

摘要

风力发电作为新兴可再生能源的重要组成部分，风电机组的核心技术是变流器。本文通过理论分析、仿真试验和样机试验平台对网侧变流器的结构、控制理论以及其工作特性三个方面进行研究。

首先，在研究系统结构时，对 IGBT 桥路与电网之间的 L 和 LCL 滤波器进行分析，发现 LCL 滤波器的变流器控制结构与单电感 L 结构的一致性，并推导出 LCL 滤波器变流器的简化控制数学模型。通过基于 DSP 的能量回馈变流器实验平台对基于电压前馈的电流解耦控制策略进行了试验。

一个典型的电压型 PWM 变流器包括三个部分：线性滤波器，逆变桥路和直流电压环节。单电感器 L 是最常用的线性滤波器。此外，LCL 拓扑结构比 L 型滤波器具有更好的谐波衰减特性和更好的线路电压抗扰动能力。

其次，在三相静止、两相静止及两相旋转坐标系上建立了三相电压型 PWM 变流器的高频和低频数学模型。在此基础上对三相电压型 PWM 变流器的控制进行了详细的理论分析，并对桥路的 SVPWM 和 SPWM 调制方法进行比较分析，构建了 SVPWM 调制与同步坐标系下的 PI 解耦控制的具体控制方法。

在研究 SVPWM 和 SPWM 调制方法时，发现 SPWM 和 SVPWM 算法本质是一致的。其直流电压利用率高。为避免谐波问题，在进行样机试验时，选择了线电压作为检测参数，从而减小了系统输出的低次谐波。

为了将直流侧的直流电能逆变为交流电能，提高逆变电能质量，主要工作集中在对不同控制方案和检测方法的研究上。另一个研究发现 LCL 滤波比单电感 L 滤波变流器具有更好的工作特性。

第三，为了更深入了解基于同步 PI 解耦控制结构的工作特性，利用仿真和试验样机对电网正常和异常情况下的变流器工作情况进行研究。特别是在电网出现失电或进入低电压状态时，对网侧变流器的工作状态和保护进行了研究。

当电网失电时，变流器将进入孤岛状态。提出了反孤岛控制方案。这个反孤岛方案是基于两个部分：正反馈和 dq 坐标系下控制结构。此外，电网电压跌落故障的快速准确检测是实现风电系统安全运行及低电压穿越能力的重要前提条件。

最后需要说明的一点是为方便观测交流电压和电流波形的幅值和相位，在仿真和试验时，所选电流的参考方向不同。当变流器在发电状态时，以电网为参考正方向，则单位功率因数下网侧电流和电压相位互差 180° ；而以变流器为参考为正方向时，网侧电压和电流同相位。

关键词：风力发电；变流器；空间电压矢量脉宽调制；同步 PI 电流控制；防孤岛

Abstract

Wind power will become one of important pillar in the future world energy. The core technology of wind power is converter. In this paper, through theoretical analysis, simulation and the grid-side converter experimental platform study the three aspects grid-side converter about construct, control theory and characteristics.

At first, When studied converter System structure, analysis the different between the IGBT bridge and the L and LCL filters, and find control structure based on the L and LCL converter filte is same, and derive LCL filter simplified mathematical control model. Another time, the model based on the voltage feed-forward decoupling control strategy was tested to utilize the feedback of the energy converter experimental platform based on DSP.

A typical voltage source PWM converter configuration consists of three parts: line filter, bridge and DC voltage link. Also the LCL-topology has higher attenuation above the resonance frequency and better line voltage disturbance rejection capability compared to the L-filter.

The second aspect, the Voltage Source Converter Low frequency mathematical models and high frequency mathematical models are set up in ABC coordinate, $\alpha\beta$ coordinate, and dq coordinate. On the basis of three-phase voltage source PWM converter control carried out a detailed theoretical analysis, and both the SVPWM and SPWM modulation method are compared and analyzed to get a specific implementation based on SVPWM modulation and synchronous coordinates PI decoupling control the.

When SVPWM and SPWM modulation method are studied, it was found that algorithm nature of SPWM and SVPWM is same. In order to avoid harmonic problems, during the prototype test, select the line voltage as a detected Signal, thereby reducing the system's low harmonic output.

In order to make DC energy change into AC energy and improve power quality issues, more research had performed to investigate the power quality issues through to study different control system program and different detect way. Another aspect for more work is that the LCL-filter and L-filter are studied and find performance of LCL-filter is the best.

The third aspect, in order to study structural characteristics based on synchronous PI decoupling control. Through simulation and test unit equipment, research converter characteristics when the grid is normal and abnormal situations. Especially, when the power grid come into no power or low-voltage power state, study the grid-side converter how to work and how to be protected.

When grid is not power, the converter will enter the island state. In order to overcome these problems, use a positive feedback anti-islanding control way. The anti-islanding program is based on two parts: positive feedback and the dq control structure in coordinate system.

In addition, when grid voltage is low, the power system requirements of wind turbine with low voltage ride through ability. The fast and accurate detection of the power voltage drop is able to ensure the safe operation of wind power systems and it is an important precondition condition of LVRT (Low Voltage Ride Through) features. It can also meet need of three-phase power voltage drop to be detected.

Finally, there is a note, in order to observe the amplitude and phase of voltage and current waveform relation and phase angle relation. Bifferent current orient is selected for simulation and test. When grid power is as a orient, phase angle between current and voltage is 180° when converter work as converter. Converter is as orient in order that it is easy observing phase angle difference between voltage and current. Angle is same between the voltage and current when converter is inverter in unity power factor.

Key Words: Wind power; Converter; SVPWM; Synchronous PI current control;
Anti-islanding

独 创 性 说 明

本人郑重声明：所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写的研究成果，也不包含为获得内蒙古科技大学或其他教育机构的学位或证书所使用过的材料。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做了明确的说明并表示了谢意。

签名: 徐阳 日期: 2009.6.19

关于论文使用授权的说明

本人完全了解内蒙古科技大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的论文在解密后应遵循此规定)

签名: 徐阳 导师签名: 李永红 日期: 2009.6.19

引言

风电是一个非常好的课题，由于风力发电设备的成本高且稳定性较差，风电尚不能与常规能源进行商业竞争，风电场的投资收益率也远低于火电，如果没有先进技术或额外资金的支持，则难以大规模商业化推广。在国家“十一五”计划及 2020 年远景规划中，到 2010 年，风电装机规模将达到 5000kW；到 2020 年，风电装机规模将达到 30000kW。而至 2005 年底，全国风电场总装机容量仅为 1260kW。如此巨大的风电项目开发空间，必然会为风力发电技术研究开发提供更多的项目源。

目前我国的风能利用与国际水平还有一定差距，八十年代我国风力发电机组均从国外引进，九十年代，通过自主开发，对外合作和技术引进，风力发电技术装备正在逐渐实现国产化。但其中的变流器控制的核心技术仍然掌握在少数西方发达国家的几大电器公司手中，因此有必要对变流器进行深入研究，以实现国产化。

目前风电机组主要有两大类机型，即恒速运行的风电机组和变速运行的风电机组。恒速运行的风电机组一般采用双绕组结构（4 极/6 极）的异步发电机，双速运行。在高风速段，发电机运行在较高转速上，4 极电机工作；在低风速段，发电机运行较低转速上，6 极电机工作。一般单机容量为 600~750kW 的风电机组多采用恒速运行方式，其优点是风力机控制简单，可靠性好，缺点是由于转速基本恒定，而风速经常变化，因此风力机经常工作在风能利用系数（ C_p ）较低的点上，风能得不到充分利用。

变速运行的风电机组一般采用双馈异步发电机或多极同步发电机。双馈电机的转子侧通过功率变换器（一般为双 PWM 交直交型变换器）连接到电网。该功率变换器的容量仅为电机容量的 1/3，并且能量可以双向流动，这是这种机型的优点。多极同步发电机的定子侧通过不可控整流，然后使用 DC/DC 升压后，通过 PWM 变流器将直流电转换为与单位功率因数的交流电能送入电网。该变流器的容量要大于等于电机的容量，其缺点是 DC/DC 升压电路产生的高压脉冲可能会击穿发电机绕组的绝缘。现在，国内生产的风机仍以恒速运行为主，但变速运行的方式必将取代恒速运行风力发电机组。

风力发电是否能够顺利并入一个国家或地区电网，主要取决于电力系统对供电波动反应的能力。中国目前已建的风电场的装机容量都比较小，通常接入附近的地区配电网。由于配电网中缺少电源支撑，原有的无功及电压控制装置都没有考虑风电场的影响。当风电场并网运行后，风电功率的变化将引起局部系统的母线电压和线路潮流发生改变，因此风电接入电力系统时，需要考虑以下问题^[3]：风能为间歇性能源，风电场的有功和无功功率将随风速的变化而变化；在分析风电场接入电力系统时，需要考虑风电机组功率波动范围

大对地区电网运行可能产生的影响；另外当电网出现低电压时，风机的低电压穿越能力也需要考虑。

目前 750 kW 以下的风电机组绝大多数是异步发电机组，输出有功功率的同时还要从电网中吸收一定的无功功率，不具有维持和调节机端电压水平的能力。对于兆瓦级风电机组，主流机型所采用变速恒频风电机组从原理上讲可以在线连续调节功率因数，但目前普遍采用的是恒功率因数控制模式，当风电机组并入弱电网时，风电场引起的电压偏差将可能是一个问题。随着风电场装机容量在电网中所占比例的增加，风力发电和电力系统的相互影响将成为制约风电场建设规模的因素。这就迫切需要研究风能资源丰富区域电网接受风电的能力及需要的条件，制定风电场并网的技术规程。

风电技术发展趋势除了上述几点外。现在，风电市场上销售的商业化机组容量一般为 600~2500kW，单机容量最大的风电机组是由德国 Repower 公司生产的，容量为 5MW，预计 2010 年将开发出 10MW 的风电机组。日本富士公司也已成功研制了电源再生装置。国内关于能量回馈控制的研究虽然有所报道，但产品仍不成熟。目前，国内只能生产 750kW 以下的风力发电机组，兆瓦级风电设备主要依赖进口。

由于变速风力发电系统具有较高的能量捕获效率，目前风力发电系统已由定速风机发电系统向变速风机发电系统发展。在变速系统中，变速风机必须使用电力电子变流装置，这种电力电子装置通常分为两个部分：一部分与发电机相连，将发电机产生的变压变频交流电转换为直流电，称为电机侧变流器；另一部分与电网相连，将电机侧变流器产生的直流电逆变为同幅同相的正弦交流电送入公用电网或局域网。

电力电子变流器是风力发电技术中关键核心技术之一，尽管这些技术已经投入使用，但并网变流器的控制仍不完善，国内外风力发电研究机构一直对其进行研究和讨论，具有非常高的技术含量。本论文将风力发电网侧电压型变流器作为研究方向，对前端的 DC/DC 或 AC/DC 变流器不作为研究对象。

1 绪 论

1.1 风力发电概述

风能是太阳能的一种转换形式。据估计,到达地球的太阳能中虽然只有大约 2% 转化为风能,但其总量仍是十分可观的,比地球上可开发利用的水能总量还要大 10 倍。据中国气象科学研究院估算,在中国,10m 高度可开发的风能为 10 亿 kW 以上(陆地 2.5 亿 kW,海上 7.5 亿 kW)。

风力发电技术受到世界各国的高度重视。2003 年,全球风力发电装机容量达 32000MW,我国风力发电过去 10 年以年均 55% 的高速增长,到 2010 年风电装机总容量可达 400 万 kW 以上。风力发电的优势有:(1)成本低,可以与核能、煤和燃气在对等的规则下竞争。(2)其动力是免费的、充裕的,且取之不尽,用之不竭。(3)不需要燃料,不会排放 CO₂。(4)组合式设计,可以迅速安装。(5)不防碍土地的使用,工业和农业活动可以继续在塔架周围进行^[1]。

从 20 年前推出的样机开始,风电技术经过长期发展的历程,今天的发电机组研究已经成为一项先进的现代高新技术。当前一台风电机组,比 20 年前的机组功率大 200 倍,现代的风电发电厂生产出来的电量之大,已经可以与常规电厂相媲美。发电机组的核心技术就是电力电子设备,目前,电力电子设备已经广泛应用在大、中、小容量的风力发电系统中^[1],要以最低的成本生产出最多的电能,就必须对风力发电系统中的电力电子设备进行不断的研究。

1.2 风力发电机组的电压型变流装置

公共电网对于风力发电系统输出电能的电压幅值、频率、功率因数和谐波畸变因数都有明确要求,而风力发电机随着风速的变化,其转矩与转速也会发生相应的变化,这就造成发电机发出的电能,其电压幅值和频率可能达不到电网的要求,为此必须在风力发电系统与电网之间引入电力电子变流装置,才有可能将变化的风能送入电网。

因此,变流装置必须具有稳压、逆变和相位锁定功能。电力变流技术能够在电源和负载之间,利用电力电子开关器件的通、断控制,改变电压、电流、频率、相位来实现电能的变换和控制。变流装置则是能实现这种电能变换和控制的变流电路。

电压型变流器基本可分为两种:AC-DC-AC 背靠背式电压型变流器和 DC/DC 加 DC-AC 结构电压型变流器。

1.2.1 AC-DC-AC 背靠背式电压型变流器

电压型变流器可以根据不同电源相数分为单相和三相电路。在大中型风力发电系统中常以两个三相桥式 PWM 变流器组成 AC-DC-AC 电压型背靠背变流电路。此电路的最大特

点是两个桥路中间并电容。其电路如下：

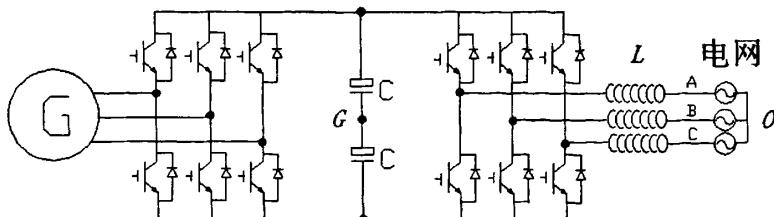


图 1.1 电压型背靠背变流器主电路图

这种交-直-交变流器组成的变速风力发电系统中最显著的特点是：一组变流器与风力发电机连接，称为电机侧变流器；另一组与电网连接，称为网侧变流器；中间为直流电容构成的直流环节。整个变流器将风力发电机与电网连接在一起，从而通过变速控制使风力机始终运行在最佳功率负载线上。

网侧变流器也采用 IGBT 组成的三相电压源型 PWM 变流器作为的核心装置。而并网变流器通过交流侧的输出滤波器与三相电网直接相连，根据图 1.1 可知，网侧变流器与无源逆变器不同，其滤波器输出电压受电网电压钳位。如果忽略电力传输线电感电阻的影响，滤波器输出电压就完全等同于电网电压，而对于并网变流器来说，电网电压是不受控的，因此只能通过控制变流器桥臂输出电压的幅值与相位，从而控制并网变流器的运行模式，实现风力发电机与电网之间的能量交换。并网变流器控制系统的目的就是通过选择合适的控制变量，构建闭环控制结构来控制并网变流器的有功无功分量，但由于网侧变流器系统的性能要求和输出滤波器的结构互不相同，因此所采用的控制策略也有所不同。

1.2.2 DC/DC 加 DC/AC 电压型变流器

这种变流器与背靠背变流器的不同之处就在于，其与电机连接的是由二极管桥路组成的不可控整流桥，不可控整流桥将发电机发出的交流电整流成直流，再经升压斩波器升至所需直流电压，最后通过网侧 PWM 变流器与电网相连，如图 1.2。

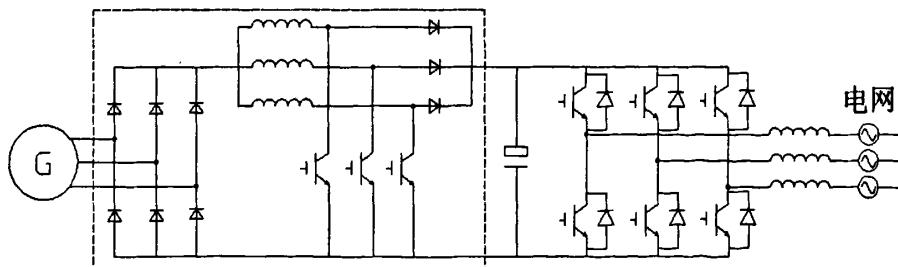


图 1.2 DC/DC 加 DC/AC 电压型变流器主电路图

风力发电机输出电压随风速而变化，经整流后得到的直流电压值始终低于并网逆变器所需直流电压，无法满足网侧变流器逆变的需要。另外，因风力发电变流系统功率较大，

若采用单重升压斩波电路，斩波开关器件的电流应力较大。同时，三相整流桥输出波形为三相线电压正半周包络线，它含有低频纹波，波形有一定的脉动，若采用三重互差 120° 多重化的方式升压斩波器，则可在提高系统容量的同时，可以有效减小输入电流的谐波含量。在主电路中升压斩波器采用三重化结构，每一重的控制原理完全相同，其输出控制脉冲具有相同的开关频率和占空比，只是相位各差 $1/3$ 个开关周期。

这种结构电机侧变流器的控制比背靠背式的电机侧 PWM 变流器简单，适合与永磁同步发电机配合使用，但由于升压斩波器在电机定子的绕组中会产生高压，因此对发电机绕组的绝缘有很高要求。

1.3 本章小结

从以上两种变流器结构可以看出，风力发电变流器基本由三个部分组成。一个部分与发电机相连，用于将发电机产生的交流电转换为直流电，并存储在中间直流电容组内。中间直流电容组就像一个大水池，用于存储发电机输出的电能，并起到缓存能量的作用。直流电容组的电压高低可以反应两侧变流器的能量传输的平衡程度。与电网相连的逆变器被称为网侧变流器，它将中间直流电转换成与电网同频同相的电能送向电网。

尽管风力发电变流器的电机侧变流器有所不同，但电网侧的变流器是一样的，本文就以中间电容组和网侧变流器为研究对象。

2 三相网侧电压型 PWM 变流器的数学模型

由 IGBT 构成的三相网侧 PWM 变流器实际上是一个交、直流侧可控的四象限运行的 PWM 变流器。在模型中，风力发电机和发电机侧整流器被等效为一个直流电压源 E 和电阻 R_L 的串联回路。另一个简化是逆变器输出滤波器，因为在实际应用中输出滤波器可以有不同的变化，例如，输出滤波器可使用 L 或 LCL 与变压器相连，有时还增加谐波滤波器等。在这里为简化分析，只研究单电感 L 滤波器的数学模型。

从 PWM 变流器的拓扑电路结构对其工作原理进行分析可以看出：网侧 PWM 变流器模型电路由交流回路、功率开关管组成的桥路以及直流回路组成。其中交流回路包括电网相电压 e_a 、 e_b 、 e_c 以及网侧电感 L 、电阻 R ；直流回路包括负载电阻 R_L 及直流电动势 E 与直流电容组 (C_1 和 C_2) 并联；功率开关管 IGBT 组成的开关桥路。当输入电网电压和变流器三相控制电压都对称时，电网中性点 O 和直流电容中点 G 的电位相等，且三相电路互相独立。三相变流器拓扑电路结构如图 2.1 所示。

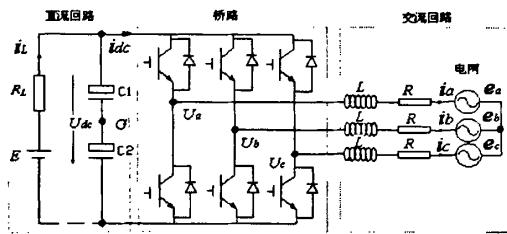


图 2.1 电网侧 PWM 变流器主电路

根据三相 PWM 变流器拓扑结构可知，当直流电动势 $E=0$ 时，直流侧为纯电阻负载，此时三相变流器只能运行于整流模式；当 $E>U_{dc}$ 时，三相变流器既可运行于整流模式，又可运行于有源逆变模式，若运行于有源逆变模式时，三相变流器将直流侧电能向电网侧输送，有时也称这种模式为再生发电模式；当 $E<U_{dc}$ 时，电网向直流侧输送电能，三相变流器则运行于整流模式。因此 PWM 变流器可实现电能的双向传输，可满足变速恒频风力发电组的并网需求。

为深入分析和研究 PWM 变流器的工作机理及动态和静态特性，根据三相 PWM 变流器拓扑结构，利用电路基本定律(基尔霍夫电压、电流定律) 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三相 PWM 电压型变流器的高频数学模型，并根据高频数学模型简化得到低频模型。

高频数学模型采用开关函数描述的一般数学模型是对三相 PWM 电压型变流器开关过程的精确描述，适合于精确的反映系统的特性，但是因为包含了开关过程的高频分量，很难用于控制器的设计。

低频模型适合于控制系统的分析，并可直接用于控制器的设计。由于这类模型忽略了开关过程的高频分量，不能进行精确的反映系统的动态特性。

为建立模型，在建立数学模型之前，先作以下假设：

- (1) 交流电源为三相对称理想电源(e_a 、 e_b 、 e_c)；
- (2) 开关为理想开关，忽略开关死区时间；
- (3) 网侧滤波电感 L 是线性的，且不考虑饱和；
- (4) 功率开关管损耗以电阻以及电感内阻用 R 等效表示；
- (5) 为描述变流器能量的双向传输，三相变流器其直流侧负载由电阻 R_L 和直流电动势 E 串联表示。

2.1 PWM 变流器的高频数学模型

高频模型采用开关函数描述，它能准确反应高频运作机理，是一种精确的模型。但在这种数学模型中，交流侧均为时变交流量，不利于控制系统设计。为此，可通过坐标变换将三相对称静止坐标系 (a , b , c) 转换成以电网基波频率同步旋转的 (d , q) 坐标系。经坐标旋转变换后，三相对称静止坐标系中的基波正弦变量将转化成同步旋转坐标系中的直流量。由于采用开关函数描述的变流器数学模型包括了其开关过程的高频分量，因此 PWM 变流器高频数学模型^[22,41] 可由下式表示。

2.1.1 三相静止坐标系下的高频数学模型

对三相变流器桥路的开关信号 S 做如下的定义：

$$\begin{cases} s_k = 1, & k \text{ 相上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ s_k = 0, & k \text{ 相上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (k=a, b, c) \quad (\text{式 2.1})$$

设三相电网相电压和电流分别为：

$$\begin{cases} e_a = U_m \cos(\omega t) \\ e_b = U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ e_c = U_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases}$$

其中， U_m 为电网相电压峰值， ω 为电网的角频率。

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

其中， I_m 为电网相电流峰值， φ 为电网电压和电流的相位差。

由 PWM 变流器原理图如图 2.1 所示，根据基尔霍夫电压定律，列写三相高频数学模型的 a 、 b 、 c 三相回路方程：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - U_{dc}s_a - U_{GO} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - U_{dc}s_b - U_{GO} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - U_{dc}s_c - U_{GO} \end{cases} \quad (式 2.2)$$

考虑三相对称系统，则三相电网电压、电流关系式：

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (式 2.3)$$

将式 (2.2) 代入 (2.3) 式得：

$$U_{GO} = -\frac{U_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k \quad (式 2.4)$$

因为研究变流器数学模型的目的是为了探究如何对其进行控制，通过对三相高频数学模型方程 (式 2.2) 的分析可知，(式 2.2) 中电网电压是不可控的，方程右侧的后两相可以合并为一项，其合并的结果正好等于桥臂中点电压值，现设桥臂中点相电压为 $u_k (k=a,b,c)$ ，则只要控制桥臂中点相电压就可以控制交流侧电网电流。那么桥臂中点相电压可表示为：

$$\begin{cases} u_a = s_a U_{dc} + U_{GO} = U_{dc}[s_a - 1/3(s_a + s_b + s_c)] \\ u_b = s_b U_{dc} + U_{GO} = U_{dc}[s_b - 1/3(s_a + s_b + s_c)] \\ u_c = s_c U_{dc} + U_{GO} = U_{dc}[s_c - 1/3(s_a + s_b + s_c)] \end{cases} \quad (式 2.5)$$

从而将 (式 2.2) 变换为：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - u_a \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - u_b \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - u_c \end{cases} \quad (式 2.6)$$

另外，对直流侧电容正极节点处应用基尔霍夫电流定律，得

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c - i_L = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c - \frac{U_{dc} - E}{R_L} \quad (式 2.7)$$

联立(式2.5)至(式2.7),得三相变流器交流侧和直流侧高频数学模型为:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -s_a + \frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \\ 0 & -R & 0 & -s_a + \frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \\ 0 & 0 & -R & -s_a + \frac{1}{3}(s_a + s_b + s_c) \\ s_a & s_b & s_c & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ U_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ E \end{bmatrix} \quad (式2.8)$$

2.1.2 两相静止坐标系($\alpha\beta$ 坐标系)下的高频数学模型

三相ABC系统向两相系统变换时,存在变换矩阵系数 $\frac{2}{3}$ 和 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ 两种变换方式,其中 $\frac{2}{3}$

为系数的变换矩阵遵循每相电压和电流不变原则,但是变换前后系统总功率发生变化;

$\sqrt{\frac{2}{3}}$ 变换遵循变换前后系统总功率保持不变原则,而每相变换后的电压和电流幅值为变换

前的 $\frac{2}{3}$ 。这里遵循变换前后系统功率不变原则进行坐标变换,可以将三相静止坐标系

(abc)变换到两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下,这样可以降低系统阶次,使分析变得容易。

根据3/2变换规则,设一个通用矢量 X , X 在 α 轴、 β 轴上的投影为 x_α 、 x_β ,而 X 在 a 轴、 b 轴、 c 轴上的投影为 x_a 、 x_b 、 x_c ,这里选择“等量”坐标变换,根据三相静止坐标和两相静止坐标之间的关系:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = T_{3/2} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (式2.9)$$

且 $T_{3/2}$ 变换矩阵和其逆矩阵 $T_{2/3}$ 满足 $T_{3/2} * T_{2/3} = E$, E 为单位矩阵。

1) 将三相静止坐标系(a , b , c)下交流侧高频数学模型,即(式2.6)变换成两相垂直静止坐标系(α , β)模型:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (式2.10)$$

将式(2-5)的控制电压高频数学模型变换为在两相垂直静止坐标系下的模型:

$$\begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} = 2U_{dc}/3 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = 2U_{dc}/3 \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.11})$$

2) 将直流侧高频模型 (2-7) 转换为在两相垂直静止坐标系下模型:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = s_\alpha i_\alpha + s_\beta i_\beta - \frac{U_{dc} - E}{R_L} \quad (\text{式 2.12})$$

2.1.3 两相同步旋转坐标系(dq 坐标系)下高频数学模型

由两相静止坐标系($\alpha\beta$ 坐标系)下高频数学模型, 可以看到电压和电流是相互解耦的, 但电网电压矢量和网侧电流矢量仍表现为以 ω 为角速度旋转的时变量, 因此, 在应用传统的 PI 调节器对交流电流内环进行调节时, 指令电流仍表现为时变量, 则在有限增益的情况下, 无法达到无静差调节, 给控制器的设计带来难度。如果将静止坐标系转换为同步旋转坐标系, 那么电网电压矢量和网侧电流矢量将表现为直流分量, 其中 d 轴电流为系统有功电流, q 轴电流为系统无功电流。这样可以分别对 d 轴和 q 轴分量分别设计 PI 调节器, 从而实现电压型三相桥式变流器网侧有功和无功分量独立控制, 简化了控制系统设计。

dq 坐标系下, 数学模型的建立是根据旋转变换规则, 把两相静止坐标系中的矢量 (X_α, X_β) 转换成两相旋转坐标系中的矢量 (X_d, X_q) , 公式为:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.13})$$

假设电网为三相对称, 取 d 轴的为三相合成电压空间矢量的方向, 则三相电网电压在同步旋转坐标系中 dq 分量可表示为:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.14})$$

根据旋转变换, 在旋转坐标系下变流器高频数学模型:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L & 0 \\ -\omega L & -R & 0 \\ \frac{3}{2} s_d & \frac{3}{2} s_q & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc} s_d \\ U_{dc} s_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ E \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -R & \omega L & 0 \\ -\omega L & -R & 0 \\ \frac{3}{2}s_d & \frac{3}{2}s_q & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ U_{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc}s_d \\ U_{dc}s_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'' \\ 0 \\ E \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.15})$$

从同步旋转坐标系下的变流器数学模型可以看到, 交流侧电流 dq 分量的瞬态变化以及直流电压的瞬态变化, 都是通过控制桥路上开关器件的开关量函数来实现。由以上推导可知, 高频数学模型是 PWM 变流器精确数学模型, 反映了 PWM 变流器开关特性和工作机理。

高频开关模型可用来分析变流器工作机理。然而, 开关模型有两个限制: 第一个限制是高频模型需要很长的时间进行仿真。通常情况下, 需要超过 10 分钟才能仿真几秒钟的过程。在新算法开发过程中, 使用的开关模型的仿真效率是很低的; 第二个限制是开关离散行为, 它不能实现小信号分析。

2.2 PWM 变流器的低频数学模型

2.2.1 三相静止坐标系 (a, b, c) 下的低频模型

由于高频数学模型方程是离散的微分方程, 很难用一般的数学方法求得其解析解, 这不利于控制算法的设计。为解决这一问题, 依据状态空间平均法, 可以用开关函数在一个开关周期内的平均值代替开关函数, 得到对时间连续的状态空间平均模型。这样当三相 PWM 变流器开关频率远高于电网基波频率时, 就可基于基波分量, 同时忽略开关频率相关的高频谐波, 从而得到 PWM 变流器的低频数学模型^[6,7]。

根据三相 PWM 变流器拓扑结构和简化原则得到三相变流器低频等效电路, 如下图 2.2 所示。

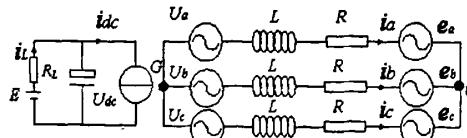


图 2.2 三相变流器低频等效电路模型

设变流器用于控制的调制信号电压 $u_{ck}(k=a,b,c)$ 为:

$$\begin{cases} u_{ca} = m \cos(\omega t - \alpha) \\ u_{cb} = m \cos(\omega t - \alpha - 2\pi/3) \\ u_{cc} = m \cos(\omega t - \alpha + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{式 2.16})$$

式中, $0 < m < 1$, 为调制比; α 为桥臂中点电压与电网相电压的相位差。

变流器桥臂中点相电压 $u_k(k=a,b,c)$ 和调制信号电压 $u_{ck}(k=a,b,c)$ 的关系:

a.采用 SVPWM 调制方式时, $u_k = \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{3}u_{ck}$

b.采用 SPWM 调制方式时, $u_k = \frac{U_{dc}}{2}u_{ck}$

现根据基尔霍夫电流定律(KCL)列写 PWM 变流器的低频数学模型方程

1) 变流器直流侧低频数学模型

在忽略变流器的内部损耗的前提下, 根据变流器交流侧功率 P_1 和直流侧功率 P_2 可以在相等的条件下相互传递, 从而有 $P_1 = P_2$ 。

则交流侧功率和直流侧功率:

$$\begin{cases} P_1 = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\ P_2 = U_{dc} i_{dc} \end{cases} \quad (\text{式 2.17})$$

将三相电网相电压和电流方程和 (式 2.16) 代入 (式 2.17), 并结果代入 $P_1 = P_2$ 得直流侧低频数学模型方程:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc} - E}{R_L} = \frac{3}{2} m I_m \cos(\alpha - \varphi) \quad (\text{式 2.18})$$

式中, α 为桥臂中点电压与电网相电压相位差; φ 为电网相电压与电流相位差;

I_m 为网侧交流电流的峰值; m 为调制比。

2) 根据低频等效电路模型, 得三相 PWM 变流器交流侧低频数学模型方程:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - M U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.19})$$

其中, SVPWM 调制选用 $M = \sqrt{3}/3$; SPWM 调制选用 $M = 1/2$ 。

从上式可以看出, 变流器三相网侧电流 i_a 、 i_b 、 i_c 受控制器的调制电压 u_{ca} 、 u_{cb} 、 u_{cc} 的控制。可见不管采取什么控制方法, 对网侧电流的控制都是通过调节调制信号来实现, 而调制信号通过调节控制电压的幅值和相位使网侧交流电流向量位于任意象限, 使变流器可以在四象限运行, 这是 PWM 变流器控制的实质。

低频平均模型可以克服高频开关模型的二个限制。开关模型有两部分需要平均, 一个是开关桥路, 另一个是控制器。开关桥路通过控制电压和电流源的开关占空比进行平均。控制器使用等效连续的传统控制器, 如比例 (P), 比例积分 (PI) 可实现控制行为。这样

一来，控制大大简化。由于平均切换功能和简化的控制。平均模型可用于小信号分析。此外，研究数学模型还可以方便对可控变量和控制变量的方法进行研究，这些问题将在第三章和第四章讨论。

2.2.2 两相静止坐标系（ $\alpha\beta$ 坐标系）下的低频数学模型

三相 ABC 系统向两相系统变换时，遵循变换前后系统功率不变原则进行坐标变换，将三相静止坐标系（ abc ）变换到两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系。

设一个通用矢量 X ，表示变流器中各电流或电压矢量。从三相到两相的变换如下所示：

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.20})$$

将电流 i_a 、 i_b 、 i_c ，电网电压 e_a 、 e_b 、 e_c ，变流器桥臂中点电压 u_a 、 u_b 、 u_c 经过 $3/2$ 变换后代入（式 2.20），得到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的状态方程：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - M U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.21})$$

2.2.3 两相同步旋转坐标系下的低频数学模型

通过同步旋转坐标变换，可以把两相静止坐标系变换到两相同步旋转坐标系。两相同步旋转坐标系的突出优点是将三相静止坐标系中的工频基波分量转换成直流分量。

假设 dq 坐标系的 d 轴在初始时刻与 a 轴重合，将 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的状态方程中，电流 (i_α, i_β) ，桥臂中点电压 (U_α, U_β) ，电网电压 (e_α, e_β) 通过旋转变换得两相同步旋转坐标系下的交流侧低频数学模型：

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - M U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (\text{式 2.22})$$

低频数学模型是一种状态空间平均模型，忽略了变流器的高频谐波，它虽然能用于系统分析和设计，但却不能准确反应变流器高频工作机理。

2.3 本章小结

本章从高频和低频的角度，分别建立了 PWM 变流器在三相静止坐标系、两相静止坐标系和两相旋转坐标系的高频模型和低频模型。

由以上分析可知，高频数学模型基于变流器开关函数的定义，更充分反映了变流器的开关细节和高频工作机理，是 PWM 变流器的精确数学模型。但这种数学模型中，由于用开关函数描述，其中就包括了开关过程的高频分量，因此不利于实际控制系统的设计。低频模型适合于系统的参数设计，为控制系统设计提供理论依据。

建立数学模型为实现对网侧 PWM 变流器的控制方法，以及控制系统的动态和静态特性进行深入分析和研究打下理论基础。

3 三相网侧电压型 PWM 变流器调制方法的研究

变流器桥路的功率器件控制一般使用 PWM 方案。PWM (Pulse Width Modulation) 控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术，通过对控制桥路功率器件的开关状态，获得所期望的等效电压或电流。目前，各种新的 PWM 控制方案被不断提出，其中正弦脉宽调制技术 (SPWM) 和空间电压矢量法 (SVPWM) 是占有主导地位的两种 PWM 调制方法。

3.1 SPWM 调制的基本原理和实现方式

3.1.1 SPWM 调制基本原理

正弦 SPWM 调制方案是最典型的 PWM 调制技术，用需要的正弦信号做调制波，用高频三角波做载波，用调制波和载波比较后所得的电压脉冲信号控制变换器一个桥臂上、下两管的开通和关断时间。开关器件在半周期内反复通、断多次，并使每个输出矩形脉冲电压下的面积接近于对应正弦波电压下的面积，则变流器输出电压基波为正弦波电压。

3.1.2 SPWM 调制实现方式

SPWM 调制一般采用 PWM 对称规则采样法，其生成 SPWM 脉冲原理^[11,12]，如图 3.1 所示。

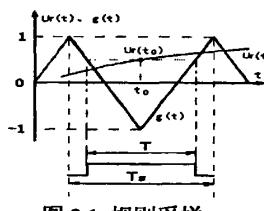


图 3.1 规则采样

这里，载波 $g(t)$ 为幅值等于 1 的三角波，调制波 $U_r(t)$ 为关于时间 t 的正弦函数：

$$\begin{cases} U_r(t) = m \sin(\omega t) \\ m = \frac{U_{r_{\max}}}{U_{dc}/2} \end{cases} \quad (式 3.1)$$

式中 ω —基波角频率， m —调制比， $U_{r_{\max}}$ —相电压基波峰值， U_{dc} —直流侧电压。

按照对称规则采样原理，PWM 波形的脉宽时间与 PWM 周期中点的调制函数值 $U_r(t_0)$ 有关，脉宽时间 T 为：

$$T = \frac{T_s}{2} [1 + U_r(t_0)] \quad \text{式中, } T_s \text{——三角载波周期} \quad (式 3.2)$$

当调制比 $m=1$ 时, 三相电压型变流器相电压峰值为 $U_{dc}/2$, 而线电压峰值为 $\sqrt{3}U_{dc}/2$ 。当 $m>1$ 时, 比较器输出就会在一段时间内处于饱和状态, 输出电压基波分量的幅值 U_{max} 和调制波幅值不再保持简单的线性关系, 且输出波形产生畸变, 谐波增加。因此, SPWM 的最大线性调制比为 1, 相应的输出相电压幅值为直流母线电压的一半, 即 $U_{dc/2}$ 。其交流侧相电压和电流波形 (如图 3.2), 线电压 (如图 3.3)。

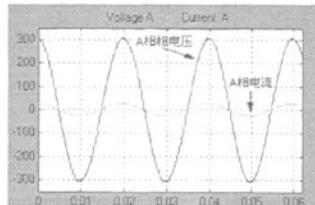


图 3.2 A 相电压和电流波形

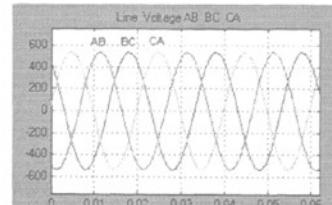


图 3.3 线电压波形

正弦 SPWM 容易实现对电压的控制, 控制线性度好, 但调制波幅值一般工作在线性工作区, 电压 SPWM 输出的相电压基波幅值最大为母线电压的一半, 即 $U_{max}\leq 0.5U_{dc}$ 。其输入电压的直流利用率低。

3.2 SVPWM 调制的基本原理和实现方式

3.2.1 电压矢量

电压空间矢量 SVPWM 调制如图 3.4 所示, 将三相电压型变流器每种可能的开关状态 (即 000、100、110、010、011、001、101、111, 其中 0 表示下桥臂导通, 1 表示上桥臂导通) 用一个矢量来表示。从而, 八种开关状态对应八个特征电压矢量 $V_0 \sim V_7$ 。其中, V_0 和 V_7 位于复平面坐标原点 O 处, 为零特征矢量; 其余 6 个非零特征电压矢量 $V_1 \sim V_6$ 的顶点连线构成边长为 $2U_{dc}/3$ 的六边形, 这 6 个非零特征电压矢量将六边形分为六个扇形区域 I~VI, 六边形之外为变流器输出不可达到的区域。当给定的空间特征电压矢量 V_r 位于任何一个扇区内时, 可用相邻的两个特征空间电压矢量 V_k 和 V_{k+1} ($k=1,2,3,4,5,6$) 来合成。

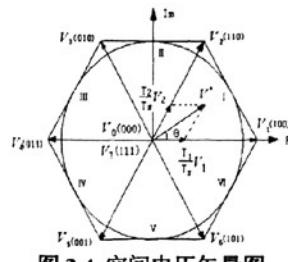


图 3.4 空间电压矢量图

3.2.2 空间电压矢量的定义

对于任意三相对称电压瞬时值 U_a 、 U_b 、 U_c , 在复平面内定义空间电压矢量 $V_r^{[11,12,16]}$:

$$V_r = \frac{2}{3}(U_a + e^{j2\pi/3}U_b + e^{j4\pi/3}U_c) \quad (式 3.3)$$

式中, U_a 、 U_b 、 U_c 是以角频率为 ω 的三相对称相电压, V_r 为以角频率 ω 按逆时针方向匀速旋转的空间电压矢量。则三相电压型变流器的八个特征电压矢量 $V_0 \sim V_7$ 表示为:

$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{\frac{j(k-1)\pi}{3}} & k=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k=0, 7 \end{cases}, \text{ 其中 } U_{dc} \text{ 为直流侧电压。} \quad (式 3.4)$$

3.2.3 空间矢量作用时间计算

SVPWM 的思想是在一个 PWM 周期内用两个相邻基本空间电压矢量的加权组合来合成目标电压矢量, 因此算法的关键是确定有效矢量作用时间 t_1 、 t_2 。

如图3.4所示, 以第 I 扇区为例讨论六拍脉波的情况, 合成输出电压矢量 V_r^* 位于第 I 扇区在 V_1 和 V_2 之间时, V_r^* 可由 V_1 和 V_2 来合成。设 V_1 在一个开关周期中的持续时间为 t_1 ; V_2 在一个开关周期中的持续时间为 t_2 ; 零矢量 V_0 , 持续时间为 t_0 ; T_s 为 PWM 开关周期 (六拍脉波的 T_s 等于合成矢量旋转一周时间的 $1/6$)。为使 SVPWM 工作在线性区 (即六边型的内切圆内), 则在一个 PWM 周期内的作用时间^[12,14,15]必须满足下面条件:

$$\begin{cases} T_s = t_1 + t_2 + t_0, \\ V_r^* = \frac{t_1}{T_s} V_1 + \frac{t_2}{T_s} V_2 \end{cases} \quad (式 3.5)$$

设 V_r^* 与 V_1 夹角为 θ , 根据图3.4矢量的关系及上式时间限制条件, 可以得到:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\sqrt{3} |V_r^*| T_s}{U_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_2 = \frac{\sqrt{3} |V_r^*| T_s}{U_{dc}} \sin \theta = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \sin \theta \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (式 3.6)$$

为使 SPWM 与 SVPWM 的调制比定义一致, 式中 SVPWM 的调制比定义为^[15,16]:

$$m = \frac{|V_r^*|}{U_{dc}/2} \quad (式 3.7)$$

为使输出电压矢量更接近圆，在每个调制周期内，采用细分扇区的空间矢量调制法，以减少变流器输出电压中的谐波。具体方法是将(式3.6)中每个基本矢量的作用时间都一分为二，同时两个零矢量 V_0 和 V_7 作用时间也一分为二，可得到图3.5所示的在第I扇区SVPWM开关函数信号。

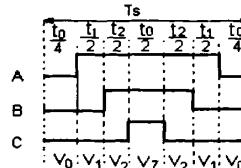


图3.5 第I扇区SVPWM开关序列波形

因此，一个开关周期 T_s 内变流器桥臂上开关管共开关6次，从而将六拍脉波变为三十六拍脉波。这时PWM载波频率实际为1800Hz，输出电压谐波主要集中在整数倍开关频率上，且在开关频率附近谐波会很快衰减。可见提高PWM载波频率可以改善输出电压波形。

由图3.4可看出空间电压矢量最大不会超过六边形，它可分为两个部分：六边形和内切圆之间为非线性调制区；内切圆之内为线性调制区。在此只对线性调制区进行研究。当矢量的模长在六边型内切圆内时，就能保证在整个 360° 范围内都是线性调制。可见，SVPWM的线性工作区范围为最大六边形的内切圆，半径为 $V_r^* \leq U_{dc} / \sqrt{3}$ 。在线性调制区内，由于矢量的模长等于各相正弦量的峰值，所以在满调制时，SVPWM输出的相电压基波峰值为 $U_{dc} / \sqrt{3}$ ，线电压基波峰值等于直流母线电压 U_{dc} ，最大调制比为 $2 / \sqrt{3}$ 。因此，SVPWM具有比常规SPWM更宽的线性工作范围，SVPWM输出电压最大时，线电压峰值已达到直流侧电压 U_{dc} ，再增加就不是线性调制了，所以SVPWM的直流电压利用率已达到了最高，SVPWM的线性工作区比常规SPWM高 $(2 / \sqrt{3} - 1) = 15.47\%$ 。

3.3 SPWM与SVPWM两种PWM调制方式的联系与区别

3.3.1 SVPWM与SPWM的内在联系

SVPWM可以看作是一种带谐波注入的PWM调制方法，其调制波相当于正弦波与三次零序分量的叠加。从PWM对称规则采样法出发，推导SVPWM在各扇区调制函数^[2,3,4]。

由图3.4可得到在第I扇区A、B、C三相电压各自的作用时间：

$$\left\{ \begin{array}{l} t_a = t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \\ t_b = t_2 + \frac{t_0}{2} \\ t_c = \frac{t_0}{2} \end{array} \right. \quad (式3.8)$$

由(式3.2)可推出调制函数 $u_c(t)$ ：

$$u_c(t) = \frac{2T}{T_s} - 1 \quad (式3.9)$$

当取时间坐标轴与基本空间矢量 $V_1(100)$ 起点重合,合成输出电压矢量 V_r 以角速度 ω 在空间旋转时, $\theta = \omega t$, 将(式3.6)代入(式3.8), 再将得到的 t_a 、 t_b 、 t_c 分别代入(式3.9)中 T 得到第I扇区SVPWM三相相电压调制函数为:

$$\begin{cases} u_{cA1} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - \pi/6) \\ u_{cB1} = (3/2)m \sin(\omega t - \pi/6) \\ u_{cC1} = -(\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - \pi/6) \end{cases} \quad (式3.10)$$

同理可得位于其它扇区的三相相电压调制函数:

$$\begin{cases} u_{cA2} = (3/2)m \cos(\omega t) \\ u_{cB2} = -(\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - 3\pi/2) \\ u_{cC2} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t + \pi/2) \end{cases} \quad (式3.11)$$

$$\begin{cases} u_{cA3} = -(\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - 5\pi/6) \\ u_{cB3} = -(\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - 11\pi/6) \\ u_{cC3} = (3/2)m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (式3.12)$$

$$\begin{cases} u_{cA4} = -(\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - 7\pi/6) \\ u_{cB4} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - 3\pi/2) \\ u_{cC4} = -(\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - \pi/6) \end{cases} \quad (式3.13)$$

$$\begin{cases} u_{cA5} = (3/2)m \cos(\omega t) \\ u_{cB5} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - \pi/2) \\ u_{cC5} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t + \pi/2) \end{cases} \quad (式3.14)$$

$$\begin{cases} u_{cA6} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t + \pi/6) \\ u_{cB6} = (\sqrt{3}/2)m \cos(\omega t - 5\pi/6) \\ u_{cC6} = (3/2)m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (式3.15)$$

依据以上SVPWM相电压调制波函数(式3.10)~(式3.15)式可绘制相电压调制波的波形(如图3.6), 图中调制波为鞍型波, 此波形与SVPWM变流器相对于电网中性点输出相电压基波一致(如图3.7)。同时可看出此相电压基波与SPWM的三次零序谐波注入法的相电压输出波形一致。由此可知, SVPWM的调制波相当于SPWM调制的三次谐波注入法。

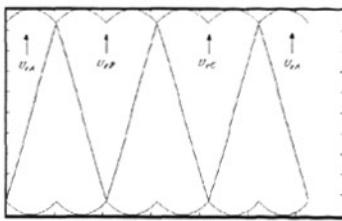


图 3.6 相电压调制波的波形

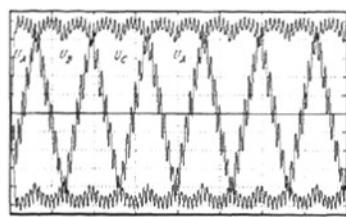


图 3.7 SVPWM 相电压基波

三相电压型变流器的三相相电压基波相互对称，则其线电压的调制函数可表示为：

$$\begin{cases} U_{rAB} = U_{rA} - U_{rB} = \sqrt{3}m \cos(\omega t + \pi/6) \\ U_{rBC} = U_{rB} - U_{rC} = \sqrt{3}m \cos(\omega t - \pi/2) \\ U_{rCA} = U_{rC} - U_{rA} = \sqrt{3}m \cos(\omega t + 5\pi/6) \end{cases} \quad (式3.16)$$

以上讨论都以三相三线制PWM三相电压型变流器为研究对象，因为实际应用的变流器直流侧电容中点一般都浮空，不存在零序电流回路，因此变流器输出相电压（相对于直流侧电压中点）调制波中的三次谐波成分不会在并网电流中体现出来，其交流侧输出线电压基波和输出电流基波波形（如图3.8、图3.9）都为正弦波。

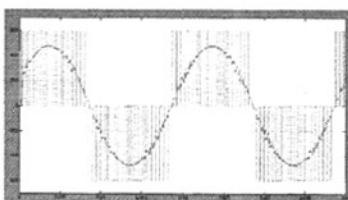


图3.8 输出AB线电压基波

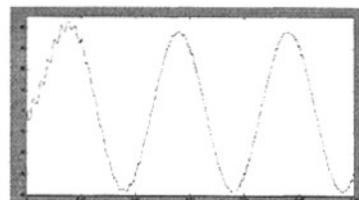


图3.9 输出A相基波电流波形

如果将变流器直流侧中点N与电网中点相连，由于三次谐波形成回路，交流电源中线中可以检测到有三次谐波电流流出（如图3.10）。因此，直流侧电源中点只能作为理论分析的假想参考点。在实际接线时，直流电源中点不能接地或与交流电源中性点直接联结。

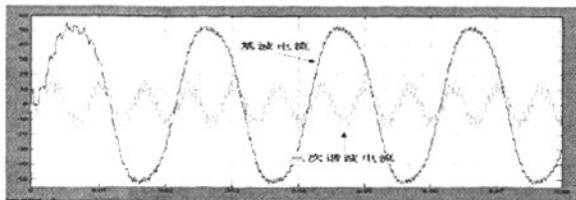


图3.10 交流电源中性点三次谐波电流与基波电流

3.3.2 SVPWM 与 SPWM 的区别

1) 与 SPWM 控制相比，其三相电压型变流器直流电压利用率提高了 15.4%。由于直流电压利用率的提高，相同直流电压条件下，可提高三相电压型变流器网侧电压设计，因而相对减少了网侧电流，降低了网侧及功率管通态损耗，提高了电压型变流器运行效率。

2) 与 SPWM 控制相比, 相同的波形品质条件下 SVPWM 控制具有较低的开关频率, 且平均约降低 30%, 从而有效地降低了功率管的开关损耗。

3.4 两种基本调制方式的谐波分析

PWM 变流器在 SPWM 和 SVPWM 调制下, 输出线电压谐波主要谐波出现在载波频率和载波频率整数倍附近的频率点上。在相同条件下, 线性调制区, 两种调制方式在采样频率升高时, 低次谐波分量会减少, 总的谐波畸变度(THD)会有所减少; 采样频率相同时, 随着调制系数 m 增大, 低次谐波分量会减少, 总的谐波畸变度也会减少。由仿真频谱分析(如图12、图13), SVPWM 比 SPWM 的基波含量高, 且谐波幅值小。

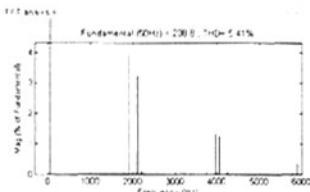


图3.12 SPWM频谱图

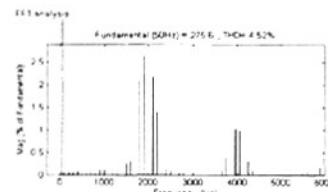


图3.13 SVPWM频谱图

3.5 本章小结

SVPWM 实质上是对 SPWM 的一种改进, 即在正弦波调制信号上注入零序分量。换言之, SVPWM 可由注入三次谐波的 SPWM 来等效实现。

对于常规的 SPWM 控制, 为提高其电压利用率, 可以在三相无中线系统中注入零序电压分量。此时, 相电压波形不再是正弦波, 而是鞍形波。由于三相桥路中点电位发生浮动, 从而使调制系数 m 超过 1, 因而提高了电压利用率。这种方案虽然改变了相电压波形, 但在零序电压分量三相无中线系统中, 零序电流无法形成回路, 而线电压中又由于无零序电压分量, 因而线电压波形仍为正弦波。

然而, 这种谐波注入法并不适用于三相电压型变流器的动态调节控制。因为动态过程中, 调制波的相位在变化, 甚至调制波都不是正弦波, 这时如何确定注入三次谐波的相位有很大困难, 参考文献[19]、[20]提出了一种与空间矢量 PWM 等效控制的三角载波比较调制方法, 即 SVPWM 调制法。

与传统的 SPWM 相比, 其开关器件的开关次数可以减少 $1/3$, 直流电压的利用率可提高 15%, 能获得较好的谐波抑制效果, 且易于实现数字化控制。

本章在所引用文献研究成果基础上, 分析了 SVPWM 和 SPWM 两种调制方式的基波电流波形, 结果表明只要采用三相三线制 PWM 变流器拓扑结构, 无论采用两种调制方式中的哪一种, PWM 变流器交流侧桥臂电流基波都是正弦波。同时, 与 SPWM 调制相比, SVPWM 电压利用率高、开关损耗小、谐波减小, 所以 SVPWM 调制应是优先的选择。

4 风力发电网侧变流器的控制方法

4.1 变流器的控制方法概述

风力发电系统中大功率变流器系统一般采用三相逆变器，而在中小功率系统中，可以应用单相逆变器。变流器中大都使用 IGBT 开关器件，为电压、电流控制带来了方便。通过变流器自身多次有规律的开关可以控制电压和电流波形，这就是控制技术。变流器的本质就是利用开关把电压或电流在时间上离散化并按一定规律组合成一个新的电压或电流。

变流器接在发电机和电网之间，变流器在稳定中间直流电压的同时，将单位功率因数的正弦电流送入电网。变流器的电流控制技术是一种新颖的控制技术，由美国 B.K.BOSS 教授提出。近十年来这一技术在再生能源系统中得到重视，获得了很大的发展和应用。PWM 变流器电流控制策略分为两类：一类是间接电流控制，另一类是直接电流控制。间接电流控制的是通过控制变流桥臂中点基波电压的幅值和相位，进而间接控制网侧电流。间接电流控制没有电流传感器，网侧电流的动态响应慢，因此这种控制策略已经逐步被直接电流控制取代。直接电流控制引入电流闭环控制，以其快速的电流响应和鲁棒性受到重视，控制方法主要包括电流跟踪控制、同步 PI 电流控制。

4.2 间接电流控制

间接电流控制系统结构如图，控制系统是只有直流侧电压控制环的单闭环控制系统。控制原理为直流电压给定信号 U_{dc}^* 和实际检测得到的直流电压 U_{dc} 比较后送入直流电压环 PI 调节器，根据功率平衡原则，调节器输出 i_m^* 与三相电网侧流入或流出的电流大小有关。风力发电机产生的电流增大时，给直流侧电容 C 充电而使 U_{dc} 上升，PI 的输入端出现负偏差，使其输出 i_m^* 增大，进而使交流输出电流给定值增大，从而加快直流侧电容 C 的放电速度，这样逐渐使 U_{dc} 恢复到设定值 U_{dc}^* 。当达到新的稳态时， U_{dc} 和 U_{dc}^* 相等，PI 调节器输入仍恢复到零，而电流信号的幅值的给定值 I_m^* 则稳定在新的值上。与之相反，风力发电机产生的电流减小时，调节过程和上述过程相反。

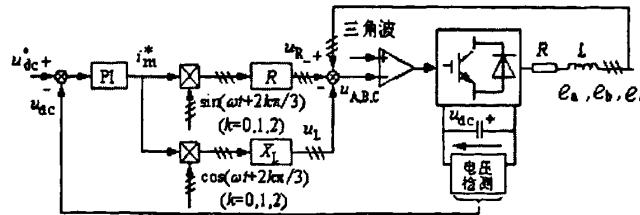


图 4.1 间接电流控制系统结构

电流信号的幅值 I_m^* 与检测到的电网电压相角的正弦值相乘，得到与电源同相位的三相电流信号。图中上面的乘法器是 I_m^* 分别乘以和电网三相相电压同相位的正弦信号，再乘以

电阻 R , 得到各相电流在 R 上的压降 U_{Ra} 、 U_{Rb} 和 U_{Rc} ; 图中下面的乘法器是 I_m^* 分别乘以比三相电网相电压的相位超前 $\pi/2$ 的余弦信号, 再乘以电感 L 的感抗, 得到各相电流在电感 L 上的压降 U_{La} 、 U_{Lb} 和 U_{Lc} ; 各相电源相电压 e_a 、 e_b 、 e_c 分别减去前面求得的输入电流在电阻 R 和电感 L 上的压降, 就可得到交流输入端各相所需要的相电压 U_a^* 、 U_b^* 、 U_c^* 的控制调制信号, 用该信号对三角波载波进行调制, 得到 PWM 开关信号去控制各开关功率器件, 得到桥臂中点电压 U_a 、 U_b 、 U_c , 从而控制流过电感 L 的电流大小, 同时实现功率因数为 1 的控制效果。

间接电流控制不需要电流传感器, 存在缺陷。其一是变流器桥臂中点电压依据变流器低频稳态数学模型运算得到, 运算过程中用到电路参数 L 和 R , 当 L 和 R 的运算值和实际值有误差时, 会影响到控制效果, 难以保证系统动态性能; 其二是在稳态向量关系基础上控制电流, 其前提条件是电网电压不发生畸变, 而实际上电网电压由于负载扰动经常会发生畸变, 这必定影响控制效果; 其三是没有电流反馈, 系统没有自身限流功能。因此, 间接电流控制的系统在动态性能要求比较高的系统中应用较少。

4.3 直接电流控制

网侧变换器的控制目标是: (1)保持直流侧电压恒定且有良好的动态响应能力; (2)控制桥路使交流侧电流为正弦, 功率因数为 1。交流侧电流的控制是网侧变换器控制的关键。从本质上讲, 网侧变流器是一个交、直流电能形态转换的能量变换装置。由于无穷大电网电压基本恒定, 对变流器桥臂中点电压进行控制就能有效地控制网侧电流的方向和大小。直接电流控制分为瞬时电流控制和同步电流控制, 也称为直接电流控制。

4.3.1 瞬时滞环电流跟踪控制技术

瞬时电流控制是将交流侧电流检测回来, 组成电流闭环电路。瞬时电流控制是基于静止坐标系下的控制策略, 由于采用电流控制这使电流响应速度快, 有利于过电流保护。瞬时电流控制常用滞环电流跟踪控制技术, 一般应用对小功率变流器的控制。

滞环电流跟踪控制是一种以给定电流作为指令信号, 把实际电流作为反馈信号, 通过滞环比较器将两者的瞬时值比较来决定逆变电路各开关器件的通断, 使实际的输出电流跟踪指令信号变化, 也被称为电流跟踪 SPWM 控制法。

这种控制方法简单, 但存在一些问题, 由于控制系统频带宽度有限, 实际控制电流会存在相位滞后和幅值误差, 要实现单位功率因数逆变就会得有一定困难。另外对电流控制环所需产生的正弦指令电压给定信号的要求也很高。

滞环电流控制原理如图 4.2 所示。滞环比较器的环宽 Δi , 当指令电流 i_k^* ($k=a, b, c$) 和实际并网电流 i_k ($k=a, b, c$) 的差值超过环宽 Δi 时, 就产生 PWM 信号, 该 PWM 信号经驱动电路控制 IGBT 的通断, 从而使并网电流 i 跟随给定电流 i^* 的变化而变化。 Δi 越小, 则输出电流误差越小, 但是开关频率也越高, 这样, 实际电流围绕给定电流波形做锯齿状

变化，并将偏差控制在一定范围，其波形如图（4.3）。

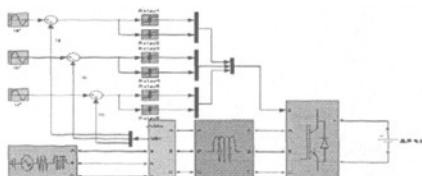


图 4.2 滞环比较电流跟踪控制模型

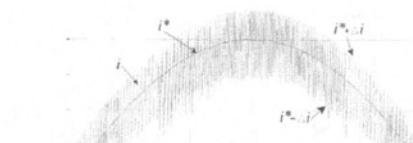


图 4.3 滞环比较方式的指令电流和输出电流

1)这种控制方案的特点:

- a. 实时控制，电流响应快，控制准确，控制方法简单。不存在载波，输出电压中不含定频率的谐波分量；
- b. 滞环电路控制方式的开关频率不固定，其平均开关频率随直流负载电流的变化而变化，导致开关状态的不稳定性和任意性，同时对开关器件造成的冲击较大；
- c. 开关频率变化范围较大，增加了滤波器设计的难度，给驱动保护电路和主电路的设计带来困难，它以牺牲系统开关频率特性来达到好的电流控制。
- d. 滞环电路控制的滞环宽度选择比较困难，需要同时兼顾电流跟踪的速度和给定电流大小，否则滞环将失去调节作用。

2)滞环电流控制的仿真

应用计算机仿真的方法对电路的各种性能进行研究，具有方便、直观、经济、有效的特点。MATLAB 语言是一种功能强大的控制系统计算机辅助设计和仿真语言。可利用 MATLAB/Simulink 中的各种电力电子元件模块构成主电路，通过改变系统的电路参数，使用不同的控制方法来研究系统的动态特性，并且可以清楚的观察到各个电力电子器件的电压及电流波形。

a. 不同环宽电流的对比

由滞环电流控制的特点，我们可以知道开关频率与环宽成反比，减少电流谐波就需要提高开关频率，也就是说滞环电流的环宽与电流谐波有着密切关系。如果减小电流环宽的宽度，那么该控制方式下的电流谐波就变少，反之则亦然。下面我们通过设置不同的环宽来对系统进行仿真。对比图 4.4a、b 所示的不同环宽电流下的电流波形图，可以看一出，滞环环宽由 1A 到 10A 的环宽增长，输出电流谐波含量明显增加，且随着环宽的增加，电流波形品质逐渐降低，而环宽越小，其相电流波形越接近于正弦波。

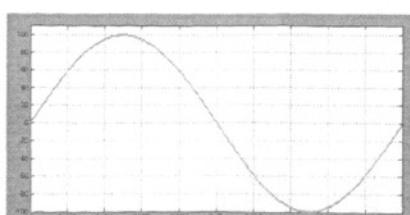
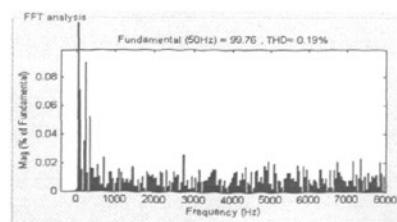


图 4.4a 环宽为 1A 输出电流与给定电流



输出电流频率频谱分析

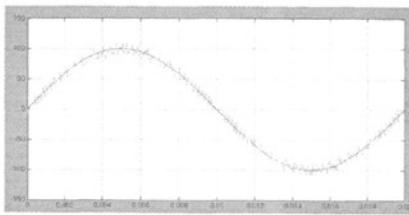
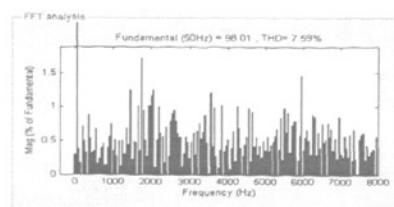


图 4.4b 环宽为 10A 输出电流与给定电流



输出电流频率频谱分析

b.滞环电流控制的电流谐波分析

对交流侧 a 相的相电流进行频谱分析, 环宽分别为 1A 和 10A 时的各次波形分布如图 4.4 所示频谱分析的可以看出, 随着滞环环宽的增大, 其谐波成分的幅值增大, 谐波所占的比重增多, 电流品质降低。从图还可以看出, 滞环电流控制下, 由于开关频率不固定, 谐波电流频谱随机分布, 滞环宽度与开关频率成反比, 而提高开关频率可减小电流谐波含量, 从图上反映出来各次谐波成分都有分布, 这给滤波器设计带来了困难。

4.3.2 同步旋转坐标系下PI 调节电流控制

近年来以空间电压矢量 SVPWM 调制为基础的同步 PI 电流控制理论被用于并网变流器研究。同步旋转坐标系下 PI 调节电流控制的核心思想就是将交流量转化为直流量然后借用经典的 PI 调节器进行控制, 以得到良好的动态和静态控制特性。

这种控制方法在遵循变换前后功率不变原则条件下, 将 abc 坐标系下的三相系统通过 $3s/2s$ 变换转化到两相 α , β 静止坐标系中, 可得 α , β 坐标系下变流器的数学模型。然后以电网频率为基准进行旋转变换, 得到与电网同步旋转坐标系下的 dq 数学模型。在同步旋转坐标系中, 原来三相坐标系中的交流量都变成了直流量。

下面将讨论在 dq 模型下有两个直流量是如何控制交流量的幅值和相角的。首先, d 轴定义为有功功率分量, q 轴定义为无功功率分量。控制 d 轴分量即可控制有功功率, 控制 q 轴分量即可控制无功功率。其次, 电压或电流合成矢量是 d 和 q 轴矢量决定的, 变化 dq 矢量中的一个不仅改变矢量幅度, 而且还改变 d 和 q 轴之间的夹角。因为角度是频率的导数, 所以角度的变化将导致频率变化。为使变流器运行在单位功率因数状态, 应设定 $i_q^* = 0$, 以使网侧无功功率为零。

在旋转坐标系下, 三相静止坐标系下的交流量都变成了两相旋转坐标系下的直流量, 这样就可利用传统 PI 调节器构建电流内环控制系统。控制系统通过电流反馈和电网电压前馈, 使输入电流解耦, 提高了动态性能, 同时系统对参数变化的敏感性降低, 稳定性也相应提高。由于变流器桥路与电网间可选用单电感 L 滤波或 LCL 滤波, 其电流内环控制模型所不同, 以下对这两种情况进行讨论。

4.3.2.1 基于单电感 L 的同步 PI 电流控制

交流器桥路相当于一组开关, 无法将直流电源和交流电网两种性质不同电源隔离, 需要加入电感滤波器进行隔离; 在开关状态下滤波器通过充放电, 滤除功率器件开关带来的

谐波，从而将离散的脉冲能量变为连续的正弦电能送入电网。另外，滤波器的特性决定整个控制系统的控制性能，其主电路结构如图 4.7。事实上，电压型 PWM 变流器整体设计包括滤波性能和控制的动态性能问题，这依赖于变流器桥路两侧直流侧和交流侧两个滤波器相配合，才能达到满意效果。

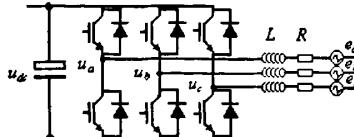


图 4.7 单电感 L 电压型 PWM 变流器拓扑图

一般三相静止对称坐标系(a, b, c) 中的 PWM 变流器数学模型具有物理意义清晰、直观等特点，但在这种数学模型中变量均为时变交流量，因而不利于控制系统设计。为此，通过坐标变换将三相对称静止坐标系(a, b, c) 转换成以电网基波频率同步旋转的(d, q) 坐标系。这样，经坐标旋转变换后，三相对称静止坐标系中的基波正弦变量将转化成同步旋转坐标系中的直流变量，简化了控制系统设计。

基于单电感 L 的同步 PI 控制算法推导如下：

根据第二章的变流器两相旋转坐标下低频数学模型知， dq 轴电流除受到控制量 U_d 、 U_q 的影响外，还受到交叉耦合项 $-\omega L i_q$ 和 $\omega L i_d$ 和电网电压 e_d, e_q 影响。为消除 dq 轴之间的影响，实现对两轴的独立控制，需要构建能解除 d, q 轴间电流耦合和消除电网电压扰动的解耦控制方法。由(式 2.41)，忽略 R 得

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = \omega L i_q - U_d + e_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -\omega L i_d - U_q + e_q \end{cases} \quad (式 4.1)$$

$$\text{令 } \begin{cases} U_d = \omega L i_q - u_{cd} + e_d \\ U_q = -\omega L i_d - u_{cq} + e_q \end{cases} \quad (式 4.2)$$

(式 4.1) 中 u_{cd}, u_{cq} 为调节项， $\omega L i_q, -\omega L i_d$ 为解耦项； e_d, e_q 为电压前馈；将调节项 u_{cd}, u_{cq} 用 dq 轴电流 PI 调节器输出代替，则

$$\begin{cases} u_{cd} = k_p (i_d^* - i_d) + k_I \int (i_d^* - i_d) dt \\ u_{cq} = k_p (i_q^* - i_q) + k_I \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (式 4.3)$$

将(式 4.3)、(式 4.2)代入(式 4.1)，得到完全解耦方程

$$\begin{cases} L di_d / dt = k_p (i_d^* - i_d) + k_I \int (i_d^* - i_d) dt \\ L di_q / dt = k_p (i_q^* - i_q) + k_I \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (式 4.4)$$

由(式4.4)可以看出dq轴的完全解耦,并可根据此(式4.2)、(式4.2)得到同步PI电流控制框图,如图4.8。由图可知,控制d轴电流就可控制有功功率,控制q轴电流就可控制无功功率。为使变流器实现功率因数为1,即网侧无功功率为零,将q轴指令电流*i_q^{*}*=0。由于在同步旋转坐标系中,原来三相坐标系中的交流量都变成了直流量,于是可以采用PI调节进行电流控制,可消除电流环静态误差。另外, *e_d*、*e_q*电压前馈可以在一定范围内消除电网电压波动对变流器工作特性的影响。

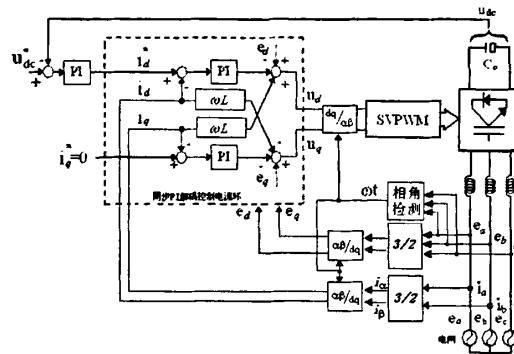


图 4.8 同步 PI 电流控制结构框图

4.3.2.2 基于 LCL 滤波网络的同步 PI 电流控制

变流装置对风力发电机组性能以及送入电网的电力质量有很大影响。风力发电机组并网时需要满足产生的电压与电网电压的相序、频率、幅值和相位分别相等,且输入电网电流谐波应满足一定要求。满足以上条件还可以减小发电机并网过程对电网及发电机自身的冲击,同时将单位功率因数的低谐波优质电能送入电网,其主电路结构如图4.9。

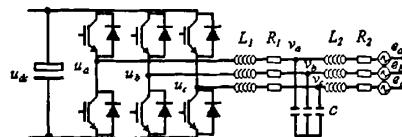


图 4.9 基于 LCL 滤波器的电压型 PWM 变流器主电路图

现在大容量风力发电变流器开关频率较低,交流侧电流中含有较低频率的谐波,采用LCL结构比单电感L结构滤波有更好的电流谐波衰减特性,能更好抑止电流谐波,同时LCL滤波电路的等效阻抗小于去掉电容的纯电感电路阻抗,从而可减小滤波回路的电压降。但LCL滤波器是一个三阶系统,其系统结构远复杂于一阶单电感L滤波器构建的变流器。因此,有必要对LCL滤波器组成的并网变流器数学模型及控制策略进行研究。

基于LCL滤波的电压型变流器需要设计成稳定的和高效的系统。此文,设计了一个基

于 LCL 滤波器简化模型，并采用同步 PI 电流控制环构成的变流器。在不降低系统性能同时，不增加阻尼电阻、传感器和控制方法复杂程度的情况下，通过选择传感器在 LCL 滤波电路中安装位置并合理配置电容和电感值使系统获得稳定，通常电流传感器设置在电网侧比放置在变流器侧更容易实现单位功率因数逆变并使系统稳定^[21]。

根据风力发电系统交流侧滤波器主要作用，确定 LCL 滤波器元件设计规则，用于选择合适的滤波电路器件，三相并网逆变器由三相 IGBT 组成的桥路经过并网 LCL 滤波电路后并到电网。

在设计 LCL 滤波网络时，应先确定变流器的 PWM 调制方法，然后考虑电网电压和网侧电流的检测位置对器件参数选取的影响。在确定变流器侧电感 L_1 、电网网侧电感 L_2 及中间滤波电容 C 大小时，要满足滤波要求，还需考虑电感和电容吸收的无功功率大小，并使变流器输出电压对网侧基波电流的控制能力尽可能的大。

4.3.2.3 基于 LCL 滤波的同步 PI 电流环控制系统

LCL 滤波网络由于增加了滤波器件，系统由一阶变为三阶；而滤波电容的分流作用，使网侧电压电流传感器的放置共有四种方式^[52]，这使变流器电流控制形成多种方式。但就并网逆变而言，在电网电压平衡情况下，有两种可用电流控制方式。一种方式是控制 LCL 的网侧电感电流 i_1 ，另一种是控制 LCL 输出侧电感电流 i_2 ，而选用第二种方式构建控制系统会更容易实现单位功率因数，并可提高系统稳定裕度^[21,23]。此控制系统包括直流电压控制和 dq 轴电流控制，这种结构与单电感系统相似，易于实现单位功率因数逆变。

1) LCL 的滤波网络数学模型

a. 三相静止坐标系下，基于 LCL 滤波网络的并网逆变器数学模型描述如下：

$$\begin{cases} u_a - v_a = (R_1 + sL_1)i_{1a} \\ u_b - v_b = (R_1 + sL_1)i_{1b} \\ u_c - v_c = (R_1 + sL_1)i_{1c} \end{cases} \quad (式 4.5)$$

$$\begin{cases} i_{1a} - i_{2a} = scv_a \\ i_{1b} - i_{2b} = scv_b \\ i_{1c} - i_{2c} = scv_c \end{cases} \quad (式 4.6)$$

$$\begin{cases} v_a - e_a = (R_2 + sL_2)i_{2a} \\ v_b - e_b = (R_2 + sL_2)i_{2b} \\ v_c - e_c = (R_2 + sL_2)i_{2c} \end{cases} \quad (式 4.7)$$

式中 u 为交流器桥臂中点输出电压， v 为电容端电压， e 为电网相电压， i 为电流， L 为电感量， R 为电感的电阻值， c 为滤波电容量。

b. 两相静止坐标系下，LCL 滤波网络数学模型

在三相三线 PWM 变流器中，三相交流输出电流之和为零，且三相电路有两相相互独立。这样将 (式 4.5)、(式 4.6)、(式 4.7) 经 3/2 变换得到两相静止坐标系下方程为：

$$\begin{cases} u_\alpha - v_\alpha = (R_1 + sL_1)i_{1\alpha} \\ u_\beta - v_\beta = (R_1 + sL_1)i_{1\beta} \end{cases} \quad (式 4.8)$$

$$\begin{cases} i_{1\alpha} - i_{2\alpha} = scv_\alpha \\ i_{1\beta} - i_{2\beta} = scv_\beta \end{cases} \quad (式 4.9)$$

$$\begin{cases} v_\alpha - e_\alpha = (R_2 + sL_2)i_{2\alpha} \\ v_\beta - e_\beta = (R_2 + sL_2)i_{2\beta} \end{cases} \quad (式 4.10)$$

c. 两相旋转坐标系下 LCL 滤波网络数学模型

三相平衡的三相电系统, 以角速度 $\omega=2\pi f$ 进行旋转变换, 其中 f 是电网的基波频率, 经过旋转变换可使交流量转换为直流量。与静止 3/2 变换的时不变性和线性转换性不同的是旋转变换改变了系统固有时间特性, 系统数学模型方程在旋转变换后, 使模型方程增加了与时间有关的新增项。这些新增项引起了变量间的耦合。三相三线单电感滤波的 PWM 变流器的电流环只有一对耦合项。如果使用 LCL 滤波器, 耦合的变量则大大增加, 为更好实现电流控制, 可以通过增加解耦项进行解耦。解耦后相互影响的变量相互独立的, 可以进行独立控制。对(式 4.8)、(式 4.9)、(式 4.10)进行旋转变换 dq 坐标系下数学模型:

$$\begin{cases} u_d - v_d = (R_1 + sL_1)i_{1d} + \omega L_1 i_{1q} \\ u_q - v_q = (R_1 + sL_1)i_{1q} - \omega L_1 i_{1d} \end{cases} \quad (式 4.11)$$

$$\begin{cases} i_{1d} - i_{2d} = scv_d + \omega cvi_q \\ i_{1q} - i_{2q} = scv_q - \omega cvi_d \end{cases} \quad (式 4.12)$$

$$\begin{cases} v_d - e_d = (R_2 + sL_2)i_{2d} + \omega L_2 i_{2q} \\ v_q - e_q = (R_2 + sL_2)i_{2q} - \omega L_2 i_{2d} \end{cases} \quad (式 4.13)$$

由经旋转变换得到 (式 4.11)、(式 4.12)、(式 4.13)可以看出有三组耦合项。将以上六个方程组中的 i_{1d} 、 i_{1q} 、 v_d 、 v_q 四个变量消去, 得到如下 LCL 完整数学模型:

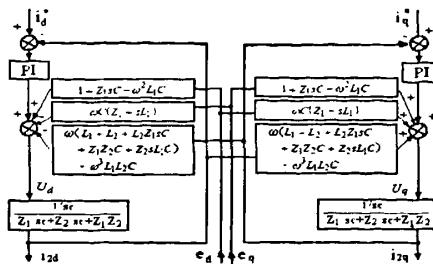
$$\begin{cases} u_d = e_d(1 + z_1 sc) + i_{2d}(z_1 + z_2 + z_1 z_2 sc) + i_{2q}\omega(L_1 + L_2 + L_2 z_1 sc + z_1 z_2 c + z_2 sL_1 c) \\ \quad + e_q\omega c(z_1 + sL_1) - i_{2d}\omega^2 c(z_2 L_1 + z_1 L_2 + sL_1 L_2) - e_d\omega^2 L_1 c - i_{2q}\omega^3 L_1 L_2 c \\ u_q = e_q(1 + z_1 sc) + i_{2q}(z_1 + z_2 + z_1 z_2 sc) - i_{2d}\omega(L_1 + L_2 + L_2 z_1 sc + z_1 z_2 c + z_2 sL_1 c) \\ \quad - e_d\omega c(z_1 + sL_1) - i_{2q}\omega^2 c(z_2 L_1 + z_1 L_2 + sL_1 L_2) - e_q\omega^2 L_1 c + i_{2d}\omega^3 L_1 L_2 c \end{cases} \quad (式 4.14)$$

式中 $z_1 = R_1 + sL_1$ 、 $z_2 = R_2 + sL_2$, 此模型前两项为旋转变换之前所固有, 后五项为基于电网角频率旋转变换产生的耦合项。

2) 电流环控制系统

根据旋转坐标系下滤波电路模型构建电流控制系统。首先忽略电网电压的扰动, 经过旋转变换, 原来与时间有关的正弦变化的电网电压变成了常数, 电网电流在平衡且不含谐波时也变为常数。根据模型(式 4.14), 并采用 PI 调节与前馈解耦方法构建同步 PI 电流闭环

控制的 LCL 变流器同步 PI 电流控制系统, 如图 4.10。



基于 LCL 滤波的单位功率因数变流器电流环的两种构成方式中, 如果将变流器输出电流作为反馈所构成的电流控制系统, 那么为实现单位功率因数逆变, 在设计电流控制环时, 需要增加算法以补偿因滤波电容 C 和电感 L₂ 引起的并网电流幅值和相位变化。而以另一种方式, 即检测网侧电感的电流构成电流环时, 则无须增加控制算法的复杂程度 [21,23]。

将电流控制环的 d_q 两个通道解耦后, 两解耦通道变成两个相互独立的对称直流电流环节。这样就可利用经典控制理论对系统的稳定性和动态响应进行设计。

3)LCL 滤波器模型简化

由图 4.10 可以看到基于完整 LCL 滤波器数学模型构建的变流器电流环十分复杂, 从工程角度可以对滤波器模型进行简化。依据 LCL 滤波网络设计原则选取的电感和电容量可知 $C \ll L_1$ 、 $C \ll L_2$ 则所有与电容 C 有关的项均可忽略, 可将 (式 4.14) 简化为:

$$\begin{cases} u_d = e_d + i_{2d}(R_1 + R_2) + i_{2d}s(L_1 + L_2) + i_{2q}\omega(L_1 + L_2) \\ u_q = e_q + i_{2q}(R_1 + R_2) + i_{2q}s(L_1 + L_2) - i_{2d}\omega(L_1 + L_2) \end{cases} \quad (式 4.15)$$

这样与电容有关的耦合项可以全部忽略, 此时简化模型与单电感模型一致, 只是电感量等于 $L_1 + L_2$ 。

由文献[22]知, 2001 年 Liserre 等人设计 LCL 滤波的变流器电流环时, 考虑到系统控制的是基波电流, 电流环工作在低频段, 则直接忽略了 LCL 的滤波网络中的电容器对解耦控制的影响。他们从频域特性证明了 LCL 滤波电容器的存在不影响电流环 PI 控制器的低频动态特性。

4)基于 LCL 滤波器简化模型的电流控制系统

简化的 LCL 滤波并网 PWM 变流器电流控制系统可以利用图 4.8 结构, 只是前馈解耦电感量设定为 $L=L_1+L_2$ 得到图 4.12。

电流反馈控制是基于旋转坐标系的 PI 同步解耦控制。由于通过坐标变换已将交流正弦信号转化为直流信号, 这样一个交流系统就变成了直流系统。可以用经典控制理论中 PI 调节器进行控制。对于闭环控制系统, 其特性由闭环系统的开环传递函数决定, 而只要使设计

的电流环开环传递函数的放大倍数小于一定值就可以保证系统稳定^[23]。

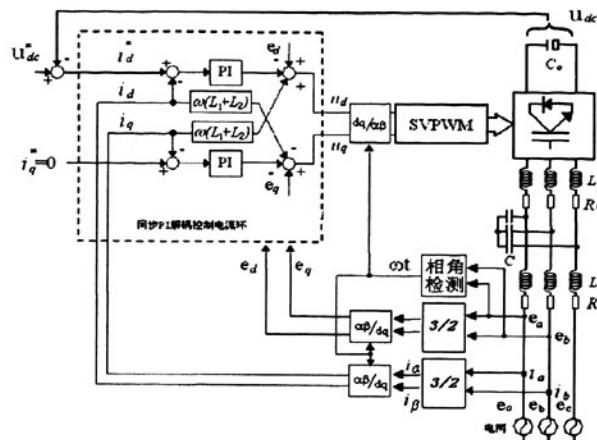


图 4.12 基于 LCL 滤波器简化模型的变流器拓扑图

5)系统仿真实验

为验证简化模型对控制系统性能的影响,在选取不同滤波器电容、电感时,通过修改比例、积分参数,了解系统特性并优化系统性能。本文实验系统,设计功率 $P_N=160\text{kVA}$,电网相电压有效值 $e=220\text{V}$,直流侧电压 $U_{dc}=600\text{V}$,开关频率 $f_{sw}=2\text{kHz}$,网侧电感 $L_1=0.708\text{mH}$,变流器侧滤波电感 $L_2=0.354\text{mH}$,滤波电容 $C=80\text{nF}$ 的电压型PWM变流器。

依据以上分析构建仿真图4.13。

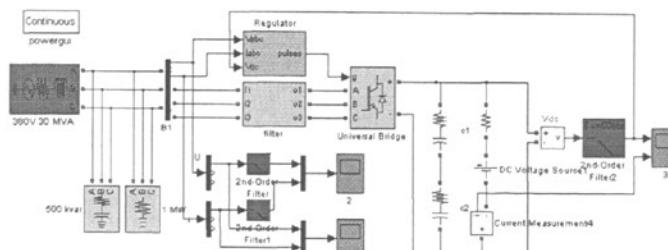
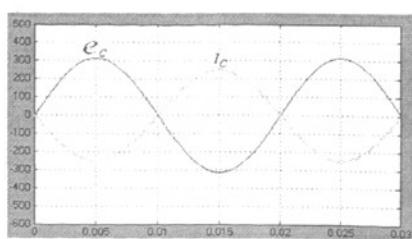
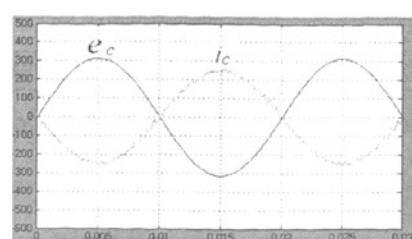


图 4.13 仿真结构

仿真结果表明,依据本文设计的系统稳定且有较好的动态性能(如图4.14a),谐波含量低(如图4.14c);当其它参数不变,去掉电容只用电感时,只是电流波形(如图4.14b)所含谐波分量增加(如图4.14d),基波分量有所下降,交流侧电压和电流由图4.13中示波器1得到。



(a) LCL 滤波输出的网侧电压、电流波形



(b) 单电感 L 滤波输出的网侧电压、电流波形

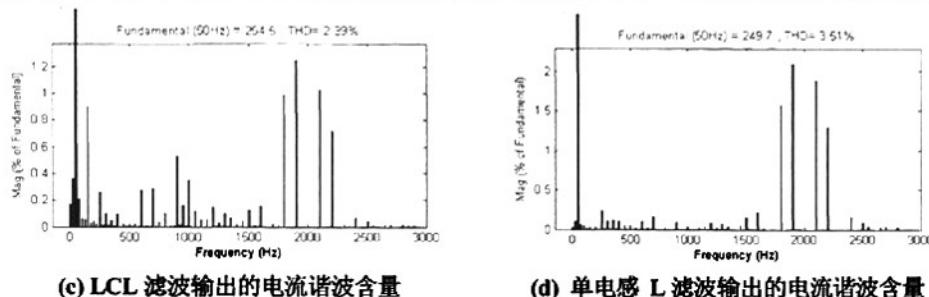


图 4.14 仿真结果

4.4 本章小结

- 1) 本章研究了间接电流控制和直流电流控制的几种基本方法的原理、实现方法，通过仿真分析它们各自存在的不足，重点探讨了同步 PI 电流控制算法的实现方法，分析了它的特点。
- 2) 通过对单电感 L 和 LCL 滤波组成的 PWM 变流器进行分析，证明了基于 LCL 滤波电路简化模型控制算法的可行性。根据 LCL 滤波器完整数学模型，深入分析了模型中各参数之间关系，并得到了 LCL 滤波器简化数学模型。给出了基于 LCL 滤波器简化数学模型构建的无阻尼 PWM 变流器电流环控制系统，在没有增加任何传感器和系统损耗的情况下，使系统稳定运行。

5 变流器工作状态研究

在电网为理想三相电源时, 变流器工作在逆变状态下, 研究变流器桥臂中点电压的幅值和相位对网侧交流电流的影响; 变流器工作在逆变状态下直流侧、交流侧电压、电流以及功率因数的研究; 同步 PI 控制算法研究。

5.1 仿真模型构建

由于网侧三相滤波电路相同, 每一相的工作特性是相同的。以一相为研究对象构建仿真模型。在构建模型时, 可将桥臂中点电压 u 视为一个幅值和相位可任意改变的交流电压源; 电网电压 e 视为幅值和相位不变的交流电压源; 在两个电压源之间为滤波电感 L 和电感的电阻 R 。这样通过改变桥臂中点电压的幅值和相角来观察电感中电流的大小和流动方向, 以研究桥臂中点电压的幅值和相角的变化是如何影响电感中电流变化的。仿真结构如图 5.1。

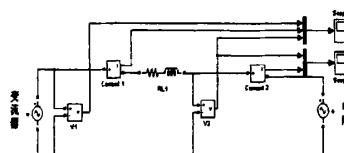


图 5.1 仿真模型结构

仿真模型中, 为与样机试验的情况一致, 此处以变流器定向, 即电流由变流器向电网流动为正方向。当电流与电网电压之间相角差大于 $+90^\circ$ 小于 $+270^\circ$ 时, 电网输出电能, 变流器工作在整流状态, 电网电压与电流之间相角为 180° 时功率因数为-1; 当电能由变流器流向电网时, 电网吸收电能, 变流器工作在逆变状态, 此时电流与电压相位差在 -90° ~ $+90^\circ$ 之间。当相位差为 0° 时, 功率因数为 1, 变流器工作在单位功率因数逆变发电状态。

5.2 桥臂中点电压的幅值和相位对网侧交流电流幅值和相位的影响

为调试变流器提供理论依据, 研究桥臂中点电压 u 的幅值和初相角 θ 增加(或减小)时, 对功率因数的影响, 以及滤波电感对网侧电流的影响进行仿真, 仿真分析如下:

1) 两电压同幅同相状态研究

当桥臂中点电压与电网电压的幅值和相位相同时, 由仿真结果可知, 电感中电流为零。这一结论可用于变流器的并网瞬间状态, 因为这种状态对电网和变流器没有任何冲击, 是最理想的并网瞬间状态。

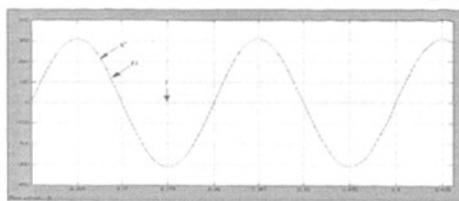


图 5.2 桥臂中点电压与电网电压同幅同相的电流电压波形

2) 两电压幅值相同, u 相位对网侧电流的影响

经 MATLAB 仿真发现, 当网侧电感量一定时, 要使变流器工作在逆变状态, 则桥臂中点电压 u 的相角必须超前于电网电压 e 的相角。如图 5.3, 桥臂中点电压的幅值 $u_{max}=311$ V, 初相角 $\theta=4^\circ$, 电网电压幅值 $e_{max}=311$ V, 初相角为 0° ; 当桥臂中点电压 u 的相角滞后于电网电压 e 的相角时, 变流器会工作在整流状态, 如图 5.4, 桥臂中点电压的幅值 $u_{max}=311$ V, 初相角 $\theta=-4^\circ$, 电网电压幅值 $e_{max}=311$ V, 初相角为 0° 。

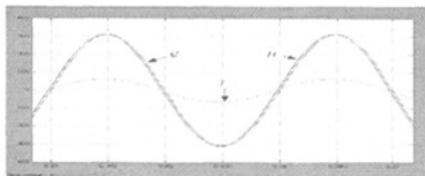


图 5.3 变流器工作在逆变状态

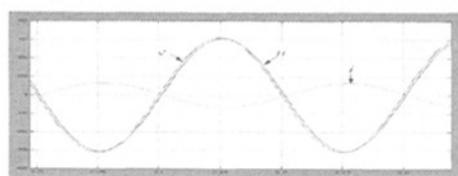
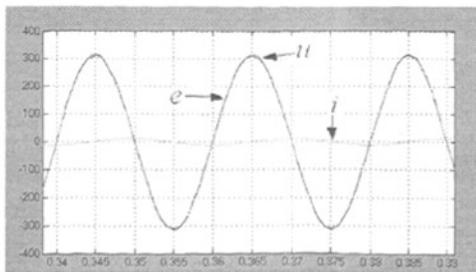
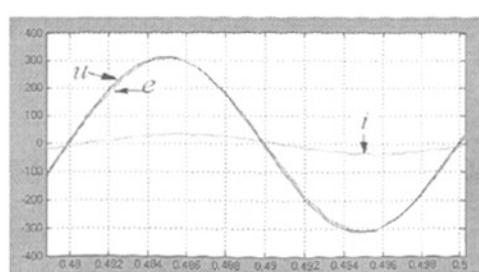


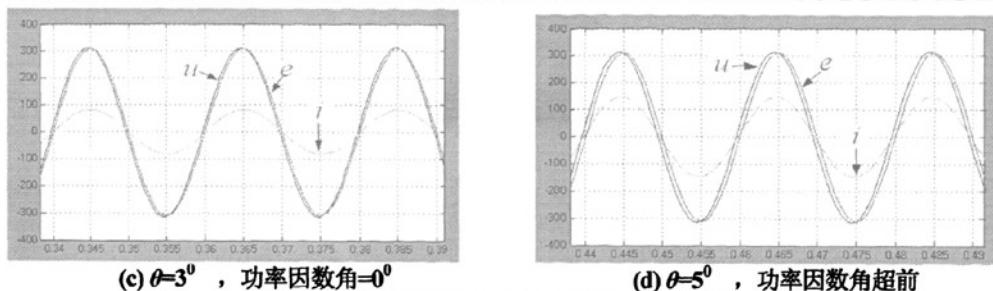
图 5.4 变流器会工作在整流状态

3) u 的幅值大于 e 幅值, u 相位对网侧电流的影响

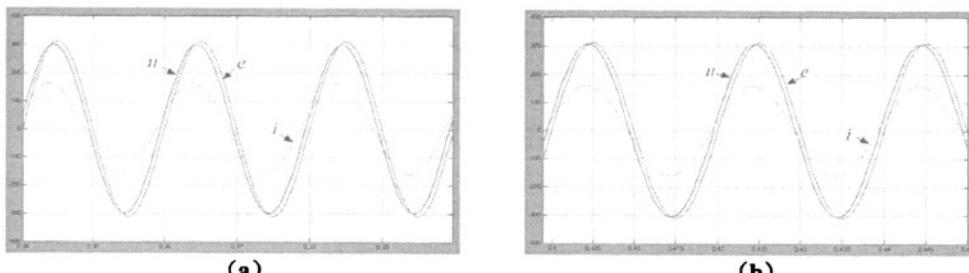
桥臂中点电压的幅值 $u_{max}=315$ V, 且网侧电感量 $L=3*0.354$ mH 时, 改变桥臂中点电压的初相角 θ 。仿真结果分析要想实现单位功率因数逆变, 桥臂中点电压 u 的幅值和初相角 θ 必须相应增加 (或减小), 两者需保持同步增长或同步减小; 如果二者关系不匹配, 无法实现功率因数为 1。

当桥臂中点电压 u 的幅值大于电网电压 e 的幅值, 且大小保持不变时, 其初相角 θ 对网侧电流 i 的关系为: $\theta=0^\circ$ 时, 网侧电流 i 滞后电网电压, 且滞后角小于 90° , 如图 5.5(a); 随着电压 u 初相角 θ 增加, 网侧电流 i 滞后电网电压的角度逐渐减小, 如图 5.5(b); 当电压 u 初相角 θ 增大到一定值时, 电网电压与电流同相位, 即功率因数为 1, 如图 5.5(c); 随着电压 u 初相角 θ 进一步增加, 网侧电流将超前电网电压, 如图 5.5(d)。在角 θ 增加过程中, 电流幅值始终增加, 因此为保证电流工作在额定范围内, 角 θ 不能过大。

(a) $\theta=0^\circ$, 功率因数角< 90° (b) $\theta=1^\circ$, 功率因数角滞后

图 5.5 桥臂中点电压 u 的相角对电流的影响4) u 幅值小于 e 幅值时, u 相位对电流的影响

当桥臂中点电压 u 初相角 θ 超前电网电压相位时, 发现即使桥臂中点电压 u 的幅值低于电网电压幅值, 变流器也会工作在发电逆变状态, 随着电压 u 幅值增加网侧交流电流相角向右移动, 幅值减小, 波形如图 5.6 (a)、(b)。

图 5.6 桥臂中点电压 u 的幅值小于电网电压时对电流的影响5) 网侧电感 L 的大小对网侧电流的影响

当网侧电感量 L 减小为 0.354mH 时, 桥臂中点电压的幅值 u_{max} 与表格 1 相同时, 要实现功率因数为 1, 则需要减小桥臂中点电压初相位角 θ 。桥臂中点电压的幅值和相角与电流 i_{max} 以及功率角的关系如下表:

表 5.1

试验参数	试验次数									
	1 次	2 次	3 次	4 次	5 次	6 次	7 次	8 次	9 次	
功率角等 于 0°	u_{max} (V)	312	313	314	315	316	317	318	319	320
	i_{max} (A)	34	59	98	123	148	173.5	199	224	250
	θ	0.7°	1.2°	2°	2.5°	3°	3.5°	4°	4.5°	5°

当网侧电感量 L 增大为 1.708mH , 桥臂中点电压的幅值 u_{max} 与表格 1 相同时, 要实现功率因数为 1, 则需要增大桥臂中点电压初相位角 θ 。桥臂中点电压的幅值和相角与电流 i_{max} 以及功率角的关系如下表:

表 5.2

试验参数	试验次数									
	1 次	2 次	3 次	4 次	5 次	6 次	7 次	8 次	9 次	
功率角等 于 0°	u_{max} (V)	312	313	314	315	316	317	318	319	320
	i_{max} (A)	10.2	30	35.4	61	81	92	102	112	123
	θ	1°	3°	3.5°	6°	8°	9°	10°	11°	12°

当网侧滤波电感量 L 为 0.354mH 时, 桥臂中点电压幅值为 312V , 相角为超前 2 度, 得电网电压和电流仿真图 5.7 (a); 当网侧电感量 L 为 3.54mH 时, 桥臂中点电压幅值为 312V , 相角为超前 2 度, 得电网电压和电流仿真图 5.7 (b)。由仿真图 5.7 以及表 5.2 和表 5.3, 得到以下结论: 在逆变状态下, 桥臂中点电压幅值和相角一定时, 随着电感量增加, 电流相位向左移动, 幅值减小。

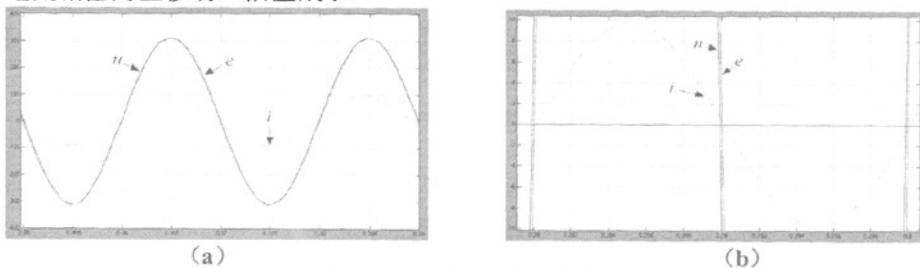


图 5.7 网侧滤波电感量电流的影响

5.3 同步坐标系下 PI 解耦控制特性仿真

为了验证同步 PI 解耦控制算法在电网为理想状态下的控制效果, 对基于同步旋转坐标系下的变流器控制模型进行仿真实验, 从电压和电流两个角度考察 PWM 变流器的动态和静态特性情况。

5.3.1 PWM 电压型变流器直流环控制特性研究

由变流器直流侧的电压 u_{dc} 和电流 i_{dc} 波形, 如图 5.8。从图可以看到变流器在 0.05s 之前是从电网向直流电容充电的过程。这一过程的充电电流比较大, 电压的波动的峰值也很高, 如果不对这一过程进行控制, 有可能会在充电过程中产生直流过压, 将直流侧电容击穿。因此, 在变流器工作之前对直流电容进行预充电, 在设计充电回路时, 可使用功率足够大的电阻, 并要考虑充电时间。

在充电过程之后, 变流器进入逆变状态, 直流侧电压逐步稳定在直流电压给定值。其过度过程没有出现震荡, 且稳态时电压平稳。从直流电流波形可见, 电流为开关量。

为研究因风速变化对网侧变流器的影响, 仿真过程通过改变直流侧直流电源电压值来模仿风速变化。因为风速变化后, 发电机产生的电能也将相应变化。当风速加大时, 因网侧变流器无法立刻将新增加的电能放掉, 这些能量将使直流侧电容电压升高; 当风速减小时, 因发电机无法及时给电容补充电能, 这会使直流侧电容电压降低。

仿真时, 两次改变有功功率支路的电流给定值, 第一次只是给定电流大小减小, 而方向不变, 这时变流器仍工作在逆变状态, 但输出功率减小; 第二次不但给定电流大小改变, 而且方向也变化, 这时可从直流侧电流看到, 变流器工作状态由逆变转化为整流状态, 电能由电网流向直流侧。可见同步 PI 解耦控制算法可使变流器实现能量的双向流动。直流侧电压仿真图来自图 4.13 的示波器 3。

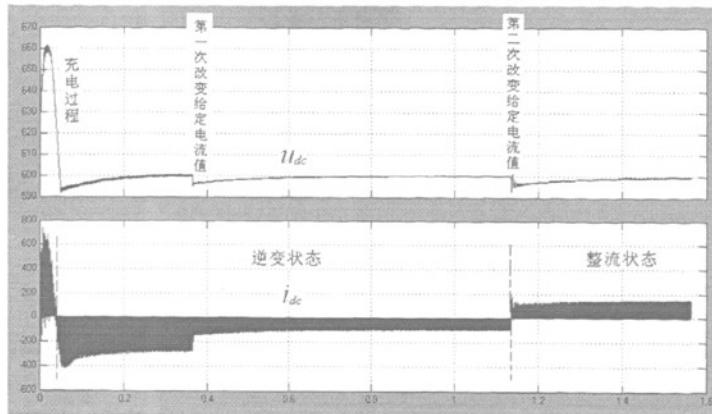


图 5.8 直流侧电压和直流电流波形

5.3.2 PWM 电压型变流器电流环控制特性研究

PWM 变流器的重要特性是能够实现功率因数的控制。通过检测电网电压、网侧电流的频率、相位和幅值，可以使变流器工作于逆变和整流方式，实现系统的能量双向流动。

下面给出了电压电流双闭环同步 PI 控制策略下网侧变流器在直流电压突变时，变流器工作在逆变和整流状态下的电网电压 e 和网侧电流波形，如图 5.9。可以看出这种控制策略能够控制网侧电流在一定范围内实现双向流动，不会出现过流和震荡现象。以下波形来自图 4.13 的示波器 2。

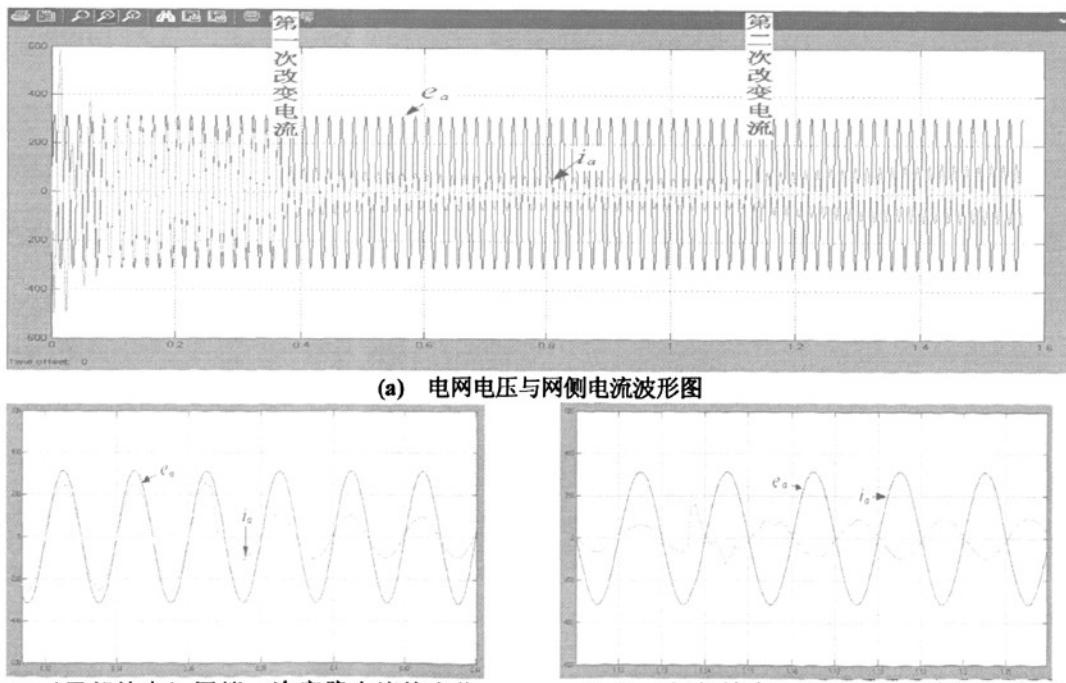


图 5.9 PWM 变流器由逆变方式向整流方式转化仿真图

5.4 本章小结

为研究网侧变流器在电网为理想状态下的特性。对电压外环、电流内环的控制策略进行了 Simulink 仿真。仿真表明，基于同步 PI 控制的 PWM 变流器控制方法良好，基本达到了预期的设计指标。

- (1) 通过简单发电状态仿真模型，研究变流器桥臂中点电压幅值和相位对网侧电流的幅值与相位的影响。结果发现变流器桥臂中点电压的相位对电流影响比幅值更重要，只要桥臂中点电压超前电网相位，即使桥臂中点电压低于电网电压幅值，变流器也会处于发电状态。
- (2) 在研究 PWM 变流器的控制原理，分析了其拓扑结构，并在旋转 dq 坐标系下建立了其数学模型基础上，建立了电压外环、电流内环的控制策略，利用 Simulink 软件，建立了三相电压型 PWM 变流器的仿真模型。对 PWM 变流进行了电压外环、电流内环控制策略的仿真，仿真结果表明该系统具有功率因数可调、谐波抑制能力强、直流侧电压稳定、以及能量可双向流动等性能，为深入研究和设计 PWM 变流器奠定了基础。

6 电网异常时变流器的工作特性及保护

前面章节主要讨论变流器在理想电网情况下变流器的工作情况。但实际电网的电压和频率是变动的，有时还会出现短路或停电事故。这就需要研究在电网变化情况下变流器的工作状态和保护问题。

当电网失电时，还会出现一个新的现象——孤岛现象。处于孤岛的并网变流器可能会导致电力的质量问题，干扰电网保护装置，损坏并网变流器，甚至危害人员的安全。目前大多数防孤岛研究集中在光伏发电的单相变流器上，对于三相变流器只做了少量的工作。一些发达国家已对并网变流器进行了深入研究，并将光伏发电、风力发电、燃料电池发电等可再生新能源的并网所使用的变流装置，通称为分布式发电系统 DG (Distributed Generator)，并制定分布式发电系统并网规范，以保护电网和 DG 系统安全。

6.1 电网波动对变流器的影响

一个理想的电力系统电压和电流的频率应为恒定(50Hz)、波形为正弦波，并且按规定的电压水平向用户供电。在三相交流电力系统中，各相的电压和电流应处于幅值大小相等，相位互差 120°的对称状态。由于系统发电机、变压器、线路等参数并不是理想线性或对称的，负荷性质各异且随机变化，加之调控手段的不完善以及运行操作、外来干扰和各种故障等原因，这种理想状态在实际中并不存在，因此需要在非理想电网状态或者在电网出现故障条件下，进一步研究变流器的运行特性以及变流器的保护问题。

6.1.1 电网电压波动的影响

中国国标 GB12325-90 对正常运行电网的电压允许偏差有严格的规定^[39]。国标规定 35kV 及以上供电电压正、负偏差的绝对值之和不超过额定电压的 10% (如果供电电压上下偏差为同号时，按较大的偏差绝对值作为衡量依据)。10kV 及以下三相供电电压允许偏差为额定电压的±7%。380V 三相供电电压允许偏差为额定电压的±7%。220V 单相供电电压允许偏差为额定电压的+7%、-10%。供电电压是供电电能质量的重要指标，供电部门有责任保证供电电压保持在规定的范围内。

1) 电网电压低于额定值时变流器特性仿真

设电网电压有效值下降到额定值的 70% (即 266V) 时，直流侧电压 U_{dc} (附录图 6 的示波器 3)，直流侧电流 i_{dc} (附录图 6 的示波器 i_{dc})，交流侧电压 e_a 、电流 i_a 的波形 (附录图 6 的示波器 2) 和变流器与电网接点处的频率 (附录图 6 的示波器 Freq) 变化仿真结果图 6.1。以下全部仿真结果的检测点都取自相同对应示波器。以下各仿真图 (a. 直流电压；b. 直流电流；c. 交流电流和电压；d. 变流器与电网接点处频率)。

从图 6.1 可以看出，当电网电压降低后，直流侧的电压变化不大，而直流电流由于电网突降出现小幅震荡现象。变流器的交流输出电流增加、电压降低。这是由于电网电压降

低, 为保证直流输入能量和变流器输出能量平衡, 同步 PI 电流控制算法使控制桥臂中点电压的幅值和相位相应变化。仿真结果表明变流器在一定范围内可以实现能量守恒。同时变流器频率会有小幅度波动。另外, 电网电压降低时需考虑变流器的过流保护问题。

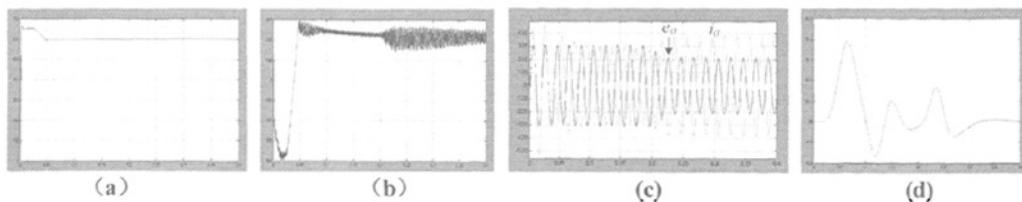


图 6.1 电网电压有效值为额定值的 70% 时的仿真结果

2) 电网电压高于额定值时的变流器特性仿真

设电网线电压有效值上升到额定值的 110% (即 418V) 时, 直流侧电压 U_{dc} , 直流侧电流 i_{dc} , 交流侧电压 e_a 、电流 i_a 的波形和变流器与电网接点处的频率变化仿真图 6.2。从图 6.2 可以看出, 由于电网电压升高, 变流器直流侧电压无法支撑逆变需要的幅值, 变流器通过移动相角以实现逆变, 结果出现了网侧交流电流相位的变化, 且电流幅值减小、直流电压升高。通过仿真还发现电网电压过高时, 电网电能会出现倒灌现象, 即电网电能流向变流器使直流侧电压大幅升高, 且直流电流反向的问题。这一问题在做样机试验时也出现过。因此, 要在直流侧设置直流电压的过压保护。

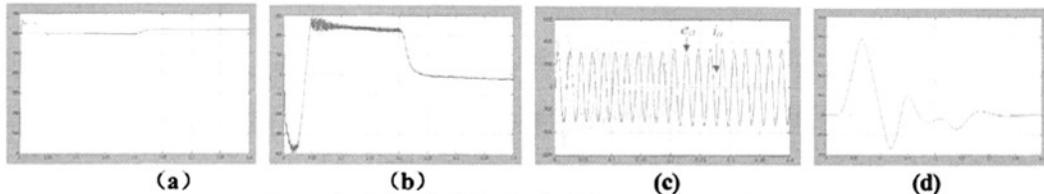


图 6.2 电网电压有效值为额定值的 110% 时的仿真结果

6.1.2 电网频率波动对变流器的影响

中国电网额定频率为 50Hz, 正常运行偏差允许 $\pm 0.5\text{Hz}$ (49.5Hz~50.5Hz)。整个电网是一个同步系统, 所有节点的频率必须保持一致, 这样系统才能稳定运行。如果系统中某个节点的频率偏离额定频率, 会对用户的电机等设备正常使用造成影响, 降低工作效率。

为了保证电力系统安全稳定运行, 并保护并网的如风电机组等一系列分布式发电系统安全运行, 各个国家和地区对分布式发电机组并网处的频率有严格的要求。美国德州规定, 正常的运行范围是 59.3~60.5Hz; 纽约规定正常运行范围是 59.3~60.5Hz; 加州规定 11kVA 以下的分布式发电机组应该在 59.3~60.5Hz 的频率范围内稳定运行; 澳大利亚规定光伏电站运行在 $50 \pm 0.2\text{Hz}$ 范围内, 当电网的频率超出正常范围后, 要在规定时间内将风电机组和电网分离。这样做的目的: 一方面是防止由于风电机组的存在而造成更严重的频率偏差; 另一方面是为了保护风电机组, 防止其因频率不准而不能安全稳定运行。

对同步 PI 结构控制变流器在频率波动时进行仿真：设电网电压频率下降/上升到 49/51Hz 时，直流侧电压 U_{dc} ，直流侧电流 i_{dc} ，交流侧电压 e_c 、电流 i_c 的波形和变流器与电网接点处的频率变化仿真图 6.3 和图 6.4。

和电流的影响很大。这是由于同步 PI 控制的变流器以电网频为基准，为减少干扰需设置频带较窄的滤波器。当电网频率变化后，电网频率检测回路对频率的检测信号无法快速跟踪变化的频率，出现控制系统不能同步，结果控制回路无法正常运行。

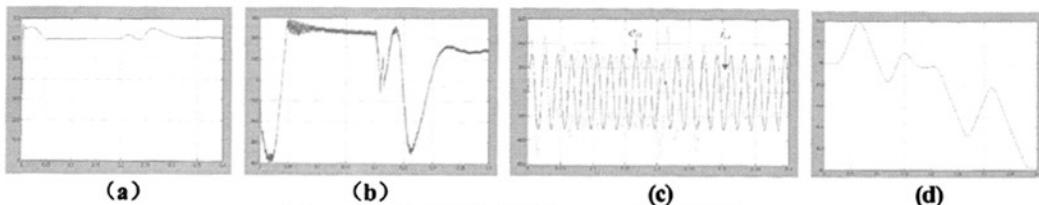


图 6.3 电网电压频率突降为 49Hz 时的仿真结果

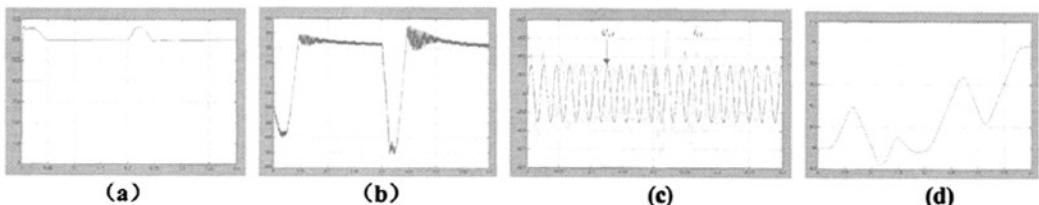


图 6.4 电网电压频率突升至 51Hz 时的仿真结果

6.2 过、欠电压保护和解列条件

电力系统的故障都可能会引起电网电压升高或降低，超出正常的运行范围，被称为过/欠电压。造成电网电压升高的原因^[48]可能有：同步发电机调速器失常带来转速升高以及励磁系统故障等原因都会引起定子过电压；电力系统突然丢失大量负荷，造成无功功率过剩。而使电压下降的原因可能是：发电机出口发生短路，或者电力系统中发生接地短路。当电网电压超出正常范围时，无论是那种故障造成的，风电机组和输配电网都处在异常工作状态，为了保护风电机组，预防出现大的系统事故，应当将风电机组和电网分离。

电网系统中存在电网电压瞬时超标的情况，例如负荷变化、机组启动等原因，但是超标的持续时间很短，很快就恢复到正常状态。这需要给保护动作增加延时，以避免电压由于电网电压瞬时突变，造成风电机组的断路器频繁动作，从而保证系统平稳运行。同时当电力系统的电压处在超限运行时，风电机组的接入对电压支持会有所帮助。风电机组可以根据电压的高低调整出力，电压过低则机组可以向系统输送无功，电压过高机组可以吸纳剩余无功，帮助整个系统调整电压达到安全稳定运行的目的。

动作延时时间的长短应该根据当地电网的基本情况具体分析，如果电网备用容量较多，可以将延时时间设置的长一些。

国外对并网分布式发电系统的过/欠电压继电保护的运行方式做出了规定。美国德州要

求当并网的风电机组运行电压在额定值的 70%~90%或 105%~110%之间时，在 10 个周波(0.166 秒)内断路器跳闸；当电压 70%~110%，断路器在 10 个周波(0.1662 秒)内跳闸。纽约规定当风电电压超出正常运行时，继电器延时 2 秒，断路器跳闸；如果电压降为 50%或高于 137%，断路器在 6 个周波(0.1 秒)后跳闸。澳大利亚光伏装置并网规则中规定：对于光伏电站当电压超出正常运行范围时，过/欠电压保护应在 2 秒内动作将光伏系统与电网断开。

目前国内对于配电线路的低压保护设置如下：当系统电压低于 60%之后，低压保护将启动，按负荷级别切除相应负荷，以确保系统稳定。电力公司的低压保护仅仅在系统缺失大量无功、电压不能维持的状态下启动，在如此极端的工况下，配电网上游的一些自动装置已经开始启动，有可能会对风电机组造成冲击，而风电机组较小的容量对系统的支援作用不大，同时风电的低压保护要求在其他故障中也要启动，所以风电的保护应该更加敏感一些。具体低压解列的条件要在机组接入方案中进行详细计算，并报电力公司批准。对于过压保护电力部门没有对此做出规定，风电机组应该根据自身的承受能力加装并设置相应的保护及解列措施。

6.3 防孤岛研究

研究并网变流器，除了要研究在正常电网时的特性，还要研究其在电网波动和断电情况下的工作情况，下面将对电网断电时出现的孤岛问题进行研究。所谓孤岛状态就是如图 6.5 所示，相当于只有变流器和线路上的负载，而无电网电源。要研究风电并网机组的并网变流器防孤岛问题，必须研究在不同负载情况下，变流器在电网正常情况下和孤岛状态下的工作情况。

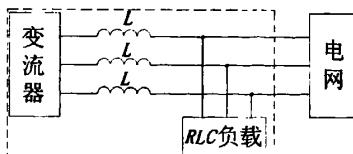


图 6.5 孤岛状态图

6.3.1 电网正常状态变流器工作状况

当与风电机组最靠近负载的有功功率大于风电机组提供的功率时，负载消耗的功率一部分由风电机组提供，其余部分由电网补充。当负载有功功率小于风电机组功率时，除负载消耗的部分功率外，多余部分将馈入电网。由于风电的并网变流器的功率因数一般设为 1，且以变流器定向时，变流器电流和电网电压同频同相，则负载所需无功功率只能由电网提供。以下仿真均来自附录图

6.3.2 孤岛状态下变流器工作状况

孤岛状态下，负载所需功率全部由风电机组提供。为研究方便，假定在电网失电后，

失电电网存在的等效负载, 用 RLC 并联负载表示。RLC 负载的有功 P 、无功功率 Q 和电压 U 、频率 $f(\omega=2\pi f)$ 之间的关系为:

$$P = U^2 / R \quad (式 6.1)$$

$$Q = U^2 / (\omega C - 1 / \omega L) \quad (式 6.2)$$

1) 由 (式 6.1) 可知:

a. 变流器的有功功率小于 RLC 负载功率时, 交流电压减小, 电流增加。仿真如下:

设变流器的功率为 138kW, RLC 负载 R 的有功功率为 1000kW, L 的无功功率为 1800kVar, C 的无功功率为 1800kVar。 $U_{dc}=600V$, $i_{dc}=230A$, 当孤岛现象出现时, 直流侧电压 U_{dc} 升高, 直流侧电流 i_{dc} 降低, 变流器与电网接点处频率会向减小方向漂移, 交流侧电压 e_a 降低和电流 i_a 升高。

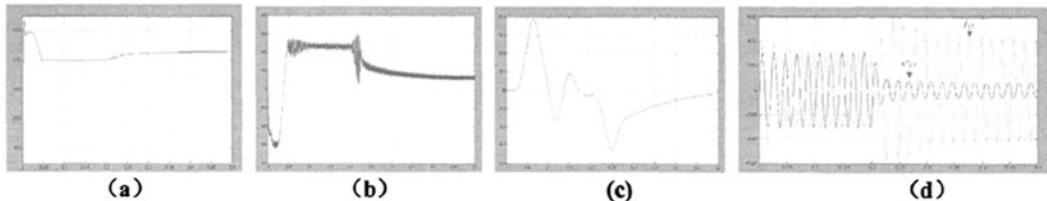


图 6.6 孤岛状态下变流器的有功功率小于 RLC 负载功率时的仿真结果

b. 变流器的有功功率大于 RLC 负载功率时, 输出电压增加, 电流减小。仿真如下:

设变流器的功率为 138kW, RLC 负载为 R 的功率为 50kW, L 的功率为 90kVar, C 的无功功率为 90kVar。 $U_{dc}=600V$, $i_{dc}=230A$, 当孤岛现象出现时, 直流侧电压 U_{dc} 升高, 直流侧电流 i_{dc} 降低, 变流器与电网接点处频率会向减小方向漂移, 交流侧电压 e_a 升高和电流 i_a 降低。

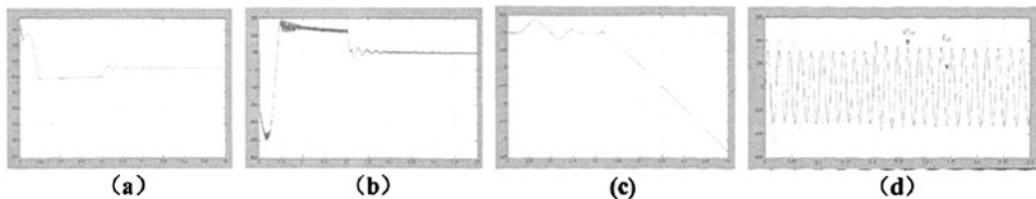


图 6.7 孤岛状态下变流器的有功功率大于 RLC 负载功率时的仿真结果

c. 变流器的有功功率基本等于 RLC 负载功率时, 输出电压和电流不变。仿真如下:

设变流器的功率为 138kW, RLC 负载 R 的有功功率为 138kW, L 的无功功率为 248.4kVar, C 的无功功率为 248.4kVar。 $U_{dc}=600V$, $i_{dc}=230A$, 功率匹配时出现孤岛现象, 则直流侧电压 U_{dc} 和直流侧电流 i_{dc} 基本不变, 变流器与电网接点处频率只会向小幅波动后就回到 50Hz, 交流侧电压 e_a 和电流 i_a 基本不变。

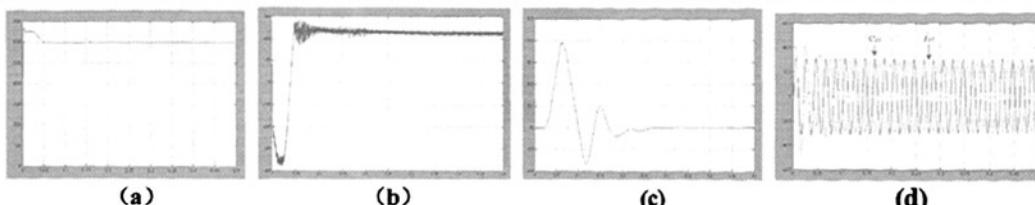


图 6.8 变流器的有功功率等于 RLC 负载功率时的仿真结果

2) 由公式 (2) 可知:

电网正常情况下, 变流器输出功率因数为 1 时, 负载无功功率 $Q_{load} = 0$, 变流器的无功功率 $Q=0$ 。孤岛状态下, 负载无功功率在电感 L 和电容 C 之间交换, 变频器的工作角频率 ω 满足 $1/\omega L - \omega C = 0$, 此时负载 L 和 C 之间处于谐振状态, 谐振角频率 ω 等于 $\omega = \sqrt{LC}$, 这时逆变器输出频率为 $f = \omega / 2\pi = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$ 。

由以上理论分析和仿真结果可知, 电网失电后, 如果负载有功功率和变流器功率相匹配, 变流器并网节点处的电压幅值将处于正常范围内, 则电压幅值异常检测方法失效; 当负载电感 L 和电容 C 之间谐振频率在 49.5Hz~50.5Hz 之间时, 根据电压频率异常判断电网失电的方法也无法实现。因此, 采用简单的被动孤岛检测在上述情况失效。为提高检测孤岛状态的可靠性, 目前国内外正在研究被动方式和主动方式相结合的策略。

6.4 防孤岛控制方法的研究与试验分析

6.4.1 被动防孤岛

一般的并网变流器都设置过压和欠压、过频和欠频工作范围以保护设备正常运行。当电网失电时, 在并网变流器输出恒定交流电流的作用下, 输出接点处的电压幅值会高于或低于正常值, 同时电压频率会高于或低于正常值, 逆变器检测到这一异常变化超出一定范围就会进行保护, 从而使并网逆变器在大多数情况下具有较好的防孤岛能力。

以上被动式方法利用电网断电瞬间逆变器输出功率与局部负载功率不平衡, 造成逆变器输出端电压的幅值、频率、相位或所含的谐波变化超出一定范围, 作为孤岛检测的依据。其优点是检测方法简单, 但所有被动的防孤岛方法都有探测死区。另外, 当负载和并网逆变器容量近似匹配时, 即使电网失电, 并网变流器输出的电流作用于负载上时, 公共节点处的电压幅值和频率基本保持不变, 这样变流器的过压和欠压保护功能、过频和欠频保护功能就会失去作用, 也即是说, 并网逆变器通过电压幅值异常或者电压频率异常的保护功能来实现系统的反孤岛效应就会变得不可靠^[42]。

此外, 为提高检测的灵敏度, 只能减少探测盲区, 此方法易被干扰引发频繁的跳闸, 不利于电网的安全。在实际应用被动计划(继电器)仍广泛使用的防孤岛手段, 而应用通常指定的限制, 例如最小负载, 最低逆功率等, 规格基本上提供足够的发电/负载功率不匹配, 使传统保护计划可以实现孤岛检测。该解决方案在分布式发电的防孤岛系统中将长期起作用, 以上方法通常被称为被动防孤岛,

6.4.2 主动防孤岛方法

1) 检测盲区的一些主动方案

主动式检测是在系统工作中，对逆变器输出电流、频率或相位加入扰动信号，并对其进行检测。如果电网正常，因电网的平衡作用，逆变器输出不受扰动信号的影响，一旦电网失电，即使在输出功率与负载功率平衡的情况下，扰动信号也会破坏系统的平衡，引起系统电压、频率明显变动，从而确定孤岛产生。但在功率平衡情况下，如果加入扰动将不足以引起的电压超限，则仍然无法检测到孤岛发生^[43,44]。

2) 一些主动方案对电力质量的影响

一些主动的方案使用干扰信号注入控制方式。在这种情况下，无论多么大的电力不匹配，此方案将引起电压和频率的漂移，但注入信号会导致波形失真。在正常并网运行时，这些方案将会影响的电力质量。

3) 主动方法引起的稳定问题

对有正反馈方法，总是会影响稳定性问题，即如果正反馈太强或电网太薄弱，甚至在并网时可能会破坏电力系统。到目前为止，影响的稳定程度尚未很好量化。但只要设定好正反馈的放大倍数，在对电网影响最小情况下，主动防孤岛方法是目前最有效的防孤岛方案。

6.4.3 同步 dq 坐标系下实现防孤岛方案

正反馈模型可以很容易地在三相同步 PI 电流控制系统中实现。三相逆变器的控制可以在 ABC 三相静止坐标系或 dq 旋转坐标系中实现。dq 旋转坐标系下的控制在现代数字控制逆变器中应用的最为普遍。带正反馈控制的主动防孤岛方法就是在 dq 旋转坐标系的逆变器控制模型的基础上，加入正反馈组成防孤岛系统。它的好处是注入信号平稳且不会出现误动作，是主动防孤岛方法的研究方向。

6.4.3.1 正反馈防孤岛方案的两个组成部分

正反馈的防孤岛方案使用了两个组成部分：一个是正反馈，另一方面是在同步 dq 坐标系实现防孤岛方案。两个组成部分相结合就产生了一个新的防孤岛系统，如图 6.9。新的防孤岛系统比现有的方案有许多性能优势，这将在后面被证明。

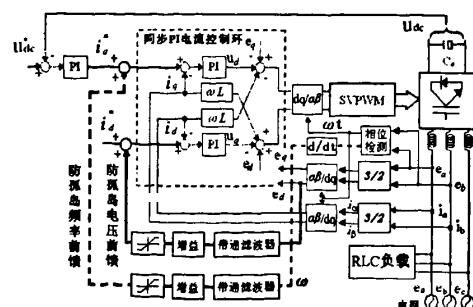


图 6.9 正反馈防孤岛控制结构图(粗实线为电压模值正反馈；粗虚线为频率正反馈)

6.4.3.2 正反馈的由来

所有被动的防孤岛方法都有探测死区。在完全功率匹配试验条件下，任何被动的防孤岛方法将会失败。此外，如果设置范围过于小，以减少探测盲区，被动的方法通常主动的对干扰做出反应。如果没有正反馈，一些主动探测方法仍然有探测死区。正反馈主动控制方法的基本理念是一旦出现孤岛立刻切断并网接触器。

在 20 世纪 90 年代初，日本研究光伏发电的科技人员首先提出正反馈的防孤岛方法。此后，这一方法被世界上其他研究人员所引用。特别是，美国研究人员采用这个方法，将它应用于单相逆变器，并进行了广泛的测试。

正反馈可通过不同的反馈路径来实现，例如，从 e_d 到 i_d^* ，从 e_d 到 $Iqref$ ，从 e_q 到 i_d^* ，从 e_q 到 i_q^* ，从 ω 到 i_d^* ，从 ω 到 i_q^* 构建六种正反馈防孤岛结构。以下各取电压和频率方案的中一种进行讨论。

6.4.3.3 正反馈方案

基于（式 6.1）和（式 6.2），能够建立两个正反馈结构。一个是有功支路电压模值反馈；另一种是无功支路电压频率的反馈。

1) 有功电压模值正反馈方案

如图 6.8 的粗实线表示的正反馈回路为一个 d 轴电压正反馈方法。当逆变器检测和计算得到的 d 轴电压增加时，防孤岛反馈将命令逆变器的 d 轴给定电流增加。这将导致更多的有功功率输出。由于在（式 6.1）中负荷特性，电压会不断增强，以平衡的有功功率。由于防孤岛正反馈的存在，被增加的 d 轴电压将进一步推动逆变器有功功率输出。其结果是电压最终将超出正常范围，使孤岛被检测出来。反之，则低于正常值。

图 6.8 粗实线表示的正反馈从 e_d 到 i_d^* ，称为电压结构防孤岛正反馈。该结构实施的路径是 e_d 通过一个带通滤波器、增益和一个限幅器，并且变换成为电流变化量 Δi ，再加到 i_d^* 上。由于使用了带通滤波，不但可以避免高频干扰，还可以去掉直流偏移量。从而在电网正常时，不会改变控制回路的有功电流的给定值，这比直接将 e_d 放大有许多优势。

a. 当变流器功率与负载有功都为 138kw，负载品质因数 $Q_{load}=1.8$ 时的电压结构仿真

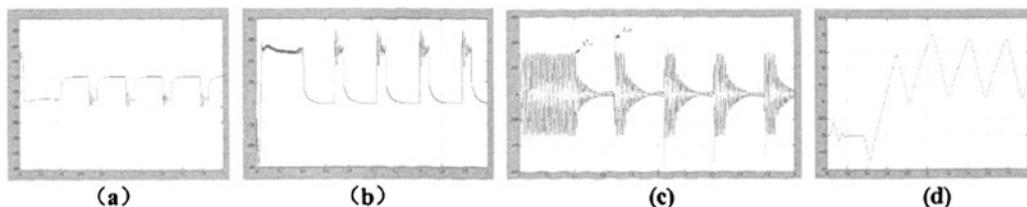


图 6.10 电压模值正反馈增益为 60 时的变流器仿真结果

对有功电压模值正反馈结构变流器进行仿真，从仿真结果（图 6.10）可发现，随着正反馈的放大倍数的升高，变流器对孤岛状态反应越快，此处正反馈增益为 60。仿真发现 $k>5$ 就可以满足在 2 秒内，被检测参数电压、电流、频率因正反馈作用而超出设定的保护

范围。可以看到直流和交流侧都出现震荡现象；而相同条件下，频率的反应最快，可见频率对电压模值正反馈防孤岛的反应更为灵敏，应取频率信号作为孤岛状态的判定信号。

b. 相同条件下，减小电压正反馈增益的仿真

增益减少为 2，防孤岛的控制变得无效。这是由于带通滤波器对干扰具有很大的抑制作用。虽然防孤岛反馈回路有变化注入，但注入信号没有被充分放大。因此，正反馈没有足够驱动电压和频率偏移，使系统进入大幅震荡。仿真反应系统只是小幅震荡，系统的电流、电压和频率信号都无法超出故障检测的范围。

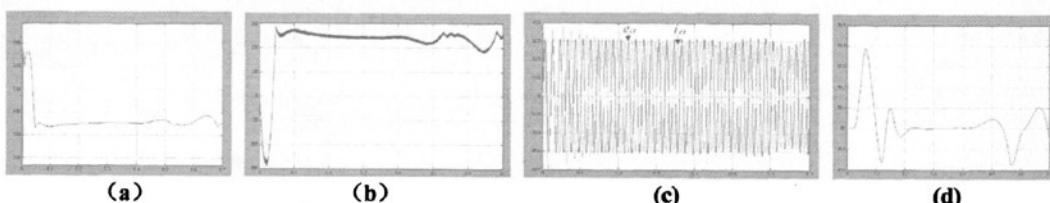


图 6.11 电压模值正反馈增益减少为 2 时的仿真结果

c. 电压模型方案的评价

在 $P = 138\text{kW}$, $Q_{load} = 1.8$ 情况下，电压正反馈的防孤岛结构，在相同功率水平和负荷品质因素条件下，在进入孤岛状态后，电流给定的限幅作用引起振动。从而导致电流饱和，产生电流非线性变化电流变得不稳定；变流器与电网接点处频率改变最为明显；交流和直流侧电压、电流变化相对滞后。

孤岛检测可以根据电流/频率的波动上下限实现。在并网操作瞬间，为保证系统正常稳定并网运行，不应立刻投入防孤岛环节，而应在变流器稳定工作后再投入防孤岛环节。

2) 无功支路频率正反馈方案

图 6.9 的粗虚线从 ω 到 i_q^* 显示一个频率正反馈结构。这个结构实施的路径 ω 是通过一个带通滤波器、增益以及限制器，将 ω 变成电流变化 Δi 加到 i_q^* 上。

图 6.9 显示的频率反馈方法，当检测到变频器的频率正在增加时，防孤岛反馈的逆变器将命令 q 轴给定电流增加，这将导致增加无功输出。由于（式 6.2）负荷特性，频率将继续增加，以平衡无功功率。增加的频率将进一步推动逆变器 q 轴电流，并且由于防孤岛反馈的存在，无功功率将增加。结果，该频率将最终超出正常范围，使孤岛可以被检测出来。反之，随着检测到的频率降低，频率将降低到正常水平之下。

a. 当 $P = 138\text{kW}$, $Q_{load} = 1.8$ 时的频率模型仿真

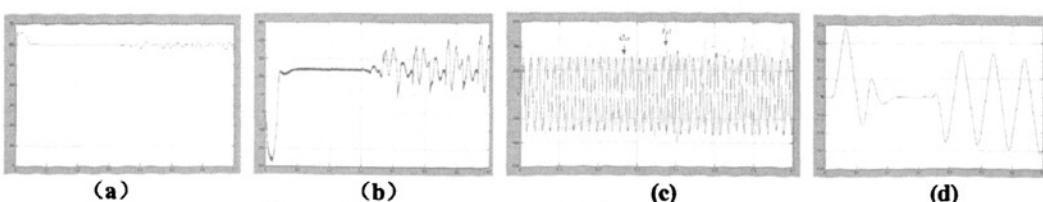


图 6.12 电网电压频率防孤岛增益为 10 时的仿真结果

频率模型在与电压模值相同条件情况下, 仿真结果图 6.12 表明, 当孤岛发生时, 频率正反馈可连续使频率偏移。电压和频率方法之间的明显差异变化是由频率方法可以观测到的频率来回震荡。交流电压和电流也同时变化, 且电流的变化更为明显。

b.减少了增益的频率方法仿真

当反饋回路增益减少时, 防孤岛控制变得无效。图 6.13 显示的情况为以前设计增益的五分之一。可以从图 6.13 (c) 看到, 该电压保持在正常水平。频率振荡, 但仍接近在正常范围内, 即使是从防孤岛反饋回路注入 Δi 电流, 系统只有一个很小的动态变化。防孤岛回路没有足以强大的驱动能力使电压和频率在 2 秒内超出正常值范围。

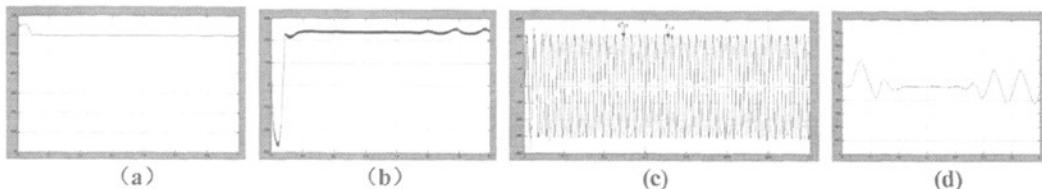


图 6.13 电网电压频率防孤岛增益为 2 时的仿真结果

经过进一步研究, 发现由两个因素引起: 其一是电流限制的结果发生了饱和和振荡; 另一方面, 频率方法在正反馈回路中的带通滤波器对信号衰减的很大, 当增益较低时, 该方案将不会生效。当增益增加, 这个方法将导致强烈的交流侧和直流侧电流的剧烈变化并导致孤岛控制回路饱和。

c.频率方案的评价

dq 结构中频率被控制时, 控制 d 轴将影响的矢量长度和角度。角度变化将导致频率变化。当逆变器工作在单位功率因数, 又功率因数由 d 轴控制, 所以在加入正反馈后功率角度将会受到影响。

鉴于上述特点, 控制 d 轴有功分量似乎比控制 q 轴无功分量方法更可取, 因为在实践中, 即使是在短的时间内, 由于频率的变化会引起的电压和电流大幅度变化, 这可能会导致设备损坏, 且无功的波动可能影响功率因数和电流的流动方向, 使系统变得不稳定。

6.4.3.4 防孤岛正反馈环节的设计^[54]

a.增益

对于增益, 有两个重要的设计标准。首先, 当电网正常时, 增益应足够小以使系统稳定。当孤岛发生时, 增益应足够大, 以便使处于孤岛的发电系统不稳定。通过在闭环系统的相角稳定裕量或增益裕量满足要求作为闭环增益选取指导, 例如, 当增益跨越 0 分贝时, 相角不能超过 180° 。否则, 系统可能会运行于到不稳定状态。如果相角稳定裕量过大, 系统在孤岛可能仍然在正常范围, 从而使系统存在探测盲区。文献 [45] 对增益选取范围进行了讨论。

b.带通滤波器

使用带通滤波器的原因是为避免通过防孤岛环引进噪音干扰 (需要低通滤波) 和直流

偏移（需要高通滤波）。噪音会造成输出交流电流的畸变问题，以及直流偏移会改变稳态参考给定值。由于这两个问题的要求，适当选择带通滤波器的截止频率，可以有效滤除高频噪声和低频率直流偏移量。正是由于带通滤波器可以消除直流偏移量，所以正反馈环节在系统稳定时不会影响有功或无功分量的给定。如图 6.14 所示，检测到的 e_d 信号在经过带通滤波器后， e_{d1} 最明显的就是消除了直流偏移量，并且衰减了高频分量。鉴于防孤岛措施必须在 2 秒内完成的要求，选择设计 1~10Hz (0.1s~1s 响应时间) 带通滤波器。

c.限幅器

限幅器功能是允许最大的允许注入的电流。有两个因素可以决定限幅器设定值的大小。其中之一是逆变器的过流能力，另一个是最大的允许功率输出，根据这两项限制，可确定限幅器的上下限。

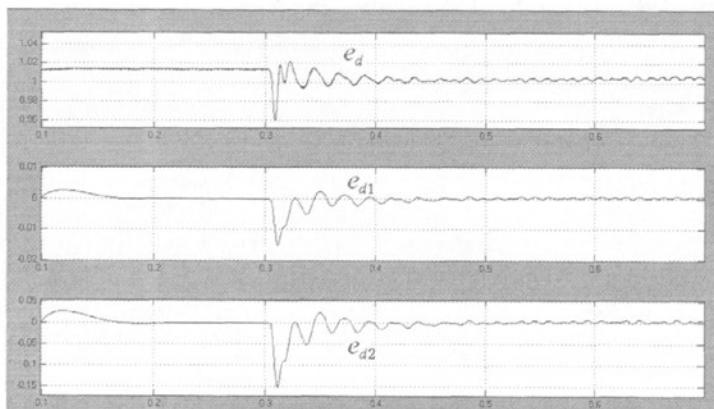


图 6.14 带通滤波器的输入 e_d 、滤波后 e_{d1} 和放大后 e_{d2} 的信号波形

6.5 防孤岛变流器的低电压穿越特性

6.5.1 电网扰动

增加了防孤岛正反馈结构的变流器必须考虑对电网的扰动具有鲁棒性和适应性。有两个方面的问题：一个是在电网干扰时，防孤岛结构不应影响变流器性能；另一个是电网扰动时，这种方案不应该造成误动作。在下面对含孤岛和不含孤岛结构变流器进行仿真。另外，在电网短暂处于低电压^[49,50]情况下，测试了变流器的低电压穿越（LVRT）特性。

6.5.2 低压和欠电压

分布式发电系统正在成为全部电网发电的一个组成部分。因此，电网变得越来越依赖于分布式发电系统（风电），并且分布式发电系统的动作将对电网有更重要的影响。因此，在一些标准里有一个要求，即分布式发电系统必须留在电网上，当出现异常大电网的事故。这项事故可能会导致在较长的时间内，电压低于正常范围。任何被动的办法用于区分孤岛和扰动事件是非常困难的，因为这些方法只能检测到电压不足的情况。

通过仿真试验发现，在低电压通过时电压结构方案不会造成不利影响。同时，当实际孤岛事件发生时，该计划可以将孤岛事件与 LVRT 事故区别开来。仿真结果图 6.15 显示了无防孤岛结构变流器在低电压穿越（LVRT）时基本工作情况。图 6.16 显示带防孤岛电压结构的变流器在 LVRT 发生后的波形。比较图 6.15（a）和 6.16（a）中，可以看出，防孤岛变流器在动态性能性能上有一定变化。但是，它在低电压下的反应，没有出现电网失电时所出现的频率激烈震荡的情况。

图 6.15 和 6.16 显示了，无孤岛和有孤岛的条件下，从 0.4s 到 0.6s 系统处在电网出现低电压事故中。防孤岛和无防孤岛结构在动态性能上是相同的。这意味着，在欠电压时，防孤岛控制并不会引起任何负面影响，但有正反馈的变流器在孤岛事故时，比无正反馈结构输出频率变化大，如图 6.16。

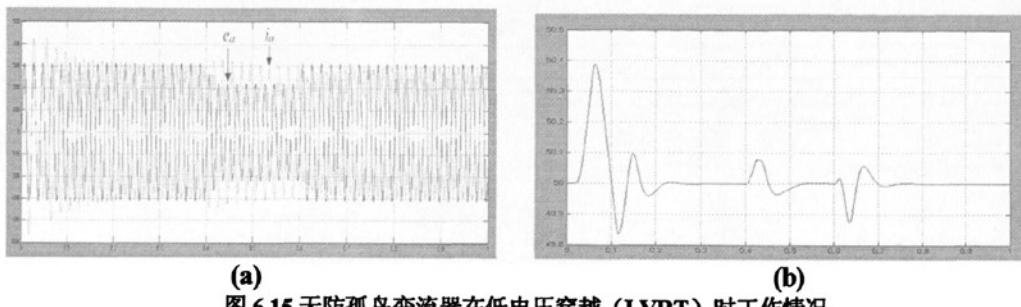


图 6.15 无防孤岛变流器在低电压穿越（LVRT）时工作情况

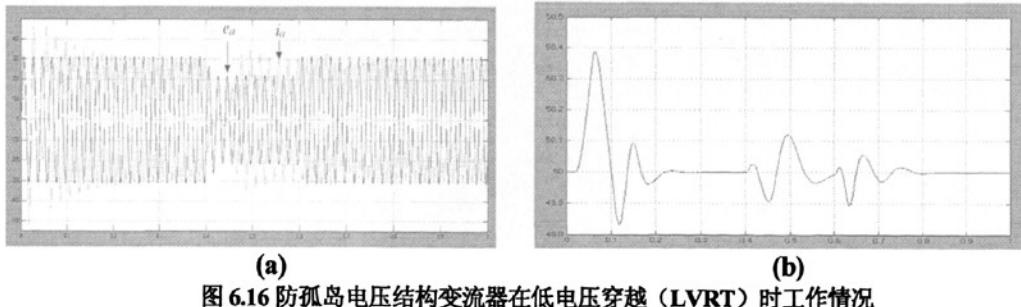


图 6.16 防孤岛电压结构变流器在低电压穿越（LVRT）时工作情况

6.6 本章小结

为了进一步认识网侧变流器工作特性，本章对变流器在电网异常情况下的工作状态进行了仿真研究。仿真时，为观测波形方便以电网为正方向定向，所以交流电压和电流在逆变时互差 180° 。研究结果发现基于同步坐标系下控制的 PWM 变流器的动态工作特性良好，在电网异常时具有一定适应性。在此结构上可较容易的添加正反馈环节以解决防孤岛问题。同时对没有防孤岛控制结构和有防孤岛控制结构进行仿真比较，证明了防孤岛结构控制系统是稳定、可靠的。这为变流器的保护设计提供了理论依据。

7 样机实验

7.1 实验网侧变流装置设计

7.1.1 主回路电路设计

1) 中间直流电压 U_{dc} 的选择^[46]

无论采用直接电流控制还是间接电流控制, 中间直流电压 U_{dc} 不仅要满足负载对电压的要求, 而且在调制的方法不同时, 一定的直流电压所能够产生的桥臂中点电压的大小也不同, 这将直接影响系统的稳态工作范围。而桥臂中点电压的大小又与调制方法有关, 本文选用的两种调制方法为三角波与正弦波比较的 SPWM 法和 SVPWM 矢量调制法。直流电压的选择在满足负载要求的同时, 必须满足控制交流侧电流波形的需要, 在采用 SPWM 控制的条件下, 直流电压利用率仅有 0.866, 若采用 SVPWM 矢量调制法, 则其直流电压利用率可达到 1。

出于电网实际运行情况的考虑, 电网浮动范围较大。为保证不同负载情况下的正常运行, 必须使直流电压留有一定的裕量, 一般可将电压设定值提高 10%-15%。实际上, 变流器输入端并不存在中点, 因此只需考虑桥臂中点间的线电压, 由 KVL 定律得:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - \frac{1}{3}(u_{ab} - u_{ca}) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - \frac{1}{3}(u_{bc} - u_{ab}) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - \frac{1}{3}(u_{ca} - u_{ba}) \end{cases} \quad (式 7.1)$$

从上式可以看出, 只要变流器桥臂中点间的线电压 u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 中只要不含有与 PWM 开关频率无关的低次谐波, 电源电流就不会产生这些谐波。由变流器的工作原理可知, 无论是间接电流控制还是电流直接控制, u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 都是幅值为 U_{dc} 的 PWM 波。为了保证变流器桥臂中点间线电压不发生畸变, 必须大于电网相电压基波的峰值, 即: $U_{dc} \geq \sqrt{6}e_k$, 其中 e_k 为电网相电压有效值。

由于控制方式不同, 直流电压 U_{dc} 在变流器电网侧所能产生的最大相电压有效值也不相同, 导致桥臂中点线电压的大小也不相同。因此两种调制方式的直流侧电压选择不同。

(1) 当采用 SPWM 调制方式时, 此时变流器桥臂中点的线电压基波分量 u_{fab} 为:

$$u_{fab} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc} m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad \text{式中, } m \text{ 为调制比, 且 } 0 < m < 1$$

a. 在整流状态下, 电源电流发生畸变的临界直流电压为:

$$U_{dc} = \sqrt{8[(e_k - i_k R)^2 + (\omega L i_k)^2]} \quad k = a, b, c \quad (式 7.2)$$

b. 在逆变状态下, 电源电流发生畸变的临界直流电压为:

$$U_{dc} = \sqrt{8[(e_k + i_k R)^2 + (\omega L i_k)^2]} \quad k = a, b, c \quad (式 7.3)$$

在 SPWM 控制方式下, 直流电压 U_{dc} 所能产生的最大线电压峰值为 $\frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}$, 电网相电压有效值 e_k ($k = a, b, c$)。直流电压 U_{dc} 必须满足: $\frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc} \geq \sqrt{6} e_k \quad k = a, b, c$ 。

(2) SVPWM 调制方式下直流电压的选取

在 SVPWM 控制方式下, 由于直流电压所能产生的最大线电压峰值为 U_{dc} , 因此在 SVPWM 控制方式下, 只要满足式 $U_{dc} \geq \sqrt{6} e_k$ 就可以保证电源电流不发生畸变。

按照上述的直流侧母线电压的选择要求, 由于设计中采用 SVPWM 的调制方式产生 PWM 波, 并且 PWM 变流器能运行于低谐波有源逆变状态。当电网电压有效值 $e_k = 220V$ 时, 若忽略电阻与感抗上的压降, 则 $U_{dc} > 538V$, 但在实际运行中电阻与感抗上的压降是不能忽略的, 特别是对于大功率变流器, 随着功率的增加, 网侧电流也增加, 结果在电阻与感抗上的压降将很大。另外还要考虑电网电压的升高影响, 设定值提高 10%-15%。本实验装置为 160kw 机组, 则实验装置直流电压参数选为 600~620V。

2) 在主电路参数设计中, 直流侧电容设计^[35,36]

一般而言, 从满足电压环控制的跟随特性指标看, 直流侧电容应该尽量小, 以确保直流侧电压的快速跟踪控制; 另一方面, 为满足电压环控制的抗扰性指标, 直流侧电容应尽量大, 以限制负载扰动时的直流电压动态降落。因此, 在兼顾系统的两方面性能的同时, 可通过对动态过程中的能量平衡来计算输出电容的大小。

设 PWM 变流器最大工作功率为 P_{max} , 考虑变流器的最大惯性时间 T_{max} , 以及电压波动量的最大值 $\Delta U_{dc,max}$, 则在动态过程中, 直流侧电容所需提供的最大能量变化近似为:

$$\Delta W = \frac{P_{max} T_{max}}{2}$$

为了满足系统稳定运行的需要, 必须考虑电压波动最大的情况。三相 PWM 变流电路工作模式由最大功率整流到最大功率逆变(或反之), 直观的表现是输入电流由正最大值变为负最大值(或反之), 电流的变化量为电流最大值的二倍。迫使电流产生该变化量的电压是电感两端的电压差, 电感一端为电网电压 e_k , 另一端桥臂中点电压 u_k (交流侧电阻忽略)。在此过渡过程中, 过渡过程最长时间 T_{max} 发生在电源直流测电压变化量为:

$$\Delta U_{dc,max} = \frac{\Delta W}{C \times U_{dc}}, \quad \text{且} \quad T_{max} \approx \frac{2 L i_k}{2/3 U_{dc} - e_k}, \quad k = a, b, c$$

$$\text{为使直流电压波动值小于最大允许值, 取直流侧电容: } c \geq \frac{T_{\max} P_{\max}}{2U_{dc} \Delta U_{dc\max}}$$

实验机组直流侧电容参数的选取: 根据前面分析的结果, 从直流电压跟随性能指标和稳定性方面考虑电容的参数, 电压型三相桥式变流器要求 $T_{\max} < 0.01\text{s}$, $\Delta U_{\max} < 20\%U_{max}$, $P_{\max} < 160\text{kw}$ 由式可以计算得到电容 $C > 0.01\text{F}$, 实验机组选用 4 组电容, 每组由两个电容串联 $C_1 = C_2 = 6800\text{uF}/400\text{V}$ 组成。

3) 电网侧单电感 L 的设计^{[37][38]}

电网侧用于滤波的电感设计至关重要。这是因为交流侧电感的取值不仅影响到电流环的动、静态响应, 而且还制约着输出功率、功率因数以及直流电压。

电网侧电感主要作用可以归纳如下:

- a. 隔离电网电动势与变流器交流侧电压;
- b. 滤除变流器交流侧谐波电流, 从而实现变流器交流侧为正弦波电流或一定频带范围内的任意电流波形控制;
- c. 使变流器具有变换性能以及直流侧受控电流源特性。
- d. 使变流器获得良好电流波形的同时, 还可以向电网传输无功功率, 甚至实现网侧纯电感、纯电容运行特性。
- e. 使变流器控制系统获得一定的阻尼特性, 从而有利于控制系统的稳态运行。

在稳态条件下, 从瞬态电流跟踪指标和抑制谐波电流两个方面考虑, 进行交流侧电感设计。

(1) 根据瞬态电流跟踪指标, 设计电感 L 的上限

假设以三相单位功率因数正弦波电流控制, 讨论满足瞬态电流跟踪要求时的电感设计。首先分析满足快速电流跟踪要求时的电感设计。考虑电流过零点处附近一个开关周期 (T_s) 中的电流跟踪瞬态过程, 若满足快速电流跟踪要求, 则有:

$$L \leq \frac{2T_s U_{dc}}{3I_{\max} \omega T_s} \quad \text{其中, } T_s \text{ 为变流器开关周期}$$

当 $T_s = T_I$ 时, 将取得最大电流变化率时, 所需电感量:

$$L \leq \frac{2U_{dc}}{3I_{\max} \omega} \quad (\text{式 7.4})$$

式中 U_{dc} 为直流侧电压; I_{\max} 为电网相电流峰值; 电网角频率 $\omega = 2\pi f = 314$; 采用空间矢量 SVPWM 调制方式时 $M = 1/\sqrt{3}$, 采用 SPWM 调制方式时 $M = 1/2$ 。

在实验系统中, 取 $P_N = 160\text{kw}$, $U_{dc} = 600\text{V}$, $\omega = 2\pi f = 100\pi$, $e_{max} = 311\text{V}$,

$$I_{\max} = \frac{2P_N}{3e_{max}}$$

时, 代入上式得: $L \leq 3.716\text{mH}$ 。

(2) 根据抑制谐波电流能力, 设计电感 L 的下限

考虑电流峰值 ($\omega t=\pi/2$) 处, 一个 PWM 开关周期中的电流跟踪瞬态过程, 在一个开关周期内交流侧电流的最大超调量尽可能小于交流侧额定电流的 20%, 可得:

$$\frac{u_{dc}T_s}{(4/M)\Delta i_{max}} \leq L \quad (式 7.5)$$

式中 u_{dc} 为直流侧电压; Δi_{max} 为最大允许谐波电流脉动量(一般 $\Delta i_{max} \leq 20\% I_{max}$); T_s 为变流器开关频率。

因此, 以抑制谐波电流, 设计电感 L 时, 取 $P_N=160\text{kw}$, $U_{dc}=600V$, $e_{max}=311V$, $I_{max}=\frac{2P_N}{3e_{max}}$, $T_s=\frac{1}{2000}s$ 时, 代入上式得: $L \geq 0.63mH$ 。

综合考虑多种因素, 可得逆变器交流侧的电感取值范围 $0.63mH \leq L \leq 3.716mH$, 实验设备中选取为 $L=1.062mH$ 。

4) 电网侧 LCL 滤波电路设计

(1) LCL 滤波网络特点

LCL 滤波网络的无源器件与滤波特性之间是相互影响相互制约的。LCL 滤波与单电感滤波相比, 由于增加了电容, 在同等滤波效果下总电感量可以选择为一个比较小的值; 在总电感量确定后, 随着电容量和 L_2 与 L_1 的比值增加, 网侧电流谐波将增加; 当网侧电流谐波含量一定时, 电容 C 和网侧电感 L_2 的增加可提高变流器输出电压对网侧电流基波的控制能力, 电容 C 和网侧电感 L_2 的增加会降低 LCL 滤波器的谐振频率。

(2) 总电感量(L_1+L_2)的设计

由于网侧变流器对有功功率和无功功率的控制性能实际上是一种稳态的低频运行特性, 在低频情况下, LCL 滤波器可近似等效为一个单电感滤波器 L。为了提高电流的跟踪能力, 电感值越小越好, 但电感的值越大, 滤波效果会越好。因此, 在变流器 PWM 调制方式确定后, 需要根据抑制电流谐波能力, 满足瞬态电流跟踪指标, 保证系统控制的稳定性原则, 综合考虑选择合适的总电感量($L=L_1+L_2$)值^[25], 选择方法与单电感选取方法一致。

(3) 电感 L_1 和 L_2 选取^[52,53]

通常希望网侧变流器工作在单位功率因数或者负功率因数(吸收容性无功), 根据网侧电流的跟随性能, 假定 LCL 滤波器的电容电压不变, 且忽略零序分量影响, 选取总电感量的下限作为 L_1+L_2 的值。由于高频谐波由变流器开关输出电压产生, 为减小开关频率附近的高次谐波, 依据高次谐波电流的衰减比例 d 、与谐振频率 f_{res} 、开关频率 f_{sw} 和两电感比 $r=L_1/L_2$ 的关系式^[24]:

$$f_{res} = f_s \sqrt{\frac{d(1+r)}{1+d(1+r)}} \quad (式7.6)$$

式中衰减比 d ($d < 10\%$) 和开关频率 f_s 可根据实际要求设定为常数, 谐振频率 f_{res} 取 $10f \sim 0.5f_s$ 之间的值, 然后将 $r=L_1/L_2$ 代入公式 $L=L_1+L_2$, 并结合公式(2)可得 L_1 、 L_2 的值。

通过修正 r 的值, 使设计出的LCL滤波器对高频谐波衰减性能较好; 对位于低频段的基本幅值基本没有衰减。文献[21]指出 $r=2$ 时, 可获得很好的滤波效果。

(4) 电容 C 设计

电容选择需要和电感一起综合考虑。电容越大流入电容的无功电流越大, 电感 L_1 上的电流和开关管电流也越大, 从而降低效率。减小电容, 则需要增大电感 L_1 , 并使电感 L_1 上的压降增大。所以可根据一定的无功功率来计算电容值的大小, 一般取额定功率的 5%。

$$c \leq (5\% P_N) / 6\pi f e^2 \quad (式 7.7)$$

式中, e 为电网相电压有效值, $f=50\text{Hz}$, P_N 为三相变流器额定功率。

(5) LCL 滤波特性校验

为了避免谐振发生在主要谐波频率附近, 所设计的整个滤波网络谐振频率要落在 $10f \sim 0.5f_{sw}$ 之间, 且远离各奇次谐波频率, 否则会影响系统稳定性。LCL 滤波网络谐振频率 f_{res} 为^[24]:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 c}} = \frac{1+r}{2\pi\sqrt{rLc}} \quad (式 7.8)$$

根据对 LCL 滤波器件的设计要求可知, 总电感可选取单电感滤波电路的电感值的下限值, 即 $L_1+L_2=3*0.354\text{mH}$ 。然后按照为 $L_1/L_2=2$ 的原则, 取 $L_1=2*0.354\text{mH}$, $L_2=0.354\text{mH}$ 。滤波电容 $C \leq 175.466 \text{ nF}$, 则选为 $C=160\text{nF}$ 。最后验证 LCL 滤波电路的谐振频率 $f_{res}=819.45\text{Hz}$, 谐振频率远离载波频率和奇数谐波, 所以不会影响系统稳定性。

5) IGBT 模块参数设计

本系统选用 IGBT 来搭建变流器桥路。对模块的选择应考虑如下三个方面:

(1)额定电压 U_N 的选择

考虑电网电压瞬态尖峰、电压波动、开关电流引起电压尖峰等, 通常, 如果稳态时, e_k 电网峰值相电压为 e_{max} , 则可选的耐压值为 $2*e_{max}$;

(2)额定电流 i_N 的选择

对于额定电流 i_N 的选择, 要根据实际电路中最大额定电流 I_N 、负载的类型、允许过载的程度等因数。一般的电阻性负载的电压变换装置中, 若实际电路中电流最大有效值为 i_N , 则要选 $i_k = 1.5i_N$ 。在任何情况下, 通过集电极的最大电流必须在安全工作区的规定范围内;

(3) 散热条件

将 IGBT 固定在散热器上，并使用风扇降温。在良好的冷却条件下，可保证 IGBT 模块的工作稳定性。

本文样机应选用 IGBT 的额定电压为 1200V，额定电流大于 363.63A 的 IGBT 模块。

6) 试验装置器件型号

- (1) 交流侧滤波电感 0.354mH 三个、0.5mH 六个用于电感容量对滤波效果的试验，保护电阻在 $0.5\Omega\sim2\Omega$ 可调，交流滤波电容 $C=160\text{nF}$ 和 80nF 。
- (2) IGBT 模块为 SEMITRANS 的 SKM400GB128DE，额定电流 400A，额定电压 1200V。
- (3) 直流支撑电容：型号 CD235，容量 $C_1=4700\text{nF}$ ，额定电压 400V，共 8 个电容，总电容量为 9400nF ，额定电压 800V。
- (4) 交流电压检测：莱姆霍尔电压传感器，型号：电压传感器 LV 28-P。
或者使用降压变压器为 380V/5V。
- (5) 交流电流检测：莱姆霍尔电流传感器，型号：多量程电流传感器 LA28-NP 和 300/5A 的电流互感器。
- (6) 直流电压检测：莱姆霍尔电压传感器，型号：电压传感器 LV 28-P。

7.1.2 检测电路设计

通过对三相变流器的数学模型和控制算法的研究可知，对变流器的控制实质是通过对桥臂中点电压的控制来实现对网侧电流的控制。对网侧电流的精确控制都是基于反馈控制来实现的，这就需要事先检测到直流电压、交流电网电压和交流侧电流的实际动态值。因此，检测电路就成为控制电路的重要组成部分。

1) 直流侧电压检测

直流侧电压采集电路的目的是实时检测直流侧电压值用于同步坐标系下的双闭环 PI 控制的外环直流电压反馈值，当反馈值偏离设定值时该检测值与给定直流电压值的差值通过电压外环的 PI 调节器产生交流侧电流的参考幅值；直流电压还作为控制算法进行标幺化的基准；另外，为保证试验装置直流电压过高，设定直流电压上限，当高于 700V 时切断桥路触发脉冲同时切断主电路电源接触器，作为整个系统的保护。直流电压由于直流侧电压较高，一般至少为 533V，需要进行降压并采用快速线性光耦隔离后再进行信号调理，这样可以大大提高信号检测的安全性。

直流电压的检测通常有两种检测方式：一种是直接使用分压法，在直流电容组的正负极之间串入多个电阻，并按照电阻分压的比例关系检测直流电压；另一种方式是使用电压霍尔传感器。

两种方法各有其的优缺点，一般国际上知名的大电器公司，如西门子公司，ABB 公司一般使用分压的方法，这种检测方法简单且精度高，缺点是将直流高压直接引入控制电路板，需要在控制板上进行隔离和特殊处理，以确保人身和设备安全。因此，虽然其结构简

单,但没有足够设计经验不易选用此种方法。

本文样机选择电压霍尔传感器检测直流电压,霍尔元件本身就起到了隔离作用,有利于安全。但增加了设备成本,试验时发现,其输入端串入的降压电阻自身的发热会引起检测误差。

霍尔传感器是当今电子测量领域中应用最多的传感器件之一,可完全替代传统的互感器和分流器,并具有精度高、线性好、频带宽、响应快、过载能力强和不损失测量电路能量等优点。

本文采用莱姆的霍尔电压传感器 LV28-P 作为电压检测元件,既可以用于直流电压检测,又可以用于交流电压检测。此电压传感器利用霍尔效应并采用磁补偿原理,电压传感器通过大功率电阻与被测电压相连,这一电流信号与被测电压成正比。电压传感器原边输入电流又与输出电流有关。传感器的最佳精度是在额定原边电流得到的,因此要尽可能设计原边电阻的阻值,使要测的额定电压量与副边额定电流相对应。

莱姆的霍尔电压传感器 LV28-P 有 5 个接线端子,其中“HT+”、“HT-”为原边端子,分别接被测电压两端,其输入额定电流 $I_{PN}=10\text{mA}$ 。另外 3 个端子为副边端子,“+”端接+15 V 电源,“-”端接-15 V 电源,“M”端为信号输出端,其副边额定电流有效值 $I_{SN}=25\text{mA}$ 。根据所测电压大小的不同,根据需要在被测电压一端串接限流电阻后再接到传感器的原边,串接电阻 R_1 的大小由下式决定: $R_1=(U_p/I_{in})-R_m$

式中 R_1 为串联电阻, U_p 为被测电压, I_{in} 为额定输入电流, R_m 为传感器的原边内阻。串接电阻功率大小由 $W=U_p \cdot I_{in}$ 确定。本实验装置选用 $R_1=80\text{k}\Omega$, $W_{R1}=20\text{w}$, $R_m=100\Omega$, $W_{Rm}=1/3\text{w}$ 其接线图如图 7.6。

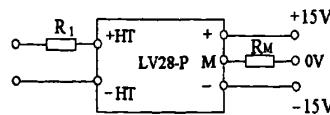


图 7.1 莱姆 LV28-P 接线图

TMS320F2812 的片内 A/D 转换器的输入要求为 0~3.3V 信号,因此先通过预处理电路将电压、电流传感器输出的按一定比例转换信号到 0~3.3V 内。最后经过低通滤波器进行滤波并将滤波后的信号送入 DSP 的 ADCINA0 口。

从直流电压霍尔传感器输出的信号是一个和直流侧电压成比例的直流信号,幅值在 0V~10V 之间。由于直流侧电压不存在负值,预处理电路的设计比较简单。只需外一个由 R2、R3、R4 和运算放大器组成的比例运算电路,以及一个 $R5=R7$ 的等比例运放电路将信号变到 0V~3.3V 之间。直流电压预处理电路如图。其中 R8 和 C 构成一个低通滤波器, D 为一个 3.3V 稳压管,以确保输出电压在 3.3V 之内。

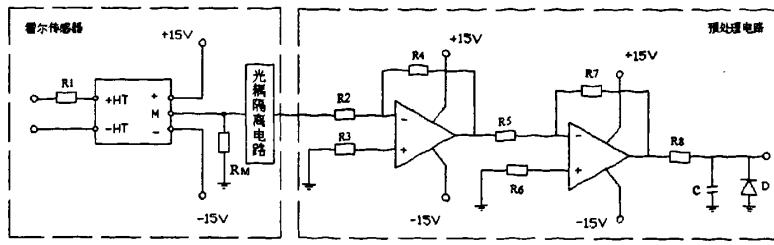


图 7.2 直流侧电压检测电路

2) 电网线电压检测

由于控制算法都基于以电网的频率为基准的同步旋转坐标系下，检测到的电网电压和网侧电流，需要经过旋转变换，而旋转变换需要得到精确的实时电网电压的相位角和幅值。另外，如果不能准确的检测电网电压，在计算桥臂中点电压矢量的时候，会有较大的偏差，因此要求检测到的相位、幅值都必须准确。

实际的三相三线制无中线系统供电中，直接检测相电压比较困难。可以通过检测电网线电压，然后通过相电压与线电压的关系推得相电压：

$$\begin{cases} e_a = \frac{1}{3}(2e_{ab} + e_{bc}) \\ e_b = \frac{1}{3}(e_{bc} - e_{ab}) \\ e_c = -\frac{1}{3}(e_{ab} + 2e_{bc}) \end{cases} \quad (\text{式 7.9})$$

线电压的检测也有两种方式，一种是采用降压变压器；另一种使用霍尔电压传感器。在实验时对两种方式都进行了实验，实验证明使用降压变压器可靠性更高，对环境温度的适应性要优于霍尔元件。

当使用降压变压器时选用了三个独立变压器，分别对 AB 相、BC 相、CA 相线电压进行测量。变压器既起到了高低压隔离的作用，又可以将电网线电压按比例降低合理的范围内，为数据调理检测电路做准备。当使用霍尔元件时，仍选用莱姆 LV28-P 电压传感器。其接线与直流电压检测相同，只是输入电阻选为 $R_1=54k\Omega$, $W_{R1}=20w$ 。

交流电压霍尔互感器输出的信号是一个与电网电压成比例的模拟信号，幅值为-3.3V 到+3.3V 的电压信号，所以要把电压互感器输出的信号要经过一个加法电路，与+3.3V 相加，变成单极性的信号，再经过缩小才可以由 DSP 进行采集。整个交流电压调理电路如图 4.5。图中的 R2, R3, R4, R5 和运放放大器构成一个加法电路。由于运放的反向作用，此时 0V 对应+3.3V, 6.6V 对应-3.3V。将所得信号经过一个由 R6, R7, R8 和运放放大器组成的比例电路，则信号变为 0 到+3.3V 之间，且信号再次反向，此时，+3.3V 对应电网电压的正峰值，0 对应于电网电压的负峰值。然后再经过一个由图中 R9 和 C 组成的低通滤波器，以去除系统中数字电路工作时可能带来的毛刺。

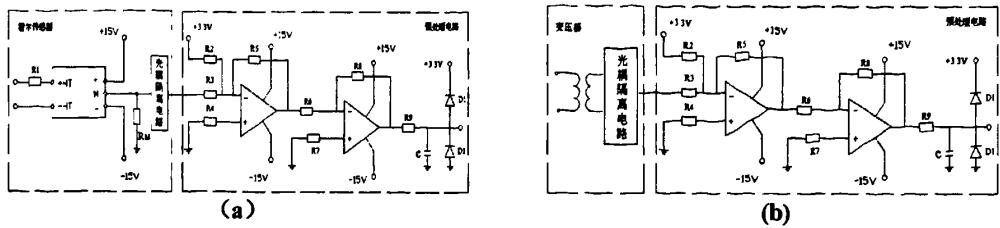


图 7.3 电网电压检测电路

3) 网侧电流检测

网侧电流检测一方面是实时采集相电流数值,以便提供给电流内环使用;另一方面用过来做过电流保护使用。这就要求数据采集的实时准确,因此对传感器要求较高。目前,最好的电流传感器就是霍尔电流传感器。为方便试验,此处采用莱姆多量程电流传感器 LV28-NP,由于 LV28-NP 的输入额定电流较低,在其前面使用电流互感器,以保证在不同功率试验情况下,使霍尔电流传感器工作在额定状态,从而保证电流检测的精度。

电流传感器可测量的最大电流为 5A,精度可以达到 0.5 级,输出电流正比于被测电流。由于霍尔元件输出的是弱电信号,因此要先将电流信号转换成电压信号,而且霍尔电流传感器的输出是有正负方向的电流信号。

网侧电流同电网电压检测的预处理电路一样,在电流采样信号进入 DSP 前,需要对信号进行预处理,使信号进行按一定比例压缩在 0V~3.3V 之间。电路仍采用如图 7.3(a)所示电路。

4) 电网同步信号检测

要使风力发电并网变流器工作在发电状态,使并网变流器接入电网的输出点和电网电压同步,需要采集电网电压的相位。本样机系统使用 3/1 变换 (7-8) 公式^[47],通过对电网相电压进行处理,对电网相位进行实时检测。

3/1 变换的基本原理:

a. 应用条件: $e_a(t) + e_b(t) + e_c(t) = 0$

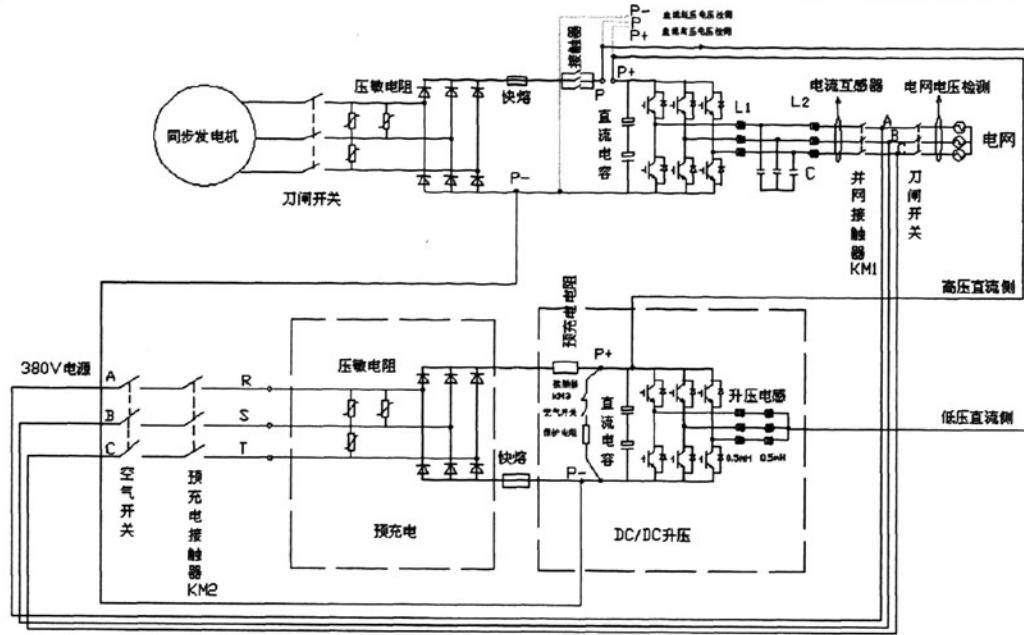
b. 3/1 变换计算公式:
$$\begin{cases} E(t) = \sqrt{3/2} \times \sqrt{e_a^2(t) + e_b^2(t) + e_c^2(t)} \\ \theta(t) = \arctan \sqrt{3}/3 \times [e_b(t) - e_c(t)]/e_a(t) \end{cases} \quad (式 7.10)$$

且 $\omega = d\theta/dt$, (式 7.10) 中 $E(t)$ 为合成矢量的模, $\theta(t)$ 为合成矢量幅角, ω 为合成矢量的旋转角速度。

3/1 变换是三相系统到一相系统的变换,使用 3/1 变换处理三相系统具有思路清晰简洁、便于实现等优点。

7.2 网侧变流器逆变试验

根据以上选取的器件构建如图 7.4 的并网变流装置,并进行试验。



如图 7.4 并网变流装置主电路结构图

1) 电网电压波形测试

当电网电压中含有谐波时, 可明显看到相电压波形(图 7.5a、b)不再是正弦波, 经频谱分析可看到含有三次、五次、七次和九次谐波。

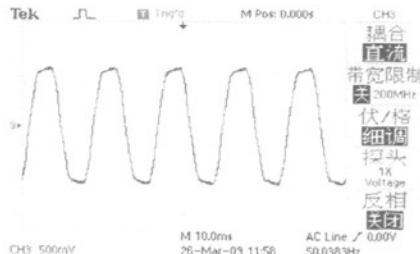


图 7.5a 相电压

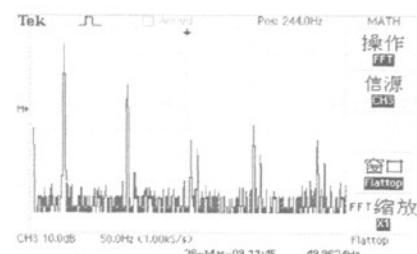


图 7.5b 相电压 FFT 分析

检测交流线电压时, 使用霍尔电压传感器检测电网电压, 检测到的三相线电压波形, 如图 7.6a、b, 可以看出, 检测到的电网线电压波形明显好于相电压, 因此应检测两相线电压 e_{ab} 和 e_{bc} 信号, 然后在程序里利用线电压和相电压关系公式(7-12), 求得电网三相相电压。

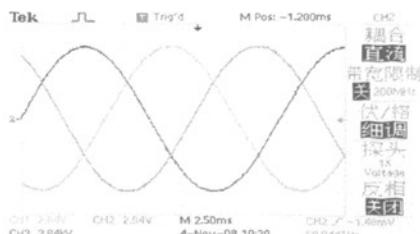


图 7.6a 三相线电压

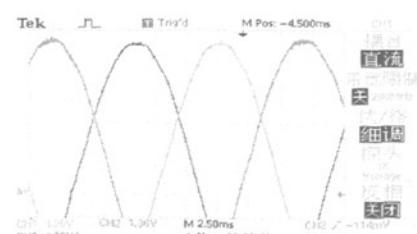


图 7.6b 三相线电压局部放大波形

2) 网侧电流波形检测试验

应用 PWM 调制方法控制的变流器产生的电流含有大量高次谐波, 如图 7.7a、b 为直接检测到的网侧电流, 可以看到含有大量谐波。对电流进行谐波分析发现, 谐波主要分布在基波的整数倍上, 因此用于控制的电流也需要进行滤波, 然后才能用于控制。

交流输入电流信号的检测非常重要, 它的精度和实时性影响到整个系统的精度。本设计交流电流经过电流互感器后送入霍尔电流传感器, 并转换为电压信号再输入到检测电路, 霍尔传感器对于交流信号的检测具有很高的精度和速度。由于 DSP 采样口的电压输入范围为 0V~3.3V, 从霍尔传感器出来的交流电压信号, 经过滤波和光耦隔离, 然后送入 DSP 的一路 A/D 采样口。

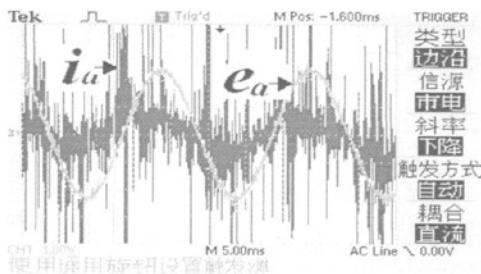


图 7.7 a 网侧电压和电流波形

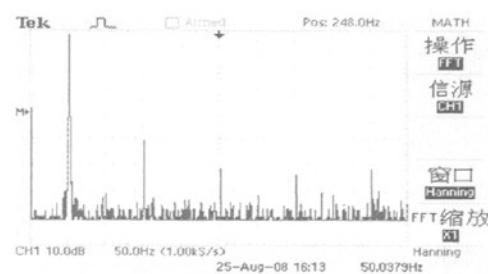


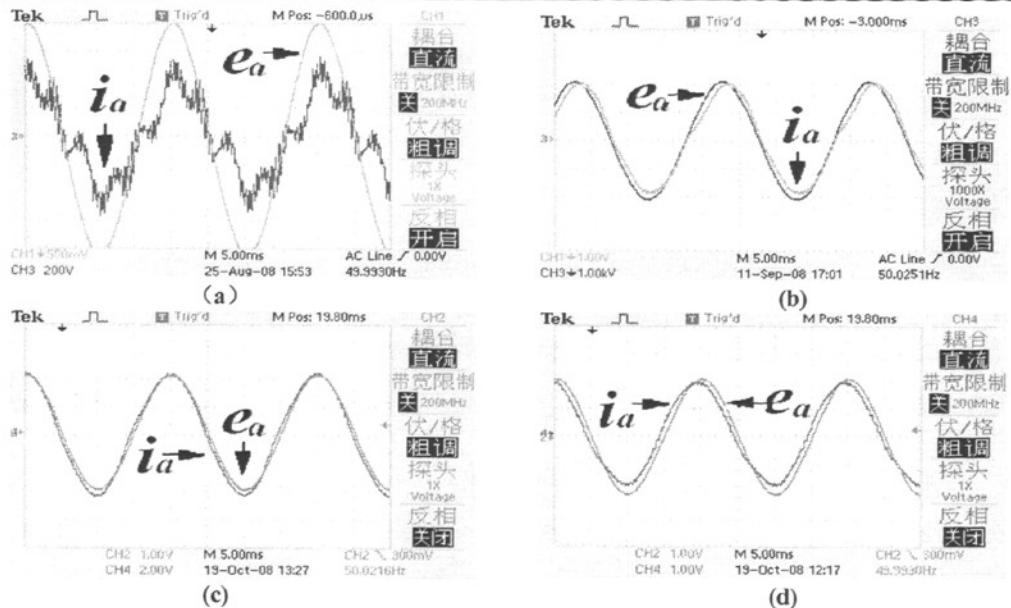
图 7.7b 网侧电流谐波分析图

3) 样机发电试验

实验样机使用 TMS320F2812 为核心的控制板, 采用直流电压利用率高且产生谐波少的 SVPWM 调制方式, 并依据电压型 PWM 变流器数学模型构建控制算法。实验时, 为了观察滤波器在不同电流下滤波效果, 网侧电流从 10A 增加到 100A。通过网侧电流波形可以看出, 当电流小于 15A 时(如图 7.8a), 低次谐波含量很高, 造成了电流波形畸变, 这主要是因为在小电流时, 低次谐波被放大所致。随着电流增加, 滤波网络滤波特性变好, 电流波形逐渐变好(如图 7.8b), 因此按一定功率设计的变流器不能在过低功率下工作, 为保证变流器向电网馈送电能质量, 要设定变流器最小工作电流。

另外, 这个基于模型构建的电流控制系统, 通过 PI 参数的配置可以稳定工作, 实验过程中没有出现电流的震荡现象。缺点是实验时电流的幅值大小上下漂移和相位会左右漂移, 如图(7.8c,d), 经长时间实验发现, 电压、电流检测可能是引起漂移的原因。

系统特性并优化系统性能。本文实验系统, 设计功率 $P_N=160\text{kVA}$, 电网线电压有效值 $e=380V$, 直流侧电压 $U_{dc}=630V$, 开关频率 $f_{sw}=2\text{kHz}$, 网侧电感 $L_1=2*0.354\text{mH}$, 变流器侧滤波电感 $L_2=0.354\text{mH}$, LCL 滤波电容 $C=160\text{nF}$ 的电压型 PWM 变流器。



7.8 实验结果

7.3 本章小结

风力发电电压型变流器的负载为变压器这样的感性负载，变流器网侧电流除了与变流器桥臂中点电压有关，在很大程度上还取决于负载阻抗的性质，由于负载阻抗角的不同，负载电流的形状和相位也不同。如果桥臂中点基波电压不是正弦波，电流也不是正弦波。

由于电网需要的是正弦、谐波含少、且相位与电网电压同相位的是电流，而不是电压。在设计变流器时在考虑如何尽量减小电压谐波同时，更重要的是研究网侧交流电流的谐波性能。因为电感的感抗与频率成正比，则频率越高的谐波对电流的波形影响越小；但低次电压谐波的影响比高次谐波电压对电流影响要大。因此要进一步研究控制算法，并解决提高开关频率与 IGBT 功率损耗的矛盾，以减小谐波、改善电流波形。

结 论

随着风电机组的单机容量不断增加, 用于风力发电机控制的变流器的工作特性和稳定性问题变得越来越重要。变流器的正常运行不但可以保证风机的安全运行, 而且可以减少风机对电网的冲击和谐波注入。

本文通过理论分析、仿真试验和样机试验对网侧变流器的控制算法和工作特性做了深入的研究。具体研究内容如下:

- (1) 基于同步坐标系下的解耦控制方法对电网电压的质量要求比较高, 当电网中含有过多谐波时会影响并网变流器的工作稳定性。在检测变流器所需电网电压时, 应取电网线电压, 这样可减小谐波对检测电压信号的干扰。
- (2) 采用 SVPWM 调制方式有利于提高 PWM 直流侧电压利用率, 这样就降低了直流侧电容的耐压值, 降低了设备成本。在 SVPWM 调制方式控制下, 桥路上的 IGBT 每个周期只有一个动作, 减小功率管的开关损害, 非常适合低压中小容量的应用场合。
- (3) 网侧变换器采用同步坐标系下的解耦控制方法, 可实现交流侧单位功率因数和直流通环节电压控制, 提高三相 PWM 变流器的效率, 改善对电流的控制, 提高动态性能, 提高 PWM 变流器的工作条件的适应性和可靠性。
- (4) 通过理论推导和试验, 证明了单电感 L 和 LCL 滤波器可以使用相同的控制结构, 只要按照规则选取 LCL 滤波器的电感和电容值就可以在相同电感量情况下, 实现更好的滤波效果, 并使系统稳定。
- (5) 利用基本理论和仿真, 在同步坐标系下的解耦控制方法基础上, 加入正反馈结构可以在电网失电情况下, 快速实现变流器的孤岛检测, 从而保护了风机和电网的安全。并证明此种结构不会影响变流器正常运行特性。

通过仿真试验对比各种三相可逆变流器的控制方法, 研究发现采用在同步旋转坐标系下控制方案比较优越, 同时采用电压空间矢量作为 PWM 调制方法来实现电流解耦控制与电压空间矢量所需的实时算法, 实现了变流器的全数字控制。

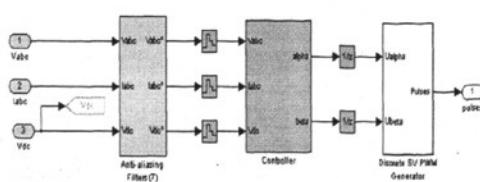
参考文献

- [1] 欧洲风能协会. 关于 2020 年风电达到世界电力总量 12%的蓝图 [M]. 绿色中国, 译. 北京: 中国环境科学出版社, 2004, 20, 21.
- [2] 张方军. 风力发电技术及其发展方向[J]. 电气时代, 2005, 11: 22-24.
- [3] 戴慧珠, 王伟胜, 梁军, 等. 并网风电系统规划方法和运行技术研究[R]. 北京: 中国电力科学研究院, 2000.
- [4] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. Analysis of an ac to dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control[J]. IEEE Trans Ind Appl, 1991, 27:355-364.
- [5] 毛鸿, 吴兆麟. 基于三相 PWM 整流器的无死区空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2001, 11: 100-104.
- [6] Draou A, Sato Y, Kataoka T. A new state feedback based transient control of PWM AC to DC voltage type converters[J], IEEE Trans, on Power Electron, 1998, 10(6):716-724.
- [7] 熊健, 张凯, 裴雪军, 陈坚. 一种改进的 PWM 变流器间接电流控制方案仿真. 电工技术学报[J], 2003 , 18(1): 57-63.
- [8] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001, 1.
- [9] Blasko V. Analysis of a Hybrid PWM based on modified space-vector and triangle comparison methods. IEEE Trans on IA, 1997, 33(3):756~764.
- [10] 熊健, 康勇, 张凯, 陈坚. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究[J]. 电力电子技术, 1999, 1: 25-28.
- [11] 陆海峰, 翟文龙, 张磊, 等. 基于调制函数的 SVPWM 算法[J]. 电工技术学报, 2008, 2: 37-43.
- [12] 易龙强, 戴瑜兴. 基于 LF2407 的 SVPWM 与载波 PWM 统一研究[J]. 电力电子技术, 2007, 1: 114-118.
- [13] Van der Broeck, F. G., Skudelny, H. C., Stanke. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, 24(1): 142-150.
- [14] 刘志华, 康现伟, 于克训. SVPWM 整流器的三种矢量合成方法及其比较[J]. 电器传动自动化. 2005, 2: 32-37.
- [15] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报. 2001, 21 (5): 79-8.
- [16] B K Bose. Modern Power Electronics and AC Drivers[M]. Rentice-Hall, New Jersey 2002.
- [17] 徐金榜. 三相电压源 PWM 整流器控制技术研究[D]. 华中科技大学, 2004.
- [18] 张笑微, 李永东, 刘军. PWM 整流器电流控制策略的研究[J]. 电工技术杂志,

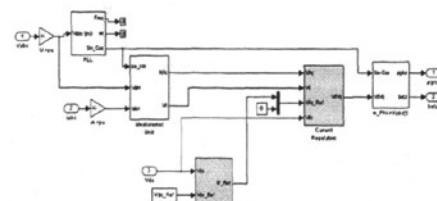
- 2003, 12: 57-59.
- [19] 王章权, 张超等. 瞬时电流控制策略在光伏并网发电系统中的应用[J]. 电器应用, 2007 (4) : 58-60.
- [20] Dixon J W. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three – phase rectifier[J]. IEEE Trans On Industry Electronic, 1988, 35 (11): 508-515.
- [21] Dannehl J, Fuchs F W, Hansen S. PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures[J]. IEEE Trans Power Electronics and Applications, 2-5 Sept. 2007, On page(s): 1-10.
- [22] Marco Liserre, Antonio Dell' Aquila and Frede Blaabjerg. Stability Improvements of an LCL-filter Based Three-phase Active Rectifier[J]. PESC, 2002, vol.3:1195-1201.
- [23] Remus Teodorescu, Frede Blaabjerg, Marco Liserre and Antonio Dell'Aquila. A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping[J]. IAS, 2003, vol.3: 1552-1557.
- [24] 张宪平, 李亚西, 潘磊, 赵斌, 许洪华. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电气应用, 2007, 26(5): 66-68.
- [25] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [26] Nishida Y, Miyashita , ect. A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction[J]. IEEE Trans on Industry Electronic, 1997, 44 (6): 337-343.
- [27] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [28] 叶杭治. 风力发电机组的控制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [29] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 刘大明. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 1(2): 133-137.
- [30] 赵昱阳. 功率因数闭环的双 PWM 变频调速系统研究[D]. 北方工业大学, 2005.
- [31] 徐雪峰. 正弦波并网运行逆变器及控制方法的研究[D]. 哈尔滨工程大学, 2007.
- [32] 张强. 风力发电并网变流器工程问题研究[D]. 合肥工业大学, 2006.
- [33] 余勇, 刘正之. 基于 DSP 的有源逆变复合控制[J]. 中科院等离子体物理研究所 2005, 8: 36-39.
- [34] 刘其辉. 变速恒频风力发电系统运行与控制研究[D]. 浙江大学, 2005.
- [35] 王立欣, 张宁, 靳刚. VSR 直流侧滤波电容的计算及实验分析[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2006, 38(1): 63-66.
- [36] 邱岩, 朱银玉, 陈仲. 一种新型高功率因数三相整流器的分析设计[J]. 电力电子技术, 2009, 1: 5-6.
- [37] 董晓鹏, 裴云庆. 一种电压型 PWM 整流器控制方法的研究[J]. 电工技术学报, 1998, 13(5): 31-36.
- [38] 徐嘉鹏. 三相电压型 PWM 整流器控制策略的研究[D]. 西安交通大学, 2007.

- [39] 薛迎成, 郜能灵. 国际上分布式电源的互连标准介绍[J]. 南方电网技术, 2008, 12: 14-17.
- [40] Moynihan J F, Egan M G, Murphy J M D. Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms[J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 1998, 145(1):17-24.
- [41] Wu R, Dewan S B, Slemmon G R. Analysis of an ac to dc voltage source converter using P WM with phase and amplitude control[J]. IEEE Trans Ind App1, 1991, 27: 355 -364.
- [42] Ropp M. Design issues for grid-connected photovoltaic systems[D]. Atlanta Georgia Institute of Technology, 1998.
- [43] 殷桂梁, 孙美玲. 基于逆变器的正反馈孤岛检测方法[J]. 电子测量技术, 2007, 8: 59-62.
- [44] 郭小强, 赵清林, 邬伟扬. 光伏并网发电系统孤岛检测技术[J]. 电工技术学报, 2007, 4: 157-162.
- [45] 刘芙蓉, 康勇, 段善旭, 王志峰, 王辉. 主动移频式孤岛检测方法的参数优化[J]. 中国电机工程学报, 2008, 1: 95-99.
- [46] 王兆安, 张明勋. 电力电子设备设计和应用手册[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [47] 魏毅立. 双馈感应电机磁场定向 1-3 变换速度控制[J]. 包头钢铁学院学报, 1990, 9(2): 16-21.
- [48] 史保壮, JasonMacDowell, Richard Piwko, NicholasMiller. 风电并网技术的新进展 [J]. 电力设备, 2008, 11: 20-23.
- [49] 胡书举, 李建林, 李梅. 风电系统实现 LVRT 的电网电压跌落检测方法[J]. 大功率变流技术. 2008, 6: 17-21.
- [50] 张兴, 张龙云, 杨淑英, 余勇, 曹仁贤. 风力发电低电压穿越技术综述[J]. 电力系统及其自动化学报. 2008, 4(2): 1-8.
- [51] 窦伟, 徐正国, 彭燕昌, 许洪华. 三相光伏并网逆变器电流控制器研究与设计[J]. 电力电子技术. 2007, 1(1): 85-86.
- [52] 陈瑶, 金新民, 童亦斌. 三相电压型 PWM 整流器网侧 LCL 滤波器[J]. 电工技术学报. 2007, 9(9): 124-129.
- [53] 张宪平, 林资旭, 李亚西, 许洪华. LCL 滤波的 PWM 整流器新型控制策略[J]. 电工技术学报. 2002, 2(2): 74-77.
- [54] Z Ye, R Walling, L Garces, R Zhou, L Li, and T Wang. Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters[R]. National Renewable Energy Laboratory, may 2004.

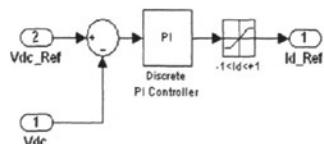
附录A 网侧变流器同步控制系统仿真图



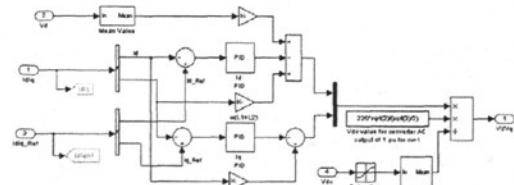
(1) 控制系统仿真图



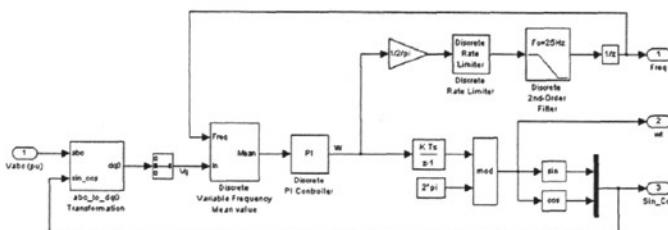
(2) 直流电压和交流电流双闭环仿真图



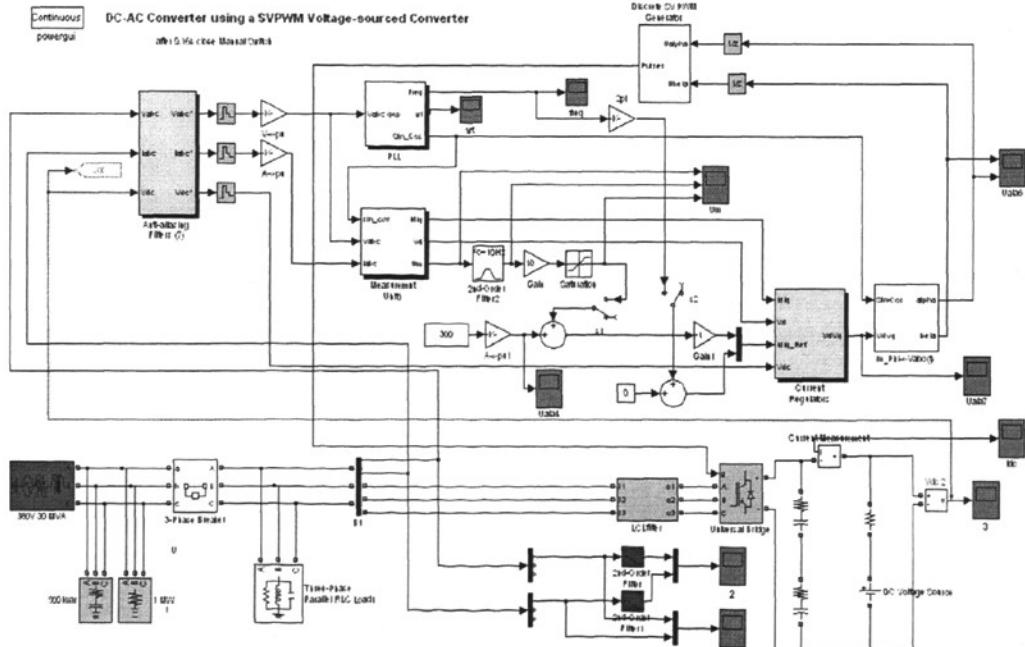
(3) 直流电压环 PI 调节仿真图



(4) 同步 PI 解耦控制电流内环仿真图



(5) 相位和频率检测仿真图



(6) 主动防孤岛系统仿真图

在学研究成果

一、攻读硕士期间发表论文

- [1] 徐阳, 魏毅立. PWM 整流器两种调制方式的研究[J]. 内蒙古科技大学学报. 2008, 4: 324-328.
- [2] 魏毅立, 徐阳. 基于 LCL 简化模型的 PWM 变流器电流环控制策略[J]. 电力电子技术. 2009, 4: 64-66.

致 谢

在内蒙古科技大学三年的学习中，在学业上和生活上得到了魏毅立教授的精心指导和帮助。在参与魏毅立导师组织的风力发电逆变器研究的过程中，魏老师提供了全部的试验设备，并在理论上给与全面指导。

我的每一点点进步都浸透着导师的心血和汗水。魏老师严谨的工作作风、正直的为人、宽广的胸怀、丰富的专业知识和实践经验对我产生了深远的影响，并将使我终身受益。在此，特向魏老师表示最诚挚的敬意和感谢！

另外，还要感谢内蒙古科技大学的吴振奎副教授和包头爱能公司的科研和工作人员对我的帮助和指导。