

华北电力大学

学术硕士学位论文

考虑交互耦合作用的并网换流器参数域构建 方法及振荡抑制策略研究

Research on Parameter Domain Construction Method and Oscillation Suppression Strategy of Grid-Connected Converter Considering Interactive Coupling Effects

王瑾媛

2025 年 5 月

国内图书分类号: TM712
国际图书分类号: 621.3

学校代码: 10054
密级: 公开

学术硕士学位论文

考虑交互耦合作用的并网换流器参数域构建 方法及振荡抑制策略研究

硕士研究生: 王瑾媛

导师: 刘崇茹教授

申请学位: 工学硕士

学科专业: 电气工程

所在学院: 电气与电子工程学院

答辩日期: 2025 年 5 月

授予学位单位: 华北电力大学

Classified Index: TM712

U.D.C: 621.3

Thesis for the Academic Master's Degree

**Research on Parameter Domain Construction Method
and Oscillation Suppression Strategy of
Grid-Connected Converter Considering Interactive
Coupling Effects**

Candidate:	Wang Jinyuan
Supervisor:	Prof. Liu Chongru
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Speciality:	Electrical Engineering
School:	School of Electrical and Electronic Engineering
Date of Defence:	May, 2025
Degree-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

随着我国“双碳”政策的稳步推进,大量新能源并网换流器(voltage-source converter, VSC)加剧了电力系统的电力电子化程度,致使电力网络的基本形态、稳定特征和演化规律发生改变,多时间尺度下各电力电子设备之间、控制环节之间及其与电网之间的交互作用引发了众多稳定性问题,且振荡频率存在耦合特性。本文在现有研究基础上,考虑了控制环节的交互耦合作用,对弱电网条件下并网换流器的参数稳定域构建方法及振荡抑制策略展开进一步研究。

首先,基于并网换流器控制环节的数学模型,构建了涵盖电网强度及各控制环节的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型。同时,建立了并网换流器系统的序阻抗模型并分析其阻抗特性,为后续揭示互联系统的“振荡风险区域”奠定基础。

然后,提出了考虑控制交互特性的并网换流器多维参数可行域构建方法,通过研究带宽的相对制约关系量化分析并网换流器控制环节之间及控制器与弱电网之间的交互作用规律,并基于奈奎斯特稳定判据和相角稳定裕度寻找控制带宽比值的稳定边界,并映射为控制参数安全域;同时探讨了控制器带宽与换流器输出功率极限之间的相互制约关系,给出多维参数可行域的构造方法。

为了保证系统的安全稳定运行,本文基于所构建的参数稳定域给出了控制参数的设计及调整原则,并提出了一种考虑变流器并网振荡频率耦合特性的自适应有源阻尼谐振抑制策略来降低振荡风险。首先,考虑到实际交流电网的复杂拓扑结构,根据奈奎斯特稳定判据揭示了互联系统的“振荡风险区域”;在改进级联陷波器环节时进一步考虑锁相环控制引发的频率耦合效应,设置并修正陷波器参数使得变流器在全频段尽可能提供正阻尼,实现并网变流器系统的振荡自适应抑制,并给出谐振抑制方案的具体实施流程。

最后,基于PSCAD/EMTDC仿真模型及实物验证平台,进行多维参数域构建方法及振荡抑制策略的有效性验证,结果表明所提出的参数域构建方法有助于指导换流器参数的调节方向,且改进后的自适应有源阻尼控制策略具有更好的动态性能及谐波抑制效果,进而降低系统振荡风险。

关键词: 电压源换流器; 控制交互作用; 振荡频率耦合; 参数域构建; 自适应有源阻尼; 稳定性

Abstract

With the steady promotion of “double carbon” policy in China, a large number of new energy voltage-source converters have intensified the degree of electrification of the power system, resulting in changes in the basic form of the power network, the stability characteristics and the evolution of the law, and the interaction between the power electronic devices and the control links and the power grid in multiple time scales has caused many stability problems, which has led to many stability problems, and there are coupling characteristics in the oscillation frequency. In this paper, on the basis of the existing research, the parametric stability domain construction method and the oscillation suppression strategy of the VSC under weak grid conditions are further investigated by considering the control interactions and coupling effect.

First, based on the mathematical model of the control link of the VSC, a mathematical analytical expression model of the DC voltage outer-loop closed-loop transfer function that covers the strength of the grid and each control link is constructed. At the same time, the sequential impedance model of the VSC is established and its impedance characteristics are analyzed, which lays the foundation for revealing the “oscillation risk region” of the interconnected system.

Then, a multi-dimensional parameter feasible domain construction method for the VSC is proposed, which considers the control interaction characteristics and quantitatively analyzes the interaction between the control links of the grid-connected converter and between the controller and the weak grid by studying the relative constraints on bandwidths, and search for the stability boundary of the control bandwidth ratio based on the Nyquist stabilization criterion and phase angle stabilization margins, which is mapped to the safety domain of the control parameter. At the same time, the mutual constraints between controller bandwidth and converter output power limit are explored, and the construction method of multidimensional parameter feasible domain is given.

In order to ensure the safe and stable operation of the system, this paper gives the design and adjustment principles of the control parameters based on the constructed parameter stabilization domain, and an adaptive active damped resonance suppression strategy considering the oscillation frequency coupling characteristics of VSC is proposed to reduce the oscillation risk. Firstly, considering the complex topology of the actual AC grid, the “oscillation risk region” of the interconnected system is revealed based on the Nyquist stability criterion; the frequency coupling effect induced by the phase-locked loop is further considered when improving the

cascaded trap link. The trap parameters are set and corrected so that the VSC can provide positive damping as much as possible in the full-frequency band to realize the adaptive suppression of oscillation of the grid-connected converter system, and the specific implementation process of the resonance suppression scheme is given.

Finally, based on the PSCAD/EMTDC simulation model and the physical verification platform, the effectiveness of the multidimensional parameter domain construction method and the oscillation suppression strategy is verified. The results show that the proposed parameter domain construction method can help to guide the direction of the adjustment of the VSC parameters, and the improved adaptive active damping control strategy has a better dynamic performance and harmonic suppression effect, which reduces the risk of system oscillation.

Keywords: voltage source converter, control interaction, oscillation frequency coupling, parameter domain construction, adaptive active damping, stability

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及选题意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 参数可行域构建方法.....	2
1.2.2 并网换流器振荡抑制策略.....	5
1.3 本课题的研究内容.....	7
第 2 章 并网换流器系统模型构建及阻抗特性	9
2.1 引言	9
2.2 并网换流器系统数学模型	9
2.2.1 并网换流器典型控制环节.....	9
2.2.2 考虑直流电压控制的闭环传递函数.....	12
2.3 并网换流器序阻抗模型及阻抗特性分析	14
2.4 本章小结.....	18
第 3 章 考虑控制交互特性的多维参数可行域构建方法	20
3.1 引言.....	20
3.2 控制带宽安全域边界选定方法	20
3.2.1 基于奈奎斯特判据的安全域边界求解	20
3.2.2 基于稳定裕度的安全域边界求解.....	23
3.3 运行参数可行域边界选定方法	25
3.4 考虑控制交互特性的多维参数可行域	27
3.5 仿真验证.....	29
3.5.1 控制参数安全域边界选定方法有效性验证	29
3.5.2 控制参数安全域边界选定方法准确性验证	31
3.5.3 直流电压阶跃仿真验证.....	32
3.5.4 运行参数可行域边界选定方法有效性验证	34
3.6 本章小结.....	35
第 4 章 考虑交互耦合作用的换流器参数设计及自适应有源阻尼谐振抑制策略	36
4.1 引言.....	36
4.2 换流器参数设计及调整原则	36
4.3 并网互联系统谐振风险区域分析	36
4.4 基于自适应有源阻尼的并网变流器谐振抑制策略	39
4.4.1 考虑变流器并网振荡频率耦合特性的有源阻尼控制结构 ..39	
4.4.2 并网换流器与交流电网谐振分析.....	44

4.4.3 谐振抑制方案的具体实施流程.....45

4.5 仿真验证.....46

4.6 实机测试平台验证.....49

4.6.1 测试平台49

4.6.2 测试项目50

4.7 本章小结.....54

第 5 章 结论与展望55

5.1 结论.....55

5.2 展望.....55

参考文献.....57

第 1 章 绪 论

1.1 研究背景及选题意义

近年来，我国“双碳”政策稳步推进，以风电、光伏为代表的新能源占比逐步攀升，到 2030 年，我国风电、太阳能装机总容量将超过 12 亿千瓦^[1]。随着新能源的大规模并网，电力系统逐渐呈现出“双高”的发展态势，其主要特征表现为可再生能源占比显著提升以及电力电子化程度日益加深，相较于传统电网，“双高”电力系统具有更复杂的动态特性。由于新能源出力具有间歇性和随机性，这些特点会加剧电网功率的波动，同时大量新能源并网换流器加剧了电力系统的电力电子化程度，致使电力网络的基本形态、稳定特征和演化规律发生改变^[2-4]，多时间尺度下各电力电子设备之间、控制环节之间、及其与电网之间的动态交互特性更加复杂多变，进而引发低频、次/超同步、高频以及多频率耦合等振荡现象^[5-8]，严重威胁电力系统的安全稳定运行，如图 1-1 所示。

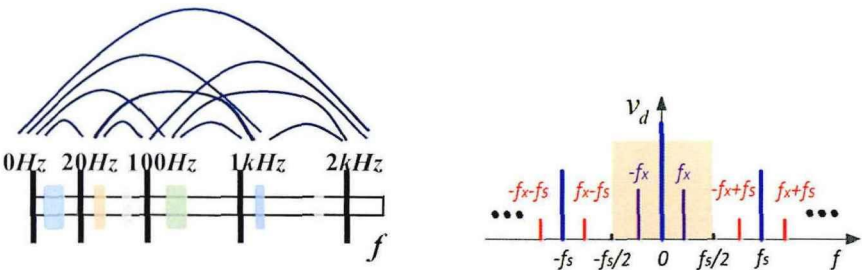


图 1-1 多时间尺度复杂动态交互作用与振荡频率耦合特性

在全球范围内，新能源并网系统频繁出现各类振荡现象。具体案例包括：上海南汇风电场在调试阶段因出力增加引发了互联系统的低频振荡^[9]；广东南澳柔直示范工程出现了多次由风机诱发的次同步振荡^[10]；德国 BorWin1 海上风电并网工程则出现 300Hz 中频振荡^[11]。此外，鲁西换流站广西侧线路故障后发生 1270Hz 高频振荡^[12]，而在 2022 年 1 月康巴诺尔站监控室中监测到系统出现了 44Hz/56Hz 的次/超同步振荡，其谐波含量达到了 7%^[13]。

针对当前由多尺度复杂交互作用诱发的多振荡频率并存及交互耦合的现象，现有参数域构建方法缺乏多维性，且鲜少从解析角度量化分析控制环节的交互作用，对系统控制参数及运行参数设计的指导意义有限；同时，当前的抑制方法大多针对某个特定频段，考虑不同频段中各状态量之间的传递过程和交互耦合作用不够全面，在实现特定频段振荡抑制的同时增加了其它频段振荡的风险，极大限制了新能源场站在复杂电网环境下的适应能力。

因此,有必要建立并网换流器的控制参数安全域来快速评估和预警不同控制参数组合的匹配状况,并基于参数稳定边界对典型控制环节之间的交互作用规律进行深入研究,由此指导该运行方式下控制参数的调节方向,进而针对潜在的并网换流器振荡风险采取预防措施^[14];同时基于实际电网的复杂拓扑结构,考虑振荡多频率共存及交互耦合的现象,亟需提出有效的宽频振荡抑制策略,从而保证系统稳定性。

1.2 国内外研究现状

新能源并网系统稳定性及多形态振荡研究是近年国内外学者关注的热点问题,适应系统多时间尺度的参数可行域构建及多形态振荡抑制方法是实现新能源安全可靠外送的核心需求。针对该问题大量学者从参数可行域构建方法、振荡抑制策略等方面展开研究。

1.2.1 参数可行域构建方法

目前已有大量文献基于各类稳定分析方法给出了新能源并网系统的控制参数稳定域,常用的稳定分析方法有状态空间法^[15-22],阻抗分析法^[23-30]等。

1.2.1.1 状态空间法

状态空间法主要通过计算特征值和阻尼比来分析系统的振荡模态,并根据参数改变后特征根的轨迹变化情况判断系统的稳定裕度。现主要通过特征值逐点计算和特征值估计法来构建小干扰参数稳定域,其中后者主要基于 D 分割法和盖尔圆盘定理构建稳定域。

(1) D 分割法的基本原理

D 分割法^[16-18]的核心思想是将参数空间分割成多个区域,使得在每个区域内,特征方程的根分布满足一定的稳定性条件。系统的闭环特征方程可以表示为

$$\Delta(s) = a_n(s)p_1 + a_{n-1}(s)p_2 + \cdots + a_0(s) \quad (1-1)$$

其中 $p_1, p_2, \cdots, p_m$ 是系统的可调参数, $a_n(s), a_{n-1}(s), \cdots, a_0(s)$ 是多项式的系数,它们通常是参数的函数。

D 分割法主要通过分析参数 $p_1, p_2, \cdots, p_m$ 的取值区间,将参数空间划分为多个特征方程根稳定性特性一致的区域,其核心在于根据特征方程根的位置特性进行划分,即特征根是否位于左半平面(连续系统),特征根是否位于单位圆内(离散系统),这些可以通过构造边界曲线实现。而边界曲线是特征方程从一个稳定性区域过渡到另一个区域的分界条件,首先确定判别条件,当特征根落在稳定边界(如虚轴或单位圆)时,特征方程满足某种特殊关系,即:

- 连续系统：令 $s=j\omega$ （根位于虚轴），特征方程变为 $\Delta(j\omega)=0$ ；
- 离散系统：令 $s=e^{j\omega}$ （根位于单位圆），特征方程变为 $\Delta(e^{j\omega})=0$ 。

然后将参数代入方程求解，可确定 $p_1, p_2, \dots, p_m$ 的临界条件，进而绘制出划分参数空间的边界曲线，并任意选取区域内一个测试点的稳定性特征即可推断整个区域的稳定性。在控制系统设计中，D 分割法常用于确定控制器参数，如 PID 控制器的增益，从而使得系统稳定并进行鲁棒性分析，即分析参数扰动下系统的稳定性区域。该方法可以提供清晰的参数分区结果且适用于多参数控制问题；但在高维参数空间中计算复杂，无法直接解决非线性系统的稳定性问题。

(2) 盖尔圆盘法的基本原理

盖尔圆盘定理在参数稳定性分析中的应用^[19-21]，依赖于控制系统的特征值分布与稳定性之间的关系。对于一个 $n \times n$ 的复数矩阵 $A=\{a_{ij}\}$ ，每个特征值 λ 都位于至少一个“盖尔圆盘”内，盖尔圆盘是以矩阵对角线上元素为圆心、对应行非对角元素绝对值和为半径的圆。对于矩阵 A ，其第 i 行的盖尔圆盘定义为：

$$D_i = \{z \in \mathbb{C} : |z - a_{ii}| \leq R_i\} \quad (1-2)$$

其中：

$$R_i = \sum_{j \neq i} |a_{ij}| \quad (1-3)$$

即第 i 行非对角元素的绝对值之和。

在求解参数域过程中，首先根据系统的物理模型或参数表达式，写出特征矩阵 A ，对于线性系统：

$$\dot{x} = Ax \quad (1-4)$$

然后基于求得的特征矩阵，取每行的对角线元素 a_{ii} 为圆心，计算非对角元素绝对值和 R_i 作为盖尔圆盘的半径，并在复平面上绘制所有盖尔圆盘，最后检查所有盖尔圆盘是否完全位于左半平面，如果所有圆的右边界均小于零，则系统稳定，否则，通过优化系统参数改变矩阵 A 的元素值，进而重新确定盖尔圆盘的几何位置与尺寸范围。当所有圆盘的右边界均位于复平面左侧时，对应的参数集合即构成系统的稳定区域。

综上所述，可以通过逐点采样计算特征值^[15]寻找并网换流器相应频段的参数稳定域边界，但由于计算量较大不利于应用于规模较大的系统。因此特征值估计法成为新的研究方向，文献[18]基于 D 分割法得到系统的临界稳定曲线，并进一步设计逆变器的 PI 参数；基于盖尔圆盘定理，文献[19-22]通过估计系统状态矩阵特征值的分布范围，为参数稳定域的构建提供了有效途径。然而，以上方法在系统结构或参数发生改变时需进行模型重构，存在一定的应用限制。

1.2.1.2 阻抗分析法

阻抗分析法通过在频域构建系统的小信号模型,运用闭环稳定性准则或奈奎斯特稳定判据判断系统的稳定性^[23-26],该方法的核心在于分析开环传递函数 $L(s)=H(s)G(s)$ 的零极点分布,确保输入阻抗 Z_{in} 与输出阻抗 Z_{out} 的幅相特性满足特定的稳定裕度条件,从而避免闭环极点进入右半平面,维持系统稳定运行。

通过阻抗分析法确定系统在不同参数下的稳定性区域时,首先建立输入阻抗 $Z_{in}(s)$ 与输出阻抗 $Z_{out}(s)$ 的数学模型,通常是频率的函数形式,然后在参数空间中,利用极限条件绘制输入输出阻抗满足稳定条件的范围,最后通过频域扫描或数值优化方法,确定哪些参数组合能确保输入与输出阻抗匹配,从而构建稳定参数域。文献[27]基于直驱风电机组的序阻抗模型,通过频域阻抗稳定判据刻画不同电网强度下的控制参数稳定域;文献[28]在考虑锁相环作用的前提下,构建了 dq 坐标系的双馈发电机导纳模型,运用广义奈奎斯特判据定性分析了电流内环及锁相环 PI 参数对系统稳定性的作用机制。

在此基础上,一些学者在考虑各控制环节之间及其与电网之间交互耦合作用的前提下进一步设计换流器的控制参数。文献[29]基于广义阻抗判据,通过改变参数取值绘制系统幅频特性曲线来揭示锁相环和直流电压环之间的交互作用规律;文献[30]利用奈奎斯特稳定判据推导无刷双馈风机的参数安全域,重点探讨了弱电网下电流内环和锁相环带宽变化趋势对系统稳定性的作用规律;文献[31]利用特征值分析法确定了锁相环参数的稳定区间,并基于谐振模式根轨迹的变化特征,揭示了控制环节交互作用对锁相环参数安全域的影响机制。然而以上文献并未从解析角度量化分析控制环节的交互作用,即控制带宽的重叠程度对换流器并网振荡稳定性的影响,对减弱控制耦合现象进而确立控制参数安全域边界的意义有限。

同时,在实际工程中太小的稳定裕度会降低系统抗扰性,并网换流器仍存在失稳风险^[32, 33]。因此为降低并网换流器振荡风险,在确定控制参数安全域边界的过程中不仅需要满足传统稳定判据,同时也应该将稳定裕度作为衡量指标。部分文献^[18, 30]虽然考虑了稳定裕度,但仅定性评估分析了参数变化时幅值裕度对系统稳定性的影响,并未给出该指标约束下的稳定边界,或仅给出考虑稳定裕度下单一 PI 控制环节比例系数与积分系数的相互制约关系,忽略了各控制环路之间的交互作用,在实际工程中的指导意义有限。此外,鲜有文献研究控制交互作用与运行参数之间的内在联系,参数域缺乏多维性。

1.2.2 并网换流器振荡抑制策略

随着新能源并网系统中电力电子设备的广泛应用,传统同步机主导的动态特性已逐步演变为多时间尺度电力电子控制主导的新型系统动态特征,使得同频段内的系统动态特性受多个控制器/环节共同作用,或一个控制环节影响不同频段的动态特性,容易诱发振荡。针对并网换流器与交流电网之间的谐振问题,主要有以下两种解决途径。

1.2.2.1 增设振荡抑制装置

无源滤波器^[31-33]和有源滤波器^[34-40]是电力系统中抑制振荡、消除谐波的重要工具,它们在特性和应用上各有不同。无源滤波器主要由电阻、电感和电容构成,基于在特定频率点形成的低阻抗谐振支路,引导谐波电流分流,降低其对系统的干扰,同时在滤波器中增加电阻元件,可以提升系统阻尼,减弱谐波振荡幅度。常见的有 L 型、LCL 型、LLCL 型及 LLCCL 型滤波器,其主要功能是抑制高次和一些特定频率的谐波,结构简单,不需要外部电源,且制造和维护成本相对较低,但是无法灵活应对变化的谐波源,对中频段和低频段谐波的抑制效果欠佳,同时若滤波器设计不当,可能引发与系统其他元件的并联或串联谐振,加剧振荡问题。有源滤波器采用可控电力电子元件,通过实时监测电网信号,生成与系统谐波分相位相反的补偿电流,从而中和谐波电流,并利用控制算法(如 FFT 或瞬时无功理论),能够快速响应振荡信号的频率变化并动态调节输出补偿电流,从而输出较好的正弦波形,满足并网要求^[33, 34]。目前针对有源滤波器提出了多种控制方法,如基于 PI 控制^[38]或 PR 控制^[39]的经典矢量电流控制器,适用于多种谐波频率,尤其是变化频率的谐波干扰,然而 PI 控制器的增益取值不适会造成稳态误差或低响应速度^[40],同时有源滤波器硬件复杂,初始投资和维护费用高,且控制系统的响应时间可能影响高频振荡的快速抑制效果。

1.2.2.2 有源阻尼

有源阻尼方法主要在系统谐振峰值附近对应输出频率成分实施反馈调控,现有文献通过在前馈控制回路中加装滤波器来抵消干扰分量或增大谐振频率处的稳定裕度,根据滤波功能可以分为以下三类:

(1) 利用低通滤波器^[41, 42]过滤高频分量,降低前馈电压控制对变流器的负阻尼效应,常见的有 RC 滤波器和 RL 滤波器或在其基础上加入运算放大器,从而实现更高的增益或更复杂的滤波特性。文献[41]将 200Hz 低通滤波器加入电压前馈回路,成功解决了鲁西直流工程的高频振荡问题,文献[42]给出了一种基于三阶滤波器的高阶谐振抑制方案,有效消除了系统中的多个谐振峰值。然而对于

低通滤波器，较高的截止频率会导致系统的负阻尼区域变大，降低截止频率则会影响系统的动态性能。

(2) 通过设置高通滤波器的截止频率，可有效滤除低频噪声，保留高频信号以抑制振荡^[43, 44]，其中 RC 型结构是最典型的高通滤波器实现方式，由一个电阻和一个电容组成，电容通常连接到输入端，而电阻连接到输出端，电容器的阻抗随着频率的增高而减小，使得高频信号能够通过电阻输出。文献[43]提出一种适用于电压源型换流器的并联虚拟阻尼控制策略，采用高通滤波器滤除直流分量，文献[44]将直流电流前馈到电压外环，形成对于电压的动态补偿。然而在前向通道中加入高通滤波器对系统稳定性影响较大，易使系统不稳定。

(3) 利用带通滤波器或陷波器提取或阻断某一特定频段的振荡分量。带通滤波器通过低通与高通滤波器的组合，允许选定频率范围信号通过，同时抑制其他频段干扰，其带宽决定通频范围，中心频率则与系统工作频率匹配，确保信号的最佳传输。文献[48]提出一种基于虚拟阻抗的电流反馈控制，利用低通和高通滤波器组合形成的带通滤波器抑制中频振荡，但其阻抗特性仍存在大量超过 $\pm 90^\circ$ 的频率范围，而带宽决定了它能够有效工作的频率范围，带宽过窄可能会导致有用信号的失真，带宽过宽则可能无法有效抑制噪声。

陷波器的工作原理是利用电路的共振特性，使得特定频率的信号在电路中极大的衰减，在共振频率上，电路的阻抗变化使得该频率的信号无法有效通过，从而实现对该频率的抑制，带宽越窄，抑制效果越好，但对其他频率信号的影响越大。文献[49]通过在电流内环回路中加装由陷波器与阻抗重塑器构成的有源阻尼控制改善系统的输出阻抗特性，文献[50]提出一种陷波器与虚拟电阻结合的有源阻尼自适应抑制措施，并用于海上风电机组。然而，但上述两种方法只能抑制单一频率，由于实际电网拓扑复杂且输电线路具有分布式参数特性，导致电网阻抗在宽频范围内呈现感性-容性交替变化的特点，容易导致变流器并网时出现多个谐振峰值^[51, 52]，文献[53, 54]针对输电线路的多个谐振频率，利用级联陷波器进行振荡抑制，但当外界环境或电网运行方式发生变化时容易引发谐振频率的漂移，使得陷波器阻尼效果变差甚至失效。

此外，由于变流器锁相环（Phase locked loop, PLL）在系统同步时只通过 q 轴电压跟踪相角，具有不对称的动态响应特性，进而引发振荡频率耦合效应^[55]，具体表现为：当受到特定频率的电压（或电流）扰动时，系统不仅会发生同频率的电流（或电压）响应，同时激发了其他频率的响应分量，呈现出了单输入多输出的频率耦合特性^[56, 57]。针对这一问题，文献[58]在变流器控制环中引入解耦因子来抑制频率耦合，但自适应能力欠佳；文献[59]设计了一种自适应振荡抑制装置来改善频率耦合，但原理较为复杂，且计算量大。

1.3 本课题的研究内容

本文针对弱电网条件下电力电子换流器的参数域构建及宽频振荡抑制等稳定性问题展开研究,深入探讨了并网换流器的多维参数可行域,并基于此量化分析了各控制环节之间及其与弱电网之间的交互作用规律,同时结合实际电网的复杂拓扑结构,在考虑振荡频率耦合特性的基础上提出了一种改进的自适应有源阻尼谐振抑制方法,具体研究工作如下:

第2章从控制器带宽重叠区域的动态响应特性具有相似性的角度出发,基于并网换流器控制环节的数学模型,构建了涵盖电网强度及各控制环节的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型。同时,建立了并网换流器系统的序阻抗模型并分析其阻抗特性,为后续揭示互联系统的“振荡风险区域”奠定基础。

第3章提出了考虑控制交互特性的并网换流器多维参数可行域构建方法。首先在第2章建立的传递函数解析表达式的基础上,通过研究带宽的相对制约关系量化分析并网换流器控制环节之间及控制器与弱电网之间的交互作用规律,并基于奈奎斯特稳定判据和相角稳定裕度寻找控制带宽比值的稳定边界,指导弱电网条件下锁相环和直流电压控制带宽的设计,并映射为控制参数安全域;然后研究了控制器带宽与换流器输出功率限制(即VSC的运行参数)之间的相互制约关系,构造多维参数可行域;最后通过PSCAD/EMTDC仿真验证了本文所提方法的有效性及准确性。

第4章给出了考虑交互耦合作用的换流器参数设计及自适应有源阻尼谐振抑制策略。为了保证系统的安全稳定运行,首先基于所构建的参数稳定域给出了控制参数的设计及调整原则;然后基于实际电网的复杂拓扑结构建立了交流电网的等值模型,结合第2章建立的并网换流器序阻抗模型,根据奈奎斯特稳定判据揭示了互联系统的“振荡风险区域”;在设计级联陷波器环节时进一步考虑锁相环控制引发的频率耦合效应,设置并修正陷波器参数使得变流器在全频段尽可能提供正阻尼,实现并网变流器系统的振荡自适应抑制,并给出谐振抑制方案的具体实施流程,最后通过PSCAD/EMTDC仿真及实物平台验证了所提抑制策略具有更好的动态性能及谐波抑制效果。

第5章,总结与展望。

本文的研究思路如图1-2所示,各章节之间的联系如下:第2章建立了并网换流器系统的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型及序阻抗模型并分析其阻抗特性,为后续构造多维参数可行域并揭示互联系统的“振荡风险区域”提供了理论和模型基础;第3章提出了考虑控制交互特性的并网换流器多维参数可行域构建方法,而针对并网换流器多维参数稳定区域外的不稳定工况,第4

章提出了考虑变流器并网振荡频率耦合特性的自适应有源阻尼谐振抑制策略。综合上述内容共同完成了弱电网条件下并网换流器的参数稳定域构建方法及宽频振荡抑制策略研究。

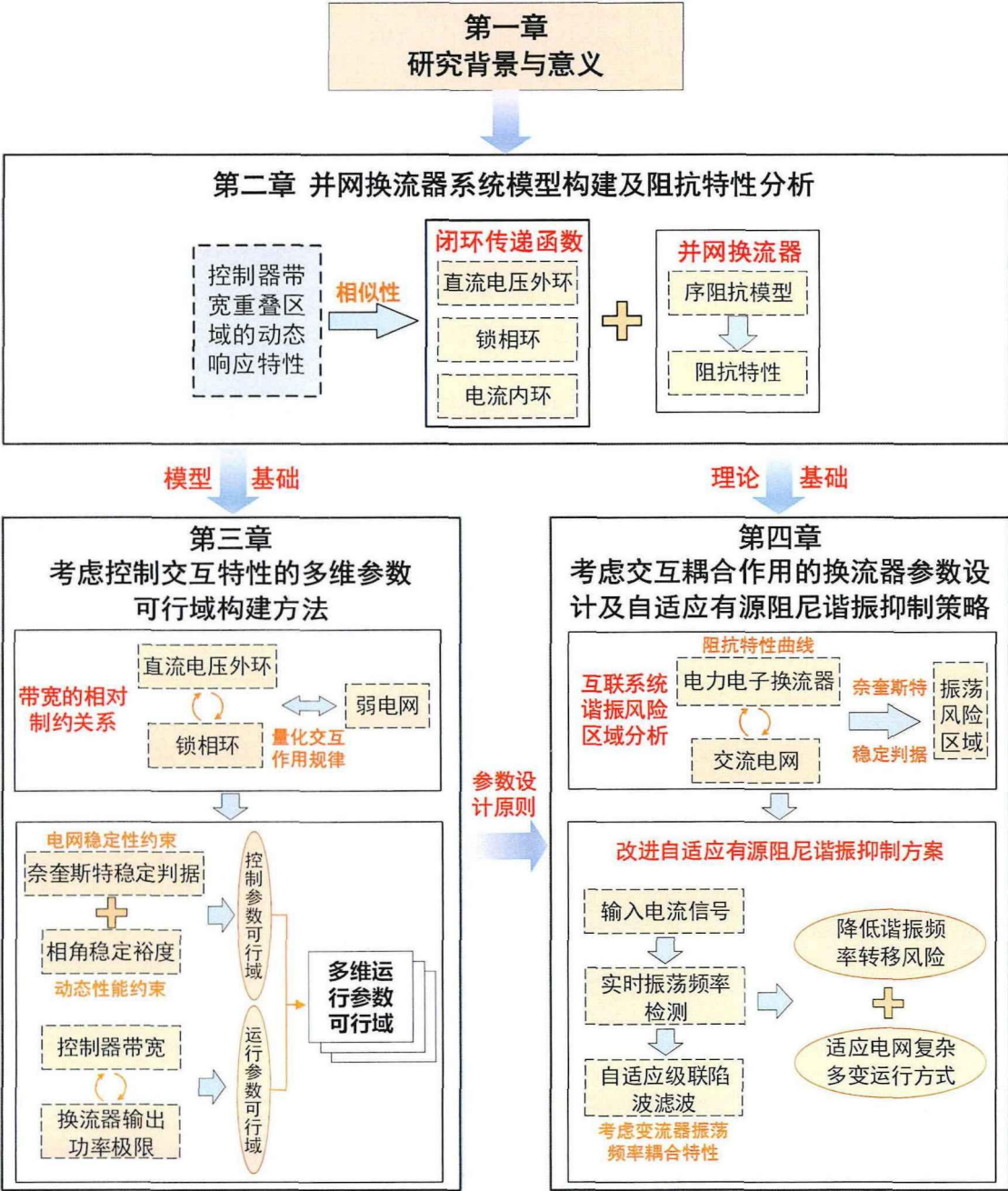


图 1-2 本文的研究思路

第 2 章 并网换流器系统模型构建及阻抗特性

2.1 引言

对于新能源并网系统参数稳定域构建及宽频振荡抑制的研究，并网换流器的数学模型构建及阻抗特性分析是必不可少的环节。本章从控制器带宽重叠区域的动态响应特性具有相似性的角度出发，首先详细介绍了并网换流器各控制环节的数学模型，并基于各环节的物理关系推导给出了涵盖电网强度及各控制环节的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型；然后根据并网换流器的详细拓扑结构建立了序阻抗模型，并分析其阻抗特性；最后，在 MATLAB/Simulink 验证所搭建模型的准确性，为后文构造多维参数可行域并揭示互联系统的“振荡风险区域”提供了理论和模型基础。

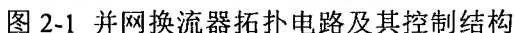
2.2 并网换流器系统数学模型

针对高比例新能源并网系统的稳定性评估及交互作用问题，应首先从系统整体特性入手，借助现场阻抗扫描技术进行稳定性识别与研究。这种方法在新能源换流器的实际应用中取得了显著成功，具有较高的理论和实践价值。其次，应将系统关键环节作为独立单元，通过分析各环节带宽关系来评估系统稳定性，并据此来优化控制器参数设计及分析交互作用规律。为此，本节以并网换流器的典型控制环节为研究对象，探讨弱电网下控制环路对系统稳定性的影响，推导得出涵盖电网强度及各控制环节的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型。

2.2.1 并网换流器典型控制环节

典型的并网换流器拓扑电路及其控制结构如图 2-1 所示，并网换流器采用同步旋转 dq 坐标系下的双闭环控制，其中有功外环采用定直流电压控制，无功整定值设为 0。

图中： E_{abc} 为交流电网三相电压， U_{gabc} 为并网点三相电压， I_{abc} 为换流器端口输出三相电流， U_{cd} 、 U_{cq} 为换流器端口输出电压 dq 轴分量， U_{gd} 、 U_{gq} 为并网点电压 dq 轴分量， U_{dc} 、 U_{dc}^* 为直流母线电压及其参考值， C_1 为 Boost 电路前置电容， L_1 为 Boost 电路电感， I_{dc} 为直流电流源， L_g 为电网电感， L_f 为滤波电感， I_d 、 I_q 为换流器端口输出电流 dq 轴分量， I_d^* 、 I_q^* 为换流器电流内环 dq 轴分量参考值， ω_1 、 ω 为交流电网、 dq 旋转坐标系角频率， θ_{pll} 为锁相环输出角度， C_{dc} 为直流电容， $H_{dc}(s)$ 为直流电压控制环节， $H_{pll}(s)$ 为锁相环控制环节。


$$\begin{cases} K_p = \omega_{CL} L_f \\ K_i = \omega_{CL} R_g \end{cases} \quad (2-1)$$

由图 2-1 可得三相并网换流器的各控制环节数学模型如下。

直流电压控制是通过控制变换器与电网间功率交换来实现的。

$$\begin{cases} I_d^* = (U_{dc}^* - U_{dc}) H_{dc}(s) \\ H_{dc}(s) = K_{pdc} + \frac{K_{idc}}{s} \end{cases} \quad (2-2)$$

式中： s 为拉普拉斯算子； K_{pdc} 和 K_{idc} 表示直流电压 PI 控制环节的比例系数和积分系数。

同时，根据直流侧与交流侧的功率平衡关系，可得：

$$P_{dc} = P_{out} - P_{in} = C_{dc} U_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} \quad (2-3)$$

式中： P_{dc} 为直流电容的瞬时功率； P_{in} 为新能源侧输送功率； P_{out} 为并网换流器输出功率。

(2) 锁相环模型

文中采用 SRF-PLL 锁相环跟踪电网角度，其控制框图如图 2-2 所示。其数学模型如下式所示：

$$\begin{cases} \omega_{pll} = H_{pll}(s) U_{gq} + \omega_l \\ s\theta_{pll} = \omega_{pll} \\ H_{pll}(s) = K_{p_pll} + \frac{K_{i_pll}}{s} \end{cases} \quad (2-4)$$

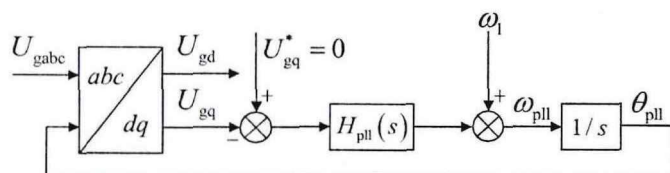


图 2-2 锁相环控制结构

式中： ω_{pll} 为由锁相环得到的电网电压角频率； K_{p_pll} 和 K_{i_pll} 分别为锁相环控制的比例系数和积分系数。

(3) 电流内环模型

由图 2-1 的控制结构可知，直流电压外环输出的电流参考值 I_d^* 和给定的 q 轴电流参考值 0 与换流器输出的实际电流 I_d 、 I_q 比较后经过比例环节 K_{eqi} 、电压前馈环节和解耦环节得到 dq 轴调制信号，最后通过 SPWM 调制环节获得并网换流器的输出电压。其数学模型为：

$$\begin{aligned} U_{cd} &= K_{eqi} (I_d^* - I_d) - \omega_l L_f I_q + U_{gd} \\ U_{cq} &= K_{eqi} (0 - I_q) + \omega_l L_f I_d + U_{gq} \end{aligned} \quad (2-5)$$

(4) 滤波器模型

由图 2-1 主电路拓扑结构可知，换流器经 L 型滤波器的电网阻抗接入理想电网，则滤波器的数学模型为：

$$\begin{aligned} U_{cd} &= U_{gd} + sL_f I_d - \omega L_f I_q \\ U_{cq} &= U_{gq} + sL_f I_q + \omega L_f I_d \end{aligned} \quad (2-6)$$

(5) 主电路模型

同理，根据图 2-1 的主电路拓扑结构可知，主电路的数学模型为：

$$\begin{aligned} U_{gd} &= E_d + sL_g I_d - \omega_1 L_g I_q \\ U_{gq} &= E_q + sL_g I_q + \omega_1 L_g I_d \end{aligned} \quad (2-7)$$

式中：\$E_d\$、\$E_q\$ 为交流电网电压的 dq 轴分量。

此外，并网换流器系统短路比（short circuit ratio, SCR）指电网短路容量与换流器容量的比值：

$$K_{SCR} = \frac{U_{ac}^2}{S_{inv} |Z_g|} \quad (2-8)$$

式中：\$K_{SCR}\$ 为短路比 SCR 的值；\$U_{ac}\$ 为交流电网的线电压有效值；\$S_{inv}\$ 为变流器设备容量；\$|Z_g|\$ 为电网等效阻抗的模，忽略电阻分量，则 \$Z_g = j\omega_1 L_g\$。

2.2.2 考虑直流电压控制的闭环传递函数

本节在计及直流电压控制环节的基础上，建立了涵盖电网强度及各控制环节的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型。

为进一步研究并网换流器的稳定性，需要建立系统小信号模型。因此将式 (2-2)~式 (2-8) 线性化，下标为 0 的物理量代表其稳态值，带有 \$\Delta\$ 的物理量代表该物理量的小扰动，各控制环节小信号模型如下。

(1) 直流电压环

$$\Delta I_d^* = (\Delta U_{dc}^* - \Delta U_{dc}) H_{dc} \quad (2-9)$$

$$sU_{dc0} \Delta U_{dc} C_{dc} = \frac{3}{2} (U_{cd0} \Delta I_d + I_{d0} \Delta U_{cd}) \quad (2-10)$$

(2) 锁相环

$$\Delta \omega = s \Delta \theta_{pll} = s H_{pll} \Delta U_{gq} \quad (2-11)$$

(3) 电流内环

$$\begin{aligned} \Delta U_{cd} &= K_{eqi} (\Delta I_d^* - \Delta I_d) - \omega_1 L_f \Delta I_q + \Delta U_{gd} \\ \Delta U_{cq} &= K_{eqi} (0 - \Delta I_d) + \omega_1 L_f \Delta I_d + \Delta U_{gq} \end{aligned} \quad (2-12)$$

(4) 滤波器

$$\begin{aligned} \Delta U_{cd} &= \Delta U_{gd} + sL_f \Delta I_d - \omega_1 L_f \Delta I_q - \Delta \omega L_f I_{q0} \\ \Delta U_{cq} &= \Delta U_{gq} + sL_f \Delta I_q + \omega_1 L_f \Delta I_d + \Delta \omega L_f I_{d0} \end{aligned} \quad (2-13)$$

(5) 主电路

$$\begin{aligned}\Delta U_{gd} &= \Delta E_d + sL_g \Delta I_d - \omega_l L_g \Delta I_q \\ \Delta U_{gq} &= \Delta E_q + sL_g \Delta I_q + \omega_l L_g \Delta I_d\end{aligned}\quad (2-14)$$

本文忽略无穷大电网电压 dq 轴的变化量，因此近似认为 $\Delta E_d = \Delta E_q = 0$ ，同时，为了保证新能源并网换流器运行在单位功率因数条件下，令 q 轴电流参考值为 0，同时由于在直流电压时间尺度下并网换流器输出电流可以快速跟踪电流指令值，因此认为 $I_{q0} = 0$ 。

联立式 (2-10) 与式 (2-13) 可得

$$\Delta U_{dc} = \frac{3(U_{cd0} \Delta I_d + I_{d0} (sL_f \Delta I_d + sL_g \Delta I_d - L_f \Delta I_q \omega_l - L_g \Delta I_q \omega_l))}{2sC_{dc} U_{dc0}} \quad (2-15)$$

联立式 (2-11)、式 (2-12) 与式 (2-13) 可得

$$\Delta I_q = -\frac{sI_{d0} H_{pll} L_f L_g \Delta I_d \omega_l}{K_{eqi} + sL_f + s^2 I_{d0} H_{pll} L_f L_g} \quad (2-16)$$

联立式 (2-9)、式 (2-12) 与式 (2-13) 可得

$$\Delta I_d = \frac{K_{eqi}}{K_{eqi} + sL_f} * \Delta I_d^* = \frac{K_{eqi}}{K_{eqi} + sL_f} * (\Delta U_{dc}^* - \Delta U_{dc}) * H_{dc} \quad (2-17)$$

联立式 (2-15)~式 (2-17)，可得 ΔU_{dc}^* 为输入， ΔU_{dc} 为输出的闭环系统，如图 2-3 所示。

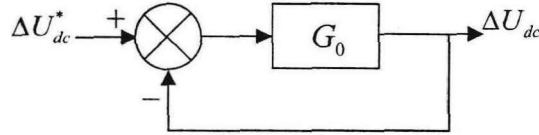


图 2-3 并网换流器闭环系统

系统直流电压控制器闭环传递函数如式 (2-18) 所示。

$$\frac{\Delta U_{dc}}{\Delta U_{dc}^*} = \frac{G_0}{1 + G_0} \quad (2-18)$$

其中， G_0 为系统的开环传递函数。

$$G_0 = \frac{3H_{dc} K_{eqi} \left(U_{cd0} + sI_{d0} (L_f + L_g) + \frac{sH_{pll} I_{d0}^2 L_f L_g (L_f + L_g) \omega_l^2}{K_{eqi} + sL_f (1 + sH_{pll} I_{d0} L_g)} \right)}{2sC_{dc} (K_{eqi} + sL_f) U_{dc0}} \quad (2-19)$$

式中： U_{cd0} 、 I_{d0} 分别为并网换流器输出电压和电流的 d 轴分量稳态值。

由上式可知，开环传递函数中包含了直流电压控制 (H_{dc})、电流控制器 (K_{eqi})、锁相环控制 (H_{pll}) 和电网阻抗 (L_g ，影响电网强度)。

2.3 并网换流器序阻抗模型及阻抗特性分析

为了有效探讨并网换流器系统发生宽频振荡的诱因,本节基于并网换流器拓扑结构搭建序阻抗模型,为第四章研究本文所提改进抑制策略对并网系统阻抗的影响及阻抗重塑作基础。

并网换流器的基本拓扑与控制结构如图 2-4 所示。图中, u_{ea}, u_{eb}, u_{ec} 分别为换流器输出端的三相电压, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 分别为换流器输出端的三相电流, u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 分别为并网点处的三相电压; U_{dc} 为换流器的直流侧电压; L_f, C_f, R_{sd} 分别为换流器的滤波电感、滤波电容和阻尼电阻, L_{str} 为变压器的等效电感; P_{ref} 和 Q_{ref} 表示有功功率和无功功率参考值; i_{dref}, i_{qref} 为同步旋转坐标系中 dq 轴电流参考值, i_d, i_q 为电流实际值的 dq 轴分量; u_{sd} 和 u_{sq} 表示电网电压经 Park 变换得到的 dq 轴分量; K_{sd} 为交叉解耦系数, K_f 为电压前馈系数, d_{sa}, d_{sb}, d_{sc} 为静态坐标系下的调制波; θ_{spll} 为锁相环输出的相角。 $G_{si}(s)$ 和 $G_{pll}(s)$ 分别表示电流内环和锁相环的 PI 控制:

$$G_{si}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2-20)$$

$$G_{pll}(s) = k_{p_pll} + \frac{k_{i_pll}}{s} \quad (2-21)$$

式中: k_p 和 k_i 分别为 $G_{si}(s)$ 的比例和积分系数; k_{p_pll} 和 k_{i_pll} 分别为 $G_{pll}(s)$ 的比例和积分系数。

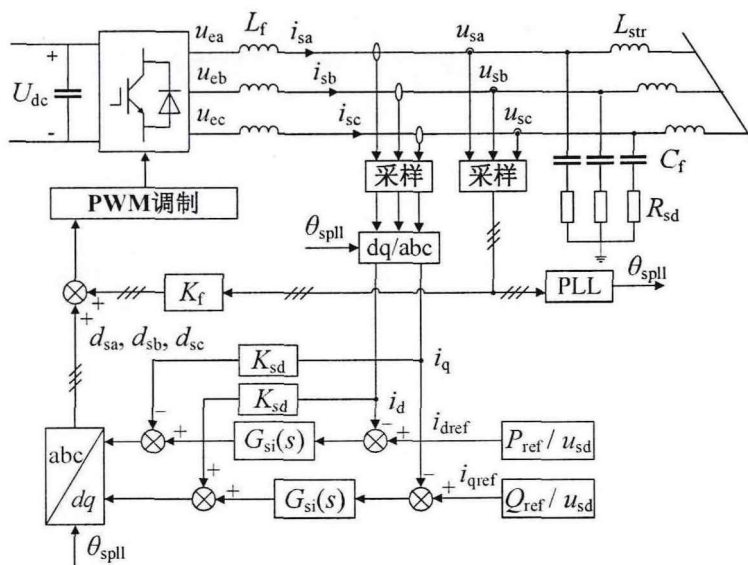


图 2-4 并网换流器系统拓扑结构

当调制频率足够大时,忽略逆变器输出的高频谐波,由图 2-4 的拓扑结构可知采样电压与电流的关系为:

$$sL_f \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = K_m U_{dc} \begin{bmatrix} d_{sa} + K_f u_{sa} \\ d_{sb} + K_f u_{sb} \\ d_{sc} + K_f u_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

为了得到并网换流器的序阻抗，在并网点注入正、负序扰动电压，即可得到相应的扰动电流。以 A 相为例，其频域表达式为

$$\dot{U}_{sa}[f] = \begin{cases} \dot{U}_{s1} = 0.5U_{s1}, f = \pm f_1 \\ \dot{U}_{sp} = 0.5U_{sp}e^{\pm j\theta_{vp}}, f = \pm f_p \\ \dot{U}_{sn} = 0.5U_{sn}e^{\pm j\theta_{vn}}, f = \pm f_n \end{cases} \quad (2-23)$$

$$\dot{I}_{sa}[f] = \begin{cases} \dot{I}_{s1} = 0.5I_{s1}e^{\pm j\theta_{i1}}, f = \pm f_1 \\ \dot{I}_{sp} = 0.5I_{sp}e^{\pm j\theta_{ip}}, f = \pm f_p \\ \dot{I}_{sn} = 0.5I_{sn}e^{\pm j\theta_{in}}, f = \pm f_n \end{cases} \quad (2-24)$$

式中 U_{s1} 和 I_{s1} 分别为基波电压和电流幅值， U_{sp} 和 U_{sn} 分别为正、负序扰动电压幅值， I_{sp} 和 I_{sn} 分别为正、负序扰动电流幅值， f_1 、 f_p 、 f_n 分别为基频、正序和负序扰动频率。 θ_{vp} 和 θ_{vn} 分别表示正、负序扰动电压的初始相位， θ_{i1} 、 θ_{ip} 和 θ_{in} 分别表示基波电流、正、负序扰动电流的初始相位。

本文采用同步参考坐标系锁相环，锁相环采样 PCC 处电压 u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 进行变换，变换到同步坐标系下的电压 u_{sd} 和 u_{sq} ，q 轴电压 u_{sq} 经 $H_{pll}(s)$ 得到锁相角 θ_{spll} 。为分析锁相环频率特性，本文通过谐波线性化方法，对本文的图 2-2 进行等效如图 2-5 所示。

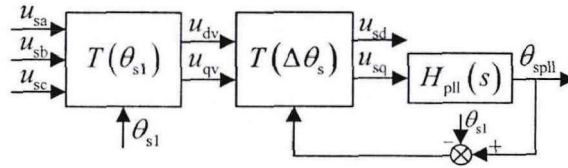


图 2-5 基于稳态锁相角与相角扰动的锁相环等效图

根据图 2-5，将锁相环的传递函数进行等效，如下式所示：

$$T(\theta_{sPLL}) = T(\Delta\theta_s) \cdot T(\theta_{s1}) \quad (2-25)$$

$$T(\theta_{s1}) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{s1} & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{s1} & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

$$T(\Delta\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta_s & \sin \Delta\theta_s & 0 \\ -\sin \Delta\theta_s & \cos \Delta\theta_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

式中：\$T(\Delta\theta_s)\$为基于相角扰动的变换模块，\$T(\theta_{s1})\$为基于稳态锁相角的变换模块。

当考虑 \$\Delta\theta_s\$ 时，由于扰动角为一小量 \$\cos(\Delta\theta_s)=1\$，\$\sin(\Delta\theta_s)=\Delta\theta_s\$，假设

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\theta}_s[f]_p &= G_{pPLL}[f]\dot{U}_{sp} \\ \Delta\dot{\theta}_s[f]_n &= G_{nPLL}[f]\dot{U}_{sn} \end{aligned} \quad (2-28)$$

故 \$u_{sq}=-\Delta\theta_s \cdot u_{dv}+u_{qv}\$，进而得到 \$u_{sq}\$ 在频域上的表达式

$$U_q[f] = \begin{cases} (-G_{pPLL}(s)U_{s1} \mp j)U_{sp}, & f = \pm(f_p - f_1) \\ (-G_{nPLL}(s)U_{s1} \pm j)U_{sn}, & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (2-29)$$

在 \$f_p\$ 处，由于 \$\Delta\dot{\theta}_s[f] = H_{PLL}[f]U_q[f]\$，进而可推出

$$\Delta\dot{\theta}_s[f] = \begin{cases} \mp j \frac{T_{spll}(s)}{U_{s1}} \dot{U}_{sp}, & \pm(f_p - f_1) \\ \pm j \frac{T_{spll}(s)}{U_{s1}} \dot{U}_{sn}, & \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (2-30)$$

式中 \$T_{spll}(s)=U_{s1}H_{pll}(s)/[1+U_{s1}H_{pll}(s)]\$，\$H_{pll}(s)=G_{pll}(s)/s\$。

由于 \$\cos(\theta_{spll}) \approx \cos(\theta_{s1}) - \Delta\theta_s \sin(\theta_{s1})\$，\$\sin(\theta_{spll}) \approx \sin(\theta_{s1}) + \Delta\theta_s \cos(\theta_{s1})\$，结合式 (2-30) 可得

$$\cos(\theta_{spll})[f] = \begin{cases} 0.5, & \pm f_1 \\ \pm T_{spll}(s \mp j2\pi f_1)/(2U_{s1}) \dot{U}_{sp}, & \pm f_p \\ \mp T_{spll}(s \pm j2\pi f_1)/(2U_{s1}) \dot{U}_{sn}, & \pm f_n \end{cases} \quad (2-31)$$

$$\sin(\theta_{spll})[f] = \begin{cases} \pm 1/(j2), & \pm f_1 \\ \pm T_{spll}(s \mp j2\pi f_1)/(j2U_{s1}) \dot{U}_{sp}, & \pm f_p \\ \mp T_{spll}(s \pm j2\pi f_1)/(j2U_{s1}) \dot{U}_{sn}, & \pm f_n \end{cases} \quad (2-32)$$

实际电流 \$i_d\$、\$i_q\$ 是由采样电流 \$i_{sa}\$、\$i_{sb}\$、\$i_{sc}\$ 经 \$T(\theta_{spll})\$ 变换得到，故：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = T(\Delta\theta_s) \left\{ T(\theta_{s1}) \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \right\} \quad (2-33)$$

由于 \$\Delta\theta_s\$ 较小，将 \$\cos(\Delta\theta_s) \approx 1\$ 和 \$\sin(\Delta\theta_s) \approx \Delta\theta_s\$ 带入式 (2-27) 中，对式 (2-33) 求解可得

$$\dot{I}_d[f] = \begin{cases} I_{s1} \cos \theta_{i1}, & \text{直流} \\ \mp j I_{s1} \sin \theta_{i1} T_{\text{spll}}(s) / U_{s1} \dot{U}_{\text{sp}} + \dot{I}_{\text{sp}}, & \pm(f_p - f_1) \\ \pm j I_{s1} \sin \theta_{i1} T_{\text{spll}}(s) / U_{s1} \dot{U}_{\text{sn}} + \dot{I}_{\text{sn}}, & \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (2-34)$$

$$\dot{I}_q[f] = \begin{cases} I_{s1} \sin \theta_{i1}, & \text{直流} \\ \pm j I_{s1} \cos \theta_{i1} T_{\text{spll}}(s) / U_{s1} \dot{U}_{\text{sp}} \mp \dot{I}_{\text{sp}}, & \pm(f_p - f_1) \\ \mp j I_{s1} \cos \theta_{i1} T_{\text{spll}}(s) / U_{s1} \dot{U}_{\text{sn}} \pm \dot{I}_{\text{sn}}, & \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (2-35)$$

由电流内环控制可得

$$\begin{cases} d_{\text{sd}} = (i_{\text{dref}} - i_d) G_{\text{si}}(s) - K_{\text{sd}} i_q \\ d_{\text{sq}} = (i_{\text{qref}} - i_q) G_{\text{si}}(s) + K_{\text{sd}} i_d \end{cases} \quad (2-36)$$

将式 (2-34) 和式 (2-35) 代入式 (2-36) 可得:

$$\dot{D}[f] = \begin{cases} \left[D_{s1} e^{j\theta_{s1}} + (G_{\text{si}}(s - j2\pi f_1) - jK_{\text{sd}}) I_{s1} e^{j\theta_{i1}} \right] \cdot \\ (2U_{s1})^{-1} T_{\text{spll}}(s - j2\pi f_1) \dot{U}_{\text{sp}} \\ -(G_{\text{si}}(s - j2\pi f_1) - jK_{\text{sd}}) \dot{I}_{\text{sp}}, & f_p \\ \left[D_{s1} e^{-j\theta_{s1}} + (G_{\text{si}}(s + j2\pi f_1) + jK_{\text{sd}}) I_{s1} e^{-j\theta_{i1}} \right] \cdot \\ (2U_{s1})^{-1} T_{\text{spll}}(s + j2\pi f_1) \dot{U}_{\text{sn}} \\ -(G_{\text{si}}(s + j2\pi f_1) + jK_{\text{sd}}) \dot{I}_{\text{sn}}, & f_n \end{cases} \quad (2-37)$$

式中: $D = D_{s1d} \pm D_{s1q} = D_{s1} e^{\pm j\theta_{s1}}$, D_{s1d} 、 D_{s1q} 为 d_{sd} 和 d_{sq} 的直流量。

结合图 2-4, 由式 (2-22) 和式 (2-37) 可知, 并网变流器的正负序阻抗模型为

$$Z_p(s) = \frac{Z_{\text{tp}}(s) + sC_f R_{\text{sd}} Z_{\text{tp}}(s)}{1 + sC_f R_{\text{sd}} + sC_f Z_{\text{tp}}(s)} + sL_{\text{str}} \quad (2-38)$$

$$Z_n(s) = \frac{Z_{\text{tn}}(s) + sC_f R_{\text{sd}} Z_{\text{tn}}(s)}{1 + sC_f R_{\text{sd}} + sC_f Z_{\text{tn}}(s)} + sL_{\text{str}} \quad (2-39)$$

其中, $Z_{\text{tp}}(s)$ 和 $Z_{\text{tn}}(s)$ 为仅考虑电感滤波的变流器阻抗:

$$\begin{aligned} Z_{\text{tp}}(s) &= \left[K_m U_{\text{dc}} (G_{\text{si}}(s - j2\pi f_1) - jK_{\text{sd}}) + sL_f \right] \cdot \\ &\left\{ 1 - \left[D_{s1} e^{j\theta_{s1}} + (G_{\text{si}}(s - j2\pi f_1) - jK_{\text{sd}}) I_{s1} e^{j\theta_{i1}} \right]^{-1} \right. \\ &\left. \frac{K_m U_{\text{dc}} T_{\text{spll}}(s - j2\pi f_1)}{2U_{s1}} - K_m U_{\text{dc}} K_f \right\} \end{aligned} \quad (2-40)$$

$$\begin{aligned} Z_{\text{tn}}(s) &= \left[K_m U_{\text{dc}} (G_{\text{si}}(s + j2\pi f_1) + jK_{\text{sd}}) + sL_f \right] \cdot \\ &\left\{ 1 - \left[D_{s1} e^{-j\theta_{s1}} + (G_{\text{si}}(s + j2\pi f_1) + jK_{\text{sd}}) I_{s1} e^{-j\theta_{i1}} \right]^{-1} \right. \\ &\left. \frac{K_m U_{\text{dc}} T_{\text{spll}}(s + j2\pi f_1)}{2U_{s1}} - K_m U_{\text{dc}} K_f \right\} \end{aligned} \quad (2-41)$$

为了证明理论分析的准确性，对变流器的正负序阻抗进行扫描，系统各参数如表 2-1 所示。在图 2-4 所示的并网点处注入如式 (2-23)所示的扰动电压 U_{sp} 和 U_{sn} 进而得到扫描结果如图 2-6 所示。由图可知阻抗测量结果与理论模型基本吻合，验证了并网变流器序阻抗模型的有效性。

表 2-1 并网变流器系统参数

参数	数值	参数	数值
U_{dc}/V	850	f_1/Hz	50
L_f/mH	0.125	k_p	0.8
$C_f/\mu H$	300	k_i	12.5
R_{sd}/Ω	0.25	k_{p_pll}	12
K_f	0.01	k_{i_pll}	800
P_{load}/MW	0.2	Q_{load}/MVA	0

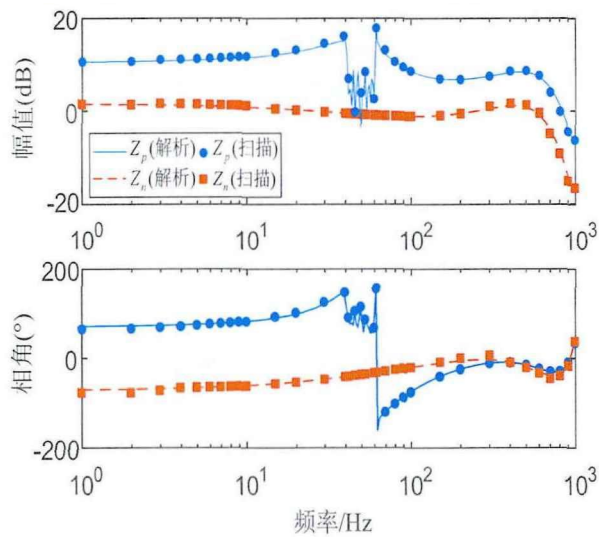


图 2-6 并网变流器的阻抗输出特性

2.4 本章小结

本章首先给出了并网换流器中各控制环节的数学模型，并基于各环节的物理关系推导出涵盖电网强度及各控制环节的直流电压外环闭环传递函数数学解析表达模型；然后建立了序阻抗模型，并得到其阻抗特性，并得出以下结论：

(1) 通过构建并网换流器系统各个典型控制环节的数学模型，并进一步推导得到类似奈奎斯特判据的开环传递函数形式，这种表达方式有助于清楚地阐释换流器与弱电网之间在弱电网条件下的相互作用特性，为第三章构建多维参数可行域奠定基础；

(2) 通过搭建并网换流器的序阻抗模型，并得出其阻抗特性，可以有效分析并网换流器系统发生宽频振荡的诱因，并通过仿真验证可以证明所搭建并网变流器序阻抗模型的有效性。

综上所述，本章为后续构造多维参数可行域并揭示互联系统的“振荡风险区域”提供了理论和模型基础。

第3章 考虑控制交互特性的多维参数可行域构建方法

3.1 引言

本章通过研究带宽的相对制约关系量化分析并网换流器控制环节之间及控制器与弱电网之间的交互作用规律，并基于奈奎斯特稳定判据和相角稳定裕度寻找控制带宽比值的稳定边界，指导弱电网条件下锁相环和直流电压环控制带宽的设计，并研究了控制器带宽与换流器输出功率极限（即 VSC 的运行参数）之间的相互制约关系，从而构造考虑控制交互特性的多维参数可行域。

3.2 控制带宽安全域边界选定方法

为降低并网换流器的振荡风险，本节基于上一章推导得出的直流电压外环闭环传递函数，从锁相环控制带宽和直流电压外环控制带宽的相互制约关系出发，利用奈奎斯特稳定判据和稳定裕度约束寻找控制带宽安全域稳定边界。

3.2.1 基于奈奎斯特判据的安全域边界求解

本节基于奈奎斯特稳定判据推导得出直流电压环节控制带宽与锁相环控制带宽的相互制约关系，进而得出满足稳定性约束的带宽边界条件。

为了便于分析，基于第二章式 (2-19) 所示，将系统开环传递函数 G_0 等效变换为两个典型环节乘积的表达形式，如式 (3-1) 所示。

$$G_0 = G_1 \cdot \frac{1}{G_2}$$

$$G_1 = U_{cd0} + sI_{d0}(L_f + L_g) \left[1 + \frac{H_{pll} I_{d0} L_f L_g \omega_1^2}{K_{eqi} + sL_f (1 + sH_{pll} I_{d0} L_g)} \right] \quad (3-1)$$

$$G_2 = \frac{2sC_{dc} (K_{eqi} + sL_f) U_{dc0}}{3H_{dc} K_{eqi}}$$

观察式 (3-1) 可以发现，当系统稳态运行点 U_{cd0} 、 I_{d0} 不变，元件参数 L_f 、 L_g 、 C_{dc} 及电流控制器增益 K_{eqi} 确定时，分子 G_1 的动态特性主要由锁相环控制环节 (H_{pll}) 主导，分母 G_2 主要由直流电压控制环节 (H_{dc}) 主导，两者比值的幅频特性决定了系统的小扰动稳定特性。基于式 (3-1) 所示的开环传递函数表达形式，运用奈奎斯特稳定判据^[67]：

(1) 幅值条件：当 $\angle G_1 - \angle G_2 = 180^\circ$ 时， $|\angle G_1(j\omega_{180^\circ})| / |\angle G_2(j\omega_{180^\circ})| < 1$ ；

(2) 相位条件：当 $|G_1|=|G_2|$ 时， $180^\circ+\angle G_1(j\omega_m)-\angle G_2(j\omega_m)>0$ 。

式中： ω_{180° 为 $\angle G_1-\angle G_2=180^\circ$ 时对应的角频率， ω_m 为 $|G_1|=|G_2|$ 时对应的角频率。

为保证系统具有正幅值裕度和相位裕度，若在所研究时间尺度内满足 $|G_1|<|G_2|$ ，则开环系统可同时满足幅值条件和相位条件，进而保证闭环系统的稳定性。根据式 (3-1)可以绘制开环传递函数 G_0 的幅频特性曲线如图 3-1 所示。

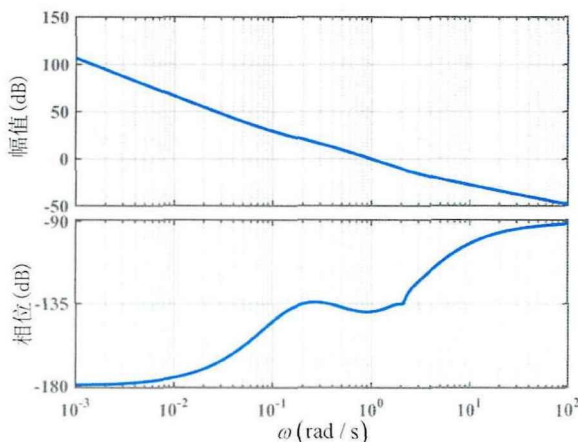


图 3-1 G_0 的幅频特性曲线

由图 3-1 可知， G_0 的幅频特性曲线呈递减趋势，对于弱电网下并网换流器的典型控制环节，通常满足外环控制带宽 $<$ 锁相环控制带宽 $<$ 内环控制带宽^[68, 69]，则在所研究时间尺度下， G_0 的幅值最大点大致在 $\omega \approx \omega_c$ （直流电压外环带宽）处。因此，为保证全频段内 $|G_1|<|G_2|$ ，即全频段内满足稳定裕度大于 0，则有：

$$20 \lg \left| \frac{G_1(j\omega_c)}{G_2(j\omega_c)} \right| < 0 \quad (3-2)$$

文中依据典型二阶系统设计^[67]直流电压控制器和锁相环参数，将二者的 PI 参数用各自的控制带宽表示，如式 (3-3)和式 (3-4)所示。

$$\begin{cases} K_{\text{pdc}} = \omega_c C_{\text{dc}} \\ K_{\text{idc}} = \omega_c^2 C_{\text{dc}} / 10 \end{cases} \quad (3-3)$$

$$\begin{cases} K_{\text{ppll}} = \frac{2\xi\omega_{\text{pll}}}{U_{\text{gd0}}} \sqrt{\sqrt{1+4\xi^4} - 2\xi^2} \\ K_{\text{ipll}} = \frac{\omega_{\text{pll}}^2}{U_{\text{gd0}}} (\sqrt{1+4\xi^4} - 2\xi^2) \end{cases} \quad (3-4)$$

式中： ω_c 为直流电压控制器的控制带宽， ω_{pll} 为锁相环的控制带宽， U_{gd0} 为并网点电压 d 轴分量稳态值， ξ 为阻尼比。

在求解系统控制带宽及控制参数安全域时，系统运行参数及电流控制器参数如表 3-1 所示。

表 3-1 求解控制参数安全域已知参数（标么值）

参数	数值	参数	数值
电网电流 I_{d0}	0.201	并网点电压 U_{gd0}	1
直流电压 U_{dc}	1	电网角频率 ω_1	1
滤波器电感 L_f	2.61	直流电容 C_{dc}	1.0053
逆变器出口电压 U_{cd0}	1.457	电流环比例增益 K_{eqi}	1.2

基于奈奎斯特判据求解满足稳定性约束的控制带宽参数安全域边界时，联立式 (3-1)、式 (3-3)和式 (3-4)，在系统稳态点、元件参数和电流控制器参数确定的情况下，可得系统开环传递函数为

$$G_0 = \frac{1.8}{s(1.2+2.6s)} \left(\omega_c + \frac{0.1\omega_c^2}{s} \right) + \frac{1.5+0.2s(2.61+L_g)}{\left(s^2 + s\omega_{pll} + 0.14\omega_{pll}^2 \right)} \left(\frac{0.1sL_g(2.6+L_g)(s\omega_{pll} + 0.1\omega_{pll}^2)}{\left(s^2 + s\omega_{pll} + 0.14\omega_{pll}^2 \right)} \right) \quad (3-5)$$

然后假设 $\omega_c = k * \omega_{pll}$ ($0 < k < 1$)，进一步体现直流电压控制带宽与锁相环控制带宽的相互制约关系， k 表征二者控制带宽数值上的比值，控制带宽的重叠程度反映了其交互作用强弱，当 k 值越接近 1，二者带宽越接近，带宽重叠程度越大，二者交互作用增强，当 k 值越接近 0，二者带宽重叠程度较小，交互作用减弱。

当直流电压控制带宽 ω_c 小于锁相环控制带宽 ω_{pll} ，则根据式 (3-2)有

$$\left| \frac{G_1(k, \omega_{pll}, L_g)}{G_2(k, \omega_{pll}, L_g)} \right| < 1 \quad (3-6)$$

求解式 (3-5)可得满足奈奎斯特稳定判据的带宽比值 k 的取值范围如式 (3-7) 所示

$$k < f_1(\omega_{pll}, L_g) \quad (3-7)$$

式中： $f_1(\omega_{pll}, L_g)$ 为控制带宽比值安全域的上边界，且为关于锁相环带宽和电网电感的函数。

当换流器接入不同并网点短路比的交流电网时，维持系统稳定的直流电压控制带宽设计条件随之变化。图 3-2 给出了带宽比值 k 随锁相环带宽和短路比的变化曲线及安全域上边界三维图。

由图 3-2(a)可知，在同一锁相环带宽条件下，当系统短路比减小，即电网强度减弱时， k 值的上边界越接近 0，锁相环带宽和直流电压控制带宽相差越大 ($\omega_c = k * \omega_{pll}$)。如果二者带宽太过接近，则会使 k 值越接近 1，可能超出控制带

宽安全域的上边界，此时直流电压控制带宽与锁相环带宽重叠程度变大，进而加强锁相环与直流电压环的交互作用，导致系统失稳。

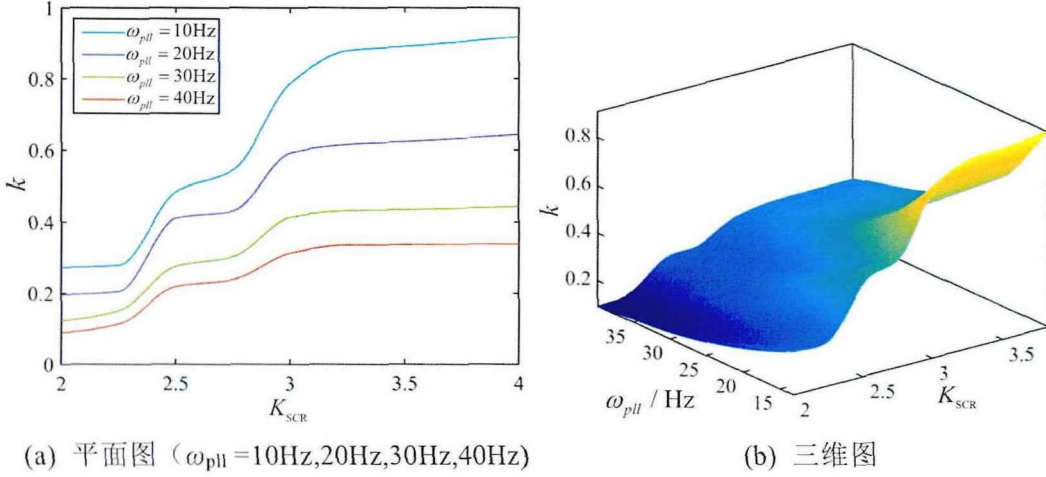


图 3-2 不同短路比条件下带宽比值 k 的安全域上边界

此外，如果出现并网换流器接入弱电网时锁相环带宽 ω_{pll} 小于直流电压带宽 ω_c 的特殊情况 ($k>1$)，那么针对该条件下的边界求解过程如式 (3-8)~式 (3-10) 所示，在实际工程应用中可以根据二者带宽大小的实际情况选择求解。

即为满足全频段内 $|G_1|<|G_2|$ ，即全频段内满足稳定裕度大于 0，则有

$$20\lg \left| \frac{G_1(j\omega_{pll})}{G_2(j\omega_{pll})} \right| < 0 \quad (3-8)$$

令 $\omega_c = k * \omega_{pll}$ ($k>1$)，则有

$$\left| \frac{G_1(k, \omega_{pll}, L_g)}{G_2(k, \omega_{pll}, L_g)} \right| < 1 \quad (3-9)$$

求解式 (3-9) 可得

$$k < f_1(\omega_{pll}, L_g) \quad (3-10)$$

3.2.2 基于稳定裕度的安全域边界求解

上一节基于奈奎斯特稳定判据推导得出了控制带宽比值安全域上边界。但在实际工程中为降低振荡风险，需要尽可能增大系统的稳定裕度，因此本节将相位裕度作为衡量指标求解控制带宽安全域的边界条件。

在系统参数和电流控制器增益确定的情况下（具体数值见表 3-1），令 $s=j\omega$ ，可得系统的开环频率特性：

$$G_0(j\omega) = \left| G_0(j\omega, \omega_c, \omega_{pll}, L_g) \right| \angle G_0(j\omega, \omega_c, \omega_{pll}, L_g) \quad (3-11)$$

设 ω_k 为截止频率，令 $\omega_c = k \cdot \omega_{pll}$ ($0 < k < 1$)，则有：

$$\left| G_0(j\omega_k, k, \omega_{pll}, L_g) \right| = 1 \quad (3-12)$$

由式 (3-12) 可求得截止频率：

$$\omega_k = f(k, \omega_{pll}, L_g) \quad (3-13)$$

根据相角裕度 γ 定义，则有：

$$\gamma = 180^\circ + \angle G_0(j\omega_k) = g(k, \omega_{pll}, L_g) \quad (3-14)$$

为求解稳定裕度最大点，令

$$\frac{d\gamma}{dk} = \frac{dg(k, \omega_{pll}, L_g)}{dk} = 0 \quad (3-15)$$

则满足相位裕度最大的带宽比值为

$$k(\gamma_{\max}) = f_2(\omega_{pll}, L_g) \quad (3-16)$$

由式 (3-16) 可得不同短路比和不同锁相环带宽条件下对应的系统稳定裕度最大值的带宽比值 k 曲线，如图 3-3(a) 所示。同时给出了系统相位裕度 γ 随带宽比值 k 的变化关系，由图 3-3(b) 可知，相位裕度随着 k 的增大先增大后减小，存在最大值 $\gamma_{\max}$ 。在实际求解过程中，根据式 (3-15)，若存在多个极值点，则在多个极值中选择最大值 $\gamma_{\max}$ 。

同时，直流电压控制带宽设计应在确保锁相环与直流电压环带宽合理匹配的基础上，尽可能提高稳定裕度，减少振荡风险。结合图 3-2 基于奈奎斯特稳定判据求解得出的 k 值安全域上边界，为了使控制参数可调节范围更大，直流电压控制带宽应在 $k(\gamma_{\max})$ 曲线上方的稳定区域进行调节。

由以上分析可得带宽比值安全域的下边界：

$$k > f_2(\omega_{pll}, L_g) \quad (3-17)$$

式中： $f_2(\omega_{pll}, L_g)$ 代表控制带宽比值的下边界，同样也是关于锁相环带宽和电网电感的函数。

与上边界求解过程相似，通过改变系统短路比和锁相环控制带宽可以得出不同短路比下带宽比值 k 的下边界，如图 3-3 所示。由图 3-3(a) 可知，随着短路比的增大，带宽比值 k 逐渐减小，但在不同锁相环带宽条件下曲线下降快慢趋势有所差异。锁相环带宽越大， k 值越接近 0，锁相环和直流电压控制带宽重叠区域减小，二者交互作用减弱，进而对电网强度的敏感程度降低，曲线下降趋势越缓慢。

值得注意的是，在不同稳态工作点下，文中给出的控制带宽比值安全域边界选定方法是通用的，只需代入不同实际工程场景下的稳态工作点及网络拓扑参

数，然后进行求解，从而指导控制带宽设计，减弱锁相环与直流电压环的交互作用[66]。

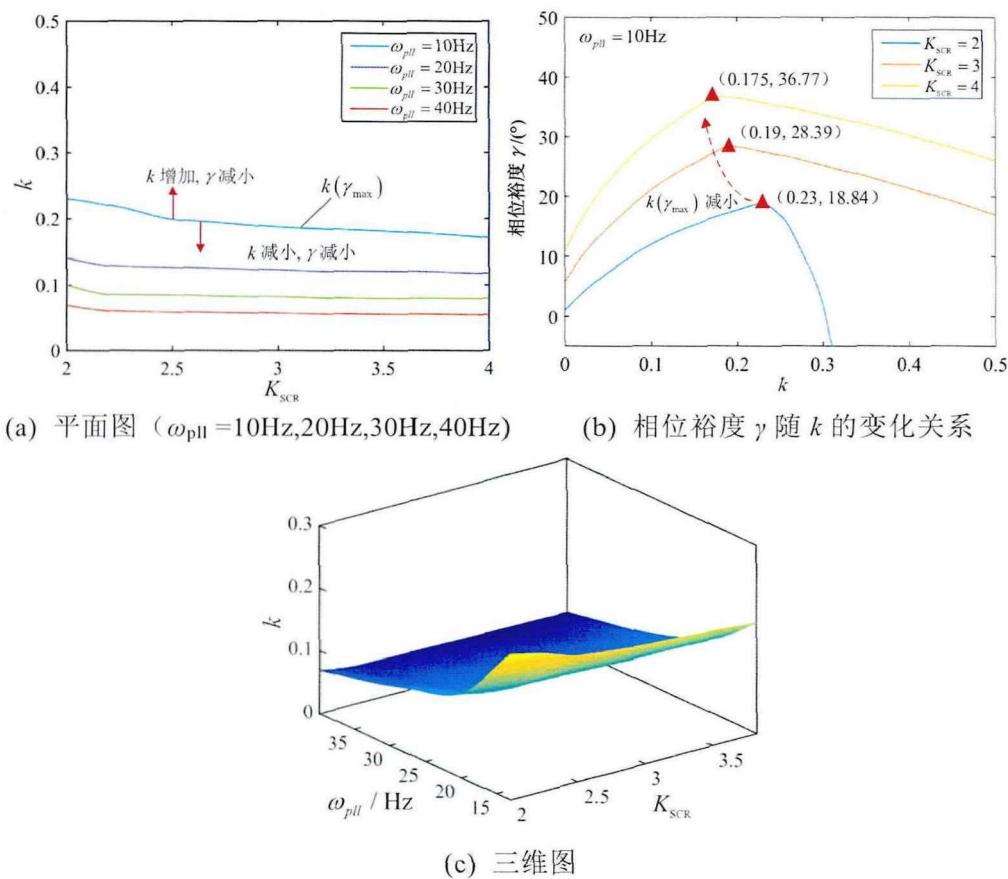


图 3-3 不同短路比条件下带宽比值 k 的安全域下边界

3.3 运行参数可行域边界选定方法

本节针对弱电网下的并网换流器，基于奈奎斯特稳定准则建立小信号功率稳定极限，即运行参数可行域的边界条件，实现数值求解，并定量分析控制回路带宽比和电网短路比对并网换流器输出功率极限的影响。

在求解并网换流器功率极限的同时，变流器端口的输出电压 U_{cd0} 满足以下关系式：

$$U_{cd0} = U_{gd0} - \omega_l * L_f * I_{q0} \tag{3-18}$$

由于忽略了 dq 轴耦合效应，只考虑了 d 轴有功功率，因此可以假设 $I_{q0}=0$ ， $U_{gd0}=1$ 。换流器的输出功率可表示为

$$\begin{aligned} P &= 1.5 * U_{cd0} * I_{d0} \\ &= 1.5 * I_{d0} \end{aligned} \tag{3-19}$$

将式 (3-18)代入传递函数式 (3-5)。在这种情况下，当滤波器参数 L_f 和电流内环参数 K_{eqi} 确定时，可以观察到系统的小扰动稳定特性与并网换流器的稳态输出电流 I_{d0} 、电网阻抗 L_g 、锁相环控制 H_{pll} 和直流电压控制 H_{dc} 有关。

在求解系统运行参数可行域时，系统已知参数如表 3-2 所示。

表 3-2 求解运行参数安全域已知参数（标么值）

参数	数值
额定电压 U_{gd0}	1
电网角频率 ω_1	1
直流电压 U_{dc}	1
滤波器电感 L_f	2.61
直流电容 C_{dc}	1.0053
电流内环增益 K_{eqi}	1.2

与控制参数域的求解过程类似，如果使开环系统同时满足奈奎斯特准则的幅值和相位条件，则应保证在整个频段内 $|G_1| < |G_2|$ ，则有

$$20\lg \left| \frac{G_1(j\omega_c)}{G_2(j\omega_c)} \right| < 0 \tag{3-20}$$

为了进一步定量分析锁相环和直流电压环控制带宽的相互制约对并网换流器功率极限的影响，将它们的参数用各自的控制带宽表示，同时，令 $\omega_{pll} = n \cdot \omega_c$ ($n > 0$)，则结合式 (3-1)及式 (3-18)~式 (3-20)可得(3-21)

$$\left| \frac{G_1(I_{d0}, n, L_g)}{G_2} \right| < 1 \tag{3-21}$$

求解式 (3-21)可以得到满足系统小信号稳定性约束条件的稳态输出电流 I_{d0} 的范围如下

$$I_{d0} < f_3(n, L_g) \tag{3-22}$$

式中： $f_3(n, L_g)$ 表示稳态输出电流 I_{d0} 的小信号稳定上限，是控制带宽比 n 和电网电感 L_g 的函数。

结合式 (3-19)和式 (3-22)，可根据 I_{d0} 的范围得出并网换流器的功率极限：

$$P < g(n, L_g) \tag{3-23}$$

式中： $g(n, L_g)$ 是 n 和 L_g 的函数。

通过改变系统短路比和带宽比 n ，可以得出不同条件下并网换流器稳态输出功率的上限，如图 3-4 所示。

由图 3-4(a)所示，换流器的功率极限与带宽比 n 呈非线性关系，并呈现出先增大后减小的趋势，而在带宽比 n 为 4~8 的范围内，不同短路比条件下的功率存在极限值。结合 3.2 节关于控制带宽比稳定区域的结论，即直流电压环和锁相环

带宽不能太接近，因此有必要将 n 尽可能设置在 4~8 之间，以提高并网换流器的功率输出能力。从图 3-4(b)可以看出，并网换流器的功率传输能力随着短路比的增加而提高，这与理论分析一致。

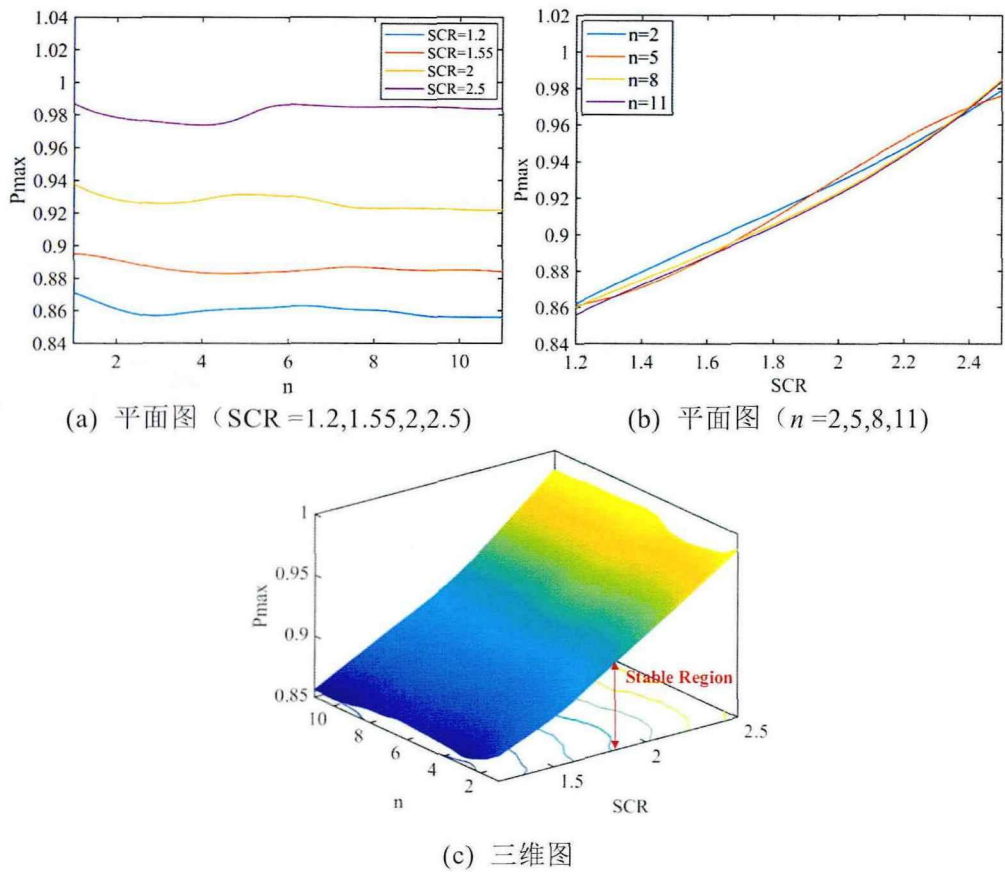


图 3-4 不同短路比和带宽比 n 下并网变流器稳态输出功率的上边界

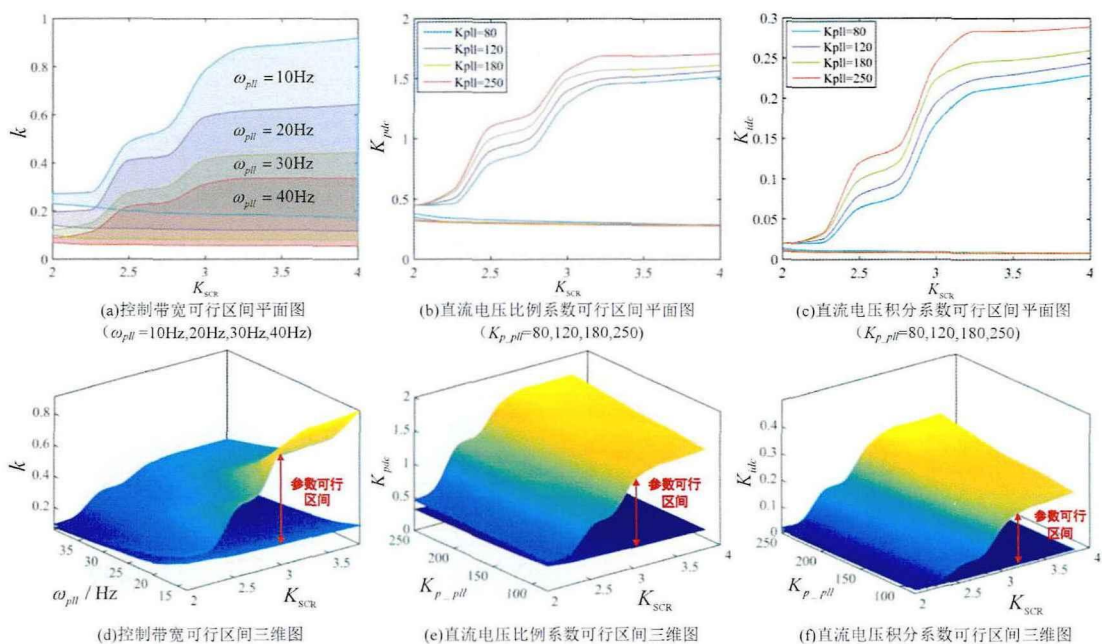
3.4 考虑控制交互特性的多维参数可行域

本节基于上一节所提的边界选定方法，得出了满足奈奎斯特判据和稳定裕度约束的控制带宽比值安全域，并映射为控制参数安全域，分析了控制环节之间及其与弱电网之间的交互作用规律。

由式 (3-10)和式 (3-17)可得控制带宽比值的安全域为：

$$f_2(\omega_{pll}, L_g) < k < f_1(\omega_{pll}, L_g) \tag{3-24}$$

并网换流器控制带宽比值安全域如图 3-5(a)和(d)所示。结果表明，为降低系统振荡风险，锁相环与直流电压环带宽不能太过接近，否则二者交互作用增强；此外，在同一锁相环带宽条件下，当系统短路比减小，参数可调区间减小，对系统参数的要求更加严格。


 图 3-5 不同短路比条件下带宽比值 k 及控制参数安全域

为了更加直观、准确地指导系统控制参数的设计，将控制器的带宽制约关系映射为控制参数之间的关系。由式 (3-4) 可知，锁相环比例系数 K_{p_pll} 与带宽 ω_{pll} 成正比，令 $\omega_{pll} = m \cdot K_{p_pll}$ ，可得直流电压控制比例系数与锁相环比例系数的制约关系如下式所示。

$$\begin{aligned}
 K_{pdc} &= C_{dc} \cdot \omega_c = C_{dc} \cdot f(\omega_{pll}, L_g) \cdot \omega_{pll} \\
 &= C_{dc} \cdot f(m \cdot K_{p_pll}, L_g) \cdot m \cdot K_{p_pll} \\
 &= h_1(K_{p_pll}, L_g)
 \end{aligned} \tag{3-25}$$

此外，锁相环比例系数与积分系数之间有固定的关系且一一对应，因此下文仅设置锁相环比例系数 K_{p_pll} 为研究变量。同理可得直流电压控制积分系数与锁相环比例系数的制约关系如式 (3-26) 所示。

$$\begin{aligned}
 K_{idc} &= C_{dc} \cdot \omega_c^2 / 10 \\
 &= C_{dc} \cdot f^2(\omega_{pll}, L_g) \cdot \omega_{pll}^2 / 10 \\
 &= C_{dc} \cdot f^2(m \cdot K_{p_pll}, L_g) \cdot (m \cdot K_{p_pll})^2 / 10 \\
 &= h_2(K_{p_pll}, L_g)
 \end{aligned} \tag{3-26}$$

根据以上转换关系，可得直流电压控制比例系数和积分系数的安全域分别如图 3-5(e) 和 (f) 所示。由图 3-5(b) 和 (c) 可知，控制参数安全域边界变化趋势与带宽的安全域边界相同，都呈阶梯式上升。但是从图 3-5(b) 可以看出，随着锁相环比例系数的增大，直流电压控制比例系数的安全域面积增大，这与图 3-5(a) 带宽比值安全域面积随锁相环带宽变化的趋势正好相反。这说明了只分析控制环节带宽

制约关系难以直观地反映控制器参数安全域的变化趋势。直流电压控制积分系数安全域的边界趋势与系数变化规律与比例系数相同。

上述求得的满足奈奎斯特判据和稳定裕度约束的控制参数安全域，揭示了弱电网条件下直流电压控制与锁相环控制的交互作用规律及其对系统振荡稳定性的影响。具体结论如下：

（1）当锁相环或直流电压环其中一个控制器的带宽确定时，基于文中所提方法可以相应地给出另一控制器的带宽稳定边界及控制参数安全域；

（2）当锁相环控制参数 K_{p_pll} 一定时，电网强度越小，直流电压控制带宽的可调区间范围越小，此时应减小直流电压控制带宽，使 k 接近 0，从而减少二者的控制带宽重叠区域，避免二者发生动态交互增加换流器失稳的风险，但不可越过选定的参数安全域下边界；

（3）在设置直流电压控制参数时，在满足传统稳定判据的基础上，需要通过提升稳定裕度来提高系统的抗扰性，从而降低并网换流器振荡风险。具体来说，在电网等效阻抗与锁相环控制参数确定的情况下，直流电压控制参数在不越过安全域的同时应尽量接近下边界，以获得更大的稳定裕度。

3.5 仿真验证

为了验证文中所提多维参数可行域构建方法的合理性与有效性，在 PSCAD/EMTDC 中搭建三相并网换流器模型并进行如下四组仿真，具体系统参数如表 3-3 所示。

表 3-3 三相并网换流器仿真参数

参数	数值
额定功率 S_{base}/MVA	0.01
额定电流 I_{d0}/kA	0.03
直流电压 U_{dc}/kV	0.4
额定电压 U_{gd0}/kV	0.19
滤波器电感 L_f/H	0.03
直流电容 $C_{dc}/\mu F$	200

3.5.1 控制参数安全域边界选定方法有效性验证

为了对文中所提控制参数安全域边界选定方法的有效性 & 弱电网条件下并网换流器交互作用规律进行验证，本节算例对比了在不同电网强度下锁相环与直流电压控制参数（带宽）取值不同时并网换流器输出的电流波形来分析系统的稳

定性，如图 3-6 所示。表 3-4 给出了不同短路比和锁相环带宽对应的直流电压控制参数理论边界值和实际值。

观察图 3-6 可知，在电网阻抗和锁相环参数确定的情形下，当直流电压控制环节参数设置符合由文中所提方法计算得出的上、下临界值要求时，并网换流器的输出电流未发生振荡，如场景 II、场景 III 和场景 V 所示，而当直流电压控制参数越过安全域的上下边界时，系统的输出电流发生振荡，如场景 I、场景 IV 和场景 VI 所示，同时图 3-7 给出了不同场景下的电流傅里叶分析结果。

表 3-4 多场景下的控制带宽和参数设计

场景	K_{SCR}	锁相环		直流电压控制参数边界		ω_c/Hz	K_{pdc}
		ω_{pll}/Hz	K_{p_pll}	ω_c/Hz	K_{pdc}		
I	3	20	120	2.4~11.4	0.3~1.44	2.385	0.28
II	3	20	120	2.4~11.4	0.3~1.44	3.722	0.47
III	3	40	250	2.2~12.4	0.27~1.57	2.385	0.28
IV	2	40	250	2.8~3.6	0.35~0.45	2.385	0.28
V	2	40	250	2.8~3.6	0.35~0.45	2.932	0.37
VI	2	40	250	2.8~3.6	0.35~0.45	3.722	0.47

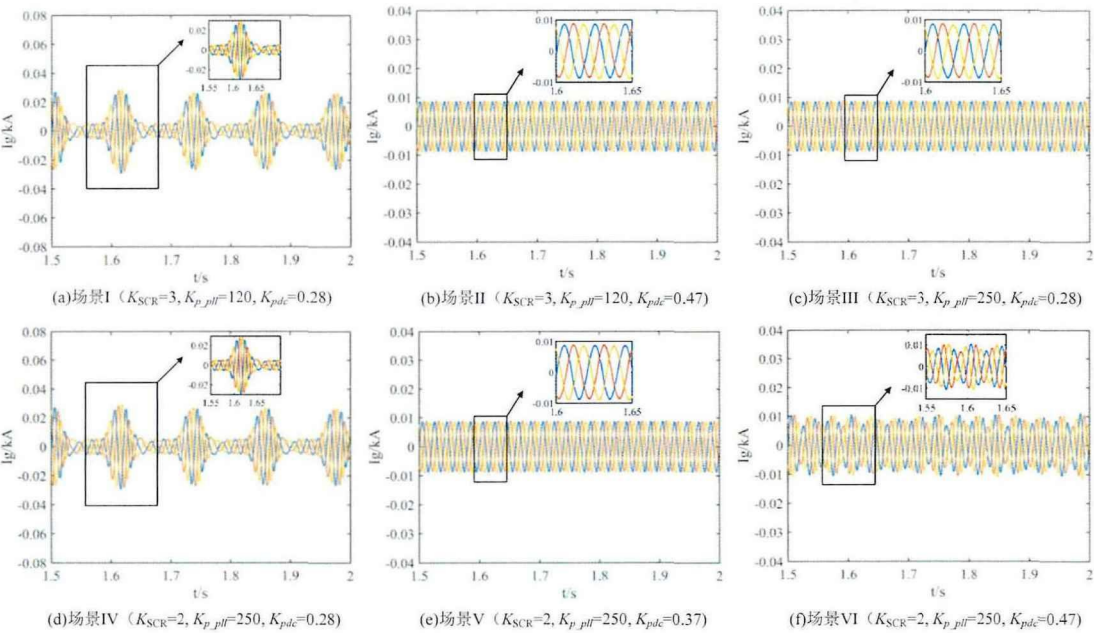


图 3-6 不同短路比条件下对应不同控制带宽和参数的并网换流器输出电流波形

另外，通过表 3-4 中各场景下不同短路比、锁相环和直流电压控制参数的对比仿真，可得出以下结论：

(1) 由场景 I 和场景 III 对比可知，在同一电网强度下，在场景 I 中 $K_{pdc}=0.28$ 时系统失稳振荡，但是当锁相环比例系数由 120 变化为 250（场景 III）时，尽管直流电压带宽和参数未发生变化，但由于锁相环控制带宽和参数的增大，使得二者的带宽比值接近 0，控制交互作用减弱，系统恢复稳定状态；

(2) 由场景 III 和场景 IV 对比可知, 在场景 III 下 $K_{\text{pdc}}=0.28$ 时系统处于稳定状态, 但当系统短路比 K_{SCR} 从 3 降低到 2 (场景 IV) 之后, 尽管控制环节参数未发生改变, 但系统强度减弱, 因此发生振荡现象, 这意味着系统短路比越小, 锁相环和直流电压控制的动态交互作用增强;

(3) 由场景 II 和场景 VI 对比可知, 当系统短路比 K_{SCR} 从 3 降低到 2 的同时增大锁相环控制带宽和参数, 在场景 II 中 $K_{\text{pdc}}=0.47$ 时系统未发生振荡, 但是在场景 VI 中, 尽管直流电压带宽和参数未发生变化, 系统的输出电流仍发生振荡现象, 这意味着相较于锁相环控制参数的增大对控制交互作用的削弱, 电网强度的减弱对系统稳定性影响更大。

以上结论均与 3.2 节的理论分析相吻合, 由此可以证明所提并网换流器控制参数安全域边界选定方法的有效性。

3.5.2 控制参数安全域边界选定方法准确性验证

为了进一步验证文中所提控制参数安全域边界选定方法的准确性, 图 3-7 给出了当直流电压控制参数增大或减小越过安全域上下边界时并网换流器的输出功率、直流电压和电流波形。由表 3-4 可知, 在场景 I 下, 当 $K_{\text{SCR}}=3, \omega_{\text{pll}}=20\text{Hz}$ 时, K_{pdc} 的稳定取值范围为 0.3~1.44, 将直流电压控制比例系数 K_{pdc} 在 $t=1\text{s}$ 时从 0.31 增加到 1.43, 在 $t=4\text{s}$ 时从 1.43 增加到 1.45, 如图 3-7(a)所示, 当 K_{pdc} 超过求解安全域的上边界理论值时, 系统发生振荡; 在场景 III 下, 当 $K_{\text{SCR}}=3, \omega_{\text{pll}}=40\text{Hz}$ 时, K_{pdc} 的稳定取值范围为 0.27~1.57, 将直流电压控制比例系数 K_{pdc} 在 $t=1\text{s}$ 时从 1.56 减小到 0.28, 在 $t=4\text{s}$ 时从 0.28 减小到 0.26, 如图 3-7(b)所示, 当 K_{pdc} 小于求解安全域的下边界理论值时, 系统发生振荡。在误差允许的情况下, 以上仿真结果均与文中参数安全域边界求解结果基本吻合。

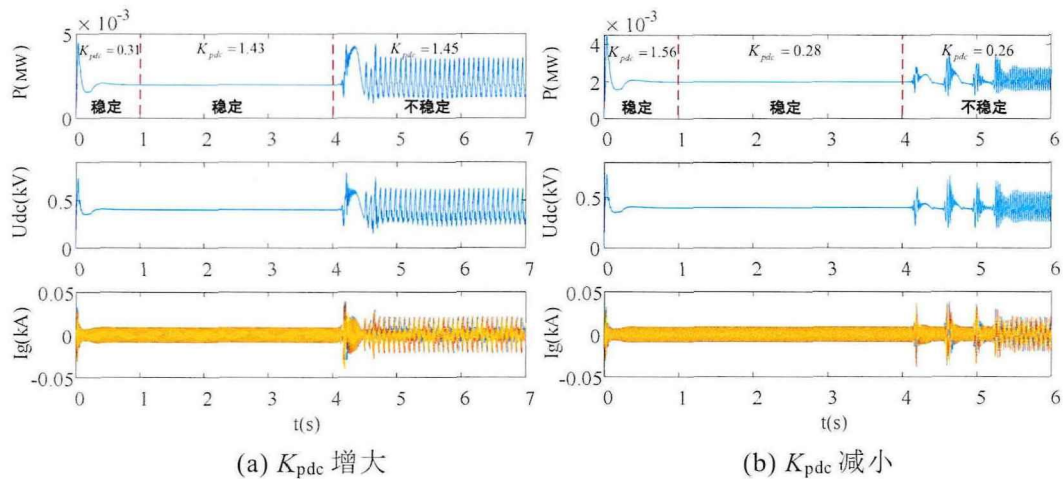


图 3-7 直流电压控制参数改变时的并网换流器响应

图 3-8 给出了锁相环带宽变化时并网换流器响应的波形。结果表明，当锁相环带宽从 40Hz 减小到 20Hz ($K_{\text{pdc}}=1.5$) 时，并网换流器失稳，这与场景 III 到场景 II 的变化相对应。这是由于在相同的电网强度下，当直流电压控制带宽不变时，锁相环带宽的减小使两者之间的差值减小，加剧了控制交互作用，导致系统振荡，这与 3.4 节中的理论分析一致。

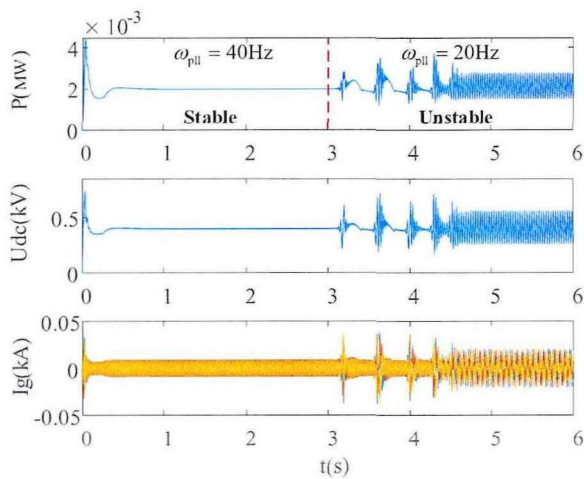


图 3-8 锁相环带宽改变时的并网换流器响应

为了验证并网换流器与弱电网之间的相互作用，当 $K_{\text{pdc}}=1, \omega_{\text{pll}}=40\text{Hz}$ 时，图 3-9 给出了并网换流器在 SCR=2（场景 IV）和 SCR=3（场景 III）时的并网换流器响应。短路比越小，参数可调范围越小，即系统电网阻抗越大，电网强度越弱，系统越容易失稳。

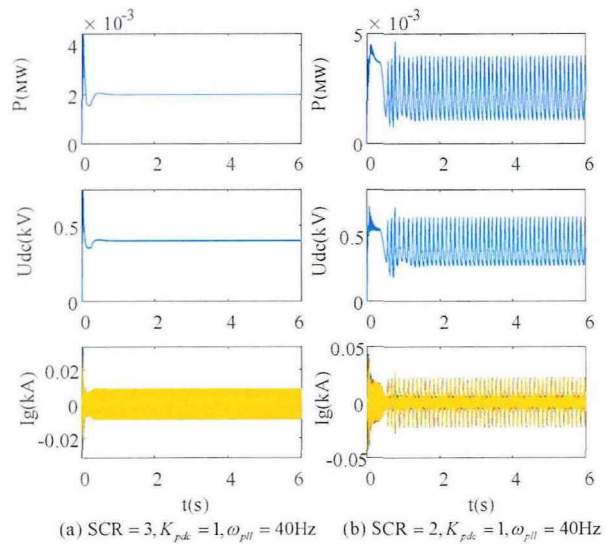


图 3-9 电网短路比改变时的并网换流器响应

3.5.3 直流电压阶跃仿真验证

文中提出的控制参数安全域边界选定方法在传统稳定判据的基础上考虑了

系统控制环节的相角裕度, 本节通过直流电压阶跃仿真验证了在确定控制参数安全域边界时考虑相位裕度的必要性。

初始工况下直流电压参考值 $U_{dc}^*=0.4\text{p.u.}$, $K_{p_pll}=120$ ($\omega_{pll}=20\text{Hz}$), 由文中所提控制参数安全域边界选定方法确定的 K_{pdc} 取值范围为 $0.28\sim1.55$ 。在控制参数 K_{pdc} 分别为 0.2 、 0.28 、 0.9 、 1.4 时将直流电压参考值 U_{dc}^* 从 0.4 p.u. 阶跃至 0.5 p.u. , 直流电压阶跃仿真验证结果如图 3-10 所示, 不同 K_{pdc} 下系统相位裕度如表 3-5 所示。

由图 3-10 可知, 当直流电压控制参数 $K_{pdc}=0.2$ (工况 1) 小于安全域下边界 ($K_{pdc}=0.28$) 时, 直流电压阶跃后存在持续振荡, 此时并网换流器的相位裕度较小, 系统抗扰性较差, 在小扰动下可能有振荡风险。当 $K_{pdc}=0.28$ 、 0.9 时 (工况 2、工况 3), 直流电压阶跃后可以迅速达到新的稳定状态, 说明了该两种工况下系统都具有一定的相位裕度, 且 $K_{pdc}=0.28$ 时系统的超调量更小, 响应时间更短, 与表 3-5 结果一致。当 $K_{pdc}=1.4$ 时 (工况 4), 接近安全域上边界, 直流电压阶跃后经过 0.9s 才达到新的稳态, 同时超调量较大。表 3-5 所示工况 1、4 下的相位裕度较小, 与以上仿真结果一致。因此, 文中所提的基于奈奎斯特稳定判据和相角稳定裕度的控制参数安全域边界选定方法可以有效指导控制参数的调节方向并减少并网换流器的振荡风险。

表 3-5 不同直流电压控制参数 K_{pdc} 下的相位裕度

工况	直流电压控制参数 K_{pdc}	相位裕度 $\gamma/(^\circ)$
1	0.2	5.31
2	0.28	36.48
3	0.9	28.15
4	1.4	18.72

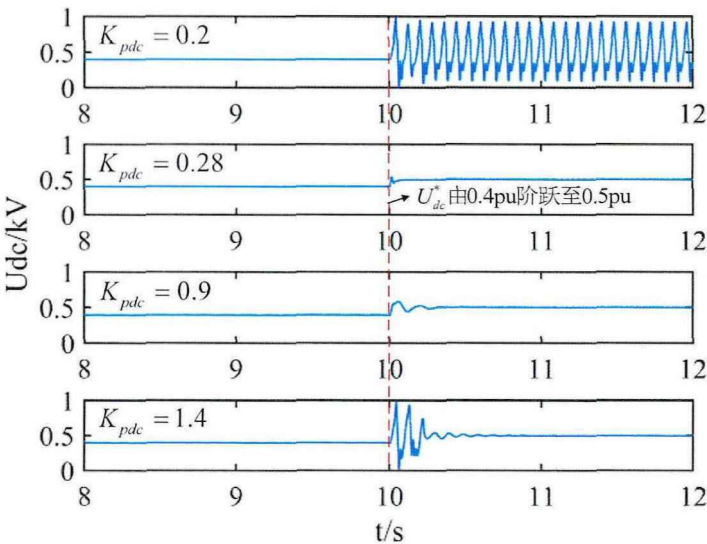


图 3-10 直流电压阶跃仿真验证

3.5.4 运行参数可行域边界选定方法有效性验证

本节给出四个场景以说明所提出的运行参数可行域边界选定方法的正确性，如图 3-11 所示，对比了不同运行工作点、短路比或控制带宽比下的并网换流器响应，表 3-6 列出了不同情况下的参数设置。

表 3-6 不同场景参数设置下的小信号功率极限

场景	短路比	控制带宽比值 n	功率极限(p.u.)	实际功率输出(p.u.)
I	1.55	4.64	0.883	0.88
II	1.55	4.64	0.883	0.885
III	1.2	4.64	0.861	0.88
IV	1.55	7.37	0.888	0.885

为尽量减少电流环动态和锁相环动态的影响，仿真设定在 $t=2\sim5s$ 期间线性增加并网换流器的直流侧输入有功功率，使并网换流器的有功功率逐渐接近小信号稳定功率极限。图 3-11(a)和(b)给出了不同工作点下的并网换流器响应。可以看出，在有功功率输出为 0.88p.u.时，并网换流器保持稳定，而在 0.885p.u.时则变得不稳定，这些结果与通过所提出方法计算得出的最大功率 0.88 p.u.结果一致。

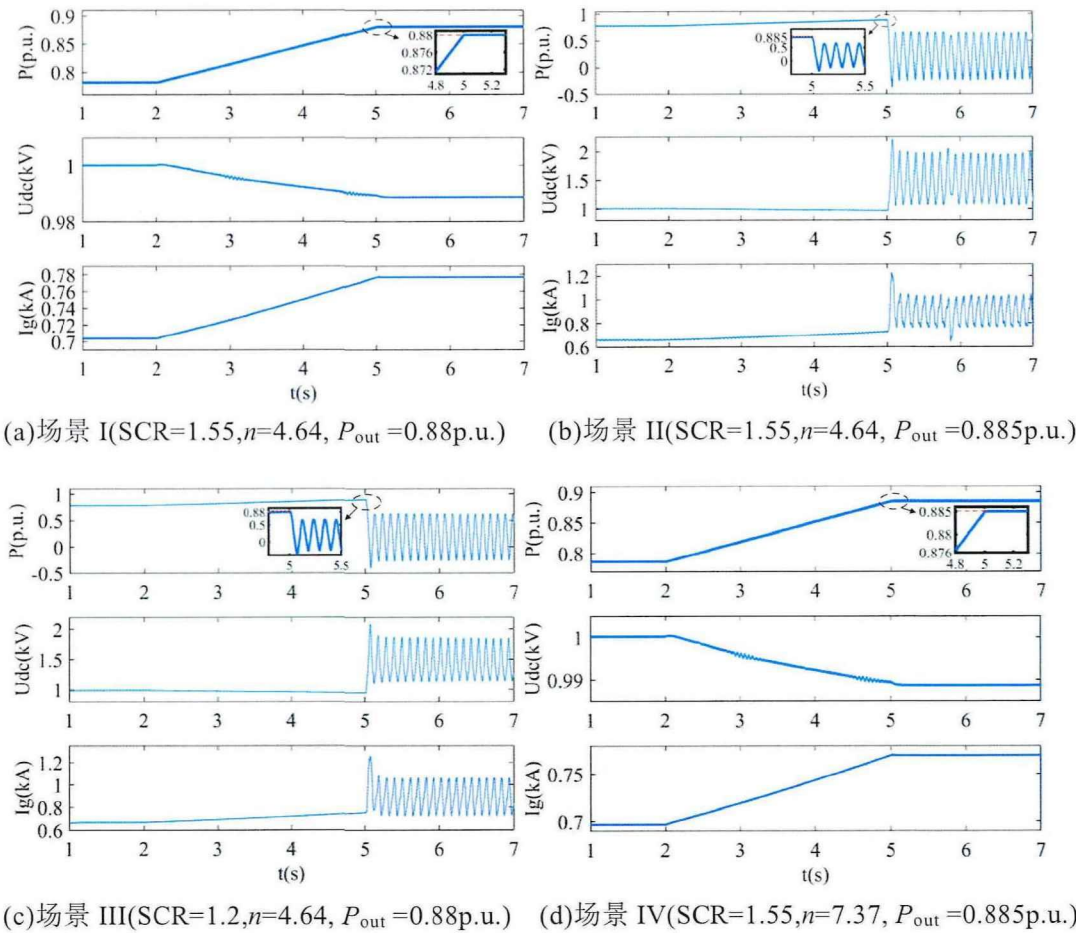


图 3-11 不同运行点，短路比及控制带宽比下的并网换流器响应

此外,通过场景 II 和场景 III 对比研究了电网强度对并网换流器功率极限的影响。结果表明,短路比越大,功率极限越高。图 3-11(b)和(c)中的结果与图 3-4(b)中的结论一致。除短路比外,控制带宽比 n 的选择值也会影响功率限制,这可以通过场景 II 和场景 IV 的对比来检验。在相同的电网强度下 ($SCR = 1.55$),当控制带宽比 n 设为 4.64 和 7.37 时,理论计算的功率极限值分别为 0.883p.u.和 0.885p.u.。如图 3-11(b)和(d)所示,当直流侧输入有功功率线性增加到 0.885p.u.时,换流器在 $n=7.37$ 时可以保持稳定,而在 $n=4.64$ 时则变得不稳定。这些结果与图 3-4(a)的结论十分吻合。因此,以上仿真结果验证了理论分析的正确性和所提运行域边界选定方法的有效性。

3.6 本章小结

本章提出了一种考虑控制交互作用的多维参数可行域边界选定方法,详细讨论了锁相环和直流电压控制环对换流器并网振荡稳定性的影响,为控制器参数设计提供了指导,并得出如下结论:

(1) 弱电网下,并网换流器控制环路之间及其与电网间的交互作用加剧,导致系统失稳风险增加,且随着电网强度降低,这种交互作用更为显著;

(2) 文中通过研究控制带宽的相对制约关系量化分析了锁相环和直流电压控制带宽重叠程度对换流器并网振荡稳定性的影响,通过分析发现,直流电压控制带宽和锁相环带宽不能太过接近,否则会增加两者带宽的重叠面积,从而加剧相互作用,引发振荡风险;

(3) 为降低并网换流器的振荡风险,文中基于奈奎斯特稳定判据和相角稳定裕度确定控制带宽比值的稳定边界,在实际工程应用中可以结合稳定裕度要求,利用文中方法计算不同运行方式下的控制参数稳定边界,进一步指导控制参数的调节方向;

(4) 结合已确定的控制参数稳定区域,我们应尽可能将控制带宽比值 n 设置为 4~8,以提高并网换流器的功率输出能力,通过本章所求得的控制交互作用的多维参数可行域,基于给定实际工程的功率传输要求和动态性能约束,可以提供满足其特定设计要求的所有控制器参数组合。

第4章 考虑交互耦合作用的换流器参数设计及自适应有源阻尼谐振抑制策略

4.1 引言

为了保证系统的安全稳定运行,本章基于第3章所构建的参数稳定域给出了换流器参数的设计及调整原则,在此基础上,当系统仍存在振荡风险时则需利用本章所提出的改进自适应有源阻尼谐振抑制策略来抑制谐振。该方法在考虑变流器振荡频率耦合的基础上,通过实时量测信息设置并修正陷波器的参数,使得并网换流器在全频段尽可能提供正阻尼,即相角位于 $\pm 90^\circ$ 之间,从而适应电网复杂多变的运行方式,实现并网变流器振荡及频率耦合的自适应抑制。

4.2 换流器参数设计及调整原则

为了提高系统的稳定性,首先需要基于构建的多维参数可行域对控制器的参数进行合理设置及调控^[66]。由于在增大锁相环带宽的过程中,锁相环与电流内环之间相互作用的潜在风险增加,因此在实际工程中确定各控制带宽的取值范围时,首先要根据已知的电流内环参数^[70]得出锁相环带宽的合适范围,然后根据直流电压控制环路与锁相环之间的定量约束条件,利用本文提出的方法计算出直流电压控制带宽的范围。然后,根据式(3-23)和式(3-24),即可满足给定实际工程的功率传输要求和动态性能约束,由此可以提供满足其特定设计要求的所有控制器参数组合。根据以上原则,则可以给出那些不仅稳定,而且有足够稳定裕度的控制器工作点,进而合理设计控制器参数并且分析参数的调节方向。

4.3 并网互联系统谐振风险区域分析

本文所使用的交流电网模型为某工程近区的三阶贝杰龙交流电网等值模型,其详细拓扑结构如图4-1所示。其中交流网络的阻抗取决于系统中的无源器件,即电阻、电感、电容,故给出各个传输线的具体参数如表4-1所示,个别传输线上串联了无功补偿装置,参数如表4-2所示,交流电源通过变压器与高压电网相连,变压器的参数如表4-3所示。

为了使交流电网的频域特性更接近实际运行工况,传输线采用 π 型等值电路,其具体表达式如式(4-1)所示。

$$\begin{cases} Z_{\pi}=(Zl)\frac{\sinh(\gamma l)}{\gamma l}\\ Y_{\pi}=(Yl)\frac{\tanh(\gamma l/2)}{\gamma l/2} \end{cases}$$

(4-1)

其中，输电线单位长度串联阻抗 $Z=R(\omega)+j\omega L(\omega)$ ，并联导纳 $Y=G(\omega)+j\omega C(\omega)$ ， l 表示输电线路长度，输电线传播常数 $\gamma=\sqrt{ZY}$ 。

表 4-1 传输线参数

传输线 编号	长度 /km	正序电阻 Ω/m	正序电感 $X_L \Omega/\text{m}$	正序电容 $X_C \text{ m}\Omega*\text{m}$	零序电阻 Ω/m	零序电感 $X_L \Omega/\text{m}$	零序电容 $X_C \text{ m}\Omega*\text{m}$
L1	149.1	2.09×10^{-5}	2.75×10^{-4}	227.36	1.68×10^{-4}	9.98×10^{-4}	394.93
L2	151.6	1.93×10^{-5}	2.75×10^{-4}	249.07	1.98×10^{-4}	8.27×10^{-4}	384.43
L3	172.2	2.48×10^{-5}	2.75×10^{-4}	245.99	2.24×10^{-4}	8.44×10^{-4}	438.44
L4	171.8	2.29×10^{-5}	2.75×10^{-4}	239.51	1.62×10^{-4}	9.86×10^{-4}	395.91
L5	41.2	2.27×10^{-5}	2.75×10^{-4}	232.51	1.95×10^{-4}	7.77×10^{-4}	425.55
L6	41.0	2.08×10^{-5}	2.75×10^{-4}	231.84	1.96×10^{-4}	7.80×10^{-4}	385.83
L7	126.1	2.48×10^{-5}	2.75×10^{-4}	245.99	2.24×10^{-4}	8.44×10^{-4}	438.44
L8	125.2	2.48×10^{-5}	2.75×10^{-4}	245.99	2.24×10^{-4}	8.44×10^{-4}	438.44
L9	126.2	2.48×10^{-5}	2.75×10^{-4}	245.99	2.24×10^{-4}	8.44×10^{-4}	438.44
L10	226.0	1.96×10^{-5}	2.77×10^{-4}	242.00	2.77×10^{-4}	8.90×10^{-4}	380
L11	226.0	1.96×10^{-5}	2.77×10^{-4}	242.00	2.77×10^{-4}	8.90×10^{-4}	380
L12/L13	0	$R=0.01\Omega$	$L=0.016\text{H}$	0	$R=1.422\Omega$	$L=0.005\text{H}$	0

表 4-2 串补电容参数

电容	电容值
C	$90.2\mu\text{F}$

表 4-3 变压器参数

变压器编号	连接方式	正序漏抗	涡流损耗	铜耗
T1	Y-d	0.022pu	0pu	0pu
T2	Y-d	0.025pU	0pu	0pu

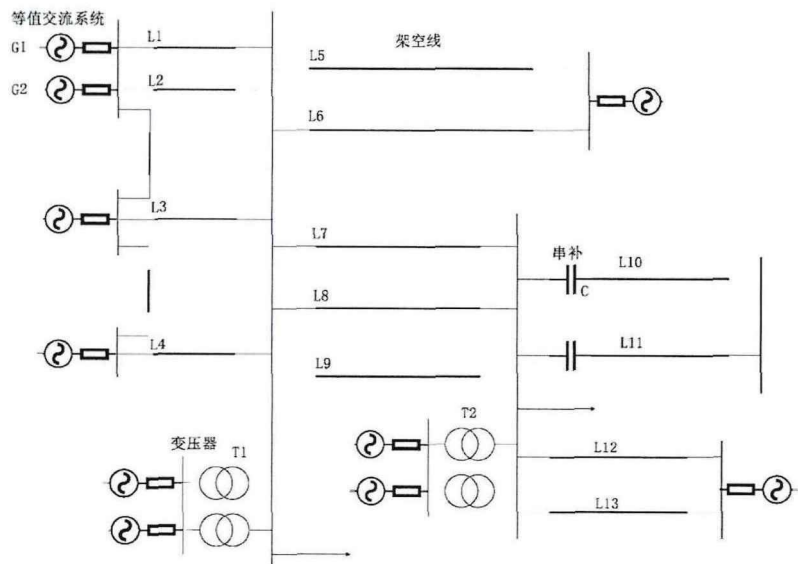


图 4-1 交流电网详细拓扑结构

为了便于分析并网换流器系统的谐振问题，将系统进行戴维南等值，变流器可以等效为电流源与阻抗并联形式，并将电网也进行等值。此时，系统的连接结构如图 4-2 所示。

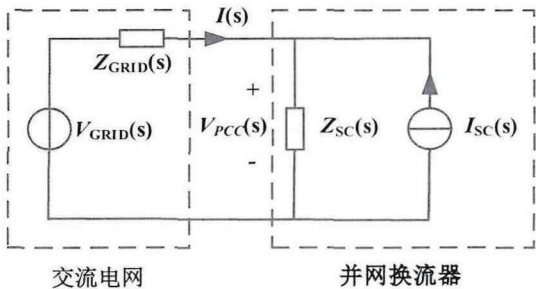


图 4-2 并网变流器系统等效图

在二者各自稳定的前提下，互联系统可以看作是以 $Z_g(s)/Z_{sc}(s)$ 为开环传递函数的闭环系统，如式 (4-2) 所示。

$$\begin{cases} V_g(s) = Z_g(s)I(s) + V_{PCC}(s) \\ I(s) = V_{PCC}(s)/Z_{SC}(s) - I_{SC}(s) \\ V_{PCC}(s) = \frac{V_g(s) + Z_g(s)I_{SC}(s)}{1 + \frac{Z_g(s)}{Z_{SC}(s)}} \end{cases} \quad (4-2)$$

基于式 (4-1) 及交流电网拓扑结构和系统参数可得其阻抗特性曲线如图 4-3 所示。由图 4-3 可以看出，交流电网的阻抗特性有多个谐振峰值，且在多个频率点呈现感性-容性跳变的特征，当电网运行方式发生改变时会导致谐振频率发生转移，使得变流器与交流电网之间出现多处中心频率变化的谐振点。由于交流电网输电线路是由电阻、电感和电容等无源元件组成，因此其相角始终在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 之间^[30]。

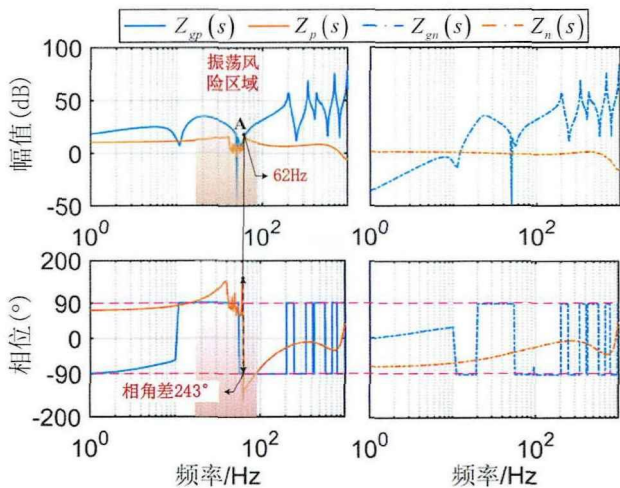


图 4-3 并网变流器系统的振荡风险区域识别

由奈奎斯特稳定判据可知，当变流器与交流电网 $Z_g(s)$ 的阻抗特性曲线幅值交点处相角差大于 180° 时，系统存在振荡风险，如图 4-3 中 A 点（62Hz）所示（实线代表交流电网和换流器的正序阻抗，点划线代表负序阻抗）。由于交流电网在不同运行方式下阻抗相角始终在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内，所以当变流器的阻抗相角超出 $\pm 90^\circ$ 范围时，可能引发与交流网络的串联谐振，该负阻频段即为“振荡风险区域”，并标注为红色区域（15~88Hz）。

4.4 基于自适应有源阻尼的并网变流器谐振抑制策略

本节在考虑振荡频率耦合特性的基础上提出了一种改进的自适应有源阻尼谐振抑制方法，在设计级联陷波器环节时进一步考虑锁相环控制引发的频率耦合效应，并通过实时量测并网变流器与电网之间的电流电压信息，设置并修正陷波器参数使得并网变流器在全频段尽可能提供正阻尼，即相角位于 $\pm 90^\circ$ 之间，从而适应电网复杂多变的运行方式，实现并网变流器系统的振荡自适应抑制，并给出了抑制方案设计逻辑与具体实施流程。

4.4.1 考虑变流器并网振荡频率耦合特性的有源阻尼控制结构

为了能够有效重塑并网换流器系统的输出阻抗特性，本文采用陷波器对电流进行滤波。典型二阶陷波器的传递函数为

$$G_{Nf}(s) = \frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + \omega_{bd}s + \omega_i^2} \tag{4-3}$$

式中： $\omega_i=2\pi f_i$ ， f_i 为陷波器的特征频率， ω_{bd} 为陷波器带宽，且 $\omega_{bd}=2\zeta\omega_i$ ， ζ 为阻尼比。

本文在变流器的电流内环回路中加装自适应陷波滤波，改进后的电流内环控制如图 4-4 所示。

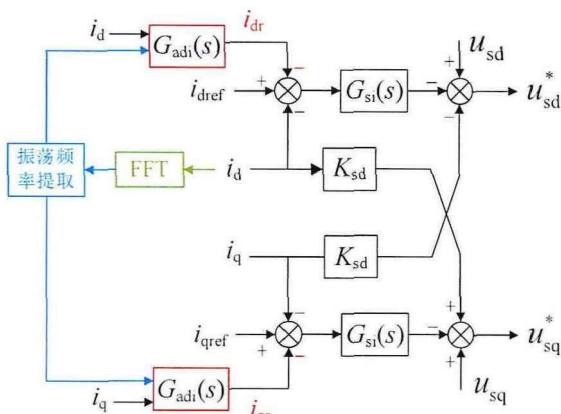


图 4-4 改进后的电流内环控制

该附加控制可以产生振荡的补偿分量 i_{dr} 和 i_{qr} ，并通过调节阻尼系数 R_v 修正补偿程度。由于实际的并网变流器系统中谐振频率未知且难以预测，通过 FFT 检测 i_d 中包含的谐波频率，通过坐标变换，进而确定 i_d 中交流分量的振荡频率。同时考虑到实际系统中可能存在多个谐振频率，提出将多个陷波器级联以有效抑制谐振。

该有源阻尼控制器的控制结构可以表示为

$$G_{adi}(s) = \prod_{i=1}^m E_n(i) \cdot G_{Nfi}(s) \cdot G_{Nfi,c}(s) / R_v \quad (4-4)$$

式中： m 为预设陷波器数量； $E_n(i)$ 为第 i 个陷波器的使能信号， $E_n(i)=1$ 表示投入对应的陷波器， $E_n(i)=0$ 表示切出，其补偿程度由阻尼系数 R_v 调节。

另外，由于并网变流器存在频率耦合效应，因此本文针对 i_d 中交流分量的不同频率，同时投入两组陷波器 $G_{Nfi}(s)$ 和 $G_{Nfi,c}(s)$ 用以抑制系统的多组振荡。其具体表达式如下：

$$G_{Nfi}(s) = \frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + 2\xi\omega_i s + \omega_i^2} (\omega_i = 2\pi f_i) \quad (4-5)$$

$$G_{Nfi,c}(s) = \frac{s^2 + \omega_{i,c}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{i,c} s + \omega_{i,c}^2} (\omega_{i,c} = 2\pi f_{i,c}) \quad (4-6)$$

式中：阻尼比 $\xi=0.707$ ； f_i 和 $f_{i,c}$ 为 FFT 检测 i_d 得到的振荡中心频率及其对应耦合频率，二者满足 $f_{i,c}=f_i-2f_1$ 。

在电流内环中加入有源阻尼附加控制后，变流器的阻抗特性发生了变化。电流补偿分量 i_{dr} 和 i_{qr} 是由采样电流 i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 经 $T(\theta_{spll})$ 变换得到 i_d 和 i_q ，再经 $G_{adi}(s)$ 调制后得到的：

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} = T(\Delta\theta_s) \left\{ T(\theta_{s1}) G_{adi}(s) \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \right\} \quad (4-7)$$

因此 i_{dr} 和 i_{qr} 的频域表达式为

$$\dot{i}_{dr}[f] = \begin{cases} G_{adi}(\pm j2\pi f_1) I_{s1}, & \text{直流} \\ G_{adi}(s \pm j2\pi f_1) \dot{I}_{sp}, & \pm(f_p - f_1) \\ G_{adi}(s \mp j2\pi f_1) \dot{I}_{sn}, & \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (4-8)$$

$$\dot{i}_{qr}[f] = \begin{cases} \pm j(T_{spll}(s)-1) G_{adi}(s \pm j2\pi f_1) \dot{I}_{sp}, & \pm(f_p - f_1) \\ \mp j(T_{spll}(s)-1) G_{adi}(s \mp j2\pi f_1) \dot{I}_{sn}, & \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (4-9)$$

此时电流内环控制回路满足

$$\begin{cases} d_{sd} = (i_{dref} - i_d - i_{dr}) G_{si}(s) - K_{sd} i_q \\ d_{sq} = (i_{qref} - i_q - i_{qr}) G_{si}(s) + K_{sd} i_d \end{cases} \quad (4-10)$$

将式 (4-10) 转化到频域并进行 Park 逆变换可得:

$$\dot{D}[f] = \begin{cases} \left[D_{s1} e^{j\theta_{d1}} + (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) I_{s1} e^{j\theta_{i1}} \right] \cdot \\ (2U_{s1})^{-1} T_{spll}(s - j2\pi f_1) \dot{U}_{sp} - (1 - 0.5T_{spll}(s - j2\pi f_1)) \cdot \\ G_{si}(s - j2\pi f_1) G_{adi}(s) \dot{I}_{sp} - (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) \dot{I}_{sp}, f_p \\ \left[D_{s1} e^{-j\theta_{d1}} + (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) I_{s1} e^{-j\theta_{i1}} \right] \cdot \\ (2U_{s1})^{-1} T_{spll}(s + j2\pi f_1) \dot{U}_{sn} - (1 - 0.5T_{spll}(s + j2\pi f_1)) \cdot \\ G_{si}(s + j2\pi f_1) G_{adi}(s) \dot{I}_{sn} - (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) \dot{I}_{sn}, f_n \end{cases} \quad (4-11)$$

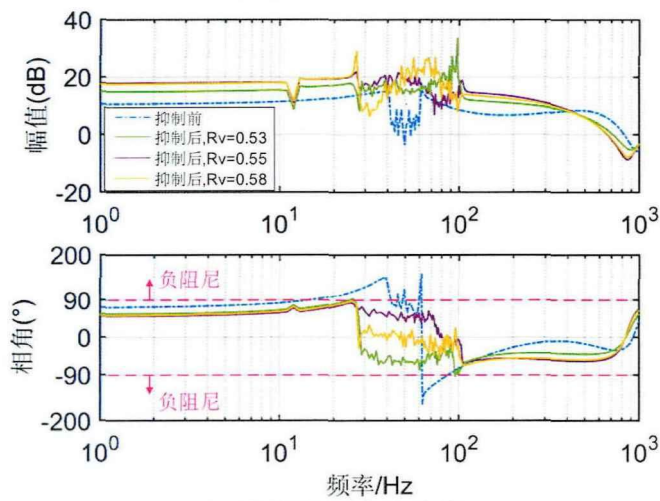
此时, $Z_{tp}(s)$ 和 $Z_{tn}(s)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} Z_{tp}(s) &= \left[\frac{K_m U_{dc} (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) + sL_f}{2 - T_{spll}(s - j2\pi f_1)} K_m U_{dc} \cdot G_{si}(s - j2\pi f_1) G_{adi}(s) \right] \\ &\quad \left\{ 1 - \left[D_{s1} e^{j\theta_{d1}} + (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) I_{s1} e^{j\theta_{i1}} \right]^{-1} \right. \\ &\quad \left. \left[\frac{K_m U_{dc} T_{spll}(s - j2\pi f_1)}{2U_{s1}} - K_m U_{dc} K_f \right] \right\}^{-1} \\ Z_{tn}(s) &= \left[\frac{K_m U_{dc} (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) + sL_{sf}}{2 - T_{spll}(s + j2\pi f_1)} K_m U_{dc} \cdot G_{si}(s + j2\pi f_1) G_{adi}(s) \right] \\ &\quad \left\{ 1 - \left[D_{s1} e^{-j\theta_{d1}} + (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) I_{s1} e^{-j\theta_{i1}} \right]^{-1} \right. \\ &\quad \left. \left[\frac{K_m U_{dc} T_{spll}(s + j2\pi f_1)}{2U_{s1}} - K_m U_{dc} K_f \right] \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (4-12)$$

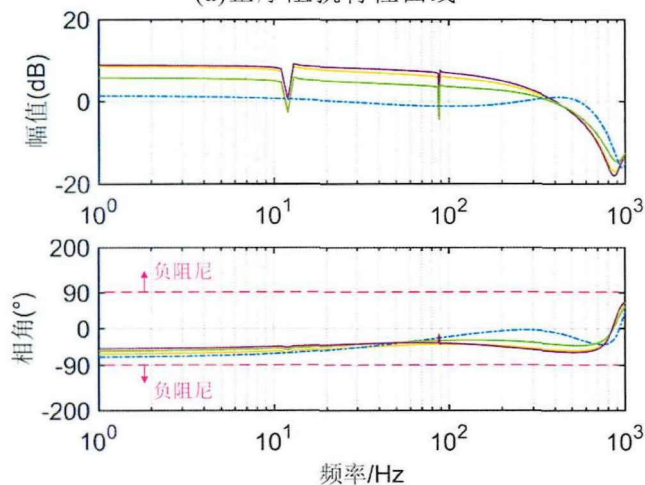
将式 (4-12) 和式 (4-13) 分别代入式 (2-38) 和式 (2-39), 可得加入所提有源阻尼附加控制后的变流器正负序阻抗模型。

由图 4-3 可知系统振荡中心频率为 62Hz (静止坐标系), 因此根据式 (4-5) 和式 (4-6) 分别设置 f_i 和 $f_{i,c}$ 为 12Hz 和 88Hz (静止坐标系的扰动分量频率在 dq 坐标系中发生频移), 并给出了在不同阻尼系数 R_v 下的抑制后变流器阻抗特性曲线, 如图 4-5 所示。由图 4-5 可知, 在电流内环加入本文所提阻尼控制后, 变流器的负阻效应在多个频段得到明显改善, 并且阻尼系数 R_v 在 0.5~0.6 时抑制效果较好。

传统有源阻尼方法采用单一陷波器和阻抗重塑器进行抑制, 具体结构及控制如图 4-6 所示。



(a)正序阻抗特性曲线



(b)负序阻抗特性曲线

图 4-5 加入所提阻尼控制前后的并网变流器阻抗特性曲线

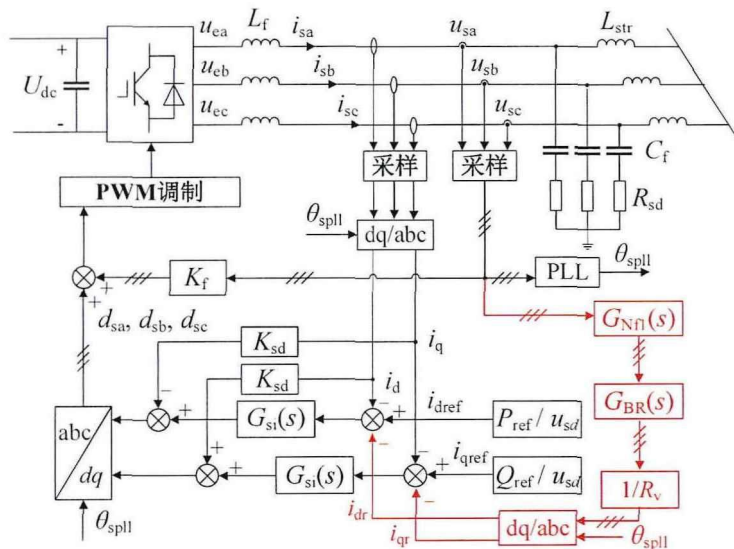


图 4-6 传统有源阻尼方法控制结构图

传统有源阻尼方案通过陷波器 $G_{\text{NF}}(s)$ 滤除基频分量，然后通过阻抗重塑器 $G_{\text{BR}}(s)$ 和阻尼系数 R_v 修正阻抗特性，其具体表达式如式 (4-14) 和式 (4-15) 所示。

$$G_{\text{NF}}(s) = \frac{s^2 + (100\pi)^2}{s^2 + 10\pi s + (100\pi)^2} \tag{4-14}$$

$$G_{\text{BR}}(s) = \frac{(\omega_{\text{R}}/Q_{\text{R}})s + \omega_{\text{R}}^2}{s^2 + (\omega_{\text{R}}/Q_{\text{R}})s + \omega_{\text{R}}^2} \tag{4-15}$$

式中： $\omega_{\text{R}}=2\pi f_{\text{R}}$ 为特征角频率， Q_{R} 为品质因数，与 $G_{\text{BR}}(s)$ 的带宽有关。

图 4-7 给出了相同补偿系数下不同阻抗重塑器带宽(取决于品质因数 Q_{r}) 的抑制后变流器阻抗特性曲线。

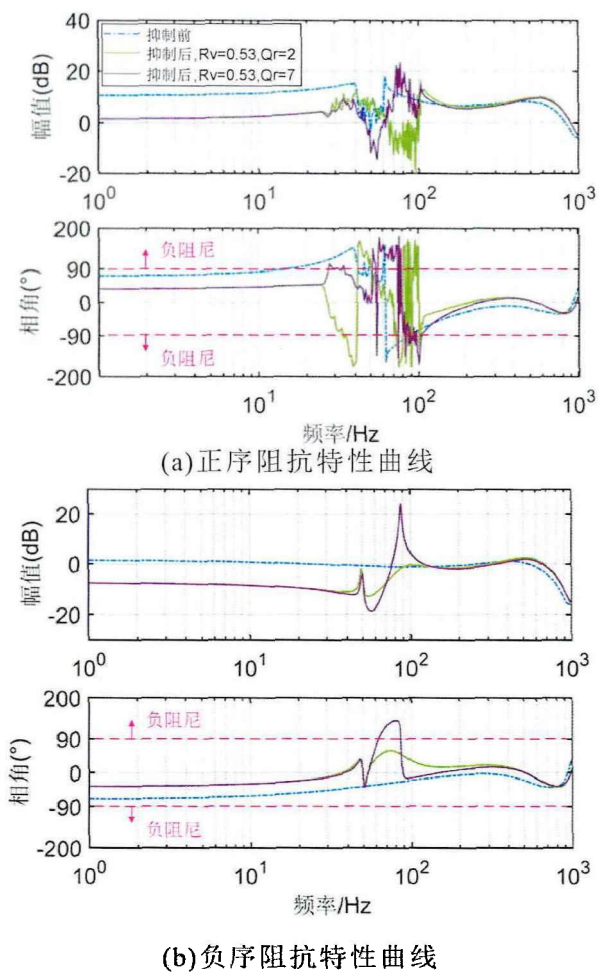


图 4-7 加入传统有源阻尼前后的并网变流器阻抗特性曲线

由图 4-7 可以看出，相较于抑制前，该方法在低频段（0~25Hz）的阻抗特性重塑效果较好，当 $R_v=0.53$ ， $Q_r=2$ 时，在 50~70Hz 频段负阻尼效应减弱，但其耦合频段（30~50Hz）的阻抗特性反而恶化，同时在 90~100Hz 频段出现了新的振荡风险；而当 $Q_r=7$ 时，虽然在 20~50Hz 频段减弱了负阻效应，但

其耦合频段(50~80Hz)的阻抗特性并未改善,且当 Q_r 取值较大时,在 60~90Hz 频段负序阻抗特性恶化。因此,在设计阻尼控制策略抑制谐振时有必要考虑振荡频率耦合特性。

4.4.2 并网换流器与交流电网谐振分析

图 4-8 给出了加入本文所提改进有源阻尼控制及传统有源阻尼控制前后并网换流器系统的阻抗特性曲线（实线代表交流电网和换流器的正序阻抗，点划线代表负序阻抗），并将相较于抑制前振荡风险降低的区域标识为绿色。

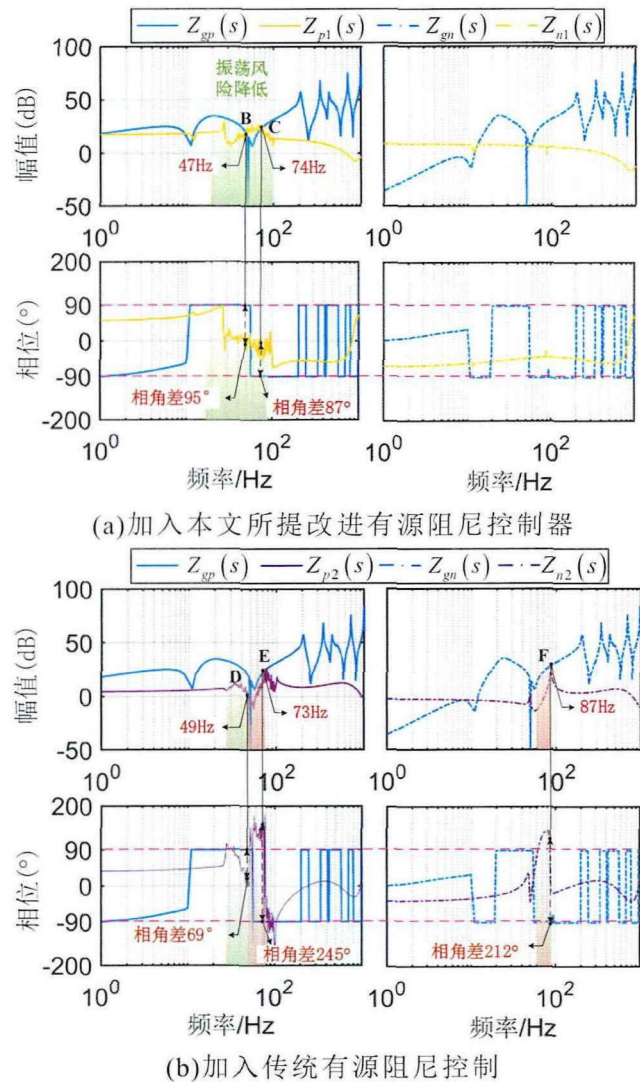


图 4-8 加入阻尼控制前后的并网变流器系统阻抗特性曲线

由图 4-8(a)可知,在加入本文所提有源阻尼控制器后,换流器的相位在 1~1kHz 始终处于 $[-90^{\circ}, 90^{\circ}]$ 范围内(B、C 点),由 4.2 节分析可知,此时无论电网运行方式如何变化,系统均不满足谐振发生条件;但利用传统有源阻尼改

善换流器阻抗特性时,虽然在一定程度上可以削弱特定频段的负阻效应(D点),但其耦合频段的阻抗特性并未得到改善(E点),容易与交流电网发生交互引发谐振,同时谐振频段发生转移(F点)。

4.4.3 谐振抑制方案的具体实施流程

本文提出的自适应有源阻尼谐振抑制方案可以较好地适应电网复杂多变的运行方式,包括振荡频率检测环节和信号滤波两个环节,如图 4-9 所示。

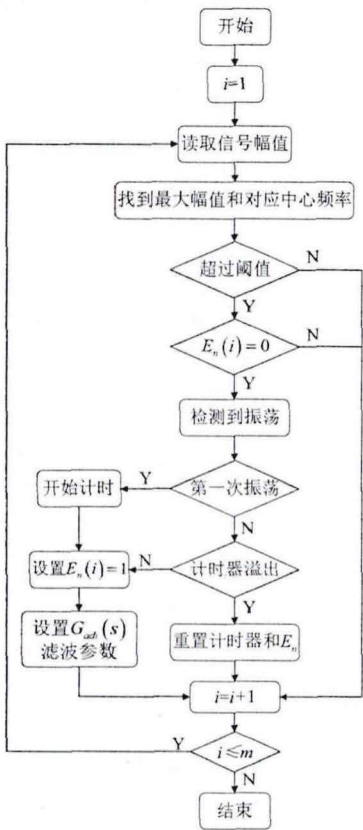


图 4-9 谐振抑制方案的具体实施流程

通过 FFT 提取并网点 A 相电流 i_a 中包含的谐波频率即为振荡频率,经过 Park 变化后获取 dq 轴交流分量的频率,进而采用自适应级联滤波器对系统进行滤波并提高变流器阻尼。

该方案的逻辑设计与实现流程如下：

(1) 首先利用快速 FFT 模块依次读取输出信号的频率幅值,在预设的振荡抑制频率范围内识别最大幅值及其对应的中心频率,本文重点考虑次/超同步以及中频振荡,将频率范围设置为 1-1000Hz;

(2) 根据 IEEE 519-2014 标准可知,若最大幅值超过了预先设定的阈值基波的 5%,且附加控制 $G_{adi}(s)$ 未投入 ($E_n=0$),则判定系统发生振荡,若附

加控制已投入 ($E_n=1$), 表明系统处于振荡向稳定过渡的状态 (振荡未完全消除);

(3) 当检测到第一次振荡时, 即 $E_n=0$ 时, 启动计时器, 计时器的持续时间设置为 0.5s, 投入附加控制 $G_{adi}(s)$, 即设置 $E_n=1$, 并且根据检测到的振荡频率设置 $G_{adi}(s)$ 的各滤波参数; 若检测频率非系统首个振荡频率且计时器未溢出, 表明系统处于振荡向稳定过渡的状态 (振荡未完全消除);

(4) 若检测频率非系统首个振荡频率且计时器溢出, 说明系统长期运行后发生新振荡, 需切除现有陷波器 ($E_n=0$), 重置计时器并重新识别振荡频率进行抑制。

通过该策略使得换流器控制结构能够适应电网运行方式的变化, 进而有效抑制并网变流器与交流电网之间的谐振。

4.5 仿真验证

为验证本文所提抑制策略的有效性, 根据图 2-4 所示的并网换流器系统拓扑结构及图 4-4 所示的改进有源阻尼控制, 在 PSCAD/EMTDC 中搭建仿真模型, 交流系统仍采用本文 4.2 节三阶贝杰龙模型进行等效, 其详细拓扑结构及参数同上, 并与采用传统有源阻尼方法的抑制效果进行对比。

仿真 1: 在 $t=1s$ 时, 将电网阻抗 $L_g=0.02H$ 增加到 $L_g=0.12H$, 电网强度减弱, 系统发生振荡, 由于外环控制的作用, 此时并网点电压下降, 使得电流增大, 并发生了严重畸变。投入抑制装置, 根据 FFT 检测到的三相电流振荡频率 60Hz (经 Park 变换后 i_d 对应的振荡频率为 10Hz), 根据式 (4-5) 和式 (4-6) 分别设置 f_i 和 $f_{i,c}$ 为 10Hz 和 90Hz。图 4-10(a)、(b) 和 (c) 分别给出了未采用有源阻尼、采用传统有源阻尼方法及采用本文所提方法的并网点电流波形及 FFT 结果, 可以看出采用传统有源阻尼方法抑制后, 并网点电流谐波仍呈现频率耦合特性, 且谐波含量为 8.6%, 而本文所提抑制策略基本滤除了谐波, 电流谐波畸变率下降到 2.5%。

随着电网阻抗 L_g 增大, 并网换流器系统输出有功功率波形如图 4-11 所示。结果表明, 传统有源阻尼方法和本文提出的自适应有源阻尼方法虽然均能使系统恢复稳定, 但利用本文所提方法不仅抑制后的谐波含量更少, 且抑制过程中的超调量更小, 展现了良好的动态性能。

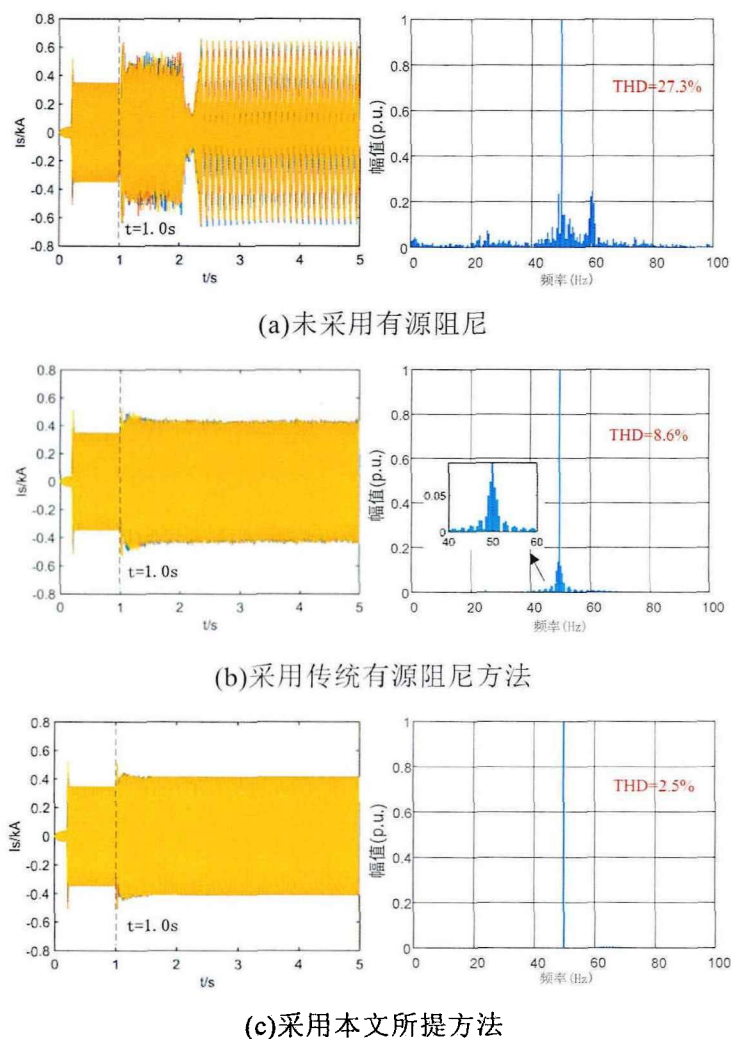
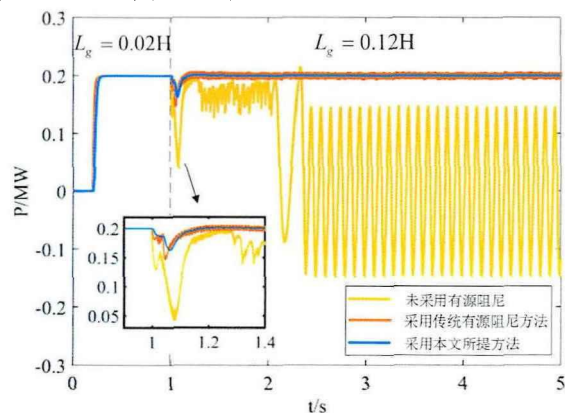


图 4-10 不同方法下的电网电流波形和 FFT 结果



仿真 2：在 $t=1s$ 时，将变流器锁相环带宽 $\omega_{pll}=40Hz$ 增加到 $\omega_{pll}=120Hz$ ，由于锁相环的不对称控制特性导致了弱电网中的振荡频率耦合效应，输出并网三相电流中包含 $78Hz$ 和 $22Hz$ 的谐波分量。投入抑制装置，陷波器特征频率 f_i 和

$f_{i,c}$ 分别设置为 28Hz 和 72Hz。图 4-12(a)、(b)和(c)分别给出了未采用有源阻尼、采用传统有源阻尼方法及采用本文所提出方法的并网点电流波形和 FFT 结果。通过分析可知，采用传统有源阻尼方法后谐波含量虽然降低至 9.3%，但对振荡的频率耦合效应并没有改善，采用本文所提自适应有源阻尼方法不仅利用级联陷波器对电流进行滤波，进一步降低了谐波含量，同时通过陷波器的特征频率设计有效抑制了振荡的频率耦合效应。

锁相环带宽 ω_{pll} 增大时并网换流器系统输出有功功率波形如图 4-13 所示。与仿真 1 结论相同，两种有源阻尼方法虽然都可以使系统恢复稳定状态，但利用本文所提方法得到的谐波含量更少，超调量更小，因而抑制效果更好。

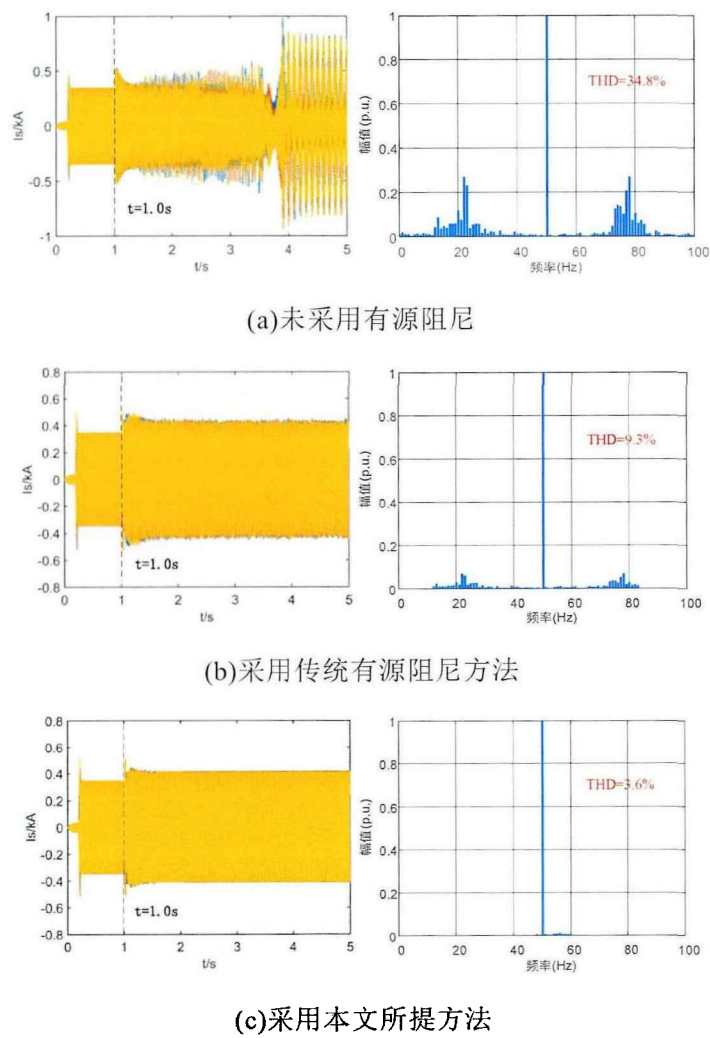


图 4-12 不同方法下的电网电流波形和 FFT 结果

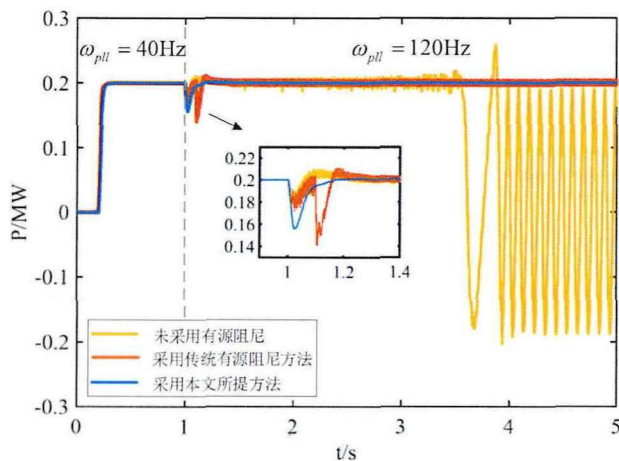


图 4-13 ω_{pll} 增大时并网变流器系统输出有功功率波形

4.6 实机测试平台验证

4.6.1 测试平台

为了验证本文中所提出的有源阻尼结合陷波器的谐振抑制策略，本节在南瑞继保厂内搭建实机测试平台进行验证，平台结构和照片如图 4-14、4-15 所示，实际测试所用单台并网换流器直流侧和交流侧参数如表 4-4、4-5 所示。

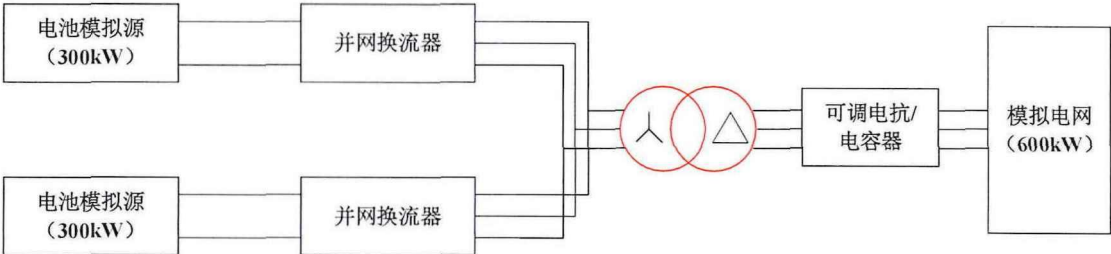


图 4-14 南瑞继保厂内实机测试平台结构示意图



图 4-15 南瑞继保厂内实机测试平台照片

表 4-4 实机测试所用换流器直流侧关键参数表

直流侧参数	
额定直流电压 (V_{dc})	1400V

表 4-5 实机测试所用换流器交流侧关键参数表

交流侧参数	
额定输出功率（kW）	215kW
额定网侧电压（ V_{ac} ）	690V
额定电网频率（Hz）	50Hz
功率器件开关频率（kHz）	16kHz

实机平台中，两台并网换流器通过一台 1:1 的隔离变压器接入模拟电网，隔离变压器额定容量 500kW，短路阻抗 8%。模拟电网出口处接一组可调电抗电容器用来模拟弱电网，交流侧额定电压 690V。

4.6.2 测试项目

通过调整模拟电网出口处的可调电抗器，调节电网强弱，人为触发换流器与电网模拟源之间的谐振。具体实验方案如表 4-6 所示。

表 4-6 换流器与电网谐振具体实验方案

项目编号	电网强弱	谐振抑制策略	预期测试结果
1	较强	无	换流器稳定运行
2	弱	无	换流器和电网模拟源之间发生谐振
3	弱	谐振后投入	换流器和电网模拟源之间发生谐振，随后被抑制，之后稳定运行
4	弱	一直投入	换流器一直稳定运行
5	弱	仅 1 台换流器中投入	谐振抑制算法投入后，换流器一直稳定运行

五个测试项目的验证结果如下所示。

测试项目 1：

图 4-16 给出了可调电抗器电抗调至 2mH，等效 SCR≈1.75 时，其中一台待测并网换流器的实验波形。从中可以看出，换流器在 SCR=1.75 的工况下仍可以稳定运行，验证了本测试实验平台可以在正常条件下保持稳定。

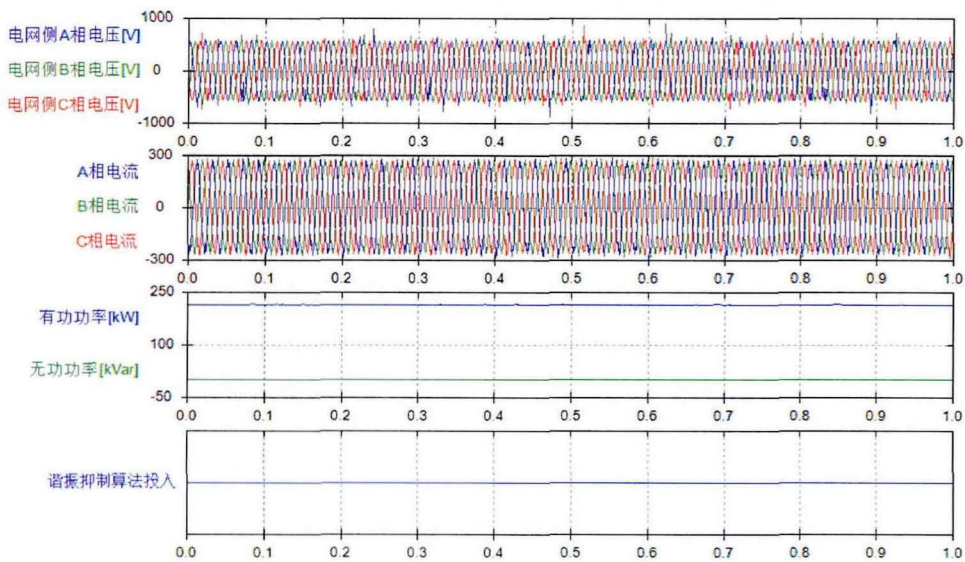


图 4-16 SCR≈1.75 时，一台待测换流器的实验波形

测试项目 2：

图 4-17 给出了可调电抗器电抗调至 3.2mH，等效 SCR≈1.1 时，其中一台待测换流器的实验波形。从中可以看出，被测换流器在 SCR=1.1 的工况下有功和无功均出现振荡。图 4-18 给出了此时有功功率和无功功率的频谱，从中可以看出功率振荡频率约为 4~18Hz。

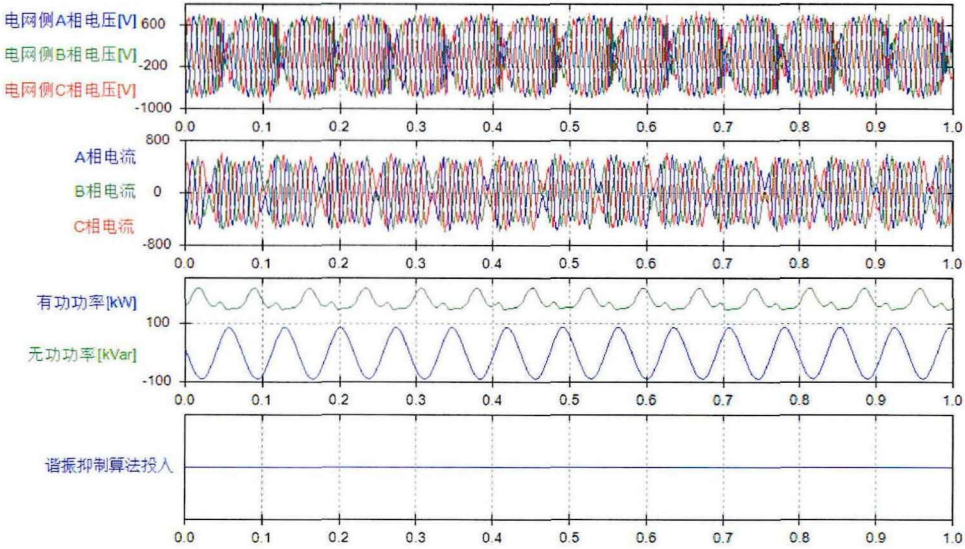


图 4-17 SCR≈1.1 时，未投入谐振抑制算法时一台待测换流器的实验波形

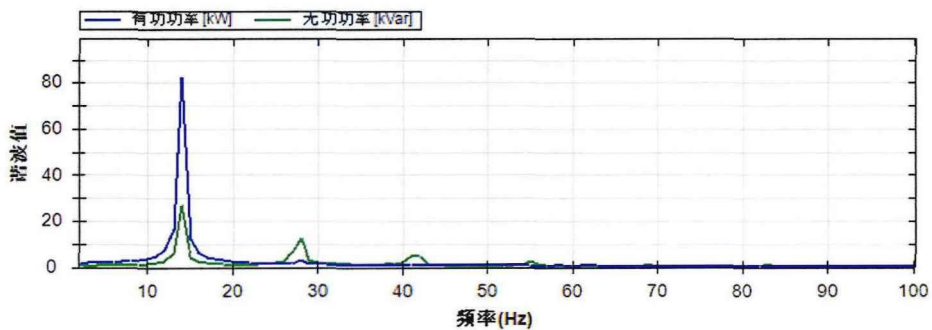


图 4-18 SCR≈1.1 时，未投入谐振抑制算法时一台待测换流器的功率频谱

测试项目 3：

图 4-19 给出了在发生谐振的情况下，投入本项目所提谐振抑制算法时，其中一台换流器的实验波形。从中可以看出，在波形 0.2s 投入本项目所提谐振抑制算法后，功率振荡迅速收敛并趋于稳定。因此可以验证本项目所提谐振抑制算法可以有效抑制换流器发生的谐振。

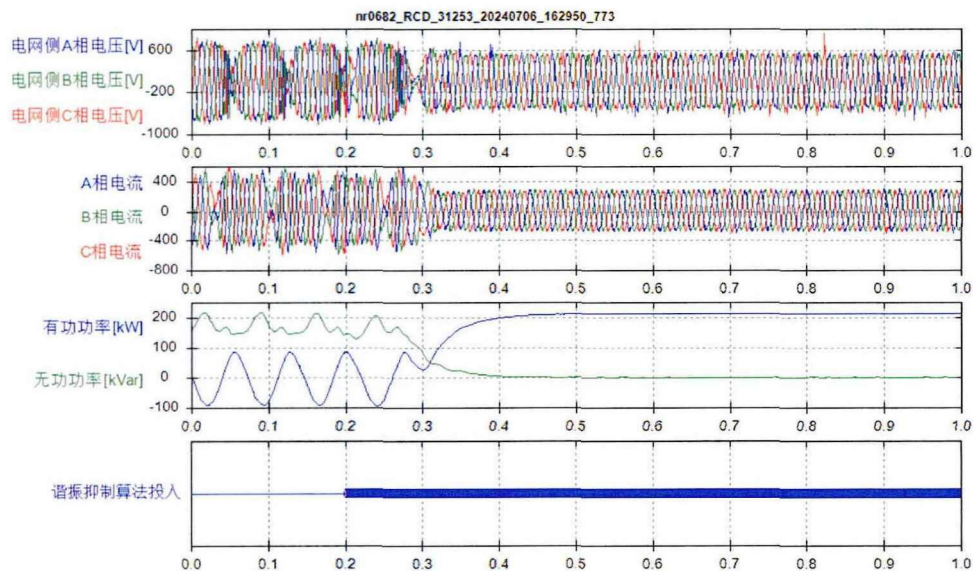


图 4-19 SCR≈1.1 时，投入谐振抑制算法时一台待测换流器的实验波形

测试项目 4：

图 4-20 给出了在上述 SCR≈1.1 条件下，两台换流器均一直投入本项目所提谐振抑制算法时，其中一台换流器的实验波形。从中可以看出，一直投入本项目所提谐振抑制算法时，尽管 SCR 非常低，换流器仍不会发生谐振。

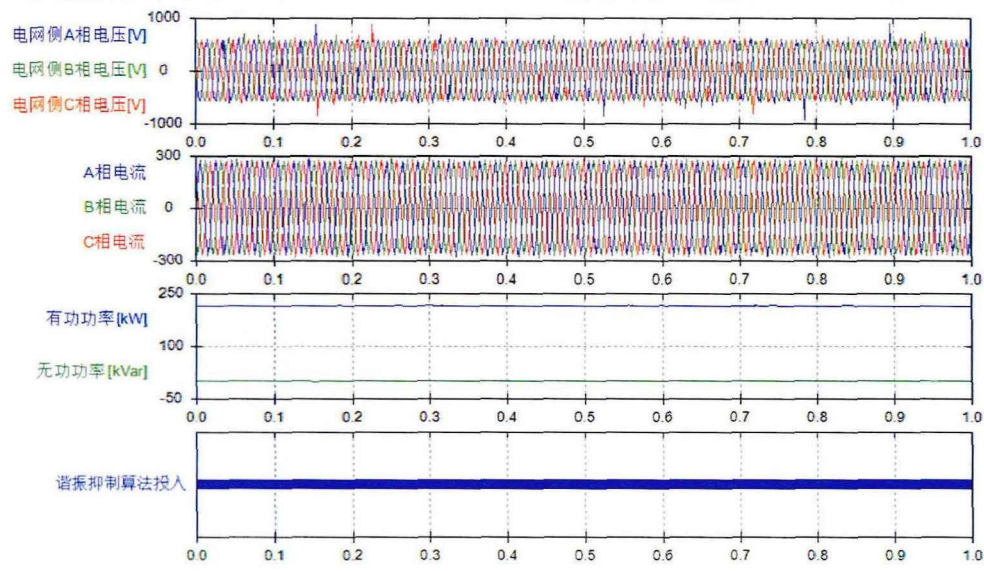
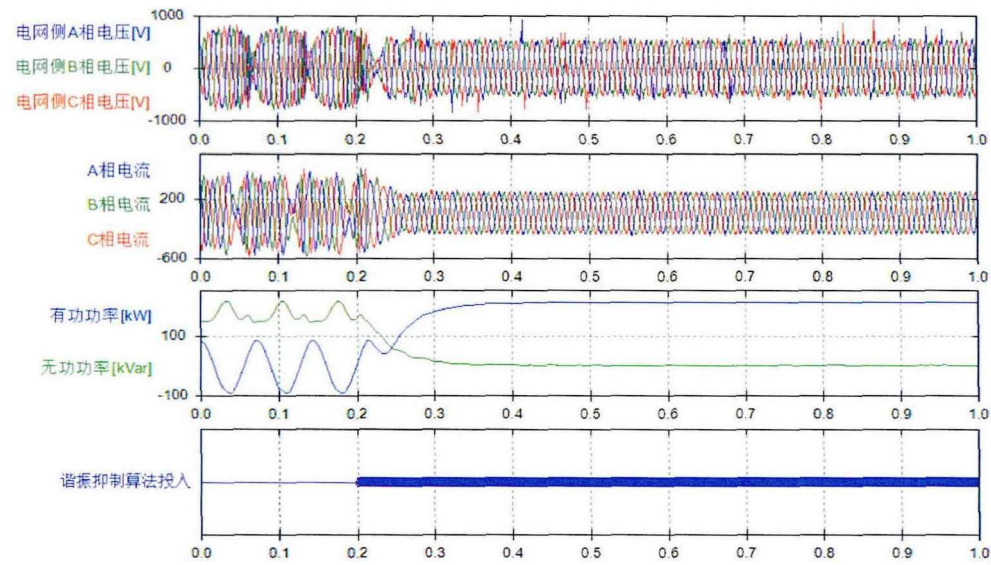


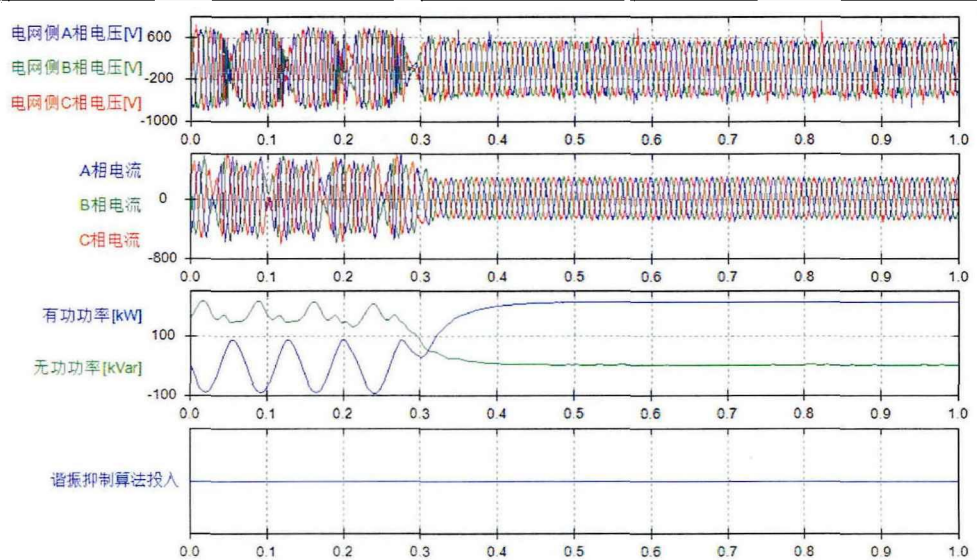
图 4-20 SCR≈1.1 时，一直投入谐振抑制算法时一台待测换流器的实验波形

测试项目 5:

图 4-21 给出了在上述 $SCR \approx 1.1$ 条件下，两台换流器其中一台投入本项目所提谐振抑制算法时，其中两台换流器的实验波形。从中可以看出，投入本项目所提谐振抑制算法后，两台换流器的功率振荡均迅速收敛并趋于稳定，其中第二台换流器虽没有投入谐振抑制算法，其谐振现象依然得到了有效的抑制。因此可以验证本项目所提谐振抑制算法，即使仅在部分换流器设备内投入，也能有效抑制并网换流器发生的谐振。



(a)投入谐振抑制算法的待测换流器实验波形



(b)未投入谐振抑制算法的待测换流器实验波形

图 4-21 SCR≈1.1 时，一台换流器投入谐振抑制算法时两台待测换流器分别的实验波形

测试项目 1 验证了本测试实验平台可以在正常条件下保持稳定；测试项目 2 验证了不投入谐振抑制策略时，弱电网下可能发生谐振现象；测试项目 3 验证了投入谐振抑制策略可以有效抑制已发生的谐振；测试项目 4 验证了一直投入谐振抑制策略时，并网换流器和电网间更难发生谐振；测试项目 5 验证了即使仅部分并网换流器投入谐振抑制策略，也能起到抑制换流器与电网之间谐振的作用。因此，本章所提谐振抑制策略具有更好的动态性能及谐波抑制效果。

4.7 本章小结

本章结合实际电网的复杂拓扑结构构建了并网变流器系统模型并分析其谐振风险区域，并基于振荡频率耦合效应提出了一种改进的自适应有源阻尼谐振抑制方法，主要结论如下：

- (1) 在并网变流器的电流内环加入本文所提的有源阻尼控制策略后可以有效重塑其谐振风险频段的阻抗特性，削弱其负阻效应；
- (2) 与传统有源阻尼控制相比，本文所提方法不仅能够有效抑制并网换流器产生的与扰动频率相同的振荡，还能够提高与扰动中心频率耦合频段内的阻尼，从而降低了频率耦合效应引发的谐振风险，适用于不同运行方式下的复杂交流电网；
- (3) 仿真验证和实际测试平台验证表明，改进后的自适应有源阻尼控制策略具有更好的动态性能及谐波抑制效果。

第 5 章 结论与展望

5.1 结论

本文针对弱电网条件下电力电子换流器的参数域构建及宽频振荡抑制等稳定性问题展开研究,深入探讨了并网换流器多维参数可行域的构建方法,并结合实际电网的复杂拓扑结构,在考虑振荡频率耦合特性的基础上提出了一种改进的自适应有源阻尼谐振抑制方法。主要结论如下:

(1) 弱电网条件下并网换流器控制环路之间及控制器与弱电网之间会发生交互作用并导致系统失稳,因此从控制器带宽重叠区域的动态响应特性具有相似性的角度出发,本文通过研究控制带宽的相对制约关系量化分析了锁相环和直流电压控制带宽重叠程度对换流器并网振荡稳定性的影响,并基于奈奎斯特稳定判据和相角稳定裕度确定了控制带宽比值的稳定边界,通过分析发现,直流电压控制带宽和锁相环带宽不能太过接近,否则会增大两者带宽的重叠面积,从而加剧相互作用,引发振荡风险;同时,基于本文所求得的考虑控制交互作用的多维参数可行域,在实际工程应用中可以结合其功率传输要求和稳定裕度等动态性能约束,给出满足其特定设计要求的所有控制器参数组合,从而进一步指导控制参数的调节方向。

(2) 针对并网换流器多维参数可行域外的不稳定工况,本文基于实际电网的复杂拓扑结构建立了并网变流器系统模型并分析其谐振风险区域,在考虑振荡频率耦合效应的基础上提出了一种改进的自适应有源阻尼并网变流器谐振抑制方法,与传统有源阻尼控制相比,本文所提方法不仅能够有效抑制并网换流器产生的与扰动频率相同的振荡,还能够改善与扰动中心频率耦合频段内的阻尼,从而降低了频率耦合效应引发的谐振风险,适用于不同运行方式下的复杂交流电网,仿真验证和实际测试平台验证表明,改进后的自适应有源阻尼控制策略具有更好的动态性能及谐波抑制效果。

5.2 展望

本文研究了弱电网条件下电力电子换流器多维参数可行域的构建问题,并基于稳定域区间量化分析了控制环节之间及控制环节与交流电网之间的交互作用规律,并提出了考虑振荡频率耦合特性的改进自适应有源阻尼谐振抑制策略,可在一定程度上抑制谐振。然而,针对弱电网换流器参数稳定域构建及振荡抑制等问题及本文的研究成果,仍有必要进一步探讨,主要如下:

(1) 弱电网下, 不同控制带宽区域的重叠表征了控制环节之间的交互作用, 进而诱发系统失稳或振荡, 对于电力电子换流器, 锁相环带宽越大, 与电流内环控制的交互作用越强, 与直流电压环的交互作用越弱。因此, 在本文所给控制参数安全域的稳定边界内, 实现多控制环节的协调及控制系统动态性能优化的参数设计将是下一步工作重点。

(2) 本文在构建参数稳定域时考虑了并网换流器的功率传输极限及相角稳定裕度, 在系统动态性能分析中未涉及超调量等暂态指标, 这也可以作为本文的后续工作研究。

(3) 本文在提出改进的自适应谐振抑制策略并设计算法流程时, 主要考虑了复杂交流电网拓扑结构诱发的频率转移风险及振荡频率耦合效应, 应当进一步考虑不同控制环节延时, 滤波器类型及调制方式等因素对并网稳定性的影响, 从而进一步提高更宽频带范围内的振荡抑制能力。

参考文献

- [1] 马宁宁, 谢小荣, 贺静波, 等. 高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4720-4731.
- [2] 孙秋野, 李大双, 王睿, 等. “双高”电力系统: 一种新的稳定判据和稳定性分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(08): 3016-3036.
- [3] Wang Y, Wang L, Jiang Q. Sustained Oscillation Analysis of VSC Considering High-Order Oscillation Components[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(3): 2471-2474.
- [4] Liu J, Yao W, Wen J, et al. Impact of Power Grid Strength and PLL Parameters on Stability of Grid-Connected DFIG Wind Farm[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2020, 11(1): 545-557.
- [5] 姜云龙, 司鑫尧, 史鸿飞, 等. 弱电网下计及锁相环影响的并网逆变器稳定性提升方法[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(24): 113-120.
- [6] Lin G, Liu J, Wang P, et al. Low-Frequency Oscillation Analysis of Virtual-Inertia-Controlled DC Microgrids Based on Multi-Timescale Impedance Model[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2022, 13(3): 1536-1552.
- [7] 刘芳, 刘威, 汪浩东, 等. 高比例新能源电力系统振荡机理及其分析方法研究综述[J]. 高电压技术, 2022, 48(01): 95-114.
- [8] 李云丰, 贺之渊, 庞辉等. 柔性直流输电系统高频稳定性分析及抑制策略(一): 稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 5842-5856.
- [9] 赵岩, 郑斌毅, 贺之渊. 南汇柔性直流输电示范工程的控制方式和运行性能[J]. 南方电网技术, 2012, 6(06): 6-10.
- [10] 魏伟, 许树楷, 李岩, 等. 南澳多端柔性直流输电示范工程系统调试[J]. 南方电网技术, 2015, 9(01): 73-77.
- [11] Abdalrahman A, Isabegovic E. DoIWin1-challenges of Connecting Offshore Wind Farms[C]. 2016 IEEE International Energy Conference(ENERGYCON), Leuven, Belgium, 2016: 677-682.
- [12] 谢小荣, 刘华坤, 贺静波, 等. 电力系统新型振荡问题浅析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 2821-2828+3133.
- [13] 杜镇宇, 阳岳希, 季柯, 等. 张北柔直工程高频谐波振荡机理与抑制方法研究[J]. 电网技术, 2022, 46(08): 3066-3075.
- [14] 高家元, 涂春鸣, 肖凡, 等. 弱电网下 PLL 结构引入的不对称正反馈环路

- 对并网逆变器稳定性的影响分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(03): 1113-1124.
- [15] 陈汝斯, 林涛, 余光正, 等. 基于 Gerschgorin 定理和矩阵相似变换的谐波谐振参数安全域快速估计方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4610-4617.
- [16] Li M, Zhang X, Guo Z, et al. Impedance Adaptive Dual-Mode Control of Grid-Connected Inverters with Large Fluctuation of SCR and Its Stability Analysis Based on D-Partition Method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14420-14435.
- [17] Li H, Zhang X, Yang S, et al. Multi-Objective Controller Design of IPMSM Drives Based on DTD D-Partition Method Considering Parameters Uncertainties[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 1052-1062.
- [18] 李明, 张兴, 郭梓暄, 等. 弱电网下基于 D 分割法的逆变器 PI 参数设计及稳定域分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(15): 139-147.
- [19] 徐衍会, 高天初, 滕先浩. 基于盖尔原理的逆变器并网系统稳定性判据[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21): 89-96.
- [20] Ren Y, Wang X, Lei C, et al. A Strictly Sufficient Stability Criterion for Grid-Connected Converters Based on Impedance Models and Gershgorin's Theorem[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1606-1609.
- [21] Ren Y, Liu H, Wu L, et al. Impedance Shaping of Grid-Connected Converter Based on Gershgorin Disc Theorem and Return Ratio Matrix[C]. 2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Wuhan, China, 2021: 1-6.
- [22] 李水天, 林涛, 盛逸标, 等. 面向次/超同步振荡的控制器参数稳定域构建[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7221-7230.
- [23] 王颖杰, 刘涵, 张箫, 等. 多逆变器交流分布式并联系统谐波交互分析方法[J/OL]. 电力系统自动化, 1-16[2025-03-05]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/32.1180.TP.20241219.1634.004.html>.
- [24] Yang D, Sun Y. SISO Impedance-Based Stability Analysis for System-Level Small-Signal Stability Assessment of Large-Scale Power Electronics-Dominated Power Systems[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2022, 13(1): 537-550.

- [25] Li C, Liang J, Cipcigan L, et al. DQ Impedance Stability Analysis for the Power-Controlled Grid-Connected Inverter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 1762-1771.
- [26] Shah S, Koralewicz P, Gevorgian V, et al. Sequence Impedance Measurement of Utility-Scale Wind Turbines and Inverters—Reference Frame, Frequency Coupling, and MIMO/SISO Forms[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(1): 75-86.
- [27] 高本锋, 郑展翔, 邓晓洋, 等. 计及不同强度电网的直驱风电机组控制参数稳定域分析[J/OL]. 华北电力大学学报(自然科学版), 1-15[2024-05-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1212.tm.20240403.1337.002.html>.
- [28] 张学广, 马彦, 王天一, 等. 弱电网下双馈发电机输入导纳建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(05): 1507-1516.
- [29] 杨超然, 宫泽旭, 洪敏, 等. 外环动态影响下变流器广义阻抗判据的适用性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(9): 3012-3023.
- [30] 王远卓, 徐海亮, 葛平娟, 等. 弱电网下无刷双馈风机稳定域评估及电流前馈控制策略[J/OL]. 电网技术, 1-17[2024-05-24]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2023.1006>.
- [31] JAYALATH S, HANIF M. An LCL-filter Design with Optimum Total Inductance and Capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6687-6698.
- [32] 李熬波. LLCL 型并网逆变器稳定性分析与阻抗重塑方法研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2022.
- [33] 许德志, 汪飞, 阮毅, 等. 并网接口滤波器拓扑结构推演与分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 15-25.
- [34] 杜夏冰, 赵成勇, 吴方劫, 等. LCC-HVDC 系统混合型有源滤波器谐振抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(04): 115-122.
- [35] Li Y, Yi H, Zhuo F, et al. Harmonic Oscillation and Stabilization Strategy of Source-Current-Detected Shunt APF Considering Interaction with Nonlinear Load and Grid Impedance[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(1): 420-430.
- [36] Yang L, Yang J, Gao M, et al. Current Control of LCL-Type Shunt APFs: Damping Characteristics, Stability Analysis, and Robust Design Against Grid Impedance Variation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in

- Power Electronics, 2021, 9(4): 5026-5042.
- [37] 闫明文, 胡恒, 商铁滨. 基于滑模变结构控制的有源电力滤波系统研究[J]. 齐齐哈尔大学学报(自然科学版), 2020, 36(02): 9-16.
- [38] 侯睿, 武健, 徐殿国. 有源滤波器 LCL 并联虚拟阻尼控制策略及离散域稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(04): 116-122.
- [39] 张超凡, 高亚栋. 基于准 PR+改进重复控制的具有滤波功能的光伏逆变器[J]. 上海电力大学学报, 2023, 39(04): 317-324+338.
- [40] BOSCH S, STAIGER J, STEINHART H. Predictive Current Control for an Active Power Filter with LCL-filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4943-4952.
- [41] ZOU C, RAO H, XU S. Analysis of Resonance Between a VSC-HVDC Converter and the AC Grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10157-10168.
- [42] 相莹萍, 韩肖清, 王磊, 等. 计及输电线路分布电容的并网换流器谐振特性及抑制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(04): 48-55.
- [43] 万勋, 李云丰, 彭敏放. 直流输电系统虚拟并联电阻阻尼控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(12): 3471-3480.
- [44] 季宇, 王东旭, 吴红斌, 等. 提高直流微电网稳定性的有源阻尼方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 370-379.
- [45] Zhang H, Wang X, He Y, et al. A Compensation Method to Eliminate the Impact of Time Delay on Capacitor-Current Active Damping[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 7512-7516.
- [46] 李云丰, 汤广福, 贺之渊, 等. 柔性直流输电系统高频稳定性分析及抑制策略(三): 有源阻尼分频协调抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(23): 9392-9409.
- [47] 陈威, 汪娟娟, 叶运铭, 等. 柔性直流输电系统交流侧中高频谐振附加阻尼抑制措施[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(18): 151-161.
- [48] 孙焜, 姚伟, 周毅, 等. 基于 SISO 序阻抗的直驱风场经柔直输电系统中频振荡机理分析及抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(02): 442-454.
- [49] Zhou K, Zhang Z, Wu W. Adaptive Active Damping Control Method for Power Conversion System to Suppress Sub/Super-Synchronous Oscillation of PMSG Grid-Connected System[C]. 2023 IEEE International Conference on Energy Internet, Shenyang, China, 2023: 224-228.
- [50] 高磊, 吕敬, 马骏超, 等. 基于电路等效的并网逆变器失稳分析与稳定控制

- [J]. 电工技术学报, 2024, 39(08): 2325-2341.
- [51] 王宇. 柔性直流接入的电网高频振荡阻尼控制策略及实时仿真研究[D]. 北京: 华北电力大学(北京), 2021.
- [52] 王宇, 刘崇茹, 侯延琦, 等. 基于 FPGA 的模块化多电平换流器并行化控制器设计及实验验证[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(03): 90-96.
- [53] Zhang S, Jiang S, Lu X, et al. Resonance Issues and Damping Techniques for Grid-connected Inverters with Long Transmission Cable[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2014, 29(1): 110-120.
- [54] Zhang S, Jiang S, Lu X, et al. Auto-tuning Based Resonance Damping of Grid-connected Voltage Source Inverters with Long Transmission Cable[C]. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, USA, 2013: 2941-2947.
- [55] 苏晨博. 大规模风电场并网引发系统宽频振荡的机理分析及抑制措施[D]. 北京: 华北电力大学, 2022.
- [56] Rygg A. Impedance-based Methods for Small-signal Analysis of Systems Dominated by Power Electronics[D]. Norway: Norwegian University of Science and Technology, 2018.
- [57] 苏晨博, 刘崇茹, 王瑾媛, 等. 考虑频率耦合特性的 D-PMSG 复数域阻抗建模及其特征分析[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(10): 118-128.
- [58] 唐欣, 李珍, 李勇, 等. 并网变流器频率耦合振荡分析及解耦控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(08): 3127-3137.
- [59] 杨苓, 许家浩, 陈思哲, 等. 弱电网下三相并网系统自适应频率耦合振荡抑制装置的控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(19): 6995-7007.
- [60] Yuan H, Yuan X, Hu J. Modeling of Grid-connected VSCs for Power System Small-signal Stability Analysis in DC-link Voltage Control Timescale[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(5): 3981-3991.
- [61] Wang D, Liang L, Shi L, et al. Analysis of Modal Resonance Between PLL and DC-link Voltage Control in Weak-grid Tied VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(2): 1127-1138.
- [62] Huang Y, Yuan X, Hu J, et al. Modeling of VSC Connected to Weak Grid for Stability Analysis of DC-link Voltage Control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(4): 1193-1204.
- [63] Huang Y, Yuan X, Hu J, et al. DC-bus Voltage Control Stability Affected by AC-bus Voltage Control in VSCs Connected to Weak AC Grids[J]. IEEE Journal

- of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 445-458.
- [64] 袁豪, 袁小明. 用于系统直流电压控制尺度暂态过程研究的电压源型并网变换器幅相运动方程建模与特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6882-6892+7122.
- [65] 刘芳, 刘威, 徐韞钰, 等. 弱电网条件下并网逆变器控制环路稳定判据及交互作用规律分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 466-481.
- [66] 王瑾媛, 刘崇茹, 苏晨博, 等. 并网换流器控制参数安全域构建方法及控制交互作用分析[J/OL]. 电力系统自动化, 1-17[2025-03-10]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/32.1180.TP.20240924.1409.004.html>.
- [67] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2001.
- [68] 黄通, 陈新, 张东辉, 等. 计及直流电压控制的 MMC 换流站阻抗建模及其稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4273-4283.
- [69] 吴广禄, 王姗姗, 周孝信等. VSC 接入弱电网时外环有功控制稳定性解析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(21): 6169-6183.
- [70] Morris J, Ahmed K, Egea-Álvarez A. Analysis of Controller Bandwidth Interactions for Vector-Controlled VSC Connected to Very Weak AC Grids[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 4(3): 7343-7354.