

华北电力大学

专业硕士学位论文

基于模块化多电平换流器的虚拟同步电机  
控制技术研究

Research on Virtual Synchronous Generator Control  
Technology Based on Modular Multilevel Converter

杨双飞

2018年3月

国内图书分类号: TM7

学校代码: 10079

国际图书分类号: 621.3

密级: 公开

## 专业硕士学位论文

# 基于模块化多电平换流器的虚拟同步电机 控制技术研究

硕士研究生: 杨双飞

导师: 刘崇茹 教授

企业导师: 贺之渊 教高

申请学位: 工程硕士

专业领域: 电气工程

培养方式: 全日制

所在学院: 电气与电子工程学院

答辩日期: 2018年3月

授予学位单位: 华北电力大学

Classified Index: TM7

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Professional master's Degree

**Research on Virtual Synchronous Generator Control  
Technology Based on Modular Multilevel Converter**

<b>Candidate:</b>	Yang Shuangfei
<b>Supervisor:</b>	Prof. Liu Chongru
<b>Enterprise mentor:</b>	Prof. He Zhiyuan
<b>Academic Degree Applied for:</b>	Master of Engineering
<b>Speciality:</b>	Electrical Engineering
<b>Cultivation ways:</b>	Full-time
<b>School:</b>	School of Electrical and Electronic Engineering
<b>Date of Defence:</b>	March, 2018
<b>Degree-Conferring-Institution:</b>	North China Electric Power University



## 摘 要

柔性直流输电在电网中的地位日益凸显，其电压等级不断提高，输送容量也越来越大，特别是模块化多电平换流器（Modular Multilevel Converter, MMC）技术已趋成熟的今天，柔性直流输电的系统容量早已突破千兆瓦级，对区域电网的影响已经不可忽视。现有 MMC 型柔性直流输电几乎都无一例外的采用矢量控制技术，矢量控制具有功率调节快速、能独立控制解耦等优点。然而，随着柔性直流输电系统的大规模接入，矢量控制技术的缺陷开始逐渐显露。柔性直流换流站的接入稀释了传统同步电机的装机容量，导致系统等效惯量降低，再者，柔性直流换流站对外表现零惯量和零阻尼特性，进一步恶化了系统运行环境。当送端电网功率大幅变化或者受端电网重型负荷投切时，极易引起交流系统电压和频率大幅波动甚至崩溃，而矢量控制的功率为定值控制，不能自主参与交流系统的电压和频率调节，所以很有必要研究 MMC 型柔性直流换流站参与系统调频调压的新型控制技术，从而实现 MMC 换流站和交流系统的有效互动与配合，并提供一定的惯性和阻尼。

将 MMC 型柔性直流换流站的控制系统设计为虚拟同步电机（Virtual Synchronous Generator, VSG）能够有效的解决上述问题。考虑到 MMC 柔性直流输电稳态电流较大，不能直接采用常规的 VSG 控制技术，需要同时兼顾限流能力和电压支撑能力。由此，本文综合矢量控制和 VSG 控制的优势，针对模块化多电平换流器型高压直流输电（Modular Multilevel Converter based High Voltage Direct Current, MMC-HVDC）的 VSG 控制方法进行研究，主要开展了：

1. 完成 MMC 型柔性直流换流站 VSG 控制的底层控制系统设计。首先将换流器桥臂简化为压控压源，并以逆变模式的 MMC 为例，详细进行了 MMC 本体数学建模和交直流侧数学建模。然后针对提出的数学模型设计了电压外环和电流内环控制器，其中电压外环采用直接功率计算策略，电流内环采用 PI 控制策略。此外，由于本文三相桥臂采用受控电压源简化模型，环流抑制是必要的，因此在  $\alpha\beta$  坐标系下基于准比例谐振 PR 控制方法设计了环流抑制器，这样既能避免旋转坐标系下电流耦合，同时又降低了控制器对电网频率偏移的敏感度。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了 MMC-HVDC 柔性直流输电系统，验证了所提数学模型的正确性和控制策略的有效性。

2. 完成 MMC-HVDC 柔性直流输电的 VSG 控制系统设计。首先对传统同步电机物理模型中的调速器和励磁调压器进行了合理简化和本质提取，建立了 VSG 控制数学模型并设计了基于矢量双闭环的 VSG 控制系统，包括整流模式的 VSG 和逆变模式的 VSG。然后利用小扰动方法建立了有功环和无功环传递函数模型，并对整流站和逆变站的控制参数进行了设计分析。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台对比了 MMC-HVDC 柔性直流输电系统 VSG 控制和常规矢量控制的主要差异，从而体现了 MMC 进行 VSG 控制的优越性，同时也验证了简化数学模型的正确性和 VSG 控制系统设计的有效性。

3. 完成多端 MMC 柔性直流输电的 VSG 协调控制, 即具有 VSG 功能的直流电压协调控制。直流电压协调控制器分为高压控制器、低压控制器和虚拟同步电机算法模块三部分。当定直流电压站退出运行后, 直流系统潮流平衡被打破, 协调控制器会根据潮流情况触发不同的电压控制器, 进而选择不同的有功电流输出, 以保证系统的稳定运行。最后, 在 Matlab/Simulink 中搭建了四端直流电网仿真模型, 验证了协调控制器设计的有效性和正确性。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 矢量控制; 虚拟同步电机控制; 惯性; 阻尼; 调压调频

## Abstract

The status of VSC-HVDC has become increasingly prominent in the power grid, with its voltage level continues to increase and transmission capacity to grow, especially when modular multilevel converter technology has matured, the system capacity of VSC-HVDC transmission has already exceeded breakthrough Gigawatts. Therefore, the impact of VSC-HVDC on regional power grid cannot be ignored any more. Existing MMC-HVDC projects almost use vector control technology without any exception, because vector control has the advantages of fast power regulation and independent control of decoupling. However, with a large scale access to VSC-HVDC systems, the flaws of vector control technology are beginning to emerge. Access of VSC converter station dilutes the installed capacity of the conventional synchronous generator, resulting in the reduction of system equivalent inertia. Furthermore, the external performance of VSC converter station shows zero inertia and damping, which further deteriorates the system operating environment. When the sending-end grid power changes drastically or heavy load changes on the receiving-end grid, the voltage and frequency of AC system can easily cause large fluctuations or even collapse. However, the power of vector control is a fixed value and cannot participate in voltage and frequency regulation of AC system autonomously. Therefore, it is necessary to study a new type of control technology that can involve MMC station in the system's frequency and voltage regulation with inertia and damping support, to realize the effective interaction and cooperation between MMC station and AC system.

The above problem can be solved by designing the MMC station as a virtual synchronous generator. Taking into account MMC-HVDC steady state current is very large, the conventional VSG control technology cannot directly be used, and current limiting and voltage support capabilities should be considered simultaneously. Therefore, this paper combines the advantages of vector control and VSG control to study VSG control method of MMC-HVDC transmission system, mainly include:

1. The design of bottom control system of VSG control for MMC station is completed. First, each bridge arm is simplified as a voltage controlled voltage source, and taking inverter as an example, the mathematical models of MMC ontology and AC-DC side are carried out in detail. Then the voltage outer loop and the current inner loop controller are designed for the proposed mathematical model. The voltage outer loop adopts the direct power calculation strategy and the current inner loop adopts the PI control strategy. In addition, because the bridge arm uses a simplified model of controlled voltage source, the circulation suppressor is necessary, so a circulating current suppressing controller is designed based on the quasi-proportional resonance PR control method in  $\alpha$ - $\beta$  coordinate system, which can avoid current coupling in rotating coordinate system and reduce the controller's sensitivity to grid frequency offset. Finally, MMC-HVDC transmission system is built on the Matlab/Simulink simulation platform, and the validity of the proposed mathematical model and the control strategy are verified.

2. The design of VSG control for MMC-HVDC is completed. Firstly, the governor and excitation voltage regulator in traditional synchronous generator are simplified and extracted in

essence. The VSG control mathematical model is established and VSG control system based on vector double closed loop is designed, including rectifier mode VSG and inverter mode VSG. Then, the models of active and reactive power loop transfer functions are established by the small perturbation method, and control parameters of rectifier and inverter station are designed and analyzed. Finally, the main differences between VSG control and conventional vector control of MMC-HVDC are compared on the Matlab/Simulink simulation platform, which shows the superiority of MMC in VSG control, and the correctness of simplified mathematical model and the effectiveness of proposed VSG control system as well.

3. The coordinated control strategy based on VSG control for MTDC-HVDC is completed, which can be called DC voltage coordinated control strategy with the function of VSG. DC voltage coordinated controller is divided into three parts, namely high voltage controller, low voltage controller and VSG algorithm module. When the system power flow changes leading to oscillation of the DC voltage, different voltage controller will be triggered, and then the coordinated controller will choose different active current as output autonomously in order to ensure the stable operation of the system. Finally, a four-terminal DC grid simulation model is established on the Matlab/Simulink simulation platform to verify the effectiveness of the coordinated controller.

**Keywords:** modular multilevel converter, vector control, virtual synchronous generator control, inertial, damping, voltage and frequency regulation

## 目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT .....	III
第 1 章 绪 论.....	1
1.1 课题研究背景及意义 .....	1
1.2 MMC 常规控制技术.....	2
1.2.1 矢量控制.....	2
1.2.2 下垂控制.....	3
1.3 VSG 控制 .....	3
1.3.1 VSG 基本控制结构和原理.....	3
1.3.2 虚拟同步电机和同步电机的区别与联系.....	4
1.4 国内外研究现状 .....	5
1.4.1 国外研究现状.....	5
1.4.2 国内研究现状.....	6
1.5 本文主要研究内容 .....	8
第 2 章 模块化多电平换流器数学建模及控制.....	9
2.1 引言 .....	9
2.2 模块化多电平换流器的数学模型 .....	9
2.2.1 MMC 本体数学模型.....	9
2.2.2 MMC 交直流侧数学模型.....	11
2.3 模块化多电平换流器的控制器设计 .....	14
2.3.1 MMC 外环控制器设计 .....	14
2.3.2 MMC 内环控制器设计 .....	15
2.4 模块化多电平换流器的环流 .....	16
2.4.1 环流数学模型.....	17
2.4.2 环流抑制控制器设计.....	18
2.5 仿真验证 .....	19
2.6 本章小结 .....	21
第 3 章 模块化多电平换流器的虚拟同步电机控制.....	22
3.1 引言 .....	22
3.2 同步电机数学模型 .....	22
3.3 虚拟同步电机控制方法 .....	24
3.3.1 有功调频控制.....	25
3.3.2 无功调压控制.....	27
3.4 虚拟同步电机控制系统 .....	28
3.4.1 逆变站虚拟同步电机控制系统.....	29

3.4.2 整流站虚拟同步电机控制系统.....	30
3.5 控制系统参数设计 .....	30
3.5.1 逆变站参数设计.....	31
3.5.2 整流站参数设计.....	35
3.6 仿真验证 .....	38
3.7 本章小结 .....	44
<b>第4章 多端柔性直流输电系统的虚拟同步电机控制.....</b>	<b>45</b>
4.1 引言 .....	45
4.2 多端柔性直流输电 .....	45
4.2.1 多端柔性直流输电系统概述.....	45
4.2.2 多端柔性直流输电系统控制方法.....	46
4.3 基于虚拟同步电机的协调控制 .....	50
4.3.1 协调控制器结构与原理.....	50
4.3.2 控制器参数计算方法.....	51
4.4 仿真算例验证 .....	52
4.5 本章小结 .....	57
<b>第5章 总结与展望.....</b>	<b>58</b>
5.1 论文工作总结 .....	58
5.2 工作展望 .....	58
参考文献.....	59
攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果.....	62
致 谢.....	63

# 第1章 绪论

## 1.1 课题研究背景及意义

柔性直流输电技术所具有的潮流反转迅速、控制灵活等显著优点<sup>[1,2]</sup>,使其成为可再生能源接入的重要手段,同时也为输电网络构建提供了一个全新的解决方案。柔性直流输电技术在世界范围内得到了高度认可,在大规模分布式可再生能源接入、区域电网异步互联、海上风电集群集中送出等方面,被认为是十分有效的技术方案。

MMC 的出现和相关技术的成熟给柔性直流输电带来了空前的发展机遇。MMC 可以很容易的实现电压等级提高和换流器容量提升,其特有的级联拓扑避免了两电平和三电平串联结构的动、静态均压问题,大大降低了设备商进入柔性直流输电领域的技术门槛。此外,MMC 输出电平较多,波形质量很高,一般不需要安装专门的滤波设备。除了早期建设的少数几个柔性直流输电工程外,在运或者规划中的柔性直流输电工程不管国内外都无一例外的选择了 MMC。可以毫不夸张的说,在高压大容量场合,MMC 已经成为柔性直流输电默认的换流器结构,柔性直流输电也因为 MMC 技术的成熟步入井喷式发展时代。

现有 MMC 型柔性直流输电的控制方式以矢量控制技术为主<sup>[3-6]</sup>。矢量控制可以实现动态电压支撑,有功功率、无功功率独立解耦,能够为功率的输送提供稳定可靠的途径。除了向无源网络供电,矢量控制技术一般采用功率定值控制,换流站并网功率不能自动响应交流系统电压和频率变化,因而无法自主参与系统调压调频。此外,柔性直流换流站对外表现零惯量和零阻尼特性<sup>[7]</sup>,会带来交流系统次同步谐振以及并网换流站大规模脱网等隐患,特别是在电力系统负荷发生较大波动期间,并网换流站不能提供足够大的惯性和阻尼,极易造成系统频率大幅跌落并最终导致频率失稳,这严重威胁到了电力系统的稳定运行。

因此,针对柔性直流换流站现有控制技术存在的缺陷,亟需研究柔性直流换流站的新型控制技术。这种新型控制技术首先应该能自主响应交流系统的电压和频率变化,而且还要为交流系统提供一定的惯性和阻尼,从而提高系统运行稳定性,使整个柔性直流输电系统具有更好的鲁棒特性。就现阶段来说,虚拟同步电机技术是实现上述目标的最佳方案。

近年来随着 VSG 概念的推广,针对虚拟同步电机运行方式和控制技术的研究已经成为重要研究方向。特别是在以煤为主的能源结构向多种能源并存,相互协调进行转变的时代大背景下<sup>[8-10]</sup>,VSG 控制技术在风电、光伏发电和微电网等领域找到了应用平台。可以预见,在不久的将来,风能和太阳能等清洁能源将与煤电一起成为主导性能源<sup>[11-13]</sup>,VSG 控制技术也将得到长足发展。然而,大量分布式能源并网会使得源网协调问题越来越突出<sup>[14-16]</sup>,例如交流系统的频率支撑问题,而柔性直流输电系统的大规模建设又稀释了传统同步电机在本地电网中的装机容量,系统等效惯量大幅降低,导致系统调频能力减弱,这两方面的综合因素进一步体现了柔性直流换流站参与电网调频的必要性。

研究 MMC 型柔性直流换流站的 VSG 控制技术不但能够解决现有控制技术的缺陷,而且

还是促进能源结构优化转型的重大举措。在 VSG 控制技术下，换流站不仅能够根据交流系统频率和电压变化自动调整输出有功功率和无功功率，还能够阻尼电力系统低频振荡，提高电力系统稳定性，有利于智能电网和能源互联网的实现与发展。目前，在微电网、光伏以及风机等领域，基于各种数字及物理试验设备，已经验证并实现了逆变模式下的虚拟同步电机对传统同步电机的外特性模拟，但鲜有针对 MMC 的 VSG 控制技术研究。MMC 型柔性直流换流站的电压等级较高，输送功率更大，常规 VSG 控制技术不能直接应用于 MMC 控制内核的设计，这给 MMC 换流站的 VSG 控制系统设计带来了一定难度。

## 1.2 MMC 常规控制技术

### 1.2.1 矢量控制

电压源换流器有间接电流控制和直接电流控制两种控制方式。其中，间接电流控制通过控制电网电压与换流站交流侧电压之间相角和交流电压幅值实现系统有功功率和无功功率的控制<sup>[17]</sup>，这种控制方式的控制系统结构较简单，但电流动态响应较慢，对系统参数也较为敏感，并且不能实现有功功率和无功功率的独立解耦控制。直接电流控制方式采用电压（功率）外环电流内环的双闭环控制策略，在同步旋转坐标系下解耦有功电流分量和无功电流分量，从而实现系统级控制器下达的控制目标。此外，直接电流控制技术具有电流限制作用，在系统发生故障时能从一定程度上限制故障电流，避免换流站因过流而出现保护闭锁等问题。

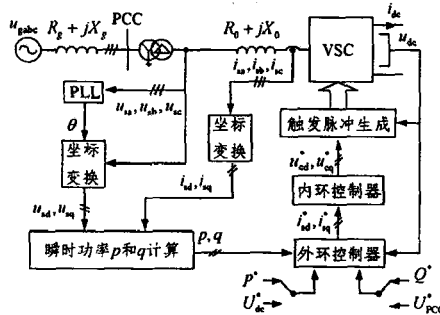


图 1-1 矢量控制原理结构图

图 1-1 为常规双闭环矢量控制原理示意图，该控制系统主要由四部分组成：锁相环、外环控制器、内环控制器和脉冲调制发生器。通常情况下，为保证换流器控制系统和交流系统的同步，首先需要将检测到的电压、电流信号进行定向处理，即将电压、电流信号经过 dq 旋转坐标变换为有功分量和无功分量两种直流量，其中的电压分量作为锁相环输入提取出交流系统频率信息，并用于计算有功功率和无功功率。外环控制器中，主要有无功功率、交流电压、直流电压、有功功率四个控制变量，每个换流器需要在有功功率类和无功功率类控制变量中各选一个作为外环控制器的控制输入，因此就存在定无功功率和定直流电压、定无功功率和定有功功率、定交流电压和定直流电压、定交流电压和定有功功率四种基本组合，在柔性直流输电系统中，必须至少有一个换流站采用定直流电压控制。外环控制器通过 PI 控制等方法输出有功、无功电流参考值，然后通过内环电流解耦控制产生三相桥臂控制电压，最

后经过最近电平逼近调制产生开关触发脉冲，形成整个系统的闭环控制。

由上可知，矢量控制的功率和电压都采用既定目标值控制，虽然能精确跟踪有功功率和无功功率参考值，但不能实现和交流系统的有效互动与配合，即不管交流系统发生何种不利变化，并网功率都不会自动调节输出以改善系统的运行工况，从这点看，矢量控制是缺乏柔性可调的。

## 1.2.2 下垂控制

针对矢量控制的不足，为了让并网逆变器具备一定的频率和电压调节能力，使其参与电网的调频调压，部分研究学者提出了基于附加控制策略的下垂控制方法<sup>[18,19]</sup>，其基本控制原理如图 1-2 所示。

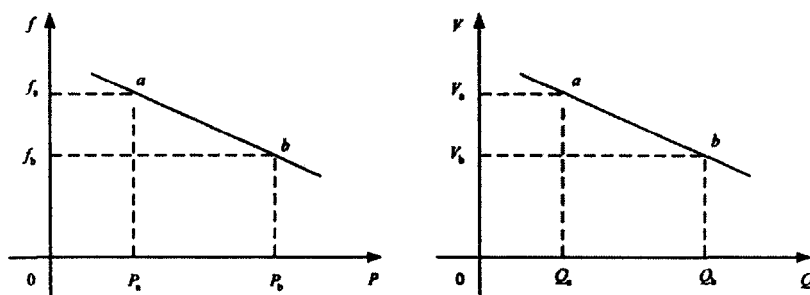


图 1-2 下垂控制原理图

由图可知，下垂控制根据有功功率和频率的线性关系建立调频特性，根据无功功率和电压幅值的线性关系建立调压特性。将下垂控制应用于 MMC 换流站时，换流器能够根据电网频率和电压的变化自主调节输出功率，从而提供一定的频率和电压调节能力。但是该类控制方法在参与电网调频功能上存在一个比较大的缺陷，即无法抑制频率的快速波动<sup>[20]</sup>。实质上，下垂控制在一定程度上具有类似同步电机的对外功能特性，但是缺失同步电机固有的惯性特性有时会严重影响到系统的控制性能<sup>[21]</sup>。下垂控制建立的有功功率-频率下垂关系并没有参考同步发电机转子摇摆方程，控制关系中没有引入发电机转子惯性环节，因此在系统出现有功功率供需不平衡时会由于缺乏惯性而无法抑制频率的快速波动。下垂控制策略在离网自治运行时功率并不能按照容量分配，主要是因为换流器自身参数不能完全一致以及系统参数会受到不同程度的扰动所致。针对功率分配问题，文献<sup>[22]</sup>提出一种改进型的下垂控制策略，增强了系统的鲁棒性，并使得换流器输出功率能够严格的按照容量来分配，但是这种控制方法以牺牲控制系统复杂度为前提，并没有解决下垂控制算法本质上的惯性缺失问题。

## 1.3 VSG 控制

### 1.3.1 VSG 基本控制结构和原理

VSG 控制技术首先由以钟庆昌教授为代表的科技工作者提出并推广<sup>[23]</sup>，随着 VSG 概念的提出，VSG 控制技术逐渐得到了国内外学者和研究机构的高度重视，各研究单位也在积极开展相关研究工作。VSG 实质上是具有同步电机输出特性的交直流变流器（就目前来说，主

要指逆变器), 它的控制系统建模来源于传统同步电机的物理模型, 因此具有类似同步电机的调频调压能力, 并且能够为系统提供一定的惯性和阻尼支撑。

VSG 具体控制结构较多, 但其基本结构总体上可以分为两类, 即电压型 VSG 和电流型 VSG, 电压型 VSG 直接控制并网电压, 电流型 VSG 控制并网电流。

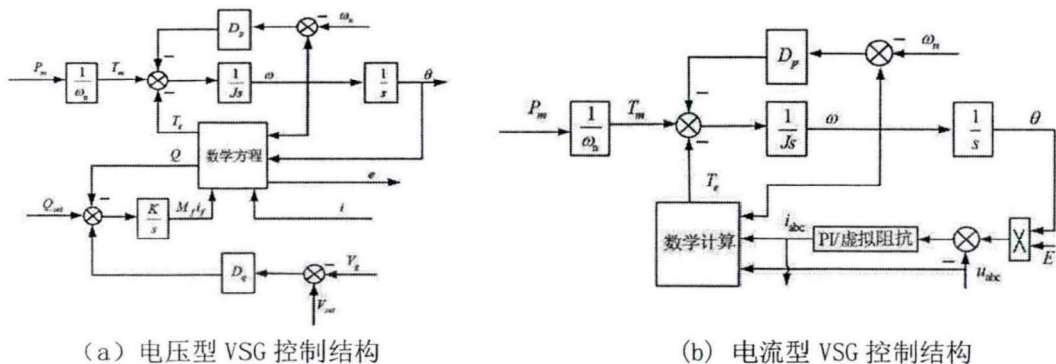


图 1-3 VSG 控制结构

图 1-3 中(a)、(b)分别为电压型 VSG 和电流型 VSG 控制结构。其中, 电压控制型 VSG 由于直接控制并网电压, 能够提供电压支撑, 故能运行在孤岛模式, 但是限流能力不足, 而电流控制型 VSG 对并网电流进行调制, 不能提供电压支撑, 但是具有较强的电流控制能力, 因而限流能力较强。虽然两种控制方式各有优缺点, 但核心算法都基于同步发电机物理模型, 在建模时可以根据实际情况进行选择, 并对传统同步电机进行适当的简化, 从而进行不同程度的同步电机特性模拟。

可以看到, 不管是电压型 VSG 还是电流型 VSG, 其控制结构类似于矢量控制也可以分为有功功率类控制和无功功率类控制两部分。其中有功功率类控制习惯性称为虚拟调速器, 无功功率类控制称作虚拟励磁调压器。调速器在输入功率和系统频率之间建立了带有转动惯量  $J$  和阻尼  $D_p$  的控制关系, 其本质上为同步发电机的转子摇摆方程。励磁调压器在实际同步电机中是比较复杂的, 它涉及同步发电机的励磁系统以及定、转子之间复杂的电磁关系, 所以在励磁调压器的设计过程中, 根据不同的特性需求会有不同程度的简化处理, 如果需要最大程度的模拟同步发电机的调压过程, 可以按照同步发电机的真实物理结构进行数学建模, 这种处理方法除了提高相似性外对实际功能特性并没有多大贡献。

### 1.3.2 虚拟同步电机和同步电机的区别与联系

如前所述, 虚拟同步电机是一种先进的控制技术, 能够使得换流器模拟同步电机的外特性和基本功能。再者, 换流器由电力电子器件构成, 动作迅速, 控制自由度较高, 这也从一定程度上增强了 VSG 控制的动态性能。研究虚拟同步电机和同步电机系统的区别, 是理解虚拟同步电机控制的前提和实现虚拟同步电机控制工程应用的关键, 图 1-4 给出了虚拟同步电机和传统同步电机的系统对比框图。

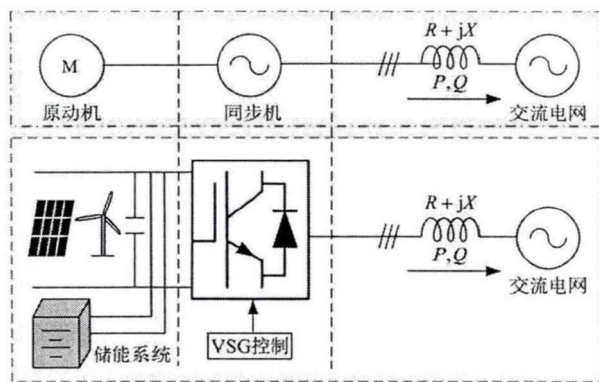


图 1-4 虚拟同步电机和同步电机系统对比

由图可知，虚拟同步电机为实现逆变器模拟同步电机输出功能和特性，对同步电机的原动机和同步电机本体部分用相应功能模块进行了代替。其中，原动机部分由分布式电源和储能系统替代，储能系统支持能量的双向流动，即实现能量的存储和释放，是保证换流器输出功率供需再平衡的关键，同时更是平抑交流系统频率大幅波动，实现虚拟同步电机参与系统调频的根本来源。同步电机本体部分由换流器进行外特性等效，即通过在控制系统中建立同步电机算法实现换流器模拟同步电机的调压调频功能，这也是本文研究的主要内容。此外，一般情况下传统同步电机容量都比较大，转子具有很大的机械旋转惯量，定、转子之间也因为物理结构问题而存在较为复杂的磁场关系<sup>[24,25]</sup>。但是相比于传统同步电机而言，VSG不会受到同步电机物理结构的约束，这也使得VSG比同步发电机运行范围更宽。在换流器中设计VSG算法时，由于不受物理结构的约束，控制系统可以灵活进行虚拟惯量和虚拟电磁场的建模，相应控制参数的选取范围也较为灵活。

总体来说，物理结构的差异让VSG的控制设计变得更加灵活，使得VSG相较于同步电机具有更强的适应能力，其主要区别体现在动态响应和稳态运行两方面：

**动态响应特性：**VSG控制算法由电力电子高频开关控制IGBT的开断来实现，系统的带宽可以根据开关频率在较大范围内选取，因此比同步发电机具有更大的频率响应范围，但这并不意味着可以随意扩大系统的频率响应范围，研究表明参数设计不合理时会激发不同于同步发电机的动态过程<sup>[26]</sup>，例如同步频率谐振问题。

**稳态运行范围：**传统同步发电机能够稳定运行的功角范围一般在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 之间<sup>[27]</sup>，然而VSG的虚拟惯量等参数可以根据需要进行灵活设计，能够较容易的改变VSG的加速和减速过程，从而提高VSG的稳态运行区间，而且VSG能够运行在功角大于 $90^\circ$ 的负惯性状态<sup>[28]</sup>。

## 1.4 国内外研究现状

### 1.4.1 国外研究现状

具体而言，VSG技术通过模拟同步发电机数学模型实现有功调频和无功调压等特性，使得并网换流器在运行机理和对外特性上可以和传统同步发电机相比拟，国外学者提出了多种VSG技术实施思路和技术路线。依托欧洲VSYNC项目，德国克劳斯塔尔工业大学和比利时

鲁汶大学进行改善电网稳定性的控制研究<sup>[29,30]</sup>。文献[29]中克劳斯塔尔工业大学研究团队提出了“VISMA(virtual synchronous machine)”技术方案，通过在直流侧建立一个储能系统，将虚拟同步机用三相自耦变压器并入电网，交流侧电压能根据虚拟定子输出电流在一定范围内作出相应调整，且能四象限运行，比较好的体现了同步机运行特性。同样，文献[30]中鲁汶大学的 VSG 方案也增加了短时能量存储系统，通过功率差额来实现惯性调节，并通过传统发电机的转子方程从外特性上模拟同步发电机，但是并未模拟同步发电机的电压调节特性，从这点上比较“VISMA”方案更能体现同步电机特性。文献[31]对多种 VSG 电流控制方式进行了比较，包括比例积分控制，比例谐振控制和滞后控制，并对各种控制方式的谐波含量和暂态性能进行了仿真分析和对比，最后综合对比得出比例谐振控制方式是最适合虚拟同步电机的电流型控制方式。然而，电流控制型 VSG 主要是通过控制逆变器输出电流来实现的，这种情况下的 VSG 等效为一个电流源，难以为系统提供电压支撑。

针对上述电流控制型 VSG 的缺陷，学者们提出了电压控制型 VSG 技术<sup>[31-35]</sup>。其中以英国谢菲尔德大学的钟庆昌教授，日本大阪大学的 Toshifumi Ise 教授等为主要代表。钟庆昌教授等从 VSG 交流侧的动态模型入手，同时考虑了同步发电机的电磁暂态特性和机电暂态特性，将 VSG 在数学和物理上和同步发电机很好的等效起来，较大程度的实现了逆变器对同步发电机的模拟，也因此提出了同步逆变器的概念<sup>[32,33]</sup>。文献[34]和文献[35]分别提出了具有自同步功能的功率同步控制和非线性功率自同步控制，它们省去了电网与换流器之间的同步检测的锁相环，采用有功功率自同步过程，实现电网与换流器的同步，能够为电网和分布式系统提供一定的惯性和频率支撑，但是在大规模可再生能源分布并网上面存在一定的缺陷，不能实现多个换流器的并联运行。Toshifumi Ise 教授等提出的 VSG 技术主要基于同步发电机机电暂态模型进行控制系统设计，其实质是在频率控制的基础上模拟同步发电机的转子惯量与调频特性，以提高系统的频率稳定性。另一方面，在电压控制方面，主要考虑无功功率和电压的关系，以控制电压稳定输出为目的<sup>[36,37]</sup>。如此，功率控制器和电压频率控制器的协同作用实现了 VSG 的功率控制和调频调压。此外，Raouia Aouini 等人利用同步逆变器基本控制原理，对高压直流输电系统进行 VSG 控制设计，提出了 SHVDC 结构概念和相应的控制策略<sup>[38]</sup>，文章从系统电压和功率极点优化配置出发，基于状态空间函数对部分参数进行优化调整和设计，最后在 IEEE 标准四机模型(IEEE 4-machine benchmark)系统中进行验证，仿真结果也证明了控制策略和参数设计的合理性，但全文没有提出惯性参数的设计方法。

#### 1.4.2 国内研究现状

国内近年来也有不少学者对基于虚拟同步电机思想的控制技术进行了研究，目前的研究也多集中在微电网和分布式电源领域。合肥工业大学的研究团队通过模拟同步发电机的转动惯量和调频特性，研究了有功功率可控、可实现调频调压的虚拟同步电机<sup>[39]</sup>，并通过计算机仿真研究了其在微电网中的应用。北京交通大学和清华大学研究了将风电场等效为虚拟同步电机的方法<sup>[40]</sup>，使风电场向电网输送的功率平滑，并对大电网体现同步电机的特性，并建立

了由风力发电机组、储能电池及汽轮机机组组成的系统仿真模型。文献[41]对基于虚拟同步发电机的微网逆变器控制进行了系统数学建模、控制策略设计、逆变器关键参数稳定性分析等方面进行了较为深入的研究，并对上述研究进行了实验室验证和现场示范研究，取得了一些创新性的成果。文献[42]同样对微网逆变器的控制策略进行了研究，但主要针对功率波动引起的电压频率变化问题。作者结合实际应用场景，合理假设电抗远大于电阻建立了相应的控制策略，使逆变器输出电压具有较大的惯性，提高了微电网母线电压频率的稳定性，并且能实现逆变器输出功率的合理分配。文献[43]提出一种基于锁相环的虚拟同步发电机离/并网无缝切换控制策略，可模拟同步发电机的准同期并列，此外作者还分析和研究了惯性和阻尼参数的整定方法。文献[44]对虚拟同步电机的基本理论进行了简要介绍，而且简要概述了虚拟同步电机的应用领域，并探讨了虚拟同步电机亟需解决的问题和可能存在的思路。文献[45]把VSG作为电力系统基本单元，提出以VSG作为电力系统统一的能源接口，实现由同步电机的同步机制构成的自主电力系统，从而达到智能电网的标准化。同时，文章从风力发电、太阳能发电、静止同步补偿器和电机调速等场合给出了VSG的实现方法，并在文末从技术理论层面和管理层面讨论了未来的挑战和机遇。文献[46]针对孤岛模式下电网频率和电压易受不平衡非线性混合负载影响的问题，提出了基于电压不平衡和谐波抑制的VSG综合控制策略，并对控制策略进行了仿真和实验验证。文献[47]首先建立了VSG小信号模型，然后通过VSG动态响应特性的分析，得到惯性和阻尼的约束机理，并最终获得储能系统对VSG系统的物理约束和运行边界。文献[48]提出一种光伏虚拟同步电机和相应控制策略，同时考虑了光伏系统的时变性和有限性以及电源的动态特征，可以防止因最大可用功率不足而引起的直流电压跌落。

在虚拟同步电机样机研制和工程示范应用方面，中国已经走在了世界前列，这得益于中国对可再生能源的旺盛需求和国家政策的大力支持。2013年，中国电力科学研究院设计完成50kW内核的虚拟同步发电机<sup>[49]</sup>。次年，国家电网公司下属的许继集团和南瑞集团完成了500kW光伏虚拟同步电机的开发<sup>[50]</sup>。2016年年底，国家电网公司在张北风光储试验基地完成了光伏和风电虚拟同步电机的并网试验运行，单机容量达到500kW，工程总调节容量高达547.5MW，试验结果表明满足投运要求，随后南方电网公司也实现了虚拟同步电机的挂网试验运行。可以肯定的是，随着张北等新能源示范工程建设的推进、投运和关键技术被攻克，虚拟同步电机控制技术在大容量MMC柔性直流输电工程实现大规模应用已经为期不远，单机电压等级和额定容量也会越来越高。

虽然国外开展了大量关于虚拟同步电机控制技术的研究，国内也在虚拟同步电机的控制技术和工程样机研制等方面取得了一些卓有成效的成果，但国内外均主要以分布式能源和微电网作为其研究基础应用领域，且大多数都集中于逆变模式的直接压控型VSG研究。在电压等级和额定容量都较低的微网和分布式电网中，电力电子器件的通流能力有较大盈余空间，VSG不需要较强的限流能力，采用直接压控型VSG是可行的。MMC型柔性直流换流站电压等级较高，输送容量较大，需要增加限流环节。将MMC控制内核设计为VSG控制模式，能

够为系统提供更大的惯性和阻尼,但 MMC 型柔性直流换流站的 VSG 控制系统设计较为复杂,关于 MMC 型柔性直流输电的虚拟同步电机控制研究少有文献报道。随着储能技术的发展,实现高压大容量的 MMC 换流站 VSG 控制是发展趋势之一,并最终实现直流电网中换流站自主参与系统的调频调压。因此,本文主要研究工作基于 MMC 的 VSG 控制技术展开。

## 1.5 本文主要研究内容

前文已述开展 MMC 型柔性直流输电 VSG 控制研究的必要性和有益性。MMC 型柔性直流换流站的稳态电流一般较大,不能像微网和分布式电源那样采用直接压控型 VSG,因此 MMC 型换流站的 VSG 控制需要兼顾限流能力和电压支撑能力。据此,本文借鉴传统矢量控制技术的优点进行 MMC 型柔性直流换流站的 VSG 控制技术研究,依照章节顺序主要开展了以下研究工作:

1) 建立了模块化多电平换流器的数学模型,并设计了 VSG 相应的底层控制系统。为便于后文开展 VSG 底层控制系统的设计,首先将 201 电平的 MMC 换流器桥臂简化为电压控制电压源,并以逆变模式的 MMC 为例,详细进行了 MMC 的本体数学建模和交直流侧数学建模。然后针对提出的数学模型设计了电压外环和电流内环控制器,其中电压外环采用直接功率计算策略,电流内环采用 PI 控制策略。此外,由于本文桥臂采用压控压源简化模型,环流抑制是很有必要的,因此在  $\alpha\beta$  坐标系下基于准比例谐振 PR 控制方法设计了环流抑制器,这样既能避免旋转坐标系下电流耦合,同时又降低了控制器对电网频率偏移的敏感度。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了端对端 MMC 柔性直流输电系统,验证了所提数学模型的正确性和控制系统的有效性。

2) 设计了 MMC-HVDC 柔性直流输电的虚拟同步电机控制系统。首先在不影响主要功能的前提下,对传统同步电机物理模型中的调速器和励磁调压器进行了适当简化和本质提取,建立了虚拟同步电机数学模型并设计了基于电压电流双闭环的虚拟同步电机控制系统,包括整流模式的虚拟同步电机和逆变模式的虚拟同步电机。然后针对提出的数学模型和控制系统,分别对整流站和逆变站的控制参数进行了设计分析。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台对比了 MMC-HVDC 柔性直流输电系统中 VSG 控制和常规矢量控制的主要差异,从而体现了 MMC 进行 VSG 控制的优越性,同时验证了简化数学模型的正确性和控制系统的有效性。

3) 完成多端 MMC 柔性直流输电 VSG 直流电压协调控制设计。VSG 直流电压协调控制器分为高压和低压两个控制器,以及 VSG 算法模块。系统正常运行时,VSG 换流站能够模拟同步电机功能,定直流电压换流站退出运行后,协调控制器会自动根据直流电压变化水平触发不同的控制器,进而选择不同的有功电流输出,重新建立系统潮流平衡,确保系统的稳定运行,在 Matlab/Simulink 中搭建的四端直流网模型验证了协调控制器的有效性。

## 第2章 模块化多电平换流器数学建模及控制

### 2.1 引言

基于 MMC 的柔性直流输电技术是输配电领域的一项重大技术突破，因其在异步联网、向无源系统供电以及分布式能源并网等方面的优越表现，对电力系统的发展，特别是形成未来直流电网方面产生了深远影响。模块化多电平换流器的使用提升了换流站输电容量，而且相比于两、三电平换流器，电能质量得到明显改善，且特别适合大规模分布式能源集群集中送出。本文提出的 MMC 的 VSG 控制方法借鉴了矢量控制的部分控制思想和控制结构，了解和掌握 MMC 的数学模型和控制方法是实现其 VSG 控制的基础，也是从本质上区别 MMC 常规矢量控制方法和 VSG 控制方式的前提。因此，本章将着重对 MMC 数学模型的建立和控制器设计方法等进行研究，并将双闭环控制器作为后文 MMC 的 VSG 控制的底层控制结构。

### 2.2 模块化多电平换流器的数学模型

#### 2.2.1 MMC 本体数学模型

MMC 采用子模块级联和串联电抗器组成三相换流桥臂，理论上可通过增加级联子模块数量来大幅度的提升电压等级和换流器容量，并且使得输出的交流电压无限逼近标准正弦波。MMC 常见子模块结构有半桥子模块 (Half Bridge Sub-Module, HBSM)、全桥子模块 (Full Bridge Sub-Module, FBSM) 和二极管箝位型双子模块 (Clamp Double Sub-Module, CDSM)，后两种子模块结构具有故障自清除能力，但综合各方面因素考虑，目前实际工程中采用 FBSM 和 CDSM 的并不多。由于本论文研究内容并不关心子模块结构和直流故障清除，在此不做过多子模块介绍和分析，后文所述子模块也并不特指某一结构。

MMC 结构如图 2-1 所示，图示为逆变侧结构，整流侧能量流动方向相反，结构与逆变侧类似。其中，每相上、下桥臂均由  $N$  个子模块级联构成，且不考虑冗余， $i_{dcp}$ 、 $i_{dcn}$  表示直流母线正负极电流， $u_{dc}$  为直流电压， $i_{kp}$ 、 $i_{kn}$ ， $u_{pk}$ 、 $u_{nk}$  分别为上、下桥臂电流和子模块电压 ( $k=a, b, c$ )， $L_0$  为桥臂电抗器， $i_k$ 、 $e_k$  分别表示 MMC 三相输出电流和电压， $R_l$ 、 $L_l$  为换流变压器等效阻抗， $R_s$ 、 $L_s$  为电网等效阻抗，换流器输出的有功功率和无功功率通过公共耦合点 (Point of Common Coupling, PCC) 流向交流电网， $u_p$  为 PCC 点相电压。图中红色方框内为本文仿真验证时建立的简化 MMC 等效物理模型，因为采用实际数量的子模块模型会大大将仿真建模复杂化，等效模型并不使用实际数量的子模块，而是将桥臂等效为一个电压控制电压源 (Voltage Controlled Voltage Source, VCVS) 和电阻以及电感的串联，VCVS 的电压控制命令由调制电压经过最近电平调制 (Nearest Level Modulation, NLM) 产生， $R$  代表桥臂等效损耗，电感  $L$  为桥臂等效电抗值。

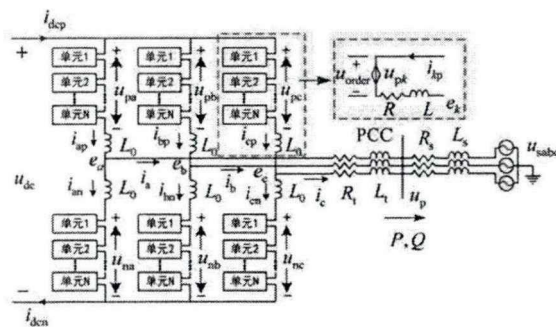


图 2-1 逆变侧 MMC 结构示意图

对于 MMC 三相桥臂，分别对上、下桥臂基尔霍夫电压定律，可以得到

$$e_k + (Ri_{kp} + L \frac{di_{kp}}{dt}) + u_{pk} - \frac{u_{dc}}{2} = 0 \tag{2-1}$$

$$e_k - (Ri_{kn} + L \frac{di_{kn}}{dt}) - u_{nk} + \frac{u_{dc}}{2} = 0 \tag{2-2}$$

将式(2-1)和式(2-2)相加，并注意到基尔霍夫电流定律有

$$i_{kp} - i_{kn} = i_k \tag{2-3}$$

于是整理得 abc 三相坐标系下的 MMC 时域数学模型

$$v_k - e_k = \frac{1}{2} (Ri_k + L \frac{di_k}{dt}) \tag{2-4}$$

本文定义

$$v_k = \frac{1}{2} (u_{nk} - u_{pk}) \tag{2-5}$$

MMC 所连交流电网具有同步旋转特性，直接在 abc 坐标系下建模会带来复杂的空间分析问题，因此需要进行同步坐标变换，对(2-4)式进行式(2-6)所示的等幅值 park 坐标系变换

$$f_{dq} = T_{3s/2r} f_{abc} \tag{2-6}$$

其中变换矩阵表达式为<sup>[2]</sup>

$$T_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \tag{2-7}$$

根据式(2-6)可以得到 dq 旋转坐标系下 MMC 数学模型

$$\begin{cases} \frac{L}{2} \frac{di_d(t)}{dt} + \frac{R}{2} i_d(t) - \frac{1}{2} \omega L i_q(t) = v_d(t) - e_d(t) \\ \frac{L}{2} \frac{di_q(t)}{dt} + \frac{R}{2} i_q(t) + \frac{1}{2} \omega L i_d(t) = v_q(t) - e_q(t) \end{cases} \tag{2-8}$$

需要指出的是，此处  $\theta$  选取余弦形式  $e_a$  的相角，如果是正弦形式的  $e_a$ ，在进行锁相环(Phase Locked Loop, PLL)建模时，应该选取输出电压的 d 轴分量作为差值输入进行锁相。另外，严格的说，式(2-8)为电网正常运行或者发生对称故障情况下的数学模型，当交流电网发生不对称故障时，虽然换流变压器阀侧采用三角形联结能够阻断零序分量通路，但式(2-8)中仍然有负序分量的存在，会给系统安全稳定运行造成影响<sup>[2,3]</sup>。因此，需要将正、负序分量进行分离控制，式(2-8)按照正、负序分量形式展开有

$$\begin{cases} \frac{L}{2} \frac{di_d^+(t)}{dt} + \frac{R}{2} i_d^+(t) - \frac{1}{2} \omega L i_q^+(t) = v_d^+(t) - e_d^+(t) \\ \frac{L}{2} \frac{di_q^+(t)}{dt} + \frac{R}{2} i_q^+(t) + \frac{1}{2} \omega L i_d^+(t) = v_q^+(t) - e_q^+(t) \end{cases} \quad (2-9)$$

$$\begin{cases} \frac{L}{2} \frac{di_d^-(t)}{dt} + \frac{R}{2} i_d^-(t) + \frac{1}{2} \omega L i_q^-(t) = v_d^-(t) - e_d^-(t) \\ \frac{L}{2} \frac{di_q^-(t)}{dt} + \frac{R}{2} i_q^-(t) - \frac{1}{2} \omega L i_d^-(t) = v_q^-(t) - e_q^-(t) \end{cases} \quad (2-10)$$

式(2-9)和(2-10)即 dq 坐标系下的 MMC 正、负序分量时域数学模型。对(2-9)和(2-10)和进行拉普拉斯变换，得式(2-11)和(2-12)所示的 dq 旋转坐标系下 MMC 数学模型的频域表达式

$$\begin{cases} \frac{1}{2}(sL + R)i_d^+(s) - \frac{1}{2}\omega L i_q^+(s) = v_d^+(s) - e_d^+(s) \\ \frac{1}{2}(sL + R)i_q^+(s) + \frac{1}{2}\omega L i_d^+(s) = v_q^+(s) - e_q^+(s) \end{cases} \quad (2-11)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2}(sL + R)i_d^-(s) + \frac{1}{2}\omega L i_q^-(s) = v_d^-(s) - e_d^-(s) \\ \frac{1}{2}(sL + R)i_q^-(s) - \frac{1}{2}\omega L i_d^-(s) = v_q^-(s) - e_q^-(s) \end{cases} \quad (2-12)$$

由式(2-11)和(2-12)可以得到图 2-2 所示的结构框图

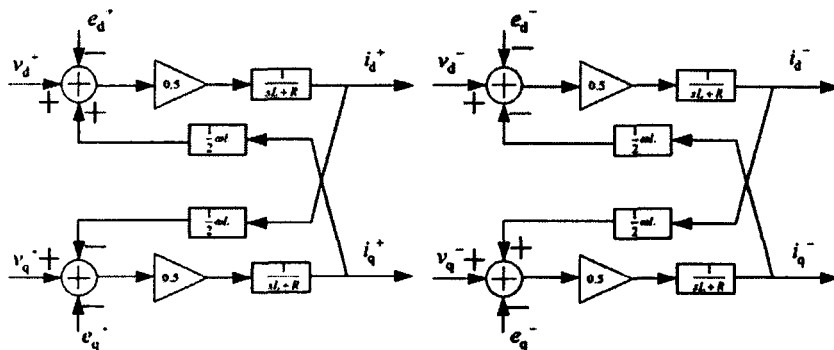


图 2-2 MMC 频域数学模型结构框图

以上分析和推导是 MMC 基本单元的数学建模，属于 MMC 内部本体建模，并没有涉及 MMC 所连交、直流系统的数学分析。然而，MMC 作为换流站内的主要换流设备，是实现交流系统和直流系统间进行能量传递的枢纽，因此仅仅建立其内部数学模型是不够的，必须要考虑 MMC 与外部相连系统的基本关联特性，即需要分析并建立 MMC 交直流侧的数学模型。

### 2.2.2 MMC 交直流侧数学模型

MMC 作为换流站内进行能量变换的核心设备，是连接电力网络中交直流侧系统的中转站，而且换流器交流侧和直流侧之间通过功率耦合，所以建立 MMC 交直流侧数学模型需要以能量变换为出发点，并遵循功率平衡为基本准则。

对图 2-1 所示的结构图进行简化，以对称单极接线形式为例进行分析，可以得到图 2-3

所示的换流站等效电路结构图。

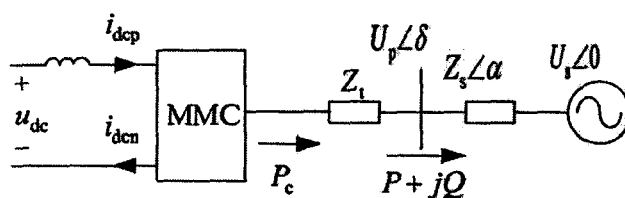


图 2-3 换流站等效电路图

图 2-3 中 MMC 换流器通过 PCC 点向交流系统注入功率，其相电压有效值为  $U_p$ ，相对于电网相电压  $U_s$  超前  $\delta$  相角， $Z_1$  和  $Z_s$  为换流变压器等效阻抗和电网等效阻抗， $\alpha$  为电网阻抗角，根据电路基本原理可以求得交换的单相复功率表达式

$$\tilde{S} = P + jQ = \dot{U}\dot{I}^* = U_p \angle \delta \left( \frac{U_p \angle \delta - U_s}{Z_s \angle \alpha} \right)^* \quad (2-13)$$

整理可以得到 PCC 点并网有功功率和无功功率分别为

$$\begin{cases} P = U_p \frac{U_p \cos \alpha - U_s \cos(\alpha + \delta)}{Z_s} \\ Q = U_p \frac{U_p \sin \alpha - U_s \sin(\alpha + \delta)}{Z_s} \end{cases} \quad (2-14)$$

其中

$$\begin{cases} \alpha = \arctg(\omega L_s / R_s) \\ Z_s = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \end{cases} \quad (2-15)$$

式(2-14)表明，MMC 换流站和交流系统交换的有功功率和无功功率大小取决于 PCC 点和系统的电压有效值（或者幅值），相角差和电网阻抗角<sup>[17]</sup>。在大多数情况下，MMC 网侧交流电网的内阻相对于感抗来说很小，可近似认为  $X_s \gg R_s$ ，即等效阻抗角  $\alpha \approx \pi/2$ ，电网等效阻抗蜕化为  $Z_s \approx X_s$ ，式(2-14)表示的单相功率蜕化为

$$\begin{cases} P = U_p \frac{U_s \sin \delta}{X_s} \\ Q = U_p \frac{U_p - U_s \cos \delta}{X_s} \end{cases} \quad (2-16)$$

由上式可知，在电网各处母线电压波动不大的情况下，传输有功功率的大小主要取决于  $\delta$ ， $\delta$  的正负决定了 MMC 换流站的运行模式， $\delta$  为正表示运行在逆变模式，反之则运行在整流模式， $U_p - U_s \cos \delta$  的大小和正负决定了 MMC 发出或吸收无功功率的大小。因此，可以通过控制输出电压的大小和相角便可以实现对无功功率和有功功率的控制，这种控制方式属于间接电流控制。在 dq 旋转坐标系下，根据瞬时功率理论，MMC 换流站和电网之间流动的复功率为

$$\tilde{S} = P + jQ = \dot{U}\dot{I}^* = 1.5(u_{pd} + ju_{pq})(i_{pd} - ji_{pq}) \quad (2-17)$$

即有

$$\begin{cases} P = 1.5(u_{pd}i_{pd} + u_{pq}i_{pq}) \\ Q = 1.5(u_{pq}i_{pd} - u_{pd}i_{pq}) \end{cases} \quad (2-18)$$

不难发现，换流器输出的有功功率和无功功率可以通过控制有功电流分量  $i_d$  和无功电流分量  $i_q$  来实现，这种控制方式属于直接电流控制。但是，即使 PCC 点电压定向，不管是定 d 轴（稳态时  $u_q$  为零）还是定 q 轴（稳态时  $u_d$  为零），直接电流控制都不能实现功率的精确控制，除非 dq 轴电流能够解耦。

在柔性直流输电系统中，直流电压的控制尤为重要。稳定的直流电压是系统能够正常运行的前提。对于图 2-3 中 MMC 直流侧系统，并不像两、三电平 VSC 那样在直流侧配置统一的支撑电容，直流电压由级联子模块的电容电压构成，结合图 2-1 和图 2-3，可得 MMC 输出直流电压

$$\begin{cases} u_{dc} = u_{pa} + \frac{2}{3}Ri_{dc} + \frac{2}{3}L\frac{di_{dc}}{dt} + u_{na} \\ u_{dc} = u_{pb} + \frac{2}{3}Ri_{dc} + \frac{2}{3}L\frac{di_{dc}}{dt} + u_{nb} \\ u_{dc} = u_{pc} + \frac{2}{3}Ri_{dc} + \frac{2}{3}L\frac{di_{dc}}{dt} + u_{nc} \end{cases} \quad (2-19)$$

对式(2-19)中 abc 三相取平均值可以得到平均直流电压

$$u_{dc} = \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} (u_{pk} + u_{nk}) + \frac{2}{3}Ri_{dc} + \frac{2}{3}L\frac{di_{dc}}{dt} \quad (2-20)$$

根据功率平衡原理可以将 MMC 等效为受控电流源形式，于是由(2-20)可以得到图 2-4 所示的 MMC 直流电压平均值等效模型

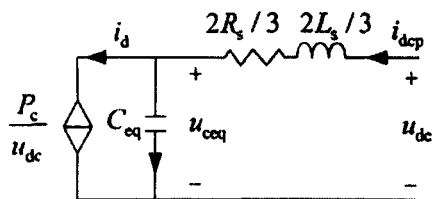


图 2-4 MMC 等效简化模型

图 2-4 中  $C_{eq}$  为等效电容， $C_{eq} = 6C/N_{br}$ ， $C$  为单个子模块电容， $N_{br}$  为每相投入子模块数， $u_{ceq}$  为所有投入子模块电容电压直流分量的总和， $i_d$  为注入受控电流源的电流。考虑到三相六桥臂电压总和基本不含有基波，忽略 2 次分量，可以得到 MMC 直流侧数学模型

$$C_{eq} \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - \frac{P_c}{u_{dc}} + \frac{2}{3}C_{eq}R_s \frac{di_{dc}}{dt} + \frac{2}{3}C_{eq}L_s \frac{d^2i_{dc}}{dt^2} \quad (2-21)$$

上述模型考虑了直流电压和电流的动态特性，较为复杂，在实际工程当中，也要求尽量避免直流电压、电流的大幅波动。如果不考虑直流电压波动和换流器损耗，式(2-21)将蜕化为  $P_c = u_{dc}i_{dc}$ ，这是很显然的，理想状态下直流侧的直流功率等于换流器输送给交流电网的有功功率。同样，如果换流变为理想变压器，则  $P_c = P$ ，即  $u_{dc}i_{dc} = 1.5(u_d i_d + u_q i_q)$ ，于是 MMC 所

连交流系统和直流系统通过有功功率建立了联系，这也是 MMC 进行功率传输的理论基础。

至此，MMC 的数学模型已经基本建立完毕。MMC 型柔性直流输电系统的正常运行需要控制系统作为支撑，控制算法是实现预期控制目标的关键和核心。

### 2.3 模块化多电平换流器的控制器设计

MMC 型柔性直流换流站的控制系统由外环控制器和内环控制器构成，其中外环控制器的控制方式为系统的基本控制方式，并产生内环控制器的电流控制指令，而内环控制器通过调节换流器输出交流电压参考值达到控制目标，即不管外环控制器为何种结构，只要外环控制器输出结果给定电流参考指令值，内环控制器均以实现 d 轴电流和 q 轴电流分别与指令值相同的为目标。由于这种内外环级联的矢量控制具有响应速度快，目标精确可控等优点，所以实际工程中均采用这种控制方式。

#### 2.3.1 MMC 外环控制器设计

在 MMC 型柔性直流输电系统中，每个换流站需要在有功功率类和无功功率类控制变量中各选一个作为外环控制器的控制输入，因此也就存在定无功功率和定直流电压、定无功功率和定有功功率、定交流电压和定直流电压、定交流电压和定有功功率四种基本组合，控制变量组合方式的选择需要根据实际应用场合适当选取，比如电网较弱的情况下一般选择定交流电压控制。但不管哪种控制方式的组合，必须至少有一个换流站控制系统直流电压以维持系统的稳定。对于上述任何一种控制方式，均可以统一表示为式(2-22)和图 2-5 的形式

$$\begin{cases} i_{sd}^* = G_d(s)(M_p^* - M_p) \\ i_{sq}^* = G_q(s)(M_q^* - M_q) \end{cases} \quad (2-22)$$

式中  $i_{sd}^*$ 、 $i_{sq}^*$  分别表示外环控制器输出的 d 轴和 q 轴电流参考值， $G_d(s)$ 、 $G_q(s)$  为 PI 调节器， $G_{d(q)}(s) = k_p + k_i/s$ ， $k_p$  为比例系数， $k_i$  为积分系数， $M_p^*$ 、 $M_p$  分别为有功功率类控制量的参考值和反馈的测量值，一般为有功功率和直流电压， $M_q^*$ 、 $M_q$  分别为无功功率类控制量的参考值和反馈的测量值，一般为无功功率和交流电压。外环控制器使用 PI 调节控制输出时，引入了积分环节，能够实现给定参考值的无静差控制，但也同时增加了控制系统参数设计的难度，特别是存在多个 PI 调节器的控制系统。

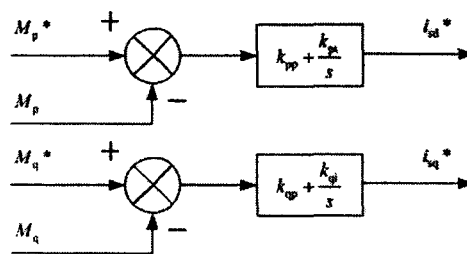


图 2-5 PI 型外环控制器统一形式框图

除了上述利用 PI 调节器来设计外环控制器外，还可以根据外环控制器输入的参考值来计

算内环控制器的参考电流输入，本文设计的外环控制器在产生内环参考电流输入时，不采用 PI 调节器结构，而采用直接功率控制策略。由式(2-18)可以得到在稳态运行点功率满足

$$\begin{cases} P_0 = 1.5(U_{pd0}I_{pd0} + U_{pq0}I_{pq0}) \\ Q_0 = 1.5(U_{pq0}I_{pd0} - U_{pd0}I_{pq0}) \end{cases} \quad (2-23)$$

下标“0”表示相应稳态值，注意到稳态运行点  $U_{pd0} = U_{p0} \cos \delta_0$ ， $U_{pq0} = U_{p0} \sin \delta_0$ ，于是可以解得 PCC 点 dq 轴电流的稳态分量

$$\begin{cases} I_{pd0} = \frac{1}{1.5U_{p0}^2} (P_0 U_{pd0} + Q_0 U_{pq0}) \\ I_{pq0} = \frac{1}{1.5U_{p0}^2} (P_0 U_{pq0} - Q_0 U_{pd0}) \end{cases} \quad (2-24)$$

利用式(2-24)即可计算内环控制器的 d 轴和 q 轴电流参考值，即

$$\begin{cases} i_{sd}^* = \frac{1}{1.5(u_{pd}^2 + u_{pq}^2)} (u_{pd} P^* + u_{pq} Q^*) \\ i_{sq}^* = \frac{1}{1.5(u_{pd}^2 + u_{pq}^2)} (u_{pq} P^* - u_{pd} Q^*) \end{cases} \quad (2-25)$$

其中  $u_{pd}$ 、 $u_{pq}$  分别为 PCC 点相电压  $u_p$  的 d 轴和 q 轴分量， $P^*$ 、 $Q^*$  分别为有功功率和无功功率指令值，根据式(2-25)得到所设计的外环控制器设计框图

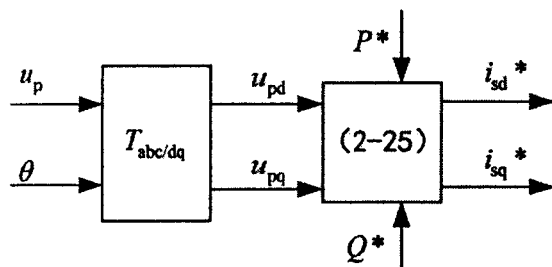


图 2-6 直接功率计算型外环控制器结构框图

### 2.3.2 MMC 内环控制器设计

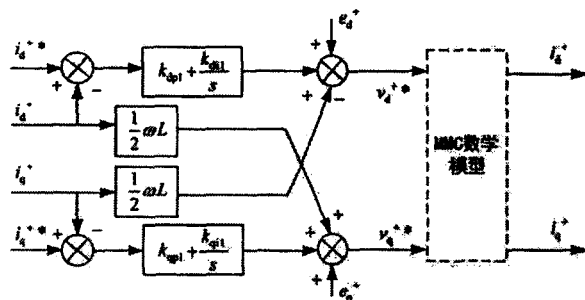
图 2-2 中 MMC 频域数学模型已经表明 dq 轴坐标下的电流存在耦合，要实现电流内环能够精确的跟踪外环控制器输出的参考电流，就必须对耦合项进行补偿，从而实现解耦控制。引入交流电网电压前馈项  $u_d^+$ 、 $u_q^+$  和耦合项电压  $0.5\omega Li_q^+$ 、 $0.5\omega Li_d^+$ ，采用 PI 调节器，根据式(2-11)可以得到电流控制器的正序输入变量

$$\begin{cases} v_d^{+*} = e_d^+ - \frac{1}{2} \omega Li_q^+ + \frac{1}{2} \left[ k_{dp1} (i_d^{+*} - i_d^+) + k_{di1} \int (i_d^{+*} - i_d^+) dt \right] \\ v_q^{+*} = e_q^+ + \frac{1}{2} \omega Li_d^+ + \frac{1}{2} \left[ k_{qp1} (i_q^{+*} - i_q^+) + k_{qi1} \int (i_q^{+*} - i_q^+) dt \right] \end{cases} \quad (2-26)$$

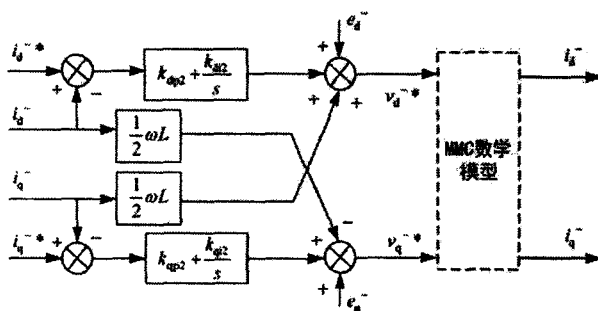
同理，电流控制器的负序输入变量为

$$\begin{cases} v_d^{-*} = e_d^{-} + \frac{1}{2} \omega L i_q^{-} + \frac{1}{2} \left[ k_{dp2} (i_d^{-*} - i_d^{-}) + k_{di2} \int (i_d^{-*} - i_d^{-}) dt \right] \\ v_q^{-*} = e_q^{-} - \frac{1}{2} \omega L i_d^{-} + \frac{1}{2} \left[ k_{qp2} (i_q^{-*} - i_q^{-}) + k_{qi2} \int (i_q^{-*} - i_q^{-}) dt \right] \end{cases} \quad (2-27)$$

式(2-26)和式(2-27)表示的内环电流控制器的正、负序控制结构框图



(a) 内环电流正序控制器框图



(b) 内环电流负序控制器框图

图 2-7 内环电流控制器结构框图

图 2-7 中对应的 MMC 数学模型如图 2-2 所示,框图表明对正序和负序控制结构引入耦合补偿项后, dq 轴电流能够实现解耦,内环电流控制器输出的交流电压 dq 轴参考值能够使得外环控制器参考电流指令被准确跟踪。另外,不管是使用 PI 调节器还是直接功率计算结构的电流内环控制器,如果使用锁相环进行定向电压矢量,由于锁相环滞后特性的存在,都会使得控制系统和电气 dq 旋转坐标系存在较小的相位差,这时需要建立考虑锁相环动态特性的线性化模型,这并不是本文研究重点,不再赘述。

## 2.4 模块化多电平换流器的环流

MMC 在具备优越特点的同时,其特有的结构也给自身带来的一些不足,桥臂电流中还包含只在 MMC 内部流动的环流。环流的存在增加了桥臂电流的畸变率和换流阀的损耗,同时也增加了 IGBT 的发热,有损器件使用寿命。除此之外,环流还可能使得 MMC 输入输出功率发生低频脉动,严重影响换流器的稳定运行。所以,采用合适的方法抑制 MMC 内部环流是必要的,也是提高 MMC 性能的关键技术,特别是本文建立的 MMC 换流器桥臂模型采用电压控制电压源形式进行等效,在只采用了简单子模块电容电压排序算法的情况下,采取环流抑制控制措施显得更有必要。

## 2.4.1 环流数学模型

产生环流的原因很多，但究其本质原因都是三相桥臂共模压降不为零导致的，而造成共模压降不为零的主要原因有以下几个方面：

(1) MMC 自身结构原因。MMC 各相子模块中的电容电压是波动的，每次投入和切除子模块都会导致电容的充放电，引起各电容电压不均衡，从而叠加的三相并联电压不一致，直接导致环流的产生。

(2) 交流系统不平衡。当交流系统不对称运行（发生单相不对称故障等）时，电流负序分量在经过 dq 解耦控制后会形成 2 次谐波分量，而 PI 控制器无法对产生的 2 次谐波分量进行无静差控制，从而导致 2 倍频功率波动。

(3) 在子模块的投切过程当中，子模块作为功率器件，存在一定的结电容效应，导通与关断均会产生一定延时，而同一采样时刻导通关断的子模块越多，导致相单元暂时过电压（或者欠压）出现的概率增大而产生谐波环流。

上述各种原因产生的 MMC 谐波环流中，理论研究表明其主要成分不包含奇次谐波分量，主要含偶次谐波分量。其中，偶次谐波分量以呈负序性质的 2 次谐波为主导，其余例如 4 次谐波等分量所占比例相对于 2 次谐波含量较少，所以除特定场合外，现有研究文献在讨论 MMC 内部谐波环流时大都集中在 2 倍频负序环流上。

对图 2-1 中  $k(k=a, b, c)$  相列写基尔霍夫电压定律，有

$$u_{dc} = u_{pk} + Ri_{kp} + L \frac{di_{kp}}{dt} + u_{nk} + Ri_{kn} + L \frac{di_{kn}}{dt} \quad (2-28)$$

定义  $i_{ink} = (i_{kp} + i_{kn}) / 2$ ， $u_{cir k} = u_{dc} - (u_{pk} + u_{nk})$  分别为每相桥臂的内部电流和不平衡共模电压，式(2-28)整理得

$$u_{cir k} = u_{dc} - (u_{pk} + u_{nk}) = 2(Ri_{ink} + L \frac{di_{ink}}{dt}) \quad (2-29)$$

由此可以看出，直流电压与  $k$  相上、下桥臂电压之和的差值不为零时，内部电流在桥臂串联阻抗上就会产生一定电压降，这便是产生环流的主要原因。所以，直流电压的控制与环流直接相关，如果能够消除或大大降低输出桥臂电压与期望值的偏差就可以有效抑制换流器内部环流。考虑不平衡共模电压  $u_{cir}$  的影响，MMC 桥臂电压期望值在 2 倍频负序旋转坐标系可以表示为

$$\begin{cases} u_{cir d} = Ri_{2fd} + L \frac{di_{2fd}}{dt} - 2\omega_0 Li_{2fq} \\ u_{cir q} = Ri_{2fq} + L \frac{di_{2fq}}{dt} + 2\omega_0 Li_{2fd} \end{cases} \quad (2-30)$$

式(2-30)表明在旋转坐标系下 d、q 轴分量存在耦合，进行环流抑制控制器的设计式仍然需要进行电流的前馈解耦，抑制效果对桥臂等效电感值的变化较为敏感，而且锁相环增加了系统的延时效应。为了避免这些不利影响，本文提出在  $\alpha\beta$  坐标系下建立基于准比例谐振 PR(Proportional-Resonant)控制器来抑制换流器内部谐波环流，对式(2-29)进行  $\alpha\beta$  坐标变换后

再进行拉普拉斯变换，其频域表达式为

$$\begin{cases} i_{\alpha\beta} = T_{abc/\alpha\beta}(G_{BPF}(s)i_{inabc}^T) \\ i_{\alpha\beta}(s) = \frac{u_{cira\beta}(s)}{2(R+sL)} \end{cases} \quad (2-31)$$

其中各符号表达式为

$$G_{BPS}(s) = \frac{GBs}{s^2 + Bs + (2\omega_0)^2}, \quad T_{abc/\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}, \quad i_{inabc}^T = (i_{ina} \quad i_{inb} \quad i_{inc})^T$$

在进行准 PR 控制前，利用  $G_{BPS}(s)$  将环流当中 2 倍频分量以外的谐波分量滤除，其中， $G$ 、 $B$  分别表示二阶带通滤波器的增益和带宽， $2\omega_0$  为中心频率，即 2 倍频。根据上式可以设计环流抑制的实现方程

$$u_{cira\beta}^* = G_{ZPR}(s)(i_{\alpha\beta}^* - i_{\alpha\beta}) \quad (2-32)$$

式中

$$G_{ZPR}(s) = k_p + \frac{k_R s}{s^2 + 2\omega_{cut} s + (2\omega_0)^2}$$

其中， $k_p$  和  $k_R$  分别为准 PR 控制器的比例系数和谐振系数， $\omega_{cut}$  为剪切频率， $i_{\alpha\beta}^*$  为  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴的环流参考值。相比于 PR 控制器，准 PR 控制在中心频率处由于引入  $\omega_{cut}$  增加了一定的带宽，在保证控制器在谐波频率处的高增益外，同时还可以较好的克服因电网频率偏移带来的谐波抑制效果不佳的问题。考虑到相关标准对电网频率波动范围的要求，本文建议剪切频率取  $10\text{rad/s}$  左右为宜。考虑到 MMC 环流输入的内部电流几乎只含偶次分量，为加快响应的快速性，带通滤波器的带宽取值可以适当增大，以尽可能保证 2 倍频以外交直流分量被滤除，上、下限截止频率最好分别取值几十赫兹到两百赫兹以内。由于在 2 倍频处的高增益，控制输出可以很好的跟踪两相静止坐标系下的环流参考值，所以如果令  $i_{\alpha\beta}^* = i_{ina}^* + j i_{in\beta}^* = 0 + j0$ ，根据式(2-32)则可以很好的控制输出的谐波共模电压，从而实现环流抑制的目的。

## 2.4.2 环流抑制控制器设计

根据前面的理论设计分析和推导，可以得到图 2-8 所示的环流抑制控制器结构框图。首先将换流器内部电流进行滤波，把直流偏置分量和 2 倍频以外的交流谐波分量滤除。同时为了消除负序 2 倍频环流 d 轴和 q 轴的耦合效应，基于  $\alpha\beta$  坐标系建立准比例谐振控制器，在保留 PR 控制模式高增益优点的同时降低了控制器对电网频率偏移的敏感度，然后生成  $\alpha\beta$  坐标系下的环流共模电压分量，最后经过反 Clark 变换合成三相环流共模电压参考值，将共模电压叠加到三相六桥臂上即可有效的抑制环流。

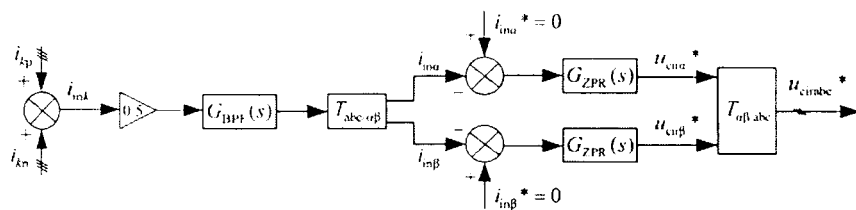


图 2-8 环流抑制控制框图

## 2.5 仿真验证

上文已经建立了 MMC 数学模型和控制系统中主要控制器的设计，现给出其整体控制结构框图，如图 2-9。

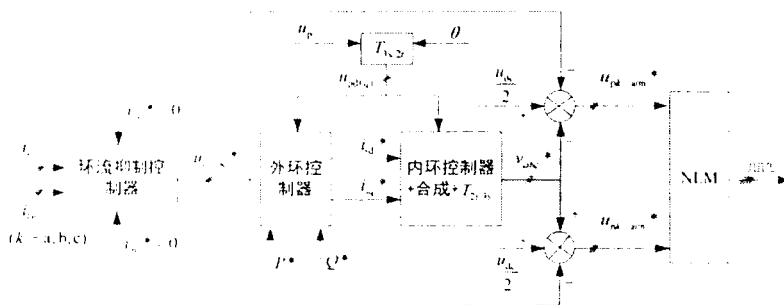
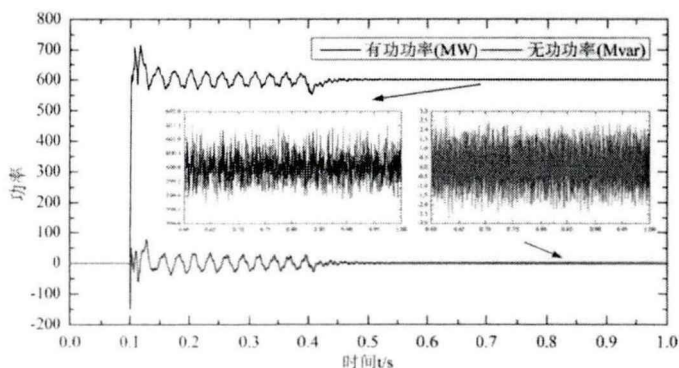


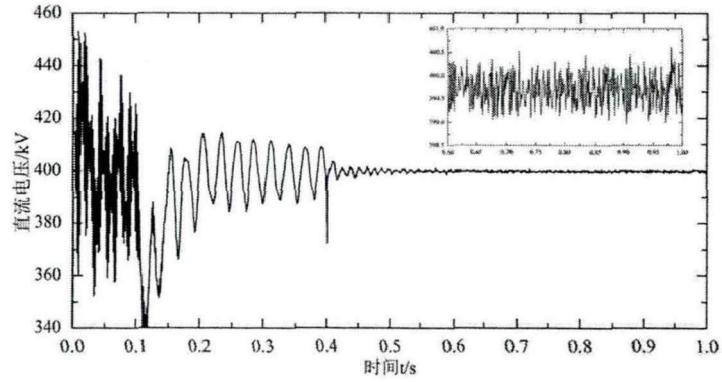
图 2-9 MMC 整体控制框图

为了验证本文建立的 MMC 数学模型的正确性，以及所设计控制器的有效性，在 Matlab/Simulink 中搭建了 MMC 型端对端柔性直流输电系统仿真平台，两换流站主要系统参数镜像对称：直流母线电压  $\pm 200\text{kV}$ ，等效桥臂子模块数量  $N = 200$ ，等效子模块电容  $C = 0.01\text{F}$ ，桥臂等效电阻损耗为  $R = 0.1\Omega$ ，等效电抗  $L = 60\text{mH}$ ，直流线路  $l = 50\text{km}$ ，换流变压器联结组别采用 Yd1（阀侧为角形连接），变比为  $230\text{kV}/200\text{kV}$ 。为了能够与后文建立的 MMC 虚拟同步电机控制方式进行对比，此处相异与常规做法，整流侧换流站采用定直流电压和定无功功率控制，逆变侧换流站采用定有功功率和定无功功率控制。

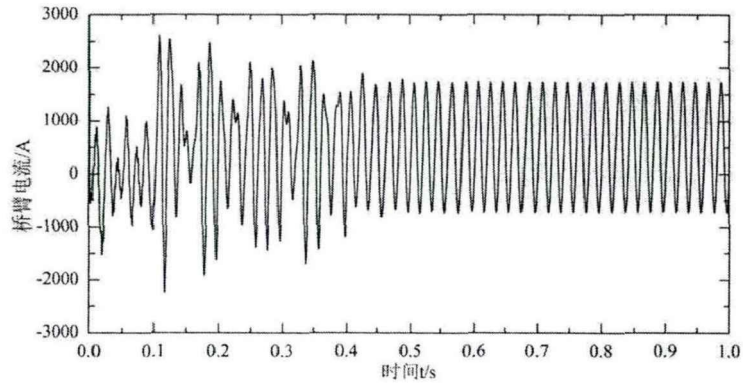
系统在  $t=0.1\text{s}$  时发出功率指令  $P = 600\text{MW}$ ， $Q = 0\text{Mvar}$ ，在  $t=0.4\text{s}$  时启动环流抑制控制器，图 2-10 给出了逆变站相关仿真结果。



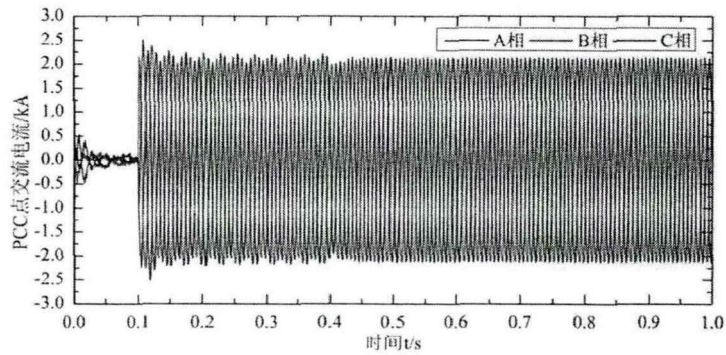
(a) 额定有功功率及无功功率



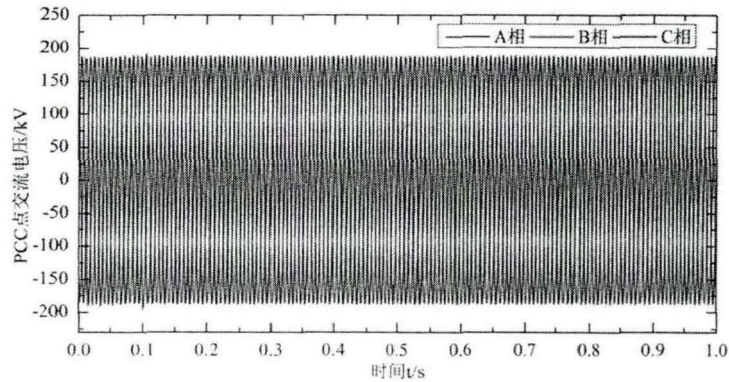
(b) 直流电压



(c) A相上桥臂电流



(d) PCC 点相电流



(e) PCC 点相电压

图 2-10 稳态仿真结果验证

如图 2-10 所示, 在  $t=0.1s$  发送功率指令后, 系统在 120ms 左右的时间进入指令值附近, 但是功率、直流电压和 PPC 点交流电流均出现不同程度的脉动, 究其原因主要是由直流电压发生较大波动引起功率脉动造成的, 说明了直流电压稳定对于整个系统稳定运行的重要性。由于阀基控制程序只对桥臂子模块电容电压进行排序, 然后按照电流方向选取投入和切除的子模块, 并没有设计相关的均压控制策略, 所以很容易导致共模电压的产生, 形成环流。从 (c) 图也可以看出, 不加环流抑制时桥臂电流中环流成分所占比例较大, 使得桥臂电流严重畸变。在  $t=0.4s$  时投入环流抑制控制器, 可以看出在启动环流抑制后 100ms 时间内, 桥臂电流明显得到改善, 呈现标准的正弦波特性。同时, 共模电压引起的直流电压波动也迅速得到抑制, 直流电压快速的稳定到 400kV, 功率脉动也随之消除。由于两端换流站通过换流变压器与大系统相连, 所以 PCC 点电压在整个过程几乎没有变化, 而 PCC 点电流却发生了畸变, 这并不是由于叠加了环流成分导致的, 换流器环流只在三相桥臂间流动, 并不流向换流器两侧的交直流系统。PCC 点电流畸变由功率脉动导致, 在 PCC 点电压几乎不变的情况下, 采用定功率控制方式, 功率脉动必然导致交流电流的畸变。系统进入稳定运行后, 各参数运行值均符合设计目标, 有功无功均能精确跟踪参考指令值, 直流电压稳态值有 0.1% 的偏差, 考虑到整流站定直流电压, 直流线路会产生一定的压降, 结果也是准确的。

图 2-11 给出了无功功率和有功功率阶跃时的仿真结果, 有功和无功除了在阶跃过程存在短时较小动态耦合外, 其余时间均能解耦控制, 这进一步说明了数学模型和控制系统的正确性和有效性。

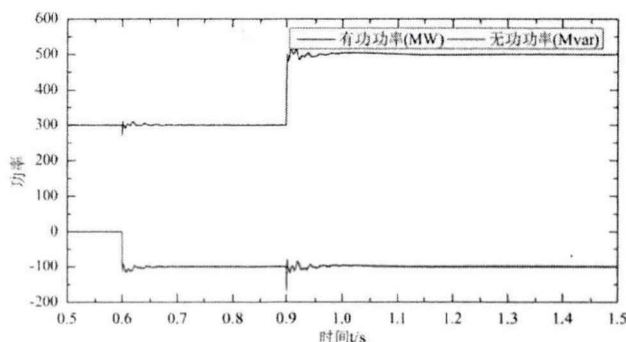


图 2-11 功率阶跃

## 2.6 本章小结

本章节首先进行了 MMC 换流器本体数学模型和交直流侧数学模型的分析推导, 然后在正负序分离的情况下, 设计了直接功率计算型外环控制器和 PI 型电流内环解耦控制器, 其次针对简化模型在  $\alpha\beta$  坐标系下提出了基于准 PR 比例谐振控制的环流抑制模型, 最后通过搭建仿真平台验证了相关数学模型的正确性和控制系统的有效性。本章节提出的控制系统部分控制模块在后续研究中有重要借鉴, 设计的仿真系统数学模型, 特别是控制器部分, 为后续 MMC 型换流器虚拟同步电机控制提供了底层控制系统设计的理论依据和指导。

## 第3章 模块化多电平换流器的虚拟同步电机控制

### 3.1 引言

现有 MMC 型换流器大都采用矢量控制方式，无法自主为交流系统提供频率支撑。相比于常规矢量控制技术，VSG 控制技术能够解决系统缺少阻尼和惯性的问题，并让换流器在外特性上模拟同步发电机，参与系统调频调压，对电网的安全稳定运行具有重要意义。

研究 MMC 的 VSG 控制有益于增强交流系统和换流站之间的互动配合，VSG 控制技术本质上是同步电机的机电和电磁方程的“移植”，从而使得换流站在对外特性上表现出类似同步机的功能特性。同步电机本体模型是建立 VSG 控制模型的基础，本章首先按照发电机惯例对同步电机数学模型进行分析，然后在此基础上结合第 2 章的矢量控制思想，设计 MMC 在整流和逆变模式下的 VSG 控制系统，并对主要参数进行设计分析，最后进行仿真验证。

### 3.2 同步电机数学模型

同步电机通常用来作为发电机运行，转子上励磁绕组通入直流电源后，电机内部会产生磁场，在原动机拖动转子旋转时，由于定子固定，定子中三相导体和磁场之间存在相对切割运动，在定子绕组中就会产生交流电动势。图 3-1 为 1 对极凸极同步发电机的简单示意图，其中，各绕组箭头方向表示三相定子电流  $i_k$  ( $k=a, b, c$ ) 参考方向和转子绕组励磁电流  $i_f$  参考方向，定子绕组和励磁绕组间互感系数幅值为  $M_f$ ，定子绕组间互感系数为  $M$  ( $M < 0$ )，由于定子绕组在空间上依次相差  $2\pi/3$ ，某一相正向磁通交链到其余俩相时为负磁通，所以  $M$  恒为负值。无论是隐极机还是凸极机，定转子绕组间互感系数都与定子绕组和转子绕组之间的相对位置有关，而且随着转子角周期性变化，而转子角又是时间的函数，所以互感系数也随时间周期性变化。只考虑 1 对极同步电机，其转子空间电角度在数值上等于空间机械角，定转子间互感系数关系可以表示为

$$\begin{pmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_f \cos(\theta) \\ M_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (3-1)$$

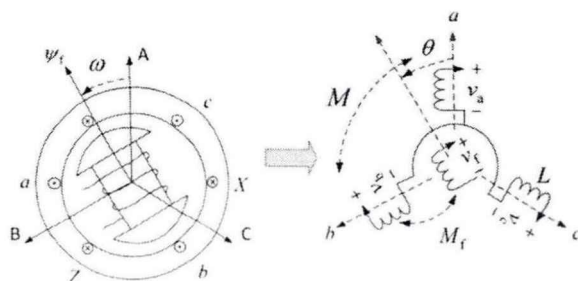


图 3-1 同步电机示意图（发电机惯例）

发电机各绕组之间存在耦合，各绕组交链的磁通不仅包括本绕组电流产生的磁通，而且还包括其他绕组电流产生的与本绕组交链的那部分磁通。假定励磁绕组电阻为  $R_f$ ，自感为  $L_f$ ，定子绕组电阻均为  $R$ ，自感均为  $L$ 。于是可以得到各绕组磁链关系<sup>[27]</sup>

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & M & M & M_{af} \\ M & L & M & M_{bf} \\ M & M & L & M_{cf} \\ M_{af} & M_{bf} & M_{cf} & L_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{pmatrix} \quad (3-2)$$

一般情况下，定子绕组输出三相电流是平衡对称的，即有

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3-3)$$

考虑电阻损耗，并注意到(3-3)式，根据楞次定律可得定子绕组端电压

$$v_{abc} = -Ri_{abc} - \frac{d\phi_{abc}}{dt} = -Ri_{abc} - L_e \frac{di_{abc}}{dt} + e_{abc} \quad (3-4)$$

式中符号表示： $L_e = [L - M \quad L - M \quad L - M]^T$ ， $e_{abc}$  为由于转子运动而引起的定、转子之间互感磁动势产生的感应电动势，在虚拟同步电机控制中，有将其称为空载电动势的惯例。

感应电动势  $e_{abc}$  表达式很容易推导，即式(3-2)中最后一列的负偏微分，给出感应电动势

$$e_{abc} = \omega M_f i_f \overline{\sin \theta} - M_f \frac{di_f}{dt} \overline{\cos \theta} \quad (3-5)$$

式中

$$\overline{\sin \theta} = (\sin \theta \quad \sin(\theta - 2\pi/3) \quad \sin(\theta + 2\pi/3))^T, \quad \overline{\cos \theta} = (\cos \theta \quad \cos(\theta - 2\pi/3) \quad \cos(\theta + 2\pi/3))^T$$

同步发电机电磁部分数学模型主要以定子电气方程和定转子间产生的感应电动势方程为主，即式(3-4)和(3-5)，而机械部分数学模型主要以转子运动方程为主。转子运动方程根据所要考虑的动态性能复杂程度不同而有 2 阶、3 阶和 5 阶等模型，高阶模型（2 阶以上）主要增加了对原动机部分的数学建模，然而在考虑 MMC 的虚拟同步电机控制时，并不关心真实同步发电机内部复杂的机械运动和电磁暂态关系，所以经典的转子 2 阶摇摆方程已经足够，转子 2 阶机械方程如下

$$\begin{cases} J\omega \frac{d(\omega - \omega_0)}{dt} = P_m - P_e - D(\omega - \omega_g) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (3-6)$$

式中： $J$  为转动惯量， $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ， $\omega$  为转子机械角速度，1 对极时机械角速度等于电气角速度， $\omega_0$  为额定角速度， $P_m$ 、 $P_e$  分别为原动机输出机械功率和转子产生电磁功率， $D$  为阻尼系数， $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$ ， $\omega_g$  为电网角速度， $\theta$  为转子电角度（角位移）。在实际电网中，没有大规模负荷变动的情况下，要求电网角速度、额定角速度和转子角速度三者误差控制在很小范围之内，所以可以认为  $\omega_0 \approx \omega_g$ ，则(3-6)式可以表示为

$$\begin{cases} J\omega \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e - D(\omega - \omega_0) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (3-7)$$

式(3-7)表明了电角加速度（或者机械角加速度）和转子上不平衡转矩或功率的关系，在稳态运行情况下，发电机输入机械功率和输出电磁功率是动态平衡的，在功率不平衡的情况下，功率受调速器和调频器的影响。

电网的有功功率平衡情况决定了频率是否存在波动，而电网电压水平取决于无功功率平衡情况。同步发电机除了作为最基本的有功功率源以外，还是电力系统中重要的无功功率源，同步发电机一般通过调节定子绕组端电压来调节输出的无功功率，而端电压的大小一般通过调节励磁控制系统来实现。同步发电机励磁系统是比较复杂的，包括励磁调节器模块、功率放大部件、无功电流补偿模块和端电压测量元件等，其传递函数为高阶微分方程。励磁调节器为励磁系统的核心元件，工程中多采用晶闸管和微机控制系统，其大致调节过程如下：首先通过比较器产生电压偏移量，电压比较信号经过信号放大后在移相触发单元的作用下，产生不同相位的移相脉冲，从而改变晶闸管触发角，进而改变励磁绕组电流和电压，最终达到调节发电机端电压的目的。在励磁系统数学模型的近似简化处理过程中，可以用线性化偏差量的一个等效惯性环节来表示，表达式为

$$\Delta u_f \frac{K_g}{T_d s + 1} = \Delta u_s \quad (3-8)$$

式中： $\Delta u_f$ 、 $\Delta u_s$ 分别为输入励磁电压和输出感应电势内偏差， $K_g$ 为系统等效放大增益倍数， $T_d$ 为励磁系统各环节等效时间常数。式(3-8)表明，励磁电压调节端电压过程是非线性化的，而且也是间接性的，简化处理时可以用励磁电压来实现端电压的控制。实际情况中一般通过改变励磁电流来控制励磁电压，进而调节感应内电势，这个过程在简化数学模型中并没有体现。再者，简化模型中没有必要详细体现同步发电机励磁系统各个调节过程，虚拟同步电机控制并不需要完全按照真实同步电机数学模型来模仿同步及特性，只要保留主体目标功能即可，完全按照实际同步电机调节过程来建模也不是本文侧重的，也没有实际意义，因此不再赘述励磁调压的详细过程。

### 3.3 虚拟同步电机控制方法

虚拟同步电机是一种优越的电网控制技术，同时也是构建未来自主电力系统的基本架构单元。虚拟同步电机控制思想基于传统同步电机的运行机理，通过构造与其相似的控制内核，赋予换流器类似于同步电机的转动惯量、系统阻尼和同步电抗等物理量，从而让换流站自主参与电网调压调频，实现同步电机功能。模拟同步电机外特性主要以实现有功调频和无功调压为最终控制目标，根据模拟程度的不同，虚拟同步电机的建模方案也有所不同。以运行在逆变模式的 MMC 型虚拟同步电机为例，其基本拓扑如图 3-2。

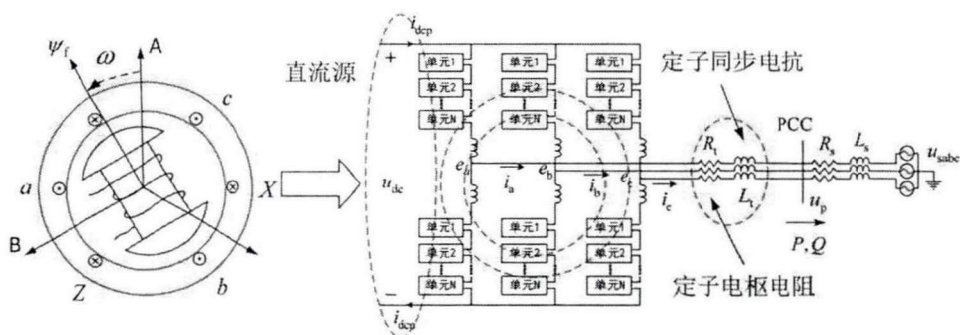


图 3-2 MMC 型虚拟同步电机基本拓扑示意图

图 3-2 中，在维持 MMC 换流站直流电压稳定的前提下，将直流侧等效视为传统同步机励磁系统的直流源，则可认为直流母线上输送给 MMC 的功率为虚拟同步电机的机械功率输出，三相桥臂中点电压视为虚拟同步电机感应电动势，PCC 点电压为同步电机机端电压，然后再将并网功率和并网阻抗分别视为输出电磁功率和电枢绕组阻抗。如此，赋予了 MMC 型虚拟同步电机各部分相关参数类似于同步电机的物理意义，构造了两者在物理电路结构上的相似性，有助于对控制系统建模的理解。

虚拟同步电机主要包括两个部分：主电路基本拓扑和控制内核。其中，主电路基本拓扑根据图 3-2 已做简要介绍和分析，它为从机理上模拟同步电机电磁特性和机械运动提供了物理条件和依据；控制内核是虚拟同步电机的核心部分，包括发电机本体建模和控制算法，最终目的是为了实现换流站参与系统的有功调频和无功调压功能。

### 3.3.1 有功调频控制

虚拟通同步机的本体模型和同步发电机一样，主要包括机械运动部分和电磁部分，根据需要模拟的程度不同可以建立不同的数学模型。有功调频主要模拟的是同步发电机有功功率和频率的下垂关系，利用功率或者转矩的不平衡量来调节系统频率，现将式(3-7)机械运动部分的转子经典 2 阶摇摆方程重写如下

$$\begin{cases} J\omega \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e - D(\omega - \omega_0) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (3-9)$$

式中各符号意义不再赘述，见式(3-7)，值得注意的是，在 MMC 的 VSG 控制系统中，各参数均为虚拟量，并不像真实同步机那样存在实际物理意义。式(3-9)中右函数部分的机械功率和电磁功率在实际电力系统中是非常复杂的，不单与发电机的电磁特性和励磁调节特性等有关，还与负荷特性、网络结构以及其他发电机特性等因素有关，它是电力系统稳定性分析中非线性化最复杂的部分。此处无需考虑这些复杂的非线性情况而对机械功率和电磁功率进行建模，只需将机械功率  $P_m$  和换流站直流功率等同起来，电磁功率  $P_e$  和并网功率等同起来即可，这种简化并不影响虚拟同步电机功能的实现。对式(3-9)中摇摆方程进行拉普拉斯变换，得转子方程频域数学模型

$$J\omega(s\omega) = P_m - P_e - D(\omega - \omega_0) \quad (3-10)$$

针对上式，在左函数增加一个频域零项 $-J\omega(s\omega_0)$ ，等式仍然成立，整理后可以得到

$$\omega = \omega_0 + \frac{P_m - P_e}{J\omega s + D} \quad (3-11)$$

令 $T_J = J\omega / D = M / D$ ，为惯性时间系数，近似处理时可以认为 $T_J \approx J\omega_0 / D$ ，则有

$$\omega = \omega_0 + \frac{1}{T_J s + 1} \frac{P_m - P_e}{D} \quad (3-12)$$

如果令 $T_J = 0$ ，即不考虑转动惯量的影响，(3-11)式将蜕化为

$$\omega = \omega_0 + \frac{P_m - P_e}{D} \quad (3-13)$$

可以看出，式(3-13)为下垂系数为 $D$ 的常规频率下垂控制，它和(3-12)式的区别在于有无转动惯量，所以虚拟同步电机的有功调频部分数学模型本质上也是一种下垂控制，只是增加了一阶惯性环节，这正是虚拟同步电机控制技术的优越性所在。如果没有惯性环节，电网在某种大扰动情况下可能会导致系统功率或频率发生较大偏移和振荡，最终导致系统失去稳定。增加了惯性环节后， $T_J$ 的存在能够阻尼功率和频率的振荡，使得功率和频率的变化具有了一定惯性和阻尼，频率不会发生严重突变，惯性和阻尼作用大小取决于 $J$ 和 $D$ ，而惯性过程的长短取决于 $J$ 和 $D$ 的比值，即 $T_J$ 的取值大小。特别指出， $J$ 和 $D$ 属于一次有功调频范畴，当某种原因导致系统有功缺额（盈余），系统频率仍然会降低（升高）， $J$ 和 $D$ 的存在并不能阻止频率跌落（升高）的趋势，只能降低频率跌落（上升）的程度。

为模拟同步发电机输入机械功率的调整过程，将式(3-11)中的频率偏差通过积分环节形成功率调整量，然后反馈到虚拟同步发电机输入功率，即有

$$P = P_m + \Delta P = P_m + \frac{k_p}{s}(\omega_0 - \omega) \quad (3-14)$$

式中 $k_p$ 为角频率偏差积分系数。用(3-14)式对(3-12)式中机械功率 $P_m$ 进行修正，可以建立如下有功功率-频率控制框图

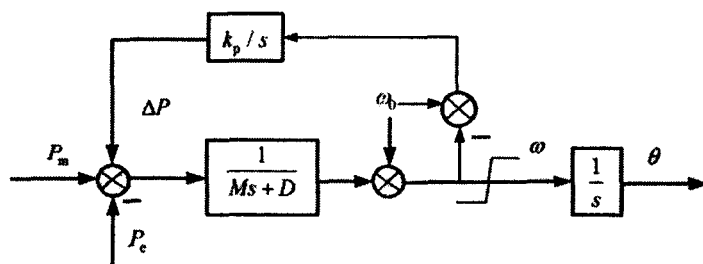


图 3-3 有功功率-频率控制框图

图 3-3 中有功功率-频率控制模拟同步发电机调速器，通过功率的平衡情况来调整虚拟转速，进而由积分环节产生控制系统参考相位，这便是同步发电机的自同步原理，图中虚拟电磁功率 $P_e$ 为 PCC 点并网功率的测量值，其计算方法很多。虚拟同步发电机参考相位的产生过

程避免了锁相环的使用，同时也就避免了锁相的环非线性和滞后性带来的不利影响。有功功率-频率控制器的基本功能和锁相环一样，但是在提供系统参考相位的同时，它赋予了系统一定的转动惯量和阻尼，也让换流站具有了参与电网调频的能力，这些都是锁相环所不具备的。

同步发电并联到电网需要满足一定的条件才能合闸，同样，将换流站控制位虚拟同步电机后，也需要满足相应的合闸条件才能并网，即

- (1) 换流站频率和电网频率相同；
- (2) 换流站并网电压和电网相序波形一致；
- (3) 换流站并网电压和电网电压在合闸时幅值、相位一样。

其中条件(1)和(2)是必须的，条件(3)需要尽量满足，假设并网过程换流站端电压和电网电压存在电压差  $\Delta U_{off}$ ，则并网时冲击电流幅值可以表示为

$$I = \frac{\Delta U_{off}}{Z_s + Z_t} \tag{3-15}$$

其中换流站连接阻抗和电网阻抗数值一般都较小，尤其是电网阻抗，在容量很大的情况下已经接近于零，所以由式(3-15)可以看出，即使很小的电压偏差也会造成较大的冲击电流，有可能将设备损坏。因此为加速并网过程，并尽可能的减小冲击电流，需要设计预同步相角补偿单元，本文提出图 3-4 所示的预同步相角补偿控制器

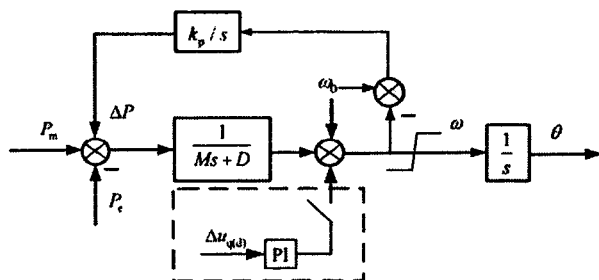


图 3-4 预同步相角补偿

首先根据定电压矢量方向（定 d 轴或者定 q 轴）将 PCC 点电压变换到旋转坐标系下，将零电压分量和参考值零进行比较，产生的偏移量经过 PI 控制器作为预同步相角频率补偿，这样便可以加速减小相位差，当换流站端电压和电网电压同步后，首先将预同步相角补偿单元切除，然后再进行断路器合闸操作即可。

### 3.3.2 无功调压控制

虚拟同步发电机无功调压控制是为了实现与同步电机类似的无功功率和电压的下垂特性，主要模拟同步发电机的励磁调节器功能。式(3-8)描述的励磁系统简化模型表明，可以通过建立虚拟的励磁电压来调节虚拟同步机的端电压，进而调整系统无功功率分布。虚拟同步机感应内电势的调节量可以依据(3-8)式原理构造，调节量主要包括两部分：一部分由虚拟励磁电压偏移产生，另一部分由无功功率偏差产生

$$E = \int (\Delta E_1 + \Delta E_2) dt = \int (k_u (U_0 - U) + k_q (Q_0 - Q)) dt \tag{3-16}$$

其中  $U_0$ 、 $U$  分别为 PCC 点电压幅值的给定值和测量值，测量值  $U$  可以通过 Clark 变换或者根据三相对称关系计算得到， $Q_0$ 、 $Q$  分别为无功功率给定值和计算值，于是可得三相桥臂中点电压表达式

$$e_{abc} = E \sin \theta_{abc} = E \sin \theta_{abc} \quad (3-17)$$

式中  $\theta_{abc}$  为 a, b, c 三相空间上互差  $120^\circ$  的相角差关系。如果将三相桥臂中点电压视为感应内电势，PCC 点并网电压视为端电压，感应内电势与端电压之间的连接阻抗视为虚拟定子的电枢阻抗，则可以根据同步发电机电磁关系类似的构造虚拟定子的电气方程

$$u_{abc} = -R_1 i_{abc} - \frac{d\phi_{abc}}{dt} = -R_1 i_{abc} - L_1 \frac{di_{abc}}{dt} + e_{abc} \quad (3-18)$$

各参数符号对应图 3-2。式(3-18)可以实现两种控制方式的转换：1)电流模式，即直接在 s 域内计算出电流值，然后作为外环控制的参考电流输出，再通过内环控制产生桥臂控制电压；2)电压模式，可以通过虚拟定子绕组直接得到 PCC 点参考电压，然后通过内外环控制产生桥臂控制电压，于是可以得到图 3-5 所示的两种调压控制结构框图

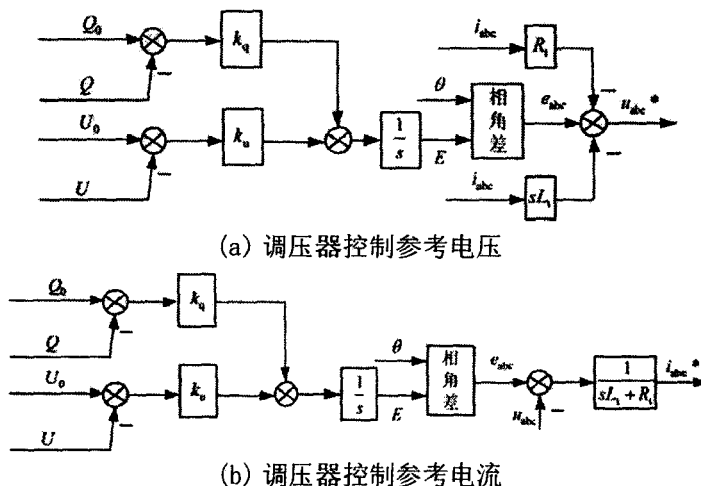


图 3-5 无功调压控制框图

至此，本文设计的 MMC 型柔性直流换流站的虚拟同步电机控制模块已基本完成，主要包括第 2 章设计的内外环控制器和环流抑制控制器，以及本章节的有功调频和无功调压控制器。完全按照传统同步电机的机电和电磁模型来构建虚拟同步电机的控制内核是相当复杂的，也不是本文的主旨，所以没有按照真实同步电机数学模型来设计转子高阶方程，以及原动机数学模型和励磁调压模型，虽然这些模块都在一定程度上进行了简化，但控制系统能够保证换流站实现同步电机的主要功能，这正是本文所关心的。

### 3.4 虚拟同步电机控制系统

MMC 既可以运行在整流模式，也可以运行在逆变模式，虽然虚拟同步电机控制几乎都使用在逆变站控制系统中，但也不妨碍将整流站控制为虚拟同步机，使其也表现类似于同步电机的输出特性和功能。逆变模式的虚拟同步机可以类比为发电机，整流模式的虚拟同步机

可以类比为电动机。前文所述的所有数学模型和控制器设计都是针对逆变站的，但是其建模方法和控制思想同样适用于整流站，本文也不再针对整流模式的虚拟同步电机控制做详细的数学建模和控制策略研究。

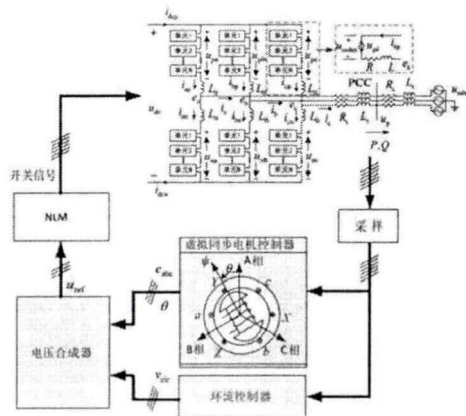


图 3-6 虚拟同步电机控制系统框图

图 3-6 所示的虚拟同步电机控制系统主要包含五个模块，分别是采样模块、虚拟同步电机控制器、环流抑制器、电压合成器和 NLM 调制模块。其中 NLM 调制模块不是本文关注重点，而且国内外已有大量文献对其进行研究，所以文中没有做详细说明。采样模块主要提取系统的并网电压、线路电流和桥臂电流等电气信息，用以作为环流抑制器和虚拟同步电机控制器的输入。虚拟同步电机控制器和环流抑制器在前文已做详细数学建模，电压合成器包含直接功率计算外环控制器和内环电流解耦控制器，产生桥臂控制电压调制波，第 2 章已对内环做了详细数学模型推导和控制策略分析，不再复述。

### 3.4.1 逆变站虚拟同步电机控制系统

基于前文建立的相关数学模型和控制策略，结合图 3-6 提出的虚拟同步电机整体控制架构，设计了 MMC 型柔性直流换流站逆变模式的虚拟同步电机控制系统，如图 3-7 所示

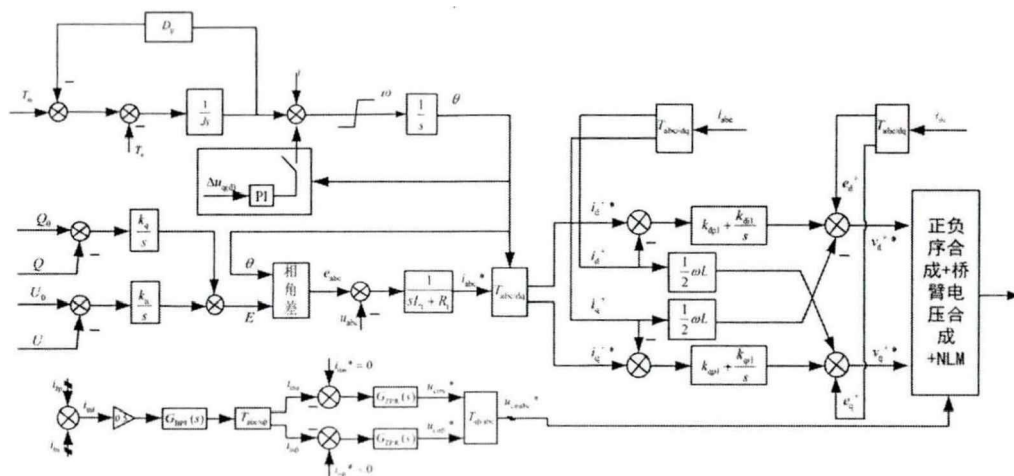


图 3-7 逆变站 VSC 控制框图

需要说明的是凡涉及到三相静止坐标系变换到两相旋转坐标系时，本文均采用正负序分离控制，图 3-7 中没有展现负序控制框图，在第 2 章中有负序控制的详细数学模型和结构框

图，限于页面布局原因没有在此画出。在正负序控制电压合成三相电压时，需要注意负序控制的角频率取负值。另外，有功调频部分采用的是转矩输入，而不是功率输入，其本质都是基于转子摇摆方程，当以转矩作为输入时，只需将输入功率除以转子角频率即可。逆变站的外环电流输出通过虚拟定子电气方程计算得到，然后直接作为内环的参考电流输入，采用直接算法可以简化外环控制系统的参数设计，而且实际工程中也有采用直接功率计算策略，能够满足稳定运行的要求。

### 3.4.2 整流站虚拟同步电机控制系统

对于所有的 VSC-HVDC 柔性直流输电系统，不管采取什么控制方式，一端控制系统传输功率，另一端控制直流电压是保证系统稳定运行的保证，至于剩余的 1 个控制自由度选取哪个控制变量则应根据系统要求和电网运行情况确定。前文逆变站虚拟同步电机采用了有功功率和无功功率控制，所以整流站虚拟同步电机必须控制系统直流电压。因此本文整流站虚拟同步电机控制采用定直流电压和无功功率控制组合模式。整流站虚拟同步电机控制中，有功功率参考值由直流电压控制器产生，即首先将直流电压额定值和测量值进行比较，然后经过 PI 控制器产生直流电流控制目标，最后通过乘法器将直流电流和直流电压乘积作为有功功率参考输入，无功功率控制和逆变站没有区别。整流站虚拟同步电机控制系统框图见图 3-8。

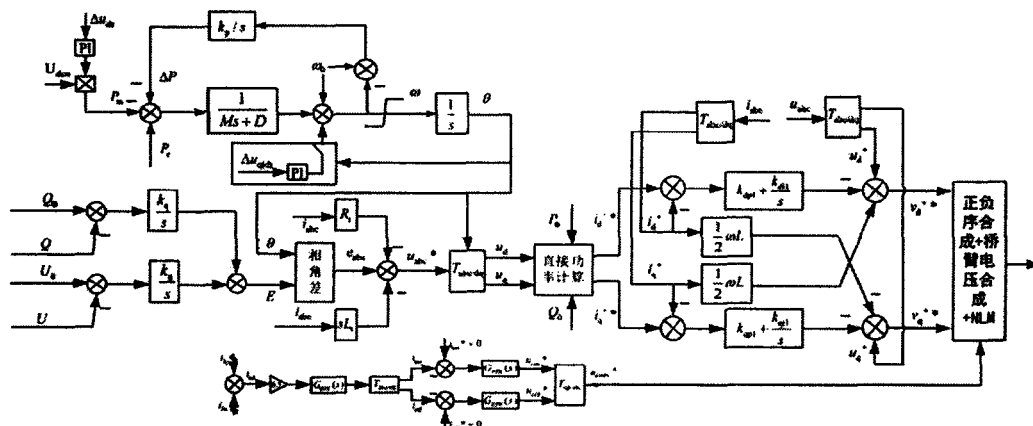


图 3-8 整流站 VSG 控制框图

由于前文相关数学模型分析和控制策略设计均按照逆变模式的换流站为例，因此整流站控制系统部分控制器和逆变站有所区别，主要包括调速器和内环电流解耦控制器，这主要是能量流动方向不同引起的，逆变站从直流系统吸收功率，然后输送给受端电网，而整流站从送端交流电网吸收功率并向直流系统提供能量，因此在沿用逆变站控制器参考方向时，需要注意对应输入参数应取负值。

### 3.5 控制系统参数设计

系统控制参数的设计是实现柔性直流输电系统稳定运行的前提，合理的控制器参数设计能够提高系统稳定运行的裕度和保持良好的动、稳态性能。本文提出的 VSG 控制系统主要参

数涉及电流内环控制器 PI 参数、调速器惯性和阻尼参数、调压器电压和无功调压系数、定直流电压 PI 参数以及环流抑制器参数。其中，环流抑制器的滤波器和准比例谐振 PR 控制器均采用常规设计方法，本文第 2 章节相关部分也进行了简要分析，此处不再针对环流抑制器参数设计进行详述，本节将从整流站和逆变站针对其余控制器参数进行设计分析。

### 3.5.1 逆变站参数设计

为简化参数设计过程，逆变站参数设计时不考虑整流站的动态影响，即考虑整流站能够为逆变站提供恒定直流电压，逆变站按照设定指令运行。

#### 3.5.1.1 电流内环控制器参数设计

电流内环控制器根据外环输出参考电流实现交流电流的稳定控制，假设控制系统 dq 旋转坐标系和交流系统 dq 坐标系能够完全重合。一般情况下，采用正负序分离时，正负序电流内环的 PI 控制参数取相同的值。同样，同一序分量 d、q 轴的 PI 参数也选取相同的值，则内环控制方程为

$$\begin{cases} v_d = e_d + (k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s})(i_d^* - i_d) - \frac{1}{2} \omega L i_q \\ v_q = e_q + (k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s})(i_q^* - i_q) - \frac{1}{2} \omega L i_d \end{cases} \quad (3-19)$$

式(3-19)经过(2-9)所示的交流系统可以得到电流内环闭环传递函数

$$H_{mi} = \frac{2(k_{pi}s + k_{ii})}{Ls^2 + (R + 2k_{pi})s + 2k_{ii}} \quad (3-20)$$

利用零极点对消法对上式进行降阶简化，令  $R/L = k_{ii}/k_{pi}$ ，时间常数  $\tau = 0.5L/k_{pi}$ ，得到式(3-20)等效一阶传递函数

$$H_{mi} = \frac{2k_{pi}}{Ls + 2k_{pi}} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3-21)$$

电流内环时间常数大小取决于交流电网强弱，弱电网一般为了保证系统稳定运行而选取较小的带宽。当给定电流内环的设计带宽  $\omega_{mi}$ （或者时间常数  $\tau$ ， $\omega_{mi}\tau = 1$ ）后，即可确定控制器相应的比例积分系数

$$\begin{cases} k_{pi} = 0.5\omega_{mi}L \\ k_{ii} = 0.5\omega_{mi}R \end{cases} \quad (3-22)$$

#### 3.5.1.2 调速器参数设计

根据(2-16)式将换流站与交流电网之间传输的三相有功功率重写如下

$$P_c = 3U_p \frac{U_s \sin \delta}{X_s} \quad (3-23)$$

按照图 3-8 将式(3-9)表示的转子摇摆方程以转矩作为输入量，忽略加速预同步模块，再

把式(3-9)和(3-23)中变量表示为稳态值和扰动值之和, 即

$$\begin{cases} T_m = T_{m0} + \Delta T_m \\ T_e = T_{e0} + \Delta T_e \\ \omega = \omega_0 + \Delta\omega \\ P_e = P_{e0} + \Delta P_e \\ \delta = \delta_0 + \Delta\delta \end{cases} \quad (3-24)$$

稳态运行时, 电网电压和换流站交流侧电压相位差比较小, 近似认为  $\sin \delta_0 \approx \delta_0$ , 并忽略由扰动量引起的二阶扰动部分, 可以得到线性化小干扰表达式

$$\begin{cases} \Delta P_m = \Delta T_m \omega_0 + T_{m0} \Delta\omega \approx \Delta T_m \omega_0 \\ \Delta P_e = \Delta T_e \omega_0 + T_{e0} \Delta\omega \approx \Delta T_e \omega_0 \\ J \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta T_m - \Delta T_e - D_p \Delta\omega \\ \Delta P_e = \frac{3U_p U_s}{X_s} \Delta\delta \end{cases} \quad (3-25)$$

因为虚拟调速器主要考虑有功功率和频率的关系, 所以式(3-25)表示的线性化数学模型忽略了电压幅值变化对有功功率的影响, 根据上式可以得到 s 域内控制框图

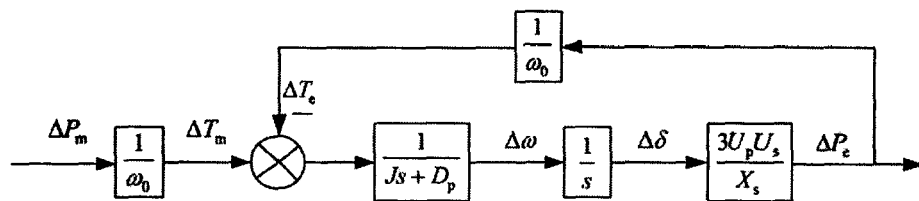


图 3-9 调速器小扰动控制框图

由图 3-9 得到调速器小扰动模型闭环传递函数表达式为

$$H_p(s) = \frac{\Delta P_e}{\Delta P_m} = \frac{3U_p U_s}{JX_s \omega_0 s^2 + X_s D_p \omega_0 s + 3U_p U_s} \quad (3-26)$$

显然, 调速器闭环传递函数满足典型二阶系统标准结构, 由(3-26)式可以得到对应的开环传递函数表达式

$$H_{po}(s) = \frac{3U_p U_s}{X_s \omega_0 D_p} \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{J}{D_p} s + 1} \quad (3-27)$$

从上式可知, 有功功率开环环路包含三个部分: 比例环节、积分环节和一阶低通滤波器, 需要设计的参数为阻尼参数  $D_p$  和惯性参数  $J$ , 而且相对于传统同步机, 虚拟同步电机的阻尼和惯性可以灵活的设计, 并不需要和同步电机参数一致。其中, 阻尼参数设计相对简单, 可以根据频率偏差和转矩 (或者功率) 偏差来决定, 定义为

$$D_p = \frac{\Delta T}{\Delta\omega} = \frac{\Delta P}{\omega_0 2\pi \Delta f} \quad (3-28)$$

阻尼系数  $D_p$  的大小不能随意取得很大或者很小, 应满足实际电网对频率和功率波动范围

的规定。低通滤波器部分，参数  $J$  和  $D_p$  决定了滤波器的转折频率  $f_{zfp}$

$$f_{zfp} = \frac{\omega_{zfp}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T_{zfp}} = \frac{D_p}{2\pi J} \quad (3-29)$$

在  $D_p$  确定的前提下，通过设计虚拟转动惯量  $J$  来满足系统的稳态、动态性能要求， $J$  越大，滤波器转折频率越低，导致的相位滞后越严重，系统相位裕度减小，因此惯量参数  $J$  不能选择得太大。令式(3-27)表示的开环传递函数幅频特性曲线幅值为 1，即有

$$\left| H_{po}(j2\pi f_c) \right| = \frac{3U_p U_s}{X_s \omega_0 D_p} \frac{1}{2\pi f_c} \frac{1}{\sqrt{(2\pi f_c J / D_p)^2 + 1}} = 1 \quad (3-30)$$

式中  $f_c$  为有功开环系统截止频率，根据式(3-30)求解转动惯量  $J$

$$J = \frac{D_p}{2\pi f_c} \sqrt{\left( \frac{3U_p U_s}{2\pi f_c X_s \omega_0 D_p} \right)^2 - 1} \quad (3-31)$$

式(3-31)中根号内表达式的算术结果不能小于零

$$f_c \leq \frac{3U_p U_s}{2\pi X_s \omega_0 D_p} \quad (3-32)$$

当上式取等号，即截止频率取最大值时，转动惯量为零，此时一阶惯性环节被消除，为了保证虚拟同步电机控制拥有一定的虚拟转动惯量，截止频率不能取最大值，开环系统相位裕度为

$$\gamma_i = 180^\circ + \angle H_{po}(j2\pi f_c) = 90^\circ - \arctan \frac{2\pi f_c J}{D_p} \quad (3-33)$$

假设系统最低相位裕度要求为  $\gamma_{\min}$ ，即相位裕度需要满足

$$\gamma_i \geq \gamma_{\min} \quad (3-34)$$

将式(3-33)带入式(3-34)，得到转动惯量的取值范围

$$J \leq \frac{D_p}{2\pi f_c} \cot \gamma_{\min} \quad (3-35)$$

式(3-35)表明转动惯量的取值不但受限于系统相位裕度，还受到系统截止频率和阻尼参数的约束，三者共同确定了转动惯量的取值范围。

### 3.5.1.3 调压器参数设计

根据(2-16)式将换流站与交流电网之间传输的三相无功功率重写如下

$$Q = 3U_p \frac{U_p - U_s \cos \delta}{X_s} \quad (3-36)$$

同调速器参数设计思路一样，将变量取值视为稳态量和扰动量之和，而且认为电网电压幅值几乎保持不变，忽略二阶扰动分量

$$\begin{cases} Q = Q_0 + \Delta Q \\ U_p = U_{p0} + \Delta U_p \\ \delta = \delta_0 + \Delta \delta \end{cases} \quad (3-37)$$

将(3-37)式带入(3-36)式，并整理得调压器小扰动线性化表达式

$$\Delta Q = \frac{3}{X_s} [(2U_{p0} - U_s \cos \delta_0) \Delta U_{p0} + U_{p0} U_s \sin \delta_0 \Delta \delta] \quad (3-38)$$

对上式进行简化处理，由于稳态时  $\delta_0$ 、 $\Delta \delta$  都很小，近似认为  $\sin \delta_0 \approx \delta_0$ ， $\cos \delta_0 \approx 1$ ，所以进一步认为  $U_{p0} U_s \sin \delta_0 \Delta \delta \approx 0$ ，式(3-37)简化为

$$\Delta Q = \frac{3}{X_s} (2U_{p0} - U_s) \Delta U_p \quad (3-39)$$

忽略换流站阀侧出口到 PCC 点阻抗对电压幅值的影响，近似认为  $U \approx E$ ，可得调压器小扰动控制框图

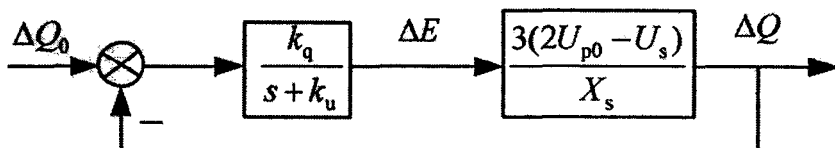


图 3-10 调压器小扰动控制框图

图 3-10 表示的调速器闭环传递函数模型数学表达式为

$$H_q(s) = \frac{3k_q(2U_{p0} - U_s)\Delta U_p / X_s}{s + [k_u + 3k_q(2U_{p0} - U_s)\Delta U_p] / X_s} \quad (3-40)$$

式(3-40)表示的闭环系统对应的开环系统传递函数表达式为

$$H_{qo}(s) = \frac{3(2U_{p0} - U_s) k_q}{X_s} \frac{1}{k_u \frac{s}{k_u} + 1} = \frac{3(2U_{p0} - U_s)}{X_s} \frac{1}{G_q} \frac{1}{\frac{Ks}{G_q} + 1} \quad (3-41)$$

为了和有功环进行传递函数构造上的比较，引入了中间变量  $G_q$  和  $K$ 。由上式可知，无功功率开环环路包括两个部分：比例环节和一阶低通滤波器，需要设计的参数有无功功率调节系数  $k_q$  和电压调节系数  $k_u$ 。其中， $G_q$  确定了开环增益， $G_q / K$  决定了一阶低通滤波器的转折频率  $f_{zq}$

$$f_{zq} = \frac{\omega_{zq}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T_{zq}} = \frac{G_q}{2\pi K} \quad (3-42)$$

$G_q$  可以定义为无功功率偏差和 PCC 点电压幅值偏差的比值，可以表示为

$$G_q = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{Q_n}{U_n} \frac{a\%}{b\%} \quad (3-43)$$

式中  $a\%$ 、 $b\%$  分别为无功功率偏离额定值  $Q_n$  的百分比和交流电压偏离额定值  $U_n$  的百分比。式(3-41)中低通滤波器在截止频率处引入的相位滞后最大值为  $90^\circ$ ，所以无功调压器的相

位裕度最小值为  $90^\circ$ ，总是满足裕度要求的，令(3-41)表示的无功调压器开环传递函数的幅频特性曲线幅值为 1

$$|H_{q0}(j2\pi f_{cq})| = \frac{3(2U_{p0} - U_s)}{X_s} \frac{1}{G_q} \frac{1}{\sqrt{(2\pi f_{cq} K / G_q)^2 + 1}} = 1 \quad (3-44)$$

式中  $f_{cq}$  为无功开环截止频率。对比有功环和无功环开环传递函数结构可知，截止频率相情况下，有功环对功率 2 倍频脉动的抑制能力要强于无功环，因为有功开环由于多了一个积分环节，在滤波器转折频率后以  $-40\text{dB}/10$  倍频下降，而无功环以  $-20\text{dB}/10$  倍频下降，因此为了提高无功环对功率脉动的抑制能力，无功环截止频率应比有功环设计得要低一些。求解式(3-43)可得

$$K = \frac{G_q}{2\pi f_{cq}} \sqrt{\left(\frac{3(2U_{p0} - U_s)}{X_s G_q}\right)^2 - 1} \quad (3-45)$$

根据(3-45)式中根号内计算值有两种情况：1) 小于零，即无功环不存在截止频率，全频段增益均为负值，式(3-42)表示的转折频率应不大于 2 倍频的  $1/10$ ，即可求解  $K$  值范围；2) 大于零，通过(3-45)式直接计算  $K$  值，为了防止无功功率 2 倍频脉动对电压幅值的影响，应该注意无功开环截止频率  $f_{cq}$  应选 2 倍频的  $1/10$  以内并低于有功环截止频率。

### 3.5.2 整流站参数设计

整流站控制系统和逆变站控制系统的主要区别在于有功调速器的不同，其余控制系统没有区别，所以整流站的参数设计只针对调速器进行，其余控制器参数设计可以参照逆变站参数进行。整流站的参考功率由直流电压控制器产生，并且通过一个积分环节对输入功率进行了补偿，整流站的转子摇摆方程为

$$M \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e + k_p \int (\omega_0 - \omega) dt - D(\omega - \omega_0) \quad (3-46)$$

上式沿用了常规虚拟同步电机控制的参考方向，如前已述，整流模式的输入功率  $P_m$  应该取负值。类似地按照逆变站对调速器的处理方法，可以得到整流站调速器小扰动控制框图

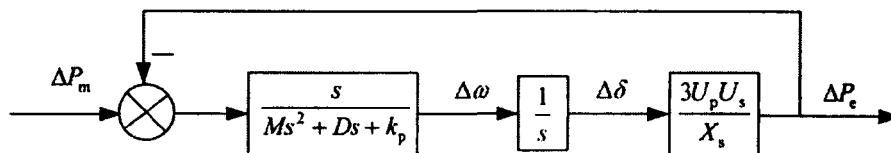


图 3-11 调速器小扰动控制框图

由图 3-11 得到整流站调速器小扰动闭环传递函数表达式

$$H_{pr}(s) = \frac{\Delta P_e}{\Delta P_m} = \frac{3U_p U_s}{MX_s s^2 + X_s Ds + X_s k_p + 3U_p U_s} = G \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-47)$$

由于式(3-47)为非典型二阶系统传递函数，所以具有传递系数  $G$ ，表征与典型二阶系统的传递增益差异， $\omega_n$  为自然振荡角频率， $\xi$  为阻尼比，式中

$$\begin{cases} G = \frac{3U_p U_s}{X_s k_p + 3U_p U_s} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{X_s k_p + 3U_p U_s}{MX_s}} \\ \xi = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{X_s}{M(X_s k_p + 3U_p U_s)}} \end{cases} \quad (3-48)$$

反解(3-48)式可以得到转矩系数  $M$  和阻尼  $D$

$$\begin{cases} M = \frac{X_s k_p + 3U_p U_s}{X_s \omega_n^2} \\ D = 2\xi \sqrt{\frac{M(X_s k_p + 3U_p U_s)}{X_s}} \end{cases} \quad (3-49)$$

传统同步发电机属于欠阻尼系统，而虚拟同步机的阻尼比却可以不受此约束。在工程实际中，为折中响应速度和超调量的矛盾关系，常取阻尼比  $\xi=0.707$ ，也有研究表明将系统设计为临界阻尼状态也能获得较快的响应速度和合理的超调量。假设整流站能够为逆变站提供稳定直流电压，将逆变站视为直流母线串联的恒功率元件  $R_{\text{req}}$ ，其值由以下计算公式得到

$$R_{\text{req}} = \frac{U_{\text{dc}}^2}{S_N} \quad (3-50)$$

式中  $U_{\text{dc}}$  为直流电压， $S_N$  为换流站容量。如果不考虑寄生电阻，直流侧电流和直流线路功率有如下物理条件约束

$$\begin{cases} I_{\text{dc}} = -\frac{U_{\text{dc}}}{R_{\text{req}}} - C_{\text{eq}} \frac{dU_{\text{dc}}}{dt} \\ P_e = U_{\text{dc}} I_{\text{dc}} \end{cases} \quad (3-51)$$

其中  $C_{\text{eq}}$  为等效电容， $C_{\text{eq}} = 6C/N_{\text{br}}$ ， $C$  为单个子模块电容， $N_{\text{br}}$  为桥臂子模块数，于是可以得到有功功率和直流电压的小扰动传递模型

$$\Delta P_e = -C_{\text{eq}} \frac{d\Delta U_{\text{dc}}}{dt} U_{\text{dc}0} - \frac{2U_{\text{dc}0}}{R_{\text{req}}} \Delta U_{\text{dc}} \quad (3-52)$$

求解(3-51)即可得到直流电压扰动量和功率波动量之间的传递函数表达式

$$\Delta U_{\text{dc}} = -\frac{R_{\text{req}}}{R_{\text{req}} C_{\text{eq}} U_{\text{dc}0} s + 2U_{\text{dc}0}} \Delta P_e \quad (3-53)$$

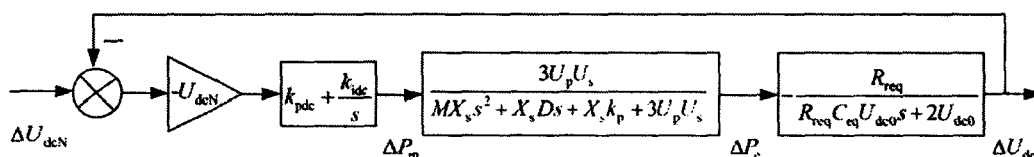


图 3-12 直流电压环控制框图

根据式(3-47)和式(3-53)可以得到整流站定直流电压控制的整体控制框图，如图 3-12 所示。

控制框图中前向通道传递函数增益-1 表示整流侧沿用逆变侧参考方向时输入功率应该取负值，由控制框图得到整流站闭环传递函数为

$$H_r(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_1s + b_0}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (3-54)$$

式中

$$\begin{cases} b_1 = 3U_{dcN}U_pU_sR_{req}k_{pdc} \\ b_0 = 3U_{dcN}U_pU_sR_{req}k_{idc} \\ a_4 = MX_sR_{req}C_{eq}U_{dc0} \\ a_3 = 2MX_sU_{dc0} + X_sDR_{req}C_{eq}U_{dc0} \\ a_2 = 2DX_sU_{dc0} + (X_s k_p + 3U_pU_s)R_{req}C_{eq}U_{dc0} \\ a_1 = 2(X_s k_p + 3U_pU_s)U_{dc0} + 3U_{dcN}U_pU_sR_{req}k_{pdc} \\ a_0 = 3U_{dcN}U_pU_sR_{req}k_{idc} \end{cases} \quad (3-55)$$

闭环传递函数的特征多项式为四阶方程，保证特征方程  $A(s) = 0$  的特征根具有负实部是系统稳定设计的前提，式(3-53)对应的整流站开环传递函数表达式为

$$\begin{aligned} H_{ro}(s) &= \frac{3U_{dcN}U_pU_sR_{req}(k_{pdc}s + k_{idc})}{s(MX_s s^2 + X_s Ds + X_s k_p + 3U_pU_s)(R_{req}C_{eq}U_{dc0}s + 2U_{dc0})} \\ &= \frac{GR_{req}\omega_n^2(k_{pdc}s + k_{idc})}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(R_{req}C_{eq}s + 2)} \end{aligned} \quad (3-56)$$

根据式(3-56)画出开环传递函数幅频特性曲线示意图，如图 3-13 所示。

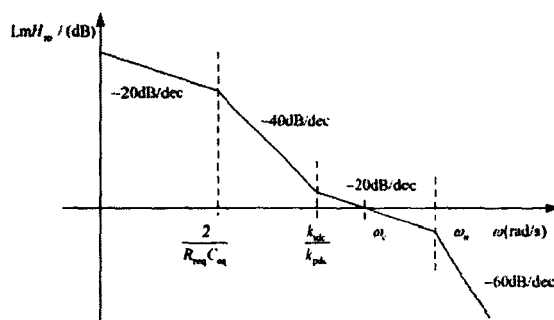


图 3-13 整流站开环传递函数幅频特性曲线

由幅频特性曲线可知：频率交界点  $\omega_u = k_{idc} / k_{pdc}$  取值越小，直流电压控制环的相角稳定裕度越大，电压控制越稳定，但是响应速度会相应变慢；如果转矩系数  $M$  取值过大，自然振荡频率  $\omega_n$  会逐渐靠近截止频率  $\omega_c$ ，甚至小于  $\omega_c$ ，这对系统稳定运行是不利的。因为  $\omega_n$  同时也为二阶滞后因子的交接频率，根据控制理论，在交接频率  $\omega_n$  处二阶系统的相位裕度会加速减小，因此  $M$  取值应满足自然振荡频率  $\omega_n$  不小于截止频率  $\omega_c$ ，即需满足

$$M < \frac{X_s k_p + 3U_p U_s}{X_s \omega_c^2} \quad (3-57)$$

根据式(3-56)可以得到开环系统的相角稳定裕度

$$\gamma_r = 90^\circ + \arctan \frac{\omega_c}{\omega_u} - \arctan \frac{2\xi\omega_n\omega_c}{\omega_n^2 - \omega_c^2} - \arctan \frac{R_{req}C_{eq}\omega_c}{2} \quad (3-58)$$

在截止频率  $\omega_c$  处幅频特性曲线过零点，为求解直流电压环控制参数具体表达式，令开环传递函数的幅频特性曲线幅值为 1，则有

$$|H_{ro}(j\omega_c)| = \frac{GR_{req}\omega_n^2 |k_{idc} + j\omega_c k_{pdc}|}{|j\omega_c| |(j\omega_c)^2 + j2\xi\omega_n\omega_c + \omega_n^2| |jR_{req}C_{eq}\omega_c + 2|} = 1 \quad (3-59)$$

求解上式可以得到定直流电压控制器比例积分参数分别为

$$\begin{cases} k_{pdc} = \frac{\omega_c \sqrt{(\omega_n^4 - 2\omega_n^2\omega_c^2 + \omega_c^4 + 4\xi^2\omega_n^2\omega_c^2)(R_{req}^2C_{eq}^2\omega_c^2 + 4)}}{GR_{req}\omega_n^2 \sqrt{\omega_c^2 + \omega_u^2}} \\ k_{idc} = \omega_u k_{pdc} \end{cases} \quad (3-60)$$

### 3.6 仿真验证

在 Matlab/Simulink 中搭建了虚拟同步电机控制的两端 MMC-HVDC 柔性直流输电系统，系统主要参数如下表：

表 3-1 MMC-HVDC 系统参数

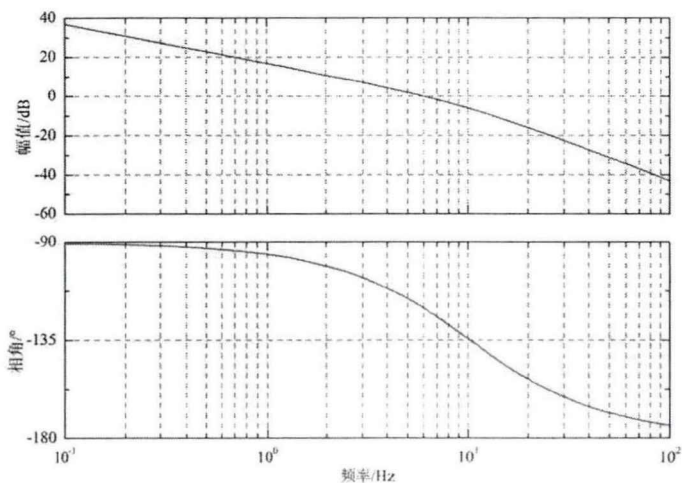
参数	数值	参数	数值
电网电压 $U_g$ / kV	230	直流电压 $U_{dc}$ / kV	±200
额定容量 $S_n$ / MVA	600	直流线路 $l$ / km	100
频率 $f$ / Hz	50	子模块数量 $N$	200
开关频率 / Hz	8000	子模块电容 $C$ / mF	10
交流阻抗 / $\Omega$ , mH	0.1/5	桥臂阻抗 / $\Omega$ , mH	0.1/70

对于逆变站：根据前文所述参数计算方法：内环时间常数取 1ms，即带宽 1000rad/s，计算 PI 控制参数  $k_{pi} = 73.67$   $k_{ii} = 167$ ；电网频率变化 1Hz，换流器输出功率变化 50%， $D_p = 151981.78 \text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$ ；在实际工程控制当中，为同时兼顾系统的动态性能和稳定性，要求系统相位裕度在  $30^\circ \sim 70^\circ$  之间取值，此处相位裕度要求为不小于  $45^\circ$ ，得有功环截止频率取值范围  $4.92 < f_c < 6.96 \text{Hz}$ ，取  $f_c = 6 \text{Hz}$ ，计算得  $J = 2365.23 \text{kg} \cdot \text{m}^2$ ；电网电压变化 10%，无功功率变化 50%， $G_q = 15974.93 \text{A}$ ；无功环参数  $K$ ：式(3-45)根号内计算结果为  $0.37 > 0$ ，为提高无功环对功率脉动的抑制能力，无功环截止频率应比有功环设计得要低一些，取  $f_{cq} = 2 \text{Hz}$ ，计算得  $K = 774.99 \text{A} \cdot \text{s}$ ，进而计算得到  $k_q = 0.0013$ ， $k_u = 20.61$ 。带入设计参数，分别得到逆变站有功功率环和无功功率环的传递函数解析表达式

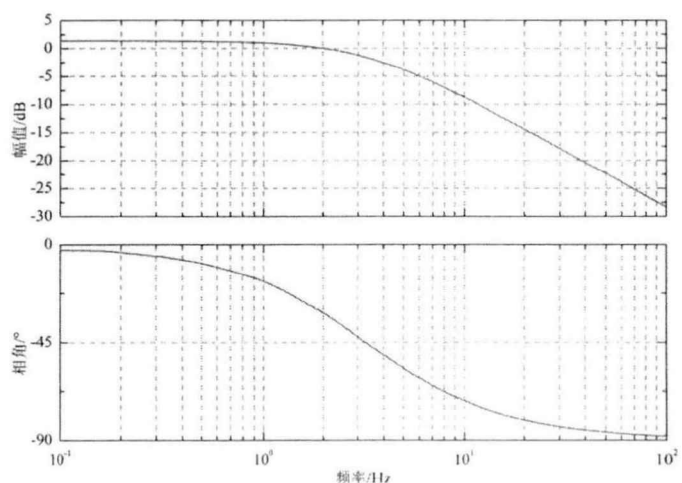
$$H_{po}(s) = \frac{43.71}{0.01556s^2 + s} \quad (3-61)$$

$$H_{qo}(s) = \frac{1.17}{0.04851s + 1} \quad (3-62)$$

根据式(3-61)和(3-62)可知，功率环传递函数中不存在零点，且所有极点均位于左半  $s$  平面和虚轴上，因此所设计的系统为最小相位系统，分别画出有功功率和无功功率环路增益的伯德图，如图 3-14 所示。



(a) 有功功率环频率特性



(b) 无功功率环频率特性

图 3-14 逆变器环路增益伯德图

由图 3-15 (a)可知，有功功率环截止频率为 6Hz，对应相角裕度约为  $65^\circ$ ，幅值裕度分贝值大于 40dB，满足截止频率 6Hz，相位裕度不小于  $45^\circ$  的设计指标；由图 (b)可知，无功功率环截止频率为 2Hz，相角裕度为  $155^\circ$ ，幅值裕度分贝值无穷大，且全频段内相位裕度总大于  $90^\circ$ ，这是因为无功环的低通滤波器在截止频率处引入的相位滞后最大值为  $90^\circ$ ，导致无功环的相位裕度最小值为  $90^\circ$ ，所以无功环相位裕度总是满足要求的，图 (b)也表明设计满足要求。

对于整流站：直流侧等效电容  $C_{dc1} = 0.0003F$ ；电网与换流站间总电抗  $X_s = 7.37\pi\Omega$ ，直流侧等效电阻  $R_{dc1} = 266.67\Omega$ ；直流电压环截止频率  $\omega_c = 20\pi rad/s$ ，即取 2 倍频的 1/10；为防止系统相位裕度的急剧减小，自然频率  $\omega_n$  应在相当程度上大于截止频率  $\omega_c$ ，取  $\omega_n = 200 rad/s$ ；直流电压频率交界点  $\omega_0 \in (25, 20\pi) rad/s$ ，取值  $\omega_0 = 40 rad/s$ ；传递系数  $G$  应尽可能的逼近二阶

典型系统，选择误差  $\Delta\varepsilon=1.0*10^{-8}$ ，即  $G=1-\Delta\varepsilon$ ；为同时兼顾系统的超调量和响应快速性，阻尼比  $\zeta=0.70$ ；从而解得各参数计算结果： $k_p=20.87$ ， $M=52173.10\text{kg}\cdot\text{m}^2\cdot\text{rad/s}$ ， $D=1.475*10^7\text{N}\cdot\text{m}$ ， $k_{\text{pdc}}=0.0172$ ， $k_{\text{idc}}=0.688$ ，得到开环传递函数表达式

$$H_{\text{ro}}(s)=\frac{1.835*10^5s+7.339*10^6}{0.08s^4+24.62s^3+3766s^2+80000s} \quad (3-63)$$

传递函数零点  $\lambda_1=-39.995$ ，极点  $p_1=-25.0$ ， $p_2=0$ ， $p_{3,4}=-141.38\pm j141.49$ ，即系统零点、极点均位于左半  $s$  平面和虚轴上，因此系统是稳定的，画出整流站有功功率环路增益伯德图，见图 3-15。

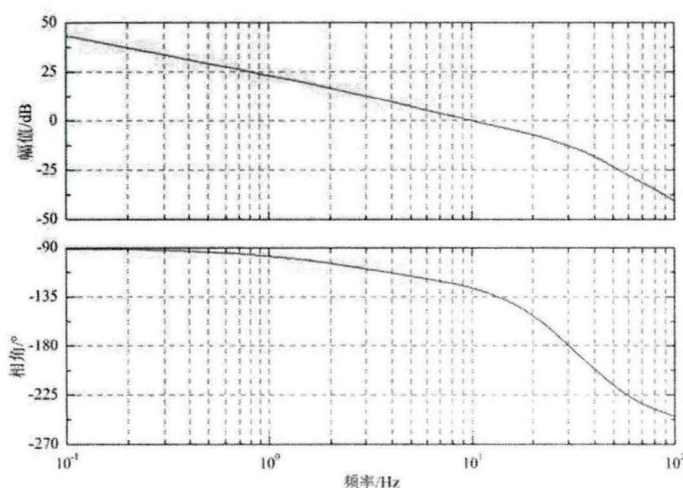


图 3-15 整流站有功环路增益伯德图

由图 3-15 可知，系统截止频率为 10Hz，对应角频率为  $20\pi\text{rad/s}$ ，幅值裕度分贝值为 13dB，相位裕度约为  $55^\circ$ ，与所设计的目标能够吻合。图中，截止频率 10Hz 处于幅频特性曲线的  $-20\text{dB/dec}$  频段，能够保证系统直流电压控制的稳定性，同时高频增益迅速减小，在一定程度上降低了高频噪声对控制系统带来的不利影响。

对本文提出的 VSG 控制系统和参数进行验证。整流站和逆变站均采用 VSG 控制策略，整流站控制直流电压和无功功率，逆变站控制有功功率和无功功率，为更真实地模拟真实工况，建立同步发电机模块来模拟送、受端电网，并且受端负荷需求由逆变站和同步发电机模块来承担。初始状态时，逆变站系统功率设定值为 350MW/0Mvar，受端负荷 700MW，在系统进入稳定运行后，在  $t=2.5\text{s}$  受端电网突增 200MW 有功负荷，矢量控制和虚拟同步机控制下的仿真结果分别如图 3-16 和图 3-17 所示。

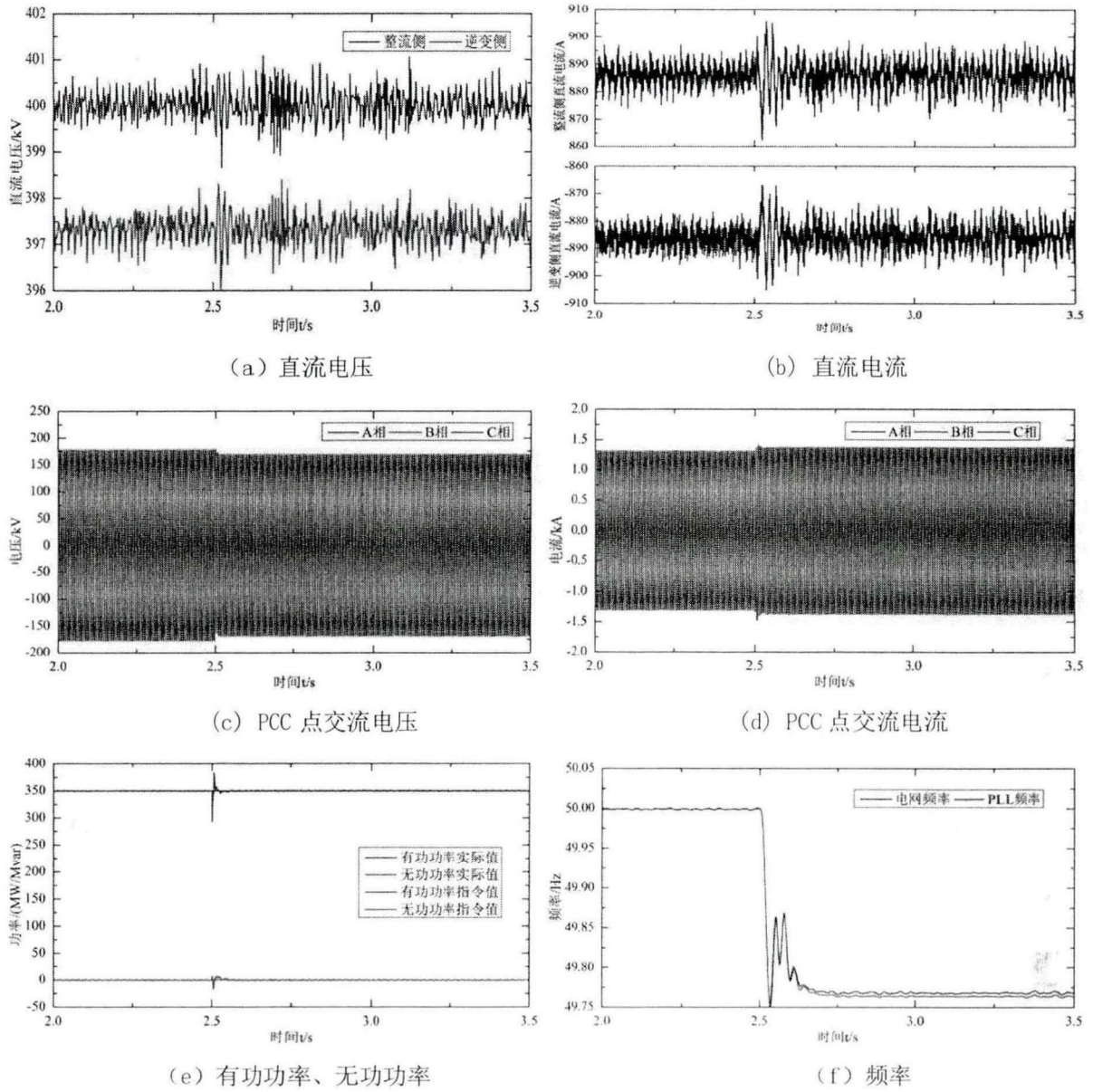
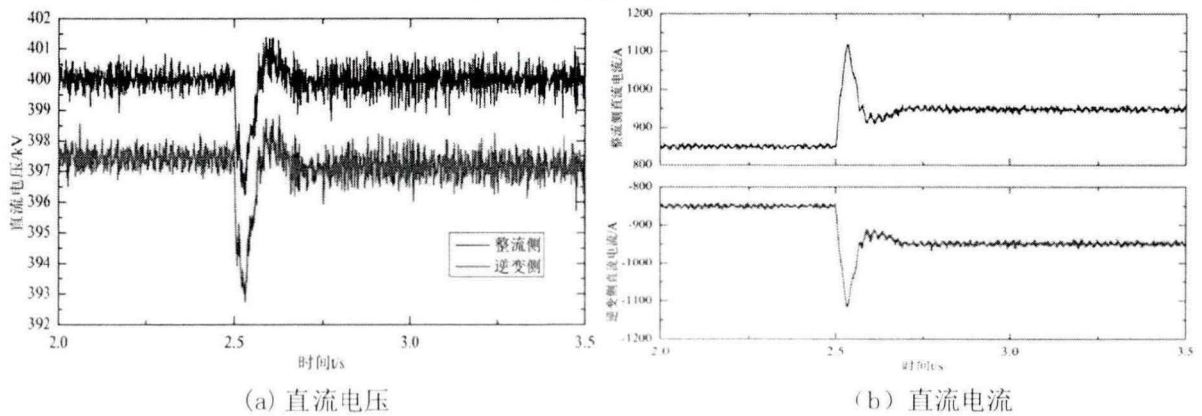


图 3-16 矢量控制仿真结果



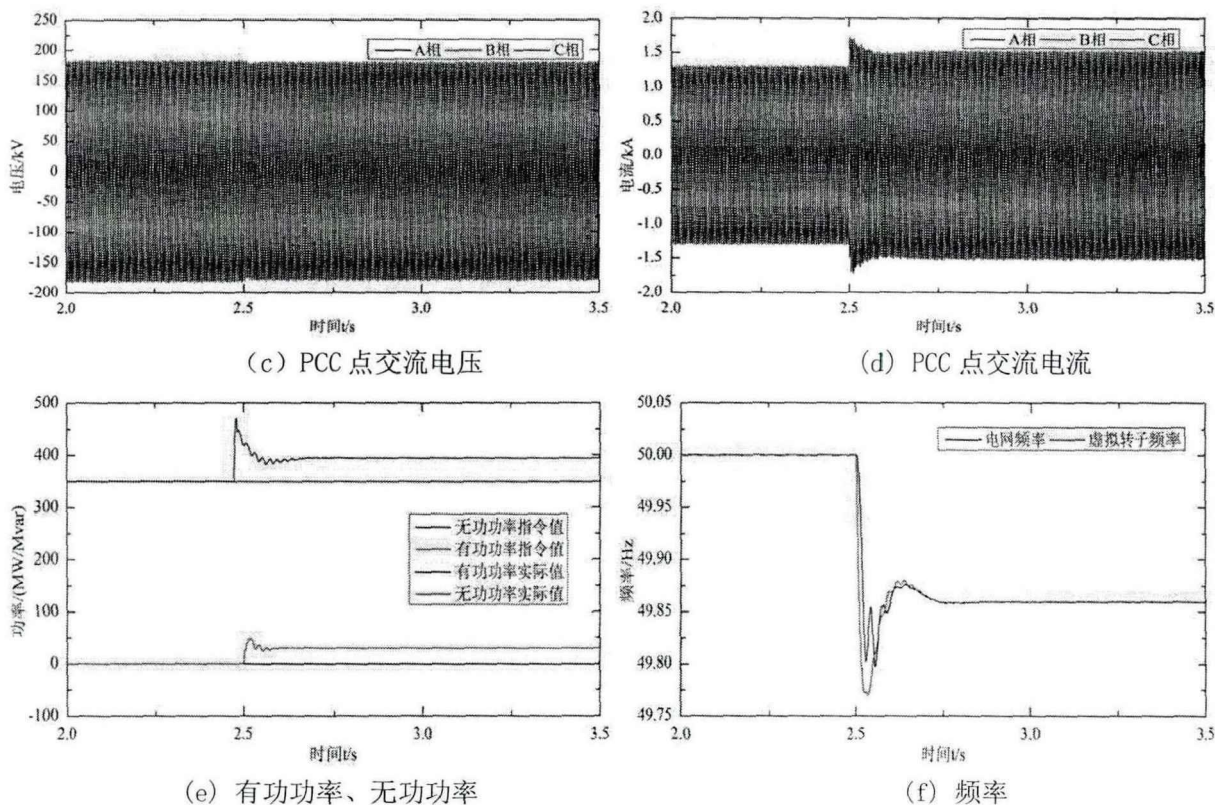


图 3-17 虚拟同步电机控制仿真结果

由图 3-16 和图 3-17 可知，在稳态运行时，整流站和逆变站直流电压均能很好的保持稳定，直流线路的存在使得逆变站直流电压稍低于控制目标；有功和无功功率都能够很好的跟踪指令值；锁相环和虚拟转子频率也能较好的与电网保持同步，说明不管是矢量控制还是虚拟同步电机控制都能保证系统正常稳定运行，且动态过程均存在耦合现象。矢量控制下，受端电网负荷突增造成了一定程度的母线电压跌落，由于矢量控制采用定值控制，为维持功率不变交流电流必然增加，整个过程功率输出除了动态过程外没有任何改变，直流电流波形也说明了这点。另外，负荷突增造成了约 0.23Hz 的电网频率跌落，而且频率跌落后锁相环对电网频率的跟踪能力变差。然而，虚拟同步电机控制下，负荷突增使得逆变站输出功率自动调节而不再按照指令值执行，在负荷突增 300ms 后换流站稳定增发约 45MW 有功功率和 27Mvar 无功功率，电网频率跌落大约 0.14Hz，功率和频率动态变化过程表现了类似于同步电机的阻尼振荡特性。对比两种控制方式可以发现，虚拟同步电机控制能够根据负荷需求自动调节功率输出，对系统频率和电压自动做出调节，从而使得系统频率跌落幅度少了约 0.09Hz，交流电压跌落幅度相对矢量控制也较少，这极大地提高了电力系统的稳定运行能力。同时也可以看到，由于负荷变化后，虚拟同步电机控制的换流站会自动参与电网调压调频，导致功率变化时电压和电流会出现动态波动，波动幅度较矢量控制要大，稳态幅值也会增加。因此，在进行 MMC 型柔性直流换流站的虚拟同步电机控制实际工程应用时，需要将换流站参与系统调节时导致的电流增加量考虑在内，留出足够的调节裕度，以防止过流导致设备和元件损坏。

值得注意的是，整流站的虚拟同步电机控制的调速器和逆变站有所差异，频率差额通过

积分环节进行反馈，相当于赋予了整流站二次调频功能。在负荷变化的情况下整流站输送有功功率也会自动调整，使得虚拟转子频率和送端电网频率保持同步，且不会跌落，仿真结果图 3-18 也证明整流站的二次调频功能。

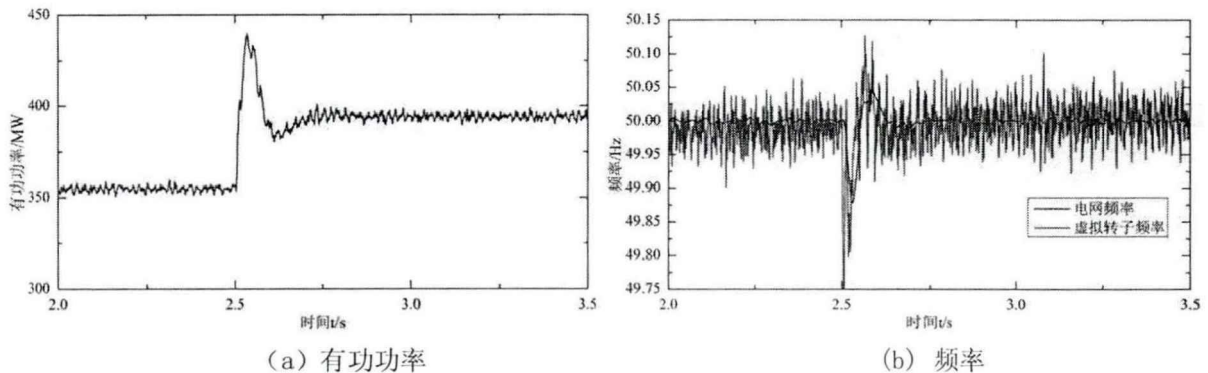
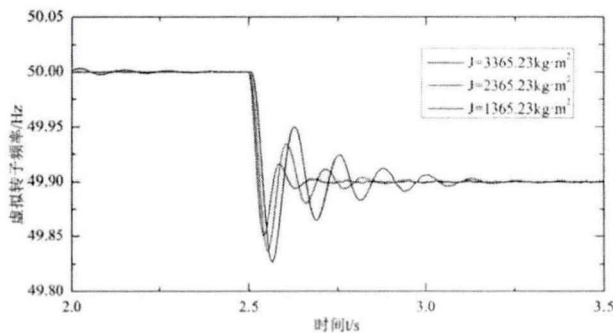
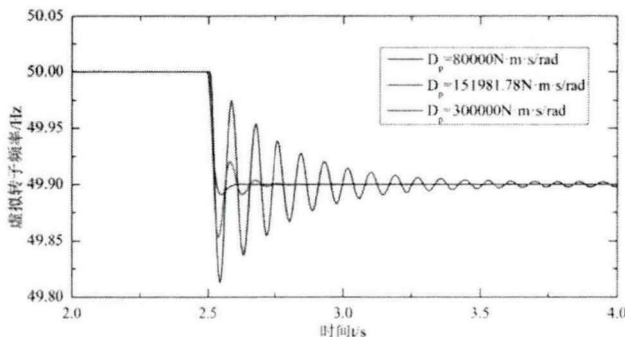


图 3-18 整流站有功功率和频率波形

虽然虚拟同步电机控制能够同时参与电网的调频调压，但其主要贡献在于为逐渐“电力电子器件化”的电力系统提供一定的阻尼和惯性，最终实现阻尼系统频率大幅跌落的目标。柔性直流输电的 VSC 本身能够起到静止同步补偿器 (STATCOM) 的作用，可以在一定程度上动态补偿交流系统无功功率，稳定交流母线电压，这也是大部分学者在关注虚拟同步电机控制时将重点放在系统调频上的原因。虚拟同步电机在参与系统调频时，主要控制参数为惯性参数  $J$  和阻尼参数  $D_p$ ，图 3-19 给出了惯性参数和阻尼参数对系统频率跌落响应特性的影响。



(a)  $D_p = 151981.78 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$  时，惯性参数  $J$  对频率跌落的影响



(b)  $J = 2365.23 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  时，阻尼参数  $D_p$  对频率跌落的影响

图 3-20 不同阻尼参数和惯性参数下的系统波动特性

使用可编程逻辑电源使得电网频率在  $t = 2.5 \text{ s}$  时跌落  $0.1 \text{ Hz}$ ，在固定阻尼参数  $D_p$  的情况下，

随着惯性参数 $J$ 的增大,频率跌落的动态过程滞后性越严重,进入稳态所需时间越长,而且波动幅度越大。显然,惯性越大意味存储能量越大,即保持原有运行状态的能力越强,即动态特性变差。在固定惯性参数 $J$ 的情况下,不管阻尼参数 $D_p$ 如何变化,频率跌落过程都不存在滞后性,整个动态波动过程中,随着阻尼参数 $D_p$ 的增加,进入稳态所需时间越短,波动幅度也越小。阻尼参数的增加增强了单位时间内的反馈补偿能力,提升了对频率波动的抑制能力,因而能快速的抑制频率波动,阻尼参数也不是越大越好,在保证系统稳定运行的前提下,惯性和阻尼参数的选取应当综合考虑系统运行特性和经济因素,特别要考虑储能系统的容量和导通开关管的通流能力。

### 3.7 本章小结

本章首先在不影响同步电机主要功能的前提下,对传统同步电机物理模型中的调速器和励磁调压器进行了适当简化和本质提取,然后类比于传统同步电机建立了虚拟同步电机数学模型,并设计了整流和逆变模式下的基于电压电流双闭环的虚拟同步电机控制系统,其次针对所提出的控制系统的主要控制模块进行了参数设计分析。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了矢量控制方式和虚拟同步电机控制方式下的 MMC-HVDC 仿真系统,同时对比了虚拟同步电机控制和常规矢量控制的主要差异,并随后简要分析了阻尼参数和惯性参数对电网频率波动的影响,仿真结果验证了所提出的数学模型的正确性、控制系统的有效性以及参数设计方法的合理性。

## 第4章 多端柔性直流输电系统的虚拟同步电机控制

### 4.1 引言

柔性直流输电技术在可再生能源并网方面的技术优势在南澳三端、舟山五端等多端柔性直流输电工程得到了初步应用，新能源的大力开发利用进一步促进了多端柔性直流输电工程的建设，例如旨在为2022年冬奥会提供优质电能的张北工程也是为实现新能源并网而建设的多端柔性直流输电工程。可以肯定的是，多端柔性直流输电系统和直流电网是未来输电网的重要组成部分，国内外针对多端柔性直流输电系统的VSG研究也几乎处于空白状态。鉴于VSG控制技术独有的特点，研究多端柔性直流输电系统的VSG控制具有一定前瞻性，随着新能源渗透率提高到一定水平后，其优越性将得到逐步凸显。

### 4.2 多端柔性直流输电

#### 4.2.1 多端柔性直流输电系统概述

多端柔性直流输电系统一般是指至少包含三个或三个以上的VSC换流站，其网络结构较为复杂，可以分为并联型拓扑，串联型拓扑和环型拓扑等多种结构<sup>[5]</sup>。相比于两端MMC-HVDC柔性直流输电系统，多端柔性直流输电这种输电方式更加便捷可靠。两端MMC-HVDC输电系统中如果有一个换流站因故障退出运行，整个系统也将停止运行。而多端柔性直流输电即使有一个换流站因故障退出运行，剩余换流站也能保证系统的持续稳定运行。

多端柔性直流输电继承了柔性直流输电的没有换相失败、无功消耗少、能够实现有功和无功功率解耦控制、谐波含量少等主要优点，此外，多端柔性直流输电能将各分布式电源集群集中送出实现多电源供电，同时也能向大型城市群分散送电，从而实现多落点受电。因此，在实现新能源并网和向重要负荷供电方面，多端柔性直流输电为电网构架提供了新的解决方案，其主要应用场景有：

##### 1. 大电网异步互联

不同频率的交流电网不能直接相连，否则容易引起系统大范围冲击和振荡，最终很可能导致整个系统的解列和崩溃，这也限制了多个区域电网的电力交易，不利于能源的优化配置。多端柔性直流输电系统可以充当交流系统联络线的功能，能将多个不同频率的交流电网连接在一起，并将各电网的交流电转换为直流电，从而克服了电网频率不同不能直接联网的问题。此外，多端柔性直流输电系统可以灵活的控制交流功率和有效的限制输出电流，在满足地区负荷需求的情况下，能让能源中心输送的电能得到优化配置和消纳。

##### 2. 新能源并网

一般情况下，风电、光伏等新能源都在较为偏远的地区，远离负荷中心，需要经过长距离大容量的传输才能被消纳。在这方面，柔性直流输电比交流输电具有更好的经济性，在新能源丰富但不集中的地区，多端柔性直流输电甚至可能是唯一的技术手段。另一方面，不管

是按照日出力特性还是年出力特性来看, 新能源等一般都具有较强的间歇性、波动性等显著特点, 柔性直流输电能够提高光伏和风电系统抵御扰动和故障的能力, 可以在更大范围内保持新能源系统的稳定运行。

### 3. 城市集群中心和特大型城市供配电

城市集群和特大型城市对城市占地、环保等都有严格的要求, 电厂外迁和电力由外地大量输入已经势不可挡或成为既定事实。将多端柔性直流输电应用于城市中心供电, 多端柔性直流输电可以实现有功功率和无功功率的灵活、精确控制, 进行动态无功支撑, 有效改善电压和电流输出波形质量, 谐波减少, 从而能够明显改善电能质量, 防止敏感设备因电能质量问题而造成经济损失。VSC-MTDC 在城市供电系统中大多配置双极电缆进行电能传输, 也从很大程度上减弱了电缆的电磁效应, 磁场一般都微弱到可以忽略不计, 也不会对周围环境的通信设备和线路造成电磁干扰。

实际上, 在各种网络结构的多端柔性直流输电系统中, 星型结构的多端柔性直流输电系统的控制相对简单, 比较容易实现, 而对于构成多端环网的柔性直流输电系统, 直流网络中的潮流分布将变得比较复杂, 直流网络的潮流分布不再是单向单线式的, 各换流站之间需要协同配合以实现和交流系统稳定的进行能量交换, 从而保证网络功率平衡。因此, 多端柔性直流输电系统中换流站控制系统的设计也将变得复杂。

## 4.2.2 多端柔性直流输电系统控制方法

在多端柔性直流输电系统中, 直流电压的稳定是保证整个系统稳定的前提, 直流电压换流站是整个输电系统的功率平衡节点, 承担着维持网络持续稳定运行的功能。因此可以毫不夸张的说, 多端柔性直流输电系统的稳定性主要体现在直流电压的稳定性, 多端柔性直流输电系统的控制也主要围绕着换流站间的直流电压协调控制展开。

多端柔性直流输电的直流电压协调控制属于系统级控制, 主要包括主从控制、直流电压斜率控制和直流电压偏差控制三种控制类型<sup>[2,5,6]</sup>。其中直流电压主从控制需要主站和从站之间进行直流电压控制功能切换, 属于有通信控制方式, 在通信故障的情况下会导致系统无法正常运行; 直流电压斜率控制和直流电压偏差控制均属于无通信控制方式, 当直流电压站因为某种故障原因退出运行后, 其余一个或者多个换流站将在没有通信情况下自动承担直流电压控制功能, 从而实现整个直流输电网络的功率在平衡。

### 4.2.2.1 直流电压主从控制

主从控制采用通信信号指令进行直流电压控制任务的切换, 控制器的实现方式是比较简单的, 控制器实现原理如图 4-1 和图 4-2 所示。如图 4-1 所示, 虚线范围表示每个换流站的功率稳定运行范围, 换流站运行区间不得超出虚线方框, 否则无法保证系统的稳定运行。现在有一个 N 端柔性直流输电系统, 主换流站有功类控制变量控制方式为定直流电压控制, 从换流站以及其余换流站有功类控制变量控制方式为定有功功率控制方式(无功类控制变量方式此处不予关注), 但需要注意的是, 从换流站必须具备有功类控制变量切换能力。在主换流站

正常运行时，多端系统中每个换流站各自运行在自己的功率运行点，整个多端系统功率保持平衡，直流电压维持稳定，且在不考虑直流线路影响的情况下，各换流站直流电压理论上保持一致。如图 4-2 所示，当主换流站由于某种原因退出运行后，整个多端系统失去功率平衡节点，直流电压无法再维持稳定，这时主换流站通过通信系统，发送从换流站控制模式切换命令，从换流站在收到模式切换命令后，其控制模式由定有功功率控制切换到定直流电压控制模式，从换流站从而接替主换流站承担功率再平衡任务，直流电压再次维持稳定，系统进入稳定运行。

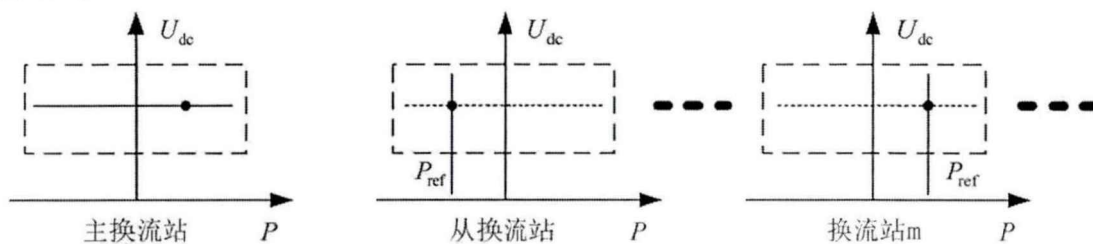


图 4-1 主换流站正常运行

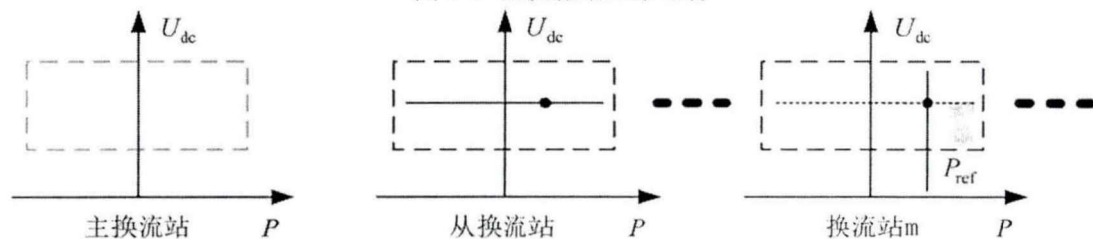


图 4-2 主换流站退出运行

在主从控制中，对通信系统的要求比较高，在主换流站退出运行后，通信系统必须快速准确的发出控制模式切换指令才能保证系统继续运行。另外，主从控制模式的从换流站并不是唯一的，可以采用多点定直流电压模式，即使得多个换流站具备定有功功率和定直流电压的模式切换，这种方式能够进一步保证系统稳定可靠运行

#### 4.2.2.2 直流电压偏差控制

直流电压偏差控制是一种具有自主切换功能的控制模式，它不需要站间通信就可以根据系统运行状况变化自动选择控制器输出，直流电压偏差控制结构一般如图 4-3 所示。

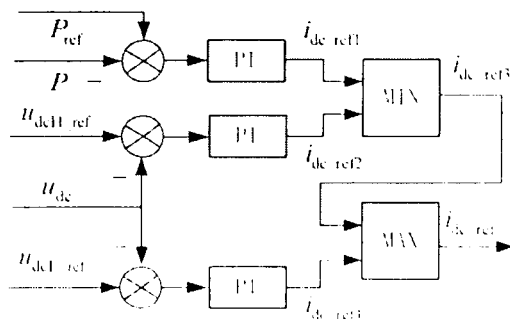


图 4-3 直流电压偏差控制框图

直流电压偏差控制器的核心为两个级联的高、低直流电压控制器，正常情况下，每个 PI

控制器具有相同的上下限，各输出电流关系满足： $i_{dc\_ref4} < i_{dc\_ref1} < i_{dc\_ref2}$ ，且控制器输出电流为定有功功率控制器的输出电流。当定直流电压站退出运行后，根据原直流电压控制站运行在整流模式还是逆变模式会导致直流电压降低或者升高，最后自动触发不同的直流电压控制器，从而选择性输出不同的有功电流分量，达到定直流电压的目的。

多端柔性直流输电的定直流电压站既可以工作在整流模式，又可以工作在逆变模式，具体工作那哪种模式由其余定功率站有功功率之和的正负关系决定。如图 4-4、图 4-5 分别为整流站定直流电压和逆变站定直流电压的四端系统，除了换流站 a 外，其余换流站均采用定有功功率控制。图 4-4 中，换流站 b 和换流站 c 从直流系统吸收功率，工作在逆变站模式，换流站 d 向直流系统输送功率，工作在整流模式，由于换流站 b 和换流站 c 吸收的功率大于换流站 d 注入的功率，为维持整个直流网络的功率平衡，定直流电压站需要向直流系统输送功率，即工作在整流模式。当定直流电压站 a 由于某种原因退出运行后，系统功率失去平衡。由于直流系统吸收的功率大于注入功率，会导致直流电压持续跌落。此时，具有控制模式切换功能的换流站 b 直流电压偏差控制器将起作用，选择性输出低压直流电压控制器的输出电流，从而由定有功功率控制切换为定直流电压控制，经过一段时间后系统进入新的稳态运行点，直流电压将略低于额定参考值，并稳定在低压控制器的直流电压参考值附近。

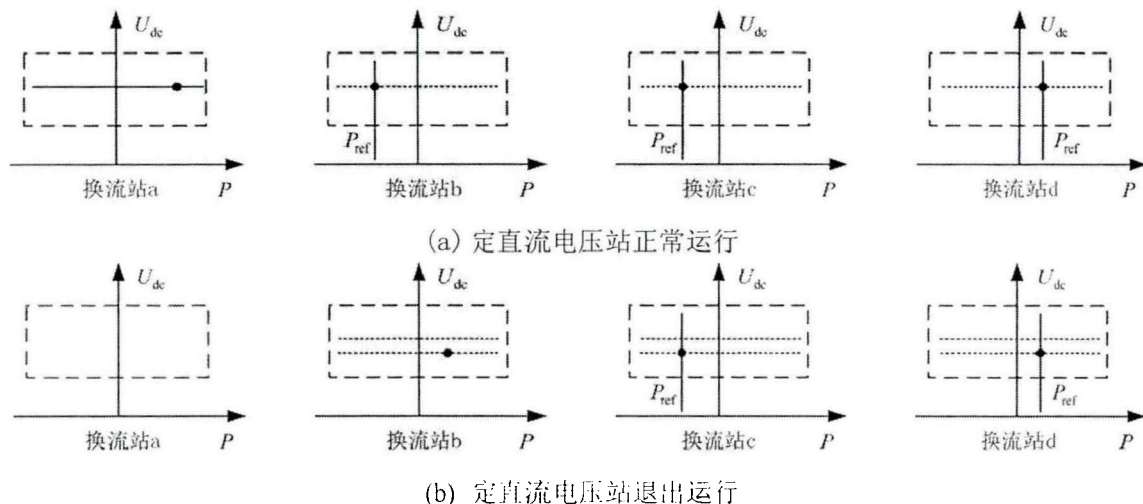


图 4-4 定直流电压电压站运行在整流模式

类似的，可以分析运行在逆变模式的定直流电压站退出运行后的系统变化情况。在图 4-5 中，换流站 b 从直流系统吸收功率，工作在逆变站模式，换流站 c 和换流站 d 向直流系统输送功率，工作在整流模式，由于换流站 c 和换流站 d 输送的功率大于换流站 b 吸收的功率，为维持整个直流输电网络的功率平衡，定直流电压站需要从直流系统吸收功率，即工作在逆变模式。当定直流电压站 a 由于某种原因退出运行后，系统功率将失去平衡。由于直流系统吸收的功率小于注入功率，会导致直流电压不断升高，此时具有控制模式切换功能的换流站 b 根据级联比较器的结果，会自动选择输出电流，从而由定有功功率控制切换为定直流电压控制，经过一段时间后直流电压将稳定在高压控制器的直流电压参考值附近。

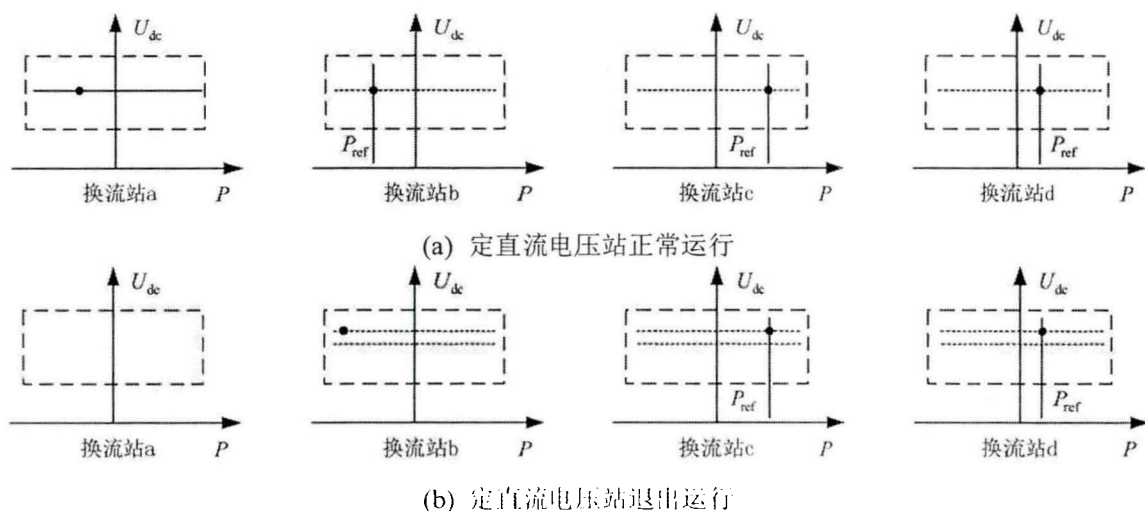


图 4-5 定直流电压站运行在逆变模式

直流电压偏差控制不需要站间通信，提高了系统可靠性。然而，控制器的设计相对主从控制来说比较复杂，特别是 PI 控制器的参数设计对控制效果的影响显著。

#### 4.2.2.3 直流电压斜率控制

直流电压斜率控制是定直流电压控制和定功率控制的结合，即将有功功率参考值的偏差以及直流电压参考值的偏差作为两个输入，并按照一定比例关系合成有功电流分量作为 PI 控制器的输入，最后经过 PI 控制器产生有功电流分量。直流电压斜率控制的控制框图和斜率约束关系分别如图 4-6 中(a)、(b)所示。

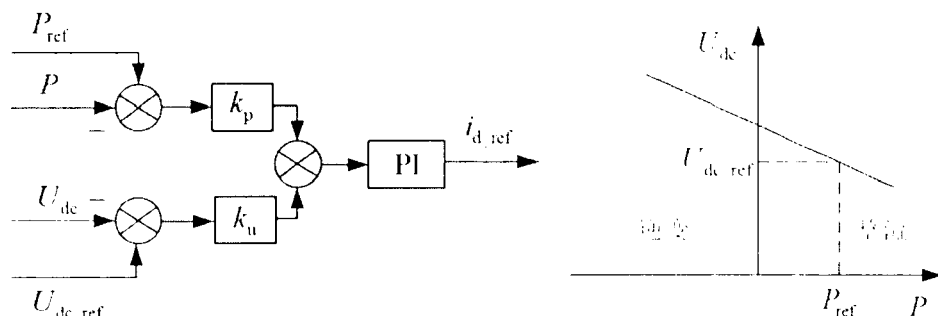


图 4-6 直流电压斜率控制

直流电压斜率控制器中直流电压比例系数  $k_u$  和有功功率比例系数  $k_p$  通过协调设置，可以在实现控制换流站并网功率的同时，平衡直流网络的传输功率。图 4-6 中(b)图直流电压和功率关系曲线的斜率为  $-k_u / k_p$ ，当  $k_u = 0$  时，直流电压斜率控制器蜕化为定有功功率控制器模式；当  $k_p = 0$  时，直流电压斜率控制器蜕化为定直流电压控制器模式；当  $k_p k_u = 0$  时，直流电压斜率控制器输出量将由直流电压偏差和有功功率偏差共同决定。因此，在多端柔性直流输电系统中，多个换流站均可以采用直流电压斜率控制，将直流电压控制功能分配给多个换流站，实现多个换流站共同作用决定系统直流电压和运行状态，避免了单个换流站承担直流电压控制功能的缺陷，能防止模式切换失败时功率无法再平衡的问题。然而，直流电压斜率控制在将直流电压控制任务分配到各换流站的同时，需要按照换流站的容量设计各自的调差特

性曲线斜率，从而无法实现换流站并网功率的独立控制，在较为复杂的多端柔性直流输电系统中，直流电压和有功功率的调差曲线的选取也将变得复杂。另一方面，直流电压斜率控制对直流功率平衡的控制是开环的，系统的稳定运行点对控制器控制参数的变化比较敏感，直流电压稍大扰动就会严重影响系统功率大范围波动，甚至可能导致系统无法继续稳定运行。

### 4.3 基于虚拟同步电机的协调控制

多端柔性直流输电系统不管是采用矢量控制还是虚拟同步电机控制，各换流站间的协调控制均需以平衡潮流为最终目标，这样才能稳定系统直流电压，保证系统的稳定运行。多端柔性直流输电的虚拟同步电机协调控制需要确保在正常情况下，控制为虚拟同步电机的换流站具备同步电机基本功能，在定直流电压站故障退出后，虚拟同步电机换流站能够接管定直流电压功能，重新建立系统直流电压水平。

#### 4.3.1 协调控制器结构与原理

鉴于上述多端系统中直流电压协调控制的控制思路，加之有功功率和直流电压、有功电流之间的对应关系，从控制有功电流分量入手，对虚拟同步电机算法产生的电流分量进行控制，设计如图 4-7 所示的虚拟同步电机协调控制器结构。

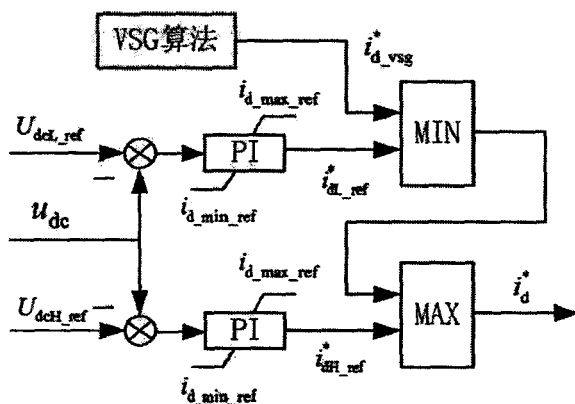


图 4-7 VSG 直流电压协调控制器

如图 4-7 所示，虚拟同步电机直流电压协调控制器包含高压控制器、低压控制器和虚拟同步电机算法模块部分，关于虚拟同步电机算法模块控制结构，可以参照第 3 章 3.4 节，高、低压控制器为常规比例积分控制环节。换流器允许输出的最大、最小有功电流分别为  $i_{d\_max\_ref}$ 、 $i_{d\_min\_ref}$ ，正常情况下，运行条件满足

$$\begin{cases} U_{dcl\_ref} < u_{dc} < U_{dch\_ref} \\ i_{d\_min\_ref} < i_{d\_vsg}^* < i_{d\_max\_ref} \end{cases} \quad (4-1)$$

换流器有功电流输出逻辑满足条件

$$i_d^* = \max[i_{dH\_ref}^*, \min(i_{d\_vsg}^*, i_{dH\_ref}^*)] \quad (4-2)$$

定直流电压站正常运行时，低压控制器输出电流由于积分累积效应达到输出上限值

$i_{d\_max\_ref}$ ，高压控制器则达到输出下限值  $i_{d\_min\_ref}$ ，协调控制器自动选择 VSG 算法产生的有功电流  $i_{d\_vsg}^*$  作为参考电流输出。当送端定直流电压站退出运行后，直流系统吸收的有功功率  $P_{inv}$  将大于注入系统的有功功率  $P_{rec}$ ，导致直流电压  $u_s$  跌落。此时，低压控制器的输出将由上限值逐渐降低，而高压控制器的输出仍然保持下限值不变，某一时刻低压控制器输出电流  $i_{dL\_ref}^*$  将小于  $i_{dL\_ref}^*$ ，即协调控制器会自动触发低压控制器，通过降低有功电流的分量调节系统的功率平衡，并最终将系统直流电压稳定在低压控制器的直流电压参考值。同理，当受端定直流电压站退出运行后，直流系统注入功率将大于吸收功率，从而导致直流电压升高。此时，低压控制器保持上限输出不变，而高压控制器的输出将由下限值逐渐上升，从而协调控制器触发高压控制器，通过增加有功电流输出出来促使有功功率再次达到平衡，最终系统直流电压将稳定在高压控制器直流电压参考值。

综上所述，当定直流电压站正常运行时，受端换流站将运行在虚拟同步电机控制模式，受端换流站具备同步电机的有功调频功能，能参与系统调频任务；当定直流电压站因故障退出运行后，直流电压协调控制器将根据直流电压变化情况自动触发高压控制器或者低压控制器，接过直流电压控制功能，通过控制有功电流输出再次建立功率平衡，稳定直流电压。当系统直流电压稳定后，有功电流输出将不再由 VSG 算法决定，而是由定直流电压控制器输出的有功电流决定。因此，各种工况下协调控制器的输出可以表示为

$$\begin{cases} i_d^* = i_{d\_vsg}^*, \text{正常} \\ i_d^* = i_{dL\_ref}^*, \text{故障}(P_{inv} > P_{rec}) \\ i_d^* = i_{dH\_ref}^*, \text{故障}(P_{inv} < P_{rec}) \end{cases} \quad (4-3)$$

### 4.3.2 控制器参数计算方法

协调控制器中的高、低压控制器采用比例积分环节，主要控制参数包含比例系数  $k_{pdc}$  和积分系数  $k_{idc}$ 。在定直流电压换流站故障退出运行后，多端柔性直流输电系统需要建立新的功率平衡，功率平衡任务由具有直流电压协调控制功能的换流站承担，控制器参数计算时可以将所有功率站等效为一个虚拟功率站，与直流电压站组成一个等效二次简化模型，根据文献 [51] 中提出的直流电压控制器定量计算方法，对于一个 N 端柔性直流输电系统，可以分别得等效功率站和直流电压站输出阻抗

$$Z_{vp\_eq}(s) = \frac{1}{(Lc/2 + \sum_{i=2}^N C_{eqi})s} \quad (4-4)$$

$$Z_{dc\_eq}(s) = \frac{U_{dc\_ref} s}{U_{dc\_ref}(C_{eq1} + Lc/2)s^2 + 1.5U_{s1}k_{pdc}s + 1.5U_{s1}k_{idc}} \quad (4-5)$$

式中  $l_c$  为直流线路总长， $c$  为线路单位电容， $C_{eqi}$  为第  $i$  站等效电容， $i=1$  表示定直流电压站，即  $C_{eq1}$  为直流电压站的等效电容， $U_{dc\_ref}$  为直流电压参考值， $U_{s1}$  为定直流电压站阀侧

交流电压。忽略等效电阻的影响以及高阶项，可以得到等效直流系统的特征方程

$$s^2 + (a_1/a_2)s + a_0/a_2 = 0 \tag{4-6}$$

式中各系数为

$$\begin{cases} a_0 = 1.5U_{s1}k_{idc}, a_1 = 1.5U_{s1}k_{pdc} \\ a_2 = 1.5L_{dev}C_{seq2}U_{s1}k_{idc} + (Lc + \sum_{i=1}^N C_{cqr})U_{dc\_ref} \end{cases} \tag{4-7}$$

其中， $L_{dev}$  简化模型的等效电感，于是可得比例积分系数的表达式

$$k_{pdc} = \frac{2\xi\omega_h U_{dc\_ref} (l_{\Sigma}c + \sum_{i=1}^N C_{cqr})}{1.5U_{s1} [1 - \omega_h^2 L_{dev} (l_{\Sigma}c/2 + \sum_{i=2}^N C_{cqr})]} \tag{4-8}$$

$$k_{idc} = \frac{\omega_h^2 U_{dc\_ref} (lc + \sum_{i=1}^N C_{cqr})}{1.5U_{s1} [1 - \omega_h^2 L_{dev} (l_{\Sigma}c/2 + \sum_{i=2}^N C_{cqr})]} \tag{4-9}$$

取较大阻尼比  $\xi$  有利于多端直流电网的稳定，但也需要兼顾快速跟踪特性和超调量，工程一般取值  $\xi = 0.707$ 。期望带宽  $\omega_h$  的取值应考虑直流电网的谐振特性，以抑制低频振荡的影响，已知张北直流电网示范工程有 14Hz 左右的低频谐振，期望带宽应该尽可能低于谐振角频率，建议期望带宽取值在谐振频率三分之一以内为宜。

### 4.4 仿真算例验证

为验证多端柔性直流输电系统中虚拟同步电机协调控制方法的有效性，根据张北直流电网示范工程实际情况，在 Matlab/Simulink 中搭建如图 4-8 所示的“H”字型多端直流电网仿真模型，换流站 Converter1、Converter2、Converter3、Converter4 分别代表康保、丰宁、北京和张北换流站。其中，康保和张北站为送端，丰宁和北京站为受端，系统直流电压等级为 ±500kV，功率 3000MW，至于其余主电气参数，相关设计单位已经向社会公布，此处不再列出。

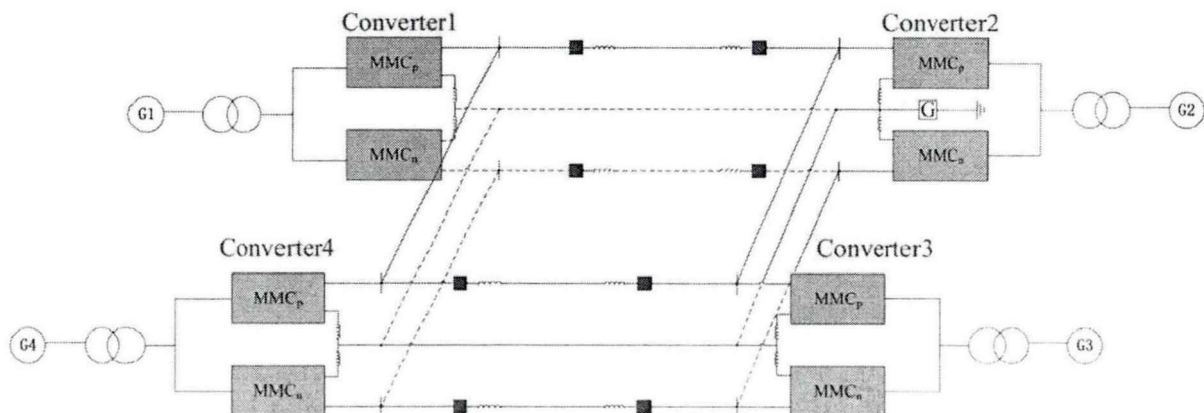


图 4-8 多端柔性直流电网示意图

为验证基于虚拟同步电机控制的直流电压协调控制策略，将丰宁站和北京站控制系统全

部设计为虚拟同步电机，且丰宁站采用虚拟同步电机直流电压协调控制策略，康保站和张北站全部采用双闭环的矢量控制策略。在系统稳态时，将康保站作为功率平衡节点，承担定直流电压功能，张北站采用定有功功率控制。由于协调控制主要关注有功功率平衡问题，故本节不关注讨论无功功率类控制和相关设置问题。

为模拟直流电压跌落情况，初始设定功率指令值：丰宁站-750MW（吸收，受端），北京站-1050MW，张北站 750MW，低压控制器参考值 475kV，高压控制器参考值 525kV。t=2s 时，丰宁站受端电网增加负荷 300MW，t=2.5 时，北京站受端电网突增负荷 500MW，t=3s 时，直接将康保站断路器永久跳开，让康保站退出多端系统，系统进入三端运行（因此，3s 以后康保站相关波形不具备任何参考意义，可忽略），t=3.5s 时，张北站功率指令增加 750MW。

由图 4-9 可知，系统进入稳态后，各换流站运行在功率设定值，且康保站运行在整流模式。在受端电网负荷增加以后，控制为虚拟同步电机的丰宁站和北京站并网功率不再按照指令值执行，为降低负荷增加对交流系统频率的影响作用，丰宁和张北换流站均自主增加功率输出以参与系统调频任务。

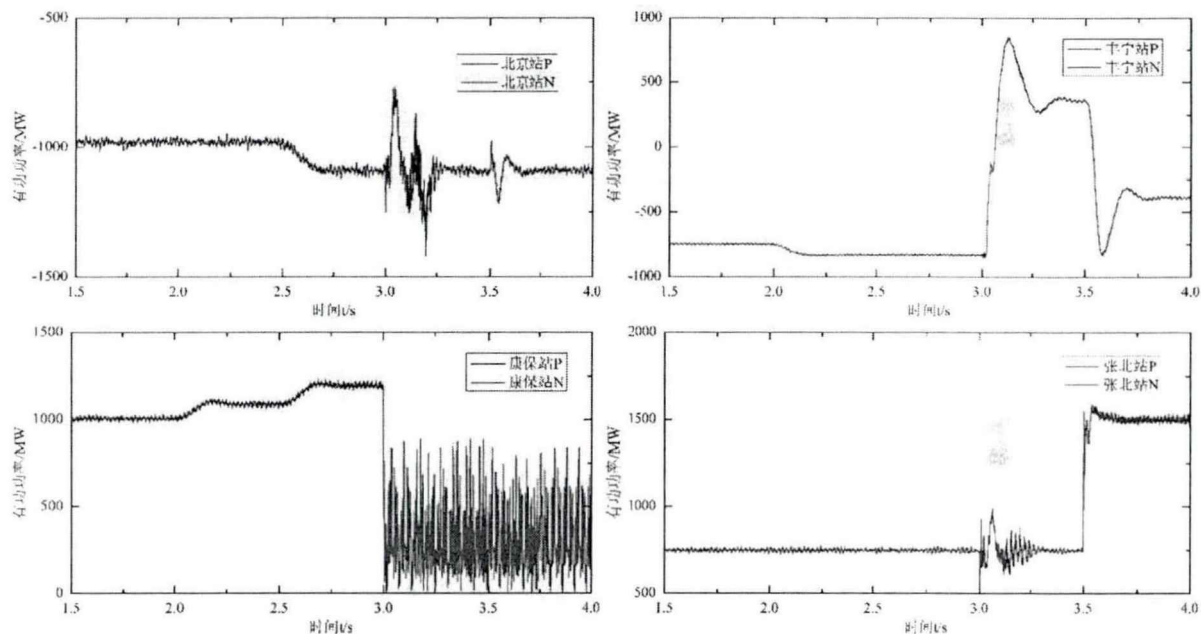


图 4-9 直流电网各换流站有功功率

从图 4-10 可以看出，受端电网负荷增加后，换流站直流电压在经过短暂动态波动后仍然能够维持在额定值附近。在 t=3s 时，康保站突然退出多端系统，由于稳态时康保站运行在整流模式，因此直流系统输送功率将大于注入功率，系统直流电压将降低，此时直流电压协调控制器将被触发，经过一段时间的动态过程，直流电压最终将被控制在 475kV。

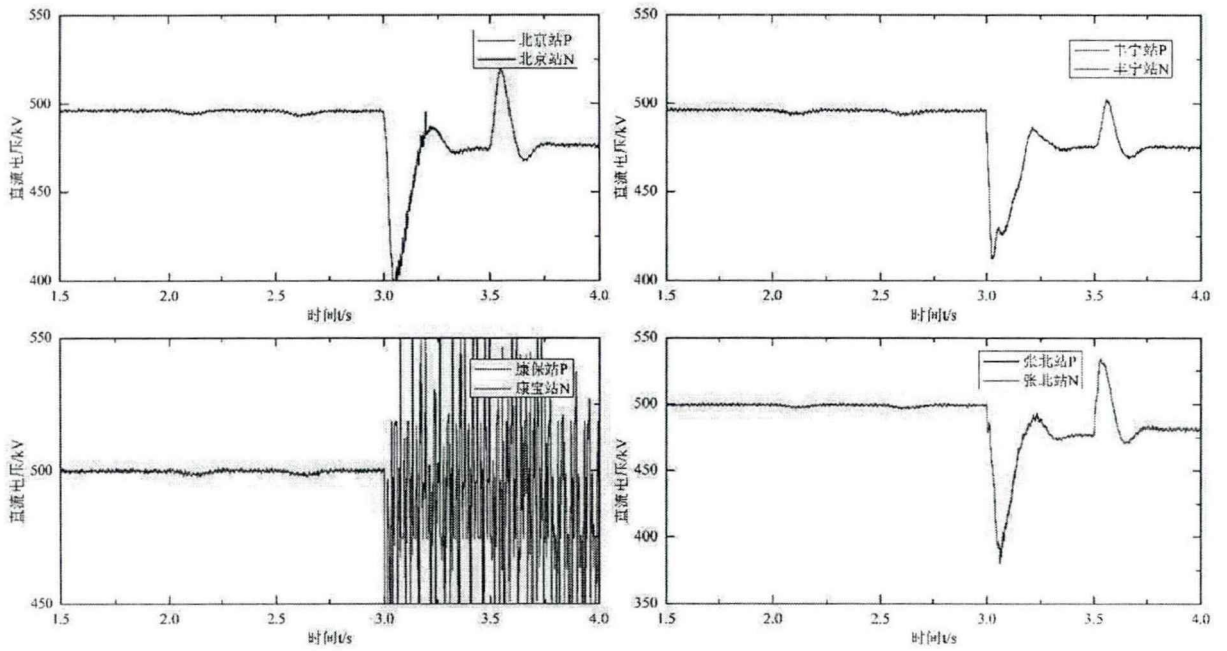


图 4-10 直流电网各换流站直流电压

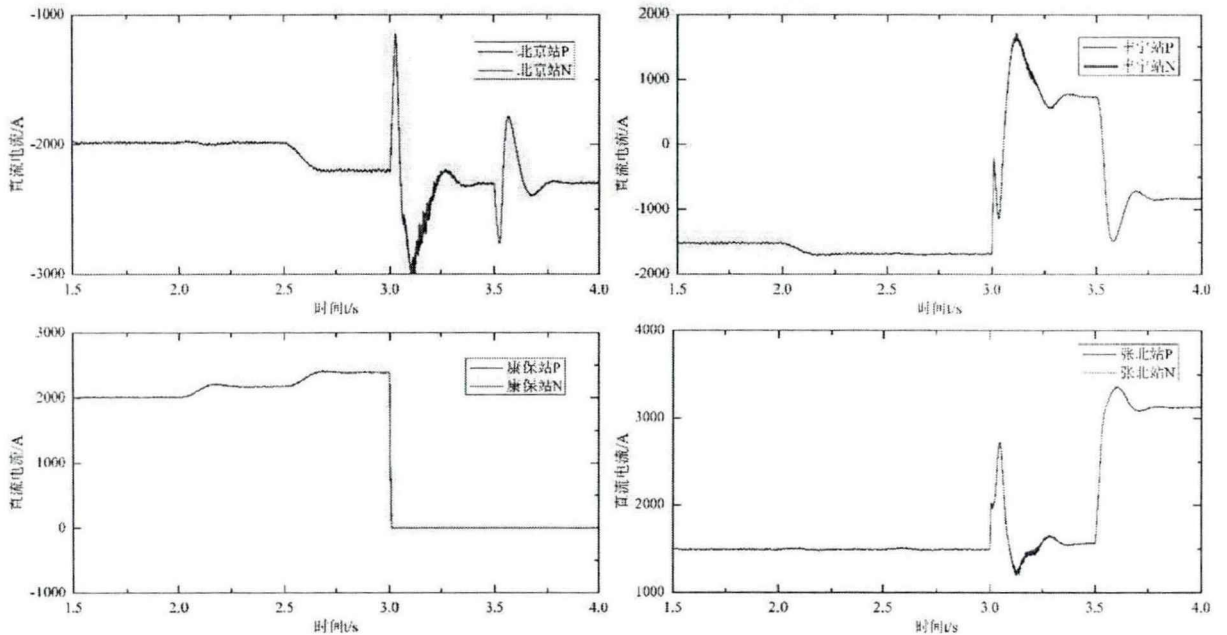


图 4-11 直流电网各换流站直流电流

此外，从图 4-11 可以看出，康保站未退出运行前，在受端电网负荷增加以后，丰宁站和北京站直流电流均一定程度上增加，而该过程直流电压基本保持不变。因此也从侧面印证了控制为虚拟同步电机的丰宁站和北京站自动功率增加，参与了交流系统调频。

上述结论证明了在直流电压降低时，虚拟同步电机直流电压协调控制器能有效接管系统直流电压控制任务。在直流电压未跌落前，虚拟同步电机能从一定程度模拟同步电机调频功能，在接替定直流电压站控制任务后，直流系统潮流在协调控制的作用下能够快速恢复平衡。

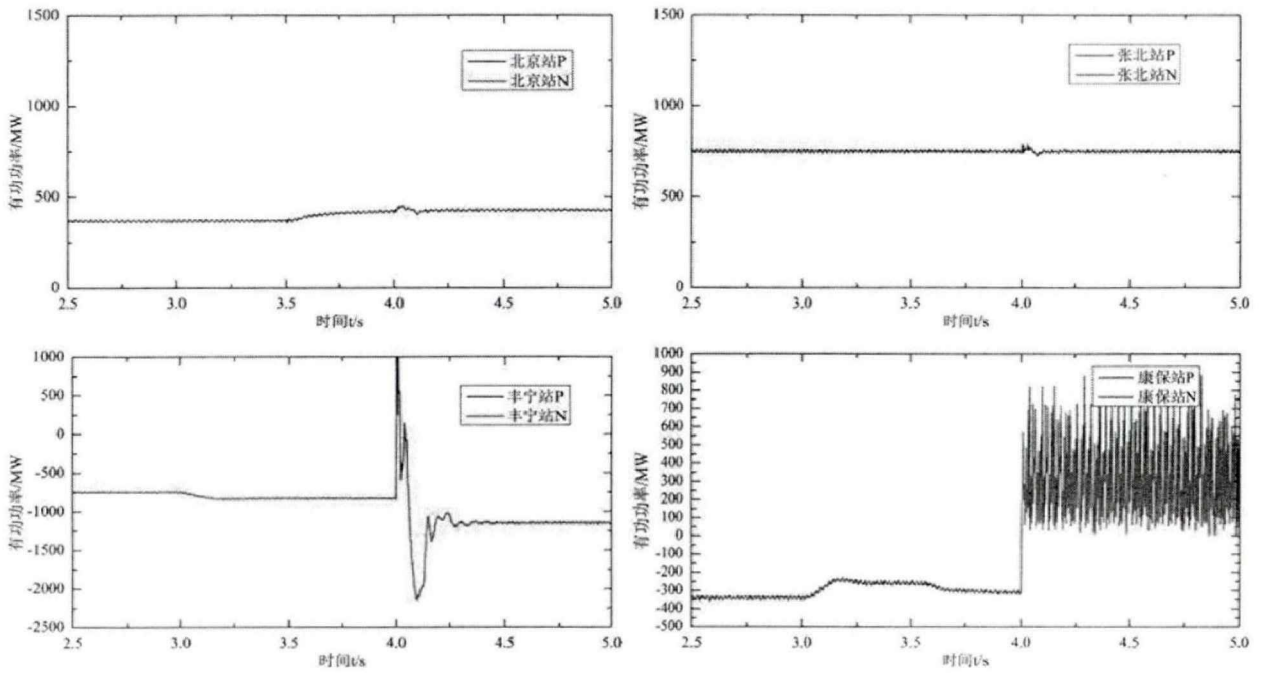
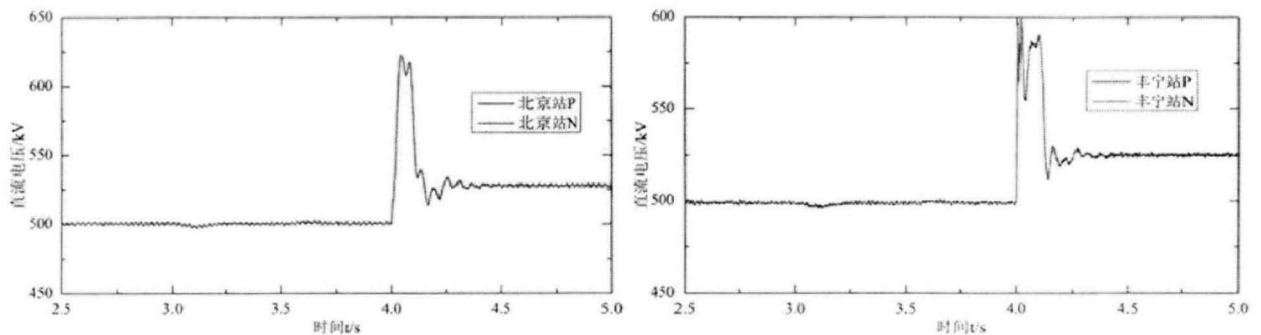


图4-12 直流电网换流站有功功率

为模拟直流电压升高情况，初始设定功率指令值：丰宁站-750MW，张北站 750MW，北京站改造为送端，功率指令 375MW。因此稳态运行时，定直流电压源将运行在逆变模式。在  $t=3s$  时，丰宁站受端电网增加有功负荷 300MW， $t=3.5s$  时，北京站送端电网有功负荷切除 500MW， $t=4s$  时，将定直流电压功能的康保站直流侧断路器直接跳开，强迫康保站退出多端系统，系统进入二端运行。同样，将丰宁站和北京站控制为虚拟同步电机。

由图4-12可知，系统进入稳态后，各换流站能够按照初始功率指令值运行，康保站作为定直流电压站，为平衡直流系统的潮流而运行在逆变模式。在  $t=3s$  时，丰宁站受端电网增加有功负荷 300MW 后，丰宁换流站向交流系统输送功率自动增发， $t=3.5s$  时，北京站送端电网有功负荷切除 300MW，北京站从交流系统自动吸收部分剩余功率。因此，在负荷变动的过程中，丰宁站和北京站表现并模拟了传统同步电机的调频特性，这是矢量控制系统无法实现的。



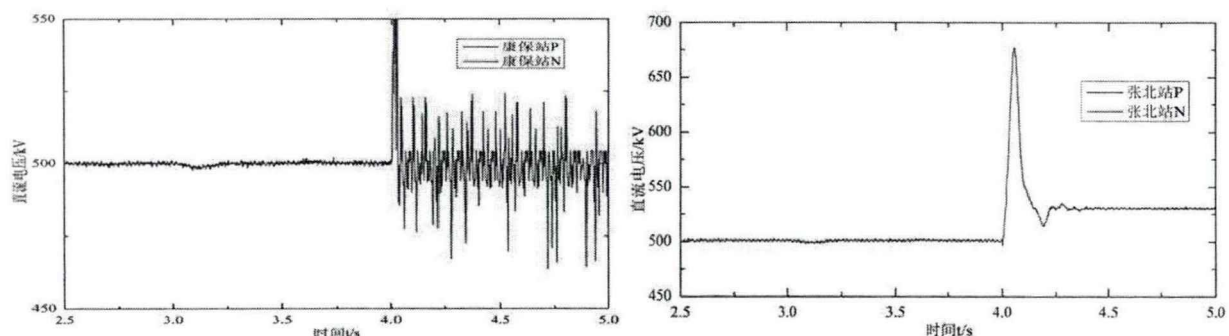


图 4-13 直流电网各换流站直流电压

在康保站未退出运行前，直流电网中定点压站能够维持系统潮流的平衡，进而稳定直流电压水平。在  $t=4s$  时，断路器断开将康保站从多端系统切除，系统进入三端运行模式，丧失定直流电压站。由于稳态时，康保站从直流系统吸收功率并传输给交流系统，因而直流系统注入功率会大于输出功率，直流电压会逐渐升高，直流电压持续升高会触发直流电压协调控制器的高压控制器，具有直流电压协调控制能力的丰宁站经过一定动态时间，将系统直流电压稳定在  $525kV$ 。

由图 4-14 可知，在  $t=3s$  和  $t=3.5s$  时丰宁站和北京站受端电网负荷突变后，丰宁站和北京站为响应交流系统变化，直流电流不同程度增加，在这个过程中，系统直流电压维持恒定，因此也再次说明丰宁站和北京站有功功率根据负荷变化发生了自主调节。因此，在直流电压站未退出直流电网前，被控制为虚拟同步电机的换流站能够模拟同步电机外输出特性。在定直流电压站退出运行后，接管定直流电压功能的丰宁站作为新的功率平衡点，直流电流有所增加，经过一段动态时间后各换流站均能维持稳定运行。

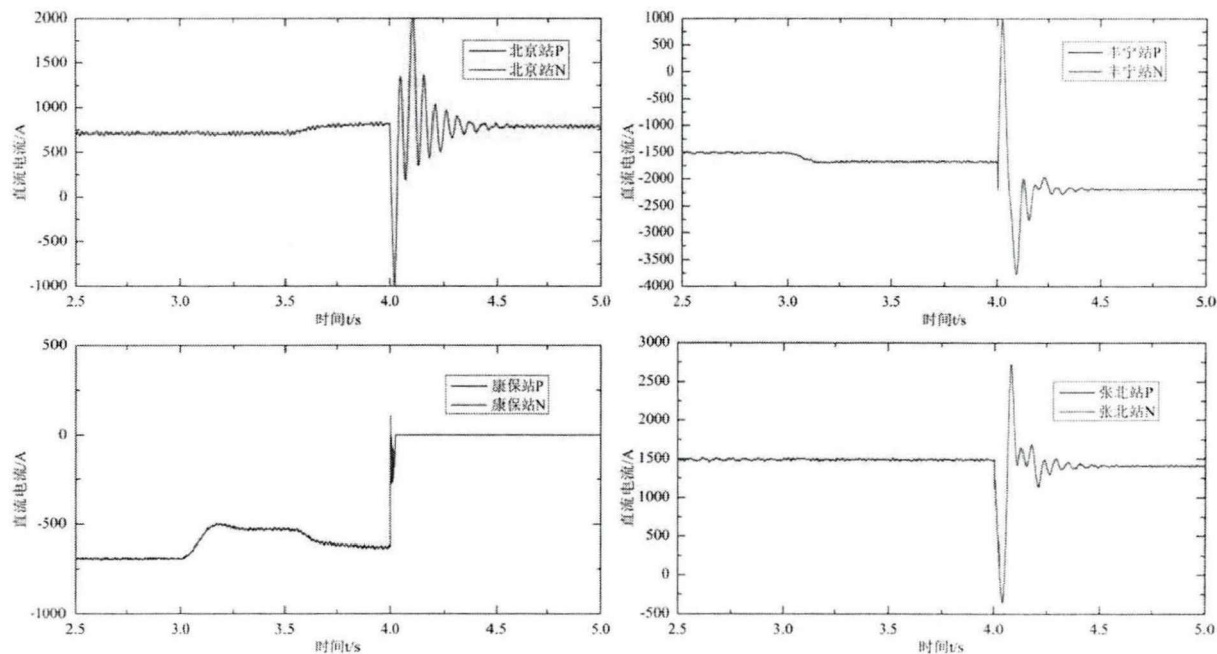


图 4-14 直流电网各换流站直流电流

综上所述，当定直流电压站未退出运行前，虚拟同步电机换流站能够较好模拟同步电机调频特性，当定直流电压站遭遇严重故障退出直流电网后，不管直流电压是升高还是降低，

虚拟同步电机直流电压协调控制器能够自动切换到定直流电压控制模式，并迅速的建立直流潮流的新平衡，从而快速的稳定直流电压。

## 4.5 本章小结

本章在上一章节实现 MMC 柔性直流换流站虚拟同步电机控制的前提下，提出了虚拟同步电机控制下的多端柔性直流输电系统的协调控制，包括直流电压协调控制和有功调频协调控制。其中，直流电压协调控制器能够在定直流电压站退出运行前实现虚拟同步电机控制功能，定直流电压站退出运行后协调控制器能快速稳定系统直流电压，重新平衡系统潮流；有功调频协调控制能够根据预先设计的调频系数按照比例参与系统功率的调节，仿真结果验证了多端柔性直流输电系统中虚拟同步电机协调控制的有效性和正确性

## 第5章 总结与展望

### 5.1 论文工作总结

本文针对 MMC 型柔性直流换流站矢量控制所存在的技术缺陷,开展了 MMC 型柔性直流换流站的虚拟同步电机控制研究,主要研究内容包括虚拟同步电机控制系统的数学建模与推导、控制系统结构设计和参数设计和分析,工作总结如下:

1) 建立了模块化多电平换流器的数学模型,并设计了相应的控制系统作为 MMC 虚拟同步电机控制的底层控制系统。首先将换流器桥臂简化为电压控制电压源,并以逆变模式的模块化多电平换流器为例,详细进行了 MMC 的本体数学建模和交直流侧数学建模。然后针对提出的数学模型设计了底层双环控制器。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建了端对端 MMC 柔性直流输电系统,验证了所提数学模型的正确性和控制系统的有效性。

2) 设计了 MMC-HVDC 柔性直流输电的虚拟同步电机控制系统。首先对传统同步电机物理模型中的调速器和励磁调压器进行了适当简化和本质提取,建立了虚拟同步电机数学模型并设计了基于电压电流双闭环的虚拟同步电机控制系统,包括整流模式的虚拟同步电机和逆变模式的虚拟同步电机。然后针对提出的数学模型和控制系统,分别对整流站和逆变站的控制参数进行了设计分析。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台对比了 MMC-HVDC 柔性直流输电系统中 VSG 控制和常规矢量控制的主要差异,验证了简化数学模型和控制系统的正确性。

3) 提出并完成多端 MMC 柔性直流输电的虚拟同步电机控制的直流电压协调控制。直流电压协调控制器核心分为高压和低压两个控制器,根据直流电压水平会触发不同的控制器,进而选择不同的有功电流输出,保证系统的稳定运行。最后在 Matlab/Simulink 仿真平台验证了协调控制器的有效性和正确性。

### 5.2 工作展望

1) MMC-HVDC 虚拟同步电机控制系统中,并未设计详细的储能系统,而是把送端换流站设计成了具备二次调频功能的虚拟同步电机来反映储能系统的功能。实际上,储能系统具有功率双向流动性,具有自身运行特性,也存在储能边界。因此,考虑储能系统运行特性和储能边界物理约束的 MMC 虚拟同步电机控制值得进一步研究。

2) 不管是本文中的 MMC-HVDC 还是 MMC-MTDC 的虚拟同步电机控制,为更好体现实际情况,交流系统均采用发电机组代替,而不是无穷大系统等值。虽然换流站控制为虚拟同步电机时,各主要参数设计范围比传统同步发电机组参数设计要灵活,但本文并未涉及惯性和阻尼参数与交流电网的发电机组进行有效配合的问题。

3) 直流电网的基础理论研究尚有许多研究需要进行,将直流电网中的受端换流站控制为 VSG 时,故障后暂态性能表现不是很好,在故障限流和阻抗特性研究方面还需要进一步的研究,以使得电网安全运行能力得到进一步保障。

## 参考文献

- [1] 乐波,梅念,刘思源等. 柔性直流输电技术综述[J]. 中国电业(技术版), 2014,05:43-47.
- [2] 徐政等著. 柔性直流输电系统[M]. 北京:机械工业出版社, 2012:1-7.
- [3] 张静. VSC-HVDC 控制策略研究[D]. 浙江大学, 2009.
- [4] V. Sood and H. Patel, "Comparison between direct and vector control strategy for VSC-HVDC system in EMTP-RV," *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*, New Delhi, 2010, pp. 1-6
- [5] 邱大强. 柔性直流输配电系统控制策略研究[D]. 西南交通大学, 2012.
- [6] 唐庚,徐政,刘昇等. 适用于多端柔性直流输电系统的新型直流电压控制策略[J]. 电力系统自动化, 2013,15:125-132.
- [7] BARTOSZ W, OMAR A J, 王靖. 分布式发电的高覆盖率对电力系统设计和运行的影响分析(英文)[J]. 电网技术, 2009,33(15):37-46.
- [8] 罗承先. 世界风力发电现状与前景预测[J]. 中外能源, 2012,03:24-31.
- [9] 章激扬,李达,杨莘等. 光伏发电发展趋势分析[J]. 可再生能源, 2014,02:127-132.
- [10] 李军军,吴政球,谭勋琼等. 风力发电及其技术发展综述[J]. 电力建设, 2011,08:64-72.
- [11] 季阳,艾芊,解大. 分布式发电技术与智能电网技术的协同发展趋势[J]. 电网技术, 2010,12:15-23.
- [12] 能源发展“十三五”规划[J]. 中国电力企业管理, 2017,(01):7.
- [13] 唐西胜,苗福丰,齐智平等. 风力发电的调频技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2014,25:4304-4314.
- [14] X. Ma *et al.*, "Analysis of the influence of photovoltaic sources integrated into distribution network in different ways," *2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, Hong Kong, 2015, pp. 1-6.
- [15] 丁明,王伟胜,王秀丽等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014,01:1-14.
- [16] Pengxiang Xing, Qiaoming Shi, Gang Wang, Lijun Fu and Y. Wang, "Influence analysis of wind power generation on the characteristic of power system frequency," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, 2016, pp. 1444-1447.
- [17] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京:中国电力出版社, 2010:87-94.
- [18] Guerrero J M, Garcia DeVicuna L, Matas J, et al. A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 19(5): 1205-1213
- [19] Guerrero J M, Garcia De Vicuna L, Matas J, et al. Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control[J]. *IEEE Transactions on*

- Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1126-1135.
- [20] Morren J, de Haan S W H, Kling W L, et al. Wind turbines emulating inertia and supporting primary frequency control[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2006, 21(1): 433-434
- [21] 吕志鹏, 罗安. 不同容量微源逆变器并联功率鲁棒控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, (12): 35-42.
- [22] Zhong Q C. Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1281 — 1290.
- [23] 本报记者 姚海棠. 虚拟同步机技术让电网更稳定[N]. 中国能源报, 2016-01-04022.
- [24] P. Kundur, Power System Stability and Control. New York: McGraw-Hill, 1994.
- [25] B. Wu, Y Q. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, Power Conversion and Control of Wind Energy Systems[M]. Hoboken: Wiley, 2011.
- [26] L. Zhang, L. Harnefors, and H. -P. Nee. Power-synchronization control of grid connected voltage-source converters[J]. IEEE Trans. Power Syst., 2010, 25(02): 809-819.
- [27] 辜承林, 陈乔夫, 熊永前. 电机学[M]. 华中科技大学出版社, 2010.
- [28] Chen Y, Hesse R, Turschner D, et al. Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters[C]. International Conference on Renewable Energies and Power Quality, 2012: 1-6.
- [29] H. P. Beck and R. Hesse, "Virtual synchronous machine," *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, Barcelona, 2007, pp. 1-6.
- [30] K. Visscher and S. W. H. De Haan, "Virtual synchronous machines (VSG's) for frequency stabilisation in future grids with a significant share of decentralized generation," *SmartGrids for Distribution. 2008. IET-CIRED. CIRED Seminar*, Frankfurt, 2008, pp. 1-4.
- [31] U. Tamrakar, R. Tonkoski, Zhen Ni, T. M. Hansen and I. Tamrakar, "Current control techniques for applications in virtual synchronous machines," *2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, New Delhi, India, 2016, pp. 1-6.
- [32] Q. C. Zhong and G. Weiss, "Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1259-1267, April 2011.
- [33] Q. C. Zhong, P. L. Nguyen, Z. Ma and W. Sheng, "Self-Synchronized Synchronverters: Inverters Without a Dedicated Synchronization Unit," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 617-630, Feb. 2014.
- [34] L. Zhang, L. Harnefors and H. P. Nee, "Modeling and Control of VSC-HVDC Links Connected to Island Systems," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 783-793, May 2011.
- [35] M. Ashabani and Y. A. R. I. Mohamed, "Integrating VSCs to Weak Grids by Nonlinear Power Damping Controller With Self-Synchronization Capability," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 2, pp. 805-814, March 2014
- [36] K. Sakimoto, Y. Miura and T. Ise, "Stabilization of a power system with a distributed generator by a Virtual Synchronous Generator function," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE). 2011 IEEE 8th International Conference on*. Jeju. 2011, pp. 1498-1505.

- [37] Jia Liu, Y. Miura and T. Ise, "Dynamic characteristics and stability comparisons between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators," *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, Hiroshima, 2014, pp. 1536-1543.
- [38] R. Aouini, B. Marinescu, K. Ben Kilani and M. Elleuch, "Synchronverter-Based Emulation and Control of HVDC Transmission," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 278-286, Jan. 2016.
- [39] 丁明,杨向真,苏建徽. 基于虚拟同步发电机思想的微电网逆变电源控制策略[J]. 电力系统自动化,2009,08:89-93.
- [40] 王思耕,葛宝明,毕大强. 基于虚拟同步发电机的风电场并网控制研究[J]. 电力系统保护与控制,2011,21:49-54.
- [41] 刘芳. 基于虚拟同步机的微网逆变器控制策略研究[D].合肥工业大学,2015.
- [42] 张东,卓放,翟灏.基于虚拟同步发电机的逆变器控制策略研究[J]. 陕西电力,2014,09:40-43.
- [43] 吕志鹏,盛万兴,钟庆昌,刘海涛,曾正,杨亮,刘岚. 虚拟同步发电机及其在微电网中的应用[J]. 中国电机工程学报,2014,16:2591-2603.
- [44] 郑天文,陈来军,陈天一等. 虚拟同步发电机技术及展望[J]. 电力系统自动化,2015,21:165-175.
- [45] 钟庆昌. 虚拟同步机与自主电力系统[J]. 中国电机工程学报,2017,(02):336-349.
- [46] 石荣亮,张兴,刘芳等. 不平衡与非线性混合负载下的虚拟同步发电机控制策略[J]. 中国电机工程学报,2016,(22):6086-6095.
- [47] 袁敞,刘昌,赵天扬,陈萌,肖湘宁. 基于储能物理约束的虚拟同步机运行边界研究[J]. 中国电机工程学报,2017,(02):506-516.
- [48] 郑天文,陈来军,刘炜等. 考虑源端动态特性的光伏虚拟同步机多模式运行控制[J]. 中国电机工程学报,2017,(02):454-464.
- [49] Bevrani H, Ise T, Miura Y. Virtual synchronous generators: a survey and new perspectives[J]. *International Journal of Electrical Power&Energy Systems* 2014 54:244-254.
- [50] 吕志鹏,盛万兴,刘海涛等. 虚拟同步机技术在电力系统中的应用与挑战[J]. 中国电机工程学报,2017,(02):349-360.
- [51] 李云丰,汤广福,庞辉等. 直流电网电压控制器的参数计算方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(22):6111-6121.

## 攻读硕士学位期间发表的论文及其它成果

### (一) 申请及获得的专利

- [1] 第一作者. 一种用于模块化多电平柔性直流换流站的控制方法及系统. 发明专利, 专利号: 201710151770.X

### (二) 研究生期间参与的科研项目

- [1] 国家电网公司科技项目: 柔性直流换流器容量提升及其架空线应用的基础理论和关键技术研究
- [2] 国家电网公司科技项目: 大规模海上风电场柔性直流送出关键设备研制与工程化技术研究
- [3] 国家电网公司科技项目: 柔性直流换流站虚拟同步电机控制关键技术研究及样机研制

## 致 谢

值此文成之际，满怀无限感慨与感恩。三年时间像一本翻得太快的书，还没来得及细细品味，却不得不走向故事的结局：我的研究生生涯即将谢幕。回首过去，需要感谢的人太多，

特别感谢我的导师刘崇茹、贺之渊，他们渊博的知识、丰富的工程经验、严谨的治学态度以及朴实的工作作风让我受益匪浅。感谢他们在生活上给予的热情帮助，在学习上的悉心指导和研究工作中的倾囊相授。同时，毕业论文的选题、构架、撰写和修改也离不开两位导师的无私指导与帮助，再次表示感谢。脚踏实地，仰望星空是我从老师们那里学到的基本进取精神准则，高山仰止、师恩永铭，唯有戒浮躁，淡名利，踏实做事，怀着希望之心前行才是对恩师苦心培养的最好报答，愿老师们身体健康、桃李芬芳满天下！

衷心感谢研究室师兄师姐李云丰、裴翔宇、吴蒙、陆晶晶等，师弟师妹李鹏飞、王晓雪、张胜梅等，还有我的伙伴谢素娟、王伟男、刘昕，大家在一起互帮互助的日子总是那么充实、美好。在此，衷心感谢李云丰、裴翔宇等师兄师姐在我迷茫时耐心的鼓励与不厌其烦的讲解，并祝愿各位兄弟姐妹事业顺利、学业顺利！

感谢直流输电技术研究所系统研究室这群锐意进取的直流追梦人，他们是：杨杰、李强、许韦华、吴亚楠、阳岳希、孔明、韩丛达、周啸、季兰兰、周季、周杨、李泓志、王晓宇、范征、涂莉、孙宝宝、刘亚丽、杜镇宇，感谢在上述各位领导和同事的引领、帮助和鼓励下，我走进了柔性直流输电技术这扇大门，并在短短一年时间内快速成长，与他们一起共事的时光是毕生难忘的。其中，特别感谢杨杰博士对论文工作无私的指导与帮助。此外，感谢庞辉博士和吴学光千人专家的指导意见，祝各位领导、同事早日实现心中的直流梦想！

感谢我的室友张堃、崔康生、吕勃翰对我的包容、支持与帮助，大家在一起度过了精彩而重要的三年，无法忘记与你们在一起的点点滴滴，我将永远珍藏。还要感谢徐东旭、胡海洋等在生活和学习上的帮助，预祝各位找到心仪的去处，从此扬帆起航，各奔前程，珍重，珍重！

感谢家人默默付出，他们的恩情无以为报，他们的理解与支持永远是我不断前进的动力！

感谢在华北电力大学度过的七年本硕时光，我的人生深深的烙下了母校的印记，祝母校今后越办越好！

最后，感谢论文评阅组和答辩委员会的各位老师与专家！