

南京航空航天大学

硕士学位论文

三相可逆PWM变换器研究

姓名：王儒

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：邢岩

20080101

摘 要

三相可逆 PWM 变换器具有输出电压恒定、能实现单位功率因数运行的特点，而且可以实现电能回馈电网，因此在谐波治理，以及能量需要回馈的场合得到广泛应用。本文以三相电压型 PWM 变换器为对象，着重对其能量双向流动的原理进行分析和研究，并在此基础上，研究了无电网电压传感器的控制方法。

本文首先介绍了PWM变换器的工作原理，分别在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系中建立了低频和高频数学模型。在对变换器功率流向分析的基础上，采用基于d-q旋转坐标系的矢量控制方法对变换器进行控制，并对变换器的环路进行设计，给出了设计准则；研究了一种无电网电压传感器的控制方案，利用直流电压、开关函数和电网电流估算电网电压，并通过Matlab中的仿真软件Simulink对两种控制方法进行了仿真验证分析。设计完成了基于DSP TMS320F2808控制的1kW样机，介绍了硬件电路和软件程序的设计方法，并以此样机为平台进行了实验，实验结果验证了理论分析的正确。

关键词：整流器，逆变器，可逆变换器，有源逆变，SVPWM

ABSTRACT

The three-phase bidirectional PWM converter owns such features as constant output, running under unit power factor and feedback of power into the power networks, so it is widely used in the situation which need feed back the energy into the power networks and eliminating electric harmonics. The principle of power flow and control strategy without line voltage sensors are researched in this paper.

First of all, the operation principle of PWM converter is introduced in detail. Low frequency models and high frequency models are set up in ABC coordinate, α - β coordinate and d-q coordinate respectively. Based on analysis of the direction of power flow, the space control strategy based on d-q coordinate is presented, the design principles of control loop is presented also. A new control strategy without line voltage sensors is proposed, which the line voltage can be estimated by the line current, switch signal and DC voltage. All the control strategies are simulated in Matlab software. The simulated results verify the analysis. Finally, a 1kW prototype based on DSP is build and the design methods of hardware circuit and software program are presented. The experimental results based on this prototype verify the analysis.

Keywords: rectifier, inverter, bidirectional converter, active inverter, SVPWM

图表清单

图 1.1 单相半桥、全桥 VSC	3
图 1.2 三相半桥、全桥 VSC	4
图 1.3 三相软开关 VSC	5
图 1.4 三相三电平 VSC	5
图 2.1 单相全桥 VSC	9
图 2.2 单相全桥 VSC 整流工作模态	10
图 2.3 单相全桥 VSC 逆变工作模态	10
图 2.4 三相电压型 PWM 变换器电路拓扑	11
图 2.5 PWM 变换器交流侧稳态矢量关系	12
图 2.6 三相电压型 PWM 变换器等效电路图	13
图 2.7 PWM 变换器的交流侧低频空间矢量图	15
图 2.8 三相 VSC 开关模型	17
图 2.9 PWM 变换器在 ABC 静止坐标系下的高频等效电路模型	19
图 2.10 PWM 变换器在 α - β 静止坐标系下的高频等效电路模型	20
图 2.11 PWM 变换器在 d-q 坐标系下的高频等效电路模型	21
图 3.1 变换器单相等效电路及矢量图	22
图 3.2 ABC 坐标系中单位功率因数矢量图	23
图 3.3 d-q 坐标系中单位功率因数矢量图	24
图 3.4 电流解耦控制原理图	25
图 3.5 基于 d-q 坐标系的矢量控制框图	26
图 3.6 电流内环控制框图	26
图 3.7 电压外环控制框图	28
图 3.9 三相 PWM 变换器空间电压矢量图	30
图 3.10 连续 SVPWM 的开关序列	32
图 3.11 三相 PWM 变换器 Simulink 仿真模型	33
图 3.12 控制子模块内部结构	34
图 3.13 电流调节器模块	34

图 3.14 直流侧电压波形	35
图 3.15 空间电压矢量控制波形	35
图 3.16 稳态运行波形	35
图 3.17 系统整流和有源逆变切换时仿真波形	36
图 3.18 电网电压观测器	38
图 3.19 无电网电压传感器三相 PWM 变换器控制框图	39
图 3.20 电网电压估算及空间位置角计算仿真模型	39
图 3.21 估算电网电压和实际电网电压的 α 轴分量	40
图 3.22 无电网电压传感器稳态运行波形	40
图 3.23 无电网电压传感器时整流和有源逆变切换的仿真波形	41
图 4.1 三相电压型 PWM 变换器控制系统结构图	42
图 4.2 电流峰值处一个 PWM 开关周期中的电流跟踪波形	43
图 4.3 电流过零点处一个 PWM 开关周期中的电流跟踪波形	44
图 4.4 A 相电压采样调理电路图	46
图 4.5 驱动电路	47
图 4.6 保护电路	47
图 4.7 主程序流程图	48
图 4.8 EPWM1 中断程序流程图	49
图 4.9 缓启动时直流电压波形	50
图 4.10 稳态运行时 A、B 相电压及电流波形	50
图 4.11 系统整流状态下突加、突卸负载动态响应	51
图 4.12 整流逆变切换波形	51
图 4.13 无电网电压传感器稳态时 A 相电压、电流波形	52
图 4.14 无电网电压传感器的整流和逆变切换波形	53
表 3.1 各开关函数下的电压矢量和相电压值	30
表 3.2 各扇区电压矢量的作用时间	32
表 4.1 不同负载下的实验数据	52

注 释 表

(1) 缩略词及其全称

缩略词	英文全称	中文全称
PWM	Pulse Width Modulation	脉冲宽度调制
VSC	Voltage Source Converter	电压源型变换器
CSC	Current Source Converter	电流源型变换器
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation	正弦脉冲宽度调制
OPWM	Optimal Pulse Width Modulation	优化脉冲宽度调制
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation	空间矢量脉冲宽度调制
PLL	Phase Locked Loop	锁相环路
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
THD	Total Harmonic Distortion	总谐波含量
PF	Power Factor	功率因数

(2) 基本符号及其说明

符号	说 明
Q_m	功率开关管, $m=1,2,\dots$
D_m	功率开关管的寄生二极管, $m=1,2,\dots$
L	交流滤波电感
C_s	变换器直流侧滤波电容
u_m	三相电网电压, $m=a,b,c$
i_m	三相电网电流, $m=a,b,c$
v_m	变换器输入端基波电压, $m=a,b,c$
U_{dc}	变换器直流侧电压
i_o	变换器直流侧输出电流
i_L	整流负载电流

R	交流侧等效电阻
R_L	整流输出负载
U_L	滤波电感电压
\vec{U}	交流电源电动势矢量
\vec{V}	交流侧电压矢量
\vec{U}_L	交流侧电感电压矢量
\vec{I}	交流侧电流矢量
U_{AB}	单相变换器桥臂中点之间电压
ϕ	电网相电流滞后相电压的角度
ξ	变换器输入端相电压滞后电网相电压的角度
m_r	调制比
ω	电网角频率
$T_{abc/\alpha\beta}$	三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵
$T_{\alpha\beta/abc}$	两相静止坐标系到三相静止坐标系的变换矩阵
$T_{\alpha\beta/dq}$	两相静止坐标到两相旋转坐标系的变换矩阵
$T_{dq/\alpha\beta}$	两相旋转坐标到两相静止坐标系的变换矩阵
u_α	电网电压 α 轴分量
u_β	电网电压 β 轴分量
i_α	电网电流 α 轴分量
i_β	电网电流 β 轴分量
v_α	变换器输入端电压 α 轴分量
v_β	变换器输入端电压 β 轴分量
u_d	电网电压 d 轴分量
u_q	电网电压 q 轴分量
i_d	电网电流 d 轴分量
i_q	电网电流 q 轴分量
v_d	变换器输入端电压 d 轴分量
v_q	变换器输入端电压 q 轴分量
S_m	开关函数, $m=a,b,c,\alpha,\beta,d,q$
U_{GO}	输出电容假想中点 G 与电网中点 O 之间的电压
Δv_d	d 轴电流调节器的输出

Δv_q	q 轴电流调节器的输出
K_{ip}	电流环 PI 调节器的比例系数
K_{ii}	电流环 PI 调节器的积分系数
i_d^*	d 轴电流参考
i_q^*	q 轴电流参考
T_s	即 PWM 开关周期
T_i	电流环PI的时间常数
K_{PWM}	变换器的放大系数
$G_{io}(s)$	电流环开环传递函数
$G_{il}(s)$	电流环闭环传递函数
K_{vp}	电压环 PI 调节器的比例系数
T_v	电压环 PI 调节器的积分时间常数
$G_{vo}(s)$	电压环开环传递函数
$G_{vl}(s)$	电压环闭环传递函数
h_v	电压外环中频宽
\vec{V}_m	空间电压矢量 , $m=0,1,\dots$
T_1, T_2	有效矢量作用时间
T_0	零矢量作用时间
	空间电压矢量位置角
u_α^*	估算电网电压 α 轴分量
u_β^*	估算电网电压 β 轴分量
P_o	变换器整流输出功率
f_s	开关频率
E	有源逆变直流电动势
R_E	直流侧电源内阻与线路阻抗
η	变换器整流效率
I_{rms}	交流电流有效值
T_a	一个开关周期中开关导通时间
Δi_1	开关导通时电感电流上升值
Δi_2	开关关断时电感电流下降值

承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的学位论文在解密后适用本承诺书)

作者签名：_____

日 期：_____

第一章 绪论

1.1 课题研究背景

随着电力电子技术的迅速发展,各种电力电子设备在电力系统、工业部门、家庭和民用事业部门得到了日益广泛的应用,在满足不同用电要求的同时,也向电网注入了大量谐波,使电网受到“污染”。由于谐波引起的各种故障和事故也不断发生,造成的危害日益严重,引起了世界各国对谐波问题的高度重视。目前许多工业国、国际电工组织都制定了相应的谐波标准,如国际电工委员会制定的 IEC1000-3-2 系列标准,国际电气和电子工程师协会制定的 IEEE519-1992,我国也于 1994 年制定并颁布了《电能质量及公用电网谐波》的国家标准,对不同等级的用电设备制定了相应的谐波要求标准^[1]。

电力电子装置很大一部分需要整流环节以获得直流电压,而传统的整流电路是谐波源^[2]。目前常用的几乎都是晶闸管相控整流或二极管整流,晶闸管相控整流需要电网提供大量的无功功率,同时给电网带来严重的谐波污染,二极管整流虽然没有输入电流的基波相位滞后,相移因数近似为1,但是电路只在输入电压的峰值附近获得电能,输入电流为尖脉冲状,电流波形严重畸变,含大量的谐波。因此设计输入电流为正弦、谐波含量低、功率因数高的变换器是解决谐波问题的根本措施。

PWM变换技术为解决谐波污染提供了一条有效的途径,其主要思路就是将 PWM技术引入变换器的控制之中,使变换器网侧电流正弦化,且可运行于单位功率因数。根据能量是否可以双向流动,派生出两类不同拓扑结构的PWM变换器,即可逆PWM变换器和不可逆PWM变换器。能量可双向流动的PWM变换器不仅体现出AC/DC变换特性(整流),而且还可呈现出DC/AC变换特性(有源逆变),当PWM变换器从电网吸取电能时,其运行于整流工作状态;而当PWM变换器向电网传输电能时,其运行于有源逆变工作状态。所谓单位功率因数是指:输入电流波形正弦,且当PWM变换器运行于整流状态时,网侧电压、电流同相位;当PWM变换器运行于有源逆变状态时,其网侧电压、电流反相位。由于可逆PWM变换器能量双向传输的特性,使其在能量需要回馈的场合得到了广泛的

应用，如蓄电池充放电装置^[3-5]、四象限交流电动机驱动系统^[6-8]，现分别简述如下：

(1) 蓄电池充放电装置

在蓄电池生产过程中，为了保证产品质量，常常对成品蓄电池进行几次充放电处理。蓄电池的充、放电装置性能直接影响着蓄电池的技术状态、使用寿命，并决定着放电时对电网的污染程度。传统的充放电设备大部分采用充电器和放电器两套独立设备，现阶段大部分蓄电池充电装置采用的是相控式低频晶闸管整流电路，该类装置不但动态响应差，而且功率因数较低，向电网注入了大量谐波，这样不仅造成电网的谐波污染，而且使电能传输和利用效率降低。放电装置有电阻放电装置和晶闸管有源逆变放电装置。电阻放电装置主要以纯电阻为负载，将大量的电能转变为热能而浪费了。晶闸管有源逆变放电装置一方面容易发生逆变颠覆现象，另一方面深度相控下对电网的污染也相当严重。将可逆PWM变换器用做蓄电池充放电的拓扑结构，既可以用于蓄电池的充电，又可以用于蓄电池的放电，还可作为回馈型负载使用。当变换器工作于整流状态时，对蓄电池进行充电；工作于逆变状态时，对蓄电池进行放电，放电时能量几乎全部回馈到电网，减少了能源浪费，而且可以使网侧工作于单位功率因数下，大大减少对电网的谐波污染。

(2) 四象限交流电动机驱动系统

在常规的由电压型逆变器组成的交流电动机驱动系统中，一般采用交—直—交拓扑结构，整流环节大都采用二极管整流器，给电网造成一定的谐波“污染”，并且无法实现电能回馈。另外为实现电动机的四象限运行，必须在逆变器直流侧加装耗能或馈能装置，耗能装置浪费电能，而馈能装置增加了设备，使成本提高，而且控制难度增大。若将 PWM 变换器取代二极管整流器，既做整流装置，又做馈能装置，不仅可实现交流电动机的四象限运行，以及网侧单位功率因数的正弦波电流控制，还可使直流侧获得稳定的直流电压，从而改善电动机的驱动性能。

1.2 电压型可逆 PWM 变换器拓扑

经过几十年的研究与发展，PWM 变换技术已日趋成熟。PWM 变换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、三相电路发展到多相组合及多电平拓扑电路；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^[9-13]。

对 PWM 变换器分类的方法多种多样，但最基本的分类方法是根据直流侧储能形式的不同而分为的电压型变换器(Voltage Source Converter—VSC)，和电流型变换器(Current Source Converter—CSC)。电压型 PWM 变换器(VSC)最显著的拓扑特征就是直流侧采用电容进行直流储能，从而使 VSC 直流侧呈现低阻抗的电压源特性；与之对偶的电流型 PWM 变换器(CSC)是直流侧采用电感进行直流储能，从而使 CSC 直流侧呈现高阻抗的电流源特性。由于电流型变换器输出电感的体积、重量和损耗都比较大，同时为了防止电流反向流动而必须再串联一个二极管，主电路构成复杂且通态损耗大，因此电压型 PWM 变换器的应用较广泛。以下介绍几种能量双向流动的电压型 PWM 变换器拓扑结构^[14]。

(1) 单相半桥、全桥 VSC

单相半桥和单相全桥 VSC 如图 1.1 所示。两者交流侧的结构相同，交流侧的电感主要用以滤除电流谐波。由图 1.1(a)可以看出，单相半桥 VSC 只有一个桥臂用了功率开关管，另一个桥臂由两个电容串联组成，同时电容又作为直流侧储能电容；将半桥 VSC 的两个电容用开关管代替，同时直流侧再并联一个电容，就得到单相全桥 VSC，如图 1.1(b)所示。通过比较，半桥电路具有较简单的主电路结构，且功率开关管数只有全桥电路的一半，成本较低，常用于低成本、小功率场合，但在相同的交流侧电路参数条件下，要使单相半桥 VSC 和全桥 VSC 获得同样的交流侧电流控制特性，半桥电路直流电压应是全桥电路直流电压的两倍，因此功率开关管耐压要求提高。为使半桥电路的电容中点电压电位不变，要求采取均压措施，因此单相半桥控制相对复杂。

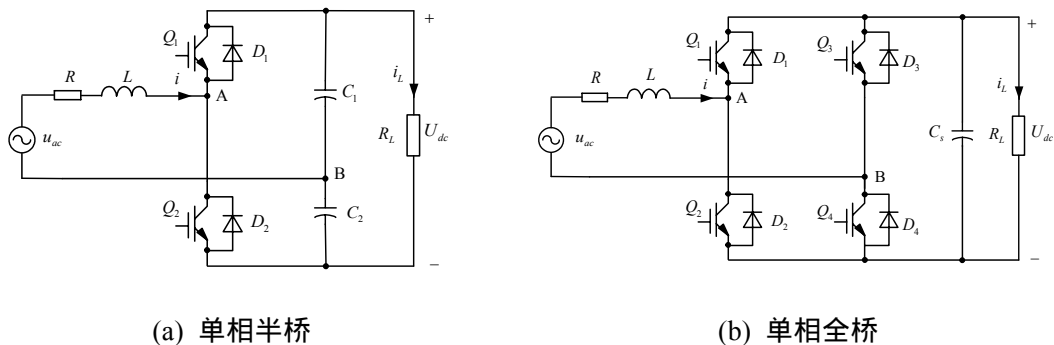
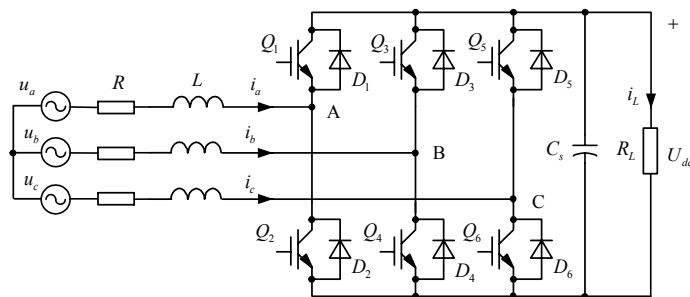


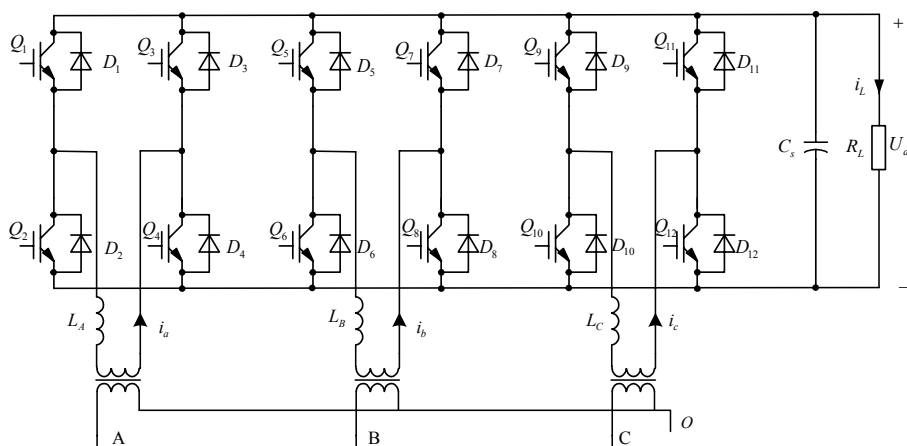
图 1.1 单相半桥、全桥 VSC

(2) 三相半桥、全桥 VSC

图1.2(a)是三相半桥VSC拓扑结构，其交流侧采用三相对称无中线连接方式，采用6个功率开关管，这是最常用的三相PWM变换器拓扑结构，通常所谓的三相桥式电路即指三相半桥电路。三相半桥VSC适用于三相电网平衡系统，当三相电网不平衡时，控制性能将恶化，甚至发生故障。为克服这个缺点，采用三相全桥VSC设计，其拓扑结构如图1.2(b)所示，公共直流母线上连接了三个独立控制的单相全桥VSC，通过变压器连接至电网，由于三相电路独立控制，因此当电网不平衡时，不会严重影响PWM变换器的控制性能。三相全桥电路所需的功率开关管大大增加，是三相半桥电路的两倍，所以三相全桥电路一般较少采用。



(a) 三相半桥



(b) 三相全桥

图 1.2 三相半桥、全桥 VSC

(3) 基于软开关调制的 VSC

图 1.3 为三相软开关 VSC 电路^[15]，桥式谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、功率开关 Q_7 、 Q_8 以及续流二极管 D_7 、 D_8 组成并联谐振网络，在一定条件下， L_r 、 C_r 产生谐振，当 C_r 两端电压谐振到零时，对三相桥功率开关管进行切换，便可实现软开关 PWM 控制。

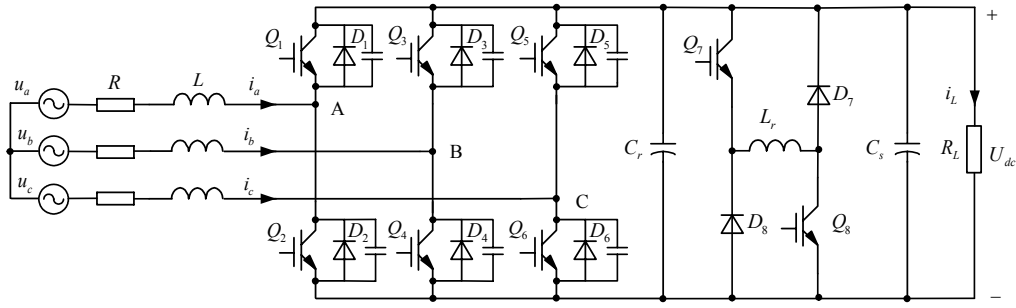


图 1.3 三相软开关 VSC

(4) 三电平 VSC 拓扑结构

以上所述的 VSC 拓扑结构都属于二电平结构，其不足之处在于，当应用于高压场合时，需使用高耐压的功率开关管或将多个功率开关管串联使用。三电平可以解决这个问题，图 1.4 为二极管嵌位的三相三电平 VSC 电路^{[16][17]}，相对于两电平结构，其开关管的应力下降一半，此外，由于 VSC 交流侧输出电压在三电平上切换，当开关频率不高时，也能获得较好的谐波特性。因此三相三电平结构在提高耐压等级的同时，降低了交流谐波电流，从而改善了网侧电流波形。三电平的缺点是所需的功率开关元件比二电平时成倍增加，并且为使三电平电路的电容中点电压电位不变，要求采取均压措施，控制的复杂度增加。

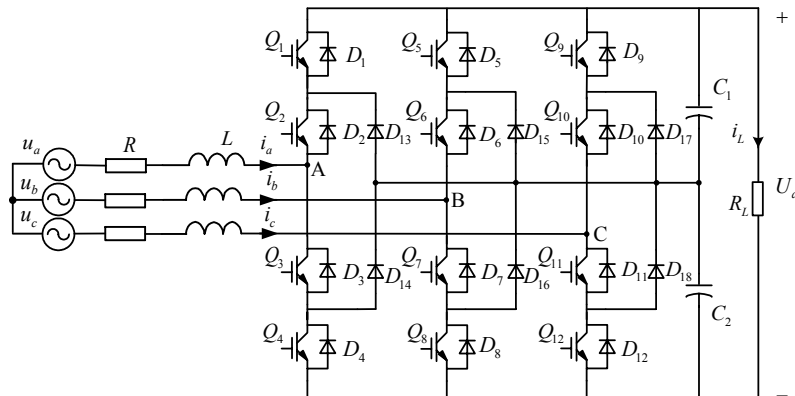


图 1.4 三相三电平 VSC

1.3 三相可逆 PWM 变换器控制策略

PWM变换器的控制按是否检测输入电流可划分为两类控制方式,一类是间接电流控制^{[18][19]},一类是直接电流控制。间接电流控制实际上就是所谓的“幅相”电流控制,即通过控制变换器输入端电压的幅值和相位来间接地控制输入电流,其优点是结构简单,成本低,开关机理清晰,缺点是电路中的电感主要对高频起作用,对工频的阻抗小,因而失控时会引起很大的电流误差,系统从一个稳态向另一稳态过渡时,输入电流动态响应慢,且对系统参数变化敏感。直接电流控制是一种电流瞬态跟踪控制方法,由运算求出交流侧电流指令信号,再引入交流侧电流反馈,通过对交流侧电流的直接控制使其跟踪指令电流值。直接电流控制的优点是电流稳态与动态特性好,且过流保护容易,因此受到学术界的广泛关注,并先后研究出各种不同的控制方案,比如滞环电流控制^[20-22],峰值电流控制,预测电流控制^[23],平均电流控制^[24]、单周控制^[25-27]等。

随着PWM变换器及其控制策略研究的深入,研究人员相继提出了一些较为新颖的系统控制策略,分述如下:

(1) 无电网电动势传感器及无网侧电流传感器控制

为简化电压型PWM变换器的信号检测,有学者提出了两种无电网电动势传感器的PWM变换器控制策略^{[28][29]}。一种是通过复功率的估计来重构电网电动势;另一种是通过网侧电流偏差调节来重构电网电动势。前者是一种开环估计算法,因而精度不高,并且在复功率估计算法中由于含有微分项,因而容易引入干扰;而后者则是一种闭环估计算法,它采用网侧电流偏差的PI调节来控制电网电动势的重构误差,因而精度较高。另外,还有学者通过直流侧电流的检测来重构电压型变换器的交流侧电流,从而实现无交流电流传感器的PWM变换器的控制^[30]。

(2) 基于Lyapunov稳定性理论的PWM变换器控制

电压型PWM变换器模型具有非线性、多变量、强耦合的特性,常规的控制策略及其控制器设计一般采用稳态工作点小信号扰动线性化整定方案,因此无法保证控制系统大范围扰动的稳定性。基于Lyapunov稳定性理论的PWM变换器控制策略以电感、电容储能的定量关系建立Lyapunov函数,并由三相PWM变换器的dq模型以及相应的空间矢量PWM约束条件,推导出相关的控制算法。这一

方案可以较好地解决PWM变换器的大范围稳定控制问题^[31-33]。

(3) 电网不平衡条件下的PWM变换器控制

在三相PWM变换器控制策略研究过程中，一般均假设三相电网是平衡的，而实际上，三相电网常处于不平衡状态，即三相电网电压的幅值、相位不对称。一旦电网不平衡，以三相电网平衡为约束所设计的PWM变换器就会出现不正常的运行状态，网侧电流亦不平衡，严重时可使PWM变换器发生故障，甚至烧坏装置。为此有学者提出了一种采用正序、负序两套同步旋转坐标系的独立控制方案，该方案在各自的同步旋转坐标系中，将正序、负序基波分量均转换成直流分量，从而通过PI调节器即可实现无静差控制^[34-36]。该方案控制结构复杂，且在线运算工作量大，一般需采用数字信号处理器(DSP)控制。

1.4 三相可逆 PWM 变换器调制方法

PWM变换器主电路开关的工作频率，开关的调制策略都与变换器的静态指标密切相关，调制方式的选择还与变换器容量及选用的器件有密切关系。用于PWM变换器的调制方法主要有以下几种：

(1) SPWM方式(Sine Pulse Width Modulation)

常规的SPWM控制是将三角载波和对称的三相正弦调制波相比较而生成PWM波形，这是最基本的调制方法，具有概念清晰，易于实现的特点。当载波频率足够高时，它有很好的谐波特性。对三相PWM变换器来说，SPWM是一种相电压控制方式，当调制比为1时，三相VSC相电压峰值为 $U_{dc}/2$ ，而线电压峰值为 $\sqrt{3} U_{dc}/2$ 。显然，常规的SPWM其直流电压利用率不高。

(2) OPWM方式(Optimal Pulse Width Modulation)

它是着眼于使用较低的工作频率，获得较好的谐波特性的一种方法，基本思想是利用特殊的开关角配置，使影响较大的低次谐波分量为零。这种调制方式能够消除的谐波次数与开关频率成正比，但不能消除高次谐波，而且有些高次谐波的分量可能比使用其他方法还要高得多。应用这种方法的困难是实际使用时必须先离线求解高次非线性方程，然后以在线查表的方式使用^{[37][38]}。

(3) SVPWM方式(Space Vector Pulse Width Modulation)

80年代中期，国外学者在交流电机调速中提出了磁通轨迹控制的思想，进而产生了电压空间矢量(space-vector)。SVPWM没有将控制重点集中在波形的

改进上,而是直接控制交流电机的旋转磁场,采用逆变器空间矢量的切换以获取准圆形旋转磁场,从而在不高的开关频率条件下,使交流电机获得了较SPWM控制更好的性能,同时所获得的基波电压线性区域较大。将SVPWM应用于VSC控制之中,主要继承了SVPWM电压利用率高、动态响应快等优点。空间矢量的另一优点是物理概念清晰,算法简单且适合数字化方案^{[39][40]}。正是由于空间矢量的上述优势,所以本课题采用空间矢量PWM调制方法实现对可逆变换器的实时控制。

1.5 本文研究的主要内容

本文的工作是基于DSP控制的三相可逆PWM变换器的研究。所用的方法包括理论分析,仿真分析和实验验证。全文共分为五个部分,各部分的主要内容概述如下:

第一章为绪论部分,首先介绍了三相可逆PWM变换器的研究背景和意义,然后介绍了可逆PWM变换器的拓扑结构、控制策略和调制方法,最后概括了论文的主要内容。

第二章首先分析了电压型PWM变换器的工作原理,在此基础上揭示了三相电压型PWM变换器四象限运行的规律;然后在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相同步旋转坐标系中建立了三相电压型PWM变换器的低频和高频数学模型,为后续章节的研究奠定了基础。

第三章在分析三相电压型PWM变换器功率流向的基础上,给出了基于d-q旋转坐标系的矢量控制方案,并对基于该方案的控制回路进行分析和设计,然后介绍了空间矢量调制方法,在Matlab/Simulink下对上述方案进行仿真验证。接着本文研究了一种无电网电压传感器的控制方案,并进行了仿真验证。

第四章介绍了基于DSP控制的三相可逆PWM变换器的软硬件设计。首先设计了1kW三相可逆PWM变换器电感和电容;在硬件设计的基础上,结合理论和仿真设计出基于TMS320F2808的数字控制系统,并给出了软件设计的流程图,最后给出了在此系统下得到的相关实验波形。

第五章主要总结全文的工作,并就下一步工作进行了展望。

第二章 三相可逆 PWM 变换器原理分析和建模

本章通过分析三相电压型可逆 PWM 变换器的原理，揭示了其具有改善功率因数、实现电能回馈的原因；同时为了能更好的研究 PWM 变换器的动态和静态性能，从低频到高频的角度，分别建立了 PWM 变换器在三相静止坐标系、两相静止坐标系以及两相同步旋转坐标系下的低频和高频模型，为本文后续章节的研究奠定了理论基础。

2.1 电压型 PWM 变换器工作原理

为简单起见，先分析一下单相电压型 PWM 变换器电路，电路如图 2.1 所示。 u_{ac} 表示电网电压， L 表示交流侧电感，包含外接电抗器的电感和交流电源内部电感， R 表示交流侧等效电阻，包含外接电抗器中的电阻和交流电源内阻， i 表示电网电流，也是流过电感的电流； $Q_1 \sim Q_4$ 表示功率开关管， $D_1 \sim D_4$ 为其寄生二极管； U_{dc} 表示直流侧电压， i_o 表示变换器输出电流， i_L 表示负载电流，直流侧电容 C_s 为高次谐波电流提供低阻抗通路。

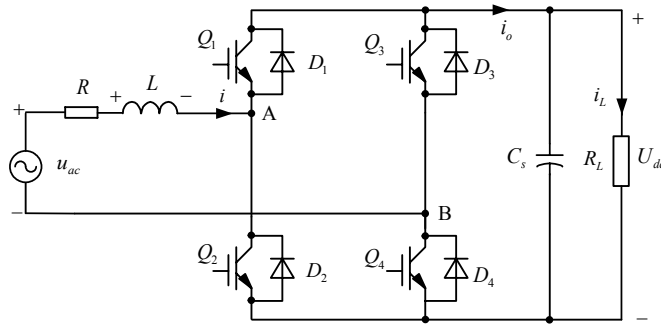


图 2.1 单相全桥 VSC

当变换器运行在整流状态时，本质上是 Boost 电路，因此直流侧电压必须大于交流侧线电压的峰值。在 u_{ac} 的正半周，桥路中由 L 、 Q_2 、 D_4 、 D_1 和 L 、 Q_3 、 D_1 、 D_4 组成两个升压斩波电路，分析 Q_2 这一组电路，共有两个工作模式，如图 2.2 所示。

(1) 工作模式 1：如图 2.2(a)， Q_2 、 D_4 导通时， $u_{AB}=0$ ， $u_L=u_{ac}>0$ ， $di/dt>0$ ，

i 上升, 电网中的能量向 L 中转移, 此时输出电流 $i_o=0$ 。

(2) 工作模式 2: 如图 2.2(b), 当 Q_2 关断时, 为了维持 i 原来的流向, 电路中的 D_4, D_1 导通, $u_{AB}=U_{dc}$, $u_L=u_{ac}-U_{dc}<0$, $di/dt<0$, i 开始下降, 电感 L 中的能量向直流侧电容和负载充电, 此时输出电流 $i_o>0$ 。

在 u_{ac} 的负半周, 桥中由 L, Q_1, D_3, D_2 和 L, Q_4, D_2, D_3 组成两个升压斩波电路, 工作原理和 u_{ac} 的正半周类似, 不再赘述。

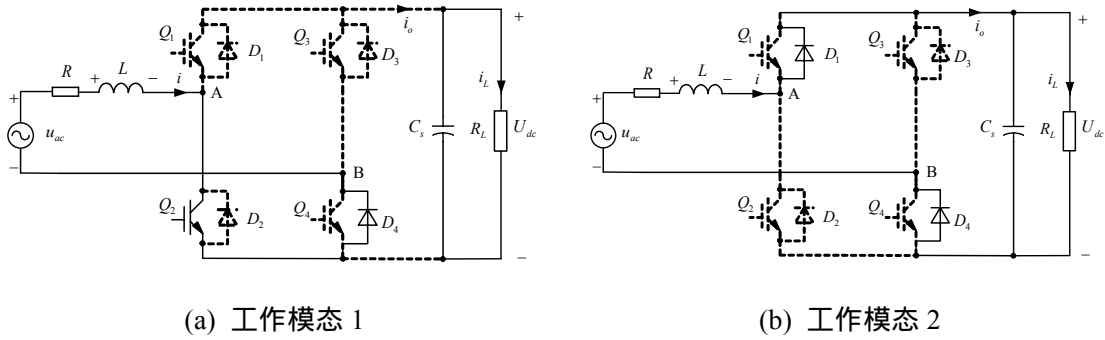


图 2.2 单相全桥 VSC 整流工作模式

当变换器运行在逆变状态时, 本质上是 Buck 电路, 在 u_{ac} 的正半周, 桥路中由 L, Q_1, Q_4, D_3 组成降压斩波电路, 共有两个工作模式, 如图 2.3 所示, 图中 E 表示直流电动势, R_E 表示直流电源内阻和线路等效电阻。

(1) 工作模式 1: 如图 2.3(a), Q_1, Q_4 导通时, $u_{AB}=U_{dc}$, $u_L=u_{ac}-U_{dc}<0$, $di/dt<0$, i 反向增大, 直流电动势能量向 L 中转移。

(2) 工作模式 2: 如图 2.3(b), 当 Q_4 关断时, 为了维持 i 原来的流向, 电路中的 D_3 导通, $u_{AB}=0$, $u_L=u_{ac}>0$, $di/dt>0$, i 减小, 电感 L 中的能量流向交流侧。

在 u_{ac} 的负半周, 桥中由 L, Q_2, Q_3, D_1 组成降压斩波电路, 工作原理和 u_{ac} 的正半周类似, 不再赘述。

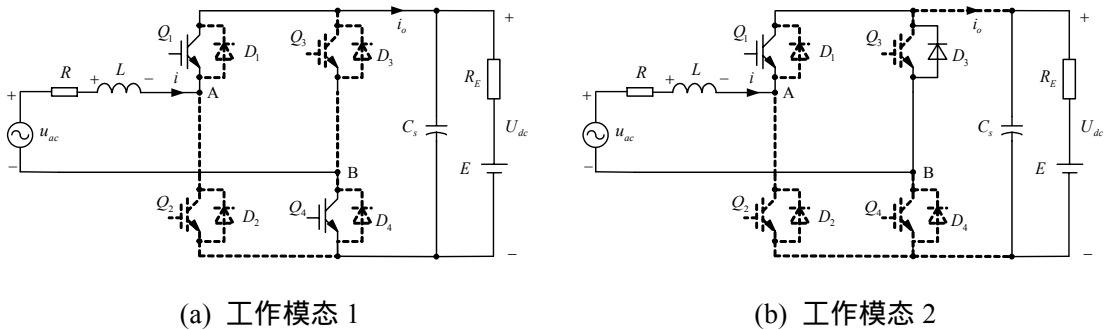


图 2.3 单相全桥 VSC 逆变工作模式

三相电压型 PWM 变换电路的工作原理同单相 PWM 变换电路完全相似。图 2.4 是三相电压型 PWM 变换器电路拓扑，其中 $u_m(m=a,b,c)$ 是交流侧电源相电压， $i_m(m=a,b,c)$ 是交流侧电源相电流， O 为电网中点，其它符号与单相电压型 PWM 变换器电路中的符号意义一样。以 A 相为例，当三相电压型 PWM 变换器按照正弦信号调制波与三角载波相比较的方法对功率管 $Q_1 \sim Q_6$ 进行控制时，就可以在桥的交流侧产生一个正弦调制的 PWM 波形 u_{AO} ， u_{AO} 是除了含有与正弦调制信号同频且幅值成比例的基波分量 u_{AOf} 外，还包含与三角载波有关的频率很高的谐波，由于电感 L 的作用，这些高次谐波电压只会使输入电流 i_a 中产生很小的脉动，若忽略这种小脉动，当正弦调制信号频率与电源频率相同时， i_a 为频率与电源频率相同的正弦波。 i_a 的幅值和相位由 u_{AO} 中的基波分量 u_{AOf} 与 u_a 的向量差决定。改变 u_{AOf} 的幅值和相位，就可以控制 i_a 的大小，同时使 i_a 和 u_a 同相位、反相位、 i_a 比 u_a 超前 90° 甚至使 i_a 和 u_a 的相位差为所需的任意角度，图 2.5 中的矢量图说明了稳态条件下，三相 PWM 变换器交流侧矢量关系。

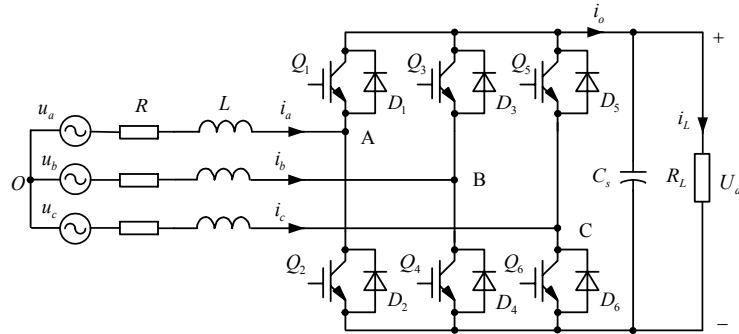


图 2.4 三相电压型 PWM 变换器电路拓扑

图 2.5 中 \vec{U}_a ， \vec{V}_a ， \vec{U}_{La} ， \vec{I}_a 分别代表 A 相交流电源电动势矢量、交流侧电压（即桥臂中点对电网中点的电压）矢量、交流侧电感电压矢量和交流侧电流矢量。为简化分析，只考虑基波分量而忽略 PWM 谐波分量，并且不计交流侧电阻。当以电网电动势矢量为参考时，通过控制交流电压矢量 \vec{V}_a 即可实现 PWM 变换器的四象限运行。若假设 $|\vec{I}_a|$ 不变， $|\vec{U}_{La}| = \omega L |\vec{I}_a|$ 也固定不变，在这种情况下，PWM 变换器交流电压矢量 \vec{V}_a 端点运动轨迹构成了一个以 $|\vec{U}_{La}|$ 为半径的圆。进一步分析，可得 PWM 变换器四象限运行规律如下^[14]：

(1) 当电压矢量 \vec{V}_a 端点在圆轨迹 AB 上运动时，如图 2.5(a)，PWM 变换器运行于整流状态。此时，PWM 变换器需从电网吸收有功及感性无功功率，电

能将通过 PWM 变换器由电网传输至直流负载。当 PWM 变换器运行在 B 点时，则实现单位功率因数整流控制；而在 A 点运行时，PWM 变换器则不从电网吸收有功功率，只吸收感性无功功率。

(2) 当电压矢量 \vec{V}_a 端点在圆轨迹 BC 上运动时，如图 2.5(b)，PWM 变换器运行于整流状态。此时，PWM 变换器需从电网吸收有功及容性无功功率，电能将通过 PWM 变换器由电网传输至直流负载。当 PWM 变换器运行至 C 点时，PWM 变换器将不从电网吸收有功功率，而只从电网吸收容性无功功率。

(3) 当电压矢量 \vec{V}_a 端点在圆轨迹 CD 上运动时，如图 2.5(c)，PWM 变换器运行于有源逆变状态。此时 PWM 变换器向电网传输有功及容性无功功率，电能将从 PWM 变换器直流侧传输至电网。当 PWM 变换器运行至 D 点时，便可实现单位功率因数有源逆变控制。

(4) 当电压矢量 \vec{V}_a 端点在圆轨迹 DA 上运动时，如图 2.5(d)，PWM 变换器运行于有源逆变状态。此时，PWM 变换器向电网传输有功及感性无功功率，电能将从 PWM 变换器直流侧传输至电网。

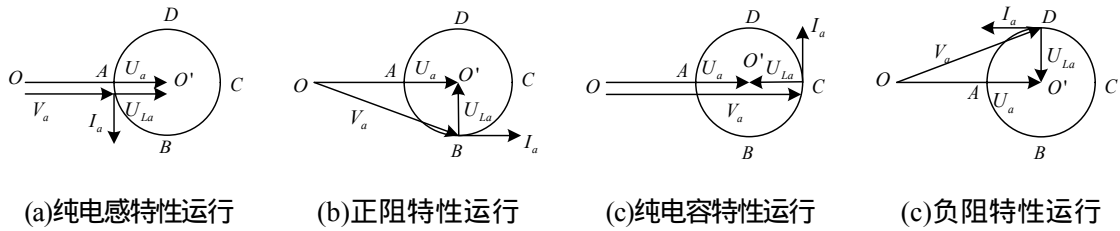


图 2.5 PWM 变换器交流侧稳态矢量关系

显然，对网侧电流的控制是实现 PWM 变换器四象限运行的关键。这可以通过控制 PWM 变换器交流侧电压，间接控制其网侧电流，也可以通过网侧电流的闭环控制，直接控制 PWM 变换器的网侧电流。

2.2 三相电压型 PWM 变换器的低频数学模型

三相电压型 PWM 变换器的低频数学模型是忽略与开关频率相关的高频谐波，基于变换器基波分析得到的，通过变换器的低频数学模型，可以得出稳态时变换器的矢量图，几何图形可以清晰的表示出变换器的工作机理和各物理量之间的关系，而且这种低频模型适合于控制系统的分析，可直接用于控制器设

计。

在分析变换器的低频数学模型前，作如下假设：

- (1) 开关皆为理想开关；
- (2) 交流电源为三相对称理想电压源；
- (3) 忽略开关的死区时间。

2.2.1 在 ABC 静止坐标系下的低频数学模型

三相电压型 PWM 变换器主电路见图 2.5。变换器等效电路如图 2.6 所示。 $v_m(m=a,b,c)$ 为变换器各相输入端对电网中点 O 的基波电压， G 为输出电容假想中点，当输入电网电压和变换器三相控制电压对称时，电网中点 O 和电容中点 G 的电位相等，三相电路相互独立。

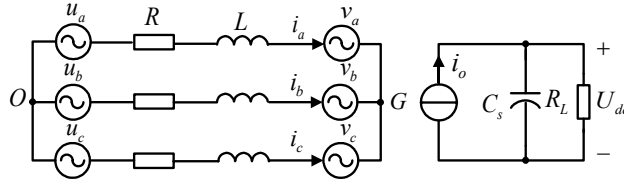


图 2.6 三相电压型 PWM 变换器等效电路图

设电网电压为：

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\omega t) \\ u_b = U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = U_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2-1)$$

式中， U_m 是电网相电压幅值。

设变换器输入电流基波为：

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t - \phi) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \phi - 2\pi/3) \\ i_c = I_m \cos(\omega t - \phi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2-2)$$

式中， I_m 是电网相电流幅值， ϕ 是电网相电流滞后相电压的角度。

设变换器调制信号电压为：

$$\begin{cases} u_{ca} = m_r \cos(\omega t - \xi) \\ u_{cb} = m_r \cos(\omega t - \xi - 2\pi/3) \\ u_{cc} = m_r \cos(\omega t - \xi + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2-3)$$

式中 ξ 是变换器输入端相电压滞后电网相电压的角度, $m_r(0 < m_r < 1)$ 为调制比, 对于 SVPWM, 变换器输入电压和控制电压的关系为:

$$v_m = \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3} u_{cm} \quad (m=a,b,c) \quad (2-4)$$

根据图 2.5 所示的变换器等效电路, 得到三相电压型 PWM 变换器交流侧的低频方程为:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

由式(2-5)可以看出, 变换器三相输入电流受调制信号 u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 的控制。不管采用什么控制策略, 对变换器输入电流的控制都是通过调节控制信号电压实现的, 这一点是 PWM 变换器的控制实质。

2.2.2 三相 PWM 变换器的低频空间矢量图

对于三相电压型变换器, 可以引入空间矢量的概念。在复平面上, 可以用一个矢量来表示三相电量的合成作用, 则可将三维电量变成二维电量, 为分析和计算带来方便。根据 Park 变换的原理, ABC 静止坐标系的三相正弦量可以用一个空间旋转矢量在三个静止对称轴(A,B,C)上的投影表示^[41]。选定三相静止坐标系的 A 轴与 Park 矢量复平面的实轴重合, Park 矢量变换关系为:

$$\vec{x}(t) = \frac{2}{3} [x_a(t) + x_b(t)e^{j120^\circ} + x_c(t)e^{j240^\circ}] \quad (2-6)$$

式中 $x_a(t)$ 、 $x_b(t)$ 、 $x_c(t)$ 为 ABC 坐标系中的三相物理量。

根据 Park 变换的定义, 得到电网电压空间矢量 \vec{U} 、电网电流空间矢量 \vec{I} 、以及变换器输入端电压空间矢量 \vec{V} 分别为:

$$\vec{U} = \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j120^\circ} + u_c e^{j240^\circ}) = U_m e^{j\omega t} \quad (2-7)$$

$$\vec{I} = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j120^\circ} + i_c e^{j240^\circ}) = I_m e^{j\omega t - \varphi} \quad (2-8)$$

$$\vec{V} = \frac{2}{3}(v_a + v_b e^{j120^\circ} + v_c e^{j240^\circ}) = V_m e^{j\omega t - \xi} \quad (2-9)$$

将式(2-5)用空间矢量表达为：

$$L \frac{d\vec{I}}{dt} + R\vec{I} = \vec{U} - \vec{V} \quad (2-10)$$

把式(2-10)表示成空间矢量图，如图 2.7 所示。三相电量的空间矢量在复平面上以角频率 ω 旋转，但它们的相对位置保持不变，通过对变换器输入电压矢量 \vec{V} 的相位和幅值的控制，就可以控制电流空间矢量和电网电压空间矢量之间的相对位置，实现 PWM 变换器的四象限运行。

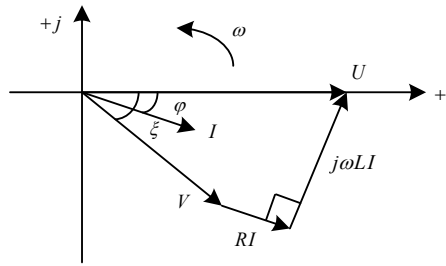


图 2.7 PWM 变换器的交流侧低频空间矢量图

2.2.3 在 α - β 静止坐标系下的低频数学模型

为简化数学模型以便分析，将三相静止坐标变换到两相静止坐标系。设两相坐标轴 α - β 的 α 轴与三相坐标轴的 A 轴重合，则三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵为：

$$T_{abc/\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

两相静止坐标系到三相静止坐标系的变换矩阵为：

$$T_{\alpha\beta/abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

联立(2-5)、(2-11)、(2-12)得 PWM 变换器在 α - β 静止坐标系下的状态方程为：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} &= T_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} T_{\alpha\beta/abc} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \\
 &T_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T_{\alpha\beta/abc} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + T_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T_{\alpha\beta/abc} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2-13}$$

化简后得：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \tag{2-14}$$

这就变换器在 α - β 坐标系下的状态方程。

2.2.4 在 d-q 同步旋转坐标系下的低频数学模型

通过坐标变换,可以将两相静止坐标下的物理量变换为同步旋转的两相 d-q 坐标系下的物理量,这样电路中正弦交流的电量转变成对应的直流流量。

两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换矩阵为：

$$T_{\alpha\beta/dq} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \tag{2-15}$$

两相旋转坐标系到两相静止坐标系的变换矩阵为：

$$T_{dq/\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \tag{2-16}$$

两种坐标系下的输入电流之间的关系是：

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left(T_{\alpha\beta/dq} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right) = T_{\alpha\beta/dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{dT_{\alpha\beta/dq}}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\
 &= T_{\alpha\beta/dq} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2-17}$$

结合式(2-14)~(2-17), 可得 PWM 变换器在 d-q 坐标系下的交流侧状态方程为：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

这就变换器在 d-q 旋转坐标系下的状态方程。d-q 变换可以简化控制系统的分析和设计，但 d 轴与 q 轴分量是耦合的，这对系统的稳定性及动态特性是不利的，因此需要进行解耦控制，变量解耦的问题将在下章讨论。

2.3 三相电压型 PWM 变换器的高频数学模型

低频数学模型实际上是忽略了变换器的高频谐波，用作系统分析和设计，不能准确反应变换器的高频工作机理，而三相 PWM 变换器的高频数学模型包括了反映每个开关周期开关器件工作情况的开关函数，因此能够精确描述 PWM 变换器开关器件的开关过程和状态变量之间的关系，适合于 PWM 变换器的波形仿真和谐波分析，本节将基于开关函数建立变换器的高频数学模型。

2.3.1 在 ABC 静止坐标系下的高频数学模型

三相 VSC 的开关模型如图 2.8 所示。

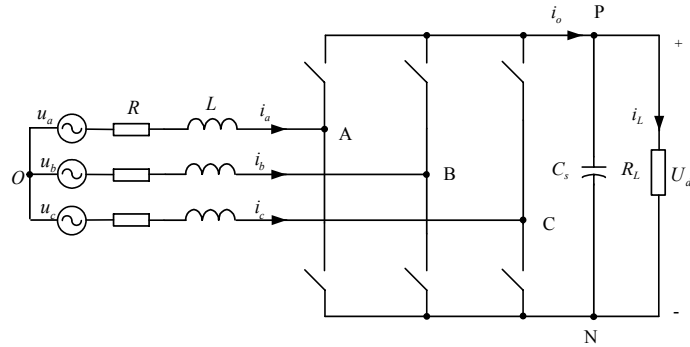


图 2.8 三相 VSC 开关模型

设 S_a 、 S_b 、 S_c 分别表示 ABC 三相桥臂的开关函数，1 为上桥臂导通，0 为下桥臂导通。根据开关变量的定义，有下式成立：

$$\begin{cases} u_{AN} = S_a \cdot U_{dc} \\ u_{BN} = S_b \cdot U_{dc} \\ u_{CN} = S_c \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (2-19)$$

则：

$$\begin{cases} u_{AB} = u_{AN} - u_{BN} = (S_a - S_b) \cdot U_{dc} \\ u_{BC} = u_{BN} - u_{CN} = (S_b - S_c) \cdot U_{dc} \\ u_{CA} = u_{CN} - u_{AN} = (S_c - S_a) \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (2-20)$$

由于是三相对称系统，所以有：

$$\begin{cases} u_{AO} = u_{AN} + u_{NO} \\ u_{BO} = u_{BN} + u_{NO} \\ u_{CO} = u_{CN} + u_{NO} \\ u_{AO} + u_{BO} + u_{CO} = 0 \end{cases} \quad (2-21)$$

从而可以推导出变换器交流输入端相电压为：

$$\begin{bmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

对变换器直流输出节点用基尔霍夫电流定律 KCL 得：

$$i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c = C_s \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_L} \quad (2-23)$$

从而得到三相 PWM 变换器开关函数的数学模型为：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \\ C_s \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -S_a + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & -R & 0 & -S_b + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ 0 & 0 & -R & -S_c + \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) \\ S_a & S_b & S_c & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

输出电容假想中点 G 与电网中点 O 之间的电压为：

$$U_{GO} = \frac{1}{2} U_{dc} - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) U_{dc} \quad (2-25)$$

从式 (2-24) 可以看出每相输入电流都是由三相开关函数共同控制的，变换器是一个相互耦合的多阶非线性时变系统，而由式 (2-25) 可以看出不带中线的三相 PWM 变换器的电容中点电位与电网中点电位不相等，两电位差是高频脉动量，由三相开关函数共同决定。这与低频数学模型 (2-5) 得出的结论不

同，PWM 变换器在低频时表现为一个线性的解耦系统。PWM 变换器在 ABC 静止坐标系下的高频等效电路模型如图 2.9 所示。

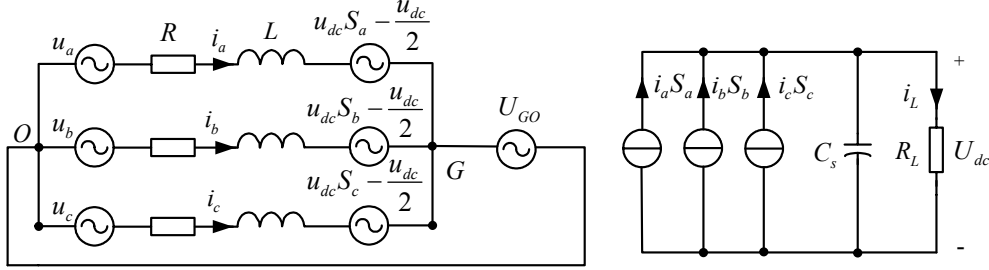


图 2.9 PWM 变换器在 ABC 静止坐标系下的高频等效电路模型

2.3.2 在 α - β 静止坐标系下的高频数学模型

运用坐标变换公式(2-11)、(2-12)，可将(2-24)表示的三相坐标系下的高频模型转换为两相静止坐标系下的高频数学模型：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \\ C_s \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & -S_\alpha \\ 0 & -R & -S_\beta \\ S_\alpha & S_\beta & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

由式(2-26)可见，在两相 α - β 静止坐标系下输入电流 i_α 、 i_β 只与各自的开关函数 S_α 、 S_β 有关，实现了有关量的解耦。但变换后的两相电压和电流仍是正弦变化量。

当变换器的开关频率远大于电网频率时，(2-24)、(2-26)中的开关函数都可用上桥臂在一个开周期内的导通时间所占的百分比 d_k ($k=a,b,c$)代替，从而得到一个开关周期内的平均数学模型，即PWM整流器的低频数学模型。平均数学模型忽略了整流器的开关过程，简化了变换器的模型。

由(2-26)可得控制电压和平均开关函数之间的关系：

$$\begin{cases} v_\alpha = S_\alpha \cdot U_{dc} \\ v_\beta = S_\beta \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (2-27)$$

变换器的输出电流为：

$$i_o = S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta \quad (2-28)$$

由式(2-28)知变换器的输出电流在两相 α - β 静止坐标系下是含有低频纹波的。PWM变换器在两相 α - β 静止坐标系下的高频等效电路模型如图2.10所示。

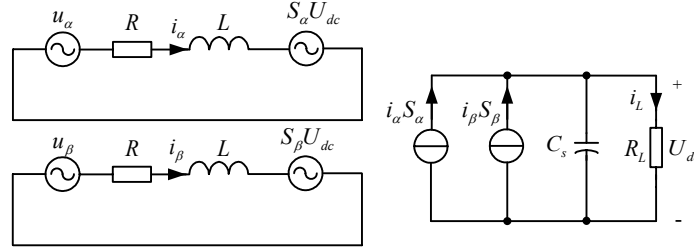


图 2.10 PWM 变换器在 α - β 静止坐标系下的高频等效电路模型

2.3.3 在 d-q 同步旋转坐标系下的高频数学模型

将(2-17)代入(2-26)得PWM变换电路在两相旋转坐标系下的高频数学模型为：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \\ C_s \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L & -S_d \\ -\omega L & -R & -S_q \\ S_d & S_q & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

由式(2-29)得控制电压和平均开关函数之间的关系：

$$\begin{cases} v_d = S_d \cdot U_{dc} \\ v_q = S_q \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (2-30)$$

变换器的输出电流为：

$$i_o = S_d i_d + S_q i_q \quad (2-31)$$

由式(2-29)知在两相旋转坐标系下的模型是耦合的，输入电流 i_d 、 i_q 相互影响，但变换后的两相电压和电流是直流量。式(2-31)说明变换器的输出电流在两相d-q旋转坐标系下是不含有低频纹波的。

PWM变换器在d-q同步旋转坐标系下的高频等效电路模型如图2.11所示。

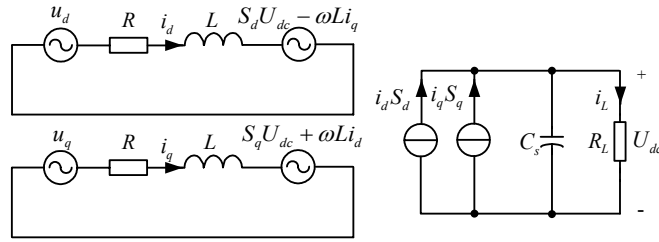


图 2.11 PWM 变换器在 d-q 坐标系下的高频等效电路模型

2.4 本章小结

本章首先分析了单相 PWM 变换器的工作原理，在此基础上，揭示了三相 PWM 变换器四象限运行的内在机理。建立数学模型是分析和设计三相 PWM 变换器的基础，本章从“宏观”和“微观”的角度，分别建立了三相 PWM 变换器在三相静止坐标系、两相静止坐标系以及两相旋转坐标系下的低频模型和高频模型，低频模型适合于系统参数的设计，高频模型适合于仿真研究，从而为全文工作奠定了理论基础。

第三章 三相可逆 PWM 变换器控制

在三相电压型大功率因数变换器控制中，直接电流控制通过引入输入电流反馈，控制输入电流跟踪输入电压，因而具有动态响应快、稳态性能好、自身具有限流保护能力等优点，因而运用非常广泛。而基于d-q坐标系的矢量控制除具备一般直接电流控制的优点外，还能消除电流稳态跟踪误差、实现电流的解耦控制。本章在分析变换器功率流向的基础上，给出一种基于d-q坐标系的矢量控制方案，使变换器根据直流电压自动在整流和有源逆变之间切换；接着对基于该方案的控制环路进行了分析和设计，然后在此基础上研究了一种基于电网电压定向的无电网电压传感器的控制方案，并通过仿真验证了文中所作的分析。

3.1 三相 VSC 功率流向分析

三相 VSC 的单相等效电路及其矢量图如图 3.1 所示。



图 3.1 变换器单相等效电路及矢量图

PWM 变换器交流侧相电压基波分量可表示为：

$$v_m = V_m \cos(\omega t - \xi) \quad (3-1)$$

式中 $V_m(m=a,b,c)$ 为变换器交流侧相电压的基波幅值， ξ 是 v_m 滞后于 u_m 的角度，图 3.1(b) 中 U_L 为滤波电感两端电压幅值。

$$U_L = \omega L I_m \quad (3-2)$$

由第 2 章公式(2-4)得：

$$V_m = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc} m_r \quad (3-3)$$

忽略交流侧回路电阻 R ，由基尔霍夫定律得电压回路方程：

$$L \frac{di_m}{dt} = u_m - v_m \quad (3-4)$$

将(3-1)~(3-3)代入方程(3-4)得^[42]

$$i_m = \frac{1}{\omega L} (U_m \sin \omega t - \frac{\sqrt{3}m_r U_{dc} \sin(\omega t - \xi)}{3}) \quad (3-5)$$

则变换器平均输入功率为：

$$P = 3 \frac{1}{T} \int_0^T u_m i_m dt \quad (3-6)$$

解上式得：

$$P = \sqrt{3}m_r U_{dc} U_m \sin \xi / 2\omega L \quad (3-7)$$

当 $P>0$ 时，能量从交流侧流向直流侧，变换器工作在整流状态；当 $P<0$ 时，能量从直流侧流向交流侧，变换器工作在逆变状态。由式(3-7)可知，控制调制比 m_r 的大小和 ξ 的正负就可以控制电流的大小和流向，从而控制功率的大小和流向。图3.2是变换器在ABC坐标系中的单位功率因数矢量图。图(a)为整流状态， u_m 和 i_m 同向， $\xi>0$ ；图(b)为逆变状态， u_m 和 i_m 反向， $\xi<0$ 。

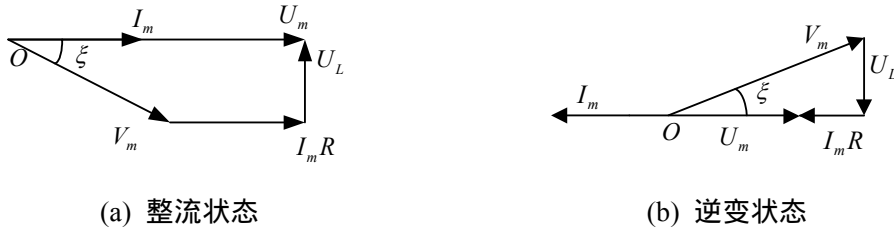


图 3.2 ABC 坐标系中单位功率因数矢量图

在三相静止坐标系中直接控制 m_r 的大小和相位 ξ 不易实现，由第二章的分析可知，若把三相静止坐标系下的电量变换到 d-q 旋转坐标系中，各电量都变换为直流量，将给系统的分析和设计带来方便。图 3.3 是 PWM 变换器在 d-q 坐标系中的单位功率因数矢量图，图(a)为整流运行状态，图(b)为逆变运行状态。图中 u_d 、 u_q 表示三相电网电压合成矢量的 d 轴和 q 轴分量； i_d 、 i_q 表示三相电流合成矢量的 d 轴和 q 轴分量； v_d 、 v_q 表示变换器交流输入端基波相电压合成矢量的 d 轴和 q 轴分量。将 d 轴定向于 A 轴旋转 ωt 的电角度后的方向上，q 轴与之垂直，当三相电量对称时， u_d 为幅值 U_m 的直流量， u_q 为 0。当三相电压和电

流相位一致，即单位功率因数整流运行时， i_d 为幅值 I_m 的直流量， i_q 为 0。当三相电压和电流相位相反，即单位功率因数逆变运行时， i_d 为幅值 $-I_m$ 的直流量， i_q 为 0。因此控制电流的 q 轴分量为 0，就能实现网侧的单位功率因数运行，而控制电流 d 轴分量的正负和大小，就能实现对变换器整流和逆变的控制，以及传递能量的大小。

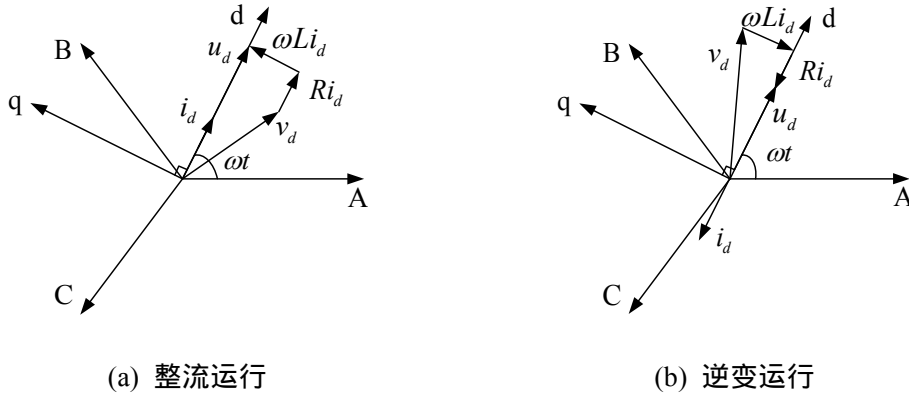


图 3.3 d-q 坐标系中单位功率因数矢量图

3.2 基于 d-q 坐标系的矢量控制

由式(2-18)写出d-q同步旋转坐标系下的电压方程：

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + v_d - \omega Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + v_q + \omega Li_d \end{cases} \quad (3-8)$$

由式(3-8)知d轴及q轴分量是耦合的，系统的稳定性不好，也不便于电流控制器的设计，为此引入电流解耦控制，令PWM变换器控制矢量的d轴和q轴分量如下：

$$\begin{cases} v_d = u_d + \omega Li_q - \Delta v_d \\ v_q = u_q - \omega Li_d - \Delta v_q \end{cases} \quad (3-9)$$

式中 Δv_d ， Δv_q 分别是d轴和q轴电流调节器的输出，电流调节器采用PI调节器，满足：

$$\begin{cases} \Delta v_d = K_{ip}(i_d^* - i_d) + K_{ii} \int (i_d^* - i_d) dt \\ \Delta v_q = K_{ip}(i_q^* - i_q) + K_{ii} \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (3-10)$$

K_{ip} , K_{ii} 分别是电流PI调节器的比例与积分系数, i_d^* , i_q^* 为d轴和q轴电流参考。将式(3-9)代入式(3-8)得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \Delta v_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + \Delta v_q \end{cases} \quad (3-11)$$

由式(3-11)可以看出,由于引入了电流状态反馈,两轴电流已经实现独立控制。同时引入电网电压 u_d 和 u_q 作为前馈补偿,使得系统的动态性能进一步提高。图3.4就是电流解耦控制器的实现原理框图。解耦的过程实际上是在各轴电流PI输出中注入含有其它轴信息的分量,注入的分量与被控对象产生的耦合量大小相等、方向相反^[41]。

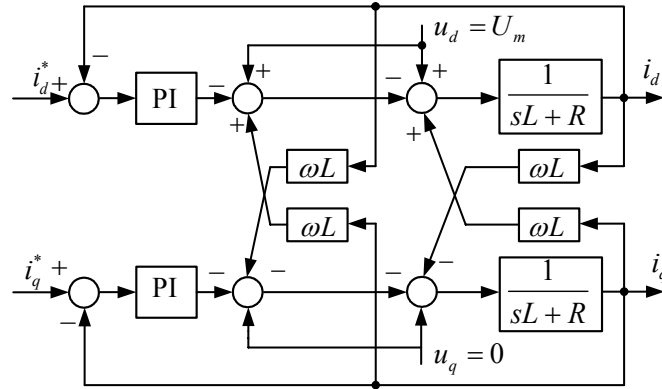


图 3.4 电流解耦控制原理图

图3.5是基于d-q坐标系的矢量控制框图。电网电压、电流信号经坐标变换后得到d-q坐标系的控制量,控制系统采用传统的电压、电流双PI环控制。电压外环稳定直流侧电流,电流内环控制交流侧电流跟踪电流参考。电压调节器的输出作为d轴电流参考,从而控制能量在电网与直流输出之间的流动。若直流侧电压大于参考信号,电压调节器输出为正,PWM变换器处于整流运行状态,若直流侧电压小于参考信号,电压调节器输出为负,PWM变换器处于逆变运行状

态。设定q轴电流参考等于0即可实现网侧的单位功率因数运行。

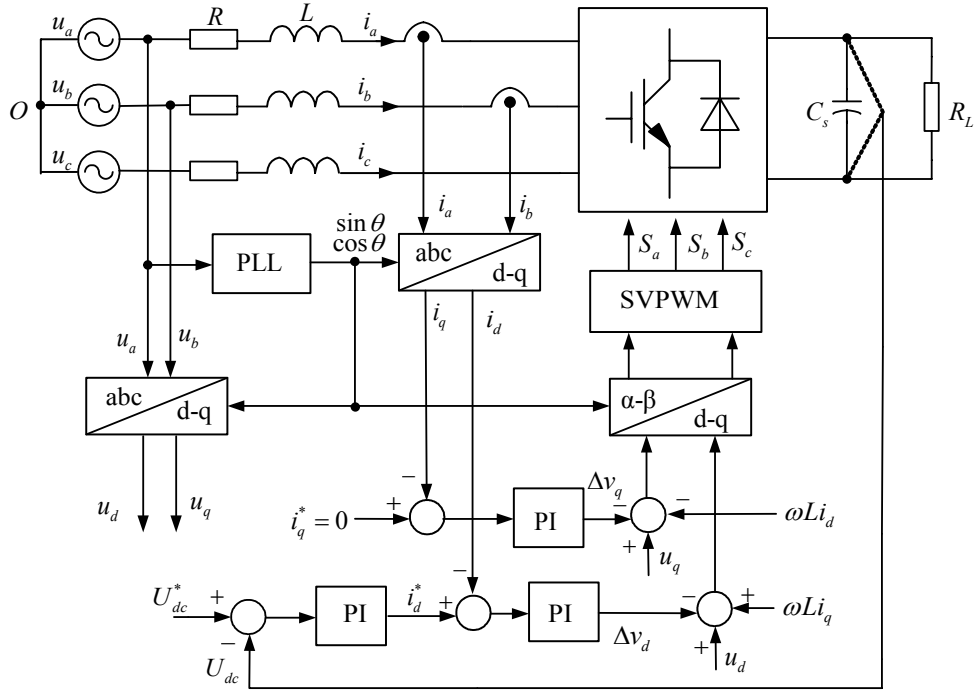


图 3.5 基于 d-q 坐标系的矢量控制框图

3.3 控制回路的分析与设计

3.3.1 电流内环设计

由于电流内环的对称性，下面以 i_d 为例讨论电流调节器的设计。图3.6是根据图3.4得到的已解耦的 i_d 电流内环控制框图。设计时考虑到信号采样的延迟和 PWM 控制的小惯性环节，分别用 $1/(1+T_s s)$ 和 $1/(1+0.5T_s s)$ 代替。 T_s 为电流内环采样周期（即 PWM 开关周期）， T_i 为电流环 PI 的时间常数， K_{PWM} 表示变换器的放大系数。

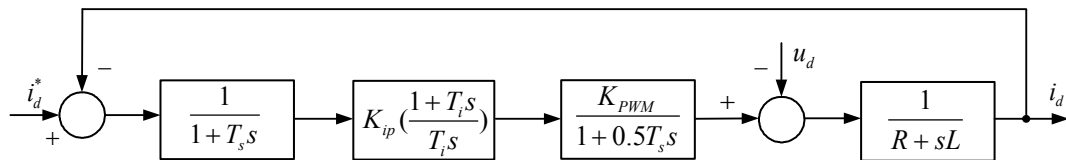


图 3.6 电流内环控制框图

为简化分析，暂不考虑 u_d 的扰动，将时间常数 $0.5T_s$ 与 T_s 合并，得到电流环的开环传递函数：

$$G_{io}(s) = \frac{K_{PWM} K_{ip}}{T_i s} \frac{(1 + T_i s)}{R(1 + 1.5T_s s)(1 + \frac{L}{R} s)} \quad (3-12)$$

当考虑电流内环需获得较快的电流跟随性能时，可按典型二阶系统设计电流调节器^[14]，从开环传递函数可看出，只需令 $T_i = L/R$ 即可，从而得开环传递函数为：

$$G_{io}(s) = \frac{K_{PWM} K_{ip}}{s T_i R (1 + 1.5T_s s)} \quad (3-13)$$

电流环的闭环传递函数为：

$$G_{il}(s) = \frac{\frac{K_{PWM} K_{ip}}{1.5T_i T_s R}}{s^2 + \frac{1}{1.5T_s} s + \frac{K_{PWM} K_{ip}}{1.5T_i T_s R}} \quad (3-14)$$

$$\text{令 } \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_i R}{1.5 K_{PWM} K_{ip} T_s}}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_{PWM} K_{ip}}{1.5 T_s T_i R}}, \quad \text{得：}$$

$$G_{il}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-15)$$

根据二阶最佳整定法^[43]，取 $\zeta = 0.707$ ，求得电流环PI的 K_{ip} ：

$$K_{ip} = \frac{RT_i}{3T_s K_{PWM}} \quad (3-16)$$

电流环闭环传递函数可改写为：

$$G_{il}(s) = \frac{1}{1 + \frac{RT_i}{K_{ip} K_{PWM}} s + \frac{1.5T_i T_s R}{K_{PWM} K_{ip}} s^2} \quad (3-17)$$

当开关频率足够高，即 T_s 足够小时，由于 s^2 项系数远小于 s 项系数，因此 s^2 可以忽略，则 G_{il} 可简化为：

$$G_{il}(s) = \frac{1}{1 + \frac{RT_i}{K_{ip}K_{PWM}}s} \quad (3-18)$$

将式(3-16)代入式(3-18)，得电流内环等效简化传递函数为：

$$G_{il}(s) = \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (3-19)$$

式(3-19)表明：当电流内环按典型I型系统设计时，电流内环可近似等效成一个惯性环节，其惯性时间常数为 $3T_s$ 。显然，当开关频率足够高时，电流内环具有较快的动态响应。

3.3.2 电压外环设计

图 3.7 是电压外环控制框图。 K_{vp} 和 T_v 分别为电压外环 PI 调节器的比例系数和积分时间常数。电压采样延时用 $1/(1 + T_s s)$ 代替，由上节分析得到电流内环等效传递函数 $G_{il}(s) = 1/(1 + 3T_s s)$ 。

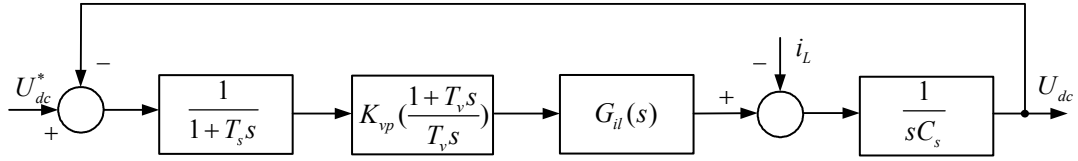


图 3.7 电压外环控制框图

分析时不考虑电流扰动，将电压采样延时与电流内环等效时间常数合并，得到简化后的电压外环控制框图如图3.8所示。

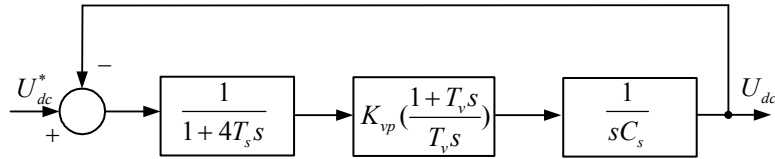


图3.8 简化电压外环控制框图

由图 3.8 得到电压环开环传递函数为：

$$G_{vo}(s) = \frac{K_{vp}(1 + T_v s)}{s^2 T_v C_s (1 + 4T_s s)} \quad (3-20)$$

由于电压外环的主要作用是稳定三相 VSC 的直流电压，所以控制系统整定时，应主要考虑电压外环的抗扰动性能，可按典型 II 型系统设计电压调节器^[14]，

由此得电压外环中频宽 h_v 为：

$$h_v = T_v / 4T_s \quad (3-21)$$

由典型 型系统控制器参数整定关系得^[43]：

$$\frac{K_{vp}}{C_s T_v} = \frac{h_v + 1}{32h_v^2 T_s^2} \quad (3-22)$$

工程中一般取 $h_v=5$ ，从而得到 PI 调节器参数为：

$$\begin{cases} K_{vp} = \frac{3C_s}{20T_s} \\ T_v = 20T_s \end{cases} \quad (3-23)$$

在实际的实验系统中，根据式(3-16)、(3-23)的简化关系确定电流内环和电压外环调节器的基本参数，然后在进行适当的调整就可以找到一组比较优化的 PI 参数，这就减少了在实验中参数选择的盲目性。

3.4 三相 PWM 变换器空间矢量调制策略

空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)源于交流电机变频传动控制，现在已被广泛应用于三相电压型逆变器的控制当中。与SPWM控制相比，它具有直流电压利用率高，输出电压谐波含量低的优点，并且通过合理地选择开关状态的转换顺序可以减少开关管状态转换的次数，因此在获得相同的输出电压波形质量的情况下，可降低开关器件的工作频率，本文采用SVPWM对三相PWM变换器进行控制。

根据图2.8所示的无中线三相电压型PWM变换器开关模型，功率开关函数 $(S_a S_b S_c)$ 共有8种组合，即 $(S_a S_b S_c)$ 为 $\vec{V}_0(0\ 0\ 0)$ ， $\vec{V}_1(0\ 0\ 1)$ ， $\vec{V}_2(0\ 1\ 0)$ ， $\vec{V}_3(0\ 1\ 1)$ ， $\vec{V}_4(1\ 0\ 0)$ ， $\vec{V}_5(1\ 0\ 1)$ ， $\vec{V}_6(1\ 1\ 0)$ ， $\vec{V}_7(1\ 1\ 1)$ ，其中 $\vec{V}_0(0\ 0\ 0)$ 和 $\vec{V}_7(1\ 1\ 1)$ 两种开关状态为下管 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 同时导通和上管 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 同时导通，称为零态，其它6种称为非零状态或有效工作矢量。根据式(2-22)可得 S_a 、 S_b 、 S_c 的各种组合下的相电压值以及对应的电压矢量如表3.1所示。

三相PWM变换器空间电压矢量图如图3.9所示，其中两个零矢量位于坐标原点，其他六个空间电压矢量间隔 60° ，分别位于 $\theta=0^\circ$ ， 60° ， 120° ， 180° ， 240° 和 300° 的位置上，空间电压矢量的幅值都为 $2U_{dc}/3$ 。

表 3.1 各开关函数下的电压矢量和相电压值

电压矢量	S_a	S_b	S_c	u_{AO}/U_{dc}	u_{BO}/U_{dc}	u_{CO}/U_{dc}
\vec{V}_0	0	0	0	0	0	0
\vec{V}_1	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
\vec{V}_2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
\vec{V}_3	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
\vec{V}_4	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
\vec{V}_5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
\vec{V}_6	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
\vec{V}_7	1	1	1	0	0	0

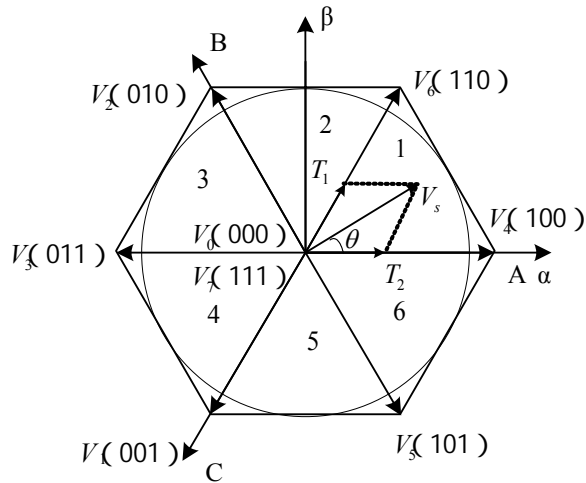


图 3.9 三相 PWM 变换器空间电压矢量图

对于任意一个三相PWM变换器空间电压矢量,可以从六个处于空间特定位置的非零矢量中,选择两个相邻的矢量与零矢量合成。这就是SVPWM的基本思想。分析在第1扇区中的任意空间电压矢量的合成情况。如图3.9所示,任意给定一个空间电压矢量 \vec{V}_s ,它与 \vec{V}_4 的夹角为 θ ,根据平行四边形法则,有:

$$\vec{V}_s = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_4 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_6 \quad (3-24)$$

T_1 和 T_2 分别为电压矢量 \vec{V}_4 和 \vec{V}_6 在一个开关周期中持续的时间,设在整个开关周期中,零矢量的作用时间为 T_0 ,则:

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (3-25)$$

三相ABC静止坐标系的A轴与 α - β 坐标系的 α 轴重合,并且 \vec{V}_4 位于A轴上,

则可以得到以下矢量关系，

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{T_1}{T_s} \left| \vec{V}_4 \right| + \frac{T_2}{T_s} \left| \vec{V}_6 \right| \cos 60^\circ \\ V_{s\beta} = \frac{T_2}{T_s} \left| \vec{V}_6 \right| \cos 30^\circ \\ \left| \vec{V}_4 \right| = \left| \vec{V}_6 \right| = \frac{2}{3} U_{dc} \end{cases} \quad (3-26)$$

联立式(3-25)和(3-26)，求得；

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (3V_{s\alpha} - \sqrt{3}V_{s\beta}) \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{T_s}{U_{dc}} V_{s\beta} \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (3-27)$$

其他扇区空间电压矢量可以用类似方法合成，由此得到通用变量X、Y、Z。

$$\begin{cases} X = \sqrt{3} \frac{T_s}{U_{dc}} V_{s\beta} \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} V_{s\beta} + \frac{3T_s}{2U_{dc}} V_{s\alpha} \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} V_{s\beta} - \frac{3T_s}{2U_{dc}} V_{s\alpha} \end{cases} \quad (3-28)$$

为了确定电压空间矢量所在区间，将 α - β 坐标系中的参考矢量变换到ABC坐标系中的参考矢量 V_{sa} 、 V_{sb} 、 V_{sc} 为：

$$\begin{cases} V_{sa} = V_{s\beta} \\ V_{sb} = -\frac{1}{2} V_{s\beta} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\alpha} \\ V_{sc} = -\frac{1}{2} V_{s\beta} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\alpha} \end{cases} \quad (3-29)$$

根据三相对称正弦波的关系，规定：

当 $V_{sa} > 0$ 时， $A=1$ ；当 $V_{sa} \leq 0$ 时， $A=0$ ；

当 $V_{sb} > 0$ 时, $B=1$; 当 $V_{sb} \leq 0$ 时, $B=0$;

当 $V_{sc} > 0$ 时, $C=1$; 当 $V_{sc} \leq 0$ 时, $C=0$ 。

令 $sector = A + 2B + 4C$, $sector$ 可取 1 至 6 六个整数值, 正好与六个扇区一一对应, 那么在各个扇区合成任意一个空间电压矢量的时间 T_1 和 T_2 如表 3-2 所示。

表 3.2 各扇区电压矢量的作用时间

Sector	1	2	3	4	5	6
扇区	2	6	1	4	3	5
T_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

必须指出的是, 为了保持交流侧电流为正弦波, 参考矢量 \vec{V}_s^u 在矢量空间的轨迹为圆, 因此, 在线性调制区内, \vec{V}_s^u 的最大可能轨迹为六边形的内切圆。但是在调制过程中若电压矢量的端点轨迹超出内切圆, 就会出现过调制, 直流输出电压将会出现较大的波动, 影响电压的正常跟踪控制。抑制过调制的思想是保持电压基准矢量的相角不变, 而让其幅值限制在六边形的内切圆内, 实现方法是对有效工作矢量的作用时间进行限制。即若 $T_1 + T_2 > T_s$ 时, 则:

$$\begin{cases} T_1' = \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_s \\ T_2' = \frac{T_2}{T_1 + T_2} T_s \end{cases} \quad (3-30)$$

连续 SVPWM 矢量序列选择使两个零矢量作用时间相同, $1/2$ 零矢量 \vec{V}_0^u 均匀分布在开关周期两侧, $1/2$ 零矢量 \vec{V}_7^u 分布在开关周期中间, 该方式下每个开关管在每个周期内只开关一次。第一扇区开关序列如图 3.10 所示, 其它扇区开关序列类推。

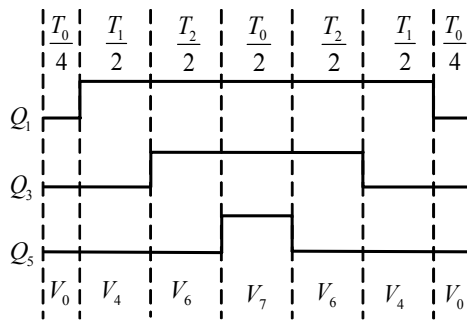


图 3.10 连续 SVPWM 的开关序列

3.5 基于 d-q 坐标系的矢量控制仿真研究

为了验证基于d-q旋转坐标系的矢量控制方案及设计的正确性，本文在Matlab/Simulink环境下构建了仿真模型。仿真参数为：交流侧相电压有效值 $u_m=110\text{V}$ ，滤波电感 $L=7\text{mH}$ ，直流侧母线电压 $U_{dc}=360\text{V}$ ，滤波电容 $C_s=1880\mu\text{F}$ ，逆变时外加电动势 $E=362\text{V}$ ，整流输出功率 $P_o=1\text{kW}$ 。

图 3.11 是系统的 Simulink 仿真模型。图中 $R_E=0.1\Omega$ ，表示直流侧电源内阻与线路阻抗。系统在整流状态下启动，启动时开关 K 断开，进入稳态后闭合开关 K，直流侧电压大于参考信号，系统即从整流状态切换到有源逆变状态；断开开关 K，系统又从逆变状态切换到整流状态。系统的所有控制都在控制子模块中完成，交流侧的电压和电流采样信号、直流侧电压采样信号送入控制子模块进行运算，产生 PWM 信号驱动功率管。

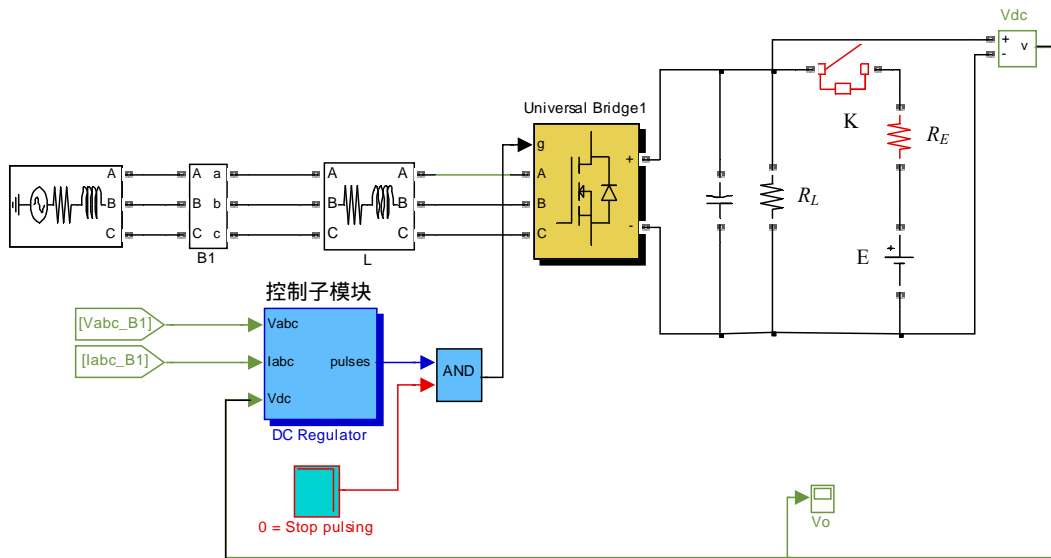


图 3.11 三相 PWM 变换器 Simulink 仿真模型

图 3.12 是控制子模块的内部结构，包括锁相环模块、坐标变换模块、电压调节器和电流调节器模块。锁相环模块用来检测用于坐标变换的空间角度；坐标变换模块将三相静止坐标系中的电量变换到 d-q 坐标系中的电量；电压调节器模块用来稳定直流侧电压；电流调节器模块实现基于 d-q 旋转坐标系的矢量控制，最后将控制信号送入 SVPWM 模块进行调制。

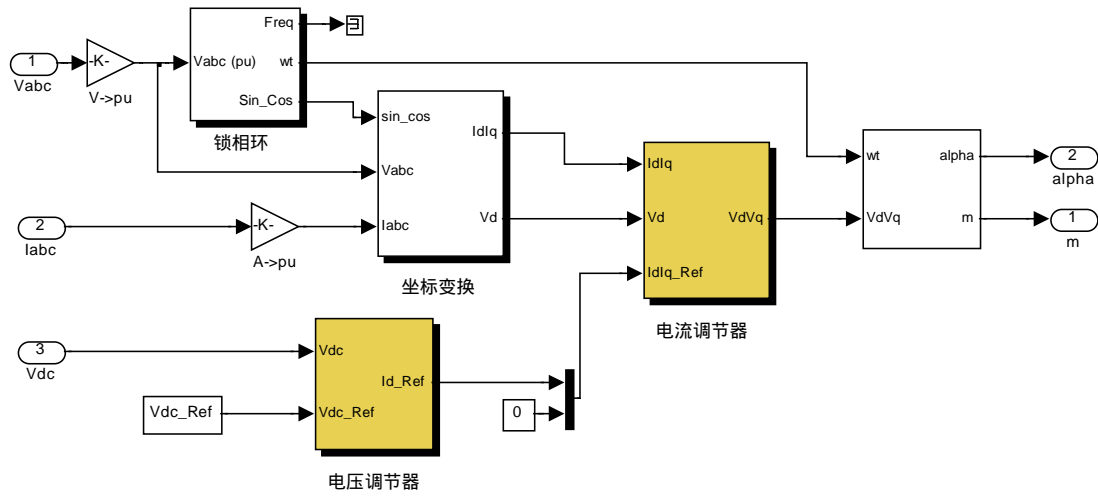


图 3.12 控制子模块内部结构

图 3.13 是电流调节器模块，d 轴和 q 轴电流误差信号经 PI 调节后，注入其它轴的耦合量，实现电流的解耦控制。

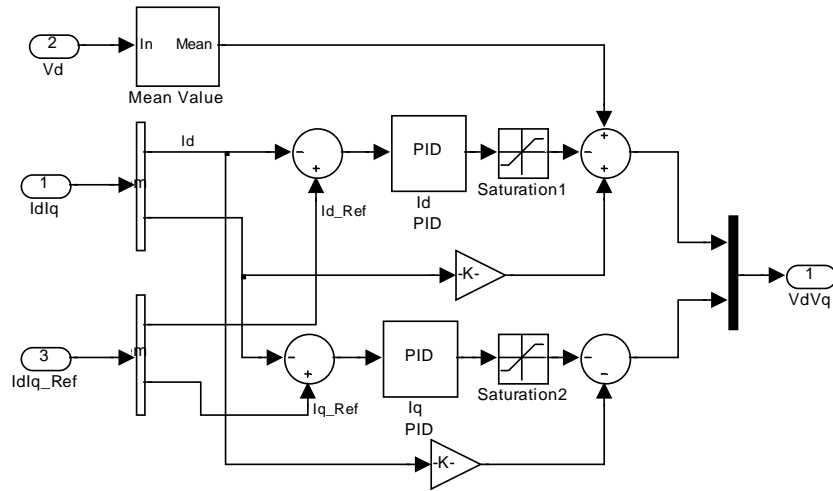


图 3.13 电流调节器模块

图 3.14 是变换器直流侧电压仿真波形，由于实际开关管中寄生二极管的存在，在控制信号未触发开关管之前，直流侧电容电压为三相不控整流的电压，所以仿真中设置电容 C_s 初始电压为 $\sqrt{6}u_a = 269V$ 。从仿真波形可以看出，启动时直流侧电容电压从该电压值上升到稳态值，没有出现明显超调。图 3.15 是控制信号的空间电压矢量波形，可以看到稳态运行时，控制矢量轨迹是一个以坐标原点为圆心的圆。

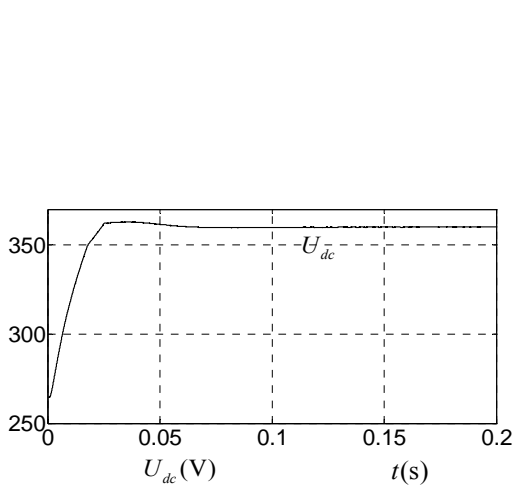


图 3.14 直流侧电压波形

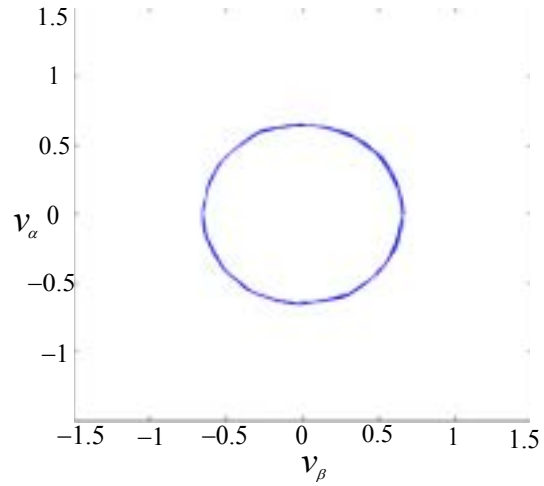
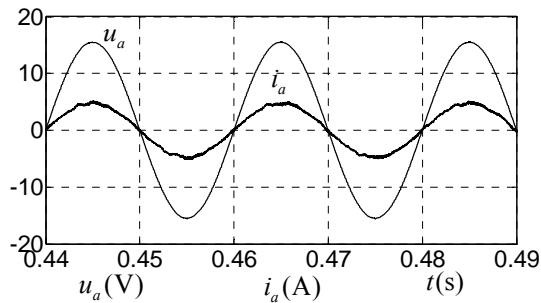
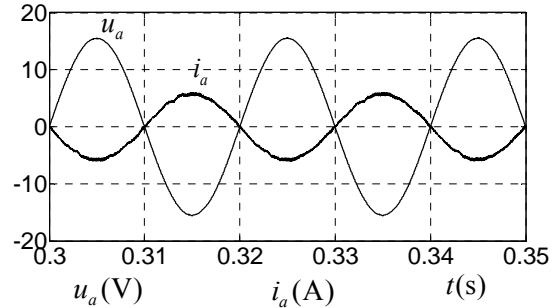


图 3.15 空间电压矢量控制波形

图 3.16 是变换器在额定输入输出时的稳态运行波形，其中(a)为整流波形，(b)为有源逆变波形，为表示方便，图中将电压缩小 10 倍。从仿真波形可以看出，整流运行时电流与电压相位相反，逆变运行时，电流与电压相位相反，而且不管是整流还是逆变运行，电流均为正弦波形，从而达到了减小 THD，提高功率因数的目的。



(a) 整流波形



(b) 有源逆变波形

图 3.16 稳态运行波形

图3.17是系统在整流和有源逆变工作状态之间切换时的仿真波形，其中(a)为A相电压和电流波形，(b)为直流电压波形，(c)为d轴参考（即电压调节器输出）和q轴电流参考波形，(d)为d轴和q轴电流波形。仿真模型中，在0.25~0.35s之间，开关K闭合，直流侧接入362V的直流电压源，提供有源逆变所需要的能量。

由仿真波形可以看出，在0.25s前，交流侧电压和电流相位一致，直流侧电

压稳定在360V，此时d轴参考和实际电流均为正值，系统运行在整流状态，能量从交流侧流向直流侧。在0.25s时，开关K闭合，直流侧接入362V的直流电压源，由于直流电压大于参考电压，电压调节器输出（即d轴电流参考）由正变负，最终处于负饱和状态，在电流调节器的作用下，d轴电流也由正变为负，交流侧电流与电压相位相反，系统从整流工作状态转换为有源逆变工作状态，能量从直流侧流向交流侧，逆变电流的大小可以通过改变电压调节器的限幅来控制。在0.35s时，开关K断开，d轴电流参考由负变正，在电流调节器的作用下，d轴电流也由负变正，交流侧电流与电压相位一致，系统从逆变工作状态转换为整流工作状态，能量从交流侧流向直流侧。从图3.17(d)可以看出，不管是整流还是逆变运行，q轴电流始终为0，即无功电流始终为0，系统运行在单位功率因数下。

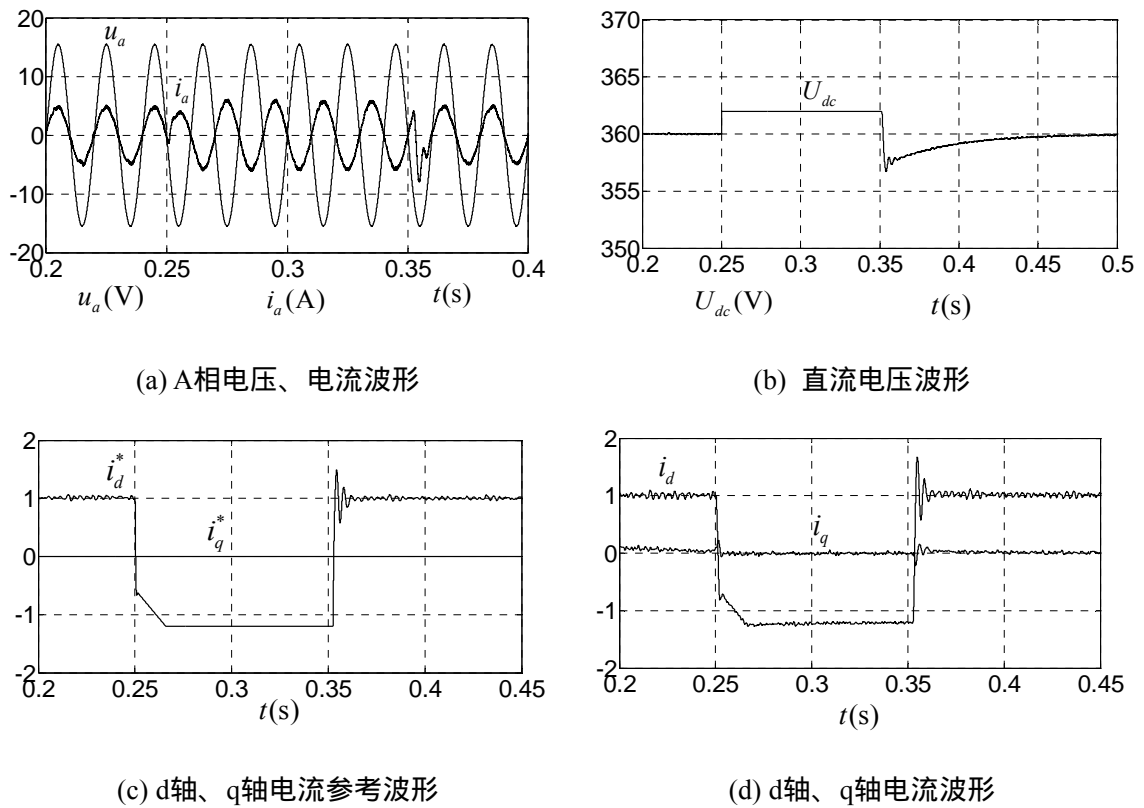


图 3.17 系统整流和有源逆变切换时仿真波形

3.6 无电网电压传感器的控制

在基于 d-q 坐标系的矢量控制系统中，需要检测电网电压、电网电流和直流母线电压信号。交流电流传感器提供电流反馈信号，实现过流保护；直流母线电压传感器用于保证直流电压的稳定，两者一般不宜省去。交流电压传感器主要检测电网电压的角度，用来实现同步旋转坐标的变换，而这一角度可以利用其它检测量估算得到，从而省去电网电压传感器。实现这一目标有 3 种思路：估算电网电压获得角度信号、直接估算电网电压的角度信号和估算虚拟电网磁链得到角度信号^[44]，本文选择直接估算电网电压来获得坐标系统的空间位置角度。

3.6.1 电网电压估算原理

设三相电网电压平衡，忽略输入回路电阻 R ，对应的 α - β 坐标系中 PWM 变换器的电压方程可表示为：

$$\begin{cases} u_{\alpha} = L \frac{di_{\alpha}}{dt} + v_{\alpha} \\ u_{\beta} = L \frac{di_{\beta}}{dt} + v_{\beta} \end{cases} \quad (3-31)$$

式中 u_{α} 、 u_{β} 为电网电压的 α 、 β 轴分量； i_{α} 、 i_{β} 为电网电流的 α 、 β 轴分量； v_{α} 、 v_{β} 为变换器交流侧输入端电压的 α 、 β 轴分量。

v_{α} 、 v_{β} 可由直流输出电压与开关函数估算：

$$\begin{cases} v_{\alpha} = \frac{2}{3} U_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ v_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3-32)$$

将式(3-32)代入(3-31)就可以估算出电网电压，然而直接用(3-31)式进行电网电压估计，由于用到了电流的微分量，在实际控制中易引入噪声干扰。考虑到式(3-31)中 $L di_{\alpha} / dt$ ， $L di_{\beta} / dt$ 对应的值分别是电感上电压在 α 、 β 轴上的分量，而电感上电压超前电流 90° ，故可用 $j\omega L i_{\alpha}$ 和 $j\omega L i_{\beta}$ 分别代替 $L di_{\alpha} / dt$ ， $L di_{\beta} / dt$ ，这样式(3-31)写成矢量形式为：

$$u_{\alpha} + ju_{\beta} = v_{\alpha} + jv_{\beta} + j\omega L(i_{\alpha} + ji_{\beta}) \quad (3-33)$$

从而得到估算的电网电压的 α 、 β 轴分量：

$$\begin{cases} u_{\alpha}^* = v_{\alpha} - \omega L i_{\beta} \\ u_{\beta}^* = v_{\beta} + \omega L i_{\alpha} \end{cases} \quad (3-34)$$

由式(3-34)得到的变换器交流侧输入端的电压中含有大量高频谐波，因此设计一阶低通滤波器来滤除高频谐波，从而得到电网电压观测器如图 3.18 所示。

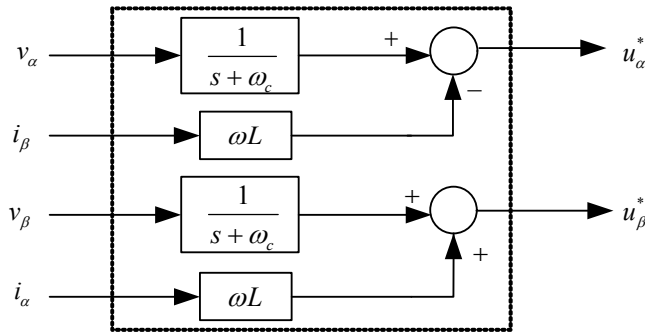


图 3.18 电网电压观测器

有了电网电压，仍然采用基于d-q坐标系的矢量控制方法，对PWM变换器进行控制，可以实现变换器的可逆运行，同时实现网侧的高功率因数。空间位置角由下式计算：

$$\theta = \arctan \frac{u_{\beta}^*}{u_{\alpha}^*} \quad (3-35)$$

图3.19给出了无电网电压传感器PWM变换器矢量控制原理图。电压、电流环仍然采用传统的PI控制器，所不同的是电网电压不是通过采样得到，而是通过直流电压、开关函数、电网电流估算得到，从而得到坐标变换所需要的空间位置角。

3.6.2 仿真结果及分析

图 3.20 就是根据图 3.18 在 Matlab/Simulink 下建立的电网电压估算模型，空间位置角由估算得到的 u_{α}^* 和 u_{β}^* 根据式(3-35)计算得到。在对电网电压估算的过程中，滤波器对估算得到的电网电压影响较大，若滤波器截止频率过高，则估算得到的电网电压含有大量谐波；若滤波器截止频率过低，则会造成估算得到的电网电压滞后实际的电网电压，综合考虑，仿真中选择截止频率为 500Hz

的二阶滤波器。仿真参数同有电网电压传感器仿真。

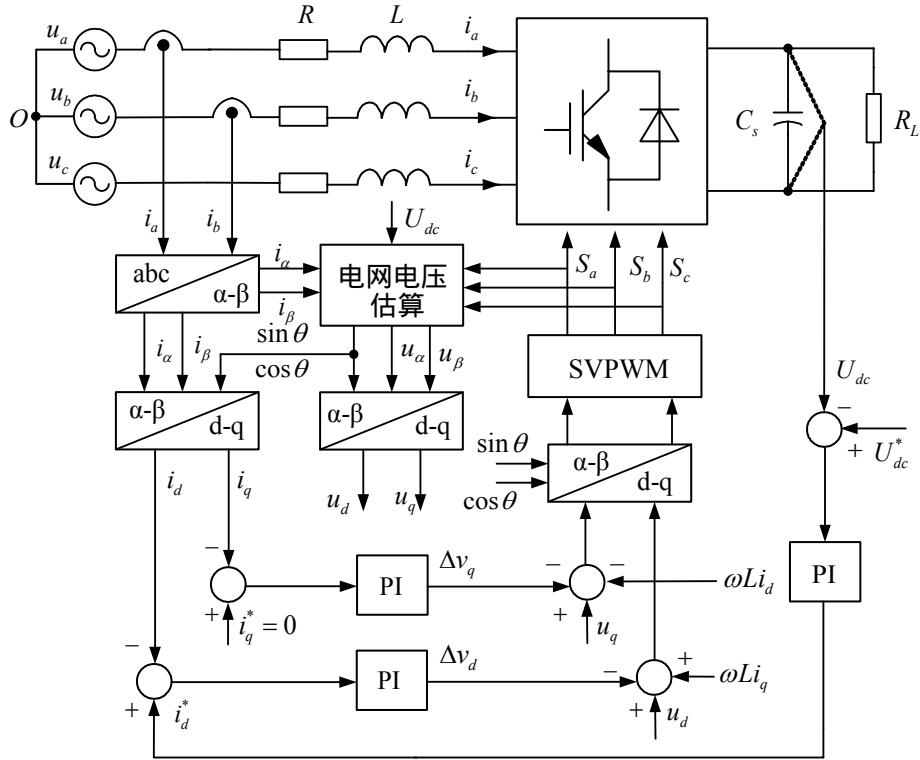


图 3.19 无电网电压传感器三相 PWM 变换器控制框图

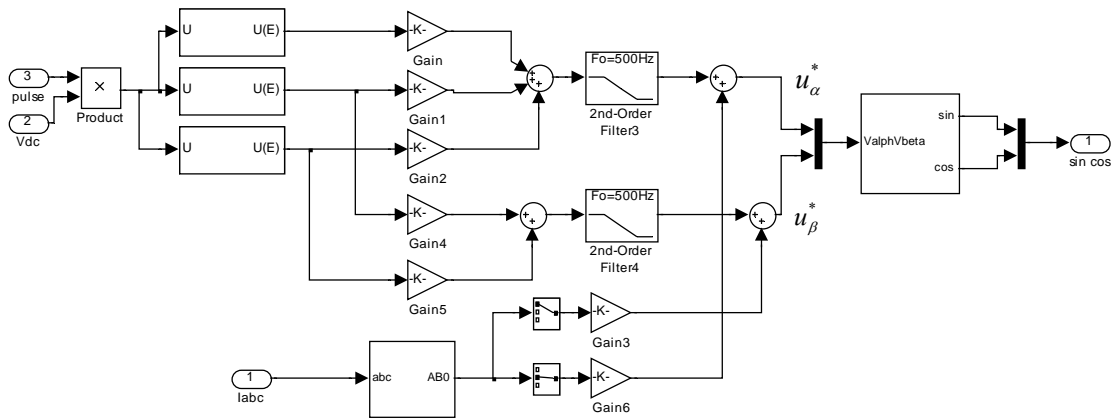


图 3.20 电网电压估算及空间位置角计算仿真模型

图 3.21 是估算得到的电网电压和实际电网电压的 α 轴分量, u_α 为实际电网电压, u_α^* 为估算电网电压。由仿真波形可以看出, 估算电网电压与实际电网电

压相位和幅值基本一致，证明了估算算法的正确性。

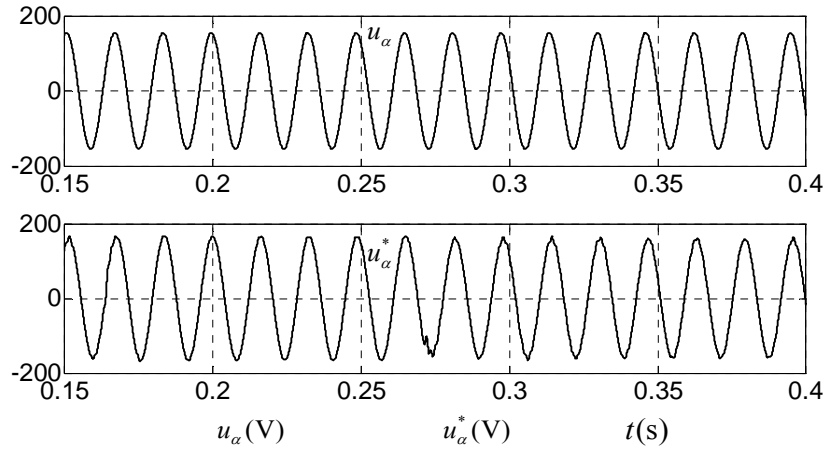
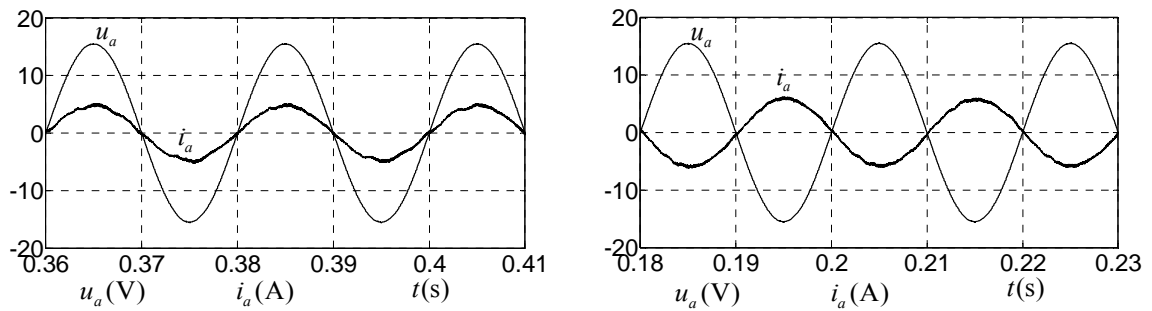


图 3.21 估算电网电压和实际电网电压的 α 轴分量

图 3.22 是无电网电压传感器的三相 PWM 变换器额定输入输出时稳态运行波形，其中(a)为整流波形，(b)为有源逆变波形，为表示方便，图中将电压缩小 10 倍。图 3.23 是无电网电压传感器的三相 PWM 变换器在整流和有源逆变切换时的仿真波形。(a)为 A 相电压和电流波形，(b)为直流电压波形，在 0.2s~0.32s 之间，直流侧接入 362V 的直流电压源，系统运行在有源逆变状态。从仿真波形可以看出，不使用电网电压传感器，利用本文提出的电网电压估算算法可以准确估算出电网电压，整流和有源逆变时网侧都运行在单位功率因数下，而且可以根据直流电压自动在整流和有源逆变之间切换，达到了与使用电网电压传感器同样的控制效果，从而可以减少网侧传感器数目，降低系统成本。



(a) 整流

(b) 有源逆变

图 3.22 无电网电压传感器稳态运行波形

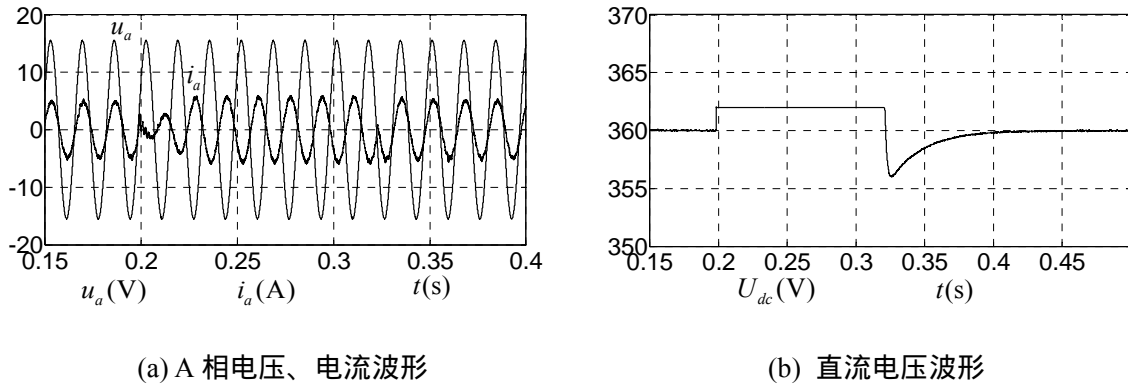


图 3.23 无电网电压传感器时整流和有源逆变切换的仿真波形

3.7 本章小结

本章首先对三相 PWM 可逆变换器的功率流向进行了分析,给出了其在 d-q 坐标系下整流和逆变运行时的矢量关系,从而建立了基于 d-q 旋转坐标系的矢量控制方案,利用电压调节器的输出控制功率流向,使得变换器可以根据直流侧电压在整流和有源逆变状态自动切换,随后对该方案进行设计,采用电压外环和电流内环的双 PI 环进行控制,电流内环主要考虑获得较快的电流跟随性能,电压外环则主要考虑抗扰动性能。然后介绍了空间矢量调制方法,与 SPWM 控制相比,它具有直流电压利用率高,输出电压谐波含量低的优点。之后在 Matlab/Simulink 环境下进行仿真,验证了分析的正确性。最后本文研究了一种电网电压定向的无电网电压传感器控制方法,利用直流电压、开关函数和电网电流重构电网电压,并对它进行仿真,仿真结果验证了电网电压估算算法的正确性,并且达到了与使用电网电压传感器控制同样的效果。

第四章 实验样机设计与实现

4.1 样机设计指标和系统的总体结构

实验样机的设计指标为：

输入相电压 $u_m(m=a.b.c)$ ：110V \pm 10%AC；

整流输出电压 U_{dc} ：360VDC；

有源逆变直流电动势 E ：364VDC；

市电频率 f ：50Hz；

开关频率 f_s ：20kHz；

整流输出功率 P_o ：1kW；

保护功能：开机缓启动，过流保护，输出过压保护。

样机采用前面介绍的三相桥式电路作为主电路拓扑，控制系统采用基于 TMS320LF2808 的 DSP 控制系统，总体结构如图 4.1 所示。电网电压、电流以及直流电压信号经电压电流传感器送到调理电路，调理到适合 DSP 处理的范围内，然后 DSP 对采样得到的信号进行计算处理，产生 PWM 信号，经驱动电路控制功率管的开通和关断。

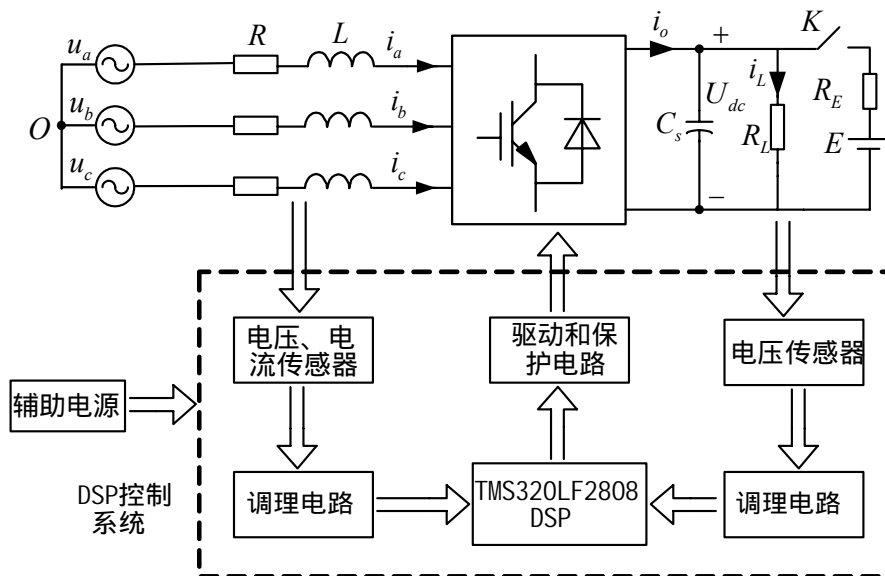


图 4.1 三相电压型 PWM 变换器控制系统结构图

4.2 功率电路设计

4.2.1 交流侧电感

电感的设计既要抑制谐波电流，又要实现快速电流跟踪的指标。以三相正弦波电流控制为例，在正弦波电流峰值处，谐波电流脉动最严重，为了满足抑制谐波电流的要求，此时电感应该足够大；另一方面，当电流过零时，其电流变化率最大，为满足快速跟踪电流要求，此时电感应该足够小。

假设变换器整流效率为 0.9，得交流输入功率：

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{1}{0.9} = 1.11 \text{ kW} \quad (4-1)$$

交流侧相电流有效值为：

$$I_{rms} = \frac{P_{in}}{3U_{rms}} = \frac{1.11}{3 \times 110} = 3.33 \text{ A} \quad (4-2)$$

以 A 相为例，忽略电阻 R ，则回路电压方程为：

$$L \frac{di_a}{dt} = u_a + (S^* - S_a)U_{dc} \quad (4-3)$$

式中， $S^* = (S_a + S_b + S_c) / 3$ 。

首先从每个控制周期内电流波动幅值的要求分析，考虑电流峰值处附近一个 PWM 开关周期 T_s 中的电流跟踪瞬态过程，波形图如图 4.2 所示，其中 i^* 表示正弦基波电流，假设它在峰值处的一个开关周期内保持不变。

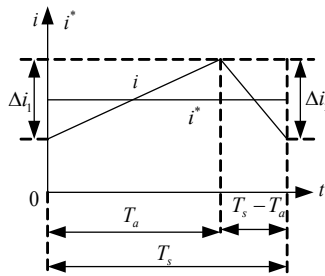


图 4.2 电流峰值处一个 PWM 开关周期中的电流跟踪波形

稳态条件下，当 $0 \leq t \leq T_a$ 时， $S_a = 0$ ， $u_a = U_m$ ，电感电流上升。

$$L \frac{\Delta i_1}{T_a} = U_m + \frac{U_{dc}}{3} (S_b + S_c) \quad (4-4)$$

当 $T_a \leq t \leq T_s$ 时, $S_a=1$, 电感电流下降。

$$L \frac{\Delta i_2}{T_s - T_a} = U_m + \frac{U_{dc}}{3} (-2 + S_b + S_c) \quad (4-5)$$

峰值附近设 $\Delta i_1 + \Delta i_2 = 0$, $S_b = S_c = 0$, 所以

$$T_a = \frac{2U_{dc} - 3U_m}{2U_{dc}} T_s \quad (4-6)$$

将式(4-6)代入(4-4), 并考虑 $S_b = S_c = 0$, 得

$$L = \frac{(2U_{dc} - 3U_m)U_m T_s}{2U_{dc} \Delta i} \geq \frac{(2U_{dc} - 3U_m)U_m}{2U_{dc} \Delta i_{\max} f_s} \quad (4-7)$$

当 L 值过大时, 也会降低电流的跟踪速度, 下面分析满足快速电流跟踪的要求。考虑电流过零附近一个 PWM 开关周期 T_s 中的电流瞬态过程, 波形图如图 4.3 所示。

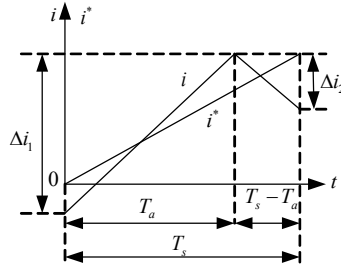


图 4.3 电流过零点处一个 PWM 开关周期中的电流跟踪波形

稳态条件下, 当 $0 \leq t \leq T_a$ 时, $S_a=0$, $u_a=0$, 电感电流上升。

$$L \frac{\Delta i_1}{T_a} = \frac{U_{dc}}{3} (S_b + S_c) \quad (4-8)$$

当 $T_a \leq t \leq T_s$ 时, $S_a=1$, 电感电流下降。

$$L \frac{\Delta i_2}{T_s - T_a} = \frac{U_{dc}}{3} (-2 + S_b + S_c) \quad (4-9)$$

若满足快速电流跟踪要求, 则必须满足:

$$\frac{|\Delta i_1| - |\Delta i_2|}{T_s} \geq \frac{I_m \sin \omega T_s}{T_s} \approx I_m \omega \quad (4-10)$$

结合(4-8)~(4-10), 并考虑 $S_b = S_c = 1$, 得:

$$L \leq \frac{2T_a U_{dc}}{3I_m \omega T_s} \quad (4-11)$$

当 $T_a=T_s$ 时，将取得最大变化率，得：

$$L \leq \frac{2U_{dc}}{3I_m\omega} \quad (4-12)$$

式(4-7)和(4-12)就是本文设计电感的依据。由前面的分析知交流输入电流有效值为 3.33A，峰值 $I_m=4.71A$ ，纹波电流 i 最大不超过 I_m 的 10%，开关频率 f_s 取 20kHz。将以上数据代入式(4-7)、(4-12)，得 L 的取值范围为：

$$L \geq \frac{(2 \times 360 - 3 \times 110\sqrt{2}) \times 110\sqrt{2}}{2 \times 360 \times 0.1 \times 4.71 \times 20 \times 10^3} = 5.81mH \quad (4-13)$$

$$L \leq \frac{2 \times 360}{3 \times 4.71 \times 2\pi \times 50} = 162mH \quad (4-14)$$

综合考虑，本电路中的输入电感可按 7mH/3.33A 设计。

4.2.2 直流侧电容

在设计直流侧滤波电容时，应考虑给定直流电压控制环的响应时间 T_r 和最大输出功率的波动值 ΔP_{\max} ，电容上能量的变化近似为：

$$\Delta W = \frac{\Delta P_{\max} T_r}{2} \quad (4-15)$$

则直流侧电压变化量为：

$$\Delta U_{dc} = \frac{\Delta W}{C_s U_{dc}} \quad (4-16)$$

该直流电压波动值应小于最大允许值 $\Delta U_{dc\max}$ ，故：

$$C_s \geq \frac{T_r \cdot \Delta P_{\max}}{2\Delta U_{dc} \cdot U_{dc}} \quad (4-17)$$

输出电容的选取需综合考虑。一方面，从滤波效果看， C_s 值越大越好；另一方面，从体积、重量、价格和动态特性看， C_s 值又不宜过大。故电容的选取应在保证输出电压满足要求下，尽量取小。实际取 1880uF，由四个 470uF/450V 电容并联得到。

4.3 控制电路设计

本文研究的三相可逆 PWM 变换器是以 DSP 为核心控制芯片的。控制电路

主要由信号调理电路、数字控制电路和驱动电路三部分组成。因本文中假设三相 PWM 变换器是电源电压对称的系统，故交流侧电压和电流只需检测 A、B 两相，C 相的电压和电流可由 A、B 相电压和电流计算得到。而无电网电压传感器的控制方法只需检测 A、B 相电流。另外为了稳定直流侧电压，需要检测直流电压信号。其中交流侧电压信号通过变压器采样得到；电流信号通过电流霍尔传感器采样得到，直流侧电压信号通过电压霍尔传感器采样得到。采样得到的各电量信号通过信号调理电路调理后送到 DSP 控制电路进行运算，得到的控制信号通过驱动电路控制功率管的开通和关断。

4.3.1 电压电流采样调理电路

由于交流侧采样得到的电压、电流信号都是交流信号，而 DSP 只能接收处理 $0\sim+3.3\text{V}$ 的电压，因此设计了如图 4.4 所示的信号调理电路。以 A 相电压为例，采样信号 u_a 通过一个 RC 滤波电路滤除高频噪声，随后通过差分放大电路，再经过中心值偏移电路后，得到送入 DSP 的电压 u_a' ，通过选取合适的电阻值来使电压 u_a' 满足 $0\sim+3.3\text{V}$ 的范围。A、B 相电流信号转换为电压信号进行调理，原理与交流电压调理电路相同，直流侧电压信号不需要经过中心值偏移电路，直接调理为 $0\sim+3.3\text{V}$ 的信号送入 DSP 进行运算。

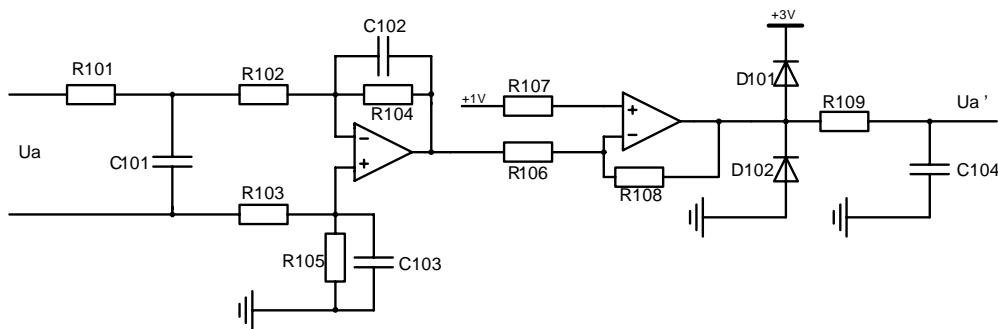


图 4.4 A 相电压采样调理电路图

4.3.2 驱动电路

本文选用 ULN2003 芯片和 TLP250 芯片配合构成驱动电路，如图 4.5 所示，ULN2003 一方面消除 DSP 的 PWM 单元信号驱动能力弱的缺点，另一方面通过后面的上拉电阻可以提供足够高的电压供给后级光耦 TLP250。在电路正常工作时，从 DSP 输出的信号 PWM1 经 ULN2003 反向后输入到 TLP250，再次反向后经由 Q201 和 Q202 构成的图腾柱电路后去驱动开关管，当 PWM1 为高

电平时，TLP250 输出为高，使得 Q201 导通，从而 G1 为高电平，相应的开关管开通，PWM1 为低电平时，TLP250 输出为低，产生负电压施加在开关管上，加速开关管的关断。另外驱动电路中设置了保护功能，图中保护信号置低时，开关管 Q203 关闭，TLP250 停止工作，从而封锁驱动，保护电路。

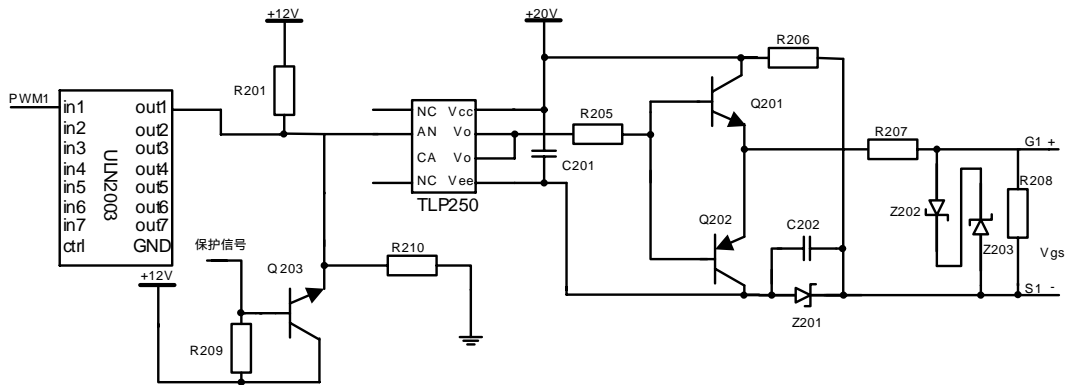


图 4.5 驱动电路

4.3.3 保护电路

变换器在电路故障情况下可能出现输入过流和输出过压，对此设计了硬件保护，保护电路如图 4.6 所示。输入过流保护信号 V_p 从输入电流采样调理电路中引入，通过反向器后对正向和负向电流最大值均能进行保护，当输入电流过大时，滞环比较器 U302 输出低电平，二极管 D303 导通，保护信号置低，驱动电路中开关管 Q203 关闭（如图 4.5 所示），TLP250 停止工作，从而封锁驱动，保护电路。当输入电流下降到一定数值时，U302 重新输出高电平，驱动恢复正常工作。输出过压保护与过流保护类似，其信号取自输出电压采样调理电路。

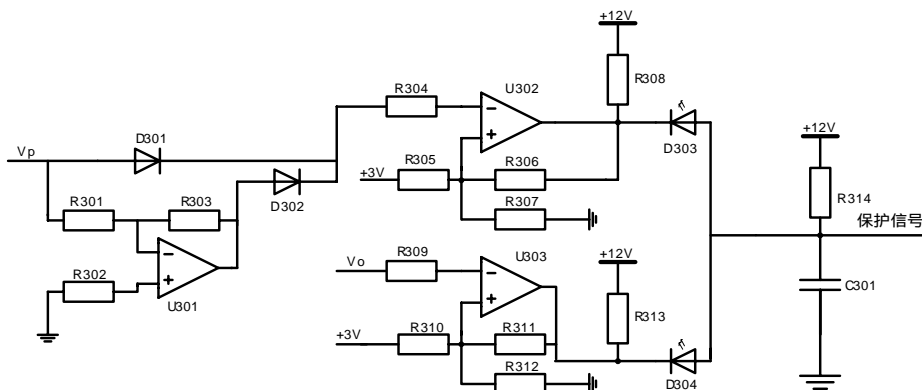


图 4.6 保护电路

4.4 软件设计与实现

实现三相可逆 PWM 变换器的整流和有源逆变的控制都是在 DSP 中完成的。外部硬件需要检测 5 个信号，对无电网电压传感器控制策略来说，只需检测 3 个信号。主要使用了 DSP 中 3 组 EPWM 单元，5 个 A/D 转换通道。软件设计采用模块设计的方法，整个系统是通过调用子程序和接受中断处理来实现检测和控制的，基本模块功能如下：

(1) 主程序

系统初始化，包括 PLL，AD 采样等外设时钟频率，端口选择等的初始化，中断的设置等，在程序结束时开中断，然后用一循环指令等待中断的到来，具体流程图见图 4.7。

(2) 通用定时器 EPWM1 中断程序

该模块执行数据的采集、计算并最终产生 PWM 波形，包括 AD 采样、转换，Clark 变换，Park 变换，PI 调节，空间矢量计算，PWM 波产生等子程序。其中每个功能的实现也是通过调用子程序实现的，流程图如图 4.8 所示。

(3) 开机缓启动程序

开机是在整流状态下缓启动的。由于在驱动触发功率管之前，直流侧电容已经通过开关管的寄生二极管建立了不控整流时的电压，因此变换器理想的启动过程应该是：直流电压在不控整流的基础上平稳增加到设定值，期间超调很小或没有超调，交流电流在不控整流的基础上逐渐增大，最后稳定在输出功率决定的电流值，启动时的交流电流不会远大于稳定时的电流值。影响启动过程的控制程序参数有：直流电压设定值、电压 PI 调节器参数、PI 调节器输出限幅值和电流环 PI 参数。由于电压调节器的输出即为 d 轴电流参考，所以启动时应保证电压调节器输出小于额定工作时的值。由此设计启动方法为：直流电压参考在不控整流的基础上缓慢增加到额定值，同时对电压 PI 调节器的输出进行限幅。限幅值的选取应合适，若太大，容易导致启动电流过大，若太小，直流电压达

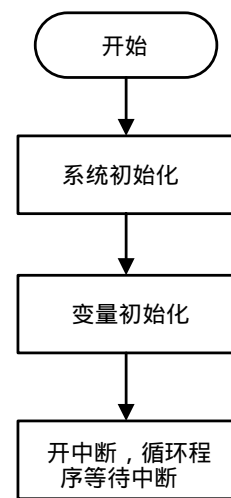


图 4.7 主程序流程图

不到设定值，系统处于开环控制状态。

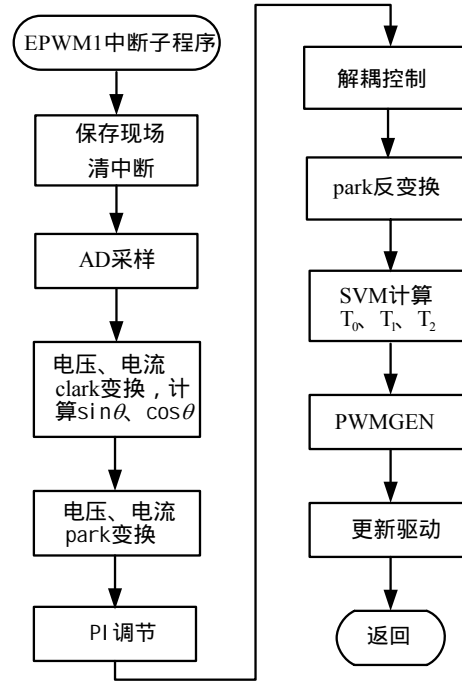


图 4.8 EPWM1 中断程序流程图

4.5 实验结果及分析

在理论分析和系统仿真的基础上，按照前面的设计制作了三相 PWM 可逆变换器的系统样机。实验时系统在整流状态下启动。启动时，开关 K 断开，进入稳态后，通过控制开关 K 的开通和关断，系统即可在整流和有源逆变两种工作状态间切换，实验参数同仿真参数。

4.5.1 有电网电压采样实验结果及分析

图 4.9 为开机缓启动时 U_{dc} 的波形，由实验波形看出，开机后，直流侧电容先通过二极管整流建立了不控整流时的电压，经一段延时后，开关信号施加到开关管上，输出电压平稳上升到稳态值，没有出现太大的超调，实现了开机的缓启动。

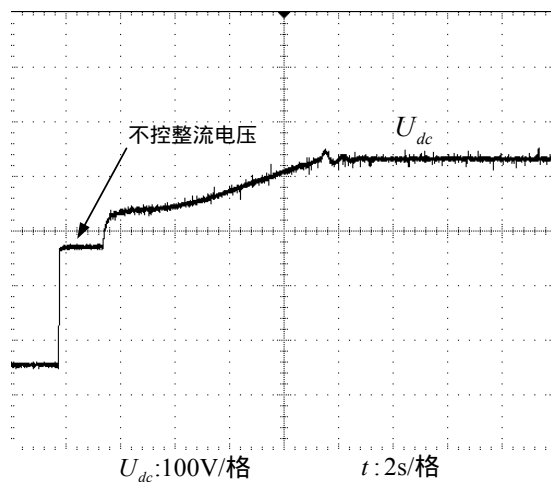


图 4.9 缓启动时直流电压波形

图 4.10 是变换器在额定输入输出时稳态运行的实验波形，其中(a)为整流 1kW 运行时的波形，(b)为有源逆变 1kW 运行时的波形，从实验结果可以看出，整流工作时电压电流同相位，逆变工作时电压电流反相位，电流为正弦波，大大减小了无功和谐波电流。

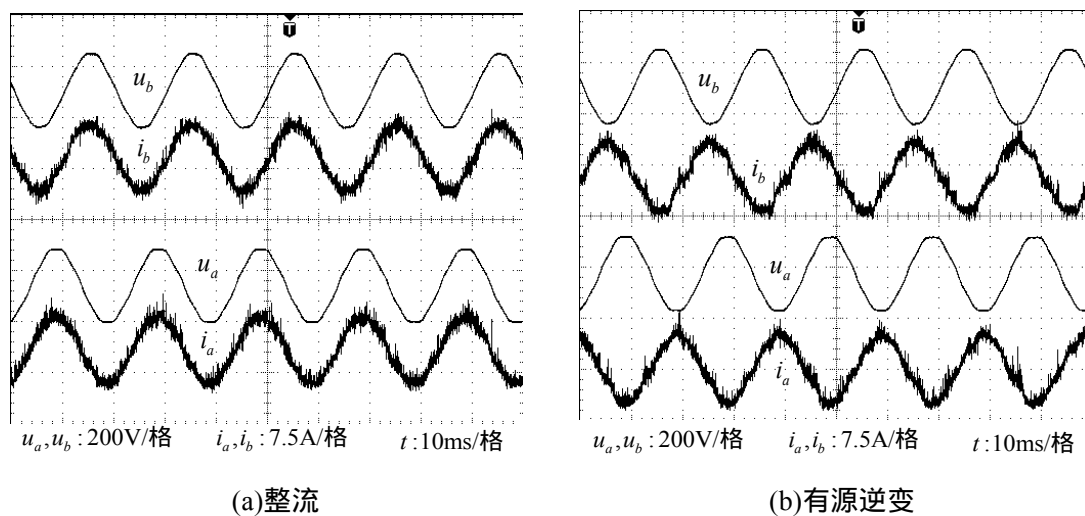


图 4.10 稳态运行时 A、B 相电压及电流波形

图 4.11 是系统在交流侧相电压 110V、直流侧电压 360V 时，整流运行状态下突加、突卸负载的动态响应波形，图(a)为突加 400W 负载，图(b)为突卸 400W 负载。从实验结果可以看出，突加负载时，直流侧电压下降约 10V，电网电流增大到输出功率决定的电流值，调整时间约为 0.2s。突卸负载时，直流电压超调约 15V，电网电流又减小到输出功率决定的电流值，调整时间约 0.3s，系统可稳定工作。

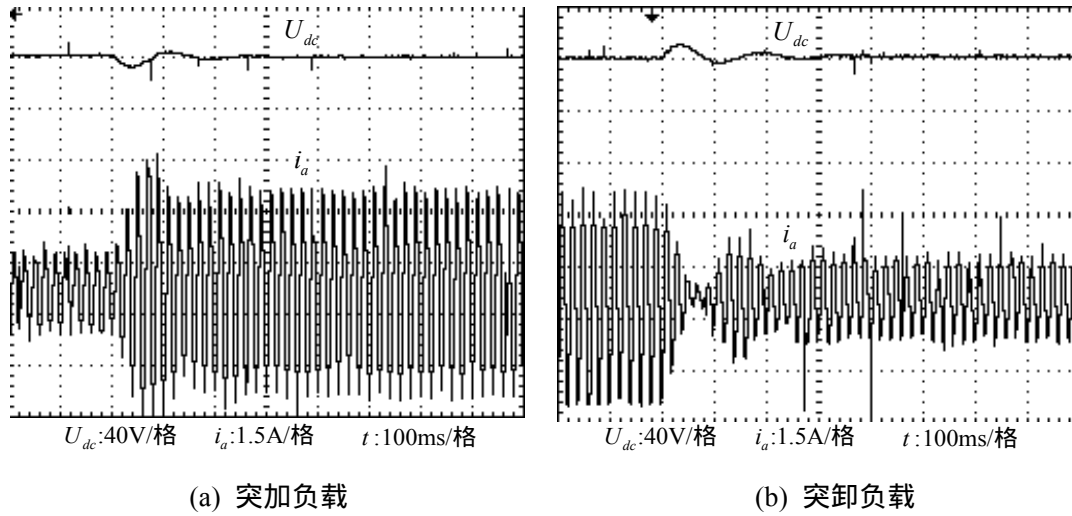


图 4.11 系统整流状态下突加、突卸负载动态响应

图4.12是变换器在整流和有源逆变工作切换时的A相电压和电流波形,其中(a)为整流400W到逆变500W的切换波形,(b)为逆变500W到整流400W的切换波形。从实验结果可以看出,当控制直流电动势的开关K闭合后,交流电流经过约2个市电周期后反向,系统从整流状态切换到逆变状态;当断开开关K后,系统经1个市电周期从逆变状态切换到整流状态,实现了整流和逆变的自动切换。

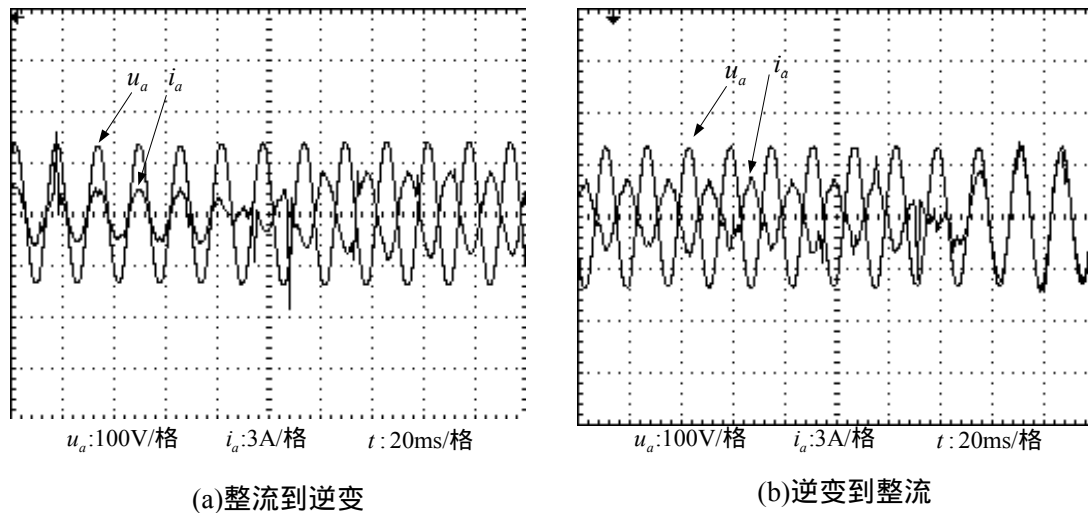


图 4.12 整流逆变切换波形

表4.1是交流侧相电压110V,直流侧电压360V,系统整流运行时不同负载下实验数据,其中PF值和THD数值由功率分析仪测得,输出功率由数字万用表测得输出电压和模拟电流表测得电流值计算所得。从实验数据可以看出当输出功率增大时,THD值也呈下降趋势,PF值呈上升趋势。

表 4.1 不同负载下的实验数据

输出功率 $P_o(W)$	THD (%)			PF
	A 相	B 相	C 相	
208	5.8	5.9	5.9	0.985
463	4.3	4.5	4.4	0.992
647	3.8	3.9	3.8	0.993
920	3.2	3.2	3.3	0.995
1067	2.9	3.0	2.9	0.996

4.5.2 无电网电压采样实验结果及分析

图4.13为不使用电网电压传感器,系统额定输入输出时稳态运行的A相电压和电流波形,其中(a)为整流工作波形,(b)为有源逆变工作波形。从实验结果可以看出,省略电网电压传感器,系统整流工作时电压电流同相位,逆变工作时电压电流反相位,验证了第三章中无电网电压传感器控制方法的正确性。实验波形中,电流在峰值处有畸变,这是由于在实验程序中所使用的对电网电压估算的滤波器为一阶滤波器,为了保证估算到的电网电压与实际电网电压相位保持一致,滤波器截止频率取得较高,从而使估算得到的电网电压含有高频谐波,在计算角度的过程中出现了误差。这一问题可以使用性能更好的高阶滤波器来解决。

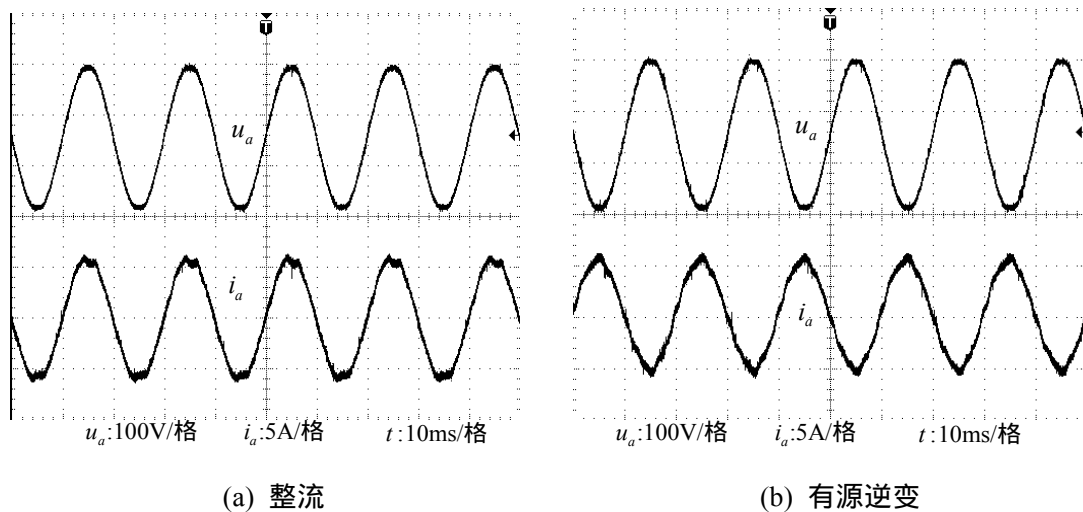


图 4.13 无电网电压传感器稳态时 A 相电压、电流波形

图4.14为不使用电网电压传感器时,系统在整流和有源逆变切换的实验波

形。其中(a)为整流400W到逆变400W的切换波形，(b)为逆变400W到整流400W的切换波形。从实验结果可以看出，当闭合开关K后，直流电容电压立即升高，在电压和电流调节器的作用下，电流开始反向，经过约1.5个市电周期后，交流侧电压和电流反向，直流电容电压稳定在360V，电阻 R_E 上的压降为 $E - U_{dc}$ 。当断开开关K后，系统又从有源逆变状态切换到整流状态，直流电容的能量和负载能量均由交流侧电网提供，电容电压下降，交流电流上升，经过几个市电周期后，达到稳定工作状态。实验波形说明省略电压传感器，同样可以使系统在整流和有源逆变状态之间切换，达到了使用电压传感器同样的控制效果。

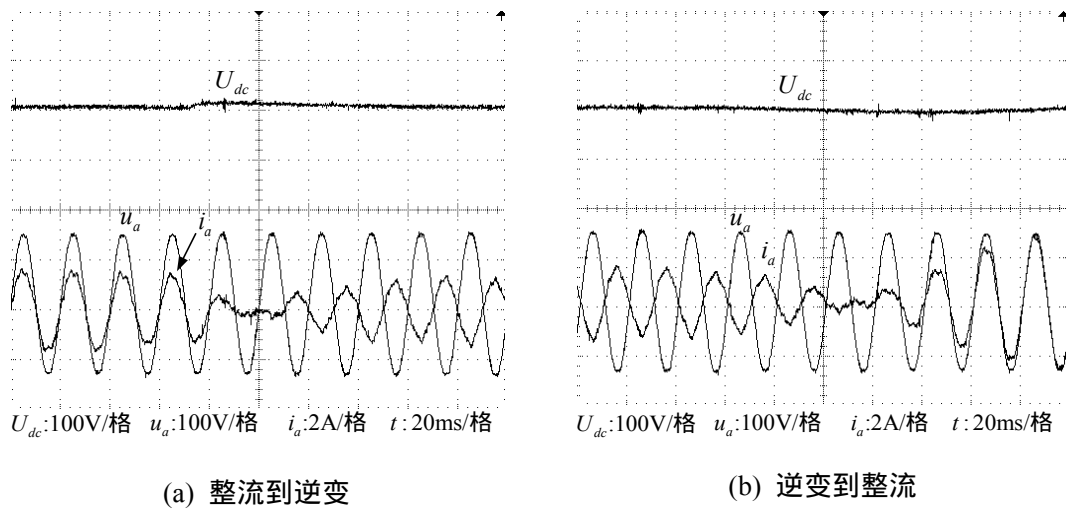


图 4.14 无电网电压传感器的整流和逆变切换波形

4.6 本章小结

本章主要介绍了 1kW 三相可逆 PWM 变换器样机的设计，硬件方面包括功率电路的交流侧电感和直流电容设计以及控制电路的采样调理电路、驱动电路和保护电路等。软件方面给出了整体流程图和主中断流程图，并设计了开机缓启动程序。最后在此样机上进行实验，实验结果与理论分析基本一致，验证了理论的正确性。

第五章 总结与展望

5.1 全文工作总结

本文主要研究了基于 DSP 控制的三相可逆 PWM 变换器系统，具体工作如下：

(1) 分析了三相电压型 PWM 变换器的工作原理，分析了其能量四象限流动的内在机理，并在三相静止坐标系、两相静止坐标系以及两相同步旋转坐标系下的低频和高频模型。

(2) 在分析三相 PWM 变换器功率流向的基础上，给出了基于 d-q 旋转坐标系的矢量控制方案，利用电压调节器控制变换器的功率流向，使系统可以根据直流电压在整流和有源逆变状态之间自动切换。采用空间矢量调制的方法在 Matlab/Simulink 环境下构建了仿真模型，仿真结果验证了分析的正确性，设计的电压电流调节器也使系统在整流和逆变模式下均获得了良好的动静态性能。在仿真研究的基础上完成了 1kW 三相可逆 PWM 变换器样机的设计，给出了硬件电路和控制软件的具体设计，并进行了实验，实验结果验证了分析的正确性。

(3) 在三相可逆 PWM 变换器的控制中，可以用系统中的部分电量重构电网电压，从而可以省略电网电压传感器，节省成本，并提高系统可靠性。本文提出了利用直流电压、开关函数和交流侧电流重构电网电压的方案，并用 Matlab/Simulink 软件建立了仿真模型，在仿真的基础上完成了相关的实验，仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。

5.2 后续工作展望

由于时间的限制以及本人专业水平有限的关系，本课题在以下几方面尚需继续进一步研究：

(1) 在对电网电压估算的过程中，滤波器的设计是准确得到电网电压的关键，因此可以设计性能更好的滤波器来获得准确的电网电压，从而改善网侧电流。

(2) 在现有工作的基础上 ,从工程实现的角度进一步完善三相可逆 PWM 变换器系统的控制策略和实现方案。

参考文献

- [1] 方宇, 三相 PFC 及其数字控制, [硕士学位论文], 南京, 南京航空航天大学, 2004
- [2] 杨德刚, DSP 控制的无死区三相高功率因数整流器, [博士学位论文], 北京, 清华大学, 1999
- [3] 吴昇, 基于可逆 PWM 整流器的蓄电池充放电装置的研究, [硕士学位论文], 合肥, 安徽理工大学, 2006
- [4] 姜学东等, 大容量蓄电池组充放电设备的研制, 电力电子技术, 1999, 33(2): 39-41
- [5] A.Nasiri, A.Emadi, Digital Control of a Three-Phase Series-Parallel Uninterruptible Power Supply/Active Filter, Proc.IEEE PESC, Aachen, Germany, 2004:4115-4120
- [6] 徐乐, 双馈风电机组用双 PWM 变换器研究, [硕士学位论文], 长沙, 湖南大学, 2007
- [7] Katsumi Nishida, Tarek Ahmed, Mutsuo Nakaoka, A Sensorless Voltage Control of Stand-Alone Induction Generator with PWM Converter for Renewable Energy Applications, Proc.IEEE-PESC, Jeju, Korea, 2006:110-116
- [8] 唐益宏, 15kW电压型四象限变流器系统研究, [硕士学位论文], 北京, 北京交通大学, 2004
- [9] Salmon, J.C, Circuit topologies for PWM boost rectifiers from 1-phase and 3-phase AC supplies and using either single or split DC rail voltage outputs. Proc.IEEE APEC, Alta, Canada, 1995:473-479
- [10] Enjeti,P.N.,Martines,R., A high performance single phase AC to DC rectifier with input power factor correction, Proc. IEEE APEC, San Diego, USA, 1993:190-195
- [11] Jovanovic,M.M., Yungtaek Jang, A novel active snubber for high-power boost converters, IEEE Trans On Power Electronics, 2000 15(2):278-284
- [12] Kyoung-Soo Park, Yoon-Ho Kim, A new high-efficiency zero-voltage-switching AC-DC boost converter using energy recovery circuits, Proc. IEEE IAS, Chicago, USA,2001:2466-2472
- [13] 屈克庆, 陈国呈, 孙承波, 许春雨, 一种三相软开关 PWM 变流器电流极性检测与电流补偿方法, 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 46-50
- [14] 张崇巍, PWM整流器及其控制策略的研究, [博士学位论文], 合肥, 合肥工业大学,

2003

- [15] Rui Li, Dehong Xu, Bo Feng, Kazuaki Mino, Hidetoshi Umida, Soft Switching Condition Analysis for a Novel ZVS SVM Controlled Three-Phase Boost PFC Converter ,Proc. IEEE APEC, 2006:963-968
- [16] 詹长江, 韩郁, 赵良炳, 韩英铎, 基于电压空间矢量PWM脉宽调制方式的新型三电平高频整流器研究, 电工技术学报, 1999, 14(2): 60-64
- [17] H. du T, Moutan, Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverter, IEEE Trans. Ind Electron, 2002:1017-1025
- [18] 王英, 张纯江, 陈辉明, 三相 PWM 整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略, 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89
- [19] Bor-Ren Lin, Tsung-Yu Yang. Three -phase high power factor rectifier with unidirectional power flow. Proceedings of International Conference on PEDS. 2003, 11:2375-2379
- [20] Bong-Hwan Kwon, Byung-Duk Min and Jang-Hyoun Youm, An Improved Space-Vector-Based Hysteresis Current Controller, IEEE Trans. on IE, 1998, 45(5):752-760
- [21] Andrea Tilli, Alberto Tonielli, Sequential Design of Hysteresis Current Controller for Three-Phase Inverter, IEEE Trans. on IE, 1998, 45(5):771-781
- [22] Kaletsanos Ath., Xepapas F., Xepapas S., Manias S.N. Nonlinear Control Technique for three-phase boost AC/DC Power Converter, Proc. IEEE PESC, 2003:1080-1085
- [23] Ramesh Oruganti, Kannan Nagaswamy, Predicted(On-Time)Equal-Charge Criterion Scheme for Constant-Frequency Control of Single Phase Boost-Type AC-DC Converters, IEEE Trans. on Power Electron, 1998, 13(1): 47-57
- [24] M.E. Fraser, C.D. Manning, True Average Current Predictive Controller For Four PWM Reversible Rectifier, IEE Proc.-EPA, 1997, 144(6):524-534
- [25] LI Shao-long, JIN Ai-juan, LI Hang-tian, An Improved and Digital Current Control Strategy for One Cycle Control Based Three- Phase Boost Rectifier under Unbalanced System, Proc. IEEE IPEMC, 2006:
- [26] Yang Chen, Keyue Smedley, Parallel operation of one-cycle controlled three-phase PFC rectifiers, Proc. IEEE Apec, 2005:1689-1695
- [27] LI Shao-long, JIN Ai-juan, LI Hang-tian, A Simple Digital Controller for Constant Instantaneous Input Power type Three-Phase Boost Rectifier under Unbalanced System, Proc. IEEE IPEMC, 2006

- [28] Kwon B-H, Youm J-H, Lim J-W, Seck K-W, Jeong G-Y. Three-phase PWM synchronous rectifiers without line-voltage sensor, IEE Proc. Electr Power Appl. 1999.146(6), 632-636
- [29] Toshihiko Noguchi, Hiroaki Tomiki, Seiji Kondo, Direct power control of PWM converter without power source voltage sensors, IEEE Trans Ind Appl. 1998.34(3):473-479
- [30] C. Cecati, A. Dell Aquila, A. Lecci, M. Liserre, A Current-Sensorless Three-Phase Active Rectifier with Fuzzy-Logic Control, Proc. IEEE IAS, 2004
- [31] Li-Chun Liao, Ching-Tsai Pan, Yu-Ling Juan and Tai-Lang Jong The Large-Signal SFG Model for Three-Phase PWM Rectifiers, Proc. IEEE PESC, 2006:1372-1377
- [32] Hasan Komurcligil, Osman Kukrer. Lyapunov based control for three-phase PWM AC/DC voltage source converters. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(5):801-813
- [33] Hasa Komurcogil, Osman Kukrer, Control strategy for single-phase PWM AC/DC voltage-source converters based on lyapunov's direct method, INT. J. Electronics, 2000, 87(12), 1485-1498
- [34] Hong-seok Song, Kwanghee Nam, Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions, IEEE Trans Ind Electronics, 1999, 46 (5), 953-959
- [35] AC Current Sensorless Control of Three-Phase Three-Wire PWM rectifiers under the Unbalanced Source Voltage, Proc. IEEE IPEDMC, 2006
- [36] Xinhui Wu, Sanjib K. Panda, Jianxin Xu, Development of a New Mathematical Model of Three Phase PWM Boost Rectifier Under Unbalanced Supply Voltage Operating Conditions, Proc. IEEE PESC, 2006:1392-1397
- [37] Zhou Wei-ping, Wu Zheng-guo, Xia Li, Hou Xin-guo, A Current Tracking Performance Optimization Control Approach in Three-phase Three-Wire Active Power Filter Proc. IEEE IPEDMC, 2006
- [38] Thomas Brückner, Donald Grahame Holmes, Optimal Pulse-Width Modulation for Three-Level Inverters, IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20(1), 82-89
- [39] 王永, 沈颂华, 关森, 新颖的基于电压空间矢量三相双向整流器的研究, 电工技术学报, 2006, 26(1): 104-110
- [40] Q. Zeng, L. Chang, P. Song, SVPWM-based Current Controller with Grid Harmonic Compensation for Three-phase Grid-connected VSI, Proc. IEEE PESC, 2004:2494-2500
- [41] 接峰, 三相 PWM 整流器及其控制, [硕士学位论文], 杭州, 浙江大学, 2006
- [42] 张纯江, 郭忠南, 王芹, 徐殿国, 基于新型相位幅值控制的三相 PWM 整流器双向工

作状态分析，中国电机工程学报，2006，26(11)：167-171

[43] 陈伯时，电力拖动自动控制系统，第二版，北京，机械工业出版社，1999：56-72

[44] 赵仁德，贺益康. 无电网电压传感器三相 PWM 整流器虚拟电网磁链定向矢量控制研究，中国电机工程学报，2005,25(20):56-61

致 谢

本文的研究工作是在邢岩教授的悉心指导下完成的。在近三年的研究生学习阶段，导师对我的课题研究以及论文都给予了极大的关心、指导和鼓励。邢老师渊博的学识水平，严谨的治学风范，勤勉的工作精神，诚恳的待人方式，以及高度的负责精神，都使我受益非浅，并将永远激励我不断进步。我取得的每一点成绩都凝聚着老师的心血。值此论文完成之际，谨向邢老师表示我最诚挚的感谢和敬意，并衷心祝愿邢老师及家人身体健康，万事如意！

感谢本实验室的方宇博士在我学习和研究期间给予的指导和帮助，以及付大丰、何中一博士，毕业的叶楠、何亮、戴靖师兄，王笑娜、孟丽婵师姐，同届的徐中华、杨双景、祁飏杰，同时也感谢华明、卢盈、郝飞琴、王亮平、王翀、施金菊、张犁、倪靖猛等师弟师妹的大力支持，祝大家学业有成。还要感谢舍友罗建震、朱广泽、仇红奎，感谢他们陪伴我度过愉快的大学校园生活。

感谢我的父母、家人对我一如既往的鼓励和学业的全力支持。

最后感谢所有关心过和支持过我的朋友们！

王 儒

2008 年 01 月

攻读硕士期间发表的学术论文及获得的荣誉

一、发表论文

- 1、王儒,方宇,邢岩. 三相高功率因数 PWM 变换器可逆运行研究. 电工技术学报, 2007, 22 (8): 46-51
- 2、王儒,裘迅,方宇,邢岩. 无电网电压传感器的三相 PWM 变换器可逆运行研究. 电工技术学报, 2007, 22 (增刊 1): 65-69
- 3、王儒,方宇,邢岩,一种用于蓄电池充放电的高功率因数变换器,中国电源学会第十七届学术年会,2007 年 10 月:280-282
- 4、裘迅,方宇,王儒,邢岩,胡育文. 二极管嵌位型三电平 PWM 整流器中点电位平衡控制. 电工技术学报, 2007, 22 (增刊 2): 8-12

二、获得荣誉

- 1、南京航空航天大学 2005 新生奖学金二等奖
- 2、南京航空航天大学 2006~2007 学年光宝特别奖学金一等奖