

LIMA

劉 成  
Sales Engineer  
S.Z.Mobile:136-8239-6505  
MSN:szlima@hotmail.com  
QQ:778174600

AVAGO 光耦一级代理商  
TECHNOLOGIES

利瑪電子(新加坡)有限公司

Add:深圳市華強北電子科技大廈A座3908室

Tel:0755-8250 8350 Fax:0755-8836 4656

E-mail:lima@limaic.com

Website:www.limaic.com

Optocoupler  
World



## 摘要

随着现代工业和科技的发展,电源在工作、生活等方面的作用越来越重要但许多用户的用电设备并非直接使用通用交流电网提供的交流电作为电能源,而是通过各种形式对其进行变换,从而得到各自所需的电能形式。把直流电能转变成交流电能供给负载的DC-AC 逆变器,特别是正弦波逆变器,其种类繁多,应用领域广泛,优越性明显。因此,高性能的逆变器成为目前电力电子领域的研究热点之一。

正弦脉宽调制(SPWM)逆变器作为逆变器的一种,可输出谐波含量小的正弦波形。正弦波逆变电源已广泛用于基础直流电源、交流电源、各种工业电源、计算机电源,UPS不间断电源、医疗和照明电源、雷达高压电源、音响和视频电源等。随着数字化控制技术的发展,SPWM 脉冲波的生成和逆变器的全数字化控制渐趋方便,并可使逆变器的输出波形的稳态精度、暂稳态响应、可靠性等得到进一步提高。

论文设计的单相正弦波逆变电源属于交流电源(AC-DC-AC 逆变)。该电源系统的设计包括主电路和控制电路。论文首先介绍了逆变电源的发展现状;阐述了逆变系统的工作原理;对 PWM 技术和 IGBT 进行了简单介绍;分析了正弦脉宽调制的原理及其几种主要的调制方式;还研究了逆变电源主电路的参数,包括整流滤波电路,IGBT 的选择,输出滤波参数的确定;最后介绍了系统的软件设计实现的具体过程,并给出了系统主程序流程图和中断流程图,程序清单。

**关键词:** 逆变电源; 正弦脉宽调制; IGBT

## **Abstract**

With the development of modern industry, science and technology, power supply becomes more and more important in work and life. But many users' devices can't work with AC directly provided by public electricity, which should be converted by power electronics technique to the forms needed. DC-AC inverters, especially sinusoidal inverters, which convert alternating current to direct current, are various, widely used and excellent. Therefore, High performance inverters have been one of points of power electronics.

As one of inverters, Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) inverters can achieve low total harmonic distortion (THD) output wave. Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) inverters have been applied in the following aspects widely. They are DC power supply, AC power supply, industry power supply, computer power supply, UPS power supply, power supply of medical treatment and lighting, high voltage power supply of radar, power supply of sound and video frequency and so on. With the development of digital control techniques, the production of SPWM and digital control of inverters become convenient, which makes the output wave's steady-state precision, transient and steady-state response, reliability improved.

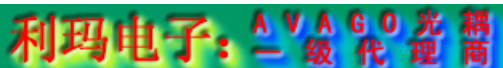
Single-phase Sinusoidal Pulse Width Modulation Inverter Power Supply in this thesis belongs to AC power supply (AC-DC-AC convert). The power supply system includes the main circuit design and control circuits. The thesis presents the current situation and development trends of the inverters, discusses the inverter system's working principle and mathematic model; gives an outline of PWM technology and IGBT device; analyses the

principles of the sine width modulate and major modulate methods; describes the major parameters of the system to identify, including the rectifier filter circuit, IGBT choice, the output filter parameters of. Finally, it introduces specific achieved process of software design in the last chapter, providing the system flow chart of main program and interrupt program, and program list.

**Key words:** Inverter; SPWM;IGBT

# 目录

摘要.....	I
Abstract.....	II
1. 概述.....	5
1.1 逆变技术简介.....	5
1.2 逆变器分类.....	5
1.3 逆变技术的优越性.....	2
1.4 逆变电源的性能.....	2
1.5 逆变电源研究的技术现状.....	2
1.6 逆变电源技术研究的发展趋势.....	3
1.7 本文所做工作.....	5
2. 逆变电路的基本理论.....	6
2.1 逆变电路的基本工作原理.....	6
2.2 电压型逆变电路.....	7
2.2.1 半桥逆变电路.....	7
2.2.2 全桥逆变电路.....	8
2.2.3 带中心抽头变压器的逆变电路.....	11
2.3 IGBT 有关知识.....	12
2.3.1IGBT 的工作原理.....	12
2.3.2IGBT 特性与参数特点.....	13
2.3.3IGBT 的保护.....	16



3.	SPWM 波形工作原理.....	17
3.1	PWM 概述 .....	17
3.2	PWM 波形原理.....	17
3.3	SPWM 的波形产生方法.....	21
3.3.1	硬件调制法 .....	21
3.3.2	低次谐波消去法 .....	21
3.3.3	软件生成法 .....	21
4.	系统硬件设计 .....	24
4.1	系统总体结构设计 .....	24
4.2	系统主电路设计 .....	25
4.2.1	主电路分析 .....	25
4.2.1	整流、滤波电路设计.....	26
4.2.2	IGBT 的主电路 .....	27
4.2.3	输出滤波环节 .....	31
5.	系统软件设计 .....	34
5.1	SPWM 波形的实现方法.....	34
5.2	软件设计流程图 .....	35
	结论 .....	37
	致谢 .....	错误！未定义书签。
	参考文献 .....	错误！未定义书签。
	附录 程序清单 .....	38

## 1. 概述

逆变器是整流器的逆向变换装置，其作用是通过半导体功率开关器件(例如 GTO、IGBT、功率 MOSFET 模块等)的开通与关断作用，把直流电能变换成交流电能，因此是一种电能变换装置。逆变电源是逆变器的一种，并已广泛应用于通讯、军事、医疗、航空航天等各个领域<sup>[1]</sup>。

### 1.1 逆变技术简介

采用逆变技术可获得不同的稳定或变化形式的电能，其具体应用有：

- (1) 将蓄电池的直流电逆变为交流电，如不间断电源(UPS)、应急灯电源、通用逆变电源等。
- (2) 获得可变频率的交流电源，应用于交流电动机变频调速等；同时还可以实现电动机制动再生能量回馈。
- (3) 利用感应涡流产生热量，如中频炉和高温感应加热。
- (4) 其它如弧焊电源、通信开关电源、变频电源、医用电源、化学电源、汽车电源等<sup>[2]</sup>。

### 1.2 逆变器分类

现代逆变技术的种类很多，可以按照不同的形式进行分类，其主要的分类方式如下：

- (1) 按逆变器输出交流的频率，可以分为工频逆变、中频逆变和高频逆变。工频逆变一般指 50~60Hz；中频逆变一般为 400Hz 到十几 kHz；高频逆变则一般为十几 kHz 到 MHz。

- (2) 按逆变器输出的相数，可分为单相逆变、三相逆变和多相逆变。
- (4) 按逆变主电路的形式，可分为单端式、推挽式、半桥式和全桥式逆变。
- (5) 按逆变主开关器件的类型，可分为 GTO 逆变、GTR 逆变、功率 MOSFET 逆变、IGBT 逆变，等等。
- (6) 按输出稳定的参量，可分为电压型逆变和电流型逆变。
- (7) 按直流输入波形和交流输出波形，可分为正弦波输出逆变和非正弦波输出逆变。
- (8) 按控制方式可分为调频式(PFM)逆变和调脉宽式(PWM)逆变。
- (9) 按逆变开关电路的工作方式，可分为谐振式逆变、定频硬开关式逆变和定频软开关式逆变。

### 1.3 逆变技术的优越性

- (1) 灵活调节输出电压或电流的幅度和频率。
- (2) 将蓄电池中的直流电转换成交流电或其它形式的直流电。
- (3) 明显的减小用电设备的体积和重量。
- (4) 高效节能。
- (5) 动态响应快、控制性能好、电气性能指标好。
- (6) 保护快。

### 1.4 逆变电源的性能

逆变电源的性能指标很多，包括：(1) 稳态精度；(2) 动态性能，其中最重要的是输出信号的波形质量。在正弦波逆变电源中，引起输出波形畸变的因素多样，如何实现输出信号无误差的跟踪输入参考信号，提高稳态精度，此为问题之一；当负载切换或者变化、存在扰动输入时，如何实现输出信号快速达到稳态，此问题之二。因而，如何实现逆变电源输出信号的高稳态精度，快速的暂、稳态响应已成为当前研究热点之一。

以单相正弦波逆变电源为例，引起输出波形畸变的因素有：

- (1) SPWM 驱动波形的死区效应。
- (2) 负载效应。
- (3) 滤波参数的设计。

### 1.5 逆变电源研究的技术现状

随着逆变器控制技术的发展，电压型逆变电源出现了许多的变压、变频控制方法。目前采用较多的是脉宽调制技术即 PWM 控制技术，即利用控制输出电压的脉冲宽度，将直流电压调制成等幅宽度可变的系列交流输出电压脉冲，来控制输出电压的有效值、控制输出电压谐波的分布和抑制谐波。由于 PWM 技术可以迅速地控制输出电压，及其

有效地进行谐波抑制，因而它的动态响应好，在输出电压质量、效率诸方面有着明显的优点。

根据形成 PWM 波原理的不同，大致可以分为以下几种：矩形波 PWM；正弦波 PWM (SPWM)；空间相量 PWM (SVM)；特定谐波消除 PWM；电流滞环 PWM 等。这四类 PWM 波各有优缺点，因而适用于不同的场合。本文主要讨论正弦波逆变器，因此主要讨论 SPWM 正弦脉宽调制法(Sinusoid-PWM) [3]。

SPWM 正弦脉宽调制法是调制波为正弦波，载波为三角波或锯齿波的一种脉宽调制法，它是 1964 年由 A. Schonung 和 H. Stemmler 把通讯系统的调制技术应用到逆变器而产生的，后来由 Bristol 大学的 S. R. Bower 等于 1975 年对该技术正式进行了推广应用。这项技术的特点是原理简单，通用性强，控制和调节性能好，具有消除谐波、调节和稳定输出电压的多种作用，是一种比较好的波形改善法。它的出现为中小型逆变器的发展起了重要的推动作用。

目前随着工业用的高速数字信号处理器(DSP)的发展，正弦波逆变器的控制技术方

案也由传统的模拟控制向现代数字化控制的方向发展。采用数字化控制，不仅可以大大降低控制电路的复杂程度，提高电源设计和制造的灵活性，而且可以采用更先进的控制方法，从而提高逆变电源系统输出波形的质量和可靠性。

在正弦波逆变电源数字化控制方法中，目前国内外研究得比较多的主要有数字 PID 控制、无差拍控制、双环反馈控制、重复控制、滑模变结构控制、模糊控制以及神经网络控制等。PID 控制是一种传统控制方法，由于其算法简单成熟，设计过程中不过分依赖系统参数，鲁棒性好和可靠性高，在模拟控制的正弦波逆变电源系统中得到了广泛的应用。随着微处理器技术的发展，具有较快的动、静态响应特性数字 PID 算法获得应用。

## 1.6 逆变电源技术研究的的发展趋势

电源系统是现代电子设备不可或缺的重要组成部分。1969 年诞生的逆变电源可靠性高、稳定性好、调节特性优良、而且体积小、重量轻、功耗低，在电子和电气领域得到了极其广泛的应用。随着电力电子技术的飞速发展和各行各业对电气设备控制性能要求的提高，逆变技术在许多领域的应用也越来越广泛，对电源性能的要求越来越高。许多行业的用电设备都不是直接使用电网提供的交流电作为电源，而是通过各种形式对电网交流电进行交换，从而得到各自所需要的电能形式。

在电力电子技术的应用及各种电源系统中，逆变电源技术均处于核心地位。近年来，现代逆变电源技术发展主要表现出以下几种趋势：

- (1) 高频化。理论分析和实践经验表明：电器产品的变压器、电感和电容的体积重



量与供电频率的平方根成反比。所以当我们把频率从工频 50Hz 提高到 20kHz, 提高 400 倍的话, 用电设备的体积重量大体下降至工频设计的 5%~10%, 其主要材料可以节约 90% 甚至更高, 还可以节电 30% 甚至更多。由于功率电子器件工作频率上限的逐步提高, 促使许多原来采用电子管的传统高频设备固态化, 原材料消耗显著降低、电源装置小型化、系统的动态反应加快, 更可以深刻体现技术含量的价值<sup>[4]</sup>。

(2) 模块化。模块化有两方面的含义, 其一是功率器件的模块化, 其二是指电源单元的模块化。我们常见的器件模块, 含有一单元、两单元、六单元直至七单元, 包括开关器件和与之反并联的续流二极管, 实质上都属于“标准”功率模块(SPM)。近年, 有些公司把开关器件的驱动保护电路也集成到功率模块中去, 构成了“智能化”功率模块(IPM), 不但缩小了整机的体积, 更方便了整机的设计制造。有些制造商开发了“用户专用”功率模块(ASPM), 它把一台整机的几乎所有硬件都以芯片的形式安装到一个模块中, 使元器件之间不再有传统的引线连接, 把寄生参数降到最小, 从而把器件承受的应力降至最低, 提高了系统的可靠性。另外, 大功率的开关电源, 由于器件容量的限制和增加冗余、提高可靠性方面的考虑, 一般采用多个独立的模块电源并联工作, 采用均流技术, 所有模块共同分担负载电流, 一旦其中某个模块失效, 其它模块再平均分担负载电力。这样, 不但提高了功率容量, 在器件容量有限的情况下满足了大电流输出的要求, 而且通过增加相对整个系统来说功率很小的冗余电源模块, 极大的提高系统可靠性, 即使万一出现单模块故障, 也不会影响系统的正常工作, 而且为电源修复提供充分的时间。

(3) 数字化。现在数字式信号、数字电路越来越重要, 数字信号处理技术日趋完善成熟, 显示出越来越多的优点: 便于计算机处理控制, 避免模拟信号的畸变失真, 提高系统抗干扰能力, 便于软件包调试和遥感遥测遥调, 也便于自诊断, 容错等技术的植入, 同时也为电源的并联技术发展提供了方便<sup>[5]</sup>。

(4) 绿色化。随着各种政策法规的出台, 对无污染的绿色电源的呼声越来越高。绿色电源的含义有两层: 首先是显著节电, 这意味着发电容量的节约, 而发电是造成环境污染的重要原因。为了使电源系统绿色化, 电源应加装高效滤波器, 还应在电网输入端采用功率因数校正技术和软开关技术。提高输入功率因数具有重要意义, 不仅可以减少对电网的污染, 降低市电的无功损耗, 起到环保和节能的效果, 而且还能减少相应的投资, 提高运行可靠性。提高功率因数的传统方法是采用无源功率因数校正技术, 目前较先进的方法是: 单相输入的采用有源功率因数校正技术, 三相输入的采用 SPWM 高频整流提高功率因数。



随着电子电源的集成化、模块化、智能化的发展和电力电子器件的高性能化、拓扑电路理论的创新、现代控制技术的广泛应用及其实现的手段的先进性，现代电源的设计及分析工具得以进一步完善。今后电源技术将朝着高效率、高功率因数和高可靠性方向发展，并不断实现低谐波污染、低环境污染、低电磁干扰和小型化、轻量化。从而为今后的绿色电源产品和设备的发展提供强有力的技术保证，这也将是现代电源发展的必然结果。

## 1.7 本文所做工作

本文所做的工作是了解并掌握逆变电源的原理，了解逆变电源的技术现状，了解并掌握 SPWM 的原理和用单片机产生 SPWM，并用 IGBT 模块 IM14400 设计出一个单相正弦波变频电源。

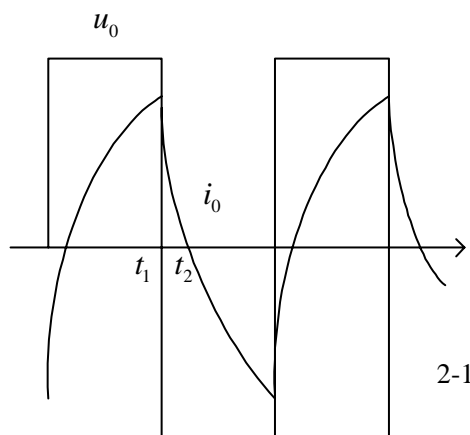
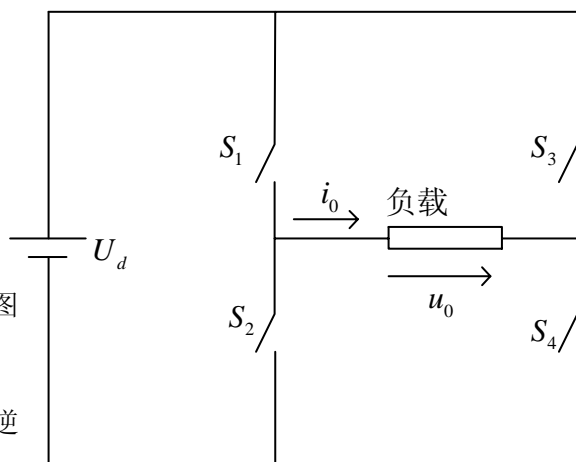
本文所设计的变频电源的参数要求：

- (1) 输入电压：市电两相电源  $220\text{VAC} \pm 10\%$ ；
- (2) 输出电压：输出为单相  $20\text{VAC}$ (有效值)、频率为  $20\text{Hz}$  的稳压电源；
- (3) 输出电流：输出电流有效值为  $3\text{A}$ ；
- (4) 具有过流保护功能，输出电流有效值达  $3.6\text{A}$  时，自动切断输入交流电源；
- (5) 稳压精度小于  $\pm 5\%$ 。

## 2. 逆变电路的基本理论

### 2.1 逆变电路的基本工作原理

与整流相对应，把直流电变成交流点称为逆变。以图 2-1(a)的单相桥式逆变电路为例说明最基本的工作原理。图中  $S_1 \sim S_4$  是桥式电路的 4 个臂，他们由电力电子器件及其辅助电路组成。当开关  $S_1$ 、 $S_4$  闭合， $S_2$ 、 $S_3$  断开时，负载电压  $u_0$  为正；当开关  $S_1$ 、 $S_4$  断开， $S_2$ 、 $S_3$  闭合式， $u_0$  为负，其波形如图 2-1(b)所示。这样就把直流电变成了交流电，改变两组开关的切换频率，即可改变输出交流电的频率。这就是逆变电路最基本的工作原理。



电路及其波形举例

当负载为电阻  
(a)  
和电压  $u_0$  的波形形

时，负载电流  $i_0$   
(b)  
状相同，相位也

相。当负载为阻感时， $i_0$  相位滞后于  $u_0$ ，二者波形的形状也不同，图 2-1(b)给出的就是阻感负载时的  $i_0$  的波形。设  $t_1$  时刻以前  $S_1$ 、 $S_4$  导通， $u_0$  和  $i_0$  均为正。在  $t_1$  时刻断开  $S_1$ 、 $S_4$ ，同时合上  $S_2$ 、 $S_3$ ，则  $u_0$  的极性立刻变为负。但是负载中有电感，其电流方向不能立刻改变而仍维持原方向。这时负载电流从直流电源负极流出，经  $S_2$ 、负载和  $S_3$  流回正极，负载电感中储存的能量向直流电源反馈，负载电流逐渐减小，到  $t_2$  时刻降为零，之后  $i_0$  才反向并逐渐增大。 $S_2$ 、 $S_3$  断开， $S_1$ 、 $S_4$  闭合时的情况类似。

## 2.2 电压型逆变电路

逆变电路根据直流侧电源性质的不同可分为两种：直流侧是电压源的称为电压型逆变电路；直流侧是电流源的称为直流型逆变电路。他们也分别被称为电压源逆变电路（Voltage Source Type Inverter-VSTI）和电流源型逆变电路（Current Source Type Inverter-CSTI）。这里主要介绍电压型逆变电路的基本构成、工作原理和特性。

电压型逆变电路有以下主要特点：

- (1) 直流侧为电压源，或并联有大电容，相当于电压源。直流侧电压基本无脉动，直流回路呈现低阻抗。
- (2) 由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电源波形为矩形波，并且与负载阻抗角有关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。
- (3) 当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供信道，逆变桥各臂都并联了反馈二极管。

### 2.2.1 半桥逆变电路

半桥逆变电路原理图如图 2-2(a)所示，它有两个桥臂，每个桥臂由一个可控器件和一个并联二极管组成。在直流侧接有两个相互串联的足够大的电容，两个电容的联结点便成为直流电源的中点。负载联接在直流电源中点和两个桥臂联结点之间。

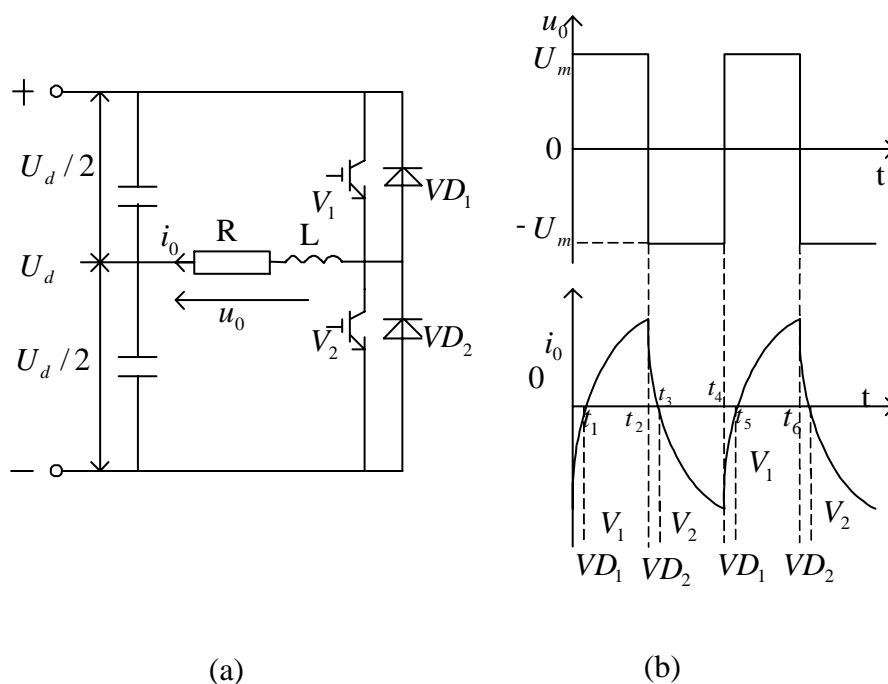


图 2-2 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

设开关器件 $V_1$ 和 $V_2$ 的栅极信号在一个周期内各有半周正偏,半周反偏,且二者互补。当负载为感性时,其工作波形如图 2-2(b)所示。输出电压 $u_0$ 为矩形波,其幅值为 $U_m=U_d/2$ 。输出电流 $i_0$ 波形随负载情况而已。设 $t_2$ 时刻以前 $V_1$ 为通态, $V_2$ 为断态。 $t_2$ 时刻给 $V_1$ 关断信号,给 $V_2$ 开通信号,则 $V_1$ 关断,但感性负载中的电流 $i_0$ 不能立即改变方向,于是 $VD_2$ 导通续流。当 $t_3$ 时刻 $i_0$ 降为零时, $VD_2$ 截止, $V_2$ 开通, $i_0$ 开始反向。同样,在 $t_4$ 时刻给 $V_2$ 关断信号,给 $V_1$ 开通信号后, $VD_1$ 先导通续流, $t_5$ 时刻 $V_1$ 才开通。各段时间内导通器件的名称标于图 2-2(b)的下部。

当 $V_1$ 或 $V_2$ 为通态时,负载电流和电压同方向,直流侧向负载提供能量;而当 $VD_1$ 或 $VD_2$ 为通态时,负载电流和电压反向,负载电感中贮藏的能量向直流侧反馈,即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时存储在直流侧电容器中,直流侧电容器起着缓冲这种无功能量的作用。因为二极管 $VD_1$ 、 $VD_2$ 是负载向直流侧反馈能量的通道,故称为反馈二极管;又因为 $VD_1$ 、 $VD_2$ 起着使负载电流连续的作用,因此又称为续流二极管。

当可控器件是不具有门极可关断能力的晶闸管时,必须附加强迫换流电流才能正常工作。

半桥逆变电路的优点是简单,使用器件少。其缺点是输出交流电压的幅值 $U_m$ 仅为 $U_d/2$ ,且直流侧需要两个电容器串联,工作时还要控制两个电容器电压的均衡。因此,半桥电路常用于几 kW 以下的小功率逆变电路。

### 2.2.2 全桥逆变电路

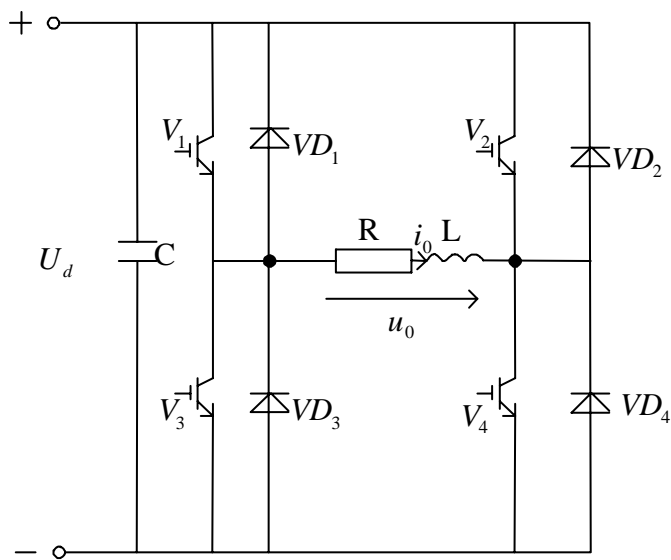
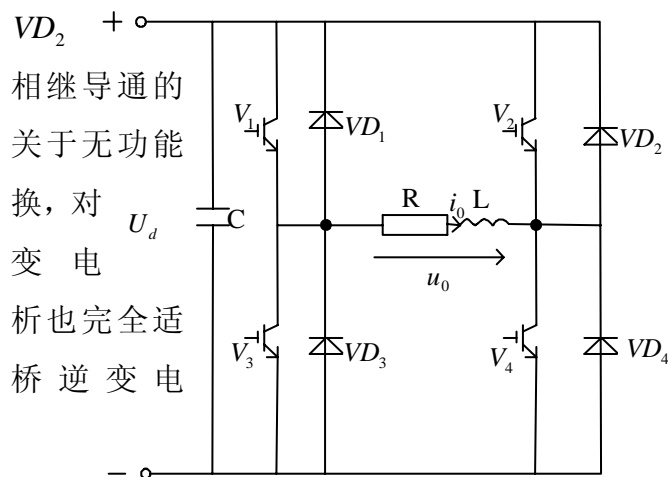


图 2-3 单相全桥电压型逆变电路

电压型全桥逆变电路的原理图如图 2-3 所示，它共有四个桥臂，可以看出由两个半桥电路组合而成。把桥臂 1 和 4 作为一对，桥臂 2 和 3 作为另一对，成对的两个桥臂同时导通，两对交替各导通 $180^\circ$ 。其输出电压 $u_0$ 的波形图和图 2-2 (b)的半桥电路的波形 $u_0$ 形状相同，也是矩形波，但其幅值高出一倍， $U_m = U_d$ 。在直流电压和负载都相同的情况下，其输出电流 $i_0$ 的波形当然也和图 2-2(b)中的 $i_0$ 形状相同，仅幅值增加一倍。图 2-2 中的 $VD_1$ 、 $V_1$ 、 $VD_2$ 、 $V_2$ 相继导通的区间，分别对应图 2-3 中的 $VD_1$ 和 $VD_4$ 、 $V_1$ 和 $VD_3$ 、 $VD_2$ 和 $V_3$ 相继导通的区间。



相继导通的  
关于无功能  
换，对  
变 电  
析也完全适  
桥 逆 变 电

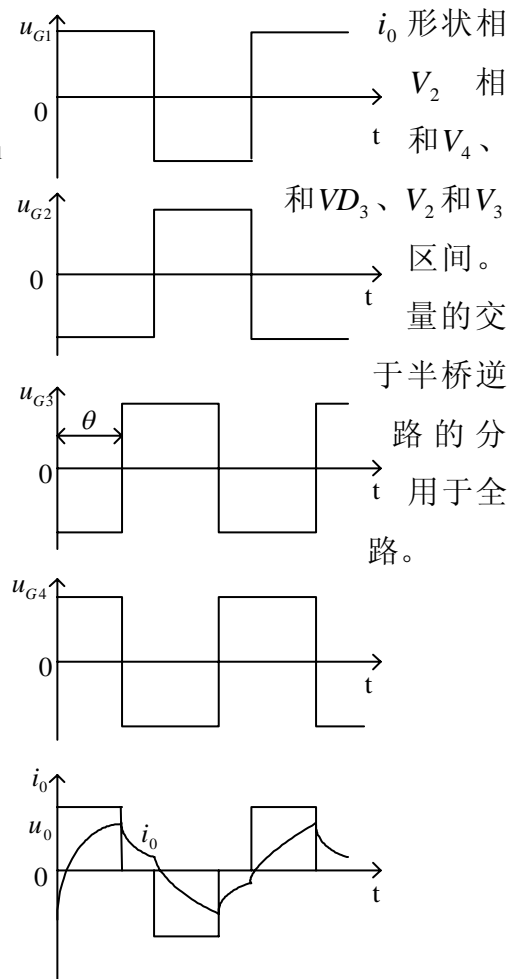


图 2-4 单相全桥逆变电路的移相调压方式

全桥逆变电路是单相逆变电路中应用最多的。下面对其电压波形作定量分析。把幅值为  $U_d$  的矩形波  $u_0$  展开成傅里叶级数得

$$u_0 = 4U_d / \pi (\sin \omega t + 1/3 \sin 3\omega t + 1/5 \sin 5\omega t + \dots)$$

其中基波的幅值  $U_{01m}$  和基波有效值  $U_{01}$  分别为

$$U_{01m} = 4U_d / \pi = 1.27U_d$$

$$U_{01} = 2\sqrt{2} U_d / \pi = 0.9U_d$$

上述公式对于半桥逆变电路也是适用的，只是式中的  $U_d$  要换成  $U_d/2$ 。

前面分析的都是  $u_0$  为正负电压各为  $180^\circ$  的脉冲时的情况。在这种情况下，要改变输出交流电压的有效值只能通过改变直流电压  $U_d$  来实现。

在阻感负载时，还可以采用移相的方式来调节逆变电路的输出电压，这种方式称为移相调压。移相调压实际上就是调节输出电压脉冲宽度。在图 2-4(a) 的单相全桥逆变电路中，各 IGBT 的栅极信号仍为  $180^\circ$  正偏， $180^\circ$  反偏，并且  $V_1$  和  $V_2$  的栅极信号互补， $V_3$  和  $V_4$  的栅极信号互补，但  $V_3$  的基极信号不是比  $V_1$  落后  $180^\circ$ ，而是落后  $\theta$  ( $0 < \theta < 180^\circ$ )。也就是说， $V_3$ 、 $V_4$  的栅极信号不是分别和  $V_2$ 、 $V_1$  的栅极信号同相位，而是前移了  $180^\circ - \theta$ 。这样，输出电压  $u_0$  就不再是正负各为  $180^\circ$  的脉冲，而是正负各为  $\theta$  的脉冲，各 IGBT 的栅极信号  $u_{G1} \sim u_{G4}$  及输出  $u_0$ 、输出电流  $i_0$  的波形如图 2-4(b) 所示。下面对其工作过程进



行具体分析。

设在 $t_1$ 时刻前 $V_1$ 和 $V_4$ 导通，输出电压 $u_0$ 为 $U_d$ ， $t_1$ 时刻 $V_3$ 和 $V_4$ 栅极信号反向， $V_4$ 截止，而因负载电感中的电流 $i_0$ 不能突变， $V_3$ 不能立刻导通， $VD_3$ 导通续流。因为 $V_1$ 和 $VD_3$ 同时导通，所以输出电压为零。到 $t_2$ 时刻 $V_1$ 和 $V_2$ 栅极信号反向， $V_1$ 截止，而 $V_2$ 不能立刻导通， $VD_2$ 导通续流，和 $VD_3$ 构成电流通路，输出电压为 $-U_d$ 。到负载电流过零电流过零并开始再次反向， $V_3$ 截止，而 $V_4$ 不能立刻导通， $VD_4$ 导通续流， $u_0$ 再次为零。以后的过程和前面类似。这样，输出电压 $u_0$ 的正负脉冲宽度就各为 $\theta$ 。改变 $\theta$ ，就可以调节输出电压。

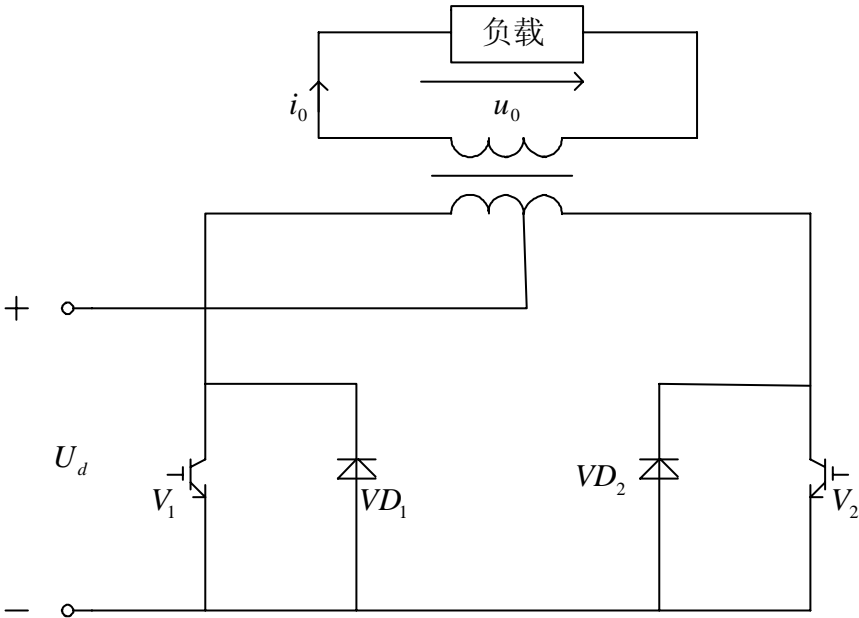


图 2-5 带中心抽头变压器的逆变电路

在纯电阻负载时，采用上述移相方法也可以得到相同的结果，只是 $VD_1 \sim VD_4$ 不再导通，不起续流作用。在 $u_0$ 为零的期间，4个桥臂均不导通，负载也没有电流。

显然，上述移相调压方式并不适合于半桥逆变电路。不过在纯电阻负载时，仍可采用改变正负脉冲宽度的方法来调节半桥逆变电路的输出电压。这时，上下两桥的栅极信号不再是各 $180^\circ$ 正偏、 $180^\circ$ 反偏并且互补，而是正偏的宽度为 $\theta$ 、反偏的宽度为 $360^\circ - \theta$ ，二者相位差 $180^\circ$ 。这时输出电压 $u_0$ 也是正负脉冲的宽度各为 $\theta$ 。

### 2.2.3 带中心抽头变压器的逆变电路

图 2-5 是其原理图。交替驱动两个 IGBT，通过变压器的耦合给负载加上矩形波交流电压。两个二极管的作用也是给负载电感中贮藏的无功能量提供反馈信道。在 $U_d$ 和负载参数相同，且变压器一次侧 2 个绕组和二次侧绕组的匝比 1:1:1 的情况下，该电路

的输出电压  $u_o$  和输出电流的波形及幅值与全桥逆变电路完全相同。

图 2-5 的电路虽然比全桥电路少用了一半开关器件，但器件承受的电压却为  $2U_d$ ，比全桥电路高一倍，且必须有一个变压器<sup>[6]</sup>。

### 2.3 IGBT 有关知识

绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor)简称 IGBT,因为它的等效结构具有晶体管模式，所以称为绝缘栅双极型晶体管。IGBT 于 1982 年开始研制，1986 年投产，是发展很快而且很有前途的一种混合型器件。IGBT 综合了 MOS 和 GTR 的优点，其导通电阻是同一耐压规格的功率 MOS 的 1/10，开关时间是同容量 GTR 的 1/10。在电机控制、中频电源、各种开关电源以及其它高速低损耗的中小功率领域，IGBT 有取代 GTR 和 VDMOS 的趋势<sup>[7]</sup>。

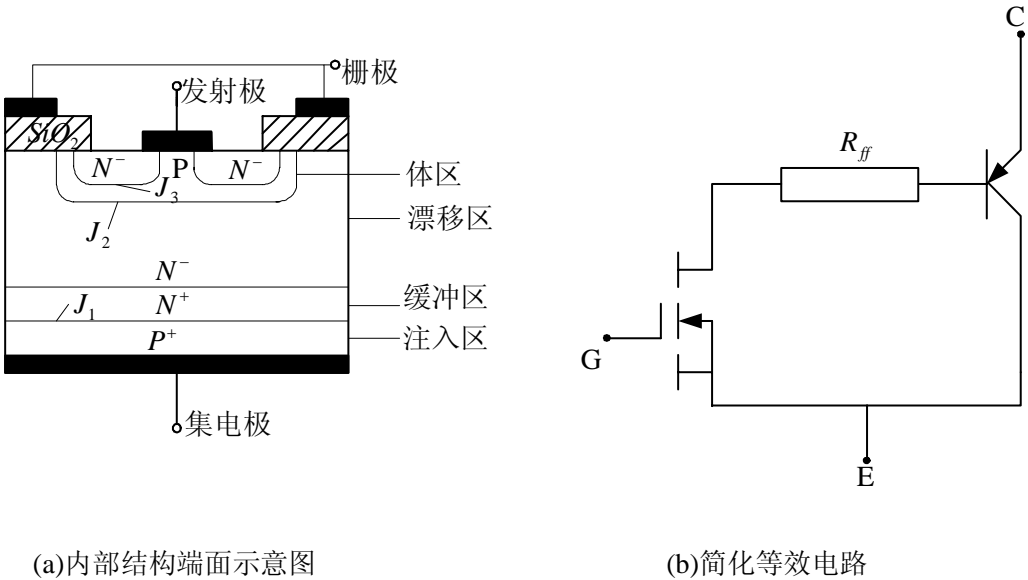


图 2-6 IGBT 的结构和简化等效电路

#### 2.3.1 IGBT 的工作原理

##### (1) IGBT 的结构

就 IGBT 的结构而言，是在 N 沟道 MOSFET 的漏极 N 层上又附加上一层 P 层的  $P^-N^-PN^+$  的四层结构。图 2-6(a)为 N 沟道 VDMOSFET 与 GTR 组合的 N 沟道 IGBT(N-IGBT)。IGBT 比 VDMOSFET 多一层  $P^+$  注入区，形成了一个大面积的  $P^+N$  结  $J_1$ ，使 IGBT 导通时由  $P^+$  注入区向 N 基区发射少子，从而对漂移区电导率进行调制，使得 IGBT 具有很强的通流能力。简化等效电路表明，IGBT 是 GTR 与 MOSFET 组成的达林顿结构，是一个由 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 晶体管， $R_{ff}$  为晶体管基区内的调制电阻。

## (2) IGBT 的工作原理

N 沟道 IGBT 通过在栅极-发射极间加阈值电压  $U_{TH}$  以上的(正)电压, 在栅极电极正下方的 P 层上形成反型层(沟道), 开始从发射极电极下的  $N^-$  层注入电子。该电子为  $P^+N^-P$  晶体管的少数载流子, 从集电极衬底 P 层开始注入空穴, 进行电导率调制(双极工作), 所以可以降低集电极-发射极间饱和电压。工作时的等效电路如图 2-1(b)所示, 在发射极电极侧形成  $N^+PN$  寄生晶体管。若寄生晶体管工作, 又变成  $P^+N-PN^+$  晶闸管。电流继续流动, 直到输出侧停止供给电流。通过输出信号已不能进行控制。这种状态称为闭锁状态<sup>[8]</sup>。

为了抑制寄生晶体管的工作, IGBT 采用尽量缩小  $P^+N^-P$  晶体管的电流放大系数  $a$  作为解决闭锁的措施。具体来说,  $P^+N^-P$  的电流放大系数  $a$  设计在 0.5 以下。IGBT 的闭锁电流  $I_L$  为额定电流(直流)的 3 倍以上。IGBT 的驱动原理与功率 MOSFET 基本相同, 为场控器件, 通断由栅射极电压  $U_{GE}$  决定。

导通:  $U_{GE}$  大于开启电压时, MOSFET 内形成沟道, 为晶体管提供基极电流, IGBT 导通。

导通压降: 电导调制效应使电阻  $R_{on}$  减小, 使通态压降减小。

关断: 栅、射极间施加反压或不加信号时, MOSFET 内的沟道消失, 晶体管的基极电流被切断, IGBT 关断。

## 2.3.2 IGBT 特性与参数特点

### (1) IGBT 的伏安特性和转移特性

IGBT 的伏安特性如图 2-7(a)所示, 它反映在一定的栅极-发射极电压  $U_{GE}$  与  $I_c$  的关系。  $U_{GE}$  越高,  $I_c$  越大。值得注意的是, IGBT 的反向电压承受能力很差, 从曲线中可知, 其反向阻断电压  $U_{BM}$  只有几十伏, 因此限制了它在需要承受高反压场所的使用。

图 2-7(b)是 IGBT 的转移特性曲线。当  $U_{GE} > U_{GE(TH)}$  (开启电压, 一般为 3-6 伏)

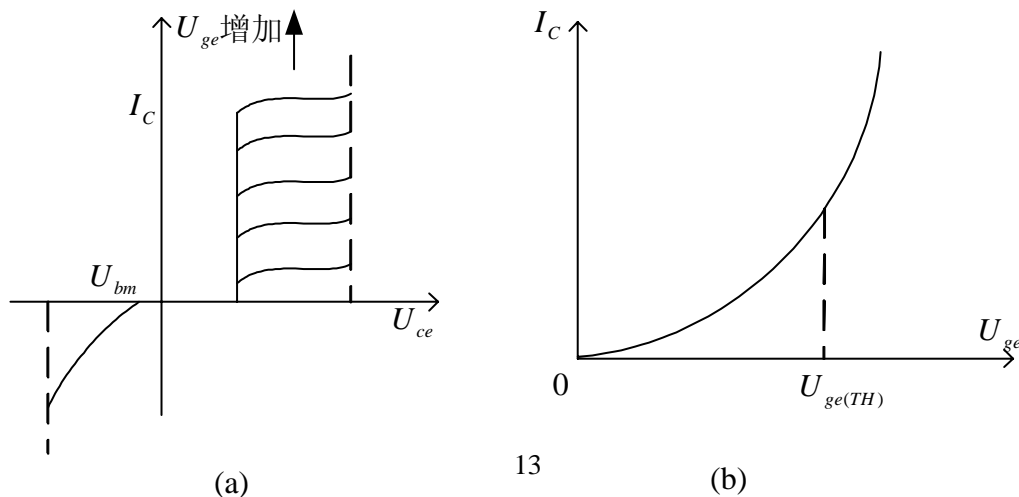


图 2-7 IGBT 的伏安特性和转移特性

时, IGBT 开通, 其输出电流  $I_c$  与驱动电压  $U_{GE}$  基本呈线性关系。当  $U_{GE} < U_{GE(TH)}$  时, 关断。

## (2) IGBT 的参数特点

①IGBT 的开关特性好, 开关速度快, 其开关时间是同容量 GTR 的 1/10。IGBT 的开通过程是从正向阻断状态转换到正向导通的过程。开通时间定义  $t_{on}$  为从驱动电压  $U_{GE}$  的脉冲前沿上升到最大值  $U_{GEM}$  的 10% 所对应的时间起至集电极电流  $I_c$  上升到最大值  $I_{CM}$  的 90% 止所需要的时间。  $t_{on}$  又可分为开通延迟时间  $t_{d(on)}$  和电流上升时间  $t_r$  两部分。  $t_{d(on)}$  定义为从 10%  $I_{CEM}$  到 10%  $I_{CM}$  所需的时间,  $t_r$  定义为  $I_c$  从 10%  $I_{CM}$  上升至 90%  $I_{CM}$  所需要的时间, 如图 2-8 所示。

IGBT 的关断过程是从正向导通状态转换到正向阻断状态的过程。关断时间  $t_{off}$  定义为从驱动电压  $U_{GE}$  的脉冲后沿下降到 90%  $U_{GEM}$  处起至集电极电流下降到 10%  $I_{CM}$  处所经过的时间。  $T_{off}$  又可分为关断延迟时间  $t_{d(off)}$  和电流下降时间  $t_f$  两部分。  $T_{d(off)}$  是从 90%  $U_{CEM}$  至 90%  $I_{CM}$  所需的时间;  $t_f$  是指 90%  $I_{CM}$  下降至 10%  $I_{CM}$  所需的时间,  $t_f$  由  $t_{f1}$  (由 IGBT 中的 MOS 管决定)和  $t_{f2}$  (由 IGBT 中的 PNP 晶体管决定)两部分组成。

IGBT 的开关时间与集电极电流、栅极电阻以及结温等参数有关。随着集电极电流  $I_c$  和栅极电阻  $R_G$  的增加, 其中  $R_G$  对开关时间影响较大。

②IGBT 的通态压降低。在大电流段是同一耐压规格的 VDMOS 的 1/10 左右。在小电流段的 1/2 额定电流以下通态压降有负温度系数, 因此 IGBT 在并联使用时具有电流自动调节能力。

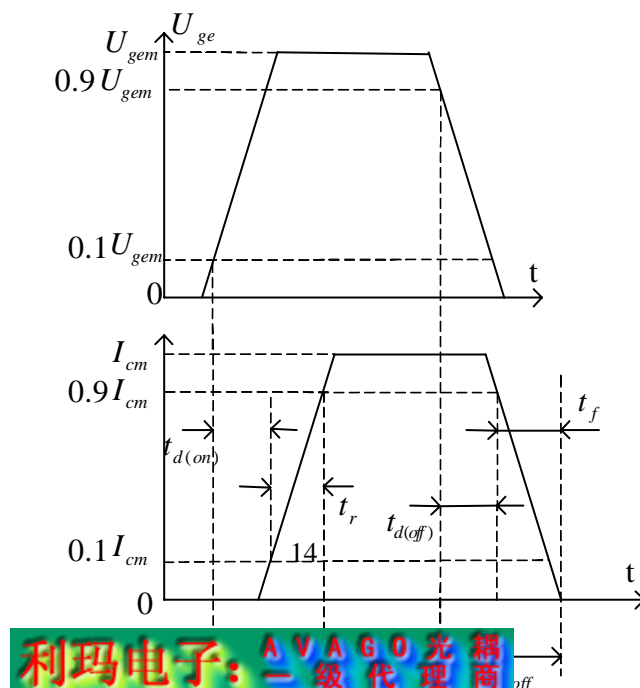


图 2-8 IGBT 的开关特性

③IGBT 的集电极电流最大值  $I_{CM}$ 。在 IGBT 管中由  $U_{GE}$  来控制  $I_C$  的大小，当  $I_C$  大到一定的程度时，IGBT 中寄生的 NPN 和 PNP 晶体管处于饱和状态，栅极 G 失去对集电极电流  $I_C$  的控制作用，这叫擎住效应。IGBT 发生擎住效应后， $I_C$  大、功耗大，最后使器件损坏。为此，器件出厂时必须规定集电极电流的最大值  $I_{CM}$ ，以及与此相应的栅极-发射极最大电压  $U_{GEM}$ 。集电极电流值超过  $I_{CM}$  时，IGBT 产生擎住效应。另外器件在关断时电压上升率  $dU_{CE}/dt$  太大也会产生擎住效应。

④IGBT 的安全工作区比 GTR 宽，而且还具有耐脉冲电流冲击的能力。

IGBT 在开通时为正向偏置，其安全工作区称为正偏安全工作区 FBSOA，如图 2-9(a) 所示，IGBT 的导通时间越长，发热越严重，安全工作区越小。

IGBT 在关断时为反向偏置，其安全工作区称为反偏安全工作区 RBSOA，如图 2-9(b) 所示，RBSOA 与电压上升率  $dU_{CE}/dt$  有关， $dU_{CE}/dt$  越大，RBSOA 越小。在使用中一般通过选择适当的  $U_{GE}$  和栅极驱动电阻控制  $dU_{CE}/dt$ ，避免 IGBT 因  $dU_{CE}/dt$  过高而产生擎住效应。

⑤IGBT 的输入阻抗高，可达  $10^9 \sim 10^{11}$  欧姆数量级，呈纯电容性，驱动功率小，这些与 VDMOS 相似。

⑥与 VDMOS 和 GTR 相比，IGBT 的耐压可以做得更高，最大允许电压  $U_{CEM}$  可达到 4500 伏以上。

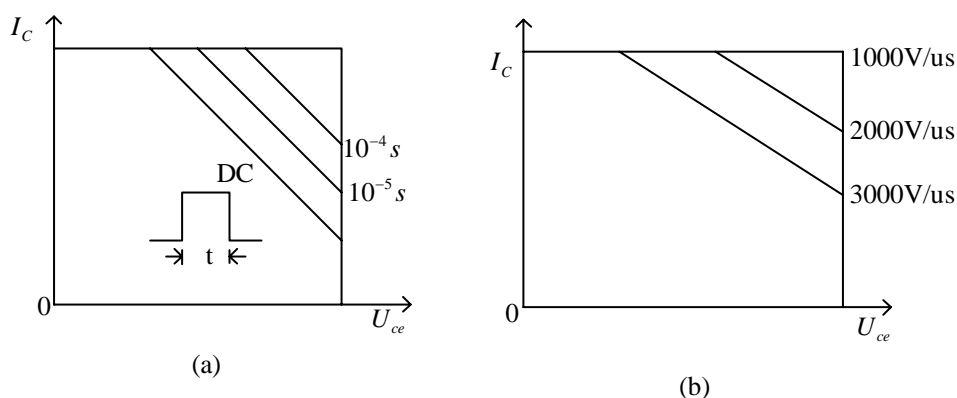


图 2-9 IGBT 的安全工作区

⑦IGBT 的最高允许结温为  $150^{\circ}\text{C}$ 。VDMOS 的通态压降随结温升高而显著增加，而 IGBT 的通态压降在室温和最高结温之间变化很小，具有良好的温度特性。

### 2.3.3 IGBT 的保护

IGBT 与电力 MOSFET 管一样具有极高的输入阻抗，容易造成静电击穿，故在存放和测试时应采取防静电措施。

IGBT 作为一种大功率电力电子器件常用十大电流、高电压的场合，对其采取保护措施，以防器件损坏显得非常重要。

#### (1) 过电流保护

IGBT 应用于电力系统中，对于正常过载(如电机起动、滤波电容的合闸冲击以及负载的突变等)系统能自动调节和控制，不至于损坏 IGBT。对于非正常的短路故障要实行过流保护。通常的做法是：

①切断栅极驱动信号。只要检测出过流信号，就在  $2\mu\text{s}$  内迅速撤除栅极信号。

②当检测到过流故障信号时，立即将栅压降到某一电平，同时启动定时器，在定时器到达设定值之前，若故障消失，则栅压又恢复到正常工作值；若定时器到达设定值时故障仍未消除，则把栅压降低到零。这种保护方案要求保护电路在  $1-2\mu\text{s}$  内响应。

#### (2) 过电压保护

利用缓冲电路能对 IGBT 实行过电压抑制并抑制过量的电压变化率  $dU/dt$  但由于 IGBT 的安全工作区宽，因此，改变栅极电阻的大小，可减弱 IGBT 对缓冲电路的要求。然而，由于 IGBT 控制峰值电流能力比 VDMOS 强，因此在有些应用中可不用缓冲电路。

#### (3) 过热保护

利用温度传感器检测 IGBT 的壳温，当超过允许温度时主电路跳闸以实现过热保护 [9]。



### 3. SPWM 波形工作原理

#### 3.1 PWM 概述

所谓 PWM 技术就是用功率器件的开通和关断把直流电压变成一定形状的电压脉冲系列, 以实现变压变频及控制和消除谐波为目标的一门技术, 也就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(这里所谓相当于基波分量的信号波并不一定指正弦波, 在 PWM 优化模式控制中可以是预畸变的信号波), 当然不同信号调制后生成的 PWM 脉宽对变频效果, 比如输出基波电压幅值、基波转矩、脉动转矩、谐波电流损耗、功率半导体开关器件的开关损耗等的影响差异很大<sup>[10]</sup>。

PWM 技术最初应用于直流变换电路, 随后将这种方式与频率控制相结合, 产生了应用于逆变电路的 PWM 控制技术。用改变调制信号频率实现输出电压基波频率的调节; 用改变调制信号幅值实现输出电压基波幅值的调节。具体来说, 就是用一种参考正弦波为“调制波”, 而以 N 倍于调制波频率的三角波为“载波”。由于三角波或锯齿波的上下宽度是线性变化的波形, 因此它与调制波相交时, 就可以得到一组幅值相等, 而宽度正比于调制波函数值的矩形脉冲序列用来等效调制波, 用开关量取代模拟量, 并通过对逆变器开关管的通断控制, 把直流电变换成交流电。

随着逆变器在交流传动、UPS 电源和有源滤波器中的广泛应用, 以及高速全控开关器件的大量出现, PWM 技术已成为逆变技术的核心, 因而受到了人们的高度重视。尤其是最近几年, 微处理器应用于 PWM 技术和实现数字化控制以后, 更是花样翻新, 到目前为止仍有新的 PWM 控制方式在不断出现。

目前已经提出并得到应用的 PWM 控制技术就不下十种。尤其是微处理器应用于 PWM 技术之后, PWM 技术得到了进一步的发展, 从追求电压的正弦波到电流的正弦波, 再到磁通的正弦波; 从效率最优到转矩脉动最小, 再到噪音最小等, PWM 控制技术经历了一个不断创新和不断完善的过程。

PWM 控制技术可分为三大类, 即正弦 PWM(包括以电压、电流和磁通的正弦为目标的各種 PWM 控制技术), 最优 PWM 及随机 PWM。从实现方法上大致有模拟式和数字式两种, 而数字式中又包括硬件、软件和查表等几种实现方法。从控制特性来看主要可以分为两种: 开环式(电压或磁通控制型)和闭环式(电流或磁通控制型)。当然还有其它分类方法, 这里就不再逐一叙述<sup>[11]</sup>。

#### 3.2 PWM 波形原理

在采样控制理论中有一个重要的结论: 冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性

的环节上时，其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积。这里所说的效果基本相同，指环节的输出响应波形基本相同。如把各输出波形用傅式变换分析，则其低频段特性非常接近，仅在高频段略有差异。例如图 3-1(a),(b),(c)所示的三个窄脉冲形状不同，图 3-1(a)为矩形脉冲，图 3-1(b)为三角形脉冲，图 3-1(c)为正弦半波脉冲，但它们的面积(即冲量)都等于 1，那么，当他们分别加在具有惯性的同一个环节上时，其输出响应基本相同。脉冲越窄，其输出的差异越小。当窄脉冲变为图 3-1(d)的单位脉冲函数  $\delta(t)$  时，环节的输出响应即为该环节的脉冲过渡函数。

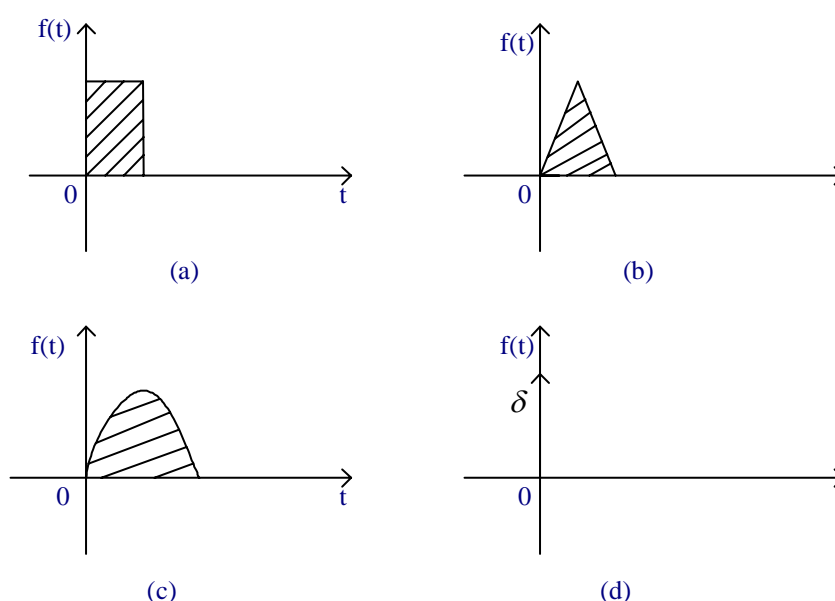


图 3-1 形状不同而冲量相同的各种脉冲

上述结论是 PWM 控制的重要理论基础。下面分析如何用一系列等幅而不等宽的脉冲代替一个正弦半波，把图 3-2(a)所示的正弦半波波形分成  $N$  等份，就可把正弦半波看成由  $N$  个彼此相连的脉冲所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于  $\pi/N$ ，但幅值不等，且脉冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列用同样数量的等幅而不等宽的矩形脉冲序列代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦等分的中点重合，且使矩形脉冲和相应正弦部分面积(冲量)相等，就得到图 3-2(b)所示的脉冲序列，这就是 PWM 波形。可以看出，各脉冲的宽度是按正弦规律变化的。根据冲量相等效果相同的原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这种脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，也称为 SPWM (Sinusoidal PWM) 波形。在 PWM 波形中，各脉冲的幅值是

相等的,要改变等效输出正弦波的幅值时,只要按同一比例系数改变各脉冲的宽度即可。以上介绍的是 **PWM** 控制的基本原理,按照上述原理,在给出了正弦波频率、幅值和半个周期内的脉冲数后, **PWM** 波形各脉冲的宽度和间隔就可以准确计算出来。按照计算结果控制电路中各开关器件的通断,就可以得到所需要的 **PWM** 波形<sup>[12]</sup>。

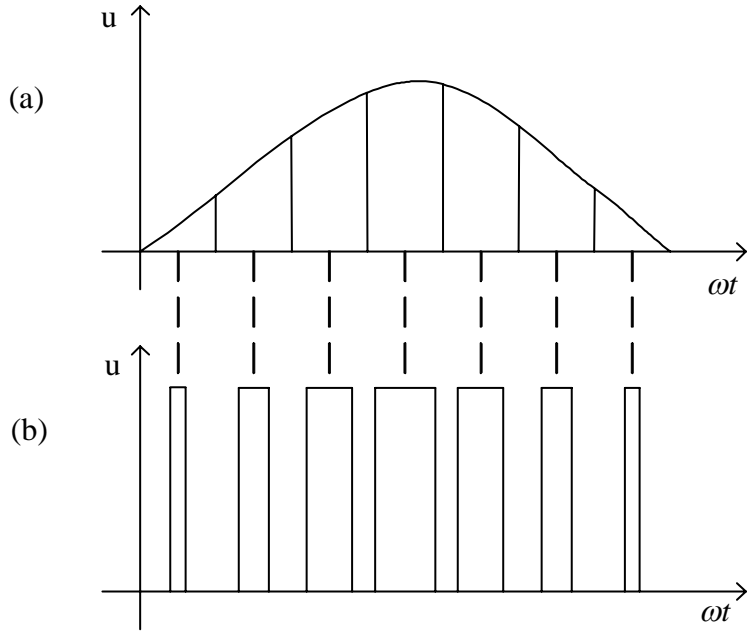


图 3-2 **PWM** 控制的基本原理示意图

但是,这种计算是很繁琐的,正弦波的频率、幅值变化时,结果都要变化。较为实用的方法是采用调制的方法,即把所希望的波形作为调制信号,把接受调制的信号作为载波,通过对载波的调制得到所期望的 **PWM** 波形。通常采用等腰三角形作为载波,因为等腰三角形上下宽度与高度成线性关系且左右对称,当它与任何一个平缓变化的调制信号波形相交时,如在交点时刻控制电路中开关器件的通断,就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲,这正好符合 **PWM** 控制的要求。当调制信号波为正弦波时,所得到的就是 **SPWM** 波形。一般根据三角波载波在半个周期内方向的变化,又可以分为两种情况。三角波载波在半个周期内的方向只在一个方向变化,所得到的 **PWM** 波形也只在一个方向变化的控制方式称为单极性 **PWM** 控制方式,如图 3-3 所示。如果三角波载波在半个周期内的方向是在正负两个方向变化的,所得到的 **PWM** 波形也是在两个方向变化的,这时称为双极性 **PWM** 控制方式,如图 3-4 所示<sup>[13]</sup>。

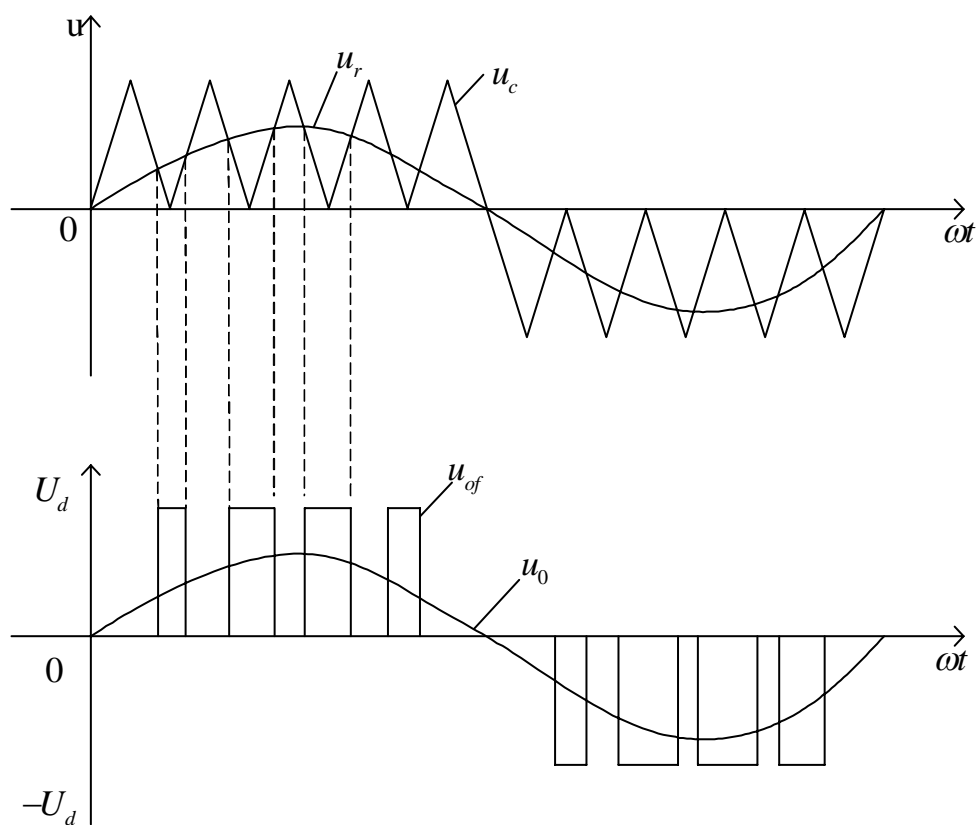


图 3-3 单极性 PWM 控制方式

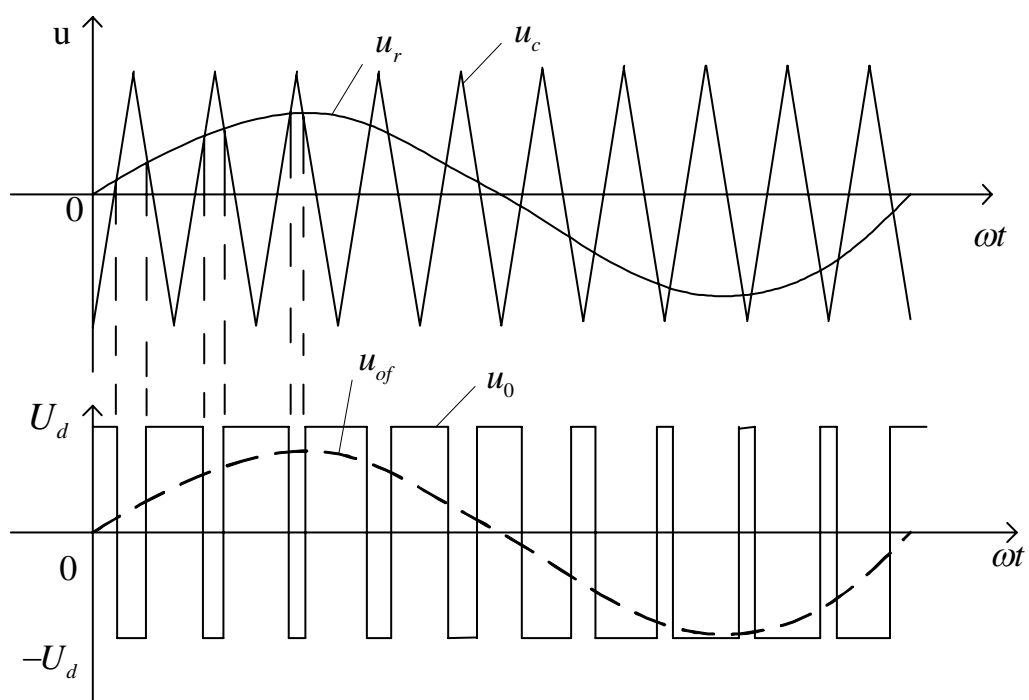


图 3-4 双极性 PWM 控制方式原理

### 3.3 SPWM 的波形产生方法

#### 3.3.1 硬件调制法

硬件调制法是为了解决等面积法计算繁琐的缺点而提出的，其原理就是把所希望的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过对载波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波作为载波，当调制信号波为正弦波时，所得到的就是 SPWM 波形。其实现方法简单，可以用模拟电路构成三角波载波和正弦调制波发生电路，用比较器来确定它们的交点，在交点时刻对开关器件的通断进行控制，就可以生成 SPWM 波。

#### 3.3.2 低次谐波消去法

低次谐波消去法是以消去 PWM 波形中某些主要的低次谐波为目的的方法。其原理是对输出电压波形按傅氏级数展开，表示为  $u(\omega t) = a_n \sin n\omega t$ ，首先确定基波分量  $a_1$  的值，再令两个不同的  $a_n = 0$ ，就可以建立三个方程，联立求解得  $a_1$ 、 $a_2$  及  $a_3$ ，这样就可以消去两个频率的谐波。

该方法虽然可以很好地消除所指定的低次谐波，但是，剩余未消去的较低次谐波的幅值可能会相当大，而且同样存在计算复杂的缺点。该方法同样只适用于同步调制方式中。

#### 3.3.3 软件生成法

由于微机技术的发展使得用软件生成 SPWM 波形变得比较容易，因此，软件生成法也就应运而生。软件生成法其实就是用软件来实现调制的方法，其有三种基本算法，即自然采样法、规则采样法和等面积 PWM 法。

##### (1) 自然采样法

以正弦波为调制波，等腰三角波为载波进行比较，在两个波形的自然交点时刻控制开关器件的通断，这就是自然采样法。其优点是所得 SPWM 波形最接近正弦波，但由于三角波与正弦波交点有任意性，脉冲中心在一个周期内不等距，从而脉宽表达式是一个超越方程，计算繁琐，难以实时控制。

##### (2) 规则采样法

规则采样法一般采用三角波作为载波。其原理就是用三角波对正弦波进行采样得到阶梯波，再以阶梯波与三角波的交点时刻控制开关器件的通断，从而实现 SPWM 法。当三角波只在其顶点(或底点)位置对正弦波进行采样时，由阶梯波与三角波的交点所确定的脉宽，在一个载波周期(即采样周期)内的位置是对称的，这种方法称为对称规则采样。当三角波既在其顶点又在底点时刻对正弦波进行采样时，由阶梯波与三角波的交点

所确定的脉宽，在一个载波周期(此时为采样周期的两倍)内的位置一般并不对称，这种方法称为非对称规则采样。

### (3) 等面积 PWM 法

等面积 PWM 法的基本思想是使相同时间间隔内的 PWM 波的面积与调制波的面积相等，正弦波等面积 PWM 法的调制原理如图 3-5 所示。

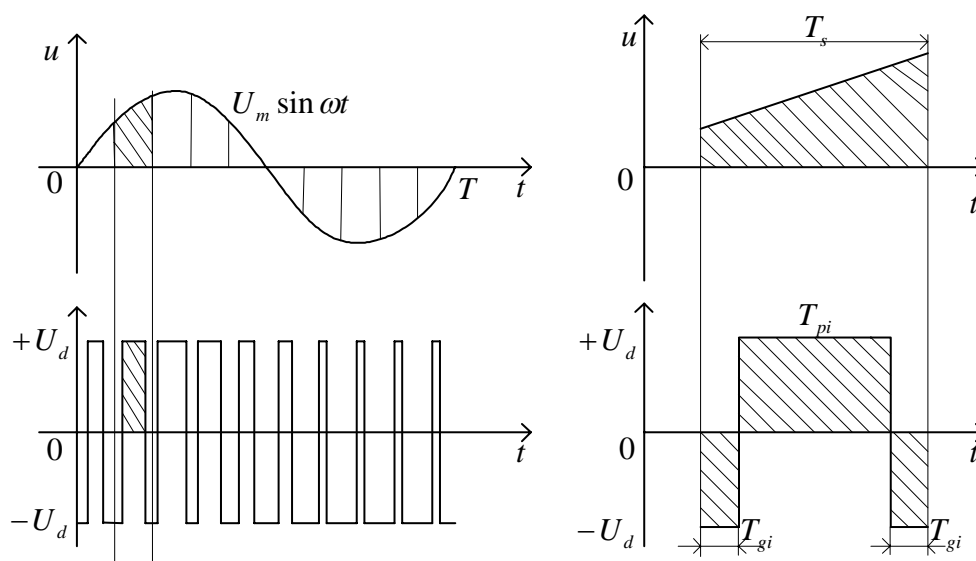


图 3-5 直接 PWM 的调制原理

假定一个周期内 PWM 波的脉冲数（即载波比）为  $2N$ ，将参考正弦波  $U_m \sin \omega t$  的整个周期  $T$  分为  $2N$  等分，则每个区间的长度（即载波周期）为  $T_s = T/2N$ ，在第  $i$  个区间正弦波面积为

$$S_{ri} = \int_{(i-1)T_s}^{iT_s} U_m \sin \omega t dt = U_m / \omega (\cos((i-1)\pi / N) - \cos(i\pi / N))$$

设输出 PWM 波的幅值为  $U_d$ ，采用双极性调制后，第  $i$  个区间内的 PWM 波形平均值为

$$S_{pi} = E T_{pi} + (-E) 2T_{gi}$$

考虑到有  $T_s = T_{pi} + 2T_{gi}$ ，令  $S_{ri} = S_{pi}$ ，可整理得

$$T_{pi} = T_s / 2 + U_m / (2\omega E) (\cos((i-1)\pi / N) - \cos(i\pi / N))$$

令

$$\delta_i = \cos((i-1)\pi / N) - \cos(i\pi / N)$$

$$k = U_m / \omega E = M / \omega$$



式中， $M = U_m / E$  为调制深度。

$\delta_i$  的表达式虽包含有三角函数的计算，但它仅与  $N$  有关，一旦  $N$  确定后，可事先将计算好的  $\delta_i$  存入内存中，需要时通过查表方式获得即可。从  $k$  的表达式可以看出， $k$  正比于调制深度而反比于基波频率  $\omega$ 。对于通用型交流变频调速系统来说，通常使  $U/f$  为常数来达到恒转矩控制，若用等面积 PWM 调制实现时，此时只需使  $k$  值为一个常数即可。

综合上述分析，等面积 PWM 法的脉冲换相点计算公式为

$$T_{pi} = 1/2 (T_s + k \delta_i) \quad i=1, 2, \dots, N$$

$$T_{gi} = 1/2 (T_s - T_{pi})$$

由图 3-2 可知，等面积 PWM 法生成的 PWM 波形在  $T/2$  处是点对称的，因而可推导出

$$T_{pi} = T_{p(i-N)} \quad i=N+1, N+2, \dots, 2N$$

$$T_{gi} = T_{g(i-N)}$$

等面积 PWM 法具有算法简单、占用内存少、产生的 PWM 波形对称等优点，并且 PWM 波脉宽与调制深度  $M$  存在一定的线性关系<sup>[14]</sup>。本文采用等面积 PWM 法。

## 4. 系统硬件设计

### 4.1 系统总体结构设计

本次设计的任务是设计并制作一个输入为市电 220V、频率 50Hz，利用 SPWM 逆变技术，输出为 20V、频率 20Hz 的单相正弦波变频电源。图 4-1 为所设计的系统框图。

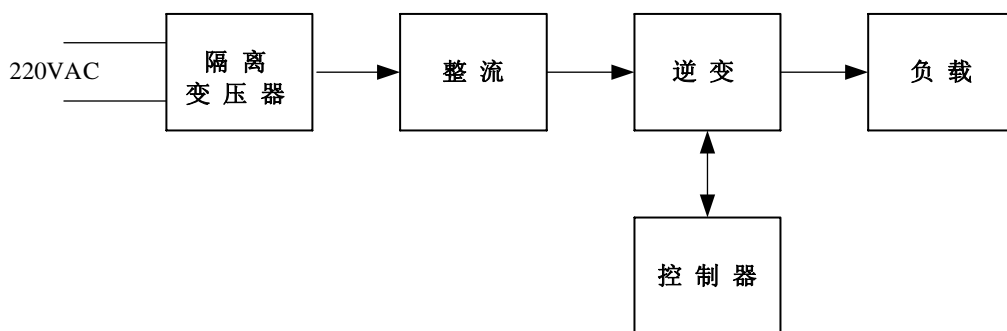


图 4-1 系统框图

该系统的工作原理是将电源 220V 经整流滤波变成直流电压，然后经 IGBT 模块 IM14400 变成 20V，频率为 20Hz 的单相交流电。另外，系统中用 DVCC 系列单片机仿真实验系统产生 SPWM，现在简单介绍下 DVCC 系列单片机仿真实验系统。

DVCC 系列单片机仿真实验系统由仿真技术及模块化实验电路的有机结合而成，既可用于 MCS-51 系列、MSC-96 系列单片机的仿真开发，又可支持 MCS-51、MCS-96 系列单片机原理和应用以及 8086/8088 十六位微机原理和接口技术等课程的教学实验。

DVCC 系列单片机仿真实验系统特点：

(1) 仿真实验全新组合工作方式，实验方式即为用户实际工作状态，模拟用户开发环境。

本系统仿真功能部件与实验部件电路既有机组合，又在电气上严格隔离。仿真部件即为一台完整的 MCS-51 系列或 MCS-96 系列单片机仿真器。

(2) 提供两种工作方式，以满足不同层次用户要求。

第一种工作方式：单机独立运行。

无需任何外部设备，利用试验机上键盘、数码管、管理监视和微控制器，自成系统，通过一系列键盘命令来完成实验程序的输入、编辑、调试运行等功能，以满足部分用户上位机配置不足的情况。

第二种工作方式：联上位机工作。

通过 RS232 通信接口，在 Win9X/NT 集成软件的支持下，利用上位机丰富的软硬件

资源，实现用户程序的编辑、编译、调试运行，提高实验效率。

(3) 具有电路保护功能

系统上采取电路保护措施。当在实验或仿真过程中发生电源短路或电源接反时，不会影响系统电路，避免和减少故障的发生，使用安全可靠。

(4) 系统支持 Win9X/NT 软件平台

运用软件系统集成技术，使有关实验项目选择、实验电路原理介绍、实验目的、实验内容、器件查阅、联机帮助等均在线得到，实验程序设计、编辑、编译、动态调试等均在同一界面下进行，勿须切换。

(5) 仿真功能

系统提供 51 仿真功能和 196 仿真功能。采用专用仿真技术，以前后台切换方式提供用户仿真程序空间 64K，地址为 0000H~FEFFH，仿真数据空间 0000H~FFFFH。196 系统中程序/数据统一编制，因此提供用户的仿真程序空间只有一个 64K，即 0000H~FFFFH。

4.2 系统主电路设计

4.2.1 主电路分析

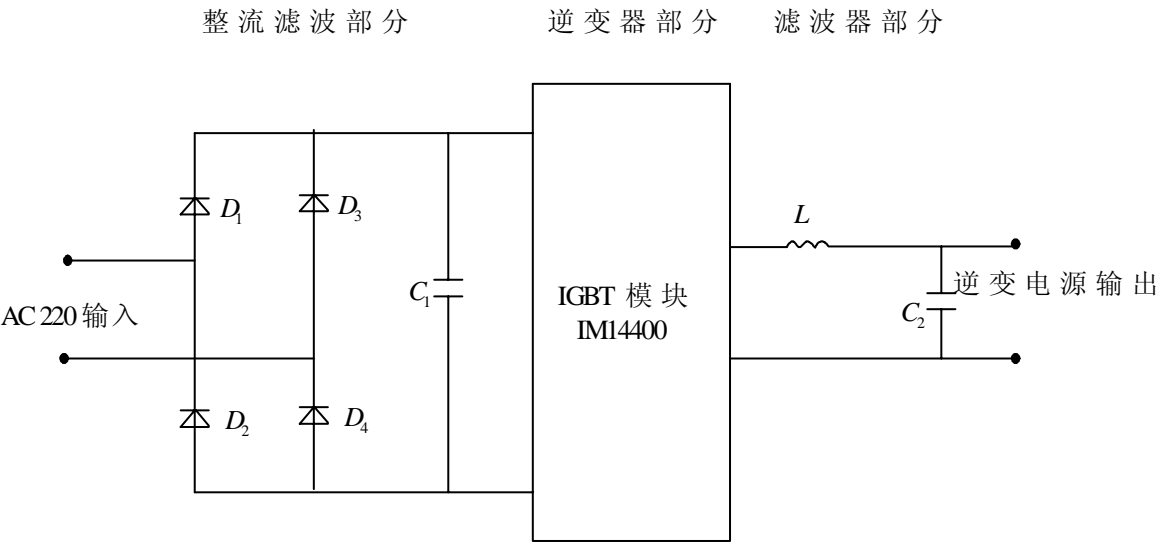


图 4-2 逆变电路主电路电路图

逆变电源主电路电路图如图 4-2 所示，本文采用的主电路由以下几部分构成：整流滤波部分、逆变器部分、滤波器部分。整流滤波部分主要给逆变桥提供无纹波的直流输入电压，吸收电路主要用于吸收因直流母线分布电感的存在导致的开关管关断时产生的尖

峰电压，变压器主要用于电气隔离或变压。从能量传递的角度看，主电路能量传递的过程可表示为：AC-DC-AC。主电路的好坏决定着输出波形的好坏，主电路同控制电路一样对电源具有同等重要的地位。

### 4.2.1 整流、滤波电路设计

交流电源整流滤波电路如图 4-3 所示

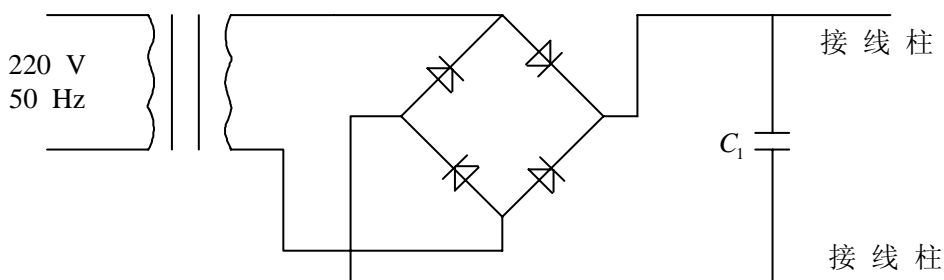


图 4-3 交流电源整流滤波电路

#### (1) 变压器

变压器在逆变电源中主要起以下作用：

- ①变压，包括升压或降压；
- ②电气隔离<sup>[15]</sup>。

逆变电源变压器与普通电源变压器的工作状况不一样，逆变电源变压器存在一些特殊问题。首先，逆变电源变压器传递的是 SPWM 波。其次，逆变电源变压器容易出现偏磁饱和问题，而普通电源变压器出现偏磁饱和的可能性很小。普通电源变压器的设计方法已经比较成熟，而将普通电源变压器直接用在逆变电源当中容易出现偏磁饱和问题<sup>[16]</sup>。

设计要求输出电压有效值为 20V 时最大输出电流有效值为 3A，故变频电源输出功率为

$$P=20 \times 3=60 \text{W}$$

为留有余量，变压器容量应大于 100W。

#### (2) 整流桥平均电流、耐压值计算

流经二极管的平均电流  $I_D = 1/2 * I_L = 1/2 \times 3 \text{A} = 1.5 \text{A}$ 。

本设计变压器副边输出电压最大值为 60V，故二极管承受的最大反压为 60V，为留有余量，选择耐压值大于 100V，平均电流大于 2A

根据以上计算选择了整流桥 D25SB80（25A/800V），完全能满足要求<sup>[17]</sup>。

#### (3) 输入滤波电容

滤波电容的功能如下:

①与整流器、逆变器交换无功功率和谐波功率;

②当负载发生变化时,在整流器的惯性延时期限内,支撑中间回路电压,将直流电压的波动维持在限定范围内,使其保持稳定;

③滤除由于器件高频开关动作造成的直流电压的纹波;

由于中间回路与两端变流器(整流器和逆变器)之间存在着复杂的能量交换过程,迄今还没有简单实用的方法来选择合适的储能电容器的值。但可以根据经验值来选择,然后再按以下条件进行验证,适当的增减即可,这些条件包括:

①中间回路直流电压保持稳定,峰一峰波动值不超过规定的允许值;

②中间回路直流电流是连续的,没有间断,其峰峰波动值不超过规定的许可值;

③中间回路的损耗应保持最小;

④所选择的电容器的参数不会影响整个系统的稳定性。

此外,还必须指出,如果没有正确的选择中间回路电容器的值,其高频电流可能引起对其它仪器仪表构成的系统产生电磁干扰。

输入滤波电容的值决定于输出保持时间和直流输入电压的纹波电压的大小,而且要在计算流入电容器的纹波电流是否完全达到电容器的容许值的基础上进行设计。

电源经过整流后,输出直流电压,此时通过直流回路的平均电流最大值  $I_{dc.max}$  为

$$I_{dc.max} = P_{in.max} / U_{dc.min} = 75 / 267.3 = 0.28 \text{ A}$$

式中  $P_{in.max}$  为电源的输入功率  $P_{in.max} = P_{out} / \eta_{min} = 75 \text{ W}$

$\eta_{min}$  为电源效率最差时候的值  $\eta_{min} = 80\%$

$U_{dc}$  为电源电压最低时整流输出的直流电压的平均值

$$U_{dc.min} = 1.35 \times 220 \times (1 - 10\%) = 267.3 \text{ V}$$

计算单相全波整流电路滤波电容的经验公式是

$$C = 400 \sim 600 I_{dc.max}$$

所以  $C = 168 \mu \text{ F}$

经上述计算本系统选  $470 \mu \text{ F} / 450 \text{ V}$  电容,能满足设计要求。

## 4.2.2 IGBT 的主电路

通常情况下,功率开关器件参数的选择应考虑以下几个方面的因素。

(1) 功率开关器件额定值(额定电压和额定电流)的选择

根据功率开关器件生产厂家提供的资料,正确选用 IGBT 有两个关键的因素:一是功

率开关器件关断时，在任何被要求的过载条件下，集电极峰值电流必须处于关安全工作区的规定之内(即小于两倍的额定电流)；二是 IGBT 工作时的内部结点温度必须始终保持在 150℃ 以下。在任何情况下，包括负载过载时，都必须如此。

### (2) 功率开关器件安全工作区 (SOA) 选择

设计中很重要的一点是防止 IGBT 因过电压或过电流而引起的损坏或工作的不稳定。例如，用于电机控制和作为变压器负载的变频器或斩波器，IGBT 有规范其开通过程和通态工作点额定值的正向偏置安全工作区(FBSUA)，规范其关断过程和断态工作点额定值的反向偏置安全工作区(RBSUA)和规范其短路容量的短路安全工作区(SCSOS)。

### (3) 各种降额因素的考虑

由于功率开关器件的实际工作条件同手册中给出的指标的测试条件是不同的，因此，实际使用中功率开关器件能达到的指标同手册中给出的指标相比都会有差别，实际使用中这些指标都会下降。引起器件降额的最主要因素是温度，而降额最明显的指标是功率开关器件的电流容量。由于半导体在较高的温度条件下会变成导体从而失去电压阻断能力，因此，功率开关器件工作中管芯的温度—结温不能超过允许值，这一上限同管芯材料和工艺有关。功率开关器件使用手册给出的电流容量通常是在壳温为 25℃，结温为上限的条件下测得的数据，而实际使用时壳温往往要高得多，结温又必须与上限值保持一定的裕量，因此，允许的结—壳温差要小得多，从而使器件实际允许的耗散功率大打折扣。由于耗散功率同流过器件的电流密切相关，因此器件实际允许的电流容量也就下降了<sup>[18]</sup>。

在实际的设计中，应该计算出功率开关器件工作时的电压和电流峰值，并根据安全工作区(SOA)来初步选择器件的电压和电流容量，然后根据估算的器件发热功率和最高环境温度估计器件工作时的壳温，再根据壳温来决定降额量。由于降额，可能需要将最初选定的器件容量放大，才能最终决定器件的参数。考虑到工作时的电压、电流的冲击，器件的参数选择应留有充足的裕量。

额定电压的选择：交流侧输入电压最大值为 242V，工频隔离变压器的变化为 220:60；故整流前交流电压的有效值

$$V_1 = (242 \times 60 \div 220) \text{ V} = 66 \text{ V}$$

经整流后，输出直流母线上的最大电压为此电压的  $\sqrt{2}$  倍，约为 93V，若所选的逆变器的耐压值为直流母线最大电压的 2 倍，则所选的 IGBT 的额定电压值为 200V。

额定电流的选择：输出额定电流为 3A，考虑到 150%过负载耐量以及 220%的过流保护， $I = 3 \times \sqrt{2} \times 2.2 = 10 \text{ A}$ 。



主电路选择模块 IM14400 完全能满足要求，现在主要介绍下模块 IM14400。

IM14400 是集成驱动器和系统保护职能的高性能集成模块。有如下特点：

- ①较低的开关损耗和较高的短路抵御能力；
- ②欠压锁定保护；
- ③较低的热电阻。

模块 IM14400 引脚分布如图 4-4 所示。

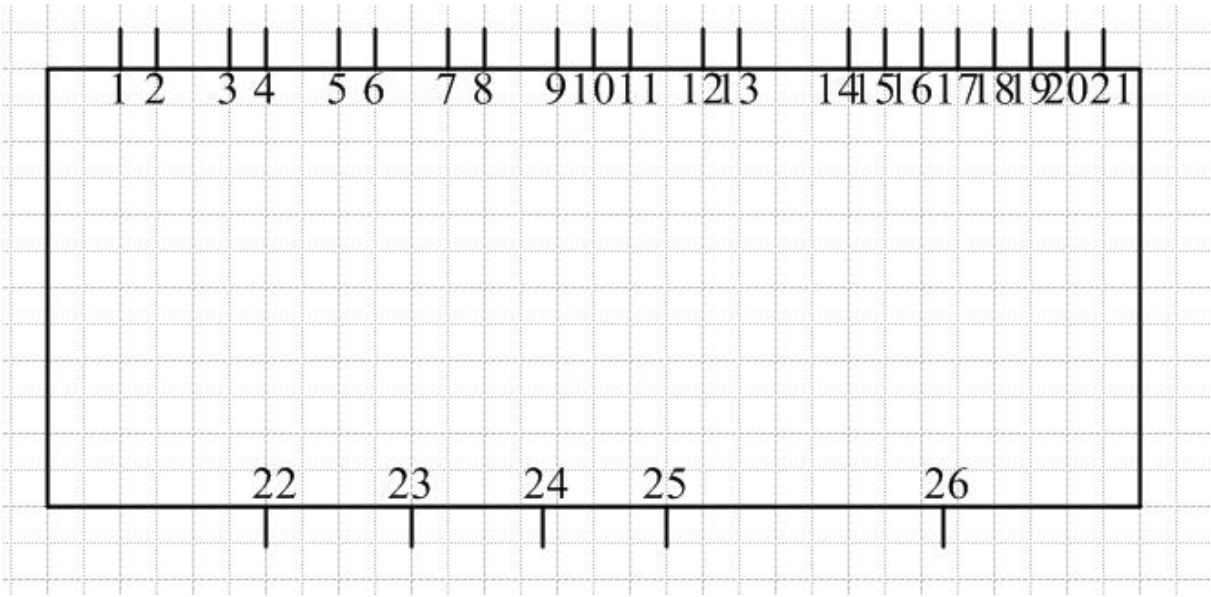


图 4-4 IM14400 的引脚分布图

引脚说明：

- |       |            |             |
|-------|------------|-------------|
| 引脚 1  | HIN1:      | 高边 U 相信号输入端 |
| 引脚 2  | $V_{CC}$ : | 供电电压端驱动 IC  |
| 引脚 3  | $V_{B1}$ : | 高边 U 相偏置电压  |
| 引脚 4  | $V_{S1}$ : | 高边 U 相      |
| 引脚 5  | HIN2:      | 高边 V 相信号输入端 |
| 引脚 6  | $V_{CC}$ : | 供电电压端驱动 IC  |
| 引脚 7  | $V_{B2}$ : | 高边 V 相偏置电压  |
| 引脚 8  | $V_{S2}$ : | 高边 V 相      |
| 引脚 9  | HIN3:      | 高边 W 相信号输入端 |
| 引脚 10 | $V_{CC}$ : | 供电电压终端驱动 IC |
| 引脚 11 | GND:       | 接地          |



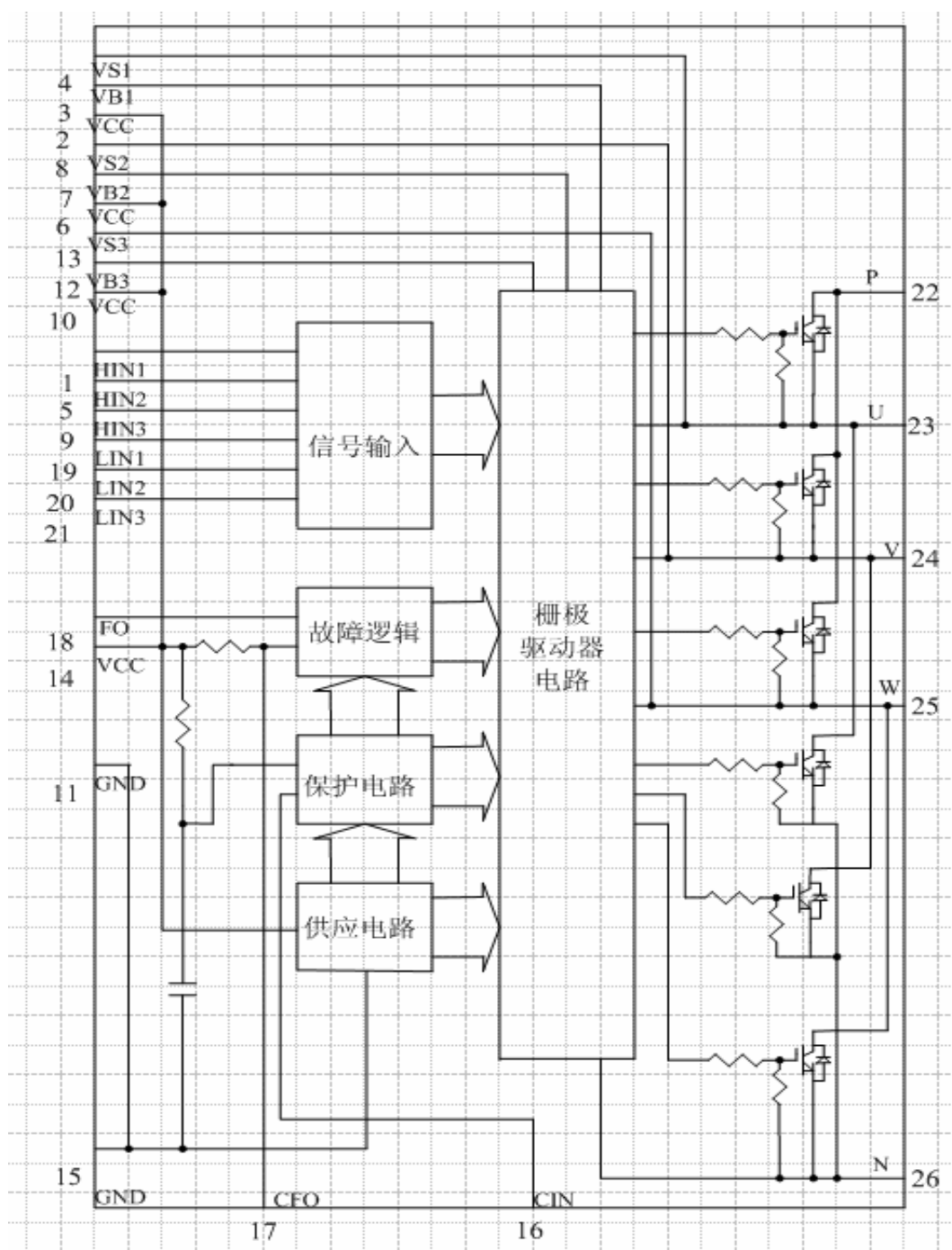


图 4-5 IM14400 内部框图

- 引脚 12  $V_{B3}$ : 高边 W 相偏置电压
- 引脚 13  $V_{S3}$ : 高边 W 相
- 引脚 14  $V_{CC}$ : 供电电压终端驱动 IC
- 引脚 15 GND: 接地
- 引脚 16 CIN: 比较输入

引脚 17 CFO: 电容器故障输出持续时间  
引脚 18 FO: 故障输出端  
引脚 19 LIN1: 低边信号输入端 U 相  
引脚 20 LIN2: 低边信号输入端 V 相  
引脚 21 LIN3: 低边信号输入端 W 相  
引脚 22 P: 直流母线输入端正极  
引脚 23 U: U 相输出  
引脚 24 V: V 相输出  
引脚 25 W: W 相输出  
引脚 26 N: 直流母线输入端负极

应注意的问题:

- ①芯片内部的最高结温是 $150^{\circ}\text{C}$ ,但是,为了安全运行,它的平均温度要小于 $125^{\circ}\text{C}$ ;
- ②如果输出不难能满足  $1.8\text{ms}$ ,  $C_{F0}$  需要调整;
- ③输出脉宽必须大于  $1\text{sec}$ ;
- ④最高可焊接温度  $260/10\text{s}$ 。

内部框图如图 4-5。

### 4.2.3 输出滤波环节

输出滤波器主要是用来滤除输出电压中的谐波成份,使得输出电压满足给定的谐波指标。滤波器的选择标准是保证有合理的噪声抑制能力、输出阻抗和合适的逆变电流应力。滤波器设计的基本要求如下:

- (1) 在满足输出电压波形失真度要求的前提下,尽量提高滤波器的谐振频率,以减小其体积和重量;
- (2) 滤波电路应具有较低的输出阻抗,以减小负载变化时对滤波器滤波效果的影响;
- (3) 尽量低的损耗<sup>[19]</sup>。

当逆变器的输出不加滤波电路时,其输出波形只是 SPWM 调制波,其中既包含了  $20\text{Hz}$  基波,又包含了高于  $20\text{Hz}$  的谐波。为了削弱高次谐波,就需要设置输出滤波器。

滤波器是一种具有选择性的四端网络,它允许某些频率信号通过,而不允许另一些频率信号通过。允许通过的信号频率范围称为通带,不允许通过的信号频率范围称为阻带,通带与阻带交界的频率  $f_c$  称为截止频率。

根据滤波器的阻带与通带的位置,滤波器可分为:低通滤波器,高通滤波器,带通滤波器。根据滤波器的结构又可分为:  $\Gamma$  型滤波器, T 型滤波器和  $\Pi$  型滤波器。

在逆变电源的输出滤波电路中，通常采用  $\Gamma$  型低通滤波器，其电路如图 4-6 所示。

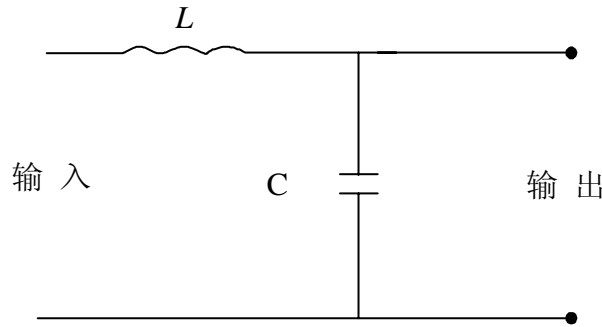


图 4-6 低通滤波器等效电路图

$X_L = \omega L = 2\pi f_L$ ,  $X_L$ : 随频率升高而升高;  $X_C = 1/\omega C = 1/(2\pi f_C)$ 。  $X_C$  随频率升高而降低。

$\omega L = 1/(\omega C)$  所对应的频率为截止频率  $f_c$ ,  $f_c$  与  $L$ 、 $C$  关系如下:

$$\omega_c L = 1/(\omega_c C), \omega_c^2 = 1/LC, f_c = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

由于  $L_f/C_f$  具有阻抗平方量纲，故常数  $K$  也可用滤波器的另一重要参数  $R$  表示，即

$$L_f/C_f = K = R^2$$

$$R = \sqrt{L_f/C_f}$$

$$Z_{C1} = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{1 + Z_1/Z_2} = \sqrt{L_f/C_f} \sqrt{1 - \omega^2 L_f C_f} = R \sqrt{1 - \omega^2 L_f C_f}$$

$$Z_{C2} = \sqrt{Z_1 Z_2} / \sqrt{1 + Z_1/Z_2} = \sqrt{L_f/C_f} / \sqrt{1 - \omega^2 L_f C_f} = R / \sqrt{1 - \omega^2 L_f C_f}$$

当  $\omega = 0$  时,  $Z_{C1} = Z_{C2} = \sqrt{L_f/C_f}$  故  $R$  是频率为零时的特征阻抗，即标称特征阻抗。

$\Gamma$  型滤波器的导通条件为  $-1 \leq Z_1/Z_2 \leq 0$ ，即  $-1 \leq (j\omega L_f/R^2) \leq 0$ ，故可得

$$0 \leq \omega L_f \leq R$$

当  $0 \leq f \leq f_c$  时， $\Gamma$  型滤波器的损耗为零；当  $f > f_c$ ， $\Gamma$  型滤波器开始有损耗，损耗的特征频率如图 4-7， $b = \ln|U_1/U_2|$  称为四端网络的衰耗函数。通带内的衰耗为零，只有当滤波器的阻抗相当于电阻时，它才能从输入端吸收能量，而当滤波器组件没有损耗时，能量才能完整地送入负载中，因此衰耗可为零；在阻带中，特性阻抗具有电抗性质，滤波器从电源吸收的能量将部分返回电源，负载只能部分得到电源供给的能量，呈现出甚大的衰耗。对称四端网络的衰耗常数还可表示为

$$b = \ln|U_1/U_2| = \ln(\sqrt{1 + Z_1/Z_2} + \sqrt{Z_1/Z_2})$$

用双曲线函数  $\text{ch}b = (c^b + c^{-b})/2$  表示  $(b)$ ， $\eta = f/f_c$  为通用频率，将  $Z_1 = j\omega L_f$ 、 $Z_2 = 1/(j\omega C_f)$  带入公式可得出衰耗公式为：

$$\text{chb} = \sqrt{|Z_1 / Z_2|} = \omega \sqrt{L_f C_f} = \omega / \omega_c = f / f_c = \eta$$

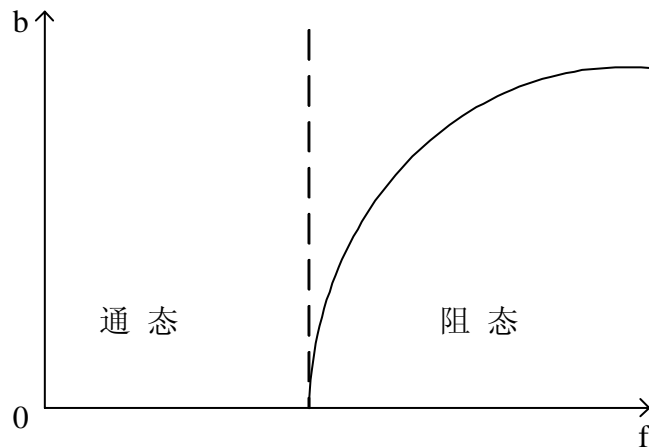


图 4-7 滤波器的衰减特性

公式中参数的取值：

一般的取  $R = (0.5 \sim 0.8) R_L$ ,  $R_L$  为负载阻抗而  $b$  由具体的谐波含量和要求而定。本系统要求输出频率为 20Hz，电压有效值为 20V，电流有效值为 3A 的单相交流电<sup>[20]</sup>。

此外，实际电路中，由于器件的非理想特性、基准波也非标准的正弦波以及死区等对输出波形的影响，所以，输出波形中还包含有一定的低次谐波， $C$  的取值必须大一些，以对这些低次谐波有一定的抑制作用，最终取电容值为  $100\mu\text{F}$ ，滤波电感为  $400\mu\text{H}$ 。

## 5. 系统软件设计

### 5.1 SPWM 波形的实现方法

由 3.3 节的分析可知，无论采用何种 PWM 生成算法，最终是计算出 PWM 脉冲的切换时间，因而在 CPU 中实现该波形的常用方法是定时控制，由定时中断服务程序完成 PWM 脉冲波的换相，其具体的实现原理如下：

PWM 的载波周期  $T_s$  由载波周期定时器定时，当定时到时，向 CPU 发出中断申请，CPU 响应中断并执行中断服务程序，此中断服务程序的主要任务是将保存在内存中的 PWM 开关定时数据（即上一个载波周期计算出来的 PWM 换相定时时间）送 PWM 波定时器，并启动此定时器工作，然后再计算下一个载波周期的 PWM 数据并保存。

PWM 波定时器根据载波周期定时中断服务程序送来的开关数据进行定时控制，在中断服务程序中完成对 PWM 的换相并输出至端口。

主程序的主要任务是：对逆变器输出频率指令  $f$  的采样或计算，并计算与频率指令对应的调制深度指令、载波比、载波周期定时常数等，为载波周期定时中断服务程序的计算提供实时指令。然而在变频切换时，由于电压跟随频率的变化而变化，变频瞬间容易产生电流冲击。通常解决办法是在基波电压过零时（即  $0^\circ$  或  $180^\circ$  相位时）进行频率切换，这时变频瞬间无电流冲击，但该方法会造成频率变化响应过程较慢，特别是低频时响应时间过长。因此最好设计成任何一个载波周期结束时刻都可以进行频率切换，为防止电流冲击的产生，此时应使频率切换前后的基波电压相等或尽可能接近，从而使电流平滑过渡。但要做到这一点并不容易，因变化前后的基波电压相等的条件相当费时，因此在实现过程中，一般按相位相等的原则进行频率切换。也就是说，在新旧频率切换时，根据脉冲计数器所表示的相位关系进行等相位切换。

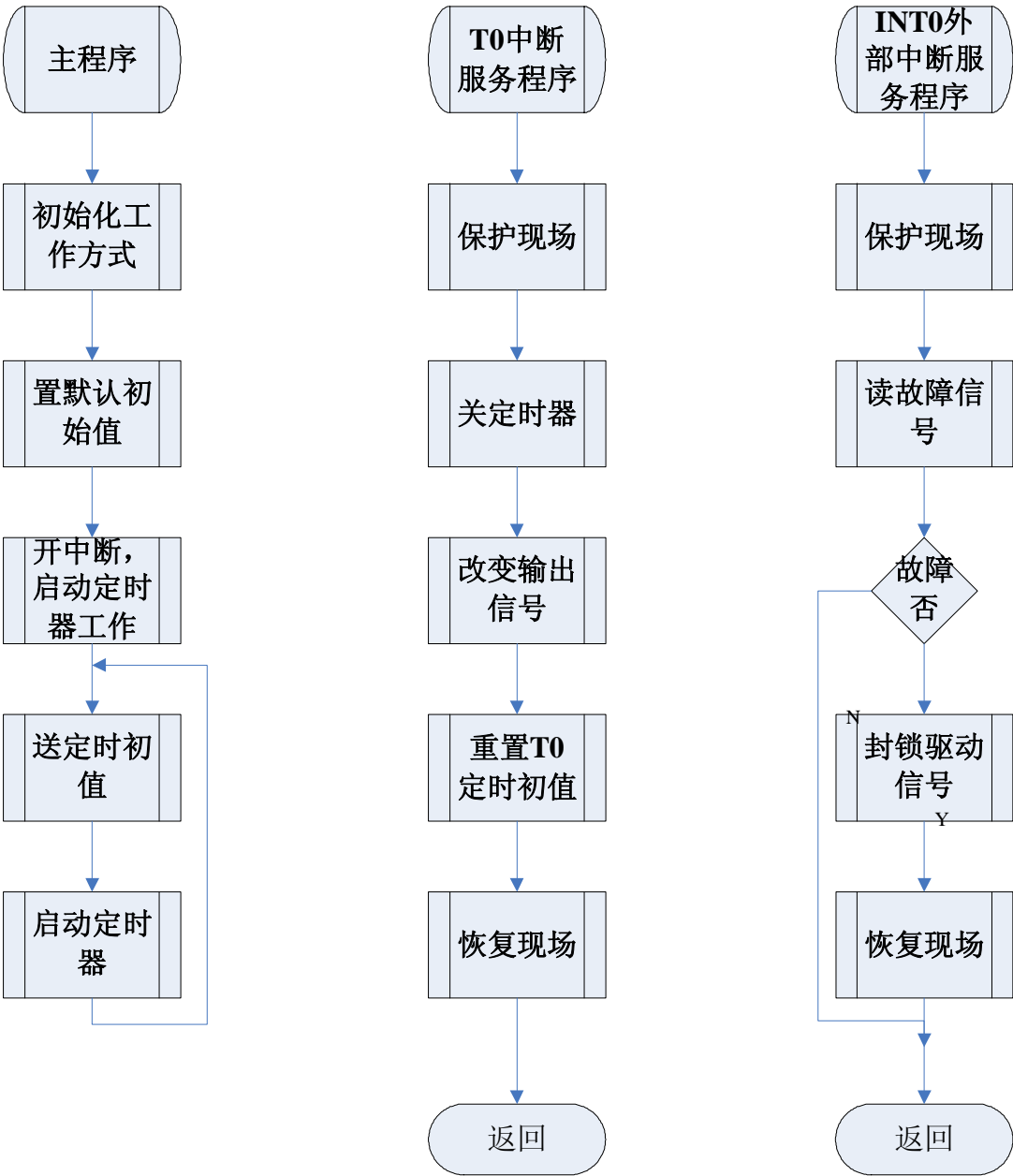
本系统采用的是均值 PWM 法，一个周期内 PWM 波的脉冲数为 32，即  $N=16$ ，根据 3.3.3 中的公式

$$\begin{aligned}T_{pi} &= 1/2 (T_s + k \delta_i) \\T_{gi} &= 1/2 (T_s - T_{pi}) \\i &= 1, 2, \dots, 16 \\k &= U_m / \omega E = M / \omega \\\delta_i &= \cos((i-1)\pi / N) - \cos(i\pi / N)\end{aligned}$$

根据  $M=0.8$ 、 $\omega=2\pi f$ 、 $f=20\text{Hz}$ 、 $U_m=20\sqrt{2}\text{V}$ ，可以计算出  $T_{pi}$  和  $T_{gi}$  高低电平的时间，又因为程序中 T0、T1 都是十六位定时器，晶振周期为 6MHz，所以根据下式

$t = (2^{16} - \text{计数初值}) \times 1/6 \times 10^{-6} \times 12$

就能计算出各个高低电平的计数初值了，并把这些初值存放在数据表中。



(a)

(b)

(c)

(a) 主程序

(b) T0 中断服务程序

(c) 外部中断服务程序

图 5-1 控制程序流程图

5.2 软件设计流程图

变频电源控制软件由主程序、定时器 T0 中断服务程序、外部中断服务程序三个部分组成。因为本系统只要求输出一个频率 20Hz，所以主程序的主要作用是初始化单片

机的工作方式给定时初值；定时器 T0 中断服务程序主要完成开关数据的定时和相应驱动信号的切换；外部中断服务程序主要负责处理变频电源的故障保障功能，当故障中断请求发生时，单片机响应中断并再次查询是否确有故障发生，若确定有故障，则封锁驱动信号。

整个控制软件流程图如图 5-1 所示。



## 结论

本文的变频电源主要采用交—直—交方式，先把工频交流电源通过整流器转换成直流电源，然后再把直流电源转换成频率、电压均可控制的交流电源以供给电动机。变频电源的电路由主电路和控制电路组成，主电路由整流滤波电路、逆变电路和输出滤波电路组成，控制电路主要产生 PWM 来控制 IGBT。

本文针对变频电源主要完成了以下工作：

- (1) 简单介绍了逆变电源的分类和逆变电源的概况；
- (2) 阐述了逆变电源原理和 PWM 控制理论，其中主要说明了 IGBT 特性，电压型逆变电路，还有 SPWM 波形生产方法；
- (3) 单相正弦波变频电源的参数计算，实际电路的搭建和控制系统软件的编写，调试，形成了一个系统。

虽然已经能输出正弦波但是由于本人能力有限，系统在频率变化方面还有缺陷。

- 刘凤君.正弦波逆变器[M].北京：科学出版社，2002 年
- [2] 李爱文，张承慧.现代逆变技术及其应用[M].科学出版社，2000 年
- [3] 刘树新.现代电力电子技术发展及应用展望[J].电力系统及自动化学报，1994 年 3 月
- [4] 张恩怀.开关电源的发展概况[J].电力电子技术，1996 年 1 月
- [5] 周文彬.现代电源技术发展[M].山东电子，1998 年 1 月
- [6] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].北京：机器工业出版社，2005 年 9 月
- [7] ISHI ELECTRIC. 三菱电机 IGBT 和智能功率模块应用手册。
- [8] 周志敏，周纪海.开关电源实用技术设计与应用[M].北京：人民邮电出版社，2003 年 8 月
- [9] 赵勇.基于 IGBT 大功率变频电源的研制.山东大学硕士论文.2006 年
- [10] 王兆安.电力电子技术(第 4 版)[M].北京:机械工业出版社，2000 年
- [11] 张占松，蔡宣三.开关电源的原理与设计[M].北京:电子工业出版社，1998 年
- [12] 黄俊，王兆安.电力电子交流技术[M].北京：机械出版社，1997 年
- [13] Holtz J. Pulse Modulation-a Survey. IEEE Trans Ind. Electro, 1992 年
- [14] 谢运祥，欧阳森.电力电子单片机控制技术[M].北京：机械工业出版社，2007 年 3 月
- [15] 卢家林,苏彦民. 逆变电源变压器的特殊问题分析及其设计[J]. 电力电子技术.2002 年 2 月 17-22
- [16] 朱振东，翟志军，许大中.逆变器中高频变压器偏磁的研究[J].电力电子技术.1997 年 2 月 14-22
- [17] 谢自美.电子线路综合设计[M].武昌：华中科技大学出版社.2006 年 6 月
- [18] 黄俊. 半导体变流技术[M].北京：机械工业出版社，1999 年
- [19] 邱扬，土宗良，川锦，谢斌.用新型 LC 滤波器抑制设备中谐波的研究[J].电力电子技术，2006 年 4 月 50-51
- [20] 王鹏. 基于单片机控制的车载高频链逆变电源的研制.河北工业大学硕士论文.2007 年

## 附录 程序清单

FERQ EQU 20H

```

TIMEH EQU 21H
TIMEL EQU 22H

        ORG 0000H
        SJMP MAIN
        ORG 0003H
        AJMP INT0
        ORG 000BH
        AJMP T0_INT
        ORG 0030H

MAIN: MOV TMOD, #11H
      MOV TCON, #05H
      MOV IP, #01H
      MOV IE, #83H
LOOP: MOV DPTR, #DATA
      MOV TH0, DPH
      MOV TL0, DPL
      MOV R7, #1
      MOV R6, #00H
      MOV A, R6
      MOVX @DPTR, A
      SETB TR0

      *****

      ORG 0200H
INT0: PUSH PSW
      MOV R6, #80H
      MOV A, R6
      MOVX @DPTR, A
      RETI

      *****

      ORG 0210H
T0_INT: PUSH PSW

```

```

PUSH Acc
CLR TR0
CPL R6
INC DPTR
MOV TH0,DPH
MOV TL0,DPL
MOV A,R7
CJNE A, #20H,CNT
MOV R7,#0
CNT:  INC R7
      MOV A,R6
      MOVX @DPTR,A
      SETB TR0
      POP Acc
      POP PSW
      RETI

```

\*\*\*\*\*

```

DATA: DB  04CH 0FFH 05BH 0FFH 0B6H 0FEH 01FH 0FEH
        DB  0B6H 0FEH 05FH 0FDH 0F0H 0FEH 0B3H 0FDH
        DB  026H 0FFH 088H 0FDH 055H 0FFH 0C6H 0FDH
        DB  073H 0FFH 04FH 0FDH 098H 0FFH 043H 0FDH
        DB  0AAH 0FFH 043H 0FDH 0B0H 0FFH 04FH 0FDH
        DB  0C6H 0FDH 048H 0FFH 088H 0FDH 073H 0FFH
        DB  0B3H 0FDH 055H 0FFH 05FH 0FDH 026H 0FFH
        DB  01FH 0FEH 0B6H 0FEH 05BH 0FEH 04CH 0FFH

```