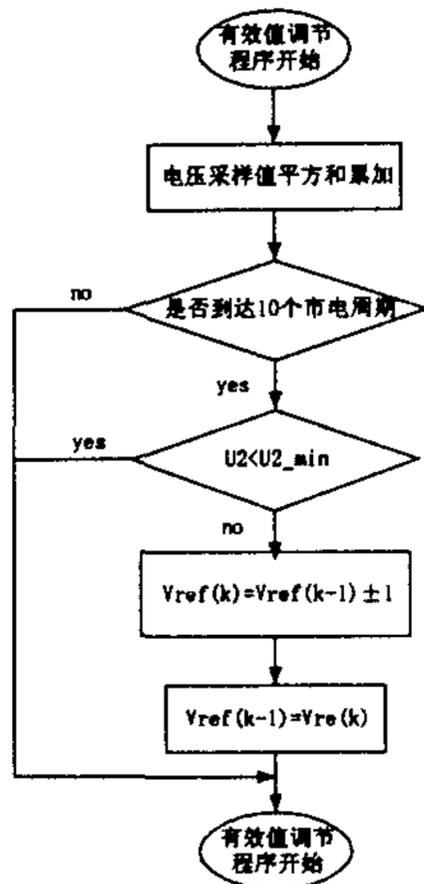


图3-19 电压有效值调节软件流程图

3.4 本章小结

在本章详细的介绍了逆变器数字化控制的软硬件设计。TMS320F240 是控制系统的核心，在此基础上再设计外围的采样调理电路等功能模块，为软件的设计提供了一个坚实的硬件基础。在软件设计上，除了缓起动、市电跟踪这些 UPS 必须的功能模块外，最核心的就是逆变器的数字化控制模块。在逆变器的控制上结合前面的理论和仿真基础，通过实验实现了逆变器的输出电压瞬时值控制作为内环，逆变器输出电压有效值控制作为外环，较好的实现了逆变器的控制。其中遇到的最大问题就是偏磁（输出电压不对称）的问题。通过实验提出了通过引入电流平均值进行电压补偿的方法，解决了偏磁问题。

第四章 基于双 CPU 的 UPS 监控设计

本章介绍了如何实现基于 TMS320F240 和 89C51 双 CPU 的 UPS 监控。主要包括 UPS 故障检测及处理，TMS320F240 与 89C51 的串行通信以及 UPS 与上位机的通信监控。

4.1 TMS320F240 与 89C51 串口工作方式

TMS320F240 的串口有两个：SCI 接口（串行通信接口）和 SPI 接口（串行外设接口）。其中，TMS320F240 的 SCI 接口是异步串行通信接口，它有两种工作方式：空闲线方式和地址位方式。

空闲线方式的通信格式如图 4-1 所示。这种通信方式的特点是：地址帧前面留有固定的空闲位（10 位或者更多），而数据帧与地址帧之间空闲位小于 10 位，利用空闲位大于等于 10 还是小于 10 来区分是地址帧还是数据帧。

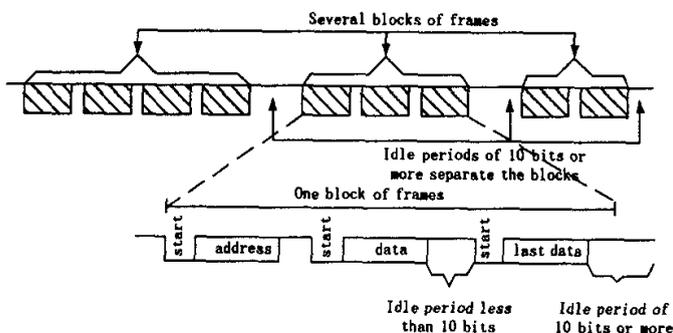


图4-1 SCI接口空闲线方式通信格式

地址位方式的通信格式如图 4-2 所示。这种通信方式的特点是在地址帧和数据帧中增加了一个附加位，如果附加位为 1，则表明此帧是地址帧，如果附加位为 0，则表明此帧是数据帧。

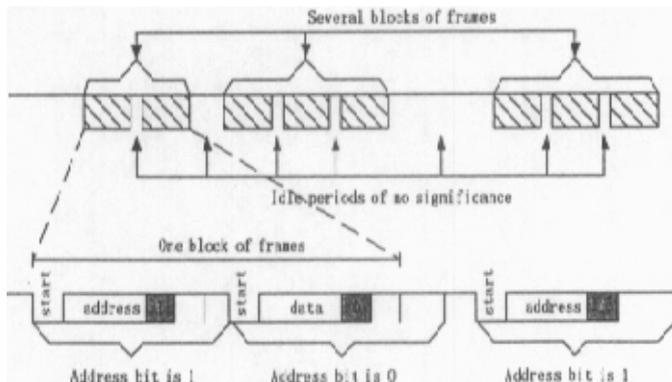


图4-2 SCI接口地址位方式通信格式

空闲线方式和地址位方式的数据发送都是先发送低位（LSB）再发送高位（MSB），如图 4-3 所示。

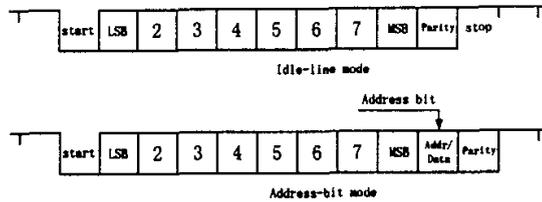


图4-3 SCI接口数据发送格式

空闲线方式在处理数据块包含的字节数多余 10 个时比地址位方式更有效；而地址位方式在处理随机性的小数据块时更有效，因为地址位方式不需要像空闲线方式那样在地址帧之前（也就是数据块的开始）插入 10 位或者更多位的空闲位。

SCI 接口的波特率计算：

BRR 为 16 位波特率选择寄存器,SYSCCLK 为外设系统时钟，这里为 10MHz。

$$\text{当 BRR}=1\sim 65535 \text{ 时} \quad \text{SCI 波特率}=\text{SYSCCLK}/[(\text{BRR}+1)*8] \quad (4-1)$$

$$\text{当 BRR}=0 \text{ 时} \quad \text{SCI 波特率}=\text{SYSCCLK}/16 \quad (4-2)$$

TMS320F240 的 SPI 接口是同步串行接口，其工作方式可以分为主方式（Master）和从方式(Subordinate)。图 4-4 为串行外设接口主控制器/从控制器连接(四引脚方式)。

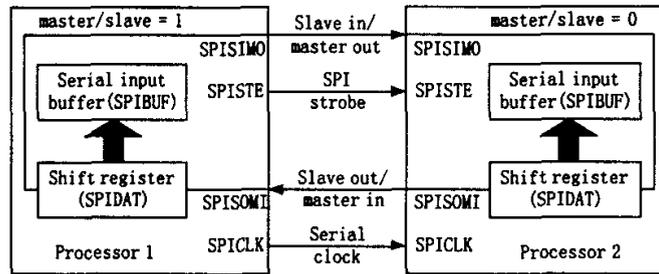


图4-4 SPI接口典型连线

在主方式下，控制数据传输的同步时钟信号是由 TMS320F240 发出的；而在从方式下，TMS320F240 接收外部发送来的同步时钟信号。这两种方式数据先发送高位（MSB）再发送低位（LSB），如图 4-5 所示。

图 4-6 是 TMS320F240 的 SPI 接口在主方式下时钟时序图。TMS320F240 的 SPI 接口有四种不同的时钟设计。时钟可以进行极性的选择：有效沿是上升沿还是下降沿；还可以进行相位的选择：时钟是否延时 1/2 周期。

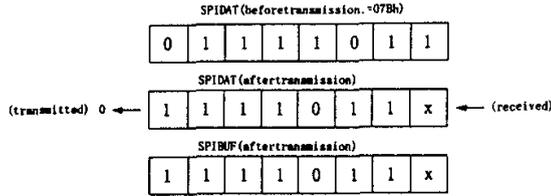


图4-5 SPI接口数据发送与接收

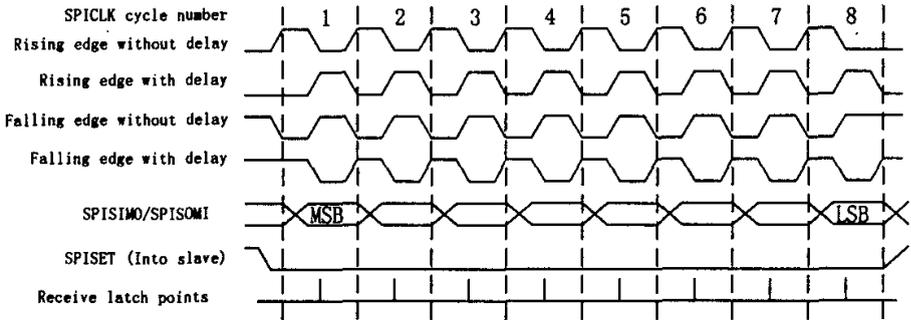


图4-6 SPI接口数据发送与接收

SPI 接口的波特率计算:

SPIBRR 为 8 位波特率选择寄存器, SYSCLK 为外设系统时钟, 这里为 10MHz。

$$\text{当 SPIBRR}=3\sim 127 \text{ 时} \quad \text{SPI 波特率}=\text{SYSCLK}/(\text{SPIBRR}+1) \quad (4-3)$$

$$\text{当 SPIBRR}=0,1,2 \text{ 时} \quad \text{SPI 波特率}=\text{SYSCLK}/4 \quad (4-4)$$

由上面的公式可以得到, SPI 波特率最大为 2.5Mbps, 但这仅仅是对主方式而言的, 对于从方式 SPI 波特率的最大值为 SYSCLK/8, 这里为 1.25Mbps。

89C51 串行通信接口工作方式如表 1 所示, 数据先发送低位 (LSB) 再发送高位 (MSB), 振荡器频率为 f_{osc} , TH1 为定时器 1 的特殊功能寄存器, SMOD 为特殊功能寄存器 PCON 的最高位。在方式 0 时, 89C51 的 TXD 引脚输出串行同步通信的时钟信, RXD 接收或者发送数据, 实现半双工串行通信。对于波特率可变的情况:

$$89C51 \text{ 串行通信接口波特率}=(2^{\text{SMOD}}/32) * \{f_{osc}/[12*(256-\text{TH1})]\} \quad (4-5)$$

表 4-1 89C51 串行通信接口工作方式

方式	说明	波特率
0	移位寄存器工作方式	$f_{osc}/12$
1	8 位数据位的 UART 工作方式	可变
2	9 位数据位的 UART 工作方式	$f_{osc}/64$ 或 $f_{osc}/32$
3	9 位数据位的 UART 工作方式	可变

4.2 UPS 故障检测及处理

4.2.1 UPS 需要实现的保护

在 UPS 系统中需要考虑的保护可以分为如下几类：

1) 市电过低/高保护

市电经过变压器采样再通过调理电路进入 TMS320F240 的 A/D, 对于市电电压过低或者过高的判定是通过软件来完成的。如果出现市电异常, 不打旁路, 同时发出告警。

2) 频率上下限检测

为了避免当市电频率超出正常范围而 UPS 的输出仍然跟踪, 这里设定频率的正常范围是 $50\text{Hz} \pm 2.5\text{Hz}$, 如果市电的频率超出该范围, UPS 的输出将不再跟踪市电的频率, 改而回归至内部的 50Hz 标准频率。

3) 逆变器输出电压过低/过高保护

逆变器的输出电压通过变压器和调理电路之后进入 TMS320F240 的 A/D, 因此与市电电压异常的处理方式一样采用软件进行判定, 如果逆变器的输出电压异常则关闭逆变器, 然后进行市电旁路, 同时发出告警。如果此时发现市电也异常, 那么不打旁路, 同时发出告警。

4) 电池电压异常保护

电池组与以 TMS320F240 为核心的逆变控制电路是隔离的, 因此采样必须隔离。实现隔离采样的方法有两类: 一是电池电压隔离后传给 A/D、而 A/D 与 DSP 共地, 如图 4-7(a)所示, 隔离的实现可以采用线性光耦。二是 A/D 与电池电压共地, 转换后的数字量隔离后读入 DSP, 如图 4-7(b)所示, 可以采用高速数字光耦(如 6N137)实现数字量的隔离。就后一种方案而言, 如果采用数据的并行传输, 则 A/D 输出的每一根数据线都需要加一路光耦进行隔离, 明显成本过高, 而如果采用串行 A/D, 将可以尽量减少需要光耦隔离的信号数。

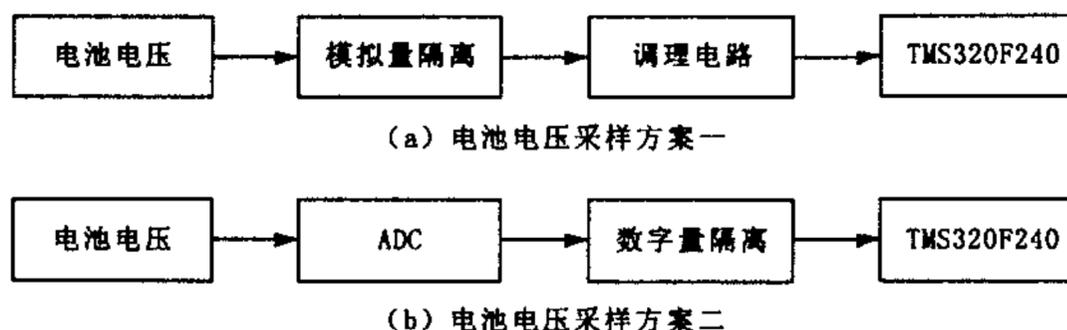


图4-7 电池电压采样

当市电正常时检测到电池电压过低, 则发出告警。当市电中断由电池组供电时, 检测到电池电压过低则关闭逆变器, 且发出告警。当市电正常时检测到电池电压过高, 则关闭充电器且发出告警。当市电中断由电池组供电时, 检测到电池电压过高则关闭逆变器且发出告警。

5) 逆变器输出电流保护

当逆变器的输出电流过大的时候, 需要根据不同的情况予以不同的处理

- i) 过载 125%时, 最长维持逆变器工作 10 分钟, 如果超出, 则进行市电旁路;
- ii) 过载 140%时, 最长维持逆变器工作 1 分钟, 如果超出, 则进行市电旁路;
- iii) 过载 160%时, 维持逆变器工作维持 1—2 秒后, 采用恒电流输出的方式: 降低基准正弦的幅值, 降低逆变器的输出电压, 保持输出电流峰值不变。当负载电流恢复正常时, 输出电压在 1—3 秒后缓慢恢复至正常电压。
- iv) 过载 400%时, 在 10 微秒内进行限流, 瞬间锁死逆变输出, 当过载解除之后恢复逆变器的输出。

其中 i、ii 和 iii 通过 TMS320F240 采样进来的负载电流利用软件进行判断实现保护。而 iv 的实现由于要求响应的时间很短, 因此需要通过硬件来实现

4.2.2 电池电压采样硬件设计

如果采用电池电压异常保护所述的方案一, 可以用线性光耦 HCN200 检测电池电压。HCN200 线性光耦合器是由一个红外光 LED 照射分叉配置的一个隔离反馈二极管和一个输出光二极管组成, LED 的光通量决定流经两个二极管的电流的大小。由于 HCN200 内部特殊的制造工艺, 在一定的输入电流范围里, 它的电流传输比保持不变, 此时输出光二极管产生的电流信号与反馈光二极管产生的电流信号成线性比例, 所以输出信号就与输入信号成一定的线性比例关系。

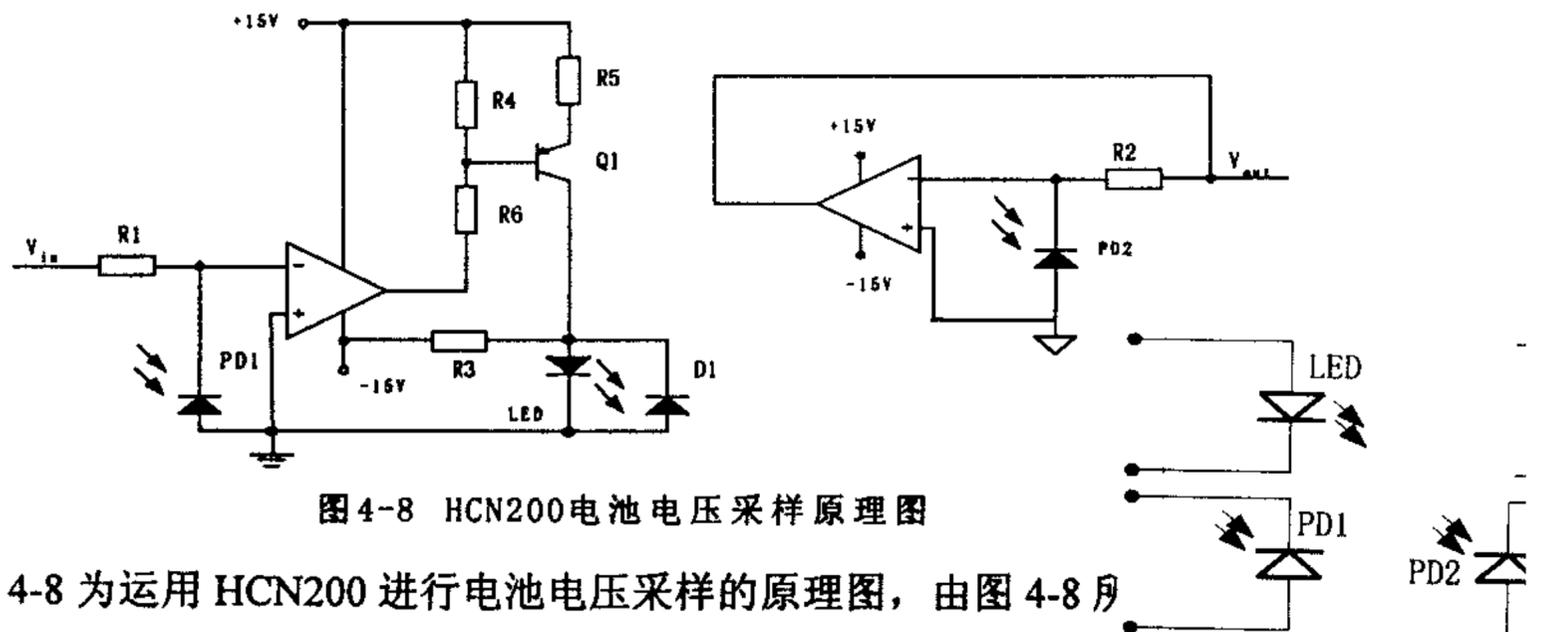


图 4-8 HCN200 电池电压采样原理图

图 4-8 为运用 HCN200 进行电池电压采样的原理图, 由图 4-8 得

$$V_{in} = R_1 * I_{PD1}$$

$$V_{out} = R_2 * I_{PD2}$$

HCNR200 结构图

式 (4-6)、(4-7) 中 I_{PD1} 、 I_{PD2} 分别为隔离反馈二极管和输出二极管的电流, V_{in} 为电池电压经分压后的值, V_{out} 为输出结果, 送到 TMS320F240 的 A/D 转换成数字量以供 CPU 的处理。

则输出电压与输入电压的关系表达式如下：

$$V_{in} = V_{out} * \frac{R_1}{R_2} * \frac{I_{PD1}}{I_{PD2}} = V_{out} * \frac{R_1}{R_2} * \frac{1}{k} \quad (4-8)$$

式(4-8)中 $k = \frac{I_{PD2}}{I_{PD1}}$ 为电流传输比, HCN200 为 0.85—1.25

在检测电路调节过程中, V_{in} 有两种变化趋势, 1) V_{in} 升高; 2) V_{in} 降低。当输入电压 V_{in} 升高时, 运放的负端输入电压 $V_1 = V_{in} - R_1 * I_{PD1}$ 变大, 导致运放输出端的电压降低, 因 PNP 三极管的放大作用, 流过 LED 的电流增大, LED 的光通量变大, 两个二极管的电流 I_{PD1} 、 I_{PD2} 也随之变大, 最终的结果就是运放的负端输入电压 $V_1 = V_{in} - R_1 * I_{PD1}$ 重新被牵制为零, 从而使得输入与输出电压满足式(4-8)所示的线性关系。

反之, 当输入电压 V_{in} 降低时, 运放输出端的电压升高, LED 的电流变小, 与上类似, 输出电压 $V_{out} = R_2 * I_{PD2}$ 也就随着输入电压 V_{in} 的变化成比例地减小。

图中 Q1, R3, R4, R5, R6 构成了 LED 的驱动回路, 因 Q1 运放的放大作用, 使得在输入电压较小的情况下, LED 的电流不致于太小。该驱动回路的加入提高了系统的增益, 保证了低输入电压情况下光耦的线性度。

当采用电池电压异常保护所述的方案一时, 硬件结构框图如图 4-9 所示, 硬件检测回路主要由串行模数转换器 ADC 和 TMS320F240 的同步通信接口 SPI 口组成, 系统的, 电池电压的采样是用 MAXIM 公司生产的 12 位串行 A/D 转换器 MAX189 实现的。通过 A/D 转换, 模拟输入量电池电压被转化为 12 位的数字信号以适应 DSP 的同步通信接口 SPI 的传输要求。

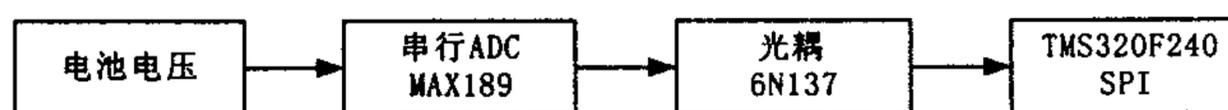


图4-9 SPI口采样电池电压框图

该检测方法的原理图如图 4-10 所示, 其中 MAX189 是+5V、低功耗的 12 位串行 ADC, 电池电压经分压后送入 MAX189 的模拟电压输入引脚 AIN, 在 SPI 口的同步时钟控制下被转化成 12 位的串行数据输出, TMS320F240 通过读取 SPISOMI 寄存器的数据即可以知道当前采样电压的大小。引脚的下跳沿启动 A/D 转换。应用中将 TMS320F240 的同步通信 SPI 口设置为主工作方式, SPISET 引脚设置为通用 I/O 口, 将 SPISTE 引脚通过光耦 6N137 与 MAX189 的 CS 引脚相连, 通过软件中改变 SPISTE 的电平转态来决定 A/D 转换的启动或停止, 从而控制采样的具体时间。A/D 转换结束后 (MAX189 大约为 $8.5 \mu S$), DOUT 从高阻态跳变为高电平, DOUT 的上升沿表

明 A/D 转换的结束，在此之后即可读取 A/D 转换的结果。因 MAX189 是 12 位的串行数据输出，而 TMS320F240 的 SPI 通信口每次至多可以传输 8 个数据位，故一次采样结果须分两次进行接收。

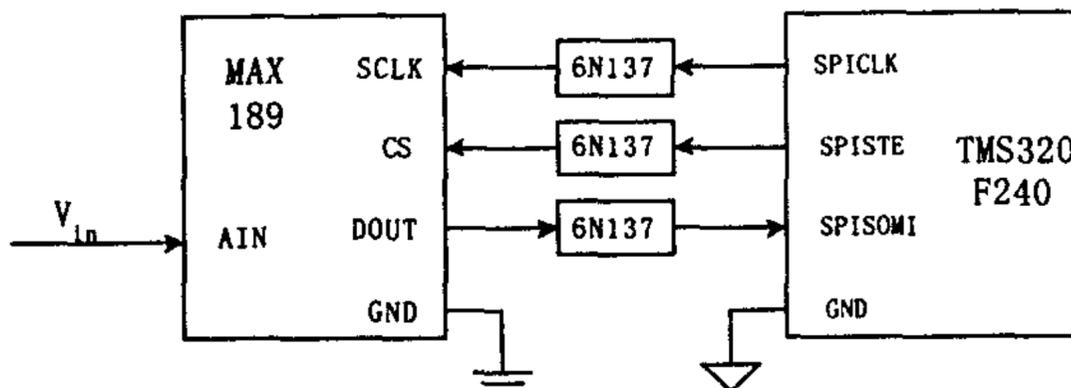


图4-10 SPI口采样电池电压原理图

4.2.3 负载电流保护硬件设计

实现 UPS 保护的关键是利用 TMS320F240 特有的 $\overline{\text{PDPINT}}$ （功率驱动保护中断）引脚。该引脚为一个低电平有效的外部中断引脚，当该引脚的电平为 TTL 电平的“低”的时候，将产生一个外部中断，该中断直接导致 TMS320F240 的 PWM 输出引脚为高阻状态，即封锁了 PWM 输出，逆变器将停止工作。

采用负载电流进行短路保护时电路如图 4-11 (a) 所示。短路保护输入输出示意图如图 4-11 (b) 所示。

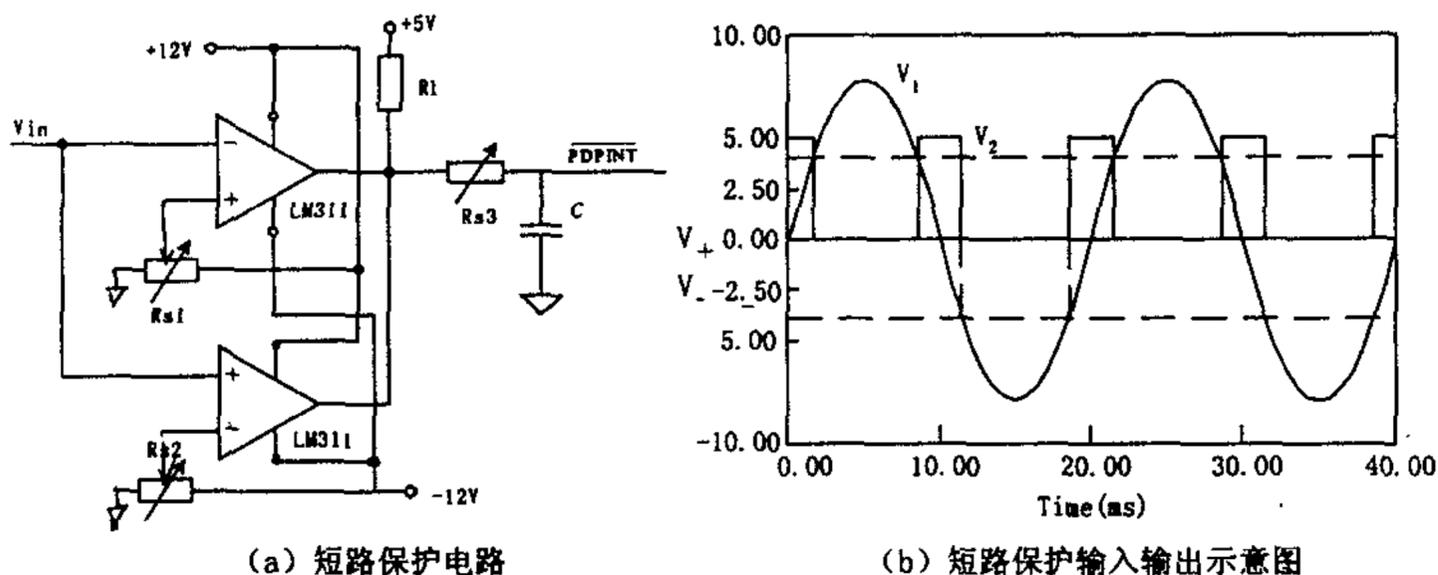


图4-11 短路保护

在第二章简单的介绍了 USP 故障检测及处理的内容。为了实现对逆变器的短路保护，电流传感器的位置可以有如下的多种方案，示意图如图所示

在 A 位置，可以检测到电容短路，逆变器的上下桥臂直通以及负载短路。

在 B 位置，可以检测逆变器的上下桥臂直通以及负载短路。

在 C 位置，可以检测到电容短路。

在 D 位置，可以检测负载短路。

通过位置 B 和位置 D 的检测的组合可以区分短路保护和逆变器上下桥臂的直通。

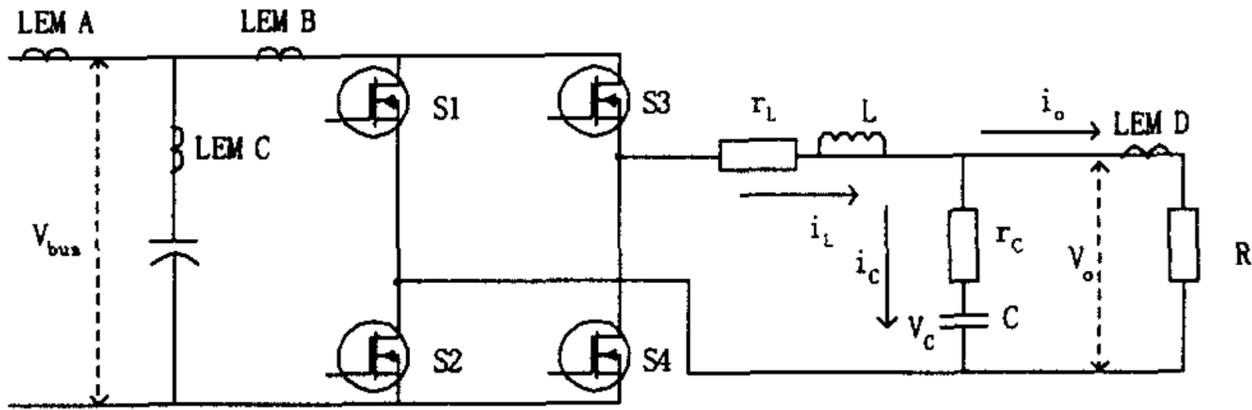


图4-12 短路保护检测位置

4.3 TMS320F240 与 89C51 串行通信

良好的人机接口设计可以方便用户的使用以及专业人员的维护。由于控制的快速性和复杂性，TMS320F240 往往没有足够的时间及资源用于实现人机界面或者网络监控等工作，这里采用增加一片监控单片机 89C51 来完成。89C51 的复位与时钟电路如图 4-13 所示。

一片 TMS320F240 在线采样并计算输入/输出电压、电流及功率，监视并记录 UPS 的工作状态。这些数据一方面用于实时逆变控制及并联均流控制，同时还定时发送到监控单片机，用作面板显示及与上位监控机通信。监控系统的原理框图如图 4-14 所示。这样就存在 TMS320F240 之间及与 89C51 之间的通信问题。下面详细介绍四种实现 TMS320F240 与 89C51 串行通信的方案

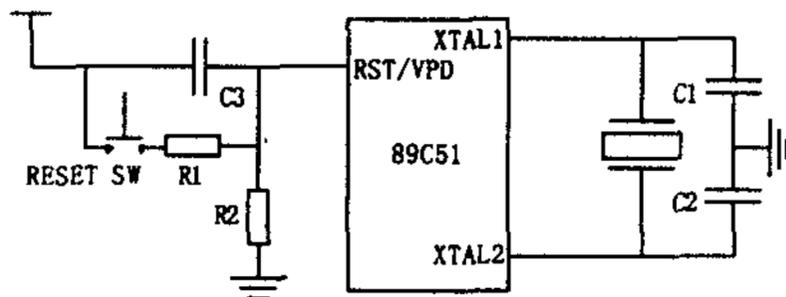


图4-13 89C51复位与时钟电路

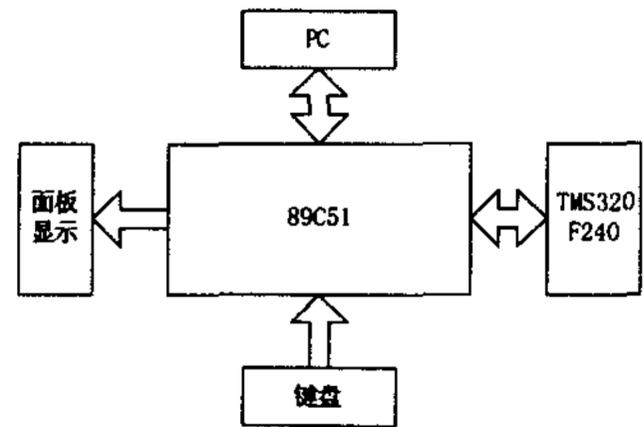


图4-14 监控系统原理框图

1. 通过 TMS320F240 的 SCI 口与 89C51 串口实现

采用 TMS320F240 的 SCI 接口与 89C51 通信，一种方法是 TMS320F240 采用地址位方式而 89C51 采用串行通信接口方式 2 或者 3，方式 2 的波特率是固定的两个值，

方式 3 的波特率可以有多种设定值。另一种方法是 TMS320F240 采用空闲线方式, 由于 89C51 没有此工作方式, 只能通过通信协议来区分地址帧和数据帧 (空闲位的多少对于 89C51 收发没有影响)。这里采用前一种方法, 硬件框图和软件流程图如图 4-15 所示。

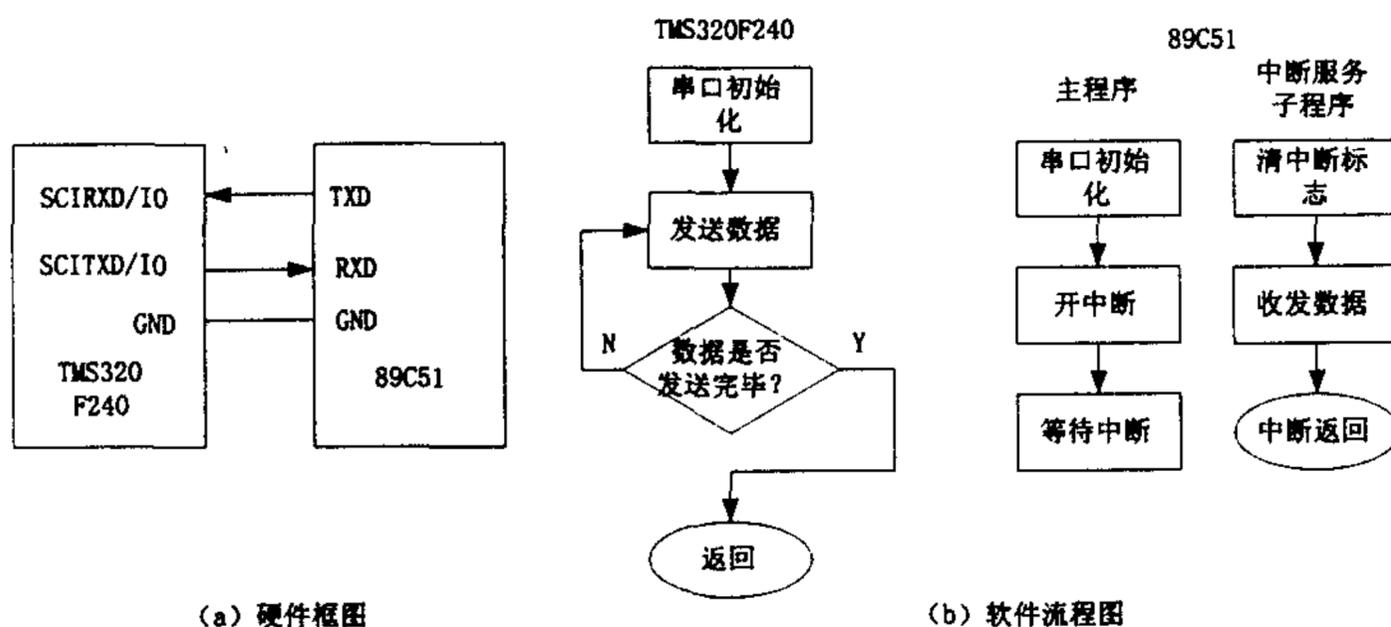


图4-15 方式1实现框图

2. 通过 TMS320F240 的 SCI 口与 89C51 外部中断模拟的串口实现

TMS320F240 采用 SCI 接口发送数据, 89C51 采用 $\overline{INT0}$ 外部中断口模拟串行通信接口。当 $\overline{INT0}$ 接收到一个下跳沿的中断, 就认为是串行数据的起始位到达了, 此后按照事先设定好的波特率采用延时的方法从 P1.0 口读取各位数据, 注意数据帧的格式, 得到的数据不应包括起始位、终止位、奇偶校验位。由于 TMS320F240 的 SCI 接口波特率可以设置得很低, 使得 89C51 有足够的时间在外部中断子程序中接收数据。硬件框图和软件流程图如图 4-16 所示。

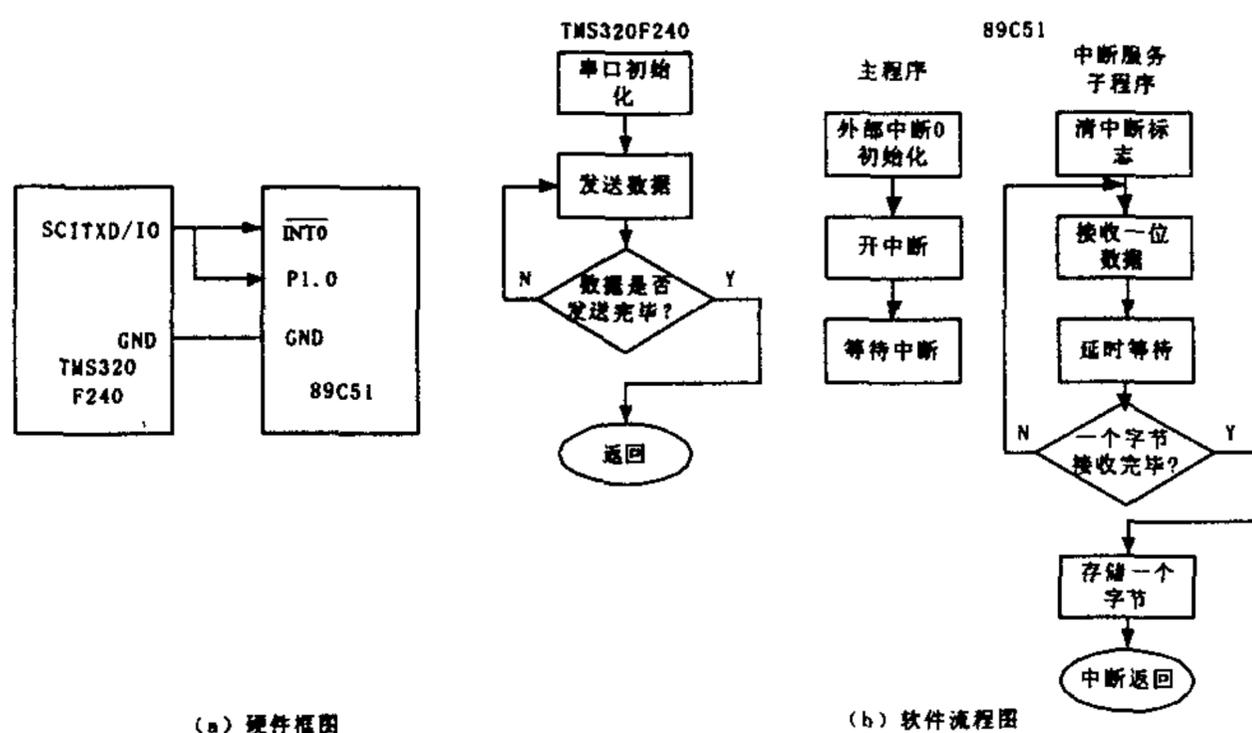


图4-16 方式2实现框图

3. 通过 TMS320F240 的 SPI 口与 89C51 串口实现

89C51 采用方式 0，同步串行通信时钟为 1MHz（振荡器频率为 12MHz）；TMS320F240 采用 SPI 接口的从方式，为了实现 TMS320F240 对 89C51 通信的控制，这里使用 SPI 接口的 SPISTE/IO 作为 IO 引脚发送 TMS320F240 的选通信号（初始化 SPISTE=1），89C51 的 IO 引脚 P1.0 在检测到 SPISTE 下跳沿这一选通信号之后，就开始输出同步串行通信时钟信号，并且开始接收数据。硬件框图和软件流程图如图 4-17 所示。在程序流程图中之所以 TMS320F240 发送完数据之后延时一段时间，是因为 89C51 的处理速度相对来说比较慢，要给 89C51 足够的时间完成本次接收准备好下一次的接收。而在 89C51 的中断服务子程序中有一个字符反转的程序，这是由于 SPI 接口发送数据是先发送高位再发送低位，而 89C51 收发数据的格式是相反的。

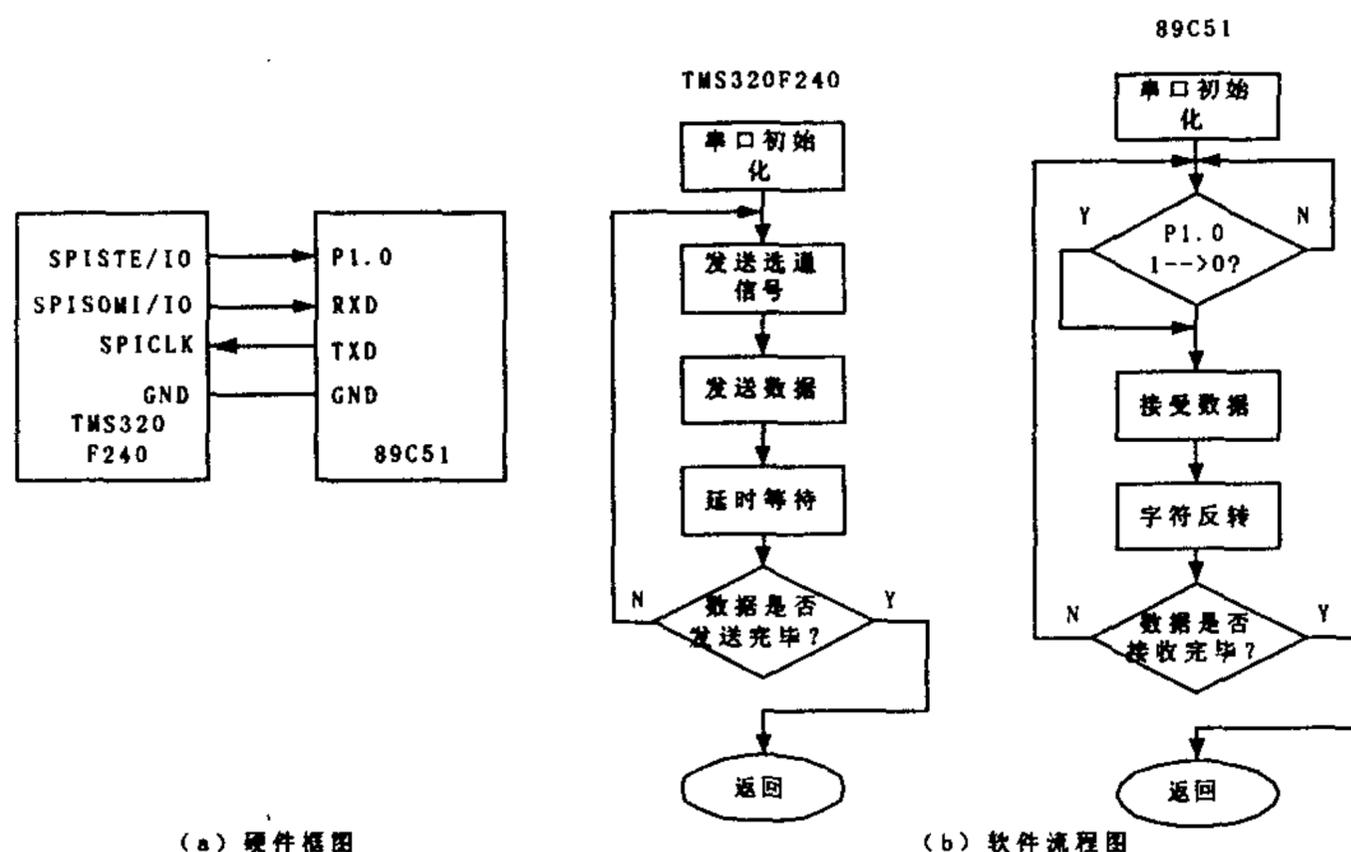


图 4-17 方式 3 实现框图

4. 通过 TMS320F240 的 SPI 口与 89C51 外部中断模拟的串口实现

TMS320F240 采用 SPI 的主方式，89C51 采用 $\overline{\text{INT0}}$ 外部中断模拟同步串行通信接口。每当 SPICLK 出现一个下跳沿的时候（跳变边沿的选择与同步时钟信号的设定相关）， $\overline{\text{INT0}}$ 就产生一次中断。由于 TMS320F240 的 SPI 方式最慢的波特率为 78125bps，也就是 12.8us 中断接收一次，而 89C51 外接的振荡器频率为 12MHz，机器周期为 1us，89C51 不仅要检测到下跳沿，而且加上响应中断的延时，中断的现场保护、返回，根本没有足够的时间进行数据接收。这里采用了一个折衷的方式：TMS320F240 的 SPI 接口每次只发送一个字节中的一位数据，然后延时等待，再发送下一个位。也就是说数据是以位为单位来发送的。这样 89C51 就有充足的时间接受数据了。硬件框图和

软件流程图如图 4-18 所示。

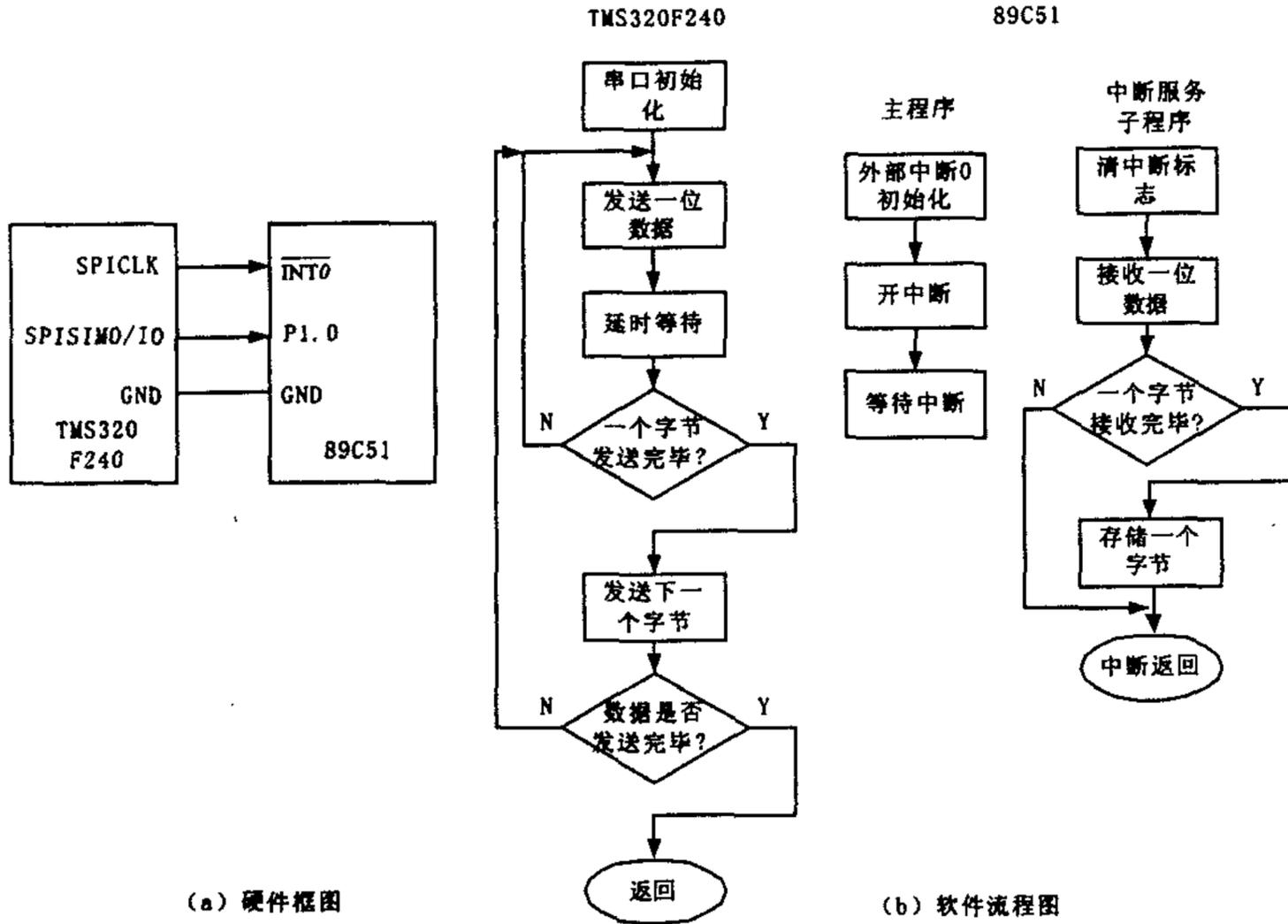


图4-18 方式4实现框图

4.4 UPS 与上位 PC 机网络监控

UPS 监控需要实现本地 UPS 与上位 PC 的通信，为了实现集中监控管理，在电源的设计、制造中应当按照一定通用的协议来规范，这里采用的串行通信实现监控采用主从方式，如图 4-19 所示，当上位机上位机呼叫机内监控单元并下发命令，等待下位机应答。若无应答或应答为无效命令，则进行下一次呼叫；若连续 10 秒无应答，则认为通讯链路中断。UPS 内的监控单元在接收到上位机的请求命令后，对命令进行判断并作出正确的响应。

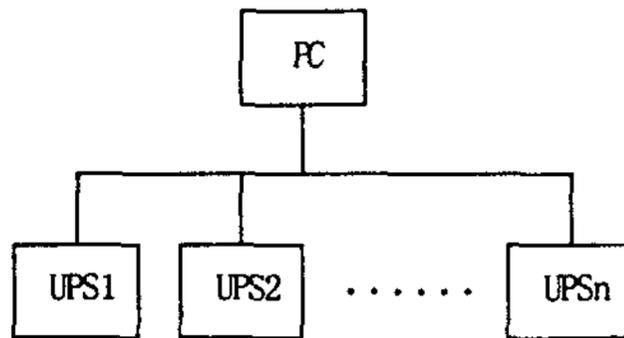


图4-19 UPS主从监控系统

在监控中设计信息的按照信息类型分为：

1、遥测模拟量信号：

协议中对 UPS 内部的模拟量信息检测了包括输入市电电压（110V、220V 两档）、输出工作电压（110V、220V 两档）、电池剩余容量、负载百分比、环境温度和输入市电频率在内的六项基本工作参数。

2、遥测开关量信息：市电电压正常(L)/异常(H)，电池电压正常(L)/低电压(H)，Bypass(H)/boot(L)或 Buck Active，UPS 正常(L)/故障(H)，UPS 为在线式(L)/后备式(H)，UPS 普通工作(L)/测试工作状态(H)，UPS 开(L)/关(H)机状态，蜂鸣器 关(L)/开(H)。

3、遥信基础信息：

厂家名称、UPS 型号、版本号、额定电压、额定电流、额定电池电压。

4、遥控开关量：定时开/关机、UPS 测试放电、蜂鸣器开/关。

在一般 UPS 系统中都带有 RS-232 通信接口，这是为了满足网络发展的需要，使得用户对 UPS 的管理也可以做到网络化，实现故障自诊断、网管功能。采用方式 2 通过 TMS320F240 的 SCI 口与 89C51 外部中断模拟的串口实现，可以利用 89C51 的串口与上位机通信，通信协议采用 RS-232。利用 SCI 口进行通信时软件控制也非常简单，仅需要设置好相关寄存器，指定好波特率、奇偶校验位、起始位、停止位、工作方式、有关中断等即可。硬件上需要一个电平转换芯片，本系统采用的是 MAX232，具体实现电路如图 4-20 所示。

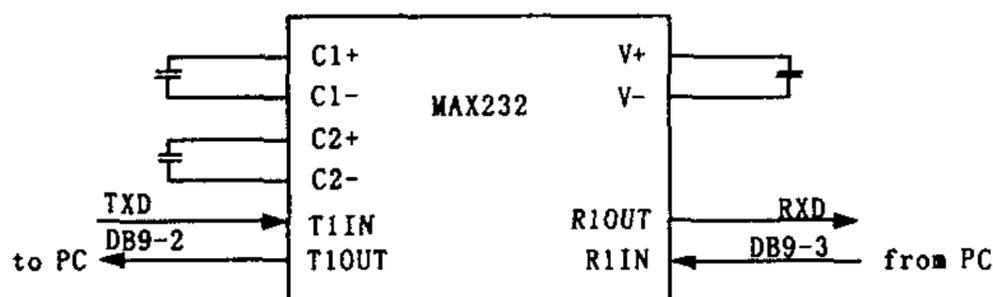


图 4-20 RS232 通信接口电路

4.5 本章小结

本章详细讨论了 UPS 系统的故障检测，最主要的是电流量的检测以及电池电量的检测。对于电流量的检测主要采用电流传感器，为了实现故障的诊断，通常需要采用多个电流传感器采样多个电流，对其进行对比分析以便确认故障位置。由于电池电压是直流量，而且需要采用隔离采样，本章介绍了两种方法。

对于 UPS 的智能监控的实现，需要在 89C51 的协助下与上位 PC 机进行通信。为了实现 89C51 与 DSP 进行数据交换，本章介绍了四种方案。在以上的方案中，方

式 1 实现起来最方便, 适用于 TMS320F240 和单片机的通信, 保留了 TMS320F240 的 SPI 口, 可以用于和另外一片 TMS320F240 进行通信, 但是 89C51 的串行通信接口被占用, 它和上位机的通信设计则复杂些; 方式 2 中虽然单片机程序稍嫌麻烦, 但却可以不占用 89C51 的串口, 方便 UPS 通过 89C51 与上位监控机的通信设计, 同时还保留了 TMS320F240 的 SPI 口, 可以用于和另外一片 TMS320F240 进行通信; 方式 3 的通信速度在四种方案中最快, 而且空余出来的 TMS320F240 的 SCI 口可以用于和另外一片 TMS320F240 进行通信。而且如不考虑 TMS320F240 对 89C51 的控制 (既实质上 TMS320F240 是主方式), 是可以去掉选通信号线的。加上该信号线对于通信的可靠性是有影响的, 比如在发出选通信号之后, 还没有发送数据之前, 此时发生中断, 则有可能 89C51 误认为 TMS320F240 允许它发送同步串行通信时钟信号, 而误接收数据。方式 4 是最复杂的, 但是却可以不占用 TMS320F240 的 SCI 接口和 89C51 的串口, 89C51 的串口用于和上位监控机的通信, 而 TMS320F240 的 SCI 口还可以和另外一片 TMS320F240 进行通信。

对于 TMS320F240 的 SPI 接口通信, 值得注意的是:

1) TMS320F240 的 SPI 方式数据收发是从高位开始, 而 89C51 串口数据收发是从低位开始;

2) TMS320F240 的 SPI 方式有主从两种方式, 主方式时 SPICLK 信号由 TMS320F240 产生, 从方式时 SPICLK 引脚接收外来的时钟信号, 而 89C51 方式 0 总是由单片机发送时钟信号;

3) TMS320F240 的 SPI 方式是全双工的同步串行通信方式, 而 89C51 方式 0 是半双工的同步串行通信方式 (移位寄存器工作方式)。

第五章 实验结果及分析

本章介绍了为验证前述设计方案的可行性和合理性而在小功率样机上进行的实验，并对实验的结果进行了分析。

5.1 实验系统简介

单相双边式 UPS 实验系统框图如图 5-1 所示。整个系统包括了 TMS320F240 的控制系统以及 89C51 的监控系统，除此之外，还有逆变器主电路以及 PWM 隔离驱动电路。

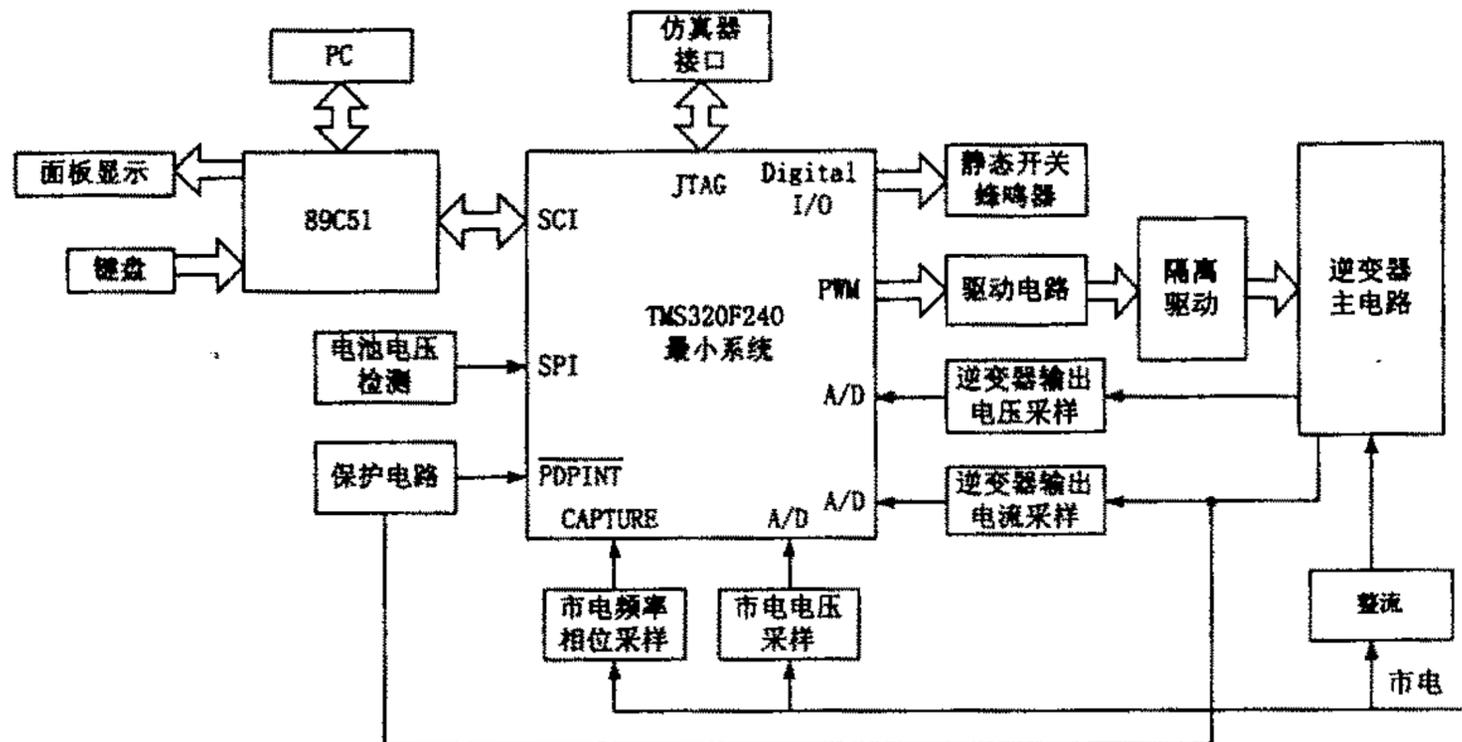


图5-1 单相双边式UPS实验系统框图

隔离驱动电路框图如图 5-2 所示。为了实现 TMS320F240 与功率电路的隔离，这里采用了高速光耦 6N137，光耦隔离之后的 PWM 信号经过驱动电路送给逆变器作为功率开关的控制信号。这里驱动电路采用的是 IR2110，其特点是每一片可以驱动上下一对桥臂，以此对于采用全桥结构的逆变器只需要使用两片即可以完成驱动。对于逆变器主电路，由于设计功率较小，只是用于验证，因此采用的是 MOSFET 作为功率开关。



图5-2 隔离驱动电路框图

5.2 实验结果分析

5.2.1 缓起动和锁相环实验

图 5-3 为缓起动波形图。从实验结果可以看出软件控制的软起动过程平缓、可靠，并且实现简单。达到了既定目的。

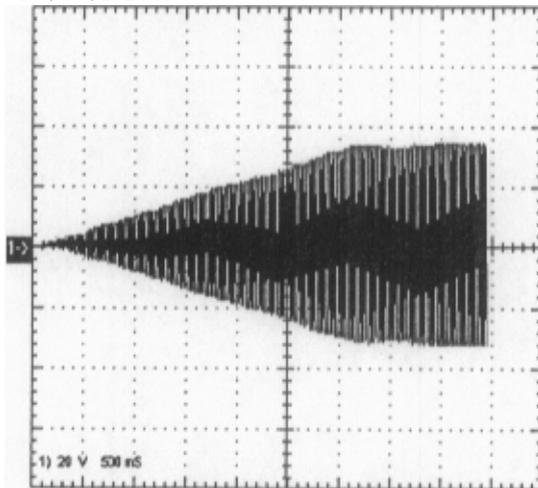
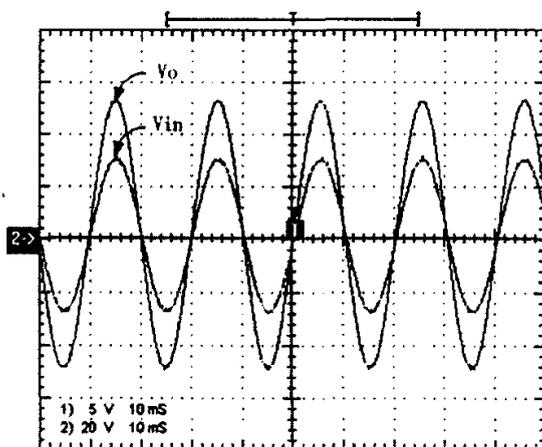


图 5-3 缓起动实验波形

图 5-4 为锁相环波形图，其中 V_{in} 是电网电压经过隔离变压器采样的波形（通道 1）， V_o 是逆变器的输出波形（通道 2），通过实验波形可以看到，逆变器输出电压与电网电压同频同相，软件锁相环正常工作。



5 向之 V_i
P32 欠 P4
完全一样

图 5-4 软件锁相环实验波形

5.2.2 逆变器数字化 PI 控制实验

当采用输出电压瞬时值反馈的时候,如果突加或者突卸负载,会使输出电压波动,如图 5-5 所示,为只采用电压瞬时值反馈时突加负载的逆变器输出电压实验波形。可以发现,当突加负载之后,输出电压的幅值减小了。

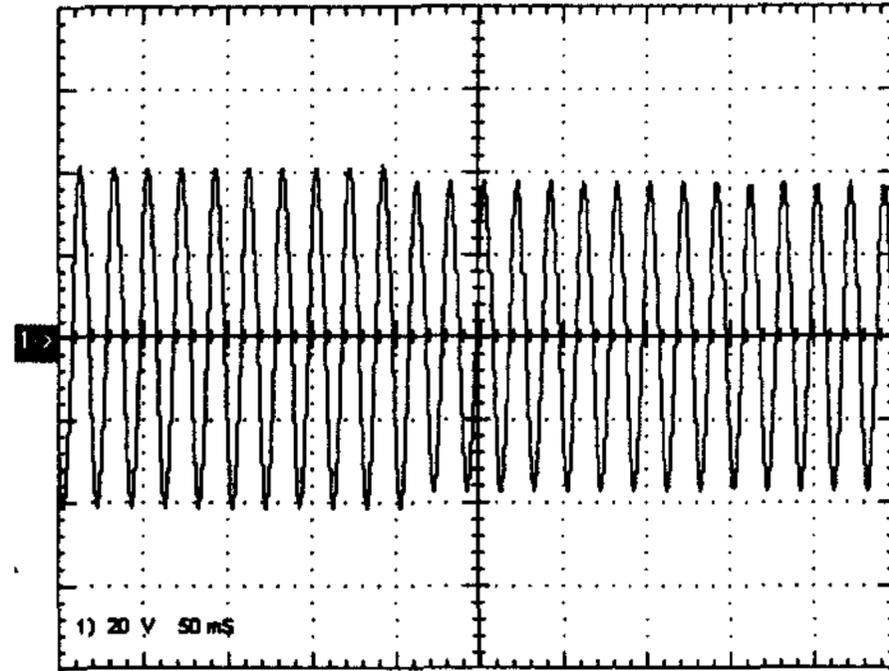


图 5-5 电压瞬时值反馈突加负载电压实验波形

如图 5-6 所示,为只采用电压瞬时值反馈时突卸负载的逆变器输出电压实验波形。可以发现,当突卸负载之后,输出电压的幅值增加了。

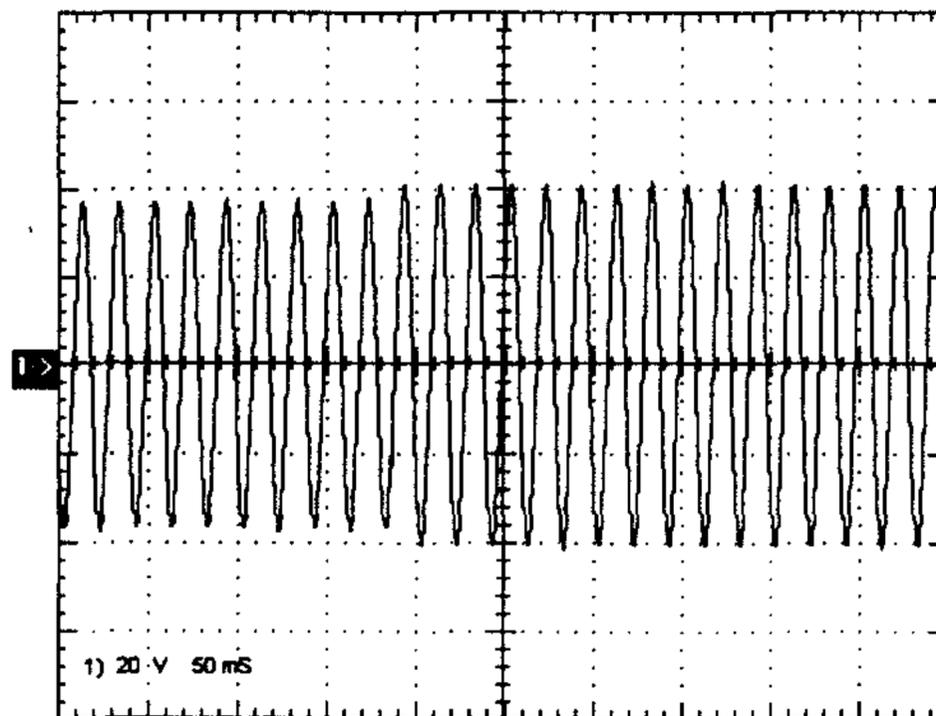


图 5-6 电压瞬时值反馈突卸负载电压实验波形

采用输出电压有效值调节之后，当突加和突卸负载之后，逆变器输出的电压值可以在有效值的调节下恢复额定值。如图 5-7 为采用有效值调节之后的突加负载电压波形，图 5-8 为采用有效值调节之后的突卸负载电压波形。通过加入有效值调节，可以使逆变器的输出电压稳态的时候稳定在额定值。

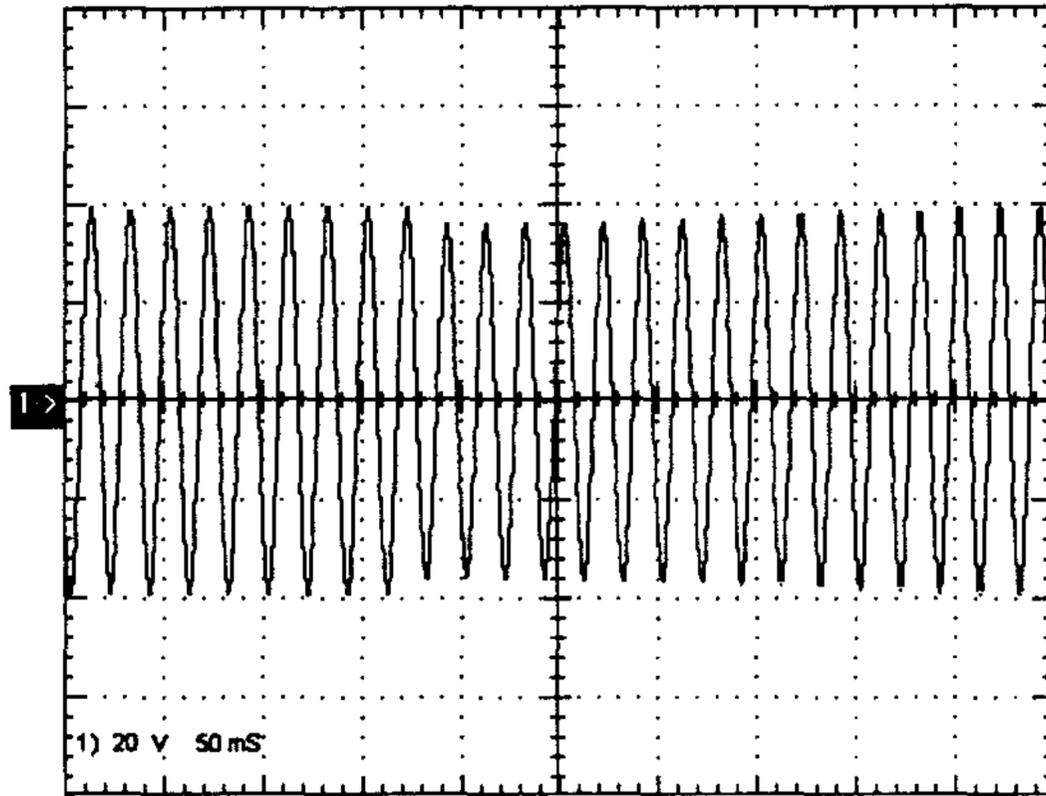


图 5-7 采用有效值调节后突加负载电压波形

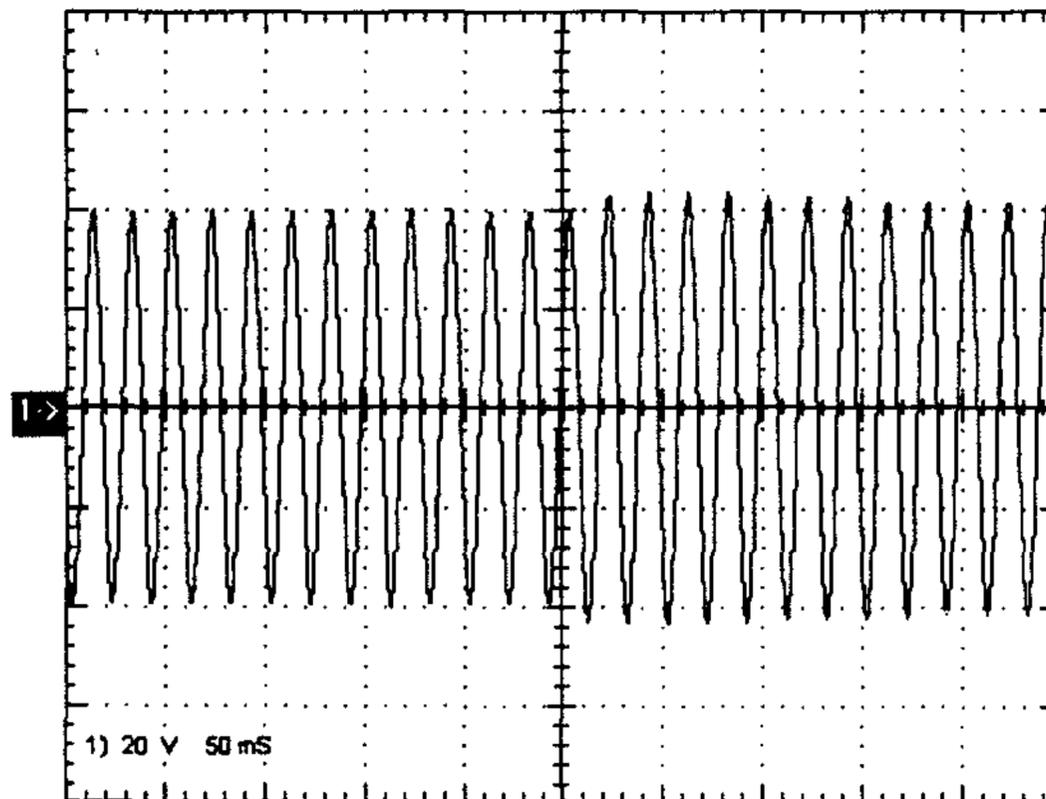


图 5-8 采用有效值调节后突卸负载电压波

5.2.3 逆变器过载保护实验

在 UPS 的保护中最重要的就是逆变器的过载保护。图 5-9 为过载之后进行降低电压进行恒流控制的实验波形，图 5-10 为短路时采用硬件比较电路通过 PDPINT 封锁逆变器输出的实验波形。

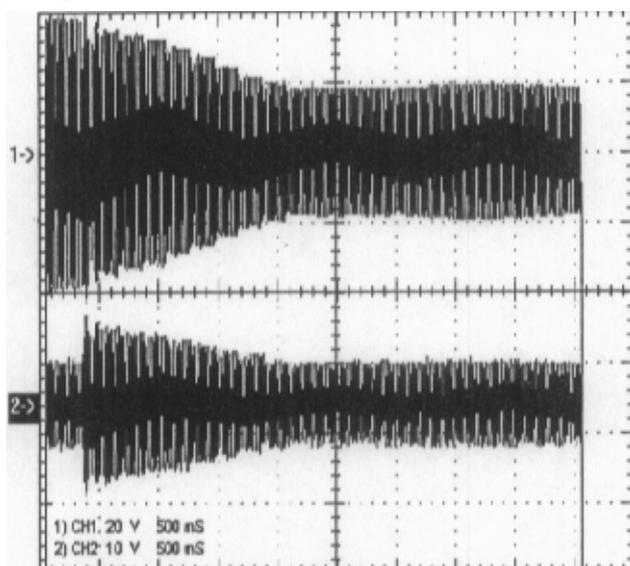


图 5-9 过载恒流控制实验波形

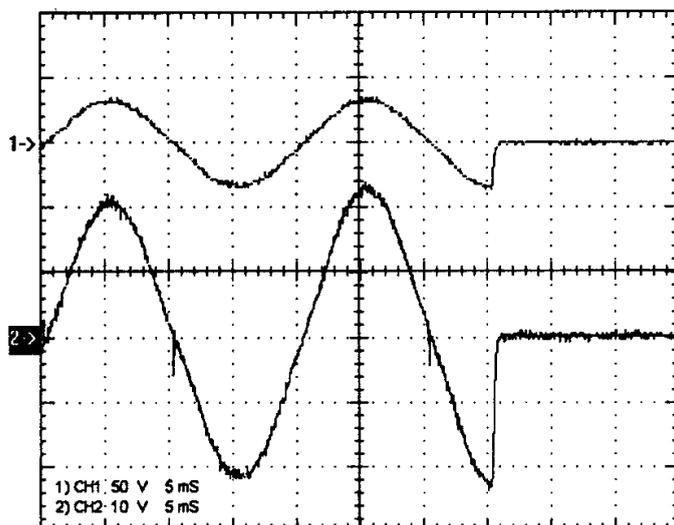


图 5-10 短路硬件保护实验波形

第六章 全文总结与展望

全文总结:

1. 分析、论述了 UPS 数字化控制的意义以及当前该课题的研究现状和发展趋势。对 UPS 逆变器数字化 PID 控制进行了理论分析和仿真, 在此基础之上提出了逆变器电压瞬时值和有效值双闭环的控制方案。

2. 设计了用于逆变器数字化控制的采样调理电路, 结合 TMS320F240 的硬件资源, 通过软件实现了 UPS 系统的缓起动和市电跟踪, 并改进了逆变器电压瞬时值控制, 通过引入输出电流中心值检测, 对反馈电压进行补偿, 解决了逆变器输出的偏磁问题。

3. 对 UPS 的监控技术进行了介绍, 设计了基于 TMS320F240 和 89C51 的 UPS 监控系统, 通过软件实现了 UPS 系统的故障检测及处理、人机接口和网络通信监控功能。

今后工作的展望:

1. 继续对本文闭环控制系统有关参数进行优化。

2. 应把 UPS 各类保护功能及切换等控制功能综合调试及优化, 完善故障自诊断、实现网管功能。

3. 实现基于 DSP 的 UPS 冗余并联系统。

由于本文的研究任务是基于小型逆变器样机系统之上的, 重点在于探索 UPS 系统数字化控制的可行性以及体现验证数字化控制的优势, 今后应当进一步完善整个 UPS 控制系统, 进而完成其产品化工作。

参考文献

- [1] 杨碧石, UPS 电源新技术及应用, 现代电子技术, 2002 年第 2 期, pp13-14
- [2] 陈伯时, 信息化时代的电气传动, APSC'2002, 2002 年 10 月, pp1-10
- [3] 许传朝, 续写辉煌——UPS 电源产品新发展, 微电脑世界, 2001 年第 52 期
- [4] 刘红玲, 詹跃东, UPS 电源技术发展新动态, 电源世界, 2000 年第 2 期, pp8-11
- [5] 张育铭, UPS 产品的设计趋势, 电源世界, 2000 年第 2 期, pp1-3
- [6] 钱照明, 吴红缨, 不间断电源系统 UPS 的新技术, 电工技术学报, 1999 年第 14 期
- [7] 吴琪明, 国外 UPS 的最新技术, 通信世界 1996 年第 8 期, pp44-45
- [8] 陈宗器, 不间断电源发展综述, 电气传动自动化, 1995 年 2 月, 第 17 卷第 1 期, pp3-9
- [9] 王晓秋, 几种常见 UPS 的优缺点 (一), 电源世界, 2000 年第 5 期
- [10] 高军, 黎辉, 杨旭, 王兆安, UPS 逆变器数字化控制技术, 电工技术杂志, 2001 年第 12 期, pp6-9
- [11] 赵争鸣, 蔡宣三, 蒋晓华, 黄立培, 李永东, 第三届国际电力电子与运动控制会议综述, 变频器世界, 2001 年第 3 期
- [12] 程远楚, 离散 PID 算法的分析与改进, 测控技术, 1997 年第 16 卷第 1 期, pp9-11
- [13] 高军, 黎辉, 杨旭, 王兆安, 基于 PID 控制和重复控制的正弦波逆变电源研究, 电工电能新技术, 2002 年第 21 卷第 1 期, pp1-4
- [14] 张凯, 康勇, 熊健, 陈坚, UPS 逆变电源重复控制技术研究, 华中理工大学学报, 28(6):34-36
- [15] Wilhelm Solter, A New International UPS Classification by IEC 62040-3, Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International, 2002, pp541-545
- [16] Liviu Mihalache, DSP Control Method of Single-Phase Inverters for UPS Applications, Proceedings of 17th IEEE Applied Power Electronics Conference, Mar.10-14, 2002, 13.5 (CD-ROM)
- [17] Jian Chen, Shanxu Duan, Xinchun Lin, Xuejun Pei, Yong Kang, Analysis and design of the DSP-based fully digital-controlled UPS, Power Electronics and Drive Systems, 2001 Proceedings, 2001 4th IEEE International Conference on, Volume: 1, 22-25 Oct 2001, pp 296-300
- [18] Che-Hung Lai, E. Chen, Shiu-Yung Lin, Ya-Tsung Feng, Ying-Yu Tzou, DSP-based fully digital control of an on-line UPS, Power Electronics and Drive Systems, 2001 Proceedings, 2001 4th IEEE International Conference on, Volume: 1, 22-25 Oct 2001, pp 301-305
- [19] Shanshan Du, Yu Qin, To design a optimized PID controller of a single phase power factor pre-regulator for an on-line UPS-GA approach, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on, Volume: 1, 9-14 Nov 1997, pp 343-347 vol.
- [20] Chen Jian, Kang Yong, Xiong Jian, Zhang Hui, Zhang Kai, Study on an inverter with pole assignment and repetitive control for UPS applications Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International, Volume: 2, 2000, pp 650-653 vol.2
- [21] A. Daneshpooy, Dead-beat control of parallel connected UPS, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, Volume: 1, 2002; pp 580-583 vol.1
- [22] S. J. Chiang, T. S. Lee, T. L. Tai, Variable structure control of UPS inverters, Electric Power Applications, IEE Proceedings, Volume: 145 Issue: 6, Nov 1998, pp 559-567

- [23] Shanshan Du, Yu Qin, Fuzzy logic and digital PI control of single phase power factor preregulator for an online UPS—a comparative study, Industrial Technology, 1996. (ICIT '96), Proceedings of The IEEE International Conference on, 2-6 Dec 1996, pp 103 –107
- [24] Shanshan Du, Yu Qin, A practical and low cost PWM battery charger using fuzzy logic control for UPS application Telecommunications Energy Conference, 1994. INTELEC '94. 16th International, 30 Oct-3 Nov 1994, pp 443 –450
- [25] Dehong Xu, F.H.F. Leung, Xiao Sun, Yim-Shu Lee, Yousheng Wang, Neural-network-controlled single-phase UPS inverters with improved transient response and adaptability to various loads Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, Volume: 2, 1999, pp 865 -870 vol.2
- [26] C.A. Bennett, J.M. Noworolski, Z. Noworolski, A microcomputer-based UPS battery management system Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991, Sixth Annual, 10-15 Mar 1991, pp 475 –479
- [27] J.N. Fiorina, M. Fraisse, J.P. Gun, H. Mabboux, Increasing UPS battery life main failure modes, charging and monitoring solutions Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97, 19th International, 19-23 Oct 1997, pp 389 –396
- [28] 林征宇, 吴建德, 何湘宁, 基于 DSP 带同步锁相的逆变器控制, 电力电子技术, 2001.2, pp24-28
- [29] 陈国呈, PWM 变频调速及软开关电力变换技术, 机械工业出版社, 北京, 2001 年 3 月
- [30] D. M. Divan, Inverter Topologies and Control Technique for sinusoidal Output Power Supply, IEEE APEC'91, pp81-8
- [31] S. Lee, J. Kang, S. Sul, A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System, Proceeding of IAS Annual Meeting, pp2167-2173, 1999
- [32] V. Kaura, V. Blasko, Operation of A Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions, IEEE trans. on Industry Applications, Vol. 33, no.1, pp58-63, 1997
- [33] 赵修科, 高自强, 全桥变换器中输出变压器偏磁的调节, 南京航空航天大学学报, 第 27 卷第 6 期, pp8842-845
- [34] 李宏, 周继华, 李治典, 全桥逆变电路抗偏磁应用研究, 电力电子技术, 1998 年第 3 期, pp61-63
- [35] 罗建武, 罗文杰, 偏磁的起因和消除方法, 电工技术学报, 第 14 卷第 6 期, pp73-77
- [36] 高军, 杨旭, 王兆安, 正弦波逆变电源抗偏磁电路的研究, 电工电能新技术, 2000 年 04 期, pp9-11
- [37] Jun Gao, Xianghua Zhao, Yang Xu, Zhaoan Wang. The Research on Avoiding Flux Imbalance in Sinusoidal Wave Inverter. IPEDMC 2000 Vol.3, pp.1122-1126

在学期间的研究成果

1. 吴涓, 向建玲, 邢岩, 基于 DSP 的软件锁相环设计, 电工技术杂志, 已录用
2. 吴涓, 邢岩, UPS 中 TMS320F240 与 MCS-51 单工通信的几种实现方法, 南京航空航天大学航空电源航空科技重点实验室第三届电力电子与运动控制学术年会论文集, 2002.10
3. 吴涓, 邢岩, 分布式多机综合系统设计, 南京航空航天大学第三届研究生学术会议文集, 2001.10
4. 吴涓, 邢岩, 单片机总线驱动板开发, 南京航空航天大学航空电源航空科技重点实验室第一届电力电子与运动控制学术年会论文集, 2000.12
5. 向建玲, 吴涓, 在线式 UPS 的数字化控制技术, 机械制造与自动化, 2002.8

致 谢

在即将结束硕士阶段的学习工作之际, 谨向我的导师邢岩副教授表示深深的敬意与感谢。在将近三年的学习期间, 导师渊博的专业知识, 严谨的科研态度, 丰富的工作经验, 务实的工作作风, 使我受益匪浅。在导师的悉心指导下, 顺利完成了学业和相关课题, 丰富了自身的专业理论知识和实际工程经验, 确立了正确的科研作风, 为今后的工作学习打下了坚实的基础。

感谢东南大学马旭东副教授在课题完成过程中给予的精心指导和宝贵意见!

感谢赵修科教授, 胡育文教授等各位老师的大力支持和帮助!

感谢陈宏博士, 黄文新博士给予的课题上的帮助。此外深深的感谢王大庆、顾毅康、陈佳、向建玲、游志青、丁志刚、薛志宏、吴韬、仇志坚、李冬、杨钢、李明珠、刘玉云、朱成柏、方宇、田焦、林利华等各位师兄、师弟们的帮助。是您们和我一起度过了我最值得骄傲的研究生生活, 我们的友谊长存!

最后特别感谢我的父母, 我的哥哥和我的女朋友, 是你们多年来一如既往的支持和关怀鼓励我勇往直前!

吴渭

2003 年 2 月