

## 声 明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《电流型高功率因数整流器的研究制》，是本人在华北电力大学攻读硕士学位期间，在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果。据本人所知，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得华北电力大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名： 周国伟 日 期： 06.3.16

## 关于学位论文使用授权的说明

本人完全了解华北电力大学有关保留、使用学位论文的规定，即：①学校有权保管，并向有关部门递交学位论文的原件与复印件；②学校可以采用影印、缩印或其它复制手段复制并保存学位论文；③学校可允许学位论文被查阅或借阅；④学校可以学术交流为目的，复制赠送和交换学位论文；⑤同意学校可以用不同方式在不同媒体上发表、传播学位论文的全部或部分内容。

(涉密的学位论文在解密后遵守此规定)

作者签名： 周国伟

导师签名： 石教春

日 期： 06.3.16

日 期： 06.3.16

# 第一章 引言

## 1.1 整流器的应用

在电能变换领域中，电力电子装置发挥着重要的作用。而电力电子器件则决定着整个电力电子变换装置的性能、成本、质量与体积。在进行电能变换时，电力电子器件与传统机械式开关器件不同，他能够按照一定的控制目标，周期性地处于导通一断开交变状态<sup>[1]</sup>。所以说，电力电子器件工作过程本身是非线性的，这是电力电子装置产生谐波的根本原因。在电能进行变换时，电能从一种形式变换成另一种形式，必然要引起电压、电流波形的非线性变化，从而产生谐波。实际上，电力电子变换装置本身就是谐波源，也是目前电力系统中谐波的主要来源。

整流电路（Rectifier）是电力电子装置中出现最早的也是应用最广泛的一种电能变换电路，它可以将交流电能变为用户所需的直流电能。其电路形式多种多样，各具特色。

目前广泛应用的整流电路主要有二极管不控整流电路、晶闸管相控整流电路和由全控型器件构成的全控整流电路<sup>[2,3]</sup>。

### 1.1.1 二极管不控整流电路的结构和特点

二极管不控整流电路采用二极管作为整流器件。电路结构如图 1-1 所示。输入为交流电，输出的直流电压不可控，仅由输入电压决定。一般情况下，在直流侧有滤波回路。图 1-1 中方框内是滤波回路。电流型的采用电感滤波（没有图中电容），电压型的采用电容滤波（没有图中电感）。

二极管整流电路的优点：

- (1) 结构简单，不需要控制电路；
- (2) 可靠性高，系统鲁棒性好；
- (3) 成本低。

二极管整流电路的缺点：

- (1) 直流输出电压不可控，交流侧输入电流一般不连续；
- (2) 交流侧输入电流非正弦，含有大量低次谐波；
- (3) 能量只能从交流侧传递给直流侧，直流侧能量不能回馈电网；
- (4) 虽然位移因数接近 1，但由于输入电流中谐波分量很大，所以功率因数很低，一般只能达到 0.65 左右；
- (5) 引起电网电压畸变，污染电网。

二极管整流电路的应用：

在无线电技术和电气工程中作为直流电源被广泛采用。

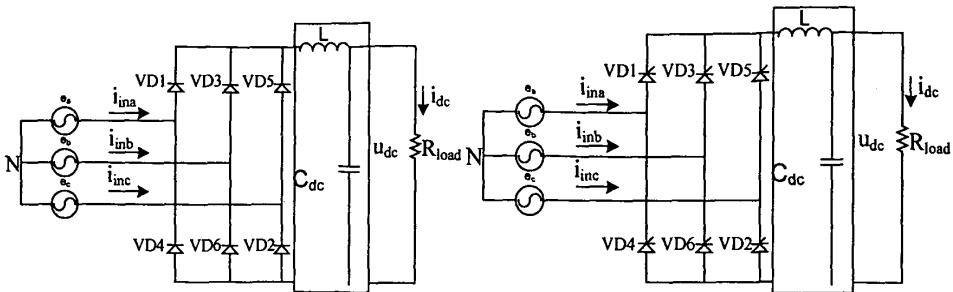


图 1-1 二极管三相整流电路

图 1-2 晶闸管整流电路

### 1.1.2 晶闸管相控整流电路的结构、特点和应用

晶闸管整流电路如图 1-2 所示。

晶闸管是只能控制其开通，不能控制其关断的半控型电力电子器件。晶闸管组成的整流器可以在交流电压不变的情况下，通过改变触发角的大小来改变直流输出电压的大小，即可控整流。一般情况下，在直流侧有滤波回路。图中方框内是滤波回路。电流型的采用电感滤波（没有图中电容），电压型的采用电容滤波（没有图中电感）。

晶闸管相控整流电路的优点：

- (1) 电路已经非常成熟；
- (2) 体积小、重量轻；
- (3) 效率高、控制灵活。

晶闸管相控整流电路的缺点：

- (1) 交流侧输入端电流非正弦，谐波含量大，波形畸变严重；
- (2) 输入电流滞后于电压，其滞后角随着触发延迟角  $\alpha$  的增大而增大，位移因数也随之降低，交流侧功率因数很低；
- (3) 由换流引起电网电压波形畸变；
- (4) 直流侧输出电压含有较大纹波；
- (5) 由晶闸管组成的相控整流电源动态响应较慢，最快为  $\frac{1}{6}$  个工频周期。

晶闸管相控整流电路的应用：

广泛用于机床、轧钢、造纸、电解、电镀、光电、励磁等领域<sup>[4]</sup>。

传统整流电路虽然结构简单，应用广泛，但是也存在很多弊端<sup>[5]</sup>。传统整流装置在电能变换时，形成较大谐波电流，功率因数也较低。无功功率的大量存在不仅增加线路损耗，而且降低用电设备对电能的利用率，冲击性无功负载还会使电网电压产生剧烈波动，严重影响供电质量。电力系统电压应该是固定频率和规定的幅值，而谐波电压和谐波电流的存在，造成了电网环境的污染，严重影响系统用电设备和电网设备正常工作。早在上世纪 20 年代谐波问题就引起了人们的关注，70 年代以来，电力电子变流技术的发展和应用，使得谐波对电网的危害日益严重。

### 1.1.3 PWM 整流电路的结构、特点和应用

三相 PWM 整流器是基于全控器件和面积等效原理，把 PWM 控制技术应用于整流电路形成的一种新型整流装置<sup>[4]</sup>。通过对 PWM 整流电路的适当控制，使其输入电流非常接近正弦波，且和输入电压同相位，功率因数近似为 1。这种电路被称为单位功率因数整流器，或者高功率因数整流器<sup>[5]</sup>。

PWM 整流电路如图 1-3 所示。

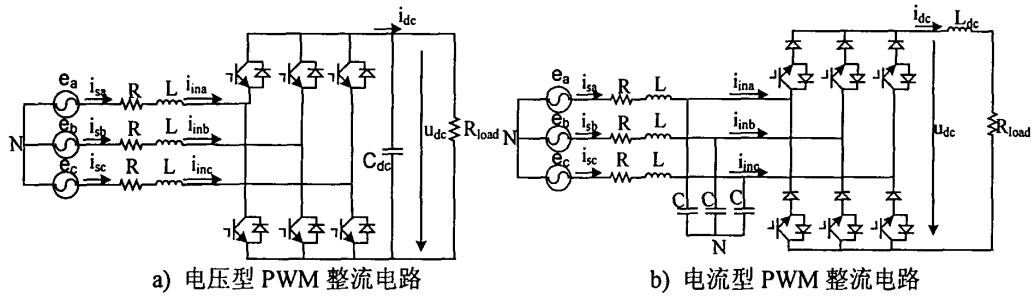


图 1-3 PWM 整流电路

三相 PWM 整流器作为一种高效、可靠、绿色的电能变换器，克服了传统二极管整流或相控整流所固有的谐波污染、功率因数低等缺点。

全控整流电路主要特点是<sup>[6, 7, 8]</sup>:

- (1) 功率双向流动；
- (2) 输入电流畸变率低，波形正弦化；
- (3) 单位功率因数运行或功率因数可调；
- (4) 直流电压可调；
- (5) 输入电流连续，可以减小电路中滤波电容或电感的容量；
- (6) 响应速度快，运行灵活。

全控整流电路主要缺点是：

- (1) 控制系统复杂；
- (2) 结构复杂，造价高；
- (3) 系统鲁棒性差。

目前，PWM 整流器作为核心被广泛应用于各类电力电子应用系统中，这些应用系统主要有：

- (1) 功率因数校正 (PFC)；
- (2) 静止无功补偿 (SVG)；
- (3) 有源电力滤波 (APF)；
- (4) 统一潮流控制 (UPFC)；
- (5) 超导储能 (SMES)；
- (6) 高压直流输电 (HVDC)；

(7) 电气传动(ED);

(8) 新型 UPS 以及太阳能、风能等可再生能源的并网发电等<sup>[9, 10]</sup>。

可见, PWM 整流器有着传统整流电路所不具备的诸多优点, 这些优点使其成为国内外研究的热点, 并将得到越来越广泛的应用。

## 1.2 PWM 整流器的发展现状和研究意义

### 1.2.1 PWM 整流器的发展现状

PWM 整流器的研究始于 20 世纪 80 年代, 这一时期自关断器件的日趋成熟和应用, 推动了 PWM 技术的研究和应用。1982 年, Busse Alfred, Holtz Joachim 首先提出了基于可关断器件的三相全桥 PWM 整流器拓扑结构以及网侧电流幅值相位控制策略, 并且实现了电流型 PWM 整流器网侧单位功率因数控制。1984 年, Akagi Hirofumi 等提出了基于 PWM 整流器拓扑结构的无功补偿控制理论策略, 这实际上就是电压型 PWM 整流器的早期设计思想。到 20 世纪 80 年代末, 随着 A. W. Green 提出的基于坐标变换的 PWM 整流器连续、离散动态数学模型及控制策略, PWM 整流器的研究发展到了一个新的高度<sup>[11, 12]</sup>。

自 20 世纪 90 年代以来, PWM 整流器一直是学术界关注和研究的热点。随着研究的深入, 由于 PWM 整流器拓扑结构及控制技术的拓展, 相关的应用研究也发展起来, 如有源滤波器、超导储能、交流传动、以及轻型高压直流输电等。这些应用技术的研究, 有力的促进了 PWM 整流器及其控制技术的完善和进步。

针对不同功率等级以及不同的用途, 人们研究了不同的 PWM 整流器拓扑结构。在小功率应用场合, PWM 整流器拓扑结构的研究主要集中在减少功率开关个数和改进直流输出性能上。对于大功率 PWM 整流器, 其拓扑结构的研究主要集中在多电平拓扑结构<sup>[13]</sup>, 变流器组合以及软开关技术上。多电平拓扑结构的 PWM 整流器主要应用于高压大电容场合。而对大电流应用场合, 常采用整流器组合拓扑结构, 就是将几个独立的电流型 PWM 整流器并联。每个并联的 PWM 整流器中的 PWM 信号发生采用移相 PWM 技术<sup>[14, 15]</sup>, 从而以较低的开关频率获得了等效的高开关频率控制, 在降低功率损耗的同时, 有效地提高了 PWM 整流器的电流、电压波形品质。与此相似, 也可以将独立的电压型 PWM 整流器进行串联移相组合, 以适应高压大容量的应用场合。

经过几十年的研究与发展, PWM 整流器技术已日趋成熟。PWM 整流器主电路已从早期的半控型器件桥路发展到如今的全控型器件桥路; 其拓扑结构已从单相、三相电路发展到多电平拓扑电路; PWM 开关控制由单纯的硬开关调制发展到软开关调制; 功率等级从千瓦级发展到兆瓦级。工业上也投入了应用。

目前, 在小功率方面, PWM 整流技术主要应用于不间断电源(UPS), 如许继电源公司的 POWERSTAR 系列; 在中等功率方面, PWM 整流技术主要应用于交流传动领域,

如国外 ABB 公司 ACS611/ACS617、富士公司 RHC 系列；在大功率方面，PWM 整流技术主要应用于灵活交流输电 (FACTS) 和轻型直流输电 (LHVDC)，如有源滤波器 (APF)<sup>[16]</sup>、新型静止无功发生器 (ASVG) 等。PWM 整流器是上述各种应用领域的基础和关键，是改善电能质量，有效地利用电能的一种积极主动的电力电子装置。因此，对 PWM 整流器的研究具有十分重要的意义。

电压型 PWM 整流器以其结构简单、损耗低、便于控制等一系列优点，一度成为 PWM 整流器研究的重点。电流型 PWM 整流器由于需要较大的直流储能电感，电感中电阻成分的损耗大于电压型中电容的损耗，交流侧  $LC$  滤波环节所导致的电流畸变、振荡等问题，使其结构和控制相对复杂化，从而制约了电流型 PWM 整流器的应用。但是，随着超导技术的应用与发展，电流型 PWM 整流器在超导储能方面取得了成功应用。由于超导线圈损耗极低，并且可直接作为电流型 PWM 整流器直流侧储能电感，因此这类应用克服了电流型 PWM 整流器原有效率较低的不足。由于在超导储能变流环节中，应用电流型 PWM 整流器无需另加直流电感，并且具有良好的电流保护性能，因此与电压型 PWM 整流器相比，电流型 PWM 整流器更为合适。显然，经过数年的研究，电流型 PWM 整流器技术同样得到了发展。

### 1.2.2 CSR 与 VSR 结构和性能特点上的比较

#### 1. 从主电路结构分析

##### ■ 开关管结构：

电压型主电路中每个开关管都需要反并联一个续流二极管，它不仅为感性负载提供续流通路，而且在逆变（再生）运行时，作为电流方向流通的路径。在逆变（再生）时电流方向改变，这些开关管的反并联二极管为反向电流提供了通路。而在电流型主电路中，不需要在功率管两端反并联二极管，在逆变（再生）时，中间回路的电流方向保持不变，而只要改变电压的方向。由于电流型主电路中的电力半导体器件在主电路中必须承受正、反向的耐压，所以应采用对称式结构，即具有正、反向耐压的特性的功率管，如 GTO，IGCT 或者将 MOSFET，IGBT 等与二极管串联使用。

##### ■ 直流侧滤波回路：

电压型 PWM 整流器 (VSR) 拓扑结构最显著的特征是直流侧采用电容进行直流滤波，从而使 VSR 直流侧呈现低阻抗的电压源特性。VSR 交流侧电感主要用以滤除网侧电流谐波。电流型 PWM 整流器 (CSR) 拓扑结构最显著的特征就是直流侧采用电感进行直流滤波，从而使 CSR 直流侧呈现高阻抗的电流源特性。电流型 PWM 整流器除直流储能电感以外，与 VSR 相比，其交流侧有一个滤波电容，其作用是与网侧电感一起组成  $LC$  滤波器，以滤除 CSR 网侧谐波电流，并抑制 CSR 交流侧谐波电压。

所以，就结构来说，CSR 较 VSR 复杂一些。

#### 2. 从输出特性分析

■ 对电网的污染:

电流型整流器与电压型整流器在减少对电网污染程度方面都具有良好的性能。

■ 逆变特征:

无论电压型还是电流型 PWM 整流器，其主电路形式都能满足电能双向流动的要求。交流侧输出特性几乎是一样的；但直流侧输出特性存在较大的不同。从整流器的输出看，电流型 PWM 整流器的直流侧电流方向不可以改变，而电压极性可以改变。电压型 PWM 整流器的直流侧电压极性不可以改变，而电流方向可以改变。

■ 输出电压:

PWM 整流器是从斩波电路演变过来。电压型整流器是从 BOOST 升压型斩波电路演变过来，电流型整流器是从 BUCK 降压型斩波电路演变过来的。所以，电压型整流器输出直流电压始终高于交流侧电压，不能从零开始调节，而电流型整流器输出电压则可以从零开始调节。

就输出特性来说，降压型的 CSR 比升压型的 VSR 更有优势，毕竟多数场合要求电压从零起调，而不是从很高的电压起调。

### 3. 从装置的可靠性分析

■ 当出现开路故障时:

负载和桥路开路时候，整流器将受到大的电压冲击。电压型整流器由于电容的存在不会出现很大危险；电流型整流器在负载侧通常反向并联一个晶闸管，使得电感电流通过晶闸管形成通路，也不会出现过电压。

■ 当负载出现短路故障时:

负载短路时候，整流器将受到大电流冲击。电压型整流器直流侧是大的电容，电容直接放电，将会出现过电流故障；在电流型 PWM 整流器中由于直流侧电抗的存在，控制电路有足够的时间进行保护动作，从而使其安全性比电压型高。

■ 当桥路出现短路故障时:

电压型整流器同一桥臂将会出现直通，将会出现过电流。与电压型 PWM 整流器相比，电流型 PWM 整流器不存在直通短路的问题，对电流的控制也相对容易得多，电流的动态响应较快。

■ 当出现脉冲丢失，紊乱故障时:

在出现脉冲丢失或者紊乱时候，PWM 整流器要么出现桥臂直通，要么出现桥臂开路。分析同前面桥路故障一样。

所以，如果就可靠性相比较，电流型 PWM 整流器更有优势。

综上所述，电流型整流器将会受到越来越多的关注，并得到更为广泛的应用。

### 1.2.3 CSR 的控制策略

目前，针对电流型 PWM 整流器的控制策略主要有基于三相 CSR 交流侧指令电流

的间接电流控制，基于三相 CSR 状态反馈的直接电流控制和三相 CSR 空间矢量 (SVPWM) 控制。

基于三相 CSR 交流侧指令电流的间接电流控制系统利用直流电流经过 PI 调节控制，得到交流电流幅值信号，再和网侧电压同步信号相乘，并和网侧电压信号作运算，得出开关管上面的电流调制信号。这种控制方法易受主电路参数变化影响，且当电网电动势畸变时，同样会使三相 CSR 网侧电流含有低次谐波，严重时，动态过程甚至导致网侧电流振荡。

基于三相 CSR 状态反馈控制系统引入网侧电流和电容电压作为状态变量。由于三相 CSR 交流侧等效电路的状态变量模型是完全可控的，因此引入状态反馈且将系统的极点配置在虚轴左半平面所希望的位置上，就可以得到满意的动态特性。但是这种控制方法是以电网电压作为扰动量，增加了采样值，要求处理的数据较多，对控制器的要求比较高。

基于以上考虑，本文采用了比较实用的双闭环控制方法：直流电流采用 PI 控制，交流电流采用感性的间接电流控制方法，采用电容电压滞环空间矢量调制方法<sup>[17, 18, 19]</sup>。这样来兼顾控制精度和响应速度。

### 1.3 本论文的主要工作

本文对电流型高功率因数整流器的工作原理和电路结构进行分析，研究了电流型 PWM 整流器的调制方法和控制策略。提出了自己的控制方法，基于 MATLAB 语言对控制方法进行了仿真验证。用 PROTEL99SE 设计并印制了电路板（主控制板、信号采集板、驱动电路板、功率单元板和信号调理板）。主控芯片采用 TMS320LF2407A，在 CC2000 平台上，完成了 C 语言的 DSP 编程，主要包括采样子程序，指令电流运算子程序、电压滞环调节子程序，PWM 脉冲输出子程序；在 Xilinx ISE 7.1i 平台上用 VHDL 语言编写了信号调理程序，实现了脉冲信号的 2/3 逻辑变换、重叠时间和区间选择；并在 MODELSIM\_XE\_6.0 环境中对 CPLD 程序进行了布局布线仿真，验证了程序的正确性。以 IMBH60-100 为功率单元搭建了实验台，进行了初步调试。

## 第二章 电流型 PWM 整流器调制方法

### 2.1 单相 CSR PWM 调制方法

单相电流型 PWM 整流器等效电路模型如图 2-1 所示。

在图 2-1 中, CSR 交流侧  $R$ ,  $L$ ,  $C$  构成了 CSR 网侧的二阶滤波环节, 其主要作用是滤除网侧电流谐波, 并抑制交流侧谐波电压。显然, 要实现 CSR 的四象限运行, 关键在于对 CSR 交流侧电流  $i_{jt}$  的控制。而采用电流型 PWM 就能实现 CSR 交流侧电流  $i_{jt}$  基波幅值和相角的控制。首先讨论单相 CSR 的 PWM 控制过程。

#### 2.1.1 双极性调制开关模式

与单相 VSR 不同的是, 单相 CSR 直流侧有较大的电感作为储能元件。因此, 当开关频率足够高时, 可近似认为, 在 PWM 控制过程中, 单相 CSR 直流侧电流恒定不变, 即  $i_{dc}(t) = I_{dc}$ 。 $i_{dc}(t)$  是直流电流瞬时值,  $I_{dc}$  是直流电流有效值。

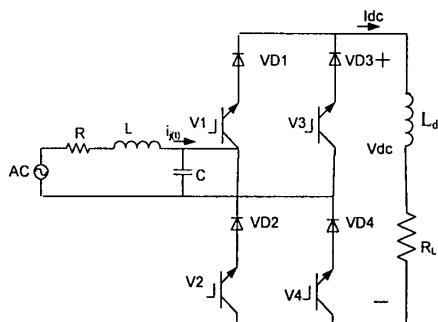


图 2-1 单相 CSR 电路

当采用双极性调制时, 单相 CSR 交流侧电流  $i_{jt}$  将在  $I_{dc}$ 、 $-I_{dc}$  间切换, 以实现交流侧电流的 PWM 控制。这种调制过程可用双极性二值逻辑开关函数  $P$  描述, 即

$$P = \begin{cases} 1 & V_1, VD_1, V_4, VD_4 \text{ 导通} \\ -1 & V_2, VD_2, V_3, VD_3 \text{ 导通} \end{cases} \quad (2-1)$$

因此, 单相 CSR 采用双极性调制时, 只存在两种开关模式。如表 2-1 所示。

表2-1 单相CSR双极性调制开关模式

开关模式	1	2
导通器件	$V_1, VD_1, V_4, VD_4$	$V_2, VD_2, V_3, VD_3$
开关函数	$P=1$	$P=-1$

图 2-2 给出了单相 CSR 采用双极性调制时, 两种开关模式下的电流回路。

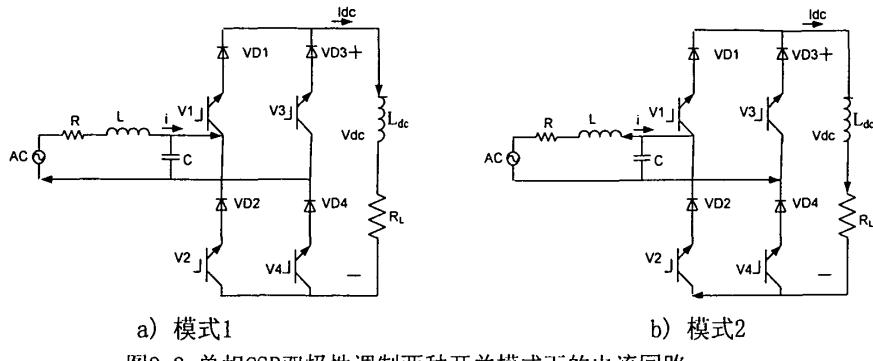


图2-2 单相CSR双极性调制两种开关模式下的电流回路

### 2.1.2 单极性调制开关模式

若采用单极性调制，单相 CSR 交流侧电流  $i_{jt}$  将在  $I_{dc}$ , 0 或  $0, -I_{dc}$  间切换。其中，在单相 CSR 交流侧电流基波正半周， $i_{jt}$  只在  $I_{dc}, 0$  间切换；而在交流侧电流基波负半周，则  $i_{jt}$  只在  $0, -I_{dc}$  间切换。因此，采用单极性调制时，单相 CSR 开关过程可由三值逻辑开关函数  $\sigma$  描述，即

$$\sigma = \begin{cases} 1 & V_1, VD_1, V_4, VD_4 \text{ 导通} \\ 0 & V_1, VD_1, V_2, VD_2 \text{ 或 } V_3, VD_3, V_4, VD_4 \text{ 导通} \\ -1 & V_3, VD_3, V_2, VD_2 \text{ 导通} \end{cases} \quad (2-2)$$

可见，单相 CSR 开关过程共存在 4 种开关模式，如表 2-2 所示。

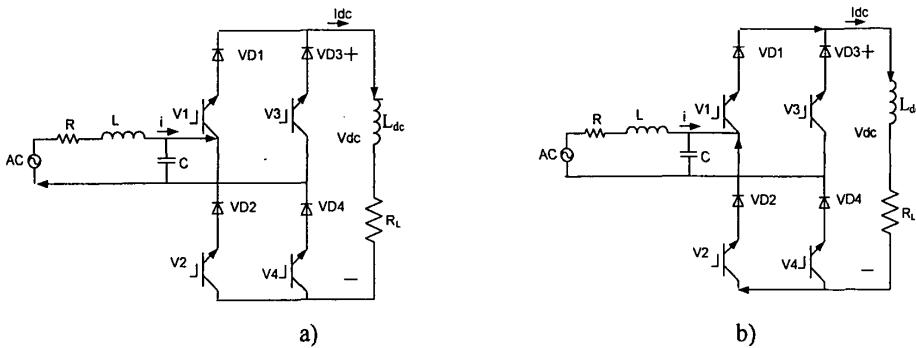
显然，模式 2、模式 3 对应的 CSR 交流侧电流为零，因而称其为“零模式”。

设计时，应以开关切换次数最少为原则选择“零模式”。

表2-2 单相CSR单极性调制开关模式

开关模式	1	2	3	4
导通器件	$V_1, VD_1, V_4, VD_4$	$V_1, VD_1, V_2, VD_2$	$V_3, VD_3, V_4, VD_1$	$V_2, VD_2, V_3, VD_3$
开关函数	$\sigma = 1$	$\sigma = 0$	$\sigma = 0$	$\sigma = -1$

图 2-3 给出了单相 CSR 单极性调制四种不同开关模式下的电流回路。



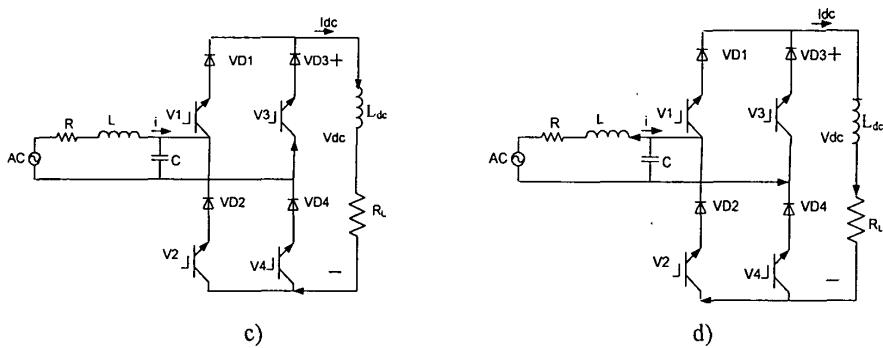


图2-3 单相CSR单极性调制不同开关模式时的电流回路  
a) 模式1    b) 模式2    c) 模式3    d) 模式4

## 2.2 三相 CSR PWM 调制方法

### 2.2.1 三相 CSR 开关函数

对于三相 CSR 来说，要实现其交流侧电流的 PWM 控制，必须采用所谓三值逻辑 PWM 信号发生技术。三值逻辑信号要求三相 CSR 上桥臂或下桥臂任意开关过程中只有一只功率开关管导通。而对于三值逻辑 PWM，常采用三值逻辑开关函数  $\sigma_j$  ( $j=a,b,c$ ) 描述，即

$$\sigma_j = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂器件导通} \\ 0 & \text{同一桥臂器件全导通或全关断} \\ -1 & \text{下桥臂器件导通} \end{cases} \quad (2-3)$$

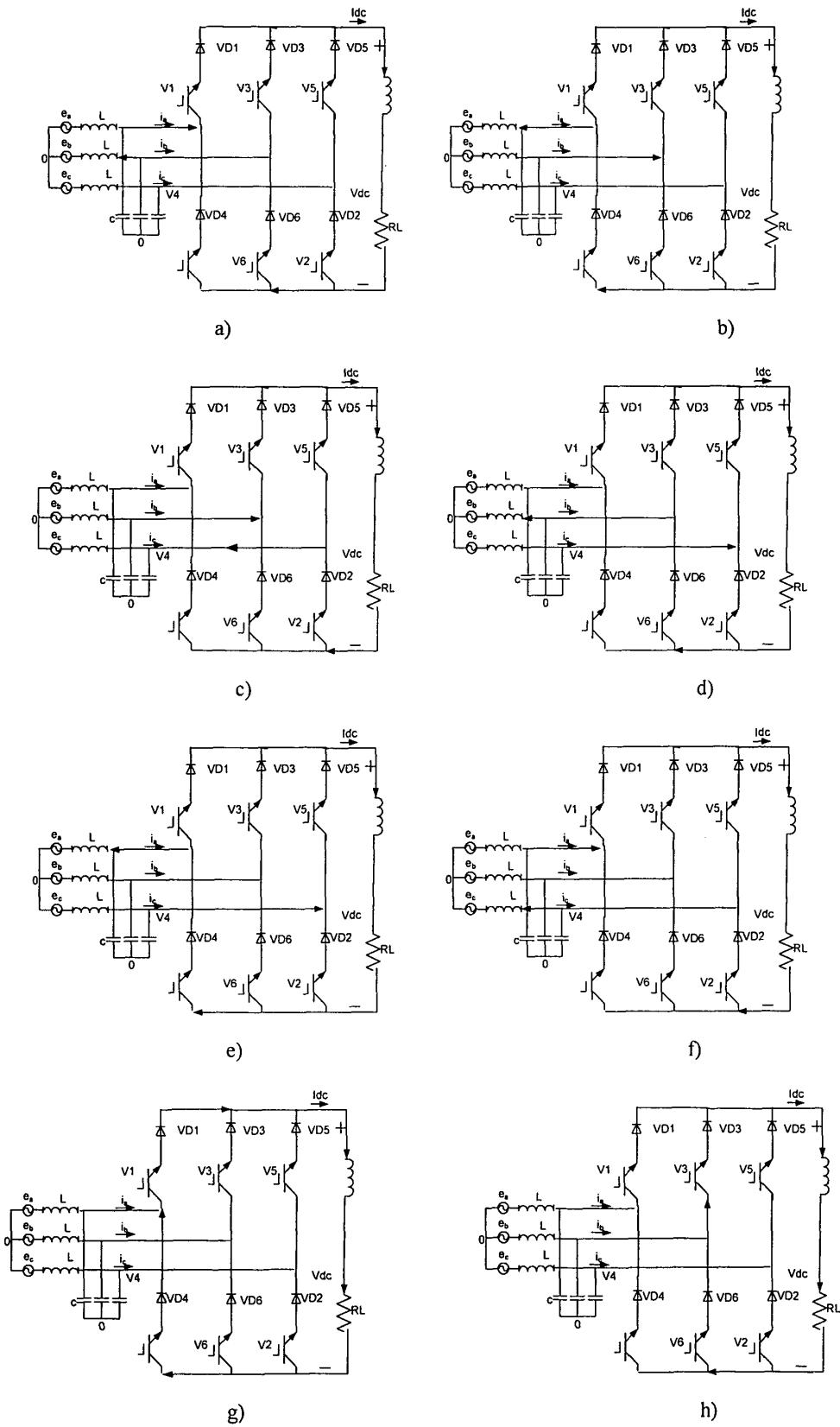
进一步研究表明：二、三值逻辑开关函数存在以下关系，即

$$\begin{bmatrix} \sigma_a \\ \sigma_b \\ \sigma_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

式(2-4)给出了采用常规的二值逻辑 PWM 控制规律，利用这个规律可以获得适用于三相 CSR 调制的三值逻辑 PWM 控制规律。

根据三相 CSR PWM 三值逻辑开关函数波形发生规律，三相 CSR PWM 过程共存在 9 种开关模式。

任何开关过程，三相 CSR 上、下桥臂必须也只须各有一个功率开关管导通。这是因为在实现三相 CSR 交流侧电流 PWM 的同时，必须确保直流侧电感电流回路不能开路。由于模式 7，模式 8 和模式 9 使三相 CSR 交流侧电流为零，因而也称其为“零模式”。虽然就桥路输出特性而言，“零模式”可任意选用，但是从开关损耗角度出发，应以开关切换次数最少为“零模式”选择准则。图 2-4 给出了不同开关模式下的三相 CSR 电流回路。



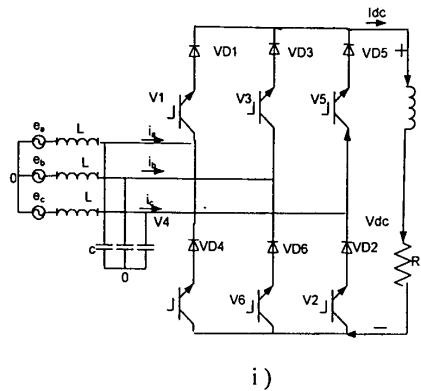


图2-4 不同开关模式时的三相CSR电流回路

- a) 模式1 b) 模式2 c) 模式3 d) 模式4  
e) 模式5 f) 模式6 g) 模式7 h) 模式8 i) 模式9

## 2.2.2 三相 CSR 开关模式

由三相 CSR 主电路拓扑结构分析可知, 若三相电网平衡, 则可将三相电网电动势中心点与三相 CSR 网侧  $LC$  滤波器电容中心点以及虚设的第四桥臂输出端直接相连。这样, 三相 CSR 交流侧可以分解为三个单相 CSR, 对三相 CSR 交流侧波形分析可简化为对单相 CSR 交流侧波形分析。而三相 CSR 直流侧波形, 则只需将三个单相 CSR 直流侧波形叠加即可。值得注意的是, 三个单相 CSR PWM 各自的调制信号相位应互差  $120^\circ$ 。

### 1) 交流侧电流 $i_{ji}(t)$ ( $j=a, b, c$ )

针对三相 CSR 三值逻辑 PWM 控制, 三相 CSR 任一相交流侧电流  $i_{ji}(t)$  ( $j=a,b,c$ ) 均可用三值逻辑开关函数  $\sigma_j$  ( $j=a,b,c$ ) 描述。即

$$i_{ji}(t) = i_{dc}(t)\sigma_j \approx I_{dc}\sigma_j \quad (j=a,b,c) \quad (2-5)$$

显然, 对于三相CSR任意一相交流侧电流  $i_{ji}(t)$ , 其波形就是单极性调制的电流 PWM 波形。在交流侧基波电流正半周, 其电流在  $I_{dc}$ 、0 间切换, 而在交流侧基波电流负半周, 其电流在 0、 $-I_{dc}$  间切换。

### 2) 网侧电流 $i_j(t)$ ( $j=a, b, c$ )

三相CSR交流侧电流  $i_j(t)$  经  $LC$ 滤波即得网侧电流  $i_j(t)$  ( $j=a, b, c$ )。其分析类似于单相CSR单极性调制相关分析。

### 3) 直流侧电压 $v_{dc}(t)$

由于三相CSR直流侧电压  $v_{dc}(t)$  可以认为是由三个相位差互为  $120^\circ$  的单相CSR直流侧电压叠加而成, 因此由三值逻辑开关函数  $\sigma_j$  ( $j=a, b, c$ ) 描述的三相CSR直流侧电

压应为：

$$v_{dc}(t) = \sum_{j=a,b,c} v_j(t) \sigma_j \quad (j=a, b, c) \quad (2-6)$$

式(2-6)中 $v_{dc}(t)$ 是直流侧电压， $v_j(t)$ 是三相CSR交流侧相电压( $j=a, b, c$ )。

可见，三相CSR直流侧电压 $v_{dc}(t)$ 是对其交流侧电压 $v_j(t)$ 调制的结果。

当开关频率足够高，且CSR网侧LC滤波器截止频率足够低时，可忽略交流侧电压 $v_j(t)$ 及开关函数 $\sigma_j$ 中谐波分量，即令

$$\begin{cases} v_a(t) \approx V_m \sin(\omega t - \theta) \\ v_b(t) \approx V_m \sin(\omega t - \theta - 120^\circ) \\ v_c(t) \approx V_m \sin(\omega t - \theta + 120^\circ) \end{cases} \quad (2-7)$$

$$\begin{cases} \sigma_a(t) \approx m \sin(\omega t - \varphi) \\ \sigma_b(t) \approx m \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ \sigma_c(t) \approx m \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (2-8)$$

式中， $V_m$ : 交流侧基波电压峰值；

$m$ : PWM调制比( $m \leq 1$ )；

$\varphi$ : 基波初始相角( $j=a, b, c$ )。

将式(2-7)、(2-8)代入式(2-6)解得

$$v_{dc}(t) = \frac{3}{2} m V_m \quad (m \leq 1) \quad (2-9)$$

式(2-9)表明：三相CSR交流侧到直流侧的变换具有Buck变换器特性。

#### 4) 直流侧电流 $i_{dc}(t)$

三相CSR拓扑结构直流侧电压 $v_{dc}(t)$ 经一阶惯性环节(惯性时间常数为 $L_{dc}/R_L$ )传递后，即得三相CSR直流侧电流 $i_{dc}(t)$ 。当三相电网平衡时，由于三相CSR直流侧电压 $v_{dc}(t)$ 中不含2次谐波分量，因此同样的直流侧电感 $L_{dc}$ 条件下，相对于单相CSR，三相CSR直流侧电流 $i_{dc}(t)$ 低频脉动幅值较小。

### 2.3 三值逻辑PWM信号产生

#### 2.3.1 二、三值逻辑变换

对于三相电压型PWM整流器(VSR)，其控制常采用二值逻辑PWM技术，即对同一桥臂，或上侧功率管导通，或下侧功率管导通，而不存在同一桥臂上、下侧功率管同时导通或者同时关断的情况。若以双极性二值逻辑开关函数 $P$ 加以描述，则

$$p = \begin{cases} 1 & \text{上侧功率管导通, 下侧功率管关断} \\ -1 & \text{下侧功率管导通, 上侧功率管关断} \end{cases} \quad (2-10)$$

然而, 对于三相电流型 PWM 整流器(CSR), 若要实现其交流侧电流的 PWM 控制, 则任一瞬间上、下侧桥臂各只有一个功率开关管导通, 且不存在同一侧桥臂(上侧或下侧)同时有两个功率开关管导通的情况。这样, 若研究三相 CSR 同一桥臂上、下侧功率开关管的通、断情况, 则存在上侧管导通而下侧管关断、下侧管关断而上侧管导通、上下侧管全导通或全关断共计四种情况, 定义三值逻辑开关函数  $\sigma$ , 则

$$\sigma = \begin{cases} 1 & \text{上侧功率管导通, 下侧功率管关断} \\ 0 & \text{上下侧功率管全通或全断} \\ -1 & \text{下侧功率管导通, 上侧功率管关断} \end{cases} \quad (2-11)$$

对于二值逻辑 PWM 控制, 其 PWM 信号发生最常用方法是采用三角载波 PWM 方案。若在三角载波 PWM 二值逻辑信号发生方法基础上, 产生适用于三相 CSR 的三值逻辑 PWM 信号, 则可使三值逻辑 PWM 信号发生简单化。下面讨论三值逻辑 PWM 信号产生过程。首先研究二值逻辑到三值逻辑的转换。

要实现三相 CSR 交流侧电流的 PWM 控制, 则三值逻辑开关函数  $\sigma_j$  ( $j=a, b, c$ ) 必须满足

$$\sum_{j=a,b,c} \sigma_j = 0 \quad (2-12)$$

将双极性二值逻辑开关函数  $p_j$  ( $j=a, b, c$ ) 与三值逻辑开关函数  $\sigma_j$  ( $j=a, b, c$ ) 联系起来, 并令  $\sigma_j$  为  $p_j$  的线性组合, 且令

$$\sum_{j=a,b,c} \sigma_j = \frac{1}{2} \sum_{k=a,b,c} (p_j - p_k) = 0 \quad (k \neq j) \quad (2-13)$$

实际上, 将式(2-13)进一步展开, 则

$$\begin{aligned} \sum_{j=a,b,c} \sigma_j &= \frac{1}{2} [(p_a - p_a) + (p_b - p_b) + (p_c - p_c)] \\ &= \frac{1}{2} [(p_a - p_b) + (p_b - p_c) + (p_c - p_a)] \\ &= \sigma_a + \sigma_b + \sigma_c \end{aligned} \quad (2-14)$$

显然, 三值逻辑开关函数  $\sigma_j$  ( $j=a, b, c$ ) 可由双极性二值逻辑开关函数  $p_j$  ( $j=a, b, c$ ) 的线性组合来描述, 即

$$\sigma_a = \frac{1}{2} (p_a - p_b)$$

$$\sigma_b = \frac{1}{2} (p_b - p_c)$$

$$\sigma_c = \frac{1}{2}(p_c - p_a) \quad (2-15)$$

将式(2-15)写成矩阵形式, 即

$$\begin{bmatrix} \sigma_a \\ \sigma_b \\ \sigma_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a \\ p_b \\ p_c \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

表2-3给出了二、三值逻辑及其相关状态值。

表2-3 二、三值逻辑转换及状态

二值逻辑 $p_a p_b p_c$	三值逻辑 $\sigma_a \sigma_b \sigma_c$	上管状态 $v_a v_b v_c$	下管状态 $v_a' v_b' v_c'$	三值逻辑 序号状态
+1 +1 -1	0 +1 -1	0 1 0	0 0 1	#1
+1 -1 +1	+1 -1 0	1 0 0	0 1 0	#2
+1 -1 -1	+1 0 -1	1 0 0	0 0 1	#3
-1 +1 +1	-1 0 +1	0 0 1	1 0 0	#4
-1 +1 -1	-1 +1 0	0 1 0	1 0 0	#5
-1 -1 +1	0 -1 +1	0 0 1	0 1 0	#6
-1 -1 -1	0 0 0	1 0 0	1 0 0	#7 (#0)
+1 +1 +1		0 1 0	0 1 0	#8 (#0)
		0 0 1	0 0 1	#9 (#0)

可见, 三值逻辑PWM有9种开关状态组合, 其中#7-#9是“零状态”开关组合。

### 2.3.2 三值逻辑 PWM 状态切换

以三相 CSR SPWM 控制为例, 讨论正弦波调制信号周期中三值逻辑 PWM 状态的切换。

对于二值逻辑 PWM 状态切换来说, 一个正弦波调制信号周期中, 每隔  $60^\circ$ 其状态切换模式发生变化。这是因为, 三相对称正弦波信号幅值大小关系每间隔  $60^\circ$ 改变一次。另外, 当 PWM 开关频率与正弦波频率相比足够高时, 一个 PWM 开关周期中的调制信号幅值可近似不变。

三值逻辑状态在两个非零状态值与一个零状态值间来回切换。一个正弦波调制信号周期中, 每个非零状态值在  $120^\circ$  区域相间出现。由于零状态值分布于整个正弦波周期之中, 并且共有 3 个零状态值 (#7-#9)这就需进一步研究不同  $60^\circ$  区域零状态值的选取。为便于分析, 将一个正弦波周期每隔  $60^\circ$  分区, 并记为 I - VI区间。

考虑区域 I 时的情况, 此时三值逻辑在#1, #3, #0 状态值间切换。由于#1, #3 状态值所表示的三相 CSR 开关状态中  $v_c$ 始终导通, 为了确保在#0, #1, #3 状态值间切换时只有一对功率开关管发生状态变化, 因此区域 I 时的零状态值应取#9。

区域 I - VI 识别信号 ( $Y_1 - Y_5$ ) 是通过对三相电网线电动势极性信号 ( $X_0 - X_2$ ) 译码获得的。由于 I - VI、II - V、III - VI 每两个区域共用 1 个零状态值 (#9, #8, #7)，因而

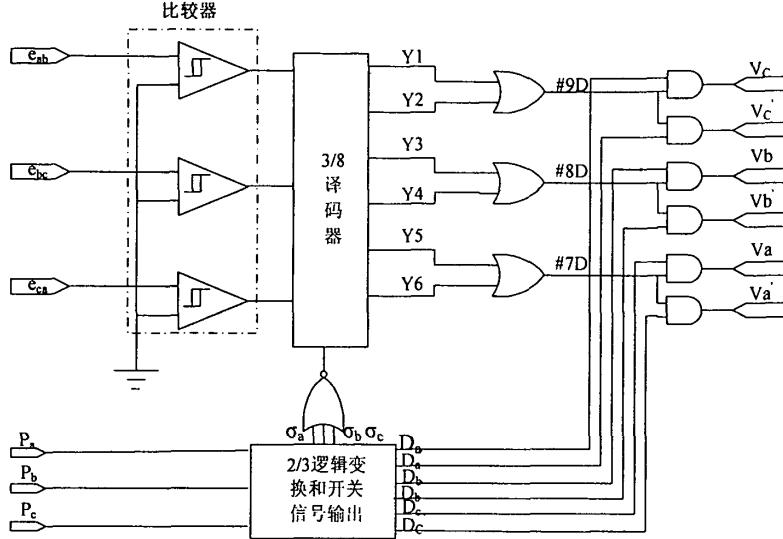


图2-5 零状态判别及信号输出模型

区域识别信号 ( $Y_0 - Y_5$ ) 两两通过与非门，并产生与零状态对应的开关信号 #9D - #7D。另一方面，二值逻辑开关函数信号 ( $P_a - P_c$ ) 须经过二、三值逻辑转换获得三值逻辑开关函数信号 ( $\sigma_a - \sigma_c$ )，而通过  $\sigma_a$ 、 $\sigma_b$ 、 $\sigma_c$  的“或”信号选通译码器，即只有当  $\sigma_a = \sigma_b = \sigma_c = 0$  时，译码器输出才有效，否则输出无效（全高电平）。这说明只有在零状态时 #9D, #8D, #7D 信号方才有有效。最终将三值逻辑 PWM 非零状态对应的开关信号 ( $D_a$ 、 $D_a'$ 、 $D_b$ 、 $D_b'$ 、 $D_c$ 、 $D_c'$ ) 与零状态取值信号 (#9D, #8D, #7D) 分别相“与”，即获得与三相 CSR 功率开关管对应的驱动信号 ( $V_a$ 、 $V_a'$ 、 $V_b$ 、 $V_b'$ 、 $V_c$ 、 $V_c'$ )。

### 第三章 三相电流型 PWM 整流器控制系统仿真

#### 3.1 三相电流型 PWM 整流器控制系统概述

目前，针对三相电流型 PWM 整流器的控制主要采用的方法有：基于三相 CSR 交流侧指令电流的间接电流控制，基于三相 CSR 状态反馈控制和三相 CSR 空间矢量（SVPWM）控制。下面仅对基于三相 CSR 状态反馈控制系统作简要说明。

##### 3.1.1 基于三相 CSR 交流侧指令电流的间接电流控制

若要求三相CSR实现网侧单位功率因数正弦波整流控制，则对于网侧a相回路，应有

$$\begin{cases} e_a(t) = E_m \sin \omega t \\ i_{a(t)} = I_m \sin \omega t \end{cases} \quad (3-1)$$

式中， $e_a(t)$ 、 $i_{a(t)}$ —三相CSR电网a相电动势、电流瞬时值；

$E_m$ 、 $I_m$ —三相CSR电网a相电动势、电流峰值。

若PWM开关频率足够高，且忽略a相网侧电阻，则三相CSR a相交流侧电压基波稳态值 $v_a(t)$ 为：

$$v_a(t) = -\omega L I_m \cos \omega t + E_m \sin \omega t \quad (3-2)$$

由于三相CSR交流侧a相电流为：

$$i_{at}(t) = i_a(t) - i_{Ca}(t) \quad (3-3)$$

$i_{Ca}(t)$ —三相CSR交流侧a相滤波电容电流瞬时值。

联立式(3-1)一式(3-3)得，交流侧a相指令电流为：

$$i_{at}^*(t) = I_m^* (1 - \omega^2 LC) \sin \omega t - E_m \omega C \cos \omega t \quad (3-4)$$

考虑到三相CSR采用三值逻辑PWM控制，若网侧采用Y型联接，则对应的相调制信号相位必滞后线调制信号相位30°。这样，当要求三相CSR实现网侧单位功率因数正弦波电流整流控制时，a相电流调制信号指令为：

$$\begin{aligned} u_{ma}^*(t) &= I_m^* \left(1 - \omega^2 LC\right) \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - E_m \omega C \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ &= K_1 I_m^* \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - K_2 \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3E_m} K_1 I_m^* [e_a(t) - e_c(t)] + \frac{1}{E_m} K_2 e_b(t) \end{aligned} \quad (3-5)$$

其中， $I_m^*$ —a相网侧电流峰值指令；

$$K_1 = 1 - \omega^2 LC \quad K_2 = E_m \omega C \quad (3-6)$$

显然，上述针对三相CSR网侧电流的控制是一种基于交流侧指令电流的间接电流控制策略，其中，指令电流由直流电流调节器输出给定。

在三相CSR控制系统中，其直流侧电流的控制过程可分析如下：

稳态时  $i_{dc} = i_{dc}^*$ ，若发生扰动，则控制过程如下：

$$\begin{cases} i_{dc} \uparrow \rightarrow I_m^* \downarrow \rightarrow i_{kt} \downarrow \rightarrow i_{dc} \downarrow \\ i_{dc} \downarrow \rightarrow I_m^* \uparrow \rightarrow i_{kt} \uparrow \rightarrow i_{dc} \uparrow \end{cases} \quad (k=a, b, c)$$

为抑制直流电流电流波动对三相 CSR 网侧电流控制的影响，采用了基于  $i_{dc}$  前馈的变载波幅值的补偿控制。当  $i_{dc}$  变化时，其控制过程如下：

$$\begin{cases} i_{dc} \uparrow \rightarrow u_{tm} \uparrow \rightarrow m \downarrow \rightarrow \sigma_{k1} \downarrow \rightarrow i_{kt} \downarrow \rightarrow i_{dc} \downarrow \\ i_{dc} \downarrow \rightarrow u_{tm} \downarrow \rightarrow m \uparrow \rightarrow \sigma_{k1} \uparrow \rightarrow i_{kt} \uparrow \rightarrow i_{dc} \uparrow \end{cases} \quad (k=a, b, c)$$

其中  $u_{tm}$ —PWM 载波峰值；

$\sigma_{k1}$ —三值逻辑开关函数基波分量 ( $k=a, b, c$ )；

$m$ —PWM 调制比；

$i_{kt}$ —三相 CSR 交流侧电流 ( $k=a, b, c$ )。

这种控制方法实质上是三相 CSR 网侧电流的间接控制。这种控制容易受到主电路参数变化的影响，并且当电网电动势畸变时，同样会使三相 CSR 网侧含有低次谐波，严重时动态过程甚至导致网侧电流振荡。

### 3.1.2 基于三相 CSR 状态反馈控制

基于三相 CSR 状态反馈控制系统在三相 CSR 交流侧指令电流的间接电流控制系统基础上引入状态反馈控制。选取电感电流以及电容电压为状态变量，并建立工作点附近的微偏扰动模型，使得电网电动势扰动项得以去除。从交流侧等效电路分析，三相 CSR 网侧电流的控制是通过交流侧电流的 PWM 以及  $LC$  滤波来实现的。而  $LC$  滤波环节在滤除网侧谐波电流的同时，可能会引起网侧电流畸变，甚至使动态过程电流振荡。建立状态变量模型，进行状态反馈控制。选择电感电流和电容电压为状态变量，同时把微偏扰动量考虑进去，同时建立微偏扰动的模型，电网电动势的扰动量得以去除。但是，考虑了控制的离散化，变量的计算延迟，系统的状态空间维数由 2 维增加到 3 维。由于三相 CSR 交流侧等效电路的状态变量模型是完全可控的，因此引入状态反馈且将系统的极点配置在虚轴左半平面所希望的位置上，就可以得到满意的动态特性。但是这种控制方法增加了扰动量，增加了采样值，要求处理的数据较多，处理响应速度较慢。

### 3.1.3 三相 CSR 空间矢量 (SVPWM) 控制

三相 CSR 空间矢量 (SVPWM) 控制系统为了简化控制系统设计，引入了坐标变换，首先，将两相静止坐标系中的旋转矢量转换成旋转坐标系中的静止矢量。三相 CSR 网侧电流 SVPWM 控制，其关键在于导出 CSR 交流侧矢量指令。其次，(d,q)坐标系中的 q 轴按电网电动势  $E_q$  矢量定向，因此  $E_d$  矢量的 d 轴分量为 0。如果交流侧电流矢量已知，可以用矢量合成的方法实现三相 CSR 网侧电流的 SVPWM 控制。

以上是几种常用的三相 CSR 整流器的控制方法，其控制方法有各自的特点。基于三相 CSR 交流侧指令电流的间接电流控制系统受主电路参数影响较大，并且电网电动势畸变时候同样会产生网侧的低次谐波，甚至网侧电流振荡。基于三相 CSR 状态反馈控制系统控制系统虽然加入了微偏扰动量，使得谐波的影响减小，可以得到满意的动态特性，但是控制较为复杂，特别是一些暂态量的处理，会加大运算量，势必会影响响应时间。三相 CSR 网侧电流 SVPWM 控制系统控制精度较高，如果是开环的控制就会受到电流谐波影响；如果是闭环控制，加入了微偏扰动量，又会加大运算量，势必会影响响应时间，同时，矢量作用时间的计算也很占用资源。

基于以上考虑，本文采用了比较实用的双闭环控制方法：内环采用间接电流控制，外环采用电容电压滞环空间矢量控制。这样来兼顾控制精度和响应时间。

下面对控制系统作一说明。

## 3.2 三相电流型 PWM 整流器双闭环控制系统

### 3.2.1 三相电流型 PWM 整流器双闭环控制系统数学模型

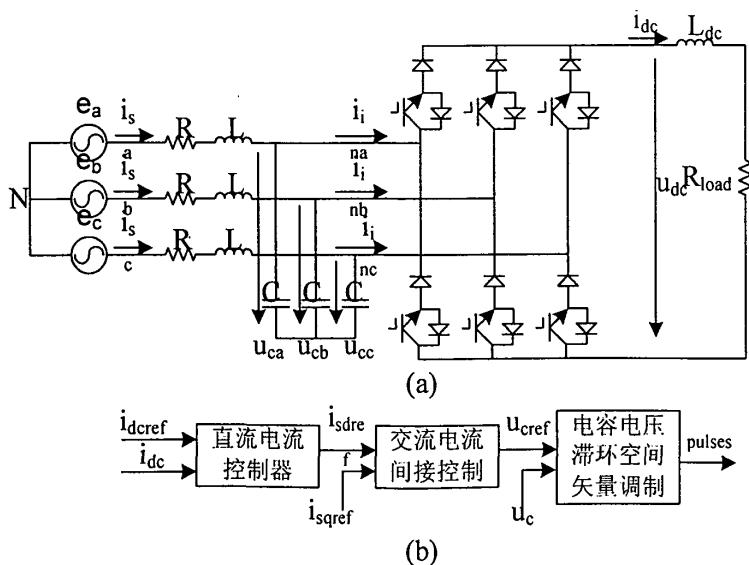


图 3-1 三相电流型 PWM 整流器主电路和控制系统图

三相电流型 PWM 整流器主电路结构及控制系统图如图 3-1 所示。根据基尔霍夫电压定律和电流定律，可以得出控制系统相关的数学模型如下：

$$\begin{cases} e_j = Ri_{sj} + L \frac{di_{sj}}{dt} + u_{cj} \\ i_{sj} = C \frac{du_{cj}}{dt} + i_{inj} \\ u_{dc} = L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + R_{load} i_{dc} \end{cases} \quad (3-7)$$

式中  $j = a, b, c$

$R$ 、 $L$ 、 $C$ —分别是交流侧系统电阻、交流滤波电感、滤波电容；

$i_{sj}$ 、 $u_{sj}$ —交流侧电流、电压；

$R_{Load}$ 、 $L_{dc}$ —直流负载，直流电感；

$I_{dc}$ 、 $u_{dc}$ —直流电流，直流电压；

并假定三相电压对称，且用下式表示：

$$e_j = E_m \sin(\omega t - n \frac{2}{3}\pi), \quad n = 0, 1, 2.$$

三相电流型 PWM 整流器的控制目标有两个：直流电流值和交流相角。控制直流电流就是维持直流电流在给定值，以实现功率的自动匹配；控制交流相角就是控制交流电流的相角，实现要求的功率因数。

由于在 abc 坐标系下，三相交流输入电流是时变量，控制系统设计较为复杂。因此，通过式 (3-8) 将其变换到 dq 坐标系下，并使 d 轴定向于电网电压矢量，则对交流电流的控制问题转换为对恒定直流量的跟踪问题，控制系统的设计将大为简化。

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

将式 (3-8) 作用于式 (3-7)，得在同步坐标系下交流电流的状态空间表达式为：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_{sd}}{dt} \\ L \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -u_{cd} \\ -u_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

式中： $i_{sd}, i_{sq}$  为交流电流控制器的输出， $u_{cd}, u_{cq}$  为控制器的输入， $e_d, e_q$  为控制器的扰动。

### 3.2.2 间接电流控制器

传统的间接电流控制器是按照稳态平衡关系得到的，即以直流电流外环调节器的输出作为  $i_{sdref}$ ，根据要求的功率因数计算出  $i_{sqref}$ ，然后将  $i_{sdref}, i_{sqref}$  取代 (3-9) 式中的  $i_{sd}, i_{sq}$ ，并令 (3-9) 式左端为零，得到控制量  $u_{cd}, u_{cq}$  的表达式为：

$$\begin{cases} u_{cdref} = e_d - Ri_{sdref} + \omega L i_{sqref} \\ u_{cqref} = e_q - Ri_{sqref} - \omega L i_{sdref} \end{cases} \quad (3-10)$$

在 (3-10) 式中，忽略电网电压扰动的影响，并且认为电容电压滞环控制器响应速度很快，即有：

$$u_{cdref} = u_{cd}, u_{cqref} = u_{cq}$$

则电容电压与指令电流之间的传递函数矩阵为：

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdref} \\ i_{sqref} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

而由 (3-9) 式得到实际电流和电容电压之间的传递函数矩阵为：

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL - R & \omega L \\ -\omega L & sL - R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

根据 (3-11) 和 (3-12) 式得：

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL - R & \omega L \\ -\omega L & sL - R \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdref} \\ i_{sqref} \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

式 (3-13) 反映了实际电流和指令电流之间的传递函数关系，实际电流变化的时间常数是由电路参数  $L/R$  决定的，而电感的电阻往往较小，因此，电流的过渡过程时间较长，动态响应较慢。

为了改善电流的暂态特性，在 (3-11) 式中引入一个解耦矩阵  $C(s)$ ，即：

$$\begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = C(s) \begin{bmatrix} i_{sdref} \\ i_{sqref} \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

使实际电流和指令电流之间满足一阶惯性环节且实现 d,q 解耦，即满足下式：

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+sT_i} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+sT_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdref} \\ i_{sqref} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

由 (3-12)、(3-14) 和 (3-15) 式可推出 (3-16)：

$$C(s) = \begin{bmatrix} \frac{sL-R}{1+sT_i} & \frac{\omega L}{1+sT_i} \\ -\frac{\omega L}{1+sT} & \frac{sL-R}{1+sT_i} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

### 3.2.3 电容电压滞环空间矢量控制<sup>[17]</sup>

为了便于确定电流空间矢量，对(3-7)式中的电流平衡表达式，引入变换矩阵

$$T_{P-L} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

则电流平衡表达式可写为：

$$\begin{cases} i_{ab} = c \frac{du_{ab}}{dt} + i_{inab} = c \frac{du_{ab}}{dt} + \delta_{ab} i_{dc} \\ i_{bc} = c \frac{du_{bc}}{dt} + i_{inbc} = c \frac{du_{bc}}{dt} + \delta_{bc} i_{dc} \\ i_{ca} = c \frac{du_{ca}}{dt} + i_{inca} = c \frac{du_{ca}}{dt} + \delta_{ca} i_{dc} \end{cases} \quad (3-18)$$

$$\text{式中: } \delta_{ij} = \begin{cases} 1 \\ -1 \\ 0 \end{cases}$$

可以通过对  $\delta_{ab}$ ,  $\delta_{bc}$ ,  $\delta_{ca}$  的控制来控制电流的大小。

当上桥臂  $i$  相导通，下桥臂  $j$  相导通时， $\delta_{ij} = 1$ ；

当下桥臂  $i$  相导通，上桥臂  $j$  相导通时， $\delta_{ij} = -1$ ；

其他情况， $\delta_{ij} = 0$ 。

在 ab-bc-ca 坐标系下，电流矢量可表示为：

$$\vec{I} = \frac{2}{3} (i_{ab} + i_{bc} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + i_{ca} e^{j\frac{2\pi}{3}}) \quad (3-19)$$

$$\overline{I}_{in} = \frac{2}{3} (\delta_{ab} I_{dc} + \delta_{bc} I_{dc} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \delta_{ca} I_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}) \quad (3-20)$$

### 3.2.4 三值逻辑空间矢量 PWM 信号的产生

三相 CSR 交流侧电流瞬时值： $i_{at}$ ,  $i_{bt}$ ,  $i_{ct}$ ，采用坐标变换时，三相坐标系 (a,b,c) 变换成为两相静止坐标系 ( $\alpha$ ,  $\beta$ )，并且 ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) 坐标系中的电流瞬时值可以表示为：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha t} \\ i_{\beta t} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{at} \\ i_{bt} \\ i_{ct} \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

其中， $\alpha$  和  $a$  轴重合。

$$I = i_{at} + ji_{bt} = (i_{at} + i_{bt}e^{\frac{2\pi}{3}j} + i_{ct}e^{\frac{4\pi}{3}j}) \quad (3-22)$$

若只考虑对称基波电流，并且令

$$\begin{cases} i_{at} = I_{dm} \cos \omega t \\ i_{bt} = I_{dm} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{ct} = I_{dm} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (3-23)$$

$I_{dm}$  — CSR 交流侧基波峰值。

把 (3-23) 带入 (3-22) 得到：

$$I = \frac{2}{3} I_{dm} \left[ \cos \omega t + \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})e^{\frac{2\pi}{3}j} + \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})e^{\frac{4\pi}{3}j} \right] \quad (3-24)$$

从上式可以说明：三相对称基波电流可以由一空间同步旋转矢量描述。

由于三相 CSR 采用三值逻辑 PWM 控制，可得不同开关函数组合的电流空间矢量。

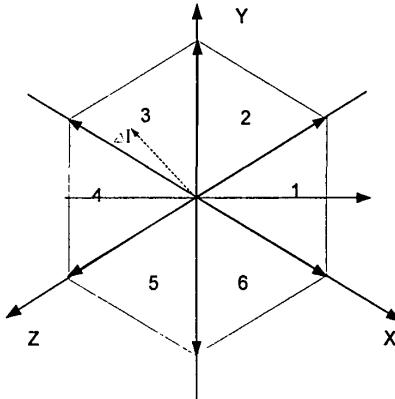


图 3-2 三相  $\Delta I$  矢量区域

由于任一功率管导通时流入电流幅值均为  $i_{dc}$ ，三相 CSR 空间电流矢量的模为：

$$|I_k| = \frac{2}{3} i_{dc} \quad (k=1, \dots, 9) \quad (3-25)$$

由上式和空间矢量图，三相 CSR 空间电流矢量可以描述为：

$$|I_k| = \begin{cases} \frac{2}{3} i_{dc} e^{i(\frac{k\pi}{3} - \frac{\pi}{6})} & (k=1 \sim 6) \\ 0 & (k=7, 8, 9) \end{cases} \quad (3-26)$$

### 3.2.5 电流内环调节

对于整流器来说，输入功率 = 输出功率；

输入功率： $P_{in} = 3E_s * I_s$ ； 输出功率： $P_{dc} = u_{dc} * I_{dc}$ ；

$$\text{由 } P_{in} = P_{dc} \text{， 可知， } 3E_s * I_s = u_{dc} * I_{dc} \text{ 可得， } I_s = \frac{P}{3E_s} \quad (3-27)$$

对于三相 CSR 整流器来说,

$$uc = \frac{U_{dc}I_{dc}}{3I_s} = \frac{U_{dc}I_{dc}}{\frac{p}{3E_s}} = \frac{3I_{dc}E_s}{p}U_{dc} \quad (3-28)$$

直流侧的传递函数:

$$U_{dc} = \frac{1}{L_{dcs} + R} i_{dc}$$

由以上条件可以得出三相 CSR 的传递函数模型, 如图 3-3 所示。

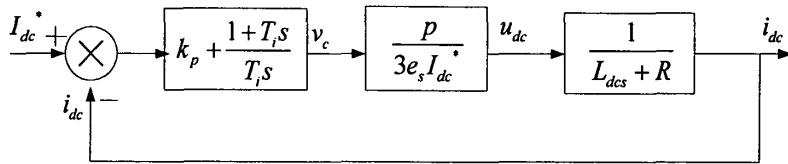


图 3-3 三相 CSR 的传递函数模型

可以得到传递函数为:

$$G_0 = \frac{k_p(1+T_i S)P}{T_i S 3E_s I_{dc} (L_{dc}S + R)}$$

$$hr = \frac{T_i}{\frac{L_{dc}}{R}} = 5, \quad T_i = 5 \frac{L_{dc}}{R} = 0.28$$

$$\frac{k_p(1+T_i S)P}{3T_i E_s I_{dc} R} = \frac{hr + 1}{2hr^2 (\frac{L_{dc}}{R})^2}$$

$$k_p = \frac{(hr + 1)3T_i E_s I_{dc} R}{2Phr^2 (\frac{L_{dc}}{R})^2} = 7$$

$$k_i = \frac{k_p}{T_i} = 25$$

$$P=5\text{KW}, \quad I_{dc}=10\text{A}, \quad E_s=220\text{V}, \quad R=2\Omega.$$

### 3. 3 基于 MATLAB 的三相 CSR 双闭环控制系统仿真

用 MATLAB 中的 SIMULINK 对三相 CSR 整流电路控制系统进行仿真<sup>[22]</sup>。

仿真主电路参数选择如下:

直流电感: 30mH;

直流侧负载电阻: 10Ω;

交流侧滤波电感: 1mH;

交流侧滤波电容:  $20\mu F$ 。

控制系统仿真电路如图 3-4 所示。

并且做以下假设:

- (1) 电网电动势为三相平稳的纯正弦波电动势;
- (2) 交流、直流侧滤波电感是线性的, 且不考虑饱和;
- (3) 功率开关损耗已折合到CSR直流侧, 且包含在R之中;
- (4) 为描述CSR能量的双向传输, 三相CSR直流侧由负载电阻R和负载电动势e串联表示。

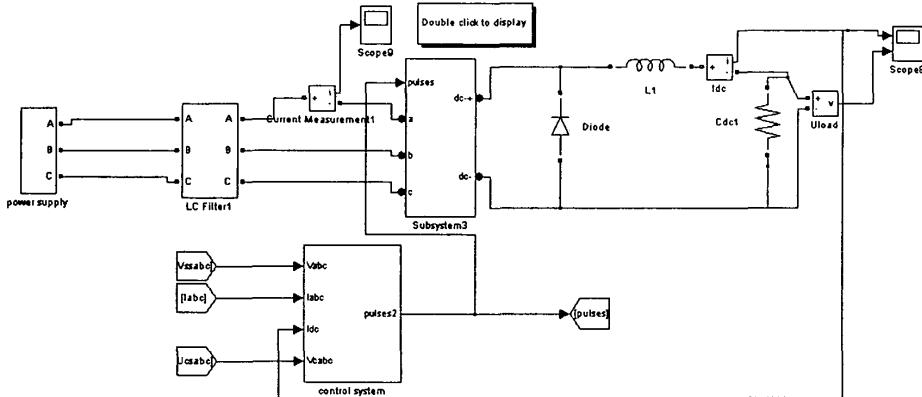


图 3-4 控制仿真主电路

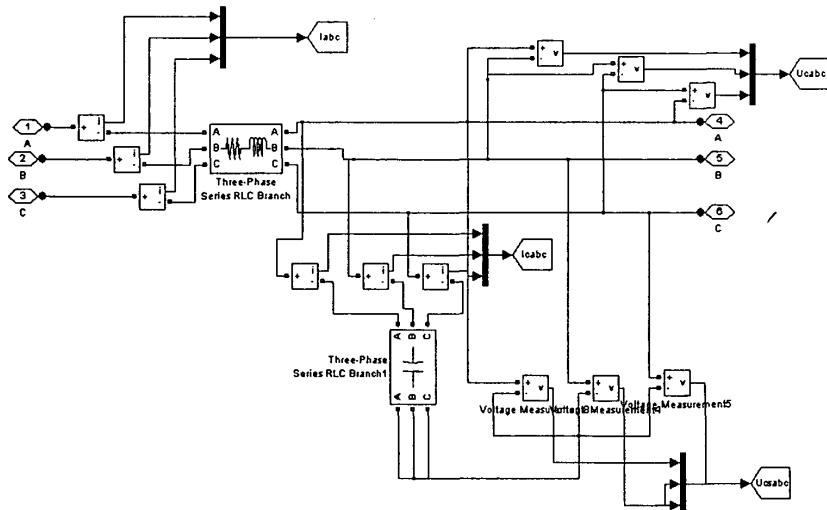


图 3-5 控制仿真滤波电路模块

图 3-4 中的  $LC$  滤波回路模型如图 3-5 所示。从图 3-5 可以看出, 所采集的量有: 三相网侧电流, 电容电压。另外一些采集量是观察状态用的, 比如电容两端的电压。从图 3-4 可以看出, 采集量还有直流侧的电压, 电流。

另外, 从图 3-4 可以看到, 在直流侧反并联了一个二极管, 目的是防止桥臂开路时候为电感电流提供回路。

可以得到仿真的波形如图 3-6 所示。

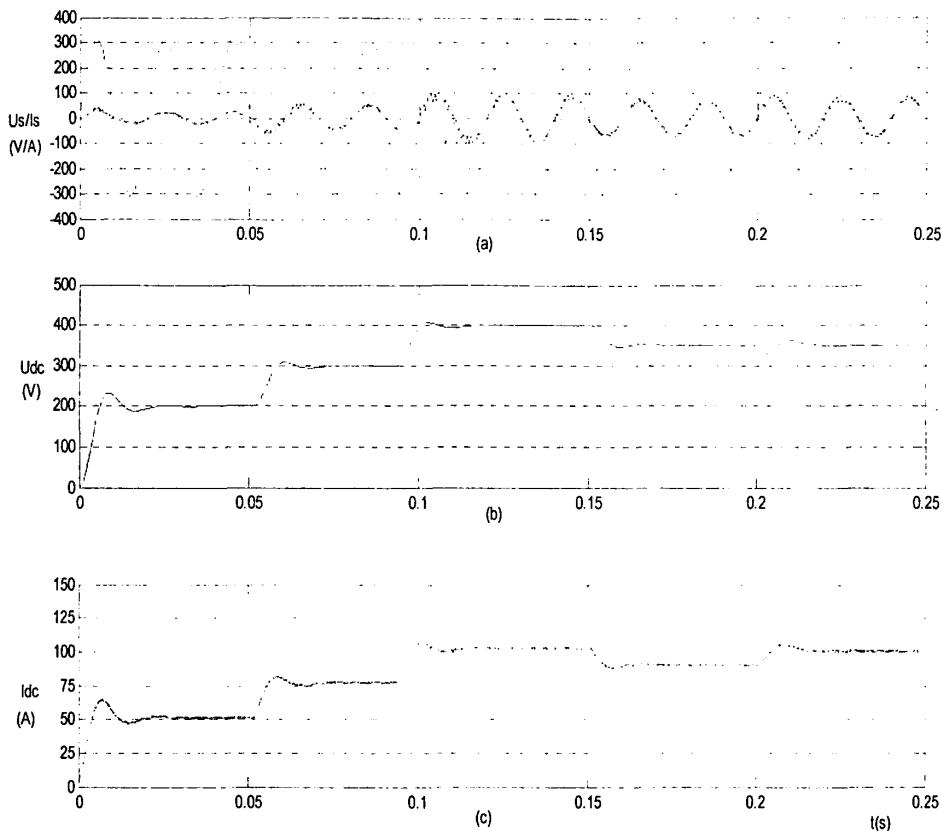
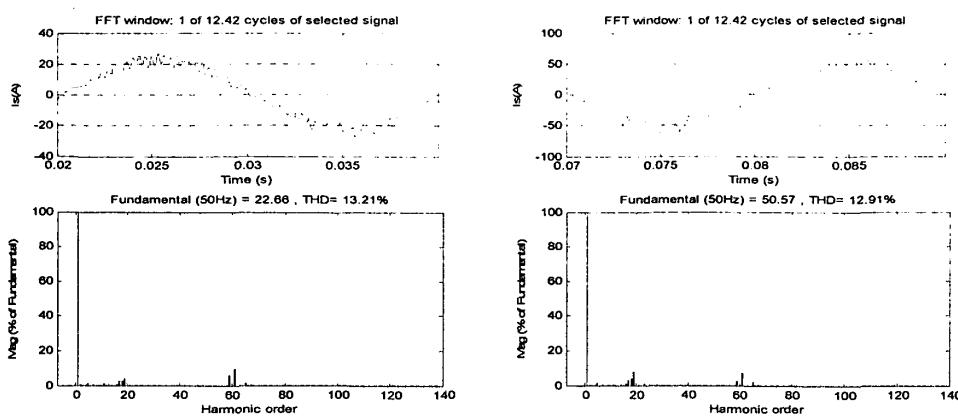


图 3-5 仿真波形

a) 输入电流电压波形    b) 直流电压波形    c) 直流电流波形

从图中可以看出给定的变化和引起输出的变化，并且在新的状态下稳定。

0.02-0.04, 0.07-0.09, 0.13-0.15, 0.18-0.20, 0.22-0.24 时刻人为变化输入给定，可以看出在新的状态下面达到平衡。并且分析了各种平衡状态下面谐波情况。



a) 0.02-0.04s

b) 0.07-0.09s

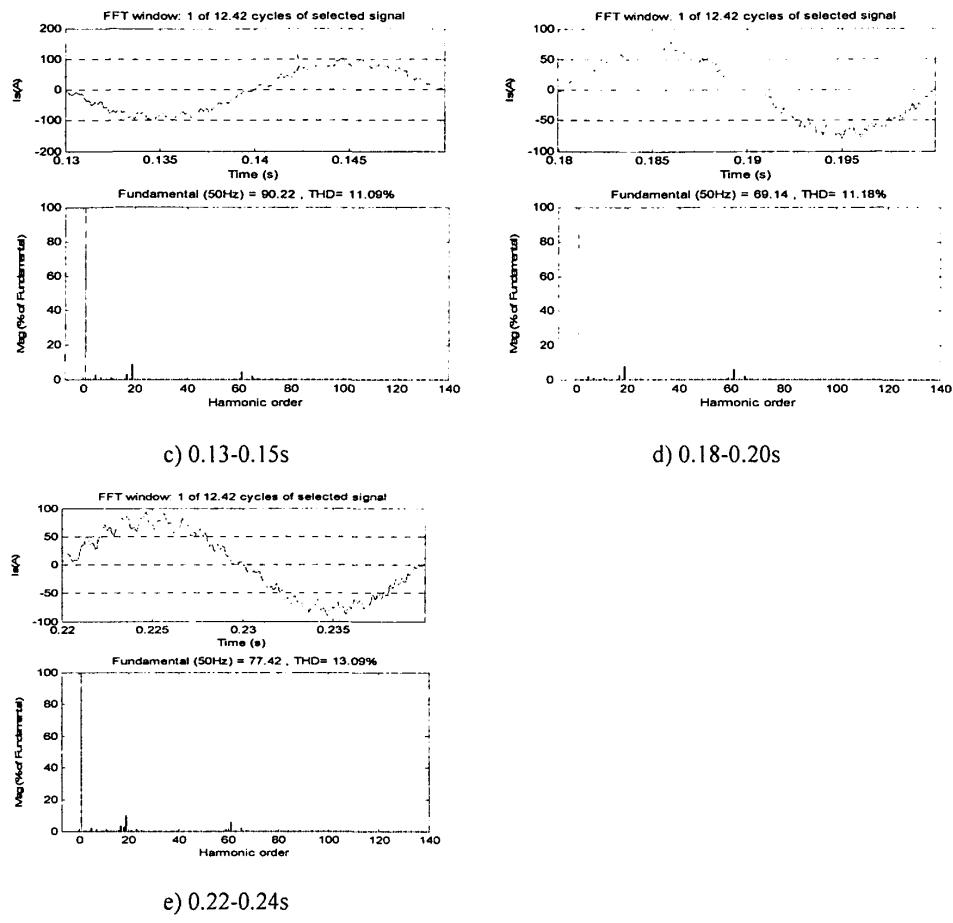


图 3-5 在各种状态下的电流波形及其 FFT 分析

从图中可以看出，交流侧电流电压同相位，达到了高功率因数的目的。同时直流侧动态相应较快。

## 第四章 基于 DSP 和 CPLD 控制器的硬件电路和软件实现

本控制器以 TI 公司 TMS320LF2407A DSP 芯片为核心，辅以相应的外部电路，完成电压电流信号的采集、调理、控制信号的产生、脉冲放大输出以及控制信号的输入输出等功能。其中包括 DSP 芯片及其外围器件，模拟量输入调制，开关量输出。以 XILINX 的 XC95108 为信号调理芯片完成信号变换和形成重叠时间。硬件系统整体框图如图 4-1 所示。

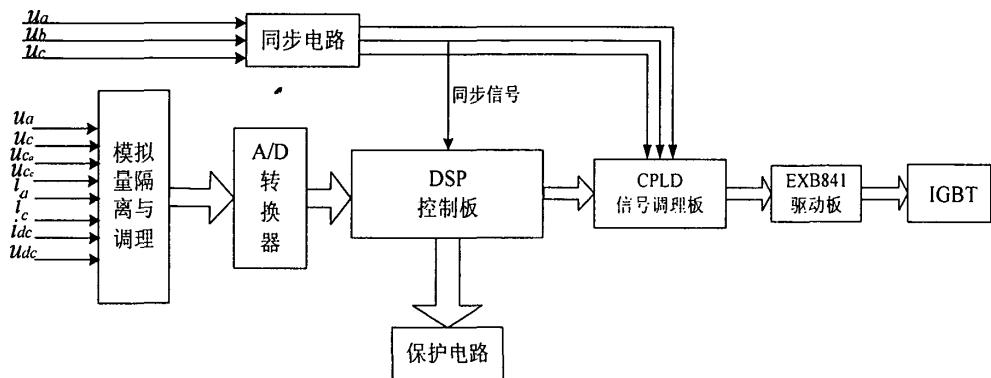


图 4-1 三相 CSR 硬件系统框图

下面具体说明硬件各部分的构成。

### 4.1 DSP 控制芯片简介

美国德州仪器 (TI) 公司于 1996 年推出了专门用于电机控制的 TMS320C240 (F240) 数字信号处理器。通过高性能的 DSP 核心与功能强大的片上外设的集成，C24x 系列 DSP 为传统的微处理器单元和昂贵的多的 CPU 系统提供了高性价比的替代品。随后 TI 公司又推出了 TMS320LF2407 (2407A) 芯片，其运行速度达到 40MIPS (每秒百万次指令)。作为本控制器的核心，TMS320LF2407A 具有强大的片上 I/O 和其他外设。它的事件管理器 (Event Manager) 是专门为控制设计的，具有多达 4 个可编程定时器，每个定时器又具备多种中断，非常有利于产生控制信号。丰富的 I/O 口为控制信号的输入输出提供了极大的便利。

LF2407 内部主要特性一览<sup>[23]</sup>:

- TMS320LF240x 内核的 CPU
- 32 位中央算术逻辑单元 (CALU)
- 32 位累加器
- 16 位 × 16 位的 32 位输出能力并行乘法器
- 8 个具有专用算术单元的 16 位辅助寄存器可以用于内存的间接寻址

■ 内存

32K×16 位 flash EPROM

196K×16 位最大可寻址空间(64K 字程序空间、64K 字数据空间、64K 字 I/O 空间)

■ 程序控制

4 级流水线操作

6 个外部中断：驱动保护中断、复位、不可屏蔽中断 NMI 和三个可屏蔽中断

■ 指令集

和 C2x、C2xx、C5x 定点 DSP 在源代码级别上保持兼容

单指令重复操作

单周期乘加指令

间接寻址能力

■ 速度

25ns 的指令周期(40MIPS)，且大多数指令都是单周期指令

■ 事件管理器

12 路比较/脉冲宽度调制(PWM)通道

4 个 16 位通用定时器可工作于六种工作方式。

6 个 16 位比较单元具有产生死区的能力

6 个捕捉单元，其中两个有与正交编码器脉冲接口电路

■ 10 位模数转换器

■ 28 个独立可编程复用的 I/O 引脚

■ 具有实时中断监视定时器(Watchdog)模块

■ 串行通讯接口(SCI)

■ 串行设备接口(SPI)

在控制系统设计过程中，用到了 DSP 内部的很多结构模块，下面仅就主要模块的功能介绍如下。

#### 4.1.1 通用 I/O 引脚

TMS320LF2407A 共有 28 个可以复用的通用 I/O 引脚。这些引脚由映射到数据空间的引脚配置寄存器(MCRA, MCRB, MCRC)控制。引脚的状态可由读引脚状态寄存器得到，对于配置为输出的引脚，向对应的引脚状态寄存器写数据就可以控制其输出的状态。通用 I/O 的功能框图如图 4-2 所示。

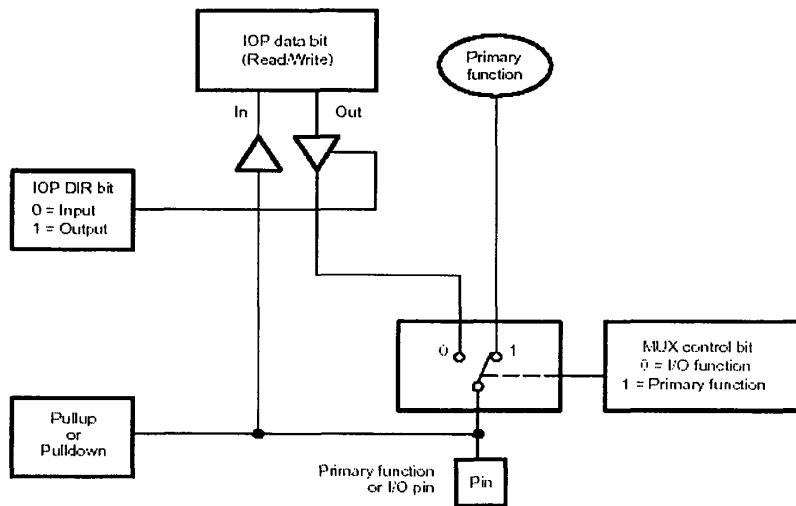


图4-2 通用I/O引脚功能图

#### 4.1.2 ADC 模块

TMS320LF2407有两路相对独立的ADC模块，每路各带有一套采样保持电路和8路模拟输入信号的选通电路，共可输入16路模拟信号。两路ADC模块可以同时工作，即两个模拟信号可被同时转换，亦可采用单次转换方式或连续转换方式。转换启动可以由软件、内部事件、和/或外部事件触发，其中含有两级转换结果寄存器，可存放两个连续的转换结果。两个可编程的ADC模块控制寄存器，支持中断/查询的操作。

在运用时必须注意：ADC输入引脚的采样信号电压必须满足输入电压范围（0~3.3V），最大不能超过3.9V，否则将导致ADC模块损坏。

#### 4.1.3 串行外设接口（SPI）模块

TMS320LF2407A器件包括一个四个引脚的串行外设接口（SPI）模块。SPI是一个高速、同步串行I/O口，它允许可编程的串行数据位流（1~16位）以可编程的位传输速度移入或移出器件，支持四种不同的时钟极性，便于与不同期间连接。通常SPI用于DSP和外设以及其他处理器之间的通信。本系统中SPI接口用于DSP与串行AD转换器之间的数据传输。

图4-3为串行外设端口的结构框图：

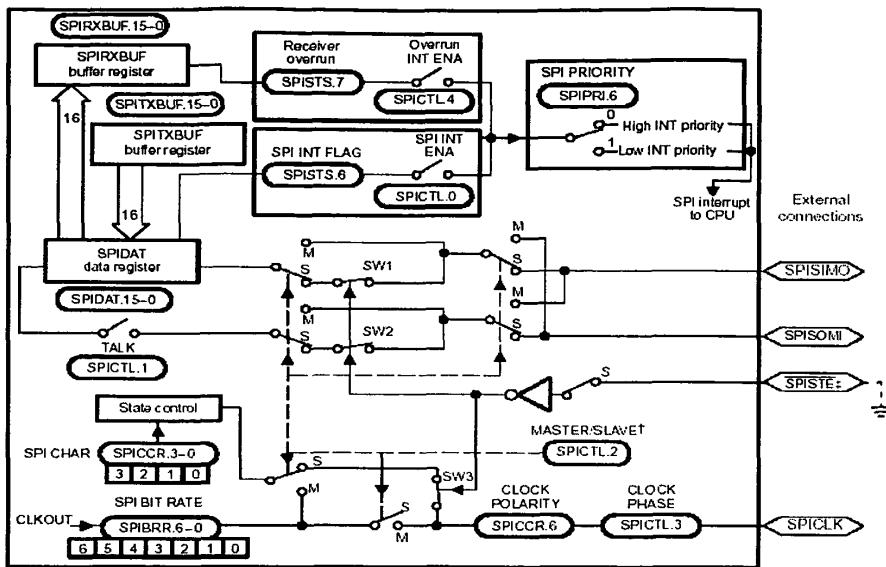


图 4-3 串行外设接口的结构框图

图4-4说明了用于通讯的串行外设接口的两个器件之间的连接方法和数据传输过程。主控制器通过输出SPICLK信号来启动数据传送。对于主控制器和从控制器来说，数据都是在SPICLK的一个边沿移入移位寄存器，并在相对的另一个边沿移出移位寄存器。发送和接收是同时进行的。当指定位数的数据从引脚移入后，SPIDAT中的数据将传送到SPIRXBUF寄存器，同时置位SPIINT标志位。如果SPITXBUF中还有有效数据，则这个数据被传送到SPIDAT中，否则在把以接受到的数据移出SPIDAT寄存器后，SPICLK时钟停止。主控制器可以在任意时刻启动数据发送，因为它控制着SPICLK信号，但软件决定了主控制器如何检测从控制器何时准备发送数据。

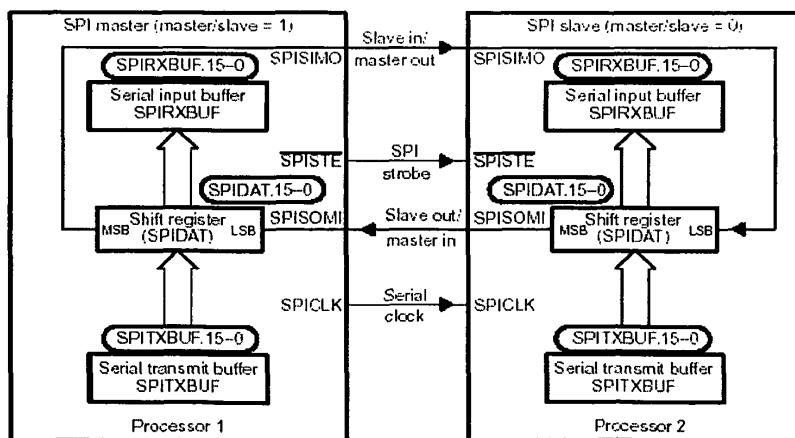


图 4-4 SPI 接口的连接和数据传输方向

TMS320LF2407A具有32K×16位的Flash ROM，无需扩展存储器。但将程序烧录到Flash后不能设置断点，不利于调试。为了调试方便，本系统在片外扩展了32K×16

位的SRAM。当外存的读写时间大于25ns时，LF2407A会在访问外存时根据等待方式寄存器（WSGR）的设置插入等待周期，以适应外存的速度。本设计使用的SRAM芯片是ISSI公司的IS61LV3216，读写时间是15ns，无需插入等待周期。

DSP引脚的驱动能力有限，不适合于直接连接放大电路，故设置了口线驱动和隔离电路。外围器件以5V供电的居多，而DSP是3.3V供电的，关于不同逻辑电平之间的匹配，本文后面将具体说明处理方法。

## 4.2 控制系统硬件电路

### 4.2.1 交流信号调理电路

由于本设备不能直接将电压电流引入测量装置，故采用两级互感器引入的方式，即系统电压电流经一级互感器变为100V（电压）和5A（电流）（交流电流互感器：两个30:5的互感器）。再经二级互感器引入测量装置。二级互感器采用“兵字”牌DWDI-001型卧式穿芯小型精密交流电流电压通用互感器，其典型接线方式如图4-5所示。

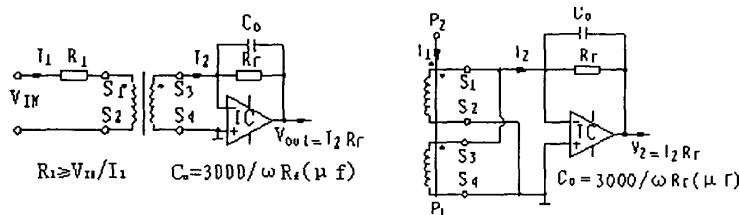


图 4-5 互感器的接线图

经运放输出的信号是交流信号，不能直接联到AD转换器，要抬升为0~5V的正信号。为了防止意外的过电压流入AD芯片对AD器件造成损坏，可以在输入端加钳位二极管作为保护。完整的信号调理电路如图4-6所示。

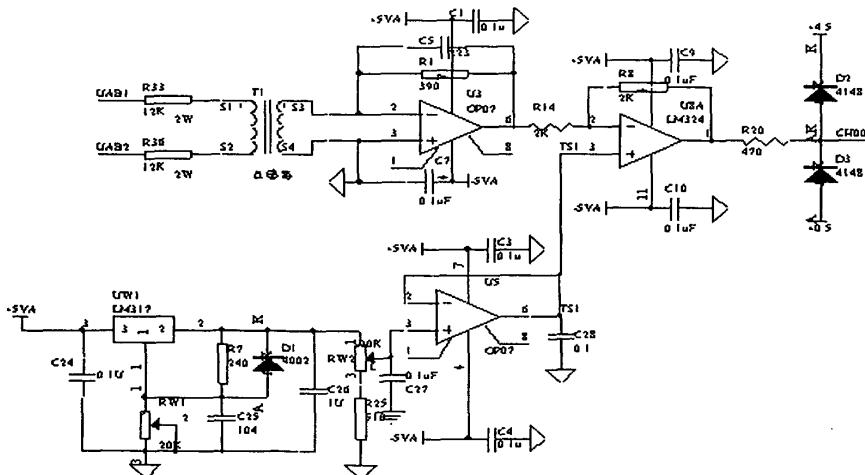


图 4-6 交流输入信号调理电路

#### 4.2.2 直流信号调理电路

电流型整流器对电流互感器的要求比较高，在本设计中采用了LEM公司生产的霍尔电流互感器LT100-P和霍尔电压互感器LV25-P，这是一种采用霍尔效应的闭环补偿式传感器，可以测量从直流到200KHz的信号，温漂小，反应时间快，抗干扰能力强，采用±15V供电。互感器把电压电流信号变成了电流信号送入控制板，先经过电阻变成电压信号，再经过有源二阶低通滤波。而DSP的内部AD所能接收的信号是0~3.3V，所以还得经过一个电压抬升电路。DSP自带16路10位带内置采样/保持的高速AD，单通道转换时间小于500ns，因此相比于DSP控制周期78μs已经很小，故为了减少硬件设计复杂程度，充分利用DSP自带内部资源，本设计中AD采用DSP内部AD。有源二阶低通滤波的OP07采用±6.6V供电，保证输出信号在±3.3V之间，输出电压 = (3.3 + 输入电压) / 2，就变成了DSP能接受的0~3.3V之间，R20和R24使用精密电阻，电平抬升的微小误差可以通过软件校正。

信号调理电路如图4-7所示。

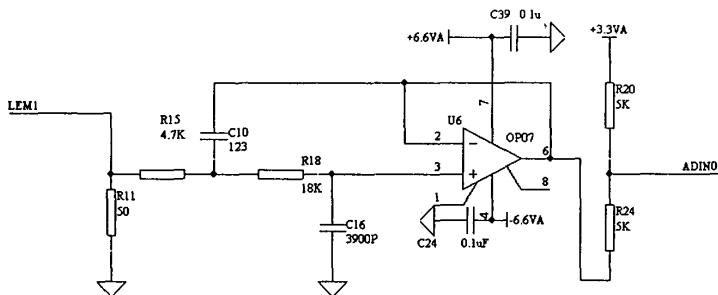


图 4-7 直流输入信号调理电路

电流信号经过 $10\Omega$ 电阻变为电压信号。电压信号经过运算放大器放大，然后经过3.3V抬升电路，把信号变成0~3.3V信号，进入DSP，进行AD转换。这里直流电压信号和电流信号经过的信号调理电路相同。

#### 4.2.3 同步信号和锁相环电路

计算时需要用到一个A相同步信号，在本设计中，采用了一个220V/4.7V同步变压器，把A相电压变成低压信号，然后经过滤波电路、过零比较电路和光耦隔离，变成0~5V方波信号送入DSP的EXINT1口。由可调电阻RW4和C49组成的滤波电路，消除了高次谐波的影响；由LM339和电阻构成了过零比较电路，其中R5和R2形成一个滞环，避免地线干扰而造成一个电网周波内多次过零影响控制信号，这种滞环也对同步信号造成了一定的延迟，可通过软件方法对其进行校正；由光耦组成的隔离电路，使得PHA方波信号变得更加理想，同时隔离了模拟信号与送入DSP的数字信号。其电路原理图如图4-8所示。

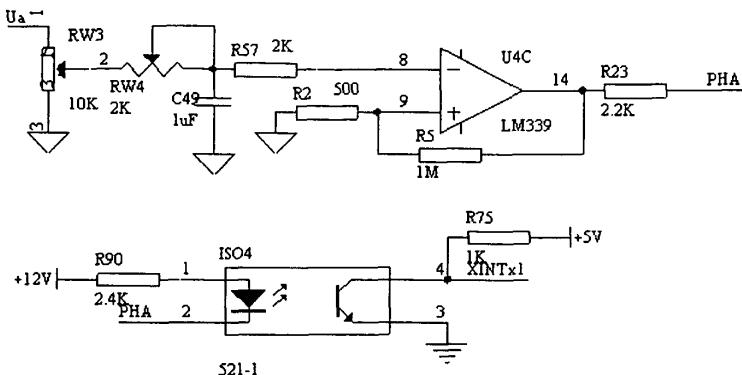


图 4-8 同步信号电路原理图

锁相环电路用来生成同步信号和采样中断信号。锁相环电路由CD4040分频器和CD4046锁相环构成。其中，由锁相环输出的50Hz信号经过光耦和电平转换，进入DSP，作为电路的同步信号。同时由分频器输出的128分频作为DSP的外部中断2，进入DSP作为采样中断。

由于电力系统的频率并不是固定不变的，而是在 50Hz 上下波动，所以如果使用定时器中断对模拟信号采样提供基准必然造成较大的误差。因此本设计中采用锁相倍频电路，把同步信号电路产生的与 A 相电压同步的方波信号送入锁相环倍频电路，产生一个与方波信号同步的 256 倍频的高频方波信号，送入 DSP 的 EXINT2，EXINT2 中断程序中进行 AD 采样。锁相倍频电路如图 4-9 所示。

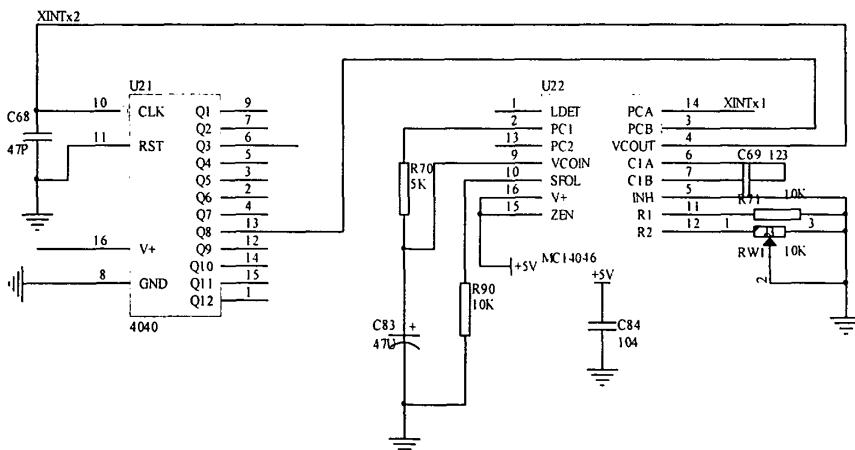


图 4-9 锁相环电路

同步信号电路产生的与A相电压同步的方波信号XINTX1送入CD4046的PCA端，CD4046输出倍频信号VCOUT送到分频器CD4046，经过256分频后送入CD4046的PCB端。CD4046内部有一个鉴相器和压控振荡器，PCA和PCB输入信号送入鉴相器，鉴相器对两个输入信号进行相位比较，并输出一个正比于相位误差的电压，鉴相器输出再送入由R7和C4组成的低通滤波器，滤除高频分量后，其输出送入压控振荡器，输出频

率与输入直流电压成比例的方波信号，从而CD4046和CD4040组成了一个闭环的锁相倍频电路，其输出信号XINTX2是输入信号XINTX1的256倍频。其内部结构图如图4—10所示。

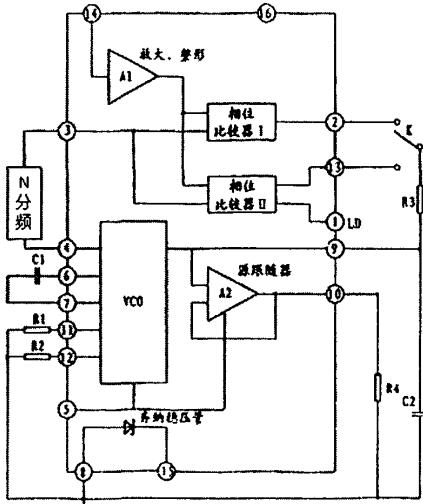


图 4—10 锁相倍频电路

图4—9中C49、R71、RW12决定了CD4046的中心振荡频率和锁相范围，其大小可查阅CD4046说明书进行确定，而低通滤波器参数则与输入信号频率有关，且低通滤波器截止频率越低，锁相环输出频率波动越小，但是其跟踪速度也越慢，因此应该根据实际电网频率变化快慢、锁相速度要求来确定其参数。本设计中，设定锁定频率范围为45Hz~55Hz，中心频率为50Hz，倍频系数为256，则在R70=5kΩ、C83=47μF、R71=10 kΩ、RW12=10 kΩ、C49=12000pF时，低通滤波器输出电压波形和倍频输出方波波形如图4—11和图4—12所示。

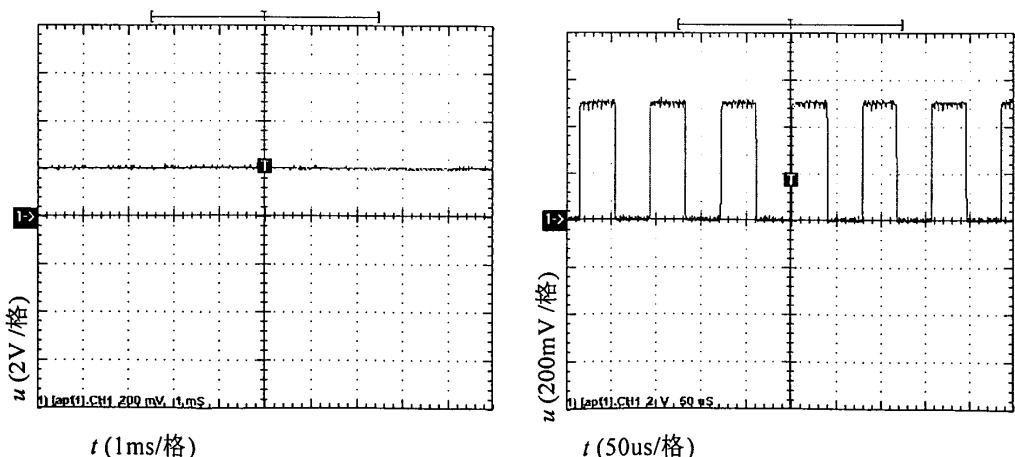


图 4—11 低通滤波器输出电压波形

图 4—12 倍频输出方波波形

### 4.3 基于 C 语言的 DSP 主控程序

在以TMS320LF2407A DSP芯片为核心的控制系统上，根据控制策略和计算方法，编写了本装置的控制程序。

#### 4.3.1 DSP 芯片的运算格式

TI公司的TMS320 DSP芯片包括：定点、浮点、多处理器数字信号处理器和定点型DSP控制器。该系列采用了数据总线与地址总线分开的改进哈佛结构，达到了进一步提高运算速度的要求，专为实时信号处理而设计，将实时处理能力和控制器外设功能集于一身，为控制系统应用提供了一个理想的解决方案。本设计中采用的TMS320LF2407A 属于定点格式芯片，与其它浮点芯片相比较，最大缺点在于处理小数运算较为繁琐。定点运算格式的DSP 芯片处理小数运算时，主要有以下两条途径[23]：

其一，在拥有C 语言汇编器以及IEEE 浮点运算函数库的支持的基础上可以利用C 语言汇编器自动将运算中的小数转化成IEEE 浮点格式，再利用自带的IEEE 浮点运算函数进行处理。

IEEE754—1985 标准定义了四种浮点数的格式，即单精度格式、扩展单精度格式、双精度格式和扩展双精度格式。下面以在DSP芯片中最常用的单精度格式为例介绍IEEE 单精度浮点格式的表示方法。如图4-1 所示，在单精度浮点格式中，浮点数的总长度为32 位。其中，S 是尾数的符号位，共1 位，S=0 表示为正数，S =1 表示为负数；e 是指数，用无符号数表示，共8 位，取值范围为0~255；f 是尾数的分数部分，共23 位。

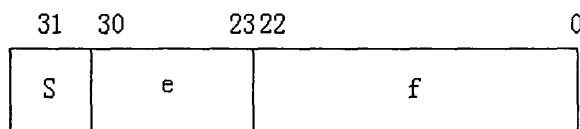


图4-13 单精度浮点数的格式

用此种方法处理小数，最大的优点就是精度非常高，至少可精确到小数点后6 位；另外，直接用C 语言进行编程大大简化了软件的开发周期。但是，IEEE 格式的算术运算相当复杂，每进行一次简单的小数运算都需调用类型转换函数和运算函数，从而使得程序运算速度不一定能满足实时性要求。

其二，预定标算法。在定点DSP芯片中，所有的操作数都是整数，至于这个整数表示的是整数还是小数，表示多大的数值，对DSP芯片本身是没有区别的，因此，通过程序员来确定小数点处于16 位中的哪一位，通过设定小数点在16 位数中的不同位置，便可以表示不同大小和不同精度的小数。

DSP芯片中，数是以2的补码表示的，每个16位数的最高位是符号位，0表示正

数，1表示负数，其余15位表示数值。由程序员设定小数点位于16位中的不同位置，就称为数的定标。数的定标由Q表示法和S表示法两种。表4-1列出了16位数的Q表示、S表示及它们所能表示的十进制数值范围。

表4-1 Q表示、S表示及数值的范围

Q 表示	S 表示	十进制数表示范围
Q15	S0.15	-1≤X≤0.9999695
Q14	S1.14	-2≤X≤1.9999390
Q13	S2.13	-4≤X≤3.9998779
Q12	S3.12	-8≤X≤7.9997559
Q11	S4.11	-16≤X≤15.9995117
Q10	S5.10	-32≤X≤31.9990234
Q9	S6.9	-64≤X≤63.9980469
Q8	S7.8	-128≤X≤127.9960938
Q7	S8.7	-256≤X≤255.9921875
Q6	S9.6	-512≤X≤511.9804375
Q5	S10.5	-1024≤X≤1023.96875
Q4	S11.4	-2048≤X≤2047.9375
Q3	S12.3	-4096≤X≤4095.875
Q2	S13.2	-8192≤X≤8191.75
Q1	S14.1	-16384≤X≤16383.5
Q0	S15.0	-32768≤X≤32767

从表4-1可以看出，同样的16位数，若小数点的位置不同，表示的具体数值也不同。例如2000H，用Q0表示时代表十进制的8192，用Q15表示时则代表十进制的0.5。但对DSP芯片来说，处理方法是完全相同的。

从表4-1还可以看出，不同的Q所表示的数不仅范围不同，而且精度也不相同。Q越大，数值范围越小，但精度越高；相反，Q越小，数值范围越大，但精度就越低。例如，Q0的数值范围是-32768到+32767，其精度为1，而Q15的数值范围为-1到0.9999695，精度为  $1/32768 = 0.00003051$ 。因此，对定点数而言，数值范围与精度是一对矛盾，一个变量要想能够表示比较大的数值范围，必须以牺牲精度为代价；而想提高精度，则数的表示范围就相应地减小。在实际的定点算法中，为了达到最佳的性能，必须充分考虑到这一点。

浮点数与定点数的转换关系可表示为：

$$\text{浮点数}(x) \text{ 转换为定点数}(x_q) : x_q = (\text{int})x * 2^Q$$

$$\text{定点数}(x_q) \text{ 转换为浮点数}(x) : x = (\text{float})x_q * 2^{-Q}$$

例如，浮点数  $x=0.5$ ，定标  $Q=15$ ，则定点数  $x_q = 0.5 \times 32768 = 16384$ ，式中  $[]$  表示下取整。反之，一个用  $Q=15$  表示的定点数 16384，其浮点数为  $16384 \times 2^{-15} = 16384/32768 = 0.5$ 。

采用预定标方法必须预先预测操作数的范围，选择合适的 Q 值。进行加减运算的数 Q 值必须相同，否则要将 Q 值大的数通过左移使其定标值与另一个相同；乘法结果的 Q 值是两个乘数的和，根据计算的要求经过相应的移位可以实现结果的正确存储，而除法则用条件减来实现。

经实际验证，在采用 IEEE 浮点数格式进行计算时，即使一次简单的小数加法就要耗时 50~80 个时钟周期，一个浮点数的开平方运算竟要 3000 多个时钟周期；而一次整数加法或乘法仅需要几个时钟周期，移位运算只要一两个时钟周期。因此在实际应用中需要采取预定标的方法处理小数。仅在需要较高精度，结果范围难以估计且 DSP 执行时间充裕的情况下才用直接用浮点数进行计算。

#### 4.3.2 主程序流程

程序主要由初始化程序和主循环程序两部分组成。初始化程序完成设置系统参数、中断控制、配置引脚功能以及 AD 和 PWM 参数。主循环程序实现 AD 转换、指令电流运算、直流侧电压控制、PWM 脉冲输出、控制输入输出处理等功能。由前两章的分析已经知道，本设计中 DSP 主程序的功能主要分成三大部分：指令电流运算、直流侧电压控制、PWM 脉冲输出。本章将从这三个部分进行介绍。图 4-14 和图 4-15 分别是初始化和主循环的流程图。

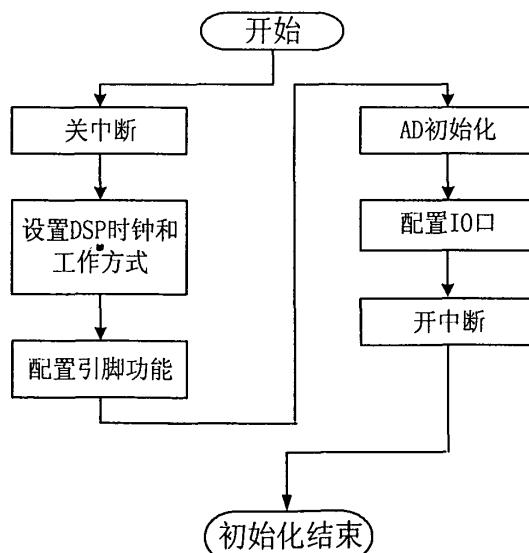


图 4-14 初始化流程图

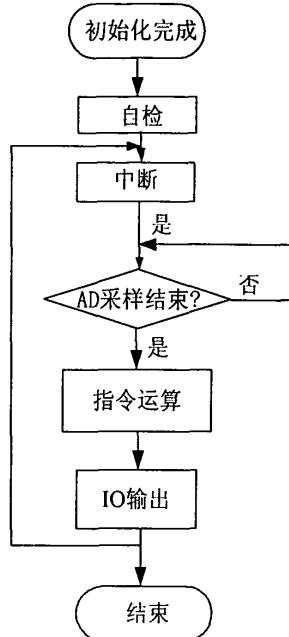


图 4-15 主程序流程图

#### 4.3.3 指令信号运算

采用滞环控制的方法。

假设三相平衡，三相电流，三相电压相等。

采集得到网侧两相电压  $u_a, u_c$ ，两相电流  $I_a, I_c$ ；交流侧两相电容电压  $U_{Ca}, U_{Cc}$ ；直流侧电流  $I_{dc}$ ，电压  $U_{dc}$ 。

控制过程：

1.  $I_{dc}$ 的PI调节

直流侧电流  $I_{dc}$  经过PI调节得到目标量  $I_{dc}^*$ ，这个目标量作为  $I_d$ ，令  $I_q=0$ ；

2. 网侧电压abc-dq变换

根据三相平衡，由  $u_a$  和  $u_c$  可以得出：  $u_b = -(u_a + u_c)$ ；

$u_a, u_b, u_c$  经过d-q变换可以得到  $u_d$  和  $u_q$ ；

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

把  $I_d, I_q=0, U_d$  和  $U_q=0$  带入公式：

$$u_d' = u_d - RI_d + 2\pi f L I_q;$$

$$u_q' = u_q - RI_q + 2\pi f L I_d.$$

得出： $U_d^*$  和  $U_q^*$ 。

这时候得出的  $u_d^*$  和  $u_q^*$  是在静止坐标下的，要把他们变成旋转坐标。

把  $u_d^*$  和  $u_q^*$  带入公式：

$$\text{temp}u_d = u_q \cos TAB[i] - u_d \sin TAB[i];$$

$$\text{temp}u_q = u_q \sin TAB[i] + u_d \cos TAB[i].$$

得到  $u_d^*$  和  $u_q^*$  的指令信号。

4. 指令信号的 dq-abc 变换

把  $u_d^*$  和  $u_q^*$  的指令信号带入公式：

$$\begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

得到：  $u_a^*$ 、 $u_b^*$ 、 $u_c^*$ 。

5. 电容电压滞环比较

把  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  和  $u_a^*$ 、 $u_b^*$ 、 $u_c^*$  分别通过滞环比较得出管子的开关状态。

## 4.4 基于 VHDL 语言的 CPLD 信号调理程序

### 4.4.1 VHDL 语言简介

2/3 逻辑变换和重叠时间都采用 VHDL 语言编写<sup>[24]</sup>。

硬件描述语言(Hardware Description Language, HDL)是一种能够以形式化方式描述电路的结构和行为并用于模拟和综合的高级描述方法。HDL 具有类似于高级程序设计语言的抽象能力，有些 HDL 本身就是从已有的程序设计语言(如 PASCAL)发展而来，但其主要目的是用来编写设计文件并建立硬件电路(器件)的逻辑模型。硬件系统的基本性质和硬件设计的方法决定了 HDL 的主要特性。HDL 的语法和语义定义都是为描述硬件的行为服务，它应当能自然地描述硬件中并行的、非递归的特性以及时间关系。一般认为，HDL 应当具有以下能力：

- ①能在希望的抽象层次上进行精确而简练的描述。
- ②易于产生用户手册、服务手册等文件，以便多人配合工作。
- ③在不同层次上都易于形成用于模拟和验证的设计描述。
- ④在自动设计系统中(例如高层次综合、硅编译器等)可作为设计输入。
- ⑤可以进行硬、软件的联合设计，消除径、软件开发时间上的间隔。
- ⑥易于修改设计和把相应的修改纳入设计文件中。
- ⑦在希望的抽象层次上可以建立设计者与用户的通信界面。

从 20 世纪 60 年代开始，为了解决大规模复杂集成电路的设计问题，许多 EDA 厂商和科研机构就建立和使用着自己的电路硬件描述语言，如 Data I/O 公司的 ABEL-HDL，Altera 公司的 AHDL，Microsim 公司的 DSL，等等。这些硬件描述语言各

具特色，普遍收到了优于传统方法的实际效果，语言本身也在应用中不断地发展和完善。逐步成为描述硬件电路的重要手段。然而，随着 HDL 应用的逐步深入，人们发现，各种非标准 HDL 之间存在的差异已成为束缚设计考选择最佳的设计环境和进行相互交流的巨大障碍，因此，要求 HDL 标准化的呼声越来越高。

美国国防部的工程项目有着众多的承包人。他们曾使用着多种设计语言，使得承包人甲的设计不能被承包人乙再次利用，这就造成了信息交换和设计维护方面的困难。为了解决这个问题，20 世纪 80 年代初美国国防部为其超高速集成电路计划(VHSIC)提出了硬件描述语言 VHDL(VHSIC Hardware Description Language)，作为该计划的标准 HDL 格式。在使用中，VHDL 很好地体现了标准化的威力，因而逐步得到推广。1987 年 12 月，IEEE(电气和电子工程师协会)正式接受 VHDL 作为国际标准，编号为 IEEE Std1076—1987，即 VHDL' 87。1993 年，对 VHDL 又作了若干修改，增加了一些功能，新的标准版本记作 IEEE Std1076—1993，即 VHDL' 93。严格地说，VHDL' 93 和 VHDL' 87 并不完全兼容，新标准增加了一些保留字并则去了某些属性。但是，对 VHDL' 87 的源码只需作少许简单的修改就可成为合法的 VHDL' 93 代码。目前，对 VHDL' 93 的扩展工作仍在进行之中，目标是使 VHDL 既能描述数字电路，又能描述模拟电路(VHDL—AMS)。

概括地说，VHDL 具有以下主要优点：

①VHDL 具有强大的功能，覆盖面广，描述能力强，可用于从门级、电路级直至系统级的描述、仿真和综合。VHDL 支持层次化设计，可以在 VHDL 的环境下，完成从简练的设计原始描述，经过层层细化求精，最终获得可直接付诸生产的电路级或版图参数描述的全过程。

②VHDL 有良好的可读性。它可以被计算机接受，也容易被读者理解。用 VHDL 书写的源文件，既是程序又是文档，既是技术人员之间交换信息的文件，又可作为合同签约者之间的文件。

③VHDL 有良好的可移植性。作为一种已被 IEEE 承认的工业标准，VHDL 事实上已成为通用的硬件描述语言，可以在不同的设计环境和系统平台中使用。

④使用 VHDL 可以延长设计的生命周期。因为 VHDL 的硬件描述与工艺技术无关，不会因工艺变化而使描述过时。与工艺技术有关的参数可通过 VHDL 提供的属性加以描述，工艺改变时，只需修改相应程序中的属性参数即可。

⑤VHDL 支持对大规模设计的分解和已有设计的再利用。VHDL 可以描述复杂的电路系统，支持对大规模设计进行分解，由多人、多项目组来共同承担和完成。标准化的规则和风格，为设计的再利用提供了有力的支持。

1995 年正式成为国际标准的 HDL 是 Verilog HDL，编号为 VerilogHDL1364—1995。其特点是编程风格与 C 语言相似，因而比较容易掌握。它推出的时间比 VHDL 早，系统抽象能力稍逊于 VHDL，而对门级开关电路的描述能力则优于 VHDL，在

许多领域的应用也很普遍。

用 CPLD 实现 2/3 逻辑变换，区间选择和重叠时间。

#### 4.4.2 2/3 逻辑变换

其中牵涉的外部硬件电路有三相认相电路。三相认相电路其中一相结构如图 4-16 所示。认相电路由同步变压器取出三相电压信号，经过比较器 LM339，变成方波信号，然后经过光耦隔离，进入 CPLD。

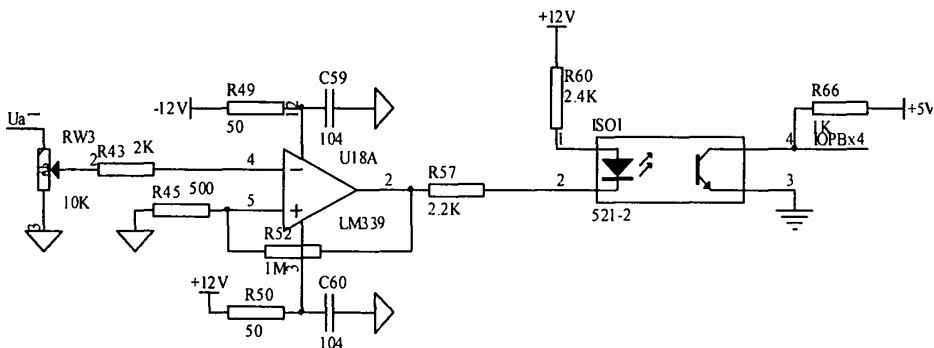


图 4-16 A 相认相电路

三相认相电路信号经过译码可以知道矢量的所在区间，进而确定使用哪个零矢量。

表 4-2 认相电路输出和对应译码输出

A	B	C	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6
0	0	1	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	0	1	1	1	1
0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	0	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	1	1	1	0	1
1	1	0	1	1	1	1	1	0

2/3 逻辑变换的原理如图 4-17 所示。其中，VT1, VT3, VT5 是从 DSP 进入 CPLD 的理想脉冲信号。由于 VT4 和 VT1 是互补的，VT3 和 VT6 是互补的，VT5 和 VT2 是互补的，所以从 DSP 进入 CPLD 的信号只需要三路就可以了。这里取电路拓扑中的上面三个管子的开关信号，即 VT1, VT3, VT5。这些信号在 CPLD 里面各自做逻辑“非”得到相对应拓扑下侧三个管子的开关信号。

然后，这些信号经过信号变换得到 2/3 变换。

VT1 和 VT6 做逻辑“与”得到 VT1；

VT4 和 VT3 做逻辑“与”得到 VT4；

VT3 和 VT2 做逻辑“与”得到 VT3；

VT6 和 VT5 做逻辑“与”得到 VT6；

VT5 和 VT4 做逻辑“与”得到 VT5；

VT2 和 VT1 做逻辑“与”得到 VT2。

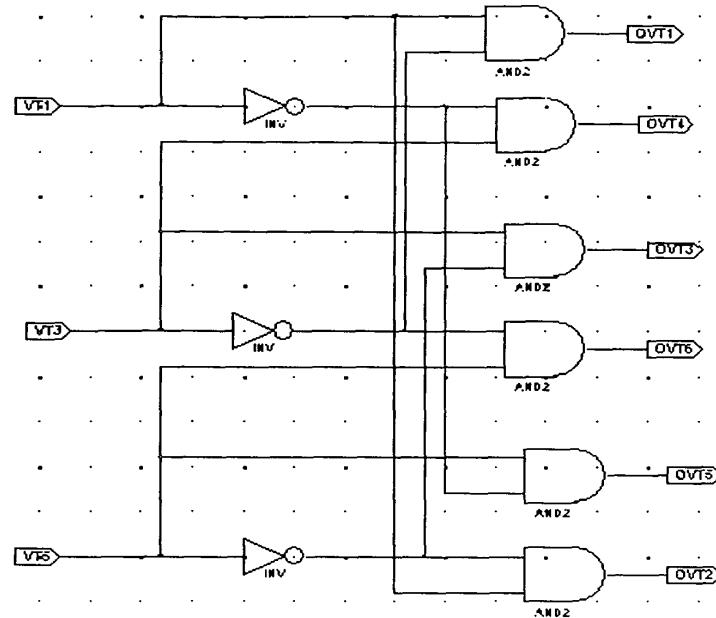


图 4-17 2/3 逻辑变换原理图

图 4-18 是 2/3 逻辑变换在 CPLD 编程系统中的仿真波形图。仿真环境是 MODELSIM\_XE\_6.0a，以下在 CPLD 系统中的仿真都是在这个环境中进行。

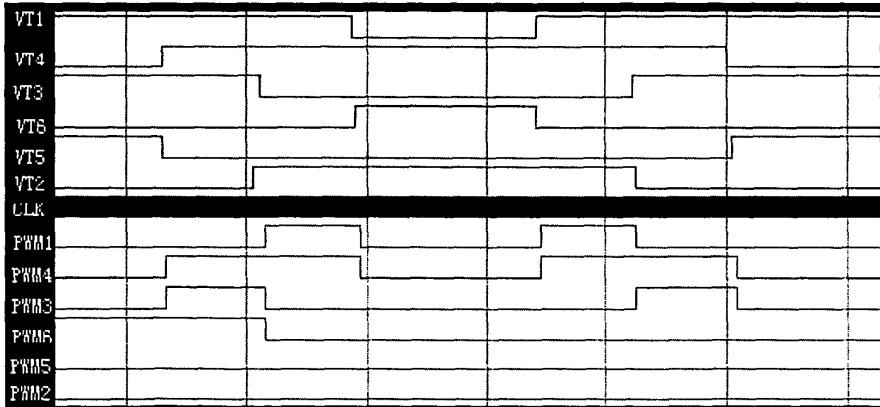


图 4-18 2/3 逻辑变换仿真波形图

波形依次为：输入的：VT1, VT4, VT3, VT6, VT5, VT2, 脉冲波形；

输出的：PWM1, PWM4, PWM3, PWM6, PWM5, PWM2。

从中可以看出，2/3 逻辑变换的正确性。

#### 4.4.3 分频器

分频器的作用在于形成所需要周期的脉冲。分频器的输入为 11.0592MHz 的脉冲，输出为 11.0592MHz 的五分之一分频的脉冲。输出脉冲作为重叠时间的计时脉冲。需要的 IGBT 的重叠时间大约是 33μs，这里变换所得的脉冲大约是 500ns。

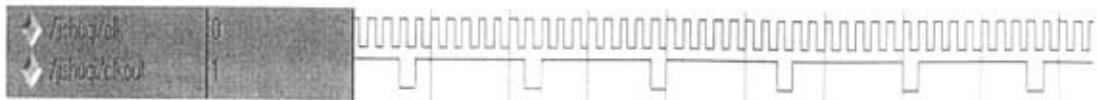


图 4-19 分频器波形

图 4-19 是在 MODELSIM\_XE\_6.0a 环境中仿真得到的结果。

#### 4.4.4 重叠时间形成

重叠时间的作用在于防止电流型高功率因数整流器发生开路。因而设计“先开后断”的重叠时间。就是在前面一个管子关断的时候延迟关断一段时间，后面管子按时导通。这段延迟关断的时间就是重叠时间，重叠时间的长短依据管子的特性而定。这里定为  $3\mu\text{s}$ 。重叠时间形成原理如图 4-20 所示。

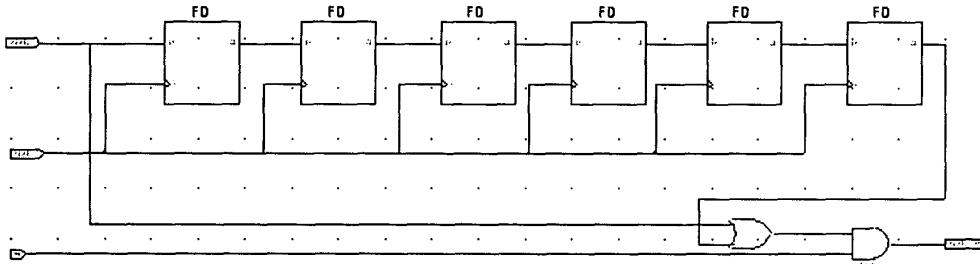
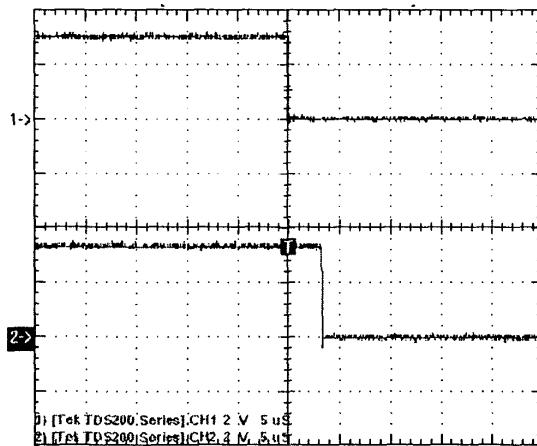


图 4-20 重叠时间形成原理

串行输出的信号在脉冲作用下依次经过触发器会发生时间上的延迟，这个经过延迟的信号和原来的信号相“或”就可以得到带有重叠时间的触发信号。这里用的晶振是  $11.0592\text{MHz}$  的所以经过分频器得到的脉冲是  $500\text{ns}$  的。经过 6 个触发器是  $3\mu\text{s}$ 。图 4-21 是重叠时间波形。

图 4-21 重叠时间形成波形 ( $5\mu\text{s}/\text{格}$ )

从图中可以看出，上面的波形为输入波形，下面的是输出波形。从图中可以看出重叠时间大约为  $3\mu\text{s}$ 。

## 4.5 驱动电路

DSP 输出的脉冲要先经过 CPLD 进行 2/3 逻辑变换，再加上重叠时间，最后输出信号给 EXB841 驱动模块去驱动 IGBT。

EXB841 驱动器的各引脚功能如下：

- 脚 1：连接用于反向偏置电源的滤波电容器；
- 脚 2：电源 (+20V)；
- 脚 3：驱动输出；
- 脚 4：用于连接外部电容器，以防止过流保护电路误动作（大多数场合不需要该电容器）；
- 脚 5：过流保护输出；
- 脚 6：集电极电压监视；
- 脚 7、8：不接；
- 脚 9：电源；
- 脚 10、11：不接；
- 脚 14、15：驱动信号输入 (-, +)；

IGBT 通常只能承受 10us 的短路电流，所以必须有快速保护电路。EXB 系列驱动器内部设有电流保护电路，根据驱动信号与集电极之间的关系检测过电流。当集电极电压高时，虽然加入信号也认为存在过电流，但是如果发生过电流，驱动器的低速切断电路就慢速关断 IGBT，从而保证 IGBT 不被损坏。如果以正常速度切断过电流，集电极产生的电压尖脉冲足以破坏 IGBT。

IGBT 在开关过程中需要一个 +5V 电压以获得低开启电压，还需要一个 -5V 关栅电压以防止关断时的误动作。这两种电压 (+15V 和 -5V) 均可由 20V 供电的驱动器内部电路产生。

图 4-24 是 EXB841 的典型电路。

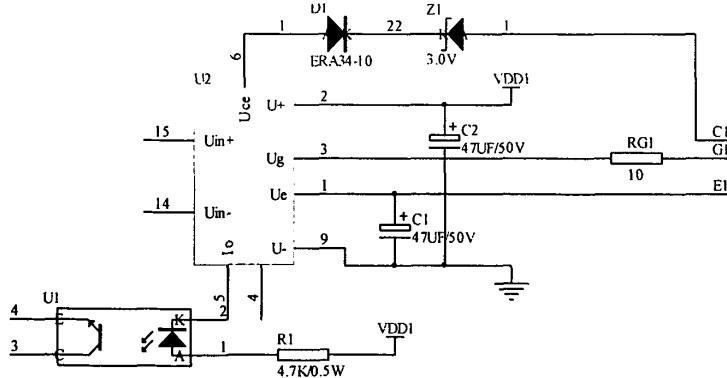


图 4-24 EXB841 典型驱动电路

实际应用中，作为电流型高功率因数整流器来说，不能因为电流过大就把 IGBT 断开，这是由于电流型整流器直流侧有大的电感 L，在电流变化率很大的情况下直流侧容易形成较大的电压，从而对 IGBT 造成损坏。所以在应用时候把过电流保护屏蔽掉了。

在电流型整流器的主电路里，总共需要 6 路 EXB841 典型驱动电路去分别驱动 6 路 IGBT。也就是说总共需要 6 路 20V 隔离电源给 EXB841 供电。本设计用的是 220V 输入，6 路 20V 隔离输出的开关电源作为供电电源。

## 4.6 电路设计注意事项

### 4.6.1 信号隔离

在本系统中，既存在模拟信号又存在数字信号，并且存在不同电压等级，为了防止信号的相互干扰和器件的损坏，模拟信号与数字信号之间、不同电压等级的器件之间最好相互隔离。隔离的方式有变压器隔离、光耦隔离和压频转换隔离等。根据电路设计的实际，本系统在模拟信号与数字信号之间、不同电压等级之间均采用光耦隔离，并且光耦两边采用不同的电源供电，相应的“地”之间隔离，有效的防止了高压窜入对器件，对器件造成损害。

在选择光耦时要考虑光耦的传输速度。因为通过光耦时对信号的边沿有一定影响。对于一般的开关量输入输出，选择开关频率 200k~500k 的普通光耦即可，如 TLP521；对于 PWM 输出、DCLK 时钟等速度快，边沿要求较陡的信号，必须选择开关速度在 1MHz 以上的高速光耦，如速度为 10MHz 的 TLP113。

图 4-26 是光耦隔离的电路图。图中+12V 与 +5V 之间是不共地的。

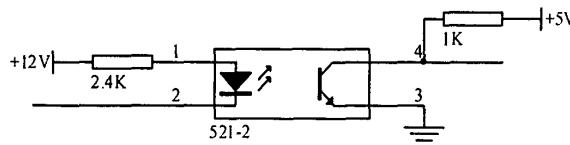


图 4-26 光耦隔离的电路图

### 4.6.2 电平匹配

在本设计中，TMS320LF2407 芯片的供电电压为 3.3V，而有的外部芯片的供电电压是 5V，这就存在 5V 的逻辑电平与 3.3V 逻辑电平的匹配问题。下面分别说明 5V 芯片驱动 3.3V 芯片和 3.3V 芯片驱动 5V 芯片的处理方法。

#### 1. 3.3V 芯片驱动 5V 芯片

3.3V 芯片可以直接驱动 5V 芯片，不会造成损坏，3.3V 芯片输出的高电平为 2.7V~3.3V，对于一般 TTL 电平来说，电压已经处于器件是别的高电平区域，可以正常工作。但如果 5V 器件要求的高电平高于 3.3V，则必须额外的配置，要加上拉

电阻。如图 4-27 所示。

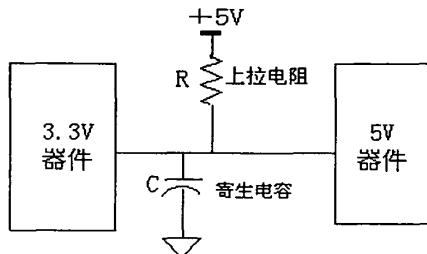


图 4-27 3.3V 器件驱动 5V 器件

上拉电阻的阻值要根据对信号上升时间的要求选择。

## 2. 5V 器件驱动 3.3V 器件

供电电源是 5V 的器件是不能直联接到 3.3V 器件上的，否则会造成器件的损坏。

解决方法是在二者之间加低电压（3.3V）供电的总线隔离器，如 74LVTH245。74LVTH245 的输入端可以承受 5V 电压，而输出端受供电电压的限制，不会超过 3.3V，这样就保证了 3.3V 器件的正常工作。电路图如图 4-28 所示，VCC 是 3.3V。

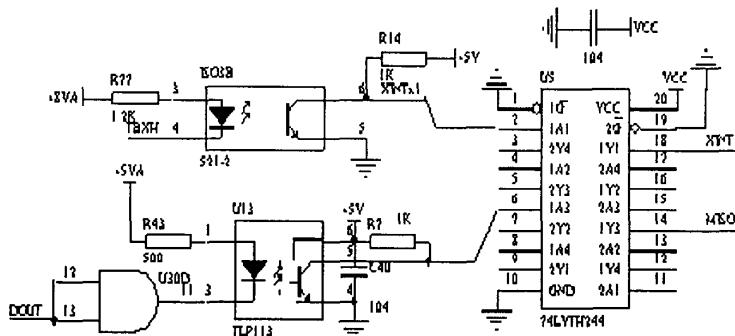


图 4-28 5V 器件驱动 3.3V 器件

## 4.7 小结

本设计以 TMS320LF2407A DSP 芯片为核心，配合外部模拟量和开关量的输入输出电路，然后经过 CPLD 电路信号变换构成了电流型高功率因数整流器控制器的硬件部分。本章详细说明了各部分的功能、构成和参数的选择以及各部分的工作原理，仿真波形，对电路设计中的一些细节问题也进行了论述。

## 第五章 电流型高功率因数整流器试验系统

在前几章分析的基础上，在实验室允许条件下搭建了电流型高功率因数整流器试验系统，并对整流器控制策略进行了验证。

### 5.1 实验系统组成

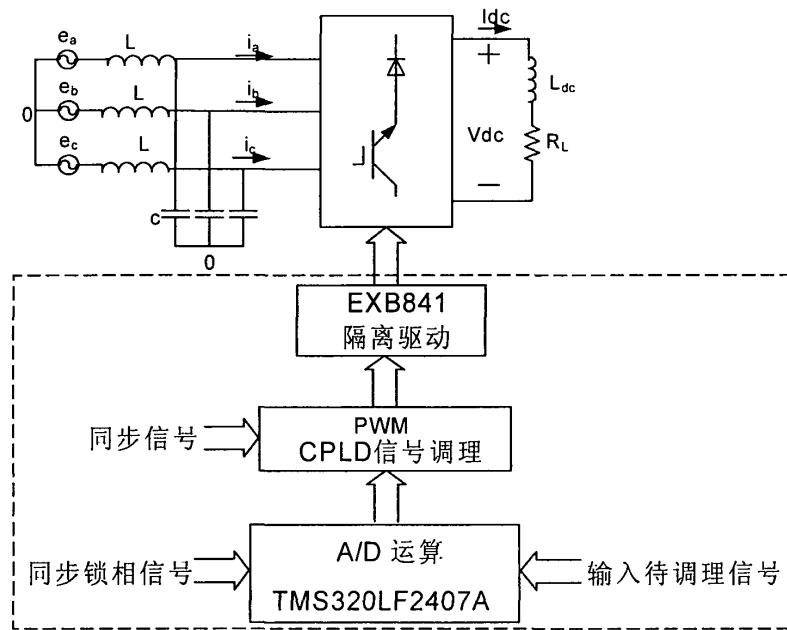


图5-1 试验系统框图

试验参数选择：

直流电感：30mH；

直流侧负载电阻：10Ω；

交流侧滤波电感：1mH×3；

交流侧滤波电容：20μF×3。

实验器件选择：

功率器件：选用富士的IGBT，型号为IMBH60-100；

驱动模块：选用富士的高速驱动模块，型号为EXB841；

快恢复二极管：选用IXYS的快恢复二极管，型号为DSEI60-10A。

控制电路器件参数选择在第4章已经说明。

在保定三伊电力电子有限公司搭建实验系统。

图5-2是试验系统照片。

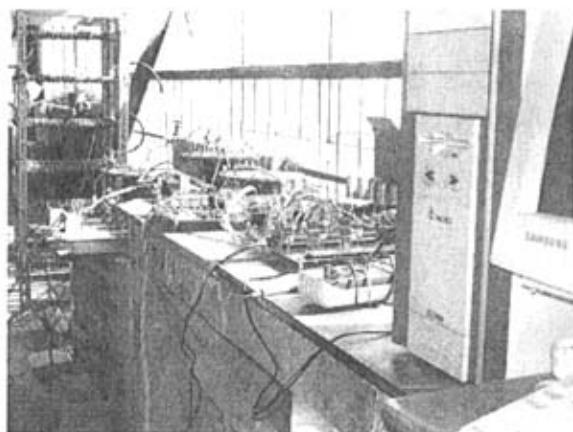


图 5-2 试验系统照片

## 5.2 试验波形及结果分析

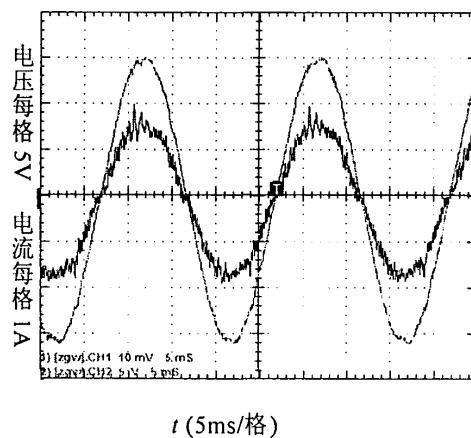


图 5-3 网侧 A 相电流电压

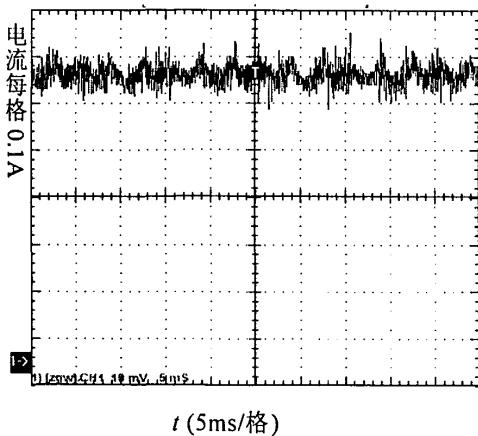


图 5-4 直流电流波形

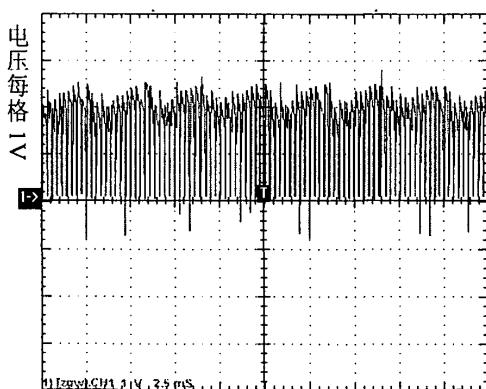


图 5-5 直流电压波形

图 5-3 中, 幅值大的是电压, 幅值小的是电流。可以看出, 其中一相电流电压同相

位，实现了网侧的高功率因数控制。从图 5-4 可以看出，由于存在大电感滤波，直流电流比较平缓，但是还有一定的脉动性。图 5-5 是电压波形。实验验证了控制策略和装置的正确性和可行性。

## 第六章 结论

### 6.1 结论

高功率因数整流器可以实现电能的交直流转换，并且对电网的谐波污染很小，功率因数也很高。高功率因数整流器在日本、美国等发达国家已经得到了广泛的应用。随着电力电子器件的发展，高功率因数整流器用于高压场合已经成为可能。而数字信号处理技术和微电子技术的发展，也使得高功率因数整流器高精度、高速度的控制得以实现。同时集成化的电路设计也提高了高功率因数整流器的可靠性，控制速度和保护速度。

本论文全面而系统地研究了PWM整流器及其控制策略，主要工作包括：

1. 综述了整流电路的特点和应用现状，并介绍了PWM整流器的研究现状，典型应用和发展趋势。叙述了PWM整流器的基本工作原理，并且重点讨论了电流型PWM整流器的瞬态换相过程及相对应的定性关系。

2. 介绍了适用于电流型PWM整流器的三值逻辑PWM信号发生技术；提出了有利于大功率电流型PWM整流器应用的低电压应力SVPWM控制方案，该技术可以提高了大功率电流型PWM整流器运行效率及可靠性。

3. 对现有的三相CSR控制策略进行了分析，并且提出了双闭环控制策略。直流电流采用PI控制，交流电流采用感性的间接电流控制方法，采用电容电压滞环空间矢量调制方法。并用MATLAB进行对控制策略进行了仿真，验证了控制策略的正确性和可行性。

4. 用PROTEL99SE设计并印制了DSP主控板，交直流电流电压信号采集板，EXB841驱动板，功率开关板。

5. 在CC2000平台上，完成了C语言的DSP编程，主要包括采样子程序，指令电流运算子程序、电压滞环调节子程序，PWM脉冲输出子程序；在Xilinx ISE 7.1i平台上用VHDL语言编写了信号调理程序，实现了脉冲信号的2/3逻辑变换和重叠时间；并在MODELSIM\_XE\_6.0环境中对CPLD程序进行了仿真，验证了程序的正确性。实现了电流型高功率因数整流器的数字控制。

6. 功率器件选用60A，100V的IGBT；驱动模块选用EXB841；快恢复二极管选用DSEI60-10A。并搭建了控制电路。在保定三伊电力电子有限公司搭建了实验系统。并且对控制电路和控制系统进行了调试。

### 6.2 进一步的工作

本文的工作完成了全数字式电流型高功率因数整流装置，但受时间和实际条件的限制，许多工作仍然没有做好。今后还应在以下几个方面继续进行：

1. 提高试验装置稳定性和可靠性。
2. 研究更理想的CSR控制策略和调制方法，并进行实验分析。并和现有的控制策略

和调制方法进行比较。力求找到可靠，稳定，控制精度高，响应速度快的控制策略和调制方法。

3. 改进现有硬件电路，并对主电路结构做优化，做出实用的整流装置。

## 参考文献

- [1] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制. 北京: 机械工业出版社, 2003. 10
- [2] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 北京: 机械工业出版社, 2001. 4
- [3] 刘志刚. 电力电子学. 清华大学出版社, 北京交通大学出版社, 2004. 1
- [4] 杨德刚, 刘润生, 赵良炳. 三相高功率因数整流器的电流控制. 电工技术学报, 2000(2): 83-87
- [5] 王离九, 黄海潜编著. 晶体管脉宽直流调速系统. 武汉: 华中理工大学出版社, 1988
- [6] 王兆安, 杨君, 刘进军编著. 谐波抑制和无功功率补偿. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [7] Wu R, Dewan S B, Slemon G B. A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency. IEEE Trans Ind Appl, 1990, 26: 880-885
- [8] 张纯江, 张金泉, 孙孝峰. 空间矢量 PWM 波形的谐波仿真研究. 燕山大学学报, 2000(2): 141-144
- [9] 张兴, 张崇巍, 曹仁贤. 光伏并网逆变器非线性控制策略的研究. 太阳能学报, 2002(6): 770-773
- [10] 王斯成, 董路影. 我国太阳能光伏发电市场发展与国际挑战. 见: 第五届全光伏技术学术研讨会论文集, 中国光电技术发展中心编, 1998: 136-140
- [11] Prasad N. Enjeti, Phoivos D. Ziogas, James F. Lindsay. A current source PWM inverter with instantaneous current control capability. IEEE Trans on Ind Appl, 1991, 27(3): 582-588
- [12] 张兴, 鞠建永, 张崇巍. Boost-Buck 型 DC/DC 变换器的滑模控制. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2001(4): 507-511
- [13] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1994
- [14] 王长永, 刘雷, 张仲超. 电流型组合变流器的相移 SPWM 技术的研究. 电力电子技术, 1999(4): 43-45
- [15] 詹长江, 陈坚. PWM 高频整流器系统的死区效应分析. 电力电子技术, 1999(3): 5-7
- [16] 曾江, 焦连伟, 倪以信, 陈寿孙, 张宝霖. 有源滤波器定频滞环电流控制新方法. 电网技术, 2000(6): 1-8
- [17] 杨旭, 王兆安. 准固定频率滞环 PWM 电流模式控制方法的研究. 电源世界, 2001(1): 5-8
- [18] 张加胜. 滞环控制变流器的开关频率研究. 电工电能新技术, 1998(1): 54-57

- [19] 谢学书. 最优控制理论与应用. 北京: 清华大学出版社, 1993
- [20] 张兴. 新型脉宽调制 (PWM) 优化控制方案的研究. 见: 第七届全国电气自动化电控系统年会论文集, 苏州, 1994: 169-174
- [21] Wang X, Ooi B. Real time multi-DSP control of three phase current-source unity power factor PWM rectifier. IEEE Trans Power Electron, 1993, 8: 295-300
- [22] 陈桂明, 张明照等. 应用MATLAB建模与仿真. 北京: 科学出版社, 2003: 104-145
- [23] 刘和平, 王维俊等. TMS320LF240XDSP C语言开发应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003: 15-236
- [24] 北京理工大学ASIC研究所. VHDL语言100例详解. 北京: 清华大学出版社, 1999: 16-40

## 致 谢

首先感谢华北电力大学给了我学习的机会和条件。在母校的求学经历永远是我最值得怀念的。母校的一草一木，一桌一椅将令我终生难忘，母校教育我的恩师们更使我铭记在心。

在本文即将完稿之际，我要对辛勤培养我的导师石新春教授致以最崇高的敬意和衷心的感谢。石老师不管在生活上还是学习上对我的关心和教诲都使我受益匪浅。学习上，小到一个电阻的封装，大到系统的设计；生活上，小到衣食冷暖，大到做人的道理，已经记不得耳提面命的教诲多少次了，每次都是暖暖的热流和恩师的情谊。门外汉一步一步入门，恩师的头上白发又添。导师渊博的学识、敏锐的思维、丰富的工程经验、严谨求实的工作作风和乐观豁达的生活态度深深的影响了我，使我受益终身。同时还要感谢师母杨梅玲老师在生活中对我的关心和帮助。

在课题进行的过程中，我得到了朱晓荣、李亚斌和王毅三位老师的悉心指导，三位老师谦虚的性格，认真的作风，对我不厌其烦的讲解使我学到了很多知识。同时，教研室的周国梁，付超在软件和硬件方面也给予我很大的帮助，陈雄伟，郭秀洪，肖森，马韬也给我一定的支持。在调试过程中，得到了保定三伊电力电子公司张冀源、葛运周、张小龙、李建召等同事的大力协助，在此向他们表示真诚的感谢！

感谢电机教研室的各位老师对我的指导，感谢保定三伊电力电子公司为我提供试验条件。

感谢一起度过美好校园时光的同窗好友和所有关心、帮助、支持、鼓励我的人们！

最后我要感谢我的父母，他们含辛茹苦养育我；感谢我的姐姐和姐夫，他们给我的关心和资助使我得以完成学业；感谢我的女朋友张燕珂对我全力的支持；同时也感谢她家人对我的关心和资助。

## 在学期间发表论文和参加科研情况

- [1] 周国伟, 石新春, 王良清. 一种基于单片机的 TSF 保护触发电路设计. 电气传动自动化, 已录用
- [2] 周国伟, 石新春, 肖森. 轧钢厂谐波产生机理及新型滤波装置. 中国高等学校电力系统及其自动化专业第 21 届学术年会
- [3] 刘杰, 周国伟等. TSF 动态滤波补偿装置在污水处理厂的应用. 中国给水排水 2005 年第 8 期
- [4] 肖森, 彭咏龙, 周国伟. 三相电流型 PWM 整流器空间矢量脉宽调制研究. 中国高等学校电力系统及其自动化专业第 21 届学术年会