

浙江大学

硕士学位论文



论文题目 三相逆变器 DSP 控制技术研究

作者姓名 杨 成 林

指导教师 徐德鸿 教授

学科(专业) 电力电子与电力传动

所在学院 电气工程学院

提交日期 2004 年 3 月

浙江大学硕士学位论文

三相逆变器 DSP 控制技术的研究

学位申请人： 杨 成 林

导师： 徐德鸿 教授



浙江大学电气工程学院电力电子与电力传动研究所

2004 年 3 月

Thesis Submitted to Zhejiang University for M.s. Degree

Study on DSP Control for Three Phase Inverter

Yang Chenglin

Supervisor: **Prof. Xu Dehong**



Institute of Power Electronics
College of Electrical Engineering
Zhejiang University, Hangzhou, P.R. China

March, 2004

目录

目录	I
摘要	III
ABSTRACT.....	III
第一章 绪论	1
1.1 背景.....	1
1.2 不间断供电系统（UPS）概述.....	1
1.2.1 后备式 UPS	2
1.2.2 在线式 UPS	3
1.2.3 在线互动式 UPS	4
1.3 逆变器控制策略.....	4
1.4 逆变器数字控制技术.....	9
1.4.1 数字控制的特点.....	9
1.4.2 数字信号处理器（DSP）的结构及内部资源（TMS320LF2000）	11
1.5 本文选题意义与研究内容.....	13
第二章 三相逆变器系统设计	15
2.1 三相逆变器系统结构.....	15
2.1.1 逆变器主电路.....	17
2.1.2 逆变器同步及与电网切换逻辑.....	17
2.2 三相逆变系统的数字化.....	22
2.2.1 DSP 中 SPWM 的实现	23
2.2.2 数字锁相的实现.....	25
2.2.3 DSP 与上位机 MCU 的通讯	31
2.3 本章小结.....	32
第三章 控制器设计	33

3.1 被控对象模型.....	33
3.2 逆变输出滤波器设计.....	36
3.3 控制参数设计.....	40
3.3.1 瞬时值内环参数设计.....	41
3.3.2 平均值外环设计.....	45
3.4 模拟控制器的离散化.....	49
3.5 本章小结.....	55
第四章 软硬件实现及实验结果.....	56
4.1 电路的硬件实现.....	56
4.1.1 控制及驱动电路.....	56
4.1.2 死区电路对输出波形的影响分析.....	58
4.1.3 数字采样调理电路.....	62
4.1.4 保护电路.....	63
4.2 功能实现的程序流程图.....	64
4.3 实验结果.....	78
4.4 本章小结.....	85
第五章 总结.....	87
参考文献.....	88
致谢.....	95

摘要

随着近年来对高质量,高可靠性电源系统的需求发展,不间断电源系统(UPS Uninterruptible Power System)正越来越广泛地被选用,以保护一些对供电敏感的负载如电脑系统、通讯系统、医疗系统等。而逆变器是整个不间断电源系统的核心,必须具有输出高质量电压波形的能力。高性能数字信号处理器(DSP)的飞速发展,也使逆变器的数字控制成为今后的发展潮流。

本文主要介绍了基于 DSP 控制三相逆变器系统的总体设计方案,其中包括 SPWM 控制的数字实现、逆变器输出电压的数字锁相、逆变器与旁路间的切换逻辑及逆变器与上位机的通讯。然后在分析逆变器模型的基础上,设计了逆变器的输出 LC 滤波器参数。在逆变器控制策略上采用电压瞬时值内环和平均值外环的双环控制方法,并用 TMS320LF2407 实现数字控制。电压瞬时值内环保证输出电压波形的正弦度,平均值外环实现对输出电压幅值的控制。电压内外环均采用 PI 控制器,文中给出了 PI 控制器控制参数比较详细的设计过程。接着介绍了该三相逆变器系统的硬件实现电路及 DSP 控制软件的流程图。另外还分析了逆变桥上下管驱动信号上的死区对输出电压波形的影响。最后给出了实验波形。

关键词: 不间断电源系统 逆变器 数字控制 DSP 瞬时值控制

Abstract

Nowadays, with the requirement of high quality and reliable power system, UPS's (Uninterruptible power supplies) are widely selected for the protection of sensitive loads such as PC, communication systems and medical equipments. Inverter is the core of UPS and is required to have high quality output waveform. With quick increase of the performance of

DSP (Digital signal processing), Digital control are becoming more popular in inverter system.

This thesis introduce the design of DSP control for three phase inverter, witch includes digital realization of PWM control, digital PLL, swap control between inverter and utility, and communication with MCU. Base on inverter model, inverter output L-C filter is investigated. and double-loop control scheme with TMS320LF240 are selected. The instantaneous voltage inner loop is used to control output voltage waveform to track a sinusoidal waveform. And the outer average voltage loop guarantees accuracy of output voltage. Both outer and inner loops adopt PI controller. Detail design of controller parameters, circuits and DSP software are given. In addition, we analyse the dead time effects of PWM control on the output waveform. In the end the experimental results are provided.

Keywords: Uninterruptible power supply; inverter; digital control; DSP; instantaneous control

第一章 绪论

1.1 背景^[1]

现代全球化通信技术和高精尖的精密加工工业的发展而带动起来的信息产业正以前所未有的速度发展着，所有这一切对当今社会发展，经济和金融活动，甚至对我们每个人的生活质量都带来了极其深刻的影响。现在已为人们愈来愈认识到的事实是：由于**计算机和通信设备等为代表的非线性负载在运行过程中所产生的“谐波污染”造成当今普通电网的供电质量的普遍恶化**。大量的运行实践证明：电网电压和频率的急剧波动，供电的瞬时和长期中断，在电网上所出现的各种人们无法预料和控制的干扰和高能浪涌都有可能造成计算机的硬件损坏或导致计算机的计算错误和数据丢失。

为了满足有些部门，如：银行结算中心和证券交易系统中的计算机网络通信系统，电信和移动电话通信系统，航空管理系统，大规模集成电路生产线及各种自动生产流水线，医用临床系统，公路和铁道调度和售票系统等对高质量，高可靠电源系统的需求，近年发展起来的 UPS (Uninterruptible Power System) 不间断电源系统正越来越广泛地被选用。

1.2 不间断供电系统（UPS）概述^{[1][2]}

所谓不间断供电电源是指电网（市电）输入发生异常或中断时，仍可以继续向负载供电，并能够保证供电质量，使负载不受影响的电源装置。早期的不间断电源采用柴油（或汽油）发电机—电动机—发电机组来实现电能变换的。随着可控硅（晶闸管）制造工艺的完善、质量的提高和价格的降低，便开始出现了用可控硅作为功率变换主要元件的可控硅不间断电源装置。但可控硅是一种没有自关断能力的器件，而逆变器是以直流电源为输入能源，因此就必须给每只可控硅设计一套由电容和电感等元件组成的换向单元电路，这使得整个不间断供电系统很庞大而且笨重。到了 80 年代，利用具有可控关断能力的功率晶体管来替换可控硅来作逆变器的开关器件，这样就省去了换向电路，减小系统体积，提高功

率变换的效率，改善了动态性能，也提高了可靠性。近年来，随着功率半导体器件的迅速发展，各种高频化全控型器件不断问世，如功率场效应管（MOSFET）、绝缘门极晶体管（IGBT），MOS 控制的晶闸管（MCT）等。这些新型的全控型功率半导体器件具有开关速度快，控制和驱动方便等一系列优点，利用它们制作的不间断电源装置具有重量轻、效率高、噪声小、操作控制灵活等一系列优点。

图 1-1 为 UPS 的系统框图，主要由三个部分组成：整流器（AC/DC）、逆变器（DC/AC）、充电器（DC/DC）。整流器输出的直流电源向逆变器和充电器供电。逆变器把直流电源变换成所需的交流电（一般为 50Hz、60Hz）向负载供电。充电器向储能单元（蓄电池）输送能量，作为后备能量加以存储，在市电异常或中断时向逆变器直流侧供电。

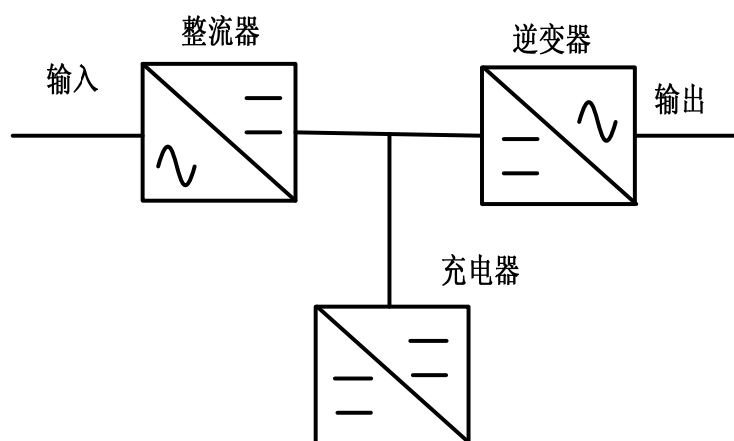


图 1-1 UPS 系统框图

UPS 按其运行方式，可以分成以下三种类型：后备式（Off-line）UPS、在线式（On-line）UPS、在线互动式（Line-interactive）UPS。

1.2.1 后备式 UPS

这种 UPS 在市电正常时，由电网直接向负载供电；而在市电掉电时，由蓄电池经过逆变器向负载供电。这种 UPS 对电网的畸变和干扰没有抑制作用，而且逆变输出一般为方波，供电质量差，因而仅作为一种应急电源使用。后备式 UPS 的结构如图 1-2 所示。

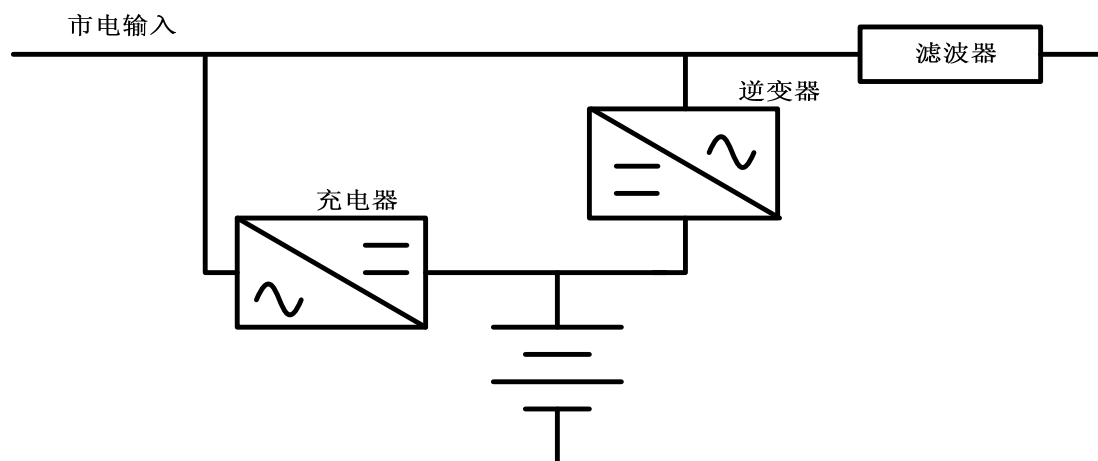


图 1-2 后备式 UPS 结构

1.2.2 在线式 UPS

在线式 UPS 在市电正常时，通过整流器、逆变器向负载供电，同时向电池充电；在市电超出整流器允许范围，或市电掉电时，由电池向逆变器供电。当逆变器出现故障时通过旁路开关切换到电网，由电网向负载供电。在线式 UPS 的结构图，如图 1-3 所示。在线式 UPS 一般以 PWM 方式输出，输出电压 THD 一般在 5% 以内。从主电路的结构上可以把在线式 UPS 分为高频链式结构（高频机）和带工频变压器的工频机。高频机有成本低，重量轻等优点，在小容量场合（1~20KVA）得到广泛应用。而在大型配电系统中，为确保电源安全可靠，UPS 的输出必须配备变压器进行隔离。

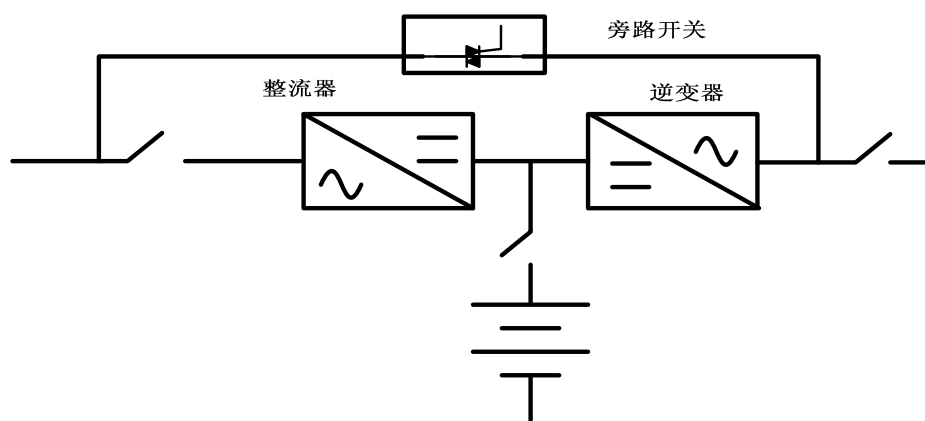


图 1-3 在线式 UPS 结构

1.2.3 在线互动式 UPS

在线互动式 UPS 在市电正常时，由电网向负载供电，同时 UPS 对电网进行有源补偿，保证供电质量；在市电断电的情况下，通过逆变器向负载供电，保证供电的可靠性。在线互动式 UPS 结构如图 1-4 所示。

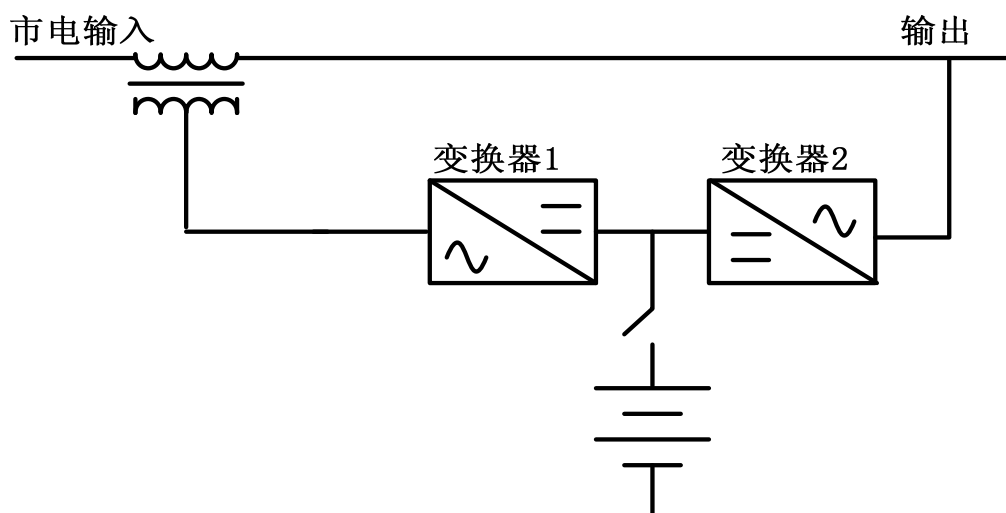


图 1-4 在线互动式 UPS 结构

在线互动式 UPS 实际上是一种补偿式结构，对于不同容量等级和不同应用场合有不同的补偿结构，常见的补偿方法有并联补偿和串—并联补偿。它的最大优点是具有较好的输入特性，具有很高的输入功率因数和较低的输入谐波电流。但它不是真正的在线式结构，对电网的补偿能力有限，所以它的输出特性一般比在线式 UPS 差，而且抗电网扰动的能力也较差。

1.3 逆变器控制策略

逆变器的控制目标是提高逆变器输出电压的稳态和动态性能。稳态性能主要是指输出电压的稳态精度和提高带不平衡负载的能力；动态性能主要是指输出电压的 THD (Total Harmonic Distortion) 和负载突变时的动态响应水平。在这些指标中输出电压 THD 要求比较高，对于三相逆变器，一般要求阻性负载满载时 THD 小于 2%，非线性满载（整流性负载）的 THD 小于 5%。这些指标与逆变器的控制策略息息相关。逆变器控制技术的发展主要经历了四个阶段^[3]：

1. 早期逆变桥采用阶梯波形式输出，主要通过功率电路的设计改善输出电压波形，如通过输出变压器的特殊设计提高输出电压波形的正弦度。

2. 脉宽调制技术（PWM）出现后，通过开环的脉宽调制方法使输出电压波形大幅度改善，使逆变技术产生了一个飞跃。
3. 随着控制技术的发展，采用模拟的闭环控制方法和 PWM 技术相结合，使逆变器输出电压质量得到进一步提高。
4. 近年随着具有高速运算能力的 DSP（Digital Signal Processor）问世，使逆变器控制的全数字化成为现实，许多先进的现代控制理论和方法在逆变器中得到应用，使逆变器的稳定性和可靠性大幅度提高。

逆变电源的控制技术从总体上可以分为两大类：

基于周期的控制、基于瞬时的控制。

基于周期的控制是通过前一周或多个周期的输出波形进行处理，利用所得到的结果对当前的控制进行校正的控制方法。从本质上看，基于周期的控制是通过误差的周期性补偿，实现稳态的无静差效果。

早期的逆变器控制是采用输出电压有效值反馈的方法进行控制，控制框图如图 1-5 所示。这种方法通过输出电压有效值与给定的电压有效值的参考值比较，误差信号经 PI 调节后与固定的正弦信号相乘的结果作为 SPWM 的调制信号。这种控制方法仅对输出有效值进行控制，而 SPWM 部分为开环状态，无法对输出波形的正弦度进行调节。因而这种方法的输出波形稳压精度较高，稳定性好，但最大的缺陷在于逆变器的动态响应很差，输出电压的波形质量无法控制，完全依靠逆变器的自然特性。当负载为非线性负载时，由于逆变器输出阻抗的影响，输出电压波形的 THD 比较大。

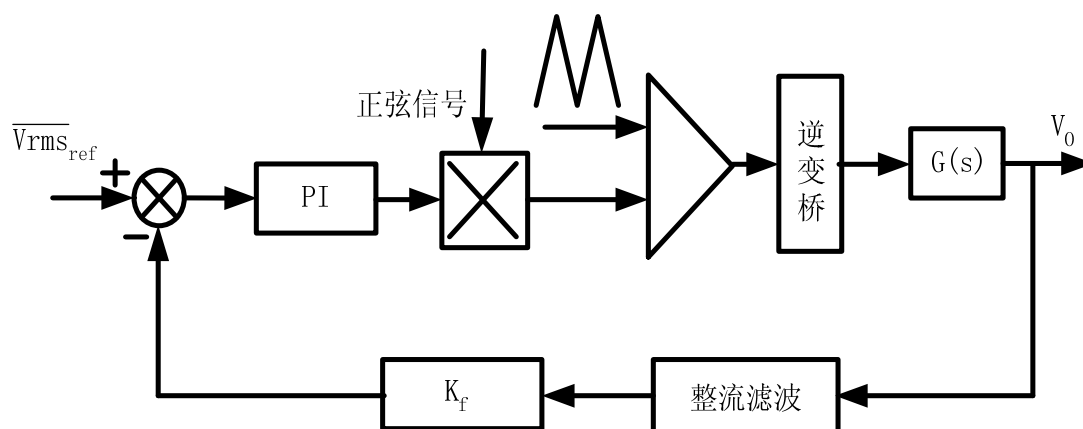


图 1-5 有效值反馈控制框图

在数字控制系统中一种典型的基于周期控制方法就是重复控制^{[4][5][6][7]}。重复控制的基本思想来源于控制理论的内模原理，图 1-6 为重复控制框图，虚框中为重复控制器（ N 为载波数）， $C(z)$ 为补偿器， $G(z)$ 为控制对象模型。

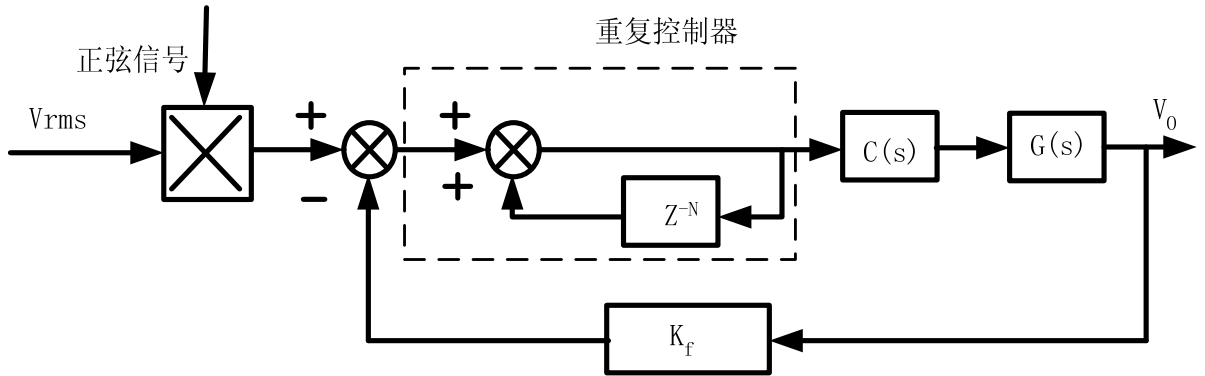


图 1-6 重复控制系统控制框图

在重复信号发生器的作用下，控制器进行着一种逐周期点对应式的积分控制，通过对波形误差的逐点补偿，稳态时可实现无静差控制效果。与积分环节相类似，重复控制信号发生器对误差进行累加，只不过重复控制信号发生器以周期为步长，而积分控制是对误差进行连续时间的累加。在重复控制中，补偿量是记忆的，所以它不像传统 PID 控制是依靠当前误差状态进行控制，只要每个周期的扰动出现在固定位置，重复控制就可以通过几个周期的调整算出合适的补偿量，能够将扰动量完全消除。重复控制对于周期性扰动的负载具有很好的校正作用，但是对于非周期性扰动校正作用较差，并且在周期扰动出现时，校正过程较长，动态性能比较差，这是重复控制的一个重要缺陷。在实际应用中重复控制一般与其它控制策略相结合，以得到较好的输出波形和动态响应。

为了提高逆变器输出电压波形的动态响应速度，出现了瞬时值反馈的控制方法。基于瞬时控制是根据当前误差对输出波形进行有效的实时控制，可以分为单闭环 PID 控制^[8]，单闭环滞环控制^[9]，瞬时值内环控制，电压电流双闭环控制^{[10][11][12]}，无差拍控制^{[13][14][15]}，滑模控制^[16]等等。

PID 调节器是按误差信号的比例，积分和微分进行控制的调节器，是技术成熟、应用最为广泛的一种调节器。其结构简单，参数易于调整，在长期的工业应用中已积累了丰富的经验。在实际应用中，根据实际工作经验在线整定 PID 各参数，往往可以取得较为满意的控制效果。逆变器的 PID 控制框图如图 1-7 所

示。

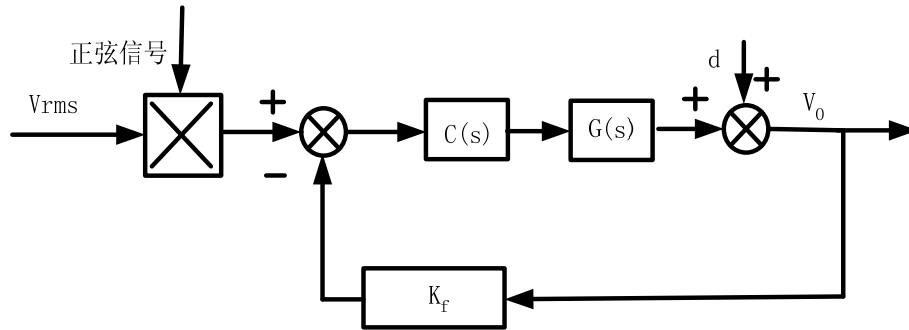


图 1-7 PID 控制框图

框图中 $G(S)$ 为被控对象，在逆变器中即为 SPWM 脉冲发生器、逆变桥及输出 L-C 滤波器。 $C(S)$ 为经典的 PID 控制器，其传递函数如下：

$$C(S) = K_p + \frac{K_i}{S} + K_d \cdot S \quad (1-1)$$

K_p 、 K_i 、 K_d 分别为比例、积分、微分系数。其中增大 K_p 可以加快系统响应时间，减小系统稳态误差，提高控制精度，但也会使系统相对稳定性降低，甚至造成系统不稳定；积分的作用可以消除或减小控制系统的稳态误差，但积分也有可能使系统的响应变慢，并可能使系统不稳定。减小积分作用有利于增加系统的稳定性，减小超调量，但系统静态误差的消除会随之变慢。微分的加入，可以在误差出现或变化瞬间，按偏差变化的趋向进行控制，起到一个早期修正的作用，有利于增加系统的稳定性，加速系统的动态响应。但微分作用也可以放大系统的噪声，降低系统抗干扰能力。

滞环控制如图 1-8 所示，其中 $G(s)$ 为被控对象， $C(s)$ 为控制器。输出电压和参考正弦波电压比较，误差信号经过控制器 $C(s)$ ，其输出与滞环宽度相比较，输出信号绝对值大于滞环宽度时，改变门极信号，这样就可以使得输出和参考给定在一定的误差范围内。当滞环宽度越小，输出和参考给定也就越接近，但是系统的开关频率也就越高。滞环控制实现起来比较简单，无需建立精确的主电路模型，稳定性好，但是也有明显的缺陷：开关频率不固定，当主电路参数及负载参数变化时，开关频率会随之改变。针对这个缺点，出现了很多恒频的滞环控制，但是实现起来较复杂。

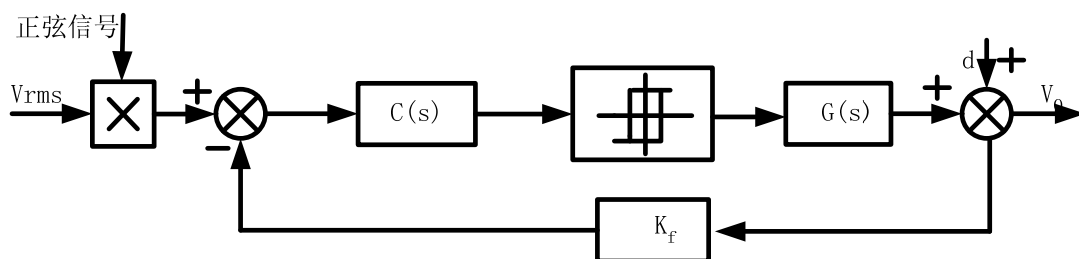


图 1—8 滞环控制框图

瞬时值内环反馈双环控制框图如图 1—9 所示，内环为瞬时值环，用来控制输出电压波形的正弦度，从而减小输出电压波形的畸变率。外环采用平均值环控制，以保证波形的幅值与参考值一致。

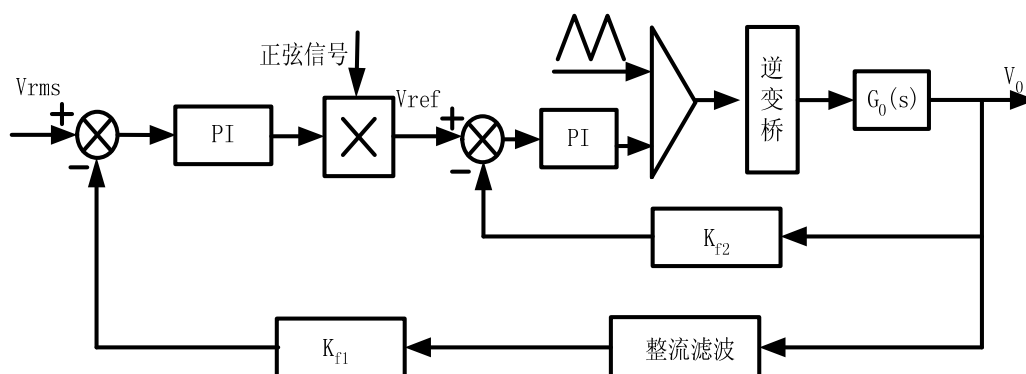


图 1—9 瞬时值内环反馈双环控制框图

电压电流双闭环控制最先用在直流调速系统中，采用转速，电流双闭环调速系统，转速调节器对转速的扰动进行调节并使之稳态无误差，其输出的限幅值决定允许的最大电流；电流调节器实现电流跟随，过电流自动保护和及时抑制电压扰动。这样的系统具有很好的动静态性能。逆变系统中通过采样输出电感电流(如图 1—10 所示， $C_u(s)$ 、 $C_i(s)$ 分别为外环和内环控制器)或电容电流和输出电容电压，将外环电压调节器的输出作为内环电流环的给定，通过调节电流使得输出电压跟踪参考电压值，提高系统的动态响应。在设计上，认为电流内环速度快于电压外环，在设计电压外环时，可将电流内环看成一个比例环节，这样电压外环的设计可以大大简化。实践中，由于两个环的互相影响，参数整定比较困难。

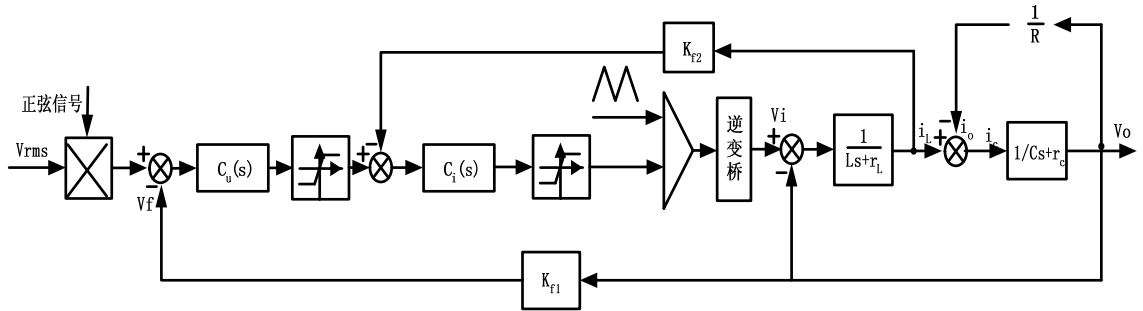


图 1-10 电压电流双闭环控制框图

近年随着微机运算处理能力的提高,许多先进的现代控制理论和方法在逆变器中得到应用,如无差拍控制、滑模控制、模糊控制、神经网络控制等等。

1.4 逆变器数字控制技术

传统的电源都是采用模拟控制系统,模拟控制经过多年的发展,已经非常成熟。然而,模拟控制有着固有的缺点:需要大量的分立元件和电路板,元器件数量很多,制造成本比较高;大量的模拟元器件使其之间的连接相当复杂,从而使系统的故障检测与维修比较困难。模拟器件的老化问题和不可补偿的温漂问题,以及易受环境(如电磁噪声,工作环境温度等)干扰等因素都会影响控制系统的长期稳定性^[17]。

专用模拟控制集成电路的使用大大简化了控制系统,能方便实现一些电路控制,但是其控制环路中的反馈控制网络仍需外接大量的电容电阻等模拟器件。除存在以上所述模拟控制的缺点外,专用芯片的控制不够灵活,要实现复杂、先进的控制算法很困难。

随着微电子技术的飞速发展,数字处理器的运算速度越来越快,集成度越来越高,功能更加强大,而成本也随着大规模的生产而下降,数字控制已成为当今电源发展的方向。

1.4.1 数字控制的特点

数字控制电源与传统模拟控制相比,有如下特点:

1. 数字控制可以简化硬件电路,解决模拟控制元器件老化和温漂带来的问题,抗干扰能力也大大的增强。

2. 易实现先进控制，改善电源系统的控制效果。
3. 通用性强，可以在几乎不改变硬件的情况下，通过修改软件来实现不同的控制算法或提高系统的性能，易于实现大规模产品生产。
4. 采用数字控制可以更好地与信息化接轨，使电源系统的操作使用界面更加人性化，可以给用户提供更完整的操作和历史数据，还能实现故障自诊断等功能。另外，可以通过通讯口，把电源系统接入 PC 机，实现远程监控等功能。

在数字控制系统中要注意以下几个问题^[18]：AD 转换的精度和速度，采样频率的选取、PWM 载波频率，计算精度，控制算法的延时等。

AD 转换器不可避免存在量化误差，而这种量化误差对系统来说是一个不利影响。选择高精度的 AD 无疑能提高系统的控制精度，但是也同时增加了系统的成本。

根据采样定理，信号的采样频率至少为被控电路系统带宽的两倍，才不会出现混叠效应。提高采样频率能提高控制系统的实时性，但是这通常受到 AD 采样芯片的速度及微处理器速度的限制。

PWM 信号频率与功率开关的性能、开关损耗、微处理器的运算能力等息息相关。PWM 信号频率越高，开关损耗越大，留给微处理器的运算时间越少。所以在系统设计时要认真考虑所选用的 PWM 频率。

在运算过程中，数据最初来自 AD 转换器，AD 转换器的位数即采样的分辨率首先影响后面计算所能得到的最大精度。另外，在数据处理及计算中，不可避免地存在需要对数据进行截尾等处理，这也会影响最后的控制精度。字长效应及计算精度也是影响系统控制精度指标一个重要因素。

在数字系统中不可避免地存在采样和计算延时问题。这些延时对系统影响很大，不但影响系统的控制精度和实时性，还可能造成系统不稳定。这将在后面具体分析。由于采样和计算所引起的数字延时，会使系统的带宽变窄，动态响应速度变慢^[13]。为了解决数字延时问题，一些设计者提出了带观测器的控制方法如无差拍控制（Dead-bead control）。这些方法虽然在一定程度上解决了数字延时问题，但

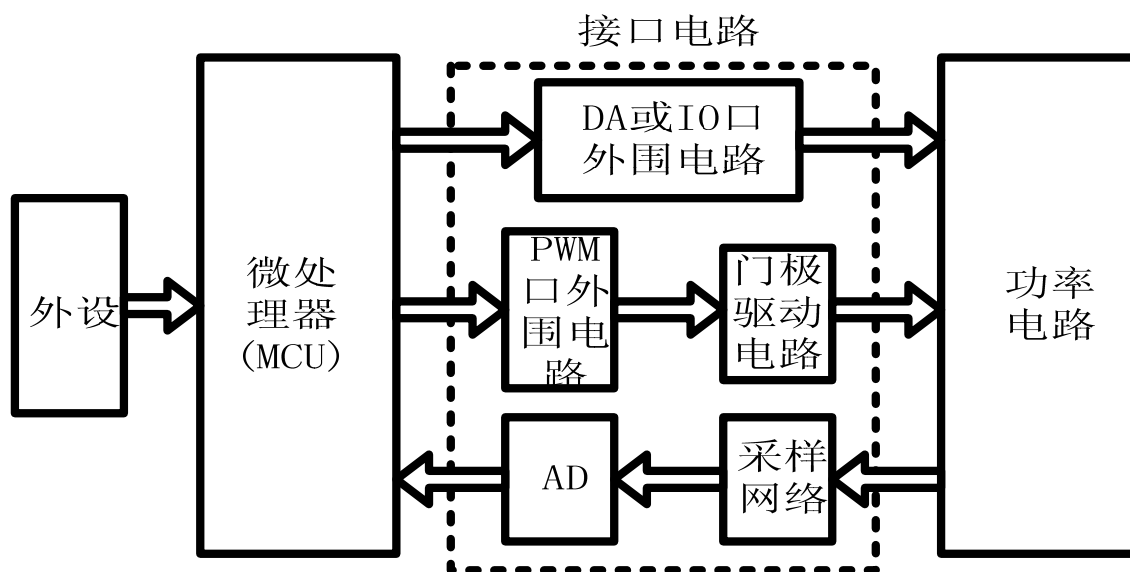


图 1-11 数字控制系统的一般框图

观测器的建立需要有比较精确的被控对象模型，而且计算量也比较大，这在一些运算速度要求比较高的场合下无法实现。另外，由于被控对象模型的不确定性（如负载变化等），使这些控制方法在系统稳定性与负载适应性等方面存在一些问题。

数字控制系统的一般框图，如图 1-11 所示。在设计数字控制系统中，应根据系统的性能指标选择合适的微处理器和 AD 转换器及其外围设备，以达到性价比最高。

1.4.2 数字信号处理器（DSP）的结构及内部资源（TMS320LF2000）^{[18][19]}

目前，随着计算机和信息产业的飞速发展，信号处理学科不但在理论上，而且在方法上都获得了迅速发展。特别是信号处理器（DSP Digital Signal Processor）的诞生与快速发展，使各种数字信号处理算法得以实时实现，为数字信号处理的研究和应用打开了新局面。由于 DSP 具有丰富的硬件资源、改进的并行结构、高速数据处理能力和强大的指令系统，已经成为世界半导体产业中紧随微处理器与微控制器之后的又一个热点，在通信、航空、航天、雷达、工业控制、网络及家用电器等各个领域得到了广泛的应用。

DSP 具有下列主要结构特点:

1. 采用改进型哈佛结构, 具有独立的程序总线 and 数据总线, 可同时访问指令和数据空间, 允许数据在程序存储器和数据存储器之间进行传输。
2. 高度的操作“并行性”, 在一个指令周期内可以完成多重操作, 一般能够完成一次乘法和一次加法。
3. 支持流水处理。TI 公司的 TMS320 系列支持四级流水线, 如图 1-12 所示。
4. 片内含有硬件乘法器和高性能的运算器及累加器。
5. 片内集成了 RAM, ROM, FLASH 及双口 RAM 等存储空间, 并通过不同的片内总线访问这些空间, 因此不存在总线竞争和速度匹配问题, 大大提高了数据读/写文章的速度。
6. 新型的 DSP 不但具有数据处理能力, 而且集成了越来越多的其它部件, 如 A/D, 比较器, 捕获器, PWM, 串行口及看门狗等, 为将 DSP 应用于智能测控, 电机控制, 电力电子技术等领域提供了资源条件。

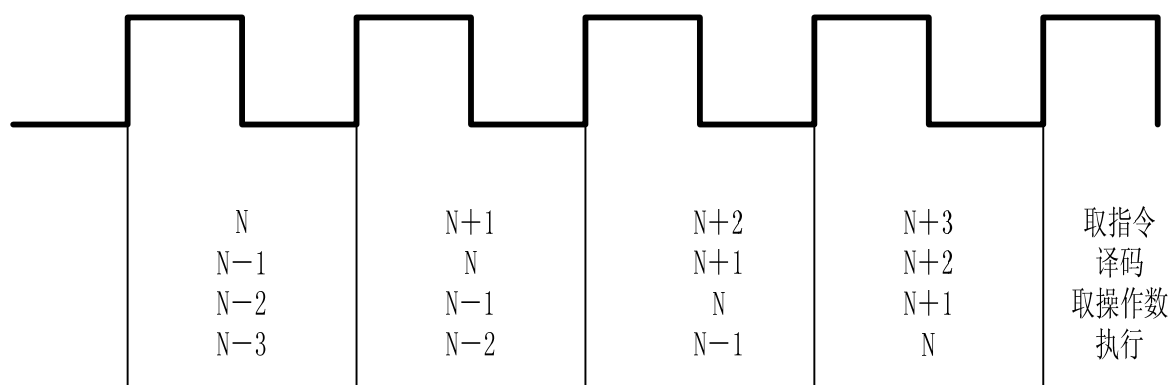


图 1-12 TI 公司 TMS320 系列的四级流水线

本课题中采用的控制芯片是 TI 公司专门为电机控制设计的 TMS320LF2407A。这款 DSP 控制芯片有以下特点:

- ◇ 采用高性能静态 CMOS 技术, 使供电电压降为 3.3V, 减小了控制器的功耗; 40MIPS 的执行速度, 提高了控制器的实时控制能力。
- ◇ 片内有 32K 字的 FLASH 程序存储器和 1.5K 字的数据/程序 RAM, 544 字双口 RAM (DASRAM) 和 2K 字的单口 RAM (SARAM)。
- ◇ 两个事件管理模块 EVA 和 EVB, 每个事件管理模块包括两个 16 位通用

定时器；8个16位的脉宽调制（PWM）通道。可编程的PWM死区控制。

- ◇ 看门狗定时模块（WDT）。
- ◇ 10位A/D转换器，最小转换时间为500nS。可以以两个8通道的双排序方式采样，或一个16通道排序方式采样。
- ◇ 一个控制局域网（CAN）2.0B模块。
- ◇ 串行通信接口（SCI）。
- ◇ 16位的串行外设接口模块（SPI）。
- ◇ 40个可单独编程或复用的通用输入/输出引脚（GPIO）。

1.5 本文选题意义与研究内容

本课题所要研究的DSP控制三相逆变系统主要用在中等功率等级（10KVA~30KVA）UPS的逆变输出级。考虑UPS的特殊情况，该三相逆变系统输出电压要与电网电压实现同步跟踪，以满足UPS供电由逆变器与电网之间进行切换的要求。另外还要实现UPS的各种复杂的逻辑关系。逆变器的主要技术指标列在表1-1中。

表 1-1 三相逆变系统的主要技术指标

项目	参数	项目	参数
输入直流电压	±380VDC	失真（线性负载）	≤2%
直流电压波动范围	±5%	失真（非线性负载）	≤5%
额定容量	10KVA	电压稳定度（静态）	±1%
功率	8KW	电压稳定度（动态）	±4%
额定输出电压	380V/220V	100%不平衡负载静态电压偏差	±2%
相电压设置	200~240V	输出频率	50HZ/60HZ(自适应)
峰值因素	≥3: 1	稳定度	±0.05%（非同步）
波形	正弦波	频率同步窗口	±5%（±2%，±10%）面 板控制
平衡负载相位偏差	120°±1°	100%不平衡负载相位偏差	120°±2°
过载能力	100%/125%/150%维持时间 300S/10S/1S 短路电流（0.5S）：200%		

本文的主要内容包括以下几个方面：

第一章介绍 UPS 的概况，逆变器控制的常用控制策略及采用数字控制的特点，并介绍了数字信号处理器 DSP 的特点。

第二章根据本课题具体项目，介绍三相逆变系统的结构，与 UPS 相关的同步及切换逻辑，并探讨如何用 DSP 实现 SPWM 调制及实现数字锁相。

第三章分析逆变器的建模，并根据具体电路，设计电压内外环的控制参数。

第四章介绍一些硬件电路的实现与 DSP 软件编程，并给出逆变器的实验波形。

第五章是对本文的总结和展望。

第二章 三相逆变器系统设计

2.1 三相逆变器系统结构

三相逆变系统的结构框图如图 2-1 所示, 主要包括三相逆变器、输出滤波器、DSP 控制板 (包括 RS485 和 CAN 接口)、信号调理电路、双向可控硅组成的旁路切换开关。SWMB 为维修旁路开关, TL1 为逆变输出接触器, SWS 为输出开关, FBY 为旁路供电开关。三相逆变器采用三相半桥拓扑。DSP 控制板中的 RS485 接口是与上位机 (MCU 系统) 进行通讯所用, 上位机主要负责键盘操作, 显示及与微机 (PC 机) 通讯。CAN (现场控制总线) 接口主要是为以后 UPS 并机所留。信号调理电路主要是对反馈信号进行调理, 以便于 DSP 对信号进行 AD 采样。双向可控硅组成的旁路切换开关使 UPS 可以由旁路供电切换到逆变输出供电或由逆变输出供电切换到旁路供电。把该三相逆变系统框图简化后如图 2-2 所示, 可以看出加上蓄电池的充电电路, 就是一个完整的 UPS 系统。

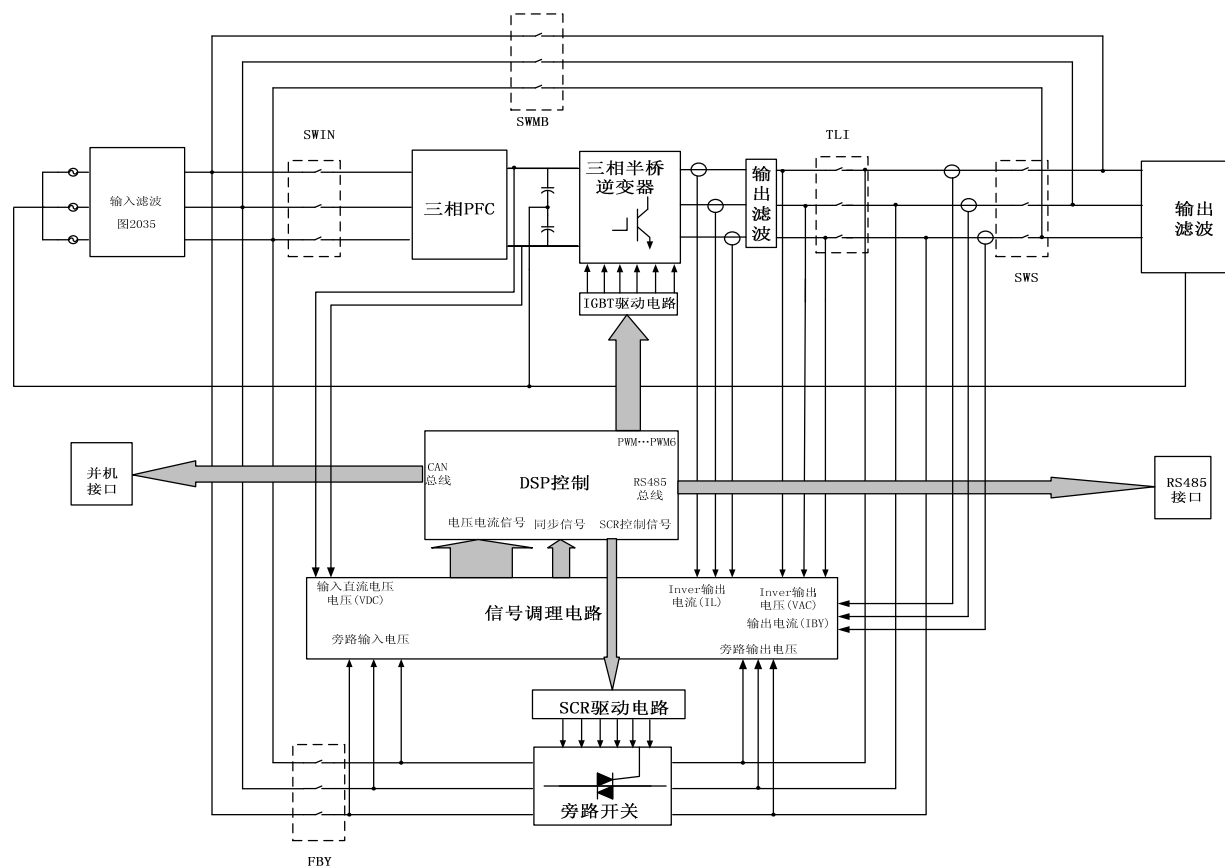


图 2-1 三相逆变系统框图

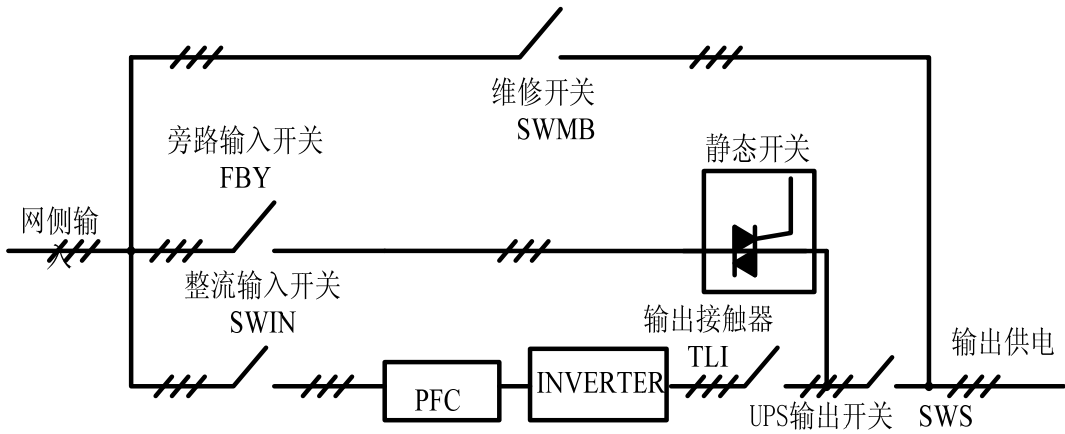


图 2-2 三相逆变系统简图

三相逆变系统中的前级 (AC/DC) 是采用三相双开关三电平 PFC (功率因数校正), 如图 2-3 所示, 三相 PFC 输出的直流侧电压为 $\pm 370V$ 左右。由于 AC/DC 部分不是本课题研究的重点, 在这里只对三相双开关三电平 PFC 电路做一个简单的介绍。该三相 PFC 电路可以看成是上下两个 BOOST 电路串联在一起, 这两个 BOOST 电路的 BOOST 开关和续流二极管分别是 $S1, D_{s1}$ 和 $S2, D_{s2}$ 。电路工作在 CCM (电流连续方式) 时, 通过开关 $S1$ 和 $S2$ 分别控制正向电压最大相和负向电压最大相的电流来实现功率因数校正。当开关 $S1$ 合上时正向电压相对应的电感电流近似线性上升; $S1$ 断开时, D_{s1} 续流, 在输出直流电压 V_{DC+} 和相电压的作用下, 电感承受反相电压, 电感电流下降。同样 $S2$ 和 D_{s2} 控制反向电压相对应的电感电流。

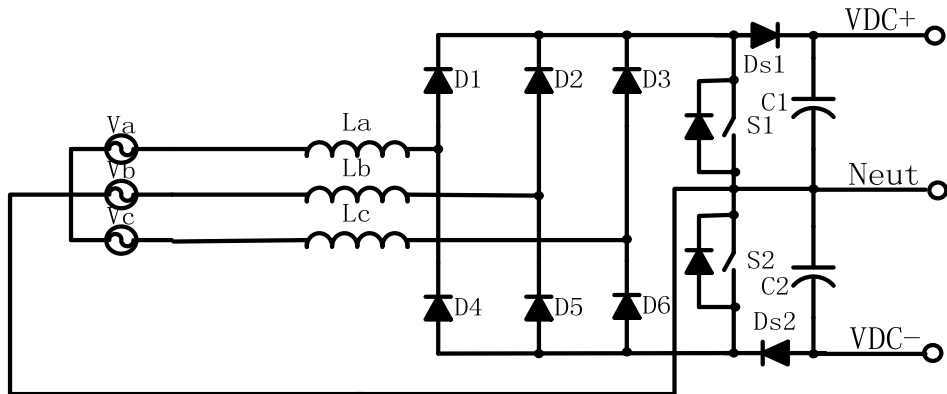


图 2-3 三相 PFC 主电路

2.1.1 逆变器主电路

三相逆变器采用三相四线式逆变拓扑，主要由直流侧、逆变桥及输出 L-C 滤波器组成，如图 2-4 所示。在这种电路中直流母线（电池）中点作为输出的零线，输出为三相四线制，这种三相四线式结构可以很好地与前级三相双开关三电平 PFC 电路结合起来。由于三相四线式电路的每一相都是独立的，相互之间不存在耦合关系，因而可以把三相逆变器看成是三个输出电压相位互差 120° 的单相半桥逆变器组合在一起。由于三相之间没有耦合关系，因而控制相对比较简单，单相逆变器的控制方法可以直接用在这里。一般采用单电压环或电压电流双环的控制方法。

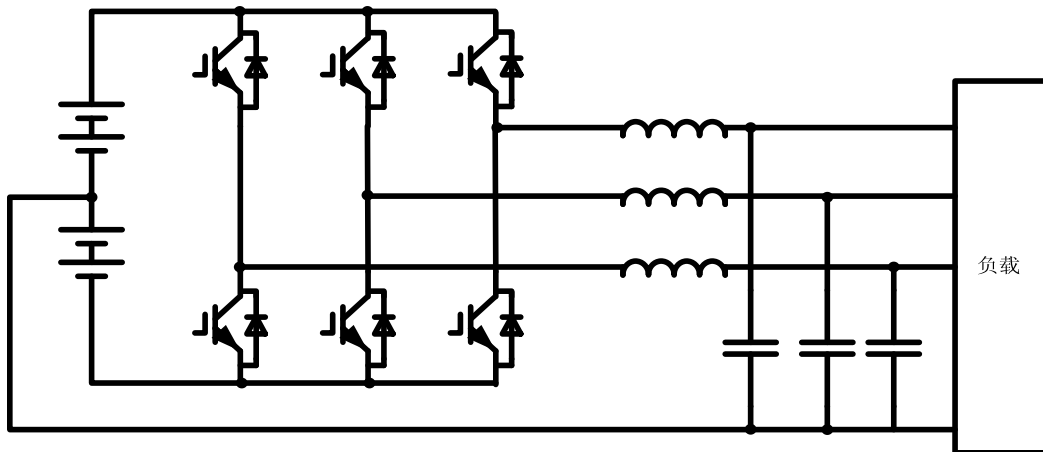


图 2-4 三相四线式逆变器主电路拓扑

2.1.2 逆变器同步及与电网切换逻辑^{[20][21]}

不间断电源（UPS）常见的旁路切换框图如图 2-5 所示。UPS 中设置旁路切换电路的目的主要是：

（1）提高应急能力。当逆变器因故障失效时，只要旁路电源（市电或备用独立电源）尚处于正常状态，UPS 即可通过切换电路迅速由逆变状态转换成旁路电源供电状态，从而提高 UPS 电源系统供电的可靠性。

（2）提高 UPS 的过载能力。由 UPS 供电的大多数负载在起动时会有浪涌电流，在工作中会出现短时严重过载。若在选择容量时使逆变器具有承受上述电流的能力，这无论在经济上是不妥当的。有了旁路切换电路，逆变器便可以只承

担正常负载电流（保持适度的过载能力），而浪涌电流由旁路电源提供。

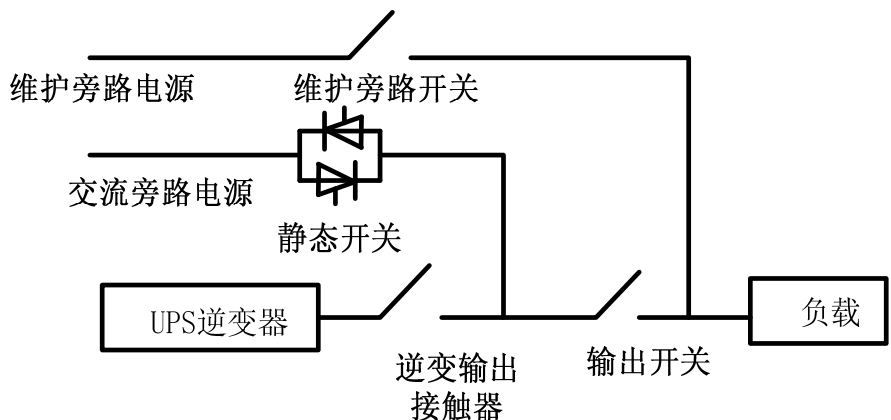


图 2-5 旁路切换结构图

UPS 的旁路切换有两种情况：顺切换（由逆变器向旁路电源切换）和逆切换（由旁路电源向逆变器切换）。顺切换时，要检测旁路电压和频率是否在要求范围内，逆变输出电压与旁路电源电压间相位是否锁定在允许的范围，只有满足这些条件才允许切换。逆切换时，要检测旁路电源与逆变输出是否“三同”，即同频，同相，同压。

图 2-6 是开关切换的等效电路，其中 V_1, V_2 分别表示旁路电源和逆变输出电压， K_1, K_2 表示切换开关， R 表示负载， r_1, r_2 分别为电网和逆变器的内阻。无论是顺切换还是逆切换，由于开关 K_1, K_2 不是理想的，所以很难实现一个开关刚断开，另一个开关刚好合上。如果一个开关已经断开，而另外一个还未合上，则会造成供电的瞬时中断。如果中断时间为负载所容许，则问题不大，如果中断时间过长，就失去了不间断供电的意义。此外，如果一个开关已经合上，而另外一个开关还未断开，就会出现旁路电源和逆变输出同时向负载供电的情况。这时，如果旁路电源和逆变输出不是同频，同相，同压，造成两者之间有瞬态压差，使它们之间存在环流。如果瞬态压差过大（如高于 25V），则可能因环流过大而引发事故，造成 UPS 工作失效。这对本身要求高可靠性的 UPS 来说是不允许的。

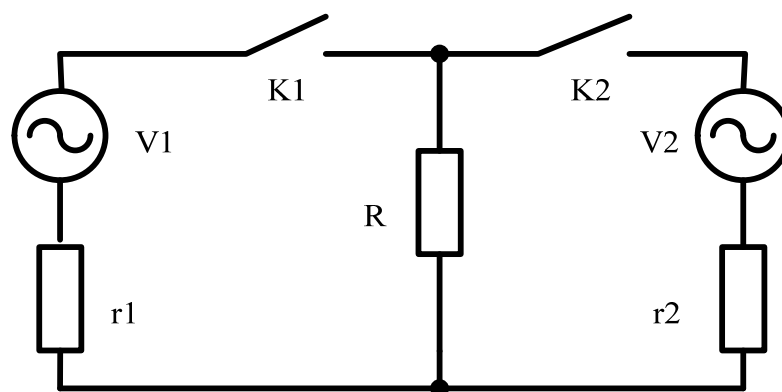


图 2-6 旁路与逆变输出切换的等效电路

在线式 UPS 中，旁路电源与逆变输出之间进行顺切换和逆切换时为避免出现环流，就要通过锁相环来实现逆变器输出电压与旁路电压同步，使逆变输出的电压的频率和相位时刻跟踪旁路电压的频率和相位。在旁路和逆变器同时供电时，两者如果频率和幅值相同而相位不同：

$$\text{旁路电压: } V1 = V_m \cdot \sin(\omega t) \quad \text{式 2-1}$$

$$\text{逆变电压: } V2 = V_m \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad \text{式 2-2}$$

$$\text{两者电压差: } \Delta V = V_m \cdot \sin(\omega t) - V_m \cdot \sin(\omega t + \theta) = -2V_m \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\theta}{2}\right) \quad \text{式 2-3}$$

$$\text{电压差的幅度: } |\Delta V|_{\max} = 2V_m \left| \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right| \quad \text{式 2-4}$$

上面各式中， V_m 为电压幅值， θ 为两者相位差。

根据式 2-4，图 2-7 给出了旁路电源和逆变输出同压（311V 峰值）下，相位差引起的最大瞬态压差。相位差引起的瞬态压差往往比电压峰值差引起的瞬态压差更为致命。

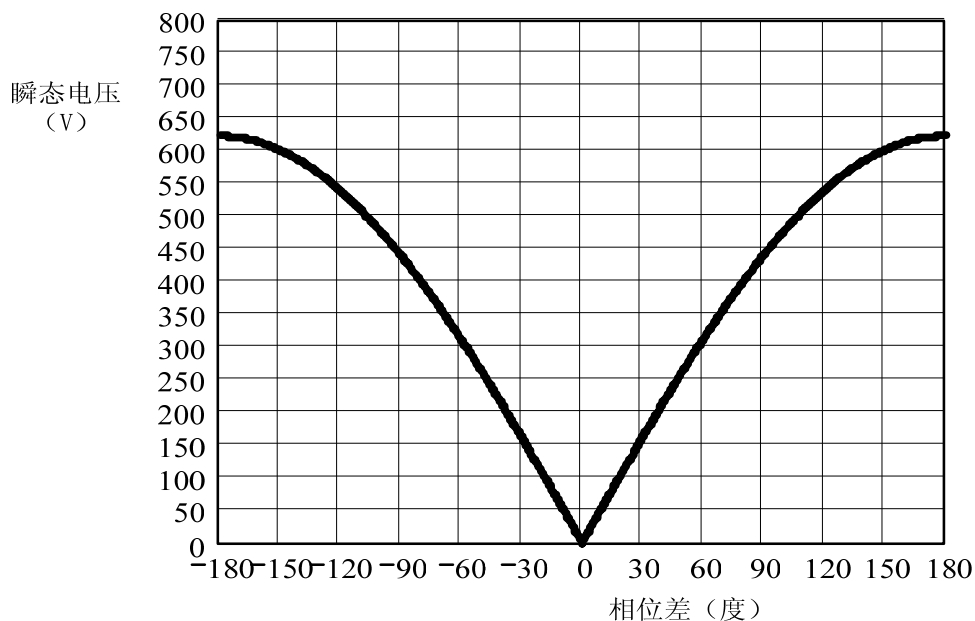


图 2-7 相位差引起的最大瞬态压差

UPS 逆切换和顺切换的流程图分别如图 2-8 和

图 2-9 所示 (SWIN、FBY、SWMB 参见图 2-2)。在逆切换中, 为了使逆变器输出电压与旁路电压的瞬态压差尽可能小, 在逆变器软启动过程中, 除了输出电压的频率和相位跟踪旁路电压的频率和相位外, 还要求输出电压有效值跟踪旁路电压的有效值。在逆切换前, 如果检测到逆变输出电压与旁路电压没有“三同” (同频, 同相, 同压), 则旁路可控硅立刻关断, 逆变器的输出接触器吸合。由于输出接触器吸合时, 有几十毫秒的延时, 所以供电有一个短暂中断。而在逆变输出电压与旁路电压“三同”的情况下, 则允许逆变器与旁路有短暂的交叠时间。在顺切换时, 同样需要检测逆变输出电压与旁路电压是否同频同相。在同频同相的情况下, 封锁逆变器输出, 并触通旁路可控硅。否则, 封锁逆变器输出后, 经过 0.5S 的延时才触通旁路可控硅。逆变器失效情况包括: 输出短路、散热器温度过高、直流母线过欠压、输出过欠压、IGBT 模块失效等。

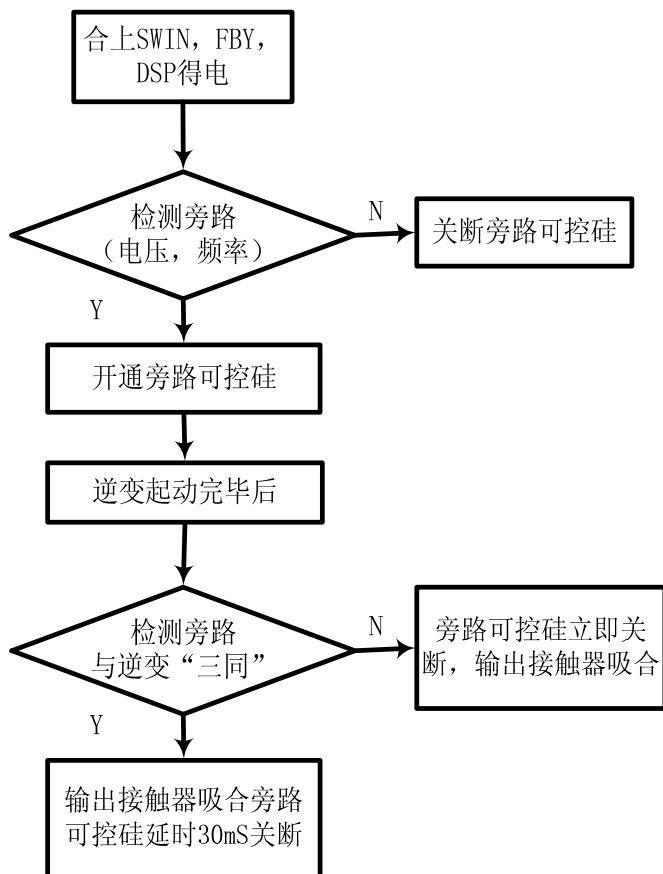


图 2-8 逆切换流程图

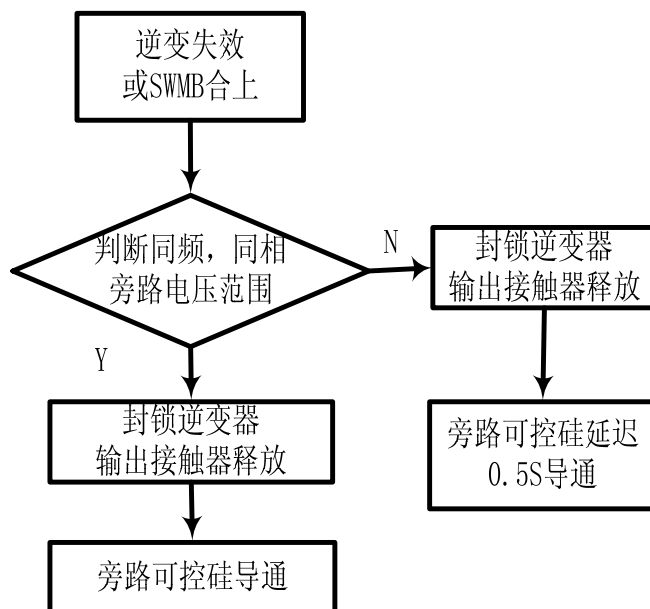


图 2-9 顺切换流程图

图 2-10 给出的是在逆变器与旁路“三同”的情况下，UPS 逆切换的输出电压实验波形。从图中可以看出，旁路正常切换到逆变器供电时，由于交叠时间的存在，可以实现 UPS 的“零时间”切换。

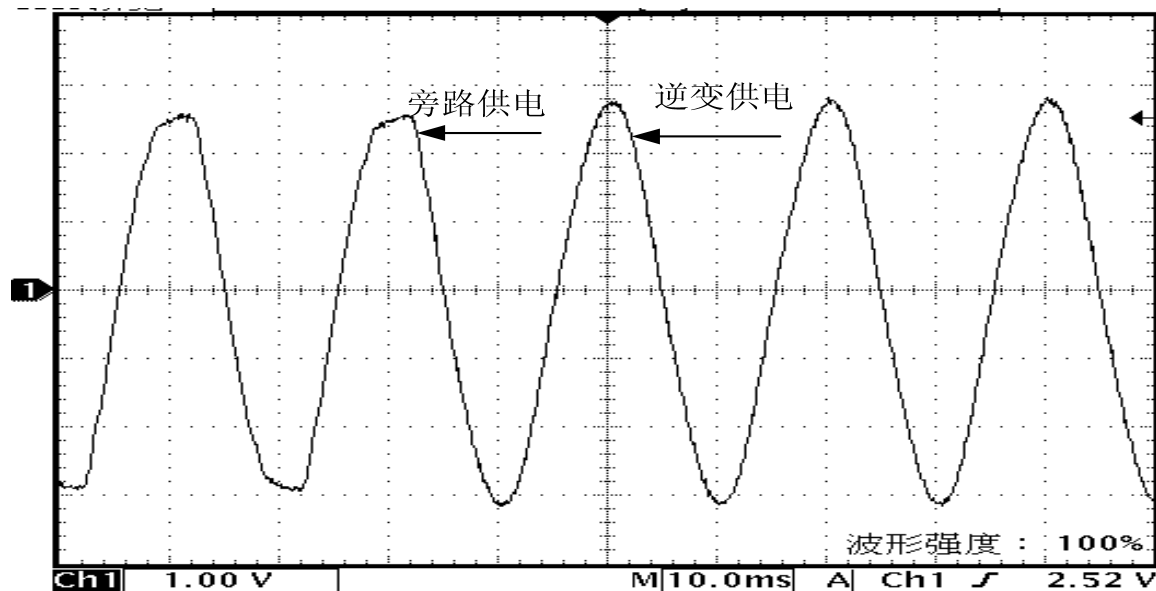


图 2-10 “三同”时 UPS 逆切换输出电压波形

2.2 三相逆变系统的数字化

在该三相逆变系统中，所有的控制都是由一块 TMS320LF2407 来完成。根据 1.4.2 节介绍的 DSP 片内资源并结合该三相逆变系统，图 2-11 中给出了 DSP 片内资源在该三相逆变系统中的作用。DSP 有两个独立的事件管理模块，在该系统中，用事件管理模块 A 来实现三相逆变器所需的六路 PWM 控制；事件管理模块 B 用它的信号捕获功能来捕获逆变输出所需的同步信号；局域网络（CAN）留作以后的并机通讯接口；串行通讯接口（SCI）用来与上位机进行通讯；可编程的 I/O 口用来作状态的输入/输出口；程序存储在片内的 FLASH 中，用片内的 RAM 作程序变量存储器；利用 DSP 集成的 ADC（模数转换，16 通道，10 位）来作信号采样；用片内的 WATCHDOG（看门狗）来实现程序自复位。

从图 2-11 及上文中可以看出 TMS320LF2407 作为一款专为电机控制设计的 DSP 几乎集成了数字控制系统所需的所有外围接口电路，这使得硬件电路设计简

化了许多。

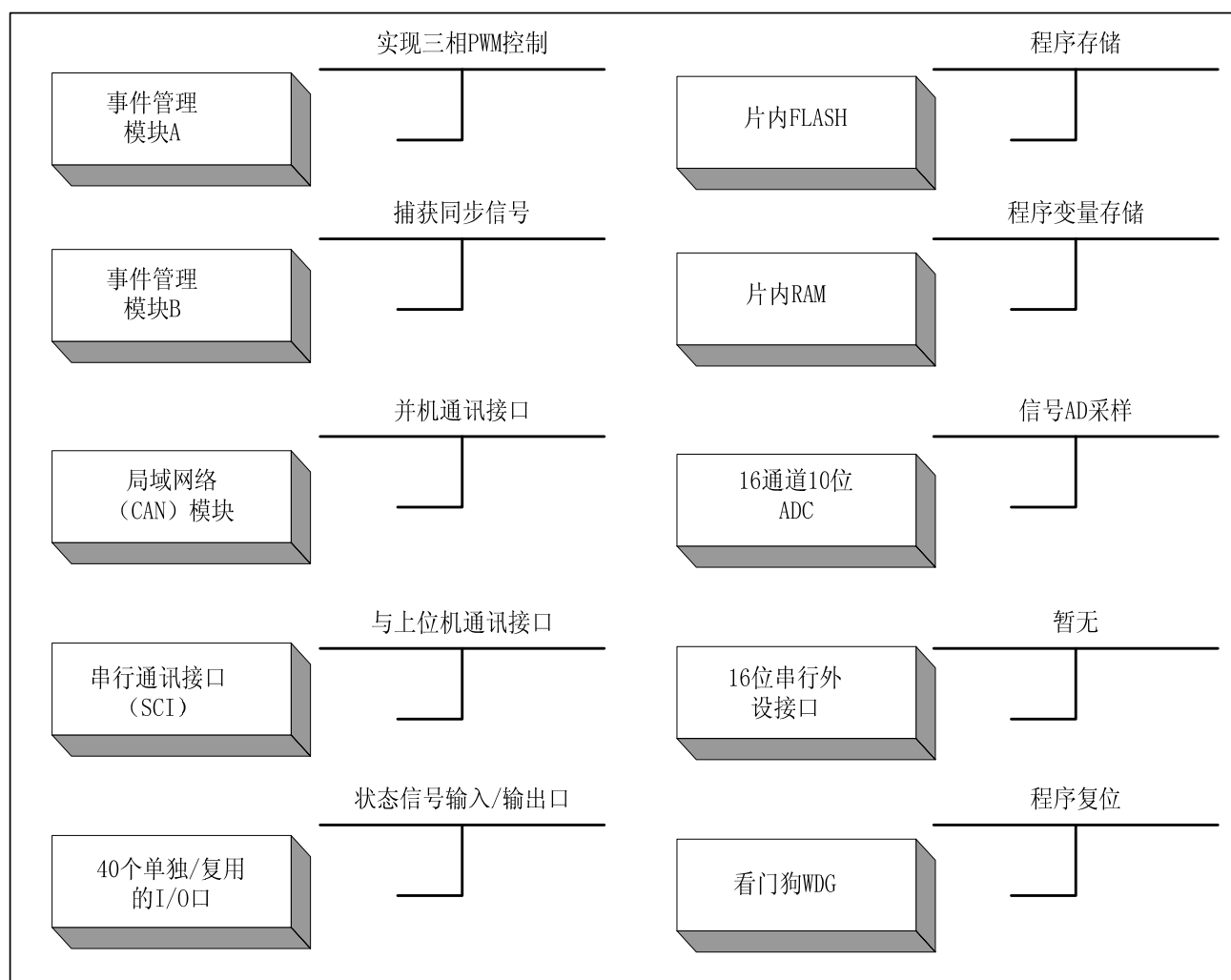


图 2-11 DSP 片内资源在该三相逆变系统中的作用

2.2.1 DSP 中 SPWM 的实现

在模拟电路中，SPWM 的实现如图 2-12 所示。在 SPWM 电路中把振荡器产生的高频载波（三角波或锯齿波）和调制波（正弦波）分别送入比较器的同向端和反向端，经比较器输出的波形即为 SPWM 波。

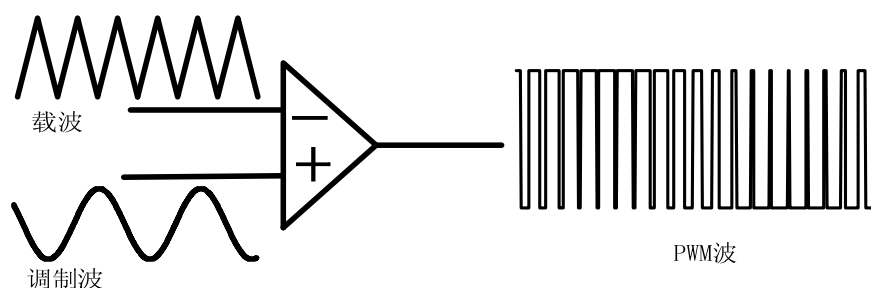


图 2-12 模拟电路中 SPWM 的实现

在 TMS320LF2407 中，六路 SPWM 的产生是通过事件管理模块 (EVM) 的全比较来实现。全比较的框图如图 2-13 所示。全比较主要包括硬件比较器、定时器、全比较寄存器 CMP1、全比较寄存器 CMP2、全比较寄存器 CMP3。把定时器的计数模式设置成连续增/减计数模式和连续增计数模式来模拟三角载波。载波的频率 (开关频率) 由定时器的定时周期和计数模式决定，具体的式子如下：

$$f_s = \frac{1}{n \cdot T_p \cdot k} \tag{式 2-5}$$

其中， n 为周期寄存器的时间常数， T_p 为计时器时基周期， k 在连续增/减计数模式时取 2，而在连续增计数模式时取 1。

在连续增/减计数模式下，计数器的值从“0”开始计数，到达周期值时再往下计数。在这期间，三个全比较寄存器的值与计数器的值进行比较，在第一次相同时 (增计数)，对应的 PWM 输出脚 (PWM1,2、PWM3,4、PWM5,6) 的输出极性发生变化；第二次相同时 (减计数)，对应的 PWM 输出脚 (PWM1,2、PWM3,4、PWM5,6) 的输出极性再次发生变化，这样就实现了 PWM 输出。DSP 的这些比较，全部由硬件实现，所以只要每个开关周期更新全比较寄存器的值，就可以实现 PWM 控制。图 2-14 中给出了采用 DSP 的全比较功能产生六路 PWM 的示意图。

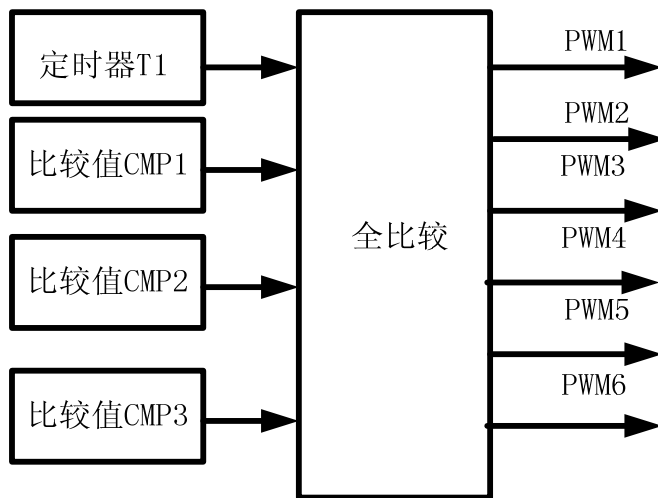


图 2-13 DSP 中全比较功能框图

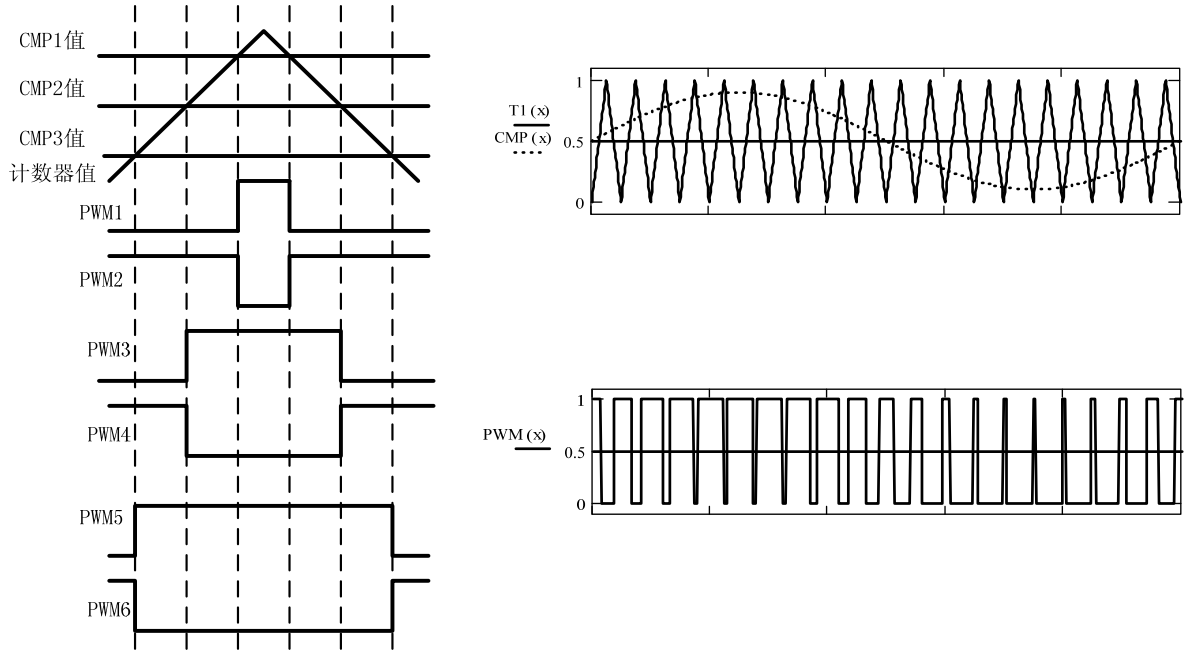


图 2-14 DSP 中 SPWM 波形的生成

2.2.2 数字锁相的实现^{[22][23][24]}

由于在线式 UPS 需要进行逆变器供电与电网供电之间的切换，为了避免在切换时出现环流，要求逆变器输出电压与电网电压同步。在 UPS 中同步锁相控制应完成以下功能：在电网频率满足要求时，逆变器输出电压的频率和相位要跟踪电网电压的频率和相位；电网电压频率超出精度要求范围或电网掉电时，逆变器输出基准频率（一般为 50Hz 或 60Hz）；在锁相跟踪与自同步这两种状态之间转换时，要求逆变器输出电压的频率变化要平稳，以免造成转换过程中逆变器工作频率的剧烈抖动。

在模拟电路中锁相环主要由鉴相器、滤波器、压控振荡器及分频器四个部分组成，如图 2-15。同步信号和经分频器后的反馈信号输入到鉴相器，鉴相器输出的相位误差信号经过滤波后作为压控振荡器的输入来改变振荡器的输出频率和相位，从而实现输入与输出的同步。

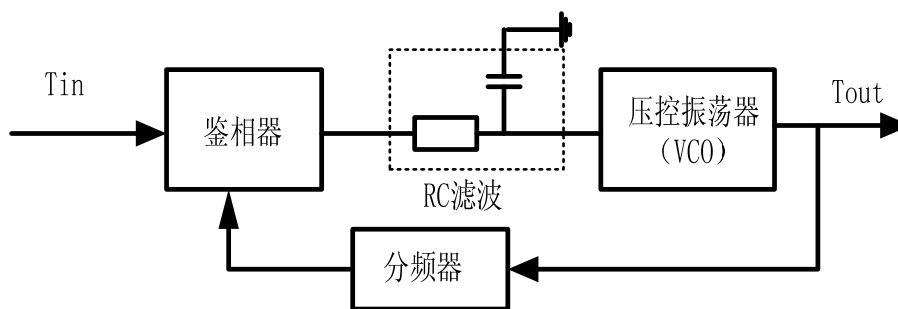


图 2-15 模拟电路中的锁相环实现

在数字控制的 UPS 中，逆变器输出相位滞后和超前两种情况下，数字锁相实现的示意图分别如图 2-16、图 2-17 所示。在逆变器输出相位滞后时，在第 $n-1$ 个周期检测到逆变输出滞后相位为 T_d (时间) 时，则改变第 n 个周期逆变器输出的周期，使其由原来的 T 变为 $T-T_d$ ，这样在第 $n+1$ 个周期时，逆变器输出的相位便赶上了电网的相位，此时逆变器输出周期跟踪电网频率，这样就实现了同步。在逆变器输出相位超前时，检测到相位超前量 T_a 后，在下一个周期改变逆变输出频率，使其由原来的 T 变为 $T+T_a$ ，以实现同步。

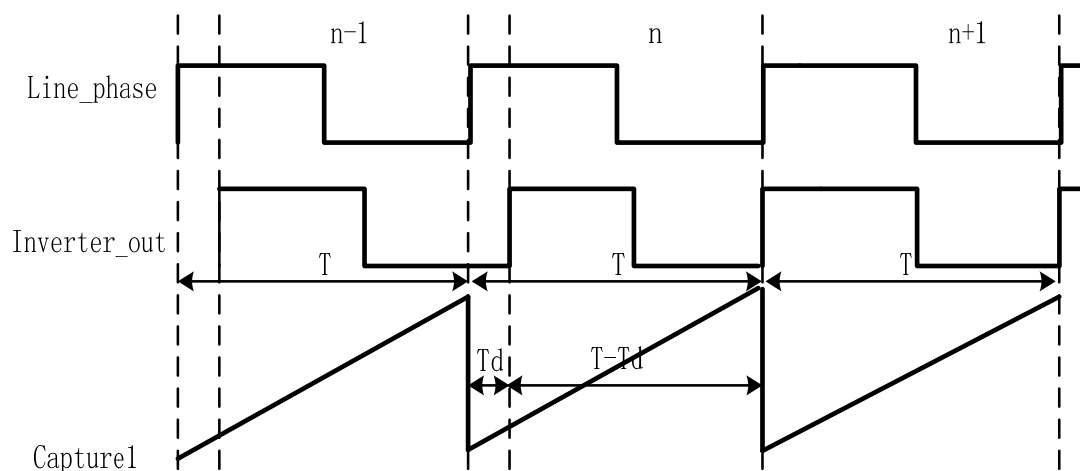


图 2-16 逆变器输出相位滞后时，数字锁相实现示意图。

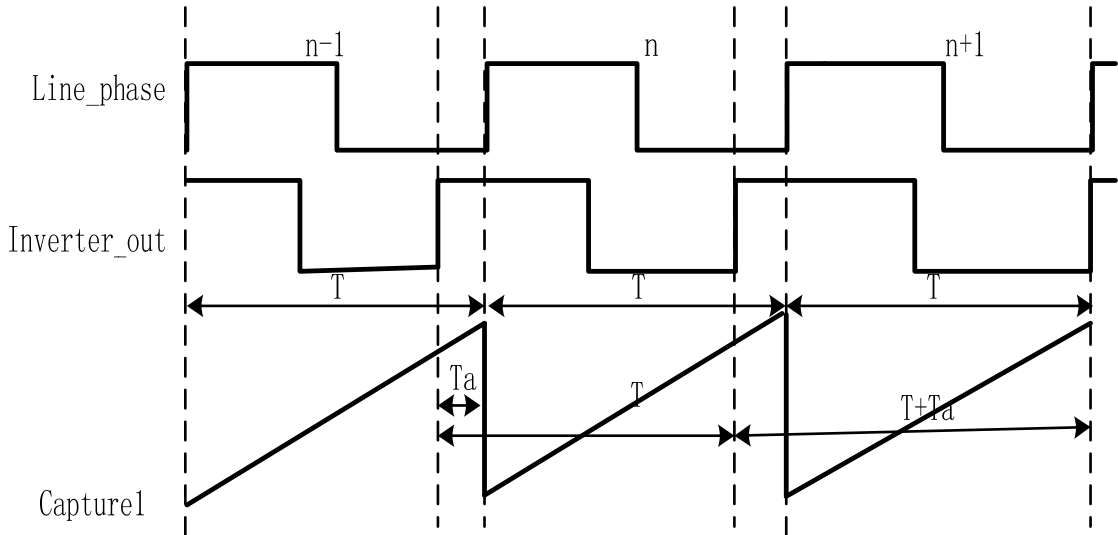


图 2-17 逆变器输出相位超前时，数字锁相实现示意图。

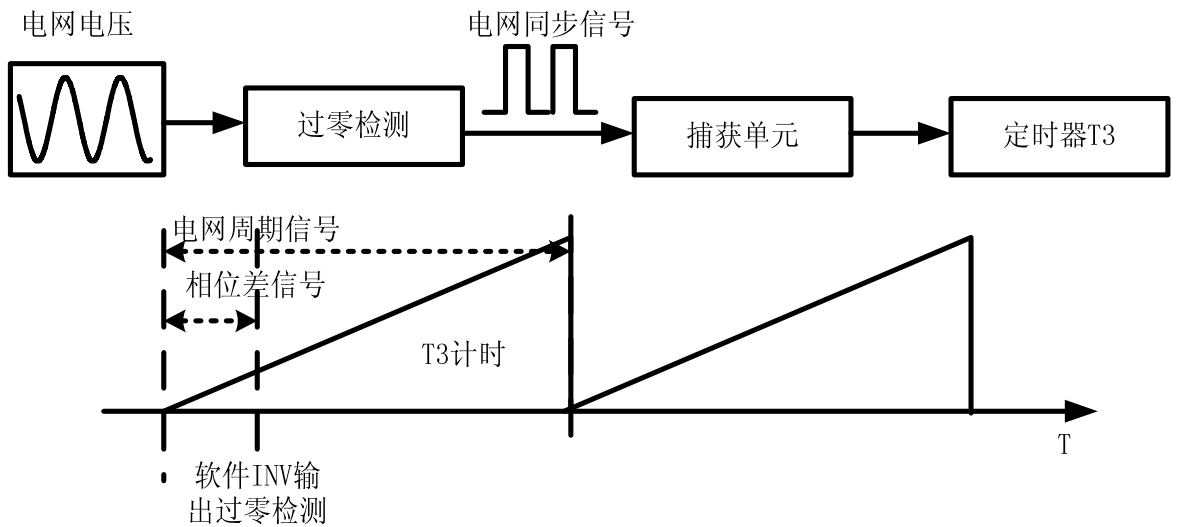


图 2-18 DSP 中电网频率和相位差的获得

在 DSP 中，电网频率和相位差的获得主要是通过其捕获单元来实现的，如图 2-18 所示。电网电压经过过零检测电路变成方波信号，DSP 的捕获单元在电网同步信号的每个上升沿到来时，把定时器的计数值读到存储器中，然后在软件上把计数器的值重新归零，为下一周期计数做准备。这样捕获到的计数器的值，就是电网频率的周期。另外在检测到逆变器输出电压过零时，去读取定时器的计数值，这个值就是逆变器与电网之间的电压相位差。如果这个值小于半个周期，则逆变器电压相位滞后。反之，则逆变器电压相位超前。这两种情况可以分别见图 2-16 和图 2-17。

在模拟锁相电路中，鉴相器的输出代表了相位与频率两种误差，只有在给定输入与反馈输入信号频率相等时，鉴相器输出的才仅仅是相位误差。鉴相器的输出量经滤波后对压控振荡器的控制是将频率与相位一起进行调整的。与模拟锁相相似，数字锁相（DPLL）也必须对频率和相位分别加以修正，才能达到锁相的目的。

在不考虑滤波作用时，对频率的一步修正为：

$$T_{inv}(n) = T_{net}(n-1)$$

式 2-6

T_{inv} 表示逆变器参考正弦波的周期， T_{net} 表示电网电压的周期。式 2-6 表示用上一周期电网电压的频率（周期）来作该周期逆变器参考正弦波的频率（周期）。

考虑图 2-19 的 RC 低通滤波器时，对图中的低通滤波器用后向差分法可以写出其离散化的表达式（即数字滤波器表达式）：

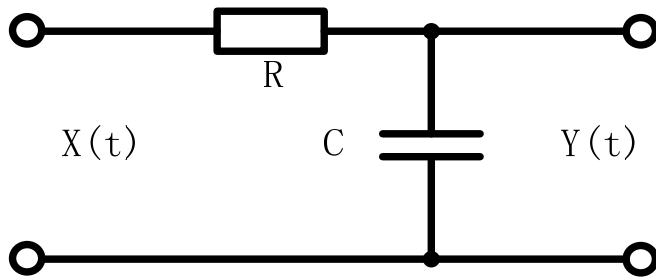


图 2-19 RC 低通滤波器

$$Y(n) = A \cdot Y(n-1) + (1-A) \cdot X(n) \tag{式 2-7}$$

式中 A ：滤波参数， $A = \tau / (T_s + \tau)$ ， $\tau = R \cdot C$ 为时间常数， T_s 为采样周期。

$Y(n)$ 、 $Y(n-1)$ 为本次和前次滤波值。

$X(n)$ 为本次采样输入值。

在数字锁相中，将 $T_0(n)$ 作为滤波器的输入， $T'(n)$ 作为滤波器的输出，按式 2-7 可得：

$$T'(n) = A \cdot T'(n-1) + (1-A) \cdot T_0(n) \tag{式 2-8}$$

在数字锁相的算式中，仅考虑对频率修正是不够的，因为一旦同步信号的频

率发生变化，必然会产生相位误差。数字锁相中，在调整频率时，也必须调整相位。如果一开始就不修正相位，而仅仅按式 2-8 修正频率，将 $T'(n)$ 作为逆变器参考正弦波的周期，则无法调整相位差，这也属于相位没有锁定。

考虑频率和相位同时修正时，数字锁相的计算公式为：

$$T(n) = T'(n) + B \cdot \theta(n) \tag{式 2-9}$$

式中 B 为相位修正系数， $0 < B < 1$ 。

根据式 2-8 和式 2-9 即可得数字锁相的计算公式：

$$T(n) = A \cdot T'(n-1) + (1-A) \cdot T_0(n) + B \cdot \theta(n) \tag{式 2-10}$$

式中 T_0 为捕获单元捕获到的电网电压周期。

T' 为频率修正后的周期。

T 为频率修正、相位修正后的周期（数字锁相环的输出频率，也就是逆变器参考正

弦波的周期）

θ 为逆变器与电网电压之间的相位差。

A 为低通滤波器的滤波参数。

B 为相位修正系数。

根据式 2-10 可以作出数字锁相的状态变量图，如图 2-20 所示。

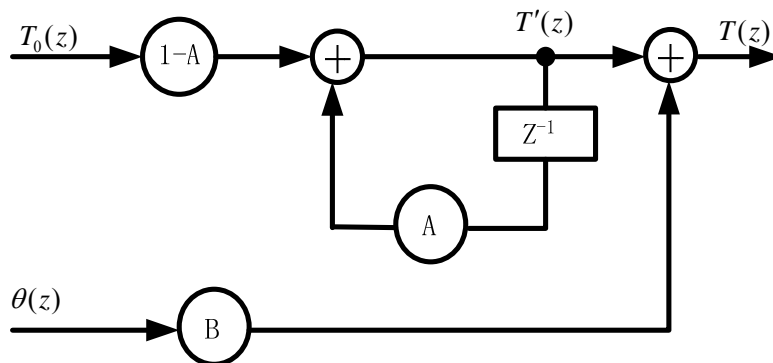


图 2-20 数字锁相的状态变量图

由此可以画出数字同步锁相控制框图，如图 2-21 所示。在电网正常时，如果电网频率满足精度要求，则同步信号选电网的过零信号为同步信号，否则选自振荡的基准频率信号为同步信号。同步信号与逆变器输出的过零信号，一方面进行频率修正，另一方面检测出两个信号的相位差。修正后的频率再与检测出来的

相位差进行相位修正，相位修正后的频率作为逆变器参考正弦波的发生频率。

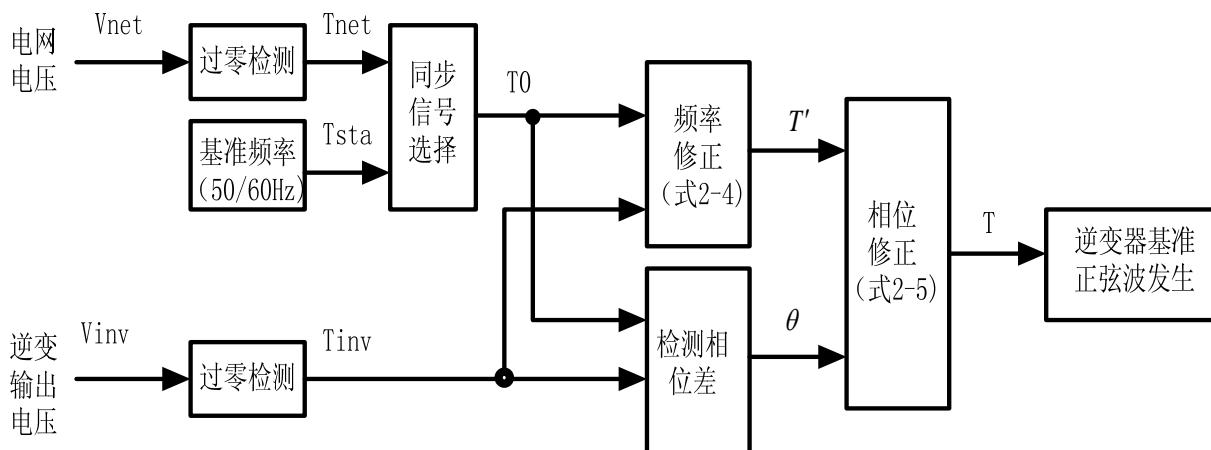


图 2-21 数字同步锁相控制框图

在本课题中，RC 滤波的时间常数取为同步信号周期（电网周期）的 7 倍，相位补偿系数取为 0.25。数字锁相环的具体参数如表 2-1 所示。

表 2-1 数字锁相环的参数

离散方程			程序定标后 (Q15)		
A	1-A	B	A	1-A	B
0.875	0.125	0.25	28672	4095	8191

图 2-22 和图 2-23 给出的是在相位锁定前与相位锁定后电网电压与逆变电压实验波形。在相位锁定后，电网电压与逆变电压的过零点在 $100\mu\text{s}$ 之内。

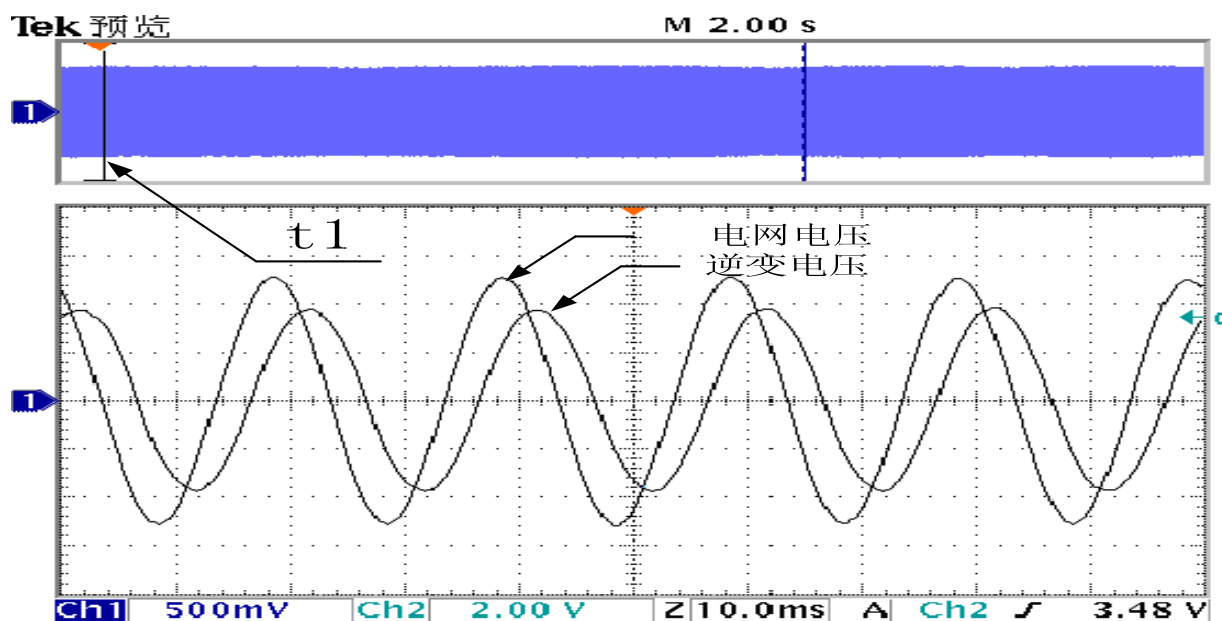


图 2-22 t1 时刻相位未锁定之前电网电压与逆变电压波形

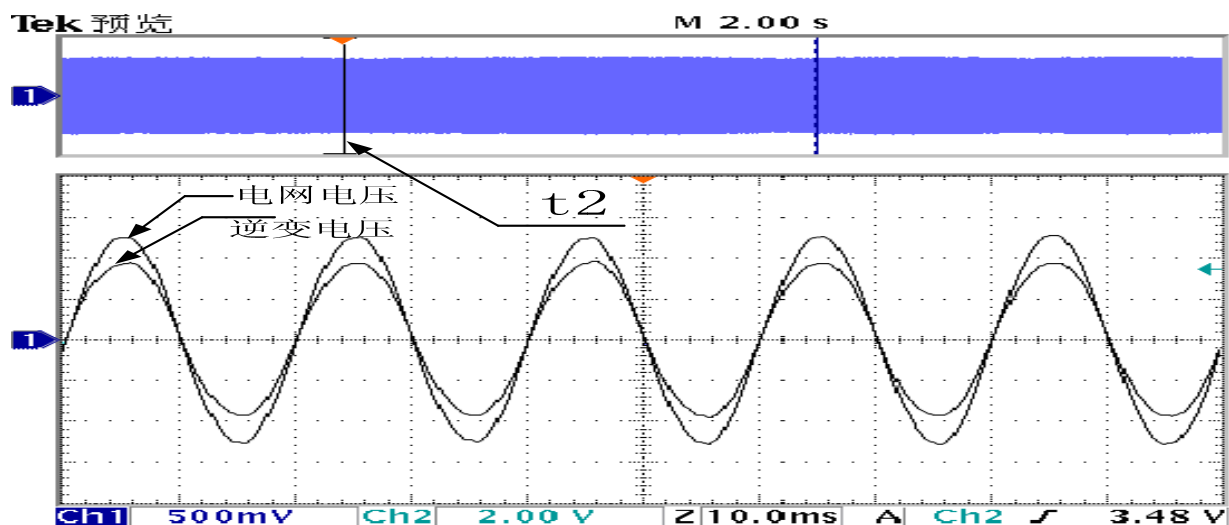


图 2-23 t2 时刻相位锁定后电网电压与逆变电压波形

2.2.3 DSP 与上位机 MCU 的通讯

在该数字控制三相逆变系统中的,人机界面主要是由上位机 MCU 来完成的。DSP 与上位机之间通过 RS485 进行通讯,系统的框图如图 2-24 所示。

RS485 通讯协议如下:

波特率: 2400bps

数据长度: 8 位

停止位: 1 位

奇偶校验: 无

采用地址位多机通讯模式,这样 RS485 串行通讯的帧格式如图 2-25 所示。

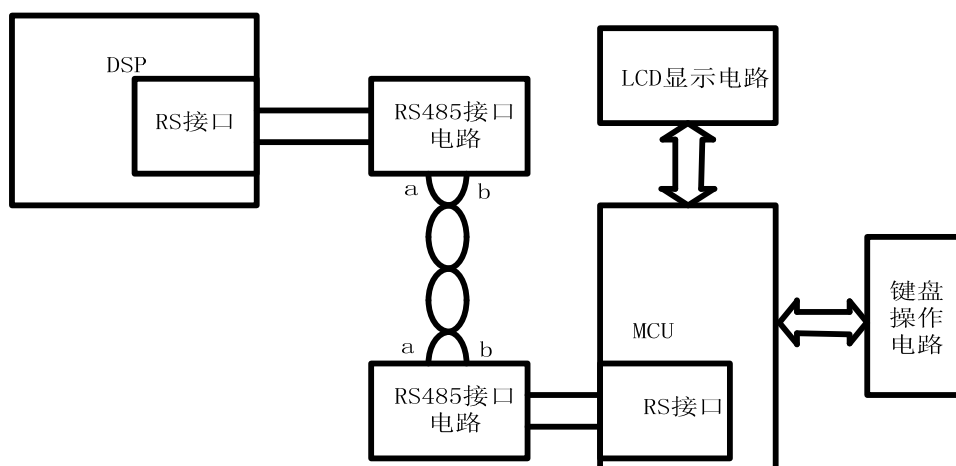


图 2-24 DSP 与上位机之间通讯框图

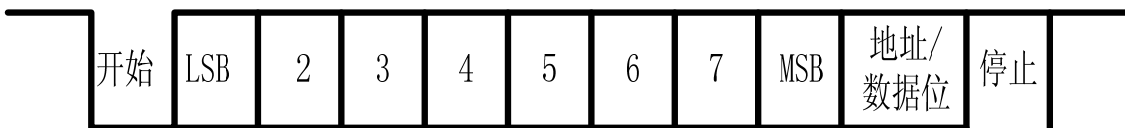


图 2-25 串行通讯数据帧格式

上位机 MCU 的命令字有以下四种：开机命令、关机命令、传送数据及状态命令、参数设定命令。

开机命令中除了开机命令字外，还包括逆变输出电压、旁路电压与旁路频率范围。DSP 接到开机命令后，把收到的数据（逆变输出电压、旁路电压及旁路频率范围）发回给上位机确认，上位机核对无误后才发确认信号给 DSP，DSP 接到上位机的确认后才会进行开机启动操作。

DSP 接收到上位机的关机命令后，直接进行关机操作。

在 UPS 工作过程中，上位机不断要求 DSP 传送数据及状态字，以进行显示等。DSP 上传的数据包括：三相旁路电压、三相逆变输出电压、旁路频率、逆变输出频率、正负直流母线电压、三相负载百分比、三相输出电流、散热器温度、电感温度、机内空气温度、UPS 工作状态、逆变器工作状态、逆变器失效故障状态等。

参数设定主要包括：逆变器输出电压、旁路电压及旁路频率范围。参数设定命令与开机命令类似，DSP 收到的数据也要经上位机进行确认。

2.3 本章小结

本章，介绍三相逆变系统的结构，与 UPS 相关的同步及切换逻辑，并探讨如何用 DSP 实现逆变器的 SPWM 控制、逆变器与旁路的数字锁相及 DSP 与上位机的通讯。从而可以看出 TI 公司针对电机控制设计的 TMS320LF2000 系列 DSP 非常适合于逆变器数字控制。

第三章 控制器设计

3.1 被控对象模型

在第二章 2.1.1 节所介绍的三相半桥式逆变系统中，由于三相半桥电路的每一相都是独立的，相互之间不存在耦合关系，因而可以把三相逆变器看成是三个输出电压相位互差 120° 的单相半桥逆变器组合在一起。所以在分析被控对象模型时，可以以单相半桥式电路来分析。单相半桥式电路如图 3-1 所示。图中 E1、E2 表示正负直流母线电压；S1、S2 为半导体开关器件；L 为输出 LC 滤波器的滤波电感，r 为其等效串联电阻，C 为 LC 滤波器的滤波电容；R 为负载。

在逆变电路控制模型中，输入的参考正弦波 $V_m \sin(\omega t)$ 和三角波比较得到的脉冲去控制各功率开关器件。由于开关是不连续状态，分析时我们采用状态空间平均法建立连续的状态平均模型来分析。状态空间平均法是基于输出频率远小于开关频率的情况下，在一个开关周期内，用变量的平均值代替其瞬时值，从而得到连续状态空间平均模型^[25]。

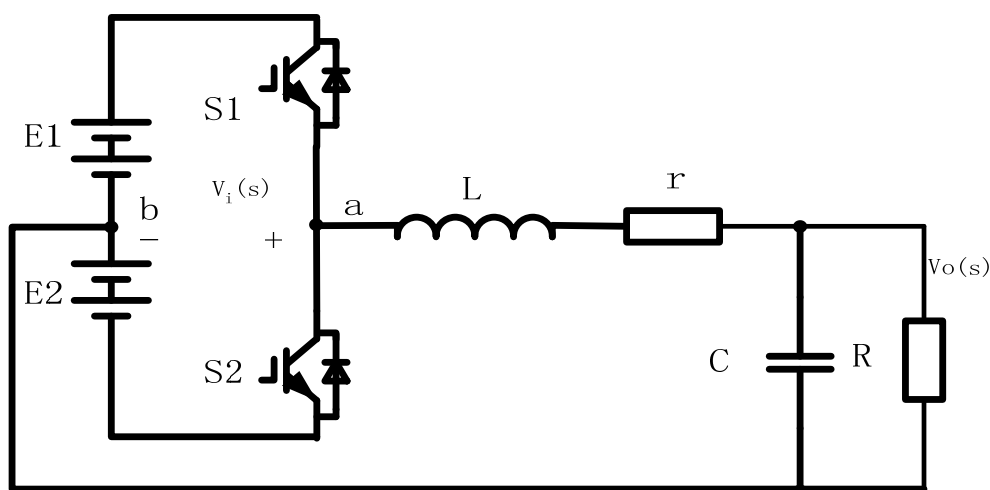


图 3-1 单相半桥式电路

将电感 L 用 L_s 代替，电容 C 用 $\frac{1}{Cs}$ 代替，可以推出输出电压 $U(s)$ 和 a, b 两点电压 $V_i(s)$ 之间的频域传递函数 $G(s)$ 为：

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + Cs}}{\frac{1}{\frac{1}{R} + Cs} + Ls + r} = \frac{1}{CLs^2 + (\frac{L}{R} + rC)s + 1 + \frac{r}{R}} \quad \text{式 3-1}$$

当忽略滤波电感的等效串联电阻 r 时，式 3-1 可以简化为：

$$G(s) = \frac{1}{CLs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad \text{式 3-2}$$

双极性 SPWM 调制时， v_i 可以表示为：

$$v_i = E(2S - 1) \quad \text{式 3-3}$$

其中， S 为开关函数。

当 S1（或 D1）导通时， $S=1$ ；

当 S2（或 D2）导通时， $S=0$ ；

显然，由于开关函数 S 的存在，式 3-3

中 v_i 不连续。对式 3-3 求开关周期平均，

得到：

$$\bar{v}_i = E \cdot (2\bar{S} - 1) \quad \text{式 3-4}$$

这里 \bar{v}_i 表示 v_i 的开关周期平均值。而 S

的开关周期平均值：

$$\bar{S} = D(t) \quad \text{式 3-5}$$

$D(t)$ 为占空比，由

图 3-2 得到：

$$D = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_m}{V_{tri}} \right) \quad \text{式 3-6}$$

其中 v_m 为参考正弦波信号， V_{tri} 为三角载波峰值。把式 3-6 代入式 3-4 有：

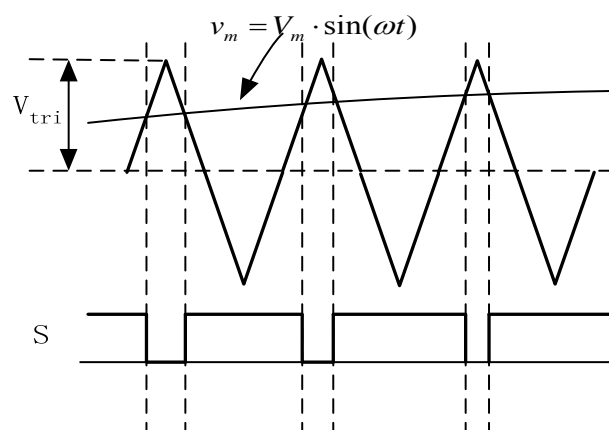


图 3-2 SPWM 调制示意图

$$\bar{v}_i = E \cdot \frac{V_m}{V_{tri}} \tag{式 3-7}$$

所以有：

$$\frac{\bar{v}_i}{V_m} = \frac{E}{V_{tri}} \tag{式 3-8}$$

因此，从调制信号输入至逆变桥输出的传递函数为：

$$K_{pwm} = \frac{V_i(s)}{V_m(s)} = \frac{E}{V_{tri}} \tag{式 3-9}$$

从式 3-9 可以看出，在 SPWM 中，载波频率（开关频率）远高于输出频率时，逆变桥部分可以看成是一个比例环节，比例系数即为 K_{pwm} 。

联立式 3-1,可得到：

$$G_a(s) = \frac{V_o(s)}{V_m(s)} = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \frac{V_i(s)}{V_m(s)} = \frac{1}{CLs^2 + (\frac{L}{R} + rC)s + 1 + \frac{r}{R}} \cdot \frac{E}{V_{tri}} \tag{式 3-10}$$

这就是逆变器输入和输出的传递函数 $G_a(s)$ ，根据传递函数的表达式，可以得到其等效方框图如图 3-3 所示。

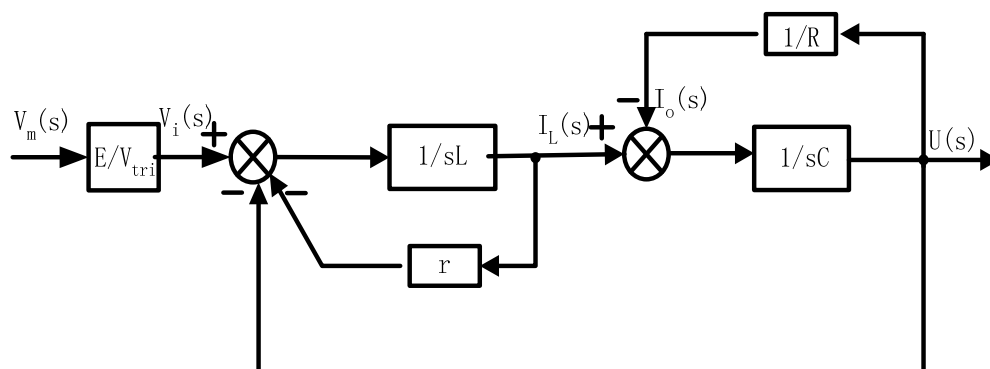


图 3-3 单相逆变器主电路等效方框图

3.2 逆变输出滤波器设计

高频 SPWM 逆变器中, 逆变器的输出 LC 滤波器主要是用来滤除开关频率及其邻近频带的谐波, 如图 3-4 所示。考察一个滤波器性能的优劣首先是看它对谐波的抑制能力, 具体可以从 *THD* 值来体现。另外所选择的滤波器还要减少对逆变器的附加电流应力。电流应力增大, 除使器件损耗及线路损耗加大外, 另一方面功率元件的容量就要加大, 增加了系统的成本。但是, *THD* 要小与滤波器引起的附加电流应力小往往是矛盾的。下面将从分析二阶 LC 滤波器特性着手探讨滤波器设计的方法^{[26][27]}。

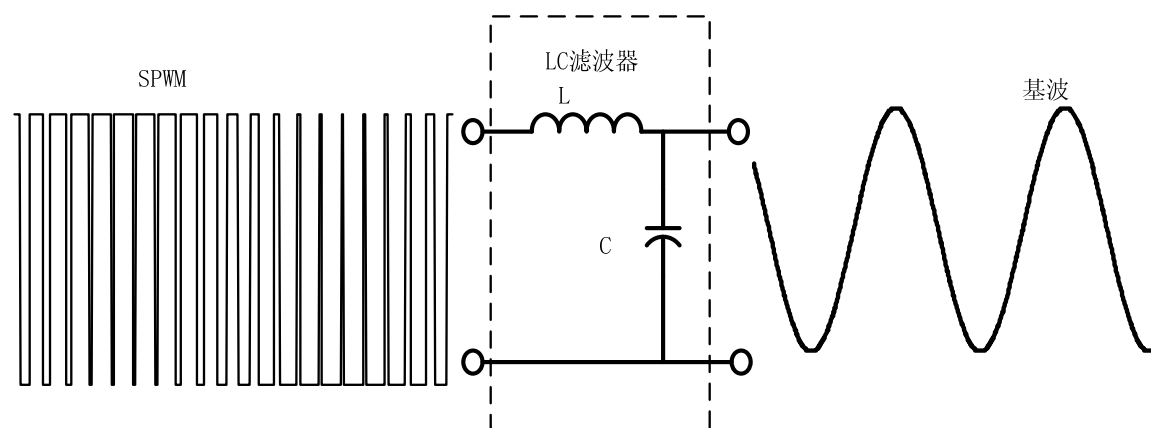


图 3-4 逆变器输出 LC 滤波器作用示意图

在图 3-1 中, 忽略电感电阻及线路阻抗, 滤波器输出电压相对于逆变桥输出电压的传递函数为:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{式 3-11}$$

式中 $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 一无阻尼自然振荡角频率, $\omega_n = \frac{1}{\tau}$, $\tau = \sqrt{LC}$;

$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ —阻尼比;

这是一个典型的二阶振荡系统, 幅相频率特性为:

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j2\zeta\omega_n\omega} = \frac{1}{1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2 + j2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad \text{式 3-12}$$

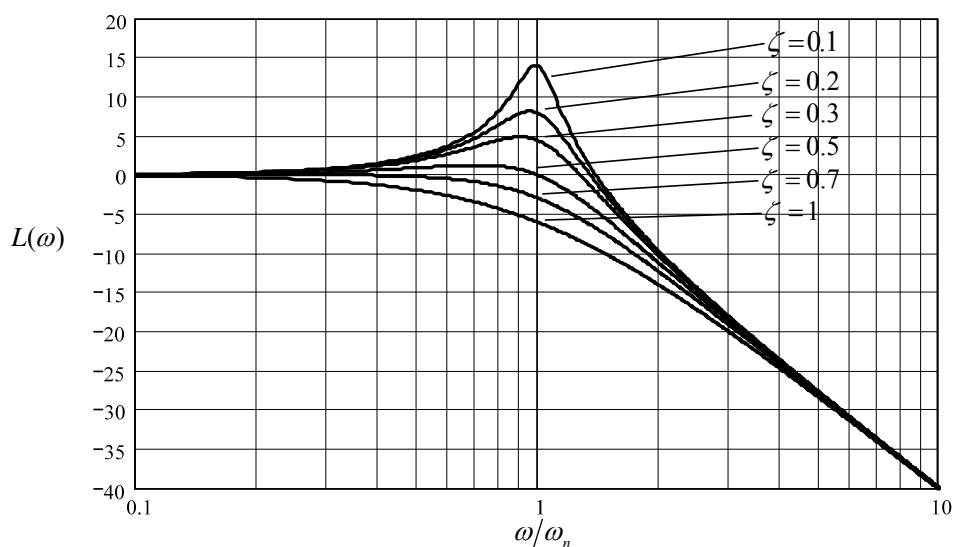
其中

$$\begin{cases} A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \\ \varphi(\omega) = -\arctg\left[\frac{2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}\right] \end{cases}$$

根据式 (3-12)，可以求得对数幅频特性为：

$$L(\omega) = 20\lg A(\omega) = -20\lg\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad \text{式 3-13}$$

在 $\omega \ll 1/\tau$ 的低频段， $A(\omega) \approx 1$ ， $L(\omega) \approx 0$ ；在 $\omega \gg 1/\tau$ 的高频段， $A(\omega) \approx 1/\tau^2\omega^2$ ， $L(\omega) \approx -40\lg\tau\omega$ 。所以，低频段渐近线是一条零分贝的水平线，而高频渐近线是一条斜率为 -40dB 的直线。这两条线相交处的交接频率为 $\omega_1 = 1/\tau$ 。在交接频率附近，幅频特性与渐近线之间存在一定的误差，其值取决于阻尼比 ζ 的值，阻尼比愈小，则误差愈大。当 $\zeta < 0.707$ 时，在对数幅频特性上出现峰值。该二阶 LC 低通滤波器系统的伯德图如图 3-5 所示。



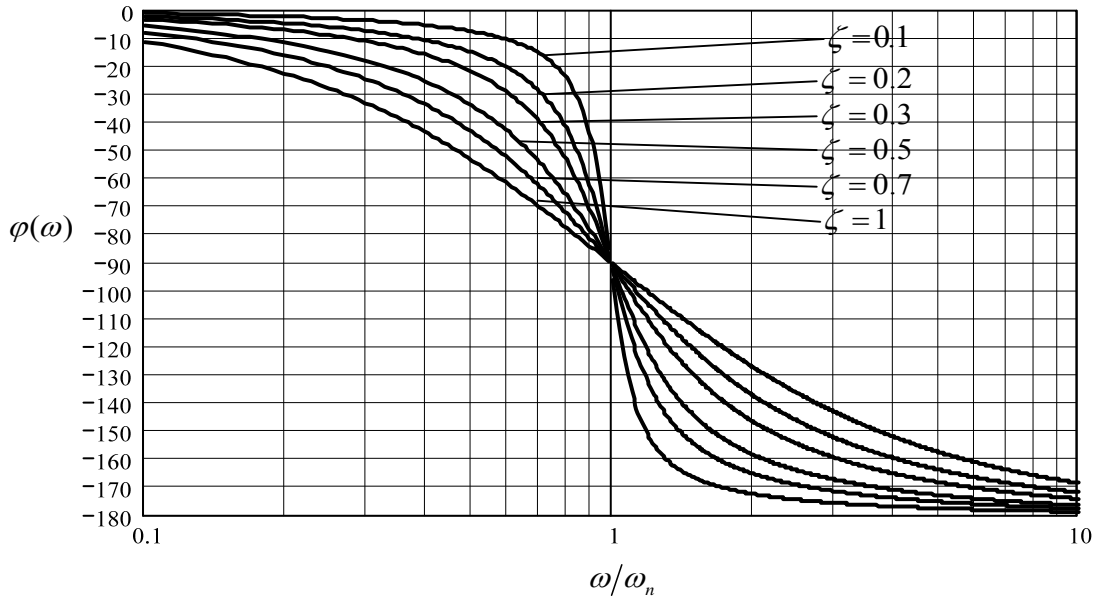


图 3-5 二阶 LC 低通滤波器系统的伯德图（上图为幅频特性，下图为相频特性）

从上面的分析及图 3-5 中可以看出，影响滤波效果的参数主要是转折角频率 ω_n 和阻尼比 ζ 。选择 SPWM 逆变器的输出 LC 滤波器的转折频率 f_n （其中 $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$ ）远远低于开关频率 f_s ，它对开关频率以及其附近频带的谐波具有明显的抑制作用。在本课题中，开关频率 $f_s = 16\text{kHz}$ ，取 LC 滤波器的转折频率为开关频率的十分之一，即：

$$f_n = \frac{1}{10} \cdot f_s = \frac{1}{10} \cdot 16\text{kHz} = 1.6\text{kHz} \tag{式 3-14}$$

也就是：
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 1.6\text{kHz} \tag{式 3-15}$$

从图 3-5 中的 LC 滤波器幅频特性中可以看出，高于转折频率时幅频特性以 -40dB 下降。所以取 LC 滤波器的转折频率为开关频率的十分之一后，开关频率处的谐波通过 LC 滤波器后，有接近 -40dB 的衰减。

前面已经提过滤波器还与逆变器的附加电流应力有关，这主要是由滤波器的滤波电感上流过的电流谐波引起的。流过滤波器电感的电流也就是流过功率元件的最大电流，如果流过滤波电感的电流谐波越小，则半导体开关所承受的附加电流应力就越小，而且线路上的损耗也较小。

当参考给定瞬时值为 v_m 时，根据式 3-5，输出的脉宽 t_2 为：

$$t_2 = \frac{T_s}{2} \left(1 + \frac{v_m}{V_{tri}}\right) \quad \text{式 3-16}$$

式中 T_s 为开关周期 ($T_s = \frac{1}{f_s}$)。

在稳定后的理想系统中, 输出电压 v_o 可表示为:

$$v_o = \frac{v_m}{V_{tri}} \cdot E \quad \text{式 3-17}$$

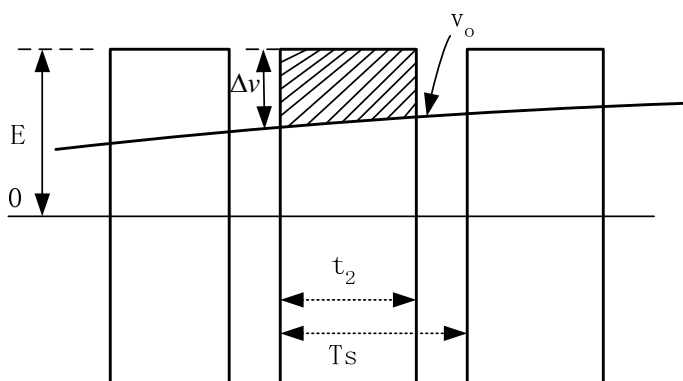


图 3-6 滤波电压两端电压示意图

在 t_2 时间内流过滤波器电感的脉动

电流 Δi_L 为:

$$\begin{aligned} \Delta i_L &= \frac{\Delta v}{L} \cdot t_2 = \frac{E - v_o}{L} \cdot \frac{T_s}{2} \left(1 + \frac{v_m}{V_{tri}}\right) \\ &= \frac{E - \frac{v_m}{V_{tri}} \cdot E}{L} \cdot \frac{T_s}{2} \left(1 + \frac{v_m}{V_{tri}}\right) = \frac{E \cdot T_s \cdot (V_{tri}^2 - v_m^2)}{2LV_{tri}^2} \end{aligned} \quad \text{式 3-18}$$

从上式可以看出当 $v_m = 0$ 时, 电流脉动最大。最大电流脉动 $\Delta I_L \max$ 可以用下式算得:

$$\Delta I_{L\max} = \frac{E \cdot T_s}{2L} = \frac{E}{2L \cdot f_s} \quad \text{式 3-19}$$

其中 E 为直流母线电压, L 为电感值, f_s 为开关频率。

从式 3-19 中可以看出, 滤波电感上的最大谐波电流 $\Delta I_L \max$ 和电感 L 的值成反比。结合式 3-19 和式 3-15, 最后选取的滤波电感和电容的值如下:

滤波电感: $L = 660\mu H$

滤波电容: $C = 22\mu F$

此时滤波电感的最大电流脉动 $\Delta I_L \max$ 为:

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{E}{2Lf_s} = \frac{380}{2 \times 660 \times 10^{-6} \times 16000} \approx 18(A) \quad \text{式 3-20}$$

LC 滤波器的转折频率为:

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} = 1.32\text{kHz} \quad \text{式 3-21}$$

由于阻尼比 ζ 为:

$$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{式 3-22}$$

在滤波器 L 和 C 确定后, 根据上式画出负载 R 与阻尼比 ζ 的关系, 如图 3-7 所示。

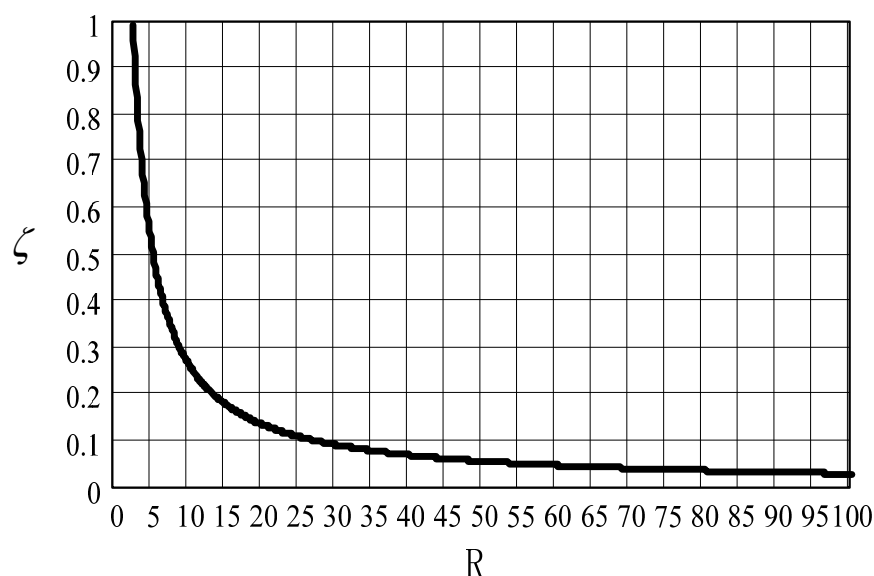


图 3-7 负载与阻尼比的关系

3.3 控制参数设计^[28]

在数字控制系统中, 控制参数的设计有两种常用的途径: 一种是先把被控对象进行离散化, 然后再设计数字控制参数; 另一种是直接在时域内设计控制参数, 再把设计的控制器离散化。在本文中采用后面一种途径。

本课题中所采用的控制方法是电压瞬时值控制。另外为了保证输出波形有效值精度, 在瞬时值环外面加了个平均值环来对输出波形的幅值进行调整。这样,

内环通过瞬时值控制获得快速的动态性能，保证输出畸变率较低，外环使用输出电压的平均值控制，具有较高的输出精度。

通过 3.1 和 3.2 节对逆变桥和输出 LC 滤波器模型的分析，在忽略电感 L 和电容 C 的寄生电阻后，系统的控制框图如图 3-8 所示。图中 $G_1(s)$ 为被控对象，其中 $K_{pwm} = \frac{E}{V_{tri}}$ （参见式 3-9）为逆变桥的增益， $R/(L \cdot C \cdot R \cdot s^2 + L \cdot s + R)$ 为忽略电感 L、电容 C 的寄生电阻后的 LC 滤波器传递函数。H1(s)和 H2(s)分别为内环和外环的 PI（比例积分）控制器。输出电压经整流滤波后得到直流量与给定参考信号的有效值进行比较，得到的误差信号经外环调节器后的输出作为内环参考正弦波的幅值，这个幅值乘以单位正弦波后作为内环给定信号。内环给定信号与输出电压瞬时值比较，得到的误差信号经内环 PI 调节器运算，得到内环的控制信号。最后这个控制信号被送入 PWM 发生器，与三角载波调制比较后产生的 PWM 信号经驱动电路后对逆变桥的半导体开关进行控制。

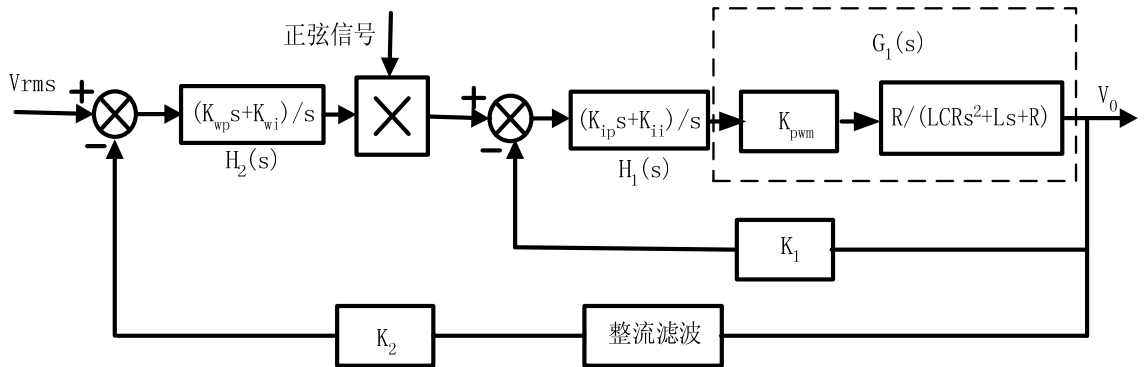


图 3-8 逆变系统控制框图

3.3.1 瞬时值内环参数设计

从图 3-8 中可以看出，内环被控系统的开环传递函数为（反馈系数 K_1 取 1）：

$$G_1(s) = \frac{K_{pwm} \cdot R}{L \cdot C \cdot R \cdot s^2 + L \cdot s + R} \tag{式 3-23}$$

从上式可以看出，被控系统是个二阶系统。滤波器的转折频率为：

$$f_n = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \tag{式 3-24}$$

内环采用的是 PI 控制器，在设计 PI 控制器的参数时，把 PI 控制器的零点设置在滤波器的转折频率处，这样就有：

$$f_z = \frac{K_{ii}}{2\pi \cdot K_{ip}} = f_n = 1320\text{Hz} \quad \text{式 3-25}$$

K_{ip} 和 K_{ii} 分别为 PI 调节器的比例和积分系数，如图 3-8 所示，

接下来要确定的是补偿后的穿越频率 f_c 。在图 3-9 中画出了补偿前后幅频特性的示意图。其中曲线 1 为补偿前被控系统的幅频特性，曲线 2 为 PI 控制器的幅频特性，曲线 3 为补偿后的幅频特性。从曲线 3 中可以看到，补偿后的幅频特性在低频段以 -20dB/dec 下降，过了滤波器的转折频率 f_n 后以 -40dB/dec 下降，保证了对高频段的衰减。

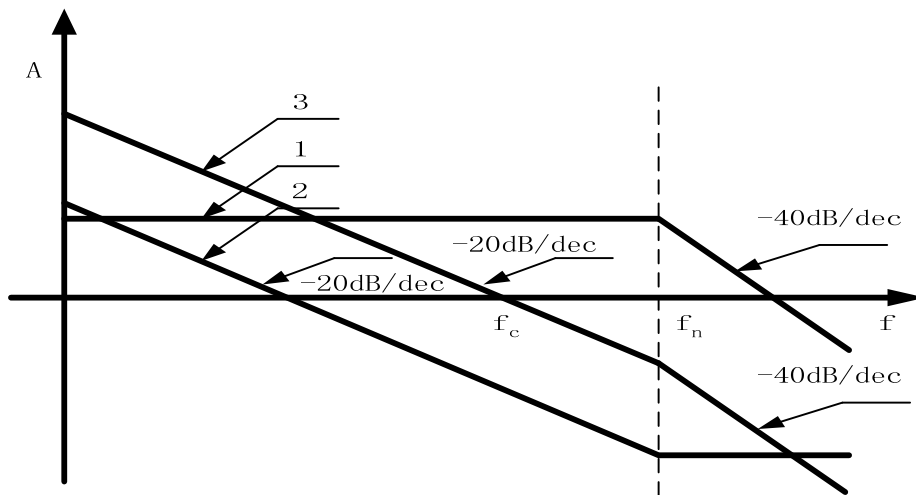


图 3-9 补偿前后幅频特性示意图

在确定穿越频率 f_c 时，如果穿越频率选得比较低，则在低频段的增益比较小，会影响系统的快速跟随性能；如果穿越频率比较靠近滤波器的转折频率，则在低频段可以得到比较大的增益，改善系统的快速跟随性能。但另一方面从图 3-5 中可以看到，如果穿越频率靠近滤波器的转折频率，在阻尼比 ζ 小（逆变器空载或轻载）的情况下，转折频率及其邻近频率的增益有可能大于 1，同时如果穿越频率靠近滤波器的转折频率，也会使补偿后的相角裕度变小。从上面分析可以得到下面结论：穿越频率往低频靠，可以提高系统的稳定性，但会使快速跟随性能变差；如果穿越频率往滤波器转折频率移，可以改善系统的快速跟随性能，但会使

系统不稳定^[29]。所以在确定穿越频率时，应在系统稳定性与系统动态响应中得到一个比较折衷的选择。在本课题中选穿越频率为转折频率的十分之一，所以有：

$$f_c = \frac{1}{10} \cdot f_n = 132\text{Hz} \quad \text{式 3-26}$$

补偿后的内环传递函数为：

$$G(s) = \frac{K_{ip} \cdot s + K_{ii}}{s} \cdot \frac{K_{pwm} \cdot R}{L \cdot C \cdot R \cdot s^2 + L \cdot s + R} \quad \text{式 3-27}$$

由于在穿越频率处，开环增益为 1，再结合式 3-25 有：

$$\begin{cases} \frac{K_{ii}}{2\pi \cdot K_{ip}} = 1320 \\ \left| \frac{K_{ip} \cdot s + K_{ii}}{s} \cdot \frac{K_{pwm} \cdot R}{L \cdot C \cdot R \cdot s^2 + L \cdot s + R} \right|_{s=j2\pi \cdot 132} = 1 \end{cases} \quad \text{式 3-28}$$

式中 $R=15\Omega, L=660\mu\text{H}, C=22\mu\text{F}, K_{pwm}=E=380$ (在设计时把三角载波的幅值当成 1)。

由式 3-28 可以解得内环 PI 控制器的参数： $K_{ip} = 2.63 \times 10^{-4}$ ， $K_{ii} = 2.18$ 。

所设计的内环 PI 控制器如下：

$$H_f(s) = \frac{2.63 \times 10^{-4} s + 2.18}{s} \quad \text{式 3-29}$$

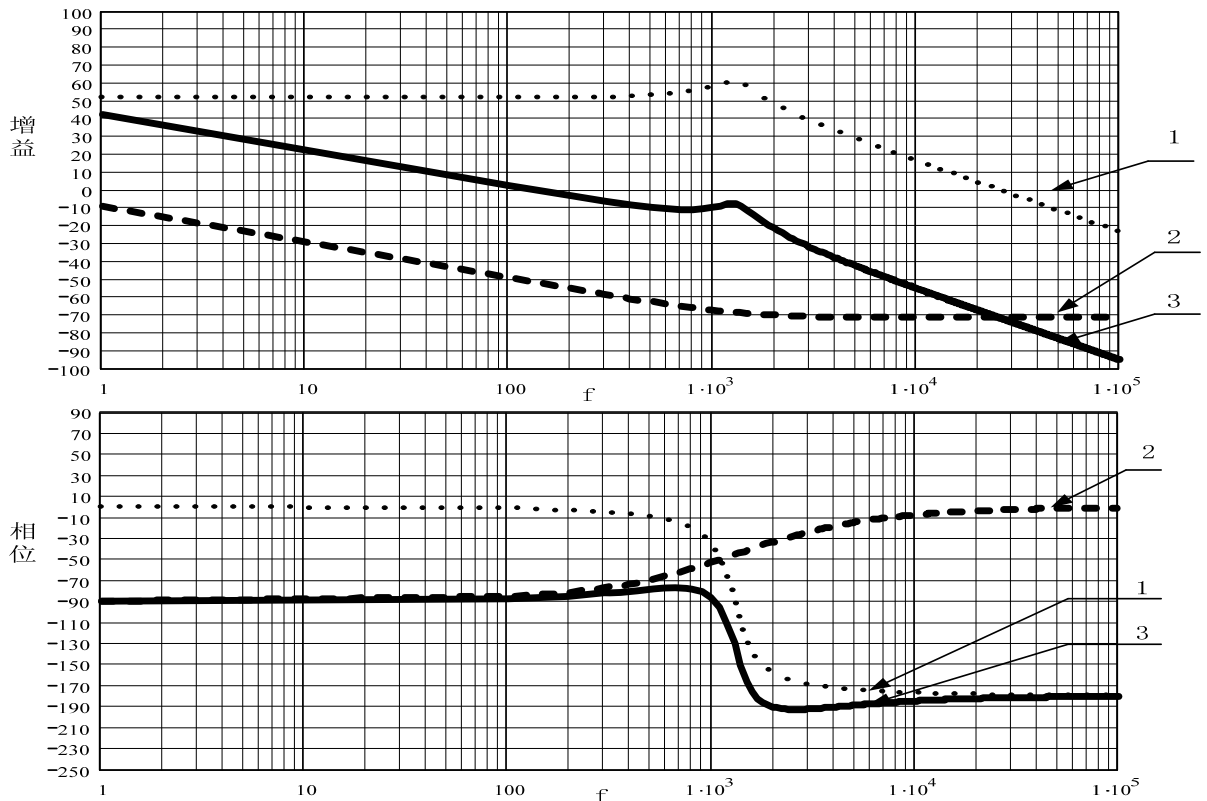


图 3-10 系统补偿前后的伯德图（上图为幅频特性，下图为相频特性）

根据上面设计的内环 PI 控制器，可以画出系统补偿前后的伯德图，如图 3-10 所示。上图中，曲线 1 为补偿前被控系统的幅频特性；曲线 2 为 PI 控制器的幅频特性；曲线 3 为补偿后的幅频特性。下图中，曲线 1 为补偿前被控系统的相频特性；曲线 2 为 PI 控制器的相频特性；曲线 3 为补偿后的相频特性。从相频特性图的曲线 3 中可以读出补偿后内环开环的相角裕度为 93.6°。

瞬时值内环加入 PI 控制器后的闭环传递函数为：

$$G_c(s) = \frac{H_1(s) \cdot G_1(s)}{1 + H_1(s) \cdot G_1(s)} \tag{式 3-30}$$

$$= \frac{K_{pwm} \cdot R \cdot K_{ip} \cdot s + K_{pwm} \cdot R \cdot K_{ii}}{L \cdot C \cdot R \cdot s^3 + L \cdot s^2 + (R + K_{pwm} \cdot R \cdot K_{ip}) \cdot s + K_{pwm} \cdot R \cdot K_{ii}}$$

由此，可以画出补偿后内环闭环传递函数的伯德图，如图 3-11 所示。

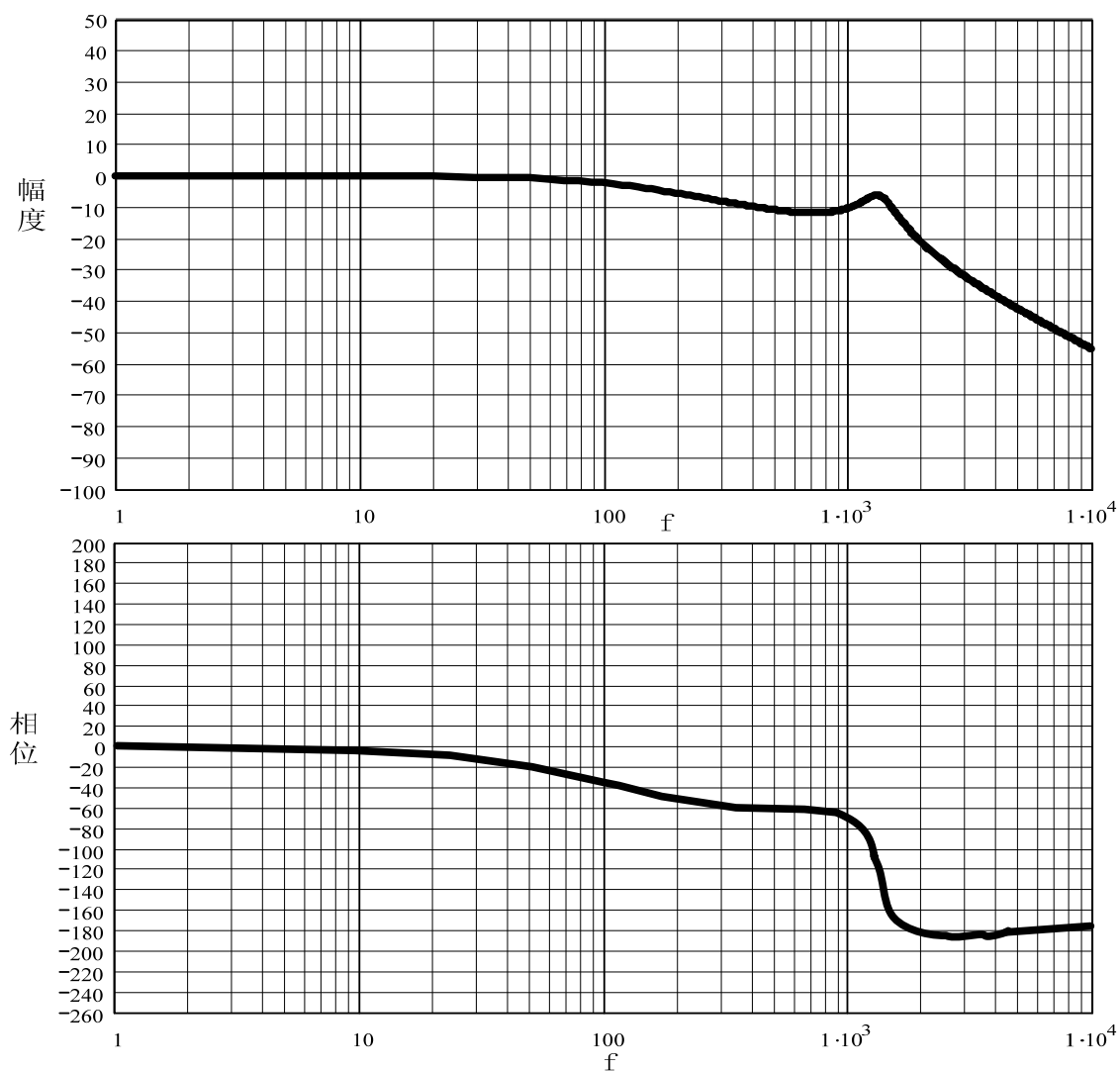


图 3-11 内环闭环传递函数的伯德图

3.3.2 平均值外环设计

在设计平均值外环时，把内环闭环作为被控对象，其传递函数和伯德图分别为式 3-30 和图 3-11。外环的控制框图如图 3-12 所示。外环的参考值是输出电压的参考幅值，反馈量是输出电压的幅值信号，这两个都是直流量。由于外环仅调节输出电压的幅值，外环的输出只是改变内环参考正弦波的幅值。从控制的角度看，被控对象的输入是 50Hz 正弦波的幅值，输出也是 50Hz 正弦波的幅值，实际上被控对象的传递函数就是内环闭环传递函数幅频特性上 50Hz 频率对应的增益。所以可以把图 3-12 中虚线框的部分等效成一个比例系数 K_w ：

$$K_w = |G_c(s)|_{s=j2\pi \cdot 50} \approx 0.93 \quad \text{式 3-31}$$

所以可以把外环控制框图由图 3-12 简化成图 3-13。

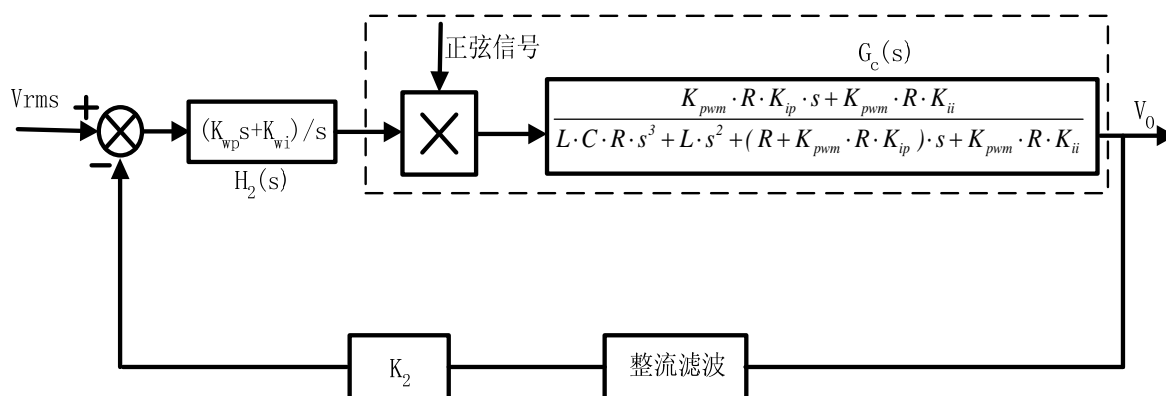


图 3-12 平均值外环控制框图

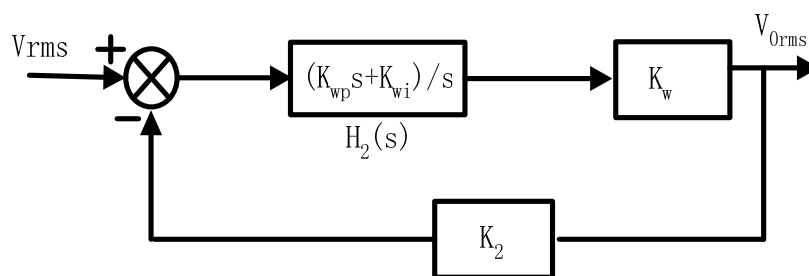


图 3-13 平均值外环控制简化框图

在设计外环控制器时，把外环的反馈系数 K_2 当成 1，即 $K_2=1$ 。外环 PI 控制器零点的频率 f_{wz} 设置在 100Hz，即 $f_{wz} = 100\text{Hz}$ ，转折频率 f_{wc} 设置在 10Hz，即 $f_{wc} = 10\text{Hz}$ 。所以有：

$$\begin{cases} \frac{K_{wi}}{K_{wp}} = 2\pi \cdot f_{wz} = 200\pi \\ \left| \frac{K_w \cdot (K_{wp} \cdot s + K_{wi})}{s} \right|_{s=j2\pi \cdot f_{wc}} = 1 \end{cases} \quad \text{式 3-32}$$

从上式可以解得： $K_{wp} = 0.107$ ； $K_{wi} = 67.2$ 。

外环 PI 控制器如下：

$$H_2(s) = \frac{0.107s + 67.2}{s} \quad \text{式 3-33}$$

图 3-14 中给出了外环开环的伯德图，其中上图为外环开环的幅频特性，下图为外环开环的相频特性。

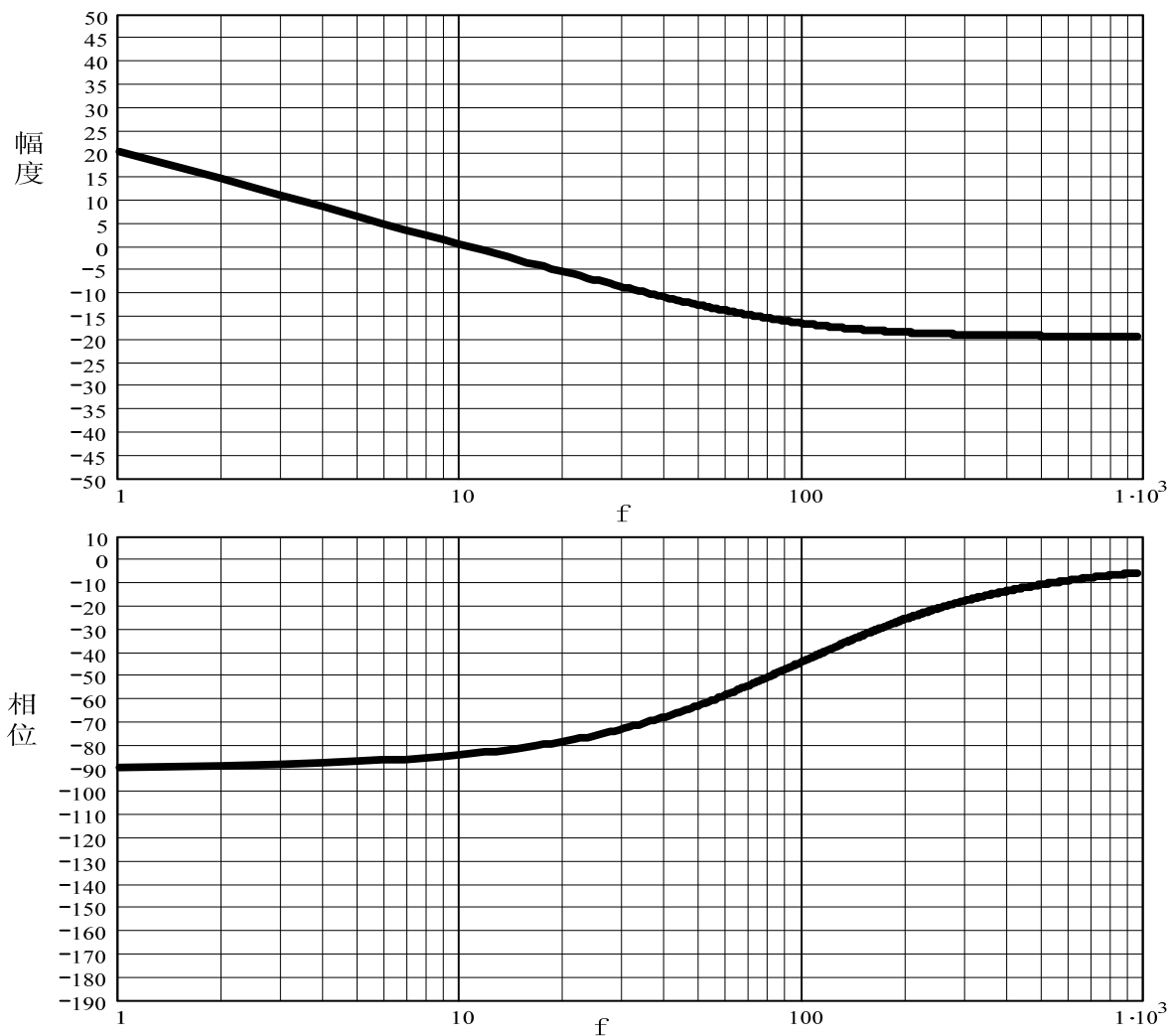


图 3-14 外环开环传递函数伯德图

外环闭环的传递函数为：

$$G_{wc}(s) = \frac{H_I(s) \cdot K_w}{1 + H_I(s) \cdot K_w} \tag{式 3-34}$$

$$= \frac{K_w \cdot K_{wp} \cdot s + K_w \cdot K_{wi}}{(1 + K_w \cdot K_{wp})s + K_w \cdot K_{wi}}$$

外环闭环传递函数的伯德图如图 3-15 所示，其中上图为外环闭环的幅频特性，下图为外环闭环的相频特性。

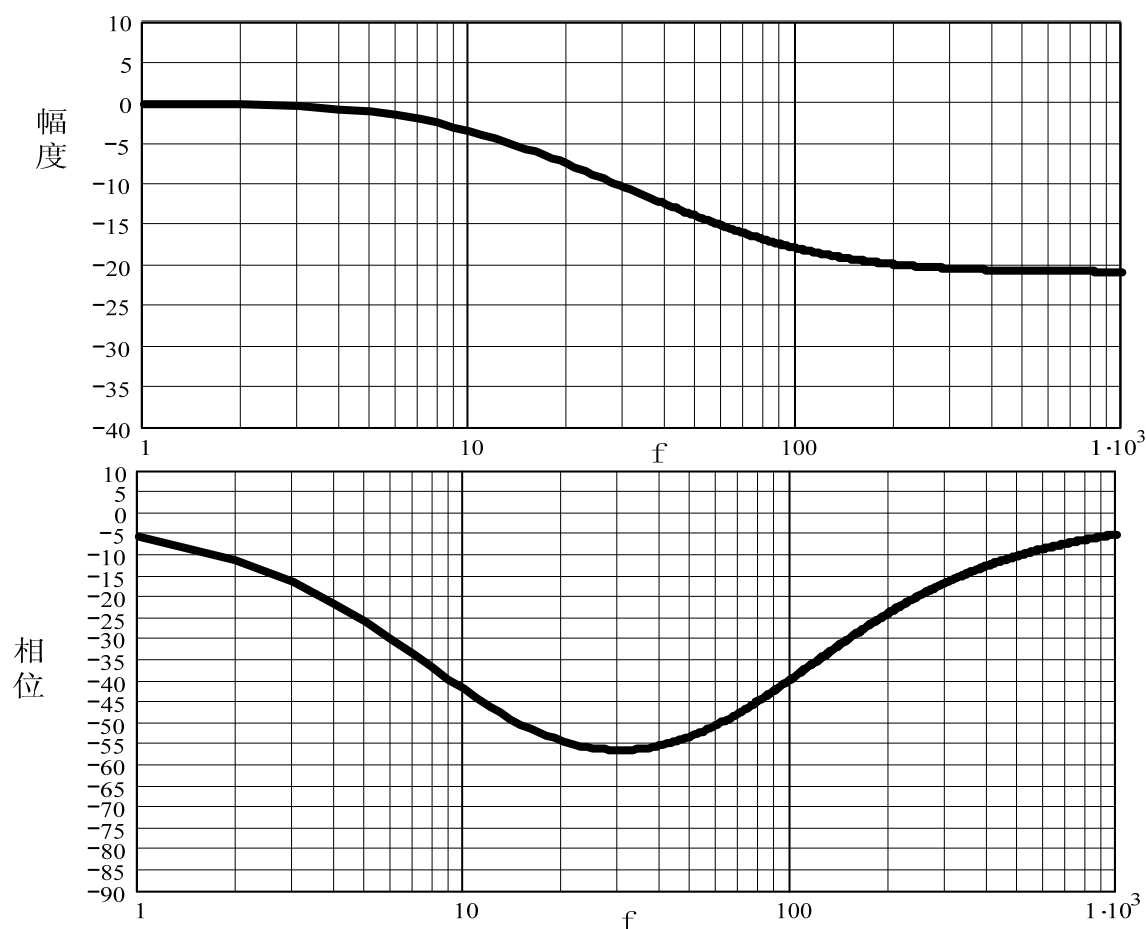


图 3-15 外环闭环传递函数伯德图

在控制中，为了从输出电压中得到外环反馈所需要的电压幅值信号，主要有两种方法。一种方法是把输出电压经过整流和低通滤波后得到与电压幅值成正比的直流量，然后通过 DSP 对这个直流量采样后进行控制；另一种是在数字控制系统中，把半个输出电压周期或一个输出电压周期内对输出电压的采样值进行累积，并从累积值中求得输出电压的幅值。在第一种方法中，低通滤波器存在着很大的滞后环节，而第二种方法，为了得到输出电压幅值，存在数值累积这段时间滞后。所以这两种方法，很大程度上限制了外环的调节速度。

本课题中，为了改善外环的调节速度，采用类似滑模的方法，在每个开关周期内都可以获得输出电压的幅值信号。这样在每个开关周期内就可以对电压外环进行一次计算。获得输出电压的幅值信号的示意图如图 3-16 所示。其原理是：在开关周期 T_{n+1+N} 时（ N 为一个输出电压周期内，输出电压的采样点数），把上次开关周期的输出电压累积值 Sum_n 减去开关周期 T_n 的输出电压采样值 V_n ，再加上当前开关周期输出电压采样值 V_{n+1+N} ，这样就得到了当前开关周期输出电压

的累积值。用递推公式表示如下：

$$Sum_{n+1} = Sum_n - V_n + V_{n+1+N} \tag{式 3-35}$$

用这个累积值就可以得到输出电压幅值。

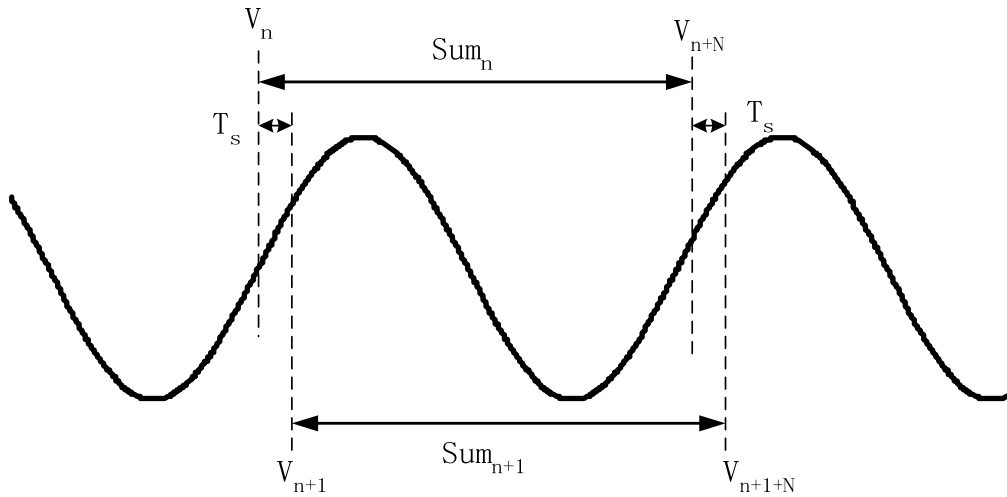


图 3-16 获得输出电压的幅值信号的示意图

3.4 模拟控制器的离散化^{[30][31]}

在上一节中已经设计了模拟域上 PI 控制器的参数，在这节主要是把模拟域上的控制器离散化成数字控制所需要的差分方程。把模拟控制器离散化主要有三种方法：冲激响应不变法，阶跃响应不变法，双线性变换法。这里选用了冲激响应不变法得到了数字 PI 方程。

设 PI 调节器的输出量为 $u(t)$ ，输入量为 $e(t)$ ，调节器的比例系数为 K_p ，积分时间常数为 T_i ，则 PI 调节器的传递函数为：

$$\frac{u(s)}{e(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) \tag{式 3-36}$$

把式 3-36 写成时域方程有：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \tag{式 3-37}$$

对上式进行离散化，采用矩形法进行数值积分，即以求和代替积分，以差分代替微分就可以得到第 $(k-1)$ 次和第 k 次采样时刻调节器的输出：

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{1}{T_i} \sum_{n=0}^k e(n) T_s \right] \quad \text{式 3-38}$$

$$u(k-1) = K_p \left[e(k-1) + \frac{1}{T_i} \sum_{n=0}^{k-1} e(n) T_s \right] \quad \text{式 3-39}$$

式中 T_s 为调节器的采样周期。

采用增量式算法，由上式可得两个采样时刻间调节器输出增量 $\Delta u(k)$ 为：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_p \frac{T_s}{T_i} e(k) \quad \text{式 3-40}$$

从而可以得到：

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + \Delta u(k) \\ &= u(k-1) + K_p \left(1 + \frac{T_s}{T_i}\right) \cdot e(k) - K_p \cdot e(k-1) \end{aligned} \quad \text{式 3-41}$$

这样就得到了数字控制所需要的 PI 控制器差分方程：

$$u(k) = u(k-1) + a_1 \cdot e(k) + a_2 \cdot e(k-1) \quad \text{式 3-42}$$

其中：

$$\begin{cases} a_1 = K_p \cdot \left(1 + \frac{T_s}{T_i}\right) \\ a_2 = -K_p \end{cases} \quad \text{式 3-43}$$

上面各式中，各符号意义如下：

$u(k)$ ：PI 调节器的第 k 次输出值；

$u(k-1)$ ：PI 调节器的第 $k-1$ 次输出值；

$e(k)$ ：第 k 次采样时，给定量和反馈量之间的差值；

$e(k-1)$ ：第 $k-1$ 次采样时，给定量和反馈量之间的差值；

在数字系统中，还存在控制延时问题。这主要是数字系统在采样、计算等需要时间。假设在第 n 个开关周期采样，计算得到的结果要到下一开关周期才能使用，这就使控制存在一个开关周期的延时。在开关频率 $f_s = 16\text{kHz}$ 时，控制上的

延时时间为 $T_d = \frac{1}{f_s} = 62.5\mu\text{s}$ 。在连续域中，控制延时可以用 $G_d(s) = e^{-sT_d}$ 来表示。

在离散域中以 $G_d(z) = z^{-1}$ (延时时间为一个采样周期) 表示。

图 3-17 中画出了延时环节的伯德图, 上图为延时环节的幅频特性, 下图为延时环节的相频特性。从图中可以看出, 在整个频域内延时环节的增益均为 1, 并不会影响系统的增益。但随着频率的增大, 延时环节引起的相位滞后情况越来越严重, 在频率 f 处, 所对应的相位滞后为:

$$\varphi_d(f) = f \cdot T_d \cdot 360^\circ \quad \text{式 3-44}$$

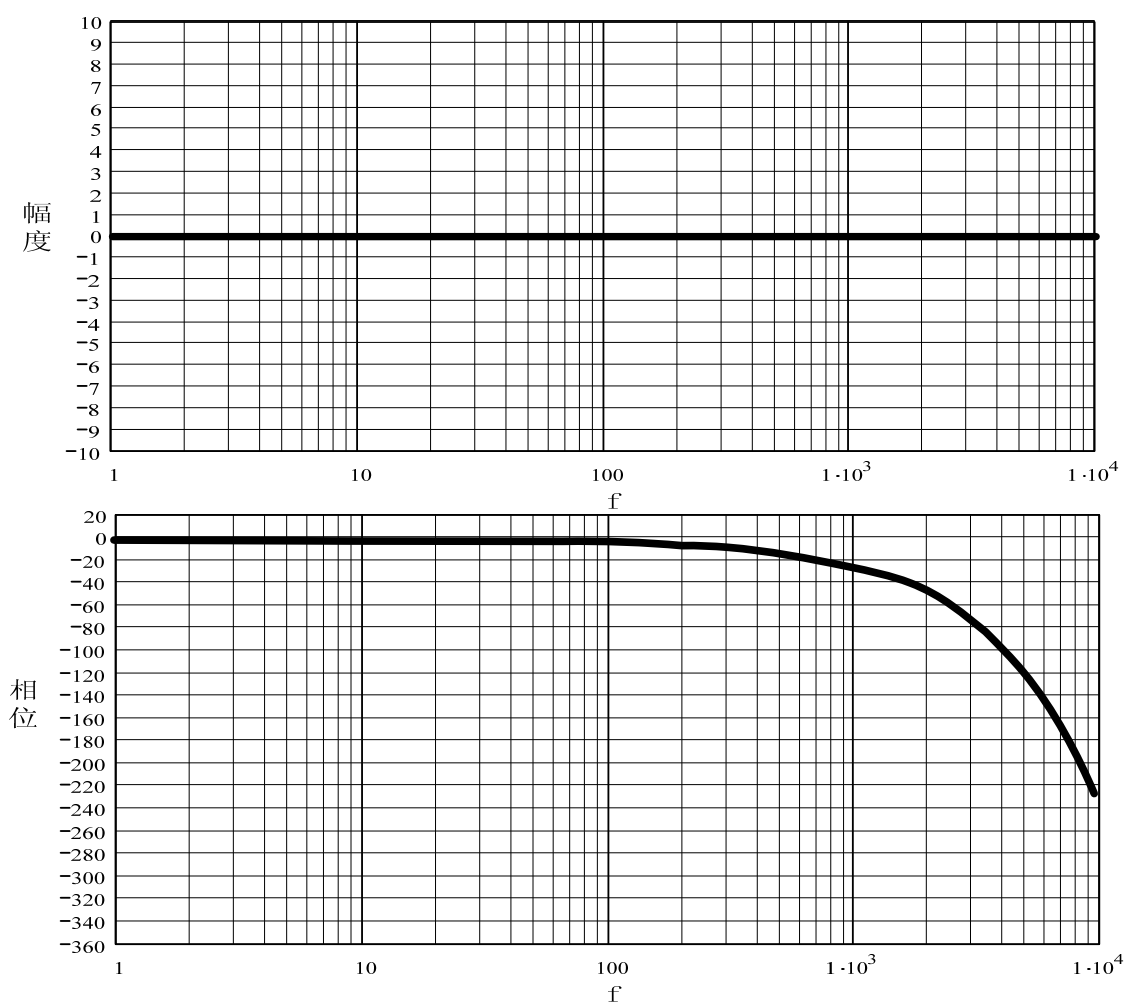


图 3-17 延时环节的伯德图

延时环节的滞后, 会使系统的相位裕度变小。从式 3-44 中可以看出, 如果穿越频率 f_c 越高, 则延时环节的滞后对相位裕度的影响越大。延时环节的存在会使系统的抗干扰能力下降, 严重时会使系统不稳定。

在数字系统中, 为了尽量减小控制延时, 就要合理分配数字处理器的资源和合理安排各种时序。数字处理器的资源和时序的安排, 往往关系到整个控制器的

控制效果，有时还决定控制器有没有办法实现的问题。在本课题中，实时性要求最高的是开关周期的定时中断，因为瞬时值内环，和平均值外环的计算都是在这定时中断里完成的。开关周期的定时中断中，DSP 的时间分配和时序安排如图 3-18 所示。

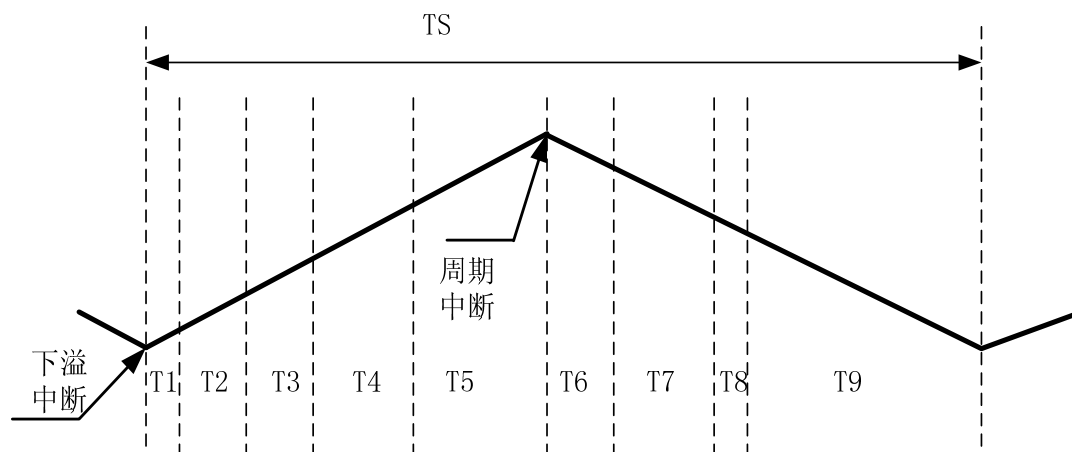


图 3-18 开关周期的定时中断中 DSP 的时间分配和时序安排

在一个开关周期 T_s 内各时间段处理的任务如下：

- T1: 中断现场保护；
- T2: 十六路 AD 采样；
- T3: 三相电压外环计算；
- T4: 三相电压内环计算；
- T5: 处理内外环计算外一些其它任务（如一些数据的处理，保存等），然后查询计数器的周期中断；
- T6: 查询到计数器周期中断后，进行三路 AD 采样（三相输出电压）；
- T7: 再次进行电压内环计算；
- T8: 中断现场恢复；
- T9: 跳出中断，处理背景程序和其它一些中断（RS 接收中断）；

从上面可以看到，输出电压的采样频率是开关频率的 2 倍，在一个开关周期内，电压内环实际是计算两次，控制延时只有开关周期的一半，即 $T_d = \frac{T_s}{2}$ 。

根据上节设计的模拟控制器，和式 3-43 以及上面分析的采样时间，就可以得到数字控制所需要的差分方程，如表 3-1 所示。

表 3-1 模拟控制器对应的数字差分方程

	模拟方程	T_s	数字差分方程
内环	$\frac{2.63 \times 10^{-4} s + 2.18}{s}$	$\frac{1}{2 \cdot f_s}$	$u(k) = u(k-1) + 3.3 \times 10^{-4} e(k) - 2.6 \times 10^{-4} e(k-1)$
外环	$\frac{0.107 s + 67.2}{s}$	$\frac{1}{f_s}$	$u(k) = u(k-1) + 0.111 e(k) - 0.107 e(k-1)$

差分方程差中的系数 a_1 , a_2 与控制程序归一化后参数对应关系如所示。控制程序中的参数小数点定在第十五位 (Q15)。

表 3-2 差分方程中的参数与对应程序归一化后的参数

	差分方程中的系数		程序中对应参数 (Q15)	
	a_1	a_2	a_1'	a_2'
内环	3.3×10^{-4}	-2.6×10^{-4}	5556	-4412
外环	0.111	-0.107	3637	-3506

为了对模拟控制器与离散化后的数字控制器进行比较, 图 3-19 和图 3-20 中分别给出了上面设计的内外环模拟控制器与数字控制器伯德图的比较。其中, 上图为控制器的幅频特性, 下图为控制器的相频特性。从这两个比较图中可以看出, 模拟控制器与数字控制器的特性吻合得很好。

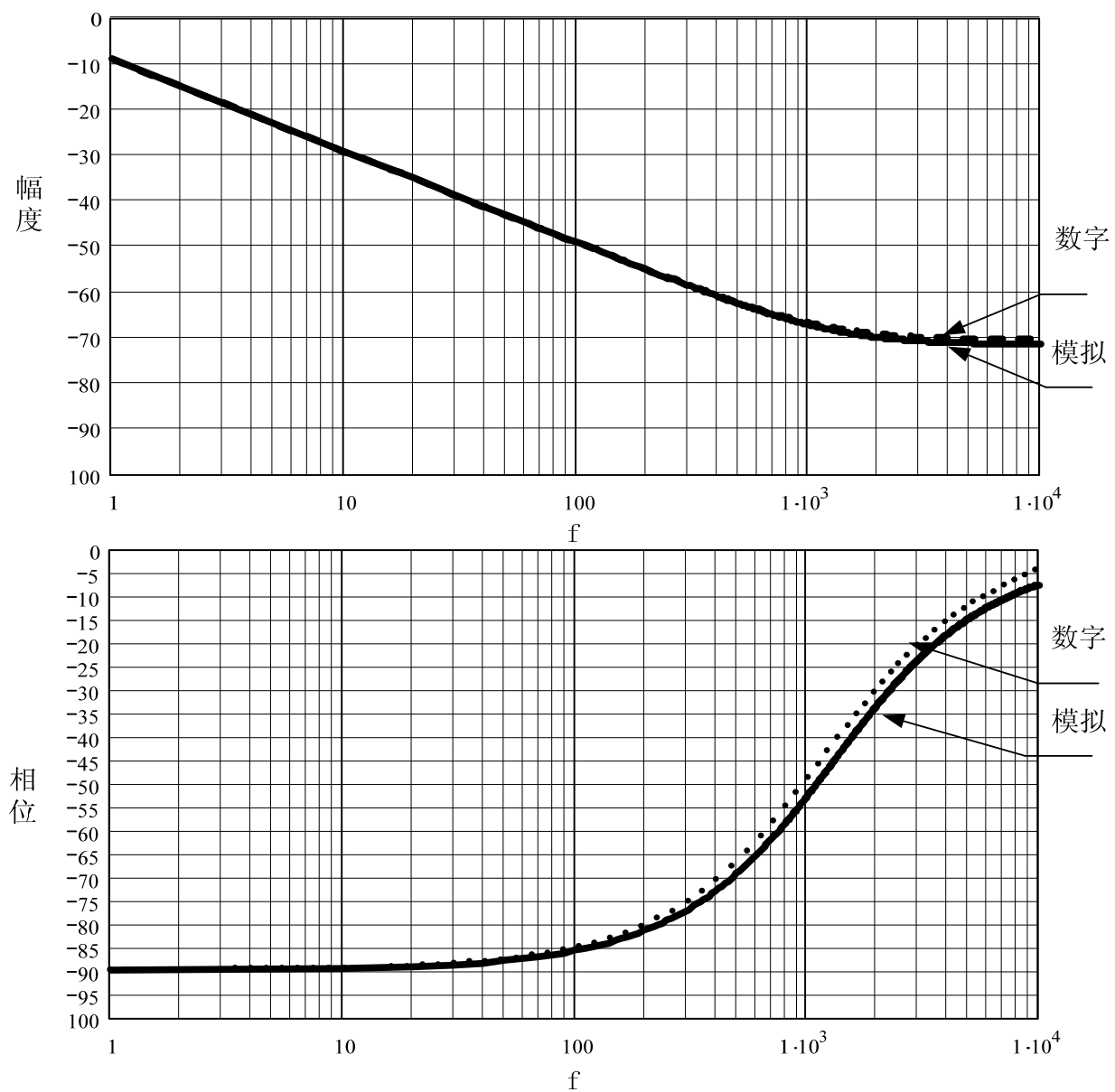


图 3-19 内环模拟控制器与数字控制器伯德图比较

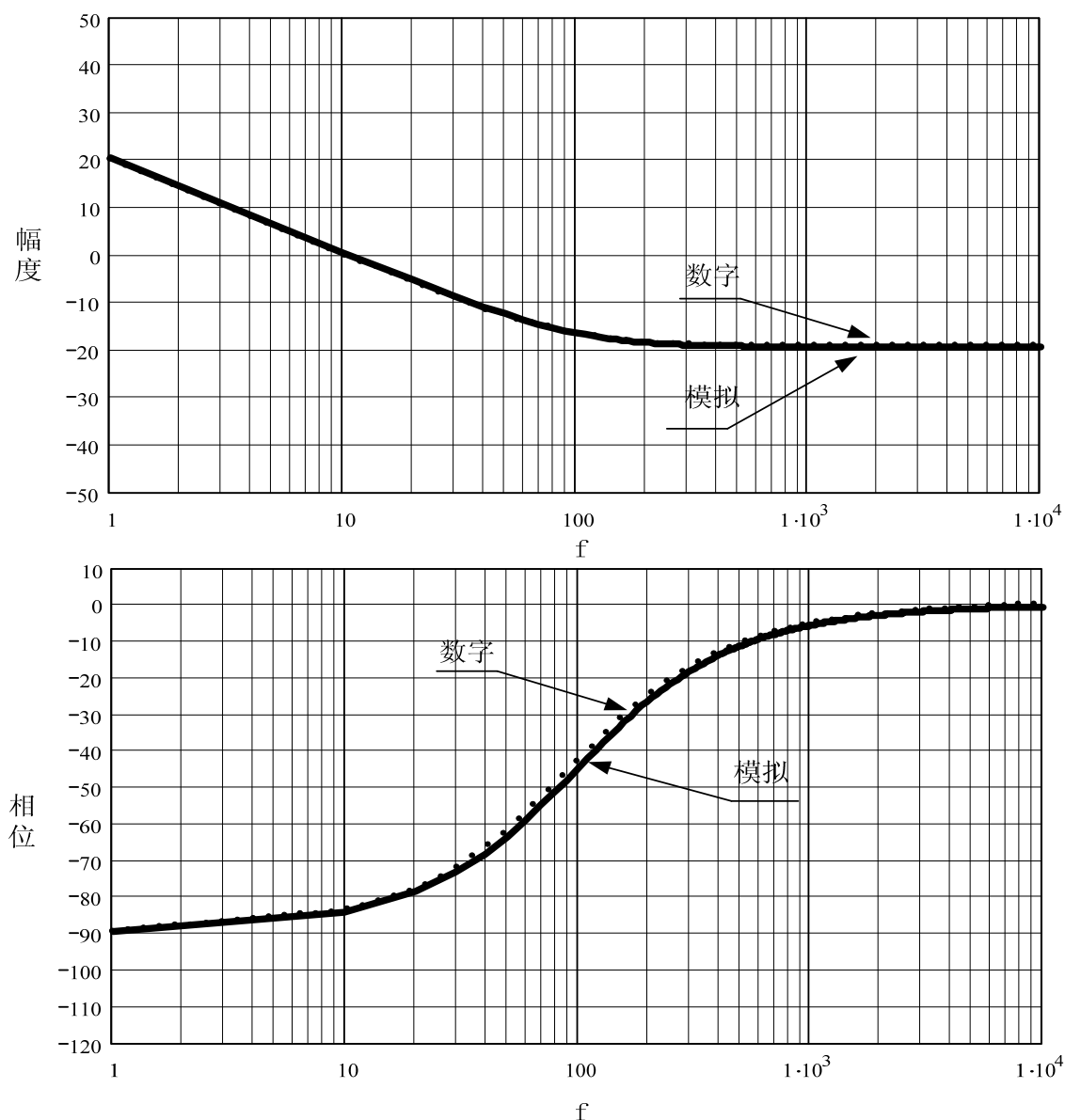


图 3-20 外环模拟控制器与数字控制器伯德图比较

3.5 本章小结

本章在探讨逆变器模型的基础上，根据实际项目设计了逆变器输出 LC 滤波器的参数。针对逆变器模型，在模拟域上设计了输出电压瞬时值内环和平均值外环控制器参数，最后把模拟域上的控制器进行离散化，并把离散化后的控制器与模拟域上的控制器进行了比较。从两者的伯德图上可以看出，他们的幅频特性和相频特性都吻合得比较好。

第四章 软硬件实现及实验结果

4.1 电路的硬件实现

DSP 控制三相逆变器系统中，主要包括以下功能电路：IGBT 模块驱动电路；数字采样调理电路；同步信号过零检测电路；保护电路。下面分别加以介绍。

4.1.1 控制及驱动电路

驱动电路的主要功能是把 DSP 送出的 PWM 控制信号，通过设置死区，然后经过隔离放大后去驱动 IGBT 模块。在本课题中，驱动芯片选用惠普公司的 HCPL-316J，电路如图 4-1 所示。

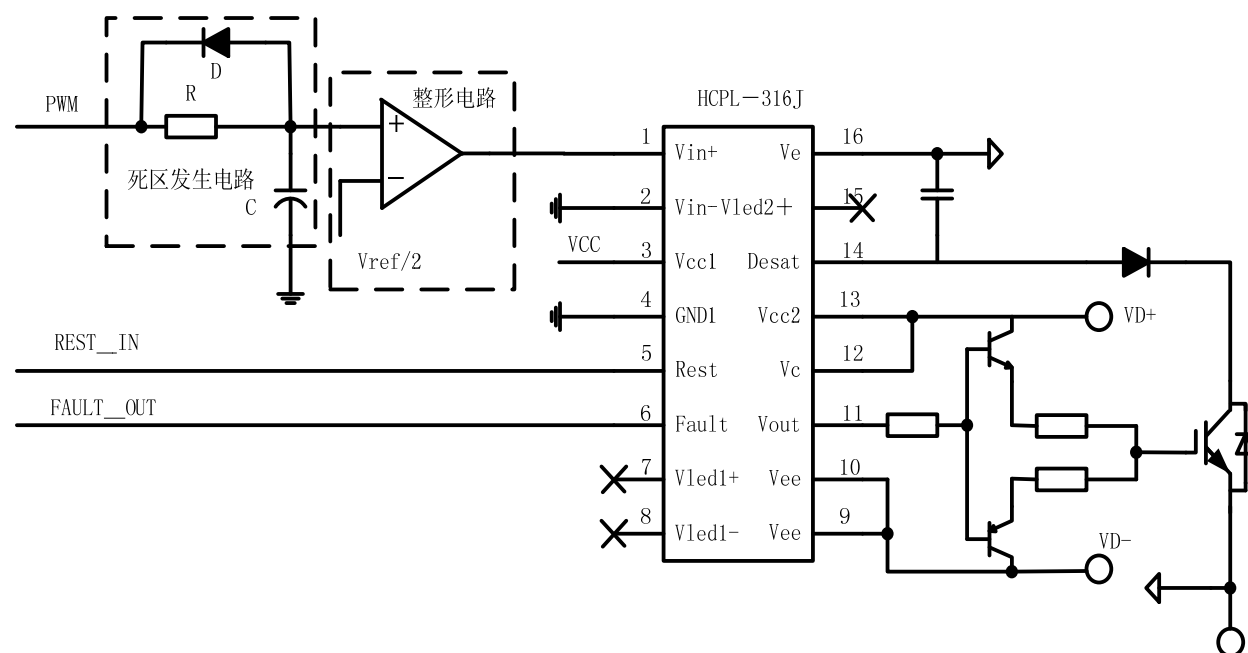


图 4-1 IGBT 模块驱动电路

DSP 送出的 PWM 控制信号，经过由 R-C-D 组成的网络和整形电路来完成死区的设置。在 PWM 脉冲的上升沿，PWM 脉冲通过电阻 R 对电容 C 进行充电。电容 C 上的电压变化方程如下：

$$u_c(t) = V_{CC}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{式 4-1}$$

式中： V_{CC} 为 PWM 脉冲的高电平；

$\tau = R \cdot C$ 为 R-C 时间常数。

在 PWM 脉冲的下降沿，电容通过二极管 D 放电，电容的电压立刻下降。死区的形成示意图如图 4-2 所示。

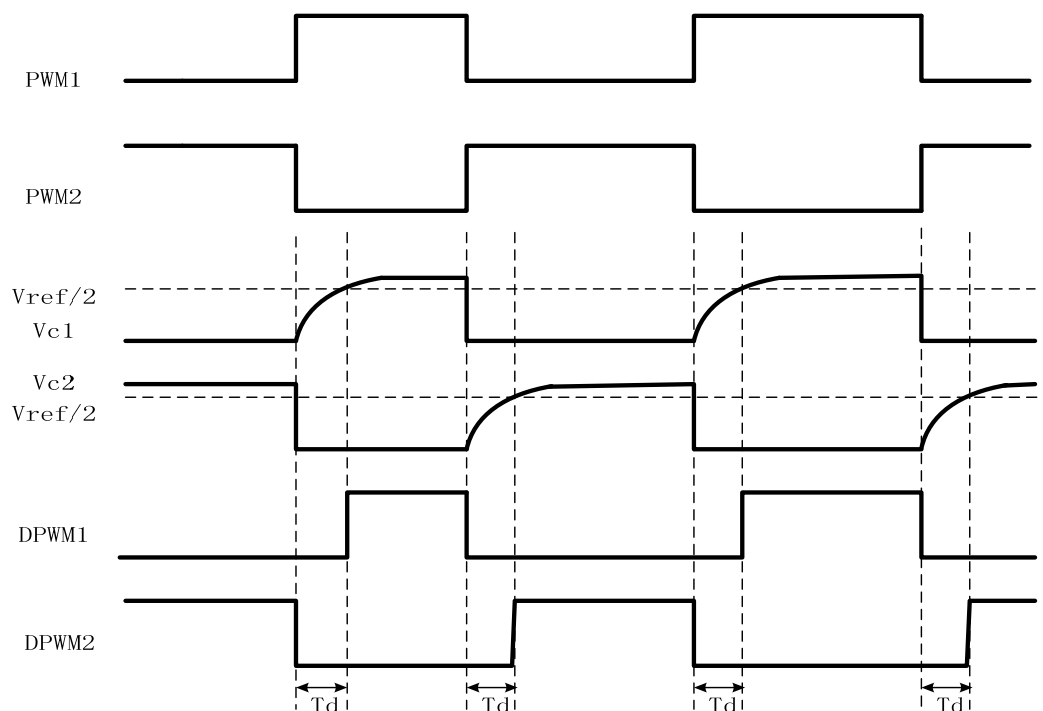


图 4-2 死区发生示意图

图中 PWM1,2 为 DSP 发出的上下桥臂 PWM 控制信号，Vc1,2 为上下桥臂驱动电路上电容 C 上电压，Vref/2 为整形电路的门槛电压（比较器反向端参考电压），DPWM1,2 为经整形后的 PWM 波形，Td 为死区时间：

$$T_d = \tau \cdot \ln\left(\frac{2V_{CC}}{2V_{CC} - V_{ref}}\right) \tag{式 4-2}$$

在 $V_{ref} = V_{CC}$ 时有：

$$T_d = \tau \cdot \ln(2) \tag{式 4-3}$$

整形后的 PWM 波形输入到驱动芯片（HCPL-316J）的 1 脚，经过驱动芯片隔离放大后去驱动 IGBT。为了加大驱动电流，在驱动芯片的输出脚（11 脚）后还加了一级推挽电路。驱动芯片的 14 脚（Desat）用来检测 IGBT 的饱和压降，当 IGBT 的 CE 端电压饱和（过流）时，驱动芯片封锁驱动信号，以对 IGBT 进

行保护，这个封锁信号，可以通过 5 脚（Rest）清除。另外，驱动芯片发生过流保护动作后，芯片内部通过光耦隔离后，从 6 脚（Fault）输出低电平，这个信号可以通过 DSP 的 I/O 口进行识别。

4.1.2 死区电路对输出波形的影响分析^{[32][33]}

任何固态的电子开关器件都具有一定的开通和关断时间，对于确定的开关器件，其通断时间是不可能通过控制消除的，它必然会引起开关器件的状态与其控制信号状态的偏移。在桥式电路中，同一桥臂上的两个开关器件工作在互补状态。为防止器件在通断切换瞬时因关断管不能理想地关断而发生两开关“直通”短路故障，系统通常采用时间延迟的控制方法，切换时关断信号立即发出，而开通信号滞后关断信号一小段时间，保证“先关后开”。此时间段内，两开关均关断，形成一段控制死区。

死区的存在会使实际驱动开关管的信号与理想的控制信号偏移，即死区效应。在半桥逆变电路中，死区对波形的影响如图 4-3 所示。

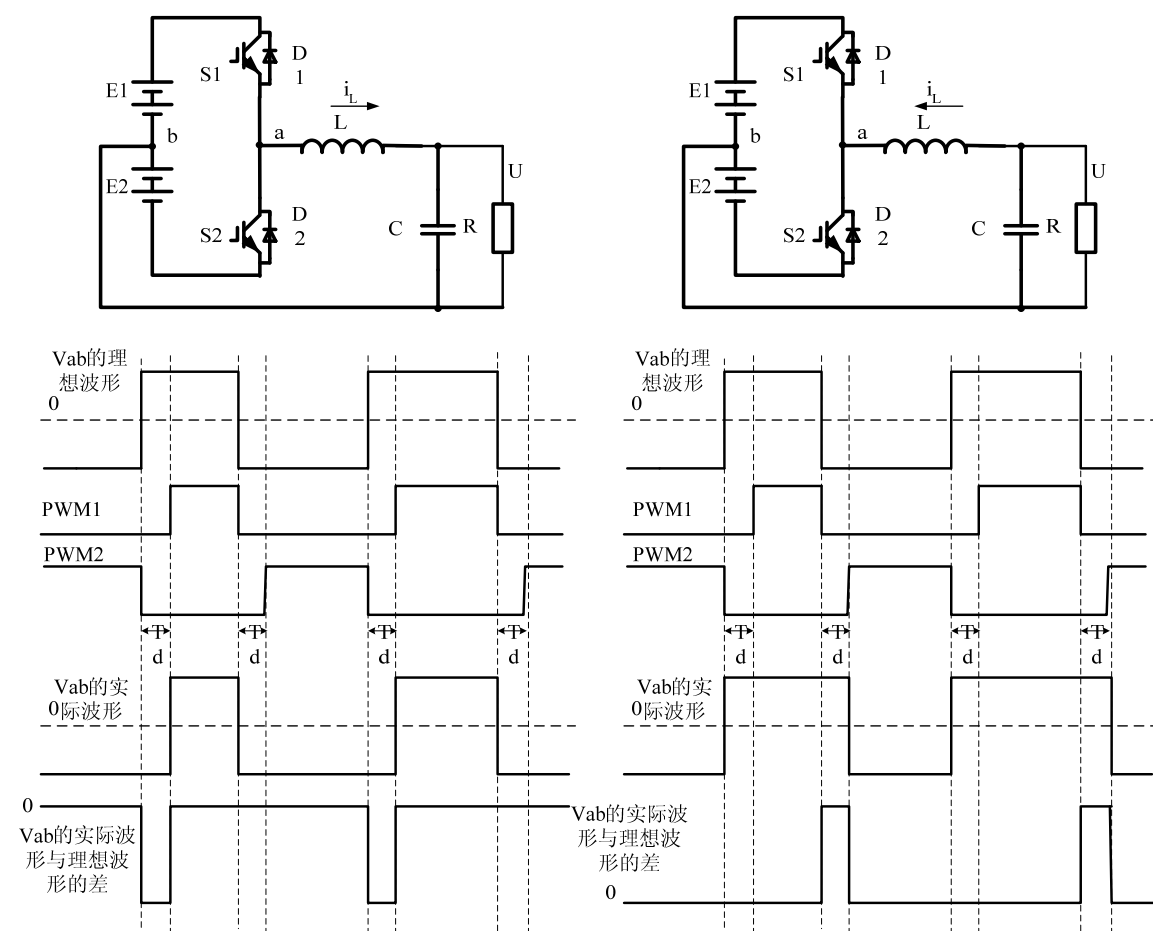


图 4-3 半桥逆变电路中的死区效应（左边电感电流为正，右边电感电流为负）

在死区时间 T_d 内，同桥臂的 2 个开关管均处于关断状态，输出电流只能通过二极管续流。在电流为正的这段时间内（图 4-3 左图），只能由二极管 D2 续流，a,b 间的电压被钳位在 $-E$ ；在电流为负的这段时间内（图 4-3 右图），只能由二极管 D1 续流，a,b 间的电压被钳位在 $+E$ 。从上面分析可知，在死区时间 T_d 内，桥臂的输出电压只与输出电流的极性有关，而与驱动信号的控制逻辑无关。这就使 a,b 间的实际输出电压与理想输出电压之间存在一个电压差，如图 4-3 所示。

从图中可以看出，他们之间的误差电压有如下特点：

- 1) 在每个开关周期内均存在 1 个误差电压脉冲。
- 2) 脉冲电压的幅值为 $2E$ ，脉宽为 T_d 。
- 3) 脉冲的极性与电感电流极性相反。

图 4-4 中画出了一个工频周期内死区造成的误差电压脉冲。如果用一个低通滤波器看误差电压脉冲，可以把误差电压脉冲等效成正负方波，如图中的虚线所示。方波的幅值为：

$$V_h = \frac{T_d \cdot (2E)}{T_s} \tag{式 4-4}$$

式中： T_d 为死区时间； T_s 为开关周期； $2E$ 为直流侧总电压。

对正负方波进行傅立叶分析，可得第 k 次谐波的幅值为：

$$V_k = \frac{4V_h}{k\pi} \tag{式 4-5}$$

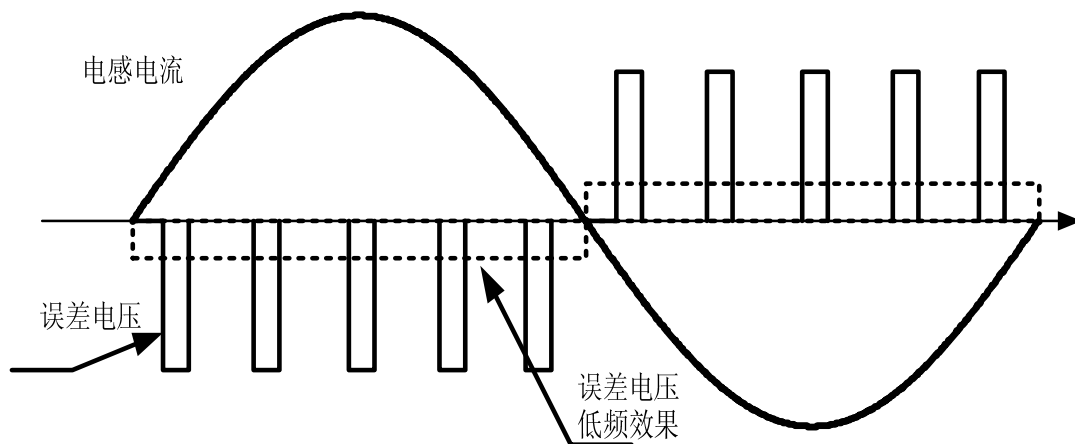


图 4-4 在一个工频周期内死区造成的误差电压脉冲

由于误差电压的基波分量与输出电感电流反相,因而会对输出电压造成一定的基波电压损失。另外由于逆变器输出 LC 滤波器是按照开关频率谐波而设计的,由误差电压引入的 3, 5,7 等低次谐波无法得到有效衰减,从而给输出电压造成了严重波形畸变。

在实际电路中,由于电感电流有纹波,电流纹波的最大值如式 3-19 所示,电感越小,电流纹波就越大。电感电流纹波的存在,使电感电流在基波过零点附近的每一个开关周期内会有两次过零点,如图 4-5 所示。

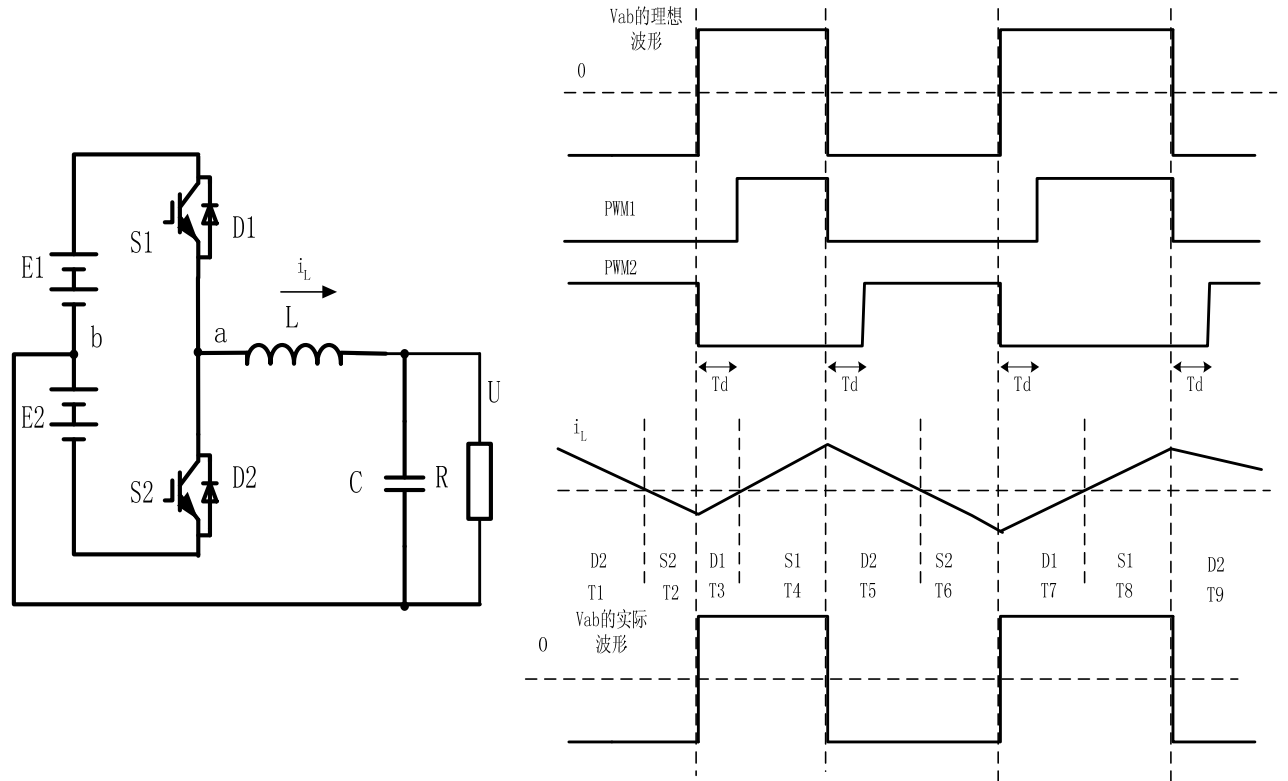


图 4-5 电感电流基波过零点附近时的死区效应

在 T1 期间,电感电流为正,二极管 D2 续流, a,b 间的电压为 -E; T2 期间,开关管 S2 开通,电感电流为负, a,b 间的电压仍为 -E。S2 关断时,电感电流通过二极管 D1 续流, a,b 间的电压为 +E,到 T4 期间,电感电流为正,开关管 S1 开通, a,b 间的电压仍为 +E。接下来的分析与前面一样。从图 4-5 中 a,b 两点间的理想输出电压波形与实际输出的电压波形比较,可以看出死区对 a,b 两点间的输出电压并无影响。

图 4-6 中 (a) 是用 Pspice 仿真的逆变器输出电压与电感电流的波形图, (b) 为实验波形图。仿真时,逆变器为开环控制,开关频率为 16kHz,死区时间为 1.8μs。从图中可以看出,输出电压在一个开关周期内有四处比较明显的畸变点。畸变点发生在电感电流在一个开关周期内刚好全为正,或刚好全为负的点上。这

也是由于在电感电流基波过零点附近时，不存在死区效应，而在电感电流全为正或全为负的这段时间内，则存在死区效应的缘故。

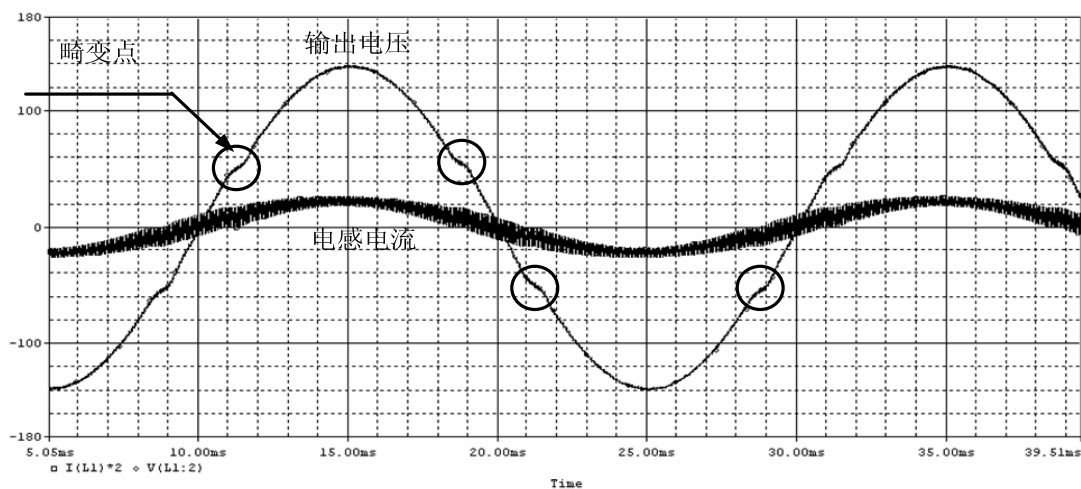
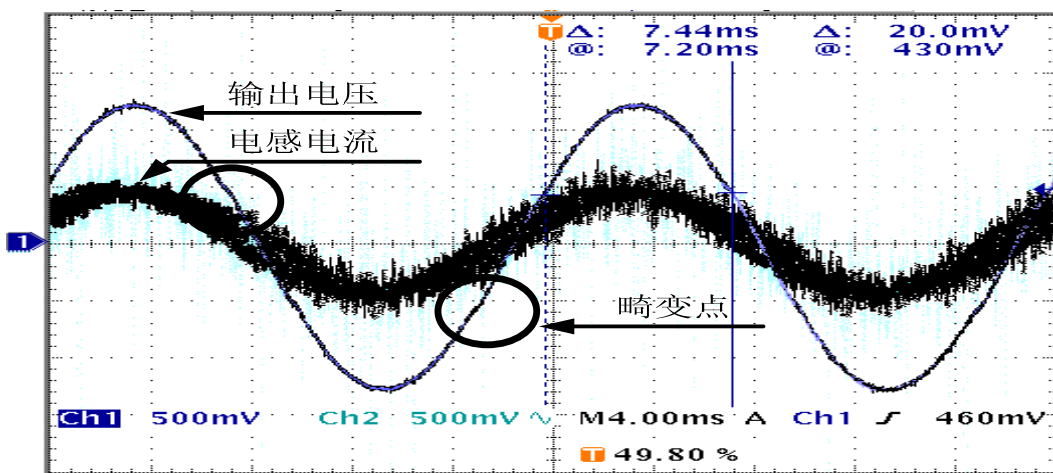


图 4-6 死区效应 (a) Pspice 仿真波形



(b) 实验波形图

死区效应的补偿主要有两种方法：一种是检测出输出电流的极性，并根据电流的极性产生一个补偿信号叠加到参考电压上；另一种方法是检测逆变器的桥臂 PWM 输出电压与参考 PWM 电压的偏差，提供 1 个补偿信号叠加到参考电压上。当系统采用闭环控制时，闭环控制对误差信号的实时补偿也可以减小死区效应对输出电压波形的影响。

4.1.3 数字采样调理电路

在数字控制系统中，通常无法对所需的控制量直接进行 AD 采样，因而通常需要把这些量经过调理后，才能被数字系统进行采样。

图 4-7 是本课题电压采样所用的调理电路，主要包括：差分滤波电路、直流偏置电路和限幅电路。由于选用的控制芯片是 TMS320LF2407，其 AD 转换是单极性的，所以输出电压经差分滤波后，还要经过一级直流偏置电路，偏置的直流量为 AD 转换参考电压的一半。另外为了防止采样电压超出 AD 采样的范围，在直流偏置电路后还加了限幅电路。

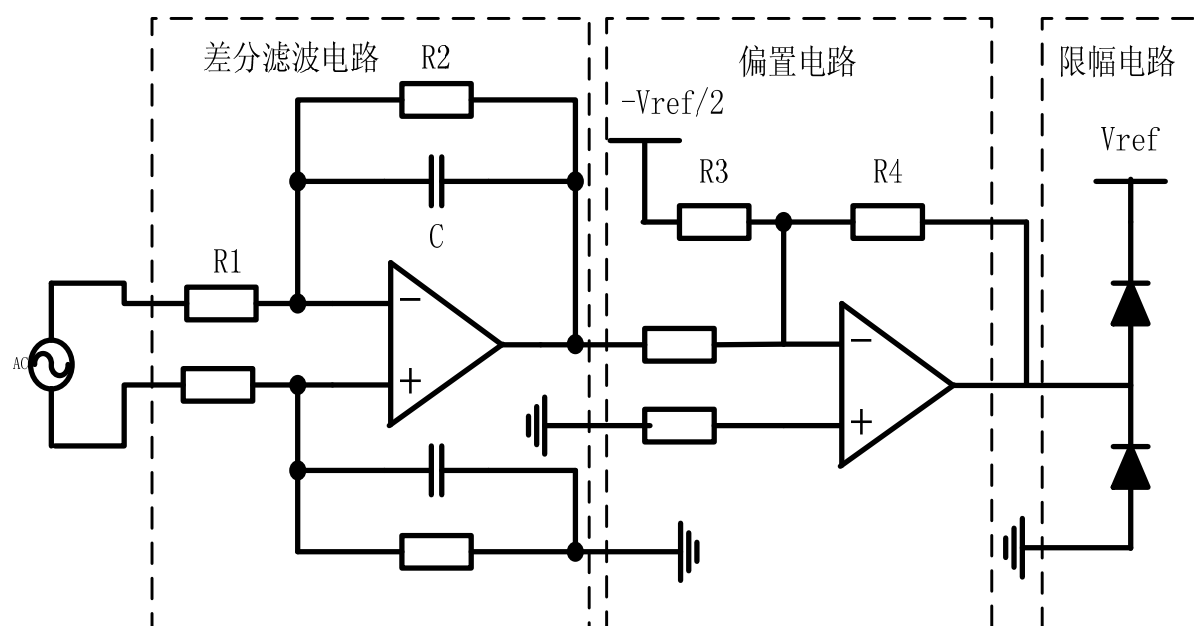


图 4-7 输出电压采样的调理电路

对于三路旁路电压，所需要的是他们的幅值。在调理电路中，把输出电压经差分滤波后通过绝对值电路和二级 RC-RC 低通滤波器（转折频率为 7.2Hz）后得到的直流平均值与其幅值的比例系数为 $\frac{2}{\pi}$ ，所以 DSP 中采样到该直流量后乘以 $\frac{\pi}{2}$ 就可得到旁路电压的幅值。

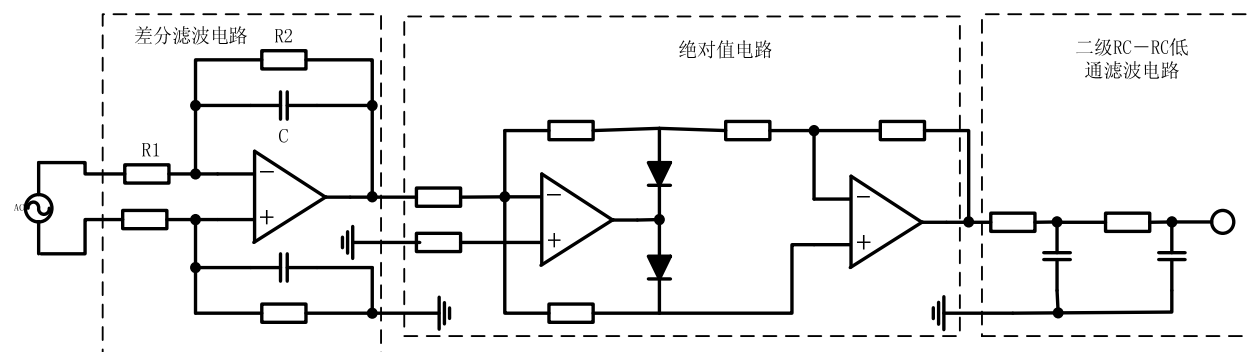


图 4-8 旁路电压采样的调理电路

由于逆变器的输出电压波形要与旁路电压同步，所以电路中要把交流的旁路电压信号，通过过零检测电路变成方波同步信号。过零检测电路如图 4-9 所示。为了防止旁路电压过零点附近由于干扰引起的检测误动作，在旁路电压信号输入到过零检测电路前通过两级的 RC-RC 滤波（转折频率为 154Hz）。由于 RC-RC 滤波器的引入，会使得到的方波同步信号与旁路电压间有一定的相移，所以在数字锁相的程序中，检测输出电压与旁路电压的相位时，要把 RC-RC 滤波器滞后的相位补偿掉。

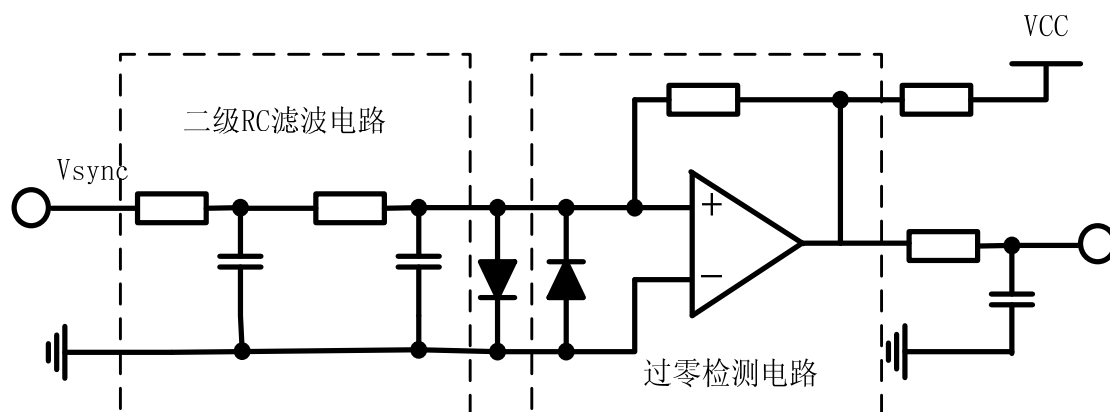


图 4-9 旁路电压过零检测电路

4.1.4 保护电路

逆变器的保护主要包括：过流保护、过载保护、过温保护、直流过欠压保护、逆变输出过欠压保护，另外还有驱动芯片的短路保护。

在本课题研究的逆变系统中，采用的保护策略如图 4-10 所示。图中虚线框

部分为逐周过流保护，其原理如下：逆变器输出滤波电感的电流（流过开关管的电流）通过比较器分别与设定的最大正负电流值进行比较，如果电流值超过限定值，比较器就输出低电平。比较器的输出经整形电路后输入到 D 触发器锁存，并把 PWM 信号封死。当电流降到限定值内时，触发器 16kHz 的时钟信号就把锁存的过流信号清除，使 PWM 信号可以正常工作，从而实现逐周过流保护。逆变器的过载保护、过温保护、直流过欠压保护、逆变输出过欠压保护主要是通过 DSP 的检测来实现的。当 DSP 程序检测到这些故障发生时，通过 I/O 口发出的信号，把逆变器的 PWM 控制信号封死，从而实现逆变器的保护。

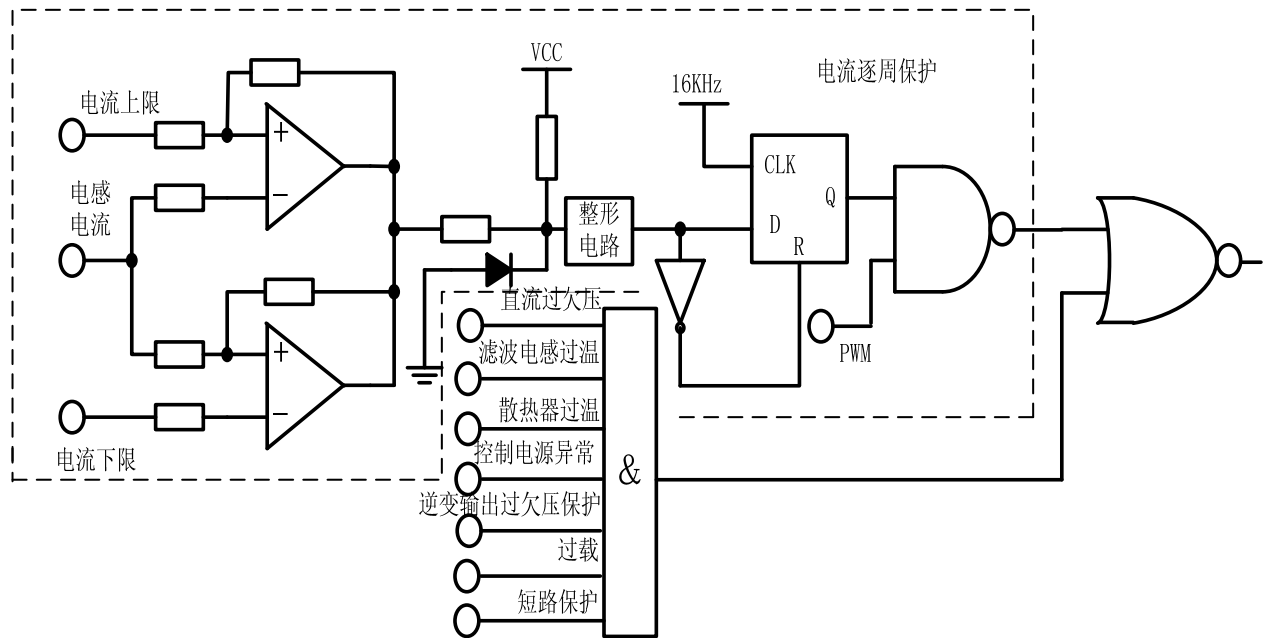


图 4-10 逆变器的保护策略

4.2 功能实现的程序流程图

本课题研究的 DSP 控制三相逆变系统的主要功能包括：逆变器输出波形控制，逆变器输出电压与旁路电压同步控制，逆变器与旁路之间的切换，DSP 与上位机之间 RS485 通讯。这些功能，几乎都是由 DSP 软件来实现的。软件中的子程序和其对应的功能列在表 4-1 中。

表 4-1 软件中的子程序和其对应的功能

子程序称	实现功能
定时中断子程序	实现三相电压外环，内环控制算法；检测旁路与逆相位差。
旁路状态检测子程序	检测三相旁路的电压与频率。
逆变器状态检测子程序	检测逆变器三相工作是否正常。
旁路与逆变比较子程序	逆变器输出与旁路的电压与相位比较。
旁路跳逆变子程序	实现 UPS 由旁路供电切换到逆变供电的动作。
逆变跳旁路子程序	实现 UPS 由逆变供电切换到旁路供电的动作。
逆变器软启动子程序	实现逆变器软启动功能，并在切换之前跟踪旁路电压。
逆变器过载子程序	计算逆变器负载，判断过载程度并计时。
旁路过载子程序	计算旁路负载，判断过载程度并计时。
RS485 接收中断子程序	接收上位机发送的命令和数据。
RS485 发送子程序	判断上位机命令，发送数据或确认字给上位机。

图 4-1 中给出了软件背景程序（主程序）的流程图。在 DSP 得电后，DSP 先进行一些初始化工作。这些初始化包括：系统寄存器初始化，I/O 口初始化，事件管理器初始化，模数转换 ADC 功能块初始化，串行口初始化。各初始化的主要内容如下：

系统初始化：设置系统控制和状态寄存器。

I/O 口初始化：设置复用 I/O 口为特殊功能还是基本 I/O 口功能，并设置 I/O 口为输入 I/O 口还是输出 I/O 口。

事件管理器初始化：设置计数器的计数方式及全比较控制和状态寄存器。

ADC 功能块初始化：设置 ADC 级联方式，转换通道及一些控制寄存器。

RS 通讯初始化：设置串行通讯协议相关寄存器。

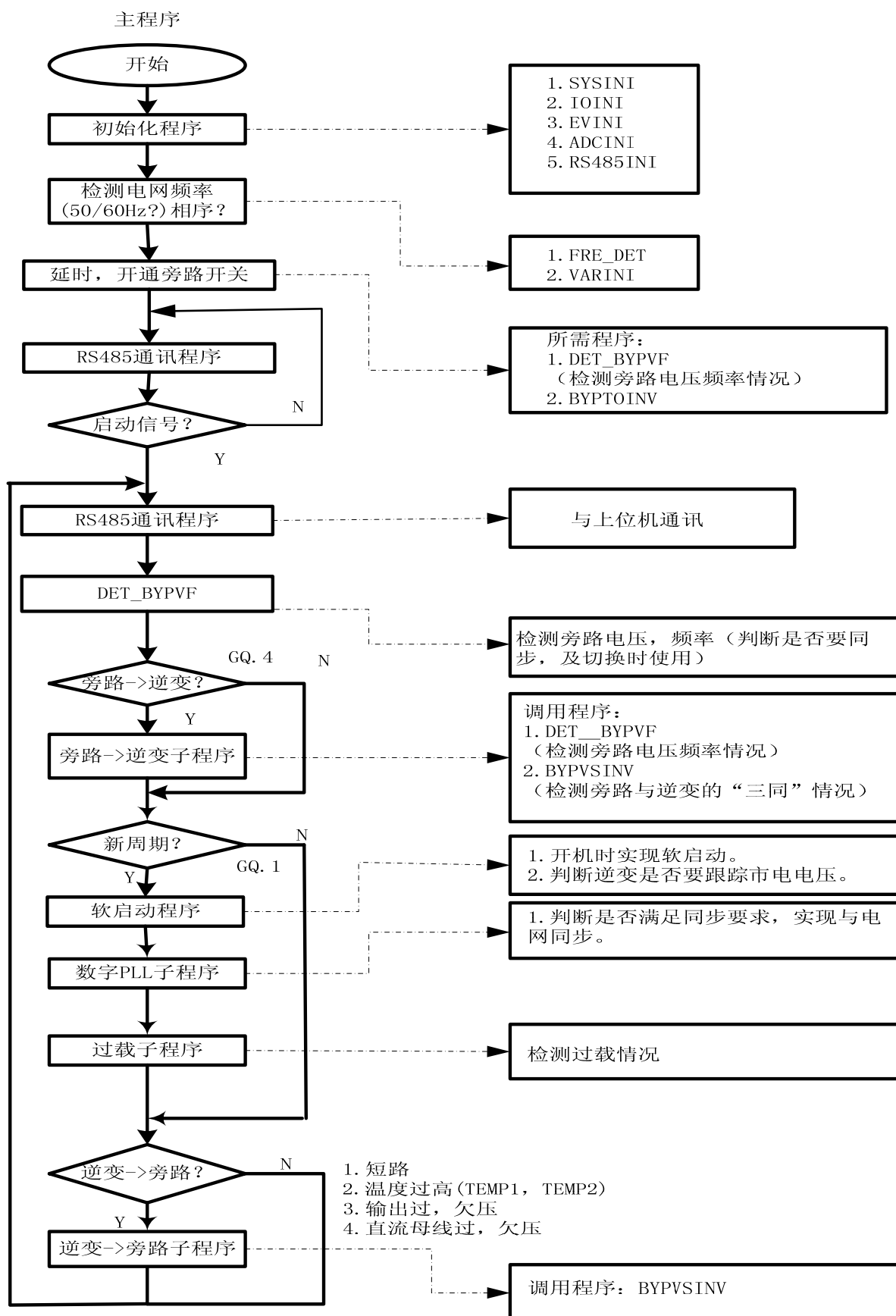
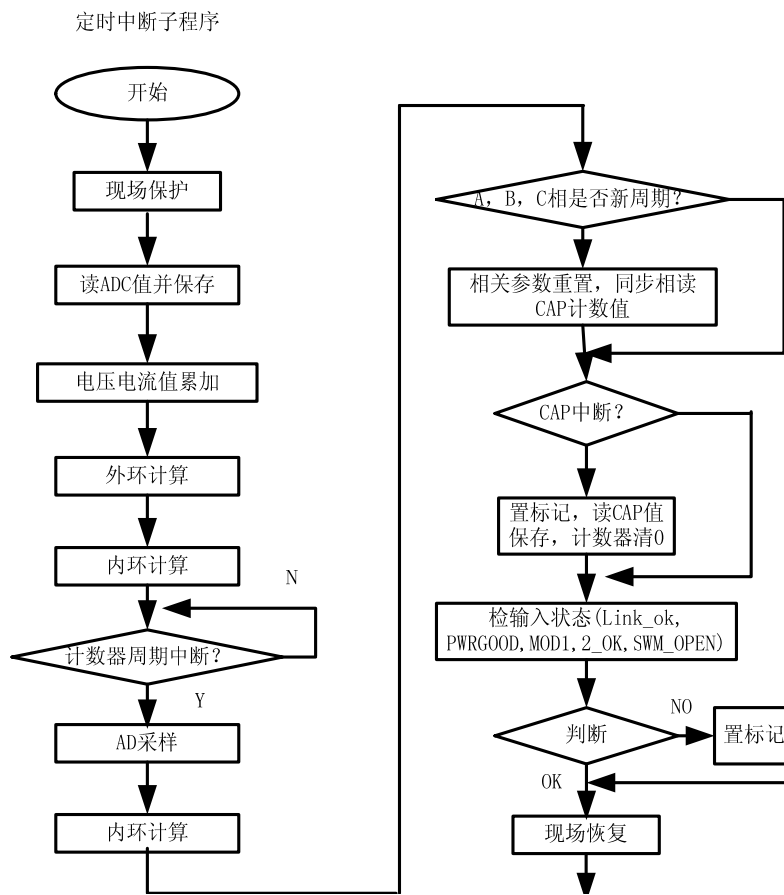


图 4-11 背景程序流程图

初始化完成后检测旁路电压和频率，如果旁路正常，则开通旁路。然后通过RS485 通讯子程序等待上位机发送的启动信号。DSP 得到上位机的启动信号后，就开始进入循环主程序。循环主程序中，通过调用相关子程序完成的相关功能如下：通过 RS485 通讯子程序接收上位机命令和向上位机传送命令；通过旁路检测子程序，检测旁路的电压和频率；在需要由旁路供电切换到逆变供电或由逆变供电切换到旁路供电时，分别调用旁路跳逆变器子程序和逆变跳旁路子程序。在每个工频周期，调用一次软启动子程序、数字锁相子程序和过载判断子程序，以实现逆变器启动时的软启动，逆变输出与旁路电压的相位跟踪及过载保护功能。

三相输出电压的瞬时值内环和平均值外环的计算是在定时中断子程序里完成的，定时中断子程序的流程图如图 4-12 所示。定时中断中，时序的安排如图 3-18 所示。在进入定时中断，并做好现场保护后，DSP 开始进行 AD 转换，在 AD 转换完成后读取并保存数值。然后通过采样值，进行一次



电压外环和内环的计算。这些计算都是在计数器上行计数（三角载波上升阶段）中完成。这次内环计算的结果，存入全比较寄存器后，用来确定计数器下行计数（三角载波下降阶段）时，PWM 输出脉冲的翻转时刻。在检测到计数器周期中断（计数器从上行计数开始转为下行计数）发生后，DSP 重新对输出电压进行一次 AD 采样，并进行电压内环计算。第二次内环计算的结果，用来确定下一开关

周期计数器上行计数时，PWM 输出脉冲的翻转时刻。这样，采样频率实际上为开关频率的两倍，从而减小了采样和计算延时。在完成电压内外环计算后，DSP 还要判断逆变输出的过零点，以获得逆变输出与旁路电压的相位差信号，另外在查询到捕获单元中断发生（旁路电压过零信号）后，读取捕获值，即旁路电压周期。最后，DSP 检查输入的相关状态是否正常，如果不正常，通过 I/O 口，封锁 PWM 脉冲。

三相旁路检测子程序的流程图如图 4-13 所示。旁路检测子程序主要是检测旁路的电压和频率是否在要求的范围内，并根据检测结果在程序所用的寄存器的相应位做上标记。在检测完旁路的电压和频率后，如果此时 UPS 是在旁路供电状态，还要检测旁路可控硅（SCR）是否开通。如果可控硅开通，但检测到的旁路电压或频率不正常，则要把旁路可控硅关断。另外如果 UPS 是在旁路供电状态，但旁路可控硅（SCR）因前面一些故障而被关断，而此时检测到的旁路电压和频率都正常，则要把旁路可控硅重新开通。在检测旁路电压和频率时，为了防止在它们上下限定值附近在正常与异常之间出现反复从而使旁路可控硅反复导通与关断，电压和频率的限定值应设定一定的回差。

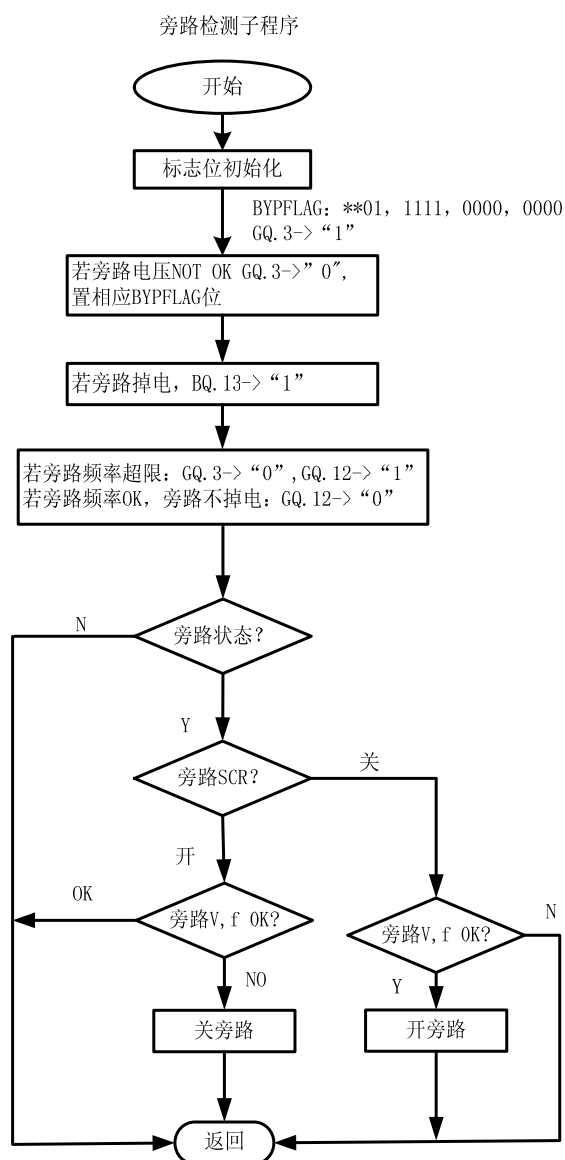


图 4-13 旁路检测程序流程图

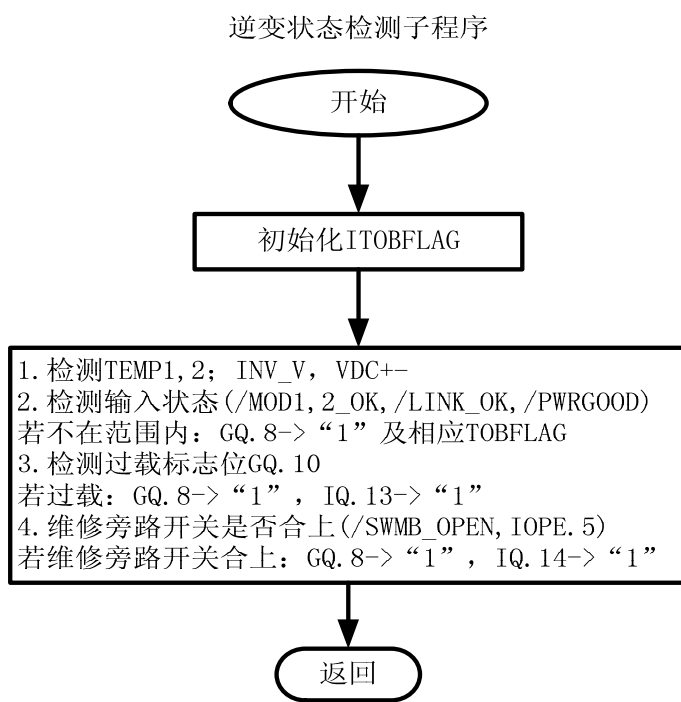
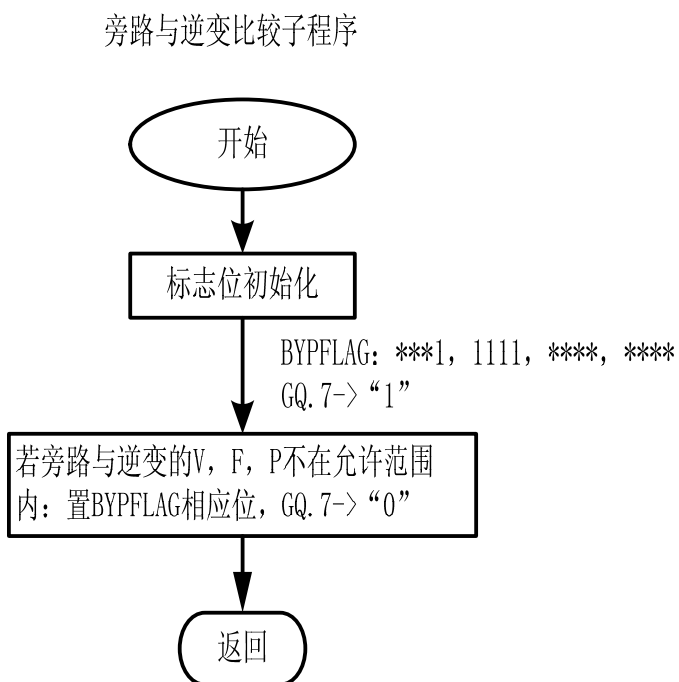
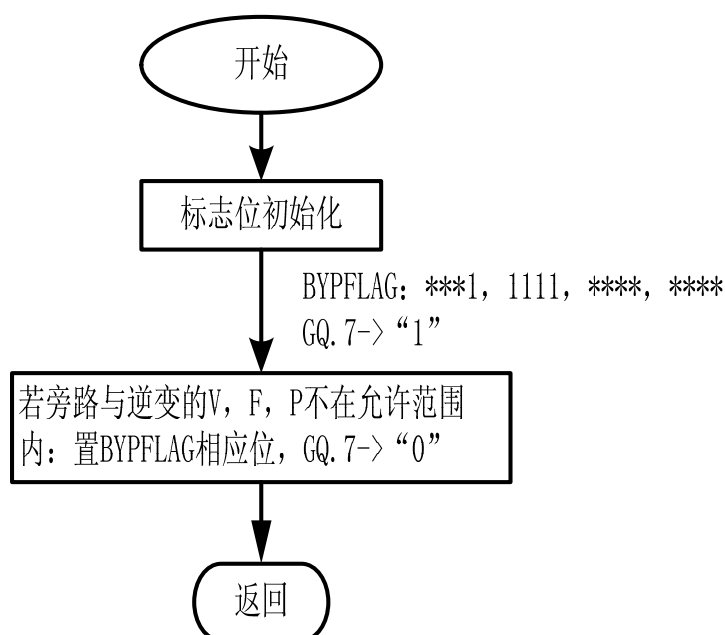


图 4-14 (a) 逆变状态检测流程图



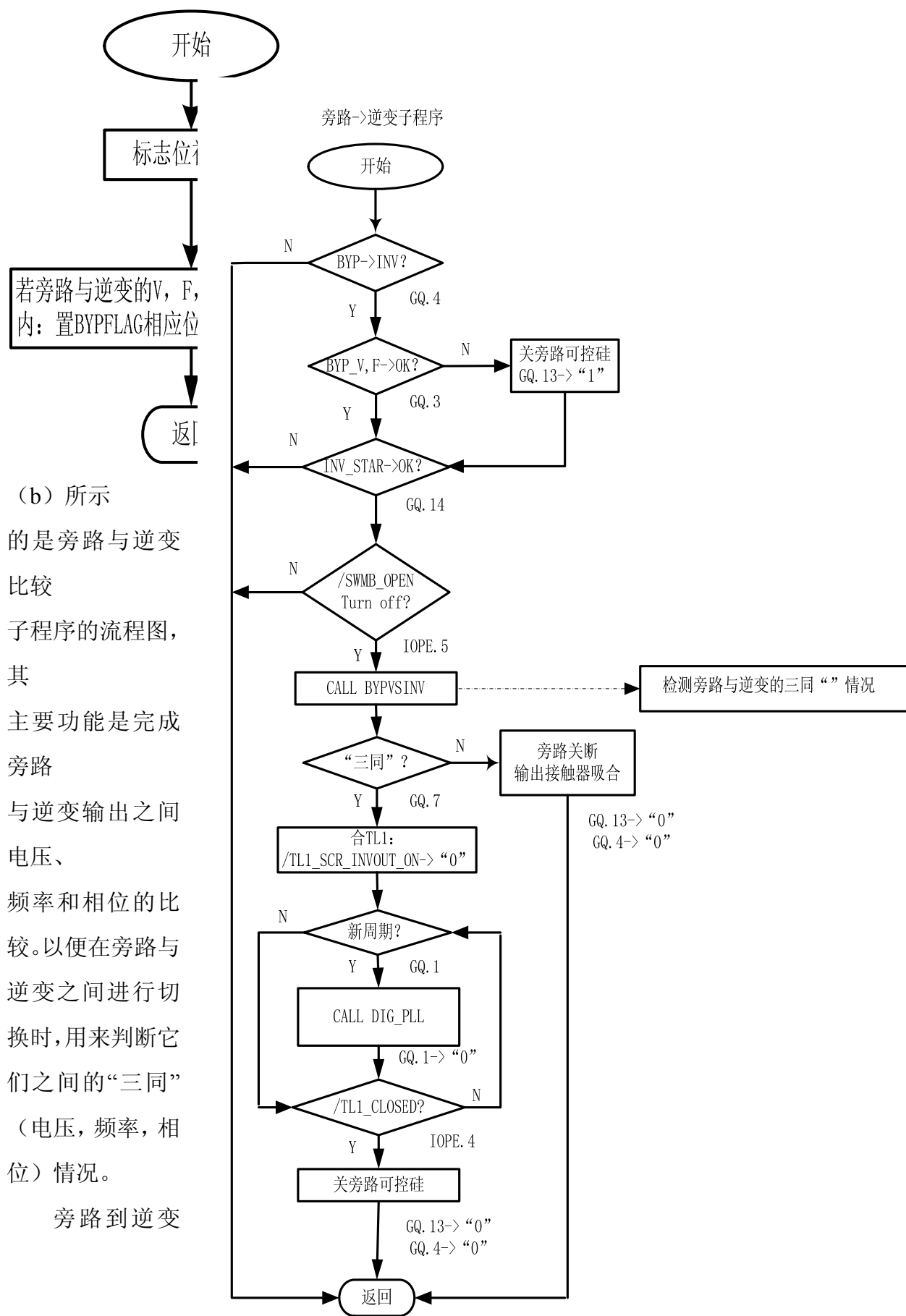
(b)旁路与逆变比较子程序

逆变状态检测子程序的流程图如
旁路与逆变比较子程序



(a) 所示。逆变状态检测子程序主要是检测逆变器的工作状态，包括：逆变输出电压是否出现过欠压；散热器和输出滤波电感是否过温；直流侧是否过欠压；I/O 口的输入状态（驱动芯片的短路保护信号，接插件连接信号，控制电源信号）是否正常；过载子程序是否检测到过载信号；旁路维修开关是否合上。检测这些信号，主要是为了判断逆变器工作是否正常。

旁路与逆变比较子程序



(b) 所示的是旁路与逆变比较子程序的流程图，其主要功能是完成旁路与逆变输出之间电压、频率和相位的比较。以便在旁路与逆变之间进行切换时，用来判断它们之间的“三同”（电压，频率，相位）情况。

旁路到逆变

图 4-15 旁路到逆变切换程序流程图

子程序的流程图如图 4-15 所示。在需要从旁路切换到逆变时，判断是还在逆变器软启动阶段，如果在软启动阶段，则不进行切换。如果逆变器已经启动完毕，检查维修旁路开关是否断开，若没断开，则不能切换，以防止逆变器和旁路长时间同时供电，造成逆变器损坏。检测完维修旁路开关后，判断逆变输出与旁路是否“三同”，如果不“三同”，旁路开关关断，逆变输出接触器吸合。由于输出接触器从得到吸合信号

到接触器实际机械上吸合有一段延时，所以在不“三同”下切换，会造成 UPS 供电的短暂中断。如果逆变器输出与旁路“三同”，则逆变器输出接触器吸合，并经过一段延时或得到接触器实际吸合的触点信号后，再关断旁路可控硅。在这种情况下，逆变器和旁路有短暂的重叠供电时间，实现旁路与逆变之间“零时间”切换。

图 4-16 是逆变到旁路切换子程序的流程图。在需要从逆变切换到旁路时，先检测逆变与旁路的频率和相位是否相同。如果不相同，在关完逆变输出后，延时 0.5S，在旁路电压与频率正常的情况下，开通旁路可控硅。如果逆变器输出与旁路的频率或相位相同，在旁路电压与频率正常的情况下开通旁路可控硅。

错误！未找到引用

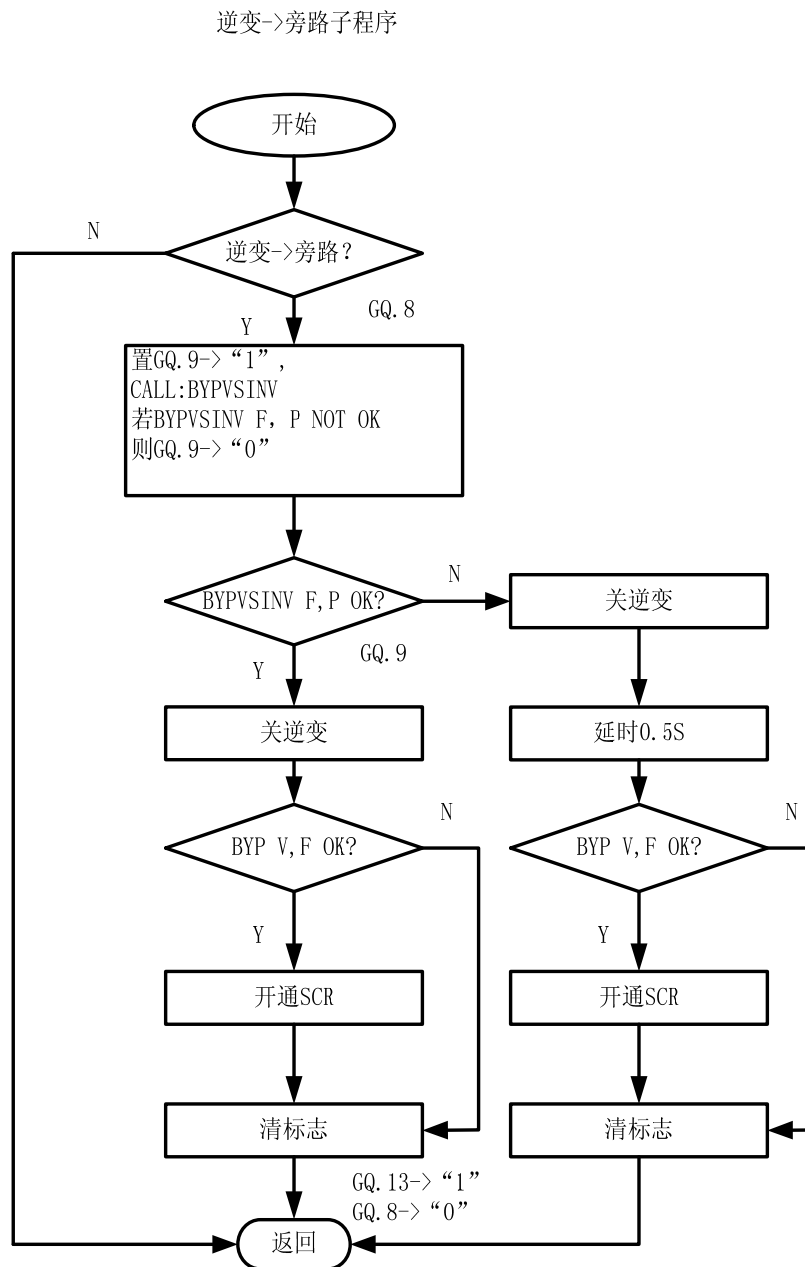
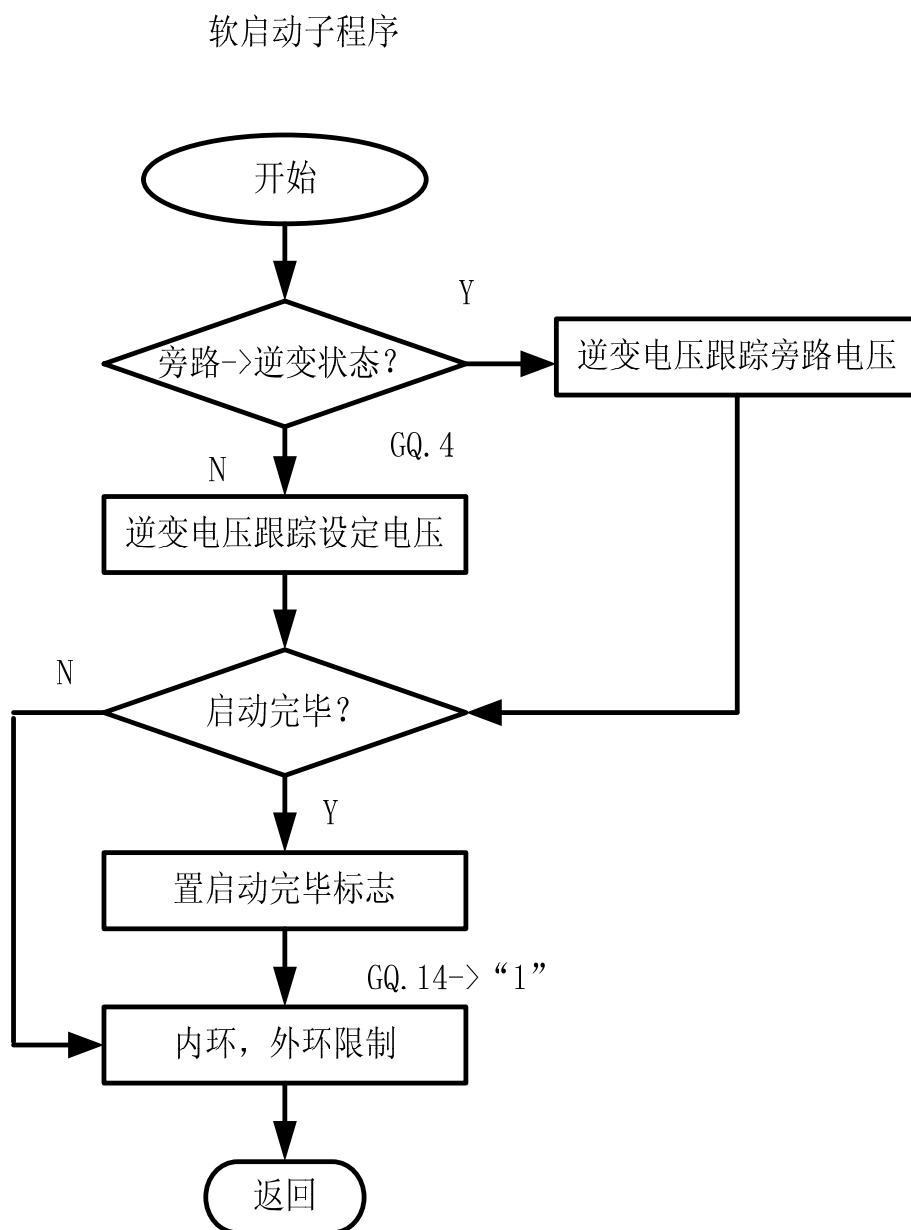
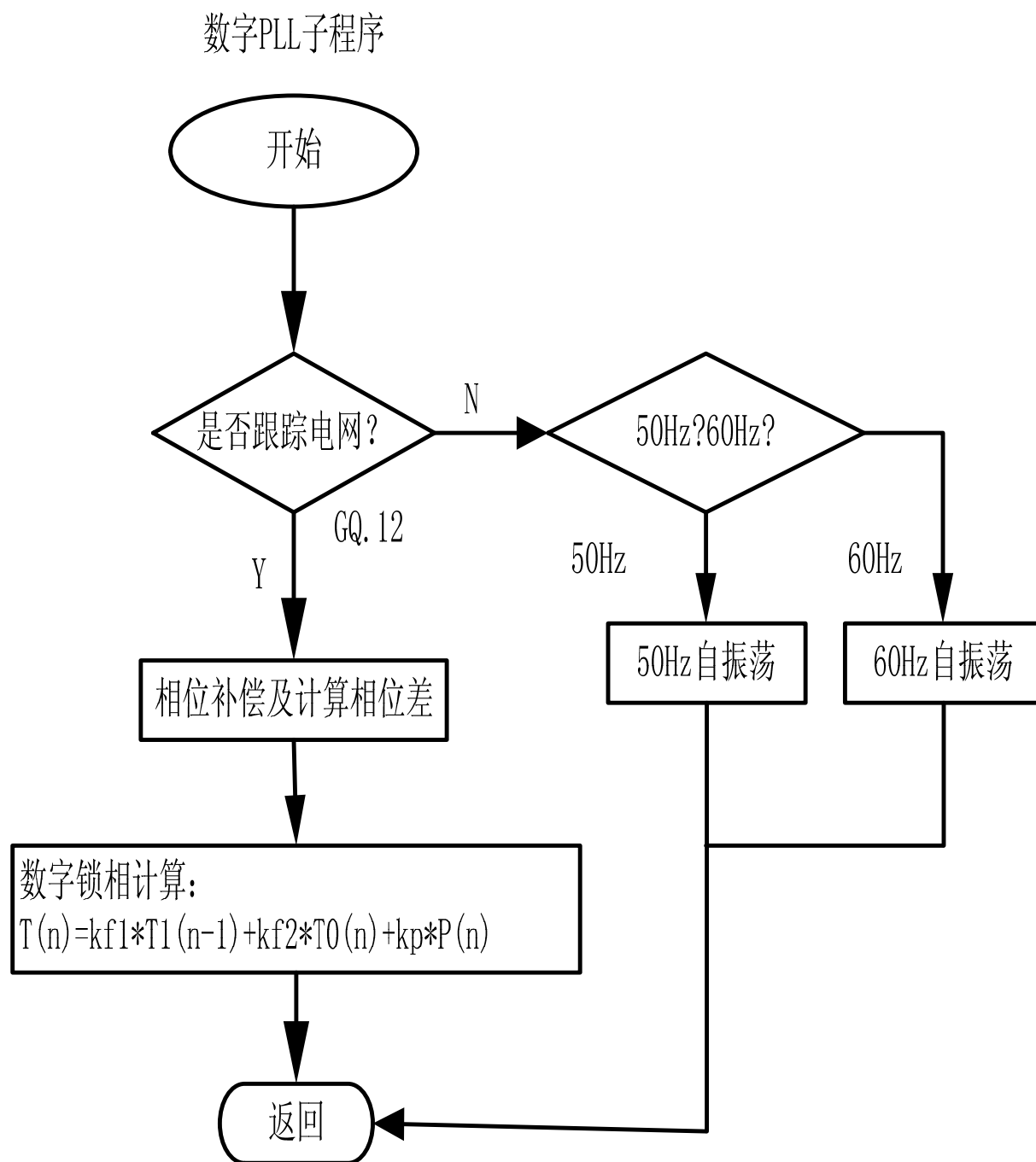


图 4-16 逆变到旁路切换流程图

源。(a) 所示为软启动子程序流程图。软启动实现过程是把电压外环





的参考值从零开始慢慢增加，同时电压外环和电压内环的限幅值也同时由一个比较小的值逐步增加。在软启动阶段，为了在旁路切换到逆变时，实现“三同”，所以在切换之前如果旁路正常，要跟踪旁路电压。在切换后，再逐步回到上位机设置的输出电压幅值上。

错误！未找到引用源。(a) 所示为数字锁相子程序流程图。在数字锁相中，首先根据旁路检测子程序检测的结果，判断旁路是否满足跟踪条件。如果不满足跟踪条件，则逆变器自振荡，产生 50Hz（或 60Hz）的参考正弦波。如果旁路满足同步跟踪条件，则进行数字锁相计算。

逆变器过载子程序流程图如

图 4-18 所示。DSP 根据逆变器输出电压与电流计算出负载大小。如果逆变过载，则判断在哪个过载范围内，然后进行过载计时。如果过载时间溢出，做上溢出标志。在逆变器检测子程序中，根据这个标志，给程序中逆变到旁路切换标志位置位，使系统完成逆变到旁路切换。

图 4-18 是旁路负载检测子程序流程图。旁路负载检测程序与逆

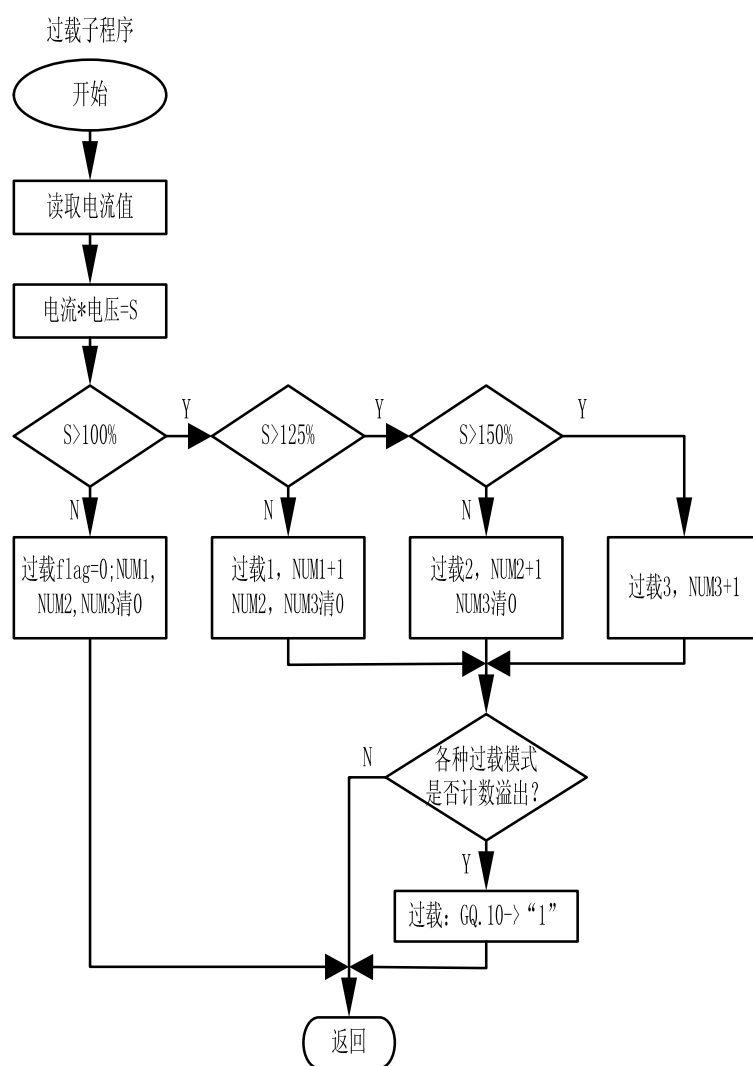


图 4-17 逆变器负载检测子程序

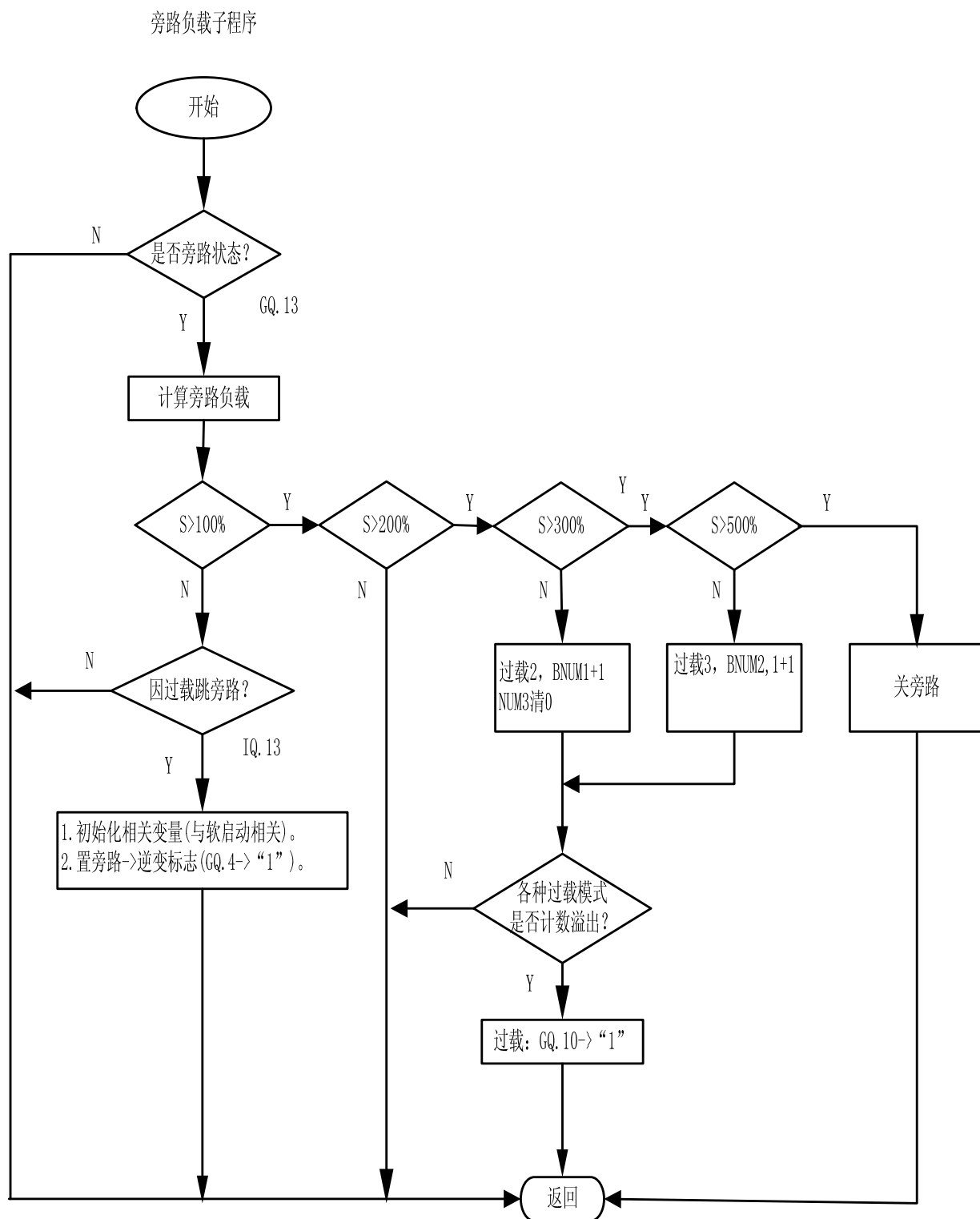


图 4-18 旁路负载检测流程图

变负载检测程序类似。但在旁路负载检测程序中，当检测到旁路负载低于额定负载时，需要判断此时的旁路供电状态是否是因为逆变器过载计时溢出而跳到旁路。如果是这种情况，要重新初始化一些与逆变器启动相关的寄存器，并做由旁路到逆变切换的标志。以便程序重新启动逆变器，并在启动完毕后切换到逆变器供电。

串行通讯接收中断子程序的流程图如图 4-20 所示。通讯协议中采用的是地址模式多机通讯，所以刚开始时，DSP 的 SLEEP 位为“1”，DSP 处在侦听方式。DSP 只有接收到地址字节时，才会产生串行通讯接收中断。DSP 在保存好现场后，判断当前是处于接收地址状态，还是接收数据状态。如果是接收地址，则判断接收到的地址与本机地址是否相吻合。如果相吻合就清 SLEEP 位为“0”，使得 DSP 可以接收接下来的数据。如果不吻合，则 DSP 不加处理，直接退出中断。如果 DSP 处于接收数据状态，则 DSP 保存好数据后，判断报文是否接收完成。如果接收完成，则置程序中的接收完成标志位。如果报文未接收完成，则继续准备接收下一字节。

图 4-20 为串行通讯子程序，其主要功能有两个：

一是在接收完报文后，根据报文识别

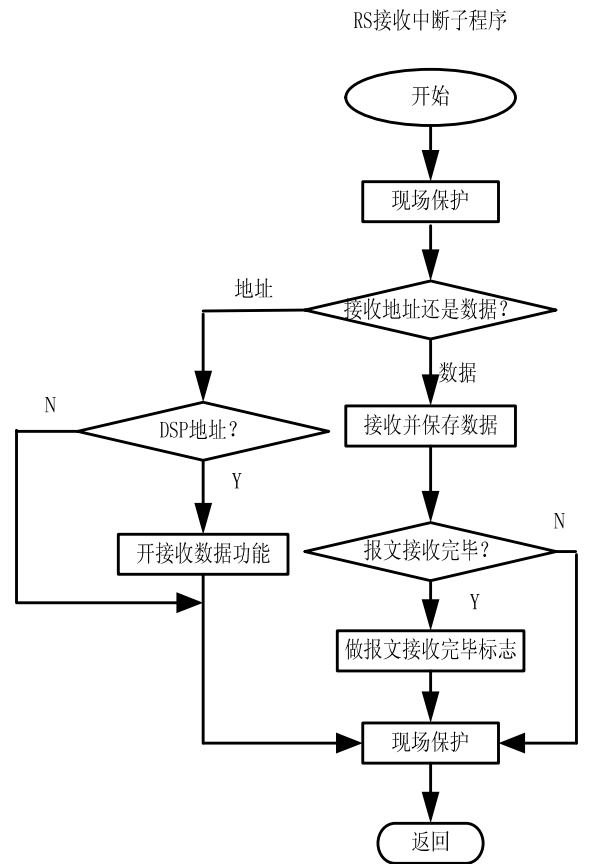


图 4-19 串行通讯接收中断流程图

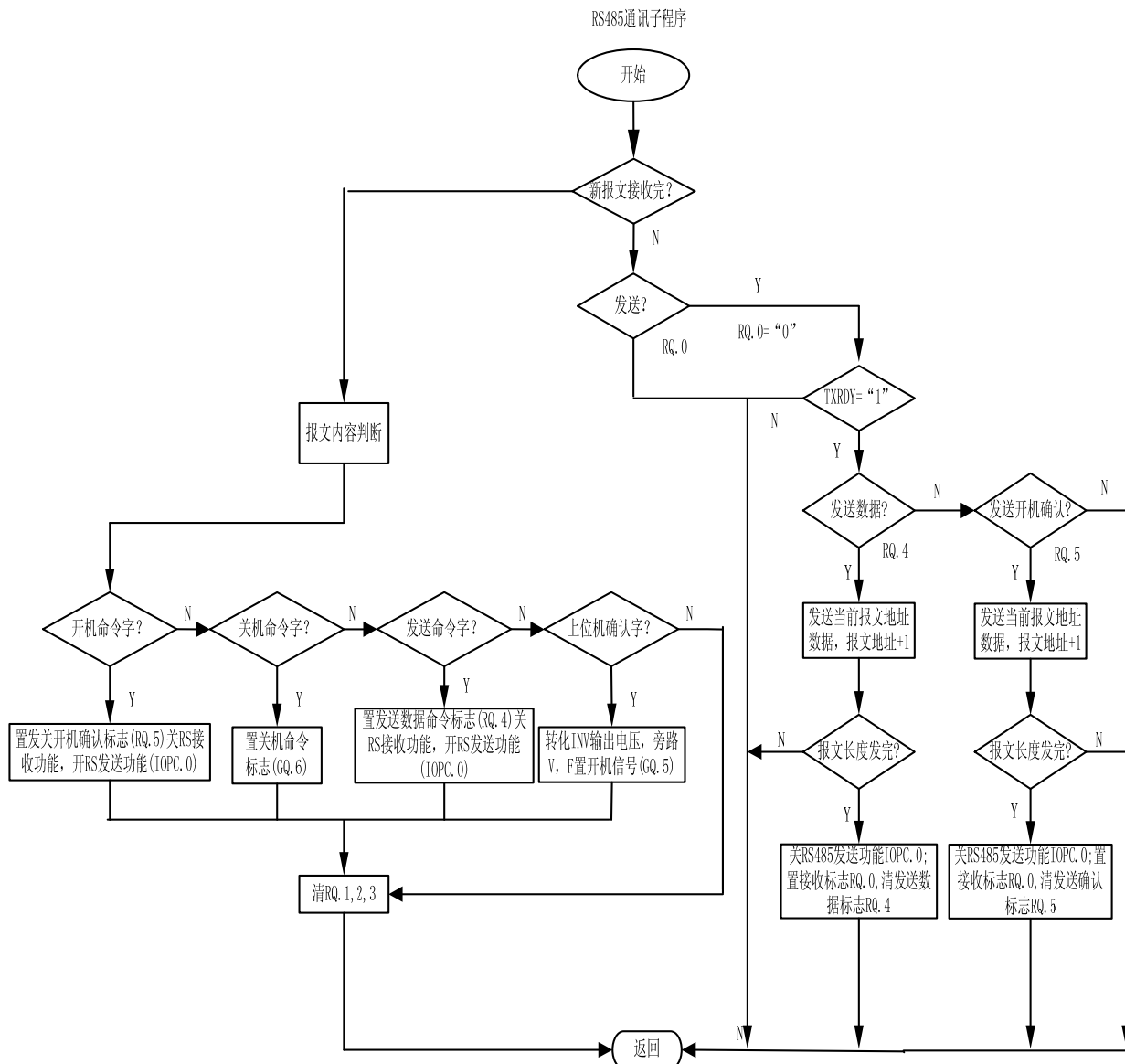


图 4-20 串行通讯程序流程图

出上位机发给 DSP 的命令；另一个是在需要收送时，DSP 根据要求，判断要发送数据，还是发送开机确认字，并执行相应操作。

4.3 实验结果

根据前面第三章逆变器输出滤波器和控制器参数的设计，在表 4-2 中重新列出逆变器的一些主要参数。后面给出的实验结果都是在这些参数的情况下获得的。

表 4-2 逆变器的一些主要参数

滤波器参数		瞬时值内环参数 (Q15)		平均值外环参数 (Q15)	
L	C	a1	a2	a1	a2
660 μ H	22 μ F	5556	-4412	3637	-3506

图 4-21、图 4-22 和图 4-23 分别给出的是带阻性负载下空载、半载和满载的输出电压波形，图的右边为各次谐波的百分比，电压畸变率分别为 0.73%、1.63% 和 1.31%。

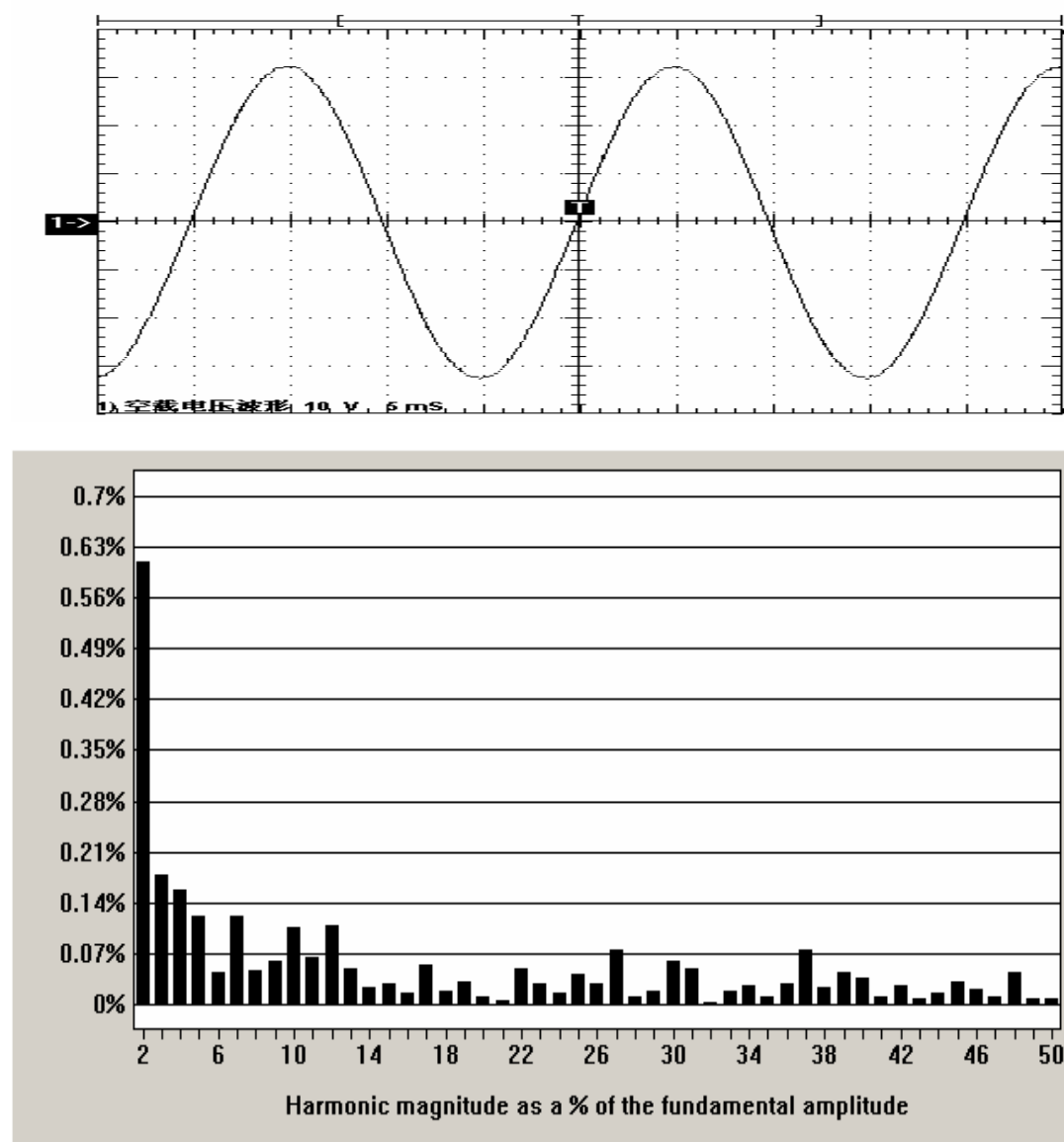


图 4-21 空载时逆变输出波形及谐波含量 (100V/格, 5mS/格) THD=0.73%

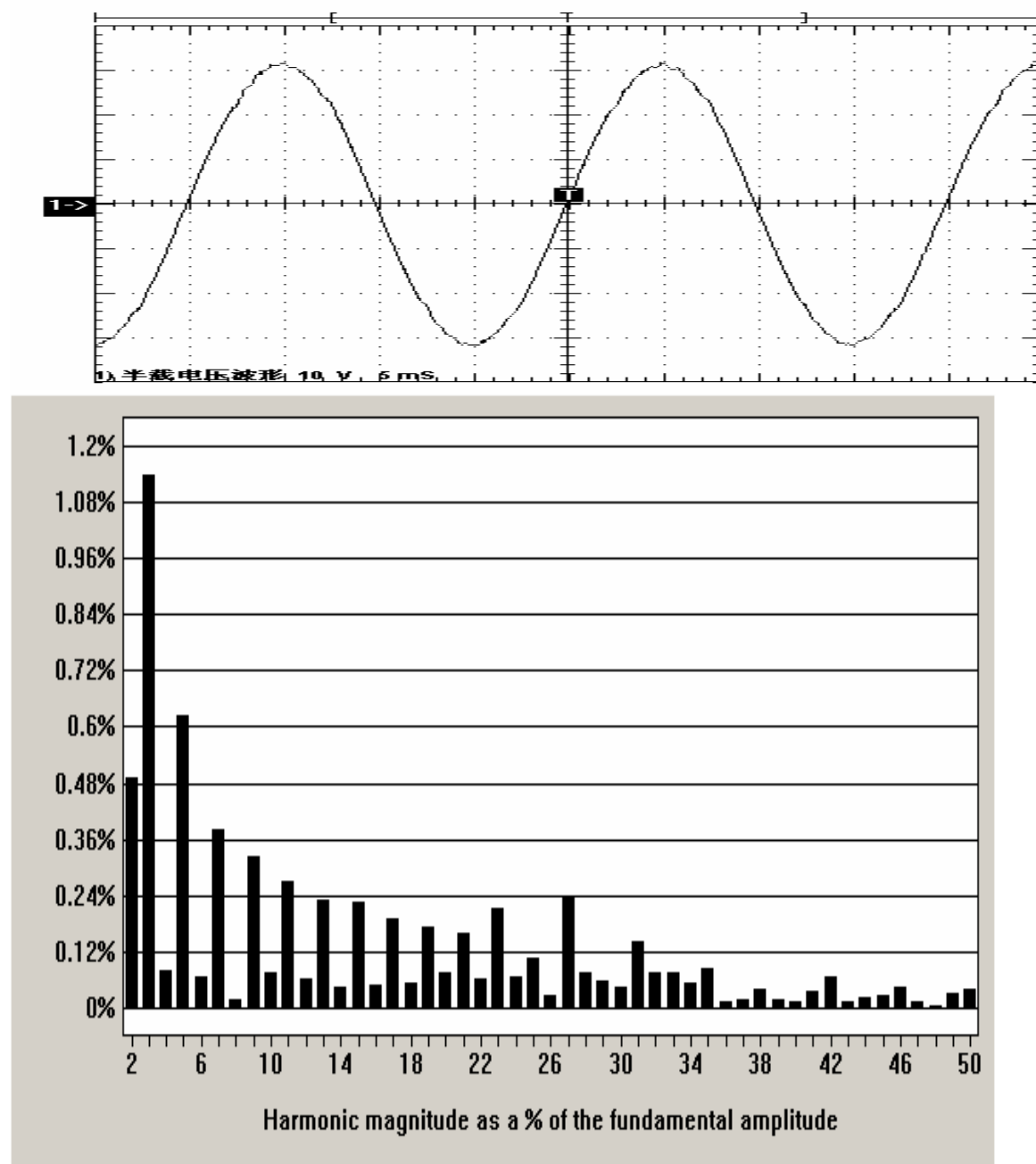


图 4-22 半载（输出电流 6A）时逆变输出波形及谐波含量（100V/格，5mS/格）
THD=1.63%

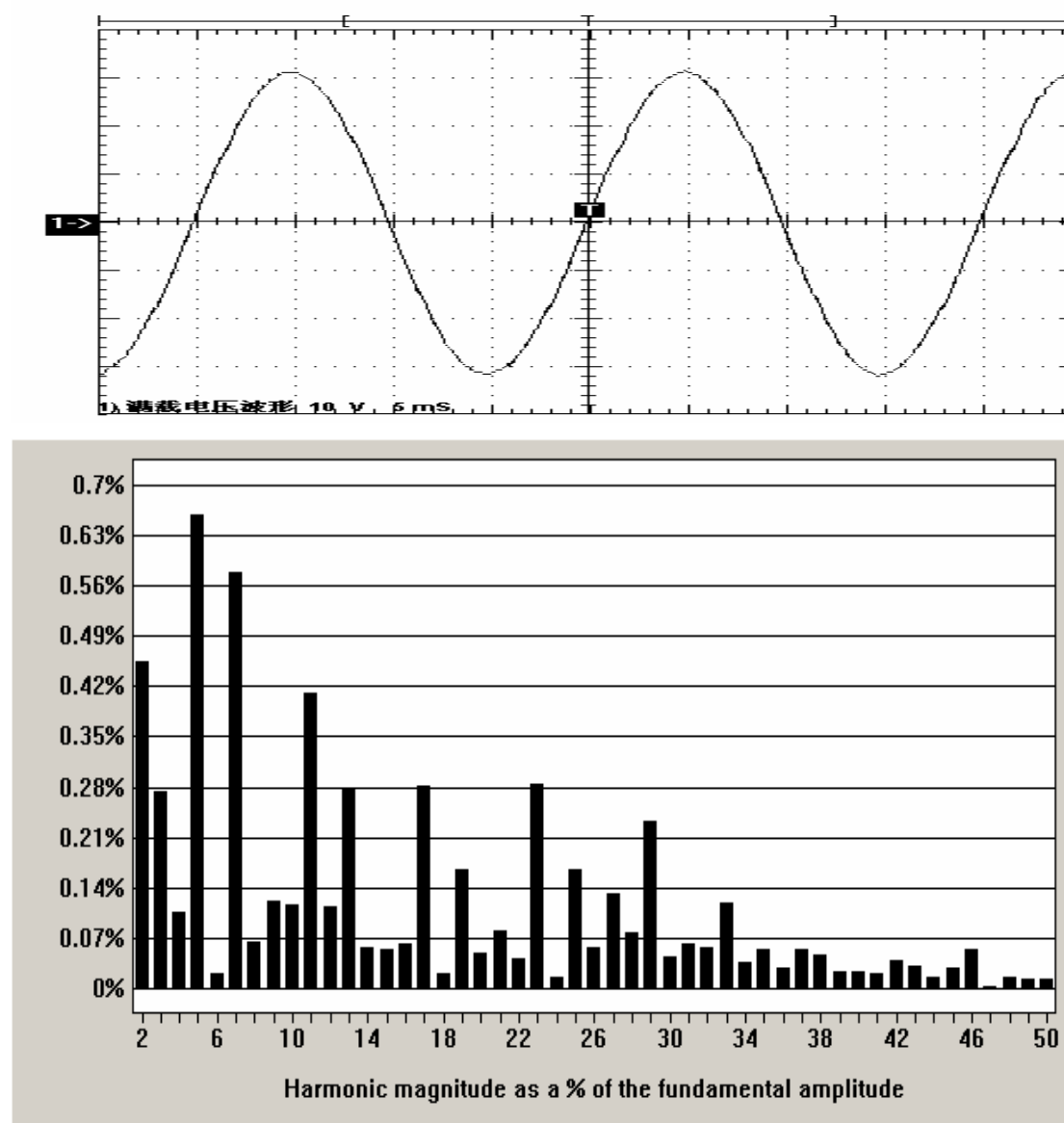


图 4-23 满载（输出电流 12A）时逆变输出波形及谐波含量（100V/格，5mS/格）THD=1.31%

图 4-24 和图 4-25 给出的是带整流性负载(滤波电容分别为 220 μ F 和 370 μ F)下输出电压波形，图的右边为各次谐波的百分比，电压畸变率分别为 3.29%和 4.60%。

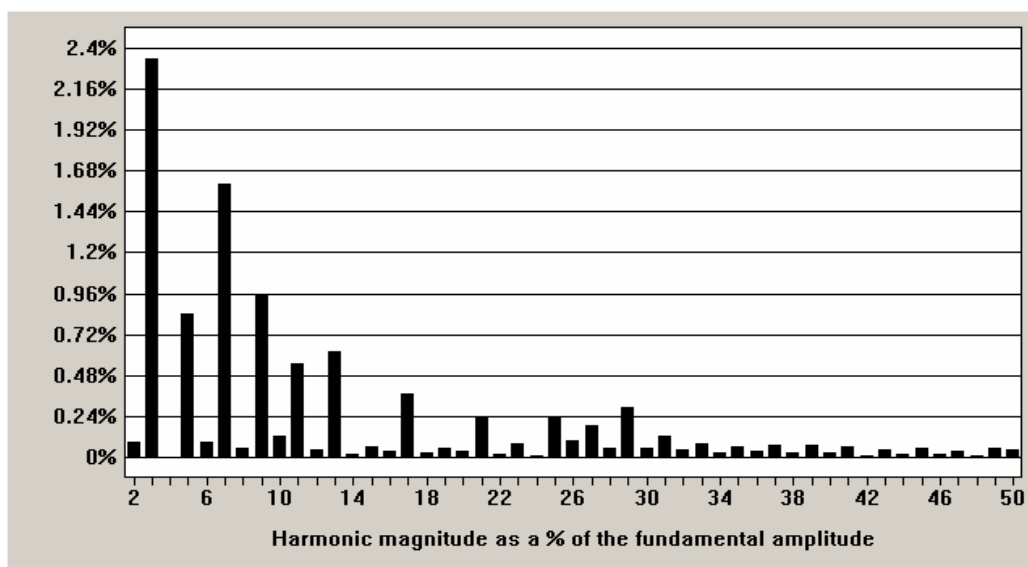
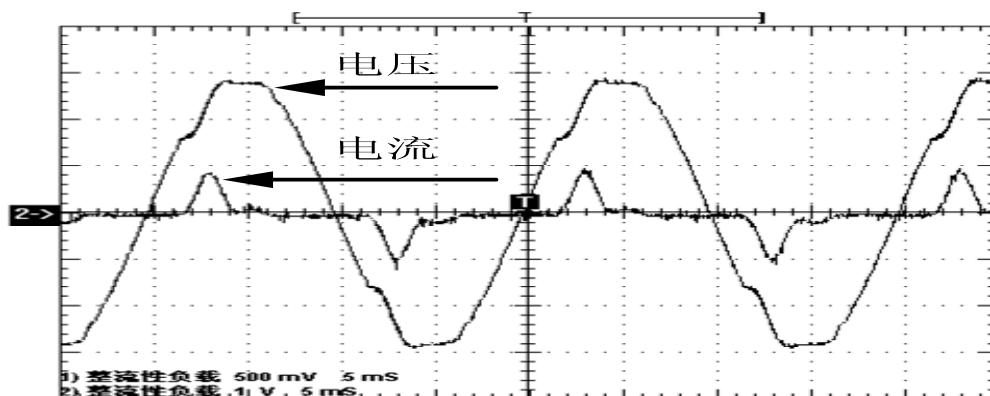
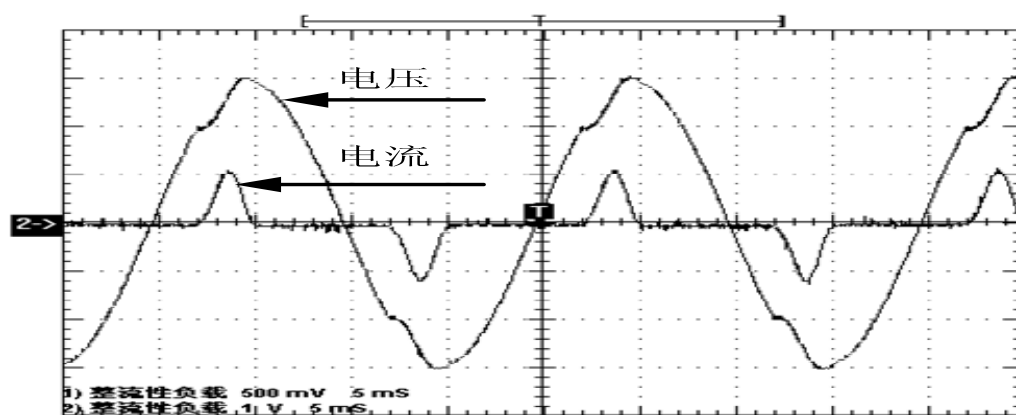


图 4-24 带整流性负载（滤波电容 220 μ F）时逆变输出波形及谐波含量（电压 100V/格，电流 27A/格，5mS/格）THD=3.29%



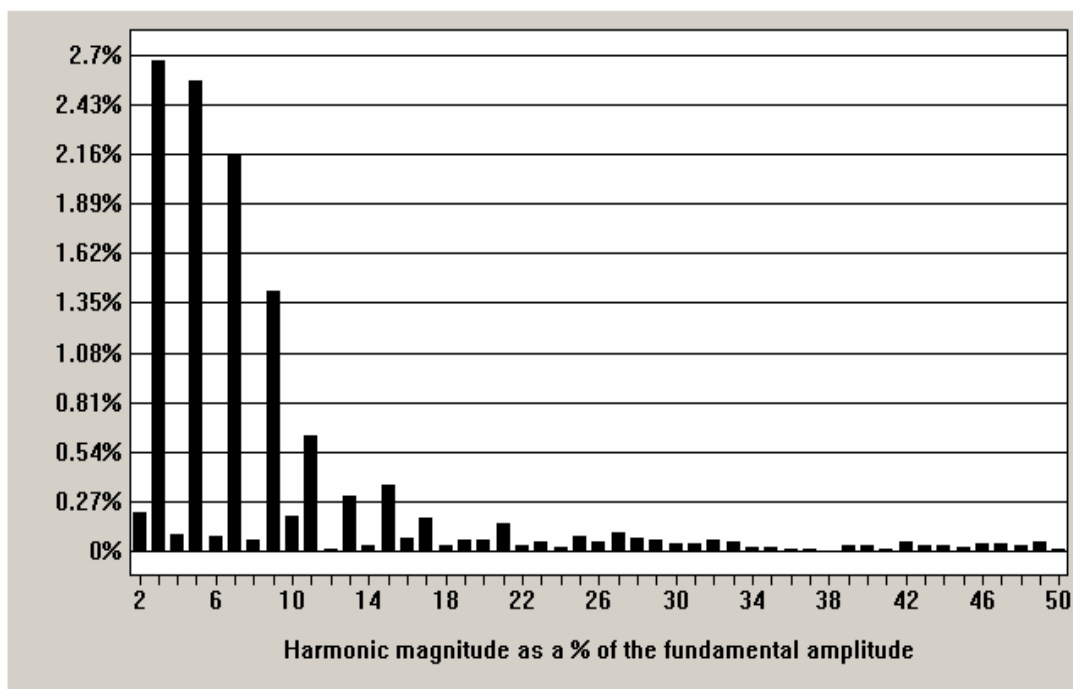
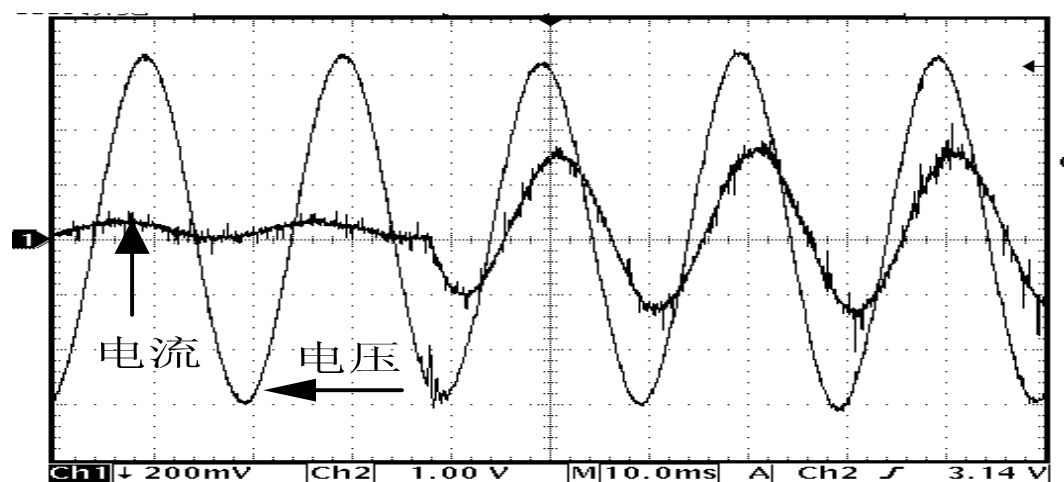
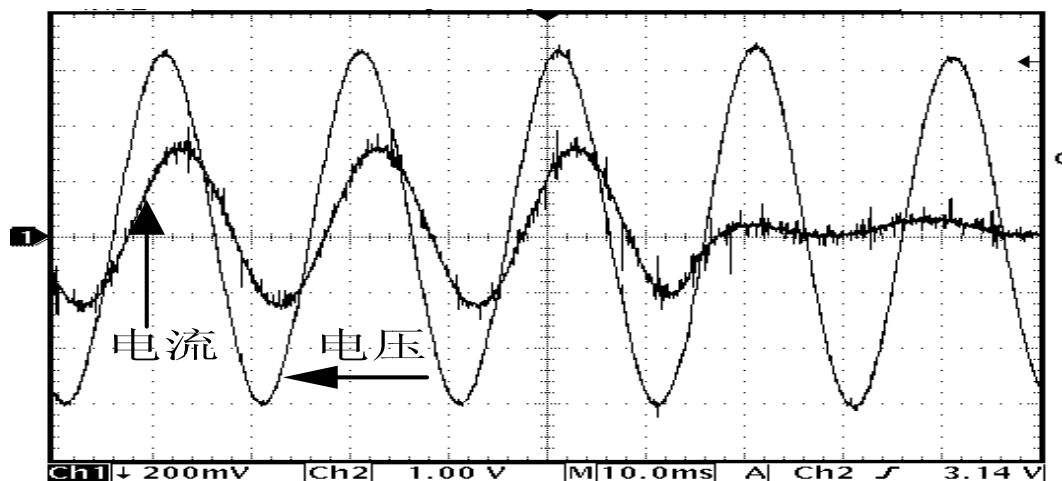


图 4-25 带整流性负载（滤波电容 370 μ F）时逆变输出波形及谐波含量（电压 100V/格，电流 27A/格，5mS/格）THD=4.60%

图 4-26 是负载切换时的输出电压波形和电感上电流（经过滤波）波形。(a)图和(b)图分别是负载由轻载切换到重载（12A）和负载由重载切换到轻载时的情况。从图中可以看出，负载切换时电压幅值在 $\pm 10V$ 内，并而在大约一个工频周期内恢复到稳定值。

图 4-26 (a) 轻载切换到重载





(b) 重载切换到轻载 (电压 100V/格, 电流 11A/格, 10mS/格)

图 4-27、图 4-28 和图 4-29 是逆变器带冲击性负载和输出短路时的特性。图 4-27 是冲击性负载加了缓冲电阻时的输出特性；图 4-28 为冲击性负载无缓冲电阻时的输出特性；图 4-29 为输出短路时的输出特性。从图中可以看出，带冲击性负载会使输出电压跌落，这与输出短路故障、逆变欠压故障有共同点。所以这三种情况之间要加以区别。因为这三种情况，UPS 的切换逻辑不同。在逆变器带冲击性负载的情况下，逆变器并不能故障关机，UPS 也不跳旁路；输出电压欠压时，逆变器要故障关机，如果此时旁路正常，UPS 还要切换到旁路供电。输出短路时，逆变器故障关机，并且不能切换到旁路供电。在软件中，逆变欠压故障的识别，通过连续三个工频周期电压检测，如果这三个周期中，逆变输出都是欠压，则认为是欠压故障。在输出短路故障时，一方面检测电流，另一方面检测输出电压是否在连续一段时间内均小于一个比较小的电压值（如 10V），这样就可以把输出短路故障与带冲击性负载的情况加以区分。

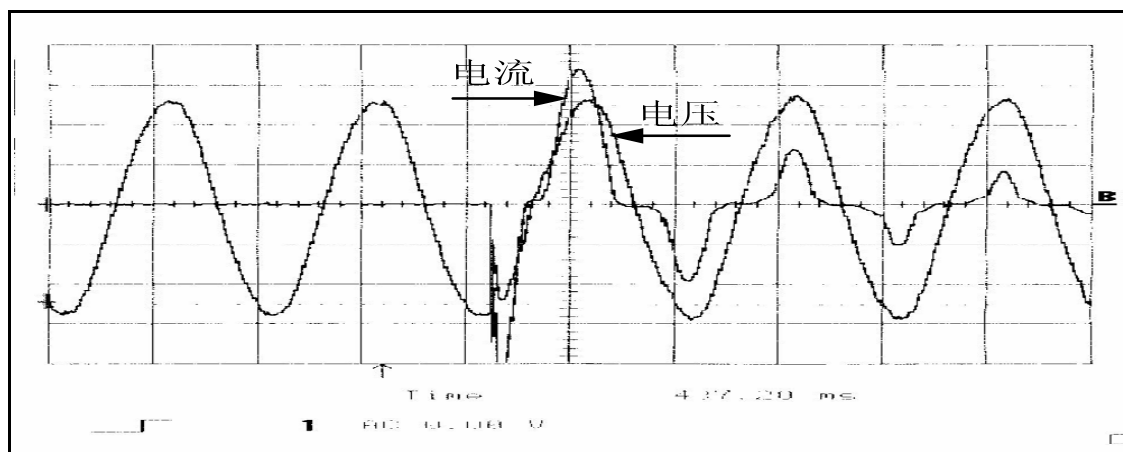


图 4-27 加缓冲电阻时带冲击负载特性 (电压 115V/格, 电流 20A/格, 10mS/格)

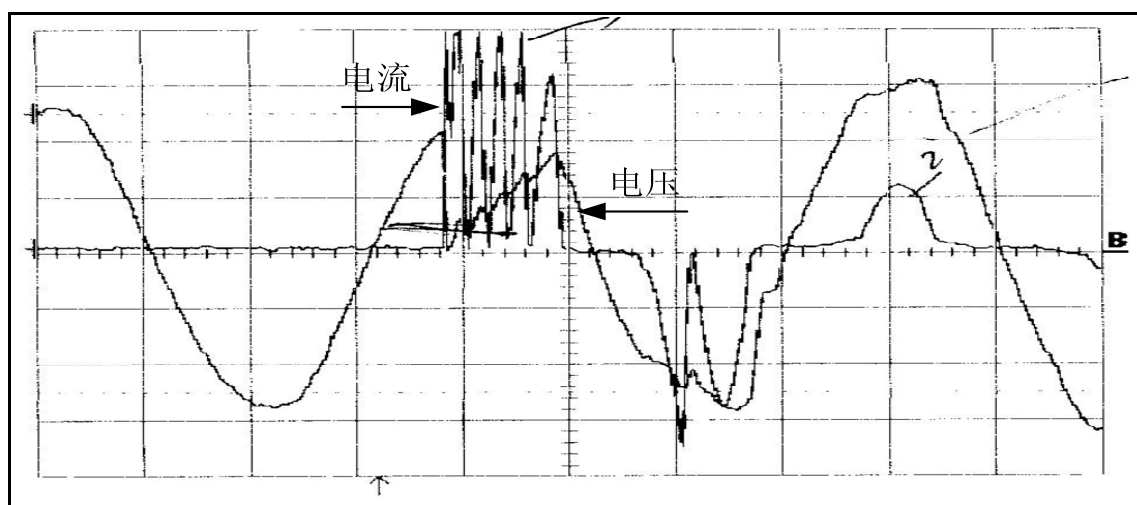


图 4-28 无缓冲电阻时带冲击负载特性 (电压 115V/格, 电流 20A/格, 5mS/格)

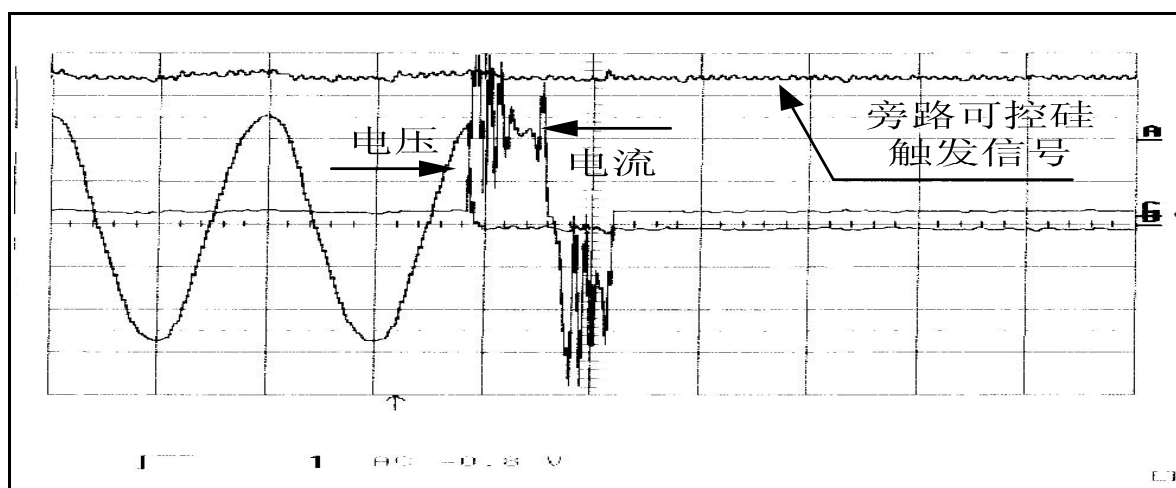


图 4-29 输出短路时输出电压、电流与旁路可控硅触发信号图 (电压 115V/格, 电流 20A/格, 10mS/格)

从上面这些实验结果中可以看出,本课题中所设计的三相逆变系统基本满足原先提出的设计指标。

4.4 本章小结

本章介绍了三相逆变系统中驱动电路,信号调理电路及逆变器的保护策略,并分析了死区效应对输出电压波形的影响。另外给出了 DSP 软件实现的流程图。最后给出了逆变器输出波形、负载切换及带冲击性负载的实验结果。从实验结果

中可以看出，所设计的三相逆变系统基本满足原先提出的设计指标。

第五章 总结

本文对 DSP 控制三相逆变系统的研究，主要完成了以下工作：

1. 介绍了逆变器的一些主要控制方法及其特点。
2. 结合本课题项目，介绍该逆变系统的主要功能和整个逆变系统的结构，并如何用数字信号处理器（DSP）来实现这些功能（输出波形控制、逆变器与旁路的同步跟踪、逆变器与旁路的双向切换、逆变器 DSP 与上位机的通讯）。
3. 对电压型逆变器的系统模型进行分析研究，结合工程实际，设计了输出 LC 滤波器参数，并完成瞬时值内环和平均值外环控制器参数的设计。
4. 介绍该三相逆变系统中的硬件和软件设计，并分析了死区对输出波形的影响。
5. 最后给出了实验波形，实验表明设计的三相逆变系统基本满足原先提出的设计指标。

另外，由于时间所限，本文的研究工作进展也有限，有些工作预想还没完成：

1. 进一步调整控制参数或尝试电压电流双环控制及其它一些逆变器控制策略以提高逆变器输出电压波形质量，特别是带非线性负载时的输出波形质量。
2. 进行该三相逆变系统的并机设计及实现，以满足今后 UPS 的扩容要求。

参考文献

- [1] 钱希森.“小型 UPS 原理及应用”，科学出版社，2000 年 9 月第一版。
- [2] 郑大鹏.“大容量 UPS 系统的研究”，博士后研究报告，浙江大学，2001 年 9 月。
- [3] Kawamura, A.; Yokoyama, T.; “Comparison of five different approaches for real time digital feedback control of PWM inverters” ,Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE ,7-12 Oct. 1990 Pages:1005 - 1011 vol.2.
- [4] Zhang Kai; Kang Yong; Xiong Jian; Zhang Hui; Chen Jian, “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 ,15-18 Aug. 2000.
- [5] Ying-Yu Tzou; Shih-Liang Jung; Hsin-Chung Yeh, “Adaptive repetitive control of PWM inverters for very low THD AC-voltage regulation with unknown loads”, Power Electronics, IEEE Transactions on ,Volume: 14 ,Issue: 5 ,Sept. 1999 Pages:973 – 981.
- [6] Ying-Yu Tzou; Hsing-Chung Yeh, “DSP-based adaptive repetitive control of a PWM inverter for UPS with very low harmonic distortion”, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on , Volume: 2 , 5-10 Aug.1996 Pages:1122 - 1127 vol.2.
- [7] Shin-Chung Yeh; Ying-Yu Tzou, “Adaptive repetitive control of a PWM inverter for AC voltage regulation with low harmonic distortion”, Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE ,Volume: 1 ,18-22 June 1995 Pages:157 - 163 vol.1
- [8] Moriyama, A.; Ando, I.; Takahashi, I., “Sinusoidal voltage control of a single phase uninterruptible power supply by a high gain PI circuit”, Industrial

- Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE ,Volume: 1 ,31 Aug.-4 Sept. 1998 Pages:574 - 579 vol.1.
- [9] A. Kawamura, R. Hoft, “Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis ”, IEEE Transactions on Industry Application, Vol.IA20, NO.4, July/August 1984, Page:769-775.
- [10] Abdel-Rahim, N.M.; Quaiocoe, J.E. “Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters”, Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 11 ,Issue: 4 ,July 1996 Pages:532 – 541.
- [11] Ryan, M.J.; Lorenz, R.D., “A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and “back-EMF” decoupling”, Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE ,Volume: 1 ,18-22 June 1995 Pages:507 - 513 vol.1.
- [12] Jae-Ho Choi; Byoung-Jin Kim, “Improved digital control scheme of three phase UPS inverter using double control strategy”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual ,Volume: 2 ,23-27 Feb. 1997 Pages:820 - 824 vol.2.
- [13] Ito, Y.; Iwata, M.; Kawauchi, S., “Digital control of three-phase PWM inverters for UPSs using dead-beat observer”, Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the ,19-21 April 1993 Pages:79 – 84.
- [14] Ito, Y.; Kawauchi, S., “Microprocessor based robust digital control for UPS with three-phase PWM inverter”, Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 10 ,Issue: 2 ,March 1995 Pages:196 – 204.
- [15] 郭卫农, 段善旭, 康勇, 陈坚, “基于 DSP 实现的无差拍控制逆变器”, 华中科技大学电力系, 通讯电源技术, 2001 年 3 月第 1 期 Page:1-4.
- [16] Chiang, S.J.; Tai, T.L.; Lee, T.S., “Variable structure control of UPS inverters”, Electric Power Applications, IEE Proceedings- , Volume: 145 ,Issue: 6 ,Nov. 1998 Pages:559 – 567.
- [17] 程永华, “基于 DSP 的 VVVF 电源设计”, 硕士学位论文, 浙江大学 2003 年

- 3 月。
- [18]张卫宁,“TMS320C2000 系列 DSPs 原理及应用”,国防工业出版社,2002 年 4 月第 1 版。
- [19]刘和平,严利平,张学锋,卓清锋,“TMS320LF240X DSP 结构、原理及应用”,北京航空航天大学出版社,2002 年 4 月第 1 版。
- [20]刑建,林渭勋,“一种新型的 UPS 旁路切换电路”,电力电子技术,1989 年第 4 期 PP9-13.
- [21]张元林,赵红,“UPS 供电中断故障分析及研究”,机械制造与自动化,2001 年第 6 期 PP56-58.
- [22]钟颜儒,“电力电子装置的微型计算机化设计”
- [23]林征宇,“基于 DSP 的功率变换器控制的研究”,硕士学位论文,浙江大学,2000 年 12 月。
- [24]Lin, Z.; Wu, J.; He, X., “Digital PLL with controllable frequency response time and overshoot”, Telecommunications Energy Conference, 2001. INTELEC 2001. Twenty-Third International ,14-18 Oct. 2001 Pages:321 – 325.
- [25]林渭勋等,“电力电子技术基础”,机械工业出版社,1990 年。
- [26]Kusko, A.; Galler, D.; Medora, N., “Output impedance of PWM UPS inverter-feedback vs. filters”, Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE ,7-12 Oct. 1990 Pages:1044 - 1048 vol.2.
- [27]Dahono, P.A.; Purwadi, A.; Qamaruzzaman, “An LC filter design method for single-phase PWM inverters”, Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on ,21-24 Feb. 1995 Pages:571 - 576 vol.2
- [28]夏德铃,“自动控制理论”,机械工业出版社,1997 年 5 月第 1 版。
- [29]郭卫农,“CVCF-PWM VSI 输出波形瞬时控制技术研究”,博士学位论文,华中科技大学,2001 年。
- [30]蒋静坪,“实时控制系统”,浙江大学出版社,1992 年 4 月第 1 版。
- [31]张桂香,“计算机控制技术”,电子科技大学出版社,1999 年 5 月第 1 版。

-
- [32] 李剑, 康勇, 陈坚, “单相 SPWM 逆变器的死区效应分析和补偿策略”, 电气传动, 2003 年第 1 期 PP:12-17。
- [33] 周永鹏, 沈安文, 蔡正英, “数字化 UPS 中的死区效应与补偿方法”, 电力电子技术, 第 36 卷第 3 期, 2002 年 6 月, PP:5-6。

攻读硕士期间发表的论文

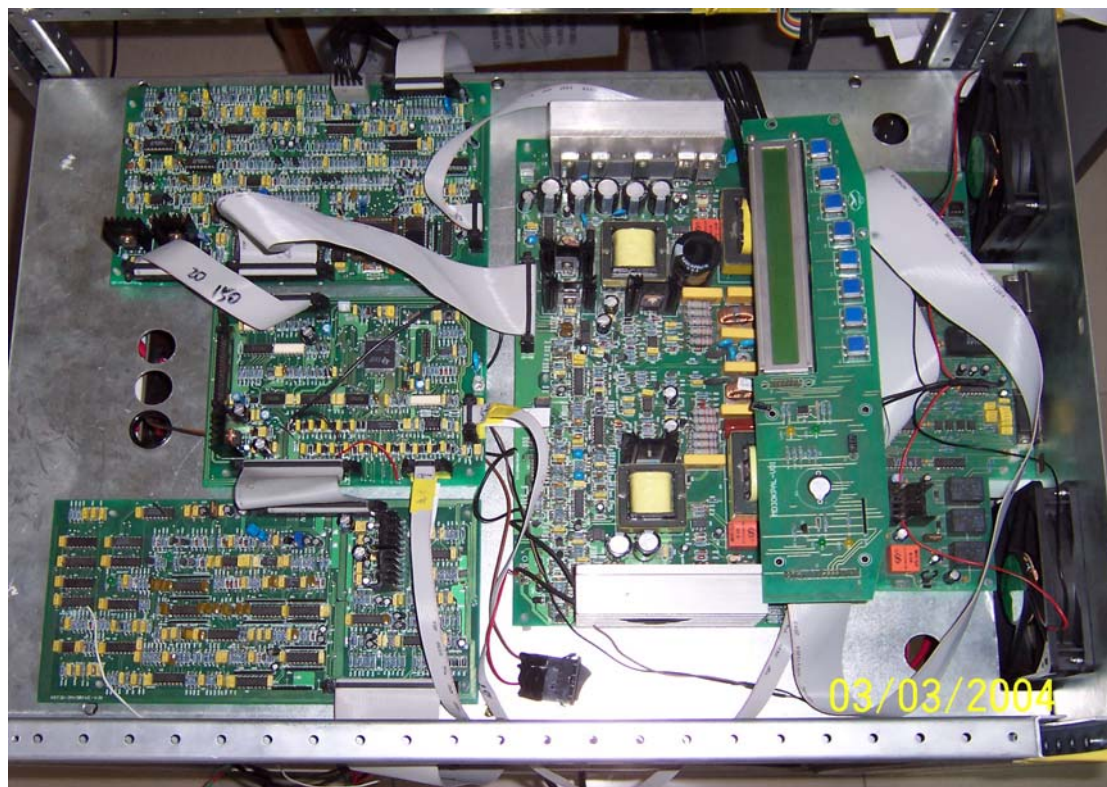
- [1] 杨成林, 陈敏, 徐德鸿, “三相功率因数校正 (PFC) 技术的综述 (1)”, 电源技术应用 2002 第 8 期, PP:50-55.
- [2] 杨成林, 陈敏, 徐德鸿, “三相功率因数校正 (PFC) 技术的综述 (2)”, 电源技术应用 2002 第 9 期, PP:50-55.
- [3] 程永华, 杨成林, 徐德鸿, “基于 DSP 变压变频电源设计”, 电力电子技术, 2003 第 5 期, PP:22-25.
- [4] 宿清华, 吴国忠, 杨成林, 杨建军, 徐德鸿, “抽水蓄能电站变频起动装置的谐波抑制探讨”, 浙江大学学报 (工学版), 2002 第 6 期。
- [5] 宿清华, 吴国忠, 杨成林, 杨建军, 徐德鸿, “桐柏抽水蓄能电站变频启动装置 (SFC) 的谐波分析”, 华东地区第二届电源技术研讨会, 2002.11。
- [6] 徐德鸿, 沈旭, 杨成林, 周邓燕, “开关电源设计指南” (译著), 机械工业出版社, 2004 年 1 月。

附录

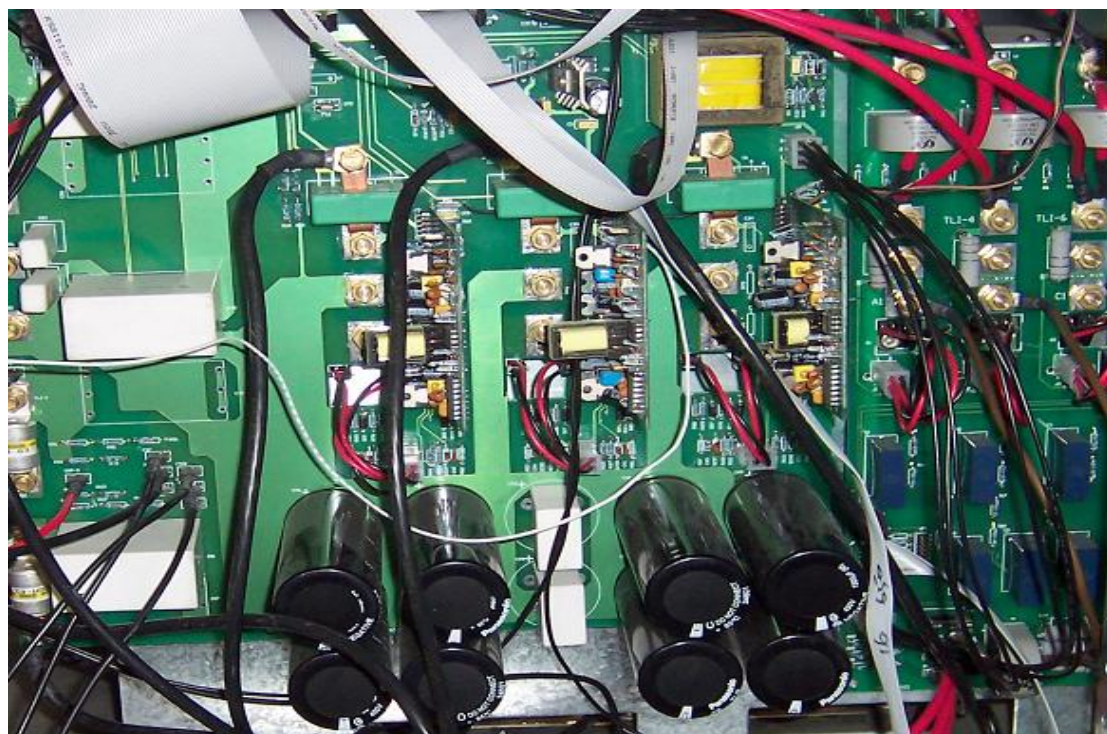
附录一 装置总体图



附录二 控制及调理电路图



附录三 主电路图



致谢

在本文即将脱稿之际，谨向培养，关心和支持我的人致以最诚挚的谢意。

本文是在导师徐德鸿教授的悉心指导下完成的。导师渊博的学识、深厚的学术造诣、严谨求实的治学态度和勇于开拓的科学精神，都给我留下了深刻的印象，令我受益匪浅，敬佩不已。而且导师积极向上、诚实守信的为人风格更是令我深感敬佩。在此，谨向导师徐德鸿教授致以深深的敬意，并表示衷心的感谢。

马浩老师在我攻读本科和硕士期间在科研、学习和生活方面也给我以热心的指导和无私的帮助。在此向马老师表示由衷的感谢。

在本课题研究过程中，在很大一部分时间里江苏信宝电子有限公司的李光、周建栋两位技术人员和我一起调试电路，一同解决问题并得到他们很大帮助，使整个项目得以顺利进行，在此向他们表示衷心感谢。在信宝电源厂调试的日子里，特别感谢厂方领导高总经理和黄部长给我提供了宽松的环境，并感谢厂里胡工、谢工、吴保安等所有给我提供过帮助的员工。

感谢实验室里所有成员对我的关心和帮助，能够在这样一个团结向上的团队中学习、工作，我深感幸运。每当我遇到困难时，都会得到大家无私的帮助。在此向沈旭老师、郑春龙老师、沈国桥老师、曹箫洪老师、陈敏、冯波、陈仲、鞠建永、李君、徐迎春、范海峰、张艳军、周邓燕、石磊、朱朝霞等表示感谢，并对研一的师弟师妹们给予的帮助表示感谢，向已经毕业的程永华、楼俊山、赵川红等表示深深的谢意！另外还要特别感谢罗玛，在项目的后半阶段参与了所有的调试工作，并给予我诸多帮助和鼓励。

最后，特别要感谢我的父母和兄弟姐妹们及嫂子和姐夫对我一如既往的支持。我为自己有这么一个和谐美满的家庭感到庆幸，所有的亲情，便是维系我一生的精神动力。

杨成林

2004年3月

于求是园