

华北电力大学

学术硕士学位论文

构网型变流器故障电流分析

及其抑制策略研究

Research on Fault Current Analysis and Limiting  
Strategies of Grid Forming Converter

席佳慧

2023 年 5 月



国内图书分类号：TM713  
国际图书分类号：621.3

学校代码：10079  
密级：公开

学术硕士学位论文

构网型变流器故障电流分析  
及其抑制策略研究

硕士研究生：席佳慧

导师：刘崇茹教授

申请学位：工学硕士

学科：电气工程

专业：电气工程

所在学院：电气与电子工程学院

答辩日期：2023年5月

授予学位单位：华北电力大学

Classified Index: TM713

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Academic Master's Degree

**Research on Fault Current Analysis and Limiting  
Strategies of Grid Forming Converter**

|                                       |                                                 |
|---------------------------------------|-------------------------------------------------|
| <b>Candidate:</b>                     | Xi Jiahui                                       |
| <b>Supervisor:</b>                    | Prof. Liu Chongru                               |
| <b>Academic Degree Applied for:</b>   | Master of Engineering                           |
| <b>Subject:</b>                       | Electrical Engineering                          |
| <b>Speciality:</b>                    | Electrical Engineering                          |
| <b>School:</b>                        | School of Electrical and Electronic Engineering |
| <b>Date of Defence:</b>               | May, 2023                                       |
| <b>Degree-Conferring-Institution:</b> | North China Electric Power University           |

## 摘 要

随着新时代能源战略的发展需求,构建以清洁能源为主体的新型电力系统是我国实现“双碳”目标的必然选择。新能源发电机组并网控制方式可以分为跟网型和构网型变流器,本文以构网型变流器为对象,以提高新能源并网期间对系统频率、电压支撑能力为目标,研究构网型变流器控制结构及参数设计,并提出电网三相短路故障工况下变流器过电流抑制措施,研究内容概括如下:

针对新型电力系统的惯性需求问题,本文探究了具有惯性支撑能力的构网型变流器控制结构。首先分析传统电力系统主要惯性来源,研究了同步发电机定子电气特性、转子机械特性及一次调压调频特性,建立各部分数学模型,以此为思路,通过对偶关系,设计虚拟同步发电机控制时引入同步发电机物理特性的表征。相较于传统同步发电机固定的物理参数,虚拟同步能够实现惯量、阻尼等参数的灵活改变,以适应不同的电网运行工况。

针对当前参数调试过程中步骤繁琐,难以实现理想控制效果等问题,本文提出计及相位稳定约束的参数设计方法,为之后过电流抑制策略的研究提供理论依据。首先基于控制环节小信号模型推导,对各部分主要参数的控制作用影响进行分析。对功率控制环节,根据环路增益的截止频率和相位稳定裕度约束,得到满足上述约束的控制参数选择区域;对电压电流内环控制,计及电压电流信号的采样延时,考虑动态响应及相位裕度要求,通过控制带宽的设计得到控制参数的理论参考值。仿真结果表明,所选参数可实现构网型变流器的稳定控制,可有效减少参数调试过程中的无效试凑。此外,通过分析不同虚拟惯量、不同虚拟阻尼下变流器输出电气量可知,虚拟惯性在提升系统抗扰动能力的同时会削弱系统动态响应速度;而虚拟阻尼可有效减缓系统振荡并提高系统动态性能。

针对最严重的电网电压三相短路故障情况下构网型变流器电流过大造成的器件损坏等安全问题,本文提出基于附加电流环的过电流抑制策略,能够在保证构网型变流器电压源特性的同时,实现过电流的快速有效抑制。首先,从控制特性原理上分析过电流的产生原因,分析得到电流抑制的两种可行途径,分别为改变构网型变流器等效电压源的相位(对应于控制中的有功环)以及幅值(对应于无功环),以此为切入点,在有功环和无功环均引入附加电流环,对有功环的阻尼、功率参考值以及无功环的控制目标进行改进。同时,为缓解附加电流环投入瞬间的冲击可能导致的频率稳定问题,在附加电流环后加入低通滤



波结构。最后，仿真结果表明，所提控制策略可有效抑制电网电压故障期间的过电流，从而保证电力电子器件的安全稳定运行。

本文研究成果可为构网型变流器参数设计、电网故障场景下的支撑能力以及变流器的安全稳定运行提供思路 and 参考。

**关键词：**构网型变流器；惯性支撑；电压支撑；参数设计；电流抑制

## Abstract

With the development of energy strategy in the new era, building a new power system with new energy as the main body is an inevitable choice for China to achieve the goal of "double carbon". The control methods for grid connection of new energy generation units can be divided into grid-following (GFL) and grid-forming (GFM). This article takes GFM converters as the object, with the goal of improving the system frequency and voltage support ability during the new energy grid connection period. The control structure and parameter design of grid building type converters are studied, and measures for overcurrent suppression of converters under three-phase short circuit fault conditions in the power grid are proposed. The research content is summarized as follows:

Aiming at the problem of inertial demand of new power system, this paper explores the control structure of grid converter with inertial support ability. Firstly, the main sources of inertia of the traditional power system are analyzed, the stator electrical characteristics, rotor mechanical characteristics and primary voltage regulation and frequency regulation characteristics of synchronous generators are studied, and the mathematical models of each part are established. Compared with the fixed physical parameters of traditional synchronous generators, virtual synchronous generator (VSG) can realize flexible changes in inertia, damping and other parameters to adapt to different power grid operating conditions.

In view of the cumbersome steps in the current parameter debugging process and the difficulty of achieving the ideal control effect, this paper proposes a parameter design method considering the phase stability constraint, which provides a theoretical basis for the research of overcurrent suppression strategy later. Firstly, based on the derivation of the small signal model of the control link, the influence of the control effect of the main parameters of each part is analyzed. For the power control link, according to the cutoff frequency of loop gain and phase stability margin constraints, the control parameter selection area that meets the above constraints is obtained; For the voltage and current inner loop control, considering the sampling delay of the voltage and current signal, considering the dynamic response and phase margin requirements, the theoretical reference value of the

control parameters is obtained through the design of the control bandwidth. The simulation results show that the selected parameters can realize the stable control of the GFM converter, which can effectively reduce the invalid test in the process of parameter debugging. In addition, by analyzing the output electrical quantity of different virtual inertia and different virtual damping converters, it can be seen that virtual inertia will weaken the dynamic response speed of the system while improving the anti-disturbance ability of the system. Virtual damping can effectively slow down system oscillation and improve system dynamic performance.

To address the overcurrent problem and other safety problems of GFM converters under the most severe condition of grid voltage three-phase short-circuit fault, this paper proposes an overcurrent suppression strategy based on the additional current loop, which can achieve rapid and effective suppression of overcurrent while ensuring the characteristics of the voltage source of the configuration converter. Firstly, the causes of overcurrent are analyzed from the principle of control characteristics, and two feasible ways to obtain current suppression are analyzed, which are to change the phase (corresponding to the active loop in the control) and the amplitude (corresponding to the reactive loop) of the equivalent voltage source of the GFM converter, and take this as the entry point, and introduce additional current loops in both the active loop and the reactive loop, and improve the damping of the active loop, the power reference value and the control target of the reactive loop. At the same time, in order to alleviate the frequency stability problem that may be caused by the instantaneous impact of the additional current loop, a low-pass filter structure is added after the additional current loop. Finally, the simulation results show that the proposed control strategy can effectively suppress the overcurrent during the grid voltage fault, so as to ensure the safe and stable operation of power electronic devices.

The findings of this paper can provide ideas and references for GFM converters parameter design, improve support capability and keep safe and stable operation under grid fault.

**Keywords:** GFM converters, inertial support, voltage support, parameter design, current limiting



# 目 录

|                                 |    |
|---------------------------------|----|
| 第 1 章 绪论.....                   | 1  |
| 1.1 课题背景及研究的目的和意义 .....         | 1  |
| 1.2 国内外研究现状.....                | 3  |
| 1.2.1 构网型变流器控制.....             | 3  |
| 1.2.2 低压穿越并网规范.....             | 6  |
| 1.2.3 过电流抑制策略研究.....            | 8  |
| 1.3 论文安排.....                   | 9  |
| 第 2 章 虚拟同步原理及控制 .....           | 12 |
| 2.1 引言.....                     | 12 |
| 2.2 同步发电机特性分析.....              | 12 |
| 2.2.1 定子电气特性.....               | 13 |
| 2.2.2 转子机械特性.....               | 15 |
| 2.2.3 调速器特性.....                | 15 |
| 2.2.4 励磁调节特性.....               | 16 |
| 2.3 虚拟同步发电机实现.....              | 17 |
| 2.3.1 虚拟功频调节特性.....             | 17 |
| 2.3.2 虚拟励磁调节特性.....             | 18 |
| 2.3.3 虚拟定子电气特性.....             | 19 |
| 2.4 小结.....                     | 19 |
| 第 3 章 控制环路参数设计 .....            | 20 |
| 3.1 引言.....                     | 20 |
| 3.2 虚拟同步参数设计.....               | 20 |
| 3.2.1 虚拟同步小信号模型推导.....          | 20 |
| 3.2.2 虚拟同步有功环参数设计.....          | 23 |
| 3.2.3 虚拟同步无功环参数设计.....          | 26 |
| 3.3 电压电流环参数设计.....              | 28 |
| 3.3.1 电流环参数设计.....              | 29 |
| 3.3.2 电压环参数设计.....              | 30 |
| 3.4 仿真验证.....                   | 32 |
| 3.4.1 不同运行工况下变流器运行特性分析 .....    | 32 |
| 3.4.2 虚拟惯量 J 对变流器运行特性影响分析 ..... | 35 |
| 3.4.3 虚拟阻尼 D 对变流器运行特性影响分析.....  | 36 |
| 3.5 本章小结.....                   | 38 |
| 第 4 章 过电流分析及抑制策略研究 .....        | 39 |

4.1 引言.....39

4.2 基于附加电流环的过电流抑制策略 .....39

    4.2.1 构网型变流器过电流分析.....39

    4.2.2 控制环节改进.....41

    4.2.3 dq 轴电流参考值选取.....43

4.3 仿真验证.....44

    4.3.1 不同控制策略下控制效果对比分析.....44

    4.3.2 有无低通滤波控制效果对比分析.....49

4.4 本章小结.....50

第 5 章 结论与展望 .....51

    5.1 结论.....51

    5.2 展望.....52

参考文献.....53

# 第1章 绪 论

## 1.1 课题背景及研究的目的和意义

2020 年 9 月 22 日，在第 75 届联合国大会上，中国正式提出 2030 年实现碳达峰、2060 年实现碳中和的目标。随着“双碳”计划的出台，各类清洁能源的开发将成为世界能源战略中的重要发展目标和长期任务。自 2017 年以来，我国非化石能源发电占比逐年提高，发电结构持续优化。2022 年间，全国总发电量超过 8 万亿千瓦时，相比 2021 年提高 9.8%，其中非化石能源发电量达 2.9 万亿千瓦时，占全国总发电量的 34.5%，相比 2021 年提升了 0.6 个百分点<sup>[1]</sup>。



图 1-1 清洁能源占能源消费总量比重

目前可利用的清洁能源有太阳能、风能、地热能、核能、生物质能、潮汐能等，近年来风电、光伏发电、储能等项目相继出台相关政策，推动产业向高质量、高效率、低成本发展，2022 年间，我国可再生能源装机容量新增 1.52 亿千瓦，占全国总新增装机容量的 76.2%，已成为我国电力新增装机的主体。其中风电新增 3763 万千瓦、太阳能发电新增 8741 万千瓦<sup>[2]</sup>，已经逐步建立起在各类清洁能源中的主体地位，未来我国大部分的绿色电力将来自风能和太阳能。而光伏发电、风能发电等一系列分布式电源和分布式储能均需要变流器才能并入电网中。变流器的结构主要有跟网型变流器和构网型变流器两类<sup>[3-6]</sup>，二者控制结构如下图所示。

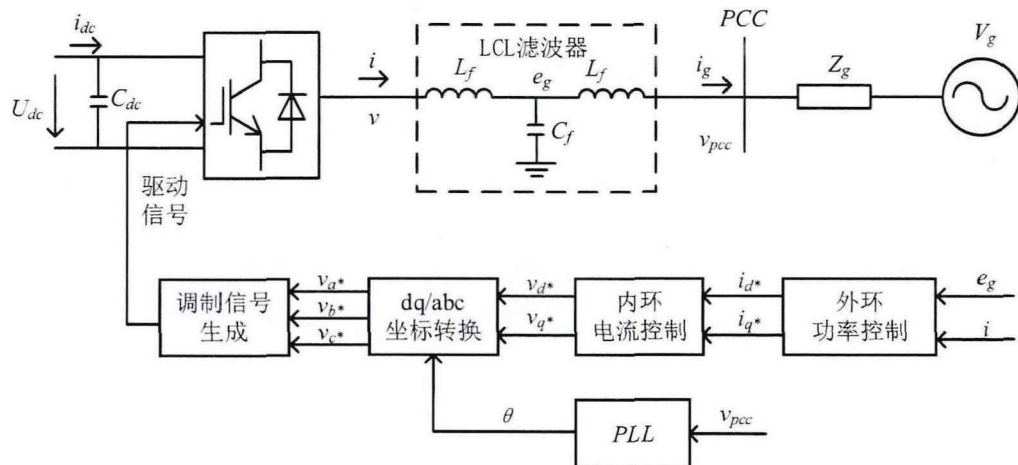


图 1-2 跟网型变流器控制框图

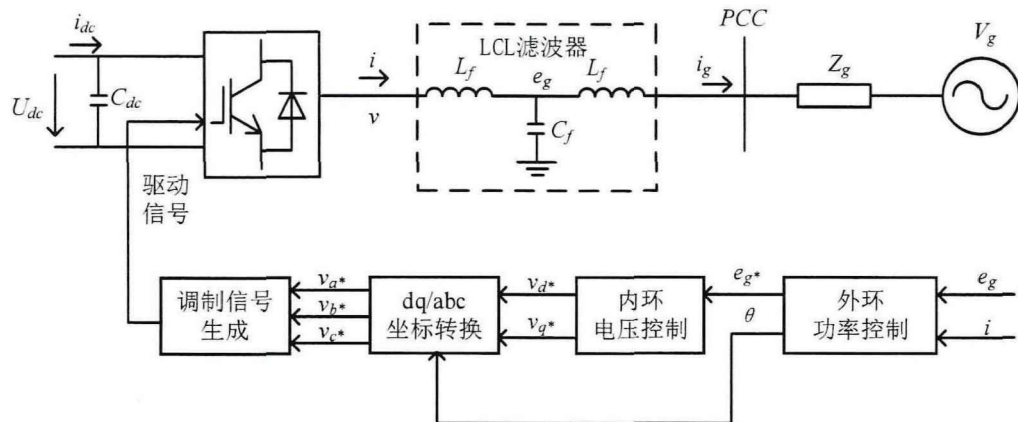


图 1-3 构网型变流器控制框图

目前，跟网型控制是电力电子变流器并网控制的通用技术手段，跟网型变流器可近似看作具有高并联阻抗的受控电流源。通过跟网型变流器与构网型变流器控制框图对比可知，其通过使用锁相环测量电网电压的相位来进行并网同时实现功率调节<sup>[7]</sup>，该控制模式不具备电网频率和电压的支撑及调节作用<sup>[8]</sup>，因此跟网型变流器并网仅遵循电网频率，无法主动控制其频率输出，所以不能独立于电网运行。此外，跟网型变流器并网很大程度上依赖于连接点的强电网假设，在弱电网和电网故障条件时，锁相环会导致低频振荡进而导致与电网失去同步<sup>[9,10]</sup>；而构网型变流器则表示为具有低串联阻抗的电压源，与前面跟网型变流器对比可看出，其同步所需的相位是通过功率同步环计算所得，并不依靠锁相环直接获取，因此构网型变流器可以主动控制频率，而且可以不依靠大电网独立运行，无功电压环通过无功和电压间的下垂控制以及比例积分环节得到电压控制信号，因此其对外展现为电压源特性，可为电网提供电压支撑。通过上述分析可知，跟网型与构网型变流器的电路类似于诺顿或戴维南等效的定义，但并不可以相互转换，这是由于二者控制特性不同决定的，即跟网型变流



器是通过控制电流来达到功率或电压调节的目的，而构网型变流器是通过控制变流器出口电压实现功率的调节。

现阶段电网主要由电压源主导，在等效处理时一般将其看作电压源串联阻抗，若大规模新能源以电流源控制模式进行并网，可能会存在一系列潜在风险，引起电网的运行稳定问题。因此本文将以构网型变流器为主要研究对象，对其控制结构与特性进行阐述分析。

## 1.2 国内外研究现状

### 1.2.1 构网型变流器控制

图 1-3 为构网型变流器的基础控制框架，主要分为三部分，分别为功率同步外环、电压电流内环以及产生调制信号的 PWM 环节，由于各部分根据控制方法的不同存在差异，因此各框图对应详细控制结构并未给出，下面将对各部分现存控制方法进行介绍。

#### (1) 有功外环控制

有功外环最简单的控制方式是图 1-4 a)所示的下垂调节<sup>[11]</sup>，通过有功功率实际值与设定值之间的偏差计算得到调整后的角频率  $\omega$ ，然后对  $\omega$  积分得到相应的相位  $\theta$ 。虽然下垂控制结构简单，但可以实现无通讯、系统频率波动情况下的功率自动调节分配。下垂控制在正常运行时不需要使用锁相环进行同步，但在电网故障以及预同步期间，仍需使用锁相环。

有功外环第二种控制方式是功率同步控制，如图 1-4 b)所示<sup>[12]</sup>，功率控制偏差转化为角频率偏差，然后积分得到相角偏差量  $\Delta\theta$ ，与额定角频率  $\omega_{ref}$  积分得到的相角  $\theta_{ref}$  叠加得到最终相角  $\theta$ ，作为后续坐标变换的参考角度。

有功外环另一种控制方式是虚拟同步控制<sup>[10,13-15]</sup>，如图 1-4 c)所示，将同步发电机的转子运动方程应用于控制，通过图中虚拟惯量常数  $J$ 、阻尼系数  $D_p$  的设计可以实现同步发电机惯性以及阻尼特性的模拟。

上述两种控制方式克服了下垂控制对锁相环的需求，虽然功率同步控制和虚拟同步控制在控制结构以及参数表示上有所不同，但二者都是关于相位的二阶微分方程，因此在控制表现上存在相似之处<sup>[16]</sup>，但从物理意义表达方面来说，虚拟同步控制更加直观明确，更有利于控制参数设计调节以及控制效果的分析。

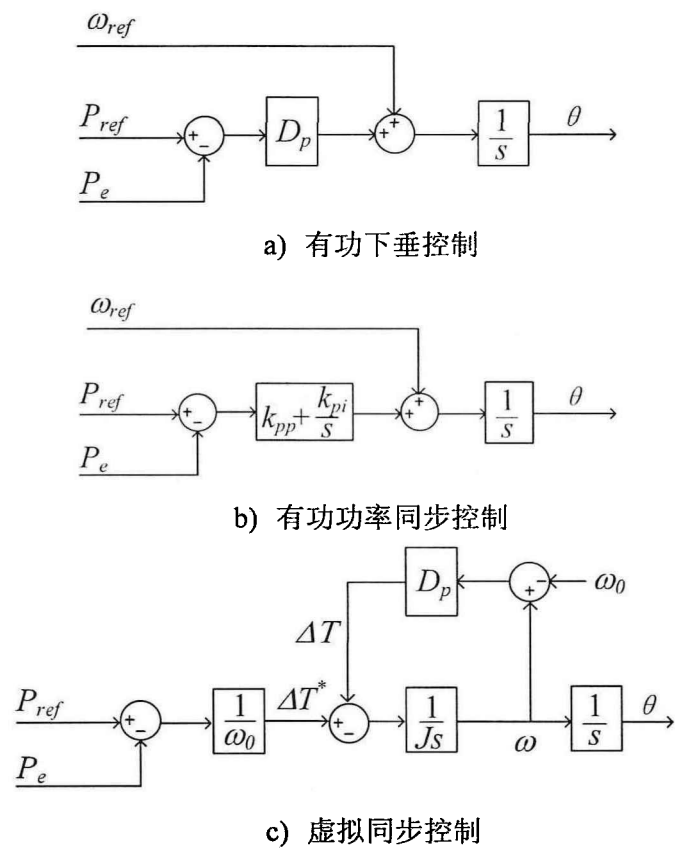
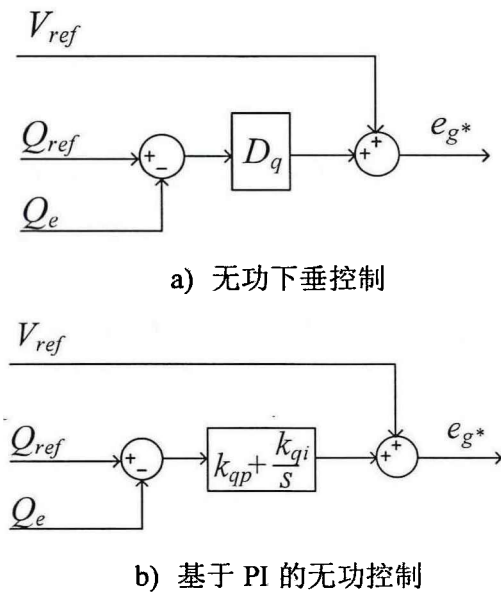
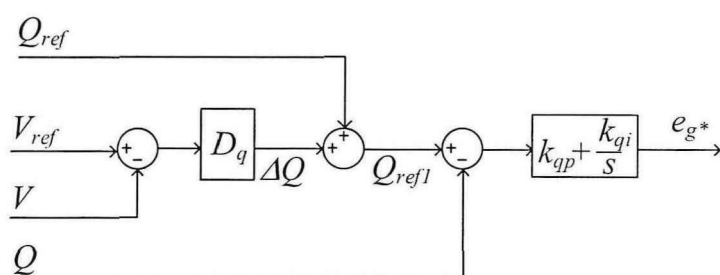


图 1-4 有功外环控制对比

(2) 无功外环控制

对于无功外环控制，采用的控制方案主要分为三种：下垂控制<sup>[17,18]</sup>、基于 PI 的控制<sup>[12,19,20]</sup>以及下垂和 PI 调节器的级联控制<sup>[21,22]</sup>，三种方案控制框图如图 1-5 所示。





c) 下垂与 PI 的级联无功控制

图 1-5 无功外环控制对比

第一种为图 1-5 a)所示的下垂控制，无功功率实际值与设定值之间的偏差通过下垂系数计算得到电压幅值偏差，与电压参考值进行叠加得到滤波电容端电压参考值，也即构网型变流器等效电压源幅值  $e_g$ 。无功外环下垂控制通常与图 1-4 a)、图 1-4 c)中所示有功外环下垂控制、虚拟同步控制结合使用。

在第二种为基于 PI 的控制，将无功功率设定值  $Q_{ref}$  与实际值  $Q_e$  间的偏差作为 PI 控制器的输入信号，输出电压幅值的调节量，与电压参考值进行叠加得到参考电压  $e_g$ ，这种控制方式通常与图 1-4 b)所示的功率同步控制结合使用。

第三种是下垂和 PI 调节器的级联控制，如图 1-5 c)所示，第一级的下垂控制通过电压偏差计算得到无功功率调节量  $\Delta Q$ ，与无功功率参考值叠加得到修正后的无功设定值  $Q_{ref1}$ ，第二级的 PI 控制将变流器的无功功率调节到  $Q_{ref1}$ 。上述级联控制结构通常与图 1-4 b)、图 1-4 c)所示功率同步、虚拟同步控制结合使用。

### (3) 内环控制

构网型变流器的内环控制主要分为两种：电压单环控制<sup>[11,23,24]</sup>和电压电流双环控制<sup>[25-27]</sup>，其控制结构如图 1-6 所示。

在图 1-6 a)所示电压单环控制中，外环生成的等效电压源幅值  $e_g^*$  与实测电容端电压  $e_g$  之间的差值作为 PI 控制器的输入，输出变流器出口电压参考值，虽然电压单环控制测量的是电容端电压，但控制实现中缺少变流器出口与电容间电路关系，且未实现  $dq$  轴间的解耦，因此不能实现电容端电压  $e_g$  的有效控制；另一方面，电压单环控制未涉及电流量，缺乏电流可控性，在电网故障时可能导致无法有效限流而跳闸。

为有效调节受控点电压，电压电流双环控制被广泛使用，如图 1-6 b)所示，控制实现过程考虑了考虑变流器出口与电容间电路关系，其中电压环通过电容电压的补偿以及实测值的前馈实现电容电压的解耦控制，输出电网侧滤波电感电流参考值作为电流环的输入，电流环通过变流器侧电感电流的补偿和电流实测值的前馈实现电流的解耦，最终输出变流器出口电压的参考值。由于上述控

制过程包含电路关系以及  $dq$  轴的解耦, 因此通过对控制参数合理设计后可实现受控点电压的有效控制。

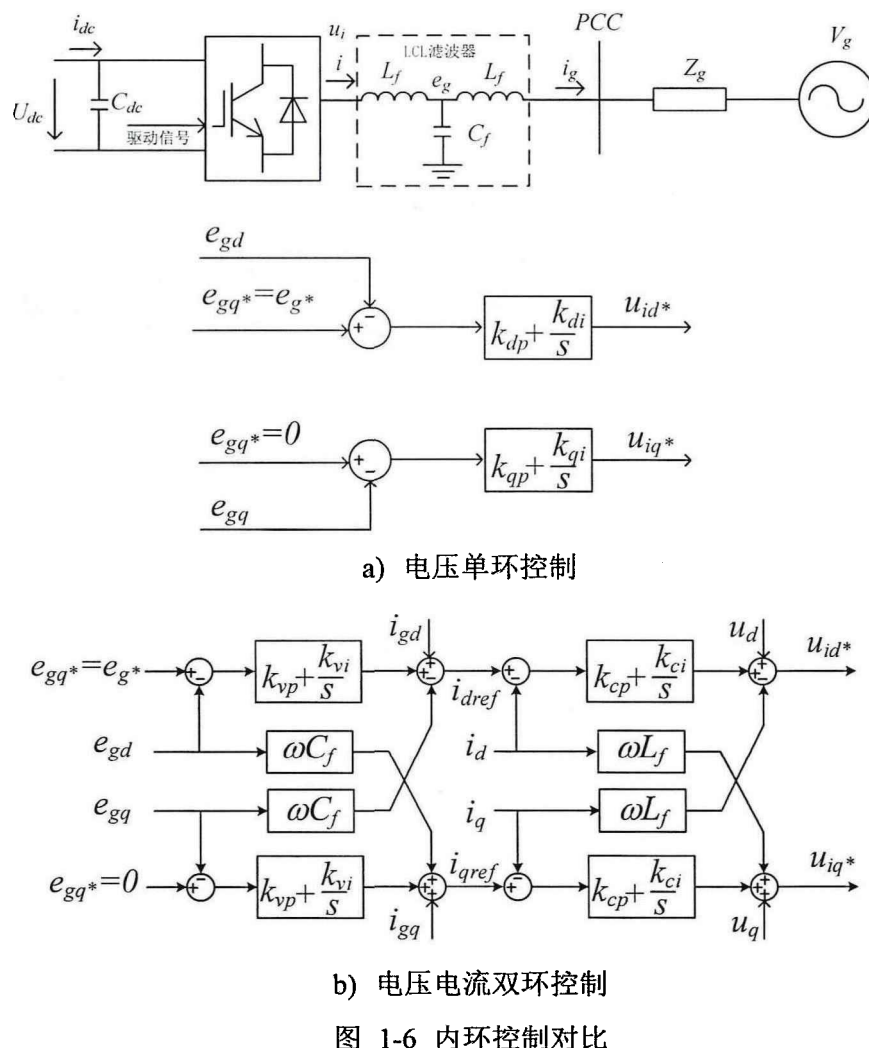


图 1-6 内环控制对比

## 1.2.2 低压穿越并网规范

### (1) 低压穿越并网规范

风电机组的低压穿越是指在电网故障导致公共耦合点 (Point of Common Coupling, PCC) 电压跌落的情况下, 风电机组保证并网, 并为电网提供适当的无功, 支撑电网电压的恢复, 下图为低压穿越过程的示意图。

在图 1-7 中, 风电机组于  $t = 0$  时刻发生电网电压跌落故障,  $u_1$ 、 $t_1$  分别为电网要求风电机组连续运行的最低电压以及持续时间,  $u_2$ 、 $t_2$  分别为故障恢复阶段并网点的电压恢复水平及时间要求。

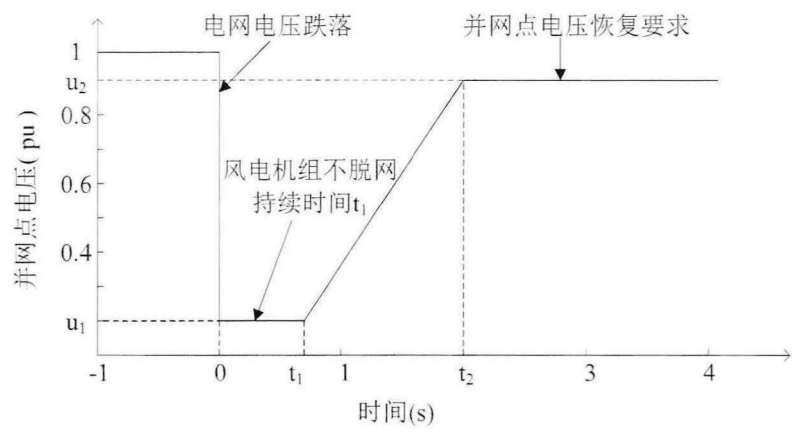


图 1-7 低压穿越示意图

风电发展之初，接入电网规模与系统总发电量的比值很小，因此当系统发生故障时，主要保证自身设备不受损害，几乎不考虑对电网的支撑作用，因此允许风电机组脱网<sup>[28,29]</sup>；但随着风电发展规模的逐年扩大，风电并网在电力系统中的所占份额越来越高，电网故障期间如果允许风电机组大规模脱网将会破坏系统的功率平衡，使得系统电压、频率出现大幅度波动，若不及时采取控制措施，将会进一步恶化电力系统运行状态，从而使得系统崩溃<sup>[30]</sup>。为了保证故障期间电网的安全稳定运行，针对风电机组低压穿越能力，各国制定了不同的并网导则，如图 1-8 所示。

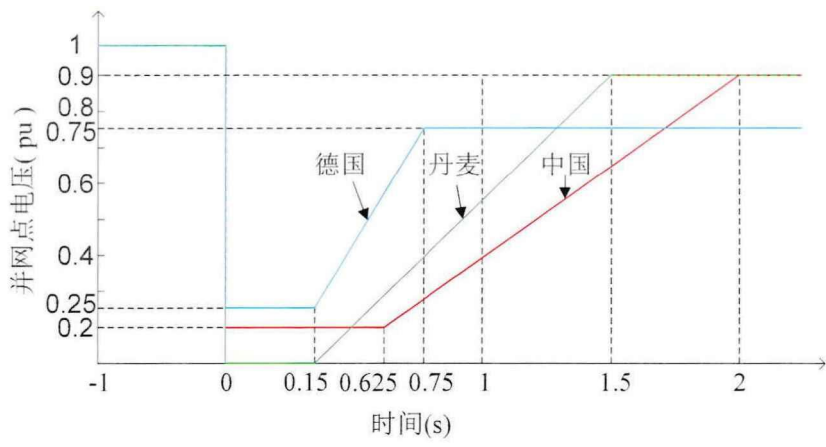


图 1-8 各国风电低压穿越导则

图 1-7 中，曲线上方为满足并网条件、要求风电机组并网区域，下方则允许机组脱网，由上图可知，丹麦要求在并网点电压跌落至 0.25pu 的最严重工况下，风电机组保证不脱网运行 150ms，并于 0.75s 内将并网点电压应恢复至 0.75pu<sup>[31]</sup>；我国低压穿越导则要求在并网点电压跌落至 0.2pu 的最严重工况下，风电机组仍要保证并网运行 625ms，在电网故障恢复后，并网点电压应在 3s 内恢复至 0.9pu<sup>[32]</sup>；德国对于风电机组的低压穿越能力要求更加严格，要求在并



网点电压跌落至 0 时, 风电机组仍保证不脱网运行 150ms, 并于 1.5s 内将并网点电压应恢复至 0.9pu<sup>[33]</sup>。上述各国对于故障期间风电场连续运行时间和故障恢复阶段的恢复速度要求存在差异, 但总体规律一致: 即并网点电压偏离正常运行电压越多, 要求维持并网的时间越短。

目前普遍认为构网型变流器能够主动控制变流器频率和电压输出, 但构网控制下的变流器会在故障期间引起较大的短路电流。由于变流器仅能承受 20%~50% 的过电流<sup>[34,35]</sup>, 较大的短路电流会造成变流器因器件保护而退出运行, 若不及时采取措施进行抑制, 甚至可能造成严重的设备损坏, 从而影响风电机组的并网, 无法响应低压穿越期间对机组的并网要求, 因此低压穿越期间构网型变流器的过电流抑制策略的研究具有重要意义。

### 1.2.3 过电流抑制策略研究

目前国内外学者针对构网型变流器短路期间过电流的抑制策略主要包括切换至电流源型控制<sup>[36-39]</sup>、更改外环功率参考值<sup>[9,40]</sup>以及基于虚拟阻抗<sup>[41-44]</sup>的限流控制等。

#### (1) 电流限幅

电流限幅主要通过电压环后的限幅器实现, 而电流限幅器的存在将使电压环失效, 这意味着在故障期间当电流限幅起作用时, 变流器将对外表现为电流源特性, 并且需要通过锁相环实现同步, 在弱电网情况下, 锁相环易引发系统振荡失稳<sup>[45,46]</sup>。由于电压环的禁用, 导致电压无法得到有效控制, 从而造成电压稳定问题, 不具备暂态电压支撑能力。

另一方面, 限幅器在  $dq$  轴限值的设定对故障期间变流器的稳定尤为重要, 如何合理设计分配  $dq$  轴电流限值将决定变流器的响应速度以及对电网的支撑水平。此外, 故障期间电压环的禁用将导致电压环 PI 控制器中积分器的大量累积, 在故障切除电流恢复正常后, 电流限幅失效, 电压环重新投入运行将造成系统的稳定问题。

#### (2) 虚拟阻抗

基于虚拟阻抗的限流策略设计原理是根据电流实际值与设定值之差, 相应改变参考电压, 由电流差得到参考电压的变化量, 相当于在回路中投入阻抗。依据虚拟阻抗与电流间计算方式的不同可以分为线性虚拟阻抗以及非线性虚拟阻抗。

虚拟阻抗基本计算原理可表示为<sup>[41]</sup>:

$$\begin{cases} R_{VI} = \max(k_{p, RVI}(\sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} - I_{thresh}), 0) \\ L_{VI} = \frac{R_{VI}X}{R} \end{cases} \quad (1-1)$$

式中,  $R_{VI}$ 、 $L_{VI}$  分别为虚拟电阻和电感,  $k_{p, RVI}$  为虚拟阻抗设计系数,  $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $dq$  轴电流实际值,  $I_{thresh}$  为变流器允许的过电流限值,  $X$  和  $R$  分别为系统等效电抗和电阻。通过上述虚拟阻抗计算表达式可知, 虚拟电阻以及电抗的准确度与系统的等效参数直接相关, 虚拟阻抗设计系数的选取以及系统参数的准确程度将直接决定电流的抑制效果。

另一方面, 当电网发生短路故障时, 短路电流由衰减的直流分量和周期分量组成, 其中直流分量的衰减速度与电路的等效参数密切相关, 因此虚拟阻抗设计过程中, 虚拟电阻和电抗的比例设置将直接决定直流分量的衰减速度, 进而影响故障期间的电流抑制效果。

### (3) 功率参考值更改

外环功率参考值更改控制下, 修正后的功率参考值首先作用于外环产生相应电压幅值及相位后, 再经电压电流内环产生进一步控制动作所需的电压信号, 控制目标仍为有功和无功功率设定值, 因而无法实现故障过程中电流的准确控制, 亦无法充分利用变流器过电流能力。

文献[40]根据电压跌落程度, 改变变流器的额定功率, 并基于新的变流器额定功率计算无功及有功功率参考值。一方面, 目前功率参考值设置方式未充分利用变流器短路容量, 其提供的短路电流过于保守; 另一方面由于外环响应缓慢, 故障初期的直流分量无法及时抑制。

通过以上分析可知, 目前国内外对构网型变流器低压穿越期间抑流措施的研究大部分都是在已有常规抑流措施的基础上进行改进, 因此充分发掘构网型变流器各部分控制特性, 将故障期间的过电流特征与各控制环节建立联系, 是实现构网型变流器过电流抑制的重要基础。

## 1.3 论文安排

由于电网中可再生能源的渗透率不断提升, 常规发电机组所提供的固有惯性可能不足以支撑电网在应对各种故障状态下的稳定运行, 为提高系统整体惯性, 通过变流器控制结构的改变实现对常规同步发电机组特性的模拟, 因此本文以虚拟同步控制下的构网型变流器为研究对象, 在本文第二章、第三章分别阐述了虚拟同步控制与同步发电机之间的等效控制关系、虚拟同步控制下的构网型变流器各环节参数设计, 以保证构网型变流器在稳态及动态情况下的稳定

控制特性；基于第二章、第三章设计所得控制结构及参数，在第四章提出电网电压故障情况下的过电流抑制措施。本文主要研究框架及内容安排如图 1-9 所示。

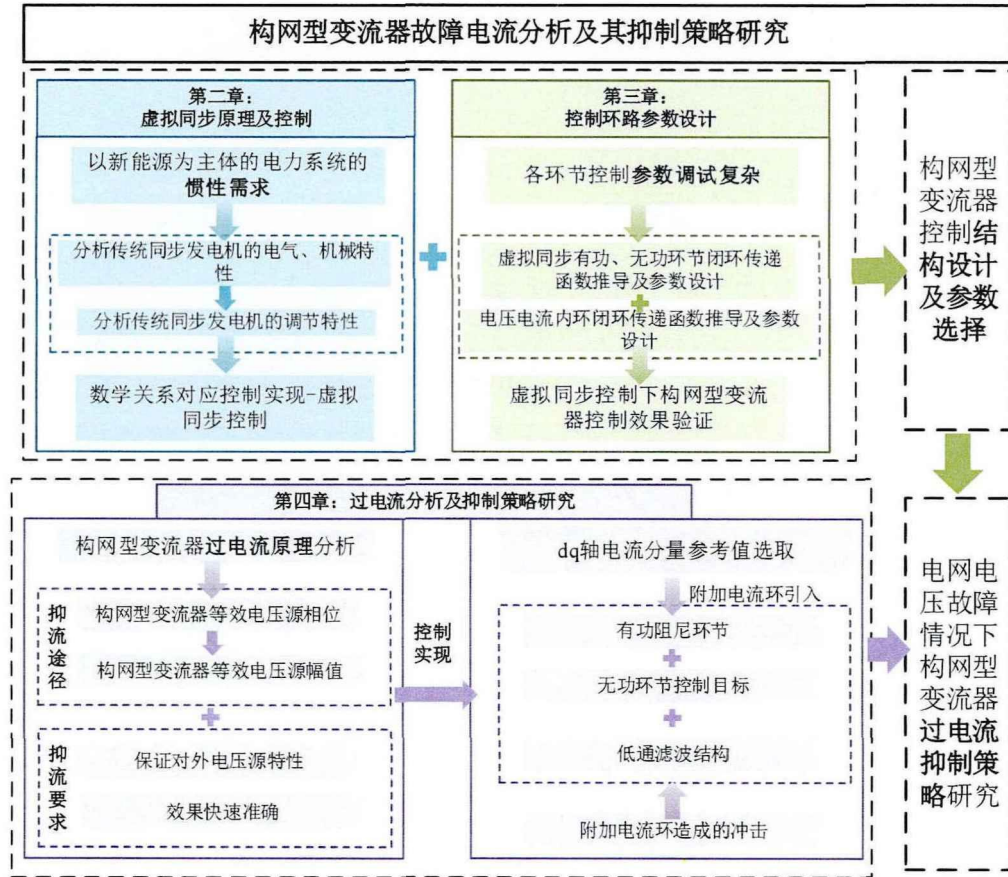


图 1-9 论文主要研究思路及内容安排

各章节主要工作详述如下：

(1) 为深入了解虚拟同步控制下构网型变流器各环节输出特性，本文第二章对同步发电机与虚拟同步控制之间的联系进行详细论述。首先，对同步发电机的主要特性进行建模，包括定子电气特性、转子机械特性、以及同步发电机所具有的频率调节、励磁调节特性；然后将上述物理特性一一对应至构网型变流器的控制实现，最终在构网型变流器控制中实现了对同步发电机主要物理特性的模拟，为第三章参数设计提供模型框架基础。

(2) 为实现构网型变流器的控制稳定，第三章以第二章并网控制框架为基础研究各环节控制参数设计选择。首先建立虚拟同步控制下的外环小信号模型，得到有功和无功功率控制的闭环传递函数，通过对有功环和无功环截止频率、相位裕度要求的分析和设计，得到虚拟同步外环各主要控制参数；然后，根据电压电流内环所涉及电路关系，分析推导得到二者的控制框图，通过对系统稳定性及动态性能的要求设置截止频率，得到电压电流内环的控制参数；最后通过仿真验证所选参数的有效性。

(3) 为有效抑制电网电压故障情况下, 构网型变流器由于电压源特性出现的过电流, 第四章提出了一种基于附加电流环的电流抑制策略。首先, 针对目前各类电流抑制措施中普遍存在问题, 结合第二章中对构网型变流器各环节控制实现的作用分析, 以附加电流环的形式分别对有功环的功率参考值、阻尼作用效果和无功环的控制目标进行改进, 最后通过与现有电流抑制策略的效果对比, 验证了所提控制策略的有效性。

(4) 本文第五章对前面几个章节所做工作以及创新点进行分析总结, 并对已做研究中可能存在的改进进行展望。

## 第2章 虚拟同步原理及控制

### 2.1 引言

随着分布式发电的不断深入发展,其并网过程中变换器的控制方式引起一系列讨论,不同控制方式决定了可再生能源对电网的不同支撑特性。与传统的以同步发电机为主的电厂相比,分布式电源发电机组的转子动能很小,无法为电力系统提供惯性和阻尼作用,其大规模接入将会导致电网的整体惯性大大降低。当系统惯性较小时,频率变化加快,严重时可能会危及电力系统的稳定运行。上述问题可通过增加惯性得以改善<sup>[47,48]</sup>,通过变换器控制方式的合理设计,模拟传统同步发电机,使分布式电源对外体现虚拟惯性。

本章由两个部分组成,第一部分主要介绍了同步发电机定子及转子特性的理论和实践背景,包括在推导过程中所做的一些假设。第二部分讨论了虚拟同步发电机的概念,以同步发电机为对照,通过虚拟同步发电机各环节的设计实现同步发电机动态行为的模拟,利用摆动方程与电网同步,取代了传统的锁相环同步方式,可以为电网提供更稳定的频率响应。

### 2.2 同步发电机特性分析

在传统的电力系统中,电能是由集中式电厂产生的,大部分发电厂使用化石燃料(煤、天然气、石油)作为主要能源驱动原动机(燃气轮机、蒸汽轮机和水轮机),通过同步发电机将原动机的机械能转化为电能,最后通过输配电网送至工业、家庭等负荷侧。

同步发电机的主要组成部分是定子和转子。其中定子有一个固定的电枢绕组,它与外部电力系统相连,而转子是由励磁绕组组成,用于产生旋转磁场。为实现转子中磁场的控制,对励磁绕组施加直流电流,由于转子旋转切割磁感线,在定子绕组中感应产生三相电压<sup>[49]</sup>。根据转速的不同,转子可分为两种:第一种是凸极转子,常用于低速场景下,如水轮机转子。第二种是圆柱形转子,一般用于蒸汽和燃气轮机等高速场景下。

为简化分析,在对同步发电机的分析及建模过程中使用如下假设条件<sup>[50]</sup>:假定电压电流都工作于三相对称的稳态状态,定子绕组沿气隙呈正弦分布,忽略磁滞、饱和、涡流损耗以及转子阻尼绕组的影响,采用圆柱形转子同步发电机, $d$ 轴和 $q$ 轴的同步电抗相同,三相极对数都为1。

基于上述假设条件，图 2-1 为本文选用的圆柱形转子同步发电机三相示意图。

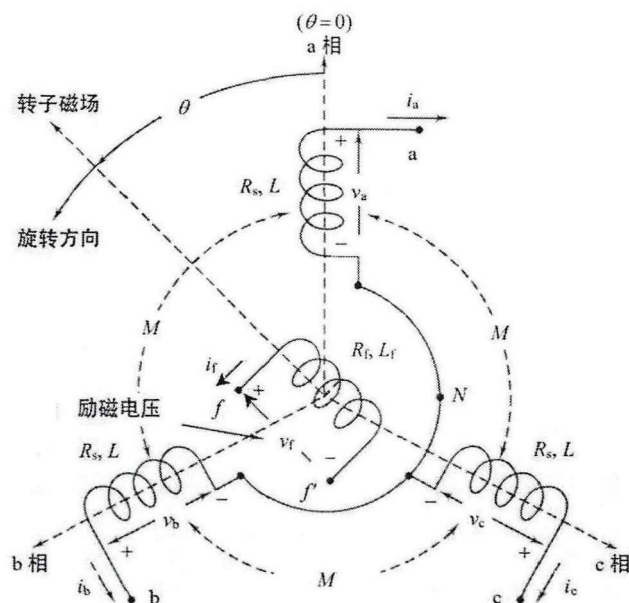


图 2-1 圆柱形转子同步发电机三相示意图

### 2.2.1 定子电气特性

在图 2-1 中，abc 三相绕组的电压平衡方程如下<sup>[51]</sup>：

$$\begin{cases} v_a = -R_s i_a + p\psi_a \\ v_b = -R_s i_b + p\psi_b \\ v_c = -R_s i_c + p\psi_c \end{cases} \quad (2-1)$$

式中， $p=d/dt$  表示微分算子， $i_{abc}$ 、 $u_{abc}$ 、 $\psi_{abc}$ 、 $R_{abc}$  分别表示三相定子电压、电流、绕组磁链以及绕组等效电阻。

对于理想同步发电机，可以忽略磁路饱和效应，因此 abc 三相绕组磁链可通过下式计算：

$$\begin{cases} \psi_a = -L_{aa}i_a - M_{ab}i_b - M_{ac}i_c + M_{af}i_f \\ \psi_b = -M_{ba}i_a - L_{bb}i_b - M_{bc}i_c + M_{bf}i_f \\ \psi_c = -M_{ca}i_a - M_{cb}i_b - L_{cc}i_c + M_{cf}i_f \end{cases} \quad (2-2)$$

式中， $i_f$  表示励磁电流，对于本文所选用圆柱形转子同步发电机，定子绕组自感  $L_s$  以及定子绕组间互感  $M_s$  都为常数，则有：

$$\begin{cases} L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \\ M_s = M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} \end{cases} \quad (2-3)$$

定子绕组和转子绕组间的互感可表示为：



$$\begin{cases} M_{af} = m_f \cos \theta \\ M_{bf} = m_f \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{cf} = m_f \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2-4)$$

式中,  $M_f$  表示互感周期变化的幅值, 另三相发电机内电势  $e_a = -d(M_{af}i_f)/dt$ 、 $e_b = -d(M_{bf}i_f)/dt$ 、 $e_c = -d(M_{cf}i_f)/dt$ , 在稳态运行状态下  $di_f/dt=0$ , 另发电机内电势变化幅值  $E_m = \omega M_f i_f$ , 则  $e_{abc}$  则可表示为:

$$\begin{cases} e_a = E_m \sin \theta \\ e_b = E_m \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c = E_m \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2-5)$$

将式(2-2)-式(2-5)代入式(2-1)中整理可得:

$$\begin{cases} v_a = -R_s i_a - L \frac{di_a}{dt} + E_m \sin \theta \\ v_b = -R_s i_b - L \frac{di_b}{dt} + E_m \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_c = -R_s i_c - L \frac{di_c}{dt} + E_m \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2-6)$$

为将式(2-6)中所示变系数微分方程转为常系数的微分方程, 可采用 Park 变换将静止坐标系下的 abc 三相分量转化为旋转坐标系下的  $dq0$  分量, 统一表示为下式:

$$A_{dq0} = P A_{abc} \quad (2-7)$$

式中,  $P$  表示派克变换矩阵, 其具体表达如下:

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

将式(2-7)、(2-8)应用于式(2-6)可得旋转坐标系下的定子电压表达式如下:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_{sd} \frac{di_d}{dt} - \omega L_{sq} i_q \\ v_q = R_s i_q + L_{sq} \frac{di_q}{dt} + \omega L_{sd} i_d \end{cases} \quad (2-9)$$

## 2.2.2 转子机械特性

同步发电机的功率传递关系如下：

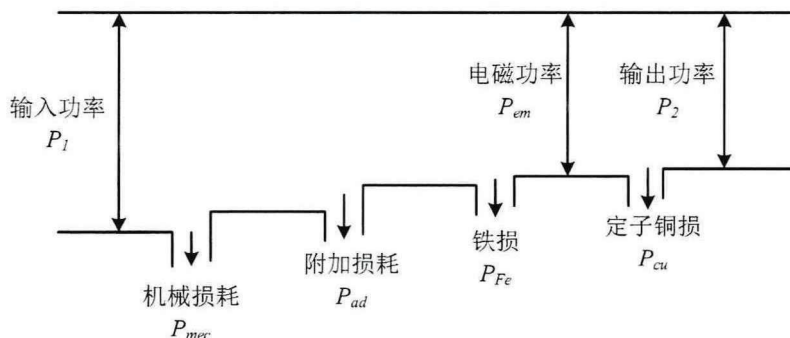


图 2-2 同步发电机功率传递示意图

图 2-2 中， $P_m$  表示转子吸收的机械功率， $P_e$  表示从转子传输到定子的电磁功率，即气隙磁场的传递功率， $P_2$  表示输出电功率； $P_{mec}$ 、 $P_{ad}$ 、 $P_{Fe}$ 、 $P_{cu}$  分别表示机械损耗、附加损耗、铁损以及定子铜耗，定义  $\Delta P = P_{mec} + P_{ad} + P_{Fe}$ ，则图中功率关系可表示为：

$$\Delta P = P_m - P_e \quad (2-10)$$

两边同时除以转子角频率  $\Omega$ ，并考虑转子运动过程中受到的摩擦力作用，这些摩擦力对转子产生阻尼转矩，在标么值下，近似认为该转矩的大小正比于角速度差，可得转子运动方程如下<sup>[52]</sup>：

$$\Delta T = J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - D(\omega - \omega_0) \quad (2-11)$$

式中， $\Delta T$  为作用在转子转轴上的不平衡转矩， $J$  为转子的转动惯量， $T_m$  表示原动机机械转矩， $T_e$  表示电磁转矩， $D$  为摩擦阻尼系数。

## 2.2.3 调速器特性

电力系统的频率稳定与有功功率平衡直接相关，而频率稳定将直接影响系统的供电质量，过高或过低的频率都将对系统本身及用电设备造成危害。当有功负荷发生变化时，原有有功功率平衡状态被打破，使得系统频率发生改变，为使有功功率及系统频率达到新的平衡状态，发电机调速器通过改变原动机的进气量对发电机有功输出进行调整<sup>[53]</sup>，使系统维持有功功率平衡，将系统频率控制在允许范围内。其控制原理如图 2-3 所示：

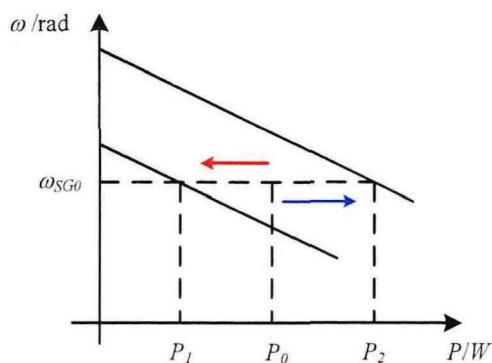


图 2-3 发电机有功-频率特性

其表达式如下：

$$P_1 = P_0 + k_p (\omega_{SG0} - \omega_{SG}) \quad (2-12)$$

式中， $k_p$  表示有功调差系数，作用于参考角频率  $\omega_{SG0}$  与实际测量的同步发电机角频率  $\omega_{SG}$  之间的差值， $P_1$  为发电机输出有功功率， $P_0$  为发电机有功功率的额定值。

#### 2.2.4 励磁调节特性

电力系统电压稳定是衡量供电质量的一大指标，其与系统无功功率平衡紧密相关，系统电压的波动将造成发电及用电安全性、经济性的降低。当无功负荷发生变化时，电力系统电压发生变化，输出电压实际值与额定值作为同步发电机励磁调节器的输入信号，通过控制发电机励磁电流来调节发电机端电压，维持系统电压稳定<sup>[54]</sup>。其控制原理如图 2-4 所示，

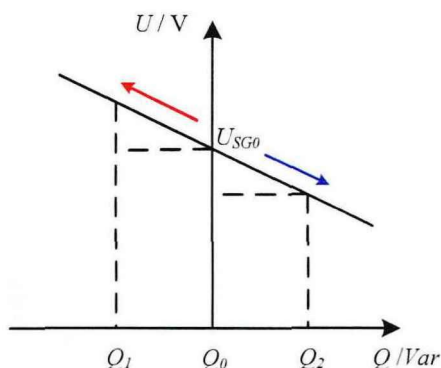


图 2-4 发电机无功-电压特性

通过图 2-4 可得发电机无功功率输出为：

$$Q_1 = Q_0 + k_q (U_{SG0} - U_{SG}) \quad (2-13)$$

式中， $k_q$  表示无功调差系数， $U_{SG0}$ 、 $U_{SG}$  分别为输出电压参考幅值及实际值， $Q_1$ 、

$Q_0$  分别表示发电机输出无功功率的实际值以及无功功率基准值。

## 2.3 虚拟同步发电机实现

虚拟同步的控制实现与同步发电机模型基于对偶建模方法，其控制实现整体框架如图 2-5 所示。

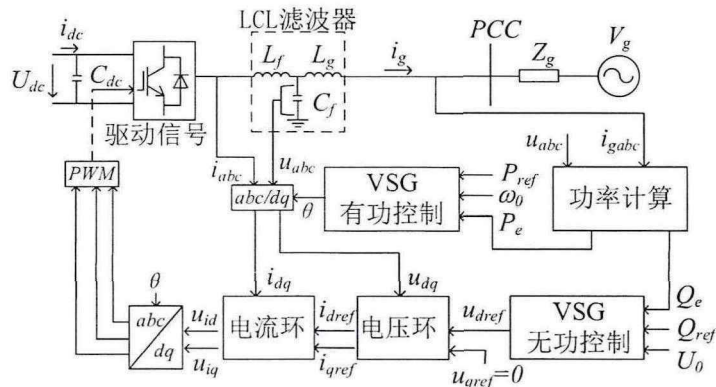


图 2-5 虚拟同步控制拓扑

图 2-5 中，主电路包括直流电源、逆变电路、LCL 滤波器和电网等效电路。虚拟同步控制实现主要分为四部分，首先是功率计算环节，该环节通过测量得到变流器输出电流和电压，计算得到变流器输出功率瞬时值作为虚拟同步控制中的反馈量；第二部分是生成构网型变流器等效电压源角度  $\theta$ 、频率  $\omega$ 、和幅值  $u_{dref}$  的虚拟同步功率控制回路，其中有功控制部分模拟同步发电机的一次调频及转子运动特性，无功控制部分模拟发电机励磁调节特性；第三部分为产生进一步控制动作信号的内部电压电流控制回路，通过考虑主电路各电气量间物理关系，实现输入信号的控制跟踪；最后是产生驱动信号的 PWM 调制环节。

### 2.3.1 虚拟功频调节特性

将式(2-11)、式(2-12)应用于虚拟同步逆变器控制，模拟同步发电机调速器及转子运动方程，从而获得类似同步发电机的运行特性，可为系统提供虚拟惯性和同步功率。通过虚拟同步计算输出的虚拟相位  $\theta$  将作为逆变器输出电压的相位作用于坐标转换。

正常运行时，图 2-6 中转子运动方程回路可表示为：

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = T^* - T_{em} - D_p (\omega - \omega_0) \quad (2-14)$$

其中  $J$  表示虚拟惯量， $T^*$  为转矩参考值， $T_{em}$  为输出转矩， $D_p$  表示阻尼系数， $\omega_0$  为参考角速度。 $T^*$  和  $T_{em}$  可以表示为：

$$\begin{cases} T^* = \frac{P^*}{\omega_0} \\ T_{em} = \frac{P_e}{\omega_0} \end{cases} \quad (2-15)$$

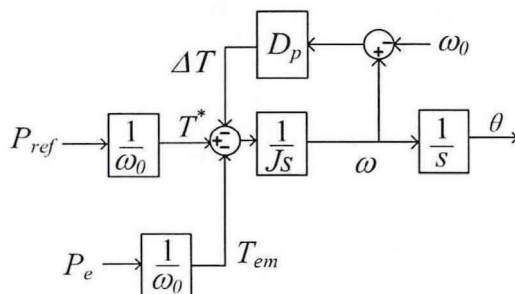


图 2-6 有功-频率控制

在图 2-6 中，由于阻尼系数  $D_p$  可同时包含频率下垂和阻尼的作用<sup>[10]</sup>，因此并未在虚拟同步的实现框图中额外加入同步发电机的调速器部分，从而简化控制流程。

### 2.3.2 虚拟励磁调节特性

将式(2-13)应用于虚拟同步控制无功环，并添加无功功率控制，其优点是增强了电网电压的稳定性。正常运行时，电压环控制目标为无功设定值，其控制结构如图 2-7 所示。

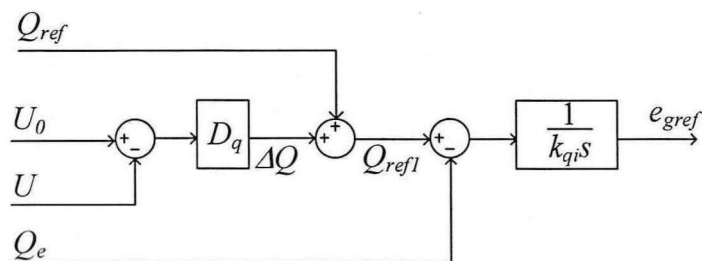


图 2-7 无功-电压控制

通过积分控制器和电压前馈环节生成  $d$  轴参考电压  $u_{dref}$ <sup>[12,19]</sup>，从而将无功功率  $Q_e$  调节到参考值  $Q_{ref}$ 。 $d$  轴参考电压可通过下式计算：

$$\Delta Q = D_q (U_0 - U) \quad (2-16)$$

$$e_{gref} = \left( \frac{1}{k_{qi}s} \right) (Q_{ref} + \Delta Q - Q_e) + U_0 \quad (2-17)$$

式中， $\Delta Q$  表示模拟发电机励磁环节得到的无功调节量， $D_q$  表示调压系数， $k_{qi}$  表示积分控制器的积分系数， $U_0$  为基准电压。

### 2.3.3 虚拟定子电气特性

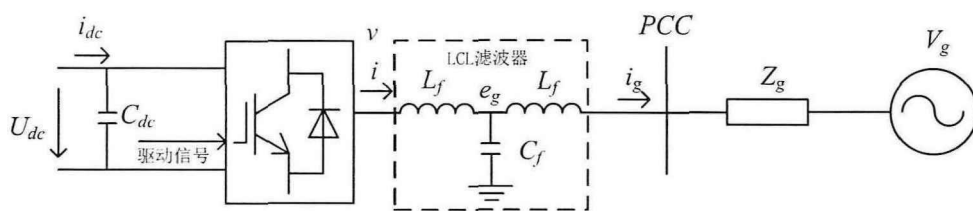


图 2-8 构网型变流器主电路

在虚拟同步控制下的构网型变流器主电路中（如图 2-8 所示），列写变流器出口至滤波电容之间的电压关系可得：

$$\begin{cases} e_{gd} = v_d - L_f \frac{di_d}{dt} + \omega L_f i_q \\ e_{gq} = v_q - L_f \frac{di_q}{dt} - \omega L_f i_d \end{cases} \quad (2-18)$$

式中， $e_{gdq}$ 、 $v_{dq}$ 、 $i_{dq}$  分别表示滤波电容端电压、变流器出口电压、电流的  $dq$  轴分量， $L_f$  表示靠近变流器侧的滤波电感，通过对比式(2-9)与式(2-18)，可知两者具有相同的形式，即构网型变流器控制回路中，变流器侧滤波电感  $L_f$  对应于同步发电机电抗，滤波电容端电压  $e_g$  对应于发电机端电压，变流器出口电压  $v$  对应于发电机内电势，通过上述关系实现发电机的定子电气特性的模拟。

## 2.4 小结

在本章中，对同步发电机的控制特性及其物理性质进行了分析，建立了发电机的定子电气特性、转子机械特性、调压以及调频特性模型，以此为基础，将其对应至虚拟同步的各个控制环节。虚拟同步所模拟的动力学方程与同步发电机是相同的，不同之处在于交换的机械功率来自直流母线而非原动机。通过上述控制设计，使得虚拟同步控制下的构网型变流器具有同步发电机的主要控制特性，但与同步发电机相比，虚拟同步控制主要优点在于控制参数可调节，同步发电机由于固有物理特性而对外表现的等效参数可在虚拟同步控制实现中灵活更改，以适应不同的运行条件，有利于电网稳定运行。



## 第3章 控制环路参数设计

### 3.1 引言

根据第二章中对同步发电机的物理特性分析,得到对偶等效后的虚拟同步控制结构。虚拟同步外环通过模拟同步发电机机械及电气特性,产生构网型变流器等效电压源幅值和相位参考值,为实现参考值准确快速地跟踪控制,内环采用电压电流双环控制。

本章首先推导虚拟同步控制下的小信号模型,根据相位裕度及控制带宽等约束,对虚拟同步以及电压电流双环的关键参数进行理论分析设计,为验证所选控制参数的有效性,在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型,并分析讨论不同虚拟惯量常数  $J$ 、不同虚拟阻尼系数  $D_p$  下的系统各电气量输出特性,以明确虚拟惯性和阻尼系数设置对系统抗扰动能力和动态响应的作用。为实际算例中控制参数的设置提供理论指导,避免参数的反复试凑。

### 3.2 虚拟同步参数设计

#### 3.2.1 虚拟同步小信号模型推导

由于构网型变流器的电压源特性,可将其等效为一个理想电压源串联阻抗,并网的等效电路如下图所示。

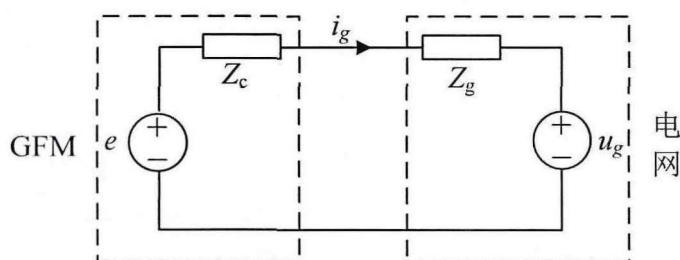


图 3-1 构网型变流器并网等效电路

在图 3-1 中,  $Z_c$  表示构网型变流器等效输出阻抗,  $Z_g$  表示电网等效阻抗,则并网等效电路总阻抗  $Z \angle \theta = Z_c + Z_g = R + jX$ , 定义等效电压源相量  $e = E \angle \delta$ , 电网等效电压相量  $u_g = U_g \angle 0$ , 则两相量间相位差  $\Delta \delta$  可表示为:

$$\Delta \delta = \delta = \int (\omega - \omega_g) dt \quad (3-1)$$

式中,  $\omega_g$  表示电网角频率。

图 3-1 中,  $i_g$  表示并网电流, 可通过下式计算:

$$i_g = \frac{E \angle \delta - U_g \angle 0}{Z \angle \theta} = \frac{E \cos \delta - U_g + jE \sin \delta}{R + jX} \quad (3-2)$$

则构网型变流器三相输出功率  $S$  可表示为:

$$S = 3e \cdot (i_g)^* = 3(E \cos \delta + jE \sin \delta) \frac{[(E \cos \delta - U_g + jE \sin \delta)(R - jX)]^*}{R^2 + X^2} \quad (3-3)$$

为方便分析, 忽略线路电阻  $R$ , 即线路为感性, 则有  $\cos \delta \approx 1$ ,  $\sin \delta \approx \delta^{[55]}$ , 因此变流器输出有功及无功功率表达式可简化为:

$$\begin{cases} P_e = \frac{3EU_g \sin \delta}{X} \approx \frac{3EU_g \delta}{X} \\ Q_e = \frac{3(E^2 - EU_g \cos \delta)}{X} \approx \frac{3(E^2 - EU_g)}{X} \end{cases} \quad (3-4)$$

通过上述分析, 虚拟同步的完整控制结构可通过下列状态方程进行描述:

$$\begin{cases} P_{ref} - P_e - D_p(\omega - \omega_0) = J\omega_0 \frac{d\omega}{dt} \\ \delta = \int (\omega - \omega_g) dt \\ Q_{ref} - Q_e + \sqrt{2}D_q(V_n - V_0) = K \frac{d\sqrt{2}E_m}{dt} \\ E = K_{pwm}E_m = \frac{U_{dc}}{2V_{tri}}E_m \\ P_e = \frac{3EU_g \delta}{X} \\ Q_e = \frac{3(E^2 - EU_g)}{X} \end{cases} \quad (3-5)$$

在式(3-5)中, 各状态变量在小扰动条件下可表示为:

$$\begin{cases} \omega = \omega_0 + \Delta\omega \\ \delta = \delta_0 + \Delta\delta \\ E_m = E_{m0} + \Delta E_m \\ E = E_0 + \Delta E \\ P_e = P_{e0} + \Delta P_e \\ Q_e = Q_{e0} + \Delta Q_e \end{cases} \quad (3-6)$$

式中,  $\omega_0$ 、 $\delta_0$ 、 $E_{m0}$ 、 $E_0$ 、 $P_{e0}$ 、 $Q_{e0}$  分别表示构网型变流器输出角频率、相位、PWM 调制波、输出电压、输出有功、无功的稳态值,  $\Delta\omega$ 、 $\Delta\delta$ 、 $\Delta E_m$ 、 $\Delta E$ 、 $\Delta P_e$ 、 $\Delta Q_e$  分别表示各量在稳态工作点处的扰动值。将式(3-6)代入式(3-5)中, 可得到下式:

$$\begin{cases} \Delta P_{ref} - \Delta P_e - D_p \Delta \omega = J \omega_0 \frac{d\Delta \omega}{dt} \\ \Delta \delta = \int \Delta \omega dt \\ \Delta Q_{ref} - \Delta Q_e - \sqrt{2} D_q \Delta E = k_{qi} \frac{d\sqrt{2} \Delta E_m}{dt} \\ \Delta E = \frac{U_{dc}}{2V_{tri}} \Delta E_m \\ \Delta P_e = \frac{3E_0 U_g \Delta \delta}{X} + \frac{3U_g \delta_0 \Delta E}{X} \\ \Delta Q_e = \frac{3(2E_0 - U_g)}{X} \Delta E + \frac{3E_0 U_g \delta_0}{X} \Delta \delta \end{cases} \quad (3-7)$$

对式(3-7)进行拉氏变换后可以得到：

$$\begin{cases} \Delta \omega(s) = \frac{\Delta P_{ref}(s) - \Delta P_e(s)}{J \omega_0 s + D_p} \\ \Delta \delta(s) = \frac{\Delta \omega(s)}{s} \\ \Delta E_m(s) = \frac{\Delta Q_{ref}(s) - \Delta Q_e(s)}{\sqrt{2}(k_{qi}s + U_{dc} D_q / 2V_{tri})} \\ \Delta E(s) = \frac{U_{dc}}{2V_{tri}} \Delta E_m(s) \\ \Delta P_e(s) = \frac{3E_0 U_g \Delta \delta(s)}{X} + \frac{3U_g \delta_0 \Delta E(s)}{X} \\ \Delta Q_e(s) = \frac{3(2E_0 - U_g)}{X} \Delta E(s) + \frac{3E_0 U_g \delta_0}{X} \Delta \delta(s) \end{cases} \quad (3-8)$$

式(3-8)即为虚拟同步环节的小信号模型表达式，为简化分析过程，忽略有功环和无功环间的耦合作用，根据表达式可得到 s 域内小信号模型框图如下：

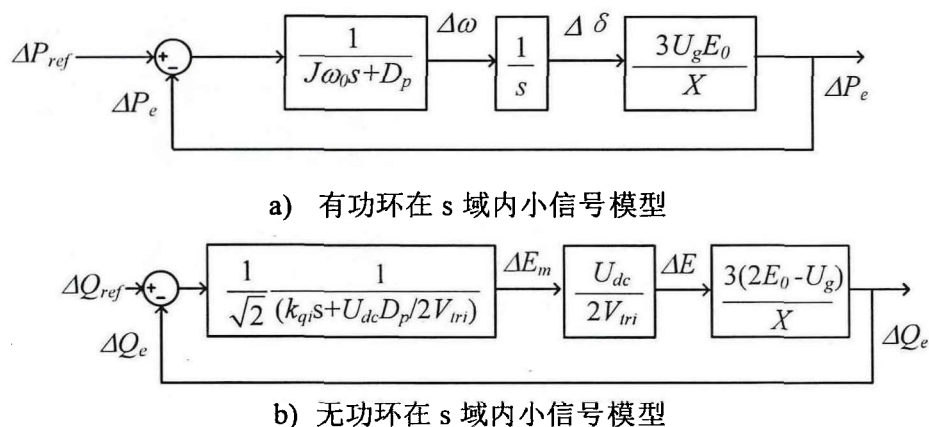


图 3-2 虚拟同步功率环在 s 域内小信号模型

通过图 3-2 中小信号模型可以得到有功环环路增益  $G_p(s)$  表达式如下：

$$G_p(s) = \frac{3E_0 U_g}{sX(J\omega_0 s + D_p)} \quad (3-9)$$

无功环环路增益  $G_q(s)$  表达式如下：

$$G_q(s) = \frac{3U_{dc}(2E_0 - U_g)}{2\sqrt{2}V_{ri}X(k_{qi}s + U_{dc}D_q / (2V_{ri}))} \quad (3-10)$$

### 3.2.2 虚拟同步有功环参数设计

通过有功环环路增益  $G_p(s)$  表达式可以看出,  $G_p(s)$  由三个典型环节串联而成, 分别为: 比例环节、积分环节以及一阶惯性环节, 其中一阶惯性环节的交接频率  $f_p$  由虚拟惯性常数  $J$  和阻尼系数  $D_p$  决定, 可表示为:

$$f_p = \frac{D_p}{2\pi J\omega_0} \quad (3-11)$$

其中阻尼系数  $D_p$  主要按电网要求选取, 因此下面主要通过虚拟惯性常数  $J$  的选取满足系统稳定及动态响应要求。

当有功环截止频率  $f_{cp}$  选定后, 可得下式:

$$\left| G_p(j2\pi f_{cp}) \right| = \left| \frac{3E_0 U_g}{j2\pi f_{cp} X(j2\pi f_{cp} J\omega_0 + D_p)} \right| = 1 \quad (3-12)$$

求解可得  $J$  表达式如下:

$$J = \frac{1}{2\pi f_{cp} \omega_0} \sqrt{\left( \frac{3E_0 U_g}{2\pi f_{cp} X} \right)^2 - D_p^2} \quad (3-13)$$

由式(3-13)可知, 不同电网运行条件下,  $J$  的取值仅与电网电压  $U_g$  有关, 而不受电网频率的影响。

为保证系统虚拟惯性有意义, 需满足  $J > 0$ , 即:

$$\left( \frac{3E_0 U_g}{2\pi f_{cp} X} \right)^2 - D_p^2 > 0 \quad (3-14)$$

求解上式可得截止频率  $f_{cp}$  的取值范围:

$$f_{cp} < \frac{3E_0 U_g}{2\pi D_p X} \quad (3-15)$$

定义  $f_{cpmax} = 3E_0 U_g / (2\pi D_p X)$ , 则  $f_{cp}$  取值范围可表示为  $f_{cp} < f_{cpmax}$ 。观察式(3-13)可知, 当  $f_{cp} = f_{cpmax}$  时,  $J = 0$ 。

为了降低虚拟同步控制有功环和无功环之间的耦合影响, 可通过设计  $G_p(s)$  相角裕度  $PM_p$  实现, 一般取  $PM_p \in [45^\circ, 135^\circ]$ <sup>[56]</sup>, 由相位裕度表达式可得:

$$PM = 180^\circ + \angle G_p(j2\pi f_{cp}) \geq PM_p \quad (3-16)$$

将  $G_p(s)$  表达式代入式(3-16), 求解得到满足相角裕度要求下  $J$  的取值范围为:

$$J \leq \frac{D_p}{2\pi f_{cp} \omega_0} \cot PM_p \quad (3-17)$$

通过式(3-17)可知, 由于虚拟惯性  $J$  的增大会使一阶惯性环节交接频率  $f_{ip}$  率降低, 会使得有功环在截止频率点的相位滞后增大, 进而降低有功环相位裕度。故而, 虚拟惯性  $J$  的取值不能过大。

本文所用算例电路参数如表 3-1 所示:

表 3-1 算例参数

| 项目                      | 数值  |
|-------------------------|-----|
| 频率基准 $f_0$ /Hz          | 50  |
| 电压幅值基准 $U_0$ /V         | 380 |
| 直流母线电压 $V_{dc}$ /V      | 800 |
| 变流器侧电感 $L_{cf}$ /mH     | 1.5 |
| 滤波电容 $C_f$ /uF          | 30  |
| 电网侧电感 $L_g$ /H          | 1   |
| 线路电阻 $R_L$ /Ω           | 0.3 |
| 线路电感 $L_L$ /mH          | 0.4 |
| 功率基准 $S_n$ /kVA         | 15  |
| 有功功率参考值 $P_{ref0}$ /kW  | 15  |
| 无功功率参考值 $Q_{ref}$ /kVar | 0   |

对于上述系统, 根据电网标准 EN50438 可知<sup>[57]</sup>, 国家对逆变器连续并网运行的频率要求为  $50 \pm 1$ Hz, 即系统输出有功功率  $P$  满额变化时, 频率变化为 1Hz, 则阻尼系数  $D_p$  为:

$$D_p = \frac{\Delta P_{\max}}{\Delta \omega_{\max}} = \frac{15000}{2\pi \cdot 1} = 2387 \quad (3-18)$$

取有功环相角裕度  $PM_p > 45^\circ$ , 由式(3-13)、(3-15)和(3-17)可得到不同有功环截止频率  $f_{cp}$  下虚拟惯性系数  $J$  的取值范围, 如图 3-3 所示。

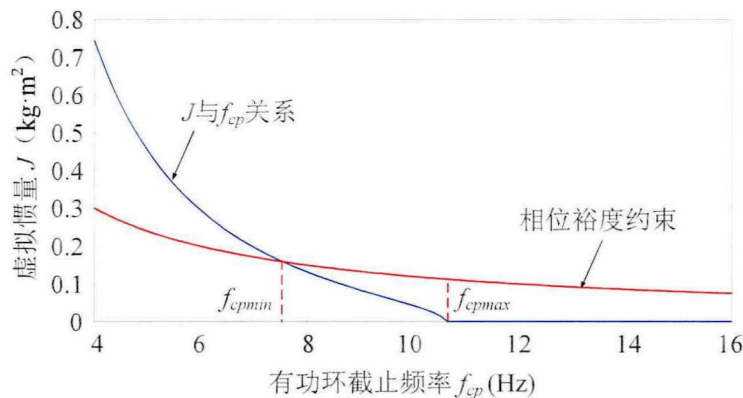


图 3-3  $J$  与  $f_{cp}$  关系图

图中，红线表示相位裕度约束，即红线下方为满足相角裕度  $PM_p > 45^\circ$  的虚拟惯量  $J$  的可选区域，通过式(3-15)可以计算得到截止频率最大取值  $f_{cpmax} = 10.67\text{Hz}$ ，联立相位裕度约束表达式(3-17)和式(3-13)可求解得到截止频率最小取值  $f_{cpmin} = 7.52\text{Hz}$ ，对应于图 3-3 中两红色虚线，其中右侧红色虚线对应最大截止频率  $f_{cpmax}$ ，即保证系统虚拟惯性有意义，满足  $J > 0$  的约束，综合上述约束， $J$  可选范围为两红色虚线表示的截止频率区间内的蓝线部分，在该区间内，有功环截止频率  $f_{cp}$  与虚拟惯性常数  $J$  的取值一一对应。为抑制系统在不对称工况下运行可能出现的有功功率二倍频分量波动，将有功环截止频率  $f_{cp}$  限制在  $10\text{Hz}$  内<sup>[56]</sup>，结合上述分析，本文算例中取  $f_{cp} = 9\text{Hz}$ ，代入式(3-13)计算得虚拟惯性常数  $J = 0.0843\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

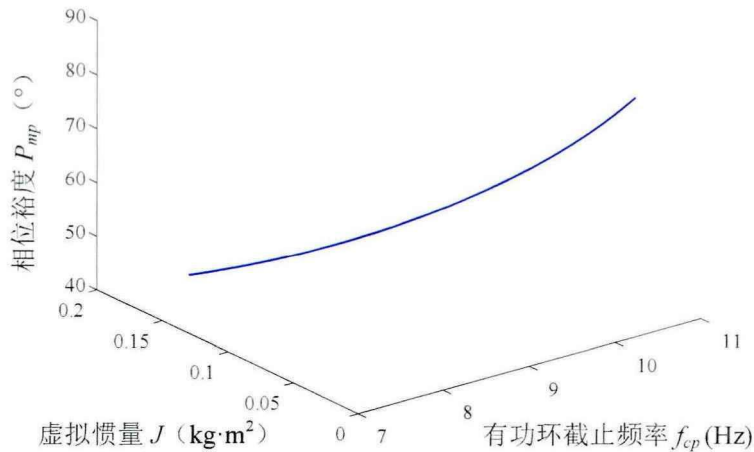
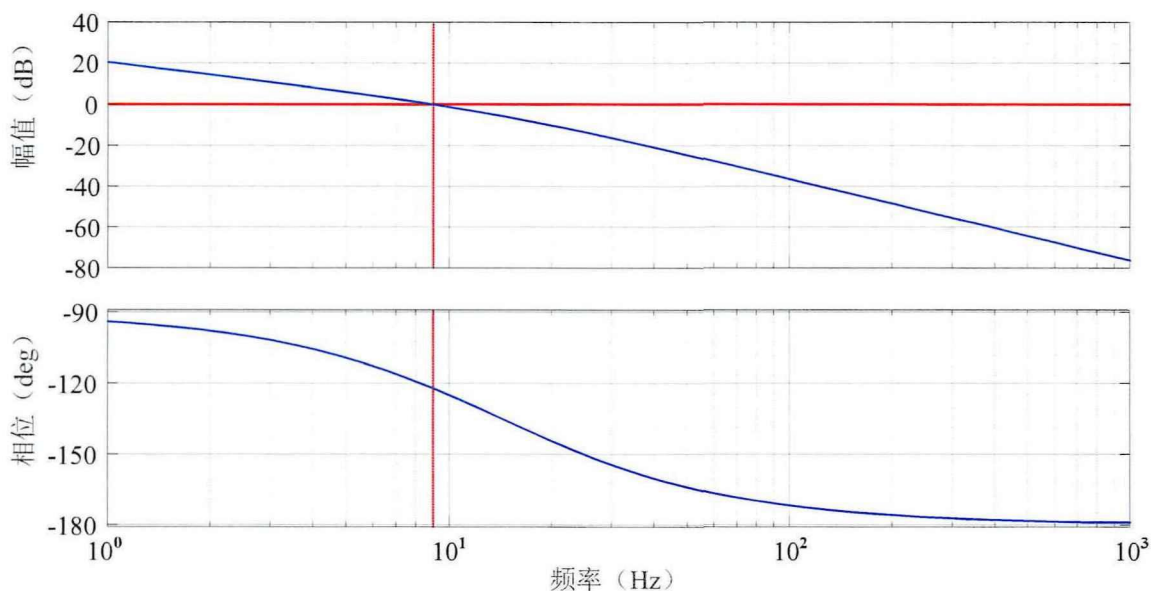


图 3-4 不同截止频率下相位裕度

为分析有功环截止频率  $f_{cp}$  对相位裕度影响，图 3-4 给出了  $f_{cp} \in [7.5\text{ Hz}, 10.5\text{ Hz}]$  区间内对应的相位裕度结果，通过曲线变化可知，有功环截止频率越高，由式(3-13)计算所得虚拟惯性常数  $J$  越小，系统相位裕度越大，验证了前面对  $J$  取值的分析。


 图 3-5 有功环  $G_p(s)$  Bode 图

上图为有功环参数设计后代入有功环环路增益  $G_p(s)$  得到的波特图, 通过图 3-5 可知, 开环传递函数幅值为 0 处, 对应截止频率为 9Hz, 相位裕度为  $57.89^\circ$ , 满足设计指标及系统动态性能要求。

### 3.2.3 虚拟同步无功环参数设计

通过无功环环路增益  $G_q(s)$  表达式可以看出,  $G_q(s)$  由两个典型环节串联而成, 分别为: 比例环节和一阶惯性环节, 其中一阶惯性环节的交接频率  $f_{iq}$  由无功环积分系数  $k_{qi}$ 、无功下垂系数  $D_q$ 、载波幅值  $V_{tri}$  以及直流电压  $U_{dc}$  决定, 可表示为:

$$f_{iq} = \frac{U_{dc} D_q}{4\pi V_{tri} k_{qi}} \quad (3-19)$$

其中无功下垂系数  $D_q$  主要按电网要求选取, 载波幅值  $V_{tri}$  以及输入直流电压  $U_{dc}$  为给定值, 因此下面主要通过无功环积分系数  $k_{qi}$  的选取满足系统稳定及动态响应要求。

相比于有功环环路增益  $G_p(s)$ , 无功环环路增益  $G_q(s)$  只有一个一阶惯性环节会造成相位滞后, 其可能出现的最大相位滞后为  $90^\circ$ , 出现在无功环截止频率  $f_{cq}$  处, 因此无功环的相位裕度  $PM_p \geq 90^\circ$ , 无需增加相位裕度要求约束对  $k_{qi}$  进行设计。在  $f_{cq}$  处,  $G_p(s)$  增益幅值可表示为:

$$|G_q(j2\pi f_{cq})| = \left| \frac{3U_{dc}(2E_0 - U_g)}{2\sqrt{2}V_{tri}X(j2\pi k_{qi}f_{cq} + U_{dc}D_q / 2V_{tri})} \right| = 1 \quad (3-20)$$



求解可得无功环积分系数  $k_{qi}$  表达式如下：

$$k_{qi} = \frac{1}{2\pi f_{cq}} \sqrt{\left( \frac{3U_{dc}(2E_0 - U_g)}{2\sqrt{2}V_{tri}X} \right)^2 - (U_{dc}D_q / 2V_{tri})^2} \quad (3-21)$$

为方便描述，将根号内表达式用  $A$  表示，即：

$$A = \left( \frac{3U_{dc}(2E_0 - U_g)}{2\sqrt{2}V_{tri}X} \right)^2 - (U_{dc}D_q / 2V_{tri})^2 \quad (3-22)$$

对于已定实际算例，式(3-22)中各参数都为定值，无法通过参数设计改变  $A$  的正负，因此无功环积分系数  $k_{qi}$  将根据  $A$  的正负分以下两种方式进行选择：

(1)  $A > 0$ ，无功环积分系数  $k_{qi}$  将根据式(3-21)选取，式中  $f_{cq}$  通常小于两倍工频的  $1/10$ <sup>[58]</sup>，即  $f_{cq} \leq 10\text{Hz}$ 。

(2)  $A \leq 0$ ，此时无法通过式(3-21)选择参数  $k_{qi}$ ，通常设置一阶惯性环节的交接频率  $f_{iq}$  小于两倍工频的  $1/10$ ，代入式(3-19)化简可得参数  $k_{qi}$  表达式：

$$k_{qi} \geq \frac{U_{dc}D_q}{40\pi V_{tri}f_{iq}} \quad (3-23)$$

根据电网标准 EN50438 可知，国家对逆变器正常连续并网运行的电压要求为  $U_N \pm 0.1U_N$ ，其中， $U_N$  表示额定运行状态下电网电压的幅值，通过上述要求，可确定无功环下垂系数  $D_q$ 。即系统输出无功功率  $Q$  满额变化时，电压幅值变化为  $0.1U_N$ ，对于本文所用系统参数，无功环下垂系数  $D_q$ ：

$$D_q = \frac{\Delta Q_{\max}}{\Delta U_{\max}} = \frac{15000}{220\sqrt{2} \cdot 10\%} = 482 \quad (3-24)$$

将算例各参数代入式(3-22)可知， $A=0.13>0$ ，则无功环积分系数  $k_{qi}$  将根据式(3-21)选取。对于有功环环路增益表达式  $G_p(s)$ ，由于其包含一个积分环节和一个一阶惯性环节，因此  $G_p(s)$  的幅频渐进特性曲线在低频段渐近线斜率为  $-20\text{dB/dec}$ ，在一阶惯性环节转折频率  $f_{lp}$  后斜率减小  $20\text{dB/dec}$ ，变为  $-40\text{dB/dec}$ ，而对于无功环环路增益表达式  $G_q(s)$ ，其仅包含一个一阶惯性环节，因此  $G_q(s)$  的幅频渐进特性曲线在低频段渐近线斜率为  $0\text{dB/dec}$ ，在一阶惯性环节转折频率  $f_{iq}$  后斜率减小  $20\text{dB/dec}$ ，变为  $-20\text{dB/dec}$ 。通过上述分析可知若有功环和无功环截止频率相同，则无功环对二倍频分量的抑制作用明显低于有功环，因而无功环截止频率  $f_{cq}$  的取值应低于有功环截止频率  $f_{cp}$ ，本文取  $f_{cq}=5\text{Hz}$ 。

将算例各参数代入式(3-21)可求得无功环积分系数  $k_{qi}=5.52 \text{ A}\cdot\text{s}$ 。图 3-6 为无功环参数设计后代入无功环环路增益  $G_q(s)$  得到的波特图，通过图 3-6 可知，无功开环传递函数幅值为 0 处，对应截止频率为  $5\text{Hz}$ ，相位裕度为  $160.22^\circ$ ，满足设计指标及系统动态性能要求。

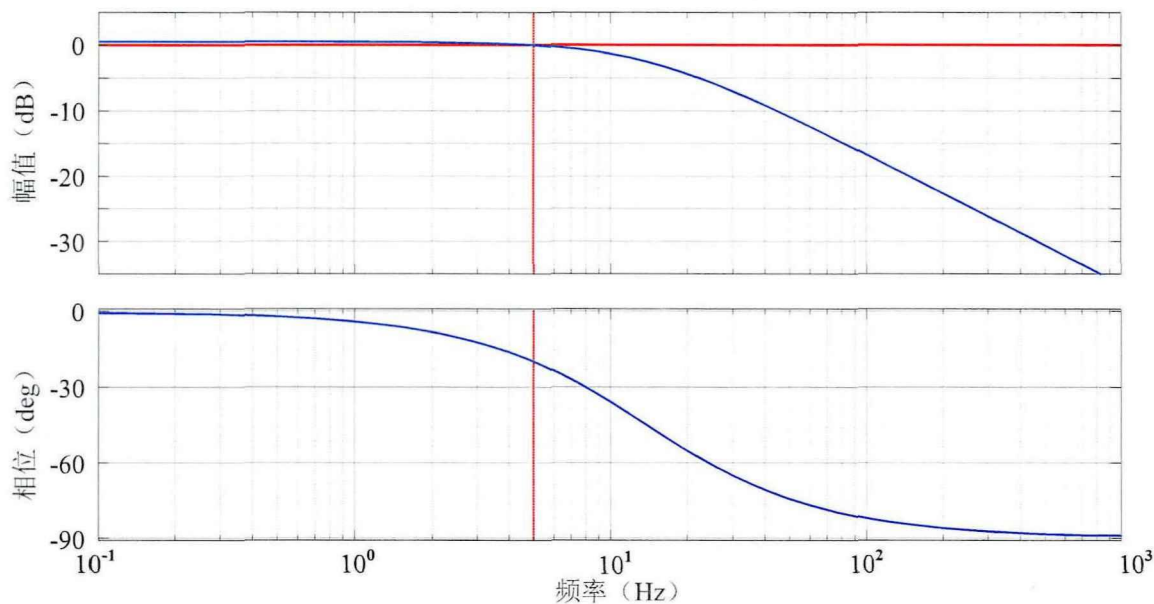


图 3-6 无功环  $G_q(s)$  Bode 图

3.3 电压电流环参数设计

本文采用电压电流双闭环控制结构，如图 3-7 所示，其中电流内环采用电感电流反馈控制，电压内环采用电容电压反馈控制。电容电压  $dq$  轴分量实际值  $u_{dq}$  分别与功率外环计算所得  $dq$  轴参考电压信号  $u_{dqref}$  进行比较，二者偏差作为电压环 PI 输入，根据电路关系计算得到  $dq$  轴电感电流分量参考值  $i_{dqref}$  输入至电流内环，与电感电流  $dq$  轴分量实际值  $i_{dq}$  作差，所得偏差作为电流环 PI 的输入，经电路关系计算得到变流器出口电压  $dq$  轴分量  $u_{idq}$ ，经过派克逆变换及 PWM 处理后产生调制信号。

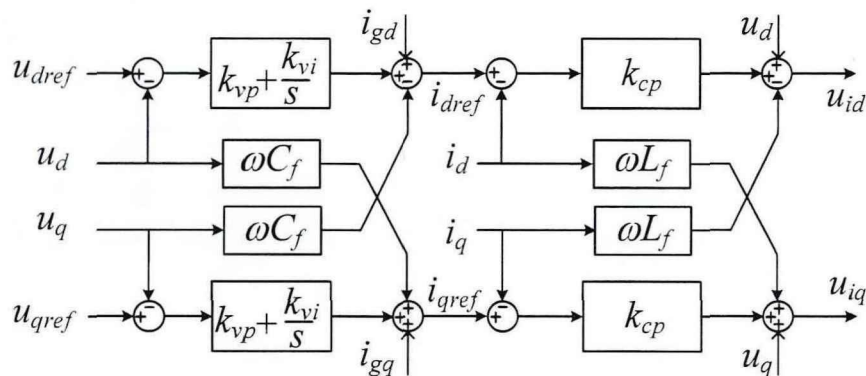


图 3-7 电压电流双闭环控制结构

电压电流内环的响应速度决定了外环控制目标的跟踪速度，由上图可知电压电流双内环采用  $dq$  轴解耦控制，因此下文将针对  $d$  轴 PI 参数进行详细阐述，

$q$  轴参数设计过程与  $d$  轴相同。

### 3.3.1 电流环参数设计

由于电流内环需要解耦控制，而电流环  $dq$  轴由于交叉项  $L_f i_d$  和  $L_f i_q$  耦合在一起，因此电流内环通过交叉耦合补偿和电流前馈补偿实现电流的解耦控制，其输出可表示为：

$$\begin{cases} v_{id} = k_{cp} (i_{dref} - i_d) - \omega L_f i_q + u_d \\ v_{iq} = k_{cp} (i_{qref} - i_q) + \omega L_f i_d + u_q \end{cases} \quad (3-25)$$

其中  $i_d$  和  $i_q$  是  $dq$  轴电感电流的实际值。 $v_{id}$  和  $v_{iq}$  是当前回路输出的信号值， $k_{cp}$  是比例增益， $i_{gd}$  和  $i_{gq}$  为近电网侧滤波电感的  $dq$  轴电流。 $i_{dref}$ 、 $i_{qref}$  分为转换器侧电感  $dq$  轴电流参考值， $u_d$ 、 $u_q$  分别为滤波电容两端  $dq$  轴电压的实际值。

下图为解耦后  $d$  轴电流内环控制框图：

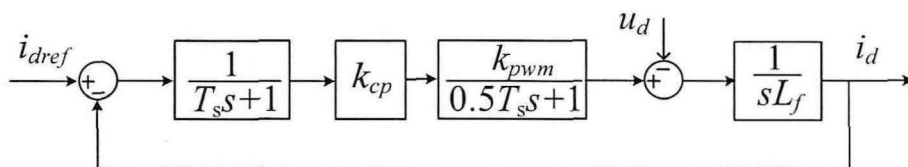


图 3-8 电流内环控制

上述结构中，考虑了电流采样延时，图 3-8 中表示为  $1/(T_s s + 1)$ <sup>[58]</sup>； $k_{pwm}/(0.5 T_s s + 1)$  表示考虑了 PWM 控制延时的 PWM 环节近似传递函数<sup>[60]</sup>，其中  $k_{pwm}$  为变流器增益，可通过式(3-26)计算； $1/s L_f$  为变流器侧电感的传递函数。

$$k_{pwm} = \frac{U_{dc}}{2V_{tri}} \quad (3-26)$$

式中， $U_{dc}$  表示直流电压，本文采用算例中取 800V， $V_{tri}$  表示载波幅值，其值为 1，代入计算得到变流器增益  $k_{pwm} = 400$ 。

电流内环参数整定主要是比例增益  $k_{cp}$  的选择，根据图 3-8 中电流内环控制结构，忽略扰动项影响，为简化计算，将电流采样延时和 PWM 惯性延时合并为一项，表示为  $1/(1.5 T_s s + 1)$ <sup>[61]</sup>，推导其开环传递函数如下式：

$$G_{io}(s) = \frac{k_{cp} k_{pwm}}{(T_s s + 1)(0.5 T_s s + 1) s L_f} \approx \frac{k_{cp} k_{pwm}}{(1.5 T_s s + 1) s L_f} \quad (3-27)$$

为使控制系统具有较好的动态性能，设置  $G_{io}(s)$  穿越频率  $f_c$  为  $1/10$  的开关频率，本文算例中开关频率  $f_s$  为 10kHz， $L_f = 1.5\text{mH}$ ，因此  $f_c = 1000\text{Hz}$ ， $T_s = 0.0001\text{s}$ ，在穿越频率处有：

$$|G_{io}(j2\pi f_c)| = \left| \frac{k_{cp}k_{pwm}}{(j1.5T_s2\pi f_c + 1)j2\pi f_c L_f} \right| = 1 \quad (3-28)$$

代入参数计算可得电流环比例增益  $k_{cp}=0.0238$ 。

由式(3-27)可推导电流内环闭环传递函数如下式：

$$G_i(s) = \frac{G_{io}(s)}{1 + G_{io}(s)} = \frac{k_{cp}k_{pwm}}{1.5T_sL_f s^2 + sL_f + k_{cp}k_{pwm}} \quad (3-29)$$

由于  $T_s$  数值较小，采用降阶处理将  $s^2$  高阶项忽略，可将式(3-29)简化为：

$$G_i(s) = \frac{k_{cp}k_{pwm}}{sL_f + k_{cp}k_{pwm}} \quad (3-30)$$

### 3.3.2 电压环参数设计

由于电压内环需要解耦控制，而电压环  $dq$  轴由于交叉项  $C_f u_d$  和  $C_f u_q$  耦合在一起，因此电压内环通过交叉耦合补偿和电压前馈补偿实现电压的解耦控制，并利用 PI 控制器最终实现电压参考值的无静态误差跟踪，电压环输出可表示为：

$$\begin{cases} i_{dref} = \left( k_{vp} + \frac{k_{vi}}{s} \right) (u_{dref} - u_d) - \omega C_f u_q + i_{gd} \\ i_{qref} = \left( k_{vp} + \frac{k_{vi}}{s} \right) (u_{qref} - u_q) + \omega C_f u_d + i_{gq} \end{cases} \quad (3-31)$$

其中  $u_{dref}$ 、 $u_{qref}$  分别为滤波电容端电压  $dq$  轴分量参考值， $k_{vp}$  和  $k_{vi}$  分别为比例增益和积分增益。

下图为解耦后  $d$  轴电压内环控制框图：

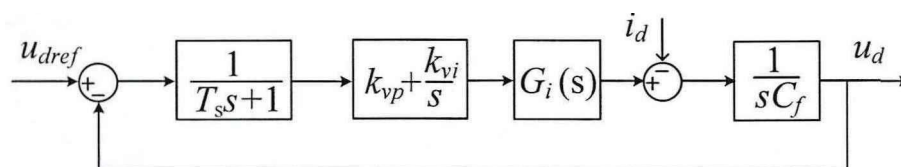


图 3-9 电压内环控制

上图中考虑了电压采样延时，图 3-9 中表示为  $1/(T_s s + 1)$ ； $k_{vp} + k_{vi}/s$  表示电压环 PI 控制器传递函数， $G_i(s)$  为上一小节推导所得电流内环闭环传递函数， $1/sC_f$  为滤波电容传递函数，本文算例中  $C_f = 30\mu F$ 。

对电压内环参数整定主要是比例增益  $k_{vp}$  以及积分例增益  $k_{vi}$  的选择，根据图 3-9 中电压内环控制结构，忽略扰动项影响，未经 PI 控制器补偿前开环传递函数如下式：

$$G'_{vo}(s) = \frac{G_i(s)}{(T_s s + 1) s C_f} = \frac{k_{cp} k_{pwm}}{s C_f (T_s s + 1) (s L_f + k_{cp} k_{pwm})} \quad (3-32)$$

由(3-32)可知开环传递函数含有一个一阶积分环节，两转折频率分别为  $f_1 = 1011.2\text{Hz}$ ， $f_2 = 1591.5\text{Hz}$ ，因此幅频渐进特性曲线在低频段渐近线斜率为  $-20\text{dB/dec}$ ，在转折频率  $f_1$  后斜率减小  $20\text{dB/dec}$ ，变为  $-40\text{dB/dec}$ ，在转折频率  $f_2$  后斜率减小  $20\text{dB/dec}$ ，变为  $-60\text{dB/dec}$ 。

加入 PI 环节后，电压环的开环传递函数为：

$$G_{vo}(s) = G'_{vo}(s) \left( k_{vp} + \frac{k_{vi}}{s} \right) \quad (3-33)$$

PI 环节转折频率  $f_{PI} = k_{vi} / (2\pi k_{vp})$ ，为获得较大的低频段增益，同时保证较大的相位裕度，设置  $f_{PI} = 100\text{Hz}$ <sup>[62]</sup>，电压内环控制带宽设为电流内环带宽的  $1/5$ ，即电压环截止频率  $f_{uc} = f_c / 5$ ，根据上述设计可列方程组如下：

$$\begin{cases} f_{PI} = \frac{k_{vi}}{2\pi k_{vp}} = 100 \\ |G_{vo}(j2\pi f_{uc})| = 1 \end{cases} \quad (3-34)$$

根据上式计算可得电压内环 PI 控制器比例积分增益参数为：

$$\begin{cases} k_{vp} = 0.031 \\ k_{vi} = 29.203 \end{cases} \quad (3-35)$$

经上述设计后，在  $f_{PI}$  处，对数幅频渐近线斜率由  $-20\text{dB/dec}$  增加至  $0\text{dB/dec}$ ，由于电压环截止频率  $f_{uc}$  在该频段内，因此满足控制器设计要求<sup>[63]</sup>。

由(3-33)可推导电压内环闭环传递函数如下式：

$$G_v = \frac{G_{vo}(s)}{1 + G_{vo}(s)} \quad (3-36)$$

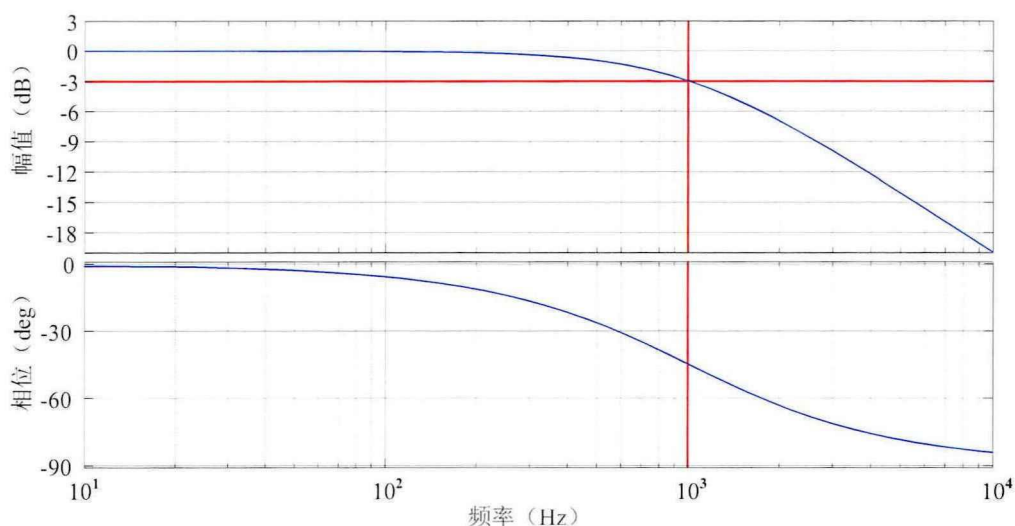


图 3-10 电流闭环 Bode 图

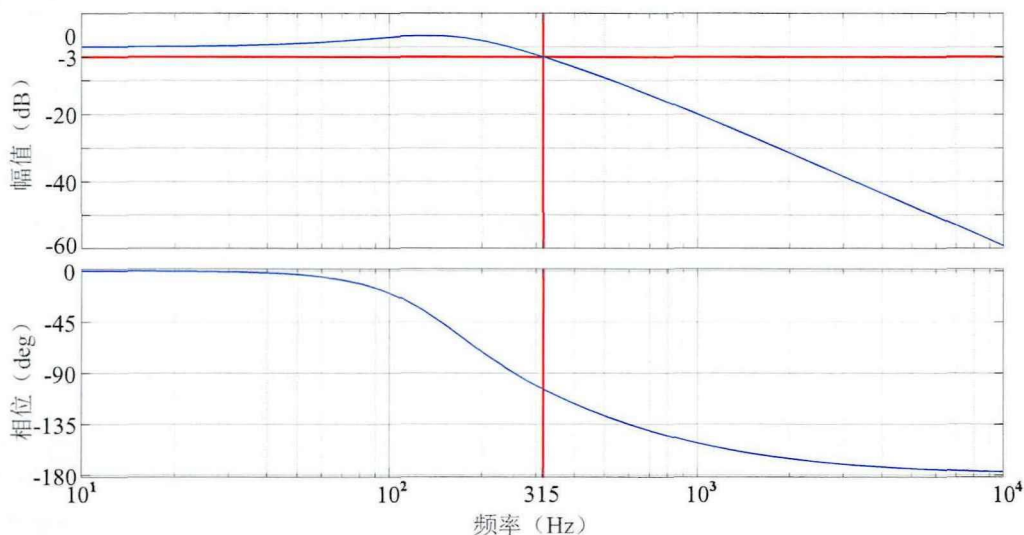


图 3-11 电压闭环 Bode 图

根据式(3-29)、式(3-36)可得电压电流闭环波特图如图 3-10、图 3-11 所示, 观察两图可以看出, 在电压电流环整定参数下, 幅频特性曲线值为 $-3\text{dB}$ 时, 电流环对应频率为 $1000\text{Hz}$ , 电压环对应频率为 $315\text{Hz}$ , 满足带宽及系统动态响应设计要求。

### 3.4 仿真实验

为验证本章节对参数设计分析过程的正确性, 本文在 Matlab/Simulink 中设置仿真算例, 搭建了如下图所示的虚拟同步控制下的并网仿真模型, 系统主电路参数设置如表 3-1 所示。

#### 3.4.1 不同运行工况下变流器运行特性分析

仿真算例 1 为额定功率输出工况, 即  $P=15\text{kW}$ ,  $Q=0\text{kVar}$ , 仿真总时长设置为 $1.2\text{s}$ , 下图为额定功率输出工况下变流器输出的各电气量结果图。

由图 3-12 中整个仿真过程的各电气量变化曲线可知, 在本章设计所得参数下, 变流器输出电压电流波形平稳标准, 输出有功和无功功率能够稳定运行在额定功率点, 电压频率稳定在 $50\text{Hz}$ 。为进一步观察额定工况下输出功率及频率波动, 将输出功率及输出频率曲线放大后如图 3-14、图 3-13 所示。



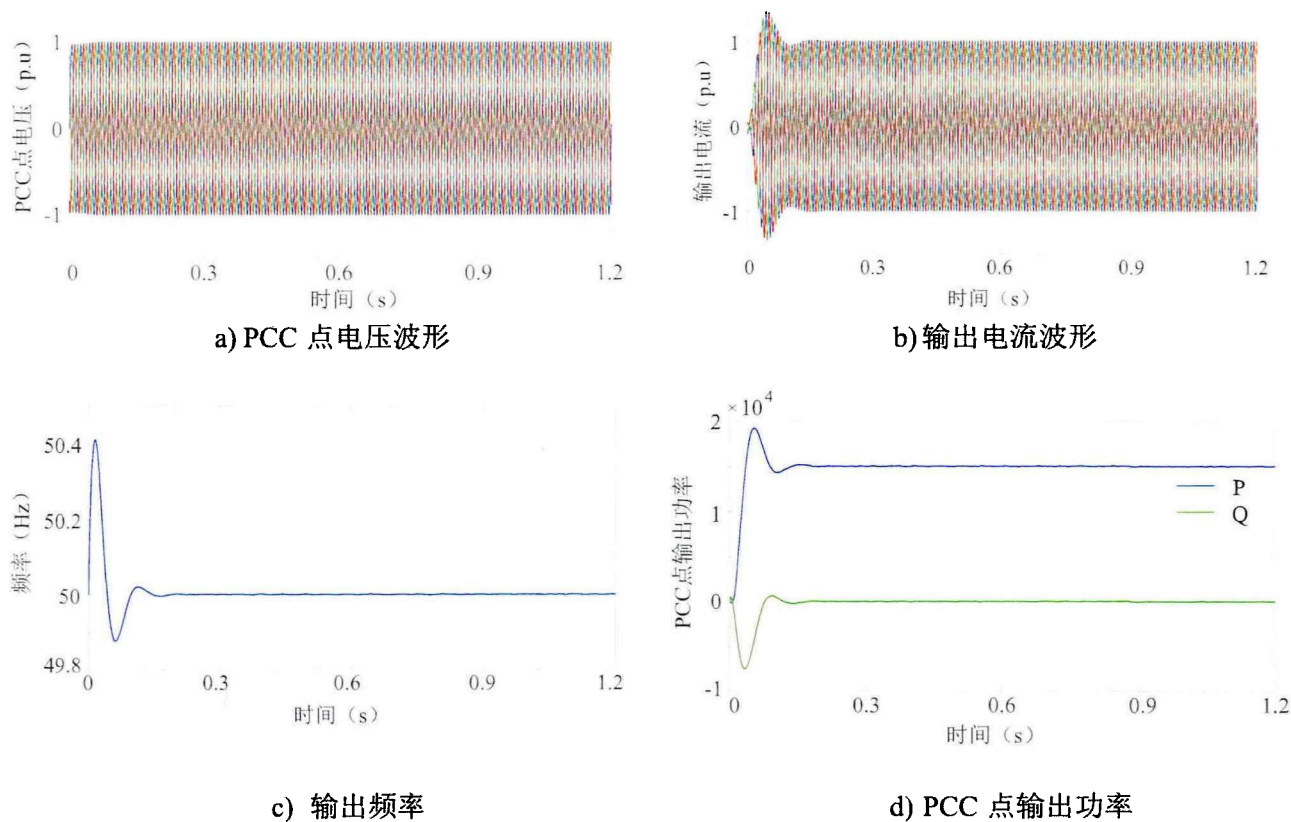


图 3-12 额定工况下变流器并网输出电气量

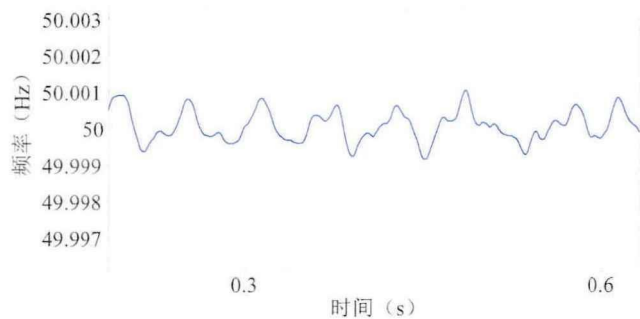


图 3-13 额定工况下输出频率放大图

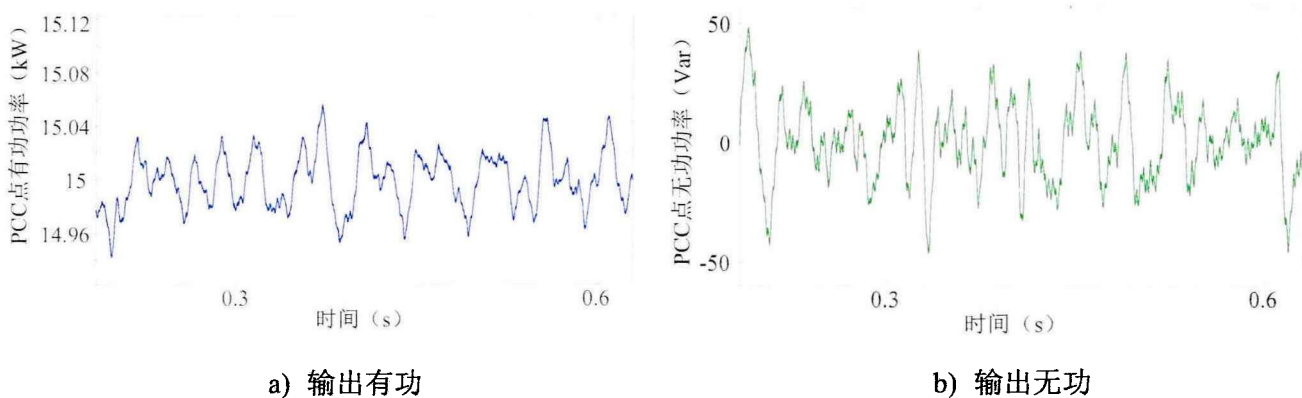


图 3-14 额定工况下输出功率放大图



为探究所选参数下变流器的动态调节性能，设置仿真算例 2，仿真总时长为 1.2s，以额定功率启动，并于  $t=0.5\text{s}$  时设置功率跳变，其中有功功率设定值由 15kW 降至 0Var，无功功率设定值由 0 升至 15kVar，下图为上述工况下变流器输出的各电气量结果图。

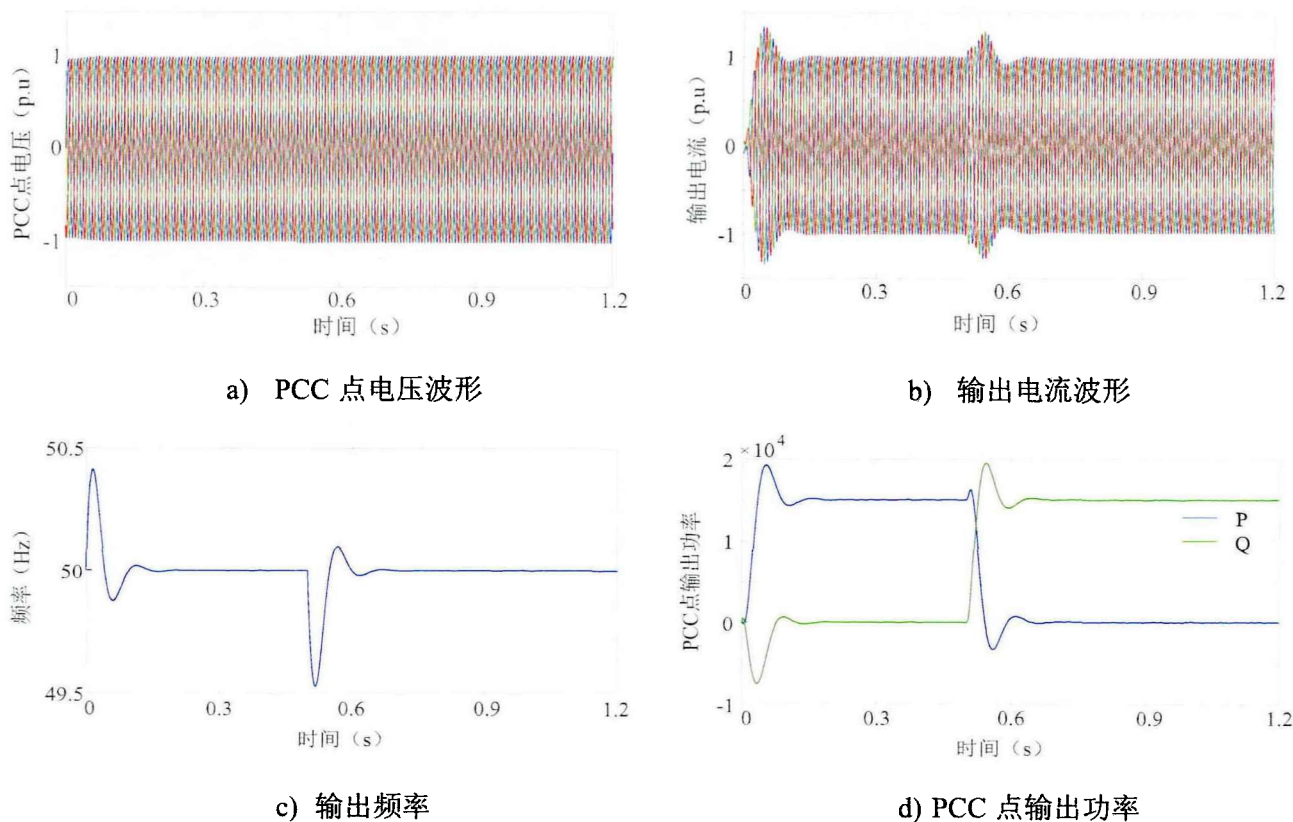


图 3-15 功率跳变情况下变流器并网输出电气量

由图 3-15 a)、图 3-15 b)可知，在  $t=0.5\text{s}$  后的功率调节过程中，变流器输出电压变化幅度相比于输出电流来说更小，体现了虚拟同步控制下构网型变流器的电压源特性，在面对扰动时电压尽可能维持不变，从而使得电流迅速变化。在功率调节期间变流器最大输出电流幅值小于 1.5pu，仍在变流器可承受范围内。观察图 3-15 c)可知，输出功率的满额跳变造成的输出频率波动小于 0.5Hz，满足电网标准对逆变器连续并网运行的频率要求；此外，由于虚拟同步控制包含的惯性作用，使得功率调节过程中频率变化更加平滑。图 3-15 d)中，变流器输出有功和无功功率在功率设定值跳变后 0.1s 内实现稳定，满足电力系统对动态响应性能的要求<sup>[64]</sup>。综合上述结果分析，可以说明本章所选参数具有良好的动态性能。

### 3.4.2 虚拟惯量 $J$ 对变流器运行特性影响分析

为探究虚拟惯性对系统动态响应的影响，取不同惯性常数，对比其面对扰动时的电气量变化。设置仿真算例 3，仿真总时长为 2s，以额定功率启动，并于  $t=1\text{s}$  时设置功率跳变，有功功率设定值由 15kW 降至 10kW，进行三组仿真，三组仿真中仅改变虚拟惯量  $J$ ，下图为不同虚拟惯量下变流器输出的各电气量结果图。

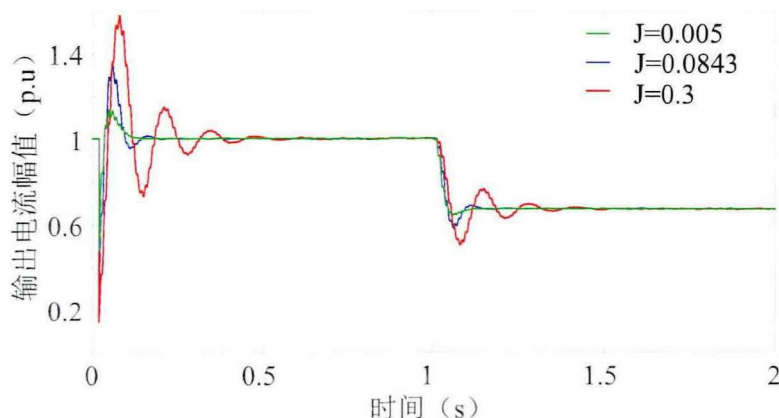


图 3-16 不同虚拟惯量下输出电流波形

通过观察图 3-16 中三种不同虚拟惯量下输出电流波形可知，随着虚拟惯量的增大，在启动阶段以及功率跳变期间的电流波动加大，由图 3-16 中红线可以看出，当  $J=0.3\text{kg}\cdot\text{m}^2$  时，变流器在启动阶段的电流幅值超过了  $1.5\text{pu}$ ，说明过大的虚拟惯性常数可能会造成过电流进而危及电力电子器件的安全运行。

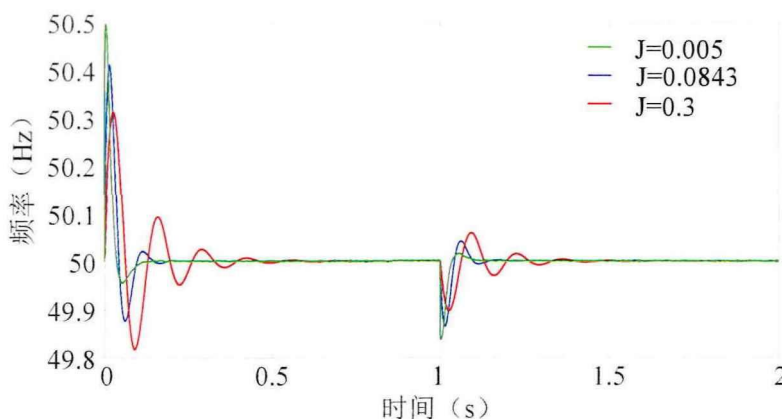


图 3-17 不同虚拟惯量下系统频率

通过图 3-17 变流器输出频率响应曲线可知，从稳定时间来看，随着惯性的增大，频率变化更加缓慢，但当惯性过大时会引起功率超调及振荡，如图 3-18，从而延缓系统的稳定时间。从抗扰动的角度来看，面对扰动，系统惯性越大（对应于红色线），频率跌落程度越小，相较于低惯性系统频率变化也有所

延缓，即系统抵抗扰动的能力越强；系统惯性越小（对应于绿色线），频率跌落程度越大，相较于高惯性系统频率变化更快，即系统抵抗扰动的能力越弱。

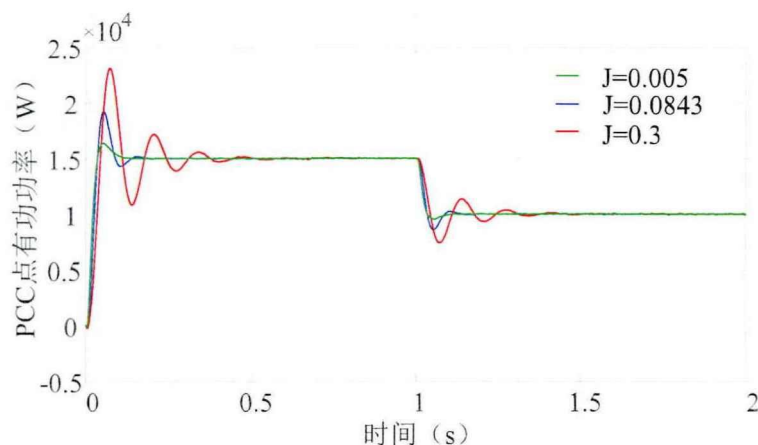


图 3-18 不同虚拟惯量下输出有功

综上，对于一个系统惯性过高或过低对系统的安全及稳定运行都存在不良影响，因此合理设计系统惯性变得尤为重要。

### 3.4.3 虚拟阻尼 $D$ 对变流器运行特性影响分析

为探究虚拟阻尼对系统动态响应的影响，取不同阻尼系数，对比其面对扰动时的电气量变化。设置仿真算例 3，仿真总时长为 2s，以额定功率启动，并于  $t=1\text{s}$  时设置功率跳变，有功功率设定值由 15kW 降至 10kW，三组仿真中仅改变虚拟阻尼  $D_p$ ，下图为不同虚拟阻尼下变流器输出的各电气量结果图。

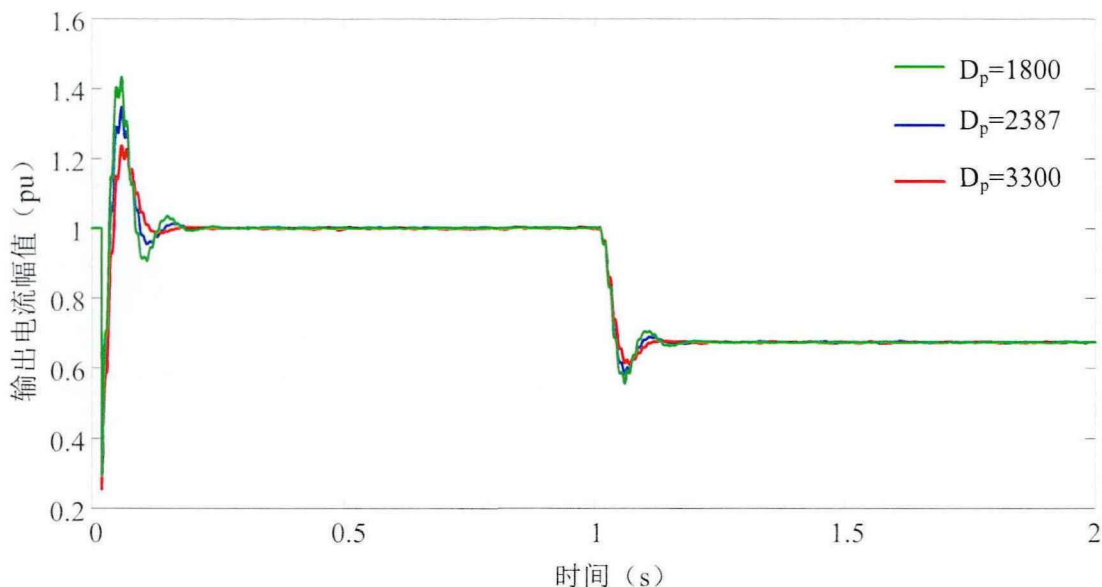


图 3-19 不同虚拟阻尼下输出电流幅值

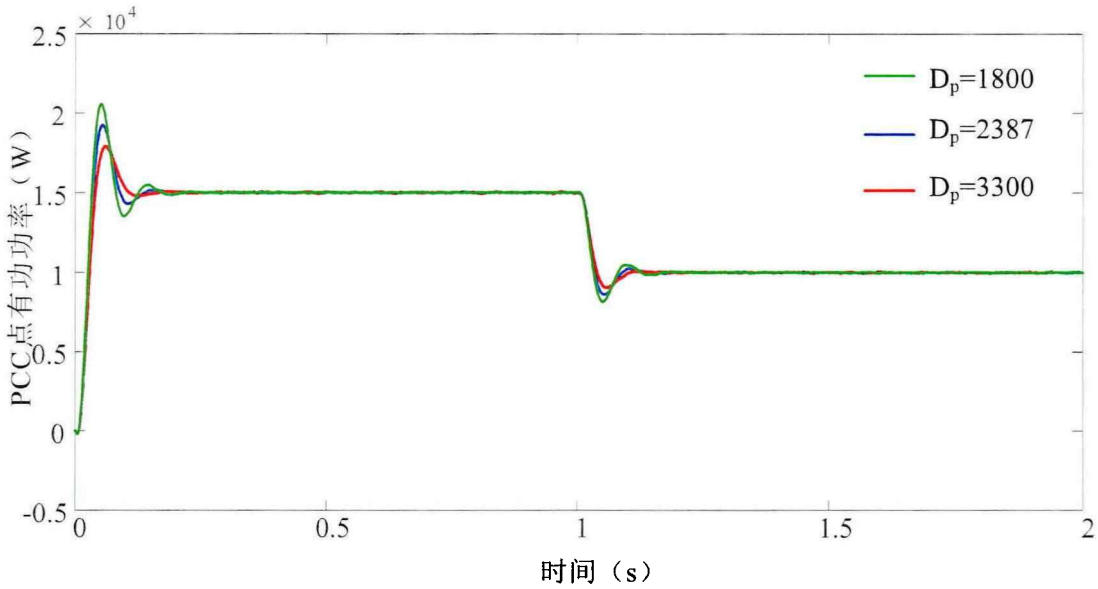


图 3-20 不同虚拟阻尼下输出有功

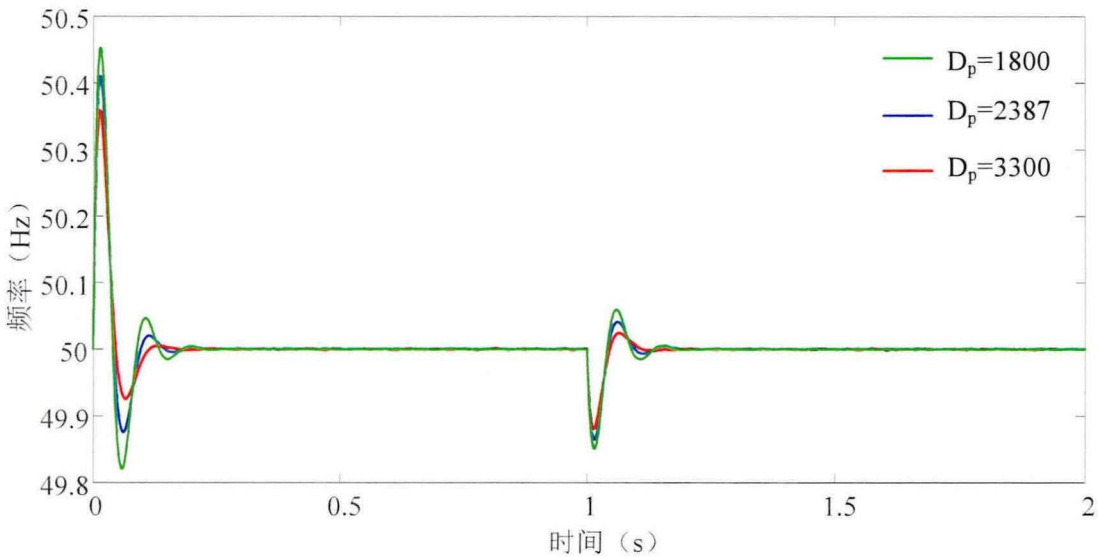


图 3-21 不同虚拟阻尼下系统频率

通过观察图 3-19 中三种不同虚拟阻尼下输出电流幅值可知，随着系统虚拟阻尼系数  $D_p$  的增大，变流器输出电流幅值波动减弱。观察图 3-20 输出有功功率变化曲线可知，有功功率的振荡幅度随系统阻尼的增大而降低，并逐渐趋于平缓。图 3-21 为变流器频率响应，通过对比不同阻尼系数下频率响应可知，阻尼系数的增大有利于减小变流器面对扰动情况下的频率波动，使系统更快到达稳定状态，从而提高系统的稳定性。

综合上述系统关键输出电气量可知，虚拟阻尼可提高系统抵御扰动能力，减小系统各电气量的波动幅度并加快系统稳定。

### 3.5 本章小结

虚拟同步控制下的构网型变流器可以模拟同步发电机的调节特性，为电网提供惯性支撑，因此对功率控制外环以及产生进一步控制动作的电压电流内环参数的合理设计具有重要意义。本章首先建立电压频率及电压幅值受到扰动时的虚拟同步控制小信号模型，来描述虚拟同步控制的动态响应特性。通过设置有功环相位裕度约束降低有功功率与无功功率控制环节的耦合作用，在此基础上，根据控制带宽以及相位裕度约束对有功环和无功环关键参数进行设计。对于电压电流双闭环，本文考虑了电压电流信号的采样延时，设计各环节比例积分系数。最后建立仿真模型，对所选参数进行验证，通过不同工况下变流器输出的各电气量结果可知，所选参数可以满足系统稳定及动态性能要求，证明了本章构网型变流器参数选择方法的有效性。通过分析不同虚拟惯量下变流器输出电气量可知，虚拟惯性在提升系统抗扰动能力的同时会削弱系统动态响应速度，而虚拟阻尼可有效减缓系统振荡并提高系统动态性能。

## 第4章 过电流分析及抑制策略研究

### 4.1 引言

相较于电流控制型变流器，电压控制型变流器（构网型变流器）具备更好的电网频率和电压支撑能力及调节性能，因此应用前景宽广。但是，构网型变流器电流控制能力不足，当系统发生故障时，很容易引发过电流等问题，这也是该类型变流器面临的重要挑战之一。

本章首先对构网型变流器过电流产生原理进行分析，根据各控制环节控制侧重点的不同分析得到电流抑制的不同实现途径，结合第二章中对构网型变流器各环节控制实现以及第三章关键控制参数作用效果分析，提出一种带低通滤波结构及附加电流环的构网型变流器控制方法。附加电流环分别对  $dq$  轴电流分量进行控制，作用于外环产生适当的相位及电压幅值参考；低通滤波结构用以解决附加电流环投入导致的系统频率稳定问题；所提策略在保证系统频率满足并网要求的前提下，将变流器电流迅速限制在允许范围内，并保证了故障期间变流器的电压源特性；最后在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型，验证本章所提过电流抑制策略的有效性和优越性。

### 4.2 基于附加电流环的过电流抑制策略

#### 4.2.1 构网型变流器过电流分析

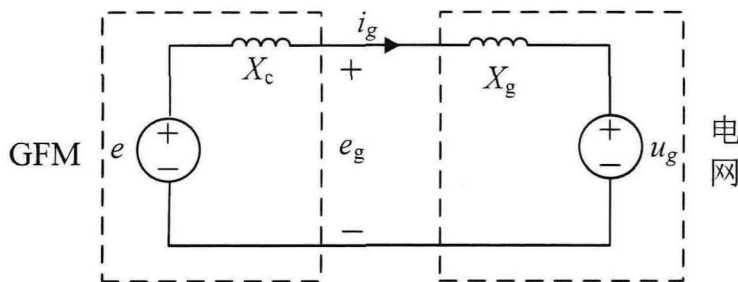


图 4-1 构网型变流器等效电路图

上图为构网型变流器与电网间的等效连接电路图，为简化分析，忽略线路电阻以及滤波电容<sup>[65]</sup>，图中  $e$  表示变流器出口电源， $X_c$  表示变流器侧滤波电感， $e_g$  表示滤波电容端电压，即构网型变流器等效电压源电压，图中  $X_g$  实际上包含 LCL 电网侧滤波电感和电网等效电感之和，为方便表达，将二者之和用  $X_g$  代替。

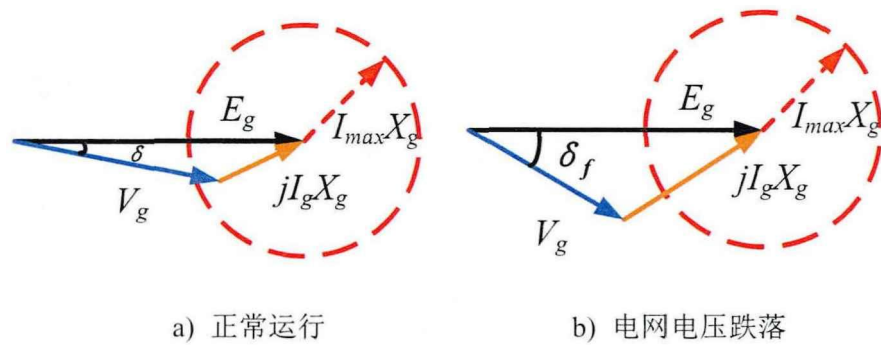


图 4-2 不同工况下电压电流相量示意图

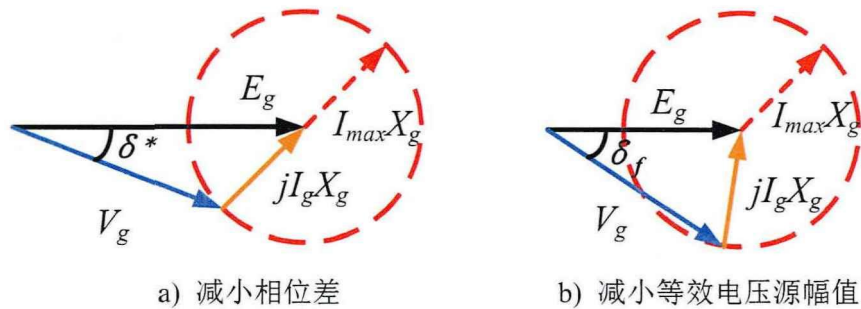


图 4-3 过电流抑制途径

上图为正常及电网电压跌落情况下的电压电流相量示意图，其中  $E_g$  表示滤波电容端电压，可通过电网电压  $V_g$  加电网电流  $I_g$  造成的压降计算，红色圆环是以变流器可承受最大电流造成的压降为半径的圆，由图 4-2 a)可知，正常运行状态下电网电流  $I_g$  造成的压降小于圆环半径；而当电网电压跌落时，对应于图 4-2b)  $V_g$  减小，若此时保持原控制不变，电网电流  $I_g$  造成的压降将超出圆环半径，出现过电流。

图 4-3 为过电流抑制策略的两种思路，第一种是维持电压  $E_g$  不变，更改构网型变流器等效电压源相位，以减小电网电压与等效电压源电压间相位差，第二种是保持等效电压源相位不变，即相位差不变，减小构网型变流器等效电压源幅值，从相量图中可以看出两种途径均将电流限值在允许范围。虽然理论上上述两种思路可分别实现，但在实际应用中，相位更改对应的有功环与电压幅值更改对应的无功环存在联系，一方改变会对另一方产生影响，因此两种思路的单独实现无法准确控制电流。基于上述讨论，下文将同时对两个环节进行改进。

所提过电流抑制策略的思路是基于两方面进行，针对电流限幅存在的电压稳定方面不足，传统下垂控制响应存在的电流控制不准，响应速度慢两点不足，以及虚拟阻抗存在的计算依赖回路参数、虚拟阻抗比例设置影响电流直流分量衰减速度等局限，提出本文抑制策略的两大要求。

第一点是实现电流的准确控制，能快速准确的将电流控制在设定值，第二点是在保证电流控制的同时，维持故障期间的构网型变流器的电压源特性，以提供



稳定电压支撑。

上述要求的实现最终落点于以下两方面，即构网型变流器等效电压源幅值和相位的获得，对应于构网型变流器的有功和无功外环，下面将对所提过电流抑制策略按作用环节的不同进行详细阐释。

## 4.2.2 控制环节改进

### (1) 有功环改进

正常运行状况下，有功环控制采用虚拟同步控制，通过第二章分析可知，虚拟惯性常数  $J$  使系统具有良好的抗干扰能力，可以抑制频率波动时的峰值，但会影响功率的跟踪速度，延长到达整定值的时间<sup>[65,66]</sup>，而虚拟阻尼系数  $D_p$  主要用于减弱系统振荡，提高系统稳定性。

因此，为提高故障期间有功的响应速度，在故障时投入附加电流环并切换有功参考值。本文提出了考虑故障特征的控制框图，见图 4-4。

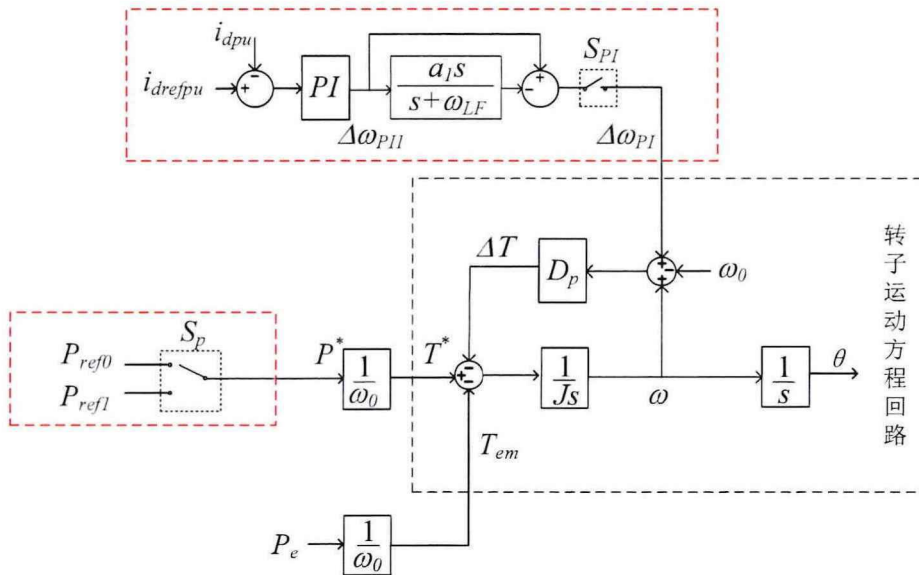


图 4-4 构网型变流器有功外环改进控制策略

图 4-4 中，附加电流环用来增强阻尼，有功参考值更改后更贴近故障运行状态，二者共同作用从而加速  $d$  轴电流控制速度。

检测到故障发生时，开关  $S_p$  和  $S_{PI}$  合上，有功参考值切换为  $P_{ref1}$ ，可通过故障期间  $d$  轴电流参考值计算得到，其表达式如下所示：

$$P_{ref1} = \frac{3}{2} i_{dref1} u_{dref} \quad (4-1)$$

式中， $i_{dref1}$  为  $d$  轴电流参考值， $u_{dref}$  为故障期间  $d$  轴电压参考值。

通过图 4-4 可知，故障期间附加电流控制作用于阻尼  $D_p$  的输入，为系统提供正反馈，可等效为增强系统的阻尼作用，起到加快有功控制响应速度的作

用；当系统稳定时，附加电流环输入为 0，角频率稳定在  $\omega_0$ ，有功功率稳定在给定的有功参考值  $P_{ref1}$ ，此时  $\Delta T = 0$ 。

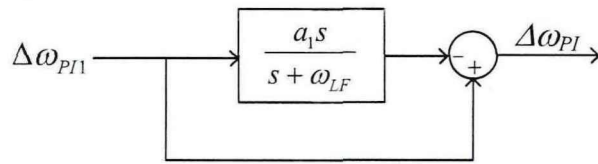


图 4-5 低通滤波结构

附加电流环的投入与有功参考值的切换会使得有功控制的输出产生跳变，进而导致频率出现较大波动。为解决这一问题，本文在附加电流环后增设低通滤波环节（图 4-5 所示），抑制切换初期频率的较大波动并消除频率静态误差。图 4-5 中， $\Delta\omega_{PII}$  表示附加电流环的输出， $\Delta\omega_{PI}$  表示  $\Delta\omega_{PII}$  的经低通滤波处理后的输出。

滤波环节传递函数为：

$$G_{LF}(s) = \frac{(1-a_1)s + \omega_{LF}}{s + \omega_{LF}} \quad (4-2)$$

式中， $a_1$  表示滤波器增益系数， $\omega_{LF}$  表示截止频率，根据电网的基准频率，设计低通滤波器的带宽为 75Hz，则滤波环节在截止频率处增益幅度可表示为：

$$20\log_{10}|G_{LF}(s)| = -3 \quad (4-3)$$

将式(4-2)代入式(4-3)可得：

$$\omega_{LF} = 150\pi \sqrt{\frac{10^{-0.3} - (1-a_1)^2}{1-10^{-0.3}}} \quad (4-4)$$

$\omega_{LF}$  随着  $a_1$  的取值发生变化，幅频、相频特性曲线如图 4-6 所示。

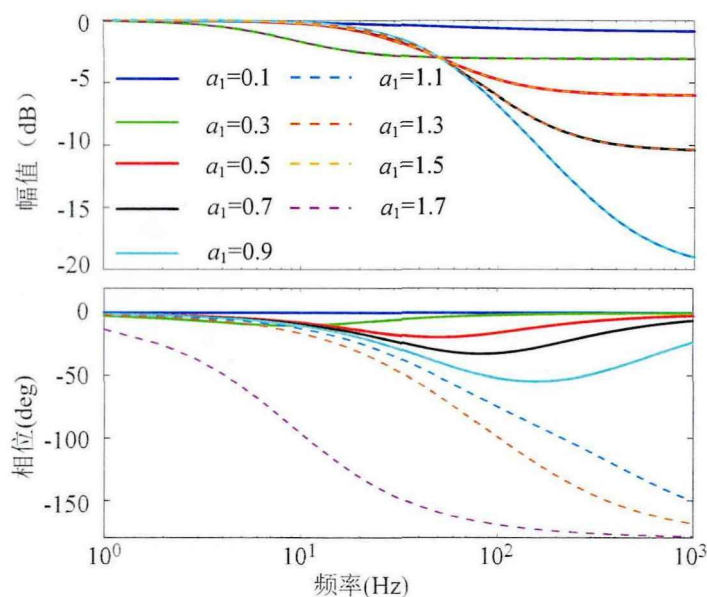


图 4-6 低通滤波环节幅相特性曲线

根据幅频特性曲线分析可知，在低频段  $a_l=0.3$  及  $a_l=1.7$  时，幅值降落明显，对应于相频特性中， $a_l=0.3$  时相位变化最小，因此选取滤波参数  $a_l=0.3$ ， $\omega_{LF}=70.57\text{Hz}$ 。

## (2) 无功环改进

正常运行时，电压环控制目标为无功设定值，通过积分控制器和电压前馈环节生成  $d$  轴参考电压，从而将无功功率调节到参考值。

故障期间，电压环控制目标发生改变，本文所提策略控制目标为  $q$  轴电流设定值  $i_{qref}$ ，原控制结构无法实现。

因此，为使得故障期间构网型变流器能够维持电压源特性以满足电压支撑的要求，在故障时切换至附加电流环，见图 4-7。

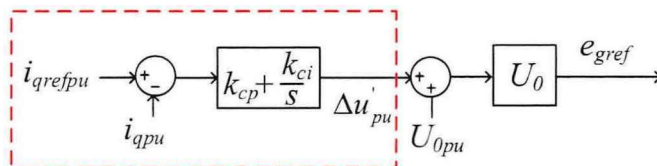


图 4-7 无功改进控制测量

其中，附加电流环用来获取满足  $q$  轴参考电流下的参考电压。检测到故障发生时，开关  $S_q$  和  $S_{PIq}$  合上， $d$  轴参考电压可通过下式计算：

$$u_{dref} = \left( \left( k_{rp} + \frac{k_{ri}}{s} \right) (i_{qrefpu} - i_{qpu}) + U_{0pu} \right) U_0 \quad (4-5)$$

式中， $k_{rp}$ 、 $k_{ri}$  分别表示  $q$  轴附加电流环 PI 的比例、积分系数。

通过图 4-7 可知，故障期间附加电流控制作用于电压基准值，当  $q$  轴电流稳定在设定值时，附加电流环输出稳定在某一定值，则此时系统电压稳定。

### 4.2.3 dq 轴电流参考值选取

我国风电并网规程[68]规定了不同电压跌落情况下风电机组需提供的无功电流分量最小值，则有功电流分量可通过变流器过电流限值和无功电流分量进行计算，因此，综合我国低压穿越规程和变流器安全运行要求，有功和无功电流分量参考值设置如下：

$$i_{d0pu} = \begin{cases} i_{d0pu}, (u_{pccpu} > 0.9) \\ \sqrt{i_{\max pu}^2 - i_{qrefpu}^2}, (0.2 \leq u_{pccpu} \leq 0.9) \end{cases} \quad (4-6)$$

$$i_{qrefpu} = \begin{cases} 0, (u_{pccpu} > 0.9) \\ K_d (0.9 - u_{pccpu}), (0.2 \leq u_{pccpu} \leq 0.9) \end{cases} \quad (4-7)$$

式中， $i_{d0pu}$  表示标么化的故障前有功电流， $K_d$  表示无功电流分量系数，一般不

小于 1.5，由于本文采用  $d$  轴电压定向， $u_{pccpu}$  为并网点电压幅值， $i_{maxpu}$  表示标幺制下的变流器过电流限值。

改进后的控制结构如图 4-8 所示。

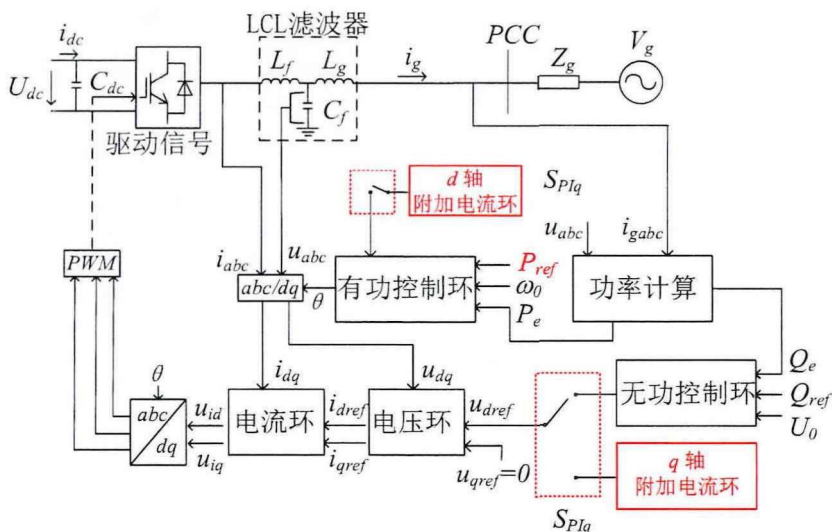


图 4-8 构网型变流器改进控制及拓扑

## 4.3 仿真验证

为验证所提过电流限制策略的有效性，本节通过在 Matlab/Simulink 设置仿真算例，仿真设定  $t=0.3s$  时电网发生三相对称短路，并于  $t=0.7s$  时故障恢复，仿真时长为 1.2s，变流器过电流限值设为 1.5pu。与电流限幅以及虚拟阻抗限流策略控制效果进行对比，为进一步验证所提策略的有效性，将所提策略应用于不同容量变流器中，下面将对不同场景下新能源机组的过流抑制效果及系统特性进行对比分析。

### 4.3.1 不同控制策略下控制效果对比分析

#### (1) 与外环功率参考值更改对比分析

故障期间有功和无功的参考值设置方式参考文献[9]，根据电压跌落程度，改变变流器的额定功率，其表达式为：

$$S_{new} = u_{pccpu} S_n \quad (4-8)$$

根据新的变流器额定功率和电压跌落情况计算无功及有功功率参考值，可表示为：

$$Q_{refpu} = \begin{cases} 1 - u_{pccpu}, (u_{pccpu} > 0.9) \\ 2S_{new}(1 - u_{pccpu}), (0.5 \leq u_{pccpu} \leq 0.9) \\ S_{new}, (u_{pccpu} < 0.5) \end{cases} \quad (4-9)$$

$$P_{refpu} = \sqrt{S_{new}^2 - Q_{refpu}^2} \quad (4-10)$$

由式(4-8)-式(4-10)中功率参考值设置方式可知，当电网电压跌落 0.5pu 时，计算得到无功参考值为 0.5pu，有功参考值为 0，不能充分利用变流器短路容量，其提供的短路电流过于保守。将上述更改外环功率参考值的过电流抑制措施与本文所提附加电流环控制进行对比，故障过程中各电气量变化如下图所示。

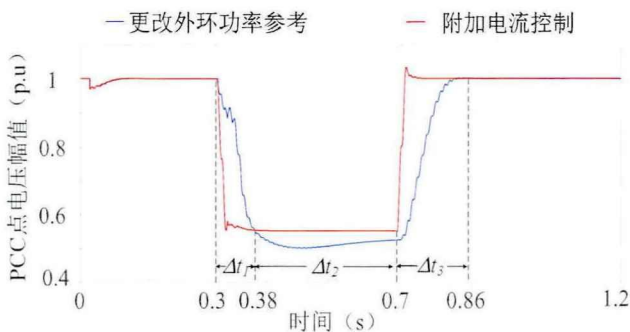


图 4-9 不同控制策略下频率对比

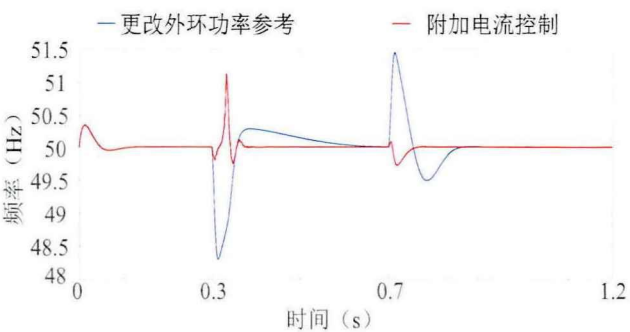
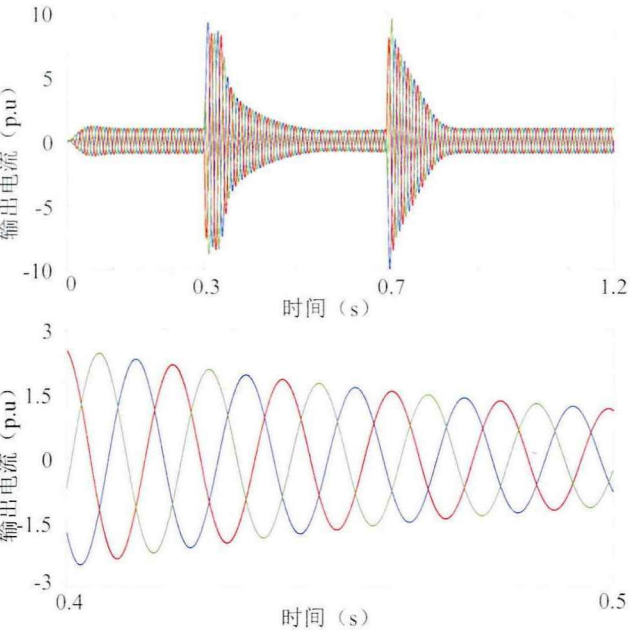
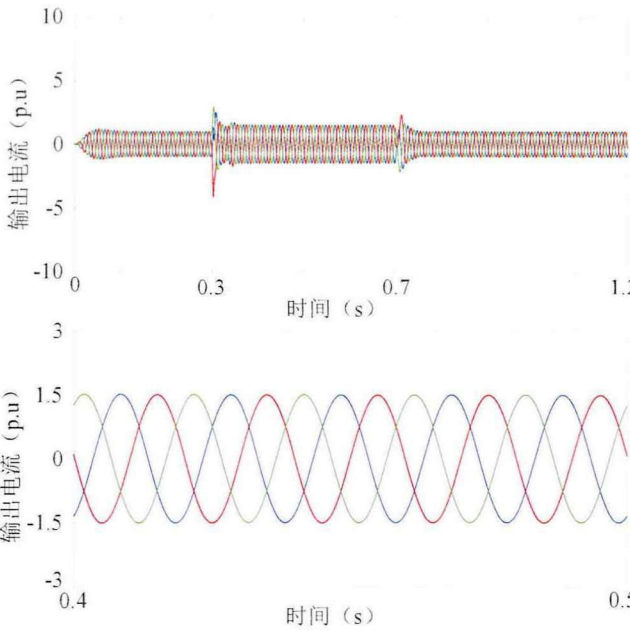


图 4-10 不同控制策略下 PCC 点电压幅值对比



a) 更改外环功率参考控制输出电流



b) 附加电流控制输出电流

图 4-11 不同控制策略下输出电流对比

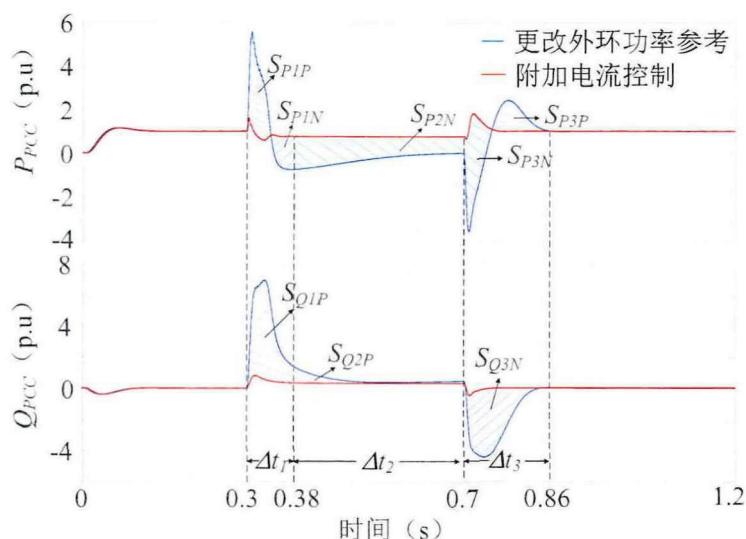


图 4-12 不同控制策略下输送功率对比

由图 4-10 中 PCC 点电压幅值曲线可知, 在  $\Delta t_1(0.08s)$  时段内, 更改外环参考控制方式下 PCC 点电压幅值大于所提附加控制, 对应于图 4-12 可知, PCC 点电压幅值的提高以变流器提供更多能量 ( $S_{P1P}+S_{Q1P}-S_{P1N}$ ) 为代价, 但该时段内变流器输出有功无功远大于额定容量, 可能造成设备损坏; 在  $\Delta t_2(0.32s)$  时段内, 由于附加电流控制下有功输出相较于更改外环功率参考控制更大, 可提供更多能量 ( $S_{P2N}-S_{Q2P}$ ), 因此 PCC 点电压幅值更高;  $t=0.7s$  时电网电压恢复, 更改外环功率参考控制故障期间运行状态与正常运行状态差距较大, 因此电压恢复过程缓慢, 造成功率反送。另外, 通过图 4-11 中两种控制方式下输出电流波形可知, 附加电流控制由于具有良好的动态响应特性, 能在故障后 0.1s 内将输出电流稳定在设定值 1.5pu, 为系统提供稳定功率输出, 进而维持并网点电压稳定。

观察图 4-9 两种控制下的频率对比图可知, 由于附加电流控制在故障期间有功功率控制速度更快, 且与实际值更相近, 因此频率偏差更小更稳定。

综上所述, 本文所提附加电流控制策略在动态响应方面更加优越, 可迅速抑制过电流, 为系统提供更稳定的电压和有功支撑。

## (2) 与电流限幅对比分析

若直接在电压外环后设置电流限幅控制可能会造成系统失稳, 所以下文采用的电流限幅控制参考值设定由(4-6)和式(4-7)给定, 在输出电流超出限值时将变流器作为电流源运行,  $dq$  分量按照预设参考值进行控制。

以电网电压跌落至 0.2pu 为例, 将上述电流限幅控制与本文所提附加电流环控制进行对比, 故障过程中各电气量变化如下图所示。



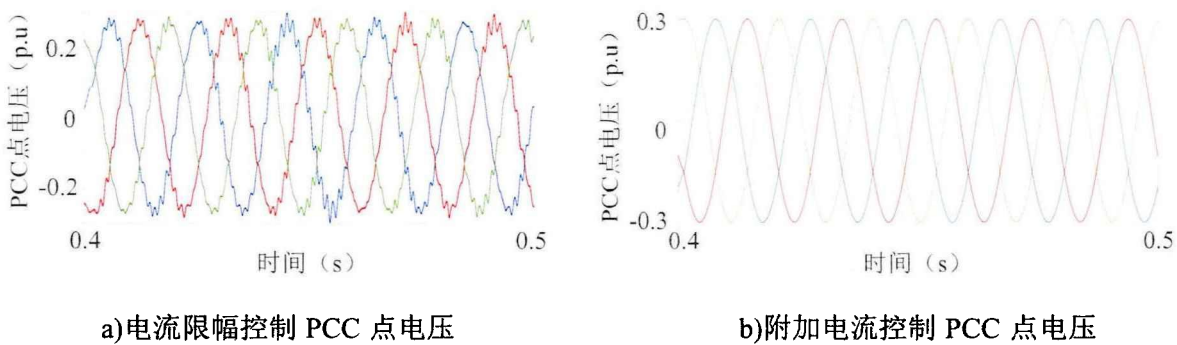


图 4-13 两种控制策略下 PCC 点电压对比

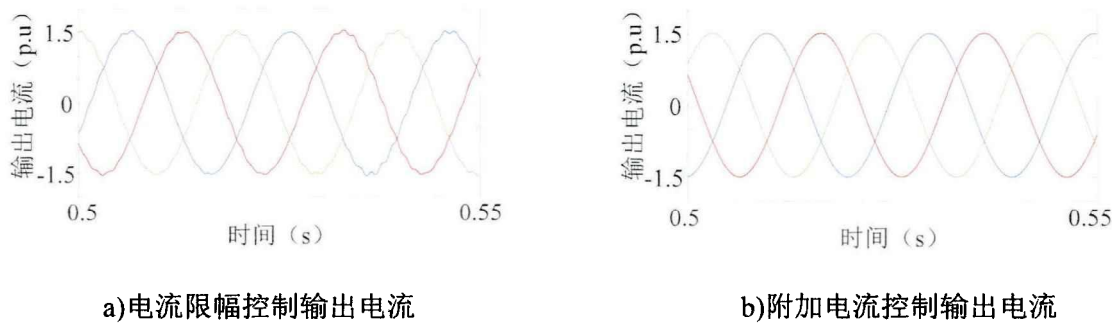


图 4-14 两种控制策略下输出电流对比

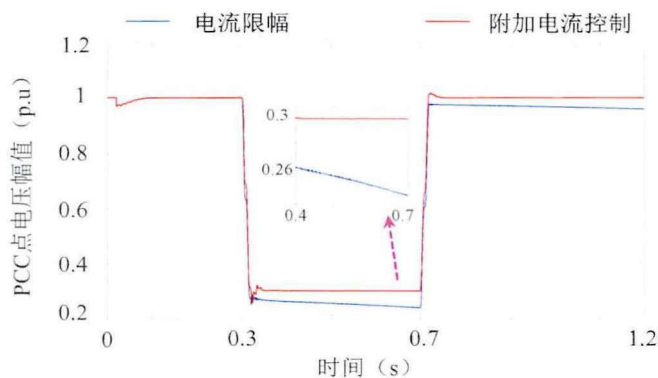


图 4-15 两种控制策略下 PCC 点电压幅值对比

电流限幅控制使得构网型变流器在故障期间表现为电流源特性。相对于所提附加电流控制，外环及内电压环被禁用，此时，PCC 点电压无法得到有效控制，从图 4-13 中可以看出，电流限幅控制下的电压波形畸变严重，对应地图 4-14 中电流波形也存在一定畸变，会提高系统电能损耗，影响其故障穿越能力，对应于图 4-15（蓝线）可看出，故障期间电流限幅控制下的变流器端口电压无法得到有效控制，处于下降趋势。而根据本文所提控制策略仿真得到的故障下电压波形较为稳定，可以为 PCC 点提供更高更平稳的电压支撑。

电流限幅存在的另一个问题为电压外环 PI 积分器在故障期间的积分累加值较大，当故障切除后，若直接由电流限幅切回原控制模式将会导致系统失稳。



图 4-15 中，当采用电流限幅时，故障切除后变流器端口电压无法恢复到整定值。然而采用所提附加电流控制策略时，故障恢复后的变流器端口电压可以稳定在整定值，能够实现无差调节。

综上所述，采用附加电流控制时，变流器可以等效为受控电压源，在抑制过电流的同时，还可以提供更加平稳的电压支撑，更有利于故障期间机组的稳定运行以及故障切除后的电压恢复。

(3) 与虚拟阻抗对比分析

以文献[43]中虚拟阻抗设计方法为参考，将虚拟阻抗控制方式下电流抑制效果与本文所提附加电流控制进行对比，两种控制方式下，输出电流及电压结果如下图所示。

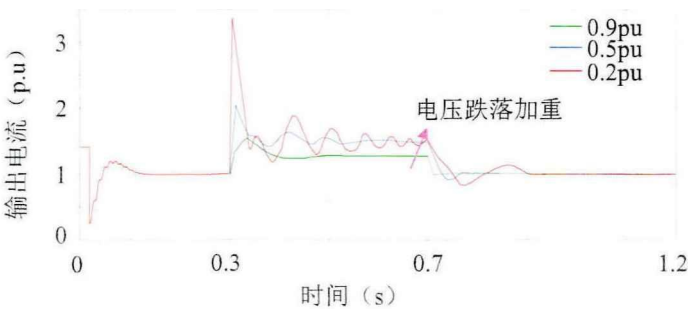


图 4-16 虚拟阻抗控制下输出电流幅值

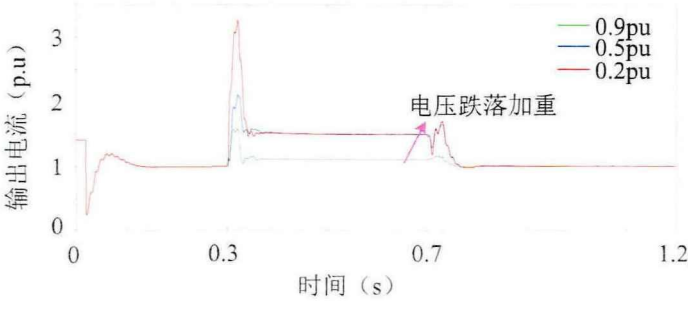


图 4-17 附加电流控制下输出电流幅值

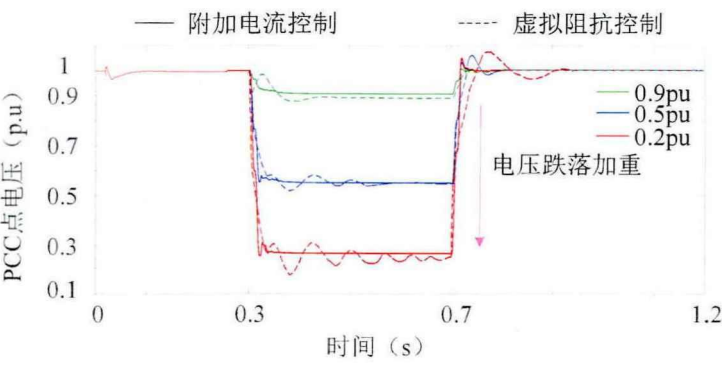


图 4-18 不同控制下 PCC 点电压幅值对比

图 4-16 中，随着电压跌落程度的增大，虚拟阻抗控制下输出电流幅值波

动加剧，延长了电流的控制时间。当电网电压跌落至 0.2pu 时，虚拟阻抗控制在故障后 0.4 s 才将电流稳定在整定值附近。

另外，变流器的输出电流存在波动，导致 PCC 点电压无法稳定（图 4-18 中虚线），故而无法为电网提供稳定的电压支撑。相较于虚拟阻抗，所提附加电流控制在不同电压跌落情况下，均能实现电流的快速控制，在 0.1s 内将电流稳定在整定值，为电网提供快速稳定的电压支撑。

4.3.2 有无低通滤波控制效果对比分析

为探究低通滤波加入前后对系统频率稳定的影响，分别模拟轻度、中度以及重度电压跌落情况，对应电网电压跌落至 0.9pu、0.5pu、0.2pu，下图为不同电压跌落情况下有无低通滤波环节的附加电流控制系统频率特性曲线。

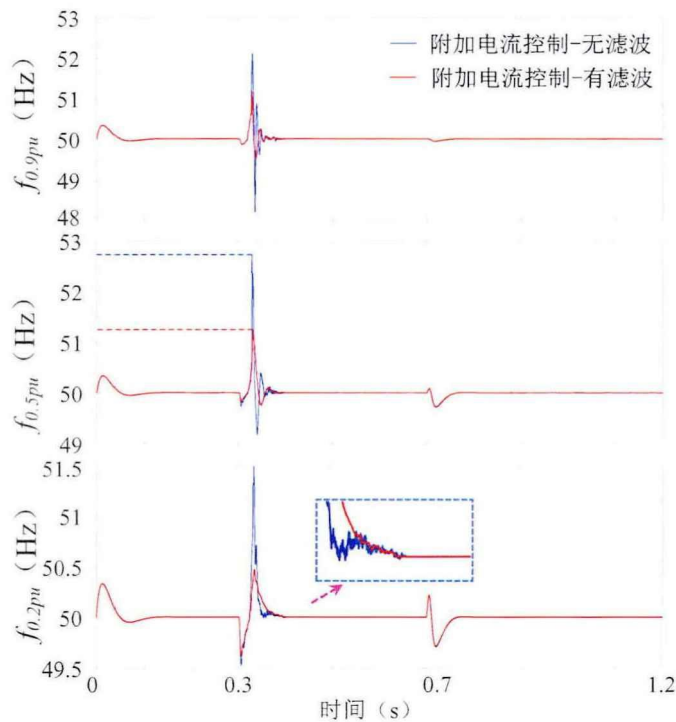


图 4-19 不同电压跌落情况下有无滤波附加电流控制的系统频率对比

通过图 4-19 可知，未加低通滤波结构前，故障发生后由于附加电流环的突然投入，作用于虚拟同步控制中的阻尼环节，使得 PCC 点频率有较大的波动，影响了系统的频率稳定，严重时还可能会造成系统频率越限。加入低通滤波后的（图 4-19 中红色实线），系统频率波动明显降低，在不同电压跌落情况下均能维持在允许范围内。

图 4-20 为不同电压跌落情况下有无滤波附加电流控制的输出电流幅值对

比,通过观察可知,低通滤波的加入并不会影响电流的控制速度,各种电压跌落程度下变流器输出电流都能得到快速抑制,在故障后 0.1s 内稳定在设定值。

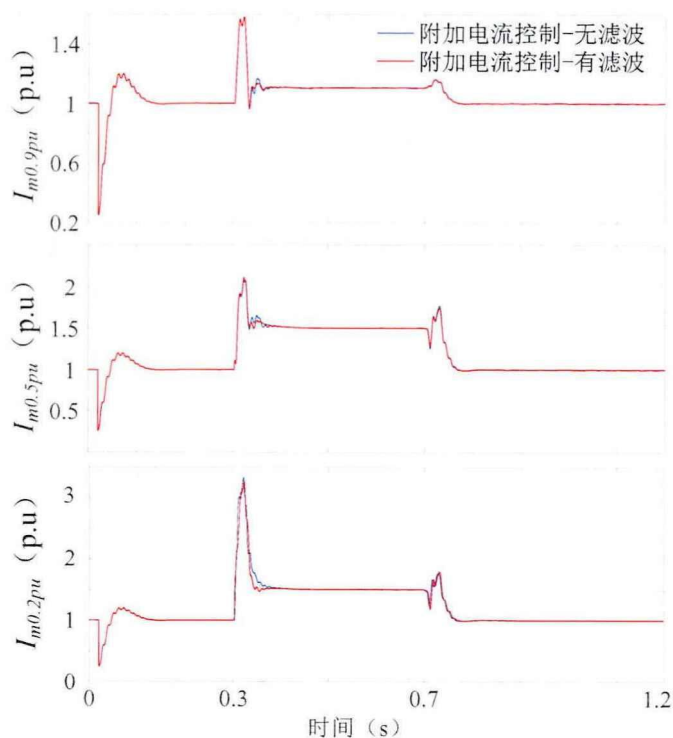


图 4-20 不同电压跌落情况下有无滤波输出电流幅值对比

综上,加入低通滤波环节有助于减小附加电流环投入瞬间对系统频率的影响,改善了系统的暂态频率稳定。

#### 4.4 本章小结

本章针对系统发生三相对称故障造成的过电流问题,首先分析过电流产生原因并探寻抑制过电流的可行途径;针对现存过流抑制措施中存在的问题,提出一种基于附加电流环的构网型变流器过电流抑制方法,以附加电流环的形式分别对有功环的功率参考值、阻尼作用效果和无功环的控制目标进行改进,最后通过 MATLAB/Simulink 仿真验证了所提控制策略的有效性,得到以下结论:

(1) 故障期间采用本文所提控制后,在电流快速控制的同时保证了构网型变流器的电压源特性,为电网提供持续稳定的电压支撑;

(2) 低通滤波环节的加入解决了有功附加电流环投入瞬间造成的频率越限问题,同时平滑了频率波动;

(3) 充分利用变流器容量裕度,在故障期间提供电压支撑的同时最大限度的保证了有功输送能力。

## 第5章 结论与展望

### 5.1 结论

随着世界各国对以风电、光伏为代表的新能源发电研究的不断深入,近年来新能源装机容量迅速增加,其主要目标是实现削弱常规化石燃料以及核能发电的占比,以提供更好的环境效益。新能源发电机组接入电网是通过电力电子变流器控制实现,同日前广泛使用的跟网型控制方式相比,构网型控制由于对外表现电压源特性得以迅速发展。在上述课题研究背景下,深入探索构网型变流器的控制框架、充分发掘其特性优势对当前电力系统发展具有重要意义。基于对构网型变流器特性的深入分析,针对目前构网型变流器在电网电压故障情况下面临的典型过电流问题进行研究分析,提出可有效抑制故障电流的附加电流环控制策略。本文所做主要工作及研究结论如下:

(1) 目前对构网型变流器的控制框架尚无统一标准,不同控制之间特性存在较大差异,基于上述问题,考虑当前新能源大规模接入背景下电力系统的惯性需求,对同步发电机主要输出特性进行建模,通过控制结构设计将其对偶等效至构网型变流器控制,即虚拟同步控制,实现同步发电机物理及调节特性的模拟,为当前背景下新型电力系统的惯性、频率支撑要求提供解决方案。

(2) 控制效果是对理论研究的支撑和可行性验证,因此仿真模型搭建运行过程中控制参数的选择将直接决定控制效果的优劣,针对上述问题,本文建立了构网型变流器虚拟同步外环、电压电流内环的小信号模型,推导其传递函数,根据截止频率、相位裕度要求得到各部分主要控制参数的理论设计值,最后仿真验证了设计参数的有效性,并分析讨论不同虚拟惯量常数  $J$ 、不同虚拟阻尼  $D_p$  下变流器输出电气量,明确虚拟惯性在提升系统抗扰动能力的同时会削弱系统动态响应速度,而虚拟阻尼可有效减缓系统振荡并提高系统动态性能,为仿真参数的确定提供理论参考,减少参数调试过程中的无效试凑。

(3) 当前构网型变流器面对的最大问题是电网电压故障造成的过电流,为提出有效解决方案,本文首先对构网型变流器过电流产生原理进行分析,根据各控制环节控制侧重点的不同分析得到电流抑制的不同实现途径,分别就有功环的阻尼、功率参考值,无功环的控制目标进行改进,提出一种基于附加电流环的过电流抑制策略,仿真结果表明,所提策略保证了故障期间构网型变流器的电压源特性,相比于常规电流抑制措施在控制速度、电压支撑能力等方面均

有提升。

## 5.2 展望

本文对构网型变流器控制框架、主要控制参数设计以及电网故障情况下典型过电流问题展开研究，但受知识储备以及时间等多方面因素影响，仍需对以下内容进一步完善和讨论探索：

(1)本文所研究虚拟同步控制下的构网型变流器包含了同步发电机一次调频调压特性的实现，但上述调控特性的实现是基于充足的有功和无功功率供给，即构网型变流器的输入端可以提供足够的功率，但输入端的能源供给来自新能源场站，新能源发电的不确定性将导致功率的频繁波动，因此后续工作可能需要考虑储能装置与新能源场站出力之间的协调配合，根据新能源场站出力特性合理配置储能容量以及动态性能指标，以实现充足稳定的功率供给。

(2)本文主要针对构网型变流器在电网电压发生三相对称短路故障时出现的过电流问题，提出电流抑制策略，并未考虑不对称故障情况下所提策略如何改进应用，在后续研究中，以电网不对称故障为研究重点，将控制单元划分为正负序两部分，应用所提附加电流控制，根据不对称故障下的电流特性进行适应改进，以验证分析其在不同故障类型下的适用性及控制效果。

## 参考文献

- [1] 中电联统计与数据中心. 中国电力行业年度发展报告2022. 2022.
- [2] 国家能源局发布2022年全国电力工业统计数据[J]. 电力勘测设计, 2023, (01): 24.
- [3] 黄林彬, 辛焕海, 鞠平, 等. 电力电子并网装备的同步稳定分析与统一同步控制结构[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(09): 10-25.
- [4] 岑扬. 基于锁相同步的并网变流器系统阻抗建模及其电压跟踪能力研究[D]. 武汉大学, 2018.
- [5] Pattabiraman D, Lasseter R H, Jahns T M. Comparison of Grid Following and Grid Forming Control for a High Inverter Penetration Power System: 2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)[C], 2018: 1-5.
- [6] Rosso R, Wang X, Liserre M, et al. Grid-Forming Converters: Control Approaches, Grid-Synchronization, and Future Trends—A Review[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2021, 293-109.
- [7] Thomas A, Prevost T, Vittal V, et al. Paving the way: A future without inertia is closer than you think[J]. IEEE Power and Energy Magazine, 2017, 15(6): 61-69.
- [8] Micah-J Erickson. Improved power control of inverter sources in mixed-source microgrids[D]. The University of Wisconsin-Madison, 2012.
- [9] Taul M G, Wang X, Davari P, et al. Current Limiting Control With Enhanced Dynamics of Grid-Forming Converters During Fault Conditions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1062-1073.
- [10] 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, 37(02): 336-349.
- [11] Du W, Chen C, Schneider K P, et al. A Comparative Study of Two Widely Used Grid-Forming Droop Controls on Microgrid Small-Signal Stability[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 963-975.
- [12] Daniel R, Antoni-M C, Elyas R, et al. An active power synchronization control loop for grid-connected converters: 2014 IEEE PES General Meeting| Conference & Exposition[C]: IEEE, 2014: 1-5.
- [13] Zhong Q C, George W. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2010, 58(4): 1259-1267.
- [14] Zhong Q C, Nguyen P L, Ma Z Y, et al. Self-synchronized synchronverters: Inverters without a dedicated synchronization unit[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2013, 29(2): 617-630.

- [15]王德胜, 颜湘武, 贾焦心, 等. 永磁直驱风机基于虚拟同步技术的高、低电压连续故障穿越策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(06): 2164-2175.
- [16]Taoufik Q, Rokrok E, Bruyere A, et al. A PLL-free grid-forming control with decoupled functionalities for high-power transmission system applications[J]. IEEE Access, 2020, 8197363-197378.
- [17]Joan R, Luna A, Blaabjerg F, et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE transactions on power electronics, 2012, 27(11): 4734-4749.
- [18]Andrew-J R, Yu M, Richard I, et al. A VSM (virtual synchronous machine) convertor control model suitable for RMS studies for resolving system operator/owner challenges: 15th Wind Integration Workshop[C], 2016.
- [19]Pedro R, Costantino C, J-Ignacio C, et al. Flexible grid connection and islanding of SPC-based PV power converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(3): 2690-2702.
- [20]郑涛, 王子鸣, 邹芃葢, 等. 电网对称短路故障时虚拟同步机电流解析计算及影响因素分析[J]. 电网技术, 2023, 1-16.
- [21]邢鹏翔, 贾璇悦, 许长清, 等. VSG低电压穿越的特性分析及控制方法研究[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(08): 130-137.
- [22]吴鸣, 吕振宇, 宋振浩, 等. 独立型虚拟同步化微电网分布式无功-电压二级控制策略[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(08): 63-71.
- [23]刘倪, 张昌华, 廖丽, 等. 计及无功电压环节的VSG虚拟转矩及振荡失稳机理分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(06): 107-115.
- [24]Liao Y C, Wang X F. Evaluation of voltage regulators for dual-loop control of voltage-controlled VSCs: 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)[C]: IEEE, 2019: 5036-5042.
- [25]顾彬仕, 王建华, 骆芳芳, 等. 三相四桥臂虚拟同步发电机预同步、多环路控制及负载不平衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(S1): 138-150.
- [26]曹文远, 韩民晓, 谢文强, 等. 基于扰动观测器的电压源型逆变器负载电流前馈控制及参数设计方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(04): 862-873.
- [27]Han J B, Liu Z J, Liang N. Nonlinear Adaptive Robust Control Strategy of Doubly Fed Induction Generator Based on Virtual Synchronous Generator[J]. IEEE Access, 2020, PP(99).
- [28]Ahmed-MA H, Kashem-M M, Mehrdad-Tarafdar H. A coordinated control approach for DC link and rotor crowbars to improve fault ride-through of DFIG-based wind turbine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 4073-4086.
- [29]陈明亮, 肖飞, 刘勇, 等. 直驱型风力发电变流器低压穿越控制策略研究[J].



- 电网与清洁能源, 2012, 28(10): 57-62.
- [30]刘文钊. 三相光伏并网逆变器故障穿越技术研究[D]. 燕山大学, 2015.
- [31]Prasanna P, Mohammad R, Masoud K G, et al. Fault ride-through capability of voltage-controlled inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7933-7943.
- [32]欧海涵. 基于电压控制型三相并网逆变器不对称故障穿越策略的研究[D]. 燕山大学, 2020.
- [33]刘璐, 耿华, 马少康, 等. 低电压穿越过程中DFIG型风电场同步稳定及无功电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(15): 4399-4407.
- [34]Shuai Z, Huang W, Shen C, et al. Characteristics and Restraining Method of Fast Transient Inrush Fault Currents in Synchronverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7487-7497.
- [35]Qoria T, Gruson F, Colas F, et al. Critical Clearing Time Determination and Enhancement of Grid-Forming Converters Embedding Virtual Impedance as Current Limitation Algorithm[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1050-1061.
- [36]Sadeghkhani I, Hamedani-Golshan M E, Guerrero J M, et al. A Current Limiting Strategy to Improve Fault Ride-Through of Inverter Interfaced Autonomous Microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(5): 2138-2148.
- [37]Yu M D, Huang W T, Tai N L, et al. Transient stability mechanism of grid-connected inverter-interfaced distributed generators using droop control strategy[J]. Applied Energy, 2018, 210: 737-747.
- [38]Zhong Q C, Konstantopoulos G C. Current-Limiting Droop Control of Grid-Connected Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5963-5973.
- [39]刘昊霖, 颜湘武. 基于大扰动电流限幅条件下虚拟同步发电机参数自适应控制[J]. 电器与能效管理技术, 2018, (20): 57-61.
- [40]Afshari E, Moradi G R, Rahimi R, et al. Control Strategy for Three-Phase Grid-Connected PV Inverters Enabling Current Limitation Under Unbalanced Faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8908-8918.
- [41]Paquette D A, Divan D M. Virtual Impedance Current Limiting for Inverters in Microgrids With Synchronous Generators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1630-1638.
- [42]He J, Li Y W. Analysis, Design, and Implementation of Virtual Impedance for Power Electronics Interfaced Distributed Generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(6): 2525-2538.
- [43]王雪梅, 王艺博, 刘雨桐, 等. 基于虚拟电抗的主动支撑型新能源机组低电

- 压穿越控制方法[J]. 电网技术, 2022, 46(11): 4435-4444.
- [44] Li Y W, Vilathgamuwa D M, Loh P C, et al. A Dual-Functional Medium Voltage Level DVR to Limit Downstream Fault Currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1330-1340.
- [45] 闫寒, 黄萌, 唐英杰, 等. 电网频率扰动下并网变换器系统暂态稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(18): 78-84.
- [46] 侯川川. 弱电网条件下并网逆变器锁相技术研究[D]. 中国矿业大学, 2017.
- [47] Choopani M, Hosseinian S H, Vahidi B. New transient stability and LVRT improvement of multi-VSG grids using the frequency of the center of inertia[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 35(1): 527-538.
- [48] Li J, Wen B, Wang H. Adaptive virtual inertia control strategy of VSG for micro-grid based on improved bang-bang control strategy[J]. IEEE Access, 2019, 7: 39509-39514.
- [49] 高义红, 任德民, 焦泽德. 永磁磁滞同步电机运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, (10): 73-77.
- [50] 范国伟. 同步电机原理及应用技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2014: 33-37.
- [51] 王锡凡. 现代电力系统分析[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 240-245.
- [52] 何仰赞, 温增银. 电力系统分析(第三版)[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2007: 50-53.
- [53] 李东东, 孙雅茹, 徐波, 等. 考虑频率稳定的新能源高渗透率电力系统最小惯量与一次调频容量评估方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(23): 54-61.
- [54] Gazizova O V, Sokolov A P. Research of the Effectiveness of Existing Laws of Automatic Regulation of Excitation of Synchronous Generators of Industrial Power Plants under Various Conditions of Connection to the Electric Power System: 2020 Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI)[C]: IEEE, 2020.
- [55] 邢光正, 吴琛, 陈磊, 等. 电压源变换器接入电网的小扰动稳定机理分析[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(09): 42-52.
- [56] 吴鸣, 吕志鹏, 秦岭, 等. 变电网运行条件下虚拟同步发电机鲁棒控制参数设计[J]. 电网技术, 2019, 43(10): 3743-3753.
- [57] EN. Requirements for the Connection of Micro - generators in Parallel with Public Low - voltage Distribution Networks[J]. 2007.
- [58] 王申睿. 虚拟同步发电机的端口阻抗建模及无源化方法研究[D]. 电子科技大学, 2021.
- [59] Daniel N Z, Holmes D G, Gerwich B. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators: Conference Record of the 1999 IEEE Industry

- Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)[C]: IEEE, 1999: 818-825.
- [60]Iturra R G, Thiemann P. Feed-forward Compensator Design with countermeasures against the non-realizable modulation delay inversion for Current Control of PWM converters: 2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)[C]: IEEE, 2021.
- [61]张中锋. 微网逆变器的下垂控制策略研究[D]. 南京航空航天大学, 2013.
- [62]罗玛. DSP控制三相逆变器并联技术的研究[D]. 浙江大学, 2005.
- [63]杨影, 陈伯时, 阮毅. 电力拖动自动控制系统-运动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016: 65-80.
- [64]倪以信, 陈寿孙, 张宝霖. 动态电力系统的理论和分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 198-201.
- [65]韩刚. 非理想电网下全功率风电变流器的优化控制[D]. 上海交通大学, 2019.
- [66]覃彩仙. 基于虚拟同步发电机的微网控制策略及其孤岛检测研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2021.
- [67]兰征, 龙阳, 曾进辉, 等. 考虑超调的虚拟同步发电机暂态功率振荡抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(11): 131-141.
- [68]风电场接入电力系统技术规定[S]. 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局;中国国家标准化管理委员会.