

学校代码: 10286

分 类 号: TM46

密 级: 公开

U D C: 621.3

学 号: 129370



**Y3256165**



# 东南大学 博士学位论文

## 储能变流器并网电流环控制与 离网发电应用研究

研究生姓名: 赵志宏

导师姓名: 赵剑锋

申请学位类别 工学博士

学位授予单位 东南大学

一级学科名称 电气工程

论文答辩日期 2017年3月5日

二级学科名称 电力系统及其自动化

学位授予日期                 

答辩委员会主席 周波

评 阅 人                  盲审

东南大学  
博士学位论文

储能变流器并网电流环控制与  
离网发电应用研究

专业名称: 电气工程

研究生姓名: 赵志宏

导师姓名: 赵剑锋 教授



Y3256165

# RESEARCH OF GRID-CONNECTED CURRENT LOOP CONTROL AND OFF-GRID GENERATION APPLICATION FOR POWER CONTROL SYSTEM

A Dissertation submitted to  
Southeast University  
For the Academic Degree of Doctor of Engineering

BY  
Zhihong Zhao

Supervised by:  
Prof. Jianfeng Zhao

School of Electrical Engineering  
Southeast University

2017/3

## 东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得东南大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名: 赵志宏 日期: \_\_\_\_\_

## 东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学研究生院办理。

研究生签名: 赵志宏 导师签名: 孙伟 日期: \_\_\_\_\_

## 摘要

储能既可作为发电单元又可作为负荷单元，对可再生能源发电消纳、电力“削峰填谷”、电动汽车以及微电网的建设等发挥举足轻重的作用，并构成未来智能电网的重要组成部分。本文以低压模块化 PCS 为研究对象，重点围绕多电平 VSC 的矢量调制与电压平衡、PCS 并网模式电流环的控制以及 PCS 离网电压源输出系统控制展开研究，主要内容如下：

- 1) 介绍了全球可再生能源的发展现状，明确了我国新能源的现状以及对大规模储能的应用需求，分别从储能方式以及 PCS 拓扑两方面介绍了大规模储能的应用现状与发展趋势，并进一步总结了大容量 PCS 控制系统的难点与关键技术。
- 2) 鉴于多电平 VSC 在大功率模块化并联 PCS 应用存在的巨大优势，针对多电平 VSC 的 SVM 电压平衡展开研究，首先从两电平入手介绍了 SVM 的基本原理与实现方法，并将该方法引入三电平 VSC，介绍了冗余小矢量互补 NTV-SVM 与 VSVM 两种均压算法的原理与实现。进一步，拓展到 5L-DCC 并分析其 SVM 电压平衡，分别讨论了目标函数优化的 NTV-SVM、VDSVM-H1、OVDSVM-H1 以及 IVDSVM 电压平衡算法，实现了 5L-DCC 在全功率因数范围的电压平衡，并且在过调制情况下系统依然稳定运行。
- 3) 针对电网电压平衡条件下 PCS 并网电流环的控制，首先分析了电流环 PS-SRF 交叉耦合项的影响，介绍了两种解耦方法并探讨了滤波器参数对解耦效果的影响。其次，讨论了数字控制一拍延时对电流环解耦效果与系统稳定性的影响，分别针对状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器分析了其延时补偿策略。再次，讨论了控制器参数设计方法，明确了临界阻尼控制器增益在调节时间与超调量方面的优势。此外，分析了状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器的电网电压扰动抑制能力，分析了电网电压前馈以及有源阻尼对提高系统抗扰动能力的有效性。
- 4) 针对电网不平衡与畸变条件下 PCS 并网电流环的控制，首先介绍了瞬时功率计算以及参考电流给定方法。其次，分析了基于状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器的 DSRFC 解耦有效性，以及两者对输出滤波器参数的敏感性。再次，讨论了 RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器的暂态响应，进一步明确了两者的内在联系与区别。此外，分析了 RCs 调节系统的最佳稳定判据，并分析了闭环奇异点产生的原因，讨论了基于 RCs 电流环的延时补偿策略及有效性。最后，介绍了离散域控制器的设计，分析了 PS-SRF-DcPI、DVPI 控制器的优势，并讨论了延时补偿与闭环死区补偿方法。
- 5) 针对 PCS 工作于离网模式的输出电压源控制，首先建立了系统在离散域的矢量模型，并以输出电压有效值闭环控制方式入手，阐述了离网模式对 PCS 控制系统的要求。其次，详细讨论了电压瞬时值单闭环控制存在的局限性，明确了虚拟阻尼对抑制系统谐振的必要性。再次，探讨了双闭环控制结构电流内环最优增益设计准则，并以获

---

得最大稳定性以及提高阻尼为目标，提出了内环最优增益设计方法。此外，以被控对象最优阻尼改造为考察对象，进一步明确了电流内环的本质及其与被控对象阻尼的内在联系。最后，详细讨论了离散域电压控制器的设计，以基波正序电压控制入手，介绍了 PS-SRF 电压控制器的延时补偿与临界阻尼增益设计方法，并进一步得到静止坐标系 DVPI-LC 控制器，避免了坐标变换并通过将 DVPI-LC 推广都各次谐波分量，实现了对负序以及各频次电压的无静差调节。

**关键词：** 储能变流器；矢量调制；电压平衡；电流环控制；延时补偿；不平衡控制；闭环奇异点；电压源控制

## Abstract

Energy storage system (ESS) can serve as both generation unit and load unit according to application demand. It plays an important role in renewable energy power generation, grid peak-load regulation, electric vehicles and micro-grid application, and it is also a great important part of the future smart grid. This paper focus on the control of modular paralleled power control system (PCS), with the space vector modulation (SVM) and dc-link capacitor voltage balancing, grid-connected current loop control, and off-grid voltage source control of the PCS as the main study topic, and the detailed contents are as follows:

- 1) The current status of global renewable energy development is introduced first, followed by the renewable energy status of our country and the application demanding of large-scale ESS. Besides, the application status and development trend of large-scale ESS are introduced, from two the energy storage method and PCS topology are both introduced aspects. At last, this paper summarizes the difficulties and key points for the PCS control system.
- 2) In view of the great advantage of multi-level VSC in application of the high-power multi-modular paralleled PCS, and the dc-link capacitor voltage of multi-level VSC based on SVM is analyzed. Firstly, the principle and implementation of SVM is introduced based on two-level VSC, and this method is introduced to the voltage balancing of three-level VSC, with the nearest three vector space vector modulation (NTV-SVM) based redundant space vector and virtual space vector modulation (VSVM) are analyzed. Furthermore, the voltage balancing of five-level diode clamped converter (5L-DCC) is studied, and the NTV-SVM based on objective function optimization, vector decomposition space vector modulation based on hexagon one (VDSVM-H1), the optimized vector decomposition space vector modulation based on hexagon one (OVDSVM-H1), and the improved vector decomposition space vector modulation (IVDSVM) are analyzed for their voltage balancing capability. The voltage balancing is achieved with the three methods, irrespective of the power factor, and the converter can working stably even under over modulation.
- 3) With respect of the current loop control of PCS with balanced grid voltage, the influence of cross coupling of current loop in positive synchronous frame (PS-SRF) is analyzed, and two kinds of decoupling methods are introduced and the effect of filter parameters error on decoupling effect is discussed. Secondly, the effect of one-step delay of digital control on the decoupling of current loop is discussed, and the delay compensation method is analyzed for state feedback decoupling proportional-integral (PI) and complex-proportional-integral (cPI) controller respectively. In addition, the ability of gird voltage disturbance suppression for both

---

state feedback decoupling PI and cPI controller are analyzed, and the effectiveness of grid voltage feed-forward control and active damping to improve the system anti-disturbance ability is discussed.

4) In order to effectively control the PCS current under unbalanced and distorted grid voltage, the instantaneous power calculation and reference current generation method are introduced. Secondly, the decoupling effectiveness of double synchronous reference frame control (DSRFC) based on state feedback decoupling PI and cPI controller is analyzed, and the sensitivity to output filter parameters is analyzed. Thirdly, the transient response of RCs and PS-SRF-PI/cPI controller are discussed, and the relationship between RCs and PS-SRF-PI/cPI controller is clarified. In addition, the optimal stability criterion of RCs control system is analyzed, and the reason for closed-loop singularity generation is introduced. Besides, the delay compensating strategy of current loop based on RCs and its effectiveness are discussed. Finally, the controller design in discrete time domain is introduced, and the advantages of PS-SRF-DcPI and DVPI controller are analyzed, also the time delay compensation method and closed-loop dead-time compensation are introduced.

5) For the output voltage source control of the PCS working in the off-grid mode, the vector model of the system in the discrete domain is deduced firstly. With the root-mean-square control of the output voltage is taken into account, the requirements of the PCS control system are a. Secondly, the limitation of single-loop instantaneous voltage control is discussed in detail, and the necessity of virtual damping to suppress the resonance of system is clarified. Thirdly, the optimal gain design criterion of the inner loop of the double closed-loop control structure is discussed. With the purpose of obtaining the maximum stability and improve the damping, an inner loop optimal gain design method is proposed. In addition, the optimal damping of the controlled object is taken into consideration, and the essence of the current inner loop is further clarified. Finally, the design of voltage controller in the discrete time domain is discussed in detail. Starting with positive-sequence voltage control of fundamental component, the delay compensation of PS-SRF voltage controller and the critical damping gain design method are introduced. Furthermore, the DVPI-LC controller is obtained, which is implemented in the stationary frame and avoiding the coordinate transformation. At last, the DVPI-LC controller is extended to the harmonic components, with the purpose of controlling the negative sequence and harmonic voltage.

**Keywords:** Power control system; Space vector modulation; Voltage balance; Current loop control; Delay compensation; Current control under unbalanced grid voltage; Close loop anomalous peaks; Voltage source control

# 目录

<b>摘要</b> .....	<b>I</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>III</b>
<b>插图目录</b> .....	<b>IX</b>
<b>表格目录</b> .....	<b>XVII</b>
<b>术语与符号约定</b> .....	<b>XIX</b>
<b>第一章 绪论</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究背景 .....	1
1.2 储能方式与应用现状 .....	4
1.2.1 物理储能 .....	4
1.2.2 电磁储能 .....	6
1.2.3 化学储能 .....	7
1.3 PCS 拓扑结构与发展趋势 .....	10
1.4 PCS 系统控制难点与关键技术 .....	16
1.5 论文的主要工作与组织结构 .....	18
<b>第二章 多电平变流器的矢量调制与电压平衡</b> .....	<b>21</b>
2.1 SVM 原理及其在两电平的实现 .....	23
2.1.1 三相三线制 .....	23
2.1.2 四桥臂拓扑 .....	26
2.2 三电平 SVM 的实现 .....	29
2.2.1 最近三矢量调制 .....	29
2.2.2 虚拟空间矢量 .....	32
2.3 5L-DCC 的 SVM 实现 .....	33
2.3.1 最近三矢量调制 .....	35
2.3.2 目标函数优化均压算法 .....	38
2.3.3 VDSVM-H1 均压算法 .....	41
2.3.4 OVDSVM-H1 均压算法 .....	47
2.3.5 IVDSVM 均压算法 .....	49
2.3.6 过调制处理 .....	52

---

2.4	仿真与实验 . . . . .	54
2.4.1	目标函数优化 NTV-SVM 均压算法 . . . . .	54
2.4.2	高调制比均压算法 . . . . .	57
2.5	本章小结 . . . . .	61
<b>第三章 电网电压平衡条件下 PCS 并网电流环的控制 . . . . .</b>		<b>63</b>
3.1	PWM 变流器模型 . . . . .	64
3.1.1	标量模型 . . . . .	65
3.1.2	矢量模型 . . . . .	65
3.1.3	离散模型 . . . . .	66
3.2	消除耦合项的影响 . . . . .	66
3.2.1	状态反馈解耦 PI 控制器 . . . . .	70
3.2.2	复系数矢量 PI 控制器 . . . . .	72
3.2.3	参数敏感性分析 . . . . .	74
3.2.4	延时影响分析 . . . . .	74
3.3	延时补偿 . . . . .	81
3.3.1	cPI 控制器延时补偿 . . . . .	82
3.3.2	PI 控制器延时补偿 . . . . .	83
3.4	控制器参数设计 . . . . .	97
3.4.1	频域设计方法 . . . . .	99
3.4.2	最大带宽设计方法 . . . . .	101
3.4.3	临界阻尼设计方法 . . . . .	104
3.5	抑制电网电压扰动 . . . . .	109
3.5.1	电压前馈补偿 . . . . .	109
3.5.2	有源阻尼 . . . . .	113
3.6	实验验证 . . . . .	118
3.7	本章小结 . . . . .	122
<b>第四章 电网不平衡与畸变条件下 PCS 电流环的控制 . . . . .</b>		<b>127</b>
4.1	电网不平衡条件下变流器模型与功率计算 . . . . .	130
4.2	参考电流给定方法 . . . . .	131
4.2.1	抑制直流母线电压波动 . . . . .	131
4.2.2	基于最大功率输出的参考电流计算 . . . . .	139
4.3	DSRFC 解耦有效性分析 . . . . .	143
4.3.1	电流状态反馈解耦 . . . . .	145
4.3.2	cPI 控制器解耦分析 . . . . .	147
4.3.3	参数敏感性分析 . . . . .	150

4.4	谐振控制器的暂态特性分析 . . . . .	150
4.4.1	RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器暂态响应分析 . . . . .	152
4.4.2	RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器暂态响应比较 . . . . .	156
4.4.3	RCs 延时影响与补偿方法 . . . . .	164
4.5	RCs 延时补偿 . . . . .	166
4.5.1	RCs 调节系统最佳稳定判据 . . . . .	167
4.5.2	闭环奇异点的原因分析与抑制 . . . . .	172
4.5.3	PR 控制器延时补偿 . . . . .	176
4.5.4	VPI 控制器延时补偿 . . . . .	180
4.5.5	闭环死区补偿 . . . . .	181
4.6	离散域电流控制器的设计 . . . . .	185
4.6.1	控制器离散化带来的问题 . . . . .	186
4.6.2	离散域电流控制器的构造 . . . . .	188
4.6.3	静止坐标系电流控制器并推广到各次分量 . . . . .	190
4.7	实验验证 . . . . .	194
4.8	本章小结 . . . . .	202
<b>第五章</b>	<b>离网模式下 PCS 电压源输出的系统控制 . . . . .</b>	<b>205</b>
5.1	离散模型 . . . . .	208
5.2	单电压闭环控制 . . . . .	210
5.2.1	输出电压有效值闭环控制方式 . . . . .	210
5.2.2	输出电压瞬时值闭环控制方式 . . . . .	213
5.3	基于 PR 控制器的双闭环控制 . . . . .	222
5.3.1	电流内环设计 . . . . .	222
5.3.2	电压外环设计 . . . . .	223
5.3.3	电压各次谐波补偿 . . . . .	227
5.4	基于 VPI 控制器的双闭环控制 . . . . .	229
5.4.1	电压外环设计 . . . . .	229
5.4.2	电压各次谐波补偿 . . . . .	232
5.5	离散域数字控制器的设计 . . . . .	234
5.5.1	被控对象最优阻尼设计 . . . . .	236
5.5.2	PS-SRF 电压控制器 . . . . .	237
5.5.3	NS-SRF 电压控制器 . . . . .	243
5.5.4	静止坐标系等效控制器 . . . . .	244
5.5.5	各次谐波控制 . . . . .	248
5.6	仿真与实验验证 . . . . .	251
5.6.1	PS-SRF 电压控制器 . . . . .	253

5.6.2 基频 DVPI-LC 控制器 . . . . .	254
5.6.3 各次谐波补偿 DVPI-LC 控制器 . . . . .	255
5.6.4 实验验证 . . . . .	255
5.7 本章小结 . . . . .	259
<b>第六章 全文总结与展望 . . . . .</b>	<b>261</b>
<b>致谢 . . . . .</b>	<b>265</b>
<b>参考文献 . . . . .</b>	<b>267</b>
<b>作者攻读博士学位期间的研究成果 . . . . .</b>	<b>281</b>

## 插图目录

1.1	2015 年光伏与风电装机容量前十名国家 . . . . .	3
1.2	2015 年全球水电装机容量增长与分布 . . . . .	4
1.3	飞轮储能系统结构示意图 . . . . .	5
1.4	超导储能系统结构示意图 . . . . .	6
1.5	不同储能方式成熟度与输出功率等级示意图 . . . . .	9
1.6	电池储能系统结构示意图 . . . . .	10
1.7	大容量储能拓扑 . . . . .	11
1.8	低压模块换并联 PCS 系统单元结构 . . . . .	12
1.9	两电平与三电平主电路拓扑结构 . . . . .	13
1.10	富士电机公司四类 VSC 损耗测试结果 . . . . .	14
1.11	低压 PCS 模块化并联两种结构 . . . . .	15
2.1	两电平三相三线制空间矢量分布 . . . . .	24
2.2	第 I 扇区矢量序列的构造 . . . . .	26
2.3	参考电压与 LPF 输出电压 . . . . .	26
2.4	两电平四桥臂拓扑空间矢量分布 . . . . .	27
2.5	三棱柱 I 分解为 4 个四面体 . . . . .	28
2.6	三棱柱 I 四面体 1 矢量序列的两种构造方式 . . . . .	28
2.7	2L-3P4W4L 拓扑 SVM 仿真结果 . . . . .	29
2.8	3L-3P3W 等效模型及空间矢量分布 . . . . .	29
2.9	三种空间矢量对应的主电路 . . . . .	30
2.10	扇区 I 矢量分布与选择顺序 . . . . .	31
2.11	3L-3P3W 拓扑 NTV-SVM 仿真结果 . . . . .	32
2.12	VSVMM 空间矢量分布 . . . . .	33
2.13	3L-3P3W 采用 VSVMM 仿真结果 . . . . .	34
2.14	5L-DCC 主电路拓扑 . . . . .	34
2.15	5L-DCC 矢量分布 . . . . .	35
2.16	5L-DCC 状态转移规则 . . . . .	35
2.17	5L-DCC 在扇区 I 矢量分布 . . . . .	36
2.18	5L-DCC 不同调制比仿真结果 . . . . .	37
2.19	顶点 1 冗余矢量主电路工作状态 . . . . .	42
2.20	扇区 I 矢量分解及三角形分布 . . . . .	43

2.21 过渡矢量在矢量序列的作用以及输出电压效果 . . . . .	47
2.22 OVDSVM-H1 在三角形{1} 矢量序列构造 . . . . .	47
2.23 VDSVM-H2 矢量分解与区域划分 . . . . .	51
2.24 三角形①矢量序列合成以及过渡矢量对输出电压的影响 . . . . .	52
2.25 参考电压矢量轨迹与过调制算法 . . . . .	52
2.26 内六边形矢量作用时间对电压平衡的影响 . . . . .	53
2.27 调制比 0.2 仿真结果 . . . . .	54
2.28 调制比 0.48 仿真结果 . . . . .	55
2.29 调制比 0.2 实验结果 . . . . .	55
2.30 参考矢量位于第二层区域采用七段式矢量序列均压 . . . . .	56
2.31 调制比 0.48 实验结果 . . . . .	56
2.32 不同调制比电容电压纹波峰峰值与输出电流 THD . . . . .	57
2.33 电压纹波峰峰值与电容容量变化关系 . . . . .	57
2.34 电压纹波峰峰值与电容容量误差变化关系 . . . . .	58
2.35 不同开关频率下电容电压纹波峰峰值与输出电流 THD . . . . .	58
2.36 OVDSVM-H1 调制比 0.65 实验波形 . . . . .	59
2.37 IVDSVM 调制比 0.65 实验波形 . . . . .	59
2.38 OVDSVM-H1 调制比 0.95 实验波形 . . . . .	60
2.39 IVDSVM 调制比 0.95 实验波形 . . . . .	60
2.40 过调制情况下实验结果: (a)(b) 线电流; (c)(d) 电容电压纹波 . . . . .	61
2.41 动态实验结果: (a)(b) OVDSVM-H1; (c)(d) IVDSVM . . . . .	61
3.1 2L-3P3W 输出接单电感并网变流器 . . . . .	64
3.2 PCS 并网变流器 SRF 标量模型 . . . . .	65
3.3 PCS 并网变流器 SRF 矢量模型 . . . . .	66
3.4 模型仿真闭环奇异点现象 . . . . .	68
3.5 不同控制频率下的根轨迹曲线与闭环频率响应: (a)~(d) 不同控制频率根轨迹曲线; (e)(f) 不同控制频率闭环频率响应; (g)(h) 控制频率 950Hz 闭环频率响应 . . . . .	69
3.6 电流状态反馈解耦控制框图 . . . . .	70
3.7 状态反馈解耦系统根轨迹曲线与闭环频率响应: (a)~(d) 不同控制频率系统根轨迹曲线; (e)(f) 不同控制频率闭环频率响应 . . . . .	71
3.8 复系数矢量 PI 控制器 . . . . .	72
3.9 复系数矢量 PI 控制器系统根轨迹与模型仿真: (a)~(d) 不同控制频率的系统根轨迹曲线; (e)~(h) 模型仿真闭环奇异点 . . . . .	73

3.10 电抗器阻抗估计误差对系统的影响: (a)(b) 电感估计误差对闭环频率响应的影响; (c)(d) 电感估计存在误差情况下两种解耦方法根轨迹曲线; (e)(f) 电阻估计误差对闭环频率响应的影响 . . . . .	75
3.11 计算延时示意图 . . . . .	76
3.12 包含延时的电流反馈解耦 . . . . .	76
3.13 延时对闭环极点的影响 . . . . .	78
3.14 包含延时的反馈解耦电流环根轨迹 . . . . .	79
3.15 延时对闭环极点的影响 . . . . .	80
3.16 电流环闭环频率响应 . . . . .	80
3.17 延时补偿 . . . . .	81
3.18 延时补偿效果示意图 . . . . .	83
3.19 cPI 调节电流环在不同开关频率下延时补偿前后系统闭环频率响应: (a)(b) 开关频率 3kHz 且控制频率 $f_e \in \{0, 50, 100, 200, 500\}$ Hz; (c)(d) 开关频率 5kHz 且控制频率 $f_e \in \{200, 500, 950\}$ Hz; (e)(f) 开关频率 10kHz 且控制频率 $f_e \in \{500, 950, 2450\}$ Hz . . . . .	84
3.20 基于 PI 控制器的电流环延时补偿效果图 . . . . .	85
3.21 基不同延时补偿角系统奈奎斯特曲线 . . . . .	86
3.22 不同延时补偿角系统根轨迹曲线 . . . . .	88
3.23 不同延时补偿角系统频率响应以对应的阶跃响应: (a)(b) 闭环频率响应; (c)(d) 阶跃响应 . . . . .	89
3.24 开关频率 3kHz 状态反馈解耦 PI 控制器延时补偿前后系统频率特性及对应的阶跃响应: (a)(d) 闭环频率响应; (b)(e)d 轴电流阶跃响应; (c)(f)q 轴耦合电流 . . . . .	90
3.25 开关频率 5kHz 状态反馈解耦 PI 控制器延时补偿前后系统频率特性及对应的阶跃响应: (a)(d) 闭环频率响应; (b)(e)d 轴电流阶跃响应; (c)(f)q 轴耦合电流 . . . . .	91
3.26 开关频率 10kHz 状态反馈解耦 PI 控制器延时补偿前后系统频率特性及对应的阶跃响应: (a)(d) 闭环频率响应; (b)(e)d 轴电流阶跃响应; (c)(f)q 轴耦合电流 . . . . .	92
3.27 输出电压延时示意图 . . . . .	93
3.28 包含增益-相位补偿的电流环控制框图 . . . . .	94
3.29 控制频率为 500H 和 1kHz 相位补偿以及增益-相位补偿后系统根轨迹曲线 . . . . .	95
3.30 相位补偿与增益-相位补偿后电流环根轨迹: (a)(b) 控制频率 500H; (c)(d) 控制频率 1kHz . . . . .	96
3.31 两种延时补偿方法系统频率响应及对应的阶跃响应 . . . . .	96
3.32 包含延时补偿的电流环控制框图 . . . . .	98

3.33 控制器参数设计: (a)~(d)PI 控制器参数频率设计方法; (e)(f) 矫正前后电 流环阶跃响应; (g)(h) 函数 $y = \arctan(x)$ 关系曲线及其局部放大 . . . . .	100
3.34 矫正前后电流环频率响应及对应的阶跃响应: (a)(b) 频率响应; (c)(d) 阶 跃响应 . . . . .	103
3.35 临界阻尼设计方法电流环分析: (a)~(d) 根轨迹曲线; (e) 开环频率响应; (f) 奈奎斯特曲线; (g) 闭环频率响应; (h) 阶跃响应 . . . . .	106
3.36 电流环离散域控制框图 . . . . .	107
3.37 超调量与调节时间关系曲线以及电流环动态刚度函数 DSF: (a)~(f) 超调 量与调节时间关系以及阶跃响应; (g)(h) 电流环动态刚度函数 . . . . .	108
3.38 加入电压前馈后电流控制框图 . . . . .	110
3.39 电压前馈信号等效合并 . . . . .	110
3.40 加入电压前馈后系统动态刚度函数 . . . . .	111
3.41 不同开关频率下电网电压对输出电流的扰动强度 . . . . .	112
3.42 电流环有源阻尼 . . . . .	113
3.43 阻尼电阻对 DSF 函数的影响 . . . . .	115
3.44 阻尼电阻对 IE 取值的影响 . . . . .	115
3.45 阻尼电阻对系统稳定性的影响 . . . . .	116
3.46 离散域电流环有源阻尼 . . . . .	116
3.47 不同开关频率下扫描有源阻尼电阻阻值得到电流环输出电流峰值与调节 时间关系 . . . . .	118
3.48 锁相环检测的电网电压基波正序分量频率与相位角 . . . . .	120
3.49 电流反馈解耦 PS-SRF-PI 基于最大带宽增益实验波形 . . . . .	121
3.50 电流反馈解耦 PS-SRF-PI 基于临界阻尼增益实验波形 . . . . .	123
3.51 PS-SRF-cPI 基于最大带宽增益实验波形 . . . . .	124
3.52 PS-SRF-cPI 基于临界阻尼增益实验波形 . . . . .	125
4.1 电网不平衡条件下变流器 SRF 模型 . . . . .	130
4.2 并网变流器功率分布 . . . . .	132
4.3 DSRFC 控制框图 . . . . .	133
4.4 用于序分量分解的低通滤波器与陷波器频率响应 . . . . .	134
4.5 不考虑滤波器吸收的瞬时功率参考电流计算方法仿真结果 . . . . .	135
4.6 正序与负序等效电路 . . . . .	138
4.7 正序与负序矢量图 . . . . .	138
4.8 仿真结果: (a)~(d) 线性方程组求解仿真波形; (e)(f) 注入最大感性无功功 率; (g)(h) 注入最大容性无功功率 . . . . .	140
4.9 考虑电感瞬时有功功率 (线性方程组求解方法) 仿真波形 . . . . .	141
4.10 最大功率输出 DSRFC 控制框图 . . . . .	142

4.11 DDSRF-PLL 实现正序与负序电压相位锁定 . . . . .	142
4.12 向电网注入最大有功功率 (额定电流 50A) . . . . .	143
4.13 参考电流加入两倍频分量 . . . . .	144
4.14 参考电流引入两倍频分量且变流器最大功率输出模式 . . . . .	145
4.15 状态反馈解耦 DSRFC-PI 与 DSRFC-cPI 等效变换: (a)~(f) 状态反馈解耦 DSRFC-PI; (g)~(j)DSRFC-cPI . . . . .	146
4.16 陷波器频率转移现象以及 DSRFC-PI 与 DSRFC-cPI 闭环频率响应: (a)~(d) 陷波器频率转移现象;(e)(g)DSRFC-PI 频率响应及其局部放大;(f)(h)DSRFC- cPI 频率响应及其局部放大 . . . . .	148
4.17 基于状态反馈解耦 DSRFC 等效变换 . . . . .	149
4.18 电感估计存在误差基于 PI 以及 cPI 控制器的 DSRFC 频率响应 . . . . .	151
4.19 电阻估计存在基于 PI 以及 cPI 控制器的 DSRFC 误差频率响应 . . . . .	151
4.20 PS-SRF 的 PI 与 cPI 及其对应的 RCs 控制器 . . . . .	153
4.21 电流环根轨迹曲线: (a)(b)PS-SRF-PI 且 $\omega_e = 100\pi$ ; (c)(d)PR 控制器且 $\omega_e =$ $100\pi > \frac{K_i}{2K_p}$ ; (e)(f)PR 控制器且 $\omega_e = 80 < \frac{K_i}{2K_p}$ ; (g)(h)PS-SRF-cPI 且 $\omega_e = 100\pi$ . . . . .	154
4.22 VPI 控制器调节电流环根轨迹曲线 . . . . .	156
4.23 离散域电流环框图 . . . . .	157
4.24 PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 阶跃响应 $\omega_e = 100\pi$ . . . . .	158
4.25 PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 阶跃响应 $\omega_e = 80$ . . . . .	159
4.26 不同控制器增益电流环阶跃响应比较: (a)(b)PS-SRF-PI 与 PR 且 $\omega_e =$ $100\pi$ ; (c)(d)PS-SRF-PI 与 PR 且 $\omega_e = 80$ ; (e)(f)PS-SRF-cPI 与 VPI 且 $\omega_e = 100\pi$ . . . . .	160
4.27 不同控制器增益电流环阶跃响应比较:(a)(b)PS-SRF-cPI 与 VPI 且 $\omega_e = 80$ ; (c)(d)PR 与 VPI 且 $\omega_e = 100\pi$ ; (e)(f)PR 与 VPI 且 $\omega_e = 80$ . . . . .	162
4.28 不同控制器增益下电流环的闭环极点分布:(a)~(d)PR 控制器且 $\omega_e = 100\pi$ ; (e)~(h)VPI 控制器且 $\omega_e = 100\pi$ ; (i)~(l)PR 控制器且 $\omega_e = 80$ ; (m)~(p)VPI 控制器且 $\omega_e = 80$ . . . . .	163
4.29 PR 控制器延时补偿 . . . . .	164
4.30 PR 控制器延时补偿示意图 . . . . .	165
4.31 VPI 控制器延时补偿 . . . . .	165
4.32 延时对 VPI 控制器调节电流环的影响 . . . . .	166
4.33 谐振频率小于穿越频率系统的频率响应与奈奎斯特曲线 . . . . .	168
4.34 谐振频率大于穿越频率系统的频率响应与奈奎斯特曲线 (不稳定情况) . . . . .	169
4.35 谐振频率大于穿越频率系统的频率响应与奈奎斯特曲线 (稳定情况) . . . . .	170
4.36 VPI 调节电流环频率响应与奈奎斯特曲线 . . . . .	171
4.37 增益裕度对 PR 调节电流环稳定性判别的无效性 . . . . .	172
4.38 两个相位裕度相同但是至临界点的最小距离不等的系统 . . . . .	173

4.39 敏感函数与闭环输出矢量关系图 . . . . .	174
4.40 $D(z)$ 与 $G_{CL}(z)$ 的关系 . . . . .	175
4.41 电流环闭环奇异点分析: (a)(c)(e)(g)PR 控制器; (b)(d)(f)(h)VPI 控制器 . . .	177
4.42 PR 控制器的延时补偿: (a)~(d) 奈奎斯特曲线; (e)~(h) 闭环频率响应 . . . .	179
4.43 VPI 控制器延时补偿方法: (a)(b) 奈奎斯特曲线; (c)~(f) 闭环频率响应 . .	182
4.44 闭环死区补偿分析与仿真结果: (a)~(d)PR; (e)~(h)VPI . . . . .	184
4.45 基于 cPI 控制器的系统闭环零极点随着控制频率的分布 . . . . .	187
4.46 离散化对 cPI 控制器的影响 . . . . .	187
4.47 基于 DcPI 的闭环零极点随着控制频率不同的分布 . . . . .	188
4.48 基于 DcPI 控制器的电流环奈奎斯特曲线与闭环频率响应 . . . . .	189
4.49 基于 NS-DcPI 系统零极点随着控制频率变化的分布 . . . . .	190
4.50 基于 NS-DcPI 系统奈奎斯特曲线与闭环频率响应 . . . . .	191
4.51 基于 DVPI 控制器的电流环框图 . . . . .	191
4.52 基于 DVPI 电流环在不同控制频率下的奈奎斯特曲线与闭环频率响应 . .	192
4.53 DVPI 控制器闭环死区补偿 . . . . .	193
4.54 基于 DVPI 闭环死区补偿前后并网电流 . . . . .	193
4.55 不平衡电网电压及其序分量 . . . . .	195
4.56 不平衡条件下基于 PS-SRF-cPI 控制器的实验波形 . . . . .	196
4.57 不平衡条件下基于 DSRFC-cPI 控制器的实验波形 . . . . .	197
4.58 正序电流给定基于 PR 控制器的实验波形 (补偿到 31 次) . . . . .	199
4.59 抑制母线电压波动电流给定基于 PR 控制器的实验波形 (补偿到 31 次) .	200
4.60 VPI 控制器死区补偿前后并网电流波形: (a)(b) 电网电压平衡; (c)(d) 电网 电压不平衡且注入正序电流分量; (e)(f) 均值滤波后并网电流; (g)(h) 电网 电压不平衡且抑制直流母线电压波动 . . . . .	201
4.61 DVPI 控制器死区补偿前后并网电流波形: (a)(b)(c) 电网电压平衡且采 用 PS-SRF-cPI 控制器; (d)(e)(f) 电网电压平衡且采用基波 DVPI 控制器; (g)(h)(i) 电网电压平衡且采用 DVPI 控制器补偿到 31 次; (j)(k)(l) 电网电压 不平衡且采用基波 DVPI 控制器; (m)(n)(o) 电网电压不平衡且采用 DVPI 控制器补偿到 31 次 . . . . .	203
5.1 电压源输出变流器主电路及其闭环控制框图 . . . . .	209
5.2 数字单电压闭环控制框图 . . . . .	209
5.3 数字双闭环控制框图 . . . . .	210
5.4 电压有效值闭环控制框图 . . . . .	211
5.5 移动滑窗有效值计算方法 . . . . .	211
5.6 输出电压有效值闭环控制: (a) 输出滤波器频率响应; (b) 电压有效值调节; (c)(d) 空载情况下输出电压与电流; (e)(f) 带 50A 无功负载输出电压与电流	212

5.7 输出电压有效值闭环控制: (a) 不平衡与非线性负载; (b) 电压有效值调节过程; (c)(d) 不平衡负载; (e)(f) 不平衡与非线性负载; (g)(h) 电流冲击现象	214
5.8 随着 $K_p$ 变化系统的根轨迹曲线 . . . . .	216
5.9 PR 控制器单电压闭环控制:(a)(b) 随着 $K_i$ 变化系统根轨迹曲线;(c)(d) $K_i = 50$ ; (e)(f) $K_i = 100$ . . . . .	217
5.10 PR 控制器单电压闭环控制仿真结果 . . . . .	219
5.11 VPI 控制器单电压闭环控制:(a)(b) 随着 $K$ 变化系统根轨迹曲线;(c)(d) $K = 50$ ; (e)(f) $K = 100$ . . . . .	220
5.12 VPI 控制器单电压闭环控制仿真结果 . . . . .	221
5.13 电感电流内环控制框图 . . . . .	222
5.14 电流环随着 $K_I$ 增大根轨迹曲 . . . . .	223
5.15 随着 $K_I$ 增大 $\min  D_z $ 取值曲线 . . . . .	223
5.16 $K_p$ 对系统稳定性影响 (奈奎斯特曲线) . . . . .	224
5.17 奈氏曲线至临界点最小距离与谐振峰值随 $K_p$ 增大变化曲线 . . . . .	225
5.18 PR 控制器双闭环控制延时补偿: (a)(b) 基频控制延时补偿前后奈奎斯特曲线; (c)(d) 基频控制延时补偿前后闭环频率响应; (e)(f)11 次谐波控制延时补偿前后奈奎斯特曲线; (g)(h)11 次谐波控制延时补偿前后闭环频率响应	226
5.19 基于 PR 控制器的各次谐波补偿控制框图 . . . . .	227
5.20 基于 PR 控制器的各次谐波补偿: (a)(b)(c) 补偿至 31 次; (d)(e) 补偿至 13 次	228
5.21 基于 PR 控制器的双闭环控制且补偿至 31 次: (a)(b) 不平衡负载; (c)(d)(e) 不平衡与非线性负载 . . . . .	230
5.22 基于 PR 控制器的双闭环控制 (补偿到 13 次) 空载启动以及带不平衡负载输出电压 . . . . .	231
5.23 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿双闭环控制框图 . . . . .	231
5.24 控制频率为 60Hz 延时补偿后系统奈奎斯特曲线 (VPI 控制器) . . . . .	232
5.25 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿 (补偿到 31 次) . . . . .	233
5.26 基于 VPI 控制器的双闭环控制 (补偿到 31 次) 带不平衡与非线性负载 . . . . .	234
5.27 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿 (补偿到 13 次) . . . . .	235
5.28 电流环闭环频率响应以及 $I_L(z)/V^{\text{PWM}}(z)$ 频率响应 . . . . .	236
5.29 $G_{\text{PL}}^V(z)$ 极点位置随着 $K_I$ 增大变化趋势 . . . . .	237
5.30 $\min  D_z $ 随着 $K_I$ 变化规律 . . . . .	237
5.31 随着 $K_I$ 增大 $G_{\text{PL-V}}^{\text{PS-SRF}}(z)$ 极点位置曲线 . . . . .	238
5.32 电压环在 PS-SRF 坐标系根轨迹 . . . . .	239
5.33 闭环极点的阻尼率与模值随 $K_V$ 变化规律 . . . . .	240

5.34 临界阻尼控制器增益设计: (a) 阶跃响应调节时间与超调量的关系曲线; (b) 临界阻尼控制器增益阶跃响应; (c)(d) 调节时间与超调量局部关系图 以及对应的阶跃响应; (e)(f) 临界阻尼与阻尼率 0.707 对应的调节时间与 超调量关系以及对应的阶跃响应 . . . . .	241
5.35 随着 $K_I$ 增大 $G_{PL\_V}^{NS-SRF}$ 极点位置曲线 . . . . .	243
5.36 电压环在 NS-SRF 坐标系根轨迹 . . . . .	244
5.37 电压控制器 DSRFC 控制框图 . . . . .	244
5.38 开环频率响应与奈奎斯特曲线 (控制频率为 300Hz) . . . . .	245
5.39 延时补偿分析: (a) $\gamma = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1+\cos(\omega_e \cdot T_s)}\right)$ 曲线; (b) 控制频率 1860Hz 时系统奈奎斯特曲线; (c)(d) 控制频率 660Hz 延时补偿前后系统奈奎斯特 曲线; (e)(f) 控制频率 660Hz 延时补偿前后闭环频率响应 . . . . .	247
5.40 延时补偿前后系统奈奎斯特曲线与闭环频率响应 (控制频率 -1020Hz) .	248
5.41 不同控制频率下系统奈奎斯特曲线以及对应的闭环频率响应 . . . . .	249
5.42 DVPI-LC 控制器各次谐波补偿 (补偿到 31 次) . . . . .	250
5.43 DVPI-LC 控制器各次谐波补偿 (补偿到 13 次) . . . . .	251
5.44 PS-SRF 电压控制器带不同类型负载仿真结果 . . . . .	253
5.45 基频 DVPI-LC 控制器带不同类型负载仿真结果 . . . . .	254
5.46 多频次 DVPI-LC 控制器带不同类型负载仿真结果 . . . . .	256
5.47 变流器空载启动实验结果 . . . . .	256
5.48 三相平衡负载实验: (a)(b)PS-SRF 控制器且变流器空载; (c)(d)PS-SRF 控制 器且 150A 感性无功负载; (e)(f)DVPI-LC 控制器且变流器空载; (g)(h)DVPI- LC 控制器且 150A 感性无功负载 . . . . .	258
5.49 PS-SRF 控制器输出接不平衡负载 . . . . .	259
5.50 DVPI-LC 控制器 (补偿 3、5、7 次) 接不平衡负载输出电压及其频谱 .	259
5.51 DVPI-LC 控制器补偿到 31 次且输出接不平衡负载的输出电压及其频谱 .	260
5.52 突加与突减 100A 无功负载变流器输出电压调节过程 . . . . .	260
5.53 变压器投入瞬间以及突加 100A 无功负载情况下输出电压调节过程 . .	260

## 表格目录

2.1	仿真参数 . . . . .	26
2.2	3L-3P3W 最近三矢量扇区 I 矢量序列 . . . . .	31
2.3	3L-3P3W 虚拟空间矢量扇区 I 矢量序列 . . . . .	33
2.4	最近三矢量三角形区域判断依据 . . . . .	36
2.5	扇区 I 三角形 (1) 矢量序列 . . . . .	37
2.6	5L-DCC 内六边形矢量对电容电压控制规律 . . . . .	44
2.7	VDSVM-H1 三角形{1} 矢量序列 <sup>[1]</sup> . . . . .	45
2.8	电容电压状态 . . . . .	45
2.9	VDSVM-H1 矢量序列选择规则 . . . . .	46
2.10	OVDSVM-H1 三角形{1} 矢量序列 . . . . .	48
2.11	OVDSVM-H1 矢量序列选择规则 . . . . .	49
2.12	VDSVM-H2 三角形①矢量序列 . . . . .	51
2.13	参考电压矢量轨迹一个周波采样点 . . . . .	53
3.1	电网电压平衡 PCS 并网电流环仿真参数 . . . . .	67
3.2	两种控制器系统稳定裕度 . . . . .	81
3.3	阶跃响应主要性能指标比较 . . . . .	97
3.4	频域设计法矫正前后阶跃响应性能比较 . . . . .	101
3.5	矫正前后阶跃响应性能比较 (通用设计方法) . . . . .	104
4.1	仿真参数 . . . . .	133
4.2	死区补偿前后并网电流频谱分析 (高次含量为基波分量的百分比) . . . . .	185
5.1	系统参数 . . . . .	212



## 术语与符号约定

ESS	Energy Storage System
REN21	Renewable Energy Policy Network for the 21st Century
GSR	Global Status Report
CAES	Compressed Air Energy Storage
SMES	Superconductor Magnetics Energy Storage
UPS	Uninterrupted Power Supply
BMS	Battery Management System
PCS	Power Conversion System
SOC	State of Charge
CMC	Cascaded Multilevel Converter
MMC	Modular Multilevel Converter
DAB	Dual Active Bridge
DC	Direct Current
AC	Alternating Current
VSC	Voltage Source Converter
3L-NPC	Three-level Neutral Point Clamped Converter
3L-TNPC	T-type Three-level Neutral Point Clamped Converter
3L-ATNPC	Advanced T-type Three-level Neutral Point Clamped Converter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
SVM	Space Vector Modulation
NTV-SVM	Nearst Three Vector Space Vector Modulation

VSVM	Virtual Space Vector Modulation
5L-DCC	Five Level Diode Clamped Converter
VDSVM-H1	Vector Decomposer Space Vector Modulation base on Hexagon 1
PS	Positive Sequence
SRF	Synchronous Reference Frame
PS-SRF	Positive Sequence Synchronous Reference Frame
NS	Negative Sequence
NS-SRF	Negative Sequence Synchronous Reference Frame
RCs	Resonant Controllers
DSRFC	Double Synchronous Frame Control
PR	Proportional Resonant
VPI	Vector Proportional Integral
OVDSVM-H1	Optimized Vector Decomposer Space Vector Modulation base on Hexagon 1
cPI	Complex Proportional Integral
PS-SRF-cPI	Positive Sequence Synchronous Reference Frame Complex Proportional Integral
NS-SRF-cPI	Negative Sequence Synchronous Reference Frame Complex Proportional Integral
DSRFC-cPI	Double Synchronous Reference Frame Complex Proportional Integral
2L-3P3W	Two Level Three Phase Three Wire
2L-3P4WSC	Two Level Three Phase Four Wire with Split-Capacitor
2L-3P4W4L	Two Level Three Phase Four Wire Four Leg
3L-3P3W	Three Level Three Phase Three Wire
3L-3P4WSC	Three Level Three Phase Four Wire with Split-Capacitor
LPF	Low Pass Filter

IVDSVM	Improved Vector Decomposer Space Vector Modulation
PI	Proportional-Integral
PS-SRF-PI	Positive Sequence Synchronous Reference Frame Proportional Integral
NS-SRF-PI	Negative Sequence Synchronous Reference Frame Proportional Integral
DSRFC-PI	Double Synchronous Reference Frame Proportional Integral
BW	Band Width
DSF	Dynamic Stiffness Function
IE	Integrated Error
PLL	Phase Locked Loop
THD	Total Harmonic Distortion
DDSRF-PLL	Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop
PF	Power Factor
DSC	Delay Signal Cancellation
PM	Phase Margin
GM	Gain Margin
SI	Sinusoidal Integrator
DcPI	Discrete-time domain version of the Complex vector Proportional Integral current regulator
PS-SRF-DcPI	Positive Sequence Synchronous Reference Frame Discrete-time domain version of the Complex vector Proportional Integral current regulator
NS-SRF-DcPI	Negative Sequence Synchronous Reference Frame Discrete-time domain version of the Complex vector Proportional Integral current regulator
DSRFC-DcPI	Double Synchronous Reference Frame Discrete-time domain version of the Complex vector Proportional Integral current regulator
DVPI	Discrete-time domain version of the Vector Proportional Integral regulator

PWM Pulse Width Modulation

RMS Root-Mean-Square

DVPI-LC Discrete-time domain version of the Vector Proportional Integral controller  
with LC filter

# 第一章 绪论

## 1.1 研究背景

能源是社会和经济发展的重要基础，世界各国均将其能源政策放在重要的战略位置，尤其是在传统化石能源储量日益减少，环境污染问题日趋严重的时代背景下，寻求可替代、可持续发展的清洁能源已经成为世界范围各国竞相研究和发展的热点<sup>[2-11]</sup>。为了应对能源危机，缓解日益严峻的环境压力，世界各国纷纷大力发展可再生能源，太阳能、风能、生物质能、地热能和海洋能等可再生能源发电迅速发展，特别是风能和太阳能成为开发利用的重点<sup>[2,5-7,10]</sup>。

根据 21 世纪可再生能源政策网 (REN21) 发布的《2016 全球可再生能源现状报告》(Global Status Report, GSR)<sup>[12]</sup>，截止到 2016 年初，全球至少有 173 个国家设定了可再生能源目标，同时预估有 146 个国家出台了国家或州/省可再生能源支持政策，作为巴黎气候变化大会期间全球气候变化减缓行动的一部分，这些政策在推动全球能源转型中发挥着至关重要的作用，并受到了广泛关注。报告数据显示，2015 年可再生新能源新增发电容量约 147GW，创历史新高，并且从新增发电容量净投资角度来看，可再生能源连续六年超过化石燃料，其中风能和太阳能光伏新增发电容量连续第二年创下新纪录，占新增发电装机容量的 77%，剩余的 23% 以水电装机容量为主。具体而言，太阳能光伏发电市场在 2014 年基础上增长了 25%，增幅达到 50GW，创下新记录，全球太阳能光伏发电总容量增加到 277GW；而 2015 年是全球风电行业发展更为强劲的一年，大多数顶级风机制造商均打破了其年装机容量记录，2015 年全球风电新增容量达到 63GW，总容量突破 433GW，并且海上风电迎来发展强势的一年。

尽管 2015 年化石能源的价格持续降低，可再生能源的成本竞争力依旧是能源转型的主导力量。为了加速能源转型，更多的资金将投入到可再生能源领域，减少甚至停止向化石能源投资，这也是实现巴黎协议中全球温度增长控制在 1.5°C 的唯一机会。REN21-GSR 报告指出，截止到 2015 年底，可再生能源发电装机容量足以提供 23.7% 的全球电力，并满足了 4% 的全球道路运输燃料需求，其中水电装机容量可提供 16.6% 的全球电力。2015 年，全球新增可再生能源电力投资额 2658 亿美元，是煤电和天然气发电新增投资额 1300 亿美元的两倍，这也是目前为止两者出现的最大差值，如果考虑大于 50MW 的水电项目，则新增可再生能源电力投资与新增化石燃料电力投资之间的差值将更大。并且，全球可再生能源电力投资更多流向风电和太阳能发电项目，2015 年太阳能发电的投资额达到 1610 亿美元（同比增长了 12%），占全球新增可再生能源电力和燃料总投资额的 56%，风电投资额达到 1096 亿美元（同比增长了 4%），占全球新增可再生能源电力和燃料总投资额的 38.3%。与此同时，投资增长随之而来的是技术进

步、成本下降以及更多的就业岗位，2015 年可再生能源行业（大型水电除外）直接或间接创造了 810 万个新的就业岗位，其中太阳能光伏和生物燃料行业创造了最多的可再生能源就业岗位，而大型水电行业直接创造了 130 万个就业岗位，可再生能源行业稳定增长的就业率同能源整体行业劳动力市场的萧条形成了鲜明对比<sup>[12]</sup>。

2015 年，发展中国家的可再生能源电力和燃料总投资额首次超过发达国家，中国、印度和巴西在内的发展中国家的投资总额达到 1560 亿美元，同比增长了 19%；其中，中国发挥了主导作用，其投资额达到 1029 亿美元（同比增长了 17%），占全球总投资额的 36%，在可再生能源与燃料（不包括水电）的投资排名世界第一<sup>[12]</sup>。在巨大的投资刺激下，2015 年我国光伏与风电装机容量呈现急剧增加的趋势，如图 1.1 所示，2015 年我国新增太阳能光伏发电容量 15.2GW，较 2014 年增长 52.2%，光伏装机容量首次超过德国，以 44.3GW 越居世界第一位；而风力发电 2015 年新增 30.8GW，较上年度增长 27%，以总装机容量 145GW 的绝对优势继续领跑。在此背景下，2015 年中国可再生能源装机容量以为 199GW 排在第一位，其次是美国为 122GW，然后是德国为 92GW<sup>[12]</sup>。

然而，风力发电和光伏发电存在间歇性和不稳定的特点，大规模并网运行会对电网的稳定运行和负荷调配带来很多问题，这种不稳定因素可能会对局部电网造成很大的冲击，甚至酿成大规模的恶性事故。研究表明，如果风电装机占装机总量的比例达到 20% 甚至更高，电网的调峰能力和安全运行将面临巨大挑战，导致实际运行中的弃光/弃风情况比较严重<sup>[10,13]</sup>。因此，目前风电与光伏发电消纳是限制其快速发展的瓶颈问题。大规模储能被认为是解决此问题的有效手段，储能可以平滑风电与光伏发电输出功率，消除风能、太阳能发电波动性对电网稳定性的危害，弥补风能、太阳能发电的间隙性对电网负荷调配的影响，从而提高系统稳定性；并且储能还可以提供快速的有功支撑，增强电网调频能力，使大规模风电及太阳能发电方便可靠地并入常规电网<sup>[2,5,7,10]</sup>。

此外，随着我国经济的发展和居民生活水平的提高，白天用电高峰和夜间用电低谷之间的负荷差以及季节性的峰谷差也越来越大。夏天用电高峰季节电力供应的缺口大，电网不得不对一些企业进行限电，有些地方甚至要拉闸停电。而在用电谷期，由于发电厂的建设规模必须与高峰用电相匹配，此时电力设备效率降低、产能闲置，企业的经济效益也受到严重影响<sup>[2,5,14,15]</sup>。电网储能可以打破传统电网“即发即用”的模式，把发电和用电从时间和空间上分隔开来，实现电力的“削峰填谷”，改善电力供需矛盾<sup>[2,5,7,8,10,16]</sup>。此外随着汽车的普及，汽车尾气排放已经成为很多城市的环境污染主要来源，因此采用清洁能源的新能源汽车替代传统燃油汽车势在必行。电动汽车必须依靠电网电动汽车充电站的服务，电动汽车充电站可以为电动车提供充电或者更换电池服务。如果将储能电站与电动汽车电站统一建设，通过电动汽车的动力电池进行梯次利用，则既可以满足电动汽车能源供给，又提高了电池利用效率。可以预见，电动汽车储能电站将是未来智能电网的重要组成部分<sup>[2,5,7,10,15-20]</sup>。再次，微电网是集发电和用电为一体的微型配用电网。微电网采用就地发电就地使用的形式，不仅可以减少电力输配损耗提高能源利用效率，而且可以减少用户对电网的依赖性，提高用电的可靠性和安全性，是今

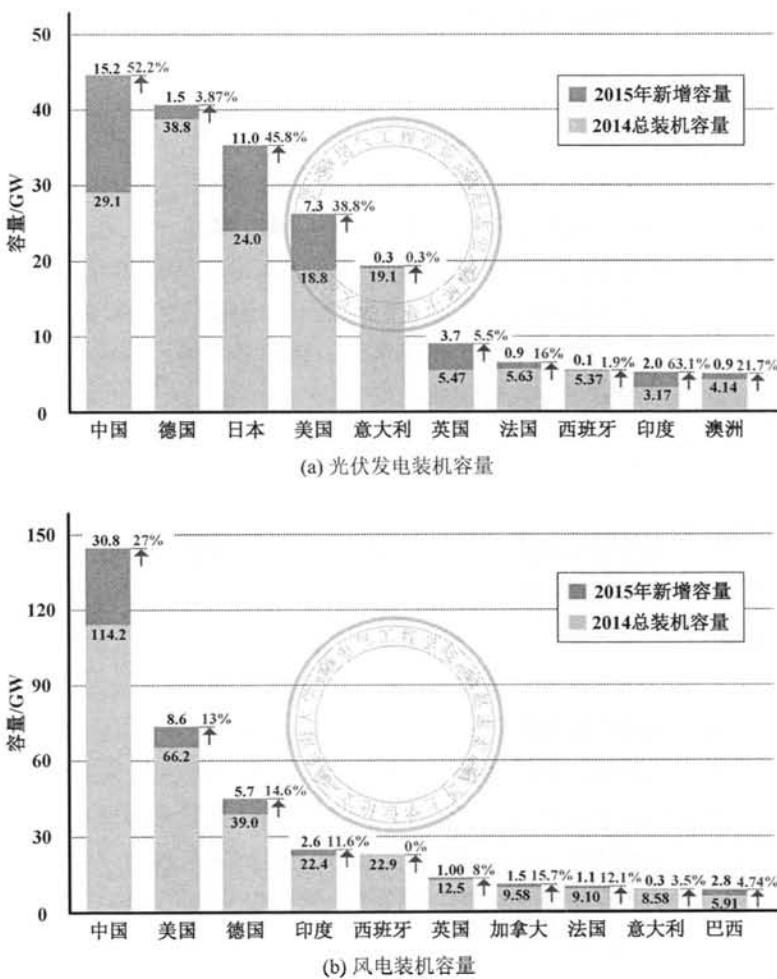


图 1.1: 2015 年光伏与风电装机容量前十名国家

后智能电网的一个重要组成部分。但是，由于微电网中分布式电源的波动性和随机性，以及微电网内用户负荷的不确定性，微电网内也必须安装储能系统，用于平抑电源的波动，为用户提供平稳可靠的供电<sup>[16,21,22]</sup>。由此可见，随着新能源、智能电网和电动汽车的迅速发展，大规模储能技术在电力系统发电侧、电网侧、用户侧均有较强的应用需求。因此，研究和开发高效、经济的大规模储能技术，成为电力能源可持续发展的关键环节，也是国家未来能源战略的重要组成部分。

归纳起来，储能技术可以弥补新能源发电的随机性与波动性，实现大规模风电及太阳能发电安全可靠地并入电网。同时也可缓解目前电网面临的电力供应巨大的峰谷差压力，实现电力的“削峰填谷”，改善电力供需矛盾。并且，储能技术可以解决电动汽车充电对电网的影响，为新能源汽车的大规模推广提供基础。以及储能技术在微电网中的重要作用，大规模储能技术的进步将有力促进微电网的发展。实现大规模储能取决于两个先决条件，其一是有合适的储能方式，另外一个是先进的储能集成与控制技术。针

对这两个要素当前研究情况及最新发展趋势分别介绍如下。

## 1.2 储能方式与应用现状

关于储能方式，现阶段全球已有实现商用或达到示范应用水平的电力储能主流技术包括：抽水储能、压缩空气储能、飞轮储能、铅酸电池、锂离子电池、钠硫电池、液流电池、超级电容器和超导储能<sup>[17]</sup>。按照能量转换形式，以上储能方式可以分为三大类，即机械储能（抽水储能、飞轮储能和压缩空气储能）、电磁储能（如超级电容和超导电磁储能）和电化学储能（如铅酸电池、钠硫电池、锂离子电池、液流电池等）。以下将着重介绍这些储能技术的发展与应用现状。

### 1.2.1 物理储能

如前所述，物理储能主要包括传统抽水储能电站、压缩空气储能以及飞轮储能3种储能方式，其基本原理与应用现状分别介绍如下。

#### 1) 抽水储能

抽水蓄能电站通常由上水库、下水库和输水及发电系统组成，上下水库之间存在一定的落差。抽水蓄能电站在用电低谷通过水泵将水从低位水库送到高位水库，从而将电能转化为水的势能存储起来，在用电高峰，水从高位水库排放至低位水库驱动水轮机发电，并通过升压变将电能送入电网<sup>[2,5,16]</sup>。抽水蓄能电站具有技术成熟、循环效率高、容量大、储能周期不受限制等优点，是目前广泛使用的电力储能系统，其功率和储能容量规模可以非常大，仅受水库库容的限制，通常在100MW~2000MW之间。

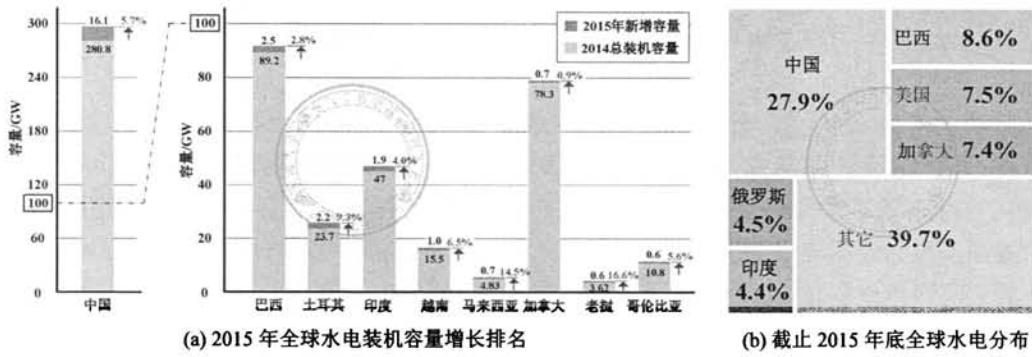


图 1.2: 2015 年全球水电装机容量增长与分布

鉴于抽水蓄能电站的建设不但投资巨大，还会造成生态破坏和移民问题，欧美等国家在20世纪90年代以后就不再发展这种技术，而中国和巴西则持续抽水蓄能电站的建设。如图1.2，根据REN21-GSR报告数据，2015年全球水电装机容量新增28GW，并且截止到2015年底全球水电总装机容量约1064GW，约占电力总装机容量的16.6%。而我

国在 2015 年水电装机容量新增 16.1GW， 并且水电总装机容量将近 300GW， 占全球水电装机容量的 27.9%， 其次是巴西与美国， 其装机容量分别为 91.7GW 与 79.7GW<sup>[12]</sup>。

## 2) 压缩空气储能

压缩空气储能系统 (Compressed Air Energy Storage, CAES) 是基于燃气轮机技术发展起来的一种能量存储系统，其工作原理是：当电力系统的用电处于低谷时，利用富余电量驱动空气压缩机，把能量以高压空气的形式存储起来；当用电负荷处于高峰时，将储气空间内的高压空气释放出来，驱动发电机发电<sup>[23-26]</sup>。根据压缩气体的类型可以分为两种，一种是天然气和空气的混合气体，当高压空气从储气装置中释放，并与燃烧室中的燃料燃烧后通过膨胀机做功，从而将高压空气内能转变为稳定的电能，其实际上是一个加压的燃气轮机；另外一种是对天然空气压缩，利用高压空气推动转轴连接发电机发电，由于空气不会燃烧，没有爆炸的危险，是一种比较安全的储能方式。

目前世界上已有 2 座大型压缩空气储能单站投入商业运行，分别是德国的 Huntorf 电站与美国的 McIntosh 电站，其压缩机组功率分别为 60MW 与 50MW，而发电功率分别为 290MW 与 110MW，并且均是利用盐岩洞存储压缩空气。此外，日本在 2001 年投入运行上砂川町压缩空气储能示范项目，输出功率为 4MW；以及瑞士 ABB 公司正在开发联合循环压缩空气储能发电系统，发电功率为 422MW，充气时间为 8h。

总体而言，目前传统使用天然气并利用地下洞穴的压缩空气储能技术已经比较成熟，效率可到 70%，但是依赖特殊地理条件是限制 CAES 系统规模化推广应用的主要技术瓶颈。为了解决这个问题，目前出现了地面微型压缩空气储能技术（如储气罐、钢瓶组和储气管道等），但还集中在理论研究与小型实验层面，还没有应用的实例<sup>[27]</sup>。

## 3) 飞轮储能

飞轮储能是利用互逆式双向电机（电动机/发电机）实现电能与高速旋转飞轮的机械能之间相互转换的一种储能技术<sup>[5,7,28]</sup>，主要由电机、飞轮转子、轴承系统、真空室、电力电子变流装置以及控制系统等几部分组成，典型的飞轮储能系统结构示意图如图1.3所示。在电力富裕条件下，由电力电子装置驱动飞轮到高速旋转状态，将电能转变为机械能储存起来；释能时则刚好相反，高速旋转的飞轮驱动电机作为发电机运行，将飞轮动能转换成电能，并通过电力电子接口送入电网提供给用户使用。因此，飞轮储能通过转子的加速和减速，实现电能的存储和释放。

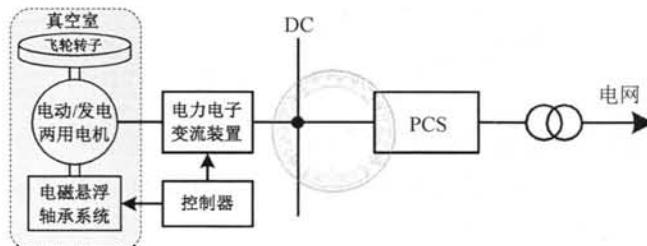


图 1.3: 飞轮储能系统结构示意图

飞轮储能系统在可再生能源发电、电网调频、大功率牵引机车、不间断电源、电磁炮等领域均得到了应用。鉴于飞轮储能环境友好的巨大优势，国内外针对飞轮储能进行了广泛的研究，主要集中在提高储能容量，研究可靠、低损耗的飞轮轴承系统，飞轮储能特种电机的研究以及特殊应用场合（如不间断电源、航空、军事）飞轮储能的应用<sup>[14,17,19]</sup>。

在大容量飞轮储能系统研究领域，以美国能源巨头 Beacon Power 公司、波音公司以及德克萨斯大学奥斯汀分校为佼佼者，其中美国 Beacon Power 公司一直从事大规模飞轮储能系统的商业开发工作，其公司的总功率 20MW、总储能 5MWh 的飞轮储能系统阵列已经投入商业运营；而波音公司研制了额定功率 100kW、储能 5kWh 的飞轮储能系统并应用于商用客机与航空领域，轴承选用高温超导磁悬浮轴承，飞轮储能电机采用永磁无刷直流电机；以及国德克萨斯大学奥斯汀分校研制了额定功率 2MW、储能 100kWh 的飞轮储能系统。

此外，美国航空航天局（NASA）与美国空军联合研制了新一代储能和姿态控制飞轮系统，这种飞轮系统集姿态控制与和辅助储能两种功能于一身，有效的减小了系统的体积和质量，目前此种飞轮系统已经成功应用于航空飞行器中。而飞轮储能在不间断电源领域的应用，美国 Active Power 与 Satcon 公司、荷兰的 Hitec、德国的 ATZ 与 Piller 公司均已具有商业化的飞轮储能产品。

## 1.2.2 电磁储能

### 1) 超导储能

超导储能 (Superconductor Magnetics Energy Storage, SMES) 是将能量存储在超导线圈产生的磁场中，其能量为  $E = 0.5 \cdot L \cdot I^2$ ，其中  $L$  是超导线圈的电感， $I$  是流过线圈的直流电流。运行于超导状态下的超导线圈无直流电流焦耳热损耗，同时它可以传导的平均电流密度比一般常规线圈可高达两个数量级，因此可以产生很强的磁场，从而达到很高的储能密度且能长时间无损耗的储能<sup>[2,5,27,29]</sup>。一般而言，超导储能系统主要由超导线圈、冷却系统、变流器、失超保护与控制系统组成，其结构示意图如图1.4所示，其中失超保护主要包含过热、高压放电以及应力过载 3 种情况。

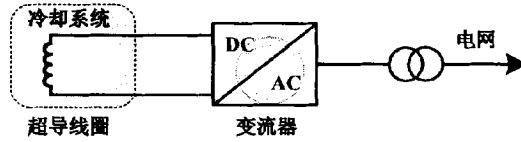


图 1.4: 超导储能系统结构示意图

目前，微型超导储能设备（小于 10MW）已经实现了商业化，并且有超过 30 台安装在美国的不同地点，总容量约 50MW，用于提高电能质量，其运行温度为 4.2K。慕尼黑工业大学研发了模块化 1MW 超导储能设备，能够运行在 3kV，运行温度为 4.2K。此外，运行在 20K 的高温 SMES 已经在德国、芬兰、美国以及韩国均有示范工程的应

用。2011 由中科院电工所承担研制的世界首座超导变电站在甘肃省白银市正式投入电网运行，集成了 1MJ/0.5MVA 高温超导储能系统。然而，和其他的储能技术相比，目前 SMES 仍然很昂贵，除了超导体本身的费用外，维持低温所需要的费用也相当可观。因此，投资与运行成本高是影响超导储能发展的主要障碍。

## 2) 超级电容储能

超级电容以电场能的方式将电能储存起来，这是超级电容与传统电容的共同点，即工作原理在本质上与传统电容器是类似的，但是超级电容器的极板采用活性炭，它的电极具有极大的有效面积，因此可以存储更多的电能，其存储容量是普通电容器存储容量的 20~1000 倍，同时它又保持了传统电容器释放能量速度快的特点。由于超级电容直接以电场能进行存储，不涉及能量转换与化学反应，充放电过程均为物理过程，因此超级电容储能的优点是转换效率高（一般可达 95% 以上），并具有瞬时输出功率大、充放电速度快、循环寿命长、剩余电量容易预测等优点。然而不足之处在于，超级电容储能自放电率高，并且单体电容电压低，在工程应用中通常采用多个超级电容器串并联组合而成，以满足电压等级和储能容量的要求，由于不同超级电容器的内部参数存在差异，导致了单体超级电容器的电压不一致，这严重影响了整体系统的可靠性<sup>[19,21,25]</sup>。

超级电容储能适合高峰值功率、低能量的应用场合，目前在低功率水平上已经获得商业化，主要用于便携式电子设备和汽车工业。由于超级电容能在充满电的浮充状态下正常工作十年以上，因此超级电容器可以在电压跌落和瞬态干扰期间提高供电质量。此外，通过将超级电容与其他能量型储能组成混合储能系统，以充分利用超级电容瞬时输出功率大、可频繁充放电以及响应速度快的优势。然而总体来说，超级电容器目前的价格还比较昂贵，极大地限制了其在电力储能的大规模推广使用。

### 1.2.3 化学储能

化学储能即通过电化学反应完成电能和化学能之间的相互转换，从而实现电能的存储和释放，它不仅不需要燃烧化石燃料，而且对负荷反应速度快<sup>[29]</sup>。同时，建造蓄电池设备不需要特殊的地理条件，建设周期短，而且进行模块化扩容改造方便等，因此较适合作为电力系统储能设备。目前，化学储能主要包括铅酸电池、锂离子电池、钠硫电池、液流电池这几种方式。

#### 1) 铅酸电池

铅酸电池的应用较早，并且技术成熟、价格低廉、安全可靠，其作为电动车用电源、不间断电源、军用电源、电力系统负荷均衡的储能电源等，已经在各个行业得到了广泛应用<sup>[13,19,23,27,30]</sup>。在电力储能方面，美国自 1987 年在北卡罗来州建立第一座用于电力调峰 0.5MW/1h 铅酸电池储能系统以来，目前已建立多达 14 个大容量铅酸电池储能系统，其中最大容量为 36MW，而德国、西班牙、法国等国家均有铅酸电池应用。目前，我国成为电池的主要生产地，铅酸电池产量超过全球电池产量的 40%，比较典型的应用有国网张北风光储输储能电站 100kW/6h 铅酸电池储能系统，以及浙江温州市洞头县鹿西岛

并网型微网示范工程中 2MW/2h 的铅酸电池储能系统。

然而，铅酸电池存在使用寿命较短、功率密度低、运行维护费用高、充放电速度慢等不足，虽然初期投入成本较少，但是铅酸电池的有限循环寿命在很大程度上提高了其单次储能价格，使其在实际储能价格上处于劣势，并且铅酸电池的报废将产生环境污染问题，从而严重阻碍了铅酸电池在大规模储能的应用<sup>[19]</sup>。

## 2) 钠硫电池

钠硫电池以熔融态的钠和硫分别作为负极和正极，陶瓷管作为固态电解质兼正负极隔膜，电池的工作温度在 300°~350°，钠硫电池能量密度和转换效率高，是一种能够同时适用于功率型储能和能量型储能的蓄电池<sup>[27,29,31]</sup>。但钠硫电池的制造比较困难，对电池材料、电池结构要求高，因此制造成本较高；并且钠硫电池在使用时对运行条件的要求苛刻，必须维持在高温状态，需要附加供热设备来维持温度；此外，其安全性相对较差，高温运行的钠硫电池一旦陶瓷管破裂将形成短路，进而酿成很大的安全事故，比如 2011 年 2 月和 9 月，日本接连烧掉两座钠硫电池储能电站，尤其是三菱材料筑波制作所的钠硫电池储能电站。

由于钠硫电池产品的制造比较困难，目前只有日本 NGK 公司的钠硫电池产品已经商业化，并且在钠硫电池研发、生产、商业运营和工程应用上取得了巨大成功，装机容量超过 300MW，除了在日本建立钠硫电池储能系统和风力发电配套系统外，近年来 NKG 公司将钠硫电池推广到美国、欧洲和中东。

## 3) 锂离子电池

早期锂离子电池的发展对于移动电子设备的发展起到了很大的推动作用，但是传统锂离子电池的安全性及成本在很大程度上限制了其在电网储能中的大规模应用<sup>[18,23,27,31]</sup>。近年来，磷酸铁锂的正极材料首次从材料上降低了锂离子电池的价格，使得锂离子电池在大规模电力储能的应用成为可能。若能较好地解决系统的安全问题，磷酸铁锂电池也将是电力系统储能的重要候选技术之一。目前磷酸铁锂电池在我国电力储能占据主导地位，比较典型的有南方电网公司在深圳建设的 4MW 储能示范电站，国网张北风光储输储能电站包含 6MW/6h 与 4MW/4h 磷酸铁锂电池储能系统。

## 3) 液流电池

与其他电池不同的是，液流电池电解质是分别存放在两个不同的容器中，通过泵的驱动实现循环流动，并在惰性电极上发生电化学反应而完成能量存储与释放的电池，其最大的特点是功率和容量相互独立，可以根据需求分别调整系统的容量和功率的大小，并且由于采用流动的电解质使得液流电池的响应速度很快<sup>[13,23,27,31]</sup>。

目前比较成熟的液流电池包括全钒液流电池、锌溴液流电池、铁铬液流电池和多硫化物/溴液流电池，而其中又以全钒液流电池研究最为广泛并且占据了大部分液流电池市场<sup>[14,32]</sup>。全钒液流电池几乎无自放电且循环寿命长，以及其功率和容量具有其它类型电池无法比拟的解耦特性，较强的容量扩展性使其比较适合大容量电网储能应用。目前，全钒液流电池的商业化开发主要在日本和加拿大，如日本在 Hokkaido 风电场安装

的 6MW/1h、日本北岛 Tomamae 的 4MW/1.5h 全钒液流电池储能系统，两者均用于平滑风电场出力波动。2009 年北京普能世纪科技有限公司完成对加拿大最大的钒电池 VRB Power 公司的收购，普能公司拥有钒电池领域 40 多项覆盖全球的专利，掌控了全球钒液流电池领域超过 50% 的核心技术专利，并在国网张北风光储输储能电站建立 2MW/4h 的钒液流电池系统。全钒液流电池的劣势在于其能量密度低，目前最先进的产品其能量密度也只能达到铅酸电池的水平，并且由于能量密度低导致其占地面积大，因此比较适合于对土地资源要求不高的大型储能电站或者依附大型新能源发电站（风电场、光伏电站等）而建设。

最后，总结前述三大类共 9 种主要储能方式在电力储能应用的成熟度，如图 1.5a 所示，可见根据其发展成熟度不同可以分为三个层次，首先抽水储能与铅酸电池技术已经成熟，其使用历史已超过 100 年，但都存在各自继续发展的瓶颈，比如抽水储能存在生态破坏问题，而铅酸电池存在寿命短、循环次数少以及电池报废等问题。而压缩空气储能由于依赖特殊的地理环境（如天然岩洞），以及地面微型储存设施的不完善，因此压缩空气储能仍然处于基本成熟阶段。飞轮储能无论是小功率 UPS 应用还是大容量电网储能均已有数量众多的成功应用，这尤其以美国的 Active Power 与 Beacon Power 为代表，因此飞轮储能已接近基本成熟。此外，由于日本 NGK 公司钠硫电池技术的持续进步，已基本完成商业化开发，而锂电池由于长寿命、低成本磷酸铁锂材料的引入而获得巨大成功，因此钠硫电池与锂电池锂电池形成并驾齐驱的局面。最后，超导储能、超级电容器以及钒液流电池的成熟度相对较低，还不具备大规模推广应用的技术与经济条件。

此外，根据前述储能方式的输出功率以及最大放电时间，得到两者的关系如图 1.5b 所示，可见超级电容器、飞轮储能以及超导储能三种储能方式的最大放电时间均处于分钟级别以下，其共同特点是响应速度快，并且循环周期长，可以频繁的进行储能与释能操作，因此一般将这种储能方式称为功率型储能。另一方面，铅酸电池、锂电池、钠硫电池、压缩空气以及抽水储能的放电时间很长，最少可以达到数小时，这种储能方式呈现能量型特点。需要注意的是，钒液流电池由于采用液态电解液循环的方式，因此其功率和容量相互独立，同时具备功率型与能量型储能的优势。

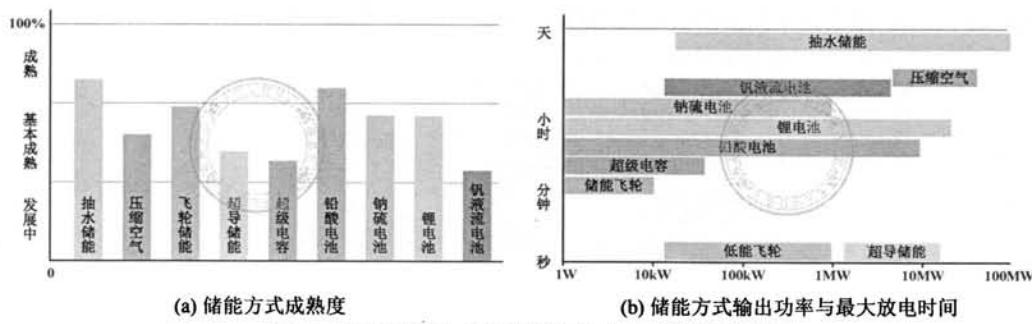


图 1.5: 不同储能方式成熟度与输出功率等级示意图

未来广泛应用于电力系统的储能技术，至少需达到兆瓦级/兆瓦时级的储能规模。目

前，抽水蓄能、压缩空气储能和电化学电池储能可达到兆瓦级/兆瓦时级的储能规模，而飞轮储能、超导磁储能及超级电容器等功率型储能技术很难达到兆瓦时级。并且虽然抽水储能技术成熟，但抽水储能受地理条件的限制且引起生态破坏；压缩空气储能也存在同样的问题，即依赖特殊的地理条件（如天然洞穴），而地面微型压缩空气储能技术（如储气罐、钢瓶组和储气管道等）还集中在理论研究和小型实验层面，并没有应用的实例。而随着化学电池储能技术的日趋成熟，已经成为大规模储能领域的主要研究和应用方向。目前适合作为大规模储能的蓄电池有铅酸电池、锂离子电池、钠硫电池和钒液流电池等，其中铅酸电池的应用较早，并且技术成熟、价格低廉、安全可靠，但是使用寿命较短、功率密度低、运行维护费用高，很难满足大规模储能发展的要求，特别是铅酸电池的制造、使用和报废回收都可能造成环境污染，因此进一步发展的潜力不大。而锂离子电池、钠硫电池和钒液流电池储能技术在安全性、能量转换效率和经济性等方面已经取得重大突破，产业化应用的条件日趋成熟，在项目数量、装机容量方面，份额都超过了 80%，被认为是未来储能技术发展的主要方向<sup>[5,7,18]</sup>。

### 1.3 PCS 拓扑结构与发展趋势

除了传统抽水储能之外，新型储能方式均需要通过电力电子交流装置实现与电网的能量交互，以目前发展最为迅速的锂电池为例，其储能系统结构如图1.6所示，可见其主要由电池管理系统（Battery Management System, BMS）、双向能量转换系统（Power Conversion System, PCS）、以及监控及通讯系统三部分组成。其中 BMS 主要通过研究电池特性，根据得到的电池充放电数据，确定电池运行状态，同时将电池运行状态参数，传输给控制系统或者更高级的监控系统。大规模储能系统对 BMS 的要求主要包括：数据采集、保护与诊断功能、标准通信协议以及热管理等功能。研究电池管理系统，对于延长电池使用寿命、维护电池安全运行等方面，都具有重要意义<sup>[23,31]</sup>。另一方面，电池组的荷电状态（State of Charge, SOC）是电池电量的直接反映，它不但提供了实际储能系统的当前存储能量的重要信息，同时也为电池的使用、管理和维护提供重要依据，因为电池的过充和过放都会导致电池寿命的下降，甚至会造成电池的损坏与爆炸<sup>[19,33]</sup>。因此，严格监控储能电池组的 SOC 是储能用 BMS 的另一项重要的任务。

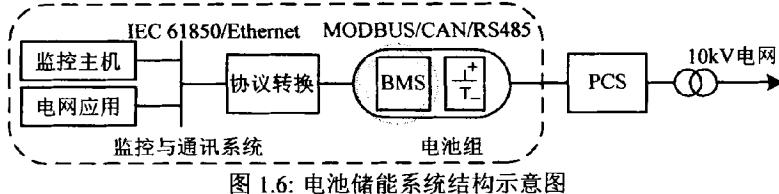


图 1.6: 电池储能系统结构示意图

其中 PCS 作为直流侧电池系统与交流侧电网的接口，主要实现储能电池与电网的双向功率调节以及其它的辅助功能，是整个储能系统的核心与关键组成部分。目前大容量储能 PCS 主要有两个方案，即低压模块化并联结构与链式多电平（Cascaded Multilevel

Converter, CMC) 结构<sup>[23,31,34]</sup>, 其结构分别如图1.7a与图1.7b所示。其中 CMC 结构可以分为含 DC/DC 单元变换器与标准单元变换器两种。此外, 还有一种基于模块化多电平 (Modular Multilevel Converter, MMC) 的高压储能拓扑, 然而由于该拓扑需要大量储能元件串联构成 MMC 的高压直流母线, 储能元件的均压、散热、环流等问题限制了基于 MMC 储能系统的应用。且已有研究表明, CMC 在容错性、有功功率控制等方面比 MMC 更具优势<sup>[14]</sup>。

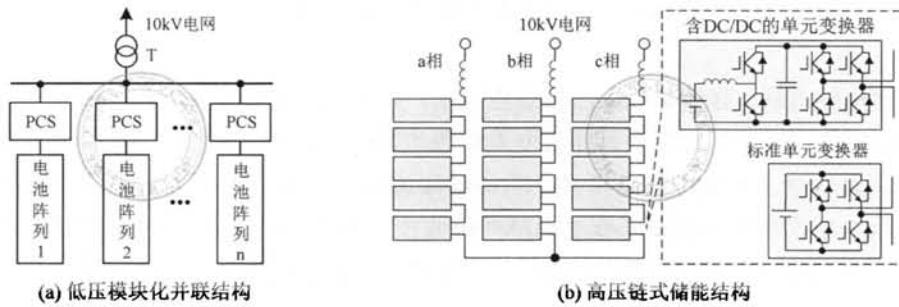


图 1.7: 大容量储能拓扑

链式储能结构具有以下优势: 1) 单个链节的直流侧电压较低, 需要串联的电池元件数量少; 2) 利用容错技术, 当单个模块发生故障后, 系统可以降额运行; 3) 输出电平数等效开关频率高, 电能质量好, 可不通过升压变压器直接接入中压电网。但是拓扑的控制涉及并网、模块冗余、模块间均衡等多个目标, 控制难度增大。研究发现由于链式储能拓扑变换器的串联结构, 同相各储能单元流过电流相同使得输出功率耦合, 能量均衡控制范围有限。并且随着充放电状态的改变, 电池储能系统中各电池由于生产工艺和使用等原因导致的 SOC 的差异, 在充放电过程中很难消除。假设电池 SOC 的正常工作范围为 30% 至 100%, 那么在充电过程中当某电池的 SOC 值提前升至 100%, 或者在放电过程中某电池的 SOC 值提前降至 30% 时, 则整个电池储能系统将被迫退出运行, 形成“短板”效应, 因此电池 SOC 不均衡成为了制约整个储能系统可用容量和装置可用率的瓶颈因素<sup>[33]</sup>。以及链式拓扑接能量型和功率型混合储能时, 储能元件的相间与相内 SOC 的控制难度更大, 容易造成电池的过充和过放。

低压模块化并联结构通过在变压器的低压侧 (一般小于 1kV) 将多个中等功率 (一般小于 500kW) 的 PCS 并联实现大容量电能存储, 优点是基本模块的控制技术比较成熟, 且模块化并联系统的功率可扩展性强, 采用合理的协调技术和冗余控制可显著提高系统的并网电流质量和可靠性。目前在建或已投入运行的示范工程 (如国网张北风光储输储能电站, 南网宝清电池储能电站, 国网青岛薛家岛电动汽车充换储电站等) 均采用此结构。而高压链式储能由于控制的复杂性以及对低压电池系统的绝缘要求高, 目前处在理论研究阶段, 还未有实际应用。

而低压 PCS 根据是否含有 DC/DC 单元, 分为单级式 PCS 和双级式 PCS 两种, 如图1.8所示。在单级式 PCS 结构中, 由于 PCS 直流侧电压较高 (一般大于 700V), 需要

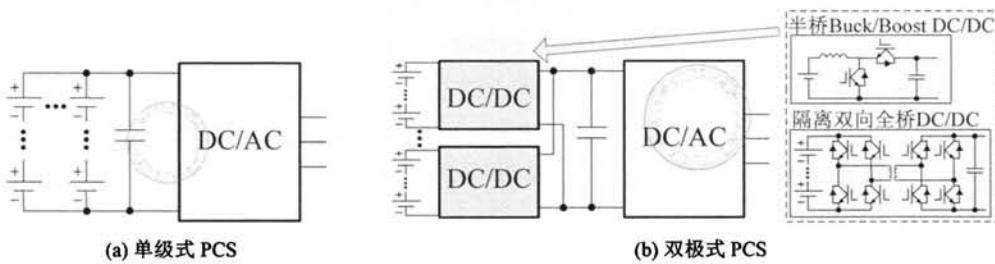


图 1.8: 低压模块换并联 PCS 系统单元结构

大量单体电池串联，导致电池组的可靠性较低，并且电池组直接并联存在环流以及充放电不均的问题，因此其容量受到并联电池组数的限制。此外，当其应用在单相系统或三相不平衡系统时，直流母线电压会产生两倍频波动，并进一步引起电池组电流产生二倍频分量，导致电池组频繁充放电而降低电池使用寿命。而双极式 PCS 在储能电池与 DC/AC 之间增加了一级 DC/DC 变流器，首先通过升压手段可以显著降低储能电池的端电压，并且避免了电池组环流，实现各并联电池组的充放电水平的独立调节<sup>[23,31,35]</sup>。

两级式 PCS 的 DC/DC 变换器主要有不隔离型半桥 Buck/Boost 双向变换器和隔离型双向全桥 (Dual Active Bridge, DAB) 变换器, 如图1.8b所示。其中 DAB 变换器通过中间高频变压器为电池系统提供电磁隔离, 有效保障电池的安全, 并且该变换器可以提供非常高的电压增益, 在相同的直流母线电压情况下可以减少电池组端电压的要求, 从而减少电池串联个数, 有助于整体系统可靠性的提高<sup>[35-50]</sup>。目前针对 DAB 变换器在调制优化<sup>[36,37,41,42,49,50]</sup>、软开关<sup>[37,39,43-45]</sup>、变压器磁饱和抑制<sup>[40,45]</sup>等方面也进行了大量卓有成效的研究。尽管如此, DAB 变换器的效率依旧低下, 满载 (带额定负载) 时效率目前最高只能到 94% ~ 95% (而低载时效率更低), 因此效率低下成为制约 DAB 在储能系统中应用的主要原因<sup>[25,44,50]</sup>。而半桥型 Buck/Boost 双向变换器的效率目前可以达到 98.5%, 并且在拓扑结构与控制复杂度上要比 DAB 简单的多。考虑到低压 PCS 的并网电压较低, 对储能系统的绝缘要求不高, 半桥型 Buck/Boost 双向 DC/DC 变换器应用最为广泛。需要特别指出的是, 由于 DAB 变换器采用高频变压器实现电气隔离, 因此可以极大地减小变压器的体积, 既可以应用在低压模块化并联拓扑也可以应用在链式高压 PCS 拓扑, 目前对 DAB 的研究主要集中在降低损耗提高效率上, 包括软开关技术、多移相控制等, 随着 DAB 变换器转换效率的不断提升, 可以预见未来 DAB 将在大规模储能发挥越来越重要的作用。

另一方面,根据PCS并网侧DC/AC(一般为电压源型逆变器 Voltage Source Converter, VSC)接口的不同,目前有两电平与多电平两种结构。采用多电平结构的优势是逆变器输出  $du/dt$  更小以及等效开关频率高,可以减小并网电抗的体积,从而减小逆变器的体积和重量,非常有利于模块化的堆叠设计。除此之外,采用多电平拓扑可以降低并网逆变器的开关损耗、电抗器损耗,从而进一步提高PCS整体转换效率。

目前市场上已有的 PCS 产品，绝大部分为两电平结构，如阳光电源、四方电气、山

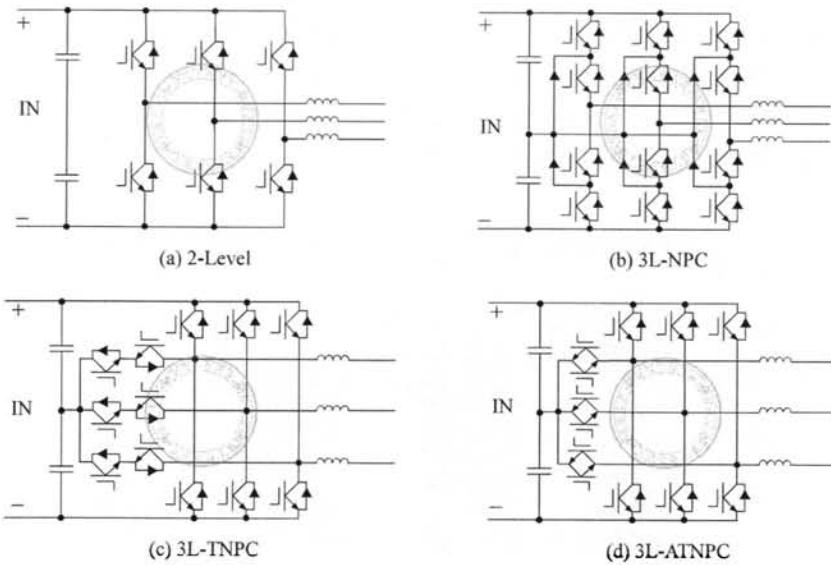


图 1.9: 两电平与三电平主电路拓扑结构

亿新能源等。两电平单元拓扑如图1.9a所示，根据实际应用是否含有中线又可分为三相三线制、三相四线电容中点式以及四桥臂结构三种具体形式，两电平具有结构简单紧凑且应用广泛成熟的优势，但该拓扑在大功率输出且开关管工作在较高开关频率时，存在开关损耗大、散热设计困难的问题。目前只有盛弘电气使用的是二极管箝位型三电平(Three-level Neutral Point Clamped Converter, 3L-NPC)结构，其单元拓扑如图1.9b所示。3L-NPC 的优势是桥臂串联的 4 个开关管额定耐压相同且均为直流母线电压的一半，以母线电压 800V 为例，选择额定电压 600V 开关管即可满足要求，因此其开关损耗较低，或者在相同散热条件下 3L-NPC 开关频率可以更高。然而，该拓扑存在的不足是对开关管的开通与关断顺序有严格的要求，否则容易引起内管过电压而导致损坏。此外，研究表明，3L-NPC 存在功率管损耗不均的现象，即中间两个 IGBT 的损耗远远大于外层两个 IGBT，导致主电路散热设计以及大功率集成困难<sup>[51]</sup>，虽然有源箝位型三电平可以有效缓解该现象<sup>[51-53]</sup>，但其控制复杂性且造价高不利用工程推广应用，因此有源箝位型三电平拓扑已基本遭到淘汰。

如图1.9c所示，T型三电平拓扑(T-type Three-level Neutral Point Clamped Converter, 3L-TNPC)通过两个反并联 IGBT 将桥臂中点与直流侧中性点连接，与 3L-NPC 拓扑相比 3L-TNPC 每个桥臂要少两个箝位二极管，因此其导通损耗更小。耐压方面，3L-TNPC 的外层两个 IGBT 的额定电压与两电平相同，而内层两个 IGBT 的耐压为直流母线电压的一半，同样以 800V 直流母线电压为例，外层 IGBT 的额定电压需要 1200V，而内层 IGBT 的耐压与 3L-NPC 相同均为 600V，因此 3L-TNPC 拓扑的开关损耗较 3L-NPC 略高。此外，与 3L-NPC 相比较，3L-TNPC 最大的优势是对驱动时序没有特殊要求，只要保证不会引起直流侧电容短路即可。为了进一步减小损耗，富士电机公司推出增强型 T 型三

电平拓扑 (Advanced T-type Three-level Neutral Point Clamped Converter, 3L-ATNPC)，其基本单元结构如图1.9d所示，该拓扑采用能够承受反压的逆阻型 IGBT 取代内层两个 IGBT，在 3L-TNPC 拓扑的基础上继续减少两个二极管，伴随的是导通损耗的进一步减小<sup>[54]</sup>。需要注意的是，由于 3L-ATNPC 拓扑中间两个 IGBT 在关断期间将承受反压，因此其驱动/保护要求与传统 IGBT 略有不同<sup>[55]</sup>。

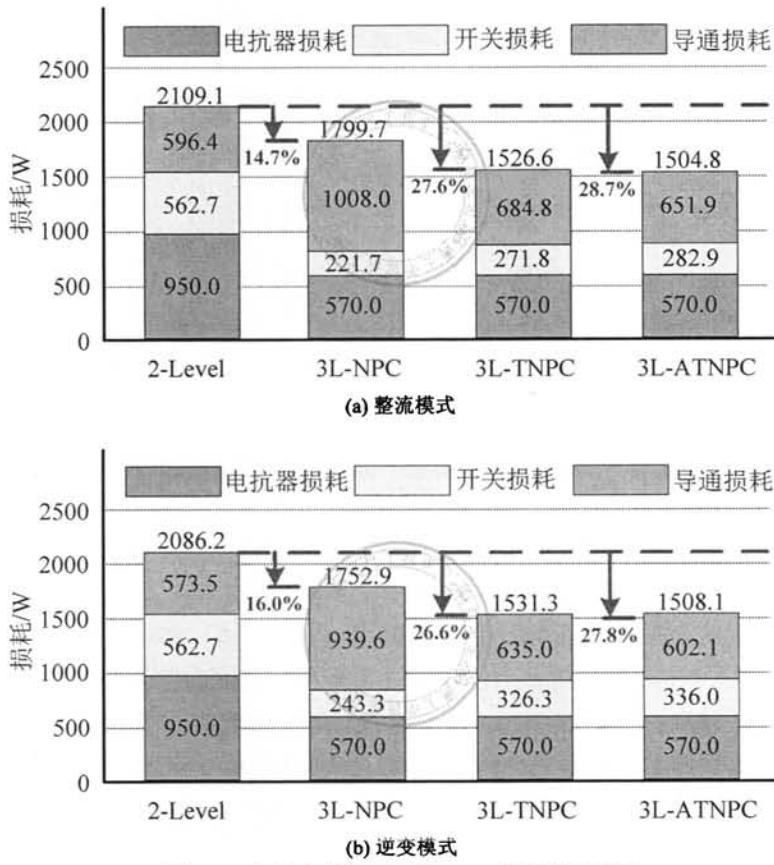


图 1.10: 富士电机公司四类 VSC 损耗测试结果

富士电机对其公司的 2-Level、3L-NPC、3L-TNPC、3L-ATNPC 这四类 VSC 进行了损耗测试，模块的型号分别是 2MBI300VH-120-50、2MBI300VB-060-50、4MBI300VH-120-50 和 4MBI300VG-120R-50，模块的额定电压均为 1200V，额定电流均为 300A，双向变换器额定容量为 100kVA，开关频率为 5kHz。根据富士电机测试报告，得出四类 VSC 损耗情况如图1.10所示<sup>[54]</sup>，可见无论是整流还是逆变模式，两电平拓扑 VSC 的电抗器损耗为 950W，而三电平电抗器损耗为 570W，这也验证了采用多电平拓扑可以减小电抗器体积和损耗的结论。并且 3L-NPC 的导通损耗在这四类拓扑最大，甚至呈现两倍的关系。此外，T 型三电平的导通损耗基本与两电平持平，而其开关损耗却大为降低，因此总体上 T 型三电平的损耗较小。综合整流与逆变两种工作模式，3L-NPC 损耗较两

电平损耗降低约 15%，3L-TNPC 较两电平损耗降低约 27%，而 3L-ATNPC 较两电平损耗减小约 28%。因此不难看出，采用多电平技术可以降低变流器损耗并减小体积，从而有利于 PCS 整体效率的提升与模块化集成。

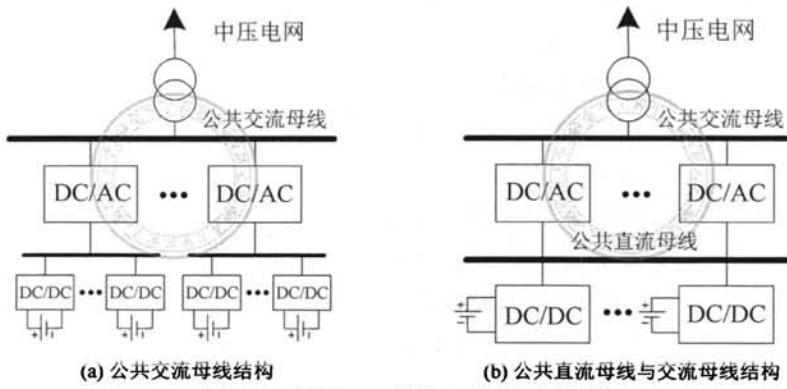


图 1.11: 低压 PCS 模块化并联两种结构

如图1.11所示，两级式 PCS 模块化并联存在两种结构<sup>[19,23]</sup>，一种是各 VSC 交流侧并联，而各 VSC 单元的直流侧独立，如图1.11a所示；另外一种结构是各 PCS 单元的直流侧与交流侧均并联，产生公共的直流母线与交流母线，如图1.11b所示。其中 (a) 类结构的优势是各并联 VSC 相互独立，可以使用载波移相实现开关纹波对消，控制相对简单。而 (b) 类结构存在的问题是各 VSC 存在环流，控制更复杂。然而，由于 (b) 类结构存在公共直流母线，通过 DC/DC 可以非常方便地实现各类储能介质和新能源的接入，如混合储能、光伏发电等。此外，(b) 类结构更符合模块化设计的思想，直流侧与交流侧均可实现模块化设计，比 (a) 类拓扑有更高的可靠性与模块冗余性。

总体来讲，实现大容量储能的 PCS 主要有两个方向，即低压模块化并联结构和高压级联链式 PCS 结构，而低压模块化 PCS 并联在技术成熟度、绝缘耐压要求等方面均要优于链式 PCS 拓扑。此外，在低压 PCS 中，两级式 PCS 由于在电池组环流、均流控制、纹波电流等方面的优势，已经成为当前 PCS 的主要形式。而双极式 PCS 的 DC/DC 环节上，半桥型 Buck/Boost 双向变换器具有结构与控制简单、效率高的特点，在大功率 PCS 的 DC/DC 环节占据主体地位，而以 DAB 为代表的隔离型 DC/DC 变换器主要应用在一些对电池安全要求高的场所（如电动汽车等）。然而随着 DAB 控制技术的持续进步，当其效率达到或接近半桥 Buck/Boost 变换器水平时，未来将在 PCS 发挥举足轻重的作用。

低压模块化 PCS 的并网 VSC 主要有两电平与多电平两种，多电平的优势是损耗更小、等效开关频率高、所需并网电抗器感值更小，因此有利于散热设计并减小体积，成为模块化 PCS 的发展方向。从目前的产品看，已有部分公司采用三电平拓扑，但是更多电平拓扑的 PCS 还未见报道。而在两级式 PCS 并联方案中，公共直流母线与交流母线结构可以更好地满足模块化并联的要求，且在可靠性与冗余性方面占据优势。因此，两级式公共直流母线与交流母线的模块化多电平并联结构，成为大容量 PCS 发展的方向。

## 1.4 PCS 系统控制难点与关键技术

如前所述，PCS 作为整个储能系统的核心，负责完成储能介质与电网/负载的能量交互，因此 PCS 的控制性能直接决定了整个储能系统的性能优劣。在低压模块化并联 PCS 结构中，由于多电平 VSC 可以降低损耗、提高等效开关频率以及减小滤波器体积而得到越来越多的关注，并且市面上已有部分公司产品开始采用三电平拓扑，而更高电平（比如五电平）的研究还鲜有报道。此外，对于 PCS 而言，其存在两种工作模式，即并网模式与离网模式，而不同的工作模式对变流器的性能要求迥异。具体而言，当变流器工作在并网模式时，PCS 的并网点电压由大电网决定，此时 PCS 相当于一个可控电流源，其相对电网而言既可以是用电单元（储能）也可以是发电单元（释能），此时 PCS 可以根据电网以及自身需求调节注入电网的有功与无功功率，因此对 PCS 而言重点关注的是其并网电流质量。而在大电网因故障停电的情况下，在有些应用场合需要 PCS 为负载提供不间断供电，典型的场合包括微电网、用户侧 PCS、医院、重要军事设施等，此时 PCS 虽然也呈现为发电单元，但与并网模式不同的是，离网模式下 PCS 相当于一个可控的电压源，并且对其关注的重点是其所能为负载提供的电压质量，而变流器的输出电流此时由负载决定。

具体而言，PCS 控制系统的难点与关键技术包括以下几个方面：

1) 多电平变流器的电压平衡，目前针对三电平变流器的电压平衡已有成熟的解决方法，总体上可以分为空间矢量调制 (Space Vector Modulation, SVM)<sup>[51–53,56–70]</sup> 与零序注入载波调制<sup>[56–58]</sup> 两大类，其中 SVM 以其算法灵活性高、优化空间大而更具优势，经典的有基于小矢量作用时间分配的最近三矢量调制 (Nearst Three Vector SVM, NTV-SVM)<sup>[59,60,63,64,69,70]</sup> 与虚拟空间矢量调制 (Virtual SVM, VSVM)<sup>[61,62,65,67,68]</sup>。二极管箝位型五电平变流器 (Five Level Diode Clamped Converter, 5L-DCC) 可以比三电平输出更丰富的电平数以及更好的电压质量，因此可进一步减小输出滤波器的体积。然而为了保障 5L-DCC 的正常运行，需要控制其直流侧的 4 组电容电压保持平衡，均压难度很大<sup>[71–77]</sup>。且已有研究表明，基于传统 NTV-SVM 冗余矢量序列的均压算法可以实现 5L-DCC 在低调制比（小于 0.5）的电压平衡，而随着调制比的继续增大，冗余矢量序列持续减小，导致 NTV-SVM 在高调制比区域电压平衡困难，表现为调制比越高，变流器功率因数越低<sup>[1,78–89]</sup>；而基于内六边形矢量分解 (Vector Decomposed SVM based on Hexagon 1, VDSVM-H1) 的非最近三矢量 SVM 虽然实现了 5L-DCC 高调制比电容均压，并且算法不受功率因数的影响，但是 VDSVM-H1 没有考虑矢量序列切换瞬间对输出电压的影响，导致变流器桥臂电压存在越级跳变的风险<sup>[1,85,87,90]</sup>。

2) 在电网电压平衡条件下，通常在正序同步旋转坐标 (Positive Sequence Synchronous Reference Frame, PS-SRF) 采用基于基波正序电网电压矢量定向的并网电流控制方式，由于在 PS-SRF 坐标系基波正序分量表现为直流量，因此利用经典 PI 控制器对直流分量的无穷大增益即可实现对该直流信号的无静差调节，算法具有实现简单、技术成熟的优势。然而，变流器在 PS-SRF 坐标系表现为一个两输入/两输出系统，并且 d、q 轴电流存

在交叉耦合项，不利于频率响应、根轨迹等分析工具展开研究。并且，由于数字控制的一拍延时，传统电流状态反馈解耦方法存在解耦不完全的问题，导致闭环频率响应在控制频率附近产生输出放大，这种现象被称为闭环奇异点<sup>[91-99]</sup>。此外，当需要进行高次谐波补偿时，或者大功率变流器应用场合受半导体功率器件散热要求而导致开关频率较低时，在这些系统载波比很低的情况下，数字控制引入的延时将成为制约控制系统稳定的主要因素，为了提高系统稳定性并避免闭环奇异点都必须对电流环进行延时补偿<sup>[99-104]</sup>。最后，对确定的控制器而言，如何设置控制器增益以实现系统性能的最优成为设计者共同追求的目标，其中对控制系统的性能要求主要分为两个方面，一方面为对参考给定信号的跟踪能力，另一方面即对扰动信号的抑制能力（对于并网状态的 PCS 而言，电网电压信号即为扰动量；而对于离网状态的 PCS 而言，负载电流即为扰动信号），然而单纯依靠调节控制器增益很难同时满足两者的要求<sup>[92,105-109]</sup>，为此需要改进控制策略以满足电流环对参考信号和扰动信号两者的性能指标。

3) 当电网电压跌落而发生不平衡时，对 PCS 并网电流控制提出了更高的要求，具体表现在参考电流给定与电流有效控制两方面<sup>[110-136]</sup>。其中不平衡条件下并网型变流器参考电流给定通常有两种方式，一种是以并网点功率为控制对象，并消除变流器与电网有功功率交换的波动，但此时变流器直流侧将产生两倍频分量<sup>[117,119,120]</sup>；另外一种以消除变流器出口有功功率波动为目标，此时输出滤波器的瞬时有功功率由电网提供<sup>[110,112,124,131,136]</sup>。然而对于 PCS 而言可以通过 DC/DC 维持直流侧电压稳定，这也使得 PCS 在不平衡电网的运行具备其他可能性。其次，在不平衡条件下变流器需要实现对正序与负序 (Negative Sequence, NS) 分量的无静差控制，主要有双同步旋转坐标系控制 (Double Synchronous Frame Control, DSRFC)<sup>[120]</sup> 与静止坐标系的谐振控制器 (Resonant Controllers, RCs)<sup>[137-143]</sup> 两种，其中 RCs 又包含比例谐振 (Proportional Resonant, PR) 控制器与矢量比例积分 (Vector Proportional Integral, VPI) 控制器两种<sup>[144,145]</sup>，并且通过频率转移可知 RCs 等效于一个 PS-SRF 与 NS-SRF 控制器的叠加，但是由于 RCs 包含负序分量的极点，导致其暂态响应与 PS-SRF 控制器迥然不同。再次，对于 PR 控制器而言，当谐振频率超过由比例增益确定的开环幅值穿越频率时，RCs 将在其谐振频率附近产生两个额外的 0dB 穿越点，而 VPI 控制器总是表现出这种复杂的频率响应，导致传统基于相位裕度与增益裕度的分析方法对 RCs 调节系统已不再适用<sup>[100,102,140]</sup>。此外，RCs 在谐振频率处增益突变为无穷大，而相位突变 180°，RCs 的这种频率特性将导致系统奈奎斯特曲线在控制频率处渐近线过于靠近临界点，从而在谐振频率附近产生输出放大现象，因此 RCs 的延时补偿对提高系统稳定性以及闭环奇异点抑制发挥决定性作用<sup>[98,100,146,147]</sup>。最后，针对 RCs 选择合适的离散化方法将直接决定其实现效果，重点考察包括谐振频率匹配、谐振峰值、稳定性、延时补偿有效性在内的主要性能指标<sup>[102,147,148]</sup>，然而无论是分析还是实现都是一件非常复杂而繁琐的工作，另外一种思路是直接在离散域构造数字控制器，并直接考虑数字控制的一拍延时<sup>[94]</sup>。进一步，当电网含有高次谐波时，要求控制器能够抑制谐波电压对系统的影响，以及为了抑制变流器本身死区等非线性因素带来

的影响，需要控制器能够具备对高次谐波分量的有效控制。

4) 当 PCS 运行在离网模式时，其作为一个发电单元进行控制，重点关注其所能为负载提供的电压质量，目前控制方式主要分为输出电压有效值控制与电压瞬时值反馈控制两种方式，其中有效值闭环控制的优势是系统鲁棒性较好且参数调节简单，不足之处在于输出电压质量不高，尤其是在不平衡与非线性负载的情况下输出电压质量将进一步恶化。电压瞬时值控制方式又包含输出单闭环与双闭环两种，其中单闭环控制以负载端电压作为反馈量进行调节并且控制器的输出直接作为调制波信号，其不足之处在于系统稳定裕度不高，并且不能为输出滤波器提供额外阻尼，导致系统存在谐振的风险，并且控制系统性能容易受负载阻抗的影响<sup>[149-151]</sup>。双闭环控制方式的电流内环可以采用电感电流反馈也可以采用电容电流反馈，两种方式均可以为系统提供额外的阻尼，改善被控对象的频率特性，从而抑制输出滤波器的潜在谐振<sup>[152-156]</sup>。双闭环控制方式系统稳定性裕度高，并且通过在电压控制器引入各次谐波分量的调节，可以补偿不平衡负载以及非线性负载在输出滤波器以及隔离变压器的压降，从而为负载提供很高的电压质量<sup>[157-162]</sup>。然而，无论是 PR 还是 VPI 控制器，将其直接应用在电压源输出变流器时，均存在闭环带宽小（响应速度慢）以及潜在的输出放大问题，因此需要改进控制器以满足响应速度与输出精度的要求，并且同时还能抑制变流器本身非线性因素以及不平衡与非线性负载对输出电压的影响。

## 1.5 论文的主要工作与组织结构

模块化并联型 PCS 以其可扩展性强、配置灵活以及技术成熟等优势成为大容量储能的发展方向，并且随着多电平技术的进步，PCS 输出接口越来越倾向于采用多电平方案以减小滤波器体积并有助于整体效率的提高。其存在的主要的关键技术难点主要表现在以下几个方面：1) 多电平变流器的电压平衡问题，虽然三电平已有较成熟的方法，但是对于五电平变流器的电压平衡目前还有待深入研究以提供完整的解决方案；2) PCS 在电网电压平衡情况下的电流环控制，是构成电网不平衡以及畸变条件下变流器控制的基础，而有关其电流环解耦、延时补偿、控制器增益调节以及抑制电网电压扰动等方面的内容还未有统一而全面的分析与研究，尤其各因素的内在联系及相互影响还有待发掘；3) 当电网电压存在不平衡与畸变的情况下，要求控制器同时具备正序与负序分量的调节能力，而静止坐标系的 RCs 以其无需坐标变换且能同时完成对正序与负序分量的无静差调节的优势而得到广泛应用，而有关 RCs 的构造原理、暂态响应、延时补偿、控制器参数设计等方面还没有明确的指导依据，尤其是当控制器需要进行高次谐波补偿的情况下，如何进行延时补偿以及选择控制器增益以提高控制系统稳定性并避免输出放大，将对 PCS 的并网性能产生决定性的作用；4) 当 PCS 运行在离网模式时，输出电压有效值闭环控制方式以其简单可靠、鲁棒性好的优势而在工业应用被广泛采用，其存在的不足是不具备不平衡与高次谐波补偿能力，因此供电电压质量较低。而单电压闭环瞬时值控制方式的优势是无需电流传感器从而成本较低，但由于其无法为输出滤波器提供

阻尼而导致系统稳定性很差，以及存在对输出滤波器参数鲁棒性不高等不足。双闭环控制方式通过电流内环为被控对象提供阻尼，并且通过在电压环引入负序以及各次谐波补偿，可以极大地提高负载供电质量，因此双闭环控制方式成为研究的热点。然而，目前针对电流内环的角色定位仍然不明确，尤其其增益设计还没有可靠而明确的指导依据；并且将 RCs 引入电压环实现各次补偿时，为了避免输出放大将引发系统各控制频率处的带宽过小的问题。

针对低压模块化并联结构 PCS 存在的以上问题，本文通过以下几个方面分别对其进行分析与讨论：

第一章详细介绍了对大规模储能的应用需求，并且从储能方式与变流器拓扑两方面介绍了大规模储能的现状与发展趋势。当前各种储能介质的发展有齐头并进趋势，重点要解决储能介质的大容量、高效率、长寿命、低成本、高可靠性等技术问题，而目前以锂离子电池、钠硫电池、液流电池为代表的电化学电池储能技术进步最快，具备储能发展趋势的所有潜质，成为目前大规模储能技术的发展方向。实现大容量储能的 PCS 主要有两个方向，即低压模块化并联结构和高压级联链式 PCS 结构，而低压模块化 PCS 并联在技术成熟度、绝缘耐压要求等方面均要优于链式 PCS 拓扑，并且在低压 PCS 由于多电平拓扑在效率、体积、模块化集成等方面的优势而备受关注。

第二章针对多电平 PCS 的 SVM 展开研究，首先从两电平拓扑入手，介绍了矢量调制的基本原理与实现步骤，然后将该方法引入到三电平拓扑，介绍了 NTV-SVM 与 VSVM 两种方法的均压原理与实现。进一步，将 SVM 拓展到 5L-DCC 并针对其电压平衡展开研究，介绍了低调制比条件下基于目标函数优化的 NTV-SVM 均压原理，并根据参考矢量所在区域提出了一种最优矢量序列选择方法；而在高调制区域，针对 VDSVM-H1 存在的矢量序列切换瞬间输出电压越级跳变的问题，在 VDSVM-H1 的基础上提出一种优化的均压算法（Optimized VDSVM-H1, OVDSVM-H1），其基本原理是在每个三角形增加 6 组冗余矢量序列，并根据矢量序列的起始矢量进行分组，并结合电容电压状态提出一种矢量序列选择规则，从而避免了输出电压的越级跳变；除此之外，为了减小 5L-DCC 在高调制比条件下输出线电压的电平跳变，提出一种混合 SVM 均压算法，在优化区域输出线电压从 3 级跳变减小为 2 级或者单级电平输出，极大的改善了 5L-DCC 在高调制比的输出谐波特性，并且算法不受功率因数的影响。

第三章重点关注 PCS 在电网平衡条件下电流环的控制，按照矢量模型、解耦分析、参数敏感性分析、延时影响与延时补偿、控制器参数设计、电网电压扰动抑制等内容依次展开。首先，传统 PS-SRF 坐标系变流器模型表现为两输入/两输出系统，并且 d、q 轴电流存在交叉耦合项，使得频率响应、根轨迹等分析工具难以展开，为了避免这个问题，通过 SVM 的矢量概念，介绍了变流器的矢量模型，并进一步得到其在 PS-SRF 的离散矢量模型。其次，介绍了目前已有的两种解耦方法，即电流状态反馈解耦与复系数 PI（Complex Proportional Integral, cPI）控制器解耦，并讨论了两种解耦方法的有效性与参数敏感性。再次，详细分析了数字控制一拍延时对电流环的影响，并针对 PI 与 cPI 控

制器分别分析了其延时补偿方法。此外，以 cPI 控制器为例，讨论了控制器增益的三种设计方法，指出临界阻尼设计方法可以获得最短的调节时间并且阶跃响应没有超调，其对应的增益也称为最优控制器增益。最后，针对电网电压扰动的抑制展开研究，分析了电网电压前馈与有源阻尼方法的有效性，并给出了最优阻尼电阻的设计方法。

第四章针对 PCS 在电网不平衡与畸变条件下电流环的控制展开研究，并按照参考电流给定、正/负序电流控制、DSRFC 解耦特性、RCs 暂态响应、闭环奇异点抑制、RCs 延时补偿、高次谐波补偿、离散域控制器设计等关键点展开。首先讨论了不平衡条件下的功率计算，分析了抑制并网点功率波动、抑制母线电压波动以及 PCS 最大功率输出三种参考电流计算方法。其次，分别分析了基于 PI 与 cPI 的 DSRFC 控制器的解耦特性与参数敏感性，并与其等效的两种 RCs (PR 与 VPI) 控制器的暂态响应进行比较。再次，通过奈奎斯特曲线详细介绍了闭环奇异点产生的原因以及如何避免输出放大，并讨论了 PR 与 VPI 控制器的延时补偿方法。此外，通过在控制器引入各次谐波补偿，通过闭环死区补偿验证了两种 RCs 的高次谐波调节能力。最后，介绍了 PS-SRF 的离散域控制器构造原理，并将该方法引入 DSRFC 控制，得到了静止坐标系的等效方程，并进一步将其推广到各次谐波分量，使得所提离散域电流控制器具备死区补偿能力。

第五章详细分析了 PCS 在离网发电模式的控制策略，主要包括有效值闭环、基于 PR 与 VPI 的单电压闭环控制、电流内环最优增益设计、基于 PR 与 VPI 的双闭环控制、被控对象最优阻尼设计、离散域数字控制器的构造等内容。首先，通过输出电压有效值闭环控制方式引出对控制系统的要求，即能够抑制变流器非线性因素、不平衡负载、非线性负载对输出电压的影响。其次，针对双闭环控制策略，分析了两种 RCs 在单电压闭环控制的延时补偿并指出其存在的局限性，即响应速度慢并且稳定裕度不高。再次，通过根轨迹分析方法给出了双闭环控制策略电流内环最优增益设计准则，以及将 PR 与 VPI 作为外环电压控制器的延时补偿方法。此外，根据电流内环的本质提出了基于被控对象最优阻尼的参数设计方法，该设计方法更为直接且物理概念清晰。最后，提出了一种 PS-SRF 电压外环离散域数字控制器，并详细讨论了基于临界阻尼的控制器增益设计方法，以及通过构造对应 NS-SRF 控制器得到 DSRFC 静止坐标系的等效控制器 DVPI-LC，分析了控制器的延时补偿方法，并进一步将 DVPI-LC 扩展到各次谐波分量，使其具备闭环死区补偿以及抑制不平衡与非线性负载对输出电压影响的能力。

第六章对全文进行了总结并对后续研究工作进行了展望。

## 第二章 多电平变流器的矢量调制与电压平衡

电压源型变流器（VSC）直流侧采用电容器为其提供电压支撑，其拓扑具有结构简单、可靠性高以及空载损耗小等优势，成为 PCS 交流输出侧主要选择形式并构成其核心关键组成部分，同时也在电能质量调节、电机驱动、可再生能源发电、不间断供电电源等领域获得广泛的应用。虽然不同应用场合其对 VSC 的性能需求也不尽相同，并由此产生各式各样的针对性控制策略，但是对于相同拓扑而言其调制方法却是相同的，并且通常内环控制器的输出即为 VSC 调制波信号。基于面积等效原理，调制的目的是通过不同的开关组合使得 VSC 在每个开关周期输出电压的平均值与调制波相等。目前，得益于各种高性能数字信号处理器的快速发展，使得数字控制技术已占据绝对的主体。此时可以将 VSC 理解为功率版的模数转换器，负责将控制器输出的调制波（数字信号）转换为期望的出口电压（模拟信号），并且由于调制波信号具有在每个采样周期保持不变的特点，因此一般采用零阶保持器对 VSC 进行离散化<sup>[92,94,102,153,163–166]</sup>。

总体而言，调制方式可以分为载波调制与矢量调制（SVM）两大类，两种调制方式各具优势，在某些特定情况下两者是等效的，并且在实际中均存在大量应用。其中载波调制的特点是算法与实现均较为简单，因此容易理解与掌握，其中数字控制一般通过规则采样进行近似逼近，并且可以通过在载波的波峰与波谷同时采用的方式，使得实际采样频率为载波频率的两倍，并以此提高控制系统带宽，这对于开关频率不高的大功率 VSC 尤为重要<sup>[92,167]</sup>。SVM 的特点是将三相输出电压作为一个整体考虑，具有直流母线电压利用率高的优势，虽然载波调制可以通过注入零序分量提高电压利用率，但实现不如 SVM 直接且相对更为复杂。并且 SVM 可以通过优化矢量序列以满足特定的应用需求，比如减少开关动作以降低功率管的发热、过调制处理等等，因此 SVM 的优化较载波调制更为方便。此外，对于多电平拓扑，SVM 可以通过冗余矢量实现直流母线电压的调节，以达到直流侧电压平衡的目的。为此，鉴于 SVM 具有的系列优势，重点介绍 SVM 在两电平、三电平以及二极管箝位型五电平（5L-DCC）中的应用。

两电平 VSC 主要包括三种类型，即三相三线制（Two level three phase three wire, 2L-3P3W）、三相四线电容中点式（Two level three phase four wire with split-capacitor, 2L-3P4WSC）以及四桥臂（Two level three phase four wire four leg, 2L-3P4W4L）结构，且每种拓扑的调制方式目前均很成熟。首先，对于 2L-3P3W 拓扑 SVM 而言，一般采用均分零矢量七段式矢量序列以实现参考矢量的最佳逼近，而对于发热敏感的场合可以采用五段式矢量序列，在每个开关周期维持其中一个桥臂的功率管不动作，以此减小功率器件开关损耗。其次，由于 2L-3P4WSC 拓扑强制直流侧中性点输出，此时各桥臂通过中性线构成三个独立的单相 VSC，破坏了三相整体性因此该拓扑的电压利用率较低，针对 2L-3P4WSC 拓扑通常采用载波调制并通过注入零序分量实现直流侧均压目的。此

外，3P4W4L 的空间矢量分布呈现三维立体结构，因此其分析与实现均比 2L-3P3W 更为复杂，目前主要有  $\alpha\beta\gamma$  与  $abc$  坐标系两种实现方式；其中在  $\alpha\beta\gamma$  坐标系其空间矢量分布表现为规整的 7 层六棱柱形状，并且在  $\alpha\beta$  的投影为平面六边形，因此可以采用类似 2L-3P3W 拓扑 SVM 的扇区判别方法将 3P4W4L 空间矢量分为 6 个三棱柱，并进一步将每个三棱柱划分为 4 个四面体，因此在  $\alpha\beta\gamma$  坐标系的分析与实现均非常直观；而 3P4W4L 在  $abc$  坐标系的矢量分别表现为两个立方体交叠的形状，可直接划分为 24 个四面体并进行矢量作用时间的计算，并且由于无需坐标变换，因此其实现较  $\alpha\beta\gamma$  坐标系更为简单直接。

对于三电平 VSC 目前已有工业应用的主要三相三线制 (Three level three phase three wire, 3L-3P3W) 与三相四线电容中点式 (Three level three phase four wire with split-capacitor, 3L-3P4WSC) 两种，虽然采用四桥臂拓扑具有更好的零序输出能力，但是由于该拓扑的调制与均压过于复杂而鲜有报道且还未见实际应用。并且对多电平拓扑而言，保持直流母线电压平衡是其工作的基本要求，显然三电平拓扑也不例外，对于 3L-3P3W 主要有两种 SVM 均压方法，第一种是通过调整小矢量作用时间抑制中点电位偏移，由于其通过 NTV-SVM 进行矢量合成，因此变流器输出电压谐波特性最好，但是存在固有的中点电位低频振荡问题；另外一种是虚拟空间矢量 (VSVM)，即通过小矢量合成虚拟矢量并取代中矢量，从而消除中点电压低频波动，但是 VSVM 本质属于非最近三矢量合成，因此其输出电压谐波特性较差，最明显的特征是输出线电压存在电平重叠现象。而对于 3L-3P4WSC 拓扑，其在  $\alpha\beta\gamma$  坐标系空间矢量同样呈现为 7 层六棱柱形状，并且在  $\alpha\beta$  平面投影与 3L-3P3W 空间矢量（两个六边形嵌套）相同。然而，对于 3L-3P4WSC 而言，即使采用 SVM 也不具备直流电压利用率高的优势，并且其 SVM 实现过于复杂且电压平衡存在不稳定区域，因此实际应用更倾向于采用零序分量注入的载波调制策略。

与三电平相比较，显然 5L-DCC 可以输出更高的电压质量，并且由于直流侧可以承受更高的母线电压而可以应用于更高电压等级场合。然而对 5L-DCC 而言，维持其直流侧 4 组电容电压平衡是变流器工作的前提条件，并构成 5L-DCC 重点与难点问题，也是推动 5L-DCC 实现工业应用的关键。其中以基于目标函数优化的均压策略应用最为广泛，该方法以减小直流侧电容能量误差为依据，通过选择冗余矢量序列实现对直流侧电压的调节，然而该方法存在明显局限性，表现如下：

- 1) 5L-DCC 具有其特殊的开关机制，即桥臂输出电压只能在相邻电平切换，不允许越级跳变，否则将引起内管过电压；虽然箝位型三电平也有类似的开关顺序要求，但是由于其矢量序列的构造均是以小矢量作为起始矢量，因此在变流器正常工作情况的时候无需特别越级跳变问题，并且变流器故障进行脉冲封锁时一般由驱动器满足保护时序的要求。而 5L-DCC 空间矢量呈现 4 个六边形嵌套的形状，为满足均压要求而构造数量众多的冗余矢量序列，在矢量序列切换的时候需要重点考虑变流器状态转移问题，以满足 5L-DCC 开关机制；

- 2) 当参考矢量位于内六边形时，通过构造七段式矢量序列即可满足均压要求，而

当参考矢量位于第二层六边形时，单独依靠七段式序列将无法满足 5L-DCC 电压平衡要求。此时必须引入五段式矢量序列，以达到直流侧电压平衡与窄脉冲消除的目的，但是有关矢量序列的选择规则目前还缺乏明确的指导依据；

3) 当参考矢量位于外两层六边形时，由于冗余矢量的减少，基于目标函数优化均压算法已无法满足 5L-DCC 均压要求，表现为调制比越高，功率因素越小，并且当参考矢量位于外层六边形时，变流器几乎很难输出有功功率，这就限制了 5L-DCC 在需要有功功率传输场合的应用。

针对以上 5L-DCC 在高调制比有功功率输出困难的问题，文献 [1] 提出一新颖的非最近三矢量 SVM 算法，该算法利用了内六边形 6 个有效矢量的 4 种冗余状态对直流侧电容的调节能力，以内六边形顶点为中心将 5L-DCC 空间矢量分解为 12 个两电平空间矢量，并进一步通过构造冗余矢量序列以及选择规则，使得 5L-DCC 可以工作在高调制比单位功率因数下，并且在过调制时直流侧电容电压依然保持均衡。为了避免了输出电压的越级跳变，文献 [1] 在冗余矢量序列构造当中插入了过渡矢量，然而不足之处在于其没有考虑输出电压在矢量序列切换瞬间的越级跳变问题，也即当前采样时刻矢量序列的选择没有变流器的电平输出状态，导致在采样时刻瞬间输出电压存在越级跳变的风险。此外，由于其本质属于非最近三矢量合成，因此输出电压谐波含量较大，降低了多电平拓扑固有的优势。

针对以上存在的问题，以下采用循序渐进的方式对 SVM 在两电平、三电平以及 5L-DCC 的应用依次展开。首先，以 2L-3P3W 拓扑为切入点，介绍 SVM 的原理与实现过程，并拓展到 2L-3P4W4L 拓扑；其次，进一步以 3L-3P3W 拓扑为对象，介绍 NTV-SVM 与 VSVM 两种均压算法原理，为 SVM 在 5L-DCC 的应用做铺垫；再次，针对 SVM 在 5L-DCC 在高调制比输出有功功率困难的问题，在文献 [1] 的基础上通过在每个三角形增加 6 个矢量序列，提出一种改进的高调制比高功率因数均压策略，解决了输出电压在采样时刻存在越级跳变的问题；最后，针对 5L-DCC 在高调制比情况下输出电压谐波含量大的问题，提出一种新型矢量分解方法，减小输出电压在采样周期合成矢量的电平跳变，并以此改善变流器谐波特性。

## 2.1 SVM 原理及其在两电平的实现

如前所述，针对 SVM 在两电平的应用，分为 2L-3P3W 和 2L-3P4W4L 这两种结构，其中前者是后者的基础，虽然简单却包含 SVM 的所有必要步骤，并且有助于理解后续多电平 SVM 电压平衡原理，为此首先介绍 2L-3P3W 拓扑的 SVM 原理与实现。

### 2.1.1 三相三线制

SVM 将三相调制电压作为整体考虑，为此首先引入三相合成矢量，其定义如下：

$$V_{\alpha\beta} = V_\alpha + j \cdot V_\beta = \frac{2}{3} \cdot (V_a + V_b \cdot e^{j \cdot 2\pi/3} + V_c \cdot e^{j \cdot 4\pi/3}) \quad (2.1)$$

将 2L-3P3W 的 8 种开关组合对应的输出电压代入式(2.1)，得到其空间矢量在  $\alpha\beta$  平面分布为如图2.1a所示的六边形，可见其含有 6 个非零矢量与 2 个零矢量，其中非零矢量分布于六边形的 6 个顶点，而零矢量位于原点，并且矢量图可进一步分为 6 个三角形区域，通常也称为扇区 I~扇区 VI。

由图2.1a可知 6 个扇区各占  $60^\circ$  区域，因此将其转换到  $60^\circ$  坐标系将使得参考矢量扇区判别以及合成矢量作用时间计算更为简便<sup>[56]</sup>，其中  $60^\circ$  坐标系的定义如图2.1b所示，从而得到：

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

进一步将矢量的模值以  $2/3V_{dc}$  进行标幺化，并结合图2.1a与式(2.2)得到其在  $gh$  坐标系的空间矢量分布如图2.1c所示，此时图2.1a所示零矢量在  $gh$  坐标系坐标相同且均位于原点，以  $V_0(0,0)$  表示。

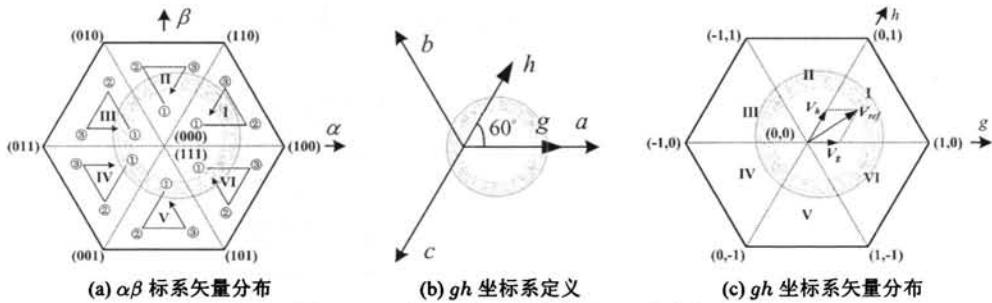


图 2.1: 两电平三相三线制空间矢量分布

首先，由图2.1c可以方便地得到其扇区判断依据，即如果  $V_g \geq 0$  且  $V_h \geq 0$  则位于第 I 扇区，而  $V_g + V_h \geq 0$  且  $V_h \geq 0$  则位于第 II 扇区， $V_g + V_h \leq 0$  且  $V_h \geq 0$  则位于第 III 扇区， $V_g \leq 0$  且  $V_h \leq 0$  则位于第 IV 扇区，以及  $V_g + V_h \leq 0$  且  $V_g \geq 0$  则位于第 V 扇区，最后  $V_g + V_h \geq 0$  且  $V_g \geq 0$  则位于第 VI 扇区。

进一步，计算合成矢量作用时间，如式(2.3)所示：

$$\begin{cases} V_{1g} \cdot T_1 + V_{2g} \cdot T_2 + V_{3g} \cdot T_3 = V_g \cdot T_s \\ V_{1h} \cdot T_1 + V_{2h} \cdot T_2 + V_{3h} \cdot T_3 = V_h \cdot T_s \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \end{cases} \quad (2.3)$$

其中  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  依次为合成矢量  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  的作用时间， $V_{1g}$ 、 $V_{2g}$ 、 $V_{3g}$  依次为合成矢量  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  在  $g$  轴的投影，而  $V_{1h}$ 、 $V_{2h}$ 、 $V_{3h}$  依次为合成矢量  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$  在  $h$  轴的投影，最后  $T_s$  为开关周期。

同样以参考矢量位于第 I 扇区为例，将  $V_1(0,0)$ 、 $V_2(1,0)$  与  $V_3(0,1)$  代入式(2.3)，即可得到：

$$\begin{cases} T_2 = V_g \cdot T_s \\ T_3 = V_h \cdot T_s \\ T_1 = T_s - T_2 - T_3 \end{cases} \quad (2.4)$$

如果  $T_1 < 0$  则需要对式(2.4)做过调制处理，如式(2.5)所示：

$$\begin{cases} T_{sum} = T_2 + T_3 \\ T_2 = T_2 \cdot \frac{T_s}{T_{sum}} \\ T_3 = T_3 \cdot \frac{T_s}{T_{sum}} \\ T_1 = T_s - T_2 - T_3 \end{cases} \quad (2.5)$$

为简化计算，当参考矢量位于扇区 II 至扇区 VI 时，需要将其转换到扇区 I，这样就可以直接应用式(2.4)与式(2.5)进行矢量作用时间计算，其中式(2.6)为扇区转换规则<sup>[56]</sup>，需要注意的是扇区 II、IV、VI 的矢量选择方向与扇区 I 呈现相反的关系，因此由式(2.4)计算得到的  $T_2$  与  $T_3$  需要进行调换，即  $T_2$  实际为  $V_3$  作用时间，而  $T_3$  为矢量  $V_2$  的作用时间。

$$V'_g = V_g + V \quad V'_h = -V_g \quad \text{第 II 扇区} \quad (2.6a)$$

$$V'_g = V_h \quad V'_h = -V_g - V_h \quad \text{第 III 扇区} \quad (2.6b)$$

$$V'_g = -V \quad V'_h = -V_h \quad \text{第 IV 扇区} \quad (2.6c)$$

$$V'_g = -V_g - V_h \quad V'_h = V_g \quad \text{第 V 扇区} \quad (2.6d)$$

$$V'_g = -V_h \quad V'_h = V_g + V_h \quad \text{第 VI 扇区} \quad (2.6e)$$

最后，根据选择的合成矢量构造矢量序列，虽然不同的矢量序列均能使变流器输出电压的平均值与参考电压相等，但是其对变流器的性能侧重点有所不同，因此 SVM 具有非常高的灵活性，这是载波调制所不具备的。以常用的七段式与五段式矢量序列为例，第 I 扇区矢量分布以及对应的矢量序列如图2.2所示，其中七段式的优势是电压逼近误差小且变流器输出电压谐波特性较好，而五段式的优势是开关损耗小，具体应用可以根据实际需求选择合适的矢量序列。

主要仿真参数如表2.1所示，如无特殊说明，本章节的所有仿真这些参数默认均是相同的。设置调制比 M 为 0.9，其中调制比的定义为线电压的峰值与直流母线电压的比值。应用前述 SVM 算法对 2L-3P3W 进行仿真，得到的仿真波形如图2.3所示，其中图2.3a所示为开关函数经低通滤波 (Low Pass Filter, LPF) 后得到的典型马鞍波，而图2.3b为变流器出口侧输出线电压波形，将其经过 LPF 后与参考电压相比较可知，两者是完全吻合的，如图2.3c所示。

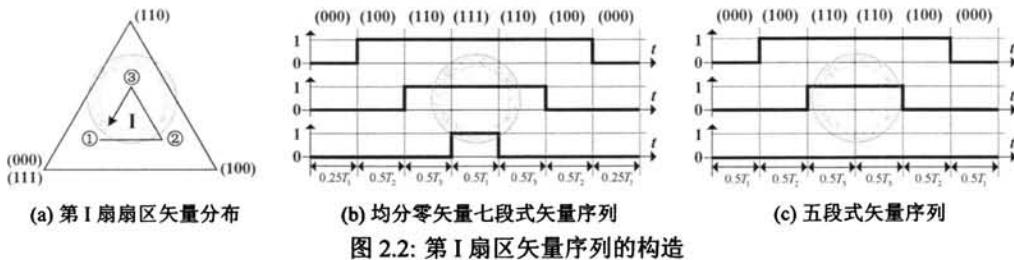


图 2.2: 第 I 扇区矢量序列的构造

表 2.1: 仿真参数

参数名称	数值	单位
直流母线电压	400	V
开关频率	5	kHz
输出电压频率	50	Hz

由以上分析可知, 2L-3P3W 的 SVM 尽管简单, 但却构成了四桥臂以及多电平 SVM 的基础。归纳起来, 对于 SVM 实现过程的几个关键步骤总结如下: 1) 确定参考矢量位置, 对于 2L-3L3W 拓扑而言即确定参考矢量所在的扇区; 2) 确定合成矢量以及矢量输出顺序, 一般选择最近三矢量合成参考矢量, 以上介绍的 2L-3L3W 即采用这种方式, 但对于多电平拓扑也存在非最近三矢量合成的情况; 3) 矢量作用时间计算, 由以上分析可知基于  $gh$  坐标系的矢量定位以及作用时间计算具有无需三角函数计算等优势而更为简便; 4) 矢量序列的确定, 基本原则是每个动作时刻限制有且仅有一个桥臂开关管动作, 以此减小开关噪声, 同时需要防止采样时刻变流器的开关状态产生突变。

### 2.1.2 四桥臂拓扑

如前所述, 四桥臂拓扑的优势是具有比电容中点式更好的零序输出能力, 并且对直流侧电容容量的要求更小, 从而有利于减小装置的体积。对于四桥臂拓扑的 SVM 实现一般有  $\alpha\beta\gamma$  与  $abc$  坐标系两种方式, 虽然  $abc$  坐标系实现更为简捷, 但是不如  $\alpha\beta\gamma$  坐标系

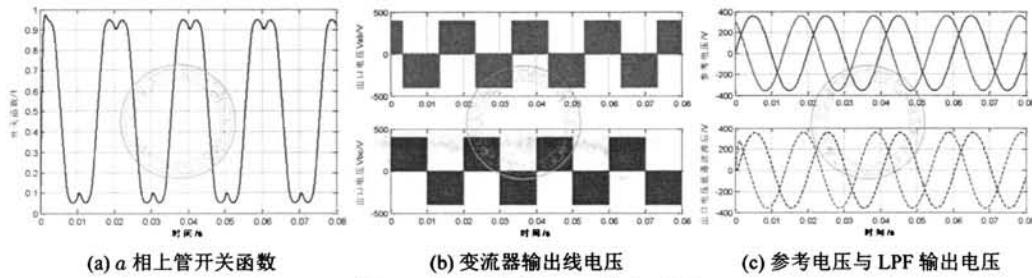


图 2.3: 参考电压与 LPF 输出电压

直观，因此以下以  $\alpha\beta\gamma$  坐标系为例进行介绍，其中  $\gamma$  代表零序分量，其定义如式(2.7)所示，并且其正方向为垂直  $\alpha\beta$  平面，如图2.4a 所示。

$$V_\gamma = \frac{1}{3} \cdot (V_a + V_b + V_c) \quad (2.7)$$

结合式(2.1)与式(2.7)得到 2L-3P4W4L 拓扑 16 个空间矢量在  $\alpha\beta\gamma$  坐标系的分布如图2.4a 所示。可见其呈现为三维立体 7 层六棱柱结构，且而其在  $\alpha\beta$  平面的投影如图2.4b 所示，其中 X 表示 0 或者 1，也即有两个空间矢量在  $\alpha\beta$  平面的投影是重合的。因此，按照 2L-3P3W 扇区划分法，可以将 2L-3P4W4L 空间矢量分为 6 个三棱柱，标号分别为三棱柱 I 至三棱柱 VI。

由前述 SVM 实现步骤可知，首先需要确定参考矢量所在位置，为此需要确定参考矢量所在三棱柱，显然可以采用 3L-3P3W 在  $gh$  坐标系相同的方法进行判断，如图2.4c 所示。进一步，将每个三棱柱分为 4 个四面体，其中三棱柱 I 的四面体分解如图2.5 所示，通过求解 4 个平面方程即可判断参考矢量所在的四面体具体编号，详细过程不再赘述。

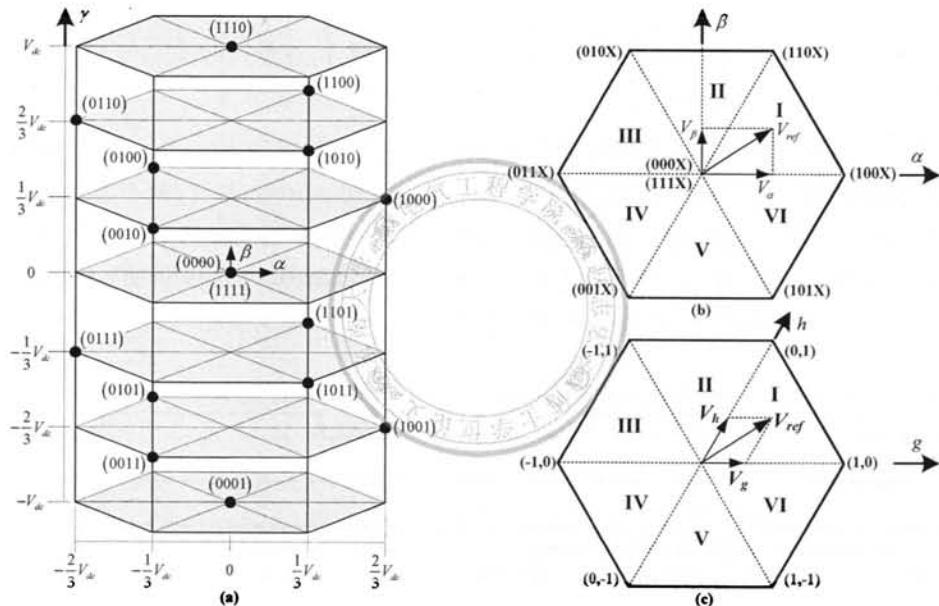


图 2.4: 两电平四桥臂拓扑空间矢量分布

其次，需要确定合成矢量以及输出顺序，对 2L-3P4W4L 拓扑而言，合成矢量即所在四面体顶点的 4 个矢量（零矢量作为 1 个矢量考虑），其包括 3 个有效矢量以及 2 个零矢量。按照 SVM 矢量序列输出要求，即每个动作时刻有且仅有一个桥臂开关管动作，以三棱柱 I 的四面体 I 为例，显然矢量输出顺序为  $V_1(0000) \rightarrow V_2(0001) \rightarrow V_3(1001) \rightarrow V_4(1101) \rightarrow V_1(1111)$ 。

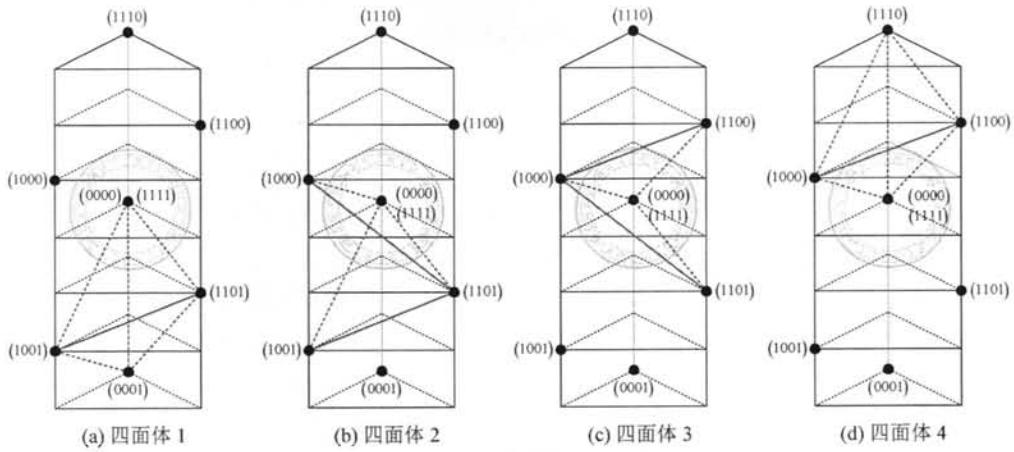


图 2.5: 三棱柱 I 分解为 4 个四面体

再次, 确定合成矢量作用时间, 同样根据伏秒平衡原理, 有式(2.8)成立:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^{\text{ref}} \\ V_{\beta}^{\text{ref}} \\ V_{\gamma}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \cdot T_s = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{3\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{3\beta} \\ V_{1\gamma} & V_{2\gamma} & V_{3\gamma} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

最后, 由所选择的合成矢量确定矢量序列, 与 2L-3P3W 类似的是, 2L-3P4W4L 也有两种矢量构造方法。具体而言, 第一种方法包含了 (0000) 与 (1111) 两个零矢量, 并且通过均分作用时间给两个零矢量, 如图 2.6a 所示, 此时四个桥臂在每个开关周期均发生一次开关动作; 与之相反, 第二种方法只使用零矢量 (0000), 驱动时序图 2.6b 所示, 其优势是在开关周期内维持一个桥臂的开关管不动作, 并以此来变流器减小开关损耗。

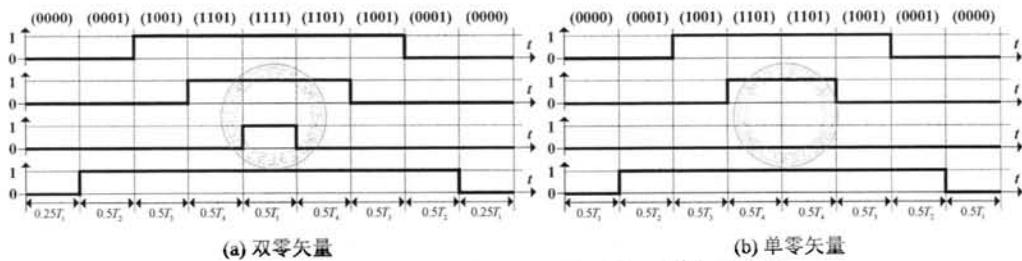


图 2.6: 三棱柱 I 四面体 1 矢量序列的两种构造方式

设置三相参考电压由正序、负序以及零序分量叠加而成, 其中正序、负序与零序电压的峰值分别为 160V、30V 与 20V, 对应的初相角分别为  $4\pi/9$ 、 $-\pi/3$  与  $4\pi/3$ , 得到参考电压空间矢量轨迹如图 2.7a 所示, 可见由于负序以及零序分量的影响, 电压矢量轨迹呈现三维椭圆形状。图 2.7b 为桥臂输出电压, 对其进行 LPF 后输出电压与参考电压是一致的, 如图 2.7c 所示, 其中输出电压的相位延迟是由 LPF 而引入的。

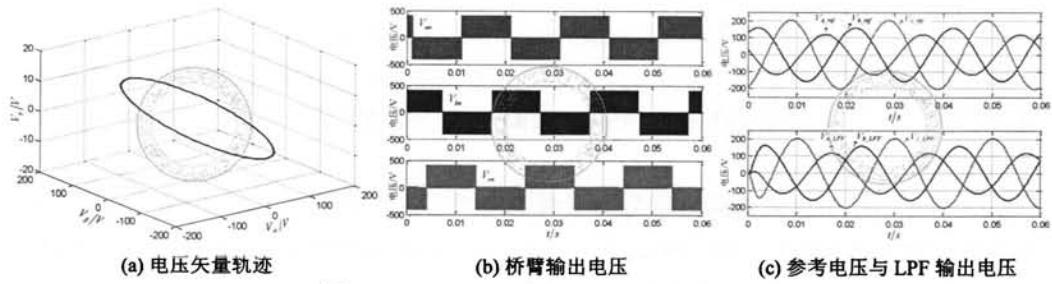


图 2.7: 2L-3P4W4L 拓扑 SVM 仿真结果

## 2.2 三电平 SVM 的实现

如前所述，对于三电平主要介绍 3L-3P3W 拓扑的 SVM 实现，并且针对该拓扑目前有两种成熟的 SVM 均压算法，分别是基于互补小矢量的 NTV-SVM 以及 VSVM 均压算法。其中 NTV-SVM 的优势是输出电压谐波特性较好，但变流器功率因素较低时直流电压存在低频振荡，而 VSVM 的优势是电容电压平衡效果好且不受功率因数的影响，不足之处在于变流器谐波特性不如 NTV-SVM<sup>[57]</sup>，以下将对这两种矢量调制方式的均压原理及实现方法分别进行介绍。

### 2.2.1 最近三矢量调制

由前述分析可知，对于 3L-3P3W 拓扑而言，目前工业应用主要有三种具体的主电路形式，分别二极管箝位型、T 型以及逆阻型三电平拓扑，而无论主电路采用何种形式，都可以用图2.8a所示的单刀三掷开关示意图进行等效，其中直流侧由  $C_1$  和  $C_2$  两组电容器串联构成 3 级电平，并且分别用 n、o、p 进行表示。对于三电平拓扑，无论是稳态还是暂态工作条件下，都需要维持其直流侧两个电容电压保持均衡，理想情况为  $V_{C_1} = V_{C_2} = 0.5 \cdot V_{dc}$ 。因此，对多电平的 SVM 而言，除了需要实现调制的基本功能以外，还应具备直流侧电容电压平衡的能力。

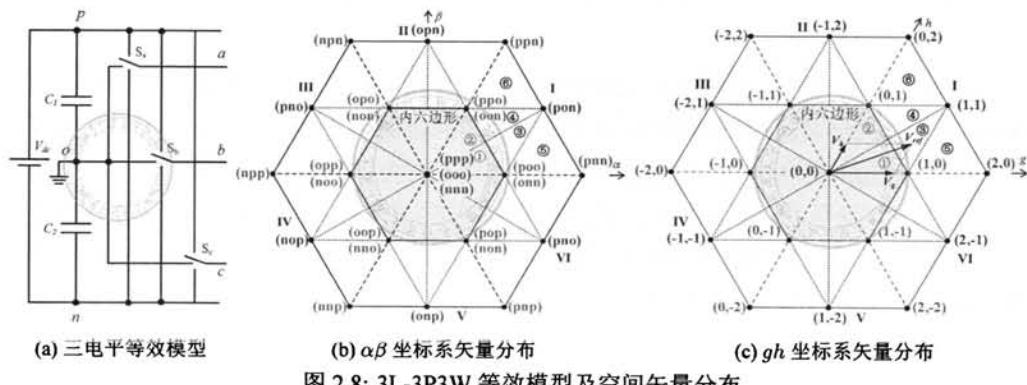


图 2.8: 3L-3P3W 等效模型及空间矢量分布

如图2.8a所示,由于每个桥臂有三种开关状态,因此3L-3P3W具有27个电压空间矢量,其在 $\alpha\beta$ 坐标系的分布如图2.8b所示,可见其呈现两个六边形嵌套的形状,分别称为内六边形与外六边形。其中内六边形的6个顶点有6个有效矢量,每个矢量有两种冗余状态,而在外六边形存在12个有效矢量,每个矢量只有一种状态,另外还有3个零矢量位于坐标原点。

习惯上根据矢量模值的大小将位于内六边形顶点、外六边形腰以及外六边形顶点的矢量分别称为小矢量、中矢量以及大矢量,不同的矢量类型对直流侧电容电压的影响也不尽相同。具体来说,成对出现的小矢量具有分别调节 $C_1$ 和 $C_2$ 电压的能力,并且中矢量将同时对 $C_1$ 与 $C_2$ 电压产生影响,而大矢量不会引起电容电压偏差<sup>[56]</sup>。以小矢量(poo)与(onn)、中矢量以(pon)以及大矢量(pnn)为例,其对应的主电路如图2.9a~图2.9d所示,其中(poo)习惯称作正小矢量,而(onn)为负小矢量。如图2.9a所示,对于小矢量(poo)来说,三相负载接在电容 $C_1$ 两端,而 $C_2$ 空载,显然如果 $i_a > 0$ 则对 $C_1$ 进行放电,而 $i_a < 0$ 则对 $C_1$ 充电。如图2.9b所示,小矢量(onn)所示主电路三相负载接在 $C_2$ 两端,而 $C_1$ 空载,此时如果 $i_a > 0$ 则对 $C_2$ 进行放电,而 $i_a < 0$ 则对 $C_2$ 充电。应用同样的分析方法可知中矢量(pon)将同时对 $C_1$ 和 $C_2$ 的电压产生影响,而大矢量(pnn)由于电容中性点电流为零,因此大矢量不会引起电容电压偏差。

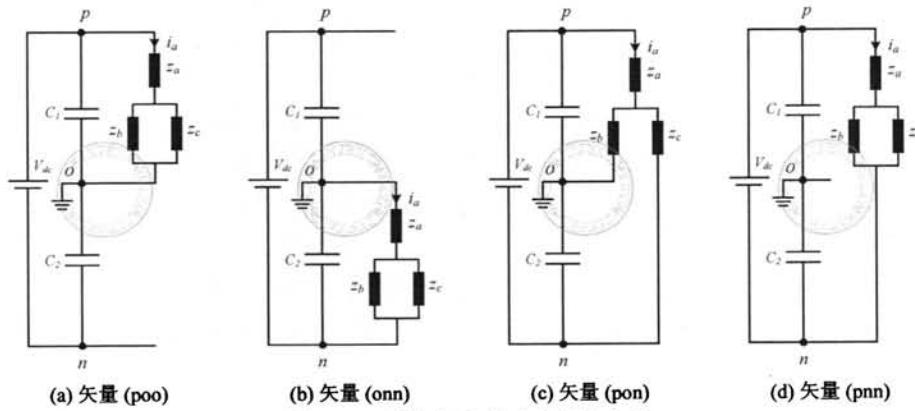


图 2.9: 三种空间矢量对应的主电路

最近NTV-SVM正是利用小矢量的这种电压调节能力,并根据直流侧电容电压的状态,调整冗余小矢量的作用时间达到电压平衡的目的。如图2.8b所示,将每个扇区分为6个三角形区域①~⑥,这种划分方法也称为6三角形分区法,并通过式(2.2)转换到图2.8c所示gh坐标系,并进一步由式(2.6)转换到第I扇区,此时通过求解三条直线方程即可判断参考矢量具体所在三角形区域。另外,也可以把每个扇区划分为4个三角形区域,也即4三角形分区法,如图2.10a所示。

如图2.10b所示,对于6三角形分区法,当参考矢量位于三角形①、③、⑤时选择(poo)与(onn)进行电压调节,而位于三角形②、④、⑥时以(ppo)与(oon)进行电压调

整，这样做的目的是尽量避免窄脉冲对小矢量的影响，并以此增强算法对直流侧电容电压调节能力。而对于4三角形分区法，均选择(poo)与(onn)进行电压调节，如图2.10a所示。需要注意的是，无论是4三角形分区法还是6三角形分区法，在矢量序列构造过程中应统一以正小矢量或者负小矢量作为矢量序列的起始与结束矢量，这样就可以避免矢量序列切换瞬间引起多个桥臂开关管动作以及桥臂输出电压越级跳变问题。

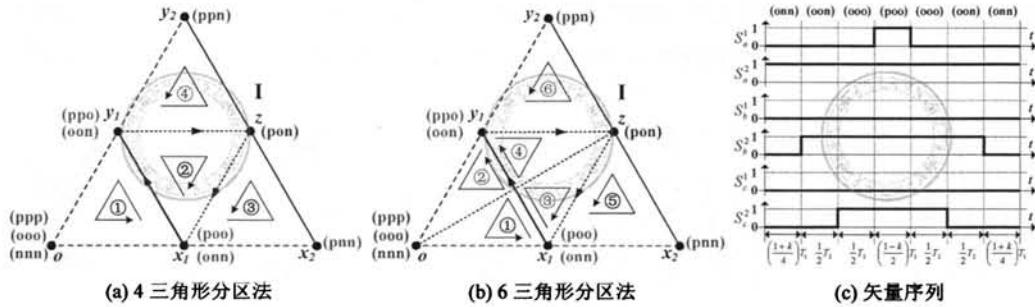


图 2.10: 扇区 I 矢量分布与选择顺序

如图2.10a与图2.10b所示分别为两种分区方法在第I扇区矢量分布以及矢量选择顺序，需要满足的基本规则是相邻三角形公共边的矢量切入方向相同。鉴于6三角形分区能够更好地抑制窄脉冲对电压平衡的影响，以6三角形分区为例进行分析，如图2.10a所示，由于三角形①、②合成矢量相同，因此均按 $\Delta(ox_1y_1)$ 考虑，同理三角形③、④均按 $\Delta(x_1y_1z)$ 考虑，两者的相邻边为 $x_1y_1$ ，并且矢量切入方向均为 $x_1 \rightarrow y_1$ 。进一步，由所选择的合成矢量在各三角形得到其矢量序列如表2.2所示，并且三角形①矢量序列对应的驱动信号如图2.10b所示，其中 $k$ 为电压平衡因子。

表 2.2: 3L-3P3W 最近三矢量扇区 I 矢量序列

三角形区域	矢量序列
4分区三角形①	(onn)-(oon)-(ooo)-(poo)-(ppo)-(ppp)-(poo)-(ooo)-(oon)-(onn)
6分区三角形①	(onn)-(oon)-(ooo)-(poo)-(ooo)-(oon)-(onn)
4分区三角形②	(onn)-(oon)-(pon)-(poo)-(ppo)-(ppp)-(poo)-(pon)-(oon)-(onn)
6分区三角形②	(oon)-(ooo)-(poo)-(ppo)-(poo)-(ooo)-(oon)
6分区三角形③	(onn)-(oon)-(pon)-(poo)-(pon)-(oon)-(onn)
6分区三角形④	(oon)-(pon)-(poo)-(ppo)-(poo)-(pon)-(oon)
4分区三角形③	(onn)-(pnn)-(pon)-(poo)-(pon)-(pnn)-(onn)
6分区三角形⑤	(pon)-(pnn)-(pon)-(poo)-(pon)-(pnn)-(pon)
4分区三角形④	(oon)-(pon)-(ppn)-(ppo)-(pnn)-(pon)-(oon)
6分区三角形⑥	(pon)-(pnn)-(pon)-(poo)-(pnn)-(pon)-(oon)

设置调制比 $M = 0.95$ 并且参考电压为三相正序分量，其线电压如图2.11a所示，并且对应的电压矢量轨迹如图2.11b所示，三相对称电压的矢量轨迹表现为圆形。变流器出

口线电压如图2.11c所示，可见由于参考矢量位于外六边形，因此输出线电压为5级电平形状，显然如果参考矢量位于内六边形则输出线电压为3级电平形状（与两电平相同）。进一步，将输出线电压经过LPF后的输出如图2.11d所示，通过与图2.11a参考电压对比可以发现两者是一致的。直流母线电容电压如图2.11e所示，可见虽然 $V_{C_1}$ 与 $V_{C_2}$ 的平均值维持在 $0.5V_{dc} = 200V$ ，但同时也存在较大的波动分量。进一步，如图2.11f所示电容电压局部放大可知，波动分量峰值达到42V（约占额定值的21%），需要注意的是电容电压波动分量会随着调制比以及输出功率因素的下降而增大。此外，由图2.11f可知电容电压波动分量的频率为交流侧输出电压频率的3倍，这与文献[56]所得结论是一致的。

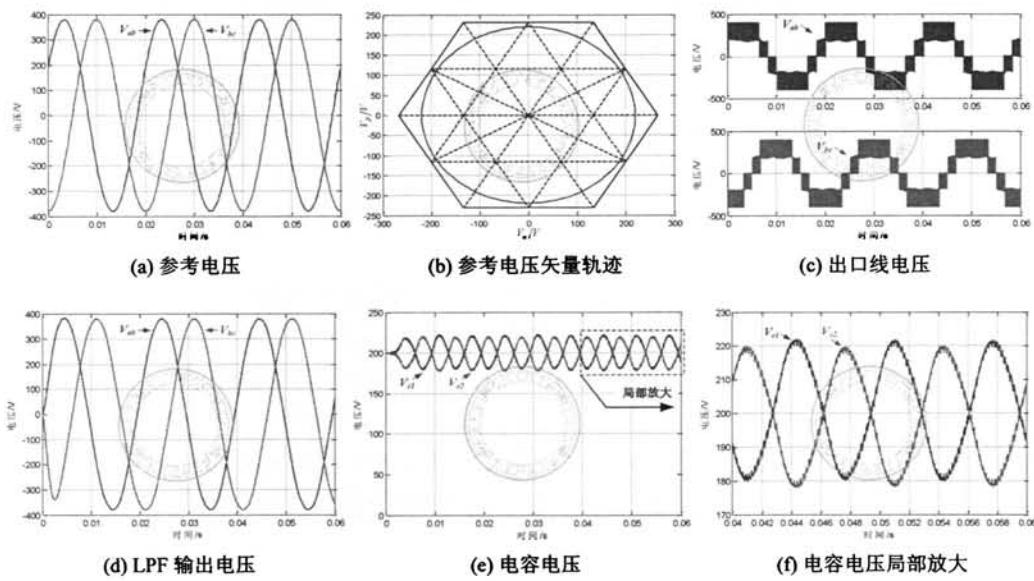


图 2.11: 3L-3P3W 拓扑 NTV-SVM 仿真结果

## 2.2.2 虚拟空间矢量

如前所述，由于大矢量对 $C_1$ 与 $C_2$ 的充/放电电流相同而不会引起电压偏移，如果能进一步消除中矢量对电容电压的影响，并且利用小矢量对 $C_1$ 与 $C_2$ 电压的调节作用，则可以有效提高算法对直流侧电容电压的调节能力，这正是VSVM的核心思想。显然，中点电位波动的根本原因在于流入或流出直流侧电容中点的电流不为零，造成对直流侧两电容的充电和放电不均衡。对于3L-3P3W系统而言，变流器输出三相电流之和在任意时刻总是保持为零，以图2.10第I扇区为例，在矢量(onn)、(pon)与(ppo)的作用下，流入直流侧中点的电流分别为 $i_a$ 、 $i_b$ 与 $i_c$ ，如果将中矢量(pon)的作用时间平均分配给矢量(onn)、(pon)与(ppo)，则在一个采样周期内流入电容中点的电流之和为零<sup>[56,68]</sup>。为此，定义虚拟矢量 $\vec{V}_M = \frac{1}{3} (\vec{V}_{(ppo)} + \vec{V}_{(pon)} + \vec{V}_{(onn)})$ ，可见 $\vec{V}_M$ 方向与中矢量(pon)相同且幅值为其2/3倍，通过类似的方法构造扇区II至扇区VI对应的虚拟矢量，得到VSVM

在  $\alpha\beta$  坐标系空间矢量分布如图2.12a所示。

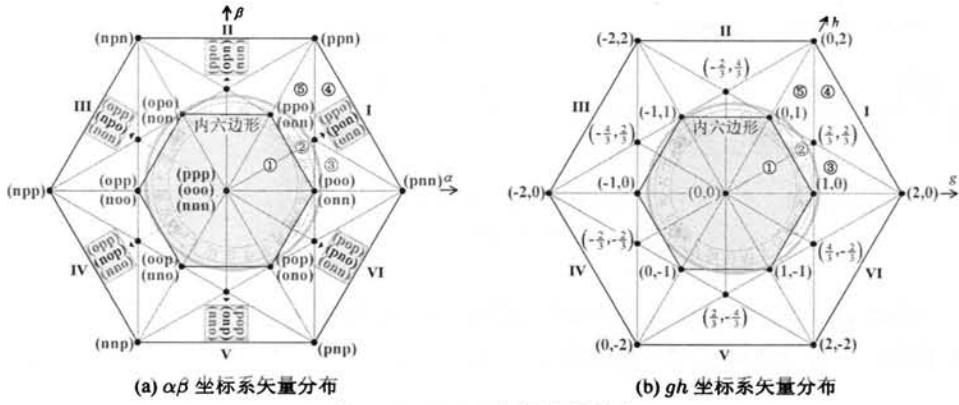


图 2.12: VSVM 空间矢量分布

由图2.12a所示，每个扇区可以分为 5 个三角形区域，为了方便区域判别以及矢量作用时间计算，由式(2.2)可以得到其在  $gh$  坐标系的矢量分布，如图2.12b所示，具体实现过程不再详述。进一步，选择以负小矢量作为起始矢量，得到扇区 I 的 5 个三角形区域矢量序列如表2.3所示。

表 2.3: 3L-3P3W 虚拟空间矢量扇区 I 矢量序列

三角形区域	矢量序列
①	(onn)-(oon)-(ooo)-(poo)-(ppo)-(ppp)-(pon)-(ooo)-(pon)-(onn)
②	(onn)-(oon)-(pon)-(poo)-(ppo)-(poo)-(pon)-(pon)-(onn)-(onn)
③	(onn)-(pnn)-(pon)-(poo)-(ppo)-(poo)-(pon)-(pbb)-(onn)
④	(onn)-(pnn)-(pon)-(ppn)-(ppo)-(ppn)-(pon)-(pbb)-(onn)
⑤	(onn)-(oon)-(pon)-(ppn)-(ppo)-(ppn)-(pon)-(pon)-(onn)-(onn)

设置参考线电压与图2.11a所示相同，应用 VSVM 算法仿真结果如图2.13所示。其中图2.13a为变流器输出线电压，可见由于 VSVM 属于非最近三矢量调制，输出线电压存在电平重叠现象。然而输出电压基波分量与参考电压是相同的，如图2.13b所示。此外，直流侧电容电压波动峰峰值约为 3.5V (约占额定值的 1.8%)，可见 VSVM 均压效果要优于 NTV-SVM，且不存在 NTV-SVM 中点电位低频振荡的问题。

### 2.3 5L-DCC 的 SVM 实现

传统 5L-DCC 主电路拓扑如图2.14a所示，在箝位二极管与开关管耐压相同的情况下，5L-DCC 每个桥臂由 12 只箝位二极管与 8 只功率开关管组成，其中需要将多个二极管进行串联以满足耐压的要求。文献 [168] 提出一种改进型 5L-DCC 拓扑如图2.14b所示，该拓扑避免了二极管的直接串联，并且二极管的端电压被电容电压钳位，避免了直接串

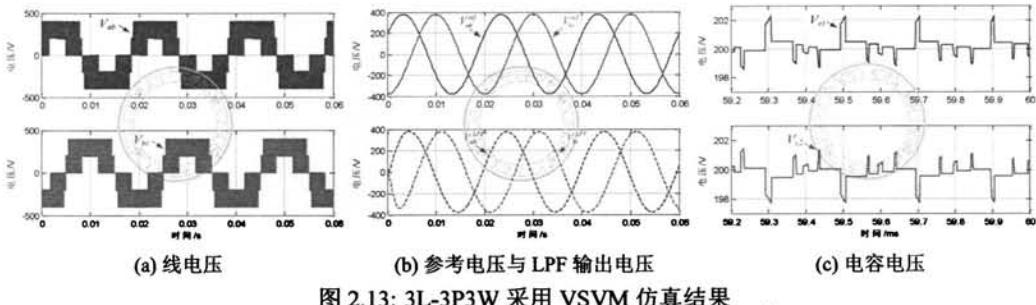


图 2.13: 3L-3P3W 采用 VSVM 仿真结果

联时二极管承受电压受器件特性差异影响的问题，无需复杂的静态和动态均压电路，并且所需箝位二极管的数量与传统型拓扑相同均为 12 个，其中  $R_p$  为辅助均压电阻，而  $R_s$ 、 $C_s$  与构成吸收电路。

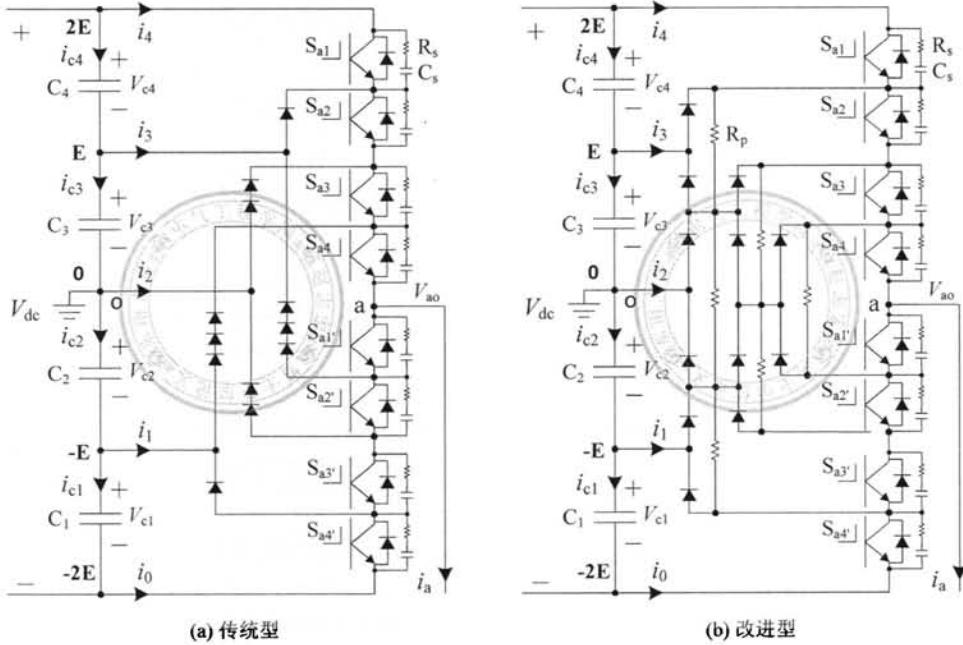


图 2.14: 5L-DCC 主电路拓扑

无论是传统型还是改进型 5L-DCC 拓扑，其直流侧均由 4 组电容器  $C_1 \sim C_4$  串联构成 5 级电平，并且两种拓扑的开关函数与变流器输出电压关系完全相同，即当  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}) = (1, 1, 1, 1)$  时  $V_{ao} = 2E$ ，当  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}) = (0, 1, 1, 1)$  时  $V_{ao} = E$ ，当  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}) = (0, 0, 1, 1)$  时  $V_{ao} = 0$ ，当  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}) = (0, 0, 0, 1)$  时  $V_{ao} = -E$ ，当  $(S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}) = (0, 0, 0, 0)$  时  $V_{ao} = -2E$ ，其中开关管  $S_{ai}$  与  $S_{ai'}$  互补 ( $i = 1, 2, 3, 4$ )。因此，5L-DCC 的每个桥臂  $V_{xo}$  ( $x = a, b, c$ ) 可以输出 5 种电平 ( $-2E, E, 0, E, 2E$ )，对应 5 种不同的工作状态 (1, 2, 3, 4)。三相三线 5L-DCC 有 125 个矢量，其在  $\alpha\beta$  平面分布如图 2.15 所示，其中

61 个为有效矢量，剩余的为冗余矢量。通过观察2.15可知，矢量图由 4 个六边形中心嵌套组成，其中最内层六边形含有 6 个有效矢量，每个矢量有 4 种冗余状态，而越靠近外层的六边形冗余矢量数量越少，其中最外层六边形只有一种状态，冗余矢量个数为零。

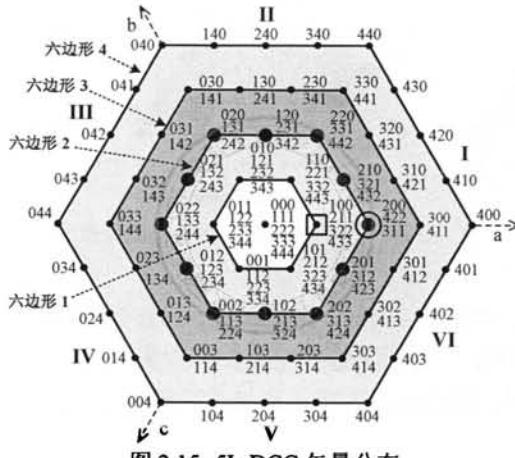


图 2.15: 5L-DCC 矢量分布

当需要改变 5L-DCC 工作状态时，其桥臂输出电压只能相邻工作状态进行切换，不允许跃级跳变，否则与多电平更小的  $du/dt$  设计初衷不符，如图2.16所示为 5L-DCC 状态转移与电平切换规则，即桥臂输出电压只能在相邻电平进行切换，禁止越级跳变。如果在矢量序列选择中无法满足状态最佳切换，则应选择跳变级数最少的矢量序列或通过插入中间矢量进行过渡，且应满足拓扑开关机制<sup>[71,80,168]</sup>，即开通过程为内层开关器件比外层先导通，关断过程为外层开关器件比内层先关断<sup>[1]</sup>。

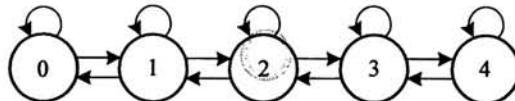


图 2.16: 5L-DCC 状态转移规则

### 2.3.1 最近三矢量调制

由图2.15可知 5L-DCC 空间矢量可以分为 6 个扇区，以第 I 扇区为例，其在  $\alpha\beta$  坐标系矢量分布如图2.17a所示，根据参考矢量所在位置将其分为 4 层结构，即位于内六边形时为第一层 ( $V_g + V_h \leq 1$ )，而处于六边形 1 与六边形 2 之间区域为第二层 ( $1 < V_g + V_h \leq 2$ )，并以此类推。进一步通过式(2.2)将其转换到  $gh$  坐标系，得到矢量分布如图2.17b所示，可见在每个扇区可以进一步分为 16 个三角形区域，编号分别为三角形 (1)~(16)，其中三角形 (1) 构成第一层区域，而三角形 (2)~(4) 构成第二层区域，以及三角形 (5)~(9) 形成第三层区域，剩余三角形 (10)~(16) 构成第四层区域。

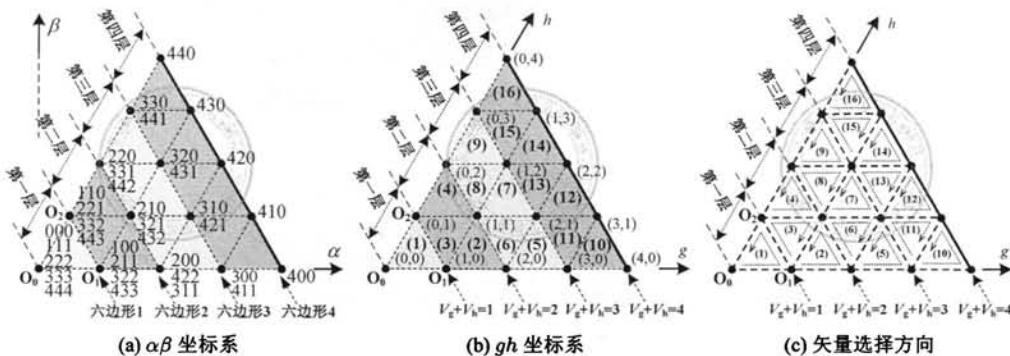


图 2.17: 5L-DCC 在扇区 I 矢量分布

如果参考矢量处于扇区 II ~ 扇区 VI，则可以通过式(2.6)将其转换到第 I 扇区，然后根据表2.4判断其具体所在三角形区域。注意在构造矢量序列的时候，按照图2.17c所示旋转方向进行矢量选择，满足的基本要求是相邻三角形公共边的矢量切入方向相同，比如三角形 (1) 与三角形 (3) 相邻边  $O_1O_2$  切入方向为  $O_1 \rightarrow O_2$ 。

表 2.4: 最近三矢量三角形区域判断依据

三角形	判断条件	三角形	判断条件
(1)	$V'_g \leq 1, V'_h \leq 1, (V'_g + V'_h) \leq 1$	(9)	$V'_g \leq 1, 2 \leq V'_h \leq 3, (V'_g + V'_h) \leq 3$
(2)	$1 \leq V'_g \leq 2, V'_h \leq 1, (V'_g + V'_h) \leq 2$	(10)	$V'_g \geq 3, V'_h \leq 1$
(3)	$V'_g \leq 1, V'_h \leq 1, (V'_g + V'_h) \geq 1$	(11)	$2 \leq V'_g \leq 3, V'_h \leq 1, (V'_g + V'_h) \geq 3$
(4)	$V'_g \leq 1, 1 \leq V'_h \leq 2, (V'_g + V'_h) \leq 2$	(12)	$V'_g \geq 2, 1 \leq V'_h \leq 2$
(5)	$2 \leq V'_g \leq 3, V'_h \leq 1, (V'_g + V'_h) \leq 3$	(13)	$1 \leq V'_g \leq 2, 1 \leq V'_h \leq 2, (V'_g + V'_h) \geq 3$
(6)	$1 \leq V'_g \leq 2, V'_h \leq 1, (V'_g + V'_h) \geq 2$	(14)	$V'_g \geq 1, 2 \leq V'_h \leq 3$
(7)	$1 \leq V'_g \leq 2, 1 \leq V'_h \leq 2, (V'_g + V'_h) \leq 3$	(15)	$V'_g \leq 1, 2 \leq V'_h \leq 3, (V'_g + V'_h) \geq 3$
(8)	$V'_g \leq 1, 1 \leq V'_h \leq 2, (V'_g + V'_h) \geq 2$	(16)	$3 \leq V'_h \leq 4$

进一步，矢量作用时间通过式(2.3)进行计算，以三角形 (1) 为例，如图2.17a所示，三角形 (1) 的三个顶点分别为  $O_0$ 、 $O_1$  与  $O_2$ ，其中  $O_0$  点有 5 个冗余矢量，而  $O_1$  与  $O_2$  点分别有 4 个冗余矢量，假设在  $O_0$  点起始矢量选择为 (000)，则根据图2.16所示 5L-DCC 矢量切换规则， $O_1$  与  $O_2$  分别选择矢量 (100) 与 (110)，从而构造七段式矢量序列为 (000)-(100)-(110)-(111)-(110)-(100)-(000)，以及五段式矢量序列为 (000)-(100)-(110)-(100)-(000)，通过类似的方式构造三角形 (1) 的其余矢量序列，如表2.5所示。

可见三角形 (1) 含有 10 个七段式矢量序列与 11 个五段式矢量序列，应用同样的方法可以在三角形 (2) 和 (4) 构造 7 个七段式与 8 个五段式矢量序列，而三角形 (3) 含有 8 个七段式和 9 个五段式矢量序列。此外，在三角形 (5)、(7)、(9) 可以构造 4 个七段式与 5 个五段式矢量序列，而三角形 (6) 与 (8) 含有 5 个七段式与 6 个五段式矢量序列。最后，在三角形 (10)、(12)、(14)、(16) 可以构造 1 个七段式与 2 个五段式矢量序列，以及三角

表 2.5: 扇区 I 三角形(I) 矢量序列

序号	七段式	五段式
1	000-100-110-111-110-100-000	000-100-110-100-000
2	100-110-111-211-111-110-100	100-110-111-110-100
3	110-111-211-221-211-111-110	110-111-211-111-110
4	111-211-221-222-221-211-111	111-211-221-211-111
5	211-221-222-322-222-221-211	211-221-222-221-211
6	221-222-322-332-322-222-221	221-222-322-222-221
7	222-322-332-333-332-322-222	222-322-332-322-222
8	322-332-333-433-333-332-322	322-332-333-332-322
9	332-333-433-443-433-333-332	332-333-433-333-332
10	333-433-443-444-443-433-333	333-433-443-433-333
11	.....	433-443-444-443-433

形(11)、(13)、(15)含有 2 个七段式与 3 个五段式矢量序列。

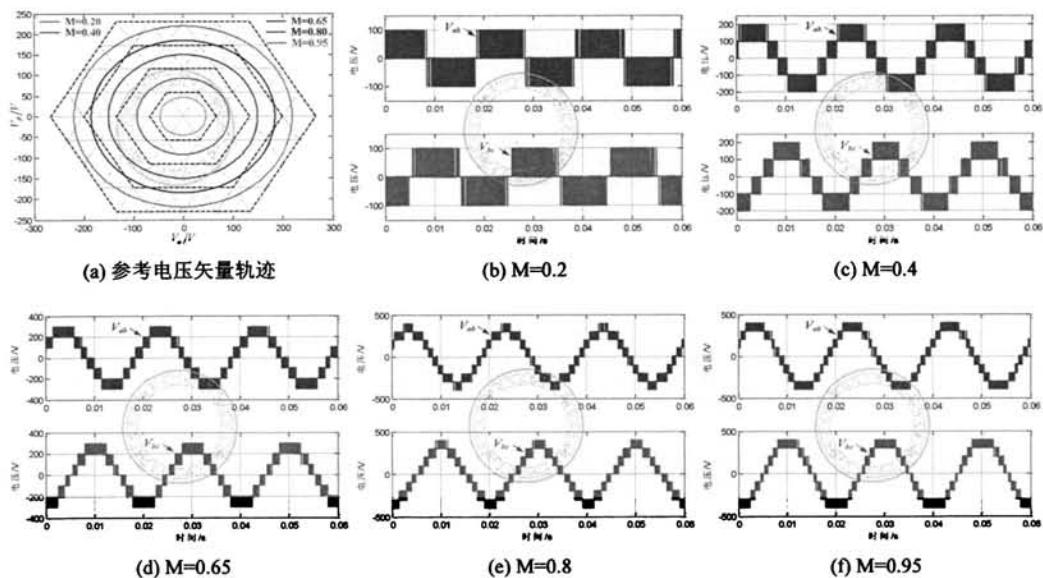


图 2.18: 5L-DCC 不同调制比仿真结果

暂时不考虑直流侧电压偏移的问题，将图2.14的  $C_1 \sim C_4$  用直流电压源代替并设置其额定电压为  $0.25 \cdot V_{dc}$ ，并且在每个三角形均选择矢量序列 1，进一步设置开关频率为 2kHz 以及调制比分别为  $M \in \{0.2, 0.4, 0.65, 0.8, 0.95\}$ ，得到 5L-DCC 采用 NTV-SVM 算法输出线电压如图2.18所示。

首先由图2.18a可知，当调制比为 0.2、0.4、0.65 以及 0.95 时参考电压矢量分别位于 5L-DCC 空间矢量的第一层区域 ~ 第四层区域，而当  $M = 0.8$  时参考电压矢量轨迹将同

时扫过第三层与第四层区域。进一步，由图2.18b可知，当调制比  $M = 0.2$  时输出线电压与两电平是类似的，但是其输出电平电压为  $0.25 \cdot V_{dc}$  (而两电平为  $V_{dc}$ )。此外，而当  $M = 0.4$  时，输出线电压呈现与三电平相同的形状，但是其电平电压为三电平拓扑的一半，如图2.18c所示。最后，当  $M = 0.65$  时输出线电压含有 7 级电平，以及  $M = 0.8$  与  $0.95$  时输出电压呈现 9 级电平，分别如图2.18d至图2.18f所示。显然，当采用 NTV-SVM 算法时，随着调制比的增大，参考电压逐渐扫过 4 个六边形区域，并且输出电压电平逐渐增多，具体来讲在六边形 1、2、3、4 区域变流器分别呈现两电平、三电平、四电平与五电平特性，这也是 5L-DCC 最为理想电压合成方式。

### 2.3.2 目标函数优化均压算法

在完成 NTV-SVM 矢量序列的构造后，下一步的关键是从数量众多的矢量序列当中选择最为合适的矢量序列以抑制直流侧电容电压偏移，并同时满足 5L-DCC 变流器输出电平切换要求。为此首先讨论第一个问题，即基于目标函数优化的 NTV-SVM 均压算法。

#### 2.3.2.1 均压原理

基于目标函数优化的均压策略以减小直流侧电容能量误差为依据，对于 5L-DCC 而言其能量误差函数定义如下<sup>[83,90]</sup>：

$$J = \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^4 (C_j \cdot \Delta V_{C_j}^2) \quad (2.9)$$

其中  $C_j$  为第  $j$  个电容容量，一般来说  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ ，而  $\Delta V_{C_j}$  为直流侧电容  $C_j$  的电容电压偏差，即  $\Delta V_{C_j} = V_{C_j} - E$ ，理想情况下  $J$  的取得最小值为零。

$$\frac{dJ}{dt} = C \cdot \sum_{j=1}^4 \left( \Delta V_{C_j} \cdot \frac{dV_{C_j}}{dt} \right) = \sum_{j=1}^4 (\Delta V_{C_j} \cdot i_{C_j}) \leq 0 \quad (2.10)$$

通过对式(2.9)求导得到式(2.10)，显然式(2.10)的取值越小，对直流侧电压平衡越有利。其中  $i_{C_j}$  为流过电容  $C_j$  的电流，由图2.14所示 5L-DCC 主电路可知， $i_{C_j}$  受变流器中点电流  $i_x$  ( $x = 1, 2, 3$ ) 的影响，且存在如下表达式：

$$\begin{cases} i_{C_4} = i_3 + i_{C_3} \\ i_{C_3} = i_2 + i_{C_2} \\ i_{C_2} = i_1 + i_{C_1} \end{cases} \quad (2.11)$$

一般而言，直流侧电压  $V_{dc}$  非常平稳，因此可以忽略其纹波电压的影响，则有：

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{j=1}^4 \frac{dV_{C_j}}{dt} = \sum_{j=1}^4 i_{C_j} = 0 \quad (2.12)$$

联合式(2.11)与式(2.12), 得到:

$$\begin{aligned} i_{C_1} &= \frac{1}{4} (i_1 + 2i_1 + 3i_3) - (i_1 + i_2 + i_3) \\ i_{C_2} &= \frac{1}{4} (i_1 + 2i_1 + 3i_3) - (i_2 + i_3) \\ i_{C_3} &= \frac{1}{4} (i_1 + 2i_1 + 3i_3) - i_3 \\ i_{C_4} &= \frac{1}{4} (i_1 + 2i_1 + 3i_3) \end{aligned} \quad (2.13)$$

进一步, 式(2.13)可以总结为以下表达式:

$$i_{C_j} = \frac{1}{4} \sum_{x=1}^3 (x \cdot i_x) - \sum_{x=j}^3 i_x \quad (2.14)$$

其中  $j = 1, 2, 3, 4$ , 注意如果  $j = 4$  则最后一项取值为零。进一步将式(2.14)代入式(2.10), 得到:

$$\frac{dJ}{dt} = \sum_{j=1}^4 (\Delta V_{C_j} \cdot i_{C_j}) = \sum_{j=1}^4 \left\{ \Delta V_{C_j} \cdot \left[ \frac{1}{4} \sum_{x=1}^3 (x \cdot i_x) - \sum_{x=j}^3 i_x \right] \right\} \leq 0 \quad (2.15)$$

由图2.14所示 5L-DCC 主电路可知  $\sum_{j=1}^4 (\Delta V_{C_j}) = 0$ , 因此式(2.15)可以进一步简化为:

$$\sum_{j=1}^4 \left( \Delta V_{C_j} \cdot \sum_{x=j}^3 i_x \right) \geq 0 \quad (2.16)$$

进一步, 对式(2.16)在一个开关周期进行积分可得:

$$\frac{1}{T_s} \int_{k \cdot T_s}^{(k+1) \cdot T_s} \left[ \sum_{j=1}^4 \left( \Delta V_{C_j} \cdot \sum_{x=j}^3 i_x \right) \right] dt \geq 0 \quad (2.17)$$

由于直流侧有大容量电容支撑, 电容电压呈现较大的惯性, 在采样周期内可以认为电容电压保持不变, 则式(2.17)可以进一步简化为:

$$\sum_{j=1}^4 \left\{ \Delta V_{C_j}(k) \cdot \left[ \sum_{x=j}^3 \left( \frac{1}{T_s} \int_{k \cdot T_s}^{(k+1) \cdot T_s} i_x \cdot dt \right) \right] \right\} \geq 0 \quad (2.18)$$

记为:

$$P = \sum_{j=1}^4 \left\{ \Delta V_{C_j}(k) \cdot \left[ \sum_{x=j}^3 \bar{i}_x(k) \right] \right\} \geq 0 \quad (2.19)$$

式(2.19)即为最终的目标函数, 其中  $\Delta V_{C_j}(k)$  为第  $k$  个采样周期的电容电压偏差,  $\bar{i}_x(k)$  为第  $k$  个采样周期变流器中点电流平均值。以第 I 扇区六边形 2 矢量 (321) 为例,

在矢量(321)作用下  $i_3 = i_a$ 、 $i_2 = i_b$  以及  $i_1 = i_c$ ，应用类似的方法分析扇区 I 的其它矢量，可以得到如下表达式：

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_3 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{i}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

其中

$$\begin{aligned} a_{11} &= d_{300} + d_{310} + d_{320} + d_{311} + d_{321} + d_{322} - d_{433} \\ a_{12} &= d_{430} + d_{431} + d_{432} \\ a_{13} &= d_{443} - d_{330} - d_{332} - d_{331} \\ a_{21} &= d_{200} + d_{210} + d_{211} - d_{422} - d_{322} \\ a_{22} &= d_{321} + d_{420} + d_{421} + d_{320} \\ a_{23} &= d_{432} + d_{442} + d_{332} - d_{220} - d_{221} \\ a_{31} &= d_{100} - d_{211} - d_{311} - d_{411} \\ a_{32} &= d_{410} + d_{310} + d_{210} \\ a_{33} &= d_{421} + d_{431} + d_{441} + d_{321} + d_{331} + d_{221} - d_{110} \end{aligned} \quad (2.21)$$

其中  $d_{ijk}$  ( $i, j, k \in [0, 1, 2, 3, 4]$ ) 为矢量  $(i\ j\ k)$  的作用时间，采用类似的方法可以得到参考位于其它扇区的中点电流平均值计算方法，也可以通过对称性进行计算<sup>[86]</sup>。

### 2.3.2.2 矢量序列的选择

图2.16所示为5L-DCC桥臂状态最佳切换，对三相系统而言，定义状态保持以及单相单级切换为5L-DCC三相状态最优切换，而两相单级切换由于驱动延时等硬件特性差异导致输出线电压毛刺增多，因此定义包含两相单级切换为5L-DCC三相状态次优切换。以逆变器当前工作状态为(110)且参考矢量位于扇区I三角形(1)为例，考虑七段式矢量序列。如表2.5所示，序列3的起始矢量(110)与逆变器当前状态相同，因此序列3为状态保持序列，而序列2和序列4的起始矢量分别为(100)和(111)，逆变器由当前状态(110)切换到序列2或序列4需要进行单相单级电平跳变，因此序列2和序列4为单相单级切换序列，最后序列1(000)和序列5(211)为两相单级切换序列。根据定义，序列3、2和4为5L-DCC三相状态最优切换序列，而序列3、2、4、1和5为5L-DCC三相状态次优切换序列。

考虑到七段式矢量序列逼近效果优于五段式序列，因此矢量序列切换的优先级归纳如下：①状态最优切换七段式序列；②状态最优切换五段式序列；③状态次优切换七段式序列；④状态次优切换五段式序列。通过大量仿真与实验验证，得出5L-DCC低调制比时矢量序列的选择规则如下：

1) 当参考矢量位于三角形(1)时,选择5L-DCC三相状态最优切换七段式矢量序列调节直流侧电容平衡,而五段式矢量序列辅助窄脉冲消除;

2) 当参考矢量位于三角形(2)~(4)时,选择5L-DCC三相状态次优切换七段式与五段式矢量序列共同对直流侧电容均压,在此基础上考虑窄脉冲消除与处理。

需要特别注意的是,当参考矢量位于第一层与第二层区域时,基于目标函数优化NTV-SVM均压算法可以实现5L-DCC全功率因数范围的电压平衡,换句话说均压效果不受变流器输出功率因数的影响,原因在于基于目标函数优化均压算法以冗余矢量序列为基础,冗余矢量序列越多,则均压效果越明显,而如图2.15可知在六边形1与六边形2存在足够的冗余矢量,从而构成数量众多的矢量序列。然而,随着调制比的增大,当参考矢量位于位于第三层与第四层区域时,越外层六边形的冗余矢量数量越少,其中六边形4甚至没有冗余矢量,自然也不存在冗余矢量序列,因此基于目标函数优化均压算法将失去作用,此时变流器表现为调制比越大,输出功率因数越小,当参考矢量位于最外层六边形时,变流器几乎很难输出有功功率,此时变流器只能进行无功补偿。

综上所述,基于目标函数优化的NTV-SVM算法只适用于低调制比( $M < 0.5$ )的情况,而在高调制比区域( $M > 0.5$ ),直流侧电压平衡受功率因数的影响。归纳起来,5L-DCC基于目标函数优化NTV-SVM均压策略的实现主要包含以下步骤:

- 1) 判断参考矢量所在扇区以及三角形区域,如果参考矢量位于第一层与第二层区域,则采用目标函数优化的NTV-SVM算法;
- 2) 根据当前变流器的工作状态,根据矢量序列选择规则,遍历参考矢量所在三角形的矢量序列,选择出满足5L-DCC切换规则的矢量序列;
- 3) 由步骤2)所得满足要求的矢量序列,根据式(2.20)以及变流器输出三相电流得到电容中点电流平均值,并和当前电容电压误差同时代入式(2.19)得到目标函数P的取值;
- 4) 遍历步骤3)矢量序列对应目标函数的取值,选择使得目标函数取值最大的矢量序列,作为当前开关周期最优矢量序列并输出;
- 5) 在当前开关周期结束前,记录变流器的工作状态并提供给下一个开关周期使用。

### 2.3.3 VDSVM-H1 均压算法

为了克服目标函数优化NTV-SVM高调制比电压平衡受功率因数影响的问题,文献[1]提出一种新颖的矢量分解均压算法,该算法借鉴了三电平拓扑小矢量对直流侧电容电压调节的思想,利用位于内六边形的顶点的6个有效矢量对直流侧电容电压的调节能力,将5L-DCC空间矢量分解为12个两电平空间矢量,并将直流侧电容电压分为14种状态,通过所在内六边形顶点矢量为起始与结束矢量构造冗余矢量序列,最后根据电容电压状态选择最优矢量序列完成对直流侧电容电压的调整。以下详细介绍这种算法,由于其本质上为以六边形1顶点进行矢量分解(Vector decomposer space vector modulation base on hexagon 1, VDSVM-H1)的非最近三矢量调制,因此以下简称为VDSVM-H1均压算法。

### 2.3.3.1 矢量分解

首先，考察图2.15所示位于内六边形顶点的6个有效矢量，以带“□”的顶点记为顶点1，逆时针旋转依次为顶点2~顶点6。以顶点1为例，4种冗余状态分别为(100)、(211)、(322)和(433)，其对应的主电路工作情况分别如图2.19a~图2.19d所示。

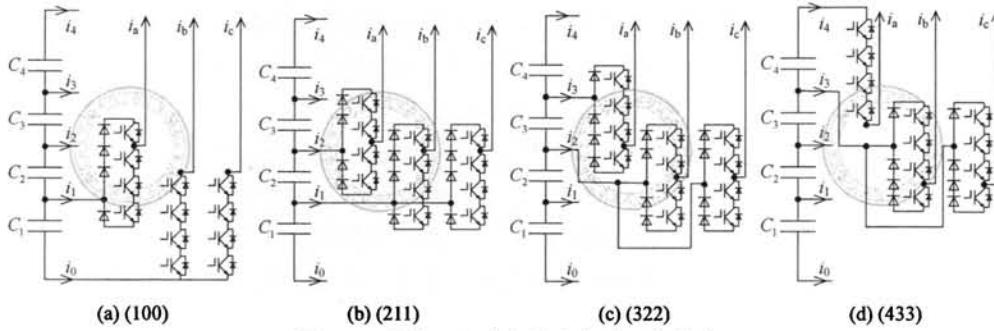


图 2.19: 顶点 1 冗余矢量主电路工作状态

通过分析图2.19可知，矢量(100)三相输出通过 $C_1$ 构成回路，且与 $C_2\sim C_4$ 无关，矢量(211)通过 $C_2$ 进行能量交换，以及矢量(322)通过 $C_3$ 进行能量交换，而矢量(433)通过 $C_4$ 构成回路。并且流过电容器的电流均为 $i_a$ ，如果 $i_a > 0$ 则对电容放电，反之则对电容充电。因此，通过判断 $i_a$ 的极性然后选择合适的冗余矢量即可实现对直流侧电容电压的控制。结合内六边形的另外5个有效矢量，得到控制规律如表2.6所示。

为了利用内六边形冗余矢量对电容电压的调节能力，以内六边形的6个顶点为中心对5L-DCC矢量图进行分解得到6个两电平矢量图，然后将参考矢量变换到新的两电平矢量图进行计算。图2.20为5L-DCC矢量图扇区I的分解情况，以顶点1和2为中心分别得到图2.20b和图2.20c所示两个两电平矢量图。此时三角形{1}和{2}在扇区I存在三角形CEF重叠部分，如图2.20e所示。考虑对称性，通过中分线ON进行划分，ON右下区域 $O_1ANC$ 划分为三角形{1}，而ON左上区域 $O_2BNC$ 划分为三角形{2}。对扇区II~扇区VI进行同样的分解与划分，得到12个三角形区域的分布图，如图2.20d所示。

假设某采样周期参考矢量为 $\overrightarrow{OP}$ ，如图2.20e所示，此时参考矢量位于三角形{1}，因此需要求出以 $O_1$ 为中心两电平新的参考矢量，即图中的 $\overrightarrow{O_1P}$ ，之后矢量作用时间计算与两电平SVM相同，只是需要乘以系数1/3。

### 2.3.3.2 矢量序列的构造与选择规则

以三角形{1}为例，其矢量分布如图2.20f所示，其三个合成矢量分别位于顶点 $O_1$ 、A与F，其中顶点A与F位于外层六边形，因此均只有一种矢量且分别为(400)与(430)，而在顶点 $O_1$ 位于内六边形，因此其含有4种矢量状态，分别为(100)、(211)、(322)与(433)，且由表2.6可知4种矢量状态可以分别用来调节直流侧4组电容电压。假设在顶

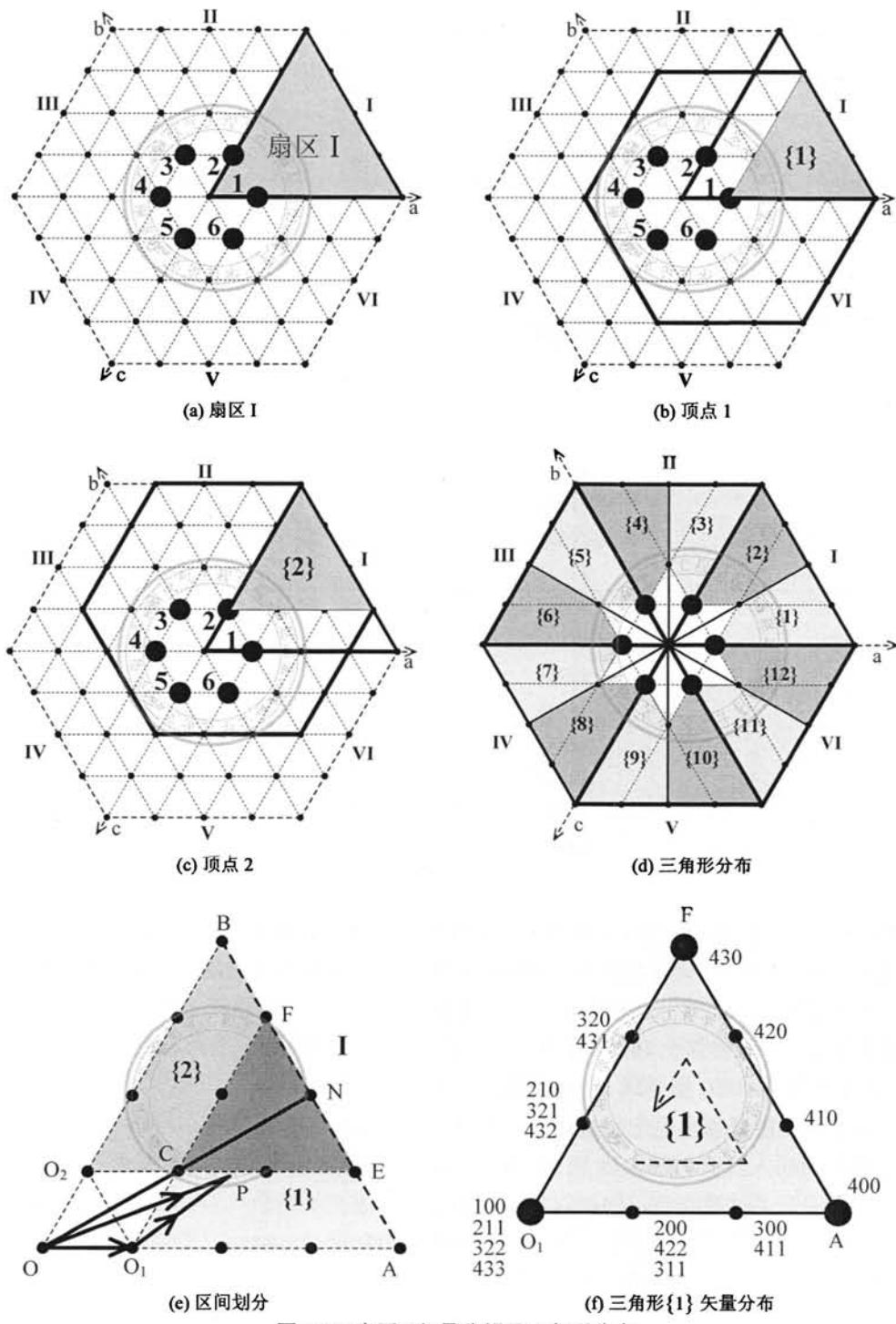


图 2.20: 扇区 I 矢量分解及三角形分布

表 2.6: 5L-DCC 内六边形矢量对电容电压控制规律

六边形顶点	矢量	控制电容	控制电流
1	(100)	C <sub>1</sub>	$i_a$
	(211)	C <sub>2</sub>	
	(322)	C <sub>3</sub>	
	(433)	C <sub>4</sub>	
2	(110)	C <sub>1</sub>	$-i_c$
	(220)	C <sub>2</sub>	
	(332)	C <sub>3</sub>	
	(443)	C <sub>4</sub>	
3	(010)	C <sub>1</sub>	$i_b$
	(121)	C <sub>2</sub>	
	(232)	C <sub>3</sub>	
	(343)	C <sub>4</sub>	
4	(011)	C <sub>1</sub>	$-i_a$
	(122)	C <sub>2</sub>	
	(233)	C <sub>3</sub>	
	(344)	C <sub>4</sub>	
5	(001)	C <sub>1</sub>	$i_c$
	(112)	C <sub>2</sub>	
	(223)	C <sub>3</sub>	
	(334)	C <sub>4</sub>	
6	(101)	C <sub>1</sub>	$-i_b$
	(212)	C <sub>2</sub>	
	(323)	C <sub>3</sub>	
	(434)	C <sub>4</sub>	

点 O<sub>1</sub> 处选择矢量 (100) 进行矢量合成，则合成三矢量为 (100)-(400)-(430)，其中变流器从状态 (100) 转移至 (400) 将强制 a 相桥臂从状态 1 直接转移至状态 4，导致桥臂输出电压存在 3 级跳变，显然这违背了 5L-DCC 电平切换规则。采用同样的分析方法可知，变流器从矢量 (400) 转移至 (430) 将导致 b 相电压存在 3 级跳变，最为恶劣的情况为从状态 (430) 转移至 (100) 将导致 a、b 两相同时存在 3 级电平跳变。

为了避免桥臂输出电压越级跳变，以此提高变流器工作可靠性，文献 [1] 提出通过在矢量序列插入过渡矢量来满足 5L-DCC 的状态转移要求，其中过渡矢量的作用时间由功率管的开关速度决定，同样以三角形 {1} 且合成三矢量 (100)-(400)-(430) 为例，插入过渡矢量后矢量序列为 (100)-(200)-(300)-(400)-(410)-(420)-(430)-(320)-(210)-(100)，由表 2.6 可知该矢量序列可以实现对 C<sub>1</sub> 电容电压的调节。可见引入过渡矢量后，对于每个桥臂而言其状态转移完全满足图 2.16 所示 5L-DCC 状态转移规则，输出电压没有发生越级跳变问题，然而由 NTV-SVM 矢量序列的切换规则可知，鉴于矢量序列存在两相状态

转移，比从矢量(432)切换至(320)，因此引入过渡矢量后仍然属于状态次优矢量序列。通过类似的方法与规则，在三角形{1}构造矢量序列如表2.7所示，并且根据矢量序列的起始与结束矢量，可以得到该矢量序列对应的控制电容，最后位于三角形{2}~{12}的矢量序列也可以采用相同的方法得到。

表 2.7: VDSVM-H1 三角形{1} 矢量序列<sup>[1]</sup>

序号	矢量序列	控制电容
1	100-200-300-400-410-420-430-320-210-100	C <sub>1</sub>
2	211-311-411-400-410-420-430-320-210-211	C <sub>2</sub>
3	322-422-411-400-410-420-430-320-321-322	C <sub>3</sub>
4	433-422-411-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>4</sub>
5	100-200-300-400-410-420-430-320-210-211	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>
6	100-200-300-400-410-420-430-320-321-322	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>
7	100-200-300-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>1</sub> , C <sub>4</sub>
8	211-311-411-400-410-420-430-320-321-322	C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>
9	211-311-411-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>
10	322-422-411-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>

如图2.14可知，电容电压存在约束条件  $V_{dc} = \sum_{i=1}^4 V_{C_i} = 4E$ ，因此根据电容电压取值，并通过穷举的方法将其分为14种有效状态<sup>[1]</sup>，如表2.8所示。

表 2.8: 电容电压状态

序号	> E	< E
1	$V_{C_1}$	$V_{C_2}, V_{C_3}, V_{C_4}$
2	$V_{C_2}$	$V_{C_1}, V_{C_3}, V_{C_4}$
3	$V_{C_3}$	$V_{C_1}, V_{C_2}, V_{C_4}$
4	$V_{C_4}$	$V_{C_1}, V_{C_2}, V_{C_3}$
5	$V_{C_1}, V_{C_2}$	$V_{C_3}, V_{C_4}$
6	$V_{C_1}, V_{C_3}$	$V_{C_2}, V_{C_4}$
7	$V_{C_1}, V_{C_4}$	$V_{C_2}, V_{C_3}$
8	$V_{C_2}, V_{C_3}$	$V_{C_1}, V_{C_4}$
9	$V_{C_2}, V_{C_4}$	$V_{C_1}, V_{C_3}$
10	$V_{C_3}, V_{C_4}$	$V_{C_1}, V_{C_2}$
11	$V_{C_1}, V_{C_2}, V_{C_3}$	$V_{C_4}$
12	$V_{C_1}, V_{C_2}, V_{C_4}$	$V_{C_3}$
13	$V_{C_1}, V_{C_3}, V_{C_4}$	$V_{C_2}$
14	$V_{C_2}, V_{C_3}, V_{C_4}$	$V_{C_1}$

假如某采样时刻参考电压位于三角形{1}且电容电压处于状态1，由表2.8可知此时  $V_{C_1} > E$ 、 $V_{C_2} < E$ 、 $V_{C_3} < E$  且  $V_{C_4} < E$ ，如图2.19与表2.6可知，如果  $i_a > 0$  则可实现

对直流侧电容放电控制，显然此时应该对  $C_1$  进行放电，因此根据表2.7选择矢量序列 1；但是如果  $i_a < 0$ ，则可通过内六边形矢量实现对电容电压的充电控制，显然此时  $C_2$ 、 $C_3$  与  $C_4$  均需要进行充电操作，但是矢量序列最多只能同时完成对两个电容充电，因此显然应该选择电压最低的两个电压进行充电，比如  $V_{C_2} < V_{C_4} < V_{C_3}$ ，则根据表2.7可知应该选择矢量序列 9。应用同样的方法分析电容电压的其余状态，得到 VDSVM-H1 算法的矢量序列选择规则表2.9所示<sup>[1]</sup>。

表 2.9: VDSVM-H1 矢量序列选择规则

电容电压状态	放电	充电
1	$C_1$	电压最低的两个电容
2	$C_2$	电压最低的两个电容
3	$C_3$	电压最低的两个电容
4	$C_4$	电压最低的两个电容
5	$C_1, C_2$	$C_3, C_4$
6	$C_1, C_3$	$C_2, C_4$
7	$C_1, C_4$	$C_2, C_3$
8	$C_2, C_3$	$C_1, C_4$
9	$C_2, C_4$	$C_1, C_3$
10	$C_3, C_4$	$C_1, C_2$
11	电压最高的两个电容	$C_4$
12	电压最高的两个电容	$C_3$
13	电压最高的两个电容	$C_2$
14	电压最高的两个电容	$C_1$

VDSVM-H1 实现了 5L-DCC 在高调制比的电压平衡，并且算法不受变流器输出功率因数的影响，具有非常好的稳态与动态性能。然而即管如此，VDSVM-H1 依然存在以下两个方面的不足：

1) 虽然在矢量序列构造的时候，考虑了 5L-DCC 状态转移规则，并且通过插入过渡矢量避免了输出电压的越级跳变，但是在开关序列切换瞬间并没有考虑变流器状态转移问题，因此在这些瞬间 5L-DCC 输出电压存在越级跳变风险。比如上一个开关周期结束瞬间变流器工作状态为 (100)，而本次开关周期参考矢量位于三角形 {1}，并且检测到电容电压处于状态 4 以及  $i_a > 0$ ，则由表2.9可知此时选择矢量序列 4，此时变流器将从状态 (100) 直接转移至 (433)，而不经过任何中间状态过渡，显然此时三相桥臂输出电压均存在越级跳变现象。

2) 记过渡矢量作用时间为  $\Delta T$ ，过渡矢量的引入使得变流器输出电压避免越级跳变，如图2.21a所示。然而，由于过渡时间时间相对于开关周期  $T_s$  非常短，否则将引起矢量合成的误差增大，文献 [1] 设置  $\Delta T = 2\mu s$ ，如此小的作用时间对输出电压的  $du/dt$  影响有限，如图2.21b所示，在一个开关周期内变流器输出线电压本质上依然存在 3 级跳变，造成输出电压的 THD 增大，从而降低了 5L-DCC 相对于两电平与三电平的优势。

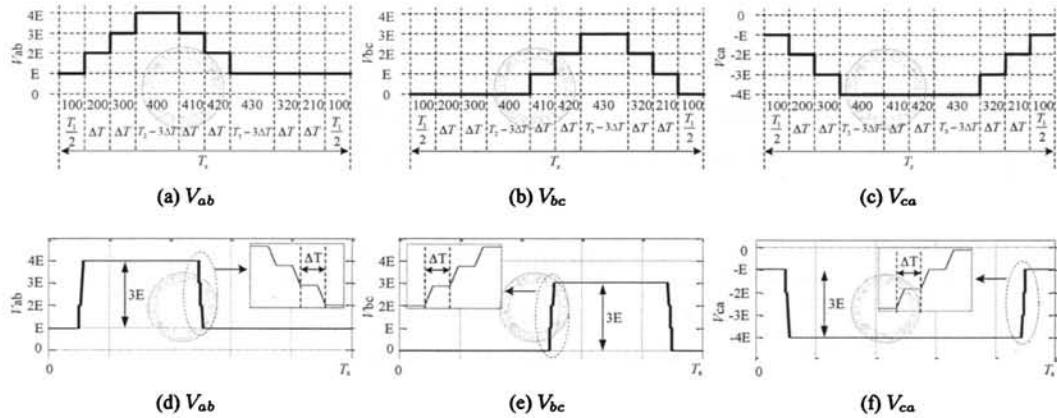


图 2.21: 过渡矢量在矢量序列的作用以及输出电压效果

### 2.3.4 OVDSVM-H1 均压算法

为了避免 VDSVM-H1 在矢量序列切换瞬间引起输出电压越级跳变问题，在其基础上提出一种改性型的 5L-DCC 高调制高功率因数均压算法，其基本原理是通过在每个三角形区域增加 6 个冗余矢量序列，并根据矢量序列的起始矢量将其分为 4 组，然后提出一种矢量序列选择规则，解决了 VDSVM-H1 输出电压越级跳变问题，由于该算法是在 VDSVM-H1 的基础上改进得到，因此称之为优化的 VDSVM-H1 (Optimized VDSVM-H1, OVDSVM-H1) 均压算法。

OVDSVM-H1 在参考矢量分解、三角形判断以及作用时间计算与 VDSVM-H1 是完全相同的，所不同的是矢量序列的构造与选择规则。如图2.22所示，为 OVDSVM-H1 在三角形{1} 矢量序列构造过程示意图。其中图2.22b所示的 10 个矢量序列与表2.7相同，且均为逆时针方向以此对合成矢量进行选择，而图2.22c所示的 6 个新引入冗余矢量序列，并且按顺时针方向进行矢量选择，这样做的目的是保证以内六边形顶点 4 个冗余矢量作为起始矢量的矢量序列均为 4 个。

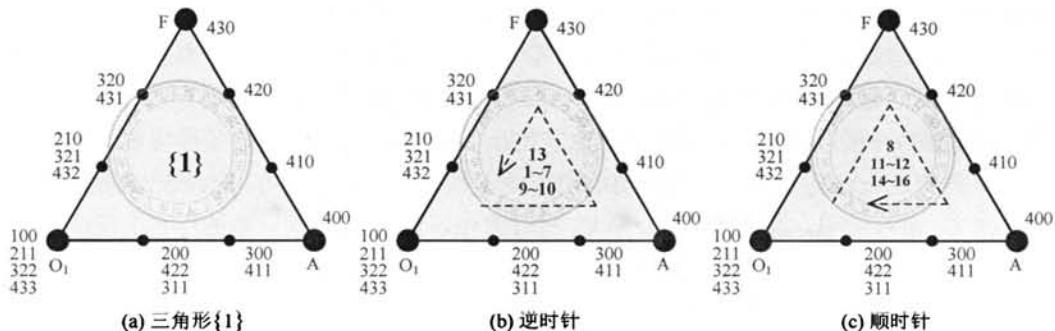


图 2.22: OVDSVM-H1 在三角形{1} 矢量序列构造

如表2.10所示，为OVDSVM-H1在三角形{1}最终的16个冗余矢量序列，并根据矢量序列的起始矢量将其分为4组，组别分别为C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub>与C<sub>4</sub>组，每组含有4个矢量序列，每组矢量序列分别可以控制其组别号对应的电容或者组别号电容与其他任意电容组合的电压，以C<sub>1</sub>组为例，矢量序列1可以用于控制C<sub>1</sub>电容电压，而矢量序列2、3、4可以分别控制C<sub>1</sub>+C<sub>2</sub>、C<sub>1</sub>+C<sub>3</sub>、C<sub>1</sub>+C<sub>4</sub>的电容电压。采用类似的方法，三角形{2}~{12}的矢量序列可以参照图2.22与表2.10进行构造。

表 2.10: OVDSVM-H1 三角形{1} 矢量序列

组别	序号	矢量序列	控制电容
C <sub>1</sub> 组	1	100-200-300-400-410-420-430-320-210-100	C <sub>1</sub>
	2	100-200-300-400-410-420-430-320-210-211	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>
	3	100-200-300-400-410-420-430-320-321-322	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>
	4	100-200-300-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>1</sub> , C <sub>4</sub>
C <sub>2</sub> 组	5	211-311-411-400-410-420-430-320-210-211	C <sub>2</sub>
	6	211-311-411-400-410-420-430-320-321-322	C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>
	7	211-311-411-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>
	8	211-210-320-430-420-410-400-300-200-100	C <sub>2</sub> , C <sub>1</sub>
C <sub>3</sub> 组	9	322-422-411-400-410-420-430-320-321-322	C <sub>3</sub>
	10	322-422-411-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>
	11	322-321-320-430-420-410-400-300-200-100	C <sub>3</sub> , C <sub>1</sub>
	12	322-321-320-430-420-410-400-411-311-211	C <sub>3</sub> , C <sub>2</sub>
C <sub>4</sub> 组	13	433-422-411-400-410-420-430-431-432-433	C <sub>4</sub>
	14	433-432-431-430-420-410-400-300-200-100	C <sub>4</sub> , C <sub>1</sub>
	15	433-432-431-430-420-410-400-411-311-211	C <sub>4</sub> , C <sub>2</sub>
	16	433-432-431-430-420-410-400-411-422-322	C <sub>4</sub> , C <sub>3</sub>

基于所构造的矢量序列，提出OVDSVM-H1矢量序列选择规则如表2.11所示，其中直流侧电容电压状态定义与表2.8相同。矢量序列的选择可以分两步进行，首先选择矢量序列的组别，然后再从所在组别选择合适的矢量序列。为便于理解，对表2.11所示规则进行举例说明，首先假设上一个采样周期结束时刻变流器状态的(100)，并且在当前采样周期参考电压位于三角形{1}，那么根据5L-DCC状态转移规则，结合表2.10可知原则上可以选择C<sub>1</sub>组与C<sub>2</sub>组矢量序列，其中C<sub>1</sub>组起始矢量为(100)，因此变流器将保持状态不变，而C<sub>2</sub>组起始矢量为(211)，此时三相桥臂均要进行单级电平切换，显然选择(100)更为合适；其次，根据采样的电容电压值并由表2.8判断当前采样周期电容电压状态以及控制电流*i<sub>a</sub>*的方向，假设电容电压处于状态3并且*i<sub>a</sub>* < 0，则由表2.8可知此时需要对C<sub>3</sub>进行放电，而对C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>与C<sub>4</sub>进行充电，由于*i<sub>a</sub>* < 0只能进行充电操作，并且只能在C<sub>1</sub>组选择矢量序列，显然因此选择应该选择C<sub>1</sub>与电容电压最低对应的电容进行充电，比如C<sub>4</sub>电压最低，则选择矢量序列4并输出，最后记录矢量序列中终止矢量对应变流器的工作状态，并提供给下一个采样周期使用。

表 2.11: OVDSVM-H1 矢量序列选择规则

电压状态	C <sub>1</sub> 组		C <sub>2</sub> 组		C <sub>3</sub> 组		C <sub>4</sub> 组	
	放电	充电	放电	充电	放电	充电	放电	充电
1	C <sub>1</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
2	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
3	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
4	C <sub>1</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
5	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub> , C <sub>3</sub>
6	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>3</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub> , C <sub>2</sub>
7	C <sub>1</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>1</sub> , 最小	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>4</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
8	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub> , C <sub>1</sub>
9	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>2</sub> , 最小	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>4</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
10	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>3</sub> , 最小	C <sub>4</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub> , 最小
11	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub>
12	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub>	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub> , C <sub>3</sub>
13	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub> , C <sub>2</sub>	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub> , C <sub>2</sub>
14	C <sub>1</sub> , 最大	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub> , 最大	C <sub>2</sub> , C <sub>4</sub>	C <sub>3</sub> , 最大	C <sub>3</sub> , C <sub>1</sub>	C <sub>4</sub> , 最大	C <sub>4</sub> , C <sub>1</sub>

由以上分析可知, OVDSVM-H1 在矢量序列选择之前, 优先考虑了变流器的工作状态, 并依据 5L-DCC 状态转移要求选择矢量序列组别, 从而避免了 VDSVM-H1 存在的多级跳变问题。尽管如此, 由于 OVDSVM-H1 与 VDSVM-H1 矢量序列构造方法相同, 所引入的过渡矢量不足以降低变流器输出电压的  $du/dt$ , 因此基于 OVDSVM-H1 算法的变流器输出电压本质上同样存在 3 级电平跳变, 其输出电压谐波特性依然没有得到改善。

### 2.3.5 IVDSVM 均压算法

针对 OVDSVM-H1 输出电压存在 3 级跳变问题, 提出一种优化的混合调制均压算法 (Improved VDSVM, IVDSVM)。IVDSVM 算法结合了 NTV-SVM、OVDSVM-H1 以及 VDSVM-H2 三种方法, 通过在不同区域选择不同的调制方法, 在满足电容电压平衡的基础上, 在优化区域变流器输出电压减小为 2 级或者单级电平跳变, 以达到改善变流器在高调制比的交流测谐波特性。具体而言, 如图2.17b所示, 当参考矢量位于第三层区域时, 在三角形(5)与三角形(9)采用 OVDSVM-H1 算法, 而在三角形(6)~(8)使用 NTV-SVM 调制; 而当参考矢量位于第四层区域时, 在三角形(10)与三角形(16)使用 OVDSVM-H1, 而在三角形(11)~(15)采用 VDSVM-H2 均压策略。其中 VDSVM-H2 为新引入的调制算法, 其实现过程将在以下进行详细介绍。

为了更进一步发挥冗余矢量的作用, 如图2.15所示, 考察位于 5L-DCC 空间矢量六边形 2 的 12 个有效矢量, 其中每个矢量含有 3 种冗余状态, 以带圈的顶点记为顶点 1,

逆时针旋转依次为顶点 2~顶点 12。通过观察可以发现位于六边形 2 的空间矢量具有以下特点：1) 这些矢量与内六边形矢量最为靠近，变流器从六边形 1 矢量转移至六边形 2 矢量只需进行单电平切换，完全满足 5L-DCC 状态转移要求，反之亦然；2) 变流器可以在所在内六边形与六边形 2 矢量之间进行无缝转移，而不产生越级跳变。

鉴于六边形 2 空间矢量具有的以上特点，当参考矢量位于图2.17所示第三层区域时，可以采用 NTV-SVM 调制，并以六边形 2 矢量为起始矢量构造七段式与五段式矢量序列，然后通过目标函数优化算法对构造的矢量序列进行选择，以最大程度抑制直流侧电压偏移。如图2.17b所示，以参考矢量位于三角形 (5) 为例，矢量序列 (200)-(300)-(310)-(311)-(310)-(300)-(200) 的起始矢量 (200) 位于六边形 2，因此该矢量序列是符合要求的，而矢量序列 (300)-(310)-(311)-(400)-(311)-(310)-(300) 的起始矢量 (300) 不属于六边形 2，因此应舍弃该矢量序列。由以上分析可知，使用 NTV-SVM 调制输出线电压将只含有单电平切换，如图2.18所示。

然而，当参考矢量位于第四层区域时，NTV-SVM 将不再适用，原因在于此时没有合成矢量位于六边形 2。为了达到以六边形 2 矢量作为合成矢量的目的，如图2.23a所示，考察三角形  $O_3CF$ ，首先顶点  $O_3$  位于六边形 2，以顶点  $O_3(200)$  为例，三个合成矢量分别为 (200)、(400) 与 (420)，其中在矢量 (200) 的作用下  $V_{ab} = 2E$ 、 $V_{bc} = 0$  以及  $V_{ca} = -2E$ ，而矢量 (400) 将输出  $V_{ab} = 4E$ 、 $V_{bc} = 0$  以及  $V_{ca} = -4E$ ，以及矢量 (420) 将导致  $V_{ab} = 2E$ 、 $V_{bc} = 2E$  以及  $V_{ca} = -4E$ ，因此如果以 (200)、(400) 与 (420) 作为合成矢量，则输出线电压的变化规律分别为  $2E \rightarrow 4E \rightarrow 2E \rightarrow 2E$ 、 $0 \rightarrow 0 \rightarrow 2E \rightarrow 0$  与  $-2E \rightarrow -4E \rightarrow -2E \rightarrow -2E$ ，显然在一个开关周期内输出线电压只发生 2 级电平跳变。

为此，分别以六边形 2 的 12 个有效矢量为中心，将 5L-DCC 矢量空间分为 12 个两电平矢量空间，并将参考矢量转换到所在的两电平空间矢量进行计算。其在第 I 扇区分解情况如图2.23b所示，此时在扇区 I 将产生 3 个三角形区域，分别为  $O_3CF$ 、 $O_4DH$  与  $O_5FK$ ，并且存在相互重叠区域，如图2.23b所示的 ADF 与 BFH，与 VDSVM-H1 类似地由对称性规则进行区域划分，其中  $O_3CEA$  划分为三角形①，区域  $O_4AEGB$  属于三角形②，以及区域  $O_5BGK$  划分为三角形③，采用同样的方法对其他 5 个扇区进行矢量分解与区域划分，可以得到图2.23c所示三角形分布图。

需要注意的是，在矢量序列构造的时候，必须符合以所在六边形 2 矢量作为起始与结束矢量的要求，以三角形①为例，其 3 个合成矢量分别为 (200)、(400) 与 (420)，与 VDSVM-H1 类似为了满足 5L-DCC 状态转移要求，通过在合成矢量之间插入过渡矢量以避免桥臂输出电平越级跳变，如图2.24a所示，引入过渡矢量后矢量序列为 (200)-(300)-(400)-(410)-(420)-(310)-(200)，通过类似的方法可以得到三角形①其他满足要求的矢量序列，如表2.12所示。

矢量序列起始矢量的作用时间记为  $T_1$ ，按图2.24a所示方向旋转依次为另外两个合成矢量的作用时间  $T_2$  与  $T_3$ ，当参考矢量位于第四层区域时，显然  $T_1$  的取值相对  $T_2$  与  $T_3$  要小，为了满足矢量序列作用时间之和为开关周期  $T_s$  的要求，需要从合成矢量作用

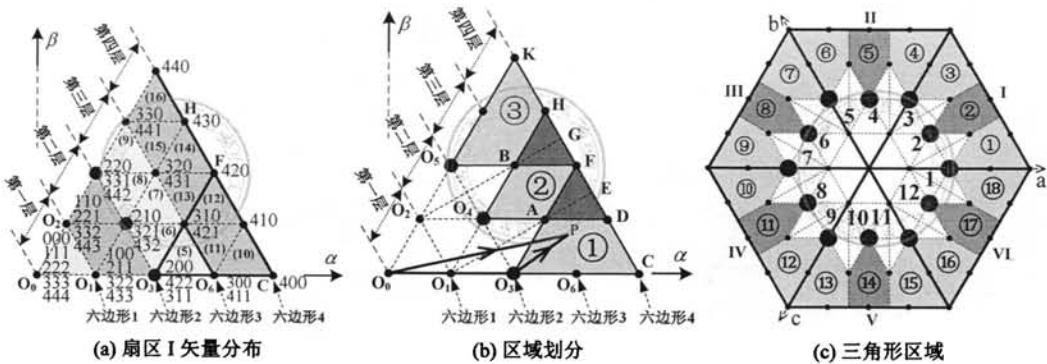


图 2.23: VDSVM-H2 矢量分解与区域划分

表 2.12: VDSVM-H2 三角形①矢量序列

序号	矢量序列
1	200-300-400-410-420-310-200
2	311-411-400-410-420-310-311
3	422-411-400-410-420-421-422
4	200-300-400-410-420-310-311
5	200-300-400-410-420-421-422
6	311-411-400-410-420-421-422

时间减去过渡矢量作用时间之和  $3 \cdot \Delta T$ , 即  $T_2 = T_2 - 1.5 \cdot \Delta T$  以及  $T_3 = T_3 - 1.5 \cdot \Delta T$ , 因此过渡矢量的引入将导致实际合成矢量与目标矢量产生误差。如图2.24b所示, 其中开关频率为 2kHz, 调制波信号为 50Hz, 并设置过渡矢量作用时间为  $3\mu s$  与  $7\mu s$ , 通过计算得到实际输出电压与参考电压的幅值与相位误差, 可见当  $\Delta T = 3\mu s$  时, 幅值误差约为 0.3%, 而最大相位误差约为  $0.2^\circ$ , 以及当  $\Delta T = 7\mu s$  时最大幅值误差与相位误差分别为 0.8% 与  $0.5^\circ$ , 显然过渡矢量的作用时间越长, 将导致实际输出矢量误差越大, 但只要其取值在合理范围内该误差是可以忽略不计的。

通过大量的仿真与实验测试, 表明 OVDSVM-H1 算法具有良好的电压调节能力, 并考虑到 5L-DCC 直流侧有大容量电容支撑, 因此直流电压具有较大的惯性, 而数字控制的采样周期通常至少在 kHz 以上, 因此没有必要每个采样周期都使用 OVDSVM-H1 进行电压调整。综合以上因素, 提出 5L-DCC 高调制比改进的均压算法 IVDSVM, IVDSVM 算法结合了 OVDSVM-H1、NTV-SVM 与 VDSVM-H2 三种调制方法。具体而言, 当参考矢量位于第三层区域时, 在三角形 (5) 与三角形 (9) 采用 OVDSVM-H1 算法进行均压, 而在三角形 (6)~(8) 使用 NTV-SVM 调制减小输出电平跳变, 从而在优化的区域输出线电压减少为单级电平切换; 而当参考矢量位于第四层区域, 在三角形 (10) 与三角形 (16) 使用 OVDSVM-H1 均压, 而在三角形 (11)~(15) 采用 VDSVM-H2 均压策略, 在优化的区域输出电压减少为 2 级电平跳变。因此, 当参考矢量位于第三层与第四层区域时, 通

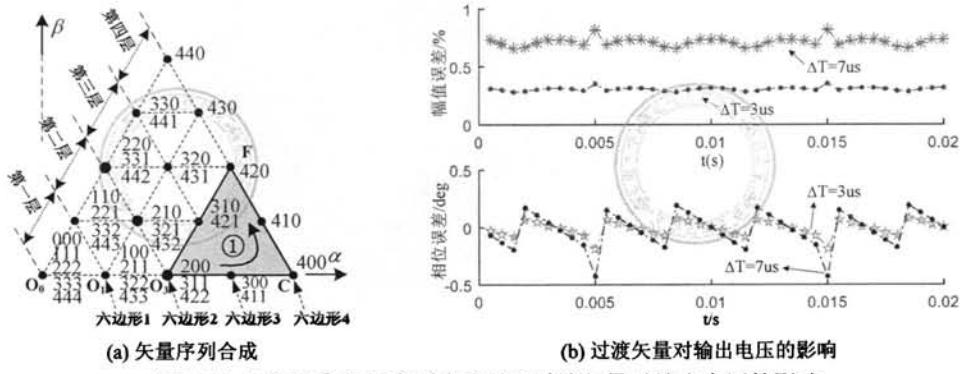


图 2.24: 三角形①矢量序列合成以及过渡矢量对输出电压的影响

过 IVDSVM 算法，在优化的区域变流器输出电压跳变分别减小为单级与 2 级电平输出，进而改善 5L-DCC 在高调制比的输出谐波特性。

### 2.3.6 过调制处理

由以上分析可知，无论是 VDSVM-H1、OVDSVM-H1 还是 IVDSVM 均是以内六边形顶点冗余矢量实现对直流侧电容电压的调节，因此其对应的作用时间将对三种算法的均压效果起着决定性的作用，而随着调制比的持续增大，参考矢量轨迹逐渐靠近外层六边形，导致内层六边形合成矢量的作用时间持续减小，因此有必要分析三种算法在过调制情况下的均压情况。

考虑最恶劣的情况，如图2.25a所示，设定参考矢量轨迹为六边形  $V_g + V_h = k$  的形状，并且矢量轨迹与外层六边形的距离记为  $\delta h$ ，显然调制比越高将导致  $\delta h$  取值越小，相应的内六边形矢量作用时间也越小，但考虑到功率管对驱动窄脉冲的要求，参考电压矢量轨迹不可能与外层六边形完全重合。

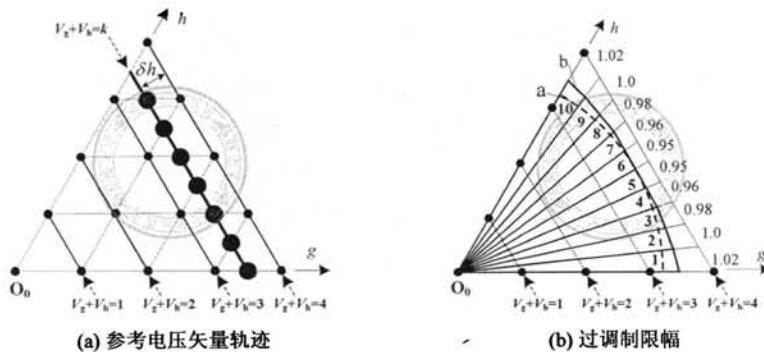


图 2.25: 参考电压矢量轨迹与过调制算法

设置开关频率为 2kHz，参考电压矢量轨迹为  $V_g + V_h = k$ ，假设在每个扇区采样 7 个

点, 如图2.25a所示, 此时调制波频率约为47.6Hz, 则一个周波的42个采样点如表2.13所示, 其中  $\Delta k = k/7$ 。

表 2.13: 参考电压矢量轨迹一个周波采样点

扇区	电压矢量轨迹	采样点
I	$V_g + V_h = k$	$V_g = 7\Delta k, 6\Delta k, 5\Delta k, 4\Delta k, 3\Delta k, 2\Delta k, \Delta k$
II	$V_h = k$	$V_g = 0, -\Delta k, -2\Delta k, -3\Delta k, 4\Delta k, -5\Delta k, -6\Delta k$
III	$V_g = -k$	$V_h = 7\Delta k, 6\Delta k, 5\Delta k, 4\Delta k, 3\Delta k, 2\Delta k, \Delta k$
IV	$V_g + V_h = -k$	$V_g = -7\Delta k, -6\Delta k, -5\Delta k, -4\Delta k, -3\Delta k, -2\Delta k, -\Delta k$
V	$V_h = -k$	$V_g = 0, -\Delta k, -2\Delta k, -3\Delta k, -4\Delta k, -5\Delta k, -6\Delta k$
VI	$V_g = k$	$V_h = -7\Delta k, -6\Delta k, -5\Delta k, -4\Delta k, -3\Delta k, -2\Delta k, -\Delta k$

设置VDSVM-H1与OVDSVM-H1起始矢量作用时间  $T_1$  分别为  $16\mu s$ 、 $12\mu s$ 、 $8\mu s$  与  $4\mu s$ , 则其对应的矢量轨迹  $k$  值分别为 3.8、3.85、3.9 以及 3.95, 而对应的变流器输出线电压有效值大约为 351V、353V、357V 与 364V。进一步设置变流器输出接 5 种不同 RL 负载, 分别为  $10\Omega + 2mH$ 、 $5\Omega + 2mH$ 、 $2.5\Omega + 0.5mH$ 、 $1.25\Omega + 0.5mH$  与  $0.625\Omega + 0.2mH$ , 对应的输出电流有效值大约分别为 25A、50A、100A、200A 与 400A。

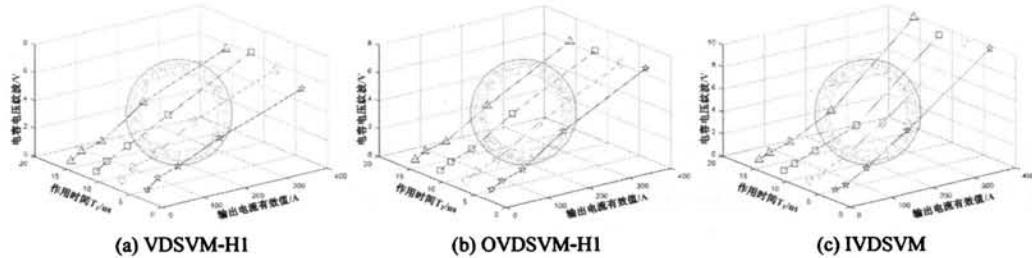


图 2.26: 内六边形矢量作用时间对电压平衡的影响

如图2.26所示, 分别为VDSVM-H1、OVDSVM-H1与IVDSVM 算法在不同矢量作用时间  $T_1$  与变流器输出电流情况下的均压效果, 通过观察可以发现:

1) 在所考虑的负载条件下, 当作用时间  $T_1$  分别为  $16\mu s$ 、 $12\mu s$ 、 $8\mu s$  与  $4\mu s$  时, 三种算法均能够很好地满足直流侧电容均压要求。

2) 随着负载电流的增大, 直流侧电容电压纹波逐渐增大, 其中VDSVM-H1与OVDSVM-H1的电压平衡效果差别很小; 而当负载电流小于 200A 时, IVDSVM 与前两种算法的电容电压纹波基本相同, 在负载电流为 400A 时采用 IVDSVM 算法电容电压纹波峰值约为 10V, 而前两种算法电压纹波约为 6V。

3) 在所考虑的负载条件下, 无论采用何种均压算法, 内六边形矢量作用时间  $T_1$  的不同取值并没有产生明显的差别。

基于以上结论与实际情况, 设置驱动最小脉宽为  $8\mu s$ , 对应的最大线性调制比约为 0.95。由此得到过调制处理方法如图2.25b所示, 其中每个扇区等分为 10 个区间, 每个

区间相差  $10^\circ$ ，在区间 5 和 6 设置最大调制比为 0.95，而区间 4 和 7 最大调制比为 0.96，以及区间 3 和 8 最大调制比为 0.98，而区间 2 和 9 最大调制比为 1.0，最后区间 1 和 10 最大调制比为 1.02。其中过调制算法形成的矢量轨迹如图2.25b的曲线 b 所示，而曲线 a 为最大线性调制比对应的矢量轨迹，可见在过调制可以增大输出电压的有效值，但同时输出电压的谐波含量也增大。

## 2.4 仿真与实验

由以上分析可知，5L-DCC 电压平衡可以分为两种情况，第一种是低调制比情况，也即参考矢量位于六边形 2 以内（第一、二层区域）时，此时通过构造充足的冗余矢量序列，通过目标函数优化的 NTV-SVM 算法即可实现电容电压平衡；第二种是高调制比情况，即参考矢量位于六边形 2 以外（第三、四层区域）时，主要介绍了 VDSVM-H1、OVDSVM-H1 与 IVDSVM 三种均压方法。以下将分别针对这两种情况的 5L-DCC 电压平衡进行仿真与实验验证，主电路采用图2.14b所示改进型拓扑，并由三相二极管整流为变流器提供直流电，开关频率 2kHz，死区时间  $5\mu s$ ，过渡矢量作用时间  $7\mu s$ ，最下脉宽  $8\mu s$ ，直流滤波电容  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 6800\mu F$ 。实验测试仪器为泰克 TPS2024B 示波器、泰克 DPO3014B 示波器、安捷伦 DSO5014A 示波器以及横河 WT1800 功率分析仪。

### 2.4.1 目标函数优化 NTV-SVM 均压算法

直流母线电压 400V，变流器输出接 RL 阻感负载 ( $R = 10\Omega, L = 15mH$ )，首先设置调制比  $M = 0.2$ ，调制波频率为 10Hz，功率因数为 0.996，此时参考电压矢量位于三角形 (1)。图2.27a为变流器输出线电压波形，可见由于参考矢量位于内六边形，线电压呈现与两电平相同的特性。图2.27b为输出线电流，以及图2.27c为直流侧电容电压波形，可见 4 个电容电压均很好地调节至额定值，且电压纹波峰峰值小于 2V，均压效果良好。

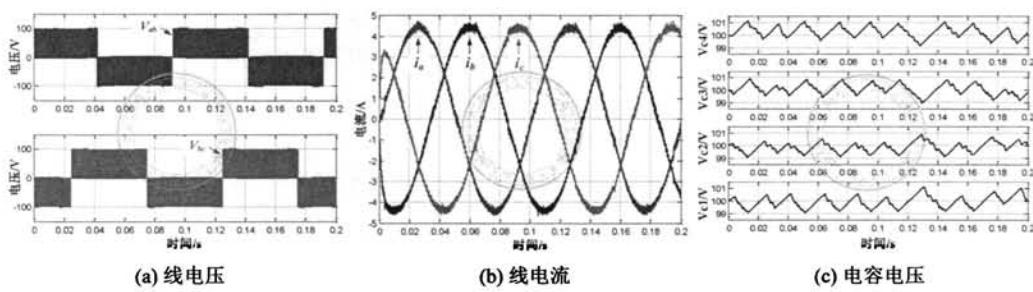


图 2.27: 调制比 0.2 仿真结果

设置调制比  $M = 0.48$ ，调制波频率 25Hz，功率因数为 0.973，此时参考矢量位于第二层区域，采用 NTV-SVM 调制输出线电压将与三电平相同，如图2.28a所示。图2.28c为直流侧电容电压，通过观察可知电压纹波峰峰值小于 4V。

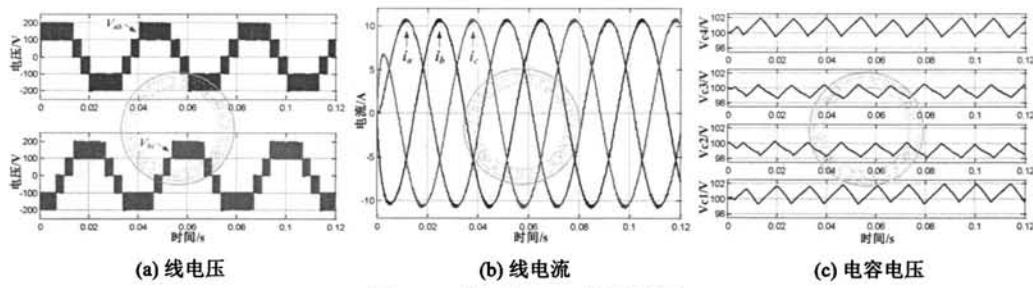
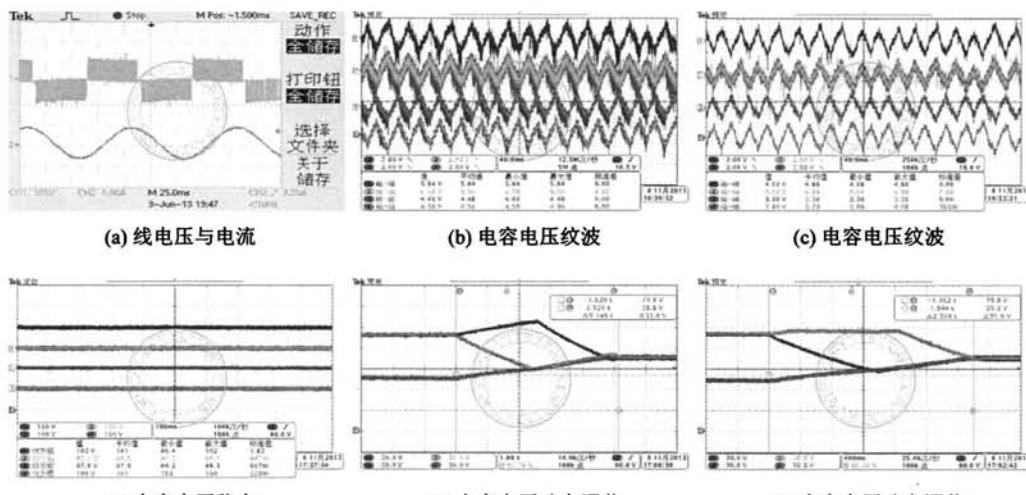


图 2.28: 调制比 0.48 仿真结果

实验测试负载为三相异步电机对拖三相永磁同步发电机，发电机输出接3个1kW电炉，其中电机额定电压为380V，额定功率为3kW，测量直流电压时示波器CH1~CH4分别对应 $V_{C_1}$ ~ $V_{C_4}$ 。动态实验为阻感负载( $R = 10\Omega$ ,  $L = 15mH$ )， $V_{C_1}$ 与 $V_{C_4}$ 的初始电压约为130V，而 $V_{C_2}$ 与 $V_{C_3}$ 的初始电压约为70V，此时直流侧电容电压呈现严重不平衡的状态。



(e) 电容电压动态调节

调制比  $M = 0.2$  实验波形如图2.29所示，其中图2.29a为输出线电压与电流波形，与图2.27仿真情况是相符合的，并且稳态情况下直流侧电容电压非常平稳，如图2.29d所示。其中图2.29b与图2.29e为文献 [81] 采用七段式矢量序列的电容电压纹波与动态实验结果，可见电容电压纹波峰峰值最大约为 6.5V，动态调整时间约为 5.1 秒。而图2.29c与图2.29f为采用所提矢量序列选择规则实验结果，算法仅需 2.6 秒完成均压，并且电容电压纹波峰峰值最大约为 4.8V，这是包含了五段式矢量序列的结果。

调制比  $M = 0.48$ , 参考矢量位于第二层区域, 优先选择七段式矢量序列均压的仿真与实验结果如图2.30所示, 可见电容电压迅速失去平衡, 其中  $C_1$  电压最高达到 200V,

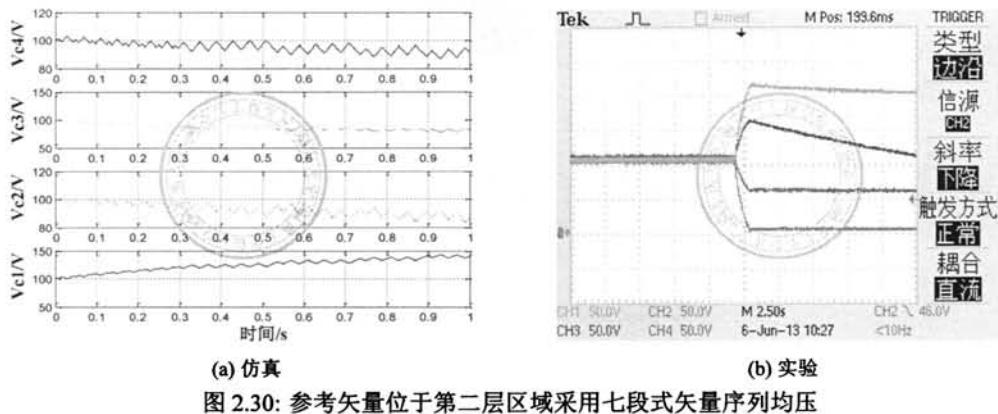


图 2.30: 参考矢量位于第二层区域采用七段式矢量序列均压

而  $C_2$  接近失电，因此当参考矢量位于第二层区域时，仅依靠七段式矢量序列不能达到电压平衡的目的。采用所提矢量序列选择规则的实验波形如图2.31所示，其中图2.31a所示线电流与电压波形与图2.28仿真结果是相符合的，并且稳态情况下直流侧4个电容电压非常平稳，如图2.31d所示。图2.31b与图2.31e为采用文献[89]五段式矢量序列的电容电压与动态实验波形，其中电容电压纹波峰峰值最大约为9.7V，动态调节经过约为2.2秒进入稳态，并且存在大量振荡过程。而图2.31c与图2.31f为采用所提矢量序列选择规则对应的实验结果，电压峰峰值最大约为5.2V，动态过程仅需1.1s即完成电压调整。

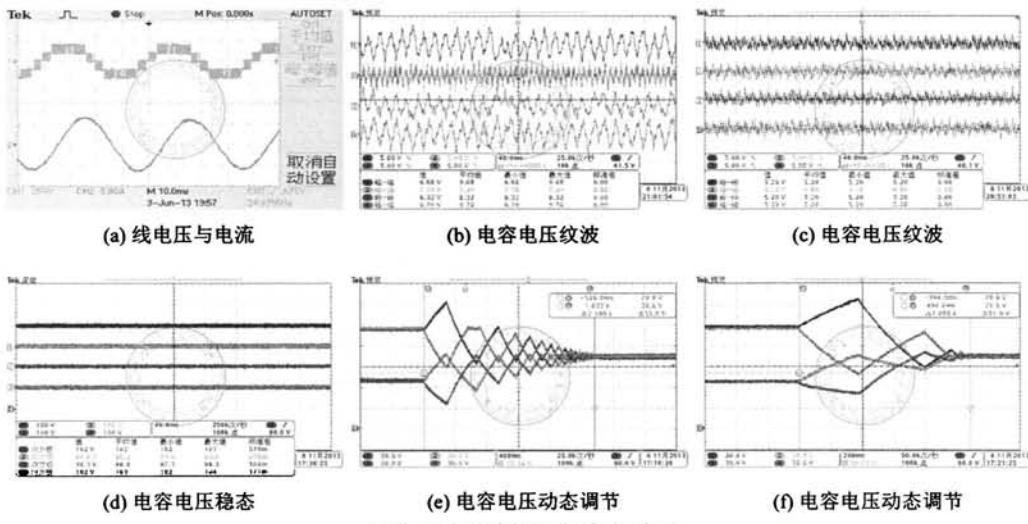


图 2.31: 调制比 0.48 实验结果

### 2.4.2 高调制比均压算法

针对 5L-DCC 在高调制比的电压平衡，主要介绍了 VDSVM-H1、OVDSVM-H1 与 IVDSVM 三种均压方法，以下对三种算法在不同调制比、直流侧电容器容量、电容器容量误差以及开关频率条件下的变流器性能进行对比，重点关注直流侧电容电压纹波以及交流测输出电流的 THD 这两个指标，其中系统参数与 NTV-SVM 算法是相同的。

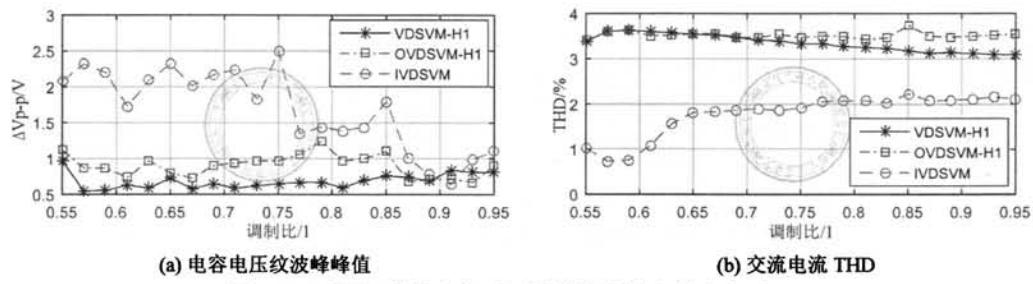


图 2.32: 不同调制比电容电压纹波峰峰值与输出电流 THD

设置调制比从 0.55 每次增长 0.02，逐渐增长到最大线性调制比 0.95，得到三种算法在不同调制比下的电容电压纹波峰峰值与交流输出电流 THD 分别如图2.32a与图2.32b所示。通过观察可以发现，VDSVM-H1 算法的电容电压纹波最小，在整个调制比范围均小于 1V，其次为 OVDSVM-H1 的电压纹波峰峰值最大约 1.3V，而 IVDSVM 算法的电容电压纹波最大，尤其是当调制比  $0.55 \leq M \leq 0.75$  时其电压纹波是前两种算法的两倍关系，然而当调制比  $M > 0.75$  时三种算法均压效果的差别趋于减小。尽管如此，即使是 IVDSVM 算法其产生的电压纹波峰峰值也只有 2.5V，仅占其额定电压的 2.5%。其次，VDSVM-H1 与 OVDSVM-H1 两种算法的谐波特性基本相当，仅在高调制比区域 VDSVM-H1 表现稍优于 OVDSVM-H1，而在整个调制比区域，IVDSVM 算法输出电流 THD 约为前两种算法的一半，这是由于在 IVDSVM 引入 NTV-SVM 与 OVDSVM-H2 算法的结果，这与前述分析是相符合的。

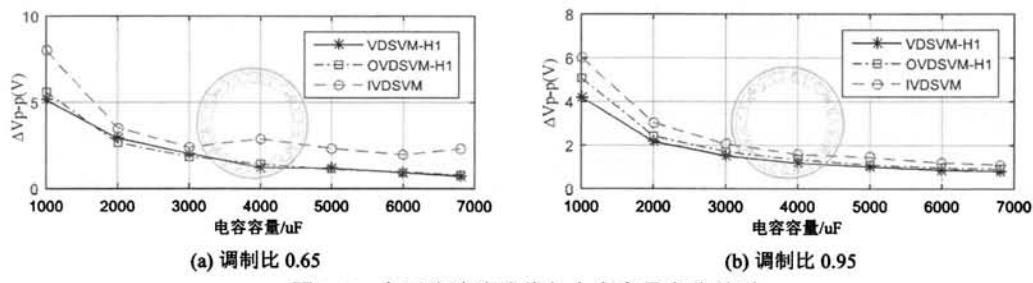


图 2.33: 电压纹波峰峰值与电容容量变化关系

设置直流侧电容容量分别为  $1000\mu F$ 、 $2000\mu F$ 、 $3000\mu F$ 、 $4000\mu F$ 、 $5000\mu F$ 、 $6000\mu F$ 、 $6800\mu F$ ，调制比分别取 0.65 与 0.95，分别应用 VDSVM-H1、OVDSVM-H1 与 IVDSVM 算

法进行仿真，得到三种算法在不同电容器容量下的直流电容电压纹波峰峰值如图2.33所示。显然，在所考虑的两种调制比情况下，随着电容容量的增加，直流侧电容电压纹波呈现减小特点，然而当电容容量大于  $2000\mu F$  后，电压纹波衰减速度逐渐减慢，此时进一步增大电容容量并不能显著减小电容电压纹波。

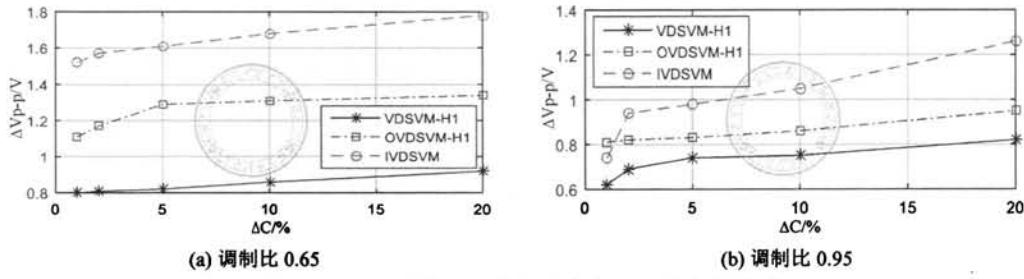


图 2.34: 电压纹波峰峰值与电容容量误差变化关系

考虑到实际个体电容容量存在误差的情况，为此设置电容容量误差百分比分别为 1%、2%、5%、10% 与 20%，调制比分别取 0.65 与 0.95，得到三种算法的直流电压纹波峰峰值如图2.34所示。可见随着电容容量误差的增大，整体上电容电压纹波呈现增大趋势，但是变化幅度非常小。以调制比 0.65 为例，当  $\Delta C = 1\%$  时，VDSVM-H1、OVDSVM-H1 与 IVDSVM 三种算法的电压纹波峰峰值分别为 0.8V、1.1V 与 1.5V，而当  $\Delta C = 20\%$  时，三种算法对应的电压纹波分别为 0.95V、1.35V 与 1.8V。因此，对三种算法而言，电容器容量误差对其均压效果影响均很小。

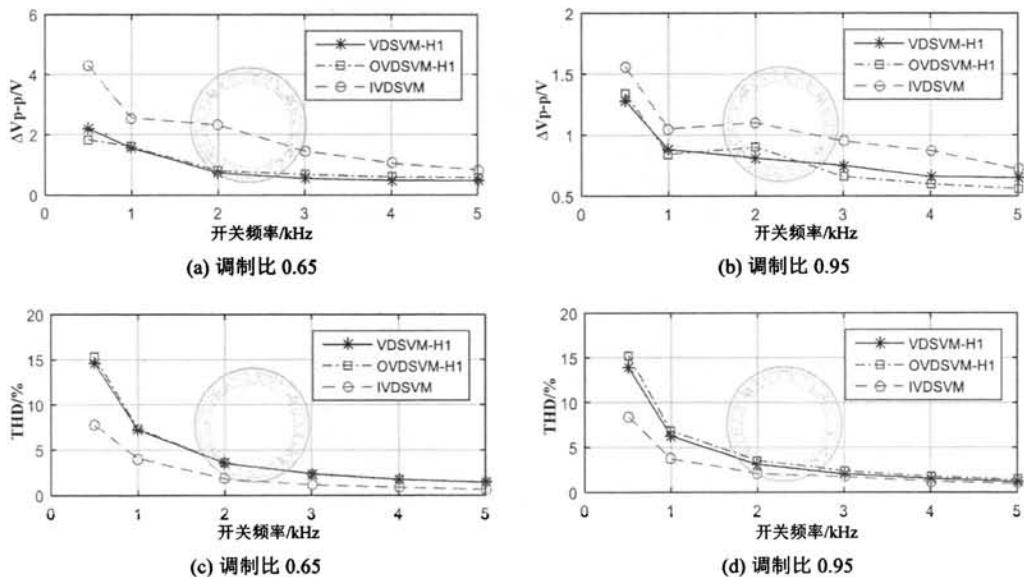


图 2.35: 不同开关频率下电容电压纹波峰峰值与输出电流 THD

进一步，考察三种算法在不同开关频率下变流器的性能，为此分别设置开关频率为 500Hz、1kHz、2kHz、3kHz、4kHz 与 5kHz，调制比分别取 0.65 与 0.95，得到三种算法直流电容电压纹波与输出电流 THD 如图2.35所示。通过观察可以发现，随着开关频率的升高，直流电容电压纹波以及输出电流 THD 均呈现减小趋势，并且当开关频率大于 2kHz 后变化趋势趋于平缓，即进一步增大开关频率这两个性能指标并不能获得明显的提升。另外，在所考虑的开关频率与调制比，VDSVM-H1 与 OVDSVM-H1 算法在电容电压纹波与输出电流 THD 方面的性能基本相同，两种算法的对应的曲线也基本重合；而 IVDSVM 算法的电容电压纹波虽然较前两种算法更大，但是其输出电流的 THD 约为前两种算法的一半，这也是 IVDSVM 优化的目的所在。

稳态实验由三相二极管整流提供直流电，根据负载情况实际直流侧电压在 510V~540V 之间波动，5L-DCC 输出接三相交流电动机，电机的额定电压 380V 以及额定功率 20kW，系统其他参数与仿真相同。由前述分析可知，VDSVM-H1 算法在矢量序列切换瞬间存在越级跳变的风险，不能满足 5L-DCC 对状态转移的要求，基于此原因在实验测试舍弃了该算法，重点考察 OVDSVM-H1 与 IVDSVM 这两种算法在高调制比的性能。

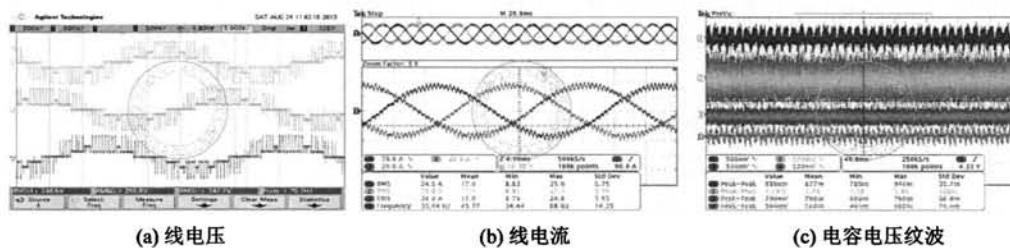


图 2.36: OVDSVM-H1 调制比 0.65 实验波形

首先，设置调制比 0.65，采用 OVDSVM-H1 算法的实验结果如图2.36所示，其中图2.36a为变流器输出线电压，可见线电压存在 3 级电平跳变，输出电平阶梯数较少。此外，OVDSVM-H1 的多级电平跳变特性，将导致输出电流的纹波增大，如图2.36b所示 THD 为 4.4%。最后图2.36c为直流侧 4 组电容电压的纹波分量，可见 OVDSVM-H1 具有良好的均压能力，电压纹波峰峰值最大约为 1.8V。

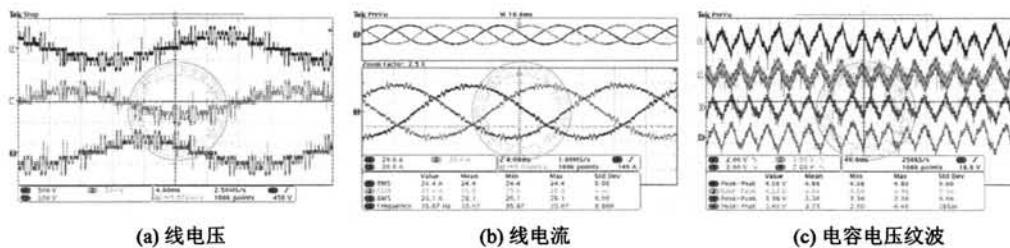


图 2.37: IVDSVM 调制比 0.65 实验波形

同样设置调制比 0.65，采用 IVDSVM 算法的实验波形如图2.37所示，首先观察输出

线电压可知，与图2.36a相比较，采用 IVDSVM 算法的输出电平阶梯数明显增多，并且存在大量的单级电平跳变，这正是引入 NTV-SVM 的目的所在。进一步由图2.37b输出电流可知，与图2.36b相比其电流纹波明显减小，经测量 THD 为 2.1%，因此变流器谐波特性得到明显改善。此时直流侧电容电压纹波峰峰值最大约为 4.9V，虽然要比 OVDSVM-H1 算法更大，但是占其额定电压较小约为 5.0%，这与前述仿真分析是相符合的。

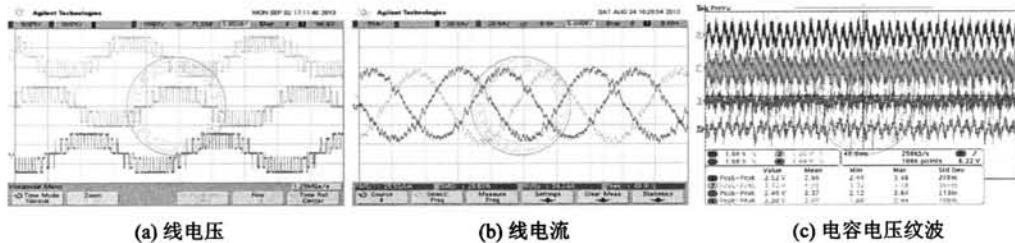


图 2.38: OVDSVM-H1 调制比 0.95 实验波形

其次，设置调制比 0.95，采用 OVDSVM-H1 算法的实验结果如图2.38所示。此时输出线电压含有大量的 3 级电平跳变，以至于输出电流质量进一步恶化，THD 为 5.7%，如图2.38b所示。直流侧电容电压纹波峰峰值最大约为 3.3V，如图2.38c所示。采用 IVDSVM 算法的实验波形如图2.39所示，由于 VDSVM-H2 算法的引入，在大部分区域电压只发生 2 级电平跳变，因此输出电压的电平数增多。并且由图2.39b可知输出电流纹波得到减小，电流质量具有明显的提高，THD 为 3.3%。而直流侧电容电压纹波峰峰值最大约为 6.5V，依然获得了良好的均压效果。

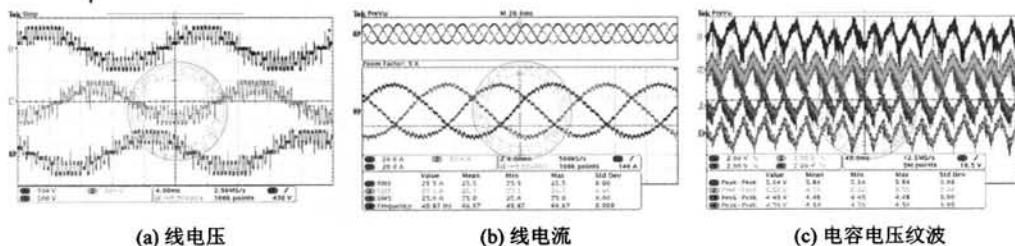


图 2.39: IVDSVM 调制比 0.95 实验波形

再次，设置变流器运行在图2.25b所示过调制算法电压轨迹，得到 OVDSVM-H1 与 IVDSVM 两种算法的交流侧输出电流与直流侧电容电压纹波波形，如图2.40所示。可见发生过调制后，输出电压含有谐波分量并进一步导致电流畸变，两种算法输出电流 THD 分别为 7.2% 与 5.3%，分别如图2.40a与图2.40b所示；另一方面，过调制同样会引起电容电压纹波增大，如图2.40c与图2.40d所示，两种算法电容电压纹波峰峰值最大分别为 11V 与 15V。

动态实验直流测电压 450V，变流器输出接 RL 负载 ( $R = 10\Omega$ ,  $L = 15mH$ )，设置电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  的初始电压分别为 200V、25V、25V 与 200V，调制比分别取 0.65

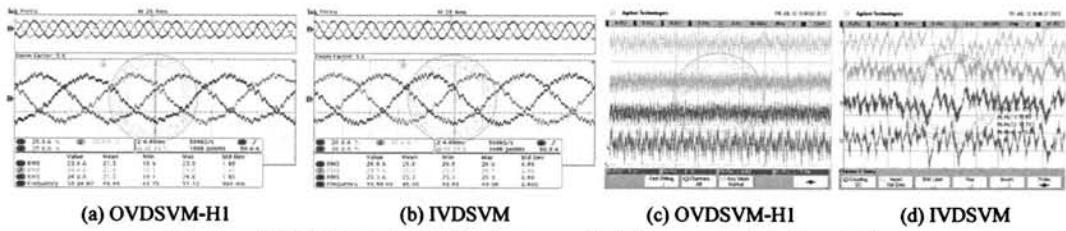


图 2.40: 过调制情况下实验结果: (a)(b) 线电流; (c)(d) 电容电压纹波

与 0.95，得到基于 OVDSVM-H1 与 IVDSVM 算法的电压调节过程，如图2.41所示。通过观察可以发现，在调制比 0.65 与 0.95 条件下，OVDSVM-H1 分别经过 4.0 秒与 1.2 秒直流侧电压进入稳态，而 IVDSVM 电压调节时间大约分别为 4.5 秒与 2.5 秒。除此之外，两种算法的电压调节过程具有非常明显差异。

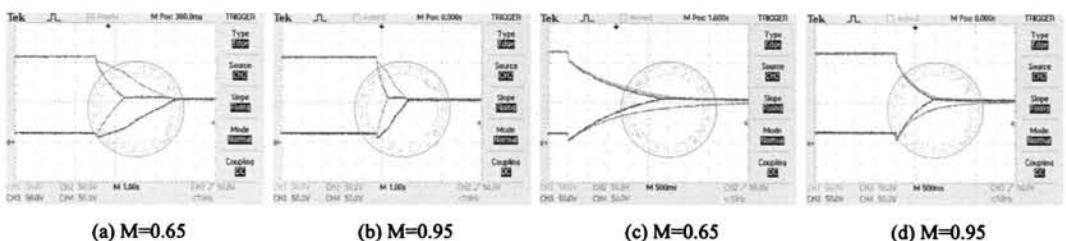


图 2.41: 动态实验结果: (a)(b) OVDSVM-H1; (c)(d) IVDSVM

## 2.5 本章小结

本章详细讨论了 PCS 交流侧 VSC 的空间矢量调制，主要介绍了 2L-3P3W、2L-3P3W4L、3L-3P3W 以及 5L-DCC 拓扑的矢量调制与电压平衡。首先，以 2L-3P3W 拓扑为例，介绍了 SVM 的基本原理与实现方法，并进一步将该方法应用于 2L-3P3W4L 拓扑，介绍了其在  $\alpha\beta\gamma$  坐标系的 SVM 实现。其次，针对目前在 PCS 应用越来越广泛的三电平拓扑，介绍了 3L-3P3W 的 NTV-SVM 与 VSVM 两种电压平衡算法。再次，将 SVM 拓展到 5L-DCC，研究了基于目标函数优化的 NTV-SVM 均压算法，并根据 5L-DCC 输出电平切换规则，提出了最优矢量序列选择规则，实现了 5L-DCC 在低调制比的电压平衡。此外，针对 VDSVM-H1 存在的输出电压越级跳变问题，通过引入冗余矢量序列并更新矢量序列选择规则，提出了 OVDSVM-H1 算法，避免了输出电压的越级跳变并且变流器电压平衡不受功率因数的影响。最后，为了改善 5L-DCC 在高调制比输出电压的谐波特性，提出了 IVDSVM 均压算法，使得在优化区域变流器输出线电压减小为 2 级或者单级电平输出，并且在过调制的情况下依然获得了良好的稳态与动态均压效果。



### 第三章 电网电压平衡条件下 PCS 并网电流环的控制

比例-积分 (Proportional-integral, PI) 控制器在控制领域有着非常广泛的应用，由于基波正序交流信号在正序同步旋转坐标系 (PS-SRF) 表现为直流量，因此直观上通过 PI 控制器对直流分量提供的无穷大增益，便可实现对 PS-SRF 直流信号的无静差调节，因此基于 SRF 的 PI 控制已经成为并网型变流器以及电机驱动等系统电流调节的工业标准长达 20 多年<sup>[94]</sup>。然而尽管如此，至今针对 PS-SRF 电流环的控制缺乏深入的综合性研究，具体表现如下：

首先，被控对象在 SRF 会出现交叉耦合项，使得 d、q 轴电流的暂态调节响应相互影响，即 d 轴电流的调节过程会影响 q 轴电流，反之亦然。将电网电压或者电机反电势作为扰动分量考虑，则系统表现为一个两输入/两输出系统，其矩阵方程不利于使用常规的分析工具（如根轨迹、频率响应等）展开研究，也不利于控制器参数的调节<sup>[94,96,169]</sup>。

其次，对并网型 PCS 而言，当电网电压存在谐波分量时，需要电流环能够抑制这些高次谐波的影响，抑或控制逆变器向电网注入期望的谐波电流分量（如谐波补偿等），而电机驱动系统通常要求电机的转速能够进行大范围的调节，这都要求 PI 控制器能够对宽频率范围的电流信号进行有效控制。实际上，即使电网电压只含有基波正序分量，或者控制电机运行在某一固定转速，电流环也有必要对高次谐波进行有效调节，以抑制变流器死区等非线性因素对输出电流的影响（如闭环死区补偿等），这些影响在直流侧电压较高以及并网电抗器较小的情况下表现尤为突出。然而，随着控制频率 (SRF 同步旋转频率) 的升高，控制对象交叉耦合项的影响越大，系统容易出现震荡甚至不稳定的现象。为了抑制耦合项的影响，通常采用电流状态反馈解耦控制策略，在不考虑延时的情况下（数字控制的一拍延时和变流器固有的零阶保持特性），该方法等效于将被控对象的复极点平移至实轴，从而可以通过实系数 PI 控制器的零点与之对消，进而将电流环变为一阶系统<sup>[92]</sup>；另外一种思路则是无论被控对象的极点是实数还是复数，直接设计控制器的零点与之对消<sup>[96]</sup>。在忽略延时影响的情况下，这两种解耦方法是完全等效的。然而，对于数字控制而言，延时毕竟是不可忽略的，尤其是当控制频率相对于开关频率较高时（载波比低下的情况），延时成为制约控制器性能的主要因素。此时，两种解耦方法在参数敏感性以及延时稳定性方面的表现具有明显的不同，需要全面而深入研究。

此外，PI 控制器的参数调节长久以来是个谜一样的问题，缺乏统一而明确的指导依据。通常来说对控制器的性能要求可以分为两大部分，即对参考给定信号的跟踪能力（调节时间、超调、稳态误差等）以及对扰动信号的抑制能力（电网电压、电机反电势）。事实上，根据内模控制的思想，要求控制器的零点与被控对象的极点抵消，或者实现低频段的近似抵消（这点也可以通过零极点图进行验证）<sup>[170]</sup>，因此 PI 控制器实际上只有一个控制自由度，单独使用很难满足以上两大控制性能的需求，即同时具有良好的跟踪

能力又具备很好的抗干扰能力。通过在电流环加入有源阻尼，增加额外的控制自由度，可以一方面不影响原有的电流环的跟踪能力，而另一方面提高电流环的抗扰动能力。此时，阻尼电阻值的选择非常关键，阻值太小效果不明显，阻值太大系统不稳定，因此最优阻尼电阻的设计也有待深入研究。

### 3.1 PWM 变流器模型

PCS 交流侧并网变流器以 2L-3P3W 拓扑输出接单电感为例讨论电流环的设计，该模型虽然简单，却极具代表性，是构成 PCS、可再生能源发电、电能质量治理、电机驱动等系统的核心部分。如图3.1所示，变流器通过电感  $L$  与电网相连，而  $R_L$  为电抗器的等效电阻。

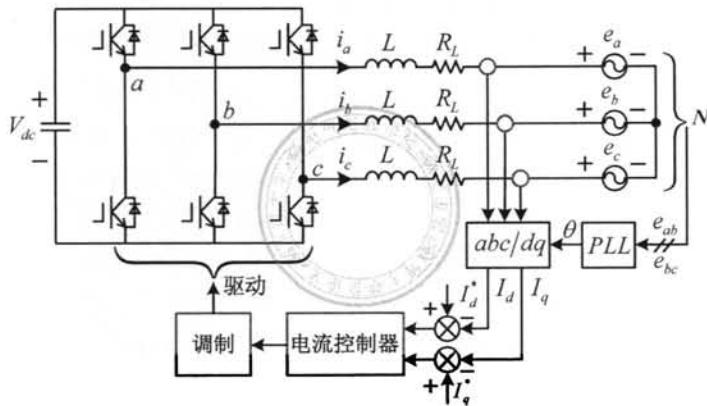


图 3.1: 2L-3P3W 输出接单电感并网变流器

首先，由图3.1可以得到以下方式：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + R_L \cdot i_a = v_{aN} - e_a \\ L \frac{di_b}{dt} + R_L \cdot i_b = v_{bN} - e_b \\ L \frac{di_c}{dt} + R_L \cdot i_c = v_{cN} - e_c \end{cases} \quad (3.1)$$

进一步，应用 Park 变换得到式(3.1)在 SRF 等效方程：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L & -\omega_e L \\ \omega_e L & R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

其中  $\omega_e$  为 SRF 旋转角频率。

### 3.1.1 标量模型

根据式(3.2)可以得到变流器在 SRF 的标量模型, 如图3.2所示的被控对象, 为了分析方便图3.2包含了电流调节器, 即图中的 PI 控制器。通过观察, 可知标量模型具有以下特点:

- 1) d、q 轴电流调节并不是独立的, 而是存在交叉耦合项  $\omega_e \cdot L$ , 因此 d 轴电流的调节过程会影响 q 轴电流, 反之亦然。并且耦合项与控制频率成比例关系, 也即控制频率越高, 耦合越严重。
- 2) 由于耦合项的存在, 被控对象有两个复极点, 分别是  $-R_L/L + j \cdot \omega_e$  与  $-R_L/L - j \cdot \omega_e$ 。
- 3) 将电网电压作为扰动分量考虑, 则电流环表现为两输入/两输出系统, 需要对 4 个方程进行求解, 导致分析非常繁琐且控制器的设计困难。

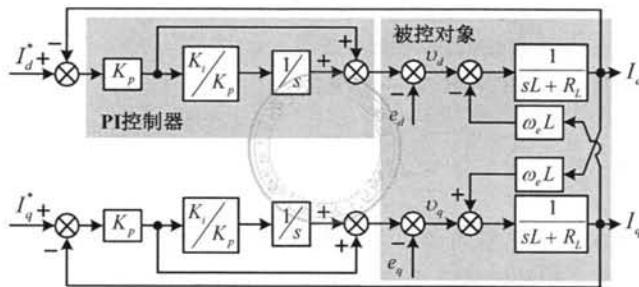


图 3.2: PCS 并网变流器 SRF 标量模型

### 3.1.2 矢量模型

应用 Clark 变换和式(3.1), 得到被控对象在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系的模型:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

结合式(2.1), 可以将式(3.3)写成矢量形式:

$$v_{\alpha\beta} = R_L \cdot i_{\alpha\beta} + L \cdot \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + e_{\alpha\beta} \quad (3.4)$$

考虑到:

$$u_{dq} = u_d + j u_q = e^{-j \cdot \omega_e \cdot t} \cdot u_{\alpha\beta} \Leftrightarrow u_{\alpha\beta} = e^{j \cdot \omega_e \cdot t} \cdot u_{dq} \quad (3.5)$$

以及:

$$\mathcal{L}[e^{\zeta t} \cdot g(t)] = G(s - \zeta) \quad (3.6)$$

得到:

$$v_{dq}(s) = (s \cdot L + R_L + j \cdot \omega_e \cdot L) \cdot i_{dq}(s) + e_{dq}(s) \quad (3.7)$$

即：

$$G_p^e(s) = \frac{i_{dq}^s(s)}{v_{dq}^s(s)} = \frac{1}{s \cdot L + R_L + j \cdot \omega_e \cdot L} \quad (3.8)$$

由此得到电网平衡条件下 PCS 并网电流环在 SRF 的矢量模型，如图3.3所示，对比图3.2可以发现矢量模型具有以下特点：

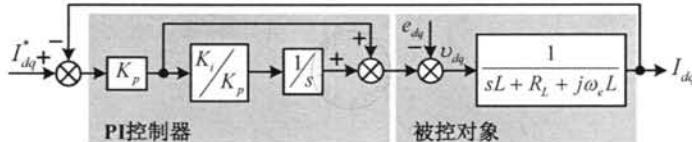


图 3.3: PCS 并网变流器 SRF 矢量模型

- 1) 矢量模型与标量模型是完全等效的，但矢量模型的输入/输出变量为标量模型的一半，从而将复杂的两输入/两输出模型简化为单输入/单输出系统，可以方便地应用根轨迹、频率响应等工具对系统进行分析与设计。
- 2) 系统具有一个复极点，即  $-R_L/L - j\omega_e$ 。

### 3.1.3 离散模型

假设直流侧电压在一个开关周期内保持不变，则变流器调制波电压在一个开关周期呈现零阶保持特性，并考虑式(3.4)可得单电感并网变流器在静止坐标系的离散模型如下：

$$G_p^s(s) = \frac{1}{sL + R_L} \xrightarrow{\text{zoh}} G_p^s(z) = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{1 - e^{-R_L T_s / L}}{z - e^{-R_L T_s / L}} \quad (3.9)$$

其中  $T_s$  为采样周期，由式(3.9)得到差分方程并转换到 SRF，得到：

$$i_{\alpha\beta}[k] \cdot e^{-j\theta_e[k]} = i_{\alpha\beta}[k-1] \cdot e^{-j\theta_e[k]} \cdot e^{-\frac{R_L T_s}{L}} + v_{\alpha\beta}[k-1] \cdot e^{-j\theta_e[k]} \cdot \frac{1 - e^{-R_L T_s / L}}{R_L} \quad (3.10)$$

进一步，将式(3.10)可以得到以下传递函数：

$$G_p^e(z) = \frac{I_{dq}(z)}{V_{dq}(z)} = \frac{z^{-1} \cdot (1 - e^{-R_L T_s / L}) \cdot e^{-j\omega_e T_s}}{R_L \cdot (1 - z^{-1} \cdot e^{-R_L T_s / L} \cdot e^{-j\omega_e T_s})} \quad (3.11)$$

式(3.11)即为单电感并网变流器在 SRF 的离散模型。

## 3.2 消除耦合项的影响

下面首先以一个简单模型仿真进行说明，通过观察电流暂态响应几个现象，更加直观了解耦合项的影响，然后通过系统的根轨迹以及频率响应分析，解释发生这些现象的原因，最后针对这些现象提出解决办法，其中系统仿真参数如表3.1，系统带宽设计为(Bandwidth, BW) 为 800 rad/s。

表 3.1: 电网电压平衡 PCS 并网电流环仿真参数

名称	数值	单位
电感 $L$	5.0	mH
等效电阻 $R_L$	0.5	$\Omega$
$K_p$	4	1
$K_i$	400	1
BW	800	rad/s

首先设定参考给定信号的频率与控制频率严格相等，观察 d、q 轴耦合项对电流暂态响应的影响。为此，分别设置 d 轴和 q 轴电流给定在 1s 和 1.5s 由 5A 增大为 10A，且对控制频率分别为 50Hz 与 200Hz 进行仿真，得到 d、q 轴电流响应分别如图3.4a与图3.4b所示。通过观察可以发现，d 轴电流调节过程中会影响 q 轴电流，反之 q 轴电流调节也会对 d 轴电流产生影响，并且控制频率 200Hz 的耦合强度要比 50Hz 更为显著。

其次，设定参考给定信号的频率与控制频率存在偏差，观察耦合项对稳态响应的影响。如图3.4c~图3.4f所示，分别设定控制频率为 50Hz、100Hz、200Hz 与 950Hz，相应的参考信号的频率分别为 61Hz、110Hz、207Hz 和 952Hz，而参考电流信号的幅值均为 1A。通过观察可见，在这些参考频率信号的激励下，系统的输出不但没有实现无静差跟踪，而且输出还存在放大现象，并且随着控制频率的升高，输出放大越严重，比如在所考虑 4 种情况下的输出电流幅值分别为 1.2A、1.4A、1.9A 与 6.5A。

由此可见，耦合项对系统的影响主要表现在两方面，首先是 d 轴与 q 轴电流暂态响应相互影响，并进一步导致 PCS 并网有功、无功功率的波动；其次耦合项会降低系统稳定性，并伴随闭环奇异点的产生，尤其是随着控制频率的升高，耦合项的影响越加显著，系统容易发生震荡并延长调节时间，这可以从频率响应以及根轨迹两方面进行分析。

由图3.3可以得到 SRF 开环传函如式(3.12)所示，其中上标“e”表示 SRF 坐标系。

$$G_{OL}^e(s) = \frac{s \cdot K_p + K_i}{s^2 \cdot L + s \cdot (R_L + j\omega_e \cdot L)} \quad (3.12)$$

进一步，通过频率变换  $s \rightarrow s - j\omega_e$  将式(3.12)转换到静止坐标系，如式(3.13)所示，其中上标“s”表示静止坐标系。

$$G_{OL}^s(s) = \frac{s \cdot K_p - j\omega_e \cdot K_p + K_i}{s^2 \cdot L + (R_L - j\omega_e \cdot L) \cdot s - j\omega_e \cdot R_L} = \frac{(s - j\omega_e) \cdot K_p + K_i}{(s - j\omega_e) \cdot (s \cdot L + R_L)} \quad (3.13)$$

可见系统有两个开环极点和一个开环零点，即  $p_{ol}^1 = -R_L/L$ 、 $p_{ol}^2 = j\omega_e$  以及  $z_{ol} = -K_i/K_p + j\omega_e$ 。设置控制频率分别为 0Hz、50Hz、100Hz 与 200Hz，得到系统的根轨迹曲线如分别图3.5a~图3.5d所示，通过观察可以得到以下重要结论：

1) 如图3.5a所示，为了实现低频段开环零点  $z_{ol}$  与靠近虚轴的闭环极点  $p_{cl}^1$  近似抵消，要求  $K_i/K_p = R_L/L$ ，从而使得  $p_{cl}^2$  成为闭环主导极点，并且由于  $p_{cl}^2$  远离虚轴（对于一阶系统该极点也即为系统带宽），由其激励的暂态分量被迅速衰减，此时系统响应与期望设计是相符合的。

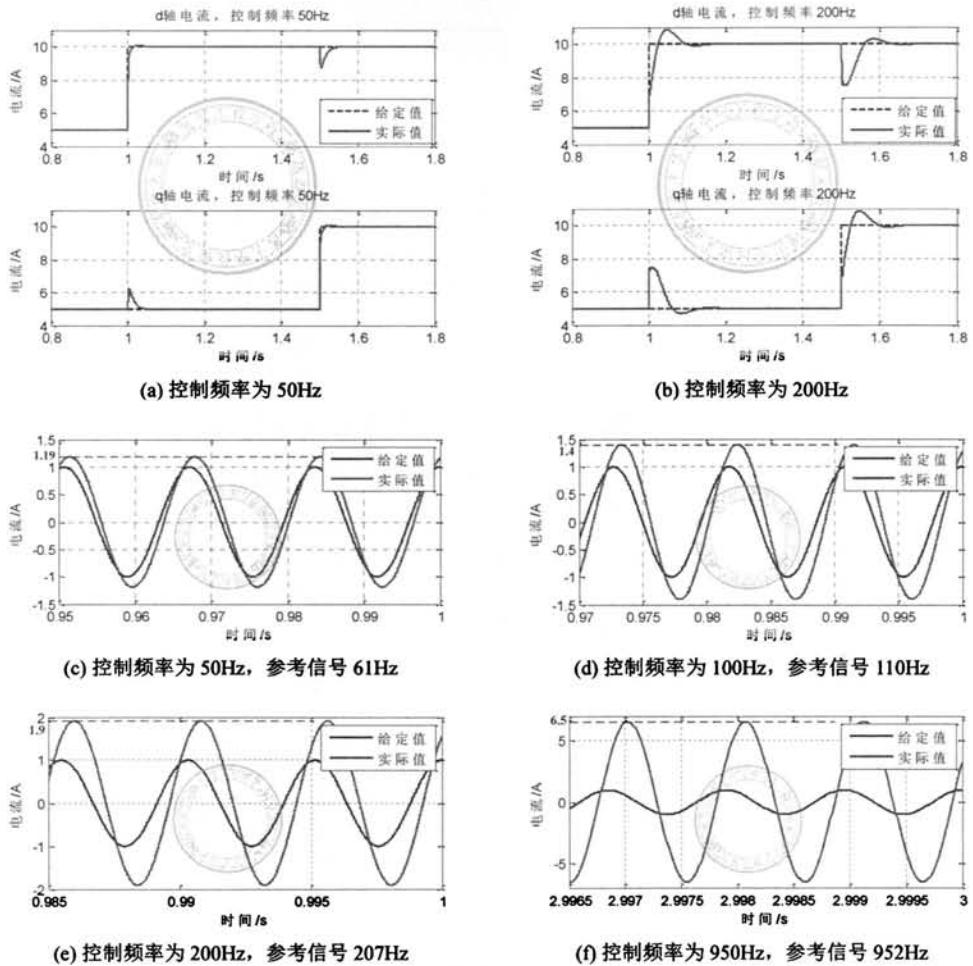


图 3.4: 模型仿真闭环奇异点现象

2) 而随着控制频率的升高,  $p_{cl}^1$  逐渐远离开环零点并靠近虚轴, 也即该极点对系统的影响加重 (留数变大), 并最终成为主导极点, 从而降低了系统稳定性, 延长调节时间并增大超调量, 系统响应与期望设计误差加大, 如图3.5b ~ 图3.5d所示。

3) 另一方面, 随着控制频率的升高,  $p_{cl}^2$  的实部增大并逐渐远离系统设计带宽, 并且由于  $p_{cl}^2$  靠近实轴并具有较小的虚部, 因此极点  $p_{cl}^2$  将在 SRF 的阶跃响应激励频率为  $|\omega_e|$  暂态分量, 但由于  $p_{cl}^2$  的实部非常大, 这部分暂态分量迅速被衰减, 对系统的影响很小。

此外, 也可以通过频率响应进行分析。由图3.3可以得到电流环 SRF 闭环传函, 如式(3.14)所示:

$$G_{CL}^e(s) = \frac{s \cdot K_p + K_i}{s^2 \cdot L + s \cdot (R_L + K_p + j\omega_e \cdot L) + K_i} \quad (3.14)$$

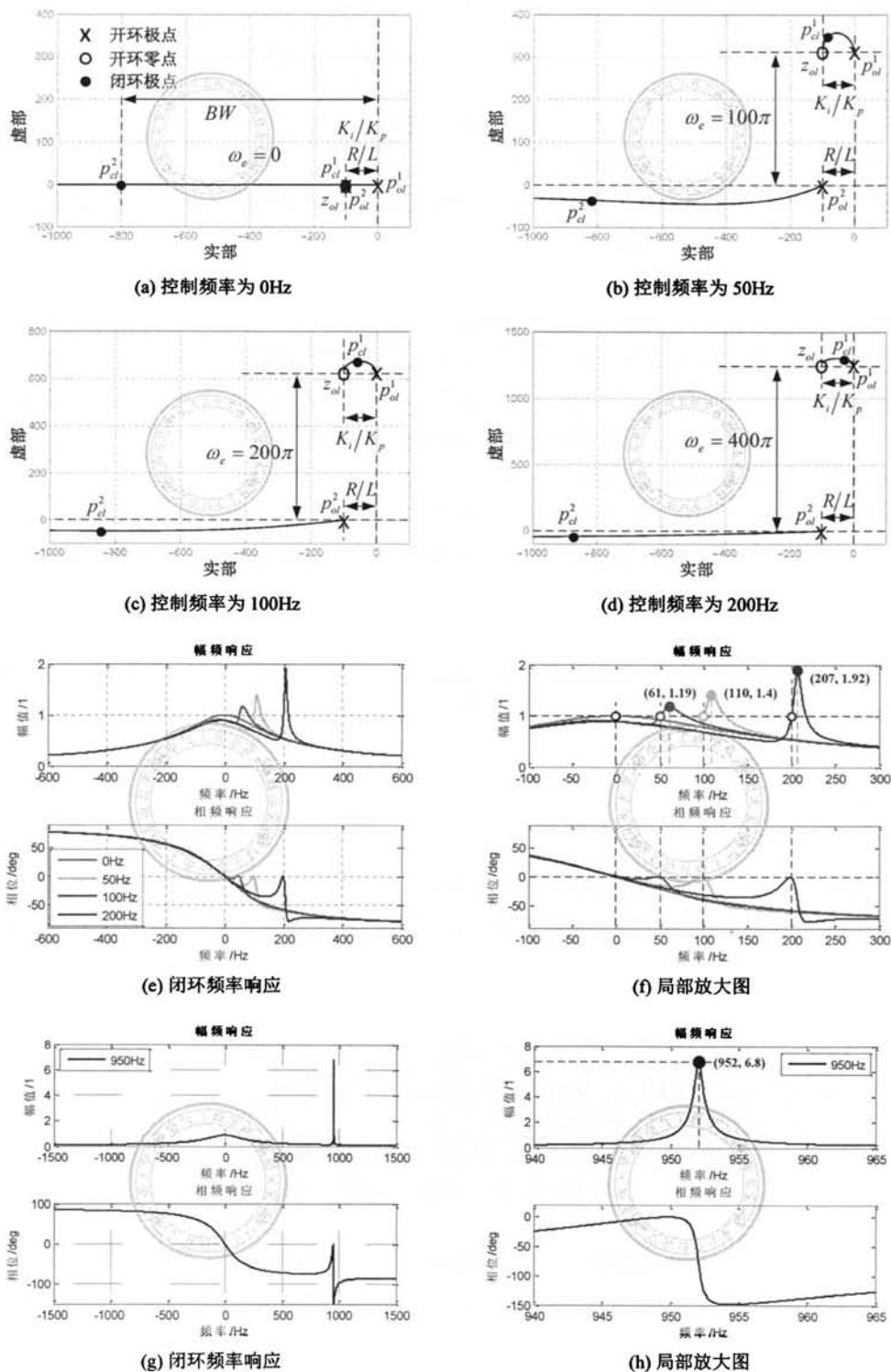


图 3.5: 不同控制频率下的根轨迹曲线与闭环频率响应: (a)~(d) 不同控制频率根轨迹曲线; (e)(f) 不同控制频率闭环频率响应; (g)(h) 控制频率 950Hz 闭环频率响应

进一步，通过频率变换  $s \rightarrow s - j\omega_e$  将式(3.14)转换到静止坐标系，如式(3.15)所示。

$$G_{\text{CL}}^s(s) = \frac{s \cdot K_p + K_i - j\omega_e \cdot K_p}{s^2 \cdot L + (K_p + R - j\omega_e \cdot L)s + K_i - j\omega_e(R + K_p)} \quad (3.15)$$

同样，图3.5e~图3.5h给出了控制频率分别为 0Hz、50Hz、100Hz、200Hz 以及 950Hz 时系统的频率响应，通过观察可以得出以下结论：

1) 由于耦合项的存在，导致电流环闭环传函为复系数方程，因此系统的频率响应并不关于控制频率中心对称。

2) 由于积分器在控制频率处提供了无穷大增益，因此闭环频率响应在控制频率处实现了单位增益与零相位输出，即稳态误差为零，如图3.5f中的“○”点所示。

3) 然而，如图3.5f中的“●”点所示，在控制频率附近出现闭环奇异点，即电流输出放大现象，并且随着控制频率的升高奇异点的谐振峰值呈现增大趋势。这会导致两种后果，首先当给定参考信号突变时，闭环奇异点会加剧暂态响应震荡，延迟调节时间并增大超调量，如图3.4a与图3.4b所示；其次，当锁相环的输出存在偏差的情况下，将导致稳态电流的输出放大问题，如图3.4c~图3.4f所示。

4) 更为典型的是图3.5g与图3.5h所示控制频率为 950Hz 的情况，此时闭环系统将在控制频率附近产生极大的谐振点，即图3.5h的(952, 6.8)点，这种情况下只要锁相环产生 0.105Hz 的误差，输出电流将放大 6.8 倍。

目前消除电流环耦合项的影响主要有两种方法，在不考虑延时并假设并网电抗器阻抗估计无误差的情况下，两种方法是完全等效的，并且原理上都可以完全消除耦合项的影响。

### 3.2.1 状态反馈解耦 PI 控制器

首先介绍第一种方法也是最常用的方法，即电流状态反馈解耦法，该方法的出发点是将被控对象的复数极点转化为实数极点，从而可以通过实系数 PI 控制器的零点实现与该实数极点的对消。

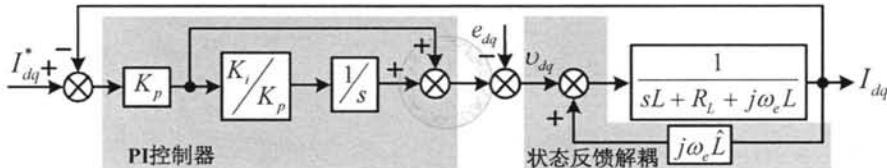


图 3.6: 电流状态反馈解耦控制框图

如图3.6所示，通过反馈项  $j\hat{\omega}_e \cdot L$  实现解耦，其中  $\hat{L}$  为并网电感的估计值，系统在静止坐标系的开环以及闭环传函分别如式(3.16)与式(3.17)所示。

$$G_{\text{OL}}^s(s) = \frac{K_p(s - j\omega_e) + K_i}{(s - j\omega_e)((s - j\omega_e)L + R_L + j\omega_e(L - \hat{L}))} \quad (3.16)$$

$$G_{\text{CL}}^s(s) = \frac{K_p(s - j\omega_e) + K_i}{(s - j\omega_e)((s - j\omega_e)L + R_L + j\omega_e(L - \hat{L})) + K_p(s - j\omega_e) + K_i} \quad (3.17)$$

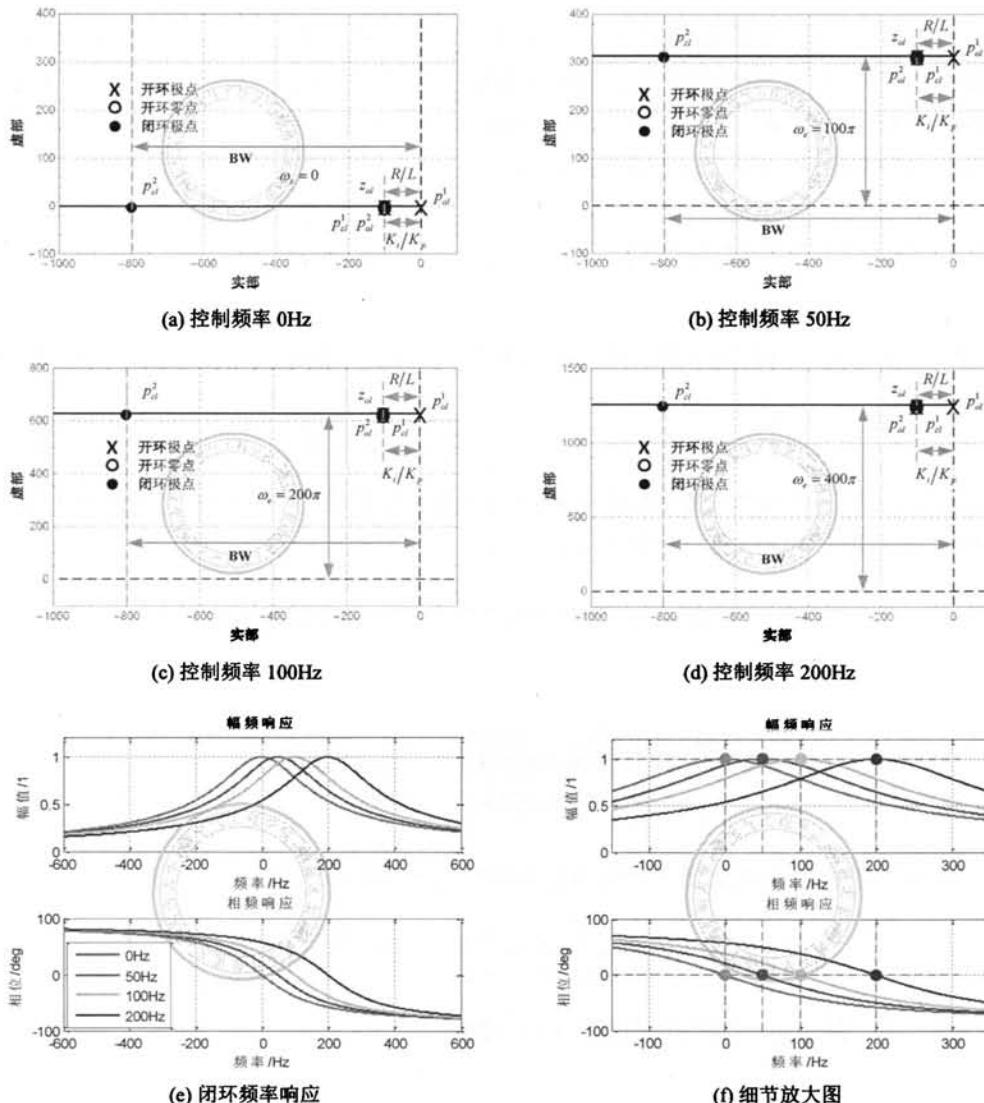


图 3.7: 状态反馈解耦系统根轨迹曲线与闭环频率响应: (a)~(d) 不同控制频率系统根轨迹曲线; (e)(f) 不同控制频率闭环频率响应

暂时不考虑并网电抗估计误差的影响, 即假设  $\hat{L} = L$ , 并设置  $K_i/K_p = R_L/L$ , 如图3.7a~图3.7d所示分别为控制频率 0Hz、50Hz、100Hz、200Hz 时系统根轨迹曲线, 通过观察可以得到以下结论:

1) 无论控制频率如何变化, 极点  $p_{cl}^1$  与开环零点  $z_{ol}$  是完全抵消的, 此时系统表现为一阶系统, 也即系统的响应完全由极点  $p_{cl}^2$  决定。

2) 极点  $p_d^2$  与虚轴的距离不会随着控制频率改变而发生变化，并且  $p_d^2$  严格等于设计带宽 800 rad/s，因此系统响应与设计期望是完全相符的，理论上可以通过提高系统带宽进而增大  $p_d^2$  的实部以获得任意的期望控制性能，然而事实上在考虑延时的情况下是不能达到的。

如图3.7e与图3.7f为反馈解耦后系统在控制频率分别为0Hz、50Hz、100Hz以及200Hz的闭环频率响应，首先电流环在控制频率处获得了单位增益且零相移输出，即稳态误差为零，如图3.7f的“●”点所示，并且闭环幅频响应关于控制频率呈现中心对称，在所考虑的控制频率附近均没有出现闭环奇异点。

### 3.2.2 复系数矢量 PI 控制器

第二种方法的解耦思想是无论被控对象的极点是实数极点还是复数极点，直接将控制器的零点设置与被控对象的极点相互重合，则由式(3.8)可知期望控制器具有如下结构：

$$G_{\text{cPI}}^e(s) = K_p + \frac{1}{s} \cdot (K_i + j\omega_e \cdot L) \quad (3.18)$$

式(3.18)即为复系数矢量 PI (Complex PI, cPI) 控制器，结合传统实系数 PI 控制器，图3.8给出了 cPI 的结构图，其中  $K_i/K_p = R_L/L$ 。

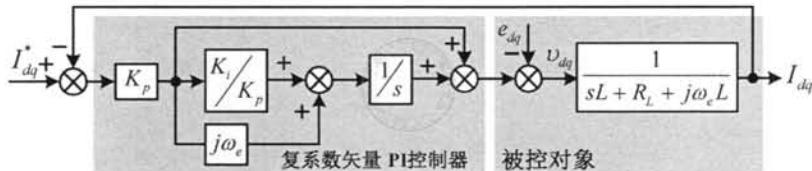


图 3.8: 复系数矢量 PI 控制器

由图3.8可得到系统在静止坐标系的开环传递函数如式(3.19)所示：

$$G_{\text{OL}}^s(s) = \frac{K_p(s - j\omega_e) + K_i + j\omega_e K_p}{(s - j\omega_e)((s - j\omega_e) \cdot L + R_L + j\omega_e L)} \quad (3.19)$$

进一步，得到系统闭环传递函数如式(3.20)所示：

$$G_{\text{CL}}^s(s) = \frac{K_p(s - j\omega_e) + K_i + j\omega_e \cdot K_p}{(s - j\omega_e)((s - j\omega_e) \cdot L + R_L + j\omega_e \cdot L) + K_p(s - j\omega_e) + K_i + j\omega_e \cdot K_p} \quad (3.20)$$

图3.9a~图3.9d给出了使用 cPI 控制器的系统根轨迹，其中  $\omega_e \in \{0, 100\pi, 200\pi, 400\pi\}$ ，通过与图3.7的状态反馈解耦 PI 控制对比可以发现，反馈解耦 PI 控制呈现相互对消零极点的虚部均为  $\omega_e$ ，而 cPI 控制器对消零极点却位于实轴。然而由于  $p_d^1$  被完全抵消，使用 cPI 控制器与反馈解耦 PI 控制的系统闭环频率响应是完全相同的，如图3.7e与图3.7f所示。此外，与图3.4c~图3.4f对比，相应的系统解耦后的稳态响应如图3.9e~图3.9h所示，可见解耦后电流环输出放大现象消失。

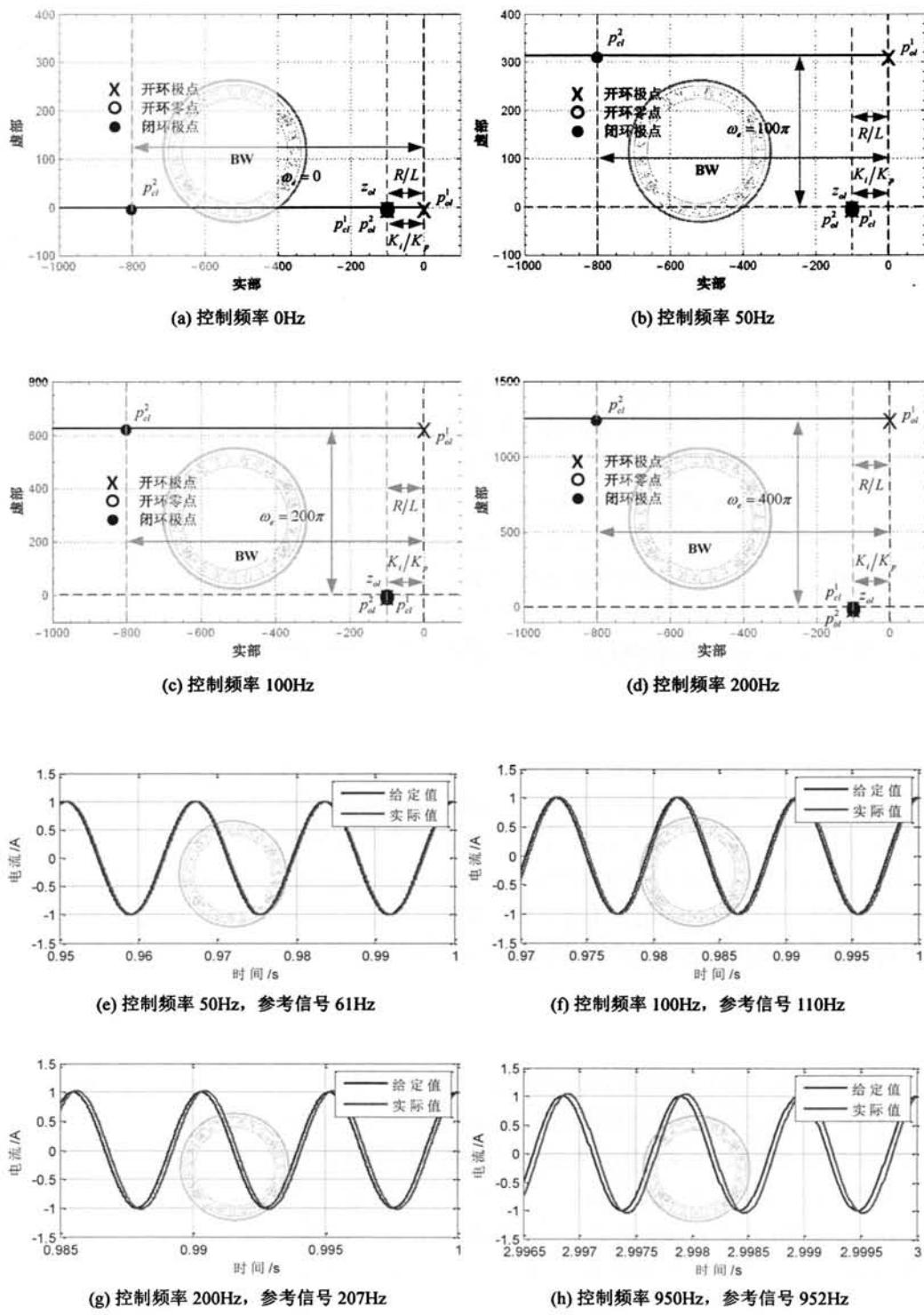


图3.9: 复系数矢量PI控制器系统根轨迹与模型仿真:(a)~(d)不同控制频率的系统根轨迹曲线;(e)~(h)模型仿真闭环奇异点

### 3.2.3 参数敏感性分析

由以上分析可知，在不考虑延时并且并网电抗器的阻抗估计无误差的情况下，基于状态反馈解耦 PI 控制器与 cPI 控制器是完全等效的。然而，实际电抗器的参数会随着温度、使用寿命等因素发生变化，导致实际值与理论值存在偏差。为此，有必要研究当电抗器的阻抗估计存在误差的情况下，分析两种解耦算法的有效性并比较两者解耦性能的优劣。

首先固定  $\hat{R}_L = R_L$  保持不变，分别设置  $\hat{L} \in \{0.5, 0.8, 1.0, 1.2, 1.5\} \cdot L$ ，控制频率设置为 200Hz，使用电流状态反馈解耦 PI 控制器以及 cPI 控制器的系统频率响应分别如图3.10a与图3.10b所示。通过观察可知，当电感估计存在误差时，使用电流状态反馈解耦 PI 控制器将出现闭环奇异点，尤其是当  $\hat{L} = 0.5 \cdot L$  时，将在 213Hz 产生 1.86 倍放大，而当  $\hat{L} = 1.5 \cdot L$  时，同样地在 193Hz 产生 1.26 倍放大。而与此形成鲜明对比的是，使用 cPI 控制器在电感估计存在误差的情况下系统并没有出现闭环奇异点。此外，当  $\hat{L} < L$  时闭环频率响应可以获得更好的频率选择性，但这是以牺牲动态响应为代价的。

两种解耦方法的这种差异性也可以通过根轨迹进行解释，如图3.10c与图3.10d所示分别为  $\hat{L} = 0.5L$  且  $\hat{R}_L = R_L$  情况下两种解耦方法的根轨迹曲线，其中控制频率设置为 200Hz。如3.10c所示，当使用状态反馈解耦 PI 控制器时，闭环极点  $p_d^1$  过于靠近虚轴，而极点  $p_d^2$  虚部远离控制频率  $\omega_e$ 。另一方面，如3.10d所示，在阻抗估计误差相同的情况下，使用 cPI 控制器的闭环极点  $p_d^1$  更加远离虚轴并靠近开环零点，因此系统稳定性更高，此外闭环极点  $p_d^2$  的虚部与控制频率  $\omega_e$  的差别很小，因此其暂态响应在 SRF 几乎不会激励超调分量。

为了研究  $\hat{R}_L$  估计误差对系统的影响，分别设置  $\hat{R}_L \in \{0.5, 0.8, 1.0, 1.2, 1.5\} \cdot R_L$ ，并且设置  $\hat{L} = L$ ，如图3.10e与图3.10f所示分别为状态反馈解耦与 cPI 解耦系统的闭环频率响应，可以看出当  $\hat{R}_L = 1.5 \cdot R_L$  时，基于状态反馈解耦 PI 控制器存在闭环奇异点 (176, 1.02)，但相对图3.10a而言其输出峰值要小得多。而电抗器等效电阻估计误差对 cPI 控制器的影响更小，闭环频率响应不存在闭环奇异点。总体来说，对两种解耦方法而言，电阻估计误差对系统的影响要比电感估计误差要小得多。

### 3.2.4 延时影响分析

由前所述，PWM 调制技术目前主要分为空间矢量调制和载波调制，这两种调制技术都有各自的优缺点以及适用场合，以下以载波调制为例解释数字控制的延时问题。如图3.11所示，载波调制又分为对称规则采样和不对称规则采样两类，对称规则采样仅在载波的波峰（或波谷）采样并进行指令电压计算，并在下一个载波的波峰（或波谷）更新占空比数据，因此计算延时等于一个采样周期（开关周期），即  $T_{d1} = T_{\text{PWM}}$ 。而不对称规则采样在载波的每个波峰和波谷均进行采样与指令电压计算，并在下一个波谷和波峰时刻更新占空比数据，因此其计算延时等于一个采样周期，也等于开关周期的一半，即  $T_{d1} = 0.5 \cdot T_{\text{PWM}}$ 。不对称规则采样比对称规则采样具有更好的谐波特性，并且通过提高

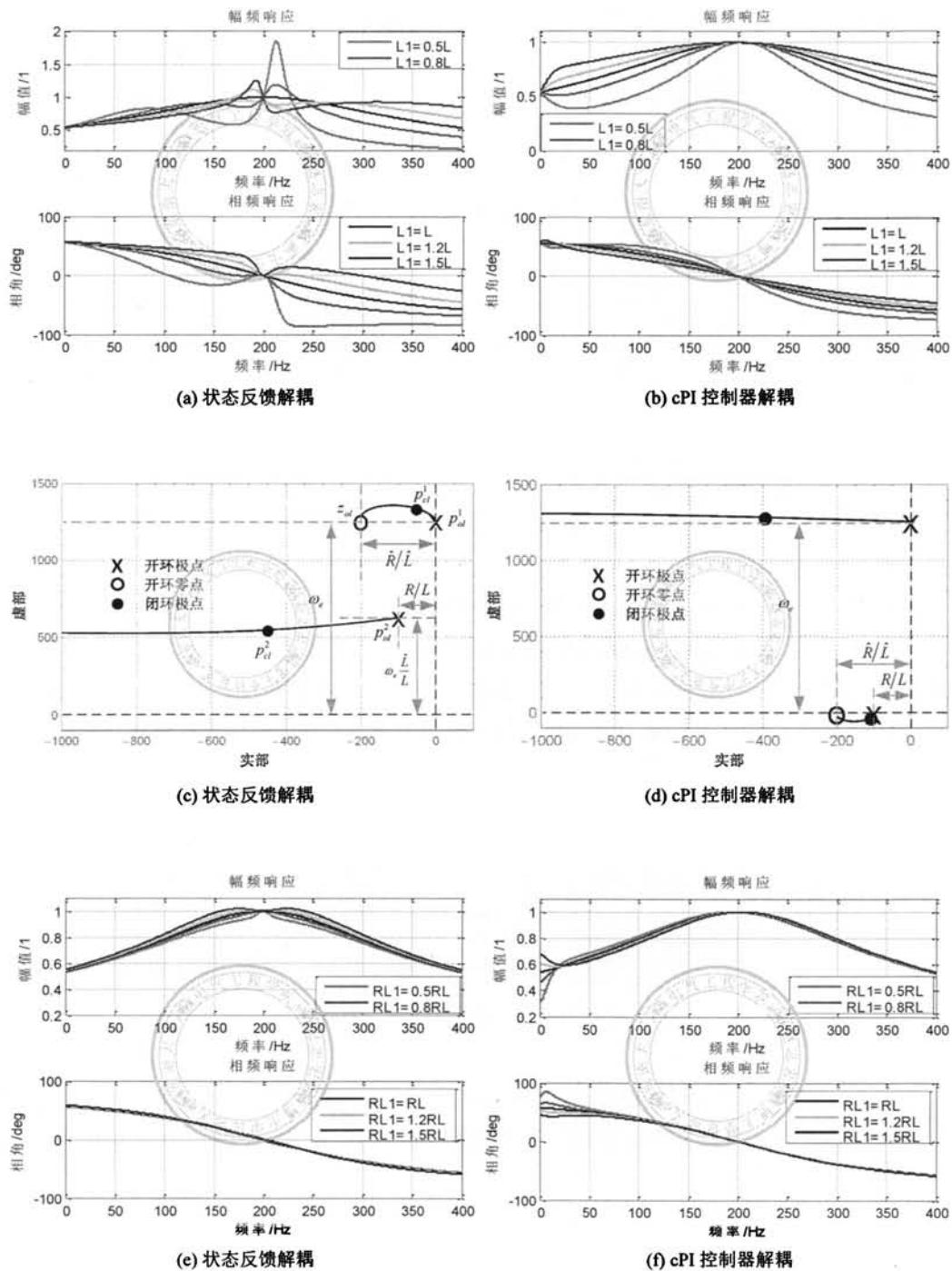


图 3.10: 电抗器阻抗估计误差对系统的影响: (a)(b) 电感估计误差对闭环频率响应的影响; (c)(d) 电感估计存在误差情况下两种解耦方法根轨迹曲线; (e)(f) 电阻估计误差对闭环频率响应的影响

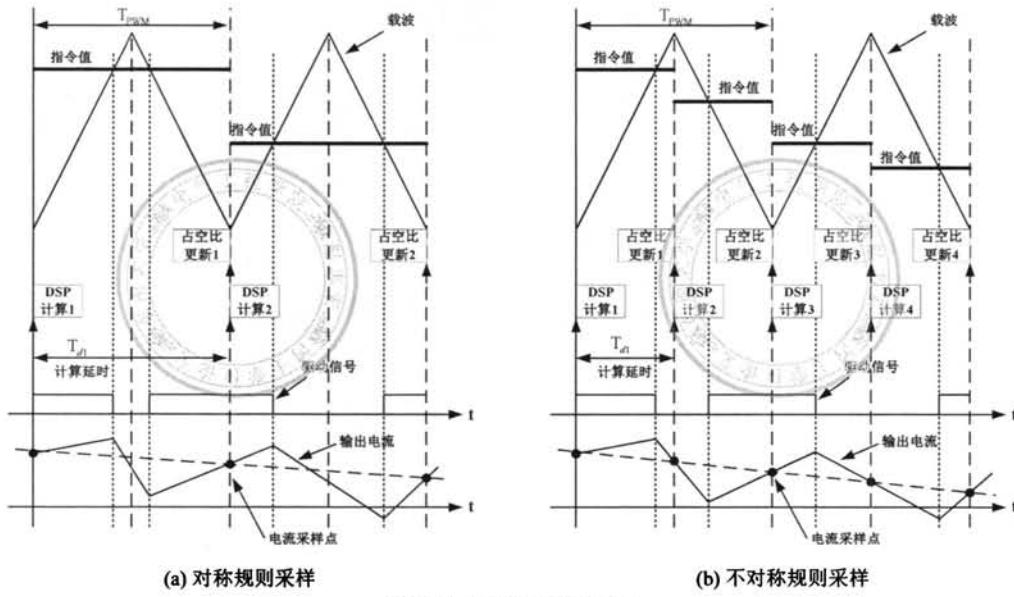


图 3.11: 计算延时示意图

采用频率提高控制系统的带宽，然而不对称规则采样的计算量是对称规则采样的两倍。

除此之外，VSC 的输出具有零阶保持特性，会产生额外延时  $0.5 \cdot T_{d1}$ 。因此，对于对称规则采样而言，延时时间为  $T_d = 1.5 \cdot T_{\text{PWM}}$ ，而对于不对称规则采样  $T_d = 0.75 \cdot T_{\text{PWM}}$ 。需要注意的是在静止坐标系的延时环节为  $G_d^s(s) = e^{-s \cdot T_d}$ ，而转换到 PS-SRF 坐标系则为  $G_d^e(s + j\omega_e) = e^{-(s + j\omega_e) \cdot T_d}$ 。

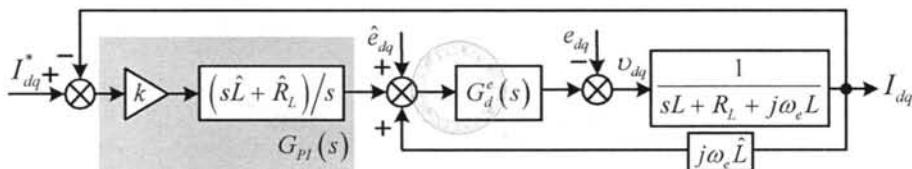


图 3.12: 包含延时的电流反馈解耦

包含延时环节以及反馈解耦 PI 控制器的电流环如图3.12所示，由以上分析可知为了实现与被控对象极点的近似抵消，需要设置  $K_i/K_p = R_L/L$ ，因此 PI 控制器可作如下调整。

$$G_{\text{PI}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p + \frac{1}{s} \cdot \frac{\hat{R}_L}{\hat{L}} \cdot K_p = \frac{K_p}{L} \cdot \left( \frac{s\hat{L} + \hat{R}_L}{s} \right) = k \cdot \frac{s\hat{L} + \hat{R}_L}{s} \quad (3.21)$$

并且由以上分析可知，在系统参数估计无误差的情况下，式(3.21)的  $k$  即为幅值穿

越频率以及系统带宽。进一步，由图3.12得到系统开环传函如下：

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k(s\hat{L} - j\omega_e\hat{L} + \hat{R}_L)G_d^s(s)}{s^2L + (R_L - j\omega_eL - j\omega_e\hat{L}G_d^s(s))s - L\omega_e^2 - j\omega_e(R_L + j\omega_eL - j\omega_e\hat{L}G_d^s(s))} \quad (3.22)$$

以及相应的闭环传递函数如下：

$$\begin{aligned} G_{CL}^s(s) &= \frac{G_{OL}^s(s)}{1 + G_{OL}^s(s)} \\ &= \frac{k(s\hat{L} - j\omega_e\hat{L} + \hat{R}_L)G_d^s(s)}{s^2L + (R_L - j\omega_eL + (k\hat{L} - j\omega_e\hat{L})G_d^s(s))s - j\omega_e(R_L + j\omega_eL + (k\hat{L} - j\omega_e\hat{L})G_d^s(s)) + k\hat{R}_L G_d^s(s) - L\omega_e^2} \end{aligned} \quad (3.23)$$

然而，Matlab、Mathematica 等数学软件均不支持纯延时环节的根轨迹计算，通常做法是采用二阶 Pade 函数对延时函数近似，如式(3.24)所示：

$$G_d^s(s) = e^{-s \cdot T_d} \approx \frac{T_d^2 \cdot s^2 - 6 \cdot T_d \cdot s + 12}{T_d^2 \cdot s^2 + 6 \cdot T_d \cdot s + 12} \quad (3.24)$$

将式(3.24)代入式(3.22)，可以求得系统的开环传递函数如下：

$$\begin{aligned} G_{OL}^s(s) &= k \cdot \frac{(s - j\omega_e)\hat{L} + \hat{R}}{(s - j\omega_e)} \\ &\cdot \frac{T_d^2 \cdot s^2 - 6T_d \cdot s + 12}{((s - j\omega_e)L + R_L + j\omega_eL)(T_d^2 \cdot s^2 + 6T_d \cdot s + 12) - j\omega_e\hat{L}(T_d^2 \cdot s^2 - 6T_d \cdot s + 12)} \end{aligned} \quad (3.25)$$

可以看出，系统有 3 个开环零点以及 4 个开环极点，其中  $p_{ol}^1 = j\omega_e$ ,  $z_{ol}^1 = -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} + j\omega_e$ ,  $z_{ol}^2 = \frac{3-j\sqrt{3}}{T_d}$ ,  $z_{ol}^3 = \frac{3+j\sqrt{3}}{T_d}$ 。而要得到  $p_{ol}^2$ 、 $p_{ol}^3$ 、 $p_{ol}^4$  的解析表达式是比较困难的，并且也没有必要，因为其中的两个开环极点相对于另外两个极点离虚轴的距离要远得多，因此其影响可以忽略不计。以  $\omega_e = 100\pi$  且  $T_d = 1.5 \cdot 10^{-4}$  为例，可以求得此时系统开环零极点如下：

$$\begin{aligned} p_{ol}^1 &= j100\pi, \quad p_{ol}^2 = -84.8 + j317.8, \quad p_{ol}^3 = -21093 + j11609, \quad p_{ol}^4 = -18921 - j11613 \\ z_{ol}^1 &= -100 + j100\pi, \quad z_{ol}^2 = 20000 - j11547, \quad z_{ol}^3 = 20000 + j11547 \end{aligned}$$

可见  $p_{ol}^1$  位于虚轴，而  $|Re(p_{ol}^3)|$ 、 $|Re(p_{ol}^4)|$  的值要超过  $|Re(p_{ol}^2)|$  取值的 200 倍。如图3.13所示，其有四条根轨迹曲线，其中三条终止于开环零点，另外一条趋向无穷远零点，其中图3.13b为3.13a虚线方框部分的局部放大图，从图中可明显看出由于极点  $p_{ol}^3$  和  $p_{ol}^4$  离虚轴的距离要比  $p_{ol}^1$  和  $p_{ol}^2$  大得多，因此由其产生的激励分量被迅速衰减，对系统的暂态响应影响非常小，可以忽略不计。基于这种考虑，在以下的分析中，如没有特别指出，均默认该条件是成立的。

设置控制频率分别为  $\omega_e \in \{0, 100\pi, 400\pi, 1000\pi\}$ ，得到包含延时的反馈解耦 PI 控制器电流环根轨迹曲线，分别如图3.14a ~ 图3.14d所示，通过观察可以得到以下结论：

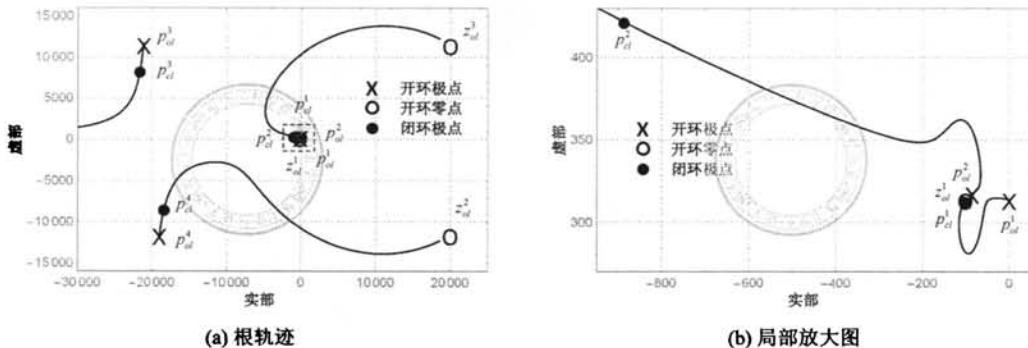


图 3.13: 延时对闭环极点的影响

1) 当控制频率较低时, 延时对系统的影响较小, 如图3.14a所示, 在控制频率为0Hz时零点 $z_{ol}$ 与极点 $p_d^1$ 是完全抵消的, 并且与设计带宽相比,  $p_d^2$ 更加远离虚轴, 因此可以获得更快的响应速度。而如图3.14b所示, 在控制频率50Hz时零点 $z_{ol}$ 与极点 $p_d^1$ 位置非常接近, 因此可以认为两者是近似抵消的, 并且 $p_d^2$ 也更加远离虚轴, 然而其虚部要比控制频率稍大, 因此由其激励的暂态分量会在 SRF 呈现低频波动, 并且导致 SRF 阶跃响应产生超调现象。

2) 在控制频率为200Hz时, 如图3.14c所示, 开环极点 $p_{ol}^2$ 位于右半平面, 因此当控制器增益 $k < 100$ 时系统是不稳定的, 并且 $p_d^2$ 与开环零点 $z_{ol}$ 的距离增大, 导致 $p_d^2$ 成为主导极点。此外始于开环极点 $p_{ol}^1$ 的根轨迹同样会经过右半平面, 如图3.14c中的 $k < 200$ 部分, 因此在这部分区域系统同样是不稳定的。然而, 随着控制器增益的增加, 闭环极点 $p_d^2$ 靠近虚轴, 导致系统稳定性下降。

3) 频率为500Hz时, 如图3.14d所示, 始于开环极点 $p_{ol}^2$ 的根轨迹分支始终位于右半平面, 因此对于任何控制器增益而言, 系统均是不稳定的。

由图3.15得到包含延时环节以及 cPI 控制器的电流环在静止坐标系的开环传递函数, 如式(3.26)所示:

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k \cdot G_d^s(s) (s\hat{L} + \hat{R}_L)}{s^2 L + (R_L - j\omega_e L) s - \omega_e^2 L - j\omega_e (R_L + j\omega_e L)} \quad (3.26)$$

进一步, 由式(3.26)得到系统闭环传递函数如下:

$$G_{CL}^s(s) = \frac{k \cdot G_d^s(s) (s\hat{L} + \hat{R}_L)}{s^2 L + (R_L - j\omega_e L + k \cdot G_d^s(s) \hat{L}) s - \omega_e^2 L - j\omega_e (R_L + j\omega_e L) + k \cdot G_d^s(s) \hat{R}_L} \quad (3.27)$$

分别设置 $\omega_e \in \{0, 100\pi, 400\pi, 1000\pi\}$ , 得到 cPI 控制器包含延时环节的电流环根轨迹分别如图3.14e ~ 图3.14h所示, 通过观察可以得出以下结论:

1) 闭环极点 $p_d^1$ 与零点 $z_{ol}$ 是完全抵消的, 而不会随着控制频率的变化而改变位置, 因此系统性能完全由极点 $p_d^2$ 所决定。

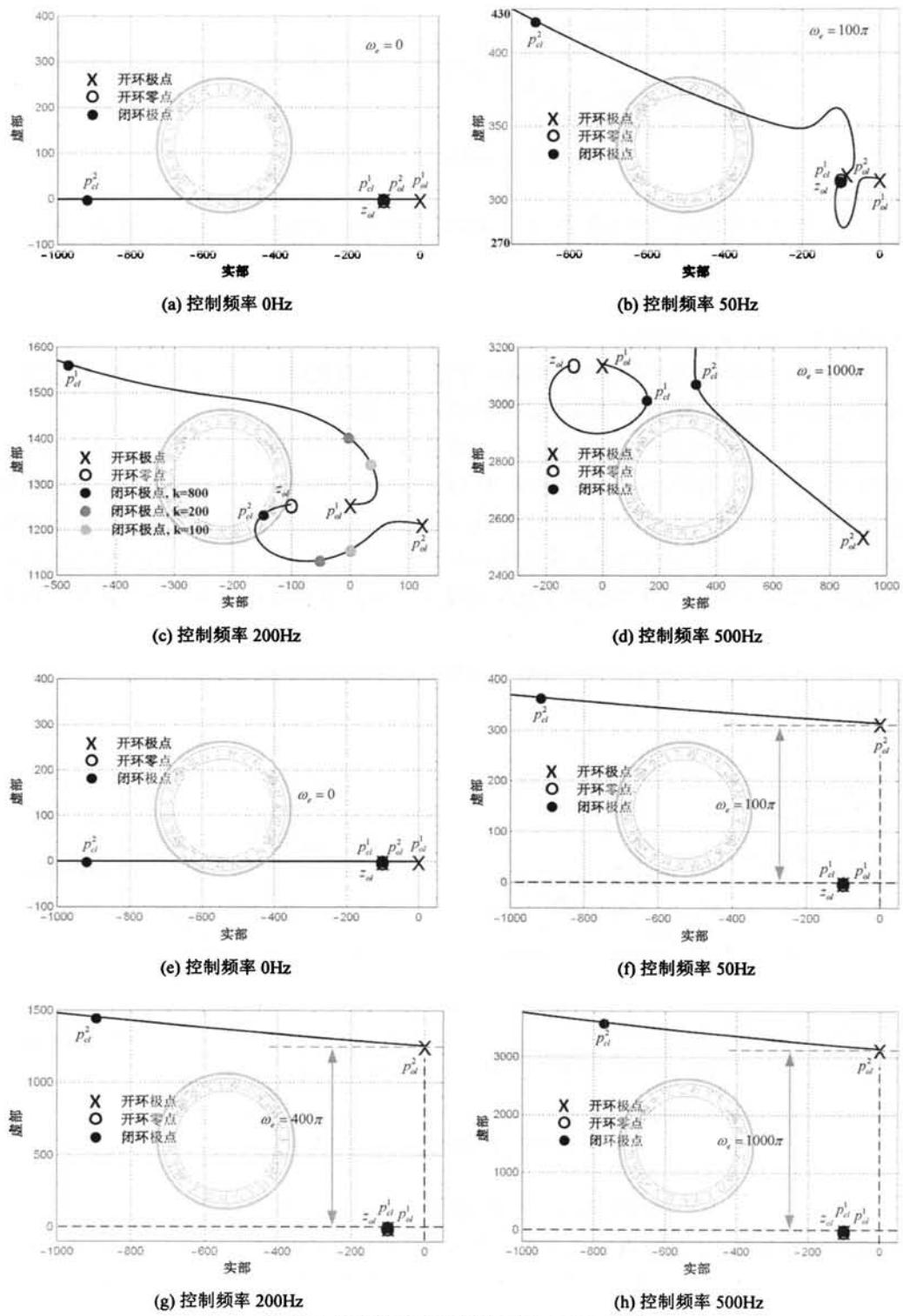


图 3.14: 包含延时的反馈解耦电流环根轨迹

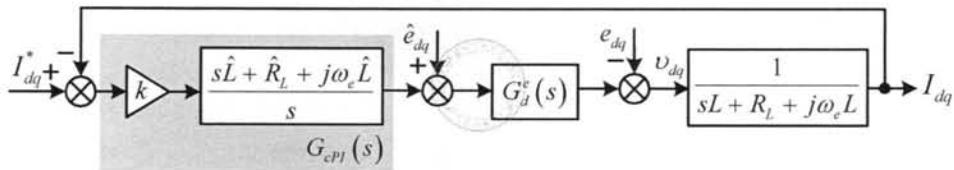


图 3.15: 延时对闭环极点的影响

2) 针对所考虑的 4 种控制频率, 其对应系统根轨迹的形状是非常相似的, 闭环极点  $p_d^2$  的虚部比相应的控制频率略大, 因此由其暂态响应在 SRF 激励的波动分量非常小, 并且在控制频率为 0Hz、50Hz 和 200Hz 时, 该极点的实部要比设计带宽更远离虚轴, 相应的暂态分量衰减速度更快。

3) 即使在控制频率为 500Hz 的情况下系统依然是稳定的, 然而主导极点相对设计带宽更靠近虚轴, 因此系统暂态响应将比设计预期要差。

进一步, 由式(3.23)、(3.24)与(3.27)可以得到系统的频率响应如图3.16所示, 通过对反馈解耦 PI 控制器以及 cPI 控制器可以发现, 在控制频率小于 100Hz 时, 电流环频率响应非常接近, 这与上述根轨迹分析是相符合的, 此时对于 PI 控制器来说, 闭环极点  $p_d^1$  与零点  $z_d$  位置非常靠近, 系统响应由主导极点  $p_d^2$  决定, 而两种控制器的  $p_d^2$  均远离虚轴且位置接近。在控制频率 200Hz 时基于状态反馈解耦 PI 控制器的电流环出现闭环奇异点 (259, 1.59), 相反使用 cPI 控制器没有出现奇异点。此外, 当控制频率 500Hz 时, 使用 PI 控制器的电流环是不稳定, 而 cPI 控制器电流环是稳定的, 但出现很小的闭环奇异点 (571, 1.16)。

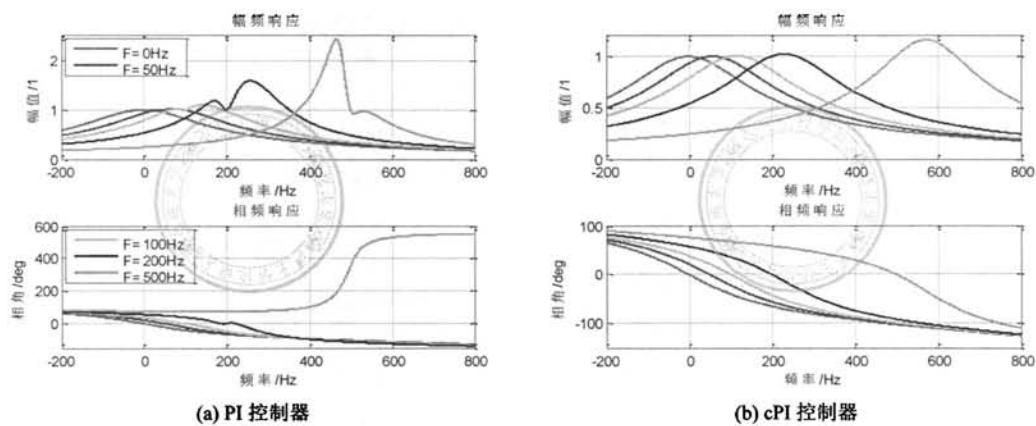


图 3.16: 电流环闭环频率响应

表3.2给出了不同控制频率并且考虑延时影响情况下, 使用状态反馈解耦 PI 和 cPI 控制器的系统稳定裕度, 其中设计带宽均为 800 rad/s。可以看出在延时的影响下, 随着控制频率的升高, 基于状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器的电流环稳定裕度均呈现下降趋势, 但是 cPI 控制器具有比反馈解耦 PI 控制器更高的稳定裕度。

表 3.2: 两种控制器系统稳定裕度

相角裕度/deg 控制频率/Hz	控制器	反馈解耦 PI	cPI 控制器
0		83.1	83.1
50		76.7	80.4
100		68.2	77.7
200		45.7	72.3
500		不稳定	56.1
950		不稳定	42.2

### 3.3 延时补偿

由以上分析可知，对于数字控制而言，无论是规则采样还是不规则采样方式，都不可避免地在系统引入一拍延时，以及考虑到 VSC 固有临界保持特性，延时将严重降低电流环控制性能，具体表现在以下几个方面：

- 1) 对于状态解耦 PI 控制器而言，随着控制频率的升高，控制器的零点与被控对象的极点相距增大，导致解耦效果变差甚至解耦失效。此外，系统稳定裕度同样呈现衰减特性，表现为控制频率较低时频率响应出现闭环奇异点，系统暂态响应与设计期望产生差异，并且随着控制频率的持续升高，系统将最终变得不稳定。
- 2) 对于 cPI 控制器而言，虽然其可以获得比 PI 控制器更高的稳定性，然而随着控制频率的升高，系统的稳定性同样呈下降趋势，且在高控制频率处同样也会出现闭环奇异点，并且系统的暂态性能下降。
- 3) 随着载波比（采样频率与控制频率的比值）的下降，延时对控制系统的影响越显著，以至于电流环必须进行延时补偿。

为了抑制延时对控制系统的不良影响，需要在电流环加入延时补偿，如图3.17所示  $e^{j\varphi}$  为延时补偿项，其中  $\varphi$  为延时补偿角。将图3.12和图3.15中的  $G_d^e(s)$  替换为  $G_{cd}^e(s) = G_d^e(s) \cdot e^{j\varphi}$ ，即可分别得到基于状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器延时补偿后的电流环控制框图，并可进一步得到系统开环传递函数。

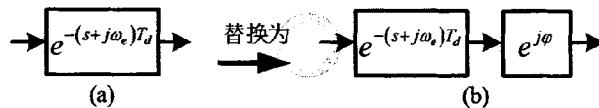


图 3.17: 延时补偿

对于 PI 控制器而言，延时补偿后开环传递函数如下：

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k \left( s\hat{L} - j\omega_e \hat{L} + \hat{R}_L \right) \cdot G_d^s(s) \cdot e^{j\varphi}}{s^2 L + \left( R_L - j\omega_e L - j\omega_e \hat{L} \cdot G_d^s(s) \cdot e^{j\varphi} \right) s - \omega_e^2 L - j\omega_e \left( R_L + j\omega_e L - j\omega_e \hat{L} \cdot G_d^s(s) \cdot e^{j\varphi} \right)} \quad (3.28)$$

对于 cPI 控制器而言，延时补偿后开环传递函数为：

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k \cdot G_d^s(s) \cdot e^{j\varphi} \cdot (s\hat{L} + \hat{R}_L)}{s^2 L + (R_L - j\omega_e L) s - \omega_e^2 L - j\omega_e (R_L + j\omega_e L)} \quad (3.29)$$

### 3.3.1 cPI 控制器延时补偿

对于 cPI 控制器，式(3.29)所示开环传递函数可以进一步写成如下的简化形式：

$$G_{OL}^s(s) = k \cdot \frac{(s - j\omega_e) \hat{L} + \hat{R}_L + j\omega_e \hat{L}}{s - j\omega_e} \cdot G_{cd}^s(s) \cdot \frac{1}{(s - j\omega_e) L + R_L + j\omega_e L} \quad (3.30)$$

在电抗器阻抗估计无误差（或者误差非常小可以忽略）的情况下，则 cPI 控制器的零点与被控对象的极点相互抵消（或者近似抵消），从而式(3.30)可进一步简化为：

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k \cdot G_{cd}^s(s)}{s - j\omega_e} \quad (3.31)$$

观察式(3.31)可以发现，如果通过延时补偿使得延时相在控制频率处满足  $\angle G_{cd}^s(j\omega_e) = 0$ ，则可消除延时在控制频率处对系统的影响，其中：

$$G_{cd}^s(s) = G_{cd}^e(s - j\omega_e) = e^{-sT_d} \cdot e^{j\varphi} \quad (3.32)$$

进一步得到：

$$\angle G_{cd}^s(j\omega_e) = \angle e^{j(\varphi - \omega_e T_d)} = \varphi - \omega_e \cdot T_d = 0 \quad (3.33)$$

从而得到：

$$\varphi = \omega_e \cdot T_d \quad (3.34)$$

相应的延时补偿效果如图3.18所示，其中控制频率为 500Hz，采样频率为 10kHz，则由式(3.34)可知延时补偿角  $\varphi = 54^\circ$ 。首先，由图3.18a可知，加入延时补偿后延时项  $G_{cd}^s(s)$  在控制频率处的相位延时为零。其次由图3.18b可知，延时补偿后系统开环传函在控制频率处的相位角从  $90^\circ$  突变为  $-90^\circ$ ，相角裕度约为  $90^\circ$ ，通过后续分析可知这对于 cPI 控制器是至关重要的，该特性使得 cPI 控制器获得了可能最大的稳定裕度与闭环奇异点抑制能力，而通过继续增加相位裕度并不能提高系统的稳定性，并且相反会降低系统稳定程度。

对于大功率 IGBT（如 1700V/1400A 及以上功率等级），为了满足散热温升与散热的要求，其所能接受的开关频率较低且一般小于 4kHz。因此有必要研究低载波比下延

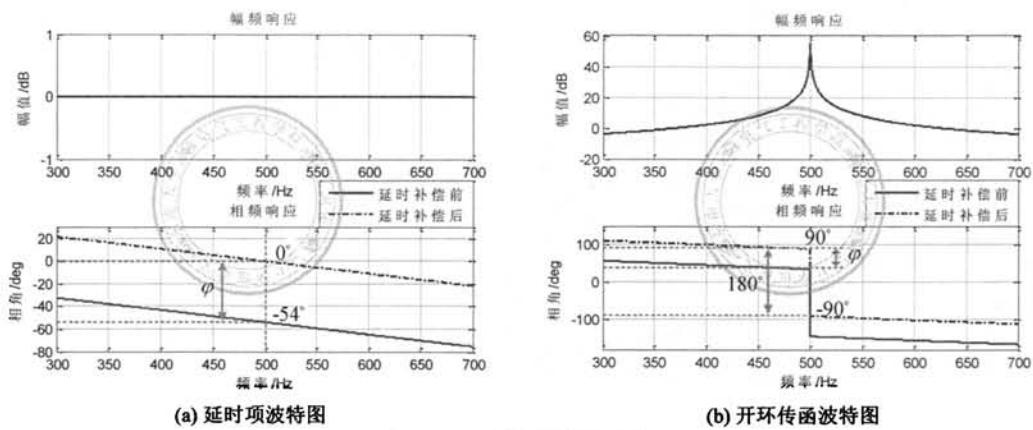


图 3.18: 延时补偿效果示意图

时补偿的有效性，为此设置开关频率分别为 3kHz、5kHz 与 10kHz 为例，分析不同开关频率与载波比下延时补偿前后电流环系统响应特性。

如图3.19a与图3.19b所示，为开关频率 3kHz 时，使用 cPI 控制器延时补偿前后系统的闭环频率响应，其中控制频率分别设置为  $f_e \in \{0, 50, 100, 200, 500\}$  Hz。可见延时补偿前，控制频率为 200Hz 时系统虽然是稳定的，但在 338Hz 处存在输出谐振峰值为 1.88，并且当控制频率为 500Hz 时系统是不稳定的，而在延时补偿后，在所考虑的控制频率系统均是稳定的，并且均没有出现闭环奇异点现象。

如图3.19c与图3.19d所示，为开关频率 5kHz 且使用 cPI 控制器延时补偿前后的电流环闭环频率响应，其中控制频率分别为  $f_e \in \{200, 500, 950\}$  Hz。可见在延时补偿前，闭环系统在控制频率 500Hz 时虽然是稳定的，但由于其奈奎斯特曲线过于靠近临界点，系统在 629Hz 处将产生闭环奇异点且输出峰值为 2.57。而与此形成明显对比的是，延时补偿后系统的频率响应关于控制频率呈现中心对称，且闭环幅频特性在控制频率两侧均呈现单调衰减特性，没有出现闭环奇异点。此外，开关频率 10kHz 对应的闭环频率响应如图3.19e与图3.19f所示，其中控制频率  $f_e \in \{500, 950, 2450\}$  Hz。通过观察可知，在延时补偿前且控制频率为 500Hz 以及 950Hz 时系统是稳定的，但存在闭环奇异点分别为 (573, 1.16) 与 (1063, 1.85)，而在控制频率为 2450Hz 时系统是不稳定的。延时补偿后，电流环在所考虑的控制频率均是稳定的，并且闭环幅频特性关于控制频率中心对称，在所考虑的控制频率处闭环系统均获得了无静差调节外，在整个频率段都没有发生输出放大现象。

### 3.3.2 PI 控制器延时补偿

与 cPI 控制器不同的是，由于延时的影响，基于状态反馈解耦 PI 控制器的零点无法与被控对象的极点相互抵消，并且随着控制频率的升高，控制器的零点与被控对象的极点相距越远，如图3.14所示。这种情况导致的结果是，延时环节在开环传函不再以纯串

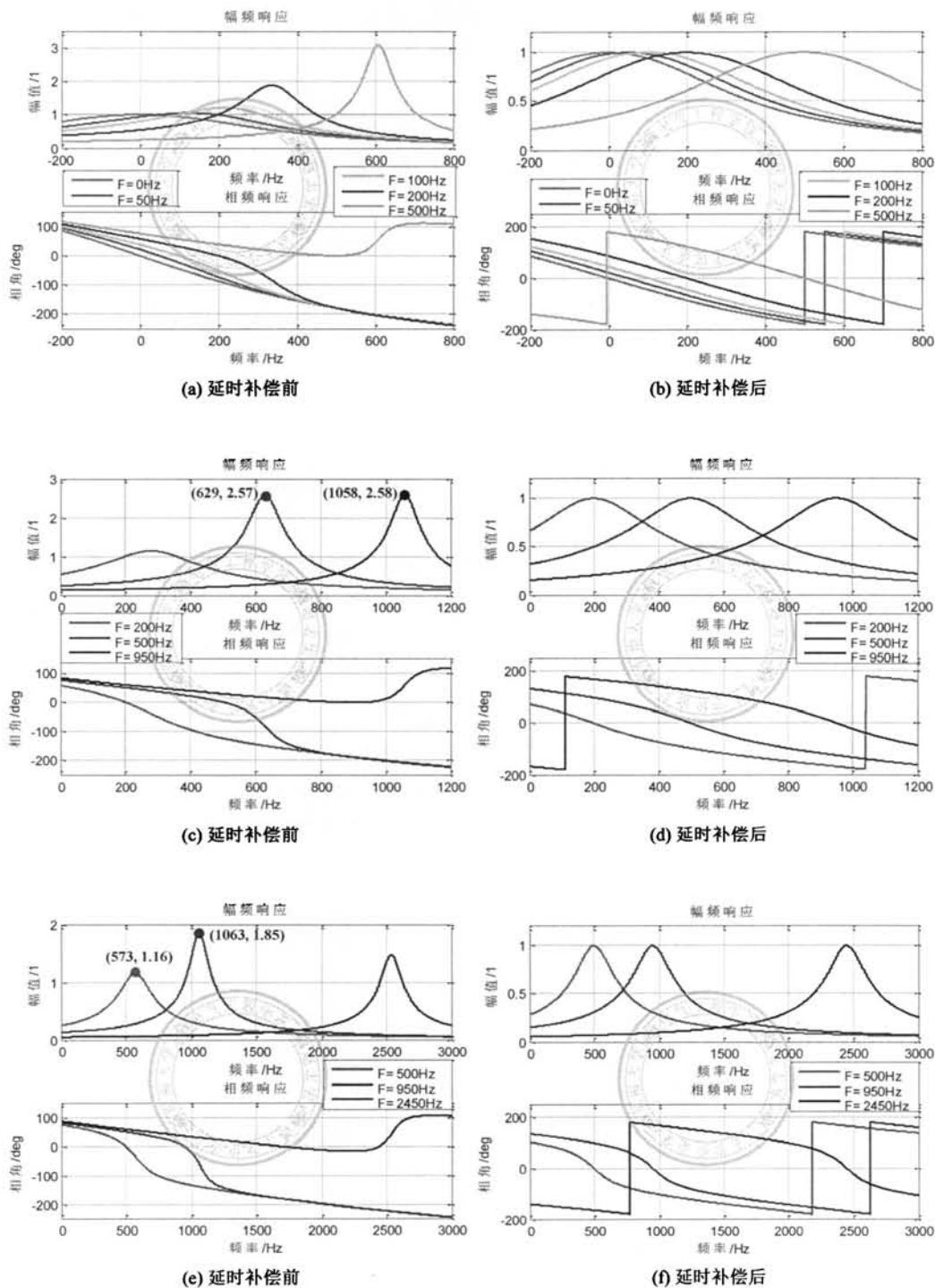


图 3.19: cPI 调节电流环在不同开关频率下延时补偿前后系统闭环频率响应: (a)(b) 开关频率 3kHz 且控制频率  $f_e \in \{0, 50, 100, 200, 500\}$  Hz; (c)(d) 开关频率 5kHz 且控制频率  $f_e \in \{200, 500, 950\}$  Hz; (e)(f) 开关频率 10kHz 且控制频率  $f_e \in \{500, 950, 2450\}$  Hz

联环节的形式出现，如式(3.29)所示 cPI 控制器开环传函，而是同时会出现在开环传函的分子与分母中，如式(3.28)所示。由于延时环节呈现单位增益特性，因此当延时以串联形式出现的时候，仅仅会对系统的相位产生作用，而对系统的幅频特性没有影响，如图3.18所示，这种情况对奈奎斯特曲线来说则是，延时环节并不会改变曲线的形状，而仅仅改变其旋转角度。而一旦延时环节出现在开环传函的分母，将同时对系统的幅频特性和相频特性产生影响，也即会改变奈奎斯特曲线的形状。

### 3.3.2.1 相位补偿

为了与式(3.31)形成对比，将式(3.28)简化并进一步写成如下形式：

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k \cdot G_{cd}^s(s)}{s - j\omega_e} \cdot \frac{(s - j\omega_e)\hat{L} + \hat{R}}{(s - j\omega_e)L + R_L + j\omega_e L - j\omega_e \hat{L} \cdot G_{cd}^s(s)} \quad (3.35)$$

同样先不考虑滤波器阻抗估计误差，即假设输出电抗器的阻抗估计足够准确，为此令  $\hat{L} = L$  且  $\hat{R} = R$ ，则式(3.35)可进一步简化为：

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k \cdot G_{cd}^s(s)}{s - j\omega_e} \cdot \frac{(s - j\omega_e)L + \hat{R}}{(s - j\omega_e)L + R_L + j\omega_e L(1 - G_{cd}^s(s))} = \frac{k \cdot G_{cd}^s(s)}{s - j\omega_e} \cdot G_{PB}(s) \quad (3.36)$$

并且：

$$G_{cd}^s(s) = e^{-sT_d} \cdot e^{j\varphi} \xrightarrow{s=j\omega_e} G_{cd}^s(j\omega_e) = e^{j(\varphi - \omega_e \cdot T_d)} \quad (3.37)$$

如果取  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$ ，则  $G_{cd}^s(j\omega_e) = 1$ ，进而  $G_{PB}(j\omega_e) = 1$ ，因此在控制频率  $\omega_e$  处基于状态反馈解耦 PI 控制器与基于 cPI 控制器两者的开环传函取值是相同的，都获得了无穷大增益，并且相位从  $90^\circ$  突变至  $-90^\circ$ ，如图3.20所示，而奈氏曲线在控制频率  $\omega_e$  处的渐近线垂直于实轴，如图3.21c所示。

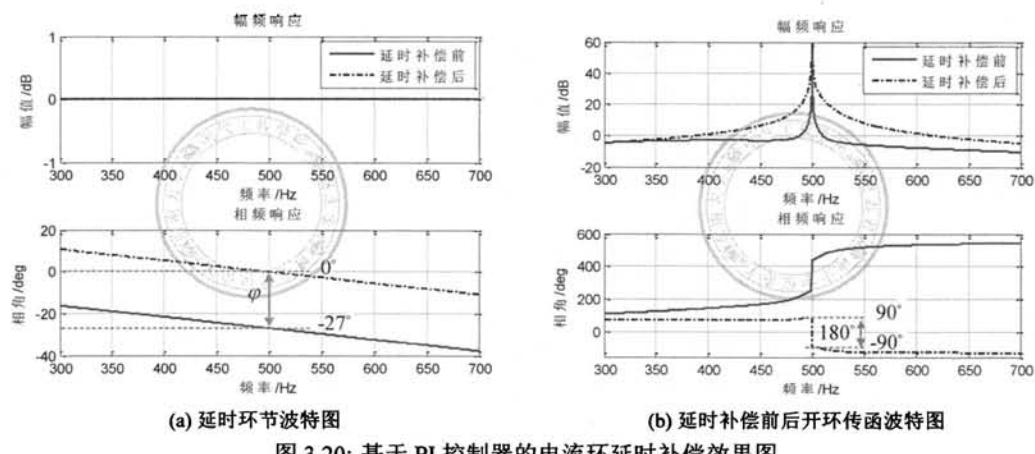


图 3.20: 基于 PI 控制器的电流环延时补偿效果图

如图3.21所示，为延时补偿角分别取值  $0$ 、 $0.8\omega_e \cdot T_d$ 、 $\omega_e \cdot T_d$  以及  $1.5\omega_e \cdot T_d$  时系统的奈奎斯特曲线，可见当无延时补偿即  $\varphi = 0$  时奈氏曲线顺时针包围临界点  $(-1, j0)$  一

周，因此闭环系统肯定是不稳定的。当延时补偿角  $\varphi = 0.8 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时奈氏曲线逆时针包围临界点一周，而由图3.22c可知此时系统在右半平面有一个开环极点  $p_{ol}^2$ ，因此此时闭环系统是稳定的，至临界点的最小距离为 0.58，以及相位裕度为 34°。而当延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时奈氏曲线不包围临界点，并且由图3.22e系统是开环稳定的，因此闭环系统也是稳定的，此时系统至临界点的最小距离为 0.8，而相位裕度增大为 58°。

虽然  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时奈氏曲线在控制频率  $\omega_e$  处获得了与 cPI 控制器类似的特性，即在控制频率处的渐进线垂直于实轴，然而由于延时环节对幅频特性也会产生影响，导致奈氏曲线的形状相应地也发生变化，以至于系统在临界点附近的奈氏曲线并不是垂直穿过实轴。进一步，借助 cPI 控制器延时补偿的思路，设想如果奈氏曲线在临界点附近垂直穿过实轴，则至临界点的距离将取得最大，从而可以避免闭环奇异点。如图3.21d所示取延时角  $\varphi = 1.5 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时即可获得期望的效果，此时奈氏曲线至临界点的最小距离为 0.9，而相位裕度进一步增大为 135°。

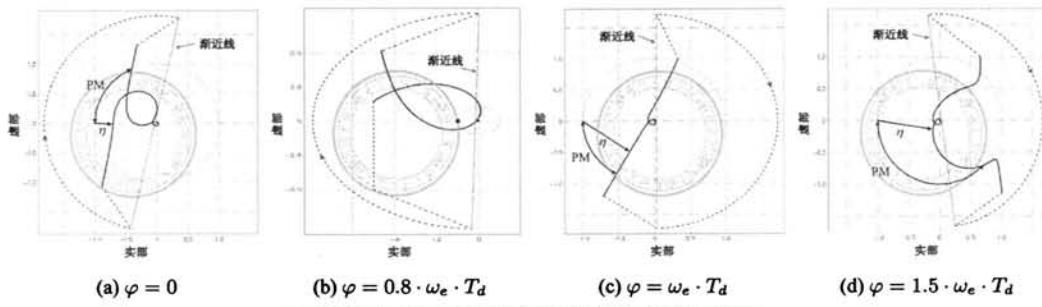


图 3.21: 基不同延时补偿角系统奈奎斯特曲线

另一方面，图3.22给出了不同延时补偿角对应的根轨迹曲线，其中开环零点  $z_{ol} = -\hat{R}_L / \hat{L} + j\omega_e$  与开环极点  $p_{ol}^1 = j\omega_e$  的位置是保持不变的，不会随着延时补偿角度的不同而改变位置，通过观察可以得到以下结论：

1) 延时补偿角  $\varphi = 0^\circ$  时，虽然始于极点  $p_{ol}^1$  止于零点  $z_{ol}$  的根轨迹有一部分处于左半平面，如图3.22b所示。然而，无论控制器增益取值多少，另外一条始于极点  $p_{ol}^2$  的根轨迹始终处于右半平面，因此系统总是不稳定的。

2) 延时补偿角  $\varphi = 0.8 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时，开环极点  $p_{ol}^2$  向虚轴移动，但仍然处在右半平面，此时系统根轨迹与  $\varphi = 0^\circ$  所示情况有较大区别，起始于极点  $p_{ol}^2$  的分支终止于零点  $z_{ol}$ ，而起始于  $p_{ol}^1$  的分支终止于无穷远零点。除此之外，两条根轨迹分支在控制器增益较小时均有一部分处于右半平面，如图3.22c的  $k \leq 130$  和  $k \leq 300$ ，此时系统是不稳定的。当然，始于极点  $p_{ol}^1$  的分支最终也将往右半平面偏移，因此控制器增益非常大的情况下同样也是不稳定的。

3) 延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时，如图3.22e与图3.22f所示，开环极点  $p_{ol}^2$  进一步向左移动并处于左半平面，在所选择的控制器增益处闭环极点  $p_{cl}^1$  与零点  $z_{ol}$  位置非常靠近，因此由  $p_{cl}^1$  产生的暂态分量被迅速衰减掉，相应的  $p_{cl}^2$  成为闭环主导极点，考虑到其远离

虚轴，因此系统可以获得较好的暂态响应。

4) 延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  可以认为是最优的选择，因为进一步增大延时补偿角并不能获得更好的性能。如图3.22g与3.22h所示，设置  $\varphi = 1.5 \cdot \omega_e \cdot T_d$ ，虽然相对于  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  所示情况  $p_{cl}^2$  更加远离虚轴，然而此时  $p_{cl}^1$  却更加远离零点  $z_{ol}$ ，因此闭环极点  $p_{cl}^1$  的影响将更加明显，而其实部比  $p_{cl}^2$  小的多，因此将造成非常缓慢的暂态调节响应。

图3.23a与图3.23b所示为不同补偿角对应的系统频率响应以及与期望频率响应的比较。通过观察可知，不同延时补偿情况下的闭环频率响应与前面分析结果相同，如图3.23a所示，当延时补偿角  $\varphi=0$  时系统是不稳定的，而延时补偿角取  $0.8\omega_e \cdot T_d$ 、 $\omega_e \cdot T_d$  以及  $1.5 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时系统虽然都是稳定的，但存在较大的差异，具体表现如下：

1) 如图3.23b所示，延时补偿角  $\varphi = 0.8 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时系统虽然是稳定的，然而幅频特性与期望特性相差较大，表现为幅频特性关于控制频率不对称且存在奇异点 (561, 2.1)，而此时系统带宽为 1046 rad/s。

2) 如图3.23b所示，延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时幅频特性基本关于控制频率中心对称，最大谐振峰值较小为 1.15 倍，系统带宽为 877 rad/s。

3) 如图3.21d所示，延时补偿角  $\varphi = 1.5 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时虽然获得了奈奎斯特曲线与离临界点距离的最大化，并且由图3.23b可见此时闭环频率响应也的确避免了输出放大，然而另一方面此时系统的带宽仅为 72 rad/s。

4) 另外，如图3.23b所示，延时补偿角为  $0.8 \cdot \omega_e \cdot T_d$  以及  $1.5 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时系统相频曲线在控制频率附近的变化率要比  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  大得多，且  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时相频特性与期望的相频特性最为接近。可见无论是幅频特性、相频特性、系统带宽、闭环奇异点等关键性能指标，延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  的闭环频率响应与设计期望是最为接近的。

图3.23c与图3.23d给出了不同延时补偿角对应的系统阶跃响应，重点考察 d 轴电流跟踪效果以及 q 轴耦合电流强度，通过观察可以发现系统阶跃响应与频率分析所得结论是相符的，具体表现如下：

1) 如图3.23b所示，由于  $\varphi = 0.8 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时系统获得了比设计期望更大的闭环带宽，因此其对应的阶跃响应获得了更小的上升时间。然而，另一方面此时阶跃响应的超调量达到 44%，而调节时间为 24ms，以及 q 轴耦合电流峰值 0.3A，如图3.23d所示。

2) 同样如图3.23b所示， $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时系统带宽比设计期望略高，因此其阶跃响应速度要比设计期望略快，经测量上升时间为 4ms，而设计期望为 6ms。此外，此时 d 轴电流阶跃响应几乎没有产生超调，而 q 轴耦合电流峰值也仅为 0.17A。

3) 此外，如图3.23b所示， $\varphi = 1.5 \cdot \omega_e \cdot T_d$  时系统带宽要远小于设计值，因此此时电流环动态响应非常慢，经测量调节时间为 63.4ms，虽然 q 轴耦合电流峰值较小为 0.04A，但是同样调节时间过长。

4) 最后，观察图3.23c可知， $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时系统的阶跃响应与设计期望非常接近，因此可以认为延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  的确为最佳延时补偿角。

与 cPI 控制器的延时补偿分析类似，下面以开关频率分别为 3kHz、5kHz 和 10kHz

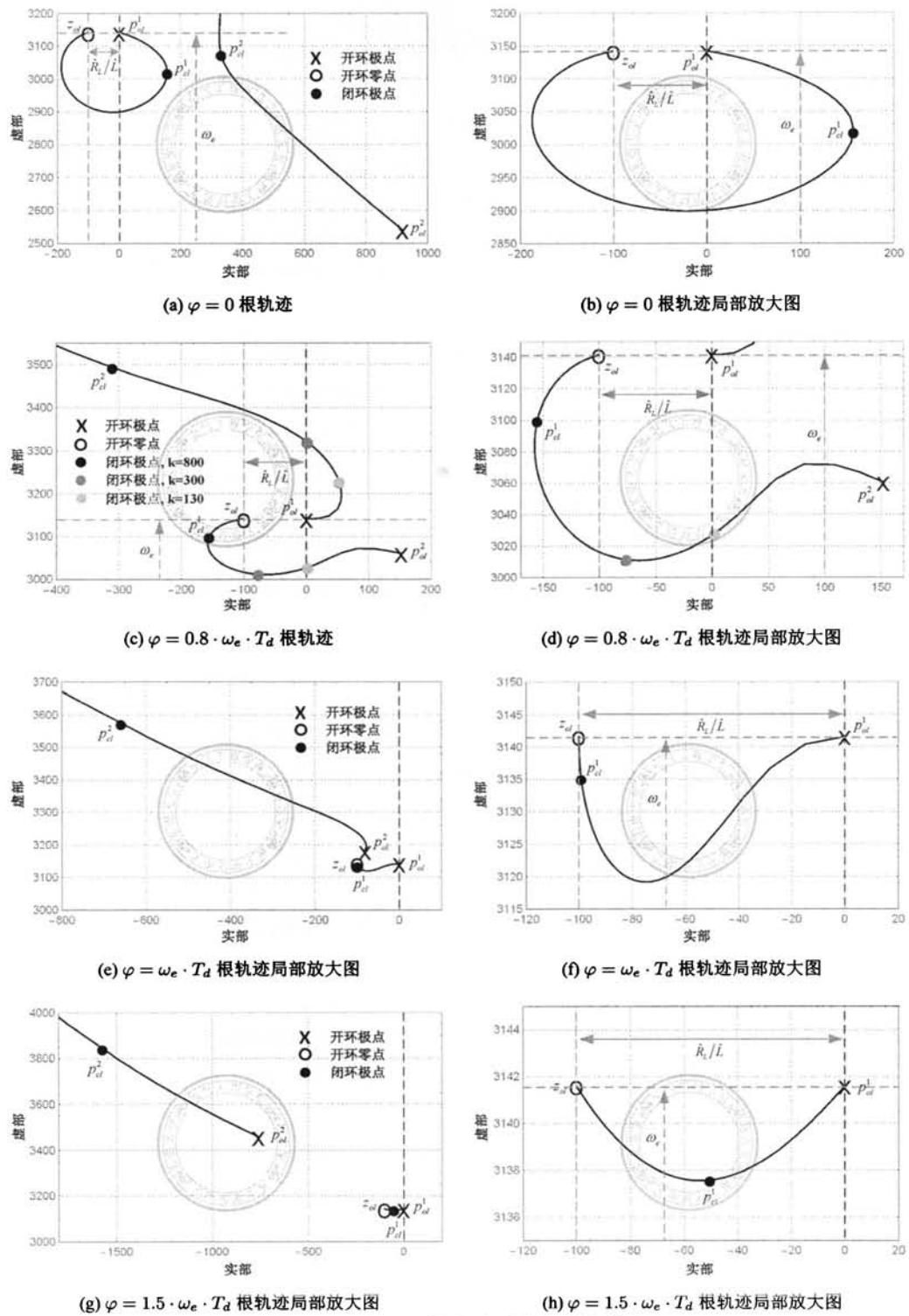


图 3.22: 不同延时补偿角系统根轨迹曲线

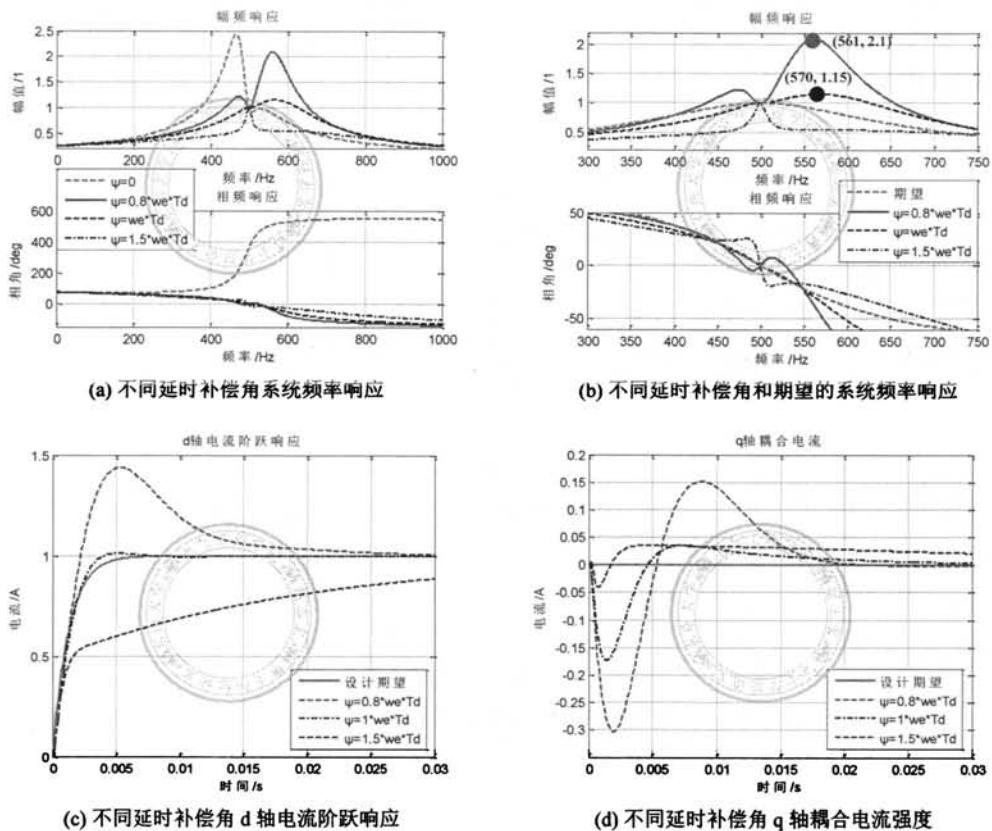


图 3.23: 不同延时补偿角系统频率响应以对应的阶跃响应: (a)(b) 闭环频率响应; (c)(d) 阶跃响应

为例, 分析与验证 PI 控制器在不同开关频率下的延时补偿有效性。为此, 首先取开关频率为 3kHz, 假设采用对称规则采样则延时时间为  $T_d = 1.5 \cdot T_s = 5.0 \times 10^{-4}s$ , 进一步设置控制频率为  $f_e \in \{0, 50, 100, 200\} Hz$ , 得到延时补偿前后闭环频率响应及对应的阶跃响应如图3.24所示, 其中延时补偿角均为  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$ 。通过观察可知, 如图3.24a与图3.24d所示, 在控制频率 100Hz 时延时补偿前电流环虽然是稳定的, 但在 191Hz 处存在较大的输出谐振峰值为 2.35, 而延时补偿后系统在该频率处的输出峰值降低为 1.17; 而控制频率 200Hz 时延时补偿前系统是不稳定的, 并且在加入延时补偿后闭环频率响应也存在奇异点 (295, 1.5), 尽管如此, 由于该奇异点远离控制频率, 两者相距约 100Hz, 因此奇异点对稳态性能的影响可以忽略, 但是其对电流环暂态响应的调节是不可忽略的, 原因在于阶跃函数将在电流环激励非常宽的频谱信号, 显然处于谐振频率附近的频率分量将被放大, 并以此延长暂态响应的调节时间。

另一方面, 图3.24b与图3.24c为延时补偿前系统阶跃响应, 以及图3.24e与图3.24f为对应的延时补偿后电流环阶跃响应。通过对比可知, 在所考虑的控制频率处, 延时补偿后系统 d 轴电流阶跃响应具有更小的超调量与调节时间, 并且 q 轴耦合电流也进一步减

小。然而，随着控制频率的升高，如图3.24d所示，电流环闭环频率响应与设计期望偏差越大，并伴随着强烈的闭环奇异点，并进一步导致阶跃响应的调节时间与超调量增大，如图3.24e所示。

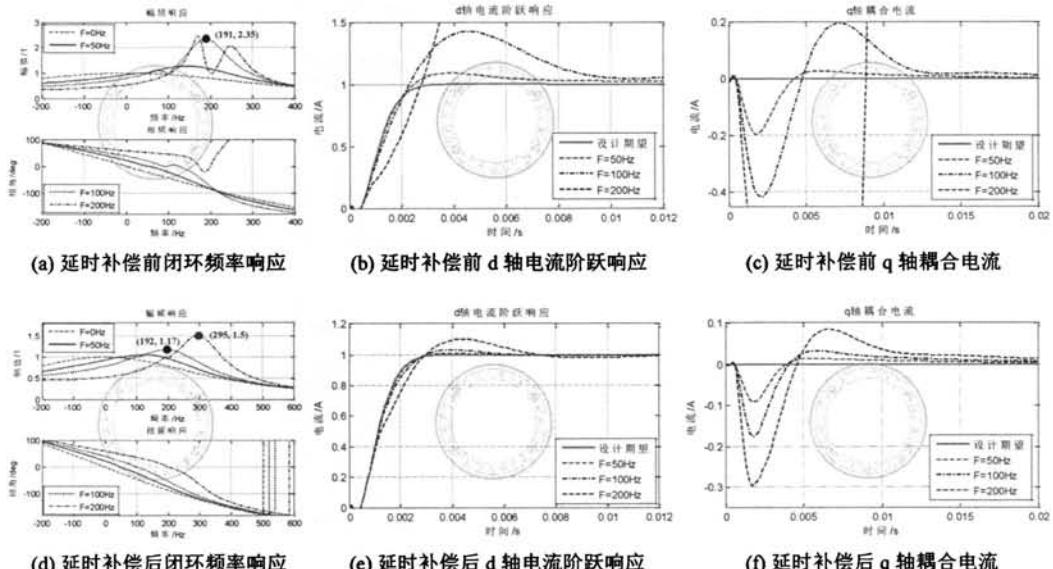


图3.24: 开关频率3kHz状态反馈解耦PI控制器延时补偿前后系统频率特性及对应的阶跃响应: (a)(d)闭环频率响应; (b)(e)d轴电流阶跃响应; (c)(f)q轴耦合电流

此外，设置控制频率为5kHz，并同样采用对称规则采样，则延时时间为 $T_d = 1.5 \cdot T_s = 3.0 \times 10^{-4}s$ ，进一步设置控制频率分别为 $f_e \in \{0, 100, 200, 300\} Hz$ ，得到延时补偿前后闭环频率响应及对应的阶跃响应如图3.25所示，其中延时补偿角同样设置为 $\varphi = \omega_e \cdot T_d$ 。通过观察延时补偿前电流环闭环频率响应可知，如图3.25a所示，当控制频率为200Hz时延时补偿前系统虽然是稳定的，但是由于奈奎斯特曲线在控制频率处的渐近线过于靠近临界点穿越实轴，以至于闭环频率响应在266Hz处形成极大的谐振峰值为7.77，并且当控制频率为300Hz时在无延时补偿的情况下电流环是不稳定的。然而与此形成鲜明对比的是，延时补偿后在所考虑的控制频率系统均是稳定的，并且闭环奇异点输出峰值较小，比如当控制频率为300Hz时，其对应的闭环奇异点为(383, 1.29)，如图3.25d所示。

另一方面考察电流环阶跃响应，如图3.25b与图3.25c所示，延时补偿前控制频率为200Hz时d轴电流阶跃响应存在严重的超调以及剧烈振荡现象，这是闭环奇异点造成的直接后果，并在q轴激励巨大的耦合电流，而控制频率为300Hz时系统阶跃响应显然是发散的，这与前述分析是相符合的。加入延时补偿后，如图3.25e与图3.25f所示，在所考虑的控制频率系统均是稳定的，并且相应阶跃响应在超调量、调节时间以及耦合强度方面的性能都具有非常明显的提升。

进一步，设置开关频率为10kHz，则对称规则采样下的延时时间为 $T_d = 1.5 \cdot T_s =$

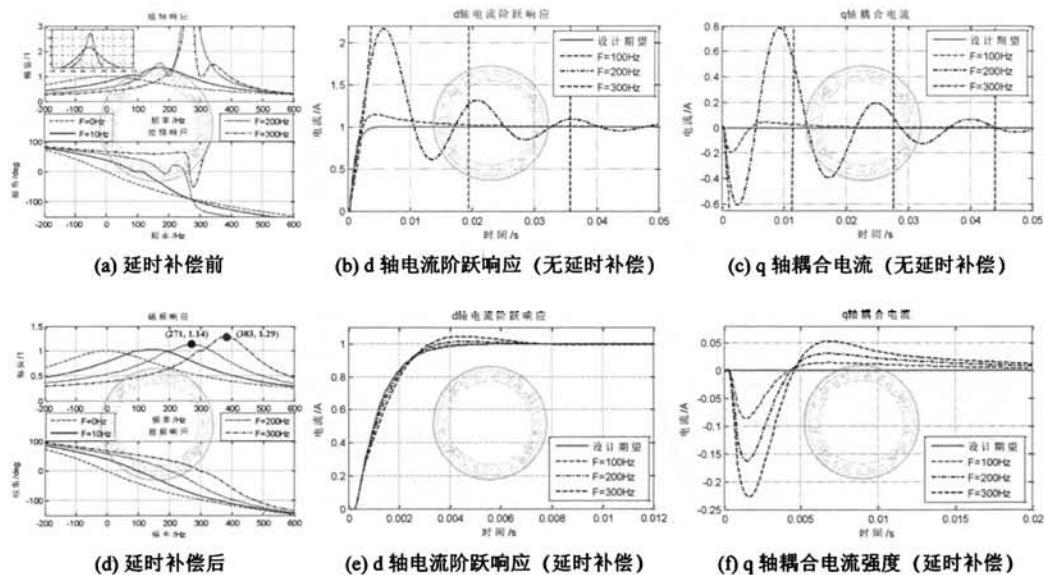


图3.25: 开关频率5kHz状态反馈解耦PI控制器延时补偿前后系统频率特性及对应的阶跃响应: (a)(d)闭环频率响应; (b)(e)d轴电流阶跃响应; (c)(f)q轴耦合电流

$1.5 \times 10^{-4}$ s，并且设置控制频率分别 $f_e \in \{0, 100, 300, 500\}$ Hz以及延时角 $\varphi = \omega_e \cdot T_d$ ，考察延时补偿前后系统的稳态与暂态性能，如图3.26所示。首先由图3.26a可知，延时补偿前，当控制频率小于100Hz时系统将获得较好的控制性能，而当控制频率为300Hz时电流环存在严重的奇异点(359, 5.3)，并且在控制频率500Hz时闭环系统是发散的。此外，由图3.26d延时补偿后闭环频率响应可知，电流环在所考虑的控制频率均是稳定的，并且闭环奇异点的最大输出峰值比图3.26a所示情况要小得多，这是由于延时补偿增大了奈奎斯特曲线至临界点的距离，因此系统稳定性以及闭环奇异点抑制能力均得到提高，这也正是延时补偿的目的所在。

另一方面，考察延时补偿前后电流环阶跃响应，如图3.26b与图3.26c所示，延时补偿前且控制频率为100Hz时系统阶跃响应获得了与设计期望非常接近的调节过程，这与图3.26a频率分析是相符合的。而控制频率为300Hz时阶跃响应的超调量达到110%，而调节时间约为35ms，远远大于设计期望值4.4ms。以及当控制频率为500Hz时系统是不稳定的，也即此时阶跃响应呈现发散状态。如图3.26e与图3.26f所示，通过在电流环加入延时补偿后，在所考虑的控制频率系统的阶跃响应与设计期望均非常接近，即使是在控制频率为500Hz时的超调也仅为1.3%，并且延时补偿后q轴耦合电流强度要比图3.26c所示情况要小的多，这与图3.22的分析结果是一致的。

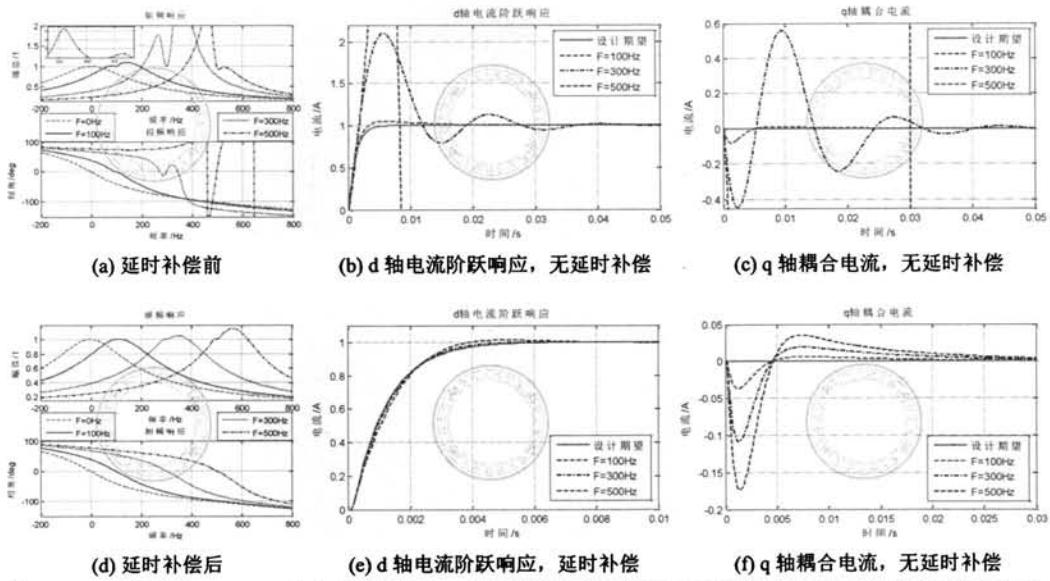


图 3.26: 开关频率 10kHz 状态反馈解耦 PI 控制器延时补偿前后系统频率特性及对应的阶跃响应:  
(a)(d) 闭环频率响应; (b)(e)d 轴电流阶跃响应; (c)(f)q 轴耦合电流

### 3.3.2.2 增益和相位补偿

如前所述,对于状态反馈解耦 PI 控制器而言,由于延时项同时出现在式(3.22)的分子与分母表达式,因此将同时对系统的增益和相位产生作用。并且由前述分析可知,取相位补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时可以最大程度提高电流环的性能,主要包含以下几个方面:1)增大系统的相位裕度,从而提高系统的稳定性;2)可以显著提高系统的暂态响应,即延时补偿后系统的暂态响应与期望设计获得最大程度的近似;3)相位补偿后系统奈奎斯特曲线至临界点的距离增大,从而有效抑制闭环奇异点的出现。

具体来说,状态反馈解耦 PI 控制器的相位补偿呈现如下特性:

1) 延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$  时补偿效果最佳,此时闭环极点  $p_{cl}^1$  与开环零点  $z_{ol}$  位置最为接近,因此耦合相的影响最小,耦合强度最低,并可提高系统的暂态响应。

2) 虽然与 cPI 控制器延时补偿在控制频率处获得了相同的幅值和相角特性,即在控制频率处获得了无穷大增益以及相位角从  $90^\circ$  突变至  $-90^\circ$ ,但是由于延时项同时对系统的开环增益产生影响,导致延时补偿后电流环在临界点附近的奈氏曲线发生变化,表现为奈氏曲线至临界点的距离并不是最大化,因此闭环频率响应存在输出峰值较小的闭环奇异点。

3) 延时补偿后系统的相位裕度和至临界点的距离均得到增大,但是随着控制频率的提高,相位裕度以及至临界点的距离依然呈现减小的趋势。因此,随着控制频率的升高,系统阶跃响应与期望设计偏差越严重,并且闭环奇异点的谐振峰值进一步增大,系统将最终失去稳定性。

Bon-Ho Bae 针对 PI 控制并网 VSC 提出一种增益与相位补偿方法, 其基本原理是求出变流器在一个开关周期实际输出电压的平均值, 并将这个平均值与理论值进行比较, 然后根据比较结果引入一个增益和相位修正因子, 其本质是在前述的相位补偿的基础上增加了额外的增益补偿, 因此把这种补偿方法称作增益-相位补偿<sup>[17]</sup>。

同样以对称规则采样为例, 如图3.11所示, 假设第  $n$  个采样点旋转坐标系与静止坐标系的夹角为  $\theta$ , 那么控制器将在  $(n+1) \cdot T_s$  时刻更新占空比数据, 并且在  $[(n+1), (n+2)] \cdot T_s$  时间段由调制器输出该指令电压, 如图3.27所示。

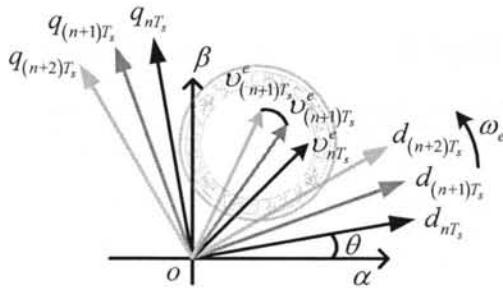


图 3.27: 输出电压延时示意图

其中 SRF 旋转频率  $\omega_e$  为电网角频率, 由于实际电网频率非常稳定, 因此可以认为  $\omega_e$  是近似不变的, 为此将指令电压转换到静止坐标系, 并求出其在一个开关周期的平均值, 如式(3.38)所示:

$$\begin{aligned}
 v_{t \rightarrow [nT_s, (n+1)T_s]}^s &= \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{2T_s} v^e \cdot e^{j(\omega_e \cdot \tau + \theta)} d\tau \\
 &= v^e \cdot e^{j\theta_e} \frac{1}{j\omega_e \cdot T_s} \cdot (e^{j2\omega_e \cdot T_s} - e^{j\omega_e \cdot T_s}) \\
 &= v^e \cdot e^{j\theta_e} \cdot \frac{1}{j\omega_e \cdot T_s} \cdot (\cos(\omega_e T_s) + j \sin(\omega_e T_s)) \cdot (\cos(\omega_e T_s) + j \sin(\omega_e T_s) - 1) \\
 &= v^e \cdot \frac{2}{\omega_e \cdot T_s} \cdot \sin\left(\frac{\omega_e \cdot T_s}{2}\right) \cdot e^{j(1.5\omega_e \cdot T_s + \theta_e)} \\
 &= K(\omega_e, T_s) \cdot e^{j(1.5\omega_e \cdot T_s + \theta_e)} \cdot v^e
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

进一步, 得到无延时理想情况下输出电压与实际输出电压之间的关系:

$$f_{error} = \frac{e^{j\theta_e} \cdot v^e}{K(\omega_e, T_s) \cdot e^{j(1.5\omega_e \cdot T_s + \theta_e)} \cdot v^e} = \frac{e^{j(-1.5 \cdot T_s \cdot \omega_e)}}{K(\omega_e, T_s)} \tag{3.39}$$

可见实际输出电压相对理想输出电压在幅值和相位方面均存在误差, 为此引入补偿因子  $f_c$ , 其定义如下:

$$f_c = \frac{1}{f_{error}} = K(\omega_e, T_s) \cdot e^{j \cdot (1.5 \cdot T_s \cdot \omega_e)} \tag{3.40}$$

由式(3.40)可知, 补偿因子  $f_c$  分为两部分, 即增益补偿因子和相位补偿因子, 结合图3.12进一步得到增益与相位补偿后的电流环系统方框图如图3.28所示。

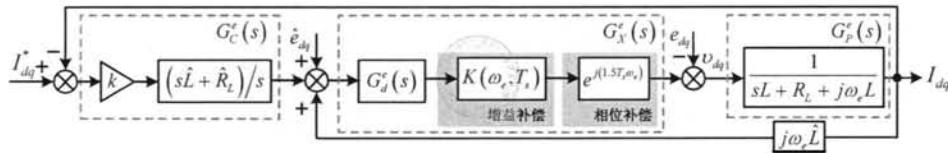


图 3.28: 包含增益-相位补偿的电流环控制框图

由图3.28可以得到电流环在 SRF 的传递函数如式(3.41)所示:

$$G_{OP}^e(s) = \frac{G_C^e(s) \cdot G_X^e(s) \cdot G_P^e(s)}{1 - j\omega_e L \cdot G_X^e(s) \cdot G_P^e(s)} = \frac{k(sL + R_L) \cdot G_X^e(s)}{s^2 L + (R_L + j\omega_e L - j\omega_e L \cdot G_X^e(s)) \cdot s} \quad (3.41)$$

其中  $G_X^e(s) = G_d^e(s) \cdot K(\omega_e, T_s) \cdot e^{j\omega_e \cdot T_d} = e^{-s \cdot T_d} \cdot K(\omega_e, T_s)$ , 并进一步将式(3.41)转换到静止坐标系得到:

$$\begin{aligned} G_{OP}^s(s) &= G_{OP}^e(s - j\omega_e) \\ &= \frac{k \cdot ((s - j\omega_e)L + R_L) \cdot G_X^s(s)}{s^2 L + (R_L - j\omega_e L - j\omega_e L \cdot G_X^s(s))s - \omega_e^2 \cdot L - j\omega_e(R_L + j\omega_e L - j\omega_e L \cdot G_X^s(s))} \end{aligned} \quad (3.42)$$

由前述 cPI 以及 PI 控制器延时补偿分析可知, 取不同的开关频率最终可以获得相同的结论, 因此为简化起见在此以开关频率 5kHz 为例进行分析, 并与前述状态反馈解耦 PI 控制器相位补偿策略进行对比, 并进一步设置控制频率分别为 500Hz 与 1kHz, 由式(3.42)得到系统的根轨迹曲线如图3.29所示, 通过观察可以得到以下结论:

1) 控制频率较低时, 相位补偿得到的系统根轨迹与增益-相位补偿后系统根轨迹非常接近, 也即此时增益补偿对系统的影响很小。如图3.29a和3.29b所示, 控制频率为 500Hz 时, 两种延时补偿方法获得的闭环主导极点  $p_{cl}^2$  位置基本相同, 并且闭环极点  $p_{cl}^1$  与开环零点  $z_{ol}$  位置都很靠近, 因此均可以获得较好的解耦效果与暂态调节响应。尽管如此, 使用增益-相位补偿可以获得比单纯相位补偿更优的控制性能, 原因表现在两方面, 首先是其闭环主导极点  $p_{cl}^2$  更加远离虚轴, 因此可以获得更快的响应速度, 其次闭环极点  $p_{cl}^1$  相对开环零点  $z_{ol}$  也更为靠近, 因此耦合强度进一步下降。事实上, 由于增益补偿系数是  $\omega_e \cdot T_s$  的函数, 即  $K(\omega_e, T_s) = \sin(0.5 \cdot \omega_e \cdot T_s) / (0.5 \cdot \omega_e \cdot T_s)$ , 当控制频率  $\omega_e$  较小时  $K(\omega_e, T_s) \approx 1$ , 这也解释了当控制频率较低时增益补偿作用不明显的原因。

2) 当控制频率较高时, 增益-相位补偿可以获得比单纯相位补偿明显的优势, 此时增益补偿的作用开始凸显。如图3.29c所示, 控制频率为 1kHz 并采用相位补偿的情况下, 此时闭环调节系统虽然是稳定的, 但是其主导极点  $p_{cl}^2$  过于靠近虚轴, 经测量  $|\text{Re}(p_{cl}^2)| = 81.8$ , 导致系统稳定性较差且暂态响应会出现严重的超调。而图3.29d采用增益-相位补偿后, 闭环主导极点  $p_{cl}^2$  更加远离虚轴, 此时  $|\text{Re}(p_{cl}^2)| = 256$ , 并且闭环极点

$p_{cl}^1$  也更加靠近零点  $z_{ol}$ , 因此增益-相位补偿可以获得更快的响应速度以及更好的解耦效果。

3) 无论采样何种延时补偿方法, 对于状态反馈解耦 PI 控制器而言, 随着控制频率的提高, 系统的稳定性均呈现下降趋势, 而耦合强度则呈现增强趋势。

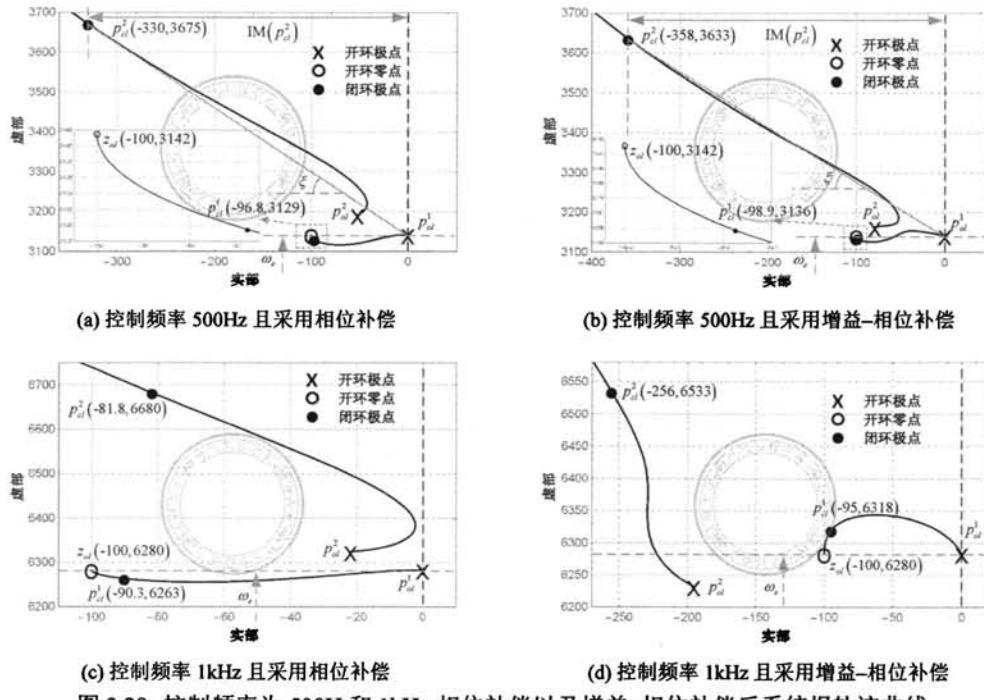


图 3.29: 控制频率为 500Hz 和 1kHz 相位补偿以及增益-相位补偿后系统根轨迹曲线

另一方面, 对应的电流环奈氏曲线如图3.30所示。首先观察控制频率为 500Hz 的情况, 如图3.30a与图3.30b所示, 可见加入增益补偿后奈氏曲线在控制频率处的渐近线不再垂直于实轴, 然而两种延时补偿方法奈氏曲线在原点附近曲线形状是非常相似的, 其中相位补偿后系统奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.55$ , 相角裕度为  $PM = 34.7^\circ$ , 而增益-相位补偿后系统奈氏曲线至临界点最小距离为  $\eta = 0.59$ , 相角裕度为  $PM = 37.6^\circ$ 。可以看出, 采用增益-相位补偿可以获得比纯相位补偿更高的稳定裕度, 这与图3.29根轨迹分析所得结论是相符的。

然而当控制频率为 1kHz 时, 观察图3.30c和3.30d可以发现, 两种补偿方法在原点附近的曲线具差异明显。具体而言, 采用相位补偿后奈氏曲线过于靠近临界点, 与临界点的最小距离为  $\eta = 0.24$ , 而相角裕度仅为  $PM = 13.6^\circ$ 。而与此形成鲜明对比的是, 使用增益-相位补偿后奈氏曲线至临界点的最小距离增大为  $\eta = 0.56$ , 并且相角裕度  $PM = 36.5^\circ$ 。进一步, 结合图3.29根轨迹分析可以得出结论, 增益补偿在控制频率较低时对电流环的作用是有限的, 而在高控制频率以及低载波比的情况下增益补偿作用凸显; 其次, 使用增益-相位补偿可以获得比纯相位补偿更高的系统稳定裕度, 表现在提高系统相位

裕度以及增强闭环奇异点抑制能力两方面；此外，由图3.29根轨迹分析可知，增益-相位补偿相对纯相位补偿可以进一步降低电流环的耦合强度。

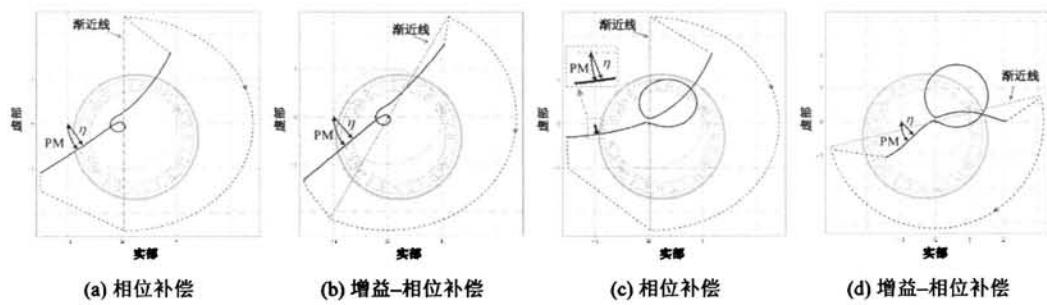


图 3.30: 相位补偿与增益-相位补偿后电流环根轨迹: (a)(b) 控制频率 500Hz; (c)(d) 控制频率 1kHz

如图3.31a所示为控制频率 500Hz 时应用两种延时补偿方法得到的系统闭环频率响应，可以看出两种延时补偿方法的幅频特性仅仅在谐振频率附近略有不同，而相频特性基本保持一致，其中采用增益-相位补偿闭环系统的输出峰值为 1.6，且略小于相位补偿的 1.73 倍。如图3.31d所示为控制频率 1kHz 时两种延时补偿方法对应的闭环频率响应，可以看出此时两者频率响应差异明显，其中增益-相位补偿后闭环输出峰值为 1.64，远小于纯相位补偿的 4.3 倍，因此可以预见增益-相位补偿可以比纯相位补偿获得更小的超调量以及调节时间。

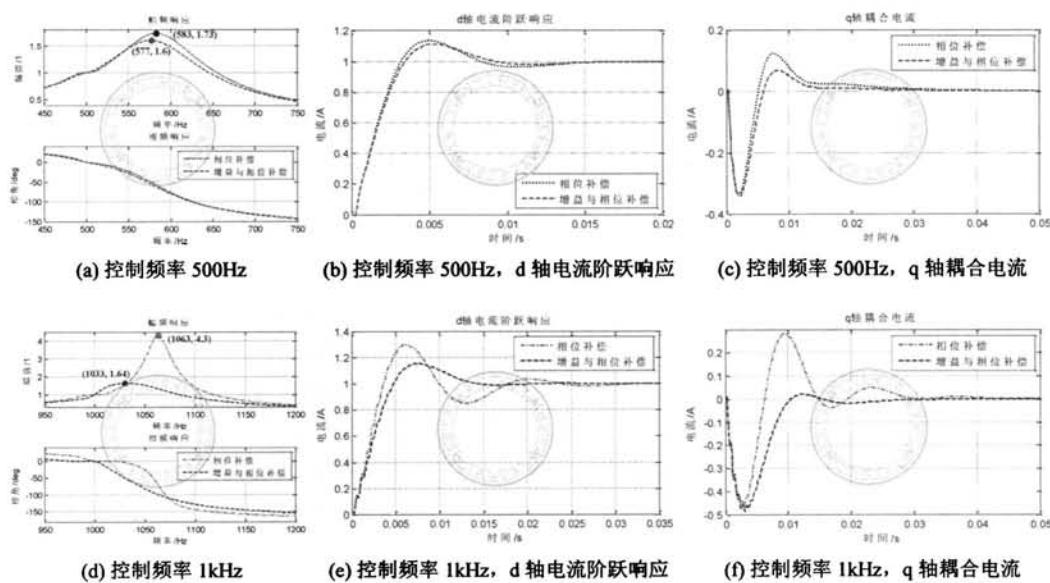


图 3.31: 两种延时补偿方法系统频率响应及对应的阶跃响应

另一方面，图3.31b与图3.31c为控制频率 500Hz 时应用两种延时补偿方法得到的 d 轴电流阶跃响应以及 q 轴耦合电流，可见与纯相位补偿相比，增益-相位补偿后 d 轴电

流阶跃响应的超调量更小，并且调节时间也更短，然而尽管如此，两种补偿方法获得的d轴电流阶跃响应差别非常小；此外，增益-相位补偿后q轴电流耦合强度为 $1.60 \times 10^{-3}$ ，小于相位补偿的 $1.96 \times 10^{-3}$ 。而控制频率为1kHz时，无论是d轴电流阶跃响应还是q轴耦合电流，基于增益-相位补偿电流环性能都要优于纯相位补偿，这与前述分析所得结论是相一致的。

具体而言，根据图3.31所示两种补偿方法的阶跃响应，表3.3给出了其主要性能指标的数值，包括上升时间、超调量、调节时间以及耦合强度。可见控制频率为500Hz时，两种延时补偿方法所获得的上升时间基本相同，而在超调量、调节时间以及耦合强度方面，增益-相位补偿占据优势。此外，控制频率为1kHz时，相比纯相位补偿而言，增益-相位补偿方法可以极大降低超调，并缩短调节时间，并进一步减小耦合强度。

表 3.3: 阶跃响应主要性能指标比较

名称	控制频率 500Hz				控制频率 1kHz			
	$T_r$	$\delta$	$T_a$	$S_c$	$T_r$	$\delta$	$T_a$	$S_c$
相位补偿	3.2	13.6	13.0	$1.96 \times 10^{-3}$	3.58	30.4	22.5	$3.69 \times 10^{-3}$
增益-相位补偿	3.4	11.4	8.5	$1.60 \times 10^{-3}$	4.68	15.9	13.2	$2.85 \times 10^{-3}$

$T_r$ —上升时间 (ms),  $\delta$ —超调量 (%),  $T_a$ —调节时间 (ms),  $S_c$ —耦合强度 (%)

### 3.4 控制器参数设计

在前述分析中，重点比较了基于状态反馈解耦PI控制器和cPI控制器的电流环性能，并且在分析过程中设计带宽均为800 rad/s，在不考虑延时以及耦合项影响的情况下，无论是状态反馈解耦PI控制器还是cPI控制器均能够实现控制器零点与被控对象极点的相互抵消，从而将电流环转变为一阶系统，在这种情况下控制器增益即为闭环系统的带宽，因此理论上可以通过不断增大系统带宽得到任意期望的控制性能。然而，通过以上分析可知，由于数字控制不可避免地产生延时，而延时将通过两方面对系统造成影响，即导致电流解耦不完全并且降低电流环稳定裕度，而其中延时对状态反馈解耦PI控制器的影响尤为突出，如图3.14和图3.16所示。

如图3.32所示为电流环通用控制框图，并采用了相位延时补偿方法，其中若使用PI控制器则虚线框的反馈解耦部分应保留，反之如果采用cPI控制器则应去掉虚线框所示反馈解耦项。

图3.32可知，VSC并网电流由两部分组成，即由参考给定信号和电网电压作用叠加而成，以状态反馈解耦PI控制器为例，最终输出电流 $I_{dq}^*$ 与给定信号 $I_{dq}^{*}$ 以及电网电压

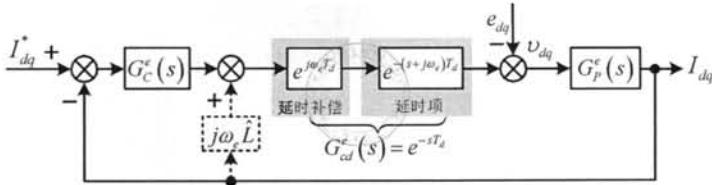


图 3.32: 包含延时补偿的电流环控制框图

$e_{dq}$  的关系如式(3.43)所示：

$$\begin{aligned}
 I_{dq} &= \frac{G_C^e(s) G_P^e(s) G_{cd}^e(s)}{1 + G_P^e(s) G_{cd}^e(s) [G_C^e(s) - j\omega_e \hat{L}]} \cdot I_{dq}^* - \frac{G_P^e(s)}{1 + G_P^e(s) G_{cd}^e(s) [G_C^e(s) - j\omega_e \hat{L}]} \cdot e_{dq} \\
 &= G_{CL}^e(s) \cdot I_{dq}^* - G_{DR}^e(s) \cdot e_{dq}
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

显然，电流环对于这两部分信号的控制需求是不同的，控制系统期望输出信号  $I_{dq}$  尽可能地复现输入参考给定信号  $I_{dq}^*$ ，并最大程度地抑制扰动信号  $e_{dq}$  对输出电流  $I_{dq}$  带来影响，具体而言对控制器性能要求主要包括以下几个方面<sup>[92,167]</sup>：

- 1) 对于参考给定信号，应尽可能减小系统的稳态输出误差，其中包括增益误差和相位误差两方面，理想情况是对给定信号的稳态误差为零，即闭环系统实现对参考信号的单位增益与零相移输出；
- 2) 系统的输出能够快速而准确地跟踪参考信号的变化，这就要求系统具备足够的带宽以获得快速的动态响应；
- 3) 减小超调，以抑制并网电流尖峰与冲击，并尽可能减少电流暂态响应振荡以及调节时间；
- 4) 具有良好的抗干扰能力，能够有效抑制电网电压扰动分量对输出电流的影响；
- 5) 对于一些对控制性能要求很高的场合，还要求控制器具备死区补偿功能，以抑制 VSC 死区以及直流母线电压波动对输出电流的影响，并以此消除并网电流的低次谐波含量。

此外，从式(3.43)可以看出，由于  $G_P^e(s)$  完全由主电路参数决定，因此  $G_P^e(s)$  是不可控的，而延时补偿项  $G_{cd}^e(s)$  由前述分析已取得了最佳补偿角，因此也是保持不变的，故而只能通过调节控制器以实现期望的控制性能。并且，由式(3.43)可知为了达到前 4 点控制需求，直观上显然应该增大控制器  $G_C^e(s)$  的增益，以使得  $G_{CL}^e(s) \approx 1$  以及  $G_{DR}^e(s) \approx 0$ ，当然具体的控制器参数设计还需要进行深入的讨论与分析，以满足电流环的稳态、暂态以及抗电网电压扰动性能指标。

### 3.4.1 频域设计方法

频域设计方法以开环频率响应为基础，并且这种参数设计方法具有广泛的适用范围，可以方便地用于其他控制系统的参数设计，比如 DC/DC 以及 PLL 等。为了更好的介绍这种参数设计方法，有必要首先对 PI 控制器的频率特性进行介绍，其通用传递函数如式(3.44)所示：

$$G_{\text{PI}}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left( 1 + \frac{1}{\tau_i \cdot s} \right) = K_p \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \quad (3.44)$$

其中  $\tau_i = \frac{K_i}{K_p}$  为积分时间常数，并将  $s = j\omega$  代入式(3.44)得到  $G_{\text{PI}}(j\omega) = K_p \cdot \frac{1 + j\tau_i \cdot \omega}{j\tau_i \cdot \omega}$ 。显然，当  $\tau_i \cdot \omega \ll 1$  时  $G_{\text{PI}}(j\omega) \approx K_p \cdot \frac{1}{j\tau_i \cdot \omega}$ ，此时 PI 控制器与积分器是等效的，幅频特性以  $-20 \text{ dB/dec}$  的斜率衰减，而控制器相位恒定为  $-90^\circ$ ；当  $\tau_i \cdot \omega = 1$  时  $G_{\text{PI}}(j\omega) = K_p \cdot \frac{1 + j}{j}$ ，此时相位为  $-45^\circ$ ；当  $\tau_i \cdot \omega \gg 1$  时  $G_{\text{PI}}(j\omega) \approx K_p$ ，相应的相位角为  $0^\circ$ 。特别地，当  $\tau_i \cdot \omega = 10$  时控制器相位为  $-5.71^\circ$ ，而  $\tau_i \cdot \omega = 20$  时控制器相位为  $-2.86^\circ$ 。为了便于解释，先取  $\tau_i = 0.001$  为例，并设置  $K_p$  分别等于 1 和 10，得到 PI 控制器的频率特性如图3.33a所示。

为了更直观阐述这种设计方法，下面以一个实际的例子进行说明，其中并网电抗器的参数与表3.1相同，并采用对称规则采样，以及采样频率为 5kHz。

1) 首先得到矫正前电流环开环频率特性，如图3.33b所示，可见此时开环幅频特性在  $179.3 \text{ rad/s}$  处穿越 0dB 线，对应的相位角为  $-68.27^\circ$ ，因此矫正前系统的相位裕度为  $\text{PM} = 111.7^\circ$ 。虽然矫正前电流环虽然是稳定的，但存在低频段的开环增益不足以及系统的带宽过小的问题。

2) 如图3.33a所示，PI 控制器的相位在整个频率段均为负值，因此其本质属于滞后矫正，为了在加入控制器后不影响原始系统在高频段的相位曲线，则要求控制器的转折频率远离幅值穿越频率，一般要求  $\frac{1}{\tau_i} \leq 0.1 \cdot \omega_c$ ，此时由于加入 PI 控制器对矫正系统造成的相位滞后小于  $5^\circ$ 。

3) 对于稳定的控制系统，一般要求相位裕度至少大于  $40^\circ$ ，同时考虑到加入 PI 控制器造成的相位滞后，一般取相位裕度  $\text{PM} = 45^\circ$ 。为此，通过在矫正前系统相频特性找到相位角  $-135^\circ$  对应的频率，从图3.33b可以看出对应  $2.5 \times 10^3 \text{ rad/s}$ ，并进一步由开环幅频特性得到该频率处的增益为  $-22.2 \text{ dB}$ 。

4) 为了使得系统的相位裕度为设计期望  $45^\circ$ ，显然应使得开环幅频曲线在  $2.5 \times 10^3 \text{ rad/s}$  处穿越 0dB 线。此外，由图3.33a所示 PI 控制器频率特性知道，在高频段 PI 控制器退化为 P 控制器，其所能为控制系统提供的增益为  $20 \cdot \log(K_p)$ 。为此，直接令  $20 \cdot \log(K_p) = 22.2$ ，即可得到  $K_p = 12.8$ 。

5) 显然经过以上校正步骤后，系统的穿越频率为  $2.5 \times 10^3 \text{ rad/s}$ ，考虑到  $\frac{1}{\tau_i} \leq 0.1 \cdot \omega_c$ ，如果取  $\frac{1}{\tau_i} = 0.1 \cdot \omega_c$ ，则由图3.33a可知相位滞后角为  $-5.8^\circ$ ，显然这将导致矫正后系统的相位裕度小于设计期望为  $\text{PM} = 40^\circ$ 。为此，继续试取  $\frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{15} \cdot \omega_c$ ，并由图3.33a可知相位延迟角为  $-3.8^\circ$ ，此时可以满足设计要求，并进一步得到  $\tau_i = 0.006$ 。

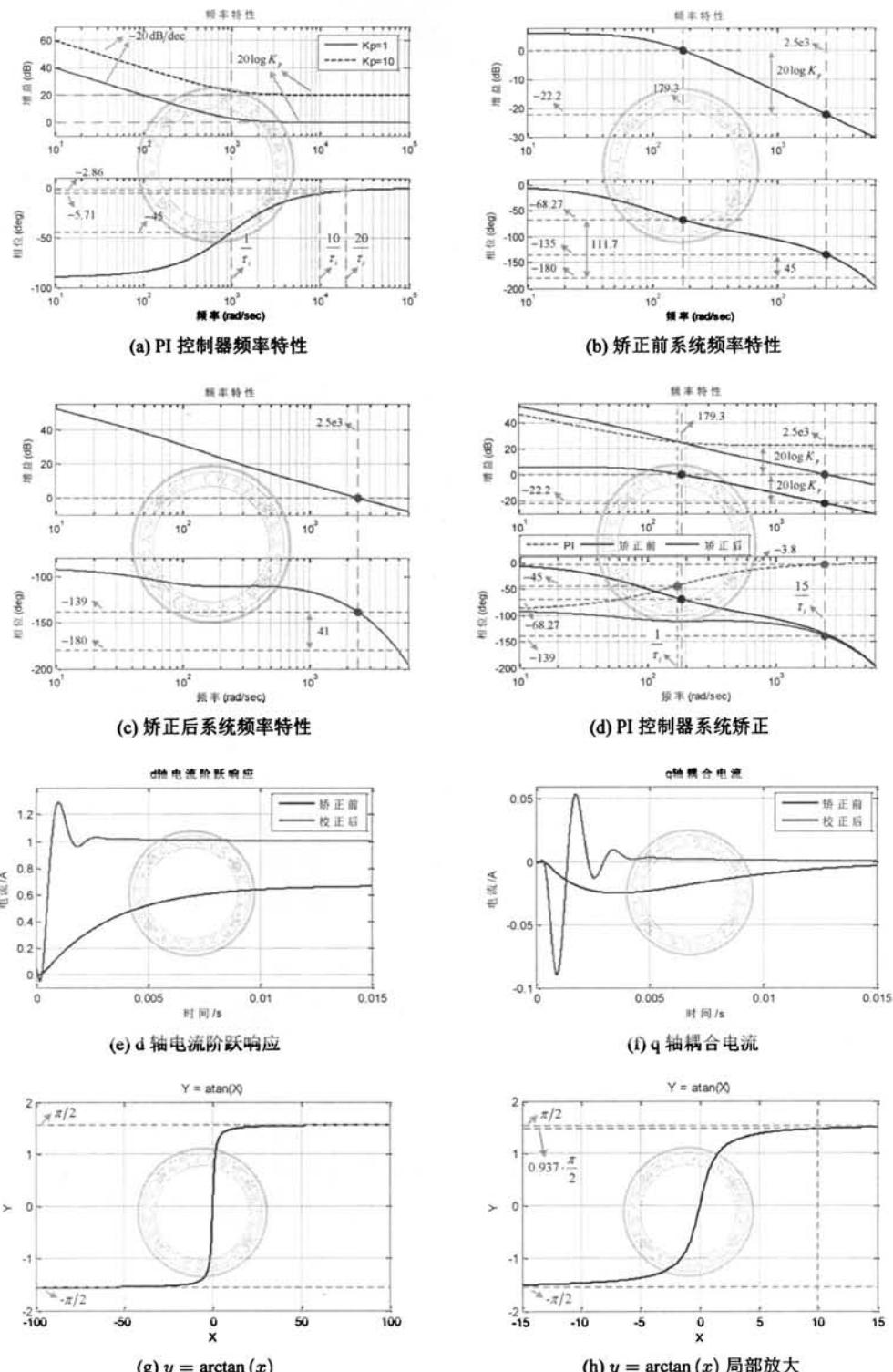


图 3.33: 控制器参数设计: (a)-(d)PI 控制器参数频率设计方法; (e)(f) 矫正前后电流环阶跃响应; (g)(h) 函数  $y = \arctan(x)$  关系曲线及其局部放大

6) 校正后系统的频率响应如图3.33c所示, 此时系统的带宽为  $2.5 \times 10^3$  rad/s, 且相位裕度满足设计要求为  $41^\circ$ , 并且由于积分器的作用, 校正后系统在低频段的增益要比矫正前大得多。为了方便观察与对比, 将 PI 控制器、矫正前与矫正后系统频率响应同时画于图3.33d。

如图3.33e与图3.33f所示, 分别为矫正前后 d 轴电流阶跃响应和 q 轴耦合电流曲线。通过观察可知, 由于矫正前系统是一个有差系统, 即无法为直流分量提供足够的开环增益, 以至于系统的阶跃响应存在稳态误差。加入校正环节后, 由于 PI 控制器提供一个零极点, 系统变为一个 I 型系统, 并且该零极点对直流分量提供的无穷大增益, 而消除了稳态误差。其中阶跃响应主要性能指标如表3.4所示, 可见矫正后极大地增大了系统的带宽, 伴随的是阶跃响应快速的调节速度, 经测量上升时间为 0.65ms, 而调节时间为 3.14ms, 以及超调量约为 30%, 另外由图3.33f所示引入矫正后有助于减小了电流耦合强度。

表 3.4: 频域设计法矫正前后阶跃响应性能比较

名称	$T_r$	$\delta$	$T_a$	$S_c$
矫正前	$\infty$	0	$\infty$	$1.98 \times 10^{-4}$
矫正后	0.70	29.2	3.14	$1.13 \times 10^{-4}$

$T_r$ —上升时间 (ms),  $\delta$ —超调量 (%),  $T_a$ —调节时间 (ms),  $S_c$ —耦合强度 (%)

### 3.4.2 最大带宽设计方法

澳大利亚莫纳什大学 D.G.Holmes 提出一种线性控制最优参数设计方法, 并给出了详细的推导过程并得到了最终参数整定公式, 可以应用在静止坐标系的 PI 和比例-谐振 (ProportionResonant, PR) 控制, 以及 SRF 的 PI 控制, 并且该方法在文献 [167] 得到应用并获得了良好的控制效果。该方法的基本出发点就是最大化控制器的增益, 从而获得尽可能大的系统带宽, 因此将这种设计方法称为最大带宽设计方法。

为了简化分析, 认为状态反馈解耦 PI 控制器实现了对被控对象的完全解耦, 此时图3.32所示电流环的开环传函如下:

$$\begin{aligned} G_{OL}^e(s) &= G_C^e(s) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s - j\omega_e) \\ &= K_p \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \cdot e^{-s \cdot T_d} \cdot \frac{1}{sL + R_L} = \frac{K_p}{R_L \cdot \tau_i} \cdot \frac{(1 + \tau_i \cdot s) e^{-s \cdot T_d}}{s \cdot (1 + s \cdot T_p)} \end{aligned} \quad (3.45)$$

则电流环在开环幅值穿越频率  $\omega_c$  处的相位角为:

$$\begin{aligned} \angle G_{OL}^e(j \cdot \omega_c) &= \angle \left\{ \frac{K_p}{R_L \cdot \tau_i} \cdot \frac{(1 + j \cdot \omega_c \cdot \tau_i) e^{-j \cdot \omega_c \cdot T_d}}{j \cdot \omega_c \cdot (1 + j \cdot \omega_c \cdot T_p)} \right\} \\ &= \arctan(\omega_c \cdot \tau_i) - \omega_c \cdot T_d - \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega_c \cdot T_p) = -\pi + \phi_m \end{aligned} \quad (3.46)$$

对于实际的控制系统而言，开环幅值穿越频率远远大于被控对象的转折频率  $\omega_c \gg 1/T_p$ ，也即  $\omega_c \cdot T_p \gg 1$ ，因此  $\arctan(\omega_c \cdot T_p) \approx \pi/2$ ，从另外一方面也可以得到解释，由于被控对象是并网电抗的模型，而电抗器的感抗肯定远远大于其电阻。因此，式(3.46)可以进一步简化为：

$$\phi_m \approx \arctan(\omega_c \cdot \tau_i) - \omega_c \cdot T_d \quad (3.47)$$

由式(3.47)分离出  $\omega_c$ ，得到：

$$\omega_c = \frac{\arctan(\omega_c \cdot \tau_i) - \phi_m}{T_d} \quad (3.48)$$

显然，对于确定的相位裕度  $\phi_m$ ，当  $\arctan(\omega_c \cdot \tau_i) = \pi/2$  时系统带宽取得最大值，也即：

$$\omega_{c(\max)} = \frac{\pi/2 - \phi_m}{T_d} \quad (3.49)$$

因此，设计目标是使得矫正后系统开环幅频曲线在  $\omega_{c(\max)}$  处穿越 0 dB 线，故而将式(3.49)代入式(3.45)，并令其等于单位增益，即可得到：

$$K_p = R_L \cdot \tau_i \cdot \omega_{c(\max)} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega_{c(\max)}^2 \cdot T_p^2}{1 + \omega_{c(\max)}^2 \cdot \tau_i^2}} \quad (3.50)$$

由前述 PI 控制器参数频率设计方法可知，矫正后系统的穿越频率远大于控制器的转折频率  $\omega_c \gg \frac{1}{\tau_i}$ ，即  $\omega_c \cdot \tau_i \gg 1$ ，并同时考虑到  $\omega_c \cdot T_p \gg 1$ ，从而把式(3.50)进一步简化为：

$$K_p \approx R_L \cdot \tau_i \cdot \omega_{c(\max)} \cdot \frac{T_p}{\tau_i} = R_L \cdot \omega_{c(\max)} \cdot T_p = \omega_{c(\max)} \cdot L \quad (3.51)$$

由式(3.51)可知， $K_p$  的取值由并网电感和穿越频率决定，而进一步由式(3.48)可知穿越频率是由相位裕度和延时时间决定的。最后，控制器的积分时间常数，可以由穿越频率取得最大值的假设条件得到，也即：

$$\arctan(\omega_{c(\max)} \cdot \tau_i) \approx \frac{\pi}{2} \quad (3.52)$$

如图3.33g与图3.33h所示为函数  $y = \arctan(x)$  的关系曲线及其局部放大，可见当  $x = 10$  时有  $y(10) = 0.937 \cdot \pi/2$ ，非常接近其极限值  $\pi/2$ ，因此可以取  $\omega_{c(\max)} \cdot \tau_i = 10$ ，即可得到：

$$\tau_i = \frac{10}{\omega_{c(\max)}} \quad (3.53)$$

同时 D.G.Holmes 提出以  $\phi_m = 40^\circ$  作为初始设计条件，以获得较快的响应速度，同时超调量也在可接受范围以内。为此，将  $\phi_m = 40^\circ = 2\pi/9$  代入式(3.49)可得：

$$\omega_{c(\max)} = \frac{1}{T_d} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{9} \right) = \left( \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{9} \right) \cdot \frac{2}{3} \cdot f_s = 0.5818 \cdot f_s = \frac{9.3}{100} \cdot \underbrace{2\pi \cdot f_s}_{\omega_s} \quad (3.54)$$

由式(3.54)可知, 电流环带宽的极限值约等于采样频率的 9.3%, 进一步由式(3.51)得到控制器比例系数, 其中系统参数与频域设计方法是相同的, 即:

$$K_p = \omega_{c(\max)} \cdot L = 0.5818 \cdot f_s \cdot L \approx 14.55 \quad (3.55)$$

此外, 结合式(3.53)与式(3.55)得到积分时间常数为:

$$\tau_i = \frac{10}{\omega_{c(\max)}} = \frac{10}{0.5818 \cdot f_s} \approx 0.0034 \quad (3.56)$$

矫正前后电流环开环频率响应如图3.34a与图3.34b所示, 首先由图3.34a可知矫正后系统穿越频率  $\omega_c = 2816 \text{ rad/s}$ , 可见与设计期望的  $2909 \text{ rad/s}$  非常接近。然而, 矫正后的系统的实际相位裕度  $\phi_m = 33^\circ$ , 与设计期望的  $40^\circ$  相差较大, 主要原因是设计过程没有考虑 PI 控制器在高频段对系统产生的相位滞后。如图3.34b所示, 矫正前系统在穿越频率  $\omega_c = 2816 \text{ rad/s}$  处的相位角为  $-141^\circ$ , 相应的相位裕度为  $39^\circ$ , 而 PI 控制器在穿越频率  $\omega_c$  处存在相位滞后为  $-5.96^\circ$ , 并进一步导致矫正后系统的实际相位裕度减小为  $33^\circ$ 。

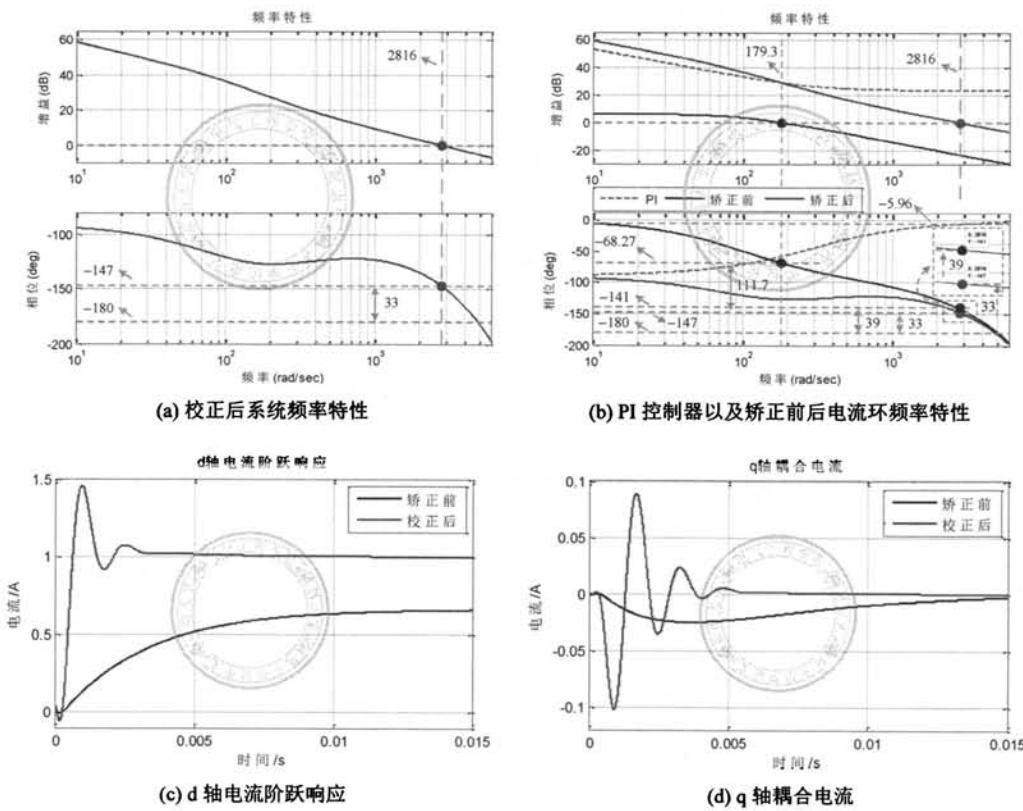


图 3.34: 矫正前后电流环频率响应及对应的阶跃响应: (a)(b) 频率响应; (c)(d) 阶跃响应

系统的阶跃响应如图3.34c与图3.34d所示, 其中主要性能指标列于表3.5, 通过与图3.33d所示频域设计方法比较可知, 基于最大带宽设计方法矫正后系统带宽为 2816

rad/s, 显然要大于频率设计方法的 2500 rad/s, 伴随着是响应速度加快, 由表3.5可知上升时间为 0.63ms, 但同时由于最大带宽设计方法的相位裕度更小, 因此阶跃响应的超调量增大为 45.5%, 并且调节时间也更长为 4.56ms。此外, 最大带宽设计方法矫正后系统的电流耦合强度为  $1.44 \times 10^{-4}$ , 显然要大于频域设计方法的  $1.13 \times 10^{-4}$ 。

表 3.5: 矫正前后阶跃响应性能比较 (通用设计方法)

名称	$T_r$	$\delta$	$T_a$	$S_c$
矫正前	$\infty$	0	$\infty$	$1.98 \times 10^{-4}$
矫正后	0.63	45.5	4.56	$1.44 \times 10^{-4}$

$T_r$ —上升时间 (ms),  $\delta$ —超调量 (%),  $T_a$ —调节时间 (ms),  $S_c$ —耦合强度 (%)

### 3.4.3 临界阻尼设计方法

由图3.5和图3.7可知, 为了实现控制器零点与被控对象极点相对抵消或者低频段的近似抵消, 要求  $K_i/K_p = R_L/L$ , 以 cPI 控制器为例, 式(3.18)可以进一步简化为:

$$G_{\text{cPI}}^e(s) = k \cdot \frac{sL + j\omega_e L + R_L}{s} \quad (3.57)$$

其中  $k$  为控制器增益, 由图3.9可知  $k$  也为系统带宽, 再由图3.32得到系统的开环传递函数为:

$$G_{\text{OL}}^e(s) = G_{\text{cPI}}^e(s) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s) = \frac{k}{s} \cdot G_{cd}^e(s) = \frac{k}{s} \cdot e^{-s \cdot T_a} \quad (3.58)$$

进一步, 将式(3.24)代入得到:

$$G_{\text{OL}}^e(s) = \frac{k}{s} \cdot \frac{T_d^2 \cdot s^2 - 6 \cdot T_d \cdot s + 12}{T_d^2 \cdot s^2 + 6 \cdot T_d \cdot s + 12} \quad (3.59)$$

由式(3.59)可知, 系统有两个开环零点以及三个开环极点, 如下所示:

$$\begin{cases} z_{\text{ol}}^{1,2} = \left( 2 \pm j \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \right) \cdot f_s \\ p_{\text{ol}}^1 = 0 \\ p_{\text{ol}}^{2,3} = \left( -2 \mp j \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \right) \cdot f_s \end{cases} \quad (3.60)$$

系统根轨迹曲线如图3.35所示, 可见系统有三条根轨迹分支, 当控制器增益较小时, 曲线 2 和曲线 3 首先在 H1 点汇合并沿着实轴向两端移动, 此时位于根轨迹曲线 1 的  $p_{cl}^1$  成为闭环主导极点, 如图3.35a 所示的  $k = 800$  情况, 此时闭环极点  $p_{cl}^1$ 、 $p_{cl}^2$  与  $p_{cl}^3$  均处于实轴, 相应的系统阻尼率  $\xi > 1$ , 因此阶跃响应严格单调上升而不会产生超调。随着控制器增益的逐渐增大, 曲线 1 和曲线 2 在 H2 点汇合并立即分离, 其中曲线 1 朝着开

环零点  $z_d^1$  移动，而曲线 2 朝着开环零点  $z_d^2$  移动，如图3.35b所示的  $k = 1230$  情况，此时系统处于临界阻尼状态，即阻尼率  $\xi = 1$ ，电流环阶跃响应同样没有超调。然而，随着控制器增益进一步增大，极点  $p_d^1$  和  $p_d^2$  成为共轭复极点，并且闭环极点  $p_d^3$  更加远离虚轴，因此可以忽略  $p_d^3$  的影响，也即极点  $p_d^1$  和  $p_d^2$  成为闭环主导极点，如图3.35c所示  $k = 2909$  的情况，此时  $\xi = 0.32$ ，因此系统处于欠阻尼状态，伴随着阶跃响应也将出现超调现象。如果持续增大控制器增益，则根轨迹曲线 1 和曲线 2 将最终进入右半平面，系统也将因此变得不稳定，如图3.35d所示  $k = 5275$  的情况，此时  $\xi = 0$ ，系统处于无阻尼临界震荡状态<sup>[92]</sup>。

因此，图3.35a ~ 图3.35d分别代表了控制系统典型的 4 种工作状态，即过阻尼、临界阻尼、欠阻尼和无阻尼状态，显然图3.35b所示  $k = 1230$  时电流环控制性能最佳，原因分析如下：

1) 对于图3.35a过阻尼系统，虽然阶跃响应同样不会产生超调现象，但是临界阻尼状态下闭环极点  $p_d^1$  更加远离虚轴，因此由其激励的暂态分量被迅速衰减，也即临界阻尼获得比过阻尼系统更快的响应速度。

2) 对于图3.35c的欠阻尼系统，虽然此时获得了比临界阻尼更高的系统带宽，但是呈现共轭的闭环主导极点  $p_d^1$  和  $p_d^2$  却进一步靠近虚轴，因此响应速度反而没有临界阻尼快。同时由于系统处于欠阻尼  $\xi < 1$  状态，电流环阶跃响应还存在超调现象。

3) 此外，通过比较图3.35a与图3.35c可知，临界阻尼状态下的闭环极点  $p_d^1$  更加远离虚轴，因此阶跃响应调节时间占据优势，并且系统的稳定裕度也更高。

另一方面，设置控制器增益分别为 800、1230 以及 2909，得到系统的频率响应以及奈奎斯特曲线分别如图3.35e与图3.35f所示。通过观察可知，基于最大带宽设计方法  $k = 2909$  的电流环相位裕度  $PM = 40^\circ$ ，事实上这是由设计初始条件确定的，并且奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.4$ 。而采用临界阻尼控制器增益  $k = 1230$  时，系统相位裕度增大为  $PM = 69^\circ$ ，相应的奈氏曲线至临界点最小距离为  $\eta = 0.72$ ，因此电流环获得了具有更高稳定性。

此外，如图3.35f所示，由于  $k = 2909$  时奈氏曲线过于靠近临界点  $\eta = 0.4$ ，直接导致闭环频率响应产生输出放大现象，如图3.35g所示的 (3970, 1.74) 点。而  $k = 800$  和  $k = 1230$  时，由于奈氏曲线与临界点的距离足够大，相应的闭环频率响应除了在控制频率处获得了单位增益输出外，闭环幅频响应关于控制频率两侧呈现单调衰减特性，没有出现闭环奇异点。

进一步，观察并对比电流环阶跃响应，如图3.35h所示，首先控制器增益  $k = 800$  和  $k = 1230$  是系统阶跃响应均没有产生超调，然而两者的响应速度显然是不同的，经测量其调节时间为 3.86ms 与 1.95ms，这和图3.35a与图3.35b根轨迹分析所得结论是相符合的。而  $k = 2909$  时超调量达到 36.8%，而调节时间为 2.75ms。最后综合比较闭环奇异点、调节时间与超调量等性能指标可知，显然使得系统处于临界阻尼的  $k = 1230$  是控制器增益的最佳选择，其对应的阶跃响应不但避免了超调，而且获得了可能的最小调

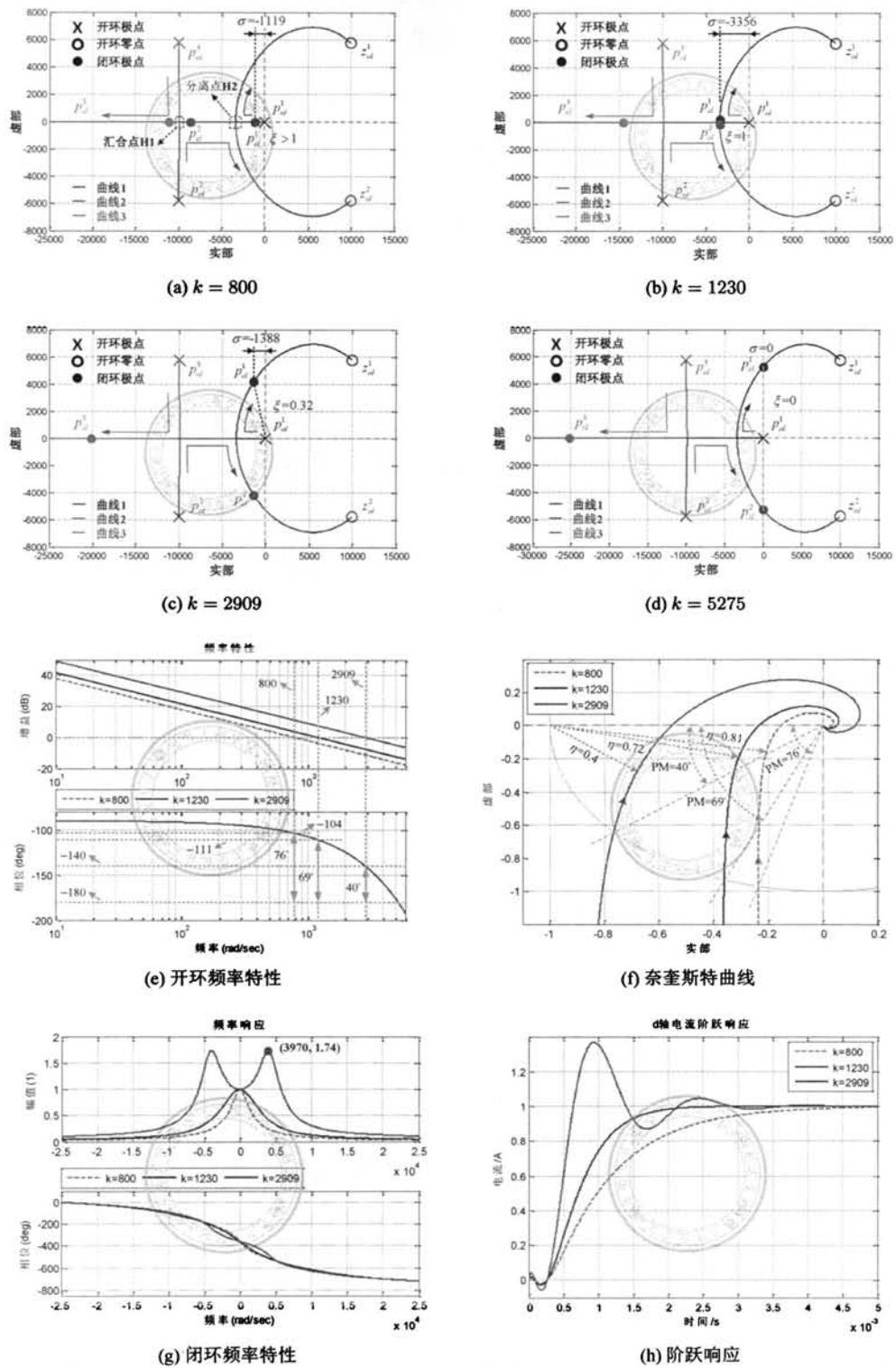


图 3.35: 临界阻尼设计方法电流环分析: (a)~(d) 根轨迹曲线; (e) 开环频率响应; (f) 奈奎斯特曲线; (g) 闭环频率响应; (h) 阶跃响应

节时间。同时由以上分析可以得出结论，即通过实现系统带宽的最大化并不能获得可能的最佳控制性能。

为了进一步验证临界阻尼设计方法的正确性，针对不同采样频率在离散域考察电流环阶跃响应的性能<sup>[92]</sup>，此时数字控制的一阶延时直接用  $z^{-1}$  表示，并以 cPI 控制器为例，电流环的离散域控制框图如图3.36所示。

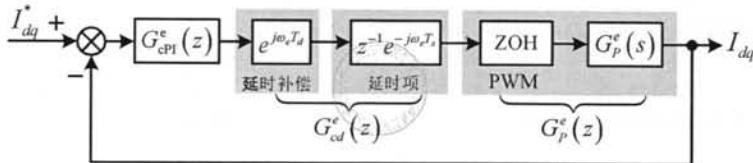


图 3.36: 电流环离散域控制框图

注意图3.36暂时没有考虑电网电压扰动的影响，首先需要得到 cPI 控制器在  $z$  域的表达式，为此对式(3.57)进行双线性变换离散化，即如式(3.61)所示：

$$\begin{aligned} G_{\text{cPI}}^e(s) &= k \cdot \frac{sL + j\omega_e L + R_L}{s} \xrightarrow{s=\frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1}} \\ G_{\text{cPI}}^e(z) &= k \cdot \frac{T_s \cdot (j\omega_e L + R_L + 2L) + [T_s \cdot (j\omega_e L + R_L) - 2L] \cdot z^{-1}}{2 \cdot (1 - z^{-1})} \end{aligned} \quad (3.61)$$

进一步，由图3.36得到系统的闭环传递函数如下：

$$G_{\text{CL}}^e(z) = \frac{G_{\text{OL}}^e(z)}{1 + G_{\text{OL}}^e(z)} = \frac{G_{\text{cPI}}^e(z) \cdot G_P^e(z) \cdot z^{-1}}{1 + G_{\text{cPI}}^e(z) \cdot G_P^e(z) \cdot z^{-1}} \quad (3.62)$$

设置开关频率分别为 3kHz、5kHz 和 10kHz，并进一步设置控制器增益从 0 扫描到无穷大且每次递增 1，计算每个控制器增益对应电流环阶跃响应的超调量和调节时间，得到两者的关系曲线如图3.37a所示。针对所考虑的三种开关频率，应用最大带宽设计方法得到控制器增益分别为  $k = 1746$ 、 $k = 2909$  和  $k = 5820$ ，如图3.37a的“■”所示；以及应用临界阻尼设计方法得到控制器增益分别为  $k = 738$ 、 $k = 1230$  和  $k = 2460$ ，如图3.37a的“●”所示。通过观察图3.37a可知，在所考虑的三种开关频率情况下，临界阻尼设计方法均可以获得比最大带宽设计方法更短的调节时间，并且其对应的阶跃响应调节过程严格单调上升且没有产生超调，如图3.37b所示。

另外，通过仔细观察图3.37a可以发现，在临界阻尼控制器增益附近似乎还存在更优解，如图3.37c中“\*”点所示的  $k = 917$ 、 $k = 1528$  和  $k = 3056$ ，在这些控制器增益处超调量均小于 2%，因此直观上如果以 2% 稳态误差计算调节时间，则“\*”点所示控制器增益可以获得比临界阻尼更小的调节时间。

事实上的确如此，如图3.37d所示为图3.37c的“\*”点与“●”点对应的系统阶跃响应，可见当以 2% 或者 1.5% 问题误差计算调节时间时，图3.37c中“\*”号所示的控制器增益阶跃响应将产生轻微超调但均处于误差范围以内，因此获得了理论上的最小调节时

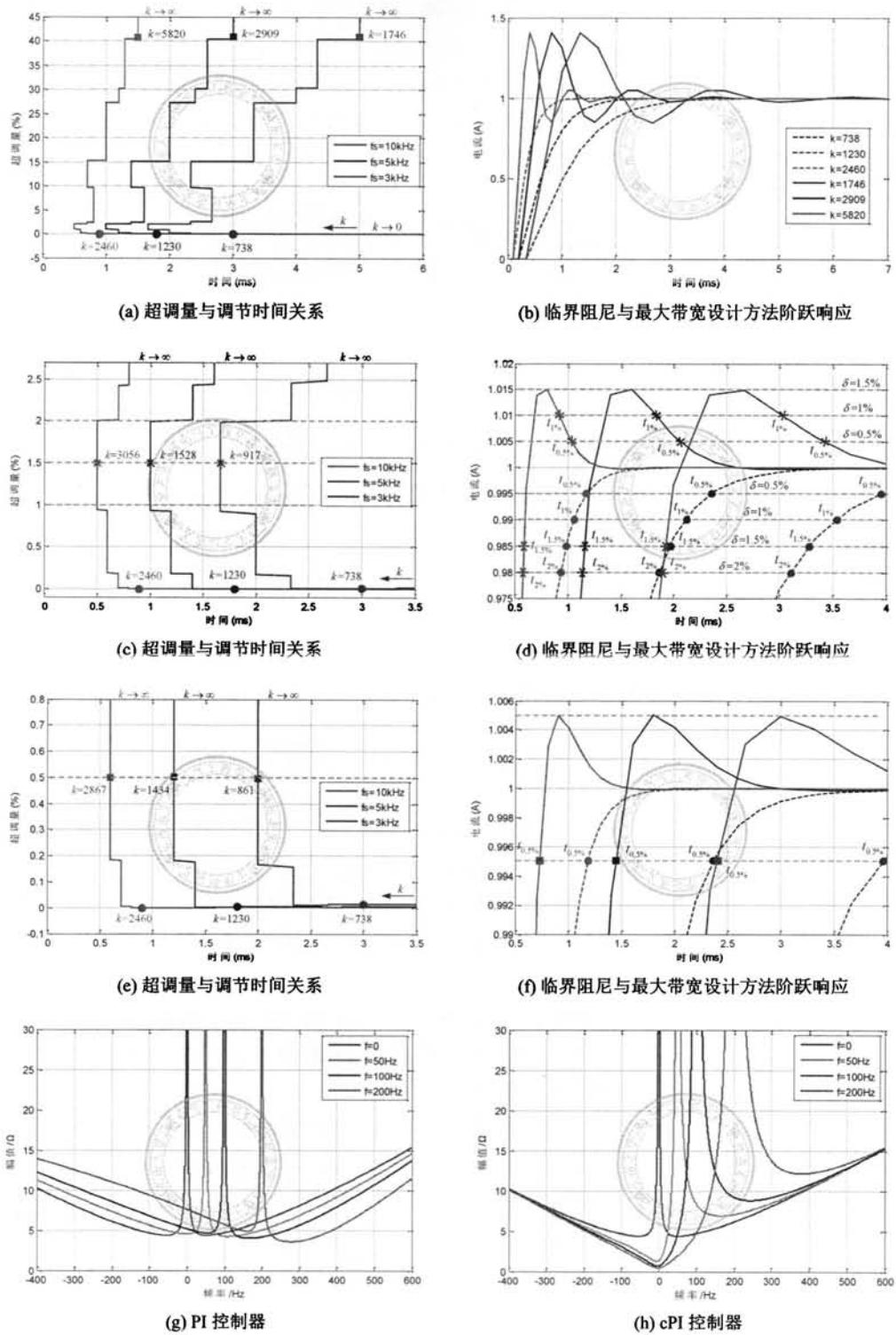


图 3.37: 超调量与调节时间关系曲线以及电流环动态刚度函数 DSF: (a)~(f) 超调量与调节时间关系以及阶跃响应; (g)(h) 电流环动态刚度函数

间。然而，继续观察图3.37d可以发现，如果以1.0%或者0.5%稳态误差计算调节时间时，那么此时图3.37c的“\*”号所示控制器增益产生的超调将超出所定义的误差范围，以至于电流环的调节时间已不再取得最小值，因此其最优解特性也不再成立，比如以0.5%稳态误差计算调节时间则对应的最优控制器增益如图3.37e的“■”所示，其对应的阶跃响应如图3.37f所示超调量在稳态误差以内。相反临界阻尼控制器增益在所考虑的三种开关频率下均没有产生超调，此时无论以任何稳态误差计算调节时间均获得了可能的最小值，因此从这个方面讲临界阻尼控制器增益的确是最佳选择。

### 3.5 抑制电网电压扰动

对于PCS并网系统而言，电网电压对电流控制器是一个扰动分量，如图3.32所示。而这部分扰动分量对并网电流的影响如式(3.43)所示，显然我们希望由扰动产生的这部分电流分量越小越好，理想情况下其数值应该为零。为了研究扰动分量对系统的影响，首先由图3.32得到由扰动分量到输出电流的传递函数。

对于状态反馈解耦PI控制器：

$$G_{DSF}^e(s) = \frac{e_{dq}(s)}{I_{dq}(s)} = \left\{ [-G_C^e(s) \cdot G_{cd}^e(s) + j\omega_e L \cdot G_{cd}^e(s)] - \frac{1}{G_P^e(s)} \right\} \quad (3.63)$$

对于cPI控制器：

$$G_{DSF}^e(s) = \frac{e_{dq}(s)}{I_{dq}(s)} = -\frac{G_C^e(s) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s) + 1}{G_P^e(s)} \quad (3.64)$$

文献[96]将式(3.63)以及式(3.64)称为动态刚度函数(Dynamic Stiffness Function, DSF)，并且具有阻抗的单位，显然DSF取值越大则扰动分量对并网电流的影响越小。如图3.37g与图3.37h所示分别为式(3.63)与式(3.64)对应的DSF曲线，其中采样频率为5kHz，而控制频率分别为0Hz、50Hz、100Hz和200Hz。通过观察可知，由于控制器积分项在控制频率处提供的无穷大增益，使得DSF函数在相应的控制频率处获得无穷大阻抗，因此与控制频率同频率的正序电网电压信号将不会对并网电流产生稳态误差，即控制频率同频率的扰动信号所激励的暂态分量将最终衰减为零。另一方面，通过对图3.37g与图3.37h可知，相对于PI控制器DSF而言，基于cPI控制器的电流环DSF在直流附近的阻抗值明显要小，因此PI控制器调节电流环的抗电网电压扰动能力要强于cPI控制器，这一点尤其体现在对直流偏置信号的抑制能力。

#### 3.5.1 电压前馈补偿

鉴于电网电压是可以测量的，因此可以通过在电流环引入电压前馈补偿，达到抑制电网电压扰动对输出电流影响的目的，这种方法在并网变流器的控制有着非常广泛的应用。然而，其与电流反馈解耦存在相同的问题，即电压前馈信号会受到数字控制延时的

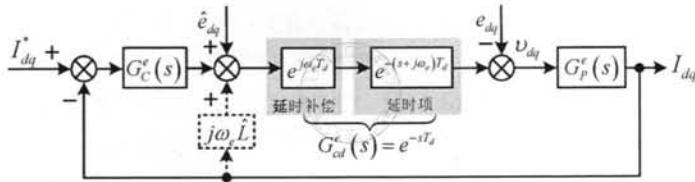


图 3.38: 加入电压前馈后电流控制框图

影响, 如图3.38所示, 为加入电网电压前馈后的电流环控制框图, 其中  $\hat{e}_{dq}$  为电网电压  $e_{dq}$  的测量值。

由图3.38可知, 电流环含有三个输入信号, 为了分析的方便, 有必要对图3.38框图稍作调整, 首先将电压前馈信号后移, 如图3.39a所示, 并进一步将后移调整后的前馈信号与实际电网电压合并, 如图3.39b所示, 其中  $e'_{dq} = e_{dq} - \hat{e}_{dq} \cdot G_{cd}^e(s)$ , 显然图3.39b与图3.38是完全等效的。

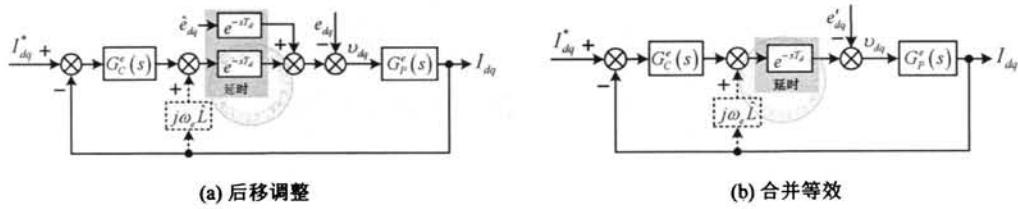


图 3.39: 电压前馈信号等效合并

忽略测量误差的影响, 或者测量足够精确的情况下认为  $\hat{e}_{dq} = e_{dq}$ , 则  $e'_{dq} = e_{dq} \cdot [1 - G_{cd}^e(s)]$ , 因此前馈补偿的本质是极大地减小扰动输入量的幅值, 结合式(3.63)与式(3.64)以及图3.39b可以得到引入电网电压前馈后的扰动信号对输出电流的传递函数。

对于 PI 控制器:

$$G_{DSF}^e(s) = \frac{e_{dq}(s)}{I_{dq}(s)} = \left\{ [-G_C^e(s) G_{cd}^e(s) + j\omega_e L \cdot G_{cd}^e(s)] - \frac{1}{G_P^e(s)} \right\} \cdot \frac{1}{1 - G_{cd}^e(s)} \quad (3.65)$$

对于 cPI 控制器:

$$G_{DSF}^e(s) = \frac{e_{dq}(s)}{I_{dq}(s)} = -\frac{G_C^e(s) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s) + 1}{G_P^e(s)} \cdot \frac{1}{1 - G_{cd}^e(s)} \quad (3.66)$$

图3.40a与图3.40b所示分别为电网电压前馈后 PI 与 cPI 控制器对应的 DSF 曲线。通过与图3.37g、图3.37h对比可知, 加入电网电压前馈后, 无论是 PI 还是 cPI 控制器, 电流环的抗干扰能力均得到增强。这可以从两方面进行解释, 首先从整理上来看, 加入电压前馈后系统的 DSF 均得到提升, 即由扰动信号到电网电流之间的通道阻抗增大, 因此对相同幅值的电网电压而言, 对输出电流的影响更小。另一方面, 加入电压前馈后, 系统 DSF 函数在控制频率附近获得无穷大增益的带宽明显要比加入前要宽, 而这对抑

制电网电压扰动是非常有利的，原因在于 SRF 旋转频率一般通过 PLL 对电网电压锁相得到，理论上与电网频率是完全相等的<sup>[172-174]</sup>。然而，当 PLL 输出存在误差时，将导致 SRF 旋转频率与电网频率的不一致，如图3.37g与图3.37h所示，由于 DSF 在控制频率中心很窄的带宽表现无穷大增益，因此较小的频率偏差将导致 DSF 增益极大地下降，控制器对电网电压扰动抑制能力变弱。显然通过增大系统 DSF 的无穷大增益带宽，可以有效应对锁相误差带来的影响，如图3.40所示。

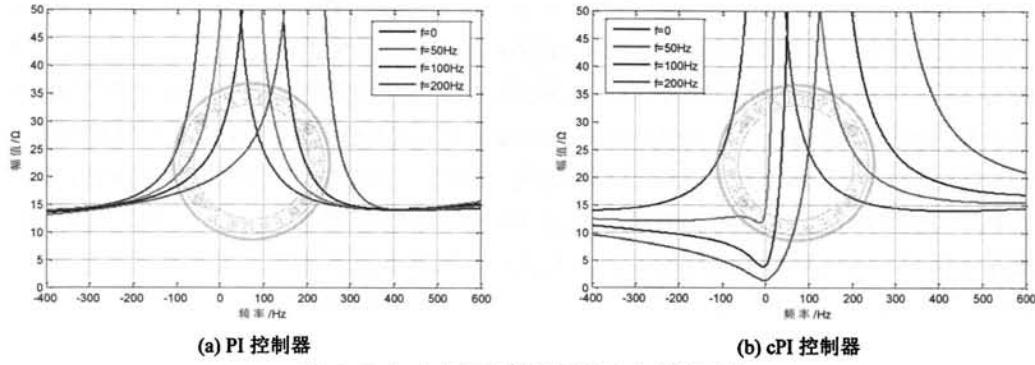


图 3.40: 加入电压前馈后系统动态刚度函数

另一方面从输出电流的角度考虑，由于延时导致解耦不完全的事实，电网电压扰动将在 d、q 轴电流产生激励，首先由图3.39b得到扰动至电网电流的传递函数。

对于状态反馈解耦 PI 控制器为：

$$G_{\text{DR}}^e(s) = \frac{I_{dq}(s)}{e'_{dq}(s)} \Big|_{I_{dq}^* = 0} = \frac{-G_P^e(s)}{1 + [G_C^e(s) - j\omega_e L] \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s)} \quad (3.67)$$

对于 cPI 控制器为：

$$G_{\text{DR}}^e(s) = \frac{I_{dq}(s)}{e'_{dq}(s)} \Big|_{I_{dq}^* = 0} = \frac{-G_P^e(s)}{1 + G_C^e(s) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s)} \quad (3.68)$$

为了定量研究扰动对输出电流的影响，定义扰动强度为由扰动所激励的输出电流信号幅值绝对值的积分（Integrated Error, IE），如式(3.69)所示：

$$\begin{aligned} \text{IE} &= \int_0^\infty |\Delta i_{dq}(t)| dt \\ &= \int_0^\infty [(\Re e [\Delta i_{dq}(t)])^2 + (\Im m [\Delta i_{dq}(t)])^2]^{\frac{1}{2}} dt \\ &= \int_0^\infty [(\mathcal{L}^{-1} \{ \Re e [G_{\text{DR}}^e(s) U(s)] \})^2 + (\mathcal{L}^{-1} \{ \Im m [G_{\text{DR}}^e(s) U(s)] \})^2]^{\frac{1}{2}} dt \end{aligned} \quad (3.69)$$

设置扰动信号为单位阶跃函数，以及开关频率分别为 3kHz 和 10kHz，通过扫描控制器增益，结合式(3.67)、式(3.68)与式(3.69)分别计算 PI 和 cPI 控制器电流环的扰动强度

IE, 得到两者的关系曲线如图3.41所示, 其中图3.41包含了 IE 拟合函数  $IE \approx 1/(k \cdot R_L)$  所对应的曲线。可见对于 PI 控制器而言, 在两种开关频率下的整个控制器增益范围内系统的扰动强度与拟合曲线几乎是完全重叠的, 因此拟合函数与扰动强度 IE 在所考虑的开关频率以及控制器增益均获得了非常精确的近似, 其中开关频率 3kHz 时在所考虑的控制器增益  $k_{opt}$ <sup>❶</sup> 以及  $k_{max}$ <sup>❷</sup> 处最大误差为  $\Delta IE_{max} = 0.15\%$ , 而开关频率 10kHz 时两者最大误差为  $\Delta IE_{max} = 5.78 \times 10^{-4}\%$ 。对于 cPI 控制器而言, 当控制器增益较小时系统扰动强度曲线与拟合函数曲线存在较大的误差, 但随着控制器增益的增加两者逐渐重合, 并且在  $k_{opt}$  以及  $k_{max}$  处两者具有非常好的逼近效果, 其中开关频率 3kHz 是两者最大误差为  $\Delta IE_{max} = 2.29\%$ , 而开关频率 10kHz 时两者最大误差  $\Delta IE_{max} = 0.21\%$ 。需要指出的是, 如图3.41所示, cPI 控制器 IE 曲线始终位于 PI 控制器对应 IE 曲线的下面, 因此在相同的控制器增益下, 从扰动强度的角度来讲, cPI 控制器可以获得比 PI 控制器更好的抗扰动能力。事实上, 这与图3.37g与图3.37h所示的 DSF 分析结果并不冲突, 原因是 DSF 分析所得结论是 cPI 控制器对直流附近低频扰动信号敏感, 而 IE 则是从时域的角度考虑电网电压对输出电流的影响, 因此考察的是电流环在整个频率段的综合特性。

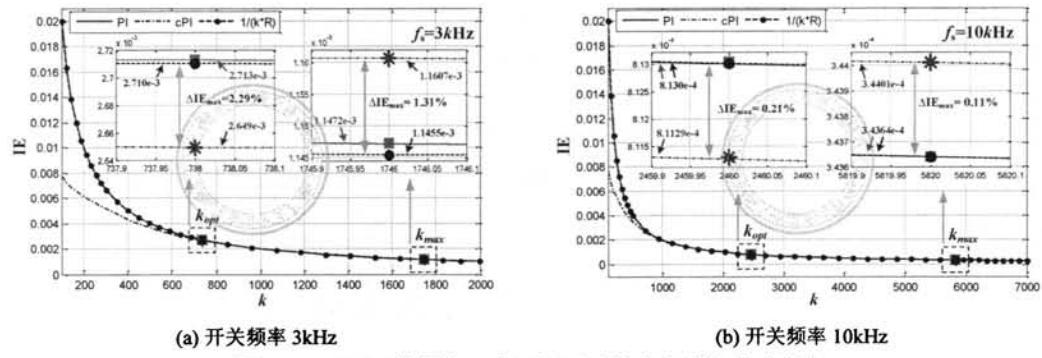


图 3.41: 不同开关频率下电网电压对输出电流的扰动强度

因此无论是 PI 还是 cPI 控制器, 在合理的控制器增益范围内, 电网电压对电流环的扰动强度均可以用式(3.70)近似表示, 即:

$$IE \approx \frac{1}{k \cdot R_L} \quad (3.70)$$

由式(3.70)可以看出, 为了抑制电网电压的扰动, 可以从两方面着手, 即通过提高控制器增益和增大并网电抗器的等效电阻。然而, 由前述的分析可知, 控制器增益受到电流跟踪控制性能要求的限制, 因此其调节自由度有限甚至是不容改变的。此外, 由控制器参数设计可知, 由于  $k_{max} > k_{opt}$ , 因此最大带宽设计方法可以获得比临界阻尼设计方法更好的抗扰动能力, 但事实上这是以牺牲参考电流跟踪性能为代价的。另外一方面,

<sup>❶</sup>临界阻尼控制器增益。

<sup>❷</sup>最大带宽控制器增益。

电抗器等效电阻也是不可调节的，而通过在并网电抗串联电阻的做法显然不切实际。因此，综合考虑以上因素，只能从控制策略上增加并网电抗器的等效电阻，这就是有源阻尼的概念。

### 3.5.2 有源阻尼

由前述分析可知，cPI 控制器相对于 PI 控制器在解耦效果、延时补偿、闭环奇异点抑制以及系统稳定性方面占据优势，然而在抑制电网电压扰动性能方面 cPI 控制器处于劣势，表现在对直流分量非常敏感，并且随着控制频率的升高，DSF 在直流分量附近的阻抗越小，如图3.37h所示。虽然电网电压前馈补偿可以减小扰动输入的幅值，极大提高系统抗扰动能力，但是 cPI 控制器对直流扰动分量敏感的问题依然存在<sup>[92,96]</sup>，如图3.40b所示。

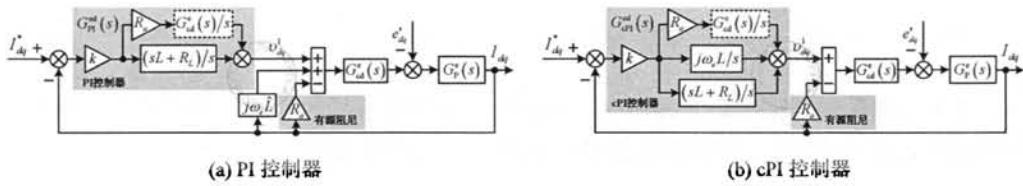


图 3.42: 电流环有源阻尼

为了解决这个问题，西班牙奥维尔多大学 Fernando Brizdel Blanco 教授提出在电流环加入有源阻尼以提高系统抗扰动能力的方法，如图3.42所示。为了分析方便，先不考虑延时的影响，并以 cPI 控制器为例，如图3.42b所示，令  $G_{cd}^e(s) = 1$ ，得到以下传递函数：

$$G_{PL}^e(s) = \frac{I_{dq}(s)}{v_{dq}^1(s)} = \frac{G_P^e(s)}{1 + R_a \cdot G_P^e(s)} = \frac{1}{sL + j\omega_e L + R_L + R_a} \quad (3.71)$$

通过与式(3.8)对比可以发现，在忽略延时的情况下，加入有源阻尼相当于增加并网电抗器的等效电阻，并且由前述分析可知为了消除耦合项的影响，需要设置控制器的零点与被控对象的极点相互抵消，为此 cPI 控制器应该修改为：

$$G_{cPI\_R}^e = k \cdot \frac{sL + j\omega_e L + R_L + R_a}{s} \quad (3.72)$$

文献 [92,96] 均采用式(3.72)作为有源阻尼引入后 cPI 控制器的修正形式，但是由前述延时分析可知，延时将对电流环的解耦性能以及稳定性方面造成不可忽略的影响，甚至成为决定系统控制性能的主要因素。因此，有必要考察电流环存在延时的情况下有源阻尼的有效性，以及如何设计有源阻尼等问题。如图3.42b所示，考虑延时环节后，得到：

$$G_{PL}^e(s) = \frac{I_{dq}(s)}{v_{dq}^1(s)} = \frac{G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s)}{1 + G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s) \cdot R_a} = \frac{G_{cd}^e(s)}{sL + j\omega_e L + R_L + G_{cd}^e(s) \cdot R_a} \quad (3.73)$$

此时如果 cPI 控制器依然取式(3.72)，则由图3.42b可得系统的开环传递函数如下：

$$G_{OL}^e(s) = G_{cPI}^e(s) \cdot G_{PL}^e(s) = G_{cd}^e(s) \cdot \frac{k}{s} \cdot \frac{sL + j\omega_e L + R_L + R_a}{sL + j\omega_e L + R_L + G_{cd}^e(s) \cdot R_a} \quad (3.74)$$

观察式(3.74)可以发现，由于延时的加入，使得 cPI 控制器的零点无法与被控对象的极点相互对消。显然，如果在 cPI 控制器中直接包含延时的影响，如图3.42的虚线框所示部分，则系统开环传函将保持不变为式(3.58)，这也意味着有源阻尼的引入不会影响控制器对参考给定信号的跟踪性能，因此前述控制器参数设计方法依然是有效的。

基于以上考虑，进一步由图3.42得到加入有源阻尼后系统的 DSF 函数，对于 PI 控制器而言：

$$G_{DSF}^e(s) = \frac{e_{dq}(s)}{I_{dq}(s)} = \left\{ [-G_{PI}^{ed}(s) + j\omega_e L - R_a] \cdot G_{cd}^e(s) - \frac{1}{G_P^e(s)} \right\} \cdot \frac{1}{1 - G_{cd}^e(s)} \quad (3.75)$$

对于 cPI 控制器：

$$G_{DSF}^e(s) = \frac{e_{dq}(s)}{I_{dq}(s)} = \left\{ [-G_{cPI}^{ed}(s) - R_a] \cdot G_{cd}^e(s) - \frac{1}{G_P^e(s)} \right\} \cdot \frac{1}{1 - G_{cd}^e(s)} \quad (3.76)$$

如图3.43所示控制频率为 200Hz，通过阻尼电阻取不同的阻值，观察阻尼电阻对两种控制器 DSF 的影响，可以看出阻尼电阻的引入的确可以提高电流环在直流信号附近的 DSF 值，但整体上来讲阻尼电阻对两种控制器 DSF 曲线的影响具有很大的不同。具体而言，首先考察 PI 控制器，如图3.43a所示，随着阻尼电阻的增加，电流环 DSF 在无穷大增益处的带宽逐渐增大，然而 DSF 的最小增益却呈现下降趋势，因此控制系统对高频电压谐波分量变得更加敏感。另一方面对于 cPI 控制器而言，阻尼电阻对系统的影响比较复杂，具体来讲当阻尼电阻较小如  $R_a = 1\Omega$  时，系统在直流处的 DSF 阻抗相比无阻尼的情况有所增加，而在其他频率段两者具有几乎相同的抗扰动能力；当阻尼电阻  $R_a = 5\Omega$  时，直流附近的 DSF 阻抗进一步增大，然而也要看到在频率段  $[-1500, -200]$  电流环的抗扰动能力变弱；而当阻尼电阻  $R_a = 15\Omega$  时，系统 DSF 最低阻抗呈现下降趋势，此时系统的抗干扰性能与反馈解耦 PI 控制器基本相同。

另一方面，从输出电流的角度考虑，考察加入有源阻尼后电网电压对输出电流扰动强度 IE 的影响。为此，首先由图3.42得到扰动至输出电流的闭环传递函数，对于反馈解耦 PI 控制：

$$G_{DR}^e(s) = \left. \frac{I_{dq}(s)}{e'_{dq}(s)} \right|_{I_{dq}^* = 0} = \frac{-G_P^e(s)}{1 + (G_{PI}^{ed}(s) + R_a - j\omega_e L) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s)} \quad (3.77)$$

对于 cPI 控制器：

$$G_{DR}^e(s) = \left. \frac{I_{dq}(s)}{e'_{dq}(s)} \right|_{I_{dq}^* = 0} = \frac{-G_P^e(s)}{1 + (G_{cPI}^{ed} + R_a) \cdot G_{cd}^e(s) \cdot G_P^e(s)} \quad (3.78)$$

设置开关频率分别为 3kHz 与 10kHz，取  $k = k_{opt}$  并结合式(3.77)、式(3.78)以及式(3.69)得到阻尼电阻对电流环扰动强度的影响，如图3.44所示，其中  $R_{opt} = k_{opt} \cdot L$  以

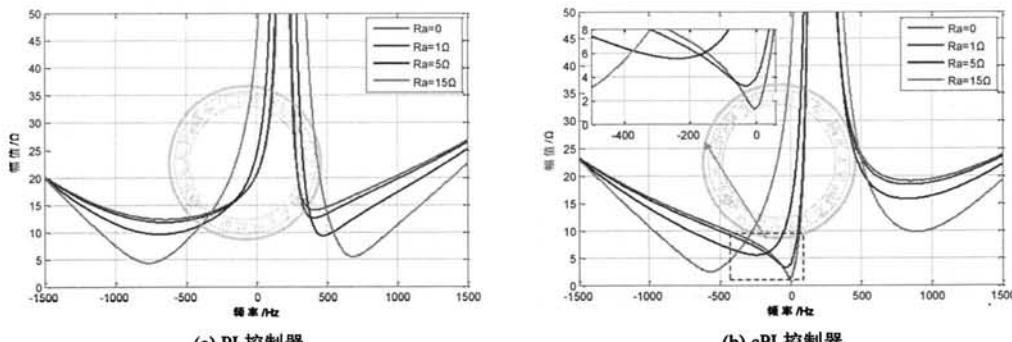


图 3.43: 阻尼电阻对 DSF 函数的影响

及  $R_{max} = k_{max} \cdot L$ 。通过观察可知，无论是 PI 还是 cPI 控制器，随着阻尼电阻的增加，系统的扰动强度均呈下降趋势，并且两者的 IE 曲线与拟合函数  $IE = 1/[k \cdot (R_L + R_a)]$  曲线具有很好的重合度，因此引入阻尼电阻后系统的扰动强度可以用式(3.79)进行近似。

$$IE \approx \frac{1}{k \cdot (R_L + R_a)} \quad (3.79)$$

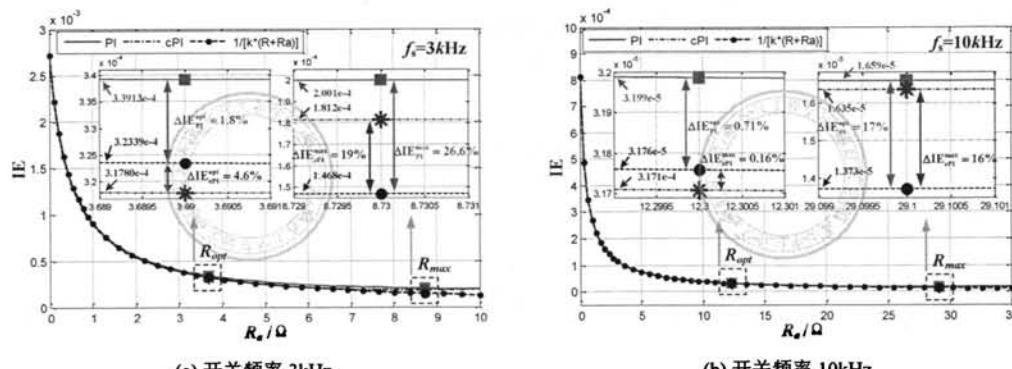


图 3.44: 阻尼电阻对 IE 取值的影响

由式(3.79)可知，似乎阻尼电阻取值越大则 IE 的取值将会越小。事实上并不是如此，如图3.44所示随着阻尼电阻的持续增加，扰动强度与拟合曲线误差百分比变亦逐渐增大，以开关频率 3kHz 为例，阻尼电阻  $R_a = R_{max}$  时  $\Delta IE_{PI}^{max} = 26.6\%$  以及  $\Delta IE_{cPI}^{max} = 19\%$ 。除此之外，误差会随着阻尼电阻的进一步增加而迅速增大，以至控制系统最终失去稳定性，如图3.45所示。

文献 [92] 提出了阻尼电阻的最优设计方法，基本准则是将扰动函数  $G_{DR}^e(s)$  的极点设置与参考电流跟踪函数  $G_{CL}^e(s)$  的极点重合，并得出阻尼电阻选择规则，如式(3.80)所示。

$$R_a = k \cdot L \quad (3.80)$$

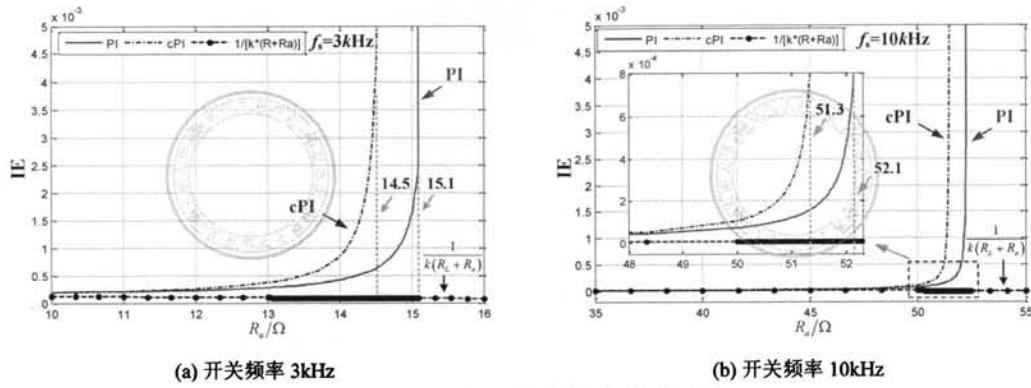


图 3.45: 阻尼电阻对系统稳定性的影响

当控制器增益分别取  $k_{opt}$  和  $k_{max}$  时, 相应的阻尼电阻对系统扰动强度的影响如图3.44局部放大区域所示, 可见在所考虑的控制器增益范围内, 扰动强度与拟合曲线具有良好的逼近度, 因此式(3.79)依然是有效的。

另一方面从输出电流角度考虑，考察阻尼电阻对电流环扰动强度  $IE$  的影响，为此首先需要得到电网电压对并网电流作用函数  $G_P^s(s)$  在  $z$  域的表达式，需要特别指出的是电网电压与 VSC 并网电流之间并不具有 PWM 临界保持特性，这点与 VSC 调制波出口电压是不同的，正因为如此作用函数不宜使用零阶保持器离散化，而应用采用低频段更为精确的双线性变换离散化方法<sup>[92,106,108,175,176]</sup>，进而得到：

$$G_P^s(s) = \frac{1}{sL + R_L} \xrightarrow{\text{Tustin}} G_L^s(z) = \frac{1 + z^{-1}}{\left(R_L + \frac{2L}{T_s}\right) + z^{-1} \cdot \left(R_L - \frac{2L}{T_s}\right)} \quad (3.81)$$

进一步转换到 PS-SRF，得到：

$$G_L^e(z) = \frac{1 + z^{-1} \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s}}{\left(R_L + \frac{2L}{T_s}\right) + z^{-1} \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s} \cdot \left(R_L - \frac{2L}{T_s}\right)} \quad (3.82)$$

结合式(3.82)、图3.42即可得到电网电压扰动对输出电流的离散域控制框图,如图3.46所示。

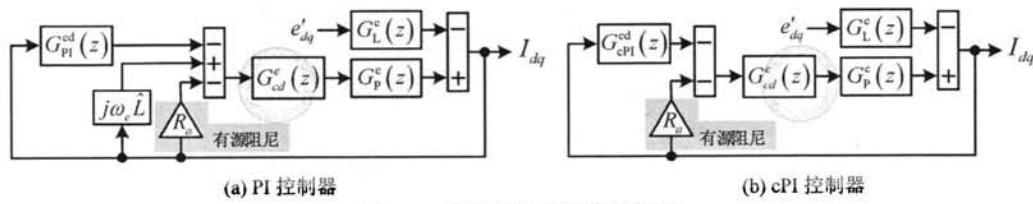


图 3.46: 离散域电流环有源阻尼

其中图3.46a所示  $G_{PI}^{ed}(z)$  为包含延时与有源阻尼的 PI 控制器，并采用双线性变换得

到其在的  $z$  域表达式，如下所示：

$$G_{\text{PI}}^{\text{ed}}(z) = \frac{k}{2} \cdot \frac{(2L + R_L T_s) \cdot z^2 + [(R_L + R_a) T_s - 2L] \cdot z + R_a \cdot T_s}{z \cdot (z - 1)} \quad (3.83)$$

而图3.46b所示  $G_{\text{cPI}}^{\text{ed}}(z)$  为包含延时与有源阻尼的 cPI 控制器，同样对其进行双线性变换离散化，得到表达式如式(3.84)所示：

$$G_{\text{cPI}}^{\text{ed}}(z) = \frac{k}{2} \cdot \frac{[2L + (j\omega_e L + R_L) T_s] \cdot z^2 + [(R_a + j\omega_e L + R_L) T_s - 2L] \cdot z + R_a \cdot T_s}{z \cdot (z - 1)} \quad (3.84)$$

借鉴临界阻尼控制器参数设计的分析方法，为了模拟电网电压瞬时跌落的情况，假设 SRF 电网电压扰动为阶跃型号，并且该阶跃信号的幅值为 100V，通过扫描有源阻尼电阻的取值，在时域分析该阶跃扰动信号对输出电流的情况。需要特别指出的是，在电流环稳定的情况下，由前所述与 SRF 同频率的扰动信号所激励的暂态分量将最终衰减至零，因此传统基于稳态分量百分比定义的超调量和调节时间不再适用。为避免这个问题，以输出电流的峰值来反应电网电压扰动所产生的超调，并以输出电流幅值恒小于 0.05A 定义调节时间。

首先由图3.46得到系统的扰动输出传递函数，对于 PI 控制器：

$$G_{\text{DR}}^e(z) = \frac{I_{dq}(z)}{e'_{dq}(z)} = \frac{G_L^e(z)}{[-G_{\text{PI}}^{\text{ed}}(z) + j\omega_e L - R_a] \cdot G_p^e(z) \cdot G_{cd}^e(z) - 1} \quad (3.85)$$

对于 cPI 控制器：

$$G_{\text{DR}}^e(z) = \frac{I_{dq}(z)}{e'_{dq}(z)} = \frac{G_L^e(z)}{[-G_{\text{cPI}}^{\text{ed}}(z) - R_a] \cdot G_{cd}^e(z) \cdot G_p^e(z) - 1} \quad (3.86)$$

设置开关频率分为为 3kHz、5kHz 与 10kHz，通过逐渐扫描阻尼电阻的阻值，由式(3.85)与式(3.86)得到扰动激励的输出电流，并进一步求得电流响应的输出峰值与调节时间，最终得到得到两者的关系曲线，如图3.47所示，通过观察可以得到以下结论：

1) 如图 3.47a所示，PI 控制器在没有引入阻尼电阻的情况下，即  $R_a = 0$  时，最大带宽增益要比临界阻尼增益获得更小的激励电流峰值以及更短的调节时间，也即前者具有更好的抗扰动能力。此外，由式(3.70)可知，由于  $k_{max} > k_{opt}$ ，因此通过扰动强度也可以得到相同的结论。另一方面，观察图3.47c可知，以上结论对于 cPI 控制器同样也是适用的。

2) 观察阻尼电阻对输出电流峰值的影响，如图3.47a所示，无论是最大带宽设计方法还是临界阻尼设计方法，随着阻尼电阻的增加，输出电流的峰值首先呈现快速下降的趋势，然后基本维持不变，当然随着阻尼电阻的持续增加最终将导致系统不稳定，如图3.45所示。并且该结论对 cPI 控制器同样也是适用的，如图3.47c所示。

3) 观察阻尼电阻对调节时间的影响，如图3.47a所示，无论是最大带宽设计方法还是临界阻尼设计方法，随着阻尼电阻的增加，调节时间均呈现先减小然后快速增加的规律，并且 cPI 也呈现相同的变化趋势，如图3.47c所示。

4) 无论是反馈解耦 PI 还是 cPI 控制器, 随着阻尼电阻的增加, 基于最大带宽设计方法与临界阻尼设计方法的电流峰值与调节时间曲线将最终重合, 即随着阻尼电阻的增加, 两种设计方法的抗电网电压扰动能力几乎完全相同。

5) 无论是最大带宽设计方法还是临界阻尼设计方法, 当阻尼电阻按照式(3.80)选择时, 两种设计方法均可以获得几乎最佳的抗扰动性能, 即电流环获得了最小的输出电流峰值和最短的调节时间, 如图3.47a以及图3.47c的“●”和“■”所示。

6) 通过观察图3.47b与图3.47d所示局部放大图可以发现, 虽然可以通过进一步优化阻尼电阻以获得更小的输出电流峰值以及调节时间, 如图3.47b以及图3.47d的“◊”和“\*”所示, 然而性能优化空间非常有限, 两者的位置非常靠近。

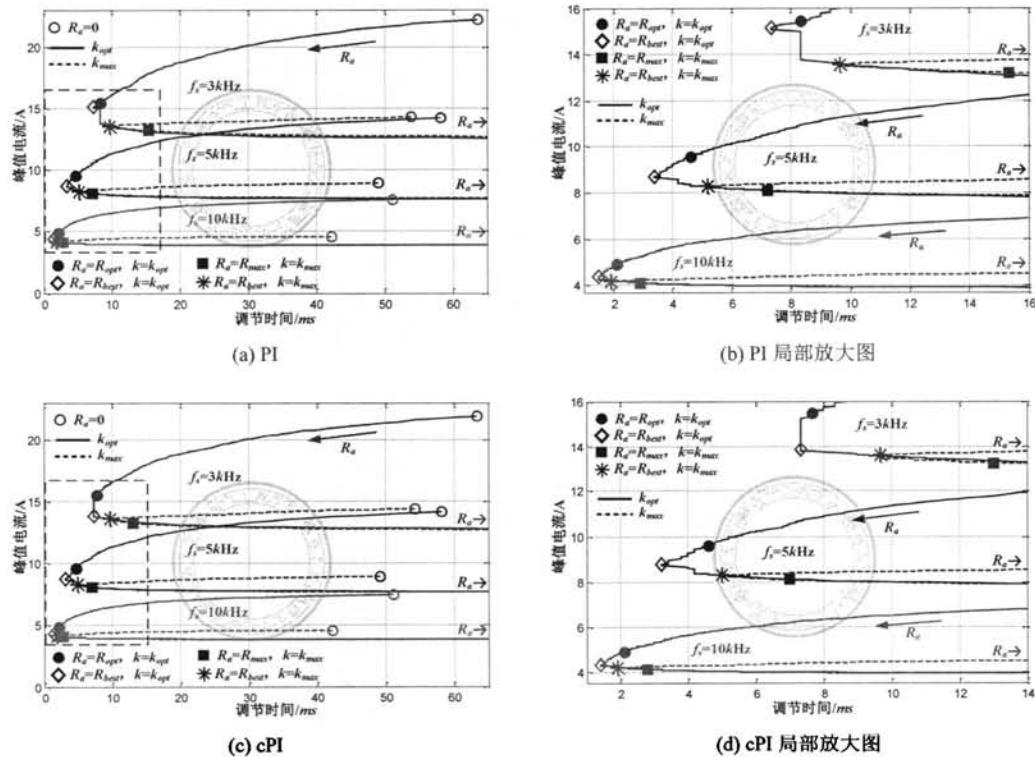


图 3.47: 不同开关频率下扫描有源阻尼电阻阻值得到电流环输出电流峰值与调节时间关系

### 3.6 实验验证

考察状态反馈解耦 PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 控制器的并网电流环性能, 设置两种控制器均采用相位补偿策略, 相应的延时补偿角为  $\varphi = \omega_e \cdot T_d$ 。其中  $\omega_e$  为 PLL 得到的电网实时频率, 并且通过 PLL 实现对电网电压基波正序分量的相位锁定, 完成 PS-SRF 坐标系的矢量定向, 通过实验验证重点考察延时补偿有效性以及控制器参数设计的合理

性。

主要实验条件如下，并网线电压额定值 380V、直流母线电压额定值 800V、开关频率 5kHz、死区时间 5μs、最小脉宽 4μs，并且采用非对称 SVM 调制，其中并网电抗参数与3.1相同。需要特别指出的是，控制器运算过程中需要观察的中间变量，包括 PLL 输出电网电压频率与相位、电网电压基波正序分量以及并网电流矢量在 PS-SRF 的投影等，均是通过将 DSP 实时采样计算并上传，并最终由 MATLAB 载入数据并画图得到。

首先，通过仿真与实验测试 PLL 的有效性，在仿真当中设置电网电压基波正序分量、基波负序、3 次、5 次、7 次、11 次与 13 次谐波含量的幅值分别为 200V、20V、15V、10V、7V、5V 与 4V，初始相位分别为 10°、−20°、40°、−10°、93°、23° 与 78°，电网电压含有负序以及典型的低次谐波分量，三相电网电压如图3.48a所示，可见此时电网是三相不平衡并且畸变的。其中图3.48b所示为电网电压基波正序分量的实际值与 PLL 检测值，可见经过约半个周波后 PLL 检测的基波正序分量与实际值实现完全重合，响应时间为 10ms。图3.48c为 PLL 输出的电网电压频率信号，可见经过大约 25ms 后 PLL 检测频率才完全进入稳态，这是后级引入 SRF-PLL 造成的。而图3.48c为 PLL 检测的电网电压基波正序分量的相位角，可见在经过 5ms 后 PLL 检测值与实际值基本重合。相应地，图3.48e~图3.48h为 PLL 在实际电网电压信号作用下的实验结果，由图3.48e可知实际电网电压呈现弱畸变状态，经测量其 THD = 1.8%，主要 5、7、11 次谐波含量分别为 1.5%、0.6%、0.2%。图3.48f为检测的电网电压基波正序分量，可见 PLL 很好的抑制了负序以及各次电压谐波的影响。而图3.48g为 PLL 输出电网电压频率信号，通过与图3.48e右下角示波器测量的频率对比可知，PLL 检测的电网频率结果是非常准确的，最后图3.48h为 PLL 检测的电网电压基波正序分量相位角。

为考察电流环的性能，设置 PCS 在升压启动直流侧电压稳定后，通过 q 轴电流给定突增与突减  $10\sqrt{2}A$ ，观察并网电流及其在 PS-SRF 的投影分量。其中示波器的 CH1 为电网线电压  $V_{ab}$ ，CH2 为变流器直流母线电压，CH3 为变流器并网 b 相电流。

采用最大带宽设计方法，设置控制器增益  $k = k_{max}$ ，考察基于状态反馈解耦 PS-SRF-PI 控制器的电流环性能，相应的实验波形如图3.49所示。其中图3.49a与3.49b为变流器升压启动过程，可见在  $k_{max}$  作用下变流器启动瞬间存在较大的冲击电流；而图3.49c与图3.49d为 q 轴给定电流突变的实验波形，可见在实际输出电流在跟踪过程出现较大的冲击峰值，即存在超调现象，这对于大容量 PCS 是不可接受的，满功率启动时易引起变流器进入过流保护；进一步，图3.49e与图3.49f分别为 q 轴电流阶跃响应与 d 轴耦合电流，以及图3.49g、图3.49h为对应的局部放大图，可见在  $k_{max}$  作用下，q 轴电流跟踪存在超调量约为 39%，调节时间为 2ms，而 d 轴耦合电流峰值约为 3.2A。

采用临界阻尼设计方法，设置控制器增益  $k = k_{opt}$ ，考察状态反馈解耦 PS-SRF-PI 控制器电流环控制性能，实验结果如3.50所示。首先，在升压启动瞬间并网电流并没有出现冲击现象，如图3.50a与图3.50b所示；其次，当 q 轴给定电流突变时，并网电流迅速跟踪指令电流并进入稳态，没有出现电流冲击峰值的问题，如图3.50c与图3.50d所示；

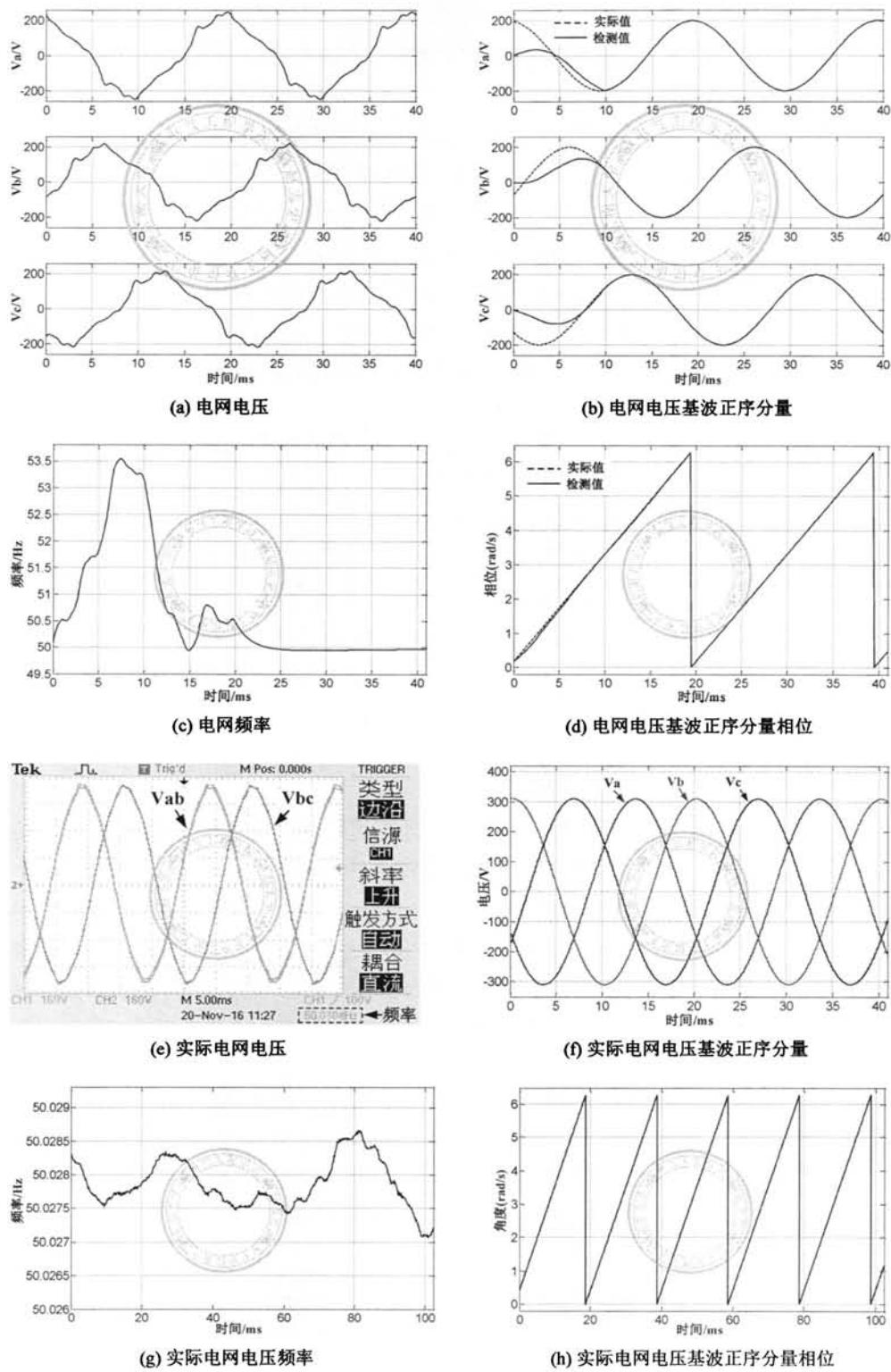


图 3.48: 锁相环检测的电网电压基波正序分量频率与相位角

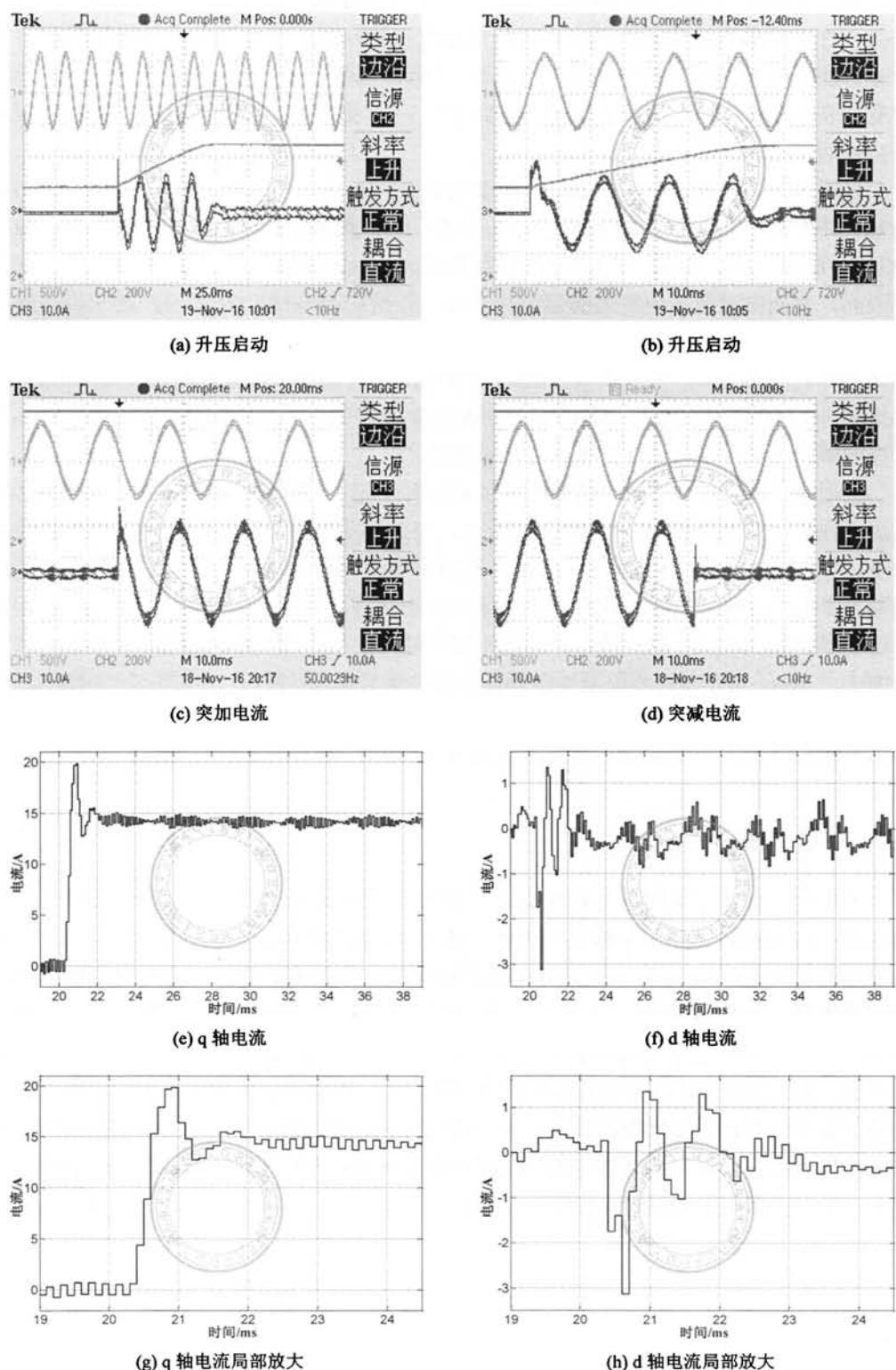


图 3.49: 电流反馈解耦 PS-SRF-PI 基于最大带宽增益实验波形

进一步，如图3.50e与图3.50g所示，实际并网电流的q轴分量的确没有发生超调，并且获得了更小的调节时间约为1ms，这与前述分析是相符合的，这也正是临界阻尼增益设计方法的优势所在；另一方面，d轴耦合电流在指令电流突变瞬间并没有出现明显的突变，表明在 $k = k_{opt}$ 情况下可以获得比 $k = k_{max}$ 更小的电流耦合强度，如图3.50f与图3.50h所示。

采用最大带宽设计方法，设置控制器增益 $k = k_{max}$ ，考察基于PS-SRF-cPI控制器的电流环性能，实验波形如图3.51所示。首先，观察变流器升压启动过程，如图3.51a与图3.51b所示，在启动瞬间并网电流同样存在较大的冲击分量；其次，在给定参考电流突变瞬间，并网电流也产生较大的超调与冲击，如图3.51c与图3.51d所示；进一步，通过观察图3.51e、图3.51g所示q轴电流暂态响应可知，实际q轴电流跟踪超调量达到39%，而调节时间为2ms；进一步，由图3.51f与图3.51h可知d轴耦合电流峰值约为1A，显然要小于3.49f所示的3.2A，即PS-SRF-cPI控制器可以获得比状态反馈解耦PS-SRF-PI更好的解耦效果，这与前述分析也是相符合的。

采用临界阻尼设计方法，设置控制器增益 $k = k_{opt}$ ，考察基于PS-SRF-cPI控制器的电流环性能，实验波形如图3.52所示。首先，在PCS升压启动瞬间并网电流不存在冲击分量，如图3.52a与图3.52b所示；其次，在参考电流突变的瞬间，变流器并网电流迅速跟踪指令电流并进入稳态，没有发生电流尖峰的问题，如图3.52c与图3.52d所示；再次，通过观察图3.52e与图3.52g可知，q轴电流调节过程中几乎没有产生超调，并且电流调节时间小于1ms，这正是临界阻尼增益设计方法的优势体现；最后，由图3.52f与图3.52h可知，d轴耦合电流峰值约为1A，可见与图3.50h所示情况基本相同，然而整体上依然要稍小于图3.50h所示情况的耦合电流，这也是PS-SRF-cPI控制器解耦优势的直接表现。

### 3.7 本章小结

本章详细讨论了电网电压对称情况下PCS并网电流环的控制，主要包括以下几方面内容：1) 详细讨论了矢量模型的优势、建立以及离散化方法，并分析了PS-SRF与静止坐标系的关系；2) 讨论了交叉耦合项的影响，分析了状态反馈解耦PI与cPI控制器的解耦原理与参数敏感性；3) 分析了数字控制延时对电流环的影响，针对状态反馈解耦PI与cPI分别讨论了其延时补偿方法；4) 针对控制器增益的设计，依次介绍了频率设计法、最大带宽设计以及临界阻尼设计三种方法，通过根轨迹分析以及阶跃响应详细讨论了临界阻尼控制器增益的优势；5) 分析了状态反馈解耦PI与cPI控制器的抑制电网电压扰动能力，讨论了电网电压前馈以及虚拟电阻对电流环扰动抑制能力的影响，并详细讨论了最优阻尼电阻设计方法。

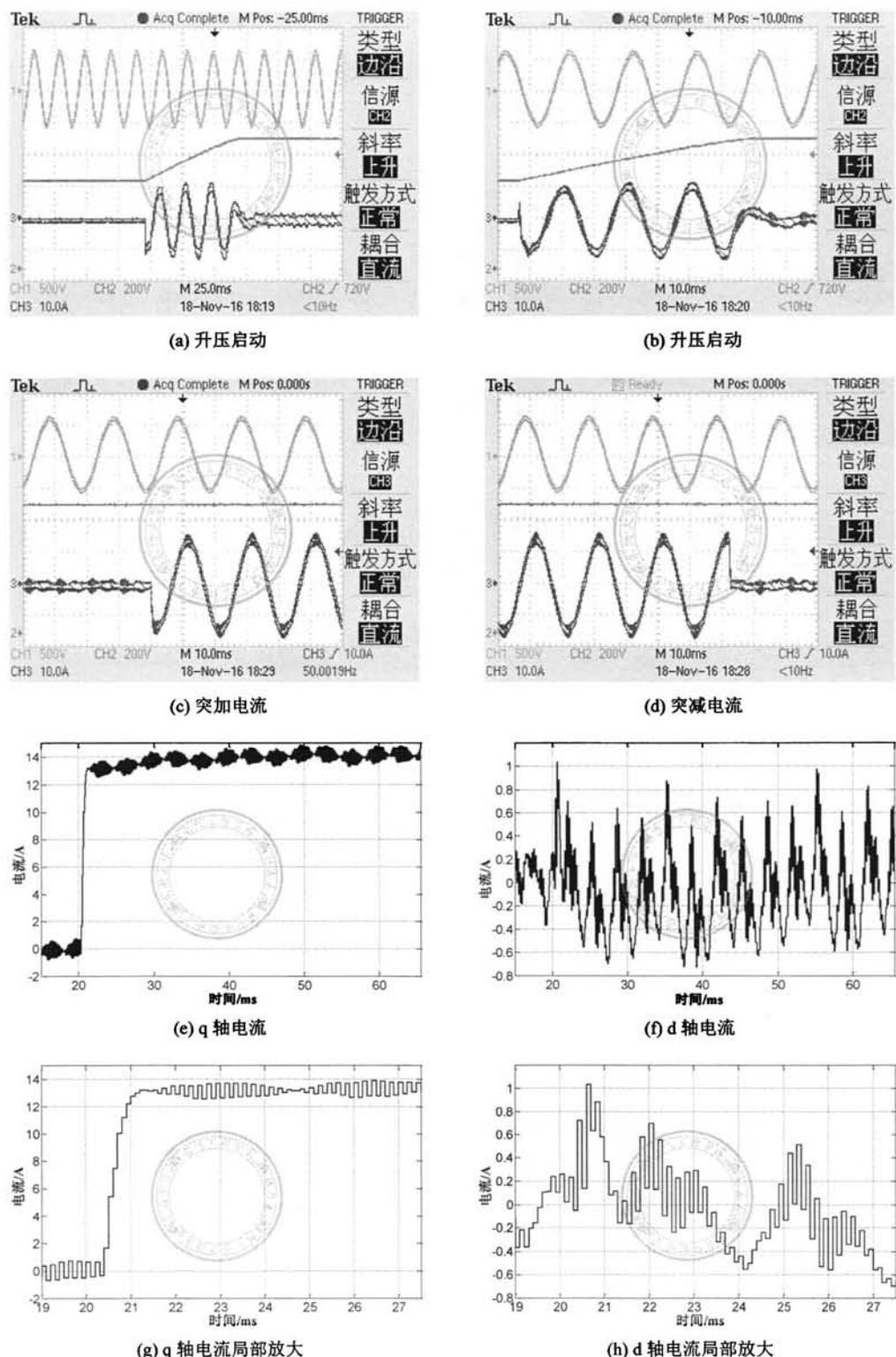


图 3.50: 电流反馈解耦 PS-SRF-PI 基于临界阻尼增益实验波形

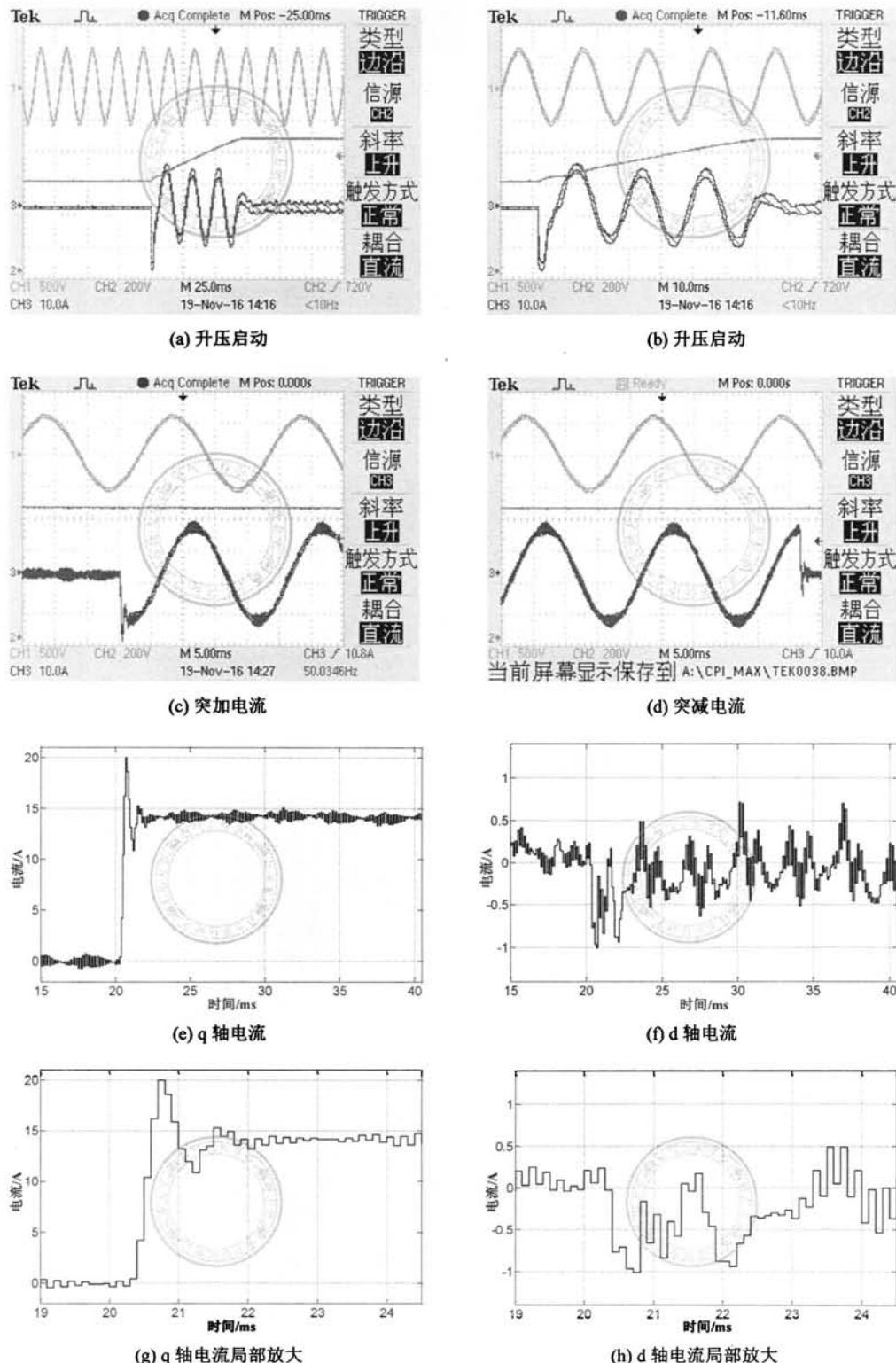


图 3.51: PS-SRF-cPI 基于最大带宽增益实验波形

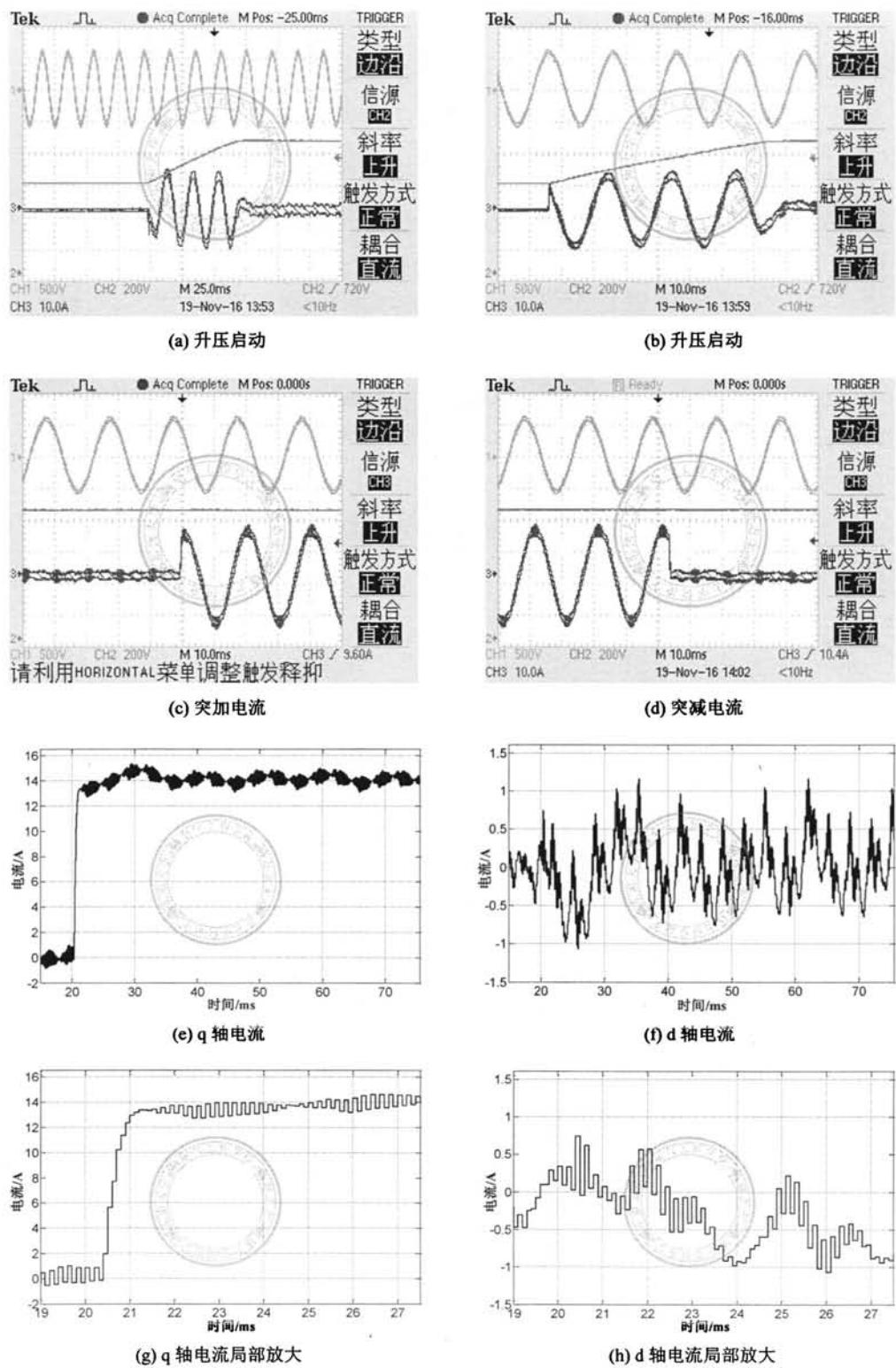


图 3.52: PS-SRF-cPI 基于临界阻尼增益实验波形



## 第四章 电网不平衡与畸变条件下 PCS 电流环的控制

供电电压不平衡在实际电网运行当中是一种非常普遍的现象，尤其在弱电网表现更加明显，其中导致受电端电压不平衡的原因主要有三相输电线路阻抗的不平衡、三相不平衡负荷在变压器以及输电线路产生不平衡压降、电网发生短路与接地故障等等。对于并网状态 PCS 而言，无论是何种原因导致电压不平衡，由于负序电压的出现，传统基于电网平衡条件下的电流环控制已不再适用，需要根据应用目标重新设计控制策略，具体而言主要包括以下几个方面内容。

首先是参考电流给定的确定，负序电压的出现将导致并网有功和无功功率均产生两倍频波动分量，而有功功率波动也将进一步导致直流母线电压的波动。具体而言，并网点有功功率包含稳态平均分量、两倍频正弦以及两倍频余弦波动分量三部分，类似地无功功率也同样具有这三部分功率分量，因此并网点总共有六个功率分量需要控制；另一方面对变流器而言，并网电流包括四个可控分量，即基波正序电流以及其在坐标轴的投影，以及基波负序电流及其在坐标轴的投影，因此对变流器而言实际上只具备四个控制自由度。换言之，变流器只能实现四个功率分量的有效控制，显然并网点有功与无功功率的平均值必须得到很好的控制，另外为了抑制直流母线电压的波动，需要控制有功功率的两个波动分量并使其为零，从而使得变流器吸收或发出的有功功率为恒定值。

而具体到有功功率波动分量的控制，当选择 PCS 并网点有功功率的波动分量作为控制对象时，通过电网电压序分量的提取，可以非常方便地求解出所需注入电网的正序和负序电流分量参考值，然而该方法的不足之处在于没有考虑 VSC 输出滤波器（如电抗器）吸收的有功功率，虽然在忽略损耗的情况下，并网滤波器所吸收的有功功率的平均值为零，但是其瞬时值却并不为零，尤其是大功率变流器这部分有功功率将不可忽略，并进一步引起直流母线电压产生两倍频波动。为了更为有效地抑制母线电压波动，显然应该以 VSC 输出侧有功功率波动分量为控制对象，从而将滤波器所需瞬时有功功率由电网提供，然而由于 VSC 出口电压是一个脉宽调制信号，直接测量以及序分量分解都有困难，解决的办法主要有非线性方程组直接求解、迭代求解、一拍延时以及直接采用调制波信号求解等，然而这些方法均存在各自明显的缺陷，如非线性方程组求解不具备现实可操作性，而迭代法响应速度慢，以及一拍延时与调制波直接求解存在精度不足的问题。针对这个问题，文献 [115] 根据正序和负序等效电路，提出一种简化的参考电流计算方法，最终只需通过线性方程求解即可得到参考电流，并实现了变流器输出有功功率波动为零的控制目标，该方法虽然不直接控制并网点有功与无功功率平均值，当变流器工作于整流模式时依然可以获得准单位功率因数运行，而逆变模式则可以通过外部功率环实现功率闭环调节。

然而对于储能变流器而言，尤其是两级式 PCS 直流侧含有双向 DC/DC 环节，从而

可以通过对储能介质的充放电实现直流母线电压的稳定，使得 PCS 在不平衡电网的控制具备其他可能性。文献 [121] 提出取消电流环序分量提取环节，从而有效提高电流环的带宽并简化系统设计，并同时达到抑制注入电网有功和无功功率波动的目的，然而存在的不足是并网电流存在严重的畸变，这对于大功率 PCS 是不可接受的，大量的谐波电流注入电网将造成谐波污染。另一方面，在电网电压发生不对称跌落瞬间，在不触发 VSC 过流保护的前提下，需要 PCS 向电网注入最大的有功与无功功率，以最大程度发挥其电网电压支撑的能力。

其次，在参考电流确定的情况下，如何控制变流器输出电流实现参考电流的有效跟踪是另外一个挑战，由于需要同时兼顾正序 (PS) 与负序 (NS) 电流控制，最直观的方法是通过两个 SRF 分别控制正序和负序分量，其中一个坐标系以逆时针方向旋转用于控制正序电流，另外一个坐标系以顺时针旋转用于控制负序电流，因此这种控制方法被称作双同步旋转坐标系控制 (Double Synchronous Reference Frame Control, DSRFC)。这一方法首次在文献 [120] 被提出，但由于序分量电流会在相反序控制器的输入产生两倍频分量，为此文献 [120] 提出使用陷波器消除相反序的影响，然而在电流环引入陷波器将极大降低系统带宽，降低电流环的响应速度，但由于序分量控制器的输入最终为直流信号，因此可以获得很高的调节精度，适用于稳态电流控制，为此该方法获得了非常广泛的应用 [110–113, 116, 119]。为了提高电流环响应速度并避免序分量提取，文献 [136] 提出在参考电流给定环节直接加入相反序的影响，并在 PI 控制器引入谐振器进一步消除二倍频分量的影响；此外，也可以利用文献 [112] 所提基于 DSRF-PLL 解耦的思想，直接提取 VSC 输出电流的正序与负序稳态分量，并在参考电流给定环节加入相反序的影响，以此获得更高的控制精度。

可以看出，已有文献均是基于 DSRFC-PI 控制，由第三章的讨论可知，被控对象在 SRF 存在交叉耦合项，并且对于 PI 控制器而言通常采用电流状态反馈实现近似解耦（由于延时项的存在），这种解耦方法也被直接应用于 DSRFC 并被大量采用，即分别在 PS-SRF 与 NS-SRF 电流控制器加入对应序分量的状态反馈信号实现近似解耦，然而文献 [91, 93, 95] 证明正序和负序控制器的解耦项会相互影响，最终的结果是正序和负序解耦项呈现相互抵消的状态，并导致电流环解耦完全失效。另一方面，由第三章的介绍可知，cPI 控制器通过其自身的零点实现了与被控对象极点的相互抵消，可以获得比 PI 控制器更好的解耦效果。并且通过延时补偿，cPI 控制器可以获得比反馈解耦 PI 控制器更好的系统稳定性，并且可以更为有效地抑制闭环奇异点。而有关 cPI 控制器在 DSRFC 的应用鲜有介绍，文献 [100] 比较 PI 与 cPI 控制器在 DSRFC 的解耦效果，发现 cPI 控制器可以获得更好的解耦效果，但是有关两者的稳定性分析、延时补偿以及闭环奇异点的研究还未见报道。

此外，谐振控制器 (RCs) 在其谐振频率处可以产生无穷大增益，因此 RCs 能够同时实现对正序和负序分量的无静差调节，并且无需坐标变换以及序分量提取，因此 RCs 获得了非常广泛的研究与应用 [91, 93, 95, 97–100, 102, 104, 106, 108, 137–148, 175–191]。通过坐标等效变

换，可以推导出比例谐振（Proportional Resonant, PR）控制器等效于 PS-SRF-PI 与 NS-SRF-PI 控制器的叠加，而矢量比例谐振（Vector Proportional Integral, VPI）控制器等效于 PS-SRF-cPI 与 NS-SRF-cPI 控制器的叠加。虽然理论上 RCs (PR 或 VPI) 与相应的 PS-SRF-PI/cPI 都可以实现对正序电流分量的无静差控制，但是两者具有完全不同的暂态调节性能。以 PR 与 PS-SRF-PI 控制器为例，由于 PR 控制器存在一个额外的负序分量极点，即使电流环只需进行正序电流分量的调节，该负序极点将在 PS-SRF 激励两倍频的暂态分量，因此第三章介绍的控制器参数设计方法并不适用于 RCs 的参数设计<sup>[92,96]</sup>。

更进一步，当电网电压存在畸变，即含有谐波分量时，要求控制器能够抑制高次谐波电压对输出电流的影响，由第三章内容可知，虽然电网电压前馈可以用于提高电流环抗扰动能力，但是对大功率变流器而言，为了满足散热要求而导致功率管开关频率低下，此时数字控制一拍延时的作用凸显，电网电压对变流器输出电流的影响不可忽视，而电压前馈补偿将难以满足要求。通过将多个 RCs 并联，并设置其谐振频率分别与电网电压谐波分量的频率相等，利用 RCs 在谐振频率处提供的无穷大增益，消除电网高次谐波电压对输出电流的影响。事实上，即使是电网电压只含有基波正序分量的情况下，也有必要在电流环加入低频次的 RCs，以抑制 VSC 死区、功率管压降、直流母线电压波动等非线性因素对并网电流的影响，以避免输出电流畸变问题，这正是闭环死区补偿的概念。文献 [98] 首次对比分析了四种结构 RCs 的性能，并首次发现 PR 控制器的闭环奇异点现象，并且指出由于 VPI 控制器包含了耦合项的影响，因此可以获得比 PR 控制器更好的稳定性，相应的闭环频率响应呈现为带通滤波器特性，并能够很好地抑制闭环奇异点；然而，其不足之处在于分析是在连续域进行，而没有考虑数字控制的延时问题。文献 [100] 在离散域深入研究了 RCs 的延时补偿问题，并首次揭示了敏感函数与闭环奇异点谐振峰值的关系；研究表明对于 RCs 而言，传统基于相位裕度或增益裕度的控制器参数设计准则已不再适用，并提出增大奈奎斯特曲线与临界点的最小距离可以显著抑制闭环奇异点的出现并提高电流环稳定裕度；同时指出，对于 VPI 控制器而言，在没有加入延时补偿的情况下，当变流器需要进行高次谐波电流补偿时，系统奈氏曲线在谐振频率处的渐进线将过于靠近临界点，并伴随严重的输出放大问题出现；并进一步针对 PR 和 VPI 控制器分别提出了延时补偿角的计算方法，很好地解决了闭环奇异点问题。

综上所述，本章以第三章电网电压平衡条件下 PCS 并网电流环的控制为基础，讨论电网不平衡情况下的变流器控制问题，主要包括瞬时功率推导与计算、参考电流给定以及电流有效控制的三个方面。首先，针对参考电流给定策略，重点介绍并网端瞬时功率控制、变流器端输出功率控制以及最大功率输出三种方法。其次，电流环以 DSRFC 为基础，并通过引入 cPI 控制器，讨论在 DSRFC-PI 与 DSRFC-cPI 在电流解耦、延时补偿以及系统稳定性方面的优劣性。再次，针对 RCs 两种主要结构 PR 和 VPI 控制器，分析其动态响应并与 PS-SRF-PI/cPI 控制器进行比较。此外，详细介绍了 RCs 的闭环奇异点现象，分析闭环奇异点产生的原因及延时补偿方法。最后，讨论了控制器离散化带来的问题以及对系统的影响，并推导了离散域 DcPI 控制器，以及为了避免坐标变换，由

DcPI 得到了静止坐标系的 DVPI 控制器，并进一步将 DVPI 扩展到各次谐波分量，讨论了 DVPI 控制器的参数设计、延时补偿有效性、闭环奇异点抑制以及闭环死区补偿。

## 4.1 电网不平衡条件下变流器模型与功率计算

同样以图3.1所示三相半桥 PCS 并网变流器为例，通过将式(3.1)转换到负序 SRF，得到其等效方程：

$$\begin{bmatrix} v_d^N \\ v_q^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L & \omega_e \cdot L \\ -\omega_e \cdot L & R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d^N \\ e_q^N \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

结合式(3.2)与式(4.1)得到变流器在电网不平衡条件下的模型如图4.1所示，其中图4.1a与图4.1b分别为正序与负序标量模型，而图4.1c与图4.1d为对应的矢量模型，且由前述分析可知，矢量模型和标量模型是完全等效的，但显然前者更有利于电流环的分析与控制器设计。

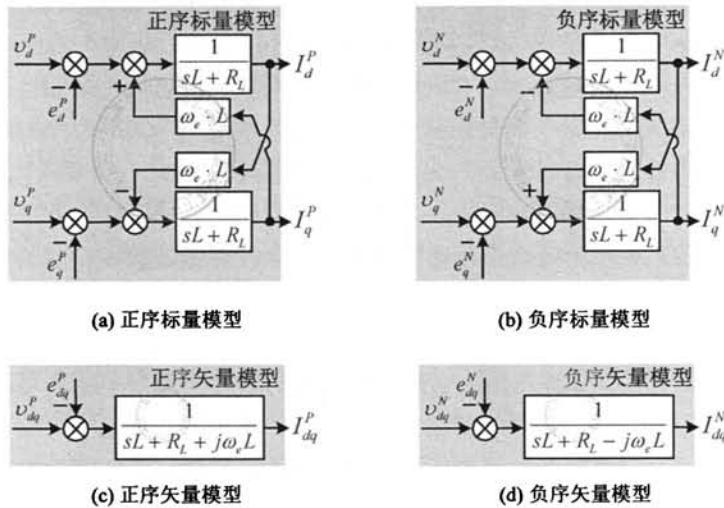


图 4.1: 电网不平衡条件下变流器 SRF 模型

由图4.1可知，在电网电压不平衡条件下，通过控制 VSC 出口电压的正序分量  $v_{dq}^P$  与负序分量  $v_{dq}^N$ ，即可实现对并网电流正序分量  $i_{dq}^P$  与负序分量  $i_{dq}^N$  的调节，因此直观上变流器的控制可以分解为两个独立的正序与负序系统。然而，变流器输出电流的正负序分量将与电网电压的正负序分量产生复杂的功率交换形式，对于三相三线制系统而言，由于三相电流之和保持为零而不含零序分量，即使电网存在零序电压也不会产生功率分量，因此在推导功率交换过程中不考虑零序分量的影响。

基于以上因素考虑，对于不平衡三相电压，可以表示为其正序分量与负序分量之和，如下：

$$\bar{e}_{\alpha\beta} = e^{j\omega_e t} \cdot \bar{e}_{dq}^P + e^{-j\omega_e t} \cdot \bar{e}_{dq}^N = e_\alpha + j \cdot e_\beta \quad (4.2)$$

其中,  $\vec{e}_{\alpha\beta}$  为静止坐标系的电网电压矢量,  $\vec{e}_{dq}^P = e_d^P + j \cdot e_q^P$  为基波正序电网电压矢量, 而  $\vec{e}_{dq}^N = e_d^N + j \cdot e_q^N$  为基波负序电网电压矢量。类似地, 电网电流也可以表示为正序与负序分量之和的形式, 则视在功率的瞬时值可以表示为:

$$S = \frac{3}{2} \cdot \vec{e}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}^* = p(t) + j \cdot q(t) \quad (4.3)$$

将式(4.2)代入式(4.3), 得到:

$$\begin{aligned} p(t) &= P_0 + P_{c2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_e \cdot t) + P_{s2} \cdot \sin(2 \cdot \omega_e \cdot t) \\ q(t) &= Q_0 + Q_{c2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_e \cdot t) + Q_{s2} \cdot \sin(2 \cdot \omega_e \cdot t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

其中:

$$\begin{aligned} P_0 &= \frac{3}{2} \cdot (e_d^P \cdot i_d^P + e_q^P \cdot i_q^P + e_d^N \cdot i_d^N + e_q^N \cdot i_q^N) \\ P_{c2} &= \frac{3}{2} \cdot (e_d^P \cdot i_d^N + e_q^P \cdot i_q^N + e_d^N \cdot i_d^P + e_q^N \cdot i_q^P) \\ P_{s2} &= \frac{3}{2} \cdot (e_d^P \cdot i_q^N - e_q^P \cdot i_d^N - e_d^N \cdot i_q^P + e_q^N \cdot i_d^P) \\ Q_0 &= \frac{3}{2} \cdot (-e_d^P \cdot i_q^P + e_q^P \cdot i_d^P - e_d^N \cdot i_q^N + e_q^N \cdot i_d^N) \\ Q_{c2} &= \frac{3}{2} \cdot (-e_d^P \cdot i_q^N + e_q^P \cdot i_d^N - e_d^N \cdot i_q^P + e_q^N \cdot i_d^P) \\ Q_{s2} &= \frac{3}{2} \cdot (e_d^P \cdot i_d^N + e_q^P \cdot i_q^N - e_d^N \cdot i_d^P - e_q^N \cdot i_q^P) \end{aligned} \quad (4.5)$$

由式(4.4)与式(4.5)可知, 瞬时有功功率包含了平均分量  $P_0$ 、两倍频余弦交变分量  $P_{c2}$  以及两倍频正弦交变分量  $P_{s2}$ , 类似地瞬时无功功率同样也包含三部分功率分量, 即平均功率  $Q_0$ 、两倍频余弦分量  $Q_{c2}$  以及正弦分量  $Q_{s2}$ 。基于能量守恒原则, 显然有功功率的交变分量  $P_{c2}$  和  $P_{s2}$  将引起交流器直流母线电压产生两倍频波动。

## 4.2 参考电流给定方法

由上述功率分析与计算可知, 瞬时功率共含有六个分量, 然而由图4.1可知交流器只有四个控制自由度, 即基波正序电流在 PS-SRF 的投影  $i_d^P$  与  $i_q^P$ , 以及基波负序电流在 NS-SRF 的投影  $i_d^N$  与  $i_q^N$ , 因此有且仅有四个功率分量能够得到有效控制, 从而针对不同的应用需求, 产生了不同的参考电流计算方法。

### 4.2.1 抑制直流母线电压波动

为了更加直观了解并网交流器的功率分布, 将交流器的功率流分为三个阶段, 如图4.2所示, 注意图中的箭头方向表示交流器向电网输送功率为正值, 如果为负值则表示功率向反方向流动。其中  $p_{dc}$  表示直流侧瞬时有功功率,  $p_T$  和  $q_T$  表示交流器输出

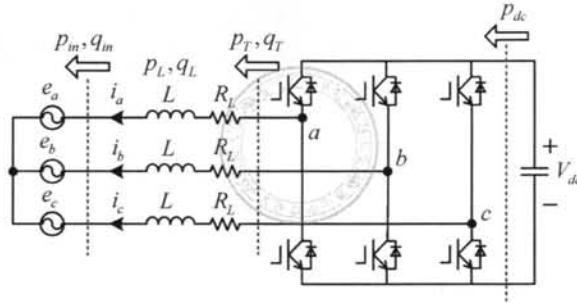


图 4.2: 并网变流器功率分布

端的瞬时有功与无功功率，而  $p_{in}$  和  $q_{in}$  表示并网点的瞬时有功与无功功率，最后  $p_L$  和  $q_L$  表示并网滤波器吸收的瞬时有功与无功功率。

当变流器工作于整流模式时，期望维持直流母线电压稳定并尽可能减小波动分量，显然 PCS 也不例外，当 PCS 为储能介质充电的情况下，保持母线电压稳定有助于降低开关管的电压应力，并且单级式 PCS 母线电压波动会引起电池的频繁充放电，此外波动的母线电压将导致 VSC 交流侧产生偶数次谐波，并进一步对电网产生谐波污染<sup>[118,120,121]</sup>。

显然，为了抑制直流母线电压波动，应该控制交流侧瞬时有功功率的波动分量为零，从而使得变流器从电网吸收的瞬时有功功率恒定。由于电网电压可以非常方便地进行测量以及序分量分解，因此最简单而直接的方法是控制并网点瞬时有功功率恒定，也即控制目标如下：

$$\begin{cases} P_{in}^0 = P_{in}^* \\ P_{in}^{c2} = 0 \\ P_{in}^{s2} = 0 \\ Q_{in}^0 = Q_{in}^* \end{cases} \quad (4.6)$$

其中  $P_{in}^*$  为有功功率给定值，由外部电压环或者功率环产生，而  $Q_{in}^*$  为变流器输出无功功率给定值，如果期望变流器以单位功率因数运行，则无功功率给定值为零。结合式(4.5)与式(4.6)，得到参考电流表达式如下：

$$\begin{bmatrix} i_d^{P*} \\ i_q^{P*} \\ i_d^{N*} \\ i_q^{N*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P & e_d^N & e_q^N \\ e_q^P & -e_d^P & e_q^N & -e_d^N \\ e_d^N & e_q^N & e_d^P & e_q^P \\ e_q^N & -e_d^N & -e_q^P & e_d^P \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} P_{in}^* \\ Q_{in}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

进一步得到：

$$\begin{bmatrix} i_d^{P*} \\ i_q^{P*} \\ i_d^{N*} \\ i_q^{N*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{in}^*}{D_1} \cdot \begin{bmatrix} e_d^P \\ e_q^P \\ -e_d^N \\ -e_q^N \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \cdot \frac{Q_{in}^*}{D_2} \cdot \begin{bmatrix} e_q^P \\ -e_d^P \\ e_q^N \\ -e_d^N \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

其中：

$$\begin{aligned} D_1 &= (e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 - (e_d^N)^2 - (e_q^N)^2 \\ D_2 &= (e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 + (e_d^N)^2 + (e_q^N)^2 \end{aligned} \quad (4.9)$$

这种算法首次在文献 [120] 被提出，其最大的优点是计算简单，因此获得了广泛的应用 [110, 121–124, 127]，为了更加直观了解并考察算法的控制效果，电流环暂时采用应用广泛的 DSRFC 控制策略，有关不平衡条件下变流器的控制将在后续进行详细介绍，其中系统仿真参数如表 4.1 所示。

表 4.1：仿真参数

名称	数值	单位
电感 $L$	5.0	mH
等效电阻 $R_L$	0.5	$\Omega$
电网额定电压	380	V
$b$ 相电压跌落	50	%
开关频率	5	kHz
采样频率	10	kHz

如图 4.3 所示为 DSRFC 控制框图，可见其主要由七个部分组成，分别是电网电压序分量提取、电流序分量提取（包括陷波器）、正序电流控制、负序电流控制以及调制。

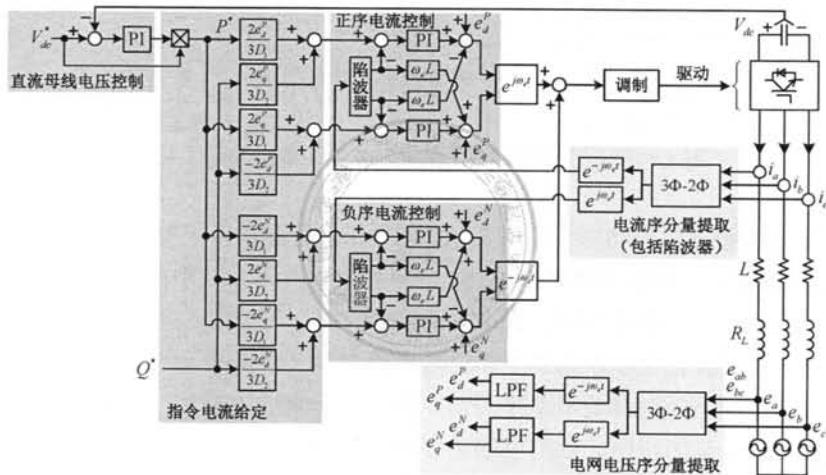


图 4.3: DSRFC 控制框图

此外，如式(4.8)所示，需要进行电网电压的序分量提取以完成指令电流的计算，因此针对电网电压序分量提取更关注的是提取精度，通常采用二阶 Butterworth 低通滤波

器来实现，为此设置截止频率 30Hz，结合表4.1并利用 Matlab Digital Filter Design 得到其传递函数如下：

$$G_{LPF}(z) = \frac{a \cdot (1 + 2 \cdot z^{-1} + z^{-2})}{1 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}} \quad (4.10)$$

其中  $a = 0.876555e \times 10^{-3}$ ,  $b_1 = -1.97334$ ,  $b_2 = 0.973695$ 。另一方面，电流序分量分解环节直接包含在电流环内，因此其更注重其提取速度，为此通常采用陷波器实现。需要特别指出的是，对于陷波器应采用预曲双线性变换离散化，以实现离散化后陷波频率的完全匹配，其传递函数如下：

$$G_{Norch}(z) = \frac{1 + \tan^2\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right) + 2\left\{\tan^2\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right) - 1\right\} \cdot z^{-1} + \left\{1 + \tan^2\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)\right\} \cdot z^{-2}}{1 + \frac{\tan\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)}{Q} + \tan^2\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right) + 2\left\{\tan^2\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right) - 1\right\} \cdot z^{-1} + \left\{1 - \frac{\tan\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)}{Q} + \tan^2\left(\frac{\omega_0 T_s}{2}\right)\right\} \cdot z^{-2}} \quad (4.11)$$

如图4.4a、图4.4b所示分别为所设计低通滤波器与陷波器的频率响应，其中陷波器的陷波频率为 100Hz 以及品质因数为  $Q = 10$ 。

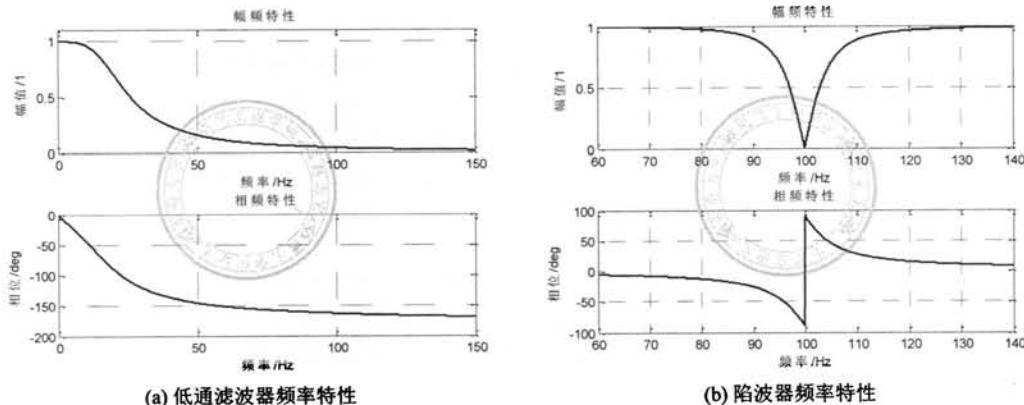


图 4.4: 用于序分量分解的低通滤波器与陷波器频率响应

设置变流器输出无功功率平均值为  $Q_0^* = 0$ ，变流器工作于整流状态且有功功率平均值为  $P_0^* = 20kW$ ，得到仿真结果如图4.5a ~ 图4.5d所示。其中图4.5a为三相不平衡电网电压，其中 b 相电压跌落 50%；图4.5b为并网电流，可以看出不平衡条件下由于负序电压的存在，即使设置变流器工作于单位功率因数状态，电网电压与电流并不是同相位的，这一点与电网电压对称情况是不同的，事实上由式(3.7)可知，当平均无功指令为零的情况下，并网电流的正序分量与电网正序电压同相位，而并网电流的负序分量与电网负序电压反相位；图4.5c为直流母线电压，可以看出母线电压存在两倍频波动，需要特别指出的是，母线电压波动是不能够通过调节控制器参数来消除的，即由前述分析可知电压波动属于原理性误差；而图4.5d为并网瞬时有功功率平均值  $P_0$  与无功功率平均值  $Q_0$ ，可以看出两者均获得了良好的跟踪控制效果。

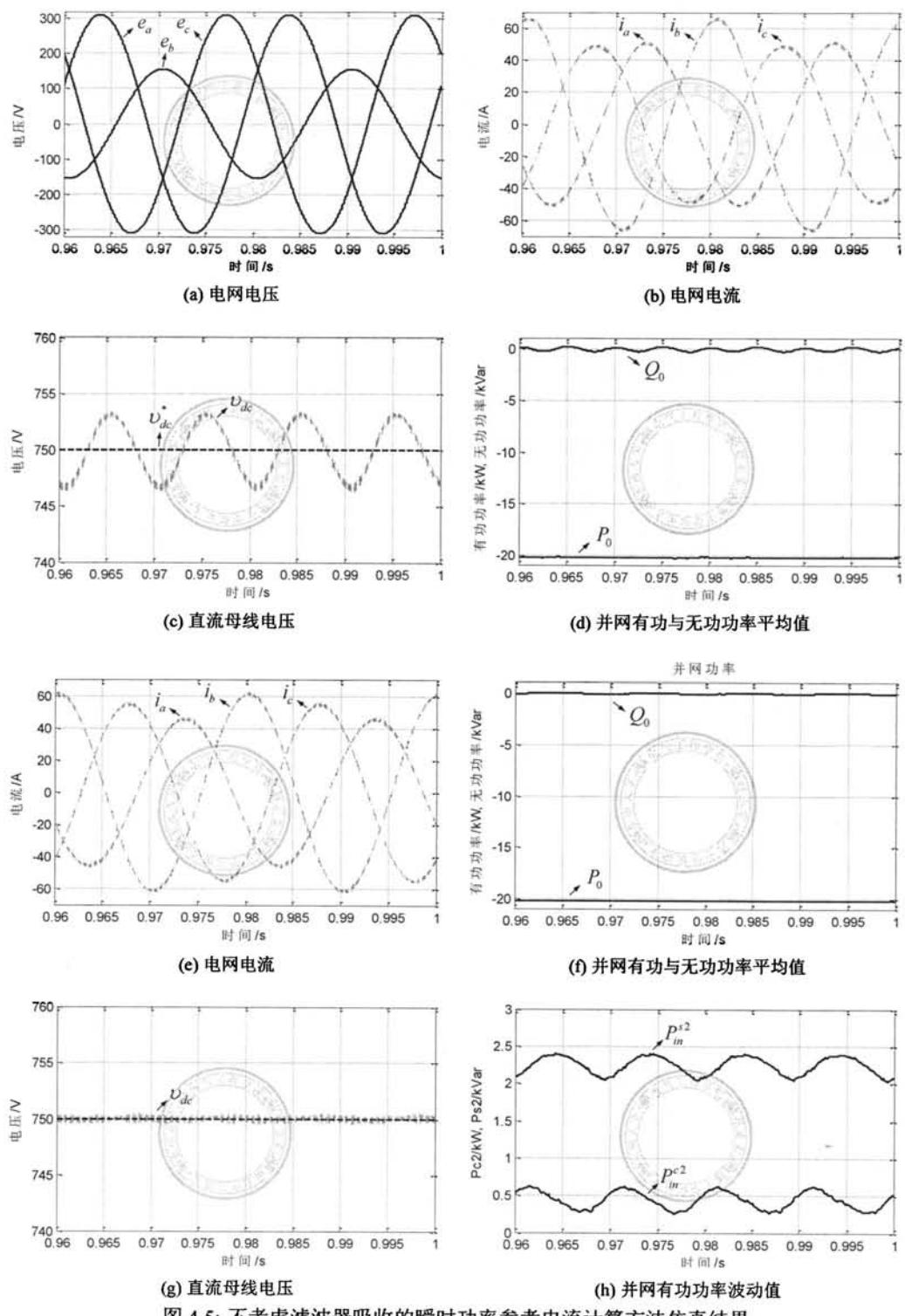


图 4.5: 不考虑滤波器吸收的瞬时功率参考电流计算方法仿真结果

如图4.2所示，当控制变流器并网点有功功率恒定时，由于滤波器吸收的瞬时有功功率并不为零，进而导致变流器输出侧瞬时有功功率的波动，并进一步引起母线电压产生两倍频分量，这对于大功率变流器开关频率低的情况尤为明显<sup>[118,127]</sup>。为了更为有效地抑制母线电压波动，显然应该控制变流器输出侧瞬时有功功率的波动分量为零，也即控制目标如下<sup>[112]</sup>：

$$\begin{cases} P_{in}^0 = P_{in}^* \\ P_T^{c2} = 0 \\ P_T^{s2} = 0 \\ Q_{in}^0 = Q_{in}^* \end{cases} \quad (4.12)$$

进一步，由图4.1可知：

$$\begin{cases} v_d^P = R_L \cdot i_d^P + L \cdot \frac{di_d^P}{dt} - \omega_e \cdot L \cdot i_q^P + e_d^P \\ v_q^P = R_L \cdot i_q^P + L \cdot \frac{di_q^P}{dt} + \omega_e \cdot L \cdot i_d^P + e_q^P \\ v_d^N = R_L \cdot i_d^N + L \cdot \frac{di_d^N}{dt} + \omega_e \cdot L \cdot i_q^N + e_d^N \\ v_q^N = R_L \cdot i_q^N + L \cdot \frac{di_q^N}{dt} - \omega_e \cdot L \cdot i_d^N + e_q^N \end{cases} \quad (4.13)$$

考虑稳态情况并忽略电感等效电阻，式(4.13)可以简化为：

$$\begin{cases} v_d^P = e_d^P - \omega_e \cdot L \cdot i_q^P \\ v_q^P = e_q^P + \omega_e \cdot L \cdot i_d^P \\ v_d^N = e_d^N + \omega_e \cdot L \cdot i_q^N \\ v_q^N = e_q^N - \omega_e \cdot L \cdot i_d^N \end{cases} \quad (4.14)$$

进一步结合式(4.3)与式(4.14)，得到以变流器输出侧瞬时有功功率波动分量，如式(4.15)所示：

$$\begin{aligned} P_T^{c2} &= \frac{3}{2} \cdot (v_d^P \cdot i_d^N + v_q^P \cdot i_q^N + v_d^N \cdot i_d^P + v_q^N \cdot i_q^P) \\ P_T^{s2} &= \frac{3}{2} \cdot (v_d^P \cdot i_q^N - v_q^P \cdot i_d^N - v_d^N \cdot i_q^P + v_q^N \cdot i_d^P) \end{aligned} \quad (4.15)$$

将式(4.14)代入式(4.15)，得到：

$$\begin{aligned} P_T^{c2} &= \frac{3}{2} \cdot [e_d^P \cdot i_d^N + e_q^P \cdot i_q^N + e_d^N \cdot i_d^P + e_q^N \cdot i_q^P + 2 \cdot \omega_e \cdot L \cdot (i_d^P \cdot i_q^N - i_q^P \cdot i_d^N)] \\ P_T^{s2} &= \frac{3}{2} \cdot [e_d^P \cdot i_q^N - e_q^P \cdot i_d^N - e_d^N \cdot i_q^P + e_q^N \cdot i_d^P - 2 \cdot \omega_e \cdot L \cdot (i_d^P \cdot i_d^N + i_q^P \cdot i_q^N)] \end{aligned} \quad (4.16)$$

进一步，结合式(4.5)、式(4.12)、式(4.16)得到以下控制方程组：

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{3}{2} \cdot (e_d^P \cdot i_d^P + e_q^P \cdot i_q^P + e_d^N \cdot i_d^N + e_q^N \cdot i_q^N) = P_{in}^* \\ \frac{3}{2} \cdot (-e_d^P \cdot i_q^P + e_q^P \cdot i_d^P - e_d^N \cdot i_q^N + e_q^N \cdot i_d^N) = Q_{in}^* \\ \frac{3}{2} \cdot [e_d^P \cdot i_d^N + e_q^P \cdot i_q^N + e_d^N \cdot i_d^P + e_q^N \cdot i_q^P + 2 \cdot \omega_e \cdot L \cdot (i_d^P \cdot i_q^N - i_q^P \cdot i_d^N)] = 0 \\ \frac{3}{2} \cdot [e_d^P \cdot i_q^N - e_q^P \cdot i_d^N - e_d^N \cdot i_q^P + e_q^N \cdot i_d^P - 2 \cdot \omega_e \cdot L \cdot (i_d^P \cdot i_d^N + i_q^P \cdot i_q^N)] = 0 \end{array} \right. \quad (4.17)$$

通过与式(4.5)、式(4.6)对比可以发现，式(4.17)有功功率波动分量多出一项与并网电感有关的分量，事实上这即为并网滤波器吸收的瞬时有功功率。然而，式(4.17)为非线性方程组，直接求解电流参考值非常困难，因此这种方法不具备现实可操作性。在仿真过程中，利用 Matlab fsolve 函数对方程组(4.17)求解并得到参考电流，而电流环采用图4.3所示 DSRFC 控制策略，得到仿真结果如图4.5e ~ 图4.5h所示。通过观察可知，PCS 并网有功与无功功率均很好地跟踪了各自的参考值，并消除了直流母线电压的二倍频波动，然而此时并网点的瞬时有功功率波动分量  $P_{in}^{c2}$  与  $P_{in}^{s2}$  并不为零，由以上讨论可知，这部分功率实际上即为滤波器吸收的瞬时有功功率。

为了避免非线性方程组实时求解的难题，文献 [115,116] 提出直接控制变流器输出端的功率分量，并达到抑制直流侧电压波动的目的。然而，VSC 输出电压呈现脉宽调制信号，直接测量以及序分量分解均比较困难，而电网电压的测量则要方便的多，并且出于锁相的目的控制系统通常也包含电网电压测量环节。为此，文献 [115,116] 根据正序与负序等效电路得到了参考电流与电网电压的关系，从而只需通过线性方程组求解即可得到参考电流，其控制目标如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} P_T^0 = P_T^* \\ P_T^{c2} = 0 \\ P_T^{s2} = 0 \\ Q_T^0 = Q_T^* \end{array} \right. \quad (4.18)$$

首先，由变流器输出侧瞬时功率计算并结合式(4.18)，得到参考电流与变流器出口电压的关系，如式(4.19)：

$$\begin{bmatrix} i_d^{P*} \\ i_q^{P*} \\ i_d^{N*} \\ i_q^{N*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_T^*}{D} \cdot \begin{bmatrix} v_d^P \\ v_q^P \\ -v_d^N \\ -v_q^N \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

注意如式(4.18)所示，此时以变流器输出侧功率分量为控制目标，因此  $D = (v_d^P)^2 + (v_q^P)^2 - (v_d^N)^2 - (v_q^N)^2$ 。进一步由式(4.19)可知，指令电流与变流器输出端电压具有以

下关系:

$$\begin{cases} \vec{i}^{P*} = k \cdot \vec{v}^P \\ \vec{i}^{N*} = -k \cdot \vec{v}^N \end{cases} \quad (4.20)$$

此外, 系统的正序等效电路如图4.6a所示, 而相应的负序等效电路如图4.6b所示。

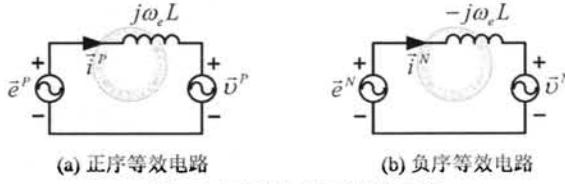


图 4.6: 正序与负序等效电路

显然, 根据图4.6可以得到电网电压序分量与变流器出口电压序分量的关系, 如下:

$$\begin{cases} \vec{e}^P = \vec{v}^P + j\omega_e L \cdot \vec{i}^P \\ \vec{e}^N = \vec{v}^N - j\omega_e L \cdot \vec{i}^N \end{cases} \quad (4.21)$$

进一步, 结合式(4.20)、式(4.21)得到两者的矢量关系图如下:

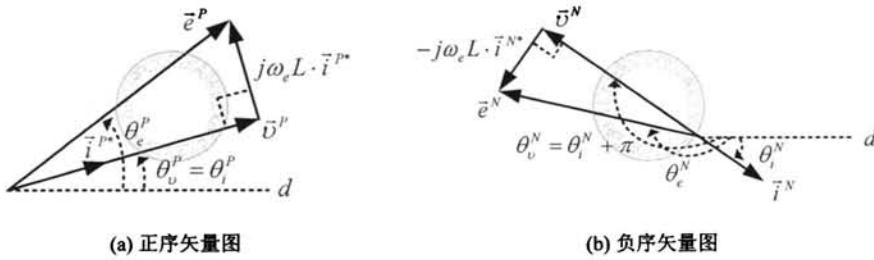


图 4.7: 正序与负序矢量图

此外, 由式(4.20)可知, 变流器输出正序电流与正序电压幅值之比等于负序电流与负序电压幅值之比, 也即:

$$\frac{i^{P*}}{v^P} = \frac{i^{N*}}{v^N} = k \quad (4.22)$$

因此, 图4.7所示正序矢量三角形与负序矢量三角形具有相似关系, 为此可以进一步可以定义以下关系式:

$$\frac{i^{P*}}{e^P} = \frac{i^{N*}}{e^N} = k_1 \quad (4.23)$$

进一步，结合式(4.19)与图4.7，可得：

$$\begin{aligned}
 i_d^{P*} &= k \cdot v_d^P = k \cdot v_d^P \cdot \cos(\theta_v^P) \\
 &= k \cdot v_d^P \cos(\theta_e^P - \theta_v^P - \theta_e^P) \\
 &= k \cdot v_d^P [\cos(\theta_e^P - \theta_v^P) \cos(\theta_e^P) + \sin(\theta_e^P - \theta_v^P) \sin(\theta_e^P)] \\
 &= k \cdot v^p \left( \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{e_d^p}{e^p} + \omega \cdot L \cdot k_1 \cdot \frac{e_q^p}{e^p} \right) \\
 &= i^p \cdot \left( \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{e_d^p}{e^p} + \omega \cdot L \cdot k_1 \cdot \frac{e_q^p}{e^p} \right) \\
 &= \frac{i^p}{e^p} \cdot \left( \frac{k_2}{k_1} \cdot e_d^p + \omega \cdot L \cdot k_1 \cdot e_q^p \right) \\
 &= k_1 \cdot \left( \frac{k_2}{k_1} \cdot e_d^p + \omega \cdot L \cdot k_1 \cdot e_q^p \right) \\
 &= k_2 \cdot e_d^p + k_1^2 \cdot \omega \cdot L \cdot e_q^p
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

其中：

$$\begin{cases} k_2 = \frac{2}{3} P_T^* \left[ (e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 - (e_d^N)^2 - (e_q^N)^2 \right] \\ k_1^2 = \frac{1 - \sqrt{1 - 4\omega_e^2 \cdot L^2 \cdot k_2^2}}{2\omega_e^2 \cdot L^2} \end{cases} \tag{4.25}$$

类似地，可以求解出参考电流另外三个分量，最后得到：

$$\begin{cases} i_d^{P*} = k_2 \cdot e_d^p + k_1^2 \cdot \omega \cdot L \cdot e_q^p \\ i_q^{P*} = k_2 \cdot e_q^p - k_1^2 \cdot \omega \cdot L \cdot e_d^p \\ i_d^{N*} = -k_2 \cdot e_d^N - k_1^2 \cdot \omega \cdot L \cdot e_q^p \\ i_q^{N*} = -k_2 \cdot e_q^N + k_1^2 \cdot \omega \cdot L \cdot e_d^p \end{cases} \tag{4.26}$$

可以发现式(4.26)参考电流的每一项均可以分成两部分，以正序电流 d 轴分量为例，其包括与正序电压 d 轴分量同相位的  $k_2 \cdot e_d^p$  以及与正序电压 q 轴分量有关的  $k_1^2 \cdot \omega \cdot L \cdot e_q^p$ ，其中前一部分电流用于产生平均功率，而后一部分电流用于补偿并网滤波器吸收的瞬时功率。

在系统参数以及控制策略同样的条件下，采用式(4.26)线性方程组进行参考电流计算，得到仿真结果如图4.8a ~ 图4.8d所示。通过观察可知，首先如图4.8b所示，变流器输出有功与无功功率平均值与指令功率是相同的；并且图4.8c所示直流母线电压非常平稳，算法很好地消除了两倍频分量；最后，图4.8d所示并网点有功功率的波动值并不为零，由以上分析可知这部分功率即为滤波器吸收的瞬时功率。

#### 4.2.2 基于最大功率输出的参考电流计算

对于 PCS 而言，通过储能介质与直流母线之间的双向 DC/DC 控制，实现对母线电压的调节，因此在电网电压跌落的情况下，在不触发变流器过流保护的条件下，能够控

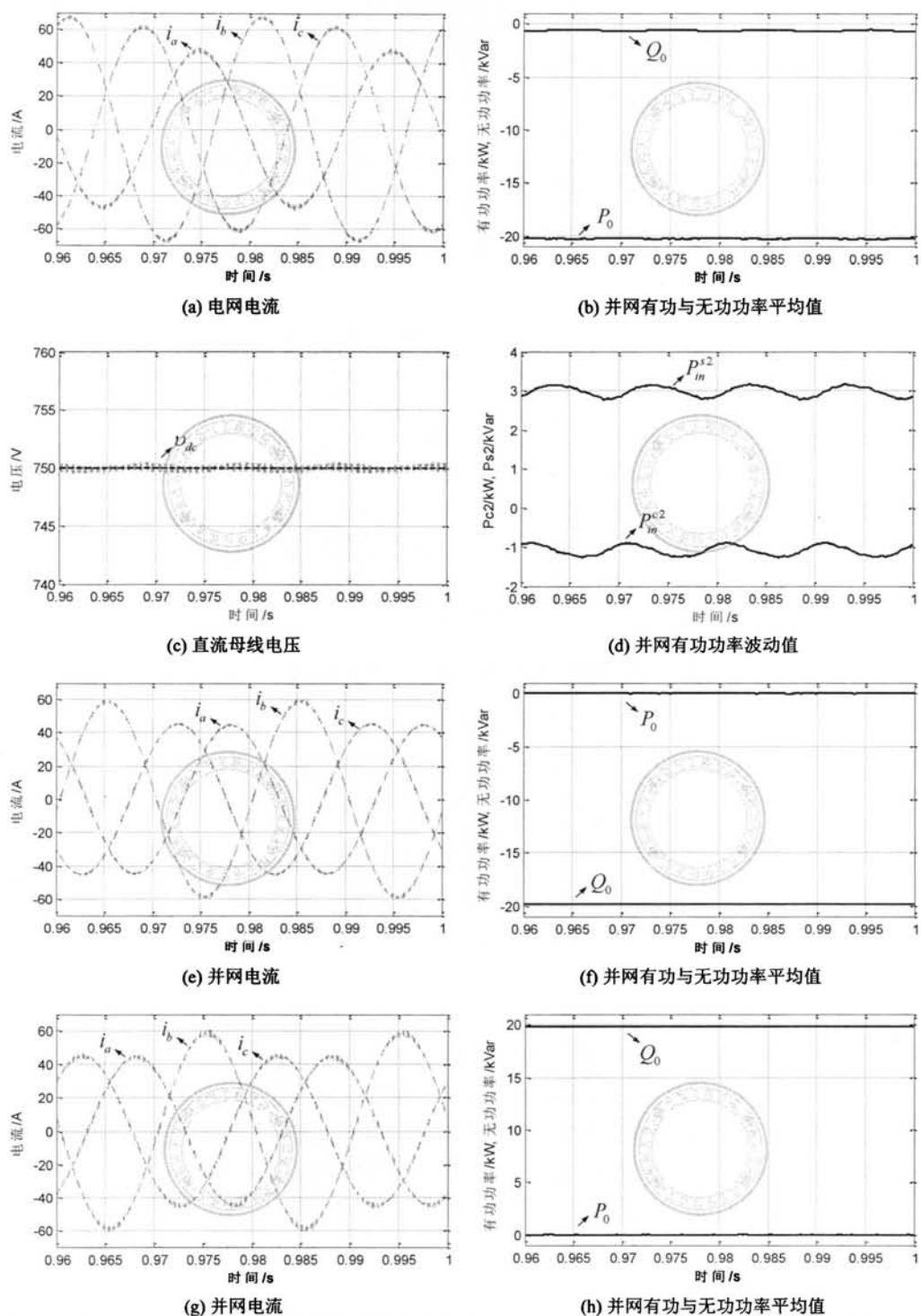


图 4.8: 仿真结果: (a)~(d) 线性方程组求解仿真波形; (e)(f) 注入最大感性无功功率; (g)(h) 注入最大容性无功功率

制 PCS 向电网注入可能的最大输出功率，以尽可能发挥 PCS 的电压支撑作用。然而由以上分析以及仿真结果可知，在电网电压不平衡条件下，无论是以并网端还是变流器端功率分量为控制目标，为了维持有功功率的恒定，电网电压越低的相其对应的变流器输出电流反而越大，直至达到变流器输出电流能力的上限，此时即使变流器输出达到最大额定电流，也远没有实现变 PCS 容量利用最大化的目的<sup>[126]</sup>。显然，为了充分利用变流器的输出容量，应该在电网电压较高的相对应地输出较大的电流，而在电网电压较低的相输出与其幅值相对应的较小的电流，具体而言其控制方程如下：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d^P \\ i_q^P \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{PF} \\ \sqrt{1 - \text{PF}^2} \end{bmatrix} \cdot I_{\max} \cdot \frac{\sqrt{(e_d^P)^2 + (e_q^P)^2}}{\sqrt{(e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 + (e_d^N)^2 + (e_q^N)^2}} \\ \begin{bmatrix} i_d^N \\ i_q^N \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{PF} \\ \sqrt{1 - \text{PF}^2} \end{bmatrix} \cdot I_{\max} \cdot \frac{\sqrt{(e_d^N)^2 + (e_q^N)^2}}{\sqrt{(e_d^P)^2 + (e_q^P)^2 + (e_d^N)^2 + (e_q^N)^2}} \end{aligned} \quad (4.27)$$

其中，PF 为功率因数， $I_{\max}$  为 PCS 所能输出最大电流。

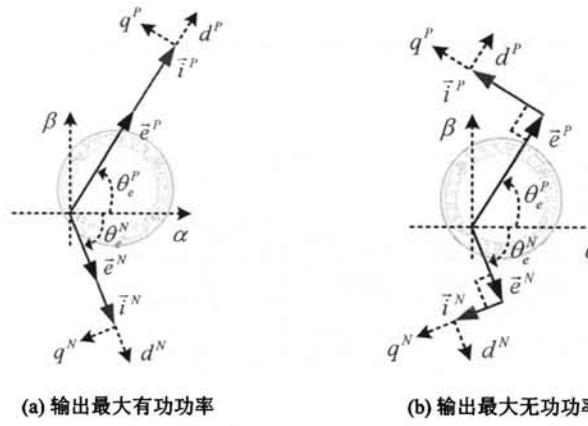


图 4.9: 考虑电感瞬时有功功率（线性方程组求解方法）仿真波形

结合式(4.27)，图4.9a与图4.9b分别表示当变流器输出最大有功功率以及无功功率情况下的电网电压与电流矢量关系图。需要特别指出的是，图4.3所示 DSRFC 在求解电压/电流序分量时并不关心初始相位角度，而图4.9所示情况需要同时检测基波正序与基波负序电网电压矢量的相位角，即  $\theta_e^P$  和  $\theta_e^N$ 。为此，需要对图4.3所示 DSRFC 进行修改以满足控制要求，如图4.10所示，需要特别指出的是图4.10中的双同步旋转坐标系解耦锁相环 (Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked-Loop, DDSRF-PLL) 以及具备电压序分量提取功能，因此无需图4.3所示的低通滤波环节。

其中，DDSRF-PLL 是一种针对不平衡电网行之有效的锁相技术<sup>[192]</sup>，其基本原理是将电网电压转换到正序以及负序坐标系，并通过低通滤波得到各坐标轴的平均值，然后将该平均值反馈至解耦网络，以此消除相反序分量的影响，最后通过文献 [193] 所提软

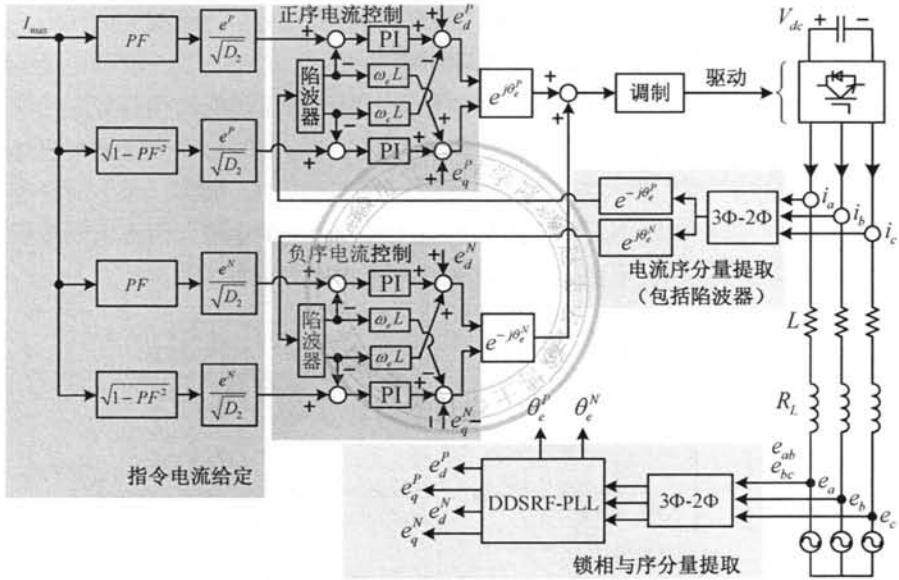


图 4.10: 最大功率输出 DSRFC 控制框图

件锁相环 (Synchronous Reference Frame PLL, SRF-PLL) 实现对正序与负序电网电压相位的锁定, 如图4.11所示。

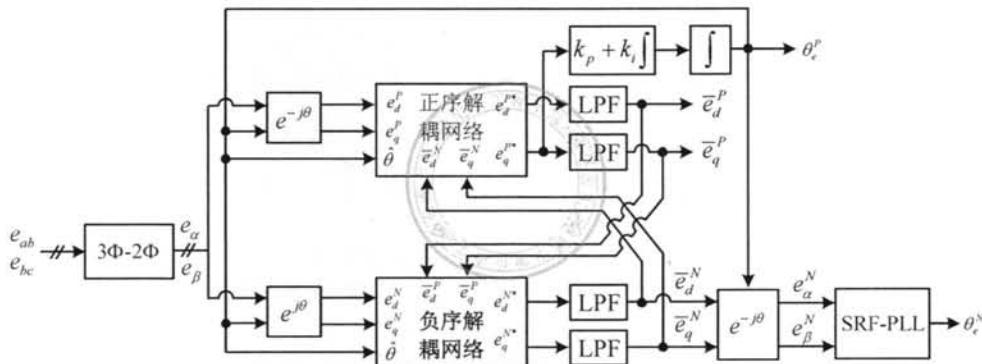


图 4.11: DDSRF-PLL 实现正序与负序电压相位锁定

假设变流器额定电流 50A, 设置功率因数  $\text{PF} = 1$ , 此时变流器向电网注入最大的有功功率, 相应的仿真结果如图4.12所示。其中图4.12a与图4.12b分别为 PLL 检测的电网电压基波正序与基波负序分量的相位角, 鉴于 PS-SRF 的 d 轴与电网电压基波正序矢量重合, 而 NS-SRF 的 d 轴与电网电压基波负序矢量重合, 因此检验 PLL 是否正确的最简单而直观的方法是观察解耦后的正序与负序电压 q 轴分量是否为零, 如图4.12e所示。此外, 通过观察图4.12c并网电流可知, 与前述抑制母线电压波动为目标变流器控制策略不同的是, 发生电压跌落的 b 相其对应输出电流最小, 而电压正常的 a、c 相输出电流最

大为额定电流，进而达到变流器容量利用最大化的目的，如图4.12d所示。另一方面，通过观察图4.12e与图4.12f可以发现，输出电流的正序（负序）分量的投影与电网电压正序（负序）幅值是成比例的，即满足式(4.27)，通过计算可知输出电流正序与负序分量的矢量和等于变流器额定电流50A，也即变流器没有发生过流现象。

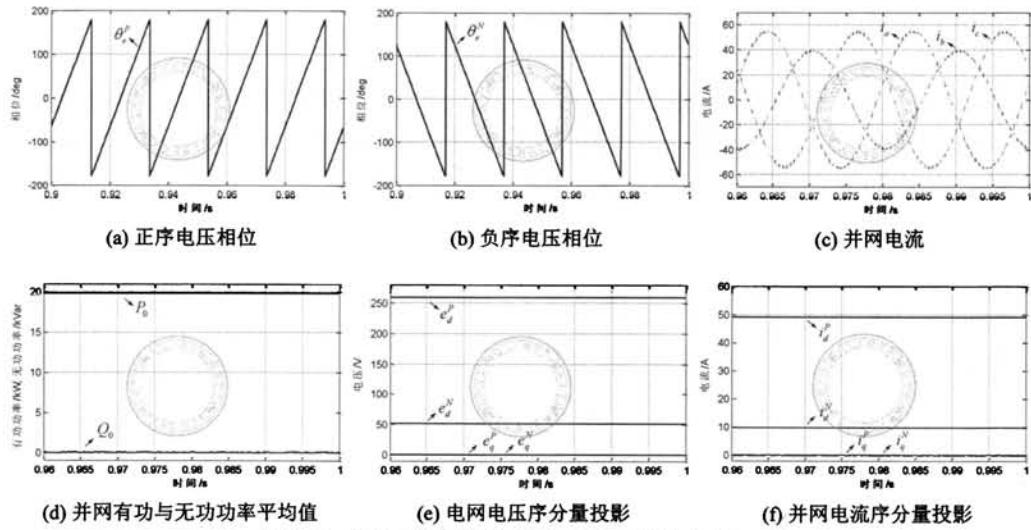


图 4.12: 向电网注入最大有功功率 (额定电流 50A)

同理，设置功率因数为  $\text{PF} = 0$ ，首先设置变流器向电网注入最大感性无功功率，仿真结果如图4.8e与图4.8f所示，此时并网有功功率平均值为零，而变流器容量全部用于向电网注入无功功率；此外，设置变流器向电网注入最大容性无功功率，仿真波形如图4.8g与图4.8h所示，同样也达到了预期的控制目标。

### 4.3 DSRFC 解耦有效性分析

由图4.3与图4.10可知，以上仿真采用的 DSRFC 均需要电流序分量提取模块，文献 [194] 比较了基于信号延时、带阻滤波器、陷波器以及低通滤波器的四种序分量提取方法，并且认为基于 SRF 信号延时 (Delay Signal cancellation, DSC) 的序分量提取具有最小为 5ms 延时时间，并且 DSC 也在文献 [126] 得到应用。然而，文献 [120,122] 提出以陷波器进行电流序分量提取，并通过设置陷波器的品质因数调节响应速度，而使用 DSC 进行电网电压序分量提取，以提高参考指令电流给定的精度。

然而，无论采用何种序分量提取方法，均会在电流环引入延时并降低系统带宽，从而降低电流响应速度，并导致暂态响应出现振荡现象，因此基于 DSRFC 控制算法适用于变流器稳态控制<sup>[120]</sup>。此外，序分量提取也增加了算法的实现难度，为了避免电流序分量分解，文献 [136] 提出在参考电流给定环节引入二倍频分量，从而实现与反馈电流相反序电流的抵消，其基本原理如图4.13所示。

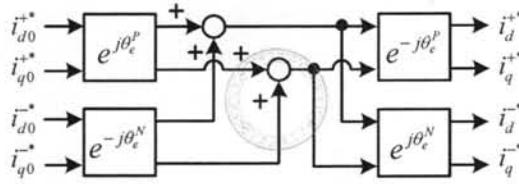


图 4.13: 参考电流加入两倍频分量

如图4.13所示，其中输入侧  $i_{d0}^{+*}$ 、 $i_{q0}^{+*}$ 、 $i_{d0}^{-*}$ 、 $i_{q0}^{-*}$  为原始参考电流信号，可以由式(4.8)、式(4.17)、式(4.26)或者式(4.27)计算得到，其基本原理是将参考信号全部转换到静止坐标系并叠加，然后再转换到 PS-SRF 与 NS-SRF，得到含有相反序电流二倍频分量的电流参考信号。需要注意的是，采用式(4.8)、式(4.17)或者式(4.26)计算参考电流时  $\theta_e^P = \theta_e^N = \omega_e \cdot t$ ，即与初始相位角无关；如上所述，如果采用式(4.27)则需要电网电压正序与负序分量的相位角，即  $\theta_e^P = \omega_e \cdot t + \theta_{e0}^+$  以及  $\theta_e^N = -(\omega_e \cdot t + \theta_{e0}^-)$ ，代入图4.13可得修正后的参考电流如下：

$$i_{dq}^{\pm*} = i_{dq0}^{\pm*} + i_{dq}^{\mp*} \cdot e^{\mp j2\omega_e \cdot t} \cdot e^{\mp j(\theta_{e0}^{\pm} - \theta_{e0}^{\mp})} \quad (4.28)$$

设置变流器向电网注入最大无功功率，并应用式(4.28)计算参考电流，其中 PS 与 NS 电流在其自身 SRF 的坐标轴投影如图4.14所示。与预期相同的是，由于负序参考信号在 PS-SRF 表现为两倍频交流分量，而正序参考信号在 NS-SRF 也表现为两倍频交流信号，因此正序/负序参考电流在 d、q 坐标轴的投影均包含其原始直流参考信号以及相反序分量叠加的两倍频交流信号。然而，由于变流器输出电流的序分量也具有同样的特性，因此实际上这部分交流信号在 PI 控制器的输入呈现相互抵消的状态，也即 PI 控制器的调节量依然为直流分量，并最终实现无静差调节。

由第三章的介绍可知，并网变流器在 PS-SRF 存在耦合项，并介绍了两种解耦方法，即电流状态反馈解耦和 cPI 控制器直接解耦，在不考虑延时并且滤波器参数估计无误差的情况下，两种解耦方法是完全等效的，原理上都能够完全消除 d、q 轴电流耦合项的影响。此外，在滤波器参数估计存在误差的情况下，基于 cPI 控制器的解耦方法具有比电流反馈解耦更好的参数鲁棒性。然而，由于数字控制的一拍延时以及变流器 PWM 输出固有的零阶保持特性，控制延时是不可避免的。在考虑延时的情况下，基于 cPI 控制器的解耦方法依然优于电流状态反馈解耦，具体表现在更好的闭环奇异点抑制能力以及更高的系统稳定裕度。

由于 DSRFC 控制是由 PS-SRF 和 NS-SRF 叠加而成，因此将 PS-SRF 电流状态反馈解耦引入 NS-SRF 支路电流环控制，构成应用非常普遍的 DSRFC 电流反馈解耦方法<sup>[120]</sup>，如图4.3与图4.10所示。然而，由于 PS-SRF 与 NS-SRF 解耦项符号恰好相反，因此通过对 DSRFC 控制框图的等效变换可以发现，PS-SRF 的解耦项与 NS-SRF 的解耦项呈现相互抵消的现象，导致解耦失效。因此，对于 DSRFC 来说，引入电流状态反馈解耦是完全没必要的，反而会增加计算量。另一方面，考虑到 cPI 控制器在 PS-SRF 具有的优越

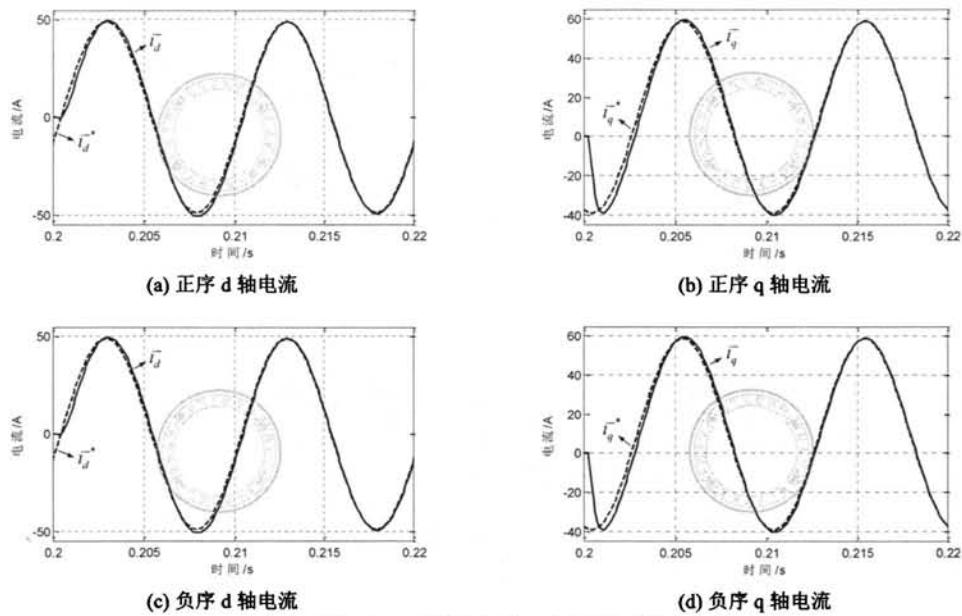


图 4.14: 参考电流引入两倍频分量且变流器最大功率输出模式

控制性能，比如参数鲁棒性、解耦有效性以及延时补偿有效性等，因此有必要把 cPI 控制器应用于 DSRFC 并考察其控制性能，目前这方面的研究还非常匮乏。文献 [95] 分析了状态反馈解耦应用于 DSRFC 电流环的有效性，并指出 DSRFC 状态反馈解耦的无效性，此外文献 [91] 进一步将 cPI 控制器引入 DSRFC 电流环控制，并分析对比了两种解耦方法的电流环性能，并指出 cPI 控制器在低控制器增益的情况下可以获得更好的解耦效果，但有关两者的参数敏感性分析、闭环奇异点抑制以及延时补偿等方面的研究还未见报道。

### 4.3.1 电流状态反馈解耦

结合式(4.28)、图4.1以及图4.10，归纳得到 DSRFC 基于电流反馈解耦的两种控制框图，分别如图4.15a与图4.15b所示。其中图4.15a采用式(4.28)参考电流修正方法，因此无需电流序分量提取环节；而图4.15b参考电流为直流信号，因此需要对反馈电流进行序分量提取，其中  $N(s)$  为陷波器，事实上图4.15b为图4.10的矢量形式，两者是完全等效的。

如图4.15a虚线框所示，为 PS-SRF 与 NS-SRF 支路的反馈解耦项，显然通过将解耦项的分支单独移出可以得到图4.15c的等效变换形式，而对于图4.15c虚线框所示的正序与负序解耦支路，考虑有下式成立：

$$e^{-j\theta^\pm} \cdot (j \cdot \omega_e \cdot L) \cdot e^{+j\theta^\pm} = j \cdot \omega_e \cdot L \quad (4.29)$$

为此可以对图4.15c解耦项进一步简化，如图4.15e所示，可以看出正序与负序解耦项呈现相互抵消的现象，因此对于包含负序支路的 DSRFC 而言，传统基于电流状态反

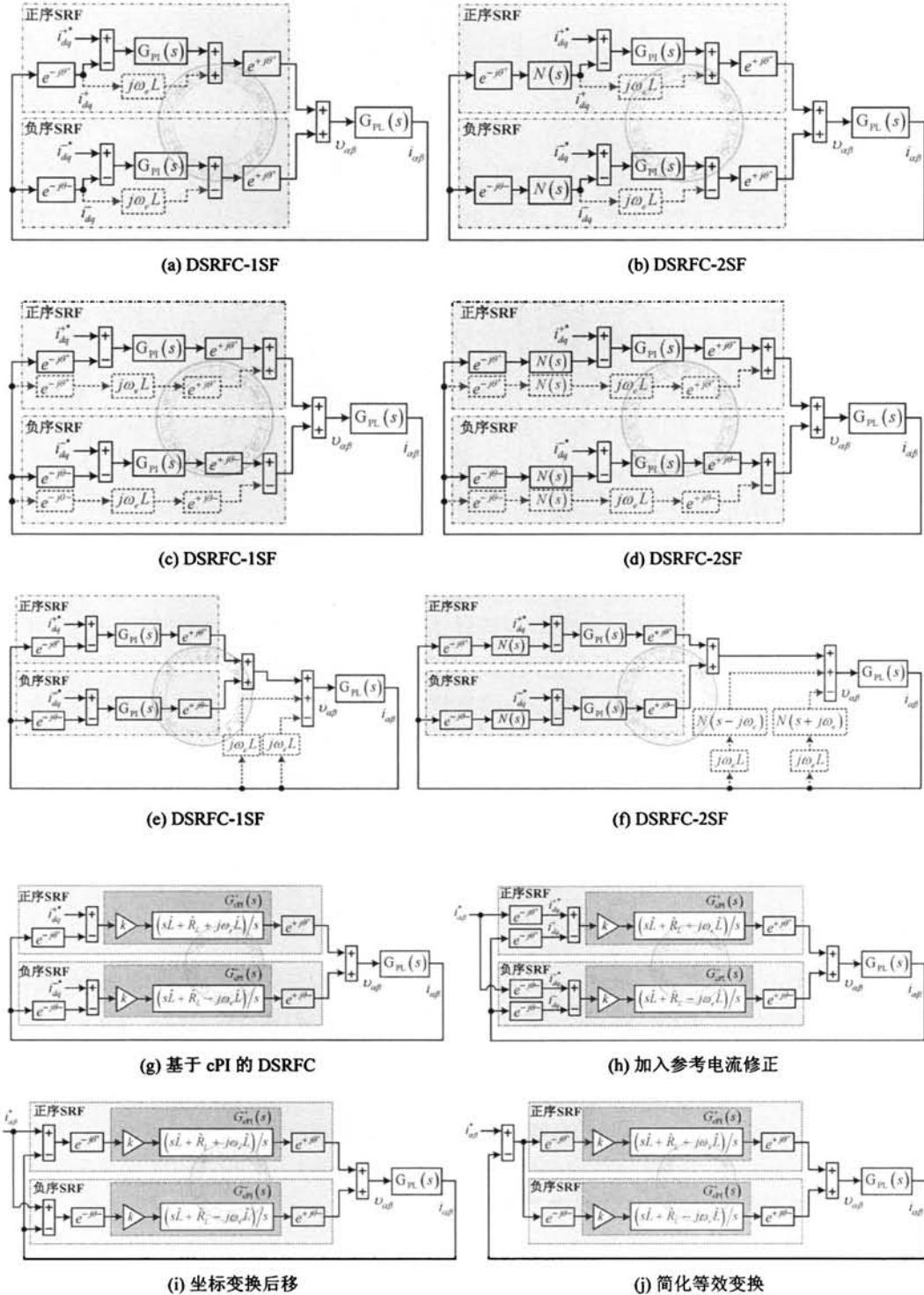


图 4.15: 状态反馈解耦 DSRFC-PI 与 DSRFC-cPI 等效变换: (a)~(f) 状态反馈解耦 DSRFC-PI; (g)~(j) DSRFC-cPI

馈解耦是完全无效的。而对于图4.15b所示电流反馈支路含有陷波器的情况，同样也可以通过等效变换将解耦项支路单独移出，如图4.15d所示，并且考虑下式：

$$e^{-j\theta^\pm} \cdot N(s) \cdot (j\omega_e L) \cdot e^{+j\theta^\pm} = j\omega_e L \cdot N(s \mp j\omega_e) \quad (4.30)$$

因此应用式(4.30)可以进一步将图4.15d简化，得到简化后的框图如图4.15f所示。为了研究图4.15f所示解耦的有效性，根据式(4.11)定义如下函数：

$$f_1(z) = G_{\text{NorCh}}(z \cdot e^{-j\omega_e T_s}) - G_{\text{NorCh}}(z \cdot e^{j\omega_e T_s}) = G_{\text{NorCh}}^1(z) - G_{\text{NorCh}}^2(z) \quad (4.31)$$

其中  $G_{\text{NorCh}}(z)$  的频率特性如图4.16a所示，显然式(4.31)的  $G_{\text{NorCh}}^1(z) = G_{\text{NorCh}}(z \cdot e^{-j\omega_e T_s})$  相当于把 PS-SRF 的陷波频率  $\omega_0$  转移到静止坐标系的  $\omega_0 + \omega_e$  处，如图4.16b所示；而  $G_{\text{NorCh}}^2(z) = G_{\text{NorCh}}(z \cdot e^{j\omega_e T_s})$  相当于把 NS-SRF 的陷波频率  $\omega_0$  转移到静止坐标系的  $\omega_0 - \omega_e$  处，如图4.16c所示。

此外，由图4.16d可知， $G_{\text{NorCh}}^1(z) - G_{\text{NorCh}}^2(z)$  的频率响应在两个陷波器的陷波频率处为单位增益，而相位分别为  $0^\circ$  和  $-180^\circ$ ，这可以通过图4.16b和图4.16c进行解释，即在任意一个陷波频率处其中一个陷波器的增益为零，而另外一个陷波器在此频率处为单位增益。另一方面，在陷波频率以外的频率段，两个陷波器的增益互相抵消，导致  $f_1(z)$  的增益迅速衰减，这也意味着 PS-SRF 与 NS-SRF 的解耦项相互抵消，导致解耦效果失效。

### 4.3.2 cPI 控制器解耦分析

由图4.1可以得到基于 cPI 控制器的 DSRFC 结构框图，如图4.15g所示，可见其具有与电流状态反馈解耦 DSRFC 相似的结构，即由 PS-SRF 与 NS-SRF 两个支路组成，其电流控制器分别为  $G_{\text{cPI}}^+(s)$  和  $G_{\text{cPI}}^-(s)$ ，其中  $G_{\text{cPI}}^+(s)$  即为第三章介绍的 PS-SRF-cPI 控制器，而  $G_{\text{cPI}}^-(s)$  为 NS-SRF-cPI 控制器，其构造原理与 PS-SRF 相同，即通过设置控制器的零点实现与被控对象的极点对消。

由以上分析可知，在电流环引入序分量分解将限制电流环带宽，并降低响应速度，因此对 DSRFC-CPI 的应用不再考虑这种情况，即参考电流给定通过式(4.28)进行修正，参考电流修正后的 DSRFC-cPI 电流环如图4.15h所示。通过观察可以发现，由于 PS-SRF 与 NS-SRF 坐标变换同时存在于参考电流与反馈电流通道，因此可以将其合并到电流环比例系数之前，如图4.15i所示。进一步，鉴于 PS-SRF-cPI 与 NS-SRF-cPI 的输入误差信号是完全相同的，因此可以进一步简化成图4.15j所示的控制结构图。

进而，由图4.15j可以得到 DSRFC-cPI 电流环静止坐标系传递函数，如下所示：

$$\frac{i_{\alpha\beta}(s)}{i_{\alpha\beta}^*(s)} = \frac{2k \cdot \hat{L} \cdot s^2 + 2k \cdot \hat{R}_L \cdot s}{L \cdot s^3 + (R_L + 2k \cdot \hat{L}) \cdot s^2 + (\omega_e^2 \cdot L + 2k \cdot \hat{R}_L) \cdot s + \omega_e^2 \cdot R_L} \quad (4.32)$$

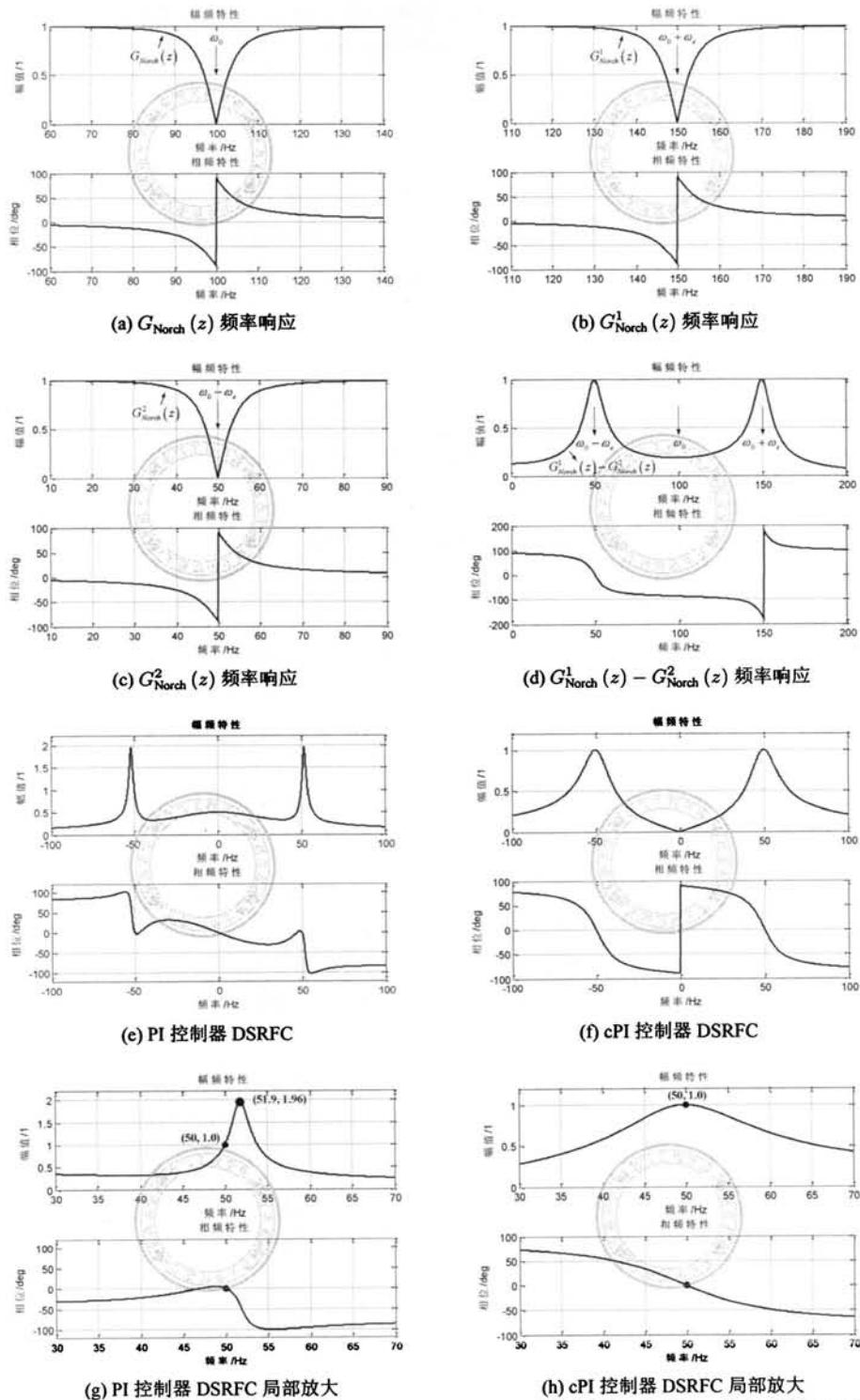


图 4.16: 陷波器频率转移现象以及 DSRFC-PI 与 DSRFC-cPI 闭环频率响应: (a)~(d) 陷波器频率转移现象; (e)(g)DSRFC-PI 频率响应及其局部放大; (f)(h)DSRFC-cPI 频率响应及其局部放大

假设并网滤波器参数估计无误差，即  $\hat{L} = L$  并且  $\hat{R}_L = R_L$ ，则(4.32)可以进一步简化为：

$$\frac{i_{\alpha\beta}(s)}{i_{\alpha\beta}^*(s)} = \frac{2k \cdot s}{s^2 + 2k \cdot s + \omega_e^2} \quad (4.33)$$

为了方便对比，应用同样的方法，对基于状态反馈解耦 DSRFC-PI 进行类似的等效变换，如图4.17所示。并且由以上分析可知，如图4.15e所示，由于解耦项相互抵消，因此在图4.17中解耦项不再出现。

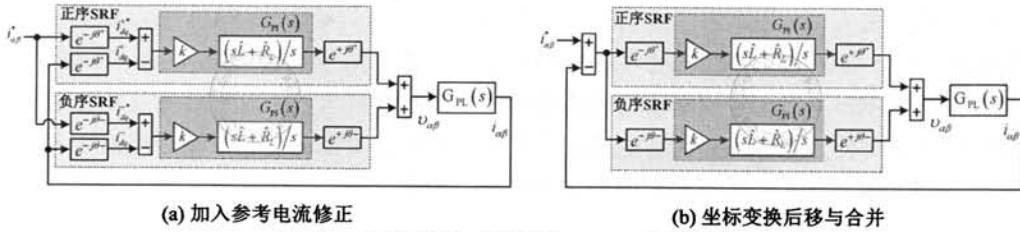


图 4.17: 基于状态反馈解耦 DSRFC 等效变换

同样由图4.17b可以得到基于 PI 控制器的 DSRFC 传递函数如下：

$$\frac{i_{\alpha\beta}(s)}{i_{\alpha\beta}^*(s)} = \frac{2k \cdot (\hat{L} \cdot s^2 + \hat{R}_L \cdot s + \omega_e^2 \cdot \hat{L})}{L \cdot s^3 + (R_L + 2k \cdot \hat{L}) \cdot s^2 + (\omega_e^2 \cdot L + 2k \cdot \hat{R}_L) \cdot s + \omega_e^2 \cdot R_L + 2k \cdot \omega_e^2 \cdot \hat{L}} \quad (4.34)$$

同样假设  $\hat{L} = L$  并且  $\hat{R}_L = R_L$ ，结合式(4.34)、式(4.33)得到 DSRFC-PI 与 DSRFC-cPI 电流环频率响应，如图4.16e ~ 图4.16h所示，通过观察可以得到以下结论：

- 1) 由于式(4.32)、式(4.34)均为实系数方程，因此 DSRFC-PI 以及 DSRFC-cPI 闭环频率响应关于直流 0Hz 线对称。
- 2) 如图4.16e所示，当使用 PI 控制器时，电流环在基波正序与负序频率处均获得了单位增益输出，即闭环传函的幅值为 1 而相位为  $0^\circ$ ，这是由于 PS-SRF-PI 与 NS-SRF-PI 在其控制频率提供的无穷大增益而实现的。
- 3) 然而，在图4.16e出现两个闭环奇异点，分别位于 PS 与 NS 控制频率附近，其中正序附近的频率响应如图4.16g所示，可见存在闭环奇异点为  $(51.9, 1.96)$ ，注意此时还未考虑延时的影响，因此该闭环奇异点的出现完全是由于耦合项而产生的。
- 4) 如图4.16f所示，当使用 cPI 控制器时，电流环同样在基波正序与基波负序频率处获得了单位增益输出，并且在整个频率段都没有出现闭环奇异点。其中正序附近的频率响应如图4.16h所示，可见闭环幅频特性在控制频率两侧呈现单调衰减特性，因此 DSRFC-cPI 控制器获得了很好的解耦效果。
- 5) 此外，通过对图4.16e与图4.16f可以发现，两者对直流分量的增益也是不同的，当使用 PI 控制器时，系统对直流分量的增益约为 0.5，而使用 cPI 控制器时直流分量的增益为零，cPI 控制器的这个特性对电流环的控制是有益的，这样可以强烈地抑制由传感器、调理电路等引入的直流偏置对输出电流的影响。

6) 另一方面, 相对 DSRFC-cPI 控制器来说, DSRFC-PI 控制器在更宽的频率段获得更高的输出增益, 因此 DSRFC-PI 电流环暂态响应速度要优于 DSRFC-cPI 控制器。

### 4.3.3 参数敏感性分析

基于同样的考虑, 由于电抗器存在使用老化、温升以及制造误差等原因, 实际电抗器的电感量以及等效电阻与理论设计值存在偏差, 因此有必要分析当并网电抗参数估计存在误差的情况下, 基于 PI 以及 cPI 控制器的 DSRFC 控制性能。

首先设置  $\hat{R}_L = R_L$ , 而  $\hat{L} \in \{0.5, 0.8, 1.0, 1.2, 1.5\} \cdot L$ , 结合式(4.32)与式(4.34), 得到 DSRFC-PI 以及 DSRFC-cPI 的闭环频率响应如图4.18所示。通过观察图4.18a和4.18c可以发现, 当 DSRFC 使用 PI 控制器且电感估计存在误差的情况下, 在正序与负序控制频率附近将出现闭环奇异点, 并且当电感估计值小于实际值时闭环奇异点输出峰值增大, 而电感估计值大于实际值时虽然可以一定程度抑制谐振峰值, 但是对直流信号的放大作用也增强。另一方面, 通过观察图4.18b和4.18d可以发现, 当电感估计存在误差时, 基于 cPI 控制器的 DSRFC 依然获得很好的输出性能, 没有产生明显的输出放大问题, 并且当电感估计值比实际值偏大时会导致闭环带宽增大, 而电感估计值小于实际值时闭环带宽减小。事实上, 由图4.19所示电阻误差对电流环的影响分析可知, 由于滤波器电阻估计误差对系统影响很小, 因此当电感估计值偏大等效于增大控制器增益, 从而增大了电流环带宽。

进一步, 设置  $\hat{L} = L$ , 而  $\hat{R}_L \in \{0.5, 0.8, 1.0, 1.2, 1.5\} \cdot R_L$ , 可见当 DSRFC 采用 PI 控制器时, 由于解耦项相互抵消而导致解耦失败, 滤波器等效电阻估计误差将对电流环的影响加剧, 如图4.19a所示, 这与第三章的 PS-SRF 状态反馈解耦 PI 有着极大的区别, 见图3.10c。相反, 电阻估计误差对 DSRFC-cPI 电流环影响较小, 闭环频率响应没有出现明显的闭环奇异点, 如图4.19b所示。

## 4.4 谐振控制器的暂态特性分析

前面介绍的 DSRFC 及其各种变换形式, 无论是否需要进行电流序分量提取, 以及无论采用 PI 还是 cPI 控制器, 都需要进行正序/负序 SRF 坐标变换及其反变换。谐振控制器等效于一个 PS-SRF 与 NS-SRF 控制器的叠加, 可以同时完成对正序与负序分量的无静差调节, 并且直接在静止坐标系实现, 从而避免了坐标变换。

RCs 主要有两种形式, 一种是由 DSRFC-PI 推导而来的 PR 控制器, 根据图4.17b可以得到 DSRFC-PI 控制器在静止坐标系的表达式如下:

$$\begin{aligned} G_{\text{PR}}(s) &= G_{\text{PI}}^+(s - j\omega_e) + G_{\text{PI}}^-(s + j\omega_e) \\ &= \left( k_p + k_i \cdot \frac{1}{s - j\omega_e} \right) + \left( k_p + k_i \cdot \frac{1}{s + j\omega_e} \right) \\ &= K_p + K_i \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_e^2} \end{aligned} \quad (4.35)$$

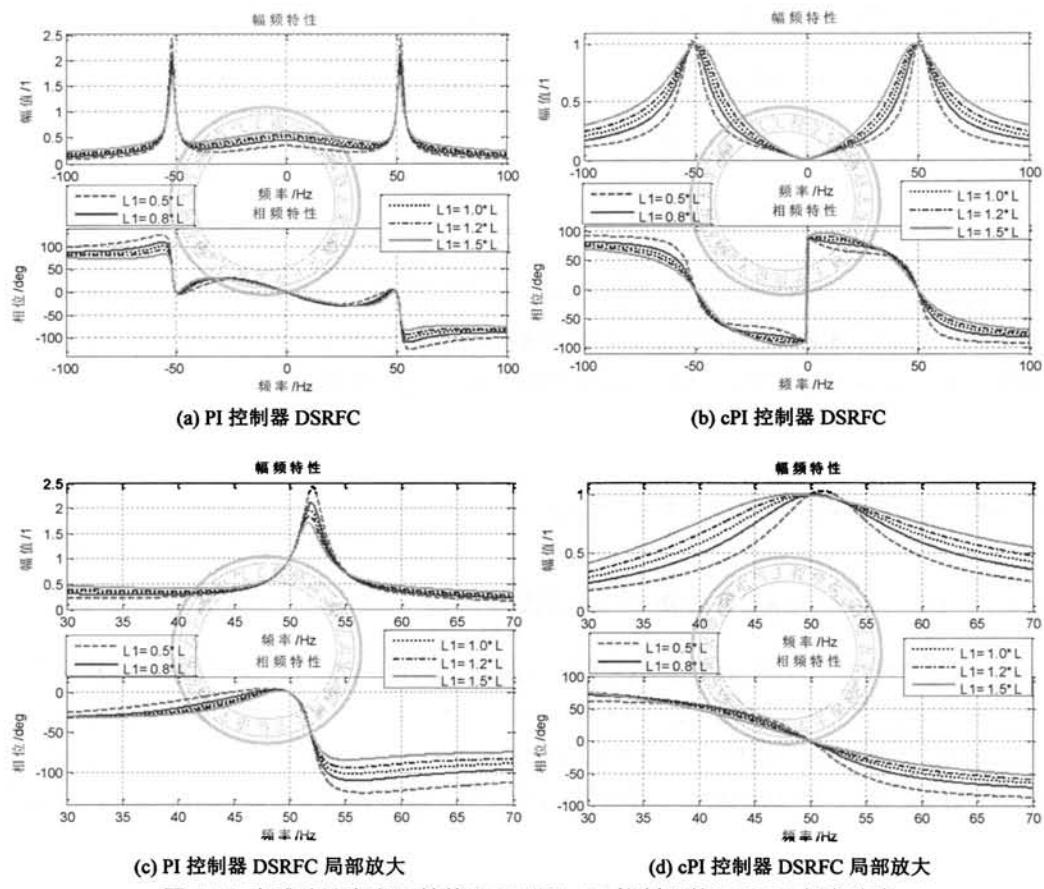


图 4.18: 电感估计存在误差基于 PI 以及 cPI 控制器的 DSRFC 频率响应

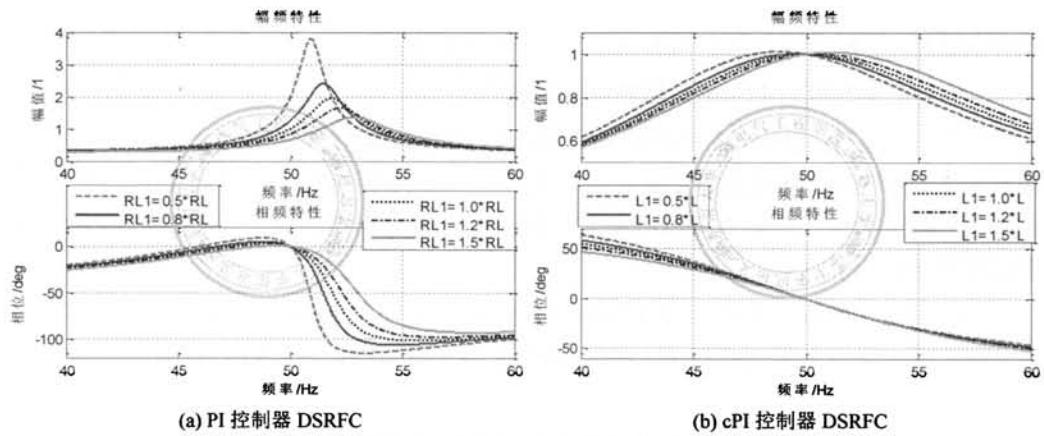


图 4.19: 电阻估计存在误差基于 PI 以及 cPI 控制器的 DSRFC 误差频率响应

另外一种是由 DSRFC-cPI 推导而来的 VPI 谐振控制器, 同样根据图4.15j得到 DSRFC-cPI 控制器在静止坐标系的表达式为:

$$\begin{aligned} G_{\text{VPI}}(s) &= G_{\text{cPI}}^+(s - j\omega_e) + G_{\text{cPI}}^-(s + j\omega_e) \\ &= k \cdot \left( \frac{s \cdot L + R_L}{s - j\omega_e} + \frac{s \cdot L + R_L}{s + j\omega_e} \right) = 2k \cdot \frac{s \cdot (s \cdot L + R_L)}{s^2 + \omega_e^2} \\ &= K \cdot \frac{s(s \cdot L + R_L)}{s^2 + \omega_e^2} \end{aligned} \quad (4.36)$$

由式(4.35)以及式(4.36)可知, RCs 在正序  $+\omega_e$  以及负序  $-\omega_e$  频率处均获得了无穷大增益, 进而实现闭环系统对正序与负序分量的无静差调节, 并且由于无需 SRF 坐标变换, 从而减少了运算量。然而, 虽然原则上 RCs 可以实现对正序分量的无静差调节, 但由于 RCs 包含  $-\omega_e$  频率处的极点, 即使参考电流仅含有基波正序分量, 处于  $-\omega_e$  的极点将在 PS-SRF 激励两倍频暂态分量, 从而增加超调量以及调节时间, 因此 RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器的电流环暂态响应特性迥异。

#### 4.4.1 RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器暂态响应分析

由前述分析可知, 对于正序电流分量的控制, 主要存在状态反馈解耦 PS-SRF-PI 以及 PS-SRF-cPI 控制器两种形式。而 DSRFC 是由 PS-SRF 与 NS-SRF 的叠加而成, 并且当 DSRFC 使用 PI 控制器时, 其静止坐标系的等效形式即为 PR 控制器, 如式(4.35)所示; 而当 DSRFC 使用 cPI 控制器时, 其静止坐标系的等效形式为 VPI 控制器, 如式(4.36)所示。

由第三章的分析可知, 在不考虑延时并且滤波器参数估计无误差的情况下, 无论是电流状态反馈解耦抑或是 cPI 控制器解耦, 理论上都可以实现完全解耦。然而, 由于状态反馈解耦 DSRFC-PI 控制器其正序与负序支路解耦项相互抵消, 这也表明 PR 控制器不具备解耦能力。因此, 为了更加客观评估 PR 与 PS-SRF-PI 控制器的暂态性能, 在 PS-SRF-PI 中同样也不包含反馈解耦项, 如图4.20a所示。

##### §A: 静止坐标系与 PS-SRF 闭环极点的关系

显然, 图4.20a与图4.20c所示的 PI 以及 cPI 控制器是在 PS-SRF 执行, 而图4.20b与图4.20d的 PR 与 VPI 却是在静止坐标系实现, 为了比较四种控制器电流环的暂态响应, 有必要统一转换到静止坐标系进行分析与研究, 因此首先需要建立静止坐标系与 PS-SRF 坐标系闭环极点的关系。

不妨假设电流环在静止坐标系的闭环传函为  $G_{\text{CL}}^s(s)$ , 通过令其分母等于零即可得到系统在静止坐标系的闭环极点, 假设系统有  $n$  个闭环极点并且第  $i$  个闭环极点为  $p_d^i$ , 并且记  $p_d^i = \sigma_d + j\omega_d$ , 则该极点将在静止坐标系激励频率为  $|\omega_d|$  的暂态交流分量。

根据 PS-SRF 频率转移原理, 电流环在 PS-SRF 的等效闭环传函为  $G_{\text{CL}}^s(s + j\omega_e)$ , 显然相应的闭环极点为  $p_d^i - j\omega_e$ , 即该极点将会在 PS-SRF 激励频率为  $\omega_T = |\omega_d - \omega_e|$

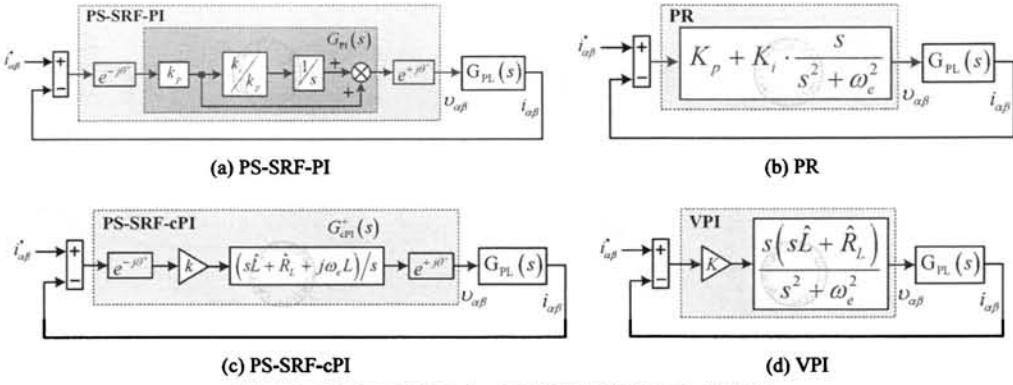


图 4.20: PS-SRF 的 PI 与 cPI 及其对应的 RCs 控制器

的暂态交流分量。此外，如果  $\omega_d \neq \omega_e$  则极点  $p_{cl}^i$  在 PS-SRF 表现为复数极点，并进一步使得 d、q 轴电流相互耦合，表现为暂态电流调节相互影响。

### §B: PS-SRF-PI 暂态响应分析

首先对于 PS-SRF-PI 控制器而言，由图4.20a得到其开环传函如式(4.37)所示，此时系统有两个开环极点以及一个开环零点，其中  $p_{ol}^1 = j \cdot \omega_e$  为 PS-SRF-PI 控制器的极点，而  $p_{ol}^2 = -R_L/L$  为被控对象的极点，以及  $z_{ol} = -k_i/k_p + j \cdot \omega_e$  为控制器零点。

$$G_{OL}^s(s) = \frac{k_p \cdot (s - j \cdot \omega_e) + k_i}{(s - j \cdot \omega_e) \cdot (s \cdot L + R_L)} \quad (4.37)$$

如图4.21a与图4.21b所示，给出了 PS-SRF-PI 调节电流环根轨迹的两种情况，其中图4.21a所示控制器零点的实部与被控对象极点不相等，相应地图4.21b中控制器零点的实部与被控对象极点相等。显然通过设置  $\text{Re}\{z_{ol}^1\} = p_{ol}^2$ ，即  $k_i/k_p = R_L/L$ ，控制器的零点与被控对象极点的距离最近，从而可以最大程度减小耦合项的影响，事实上当  $\omega_e = 0$  时设置  $k_i/k_p = R_L/L$  即可实现完全解耦，如图3.5所示，或者是控制频率较低的情况下实现近似抵消<sup>[92,94,96]</sup>。

此外，由图4.21b可知闭环极点  $\text{Im}\{p_{cl}^1\} \approx \omega_e$ ，因此极点  $p_{cl}^1$  将在静止坐标系激励频率约为  $\omega_e$  的暂态分量，并且由前述分析可知，这部分暂态分量将在 PS-SRF 表现为直流信号。然而，闭环极点  $p_{cl}^2$  具有  $\text{Im}\{p_{cl}^2\} \approx 0$ ，因此极点  $p_{cl}^2$  将在 PS-SRF 激励频率分量约为  $\omega_e$  的暂态分量，但是由于  $p_{cl}^2$  离虚轴的距离要比极点  $p_{cl}^1$  远的多，因此由极点  $p_{cl}^2$  激励的暂态分量被迅速衰减掉。

### §C: PR 暂态响应分析

对于 PR 控制器而言，由图4.20b得到其开环传函如式(4.38)所示，可见其含有三个开环极点以及两个开环零点，其中  $p_{ol}^1 = j \cdot \omega_e$  与  $p_{ol}^2 = -j \cdot \omega_e$  为 PR 控制器的极点，而  $p_{ol}^3 = -R_L/L$  为被控对象的极点；此外开环零点  $z_{ol}^{1,2} = \frac{-K_i \pm \sqrt{K_i^2 - 4K_p^2 \cdot \omega_e^2}}{2K_p}$  为 PR 控制器的零点，当  $\omega_e < K_i/(2K_p)$  时表现为两个实数零点，而当  $\omega_e > K_i/(2K_p)$  时为两个共轭开

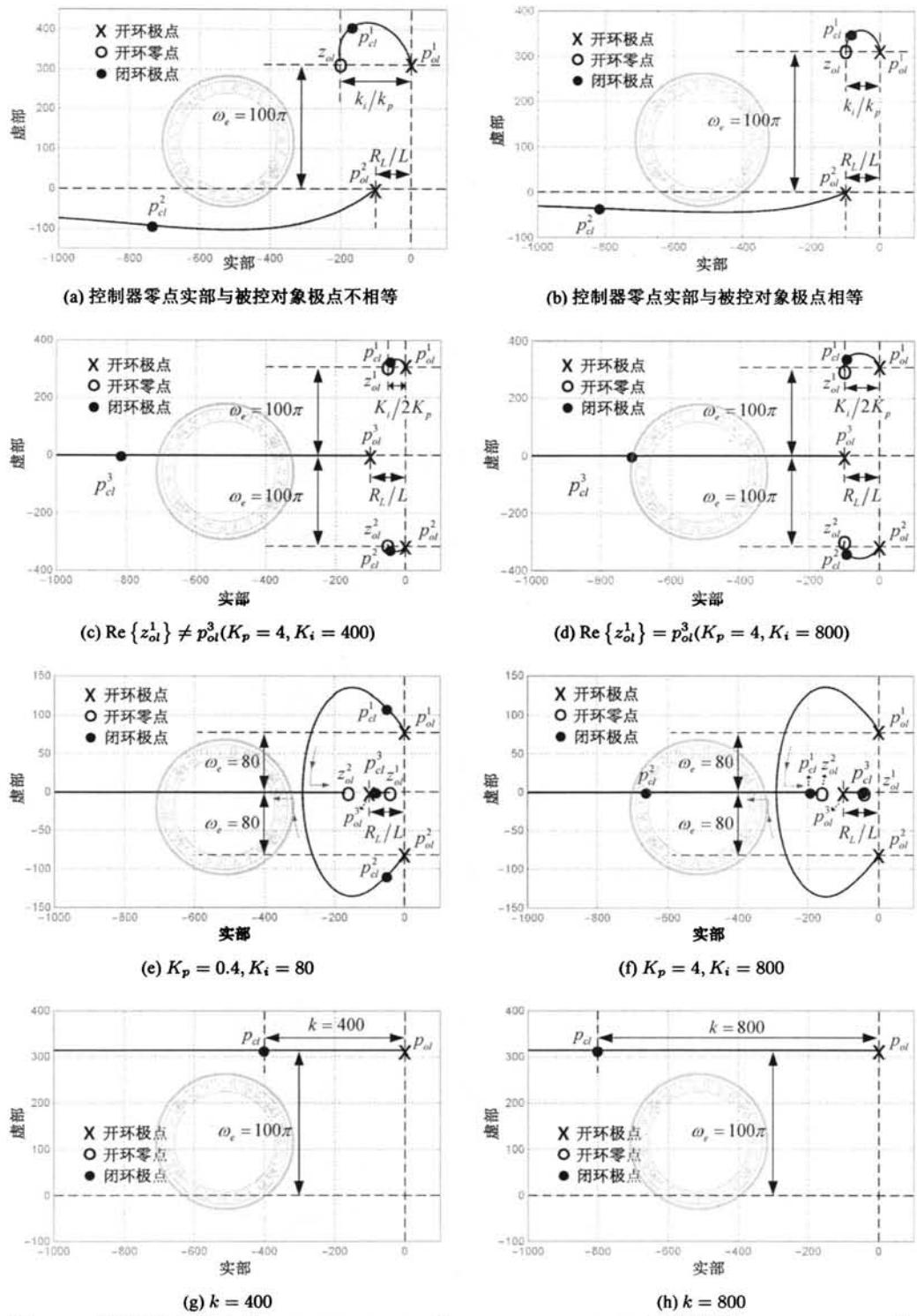


图 4.21: 电流环根轨迹曲线: (a)(b)PS-SRF-PI 且  $\omega_e = 100\pi$ ; (c)(d)PR 控制器且  $\omega_e = 100\pi > \frac{K_i}{2K_p}$ ; (e)(f)PR 控制器且  $\omega_e = 80 < \frac{K_i}{2K_p}$ ; (g)(h)PS-SRF-cPI 且  $\omega_e = 100\pi$

环零点。

$$G_{OL}^s(s) = \frac{K_p \cdot (s^2 + \omega_e^2) + K_i \cdot s}{(s^2 + \omega_e^2) \cdot (s \cdot L + R_L)} \quad (4.38)$$

如图4.21c与图4.21d所示为 PR 控制器调节电流环根轨迹曲线，其中  $\omega_e = 100\pi > K_i / (2K_p)$ ，因此系统含有一对共轭开环零点，基于与 PS-SRF-PI 电流环根轨迹相同的原因，需要设置控制器零点的实部与被控对象的极点相同，但是由于  $\text{Re}\{z_{ol}^1\} = K_i / (2K_p)$ ，因此 PS-SRF-PI 设置规则  $k_i/k_p = R_L/L$  已不再适用，如图4.21c所示。为此，通过在图4.21d中通过设置  $K_i = 2k_i$  以及  $K_p = k_p$ ，实现了控制器零点的实部与被控对象极点相等的目的，获得与图4.21b所示 PS-SRF-PI 电流环非常接近的根轨迹曲线形状。然而，但是由于 PR 控制器包含在负频率  $-\omega_e$  处的开环极点，因此与图4.21b相比系统多出一条起始于开环极点  $p_{cl}^2 = -\omega_e$  的根轨迹分支，而处于该分支的闭环极点  $\text{Im}\{p_{cl}^2\} \approx -\omega_e$ ，因此极点  $p_{cl}^2$  将在 PS-SRF 激励频率为  $\omega_T = 2 \cdot \omega_e$  的暂态分量。

此外，当控制频率为  $\omega_e = 80 < K_i / (2K_p)$  时，基于 PR 控制器的电流环根轨迹如图4.21e与图4.21f所示，此时系统含有两个不相等的实数零点，伴随着根轨迹的形状发生明显的变化。具体而言，在控制器增益较小的情况下，如图4.21e所示，闭环极点  $p_{cl}^1$  与  $p_{cl}^2$  为主导极点，并且极点  $p_{cl}^2$  将在 PS-SRF 激励两倍频的暂态电流分量；而在控制器增益较大的情况下，如图4.21f所示，闭环极点  $p_{cl}^3$  与零点  $z_{ol}^1$  基本重合，而极点  $p_{cl}^2$  远离实轴，此时  $p_{cl}^1$  成为闭环主导极点，并且由于  $\text{Im}|p_{cl}^1| = 0$ ，此时极点  $p_{cl}^1$  将在 PS-SRF 激励频率为  $\omega_e$  的暂态分量。

#### §D: PS-SRF-cPI 暂态响应分析

假设并网滤波器参数估计足够准确，由图4.20c可以得到 cPI 控制器调节电流环在静止坐标系的传递函数，如式(4.39)所示，可见系统仅有一个开环极点  $p_{ol}^1 = j \cdot \omega_e$ 。

$$G_{OL}^s(s) = k \cdot \frac{1}{s - j \cdot \omega_e} \quad (4.39)$$

如图4.21g与图4.21h所示为 PS-SRF-cPI 控制器调节电流环的根轨迹曲线，可见在不考虑滤波器参数估计误差的情况下，系统的闭环极点为  $p_{cl} = -k + j \cdot \omega_e$ 。因此 cPI 控制器具有以下两方面特性，首先实现了 d、q 轴电流的完全解耦，在 PS-SRF 电流调节过程中不存在震荡分量，并且在不考虑延时影响的情况下，可以通过设置控制器增益调节输出电流响应速度；其次，由于 cPI 的零点与被控对象极点完全抵消，因此电流环的响应特性与被控对象的参数完全无关，这一点是前述 PS-SRF-PI 以及 PR 控制器所不具备的。

#### §E: VPI 暂态响应分析

同样不考虑并网滤波器参数估计误差的影响，则由图4.20d可以得到 VPI 控制器调节电流环开环传函如式(4.40)所示。可见与 PR 控制器类似，VPI 控制器分别在正序与负序频率处存在一个开环极点，即  $p_{ol}^1 = j \cdot \omega_e$  与  $p_{ol}^2 = -j \cdot \omega_e$ ，并且在原点处存在一个开环零点，因此 VPI 控制器继承了 cPI 控制器的系统响应与被控对象参数无关的优点。

$$G_{OL}^s(s) = K \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (4.40)$$

进一步,由式(4.40)得到系统的闭环极点为  $p_{cl}^{1,2} = \frac{-K \pm \sqrt{K^2 - 4\omega_e^2}}{2}$ , 可见当  $K < 2\omega_e$  时系统含有两个共轭极点,如图4.22a所示;而当  $K = 2\omega_e$  时系统含有两个相等的实数极点,以及当  $K > 2\omega_e$  时系统含有两个不相等的实数极点,如图4.22b所示。由此可见,虽然VPI控制器继承了cPI控制器系统响应与被控对象参数无关的优势,但是与cPI控制器相比,VPI暂态响应具有以下特点:

- 1) 如图4.22a所示,在控制器增益较小的情况下,闭环极点  $p_{cl}^1$  与  $p_{cl}^2$  均会在PS-SRF激励暂态波动分量,尤其是  $p_{cl}^2$  将产生  $\omega_T \approx 2\omega_e$  的交流分量。
- 2) 如图4.22b所示,当控制器增益  $K = 2\omega_e$  时闭环极点与虚轴的距离最大,此时  $\text{Re}\{p_{cl}^{1,2}\}|_{\max} = \omega_e$ 。然而在不考虑延时的情况下,cPI控制器可以通过改变控制器增益实现闭环极点与虚轴距离的任意调节,如图4.21g与图4.21h所示。
- 3) 如图4.22b所示,当控制器增益  $K > 2\omega_e$  时,闭环极点均处于实轴且分别朝原点与负实轴方向移动,此时闭环极点  $p_{cl}^1$  为主导极点并向虚轴移动,因此系统稳定性呈现下降趋势,并且暂态响应调节时间变长。

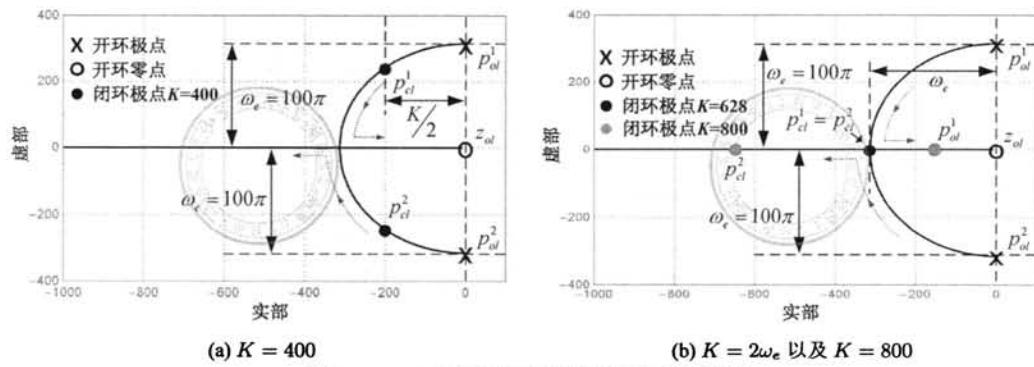


图 4.22: VPI 控制器调节电流环根轨迹曲线

#### 4.4.2 RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器暂态响应比较

由以上分析可知,对于PS-SRF-PI控制器而言,应设置  $k_i/k_p = R_L/L$ ;对于PR控制器而言,应设置  $K_i/(2K_p) = R_L/L$ ;而对于VPI控制器,为了方便与PS-SRF-cPI暂态响应相比较,应设置  $K = 2k$ ,其中  $k$  为PS-SRF-cPI的控制器增益。

综合考虑以上因素,将PS-SRF的PI与cPI控制器修改如下:

$$G_{\text{PI}}^+(s) = k \cdot \frac{s \cdot \hat{L} + \hat{R}_L}{s} \quad (4.41)$$

$$G_{\text{cPI}}^+(s) = k \cdot \frac{s \cdot \hat{L} + j \cdot \omega_e \cdot \hat{L} + \hat{R}_L}{s} \quad (4.42)$$

以及 PR 与 VPI 控制器修改为:

$$G_{\text{PR}}(s) = k \cdot \left( \hat{L} + 2\hat{R}_L \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_e^2} \right) = k \cdot \left\{ \hat{L} + 2\hat{R}_L \cdot R^1(s) \right\} \quad (4.43)$$

$$\begin{aligned} G_{\text{VPI}}(s) &= 2k \cdot \frac{s \cdot (s\hat{L} + \hat{R}_L)}{s^2 + \omega_e^2} \\ &= 2k \cdot \left\{ \hat{L} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \omega_e^2} + \hat{R}_L \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_e^2} \right\} = 2k \cdot \left\{ \hat{L} \cdot R^2(s) + \hat{R}_L \cdot R^1(s) \right\} \end{aligned} \quad (4.44)$$

进一步, 对式(4.41)与式(4.42)进行双线性变换离散化并转换到静止坐标系, 得到其在  $z$  域的传递函数如下:

$$G_{\text{PI}}^+(z) = k \cdot \left( L + \frac{R_L \cdot T_s}{2} \cdot \frac{z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} + 1}{z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - 1} \right) \quad (4.45)$$

$$G_{\text{cPI}}^+(z) = k \cdot \frac{2\hat{L} \cdot (z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - 1) + T_s \cdot (j \cdot \omega_e \cdot \hat{L} + \hat{R}_L) (z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} + 1)}{2(z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - 1)} \quad (4.46)$$

对式(4.43)、式(4.44)使用预曲双线性变换离散化, 可以得到其  $z$  域的表达式, 其中:

$$R_{tp}^1(z) = \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{2\omega_e} \cdot \frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) + z^{-2}} \quad (4.47)$$

$$R_{tp}^2(z) = \left\{ \cos\left(\frac{\omega_e \cdot T_s}{2}\right) \right\}^2 \cdot \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) + z^{-2}} \quad (4.48)$$

为进一步考察 RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 电流环暂态响应的差异, 以及更加直观了解不同控制器电流环暂态响应调节过程的特点, 通过离散域电流环阶跃响应验证上述分析所得结论的正确性。如图4.23所示, 为静止坐标系离散域电流环控制框图, 其中  $G_C(z)$  代表电流控制器, 可以为 PS-SRF-PI、PS-SRF-cPI、PR 或者 VPI 控制器的一种, 而  $G_{\text{PL}}(z)$  为被控对象离散域的传函, 其表达式如式(3.9)所示。

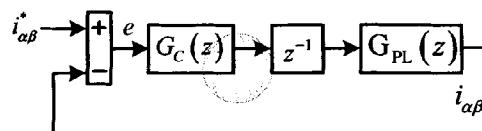


图 4.23: 离散域电流环框图

设置 PS-SRF 的  $d$  轴参考电流为阶跃信号, 而  $q$  轴电流给定为零, 即  $i_{dq}^*(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$ , 首先得到静止坐标系的参考信号如下:

$$i_{\alpha\beta}^*(z) = e^{j\omega_e \cdot t} \cdot i_{dq}^* \cdot (z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s}) = \frac{e^{j\omega_e \cdot t}}{1 - z^{-1} \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s}} \quad (4.49)$$

进一步由图4.23得到输出电流信号并将其转换到 PS-SRF, 如下所示:

$$i_{dq}(z) = \mathcal{Z}^{-1} \left\{ \frac{G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)}{1 + G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)} \cdot i_{\alpha\beta}^*(z) \right\} \cdot e^{j\omega_e \cdot t} \quad (4.50)$$

### §A: PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 暂态响应比较

由前述分析可知, 由于 PS-SRF-PI 控制器的零点无法与被控对象的极点对消, 并且随着控制频率的升高, 两者相距越远, 相应的耦合越严重。此外如图4.21a与图4.21b所示, PS-SRF-PI 调节系统存在一个接近实轴的闭环极点  $p_d^2$ , 该极点将会在 PS-SRF 激励频率为  $\omega_e$  的暂态分量, 而另外一个靠近虚轴的闭环极点  $p_d^1$  会延长调节时间并增大超调量。另一方面, PS-SRF-cPI 控制器的零点与被控对象的极点完全抵消, 因此可以实现 d 轴与 q 轴电流的独立调节, 并且电流环响应特性与被控对象的参数完全无关, 以及可以通过调整控制器增益调节输出电流响应速度。

如图4.24所示为控制频率  $\omega_e = 100\pi$ , 不同控制器增益下 PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 调节电流环的阶跃响应。通过观察可以发现, 在相同控制器增益下 cPI 控制器获得比 PI 控制器更优异的性能, 表现为更短的调节时间并且没有产生超调, 此外 cPI 控制器几乎没有产生耦合电流, 这与前述分析是相符的。然而, 当使用 PI 控制器时, 随着控制器增益的增大, 闭环极点  $p_d^2$  与虚轴的距离增大, 系统响应速度加快、超调减小并且对 q 轴的耦合电流减小, 但是电流调节过程存在频率为  $\omega_e$  的震荡分量, 如图4.24b中的  $k \leq 400$  所示情况。然而, 随着控制器增益的持续增加, 闭环极点  $p_d^1$  远离零点并向虚轴靠近, 因此  $p_d^1$  成为主导极点, 该极点几乎不会产生震荡分量, 如图4.24b中的  $k = 800$  所示情况。

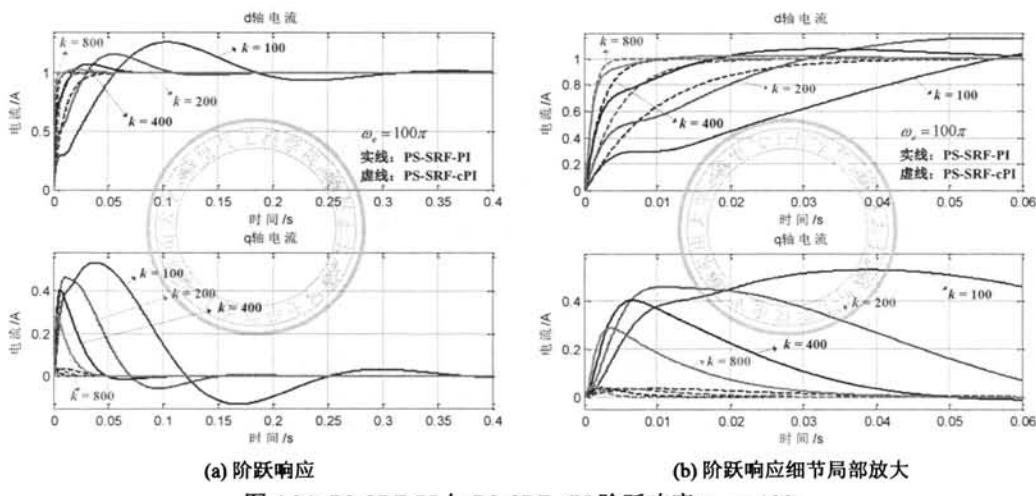


图 4.24: PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 阶跃响应  $\omega_e = 100\pi$

另一方面, 随着控制频率的下降, PS-SRF-PI 零点与被控对象的极点更为接近, 因此系统耦合程度逐渐减弱, 在相同控制器增益下, 系统的阻尼率增大, 因此可以更好地抑制超调的产生, 并缩短电流调节时间。如图4.25所示控制频率  $\omega_e = 80$ , 可见此时 PI 与 cPI 控制器对 d 轴电流的调节过程非常接近, 并且几乎没有产生超调。然而, 由于 PI 控制器没有解耦功能, 因此 q 轴耦合电流要比 cPI 控制大得多。此外, 通过提高控制器增益, 可以减小电流环耦合强度, 这与文献 [91] 所得结论是相同的。

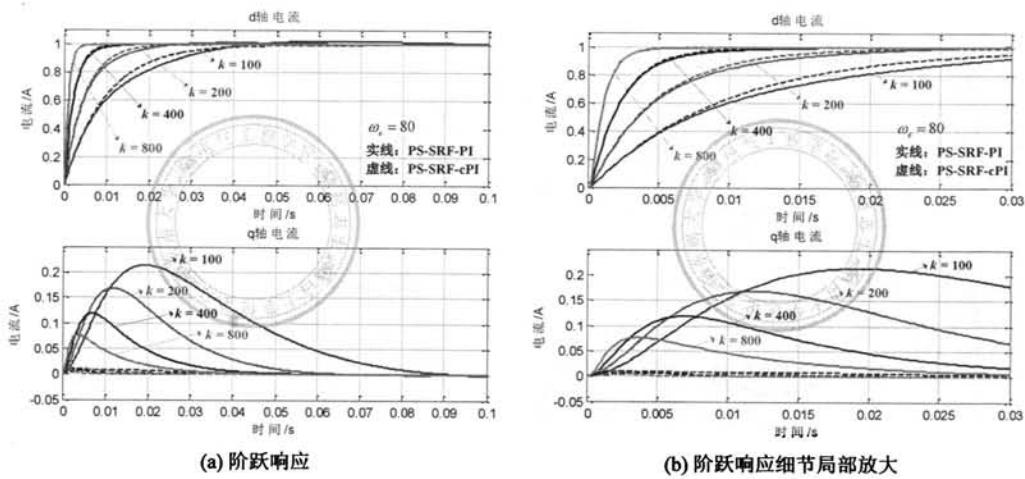


图 4.25: PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 阶跃响应  $\omega_e = 80$

## §B: PS-SRF-PI 与 PR 暂态响应比较

由以上分析可知, PR 控制器由 PS-SRF-PI 与 NS-SRF-PI 控制器叠加而成, 因此 PR 控制器可以同时实现对正序与负序分量的无静差调节, 然而虽然 PR 控制器继承了 PS-SRF-PI 控制器的某些特性(比如解耦, 对正序分量的无静差调节), 但是两者具有不同的暂态响应特性。如图4.26a与图4.26b所示为控制频率  $\omega_e = 100\pi$  时, 通过取不同控制器增益得到 PS-SRF-PI 与 PR 控制器调节电流环的阶跃响应。通过与图4.21b和图4.21d对比可知, 基于 PR 控制器的电流环根轨迹相比 PS-SRF-PI 多了一条始于负频率  $-\omega_e$  处的分支, 而处于该分支的闭环极点将会在 PS-SRF 激励两倍频的暂态分量, 这种特点在图4.26a与图4.26b得到很好的体现, 并且该极点同样会在 q 轴耦合电流产生两倍频分量。

设置  $\omega_e = 80$ , 得到基于 PS-SRF-PI 和 PR 控制器的电流环阶跃响应如图4.26c与图4.26d所示, 可见当控制器增益较小时 ( $k = 100$ ), PR 控制器的 d 轴电流含有接近两倍频的暂态分量, 随着控制器增益的持续增大, 暂态分量的频率逐渐下降至  $\omega_e$ , 这与图4.21e与图4.21f分析所得结论是一致的。

## §C: PS-SRF-cPI 与 VPI 暂态响应比较

由以上分析可知, VPI 控制器由 PS-SRF-cPI 与 NS-SRF-cPI 叠加而成, 并且 VPI 控制器继承了 cPI 控制器系统响应与被控对象无关的优点, 但是两者的暂态响应具有较大的差别。如图4.26e与图4.26f所示为控制频率  $\omega_e = 100\pi$  时 PS-SRF-cPI 与 VPI 调节电流环的阶跃响应, 当控制器增益较小 ( $k = 100$ ) 时, VPI 的阶跃响应存在两倍频暂态分量, 并且随着控制器增益的增大, 暂态响应频率逐渐下降。然而, 只要  $k < \omega_e$  时 VPI 控制器均可以较好的围绕跟踪 PS-SRF-cPI 的调节过程, 而当  $k > \omega_e$  时 ( $k = 800$ ), 由图4.22可知, 闭环极点  $p_{cl}^1$  向虚轴移动, 伴随响应速度变慢, 以致 VPI 控制器无法继续跟踪 cPI 的调节过程。

如图4.27a与图4.27b所示为控制频率  $\omega_c = 80$  时 PS-SRF-cPI 与 VPI 的阶跃响应，同

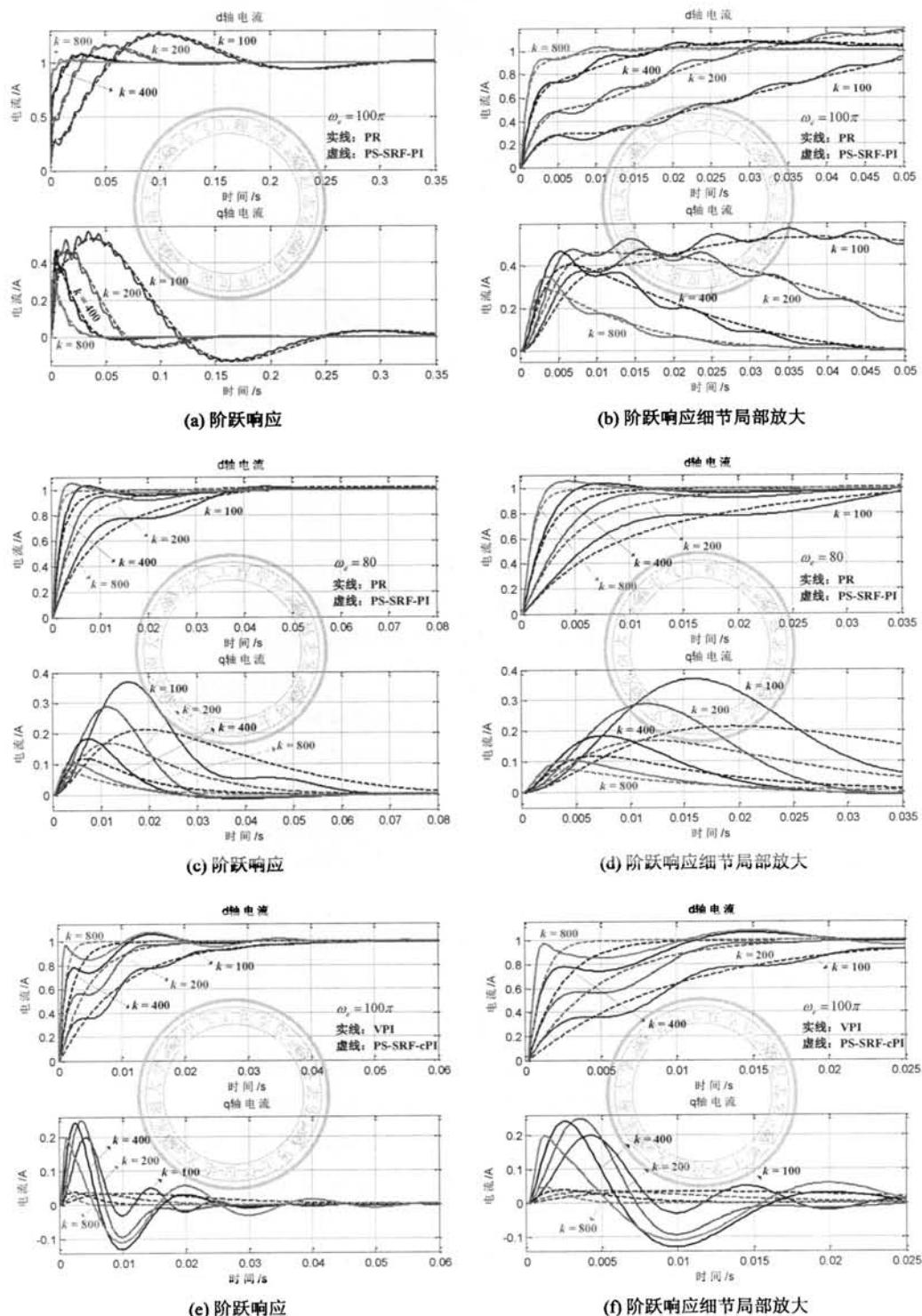


图 4.26: 不同控制器增益电流环阶跃响应比较: (a)(b)PS-SRF-PI 与 PR 且  $\omega_e = 100\pi$ ; (c)(d)PS-SRF-PI 与 PR 且  $\omega_e = 80$ ; (e)(f)PS-SRF-cPI 与 VPI 且  $\omega_e = 100\pi$

样在 VPI 调节过程中可以观察到两倍频波动分量，如图4.27b所示  $k = 100$  的情况，并且随着控制器增益的增大震荡频率呈下降趋势，另外当  $k = 800$  时 VPI 获得了比 cPI 更快的响应速度，这是因为控制频率较低的情况下，由于 VPI 增益是 cPI 的两倍，闭环极点  $p_d^2$  进一步远离虚轴而导致的。然而，由于闭环极点  $p_d^1$  与  $p_d^2$  在 PS-SRF 均表现为复数极点，因此将会在 q 轴激励耦合电流。

#### §D: PR 与 VPI 暂态响应比较

如图4.27c与图4.27d所示，为控制频率  $\omega_e = 100\pi$  时不同控制器增益下采用 PR 与 VPI 控制器的电流环阶跃响应，通过观察可以得到以下结论：

1) 当控制器增益  $k = 100$  时，PR 与 VPI 控制器的阶跃响应调节过程差别明显，表现为 PR 控制器的调节时间远大于 VPI 控制器，并产生严重的超调。这可以通过根轨迹闭环极点的分布进行解释，如图4.28a所示，采用 PR 控制器且  $k = 100$  时闭环极点  $p_d^1$ 、 $p_d^2$  与虚轴的距离为  $|\text{Re}\{p_d^1\}| = |\text{Re}\{p_d^2\}| = 13.4$ ，而  $|\text{Re}\{p_d^3\}| = 174$ ，因此极点  $p_d^1$  与  $p_d^2$  为闭环主导极点，然而其位置过于靠近虚轴。而使用 VPI 控制器且  $k = 100$  时闭环极点分布如图4.28e所示，其中  $|\text{Re}\{p_d^1\}| = |\text{Re}\{p_d^2\}| = 50$ ，因此系统获得更快的响应速度。同样的分析方法也可以解释  $k = 200$  的情况，如图4.28b与图4.28f所示。

2) 随着控制器增益的增加，如图4.28a ~ 图4.28d所示，闭环极点  $p_d^1$  与  $p_d^2$  分别逐渐向零点  $z_{ol}^1$  和  $z_{ol}^2$  靠近，因此极点  $p_d^1$  与  $p_d^2$  的作用减小，系统的响应速度加快，由图4.27c与图4.27d可知当  $k = 400$  时使用 PR 与 VPI 获得几乎相同的暂态响应。

3) 如图4.28e ~ 图4.28h所示，随着控制器增益的持续增加，闭环极点  $p_d^1$  向零点  $z_{ol}$  移动，当  $k = 800$  时 VPI 控制器调节系统的闭环主导极点  $p_d^2$  与 PR 控制器电流环的主导极点  $p_d^3$  位置非常接近，因此系统的暂态响应差别很小，如图4.27d所示。

4) 如图4.27c与图4.27d所示，VPI 控制器获得比 PR 控制器更小的耦合强度，然而随着控制器增益的升高，两者的差异越小，这与文献 [91] 所得结论是相同的。

当控制频率  $\omega_e = 80$  时，基于 PR 与 VPI 控制器的电流环在不同控制器增益下的阶跃响应如图4.27e与图4.27f所示。此时，在所考虑的 4 种控制器增益情况下，两者获得了非常接近的暂态响应，原因分析如下：

1) 当控制器增益  $k = 100$  时，由图4.28i可知，基于 PR 控制器的电流环闭环极点  $\text{Re}|p_d^3| = 76$  以及  $\text{Re}|p_d^1| = \text{Re}|p_d^2| = 63$ ，但由于  $p_d^3$  靠近零点  $z_{ol}^1$ ，因此可以忽略极点  $p_d^3$  的影响。此外由图4.28m可知，当采用 VPI 控制器时， $\text{Re}|p_d^1| = \text{Re}|p_d^2| = 50$ ，与对应的 PR 控制器电流环闭环主导极点衰减速度基本相同，因此两者的阶跃响应并无明显差别。

2) 当控制器增益  $k = 200$  时，由图4.28j可知，PR 控制器电流环闭环极点  $p_d^1$  与  $p_d^2$  与虚轴的距离为 120。另一方面，由图4.28n可知，VPI 控制器调节电流环闭环极点  $\text{Re}|p_d^2| = 160$  以及  $\text{Re}|p_d^1| = 40$ ，但由于  $p_d^1$  更为靠近零点  $z_{ol}$ ，因此由其激励的暂态分量幅值很小。同样的分析也可以用于解释  $k = 400$  的情况，如图4.28k与图4.28o所示。

3) 当控制器增益  $k = 800$  时，对于 VPI 控制器调节电流环而言，闭环极点  $p_d^1$  几乎与零点  $z_{ol}$  重合，因此可以忽略极点  $p_d^1$  的影响，如图4.28p所示。而对于 PR 控制器而言，

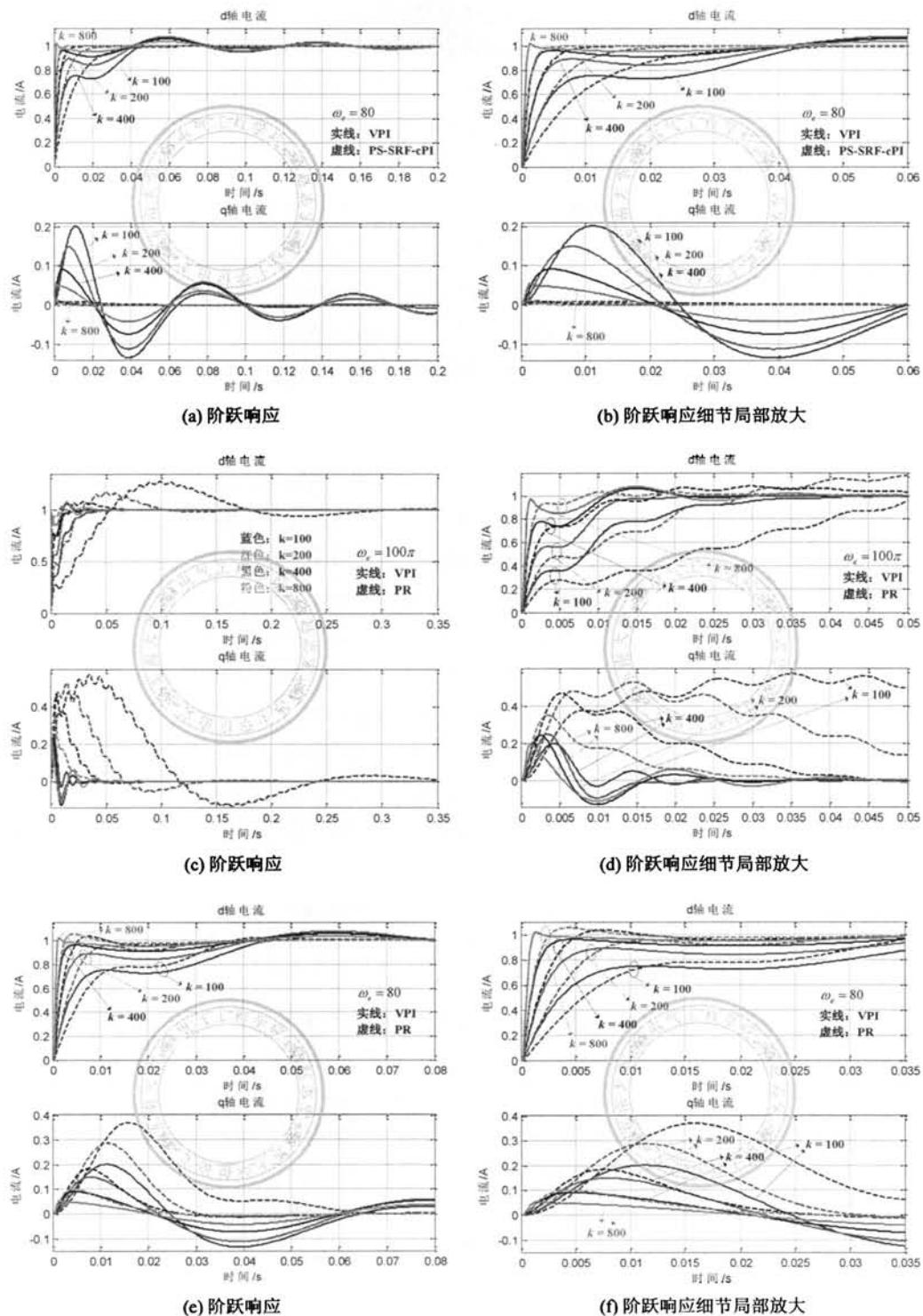


图 4.27: 不同控制器增益电流环阶跃响应比较: (a)(b)PS-SRF-cPI 与 VPI 且  $\omega_e = 80$ ; (c)(d)PR 与 VPI 且  $\omega_e = 100\pi$ ; (e)(f)PR 与 VPI 且  $\omega_e = 80$

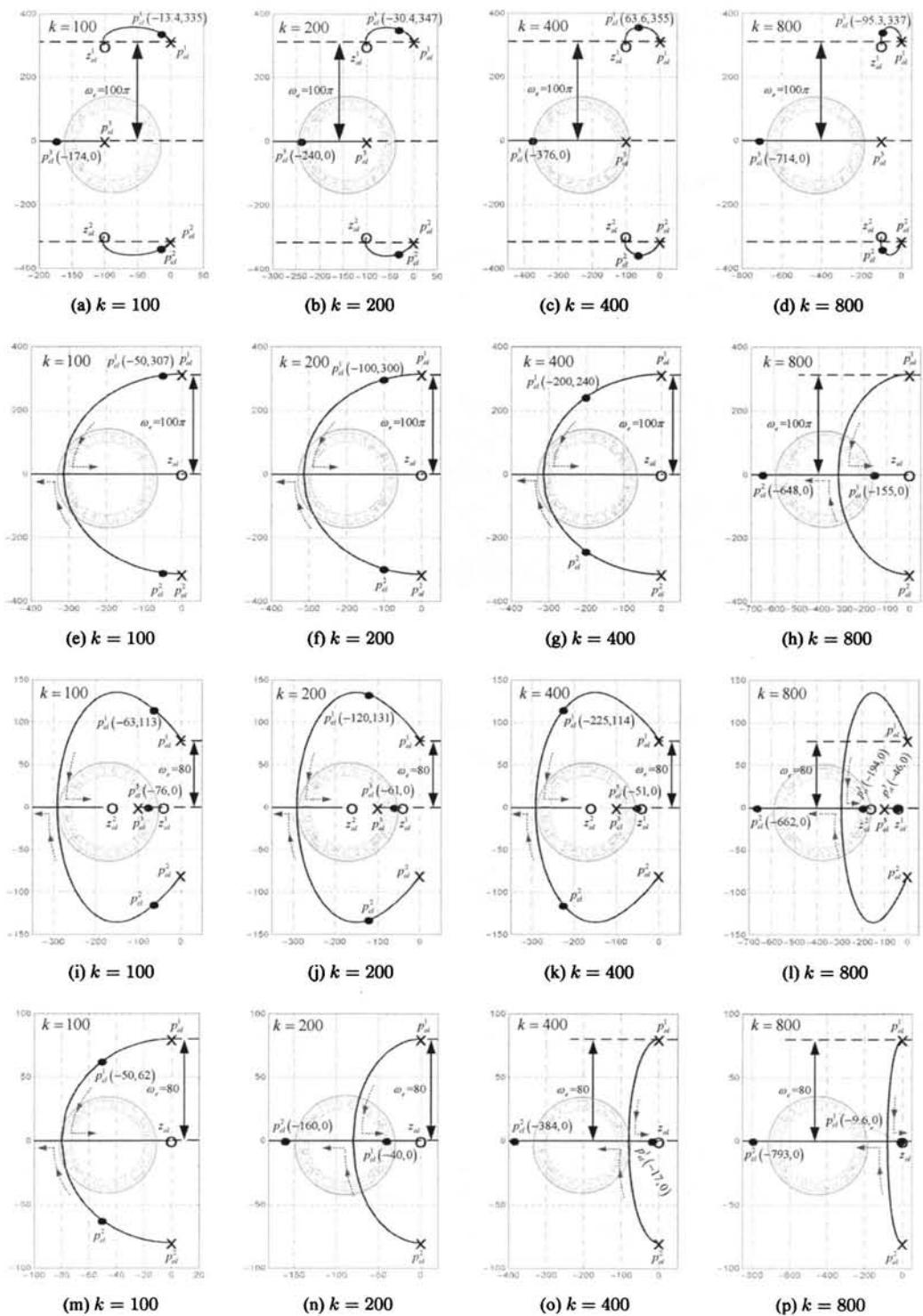


图 4.28: 不同控制器增益下电流环的闭环极点分布: (a)~(d)PR 控制器且  $\omega_e = 100\pi$ ; (e)~(h)VPI 控制器且  $\omega_e = 100\pi$ ; (i)~(l)PR 控制器且  $\omega_e = 80$ ; (m)~(p)VPI 控制器且  $\omega_e = 80$

如图4.28l所示，闭环极点  $p_d^1$  与零点  $z_{ol}$  的距离要比  $p_d^2$  要小得多，因此  $p_d^1$  成为闭环主导极点。进一步，结合图4.28l与图4.28p可以发现，基于 PR 与 VPI 控制器电流环闭环极点  $p_d^2$  位置非常接近，因此两者的暂态响应基本相同，如图4.27e与图4.27f所示。

#### 4.4.3 RCs 延时影响与补偿方法

考虑到 PR 控制器由 PS-SRF-PI 与 NS-SRF-PI 的叠加而成，因此将 PS-SRF-PI 控制器的延时补偿原理扩展到 NS-SRF-PI，即可得到 PR 控制器的延时补偿方法如图4.29所示，其中延时项的时间常数  $T_d$  与图3.11定义相同。

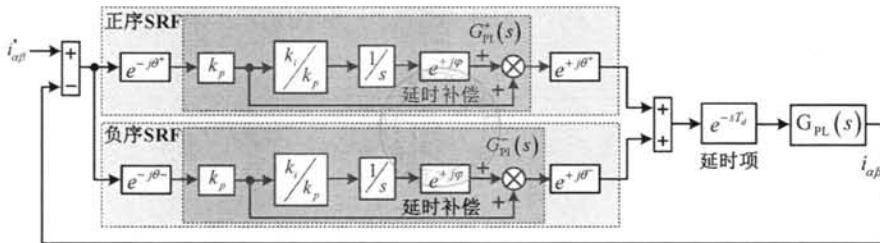


图 4.29: PR 控制器延时补偿

进一步应用 SRF 频率转移原理，结合图4.29可以得到延时补偿后 PR 控制器的传递函数如式(4.51)所示，其中  $\varphi$  为延时补偿角。

$$\begin{aligned} G_{PR}^d(s) &= \underbrace{\left( k_p + k_i \cdot \frac{1}{s - j\omega_e} \cdot e^{+j\varphi} \right)}_{\text{PS-SRF-PI with delay compensation}} + \underbrace{\left( k_p + k_i \cdot \frac{1}{s + j\omega_e} \cdot e^{-j\varphi} \right)}_{\text{NS-SRF-PI with delay compensation}} \\ &= 2k_p + 2k_i \cdot \frac{s \cdot \cos(\varphi) - \omega_e \cdot \sin(\varphi)}{s^2 + \omega_e^2} = K_p + K_i \cdot R^{1d}(s) \end{aligned} \quad (4.51)$$

如图4.30所示，延时补偿角  $\varphi$  定义为延时补偿后  $R_d^1(s)$  与补偿前  $R^1(s)$  在谐振频率  $\omega_e$  处的相位超前角，抑或是延时补偿后  $G_{PR}^d(s)$  与补偿前  $G_{PR}(s)$  在谐振频率  $\omega_e$  处的相位差。

需要注意的是，由于基于状态反馈解耦 DSRFC-PI 的 PS 与 NS 解耦项相互抵消，因此无论 PS-SRF 与 NS-SRF 支路是否包含解耦环节，PR 控制器都完全丧失解耦能力，这也使得 PR 控制器与 PS-SRF-PI 控制器的延时补偿不尽相同，有关 PR 控制器的延时补偿将在后续详细介绍。

类似地，将 PS-SRF-cPI 控制器延时补偿扩展到 NS-SRF-cPI 控制器，即可得到 VPI 控制器的延时补偿方案如图4.31所示，并进一步得到延时补偿后 VPI 控制器的传递函数，

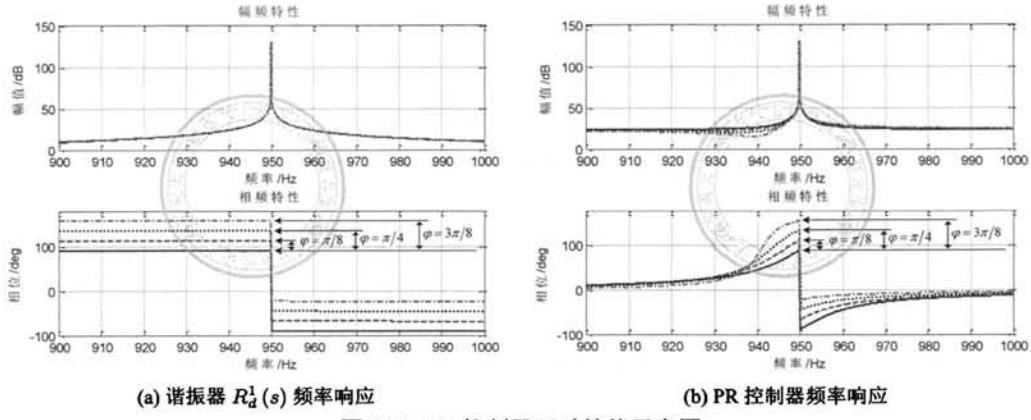


图 4.30: PR 控制器延时补偿示意图

如式(4.52)所示。

$$\begin{aligned}
G_{\text{VPI}}^d(s) &= k \cdot \underbrace{\frac{(s - j\omega_e) \hat{L} + \hat{R}_L + j\omega_e \hat{L}}{s - j\omega_e} \cdot e^{+j\varphi}}_{\text{PS-SRF-cPI with delay compensation}} + \underbrace{k \cdot \frac{(s + j\omega_e) \hat{L} + \hat{R}_L - j\omega_e \hat{L}}{s + j\omega_e} \cdot e^{-j\varphi}}_{\text{NS-SRF-cPI with delay compensation}} \\
&= 2k \cdot \left\{ \hat{L} \cdot \frac{s^2 \cdot \cos(\varphi) - s \cdot \omega_e \cdot \sin(\varphi)}{s + \omega_e^2} + \hat{R}_L \cdot \frac{s \cdot \cos(\varphi) - \omega_e \cdot \sin(\varphi)}{s + \omega_e^2} \right\} \\
&= K \cdot \left\{ \hat{L} \cdot R^{2d}(s) + \hat{R}_L \cdot R^{1d}(s) \right\}
\end{aligned} \tag{4.52}$$

由以上分析可知, VPI 控制器继承了 cPI 控制器的解耦能力以及系统响应与被控对象参数无关的特点, 并且由图4.16f可知 VPI 控制器在  $\omega_e$  与  $-\omega_e$  频率处均获得了期望的单位增益输出, 并且闭环频率响应没有产生闭环奇异点。然而, 电流环数字控制的一拍延时是不可避免的, 并且随着控制频率的升高以及采样频率的降低(载波比低下的情况), 延时对控制系统的影响凸显。

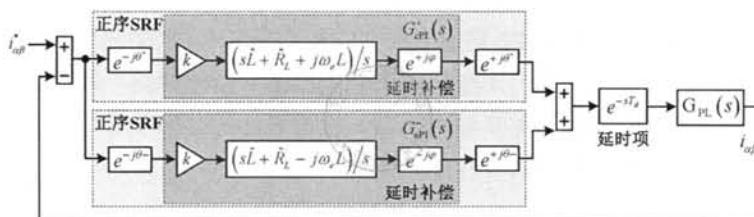


图 4.31: VPI 控制器延时补偿

设置采样频率为 5kHz 以及控制频率 950Hz，并以对称规则采样为例，其中控制器增益取  $k = 400$ ，电流环延时补偿前后闭环频率响应分别如图4.32a与图4.32b所示。通过观察可以发现，在不考虑延时的情况下，VPI 控制器在 PS 与 NS 控制频率处均获得单位增益以及零相位输出，并且幅频特性关于 PS 与 NF 频率两侧均呈现单调衰减特性，没

有发生输出放大现象。另一方面，当电流环包含延时后，由于 VPI 控制器在  $\omega_e$  与  $-\omega_e$  处提供了无穷大增益，因此在稳定的前提下，系统在 PS 与 NS 频率处依然获得了单位增益输出，但是闭环频率响应在此频率点附近均出现闭环奇异点，比如在频率 980Hz 输出放大 3.64 倍。因此对于 VPI 控制器而言，尽管其继承了 cPI 控制器的解耦能力，当控制频率较高时同样也需要对其进行延时补偿，以提高电流环稳定裕度并抑制闭环奇异点的产生。

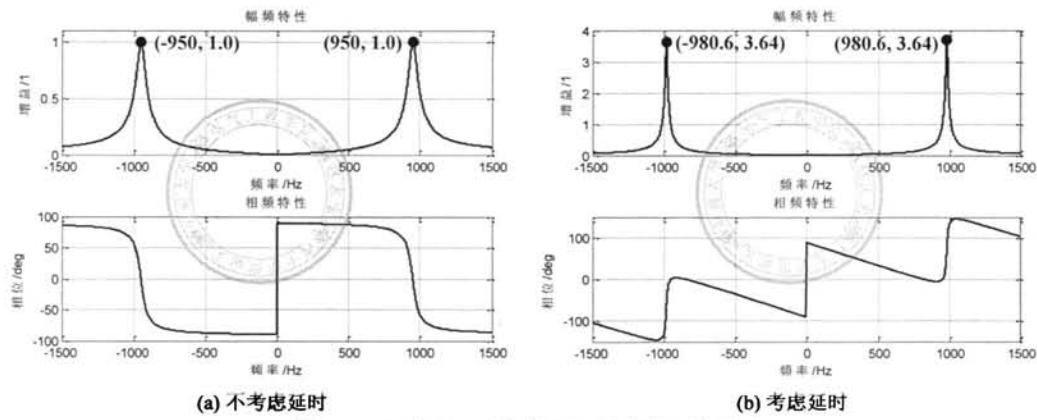


图 4.32: 延时对 VPI 控制器调节电流环的影响

## 4.5 RCs 延时补偿

在第三章对 PS-SRF-PI 以及 PS-SRF-cPI 控制器延时补偿分析是在连续域进行，并将延时环节以二阶 Padé 函数近似，如式(3.24)所示。然而，在数字实现时必须对控制器进行离散化，而不同的离散化方法对控制系统的影响也不尽相同，因此需要对离散化后系统的延时补偿有效性进行进一步验证。显然，如果直接在离散域研究延时补偿将可以避免这个问题，为此首先需要对延时补偿后的 PR 与 VPI 控制器进行离散化。文献 [100] 深入研究了 RCs 的离散化问题，分别从谐振频率匹配、谐振峰值、系统稳定性以及延时补偿准确性等方面对比分析了 8 种离散化方法的特性，指出预曲双线性变换离散化最合适，为此得到离散化后两种谐振器的传递函数如下：

$$\begin{aligned}
 R_{tp}^{1d}(z) &= \frac{\frac{1}{2}(1-z^{-2}) \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\omega_e \cdot T_s) - (1+2z^{-1}+z^{-2}) \cdot \sin(\varphi) \cdot \{\sin(\frac{\omega_e \cdot T_s}{2})\}^2}{\omega_e \cdot (1-2z^{-1} \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) + z^{-2})} \\
 R_{tp}^{2d}(z) &= \frac{\frac{1}{2}(-1+z^{-2}) \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(\omega_e \cdot T_s) + (1-2z^{-1}+z^{-2}) \cdot \cos(\varphi) \cdot \{\cos(\frac{\omega_e \cdot T_s}{2})\}^2}{1-2z^{-1} \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) + z^{-2}}.
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

进一步由式(4.53)、式(4.51)并结合式(4.52)即可得到延时补偿后 PR 与 VPI 控制器预曲双线性变换的  $z$  域表达式, 分别如式(4.54)与式(4.55)所示。

$$G_{\text{PR}}^d(z) = K_p + K_i \cdot R_{tp}^{1d}(z) \quad (4.54)$$

$$G_{\text{VPI}}^d(z) = K \cdot \left\{ \hat{L} \cdot R_{tp}^{2d}(z) + \hat{R}_L \cdot R_{tp}^{1d}(z) \right\} \quad (4.55)$$

#### 4.5.1 RCs 调节系统最佳稳定判据

对于控制系统而言, 稳定判据应该具有两方面的作用, 首先是能够判别控制系统是否稳定, 并且对于稳定的系统还要能判别系统的稳定程度。如图3.33d、图3.34b以及图3.35e所示, 对于 PS-SRF-PI 或者 PS-SRF-cPI 调节系统, 由于开环幅频响应呈现单调衰减特性, 因此通过相位裕度或者增益裕度即可很好地判别系统的稳定性以及稳定程度, 并且根据最大带宽设计方法要求系统的相位裕度满足  $\text{PM} > 40^\circ$ , 从而在系统带宽(响应速度)与稳定裕度(阻尼率)之间获得较好的性能折中。

如图4.23所示, 将其中的控制器  $G_C(z)$  替换成式(4.54)与式(4.55)即可分别得到基于 PR 与 VPI 控制器的电流环控制框图, 其中开环传递函数为:

$$G_{\text{OL}}(z) = G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z) \quad (4.56)$$

以系统参数  $L = 5\text{mH}$ ,  $R_L = 0.5\Omega$ ,  $f_s = 10\text{kHz}$  为例(如无特别说明, 这3个参数在本章的以下分析中均默认相同), 并且设置  $\omega_e = 100\pi$ 、 $K_p = 15$  以及  $\varphi = 0$ , 由式(4.56)得到基于 PR 调节器电流环的开环频率响应以及奈奎斯特曲线, 分别如图4.33a与图4.33b所示, 通过观察可以得到以下结论:

1) 首先观察图4.33a, 通过对  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  与  $G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  的频率响应可知, 由于谐振器  $G_{tp}^{1d}(z)$  对谐振频率提供的无穷大增益, 以致系统开环频率响应在谐振频率  $\omega_e$  处产生无穷大的谐振峰值, 从而实现闭环频率响应在谐振频率处的单位增益输出。此外, 谐振器的引入仅在谐振频率附近很窄的频率段影响系统频率响应, 在低频( $\ll \omega_e$ )以及高频( $\gg \omega_e$ )段  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  与  $G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  两者的频率响应几乎完全相同。

2) 由图4.33a以及图4.33b单位圆局部放大部分可知, 由于谐振频率小于由比例系数  $K_p$  确定的幅值穿越频率  $\omega_c$ , 因此谐振器的引入并不影响系统稳定性, 并且穿越频率  $f_c$  以及相位裕度 PM 均保持不变。

3) 如图4.30a所示, 谐振器  $R_{tp}^{1d}(z)$  在谐振频率处的相位存在  $180^\circ$  突变, 该特性将会反映到电流环频率响应, 如图4.33a的相频特性所示, 系统开环相频曲线在控制频率  $\omega_e$  处产生  $180^\circ$  相位突变。

4) 此外, 由图4.33b奈奎斯特曲线可知,  $G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  与  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  在低频以及高频段完全重合, 而在谐振频率附近  $G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  开始偏离  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$ , 并由于谐振器在谐振频率处存在的无穷大增益,  $G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{\text{PL}}(z)$  在谐振频率处的奈

氏曲线延伸至无穷远处，并顺时针旋转  $180^\circ$ ，这是由图4.30a所示谐振器的频率特性决定的。

5) 由于谐振器  $R_{tp}^{1d}(z)$  在谐振频率处具有无穷大增益的特点，电流环奈奎斯特曲线在谐振频率  $\omega_e$  处形成一条渐近线，需要特别指出的是这条渐近线实际上是并不存在的，这里画出的目的是为了方便分析与解释，原因在于奈奎斯特曲线在谐振频率  $\omega_e$  处通过无穷远半圆顺时针旋转  $180^\circ$  绕过，而非通过渐近线，如图4.33b所示的无穷大半圆。其中，渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2 + \varphi - \omega_e \cdot T_s + \angle G_{PL}(z)$ ，因此通过改变延时补偿角  $\varphi$  的取值即可改变渐近线与实轴的夹角，如图4.33b所示。

6) 由于谐振频率  $\omega_e$  远小于系统的幅值穿越频率  $\omega_c$ ，因此即使谐振器在谐振频率处产生无穷大增益，系统开环频率响应也不会为此而产生额外的 0dB 穿越点，也即谐振器的引入不会对系统稳定性造成影响，此时系统的稳定裕度（相位裕度或者增益裕度）与  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$  是完全相同的，如图4.33a所示。

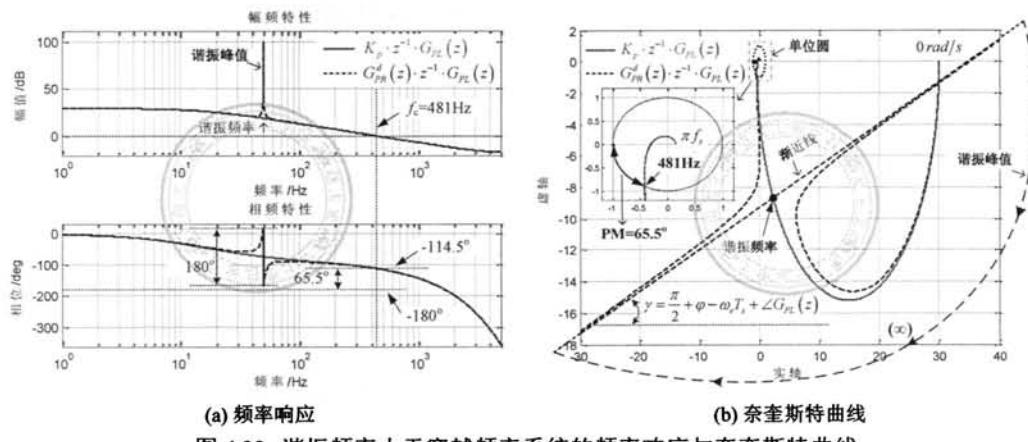


图 4.33: 谐振频率小于穿越频率系统的频率响应与奈奎斯特曲线

此外，设置  $\omega_e = 100\pi \times 19$ 、 $K_p = 15$ 、 $K_i = 2000$  以及  $\varphi = 0$ ，相应的系统开环频率响应以及奈奎斯特曲线分别如图4.34a与图4.34b所示，可以看到此时谐振频率  $\omega_e$  超过了由  $K_p$  决定的幅值穿越频率  $\omega_c$ ，由此也将产生一些新的现象和问题，分析如下：

1) 由图4.34a幅频特性以及图4.34b的单位圆细节放大图可知，由于谐振频率  $\omega_e$  大于由  $K_p$  确定的幅值穿越频率  $\omega_c$ ，此时在谐振频率附近将出现两个额外的 0dB 穿越点，即图4.34b的穿越点 1 和穿越点 2。

2) 如图4.34b单位圆附近细节放大图所示，由于奈氏曲线包围了临界点  $(-1, j0)$ ，而由图4.21c~4.21f可知系统是开环稳定的，因此闭环系统是不稳定的<sup>[100]</sup>。但是由于谐振器  $R_{tp}^{1d}$  仅在谐振频率  $\omega_e$  附近很窄的频率段产生作用，因此对幅值穿越频率  $\omega_c$  处的频率响应几乎没有影响，也即电流环在  $\omega_c$  处的相位裕度  $PM = 65.5^\circ$  保持不变。

3) 显然，此时穿越频率  $\omega_c$  处相位裕度已经不能代表整体系统的稳定性，由图4.34b单位圆附近细节放大图可知，由于谐振器在谐振频率处的增益与相位突变特性，以致系统

在单位圆穿越点 2 处的相位裕度小于零，显然系统是不稳定的。

4) 由此可以得出结论，当谐振频率大于  $K_p$  确定的幅值穿越频率  $\omega_c$  时，由于谐振器会产生两个额外的 0dB 穿越频率，并且系统这两个穿越频率的相位裕度与  $\omega_c$  处相位裕度不相等，因此整体系统的稳定性不能由  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$  在  $\omega_c$  处的相位裕度来衡量。

5) 鉴于此，文献 [102] 指出在无延时补偿的情况下，当谐振频率  $\omega_e$  大于由  $K_p$  确定的幅值穿越  $\omega_c$  时，闭环系统稳定性将无法得到保证，这个结论与以上分析是相符的。

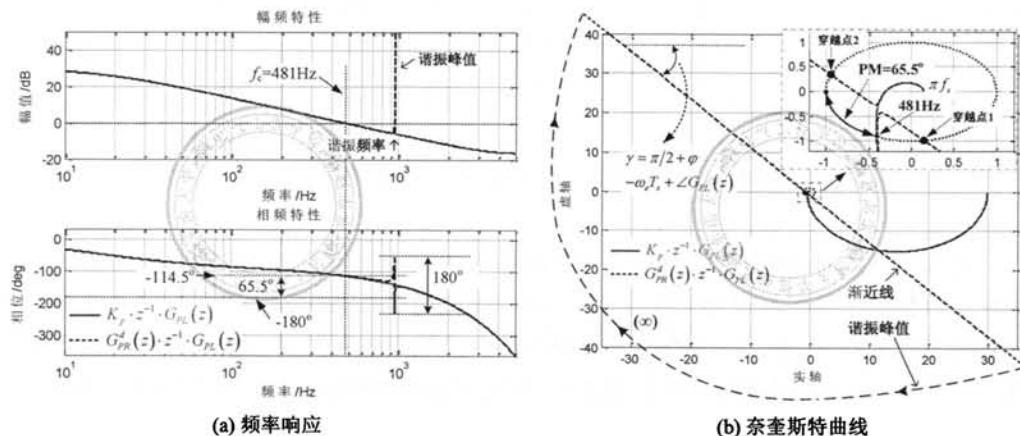


图 4.34: 谐振频率大于穿越频率系统的频率响应与奈奎斯特曲线（不稳定情况）

继续设置  $\omega_e = 100\pi \times 19$ 、 $K_p = 15$ 、 $K_i = 2000$  而  $\varphi = 5\pi/9$ ，对应的开环频率响应以及奈奎斯特曲线分别如图4.35a与图4.35b所示，此时渐近线与实轴的夹角  $\gamma = 49.6^\circ$ ，通过观察可以得到以下结论：

1) 从图4.35b所示奈奎斯特曲线来看，首先最明显的特点是电流环经过延时补偿后，奈奎斯特曲线没有包围临界点  $(-1, j0)$ ，因此延时补偿后系统是稳定的。另一方面，尽管从相位裕度的角度看，加入谐振器后系统在幅值穿越点 2 的相位裕度为  $PM = 44.3^\circ$ ，小于  $K_p$  确定的穿越频率  $\omega_c$  处的相位裕度  $PM = 65.5^\circ$ 。

2) 观察图4.35a所示开环频率响应，虽然系统在谐振频率处依然获得了无穷大增益，但是在谐振频率  $\omega_e$  左侧存在增益减小的区域，如图4.35a幅频特性椭圆虚线框所示。这是由于奈奎斯特曲线在谐振频率  $\omega_e$  附近过于靠近原点造成的，如图4.35b所示的椭圆虚线框所示。

3) 因此，当谐振频率  $\omega_e$  大于由  $K_p$  确定的幅值穿越频率  $\omega_c$  时，通过调节延时补偿角闭环系统依然有可能是稳定的，但是由于系统在谐振频率处存在两个额外的 0dB 穿越点，电流环实际的相位裕度将比  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$  在  $\omega_c$  处的相位裕度有所减小。

对于 VPI 控制器而言，由于其通过控制器的零点实现与被控对象极点的相互抵消（连续域），因此与 PR 控制器调节电流环频率响应不同的是，无论谐振频率  $\omega_e$  取值是否大于穿越频率  $\omega_c$ ，VPI 控制器调节电流环在谐振频率  $\omega_e$  附近总会产生两个 0dB 穿越点，如图4.36所示，其中  $\omega_e = 100\pi$ 、 $K = 200$  以及  $\varphi = 0$ ，通过观察可以得到以下结论：

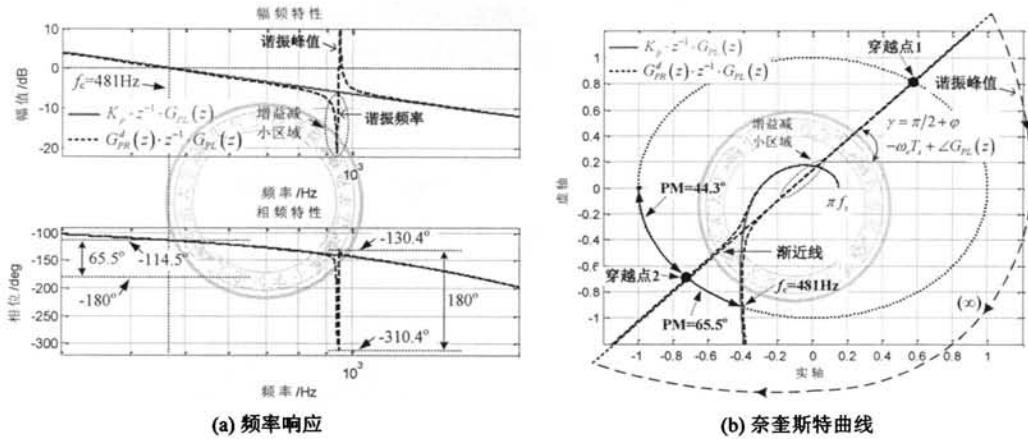


图 4.35: 谐振频率大于穿越频率系统的频率响应与奈奎斯特曲线 (稳定情况)

1) 如图4.36a幅频特性可知, 基于VPI控制器电流环在谐振频率 $\omega_e$ 处同样获得了无穷大增益, 从而实现闭环系统对与 $\omega_e$ 同频率交流信号的无静差调节。但是与PR控制器调节电流环不同的是, VPI控制器电流环开环频率响应在谐振频率两侧幅值迅速衰减, 形成一个非常窄的通带(系统带宽), 相应的闭环频率响应呈现为带通滤波特性, 如图4.16f与图4.32a所示。

2) 与PR控制器调节电流环类似, 基于VPI控制器的电流环开环相频曲线在谐振频率 $\omega_e$ 处存在 $180^\circ$ 相位突变, 如图4.36a所示。

3) 与频率响应分析所得结论类似, VPI控制器调节电流环奈奎斯特曲线仅在谐振频率 $\omega_e$ 附近表现出极大的开环增益, 而其他频率段的开环增益非常小, 因此奈氏曲线在非常靠近原点处穿越实轴, 如图4.36b及其原点附近局部放大所示。

4) 考虑到VPI控制器电流环频率响应的这种特殊性, 传统应用于PS-SRF-PI/cPI的参数设计准则(如最大带宽设计方法)已不再适用, 如4.36b所示, 进一步减小相位裕度并不意味着系统带宽的提高。

5) 奈奎斯特曲线在谐振频率 $\omega_e$ 处的渐近线与实轴的夹角为 $\gamma = \pi/2 + \varphi' - \omega_e \cdot T_s + \angle G_{PL}(z)$ , 其中延时补偿角 $\varphi' = \varphi + \arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$ , 并且 $\arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$ 为VPI控制器补偿并网滤波器在谐振频率 $\omega_e$ 的相位延迟而产生的补偿角。

6) 正是由于VPI控制器补偿了被控对象产生的相位延时, 因此VPI获得了比PR控制器更高的稳定裕度, 并且由式(4.52)可知VPI控制器只有一个参数 $K$ 需要确定(决定闭环系统在谐振频率处的带宽), 而PR控制器有两个参数 $K_p$ 与 $K_i$ 需要设计, 如式(4.51)所示, 因此VPI控制器的参数设计也将更加简单。

另一方面, 文献[102]指出增益裕度已不能可靠地判断PR控制器调节电流环的系统稳定性, 为此设置 $\omega_e = 100\pi \times 17$ 、 $K_i = 2000$ 、 $\varphi = 0$ 以及 $K_p \in \{15, 20, 25, 30\}$ 为例, 得到系统的奈奎斯特曲线如图4.37所示, 通过观察可以得到以下结论:

1) 当 $K_p = 30$ 时, 谐振频率 $\omega_e$ 小于由 $K_p$ 确定的幅值穿越频率 $\omega_c$ , 由前述分析可

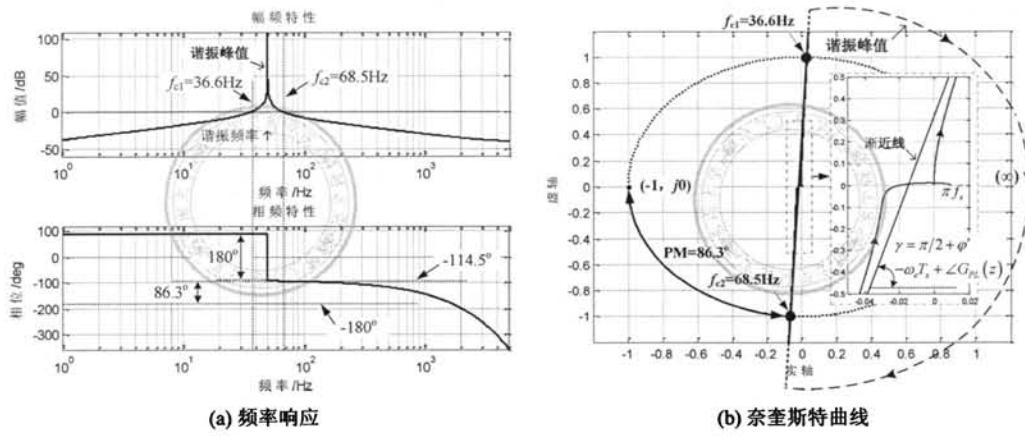


图 4.36: VPI 调节电流环频率响应与奈奎斯特曲线

知此时系统是稳定的，并且相位裕度  $PM = 36^\circ$  以及增益裕度为  $GM = 4.4\text{dB}$ 。

2) 当  $K_p = 15$  时，此时系统奈奎斯特曲线包围临界点  $(-1, j0)$ ，并且由图4.37b可知相位裕度为  $PM = -11^\circ$ ，因此系统是不稳定的。然而，在这种情况下，增益裕度却依为正值  $GM = 2.1\text{dB}$ 。

3) 当  $K_p = 20$  以及  $K_p = 25$  时，如图4.37a所示，相应的奈奎斯特曲线没有包围临界点  $(-1, j0)$ ，并且相位裕度分别为  $PM = 3.3^\circ$  以及  $PM = 23^\circ$ ，因此闭环系统是稳定的。然而，在这种情况下的增益裕度却为负值，分别是  $GM = -0.5\text{dB}$  和  $GM = -2.5\text{dB}$ ，如图4.37b所示。

4) 基于以上分析可以得出结论，对于 PR 控制器调节系统而言，增益裕度无法正确判别系统的稳定性，为此应摒弃使用增益裕度作为系统稳定性的判别依据。

5) 由图4.37可知，当  $K_p = 15$  时系统是不稳定的，而当  $K_p = 30$  时闭环系统却是稳定的，这与图3.33d与图3.34b所示 PS-SRF-PI/cPI 的分析具有很大的差别，一个被普遍接受的事实是，比例系数较小系统越容易稳定并可以获得更高的相位裕度。

6) 此外，在无延时补充的情况下，当  $20 \leq K_p \leq 25$  时，谐振频率  $\omega_e$  大于由  $K_p$  确定的幅值穿越频率  $\omega_c$ ，并且此时闭环系统也是稳定的。

综上所述，对于 PR 控制器调节的电流环而言，根据其谐振频率  $\omega_e$  与穿越频率  $\omega_c$  的关系，传统相位裕度与增益裕度呈现出不同的特点。具体而言，首先当谐振频率  $\omega_e$  小于由  $K_p$  确定的幅值穿越频率  $\omega_c$  时，谐振器的引入不会影响系统稳定性，此时可以通过系统在  $\omega_c$  处的相位裕度或者增益裕度来判断系统的稳定性，如图4.33所示。其次，当  $\omega_e > \omega_c$  时，增益裕度已不能可靠地判断系统的稳定性，如图4.37所示。再次，当  $\omega_e > \omega_c$  时，谐振器的引入将产生两个额外的 0dB 穿越点，系统的稳定性已不能依靠  $\omega_c$  处的相位裕度来判别，原因是电流环在这两个 0dB 穿越点的相位裕度可能远小于其在  $\omega_c$  处的相位裕度，如图4.37的  $K_p = 20$  情况，并且系统甚至有可能是不稳定的，如图4.34所示。

此外，当  $\omega_e > \omega_c$  时，原则上可以通过进一步验证系统在谐振频率  $\omega_e$  附近 0dB 穿越

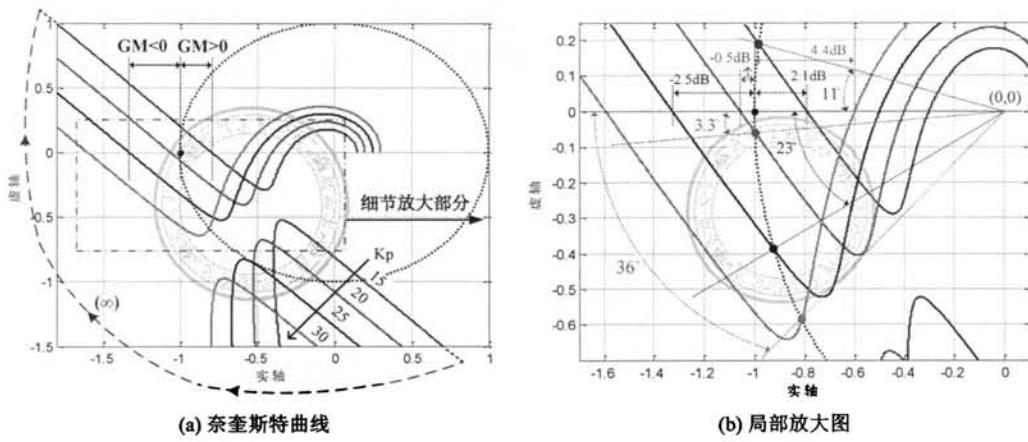


图 4.37: 增益裕度对 PR 调节电流环稳定性判别的无效性

点的相位裕度来判别系统稳定性，尽管如此，所得相位裕度事实上并不是系统的最优稳定性判据。如图4.38所示为基于 PR 控制器的两个不同电流环系统，其中系统一的参数为  $\omega_e = 100\pi \times 9$ 、 $K_p = 15$ 、 $K_i = 500$  以及  $\varphi = \pi/12$ ，而系统二的参数为  $\omega_e = 100\pi \times 19$ 、 $K_p = 15$ 、 $K_i = 2000$  以及  $\varphi = 2\pi/3$ ，通过观察可以得到以下结论：

1) 如图4.38b所示，系统一与系统二在 0dB 穿越点的相位裕度完全相同为  $PM = 55^\circ$ 。然而，由于谐振器在谐振频率  $\omega_e$  处的增益与相位突变特性，导致系统奈奎斯特曲线可能在靠近临界点  $(-1, j0)$  处穿越实轴，如图4.38a所示系统一的情况。

2) 相位裕度仅考察了电流环在幅值穿越点  $\omega_c$  处的频率特性，由于 RCs 具有的增益与相位突变特性，穿越频率  $\omega_c$  处的稳定裕度已无法代表系统在奈奎斯特频率范围的整体稳定性。

3) 如图4.38b所示，经测量系统一至临界点  $(-1, j0)$  的最小距离为  $\eta_1 = 0.42$ ，系统二至临界点的最小距离为  $\eta_2 = 0.65$ ，显然系统二获得了比系统一更高的稳定性。

4) 与相位裕度或者增益裕度不同的是，奈氏曲线至临界点的最小距离考察了系统在奈奎斯特频率  $[0, \pi f_s]$  频率段的整体频率响应。因此，对于 RCs 调节系统而言，奈奎斯特曲线至临界点的距离是更加全面和可靠的稳定裕度衡量依据。

#### 4.5.2 闭环奇异点的原因分析与抑制

文献 [169] 通过比较 PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 控制器的频率响应，首次观察到了输出放大现象，但作者仅分析了这种现象对电流环暂态响应的影响。文献 [177] 通过比较基于 PR、正弦积分器 (Sinusoidal Integrator, SI) 以及 VPI 控制器的电流环闭环频率响应，首次提出了闭环奇异点 (closed-loop anomalous peaks) 的概念，指出控制器没有对被控对象进行补偿是引起闭环奇异点的根本原因，并进一步指出 VPI 控制器通过其零点实现了与被控对象极点的抵消 (连续域且滤波器参数估计无误差)，因此 VPI 控制器调节电流环避免了输出放大问题。此外，文献 [177] 同时也发现如果将 VPI 控制器用于

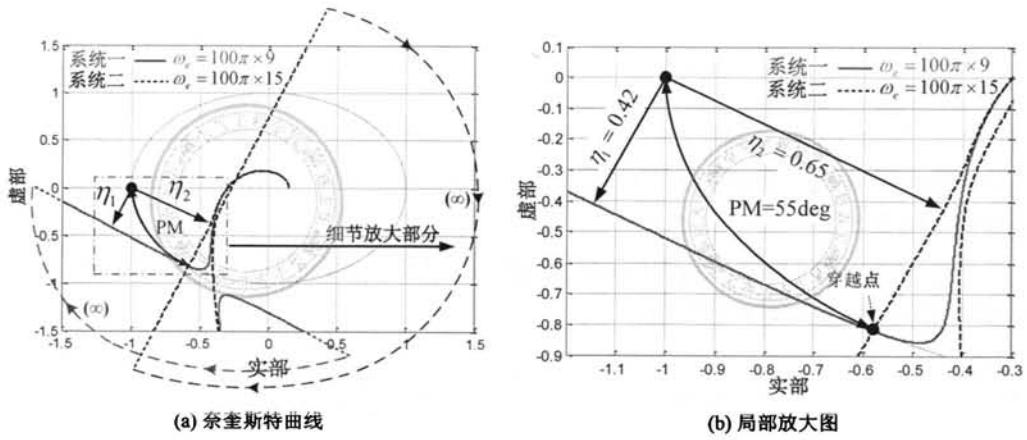


图 4.38: 两个相位裕度相同但是至临界点的最小距离不等的系统

有源滤波, 当补偿到 37 次谐波时系统开始变得不稳定, 作者将原因归结于数字控制的一拍延时以及采样精度的问题。事实上, PR 与 SI 是完全等效的, 所不同的是两者的实现形式, 而由前述分析可知, 由于 PS 与 NS 支路反馈解耦项的相互抵消, PR 控制器丧失了对被控对象的解耦能力, 从而引起闭环奇异点的产生, 如图4.16e所示, 因此以上分析所得结论与文献 [177] 是一致的。

此外, 对于数字控制而言, 延时是不可避免的, 文献 [102] 通过离散域电流环包含延时的完整模型, 如图4.23所示, 深入研究了延时对 RCs 调节电流环的影响, 结果表明即使是 VPI 控制器, 闭环系统依然存在输出放大问题, 文献 [102] 指出被控对象补偿的缺失以及控制延时共同导致了闭环奇异点的产生, 并进一步提出了避免闭环奇异点的具体方法。

其中, 闭环奇异点对电流环的危害是显而易见的, 由于奇异点总是在控制频率附近出现, 因此容易引起并网电流间谐波的输出放大, 降低变流器控制性能。此外, 当 PLL 存在误差的情况下, 闭环奇异点将导致控制频率处的电流分量放大, 使得变流器存在过流的风险。因此, 无论从电流环的稳态还是暂态响应考虑, 闭环奇异点都必须得到有效的抑制。

为了避免闭环奇异点, 首先要从理论上找出产生闭环奇异点的原因, 文献 [100] 通过研究敏感函数与闭环增益的关系, 指出奈奎斯特曲线过于靠近临界点是闭环奇异点产生的根本原因, 并给出了非常严谨的理论推导。虽然文献 [100] 以 RCs 为研究对象, 但是闭环奇异点产生的原因分析同样适用于其他类型的控制器, 也是构成延时补偿以及离散域控制器构造的重要理论基础, 因此有必要在此对该理论进行详细的阐述。

由图4.23所示, 系统的敏感函数定义如下:

$$S(z) = \frac{e(z)}{i_{\alpha\beta}^*(z)} = \frac{1}{1 + G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)} = \frac{1}{D(z)} \quad (4.57)$$

其中：

$$D(z) = 1 + G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z) \quad (4.58)$$

$D(z)$  代表了奈奎斯特曲线在各频率点至临界点的距离，不防假设满足  $|D(z)| \geq \eta$ ，即奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta$ ，则由式(4.57)可知  $S(z) \leq 1/\eta$ ，其中  $1/\eta$  称为敏感函数的峰值。

为了便于闭环奇异点的考察，为此需要建立闭环输出与敏感函数的关系，由图4.23可知系统的闭环传递函数如下所示：

$$G_{CL}(z) = \frac{G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)}{1 + G_C(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)} \quad (4.59)$$

进一步，结合式(4.57)、式(4.58)与式(4.59)可得：

$$G_{CL}(z) = 1 - S(z) = \frac{D(z) - 1}{D(z)} \quad (4.60)$$

依据式(4.60)，设置奈氏曲线至临界点的距离  $|D(z)|$  保持不变，通过改变其角度  $\angle D(z)$  的值，得到敏感函数与闭环输出的矢量关系，如图4.39所示，通过观察可以得到以下结论：

1) 如图4.39a所示，随着  $\angle D(z)$  的变化， $G_{CL}(z)$  的幅值和相位也随之变化，但是闭环输出幅值  $|G_{CL}(z)|$  不会超出以敏感函数  $|S(z)|$  为半径的圆。

2) 特别地，当  $\angle D(z) = 0$  时， $|G_{CL}(z)|$  取得最小值为  $|G_{CL}(z)|_{min} = |1 - |S(z)||$ ，如图4.39b所示；而当  $\angle D(z) = \pi$  时， $|G_{CL}(z)|$  取得最大值为  $|G_{CL}(z)|_{max} = 1 + |S(z)|$ ，如图4.39c所示；因此， $|G_{CL}(z)|$  的取值范围为  $|1 - |S(z)|| \leq |G_{CL}(z)| \leq 1 + |S(z)|$ ，满足  $|G_{CL}(z)|_{max} - |G_{CL}(z)|_{min} = 2$ 。

3) 显然，奈氏曲线至临界点的距离  $|D(z)|$  越小，则敏感函数  $|S(z)| = 1/|D(z)|$  取值越大，当  $D(z) \ll 1$  时，则有  $|S(z)| \gg 1$ ，此时  $|G_{CL}(z)| = |1 - S(z)| \approx |S(z)|$ 。

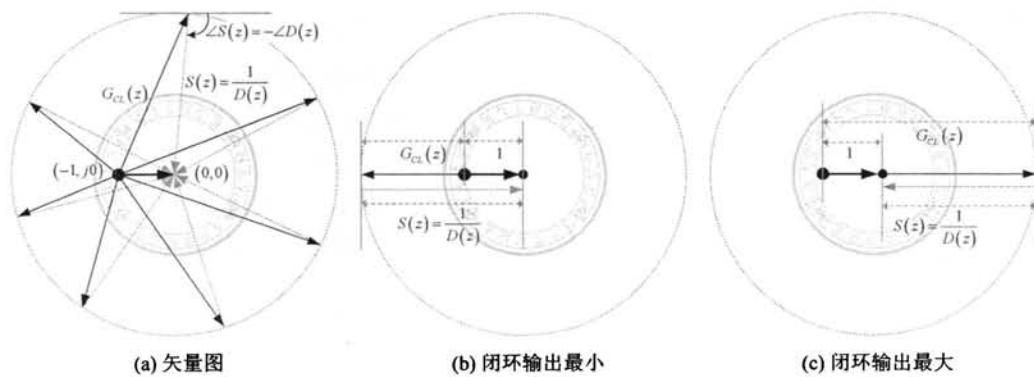


图 4.39: 敏感函数与闭环输出矢量关系图

进一步, 将  $D(z) = |D(z)| \cdot [\cos(\angle D(z)) + j \cdot \sin(\angle D(z))]$  代入式(4.60)得到  $G_{CL}(z)$  的幅值与相角表达式如下所示:

$$|G_{CL}(z)| = \frac{1}{|D(z)|} \cdot \sqrt{|D(z)|^2 + 1 - 2|D(z)| \cdot \cos(\angle D(z))} \quad (4.61)$$

$$\angle G_{CL}(z) = \arctan\left(\frac{\sin(\angle D(z))}{|D(z)| - \cos(\angle D(z))}\right) \quad (4.62)$$

结合式(4.61)、式(4.62)并设置  $|D(z)| \in \{0.05, 0.1, 0.15, \dots, 0.95\}$ , 得到闭环输出幅值  $|G_{CL}(z)|$  与  $\angle D(z)$  的关系如图4.40a所示, 以及闭环输出相位  $\angle G_{CL}(z)$  与  $\angle D(z)$  的关系如图4.40b所示, 通过观察可以得到以下重要结论:

1) 首先观察  $|G_{CL}(z)|$  与  $\angle D(z)$  的关系可以发现,  $|G_{CL}(z)|$  总是在  $\angle D(z) = 0$  时取得最小值, 而在  $\angle D(z) = \pm\pi$  时取得最大值, 且无论  $|D(z)|$  取值多少,  $|G_{CL}(z)|$  的最大值与最小值的差恒等于 2, 这与前述分析是相符的。

2)  $|D(z)|$  越小, 即奈氏曲线至临界点距离越小, 则敏感函数  $|S(z)|$  以及闭环输出幅值  $|G_{CL}(z)|$  越大, 且闭环输出幅值  $|G_{CL}(z)|$  与敏感函数  $|S(z)|$  的取值越接近, 比如当  $|D(z)| = 0.05$  时  $|S(z)| = 20$ , 而此时  $19 \leq |G_{CL}(z)| \leq 21$ 。此外, 如图4.40a虚线所示, 当  $\angle D(z) \approx \pm\pi/2$  时, 有  $|G_{CL}(z)| \approx |S(z)|$ 。

3) 如图4.40b所示, 当  $\angle D(z) = 0$  时  $\angle G_{CL}(z)$  取得最大值为  $\pm\pi$ , 而当  $\angle D(z) = \pm\pi$  时  $|\angle G_{CL}(z)|$  取得最小值为 0。

4) 显然, 抑制闭环奇异点的目的是避免输出幅值放大, 因此在控制系统设计过程中, 应尽量使得  $\angle D(z) = 0$ , 由图4.40a, 此时  $|G_{CL}(z)|$  取值最小, 尽管系统在此频率处会发生输出反向问题, 即  $\angle G_{CL}(z) = \pm\pi$ , 由图4.40b所示。

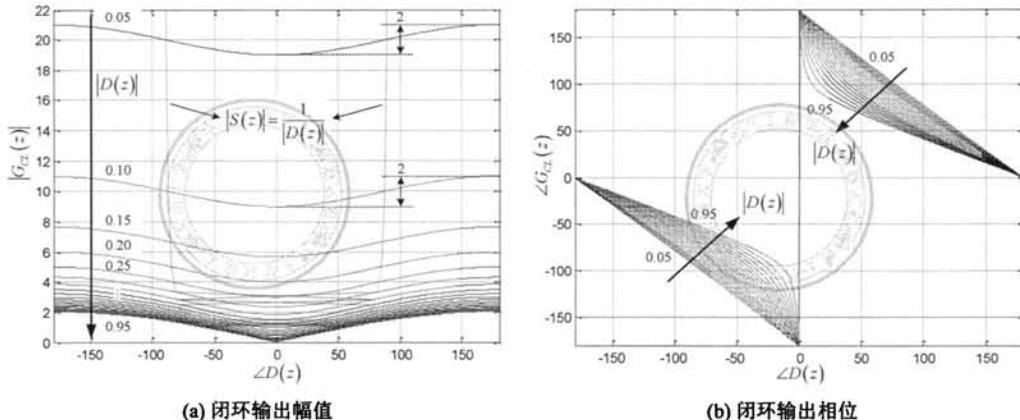


图 4.40:  $D(z)$  与  $G_{CL}(z)$  的关系

设置  $\omega_e = 100\pi \times 13$ 、 $K_p = 15$ 、 $K_i = 2000$  以及  $\varphi = 0$ , 得到 PR 控制器调节电流环的奈奎斯特曲线、奈氏曲线至临界点的距离  $|D(z)|$ 、敏感函数  $|S(z)|$  以及闭环频率响应  $G_{CL}(z)$  分别如图4.41a、图4.41c、图4.41e与图4.41g所示, 通过观察可以得到以下结论:

1) 如图4.41a所示, 奈氏曲线没有包围临界点 $(-1, j0)$ , 因此闭环系统是稳定的, 但是奈氏曲线在谐振频率 $\omega_e$ 处的渐近线过于靠近临界点而穿越实轴, 并且由临界点 $(-1, j0)$ 附近的奈氏曲线局部放大图可知, 奈氏曲线在B点与临界点的距离最小为 $\eta = 0.1667$ ;

2) 考察奈氏曲线至临界点的距离 $|D(z)|$ , 如图4.41c所示, 在谐振频率 $\omega_e$ 处奈氏至临界点的距离为无穷大, 也即 $|D(z)| \rightarrow \infty$ , 对应图4.41a所示的无穷大半圆, 而在频率659.2Hz处 $|D(z)|$ 取得最小值为0.1667, 即对应图4.41a的B点;

3) 进一步, 考虑到 $|S(z)| = 1/|D(z)|$ 以及 $\angle S(z) = -\angle D(z)$ , 结合图4.41c即可得到敏感函数 $|S(z)|$ 的取值, 如图4.41e所示, 可见在B点敏感函数取得极大值为5.996;

4) 由前述分析可知, 电流环在B点的闭环输出将取得最大值, 且取值满足 $4.996 \leq |\angle G_{CL}(z)| \leq 6.996$ , 而由图4.41g闭环输出可知, 系统在B点的实际闭环增益为6.639。此外, 得益于谐振器在控制频率 $\omega_e$ 提供的无穷大增益 $|D(e^{j\omega_e T_s})| \rightarrow \infty$ , 电流环在 $\omega_e$ 处实现了单位增益以及零相位输出, 如图4.41g的A点。

继续设置 $\omega_e = 100\pi \times 27$ 、 $K = 50$ 以及 $\varphi = 0$ , 得到基于VPI控制器电流环奈奎斯特曲线、致奈奎斯特曲线至临界点的距离 $|D(z)|$ 、敏感函数 $|S(z)|$ 以及闭环频率响应分别如图4.41b、图4.41d、图4.41f与图4.41h所示, 分析如下:

1) 由图4.36b可知, 奈氏曲线在控制频率 $\omega_e$ 渐近线与实轴的夹角为 $\gamma = \pi/2 + \varphi' - \omega_e \cdot T_s + \angle G_{PL}(z)$ 。因此, 随着控制频率 $\omega_e$ 的升高, 渐近线与实轴的夹角 $\gamma$ 逐渐减小, 以致奈奎斯特曲线越来越靠近临界点 $(-1, j0)$ , 如图4.41b所示, 奈氏曲线在B点 $|D(z)|$ 取得最下值为 $\eta = 0.29$ , 并且由图4.41b局部放大图可知, 此时奈氏曲线在B点满足 $\angle D(z) \approx -90^\circ$ 。

2) 考察奈奎斯特曲线至临界点的距离 $|D(z)|$ , 如图4.41d所示, 奈氏曲线在1354Hz处与临界点的距离最小为 $\eta = 0.29$ , 对应图4.41b的B点, 并且在B点 $\angle D(z)$ 的实际值为 $-88.9^\circ$ 。

3) 继续考察敏感函数的取值, 如图4.41f所示, 系统在B点敏感函数 $|S(z)|$ 取得最大值为3.45。

4) 结合图4.40a可知, 由于 $\angle D(z) \approx -\pi/2$ , 因此闭环输出满足 $|G_{CL}(z)| \approx |S(z)| = 3.45$ , 而由图4.41h可知电流环在B点的实际输出增益为3.446, 这也验证了前述分析的正确性。

综合以上分析可知, 闭环奇异点与敏感函数有着直接的关系, 通过增大奈奎斯特曲线至临界点的距离, 不但可以提高闭环系统的稳定裕度, 亦可以极大地降低敏感函数 $|S(z)|$ 的峰值, 从而有效地抑制系统输出放大问题, 而这是传统相位裕度所不具备的, 这也进一步说明奈氏曲线至临界点的距离是RCs调节系统的最佳稳定判据。

### 4.5.3 PR 控制器延时补偿

由前述分析可知, 对于PR控制器调节电流环而言, 谐振器 $R_{tp}^{1d}(z)$ 的引入只在谐振频率 $\omega_e$ 附近对系统的开环增益产生影响, 因此系统 $G_{PR}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$ 与 $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$

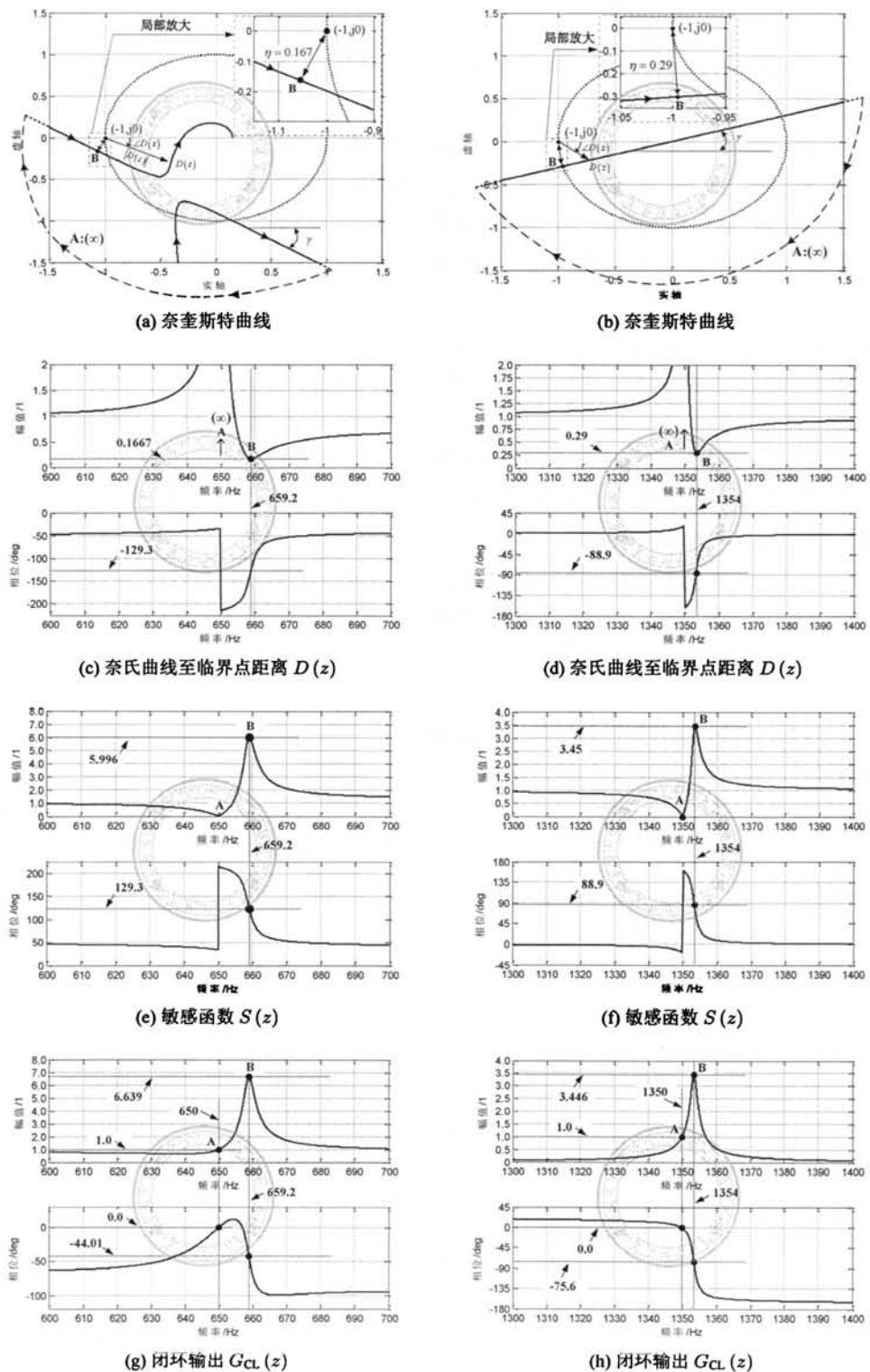


图 4.41: 电流环闭环奇异点分析: (a)(c)(e)(g)PR 控制器; (b)(d)(f)(h)VPI 控制器

在低频和高频段具有几乎完全相同的频率响应，如图4.33、图4.34以及图4.35所示。然而，在谐振频率处由于谐振器提供的无穷大增益，系统奈氏曲线将产生幅值与相位突变，具体而言幅值增益在谐振频率处突变为无穷大增益（当渐近线靠近原点穿越实轴时，在谐振频率附近存在增益减小的情况，如图4.35所示）并且相位突变  $180^\circ$ 。因此，渐近线与实轴的夹角  $\gamma$  对于提高电流环稳定性以及抑制闭环奇异点都起着至关重要的作用，而无论是 PR 还是 VPI 调节电流环，均可以通过调节延时补偿角  $\varphi$  的取值达到改变夹角  $\gamma$  的目的，如图4.33与图4.36所示，这正是延时补偿的核心思想。

如图4.42a所示，系统参数为  $\omega_e = 100\pi \times 19$ 、 $K_p = 15$ 、 $K_i = 2000$  以及  $\varphi = 0$ ，此时奈氏曲线包围了临界点  $(-1, j0)$ ，因此在不进行无延时补充  $\varphi = 0$  的情况下系统是不稳定的。针对 PR 控制器的延时补偿问题，目前主要有三种不同的解决方案，分别如图4.42b、图4.42c以及图4.42d所示，其原理与优缺点分析如下：

1) 文献 [102] 提出取延时补偿角为  $\varphi = 2 \cdot \omega_e \cdot T_s$ ，补偿后的奈氏曲线如图4.42b所示，可见补偿后系统是稳定的，且奈氏曲线至临界点的最小距离  $\eta = 0.4838$ 。显然，通过观察可以发现，如果继续增大补偿角  $\varphi$ ，则可进一步增加  $\eta$  的取值，伴随系统稳定性以及闭环奇异点抑制能力的提高。

2) 文献 [140] 提出设置延时补偿角等于数字控制一拍延时与被控对象延时之和，即  $\varphi = \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(e^{j\omega_e \cdot T_s})$ ，相应的奈氏曲线如图4.42c所示，此时渐近线与实轴垂直，因此满足  $\angle D(z) = 0$ ，而奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.6037$ ，此时在  $\eta$  相同的情况下获得了最小的闭环输出增益，如图4.40所示。

3) 文献 [100] 提出设置延时补偿角以满足以下要求，即使得延时补偿后系统在谐振频率处  $\omega_e$  的渐近线与  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$  在该频率点的  $D(z)$  垂直，也即要求  $\gamma = \pi/2 + \angle D(e^{j\omega_e \cdot T_s})$ ，并考虑到  $\gamma = \pi/2 + \varphi - \omega_e \cdot T_s + \angle G_{PL}(z)$ ，因此延时补偿角为  $\varphi = \angle D(e^{j\omega_e \cdot T_s}) + \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(e^{j\omega_e \cdot T_s})$ ，补偿后系统奈奎斯特曲线如图4.42d所示，此时  $\eta = 0.6527$ 。

4) 通过比较不难发现，方法 3 是 PR 控制器最优延时补偿方案，在  $K_p$  相同的情况下，通过方法 3 可以实现奈氏曲线与临界点  $(-1, j0)$  距离的最大化。

应用以上三种延时补偿方法，得到电流环闭环频率响应及其局部放大如图4.42e ~ 图4.42h所示。通过观察可知，经过三种补偿方法补偿后闭环系统均是稳定的，并且系统实现了对正序  $\omega_e$  与负序  $-\omega_e$  分量的无静差调节，分别如图4.42f与图4.42h的 A 点所示。此外，以正序分量为例，补偿方法 1 与补偿方法 2 均存在输出放大问题，其对应的闭环奇异点分别为 B1(957, 2.22) 与 B2(955, 1.25)，而应用延时补偿方法 3 后电流环没有出现奇异点，如图4.42f所示。

鉴于补偿方法 3 性能的优越性，有必要针对这种方法的具体设计过程进行详细介绍，具体而言主要包含以下步骤：

**Step 1/3:** 设置合适的  $K_p$  值，使得系统  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$  在整个频率段满足  $|D(z)| \geq \eta_p$ ，其中  $\eta_p$  为  $K_p \cdot z^{-1} \cdot G_{PL}(z)$  至临界点的最小距离。文献 [100] 给出了  $K_p$  计

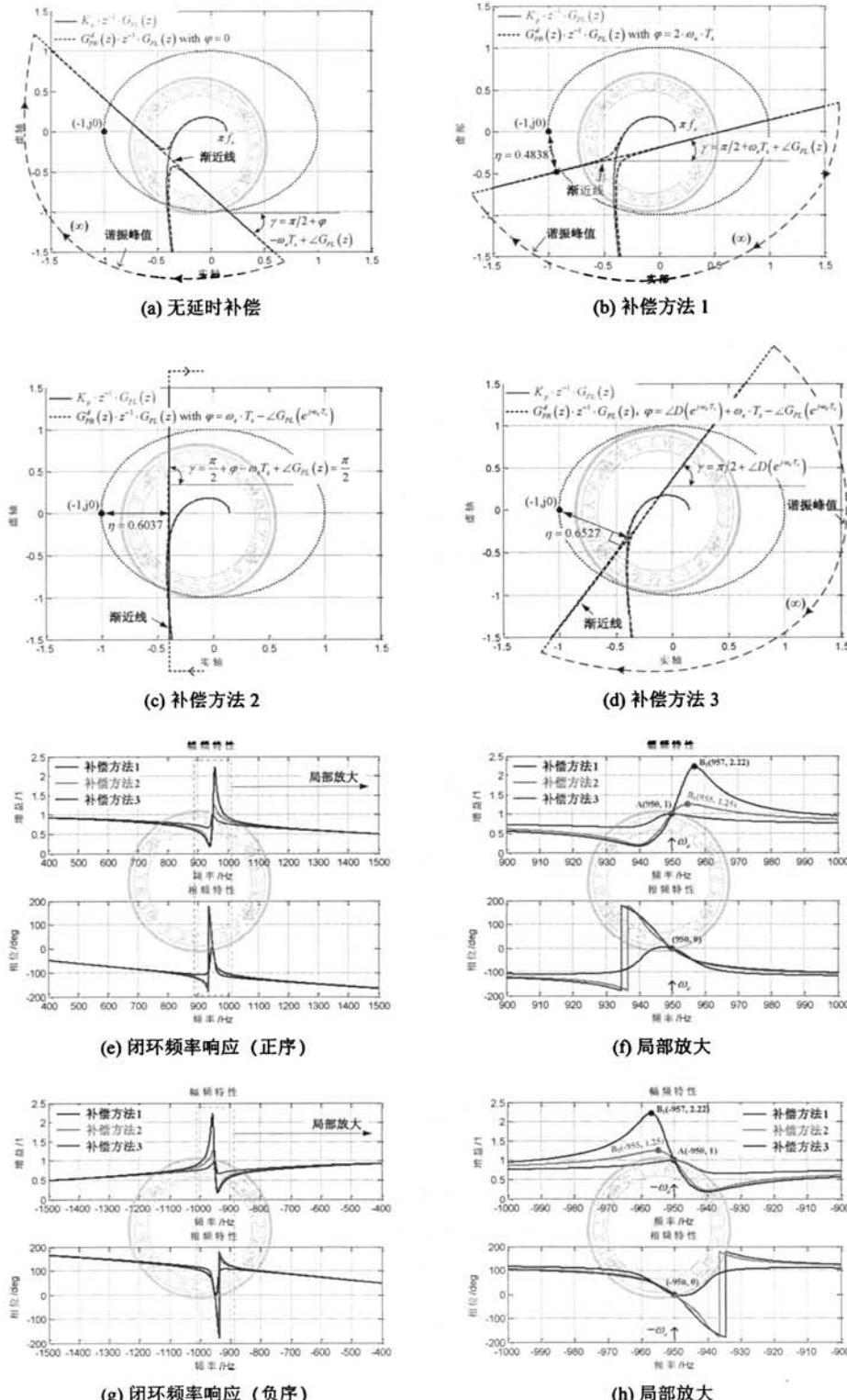


图 4.42: PR 控制器的延时补偿: (a)~(d) 奈奎斯特曲线; (e)~(h) 闭环频率响应

算的显示表达式，如式(4.63)所示，并且提出设置  $\eta_p = 0.5$  为初始条件，当然也可以根据实际情况进行调整，以满足系统的性能指标要求。

$$K_p = \frac{R_L}{1 - \rho^{-1}} \cdot \left\{ 1 - \rho^2 + \left\{ \frac{1}{6} \rho^{-1} + \frac{1}{3} \rho - \frac{1}{B} \left( \frac{1}{12} \rho^{-1} - \frac{2}{3} \rho + \frac{4}{3} \rho^3 \right) \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{B}{12} \rho^{-1} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{12} \left[ \frac{1}{B} (\rho^{-1} - 8\rho + 16\rho^3) - B\rho^{-1} \right] \right\}^2 \right\} \quad (4.63)$$

其中：

$$\rho = e^{R_L \cdot T_s / L}$$

$$B = \left[ 1 + (54\eta_p^2 - 12)\rho^2 + 48\rho^4 - 64\rho^6 + 6\rho \cdot \eta_p \sqrt{3 + (81\eta_p^2 - 36)\rho^2 + 144\rho^4 - 192\rho^6} \right]^{\frac{1}{3}}$$

**Step 2/3：**为抑制并网电流开关纹波对电流环的影响，要求电流环穿越频率满足  $\omega_c < \pi \cdot f_s / 5$ 。事实上，由控制器参数最大带宽设计方法也可以得到相同的结论，如式(3.54)所示，为此有式(4.64)成立：

$$|K_p \cdot e^{-j\pi/5} \cdot G_{PL}(e^{j\pi/5})| = 1 \quad (4.64)$$

结合式(3.9)、式(4.64)可以得到：

$$K_p < \frac{R_L}{\sqrt{2}(1 - \rho^{-1})} \cdot \sqrt{2 + 2\rho^{-2} - (1 + \sqrt{5}) \cdot \rho^{-1}} \quad (4.65)$$

**Step 3/3：**进一步，根据电流环在  $\omega_e$  处的闭环带宽要求设置  $K_i$  值，并取延时补偿角为  $\varphi = \angle D(e^{j\omega_e \cdot T_s}) + \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(e^{j\omega_e \cdot T_s})$ 。最后，检查系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应是否满足设计要求，如不符合要求则需要返回到 Step 1/3，通过修改初始条件来修正设计输出结果。

#### 4.5.4 VPI 控制器延时补偿

与 PR 控制器的延时补偿类似，VPI 控制器也存在两种不同的延时补偿方法，以  $\omega_e = 100\pi \times 27$  以及  $K = 50$  为例，设置延时补偿角分别为  $\varphi = 2 \cdot \omega_e \cdot T_s$  与  $\varphi = 1.5 \cdot \omega_e \cdot T_s$ ，得到系统奈奎斯特曲线分别如图4.43a与图4.43b所示，分析如下：

1) 其中无延时补偿  $\varphi = 0$  时系统分析如图4.41b所示，此时系统虽然是稳定的，但是奈氏曲线与临界点的最小距离仅为  $\eta = 0.29$ ，此时在控制频率  $\omega_e$  附近存在闭环奇异点(1354, 3.446)，如图4.43d所示。

2) 文献[102]提出取  $\varphi = 2 \cdot \omega_e \cdot T_s$ ，补偿后系统奈奎斯特曲线如图4.43a所示，此时  $\eta_1 = 0.9086$ ，可见补偿后电流环的稳定裕度得到了极大地提高。

3) 显然, 如果调整补偿角  $\varphi$  使得渐近线与实轴的夹角满足  $\gamma = 90^\circ$ , 则可以获得奈氏曲线至临界点距离  $\eta$  的最大化, 这正是补偿方法 2 的思想<sup>[100]</sup>, 如图4.43b所示, 取  $\varphi = 1.5 \cdot \omega_e \cdot T_s$ , 此时  $\gamma = 90^\circ$  且  $\eta_2 = 0.994$ , 因此奈氏曲线进一步远离临界点。

4) 此外, 图4.43a所示电流环的相位裕度  $PM_1 = 114^\circ$ , 而图4.43b所示系统的相位裕度为  $PM_1 = 89.7^\circ$ , 显然补偿方法 1 获得了比补偿方法 2 更高的相位裕度, 但是由于  $\eta_1 < \eta_2$ , 因此补偿方法 2 具有更好的稳定性以及闭环奇异点抑制能力, 这也进一步说明对于 RCs 调节系统而言, 相位裕度已不再是系统稳定性的可靠衡量依据。

另一方面, 电流环闭环频率响应如图4.43c ~ 图4.43f所示, 由于正序与负序闭环频率响应呈现对称关系 (如图4.42所示), 因此图4.43只给出了系统在正序  $\omega_e$  附近的响应特性, 通过观察可以得到以下结论:

- 1) 与图4.41分析相同, 在无延时补偿的情况下, 闭环系统存在严重的输出放大问题, 即如图4.43d的 B 点 (1354, 3.446) 所示。
- 2) 经过延时补偿方法 1 后, 系统稳定性得到极大提高, 但是依然存在轻微的输出放大现象, 即图4.43e的 B(1348, 1.1)。
- 3) 而采用延时补偿方法 2 后, 系统在控制频率处获得了单位输出, 且闭环幅频特性在控制频率  $\omega_e$  两侧呈现单调衰减特性, 没有产生闭环奇异点, 如图4.43f所示。

#### 4.5.5 闭环死区补偿

对于 VSC 而言, 需要在上管和下管的驱动信号加入死区以防止桥臂直通, 在死区期间上管和下管 IGBT 均是关断的, 因此桥臂输出电压将由输出电流的方向决定, 这将导致实际输出电压与期望电压存在偏差。显然, 死区时间越大电压偏差也越大, 死区的影响也越大, 此外随着直流母线电压以及开关频率的升高, 死区的影响也越显著。

换言之, 死区将导致变流器实际输出电压与调制波信号产生误差, 并会进一步引起并网电流的畸变, 因此对于高性能并网变流器, 需要控制器能够抑制死区的影响, 这正是死区补偿的概念。其中, 死区补偿有很多种方法, 文献 [195-198] 提出通过测量桥臂电流的方向, 然后根据死区时间修正驱动脉冲来减小死区的影响, 并且这种方法也可以应用到多电平拓扑, 具有容易理解且实现方便的特点, 存在的不足是其本质上属于开环补偿方法, 在电流过零点附近存在补偿精度不足的问题, 尤其是当并网电抗比较小的情况下, 由于并网电流高频开关纹波较大, 在过电流零点附近存在多次过零现象, 导致补偿精度严重下降。文献 [199] 提出的死区补偿方法虽然原理上可以实现完全补偿, 但只能通过模拟电路实现, 对于数字控制不具有可操作性。事实上, 消除死区影响更加有效的办法是通过控制器实现死区补偿 [200,201], 其原理是通过在电流环引入低次谐波补偿器, 消除死区对输出电流产生的畸变, 由于其通过闭环的形式实现了死区的完全补偿, 因此将这种方法被称为闭环死区补偿, 其最大的优势是补偿精度高并且与 VSC 的具体拓扑形式无关。

为此, 在式(4.54)引入各次谐波调节分量, 得到基于 PR 控制器的各次谐波补偿调节

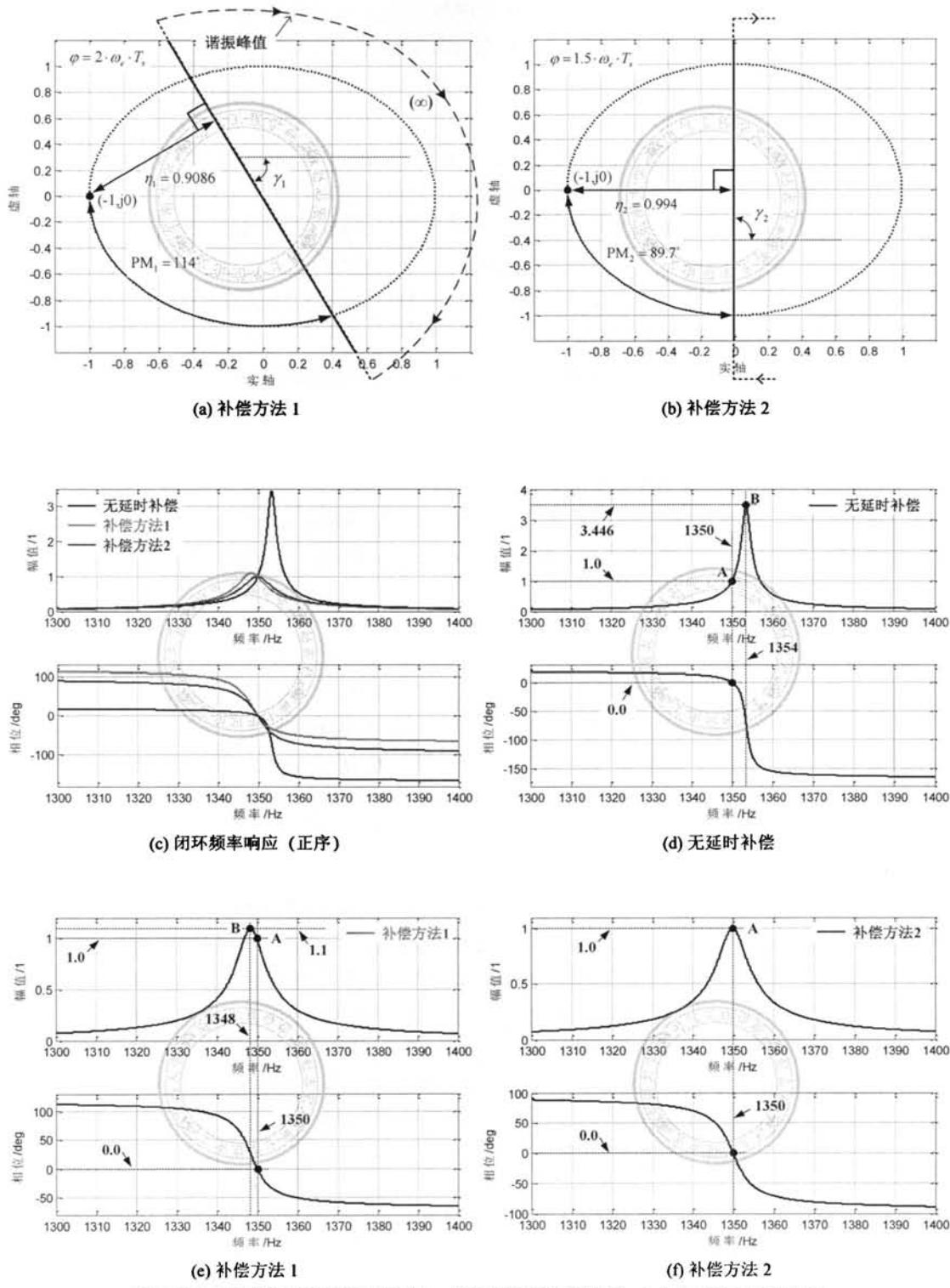


图 4.43: VPI 控制器延时补偿方法: (a)(b) 奈奎斯特曲线; (c)~(f) 闭环频率响应

器为，如下所示：

$$G_C(z) = K_p + \sum_{h=1}^N K_i^h \cdot R_{1d}^h(z) \quad (4.66)$$

类似地，通过在式(4.55)引入各次谐波分量，得到基于 VPI 控制器的各次谐波补偿调节器为：

$$G_C(z) = \sum_{h=1}^N K^h \cdot \left\{ \hat{L} \cdot R_{2d}^h(z) + \hat{R}_L \cdot R_{1d}^h(z) \right\} \quad (4.67)$$

其中

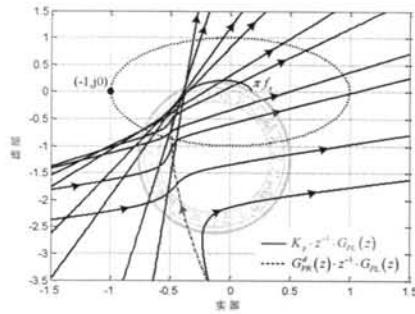
$$\begin{aligned} R_{1d}^h(z) &= \frac{\frac{1}{2}(1-z^{-2}) \cdot \cos(\varphi^h) \cdot \sin(h \cdot \omega_e \cdot T_s) - (1+2z^{-1}+z^{-2}) \cdot \sin(\varphi^h) \cdot \left\{ \sin\left(\frac{h \cdot \omega_e \cdot T_s}{2}\right) \right\}^2}{h \cdot \omega_e \cdot (1-2z^{-1} \cdot \cos(h \cdot \omega_e \cdot T_s) + z^{-2})} \\ R_{2d}^h(z) &= \frac{\frac{1}{2}(-1+z^{-2}) \cdot \sin(\varphi^h) \cdot \sin(h \cdot \omega_e \cdot T_s) + (1-2z^{-1}+z^{-2}) \cdot \cos(\varphi^h) \cdot \left\{ \cos\left(\frac{h \cdot \omega_e \cdot T_s}{2}\right) \right\}^2}{1-2z^{-1} \cdot \cos(h \cdot \omega_e \cdot T_s) + z^{-2}} \end{aligned} \quad (4.68)$$

如前所述，对于三相三线系统，不考虑零序分量，因此一般取  $h = 1, 5, 7, \dots$  次谐波进行补偿。而由于三相四线系统含有零序分量，此时需要取  $h = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$  次谐波进行补偿。

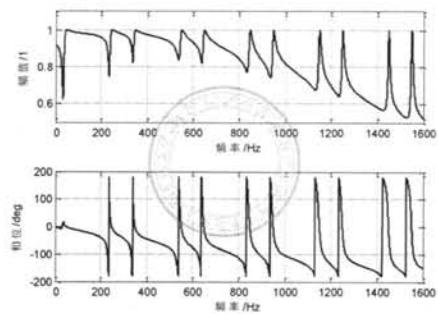
以三相三线系统为例，假设给定初始条件为  $\eta_p = 0.65$ ，首先由式(4.63)可以得到  $K_p = 15.24$ ，并考虑补偿到 31 次谐波分量，即  $h \in \{1, 5, 7, \dots, 29, 31\}$ ，以及取  $K_i^h = 2000$ ，其中 PR 控制器延时补偿采用补偿方法 3，得到系统奈奎斯特曲线如图4.44a所示。通过观察可以发现，在经过延时补偿后，奈氏曲线在各频次的渐近线均与其  $D(z)$  是垂直的。此外，由图4.44b闭环频率响应及其细节放大图可知，在所考虑的控制频率附近均没有产生闭环奇异点，并且闭环系统在各次谐波分量处都实现了单位增益以及零相位输出，即实现了电流环在各频次分量的无静差调节。

设置死区时间为  $5\mu s$ ，最小脉宽为  $4\mu s$ ，得到 PR 控制器死区补偿前后并网电流分别如图4.44c与图4.44d所示，可见在无死区补偿的情况下并网电流存在较大的畸变，而死区补偿后并网电流几乎没有发生畸变。进一步，由表4.2可知，死区补偿前的并网电流的 5、7、11 次谐波含量较大，并且电流 THD = 8.27%，而加入死区补偿后并网电流 THD 减小为 0.42%，可见控制器很好地抑制了死区对输出电流的影响。

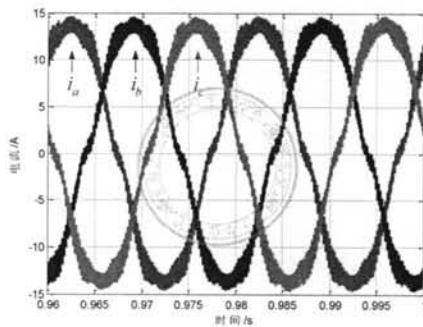
此外，采用 VPI 控制器对电流环进行闭环死区补偿，其中  $h \in \{1, 5, 7, \dots, 29, 31\}$  以及  $K^h = 100$ ，并采用 VPI 延时补偿方法 2，得到系统的奈奎斯特曲线如图4.44e所示，通过观察可以发现，奈氏曲线在各频次的渐近线均垂直于实轴，这正是延时补偿 2 的核心思想。以及，由图4.44f所示闭环频率响应可知，电流环在考虑的各频次分量处均实现了单位增益输出，并且在整个频率段都没有产生闭环奇异点。最后，VPI 控制器延时补偿前后的并网电流分别如图4.44g与图4.44h所示，可见死区补偿后并网电流的质量得到了极大的提升，由表4.2可知死区补偿前并网电流 THD = 9.53%，而死区补偿后 THD 减小为 0.4%，因此 VPI 控制器同样获得了很好地死区补偿效果。



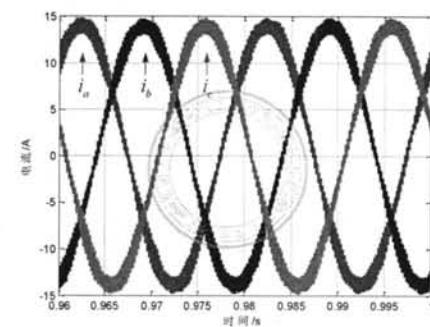
(a) 奈奎斯特曲线



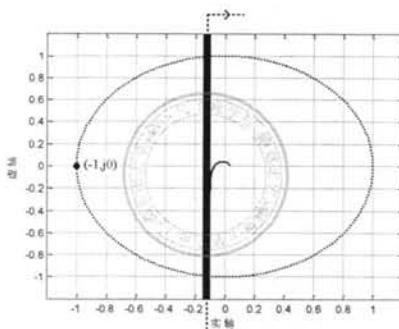
(b) 闭环频率响应



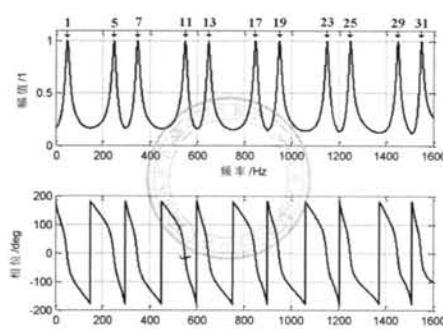
(c) 无死区补偿



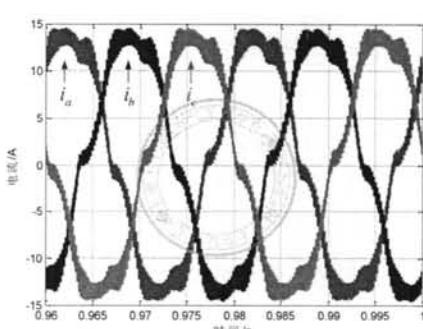
(d) 死区补偿



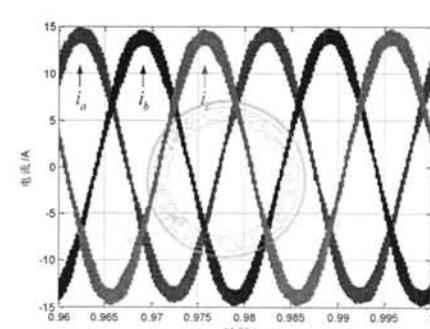
(e) 奈奎斯特曲线



(f) 闭环频率响应



(g) 无死区补偿



(h) 死区补偿

图 4.44: 闭环死区补偿分析与仿真结果: (a)~(d)PR; (e)~(h)VPI

表 4.2: 死区补偿前后并网电流频谱分析 (高次含量为基波分量的百分比)

控制器	各次含量	补偿前	补偿后	控制器	各次含量	补偿前	补偿后
PR	1	13.91A	13.91A	VPI	1	13.91A	13.91A
	5	3.94%	0.09%		5	8.44%	0.05%
	7	2.49%	0.10%		7	4.07%	0.07%
	11	1.03%	0.07%		11	1.38%	0.09%
	13	0.57%	0.07%		13	0.93%	0.06%
	17	0.08%	0.05%		17	0.34%	0.07%
	19	0.11%	0.08%		19	0.21%	0.06%
	23	0.26%	0.05%		23	0.08%	0.06%
	25	0.29%	0.06%		25	0.07%	0.06%
	29	0.27%	0.06%		29	0.07%	0.05%
	31	0.27%	0.06%		31	0.08%	0.05%
THD		8.27%	0.42%	THD		9.53%	0.40%

## 4.6 离散域电流控制器的设计

由以上分析可知, RCs 与 DSRFC 两者本质上是等效的, 不同的只是实现方式, 其中 PR 控制器与 DSRFC-PI 控制器是等效<sup>[100,104]</sup>, 而 VPI 控制器与 DSRFC-cPI 控制器等效<sup>[102,104]</sup>。需要注意的是, 无论是 PR 还是 VPI 控制器, 首先得到的是其在连续域的表达式, 如式(4.35)、(4.36)、(4.51)与(4.52)所示。然而, 对于数字控制而言, 必须对连续域的控制器进行离散化处理, 然后转化为差分方程才能实现, 文献 [102] 总结了目前已有 8 种离散化方法, 即零阶保持、一阶保持、前向欧拉、后向欧拉、双线性变换、预曲双线性变换、零极点匹配以及脉冲响应不变法, 并针对这 8 种离散化方法在 RCs 谐振峰值、谐振频率匹配、相位偏移以及延时补偿有效性方面进行了深入而详尽的分析, 取得了卓有成效的研究成果。

由此可见, 控制器设计的典型思路是首先在连续域得到控制器的结构与传递函数, 比如 PI、cPI、PR 以及 VPI 等, 然后通过某种离散化方法得到其在  $z$  域的表达式, 并最终完成数字实现。然而, 正如文献 [102] 所遇到的那样, 从众多的离散化方法找出最合适的一种或者几种方法是非常繁琐且困难的, 并且无论采用何种离散化方法, 随着采样频率  $f_s$  的减小, 离散化后控制器性能必然呈现下降趋势; 另一方面, 即使是采样频率保持不变的情况下, 随着控制频率  $f_e$  的增大, 载波比  $f_s/f_e$  越小, 离散化后控制器的性能也将进一步恶化, 典型表现为系统阻尼率下降, 暂态响应震荡加剧, 系统甚至可能发生不稳定。

针对以上问题, 文献 [94] 首先建立了单 L 并网变流器的离散模型, 并且以双线性变换为切入点, 对比分析了 PS-SRF-PI、PS-SEF-cPI 以及状态反馈解耦 PS-SRF-PI 的电流环性能, 并提出了一种离散域复系数矢量电流控制器 (discrete-time domain version of the complex vector PI current regulator, DcPI), 表明 DcPI 控制器可以完全抵消被控对象

的极点，不受载波比的影响，并且具有比 PS-SEF-cPI 更好的参数鲁棒性。事实上，有关 PS-SRF-PI 与 PS-SRF-cPI 的性能分析与比较在第三章已有详细的介绍，尽管采用了 Pade 函数对纯延时环节进行近似处理，但是分析所得解耦有效性、参数敏感性以及延时的影响与延时补偿等结论依然是有效的，因此有关 PI 与 cPI 在离散域性能比较不再讨论。

另一方面，由第三章介绍可知，cPI 控制器通过控制器的零点实现了与被控对象极点的相互抵消，在不考虑滤波器参数估计误差的情况下，cPI 控制器可以实现被控对象的完全解耦，并且在数字控制一拍延时的情况下，cPI 控制器可以通过延时补偿抑制闭环奇异点并提高系统稳定性。然而，连续域控制器必须离散化才能进行数字实现，显然 cPI 控制器也不例外，而离散化将引起 cPI 控制器的零点与被控对象极点产生偏移，并进一步导致解耦失效。以下首先介绍 cPI 控制器离散，并由此引出控制器离散化所带来的问题。其次，介绍文献 [94] 的 DcPI 控制器，分析对比基于 DcPI 与 cPI 控制器的电流环控制性能，并进一步推导得到 NS-SRF-DcPI 控制器的控制方程。再次，为了避免 SRF 坐标变换，由 PS-SRF-DcPI 与 NS-SRF-DcPI 构造 DSRFC，并进一步得到其在静止坐标系的等效控制器 (discrete-time domain version of the vector proportional integral regulator, DVPI)。最后，将 DVPI 控制器推广到各次谐波分量，使其具备闭环死区补偿的功能。

#### 4.6.1 控制器离散化带来的问题

对于 PS-SRF-PI 以及 PS-SRF-cPI 控制器而言，通过控制器对直流分量提供的无穷大增益，进而在 SRF 实现对直流给定信号的无静差调节，而双线性变换具有对低频分量的精确逼近特性，因此双线性变换非常适合于 SRF-PI 以及 SRF-cPI 的离散化<sup>[92,94,102]</sup>。以 PS-SRF-cPI 控制器为例，通过对式(3.57)双线性变换得到其离散域方程如式(3.61)所示，而考虑延时补偿后系统在 PS-SRF 的控制框图如图3.36所示，其中被控对象在 PS-SRF 的离散模型如式(3.11)所示，综合起来即可得到系统开环传递函数如下：

$$G_{OL}^e(z) = G_{cPI}^e(z) \cdot G_{cd}^e(z) \cdot G_P^e(z) \quad (4.69)$$

设置采样频率为  $f_s = 5\text{kHz}$ ，控制频率  $f_e \in \{0, 100, 200, \dots, 800\}\text{Hz}$ ，则载波比  $f_s/f_e = \infty \rightarrow 6.25$ ，由式(4.69)得到系统闭环零极点分布如图4.45所示，通过观察可以得到以下结论：

- 1) 随着控制频率的升高，被控对象极点的阻尼率逐渐下降，显然该极点将导致暂态响应震荡加剧，并引起系统稳定性的下降。
- 2) 虽然 cPI 控制器实现了与被控对象极点在连续域的对消，然而离散域的情况并不如此，由图4.45b细节图可以看出，cPI 控制器零点与被控对象极点并不重合，并且随着控制频率的升高，两者距离越远。
- 3) 此外，由前述分析可知，控制器零点与被控对象极点的分离，将导致解耦不完全甚至失效，并且还伴随闭环奇异点的产生。

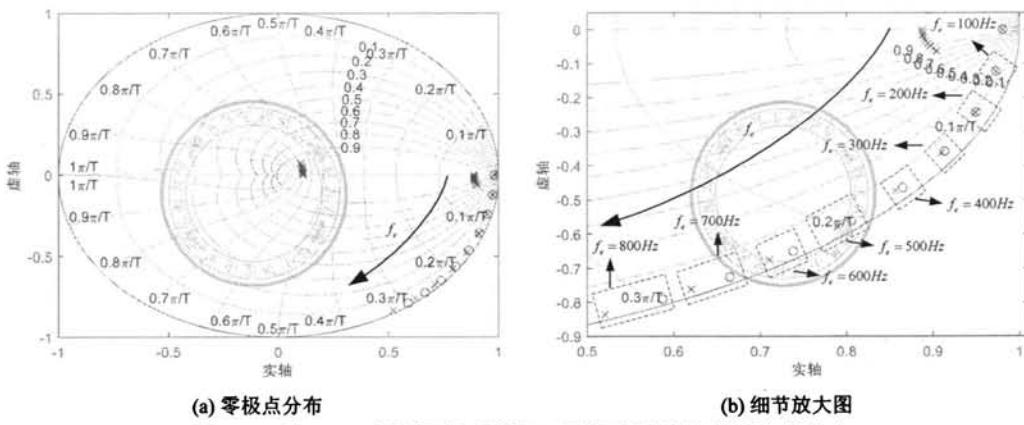


图 4.45: 基于 cPI 控制器的系统闭环零极点随着控制频率的分布

另一方面,如图4.46所示,设置控制频率  $f_e \in \{100, 800\} \text{ Hz}$ , 系统在 PS-SRF 的阶跃响应以及静止坐标系的闭环频率响应分别如图4.46a和图4.46b所示,通过观察可以发现:

- 1) 如图4.46a所示,当控制频率  $f_e = 100\text{Hz}$  时, d 轴电流阶跃响应调节过程没有存在震荡分量,并且 q 轴耦合电流几乎为零;而当  $f_e = 800\text{Hz}$  时, d 轴电流调节过程存在微小的震荡分量,这是由 cPI 控制器零点与被控对象极点位置分离而导致的,并且此时的 q 轴耦合电流明显要比  $f_e = 100\text{Hz}$  的情况更大。
- 2) 从图4.46b的闭环频率响应可以发现,当控制频率  $f_e = 100\text{Hz}$  时电流环没有发生输出放大现象,而当  $f_e = 800\text{Hz}$  时在频率 746Hz 处的增益为 1.21 倍,即存在闭环奇异点 B。

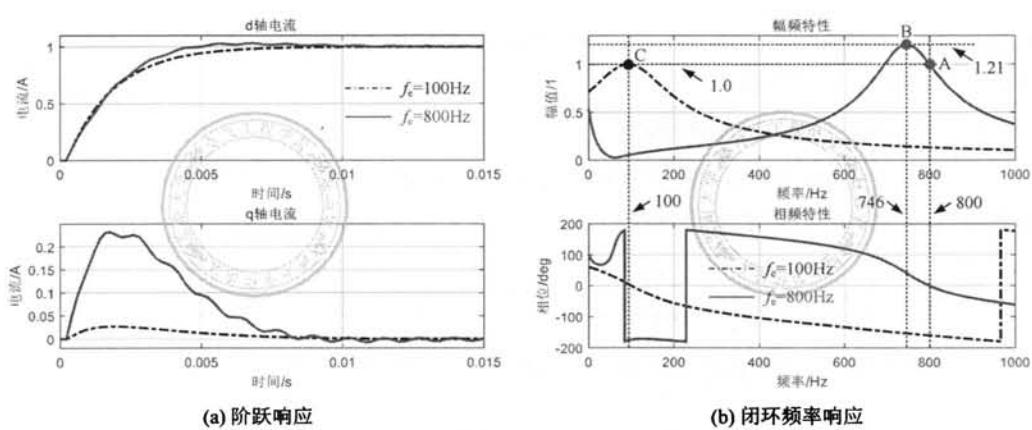


图 4.46: 离散化对 cPI 控制器的影响

以上以 PS-SRF-cPI 控制器的双线性变换离散化为例,说明了控制器离散化对控制系统所带来的问题。归纳起来,离散化将导致控制器零点与被控对象极点的偏移,并且

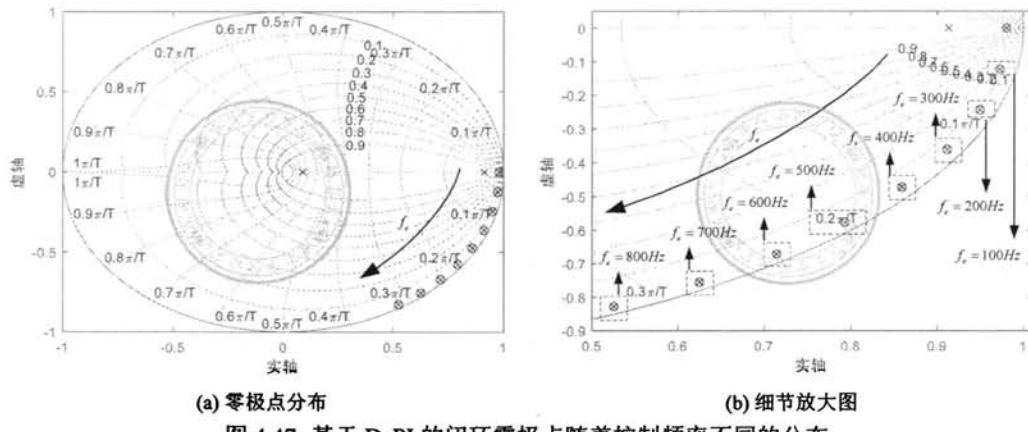


图 4.47: 基于 DcPI 的闭环零极点随着控制频率不同的分布

随着控制频率升高或者采样频率的下降，两者的位置偏移越严重，而一旦控制器的零点与被控对象的极点不重合，将从各方面影响控制系统性能。具体而言，首先该欠阻尼极点将引起阶跃响应调节过程的震荡，并降低系统稳定性；其次，两者位置的偏移将导致解耦不完全甚至解耦失败，并且随着载波比的降低，耦合现象越严重；此外还将导致系统闭环奇异点的出现，也即奈奎斯特曲线逐渐靠近临界点，这也是系统稳定性下降的一种表现。

#### 4.6.2 离散域电流控制器的构造

考虑到离散化带来的系列问题，以及为控制器寻求最优离散化方法的困难性，更直接的方法是在离散域进行控制器的设计，直接得到控制器在  $z$  域的表达式，从而避免了控制器离散化环节。此外，由于延时环节在离散域的分析要比连续域更加方便，其中根轨迹分析表现尤其明显，并且在控制器的构造过程中可以直接考虑延时环节的影响，从而无需额外进行延时补偿。

##### §A: PS-SRF 电流控制器的构造

首先，被控对象在 PS-SRF 的离散模型如式(3.11)所示，并考虑 PS-SRF 一阶延时后，得到包含延时的被控对象传递函数如下：

$$G_P^e(z) \cdot G_d^e(z) = \frac{1 - e^{-R_L \cdot T_s / L}}{R_L} \cdot \frac{1}{z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} \cdot (z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - e^{-R_L \cdot T_s / L})} \quad (4.70)$$

根据式(4.70)，文献 [94] 提出的 PS-SRF-DcPI 电流控制器的结构具有如下形式：

$$G_{\text{DcPI}}^+(z) = k \cdot \frac{z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - e^{-\hat{R}_L \cdot T_s / \hat{L}}}{z - 1} \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} \quad (4.71)$$

可见，其借鉴了连续域 cPI 控制器构造的思想，在离散域设置 PS-SRF-DcPI 控制器的零点与被控对象的极点重合，再次声明  $\hat{R}_L$  为  $R_L$  的估计值，以及  $\hat{L}$  为  $L$  的估计值。

另一方面,与cPI控制器不同的是,式(4.71)考虑了延时项的影响,并在控制器直接包含了延时补偿项 $e^{j\omega_e T_s}$ 。此外,与cPI控制器类似,式(4.71)也是一种矢量控制器,不同的是两者的实现域不同。

进一步由式(4.70)、式(4.71)得到系统的开环以及闭环传递函数如下:

$$G_{OL}^e(z) = G_{DcPI}^+(z) \cdot G_P^e(z) \cdot G_d^e(z) = k \cdot \frac{1 - e^{-R_L \cdot T_s / L}}{R_L} \cdot \frac{1}{z \cdot (z - 1)} \quad (4.72)$$

$$G_{CL}^e(z) = \frac{G_{OL}^e(z)}{1 + G_{OL}^e(z)} = \frac{k \cdot (1 - e^{-R_L \cdot T_s / L})}{R_L \cdot z^2 - R_L \cdot z + k \cdot (1 - e^{-R_L \cdot T_s / L})} \quad (4.73)$$

假设滤波器阻抗估计足够准确,则有 $\hat{L} = L$ 且 $\hat{R}_L = R_L$ ,并进一步设置控制频率 $f_e \in \{0, 100, 200, \dots, 800\}$ Hz,得到各控制频率下的系统零极点分布如图4.47所示。通过观察可知,在并网滤波器参数估计无误差的情况下,无论控制频率如何变化,PS-SRF-DcPI控制器的零点与被控对象的极点总是重合的,这正是离散域控制器设计的优势所在。

另一方面,设置控制频率为 $f_e \in \{100, 800\}$ Hz,相应的系统在静止坐标系的奈奎斯特曲线以及闭环频率响应分别如图4.48a与图4.48b所示。首先,通过观察奈奎斯特曲线可知,DcPI获得了与延时补偿后cPI控制器相似的特性,即奈奎斯特曲线在控制频率处渐近线垂直通过实轴,从而实现了与临界点距离最大化的目的,此时系统的稳定裕度最高,且能最大程度抑制闭环奇异点。其次,观察图4.48b所示闭环频率响应,可见在所考虑的两种控制频率,闭环系统均没有发生输出放大现象,闭环幅频特性关于控制频率中心对称,且在控制频率两侧呈现单调衰减特性。

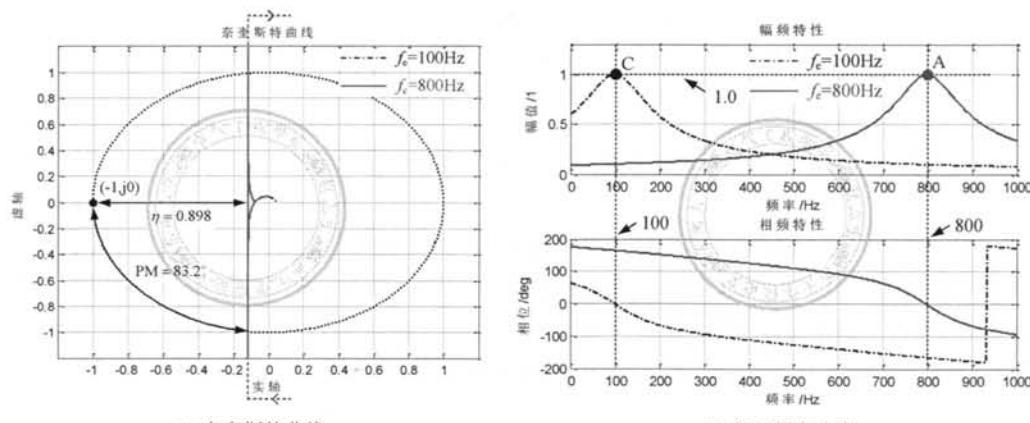


图 4.48: 基于 DcPI 控制器的电流环奈奎斯特曲线与闭环频率响应

## §B: NS-SRF 电流控制器的构造

与 PS-SRF 电流控制器的构造原理类似,首先建立被控对象在 NS-SRF 的离散模型,

为此将式(3.9)转化到 NS-SRF, 得到:

$$G_P^-(z) = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{1 - e^{-R_L T_s / L}}{z \cdot e^{-j\omega_e T_s} - e^{-R_L T_s / L}} \quad (4.74)$$

进一步, 考虑 NS-SRF 的一阶延时:

$$G_P^-(z) \cdot G_d^-(z) = \frac{1 - e^{-R_L T_s / L}}{R_L} \cdot \frac{1}{z \cdot e^{-j\omega_e T_s} \cdot (z \cdot e^{-j\omega_e T_s} - e^{-R_L T_s / L})} \quad (4.75)$$

则 NS-SRF-DcPI 控制器具有如下形式:

$$G_{\text{DcPI}}^-(z) = k \cdot \frac{z \cdot e^{-j\omega_e T_s} - e^{-R_L T_s / L}}{z - 1} \cdot e^{-j\omega_e T_s} \quad (4.76)$$

同样假设  $\hat{L} = L$  与  $\hat{R}_L = R_L$ , 并设置控制频率为  $f_e \in \{0, -100, -200, \dots, -800\}$  Hz, 得到 NS-SRF-DcPI 控制器调节电流环零极点在不同控制频率下的分布图, 如图4.49所示, 可见与 PS-SRF-DcPI 控制器类似, NS-SRF-DcPI 控制器同样也实现了与被控对象极点的完全抵消, 且不受控制频率的影响。

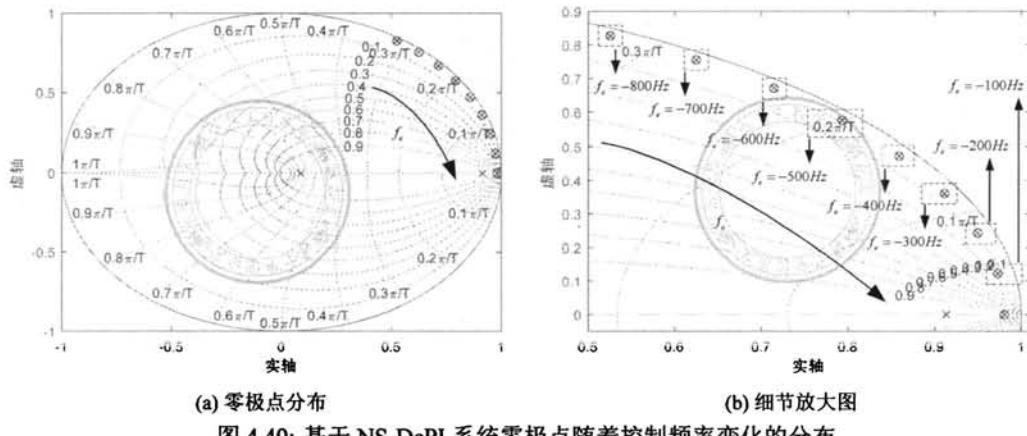


图 4.49: 基于 NS-DcPI 系统零极点随着控制频率变化的分布

进一步, 设置控制频率  $f_e \in \{100, 800\}$  Hz, 得到基于 NS-SRF-DcPI 控制器的系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应分别如图4.50a与图4.50b所示。显然, 此时可以得到与 PS-SRF-DcPI 控制器相同的结论, 即电流环奈奎斯特曲线至临界点距离最大化, 此时系统稳定裕度最高并且闭环频率响应没有出现闭环奇异点。

### 4.6.3 静止坐标系电流控制器并推广到各次分量

采用 DSRFC 结构, 将一个 PS-SRF-DcPI 与 NS-SRF-DcPI 控制器叠加, 即可实现正序与负序分量的同时控制, 也即得到采用 DSRFC-DcPI 控制器的电流环框图, 如图4.51所示。

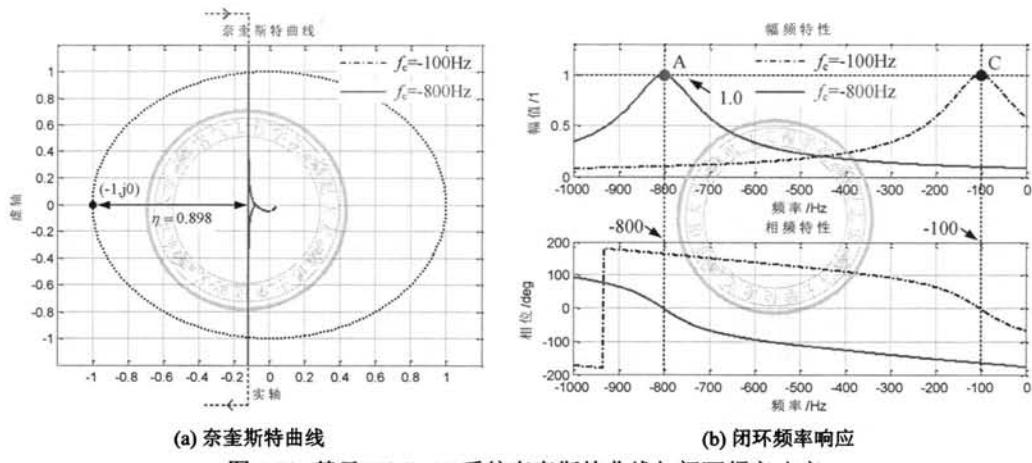


图 4.50: 基于 NS-DcPI 系统奈奎斯特曲线与闭环频率响应

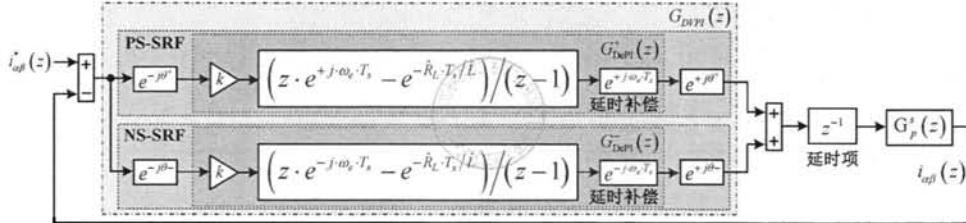


图 4.51: 基于 DVPI 控制器的电流环框图

为了避免 SRF 坐标变换, 由图4.51得到 DSRFC-DcP 在静止坐标系的等效传递函数, 如下所示:

$$G_{\text{DVPI}}(z) = 2k \frac{\cos(2 \cdot \omega_e \cdot T_s) - z^{-1} \left[ \cos(\omega_e \cdot T_s) + e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}} \cos(2 \cdot \omega_e \cdot T_s) \right] + z^{-2} e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}} \cos(\omega_e \cdot T_s)}{1 - 2 \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (4.77)$$

式(4.77)即为 DVPI 控制器, 设置控制频率  $f_e \in \{50, 350, 550, 950\} \text{ Hz}$ , 得到基于 DVPI 控制器的电流环奈奎斯特曲线与闭环频率响应如图4.52所示。可见在所考虑的控制频率处系统奈奎斯特曲线均垂直通过实轴, 如图4.52a所示。此外, 闭环系统实现了正序与负序分量的同时控制, 并避免了闭环奇异点, 如图4.52b所示的闭环频率响应。

进一步, 将 DVPI 控制器推广到各次谐波分量以实现死区补偿, 其控制表达式如下:

$$G_C(z) = \sum_{h=1}^N G_{\text{DVPI}}^h(z) \quad (4.78)$$

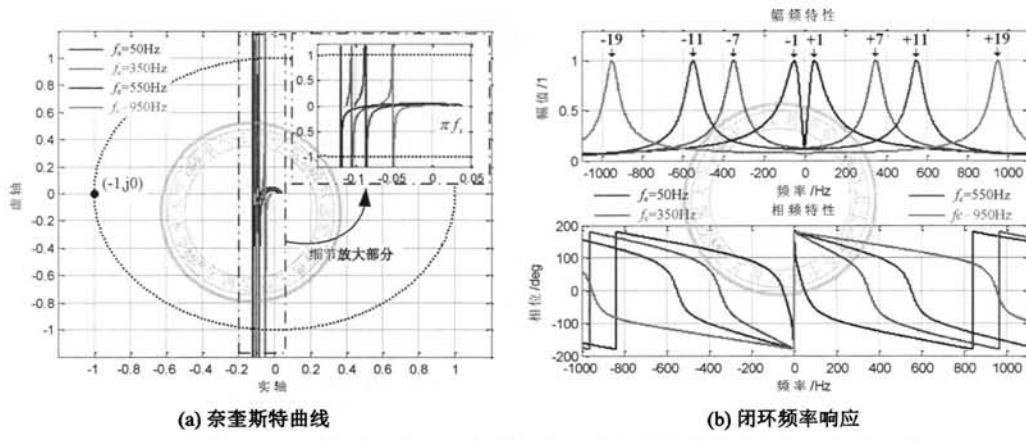


图 4.52: 基于 DVPI 电流环在不同控制频率下的奈奎斯特曲线与闭环频率响应

其中  $G_{\text{DVPI}}^h(z)$  为第  $h$  次谐波电流控制器，其表达式如下所示：

$$G_{\text{DVPI}}^h(z) = \frac{\cos(2h \cdot \omega_e \cdot T_s) - z^{-1} [\cos(h \cdot \omega_e \cdot T_s) + e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}} \cdot \cos(2h \cdot \omega_e \cdot T_s)] + z^{-2} e^{-\frac{R \cdot T_s}{L}} \cdot \cos(h \cdot \omega_e \cdot T_s)}{2k^h \cdot [1 - 2 \cdot \cos(h \cdot \omega_e \cdot T_s) \cdot z^{-1} + z^{-2}]}$$
(4.79)

考察 DVPI 控制器闭环死区补偿能力，设置  $h \in \{1, 5, 7, \dots, 29, 31\}$ ，并取  $k^h = 0.2$ ，得到系统奈奎斯特曲线、开环频率响应以及闭环频率响应分别如图4.53a、4.53b与4.53c所示，通过观察可以得到以下结论：

1) 首先对于奈奎斯特曲线而言，如图4.53a所示，系统在各次控制频率处的渐近线均垂直通过实轴，因此电流环稳定性最好且可以最大程度抑制闭环奇异点的出现。

2) 对于开环频率响应，如图4.53b所示，系统在各频次的开环增益为无穷大，从而确保了闭环系统对各次谐波分量（正序与负序）的无静差调节，并且开环相频特性在各次控制频率处从  $90^\circ$  突变为  $-90^\circ$ ，与图4.53a所示的奈奎斯特曲线渐近线旋转方向是相吻合的。

3) 观察闭环频率响应，如图4.53c所示，系统在考虑的各次控制频率的正序与负序分量处均获得了单位增益与零相位输出，即实现了对各频次信号的无静差控制，并且在整个频率段均没有产生闭环奇异点。

设置开关频率  $f_s = 5\text{kHz}$ ，死区时间为  $5\mu\text{s}$ ，最小脉宽为  $4\mu\text{s}$ ，并网电流 d、q 轴分量的参考值均为  $10\text{A}$ ，得到基于 DVPI 控制器闭环死区补偿前后的并网电流分别如图4.54a与图4.54b所示，可见死区补偿前并网电流存在较大的畸变，其中  $\text{THD} = 11.7\%$ ，而经过闭环死区补偿后，并网电流具有良好的正弦度，且  $\text{THD}$  下降为  $0.4\%$ ，因此 DVPI 控制器很好地抑制了死区对输出电流的影响。

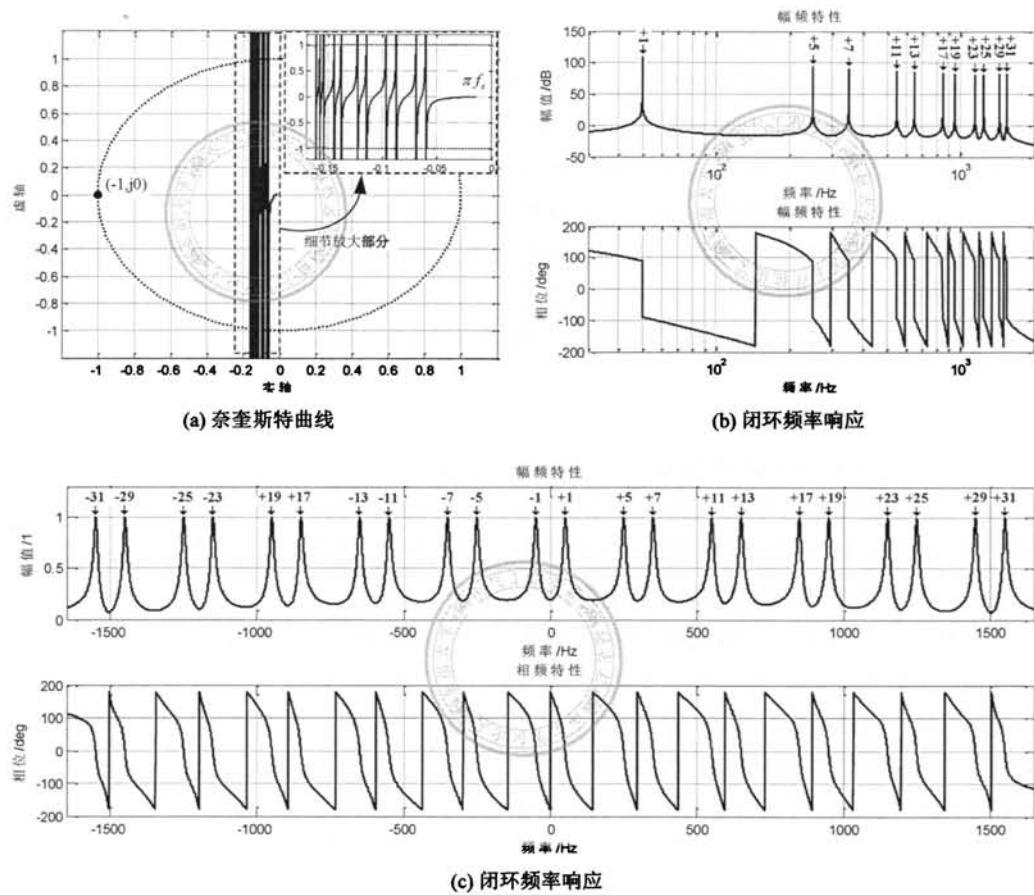


图 4.53: DVPI 控制器闭环死区补偿

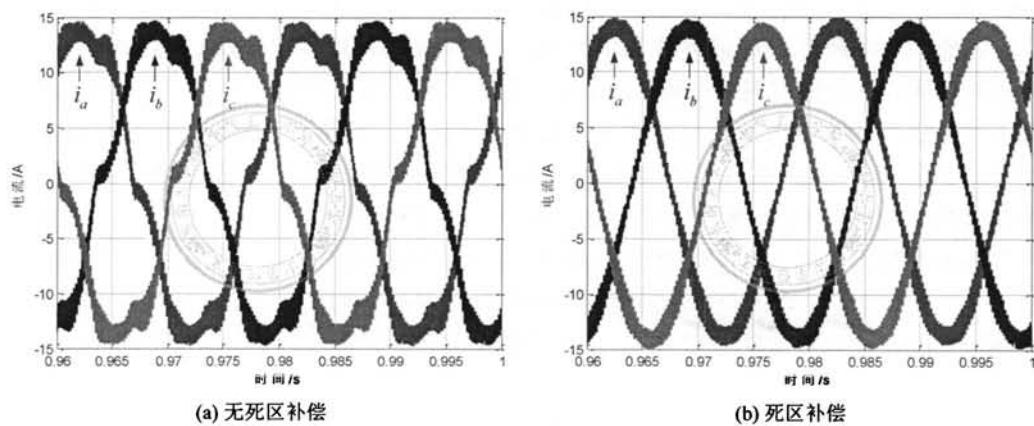


图 4.54: 基于 DVPI 闭环死区补偿前后并网电流

## 4.7 实验验证

实验验证主要从两个方面进行，其中一个方面是电网电压不对称情况下 PCS 的控制，另外一个是验证所构造的 PS-SRF-DcPI、DVPI 控制器的电流调节能力。具体而言，针对电网电压不对称的情况下 PCS 的控制，重点考察参考电流给定以及 PS/NS 电流分量的有效控制，首先以 PS-SRF-cPI 控制器为例，考虑向电网注入 PS 电流分量的情况，更加直观体现电网电压 NS 分量对 PS-SRF-cPI 电流环产生的稳态误差，进一步明确在电网电压不对称情况下引入 NS 电流调节器的必要性；其次，分别以 PS 电流给定以及抑制直流母线电压波动的参考电流给定，考察基于 DSRFC-cPI 控制器的电流环控制性能，通过与 PS-SRF-cPI 控制器对比验证 DSRFC 对 NS 分量的调节能力，通过考察并网功率分量与直流侧电压波动情况验证参考电流给定的正确性；再次，通过在 PR、VPI 控制器引入各次谐波分量的闭环调节，考察 RCs 的闭环死区补偿能力。针对所构造的离散域控制器的电流调节能力，首先在电网电压平衡的条件下，验证 PS-SRF-cPI 控制器对 PS 电流分量的无静差调节能力；其次，考虑在电网电压不对称的情况下，验证 DVPI 控制器对 PS 与 NS 分量的无静差调节能力；再次，在 DVPI 控制器引入各次谐波分量的闭环调节并考察其闭环死区补偿能力。

主要实验条件如下，直流母线额定电压 800V，并网线电压额定值 380V，其中不平衡条件下 b 相电压跌落约 50%，开关频率 5kHz，死区时间 5μs，最小脉宽 4μs，并采用不对称 SVM 调制策略。其中电网电压波形、基波正序分量、基波负序分量、电网电压基波正序分量的频率以及相位角如图4.55所示；首先，如图4.55b所示，a 相与 c 相电压有效值约为 205V，而 b 相电压有效值约为 105V；此外由图4.55c 与 图4.55d 可知，电网电压基波正序与负序的有效值分别约为 160V 与 55V；最后，图4.55e 与 图4.55f 分别为 PLL 输出的电网电压基波正序分量的频率与电压矢量相位角。

在不平衡电网下，设置 PCS 向电网注入 PS 无功电流分量，考察此时使用 PS-SRF-cPI 控制器的电流环性能，得到实验波形如图4.56所示，其中 CH1 为直流母线电压，CH2、CH3、CH4 分别为 PCS 并网 a、b、c 相电流，而变流器并网各功率分量通过 DSP 计算上传，然后将数据导入 Matlab 并画图得到。其中图4.56a 与 图4.56b 分别为突加与突减电流切换瞬间并网电流的调节过程，可见由于采用了临界阻尼控制器增益，并网电流动态调节过程迅速进入稳态并没有产生超调以及振荡现象。另外，如图4.56c 所示为稳态并网电流波形，可见此时实际注入电网的三相电流呈现不平衡状态，原因在于 PS-SRF-cPI 控制器虽然能够为 PS 频率提供无穷大增益，因此电网电压的 PS 分量不会对并网电流产生稳态分量，然而 PS-SRF-cPI 控制器对 NS 频率处的开环增益是有限的，在电网电压不平衡的条件下，电网电压的负序分量将在并网电流激励稳态分量。另一方面，由于 PS-SRF-cPI 控制器只实现了对  $i_d^P$  与  $i_q^P$  两个电流分量的控制，则由式(4.5)可知此时功率分量的  $P_0$ 、 $P_{c2}$ 、 $P_{s2}$ 、 $Q_0$ 、 $Q_{c2}$  与  $Q_{s2}$  均是不受控的，其取值分别如图4.56e ~ 图4.56j 所示，可见并网有功功率波动分量  $P_{c2}$  与  $P_{s2}$  分别约为 -2526W 与 2004W，而这将导致直流母线电压波动，如图4.56d 所示，实际直流母线电压波动峰峰值约为 15V，且波动频率

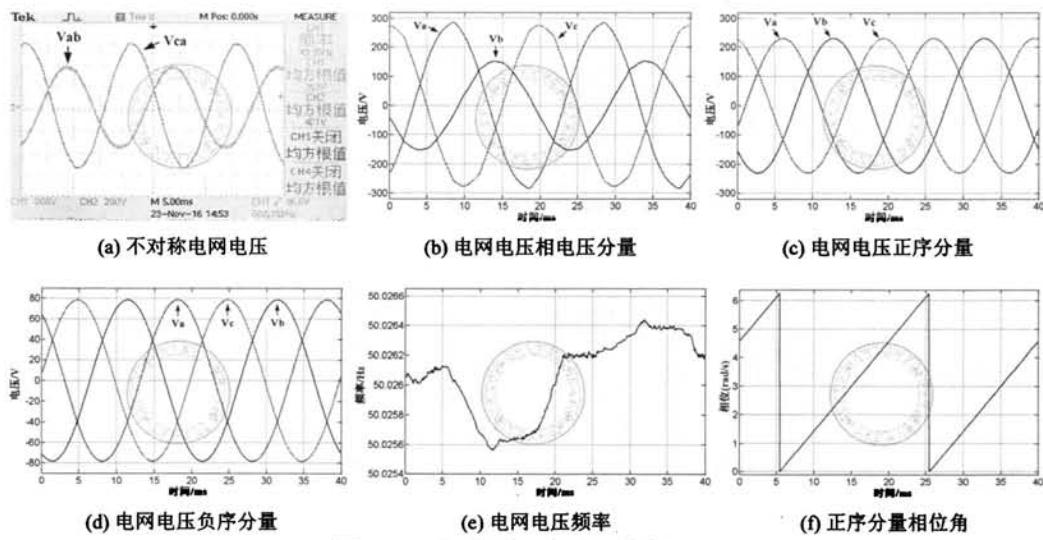


图 4.55: 不平衡电网电压及其序分量

与电网频率呈现两倍的关系。

为了消除电网电压 NS 分量对并网电流的影响, 考察不平衡条件下基于 DSRFC-cPI 控制器的电流环控制性能, 其中电流给定与图4.56情况相同为基波 PS 分量, 得到实验波形如图4.57所示。首先考察图4.57a与图4.57b所示的并网电流阶跃响应, 并与图4.56a所示 PS-SRF-cPI 情况相比较可知, 基于 DSRFC-cPI 控制器电流环响应速度更慢, 系统大约经过一个周波才完全进入稳态, 这是由于 DSRFC-cPI 控制器包含了 NS 频率处极点造成的, 这与前述 RCs 暂态响应分析是相符合的。此外, 由图4.57c所示稳态并网电流可知, 由于 DSRFC-cPI 控制器在 PS 与 NS 频率分量均提供了无穷大增益, 因此电网电压的基波 PS 与 NS 分量不会对并网电流产生稳态分量, 此时并网电流呈现三相对称状态, 注意由于 b 相电压跌落 50%, 因此 b 相并网电流的开关纹波分量相对 a、c 相更大, 因此图4.57c所示并网电流的峰值并不相同, 但是其基波分量幅值是相等的。此时的并网各功率分量如图4.57e ~ 图4.57j所示, 可见此时并网有功功率波动分量  $P_{c2}$  与  $P_{s2}$  分别约为 -2460W 与 1799W, 这是由于参考给定电流依然为 PS 分量, 在电网不平衡条件下将无法消除有功功率的波动, 并进一步导致直流母线电压波动, 如图4.57d所示, 此时母线电压波动峰峰值约为 14V。

另一方面, 由图4.56c与图4.57c可知, 无论是采用 PS-SRF-cPI 还是 DSRFC-cPI 控制器, 稳态并网电流均存在轻微的畸变现象, 这一现象主要是变流器死区造成的, 另外由图4.55b可知, 实际电网电压含有低次谐波分量, 由于 PS-SRF-cPI 还是 DSRFC-cPI 控制器都不具备谐波补偿能力, 因此无法抑制由死区以及电网电压谐波分量对输出电流的影响。为了解决这个问题, 设置 PR 控制器补偿到 31 次谐波分量, 并且采用延时补偿方法 3, 相应的实验结果如图4.58所示。首先如图4.58a电流阶跃响应可知, 并网电流调节过

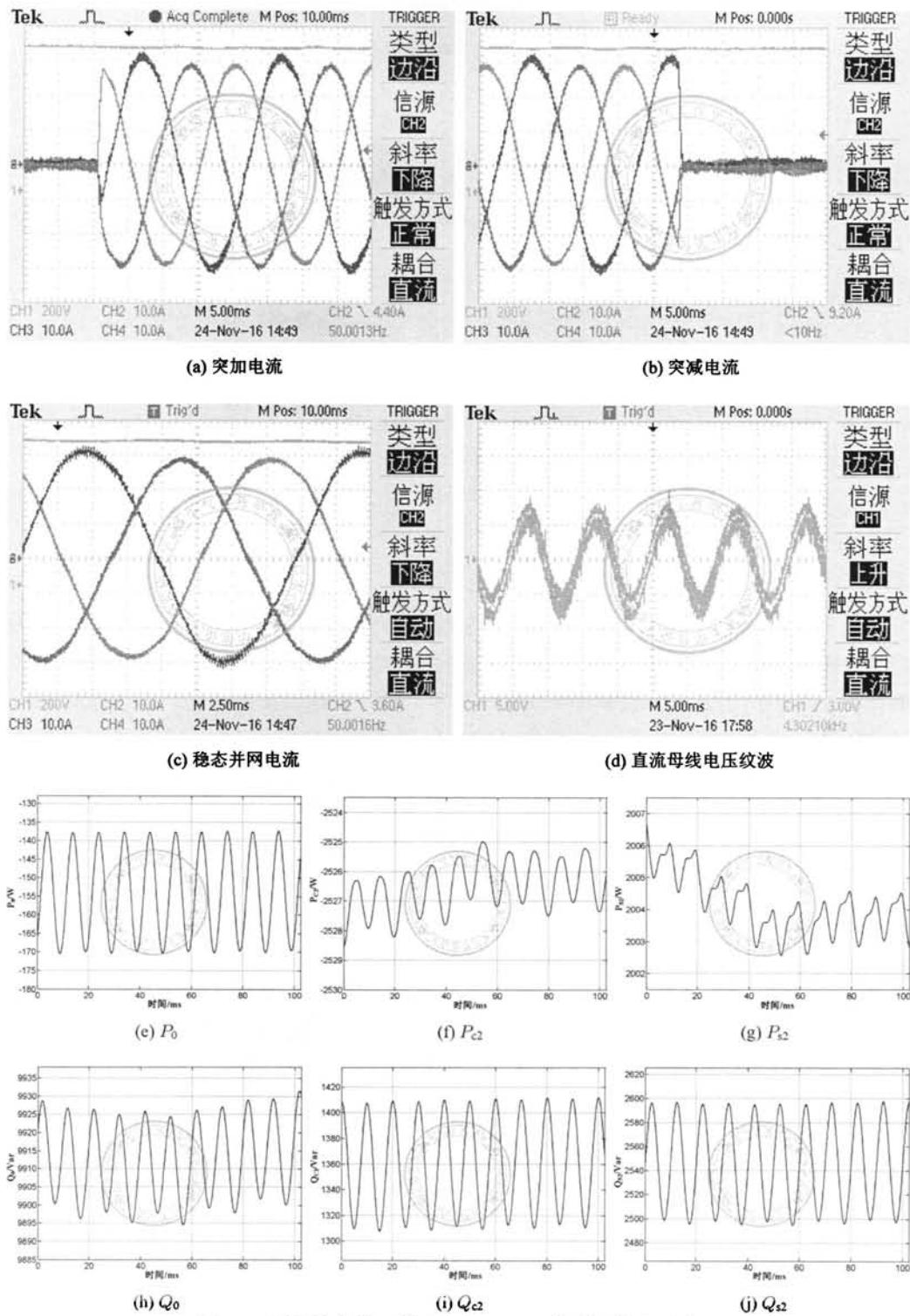


图 4.56: 不平衡条件下基于 PS-SRF-cPI 控制器的实验波形

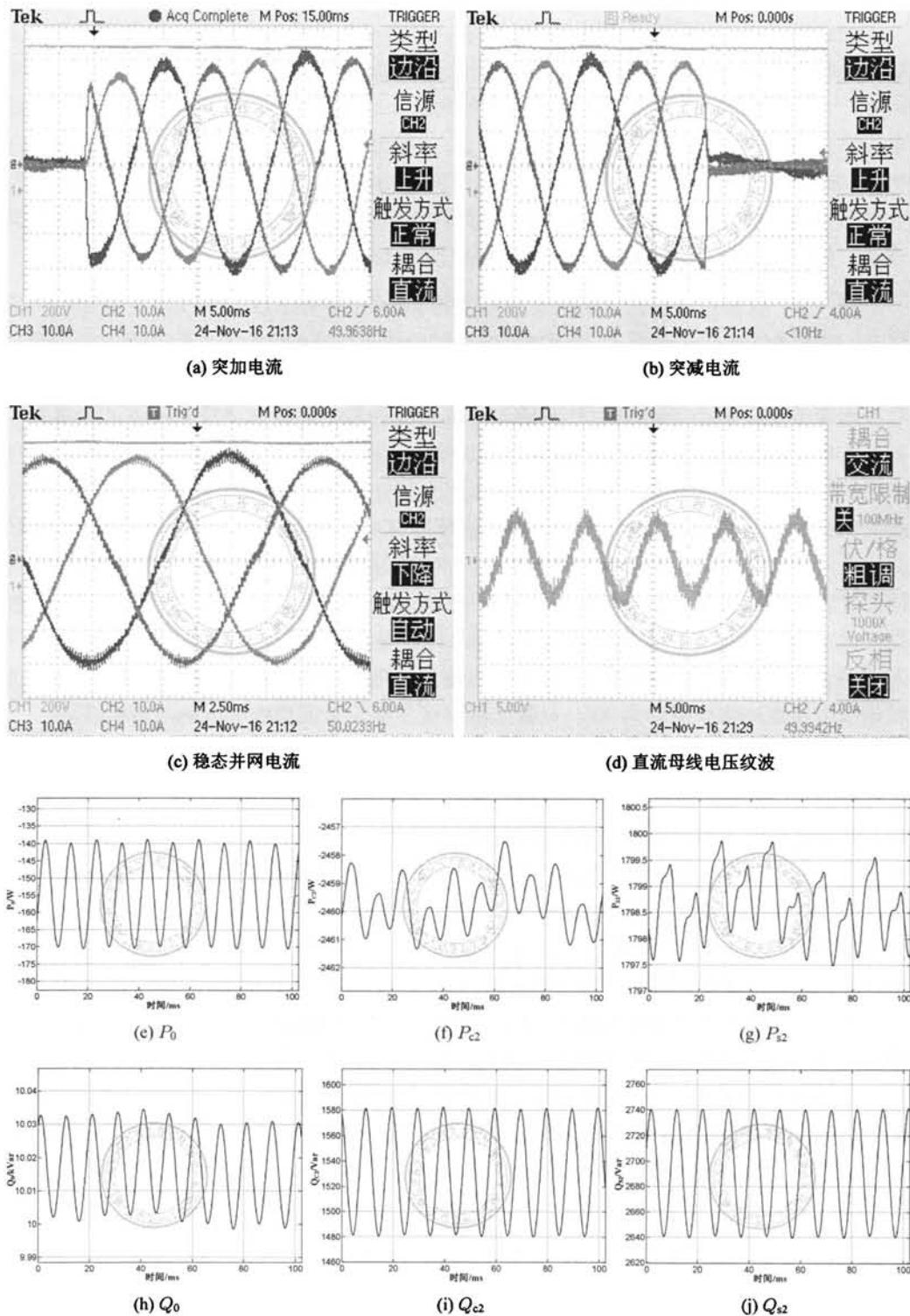


图 4.57: 不平衡条件下基于 DSRFC-cPI 控制器的实验波形

程存在较大的畸变，这是由于此时 PR 控制器包含各频次的开环极点，处于相应根轨迹分支的闭环极点将激励对应频次的暂态分量，并进一步导致电流畸变，但是该畸变分量幅值逐渐衰减并最终减小为零。如图4.58c所示为稳态电流波形，可见此时三相电流为基波 PS 分量并且没有发生畸变，这正是闭环死区补偿的作用结果。再次声明，由于 b 相电压跌落 50%，因此 b 相电流开关纹波较 a、c 相更大，但是三相电流的幅值是相等的，如图4.58d所示均值滤波后三相电流。此时并网各功率分量分别如图4.58f~图4.58k所示，基于同样的原因并网有功功率的波动分量同样不为零，并导致直流母线电压产生两倍频波动，如图4.58e所示的母线电压波动峰峰值约为 15V。

进一步，设置参考电流以抑制直流母线电压波动，即如式(4.26)所示，并且电流环采用 PR 控制器且最高补偿到 31 次谐波，得到实验结果如图4.59所示。其中图4.59a为突加电流的动态响应，与图4.58a类似地由于控制器包含各谐波频次极点而导致电流调节过程存在畸变分量，而由图4.59b可知在给定电流突减为零时并网电流没有产生冲击且直流侧电压保持稳定，并且由于负序电流的注入导致实际并网电流是不平衡的，如图4.59c所示的稳态并网电流。此外，并网各功率分量的取值分别如图4.59e~图4.59j所示；其中图4.59e所示并网有功功率  $P_0 \approx -113W$ ，这部分有功功率主要是维持直流侧电压稳定所需能量（包括开关损耗、直流侧均压电阻、电抗器损耗等）；而图4.59f与图4.59g所示并网有功功率波动分量分别为  $P_{c2} \approx -57W$  与  $P_{s2} \approx -73.5W$ ，由前述分析可知这部分能量实际上即为电抗器吸收的瞬时功率，并且两者是由电网提供的；以及图4.59h所示注入电网无功功率  $Q_0 \approx 9.93kVar$ 。另外，直流母线电压波动情况如图4.59d所示，可见此时母线电压波动峰峰值约为 4V，且算法很好地消除了直流母线电压的两倍频波动。

此外，考察 VPI 控制器的死区补偿能力，为此设置实验条件分别为三相电网电压对称且注入 PS 电流分量、三相电压不对称（即 b 相电压跌落 50%）且注入 PS 电流分量、三相电压不对称且直流母线电压抑制的电流给定，得到实验结果如图4.60所示。首先，图4.60a与图4.60b为电网电压对称情况下 VPI 死区补偿前后并网电流波形，可见在死区补偿前并网电流存在较大的畸变，而加入死区补偿后完全消除了电流畸变。其次，图4.60c与图4.60d为不平衡条件下控制 PCS 向电网注入 PS 电流分量，同样在死区补偿前，由于死区的影响以致并网电流存在较大的畸变，而在死区补偿后三相电流平衡且不存在畸变，其中由于 b 相电压跌落 50%，因此 b 相并网电流的开关纹波更大，通过对并网电流进行均值滤波后，可以看到三相电流的确是平衡的，如图4.60e与图4.60f所示。最后，在电网不平衡条件下采用抑制直流母线电压波动的电流给定方法，相应的死区补偿前后电网电流如图4.60g与图4.60h所示，可见同构在 VPI 控制器引入各次谐波分量的闭环调节，可以有效地抑制死区对输出电流的影响。

最后，考察 PS-SRF-DcPI 对 PS 分量的控制以及 DVPI 的闭环死区补偿能力，为此设置实验条件分别为电网电压平衡且通过 PS-SRF-DcPI 控制器注入 PS 电流分量、电网电压平衡且通过基频 DVPI 注入 PS 电流分量、电网电压平衡且通过 DVPI 注入 PS 电流分量并进行闭环死区补偿、电网电压不平衡且通过基频 DVPI 抑制直流母线电压波动、电

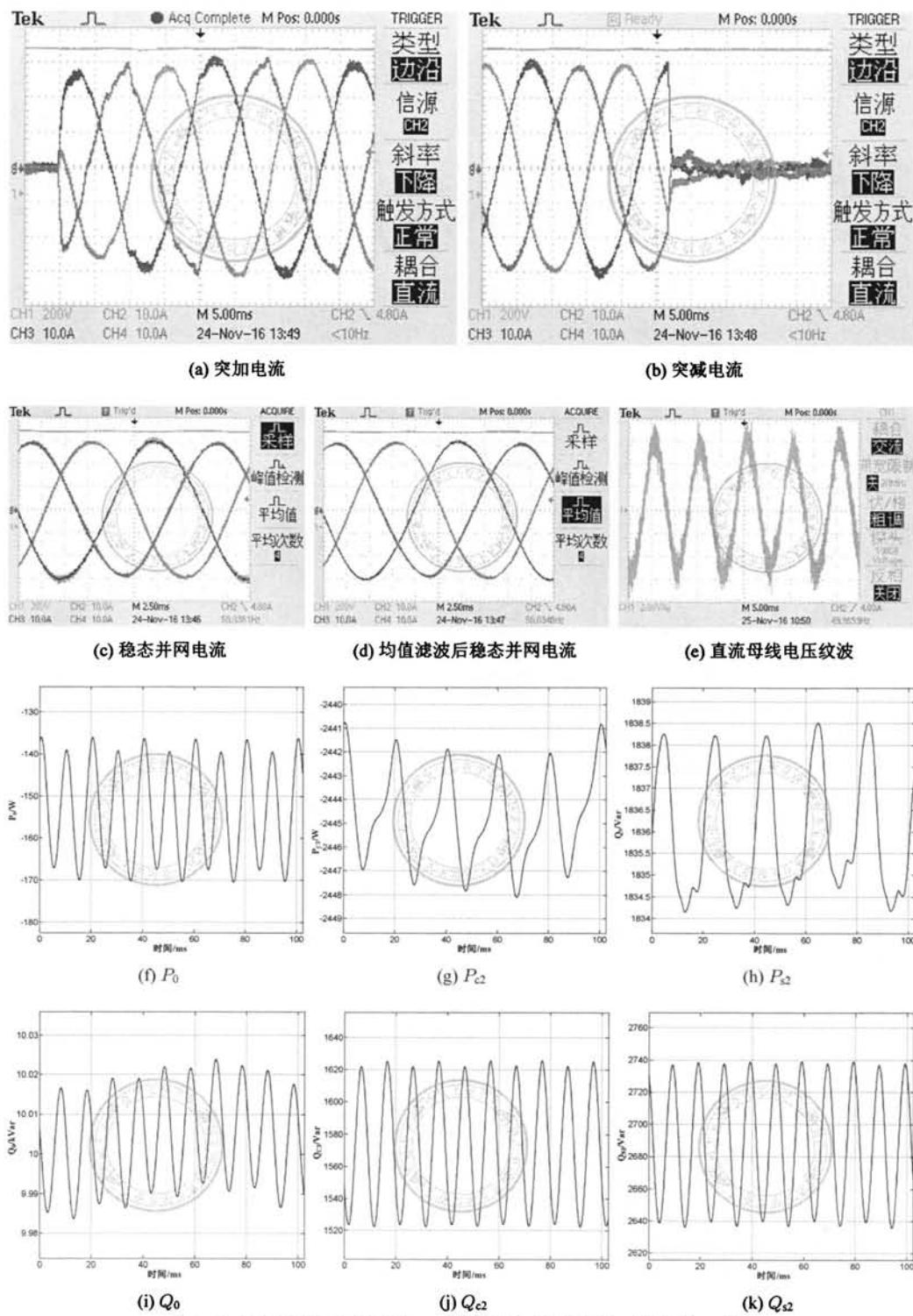


图 4.58: 正序电流给定基于 PR 控制器的实验波形 (补偿到 31 次)

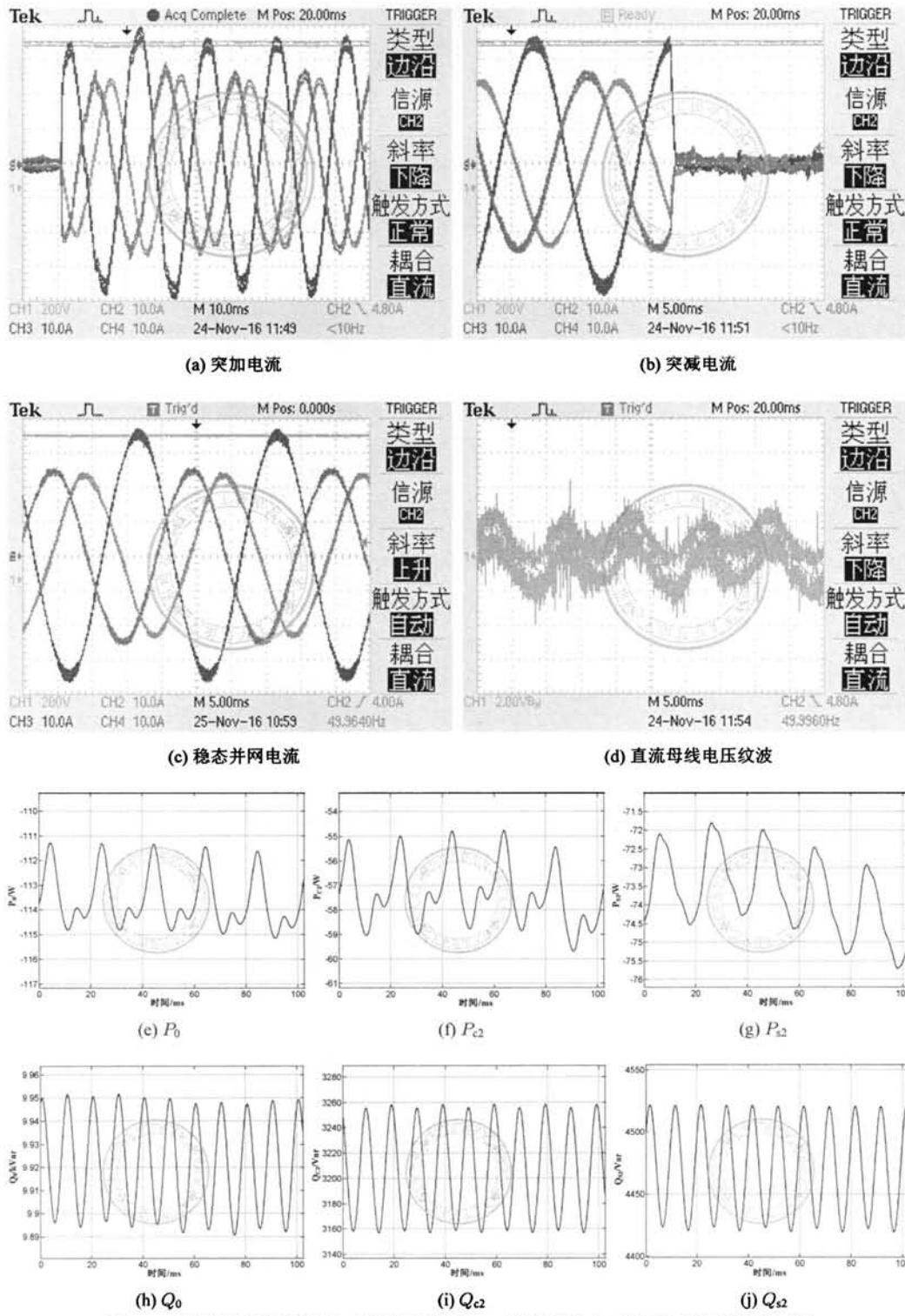


图 4.59: 抑制母线电压波动电流给定基于 PR 控制器的实验波形 (补偿到 31 次)

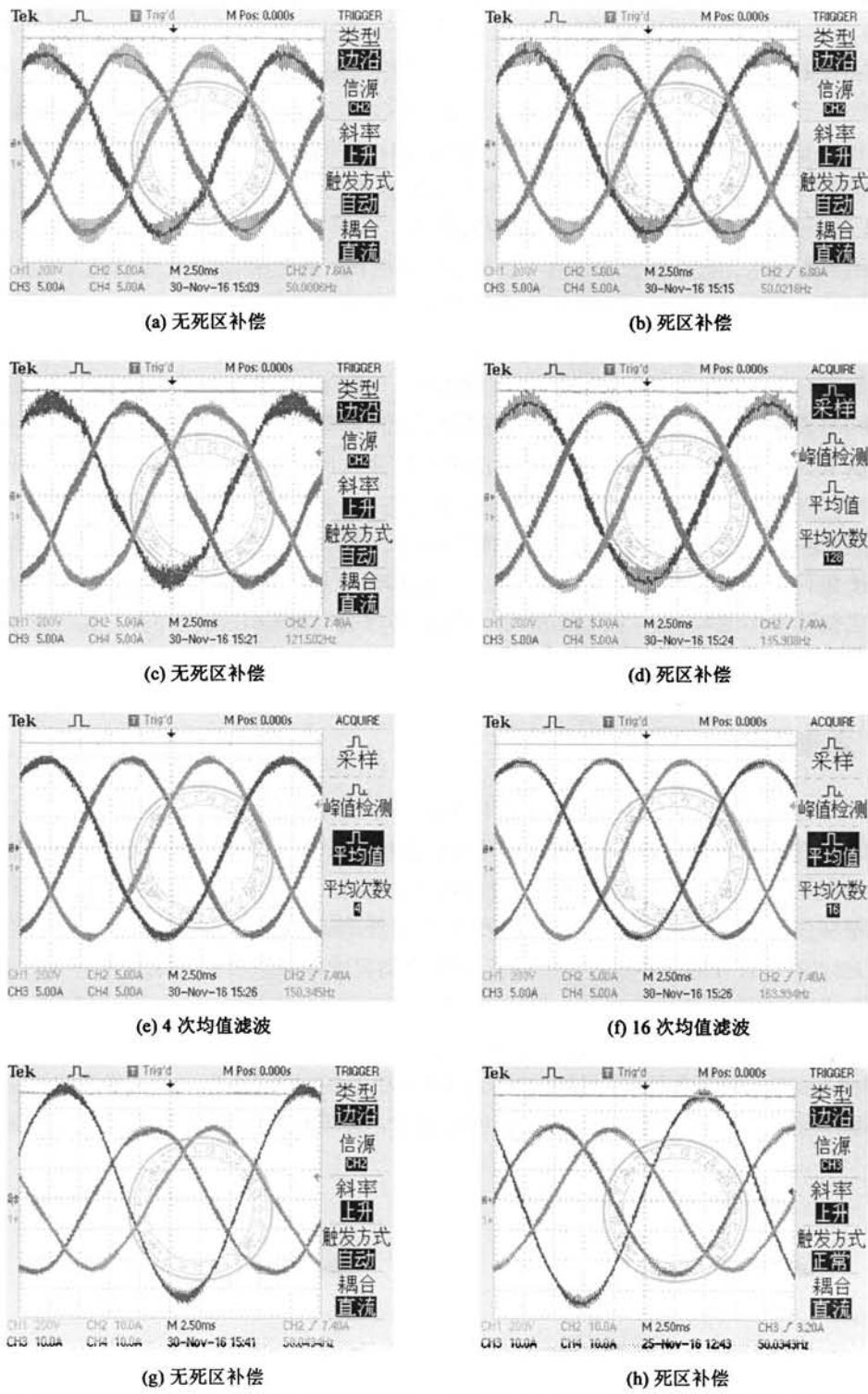


图 4.60: VPI 控制器死区补偿前后并网电流波形: (a)(b) 电网电压平衡; (c)(d) 电网电压不平衡且注入正序电流分量; (e)(f) 均值滤波后并网电流; (g)(h) 电网电压不平衡且抑制直流母线电压波动

网电压不平衡且通过基频 DVPI 抑制直流母线电压波动并进行闭环死区补偿。首先，设置 PS-SRF-DcPI 控制器为临界阻尼增益，得到电网电压平衡条件下的实验结果如图4.61a ~ 图4.61c所示，可见在临界阻尼控制器增益下输出电流迅速进入稳态，由图4.61a可知调节时间小于  $1\mu s$ ，而图4.61b稳态电流呈现微弱不对称状态，这是由于此时的实际电网电压含有一部分负序分量，并且这部分负序电压将在并网电流产生稳态分量。其次，在电网平衡条件下，采用基频 DVPI 实现 PS 与 NS 分量的无静差控制，实验结果如图4.61d ~ 图4.61f所示，通过对比图4.61d与图4.61a可知，由于 DVPI 含有 NS 频率处的极点，导致系统暂态响应出现 NS 分量并进一步延长调节时间，而此时图4.61e所示稳态电流三相是平衡的，这正是 DVPI 在 NS 频率处提供无穷大增益的作用结果。此外，在电网电压平衡的条件下，通过 VPI 控制器引入各次谐波闭环调节且最高补偿到 31 次，得到实验波形如图4.61g ~ 图4.61i所示，通过对比图4.61h、图4.61e与图4.61b可知，加入死区补偿后并网电流畸变消失，即控制器很好地消除了死区对输出电流的影响。进一步，在电网不平衡条件下采用基频 DVPI 控制器，而参考电流以抑制母线电压波动为目标，得到实验结果如图4.61j ~ 图4.61l所示，可见稳态电流与图4.60g所示 VPI 情况类似，此时死区将极大地影响并网电流质量，其中电流较小的 a、c 相表现尤为明显。最后，在电网电压不平衡条件下，通过在 DVPI 控制器引入各次谐波分量的控制且最高补偿到 31 次，相应的实验波形如图4.61m ~ 图4.61o所示，通过图4.61n与图4.61k对比可知，通过在 DVPI 引入各次谐波分量控制器后，可以有效地消除了死区对并网电流的影响。

## 4.8 本章小结

本章详细讨论了 PCS 在电网电压不对称与畸变情况下电流环的控制，首先以参考电流给定为研究对象，讨论了抑制并网点有功功率波动、抑制直流母线电压两倍频波动以及变流器最大容量输出的三种参考电流给定策略。其次，以 DSRFC 为基础讨论了如何避免序分量提取，并分析了基于 PI 与 VPI 控制器 DSRFC 的解耦能力。再次，分析了 PS-SRF-PI、PS-SRF-cPI、PR 以及 VPI 控制器的联系以及暂态响应的差别。此外，通过分析 RCs 的最佳稳定判据，给出了 PR 与 VPI 调节电流环的延时补偿策略，对比分析了不同延时补偿方法的优劣。最后，讨论了控制器离散化所带来的问题，分析了 PS-SRF-DcPI 控制器的性能，并通过构造 NS-SRF-DcPI 控制器得到静止坐标系的 DVPI 控制器，并进一步将 DVPI 推广到各次谐波分量，使得控制器具备闭环死区补偿功能。

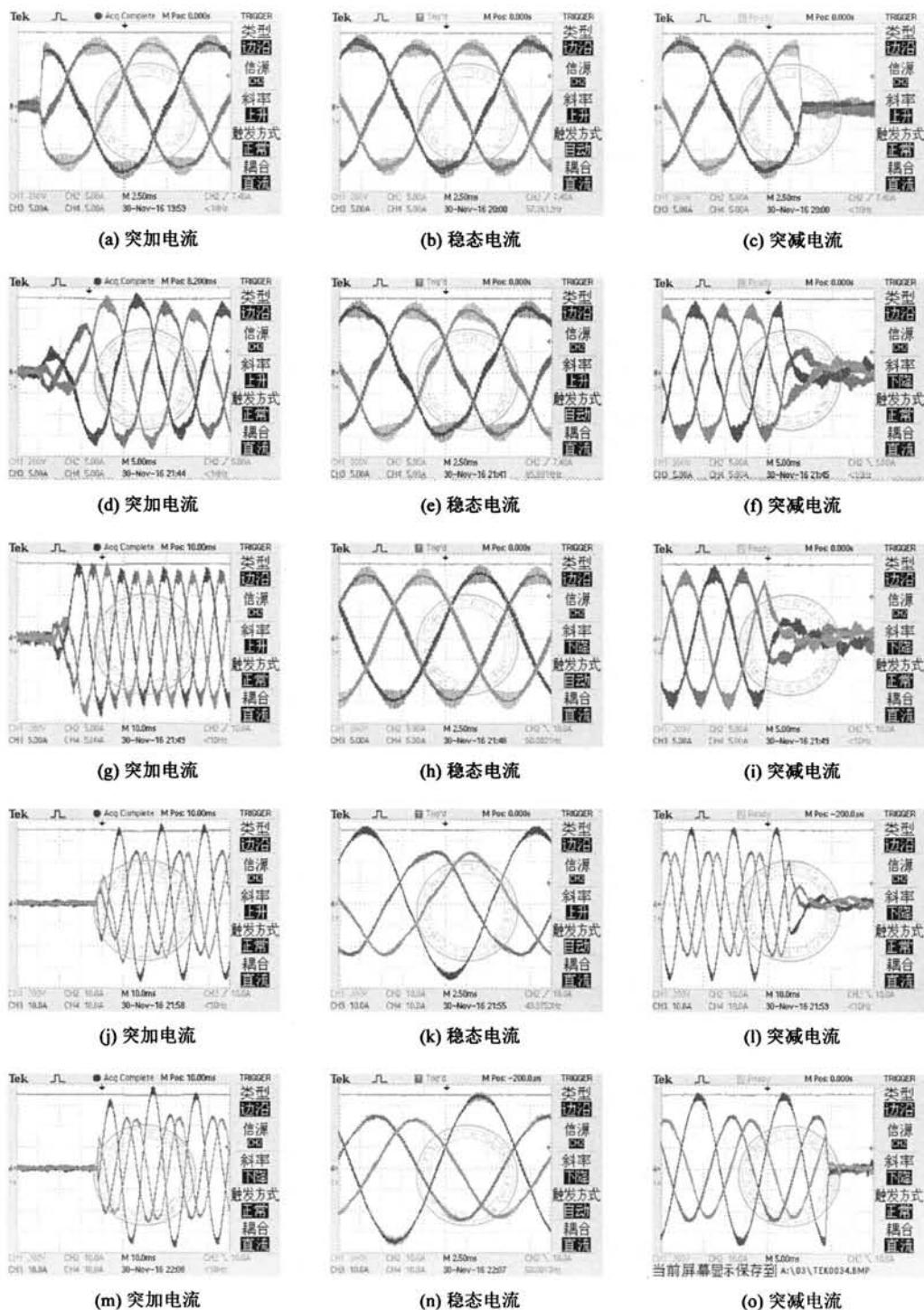


图 4.61: DVPI 控制器死区补偿前后并网电流波形: (a)(b)(c) 电网电压平衡且采用 PS-SRF-cPI 控制器; (d)(e)(f) 电网电压平衡且采用基波 DVPI 控制器; (g)(h)(i) 电网电压平衡且采用 DVPI 控制器补偿到 31 次; (j)(k)(l) 电网电压不平衡且采用基波 DVPI 控制器; (m)(n)(o) 电网电压不平衡且采用 DVPI 控制器补偿到 31 次



## 第五章 离网模式下 PCS 电压源输出的系统控制

对于 PCS 而言，其直流侧可以通过储能介质以及 DC/DC 提供稳定的直流电压，从而使得 VSC 可以对外输出有功功率。当 PCS 安装在用户侧，比如医院、军事设施等场合，在电网因故障停电的情况下，要求 PCS 能够对负载提供可靠供电。此外，当微电网工作于离网模式下，此时 PCS 通常在系统中扮演电压源的角色。

因此，这就要求 PCS 具有离网运行的功能，为本地负荷提供不间断的优质供电，此时变流器的控制与并网状态具有明显的不同。由前述分析可知，当变流器工作在并网模式时，无论是电网电压平衡抑或存在不平衡以及畸变条件下，均是通过控制注入电网的电流，从而实现并网有功与无功功率的调节，此时 PCS 对电网而言等效为一个可控电流源，因此对控制系统而言，并网电流质量成为关注的重点。**而在离网模式下，变流器负责向负荷提供稳定的（恒定的频率与幅值、三相平衡、低 THD）电压，而输出电流是由负载决定的。**由于负载的类型各式各样，比如有三相平衡负荷、三相不平衡负荷以及单相负荷，还有整流非线性负荷等等，因此电流的波形与频谱可能非常复杂。而无论何种负荷的接入，要求变流器均能够提供三相稳定的电压，此时 PCS 对负载而言等效为一个可控电压源，因此变流器输出电压质量是控制系统关注的重点。**需要特别指出的是，变流器输出电压源控制也是 UPS、独立式分布式发电、微电网以及岸电电源等领域的核心关键技术，因此电压源输出系统控制的研究具有重要的理论与应用价值。**

由于 VSC 的出口是一个脉宽调制电压，对于大功率变流器一般采用 LC 滤波器，以滤除输出电压的高频分量，而 LC 滤波器的设计要满足截止频率（滤波能力）、空载无功电流以及满载电压降落（直流母线输出能力）的要求。**LC 滤波器存在固有串联谐振点，而 VSC 出口脉宽调制电压具有非常丰富的频率分量，因此电压谐波分量容易引起 LC 滤波器谐振，导致变流器过流并恶化输出电压质量，因此需要小心设计控制系统以避免这个问题。**总体而言，**电压源输出变流器的控制可以分为三大类，即单电压闭环控制、电压外环+电流内环以及电压外环+虚拟电阻，三种控制各具特色且均有实际应用。**其中单电压闭环又分为输出电压有效值闭环与电压瞬时值闭环两类，输出电压有效值闭环的优势在于控制简单，并且系统稳定性不受负载阻抗影响，因此系统鲁棒性很强，不足之处在于系统响应速度慢，在负载投入瞬间存在较大的冲击电流；并且由于控制器不能为 LC 滤波器提供阻尼，一般需要在电容支路串联电阻以抑制谐振并提高稳定性，而这又将带来额外的损耗以及滤波能力下降的问题；此外当变流器带不平衡负荷时，三相不平衡电流将在滤波器上产生不平衡压降，将导致负载端电压不平衡，而电压有效值闭环控制方式不具备不平衡电压的补偿能力，**更加恶劣的情况是变流器带非线性负荷（如二极管整流负载），此时负荷电流含有大量的谐波分量并在变流器输出滤波器上产生谐波压降，并进一步引起负载端电压的畸变，而电压有效值闭环控制同样也不具备谐波电**

压的补偿能力，因此其比较适合于对电压质量要求不高且负荷确定的场合（不平衡较小且没有非线性负载的情况）。另一方面，单电压闭环瞬时值控制方式与有效值控制相比，可以获得更快的电压调节速度，且通过对负序以及各次谐波分量的调节，可以补偿由不平衡与非线性负载带来的影响，因此可以获得很高的输出电压质量，存在的问题是控制器依然不能为 LC 提供阻尼，因此系统存在潜在的谐振风险，但是由于其不需要电流传感器并且可以获得很高的输出电压质量，因此该控制方式适用于可靠性要求不高且对成本比较敏感的场合。

双闭环控制采用电压外环与电流内环的结构，通过电流内环的比例增益可以为输出 LC 滤波器提供虚拟阻尼，在不增加损耗的前提下改善其频率响应从而抑制谐振，并且电流环的引入可以避免负载投入瞬间的电流冲击问题，减小变流器过流的风险，并且通过在电压外环引入负序以及各次谐波分量的调节可以实现对不平衡以及非线性负载的补偿，因此可以获得很高的输出电压质量。其中电流内环分为电感电流反馈与电容电流反馈两种，并且均可以为滤波器提供有效的额外阻尼，而电感电流反馈的优势是可以为变流器实现过流保护，并且可以设置较大的比例增益从而更为有效地抑制谐振，但是其传感器的量程为变流器额定电流，因此量程大并伴随价格昂贵。而电容电流反馈只需要测量电容支路的电流，也即变流器的空载电流，因此所需电流传感器的量程小，相应的造价也低，并且电容电流反馈可以获得更快的响应速度，即系统抗负载扰动的能力更强，而其不足之处在于无法对变流器实现过流保护。因此，电容电流反馈适用于对成本敏感的小功率变流器场合，而电感电流反馈适用于侧重可靠性的大功率变流器控制。除此之外，借鉴 LCL 有源阻尼的思想，可以通过电感电流或者电容电流反馈引入阻尼，达到改善滤波器特性并抑制谐振的目的，从而获得与双闭环控制相媲美的效果，并且有源阻尼的实现更为直接且物理概念清晰，不受电流环稳定性影响从而更为有效地调节系统阻尼，存在的不足是阻尼系数选择不当将引起变流器输出容量的下降。

到目前为止，有关电压源输出变流器的分析与控制器设计绝大多数是在连续域进行，或者没有考虑数字控制的一拍延时，或者使用一阶 Pade 函数近似，这对于开关频率较高（比如 10kHz 及以上）的情况下分析是有效的（误差较小）。但是如前所述，大功率变流器为了满足温升散热的要求，一般开关频率限制在 3kHz ~ 4kHz 左右，无论是为了分析与设计的准确性与可靠性，抑或是离散域控制器的直接设计，都有必要首先建立系统的离散域模型。其次，由 PCS 并网模式电流环的分析可知，电网电压相对系统而言是一个扰动分量，并且可以通过电网电压前馈抑制该扰动分量的影响，即使电流环使用 RCs 实现各频次的闭环调节，一般也加入电网电压前馈以提高变流器的响应速度。然而通过分析可以发现，对于电压源输出变流器而言，通过电容电压前馈并不能带来任何益处，反而会减低系统稳定性，尤其大功率 PCS 开关频率不高的情况表现尤为明显，为此应摒弃输出电压前馈的做法，然而这种方法在文献 [202–205] 均被采用。除此之外，文献 [206–209] 认为应设置电流环的带宽以实现输出电流对宽频率范围（约采样频率的 1/10）信号的无静差调节，为了实现内环与外环的响应速度匹配，需要设置电流内环响

应速度远快于电压外环，为此在电压环分析时近似认为电流内环为单位增益，从而简化分析；然而通过分析可知，双闭环控制电流内环的作用是改善输出滤波器频率特性，即抑制谐振及其峰值并提高系统稳定性，其最终目的不是对电流进行无静差调节，并且电流环均采用比例控制器，从而等效于在电感支路串联电阻（电感电流反馈）或者电容支路并联电阻（电容电流反馈），这也进一步说明引入电流环的根本目的改善输出 LC 滤波器的阻尼特性。

而具体到电压环的控制，由前述分析可知当变流器输出带不平衡负荷时，不平衡电流将在滤波器上产生三相不平衡压降，这就要求电压控制器具备负序电压补偿能力，以保持负荷端三相电压的平衡。此外，当负荷含有非线性负载的情况下，谐波电流将在滤波器上产生压降，并引起输出电压畸变，因此要求电压控制器具有各次谐波补偿能力，以保持负荷端电压的 THD 在要求范围以内（一般小于 5%）。事实上，即使变流器输出带三相平衡线性负荷，也希望电压控制器具备低次谐波补偿能力，以抑制死区、母线电压波动等非线性因素对输出电压造成的畸变，进一步提高输出电压质量。由前述分析可知，由于 RCs 无需坐标变换且可以同时实现对正序与负序分量的无静差控制，并且通过多个 RCs 并联可以实现对各频次分量的闭环控制，因此 RCs 在电压源输出变流器的电压环控制获得了非常广泛的关注与应用。文献 [149,159] 针对航空 400Hz 中频电源的电压环控制，指出载波比低下的原因，系统很难包含电流环，电压环采用 PR 控制器以补偿不平衡与谐波负载的影响，并进行了控制器参数设计与延时补偿分析，指出在比例环节极易导致系统不稳定，并建议舍弃比例环节而使用纯 R 控制器，然而从作者的分析结果来看，系统的稳定裕度依然不高（其中一对闭环极点非常靠近单位圆），并且由于比例环节的缺失，导致系统的响应速度变慢，此外谐波电压补偿次数也不高，从实验结果看最高补偿只到 7 次。文献 [154,210] 针对电压源输出变流器在铁路牵引辅助供电系统的应用展开研究，分析了电流环比例增益的设计方法以及基于 VPI 控制器的电压外环设计，但是分析与设计均在连续域进行（将延时进行一阶 Pade 近似）并且没有进行延时补偿，因此其分析方法与结论不能直接应用在低载波比的情况，并且作者的实验结果表明电压外环最高补偿到 11 次，否则系统将发生不稳定。

归纳起来，目前最常用的两种 RCs (PR 与 VPI) 在电压源输出变流器均有应用，并且其负序补偿以及各次谐波补偿能力得到很好验证，但是依然存在许多不足之处，具体表现如下：

1) 离散域系统模型的缺失，由于输出 LC 滤波是二阶系统，当转换到 SRF 后，系统表现为两输入两输出系统并且含有 4 个耦合项，导致系统分析以及控制器设计困难，因此有必要建立系统离散域的矢量模型。

2) 电流环功能定位不明确，虽然电流环具有改善系统阻尼的功能得到广泛认可，但是依然存在需要提高电流环带宽以实现无静差调节的错误观念，而有关如何设置电流环增益以达到系统阻尼最优化的目的目前还没有报道，而这也是双环控制参数设计的关键，直接关系到系统的稳定性以及外部电压环的参数设计。

3) 电压环参数设计方法与准则, 目前有关 RCs 在电压源输出变流器的分析与设计均是以频率响应的相角裕度作为稳定判据, 由前述分析可知对于 RCs 调节系统, 相角裕度并不是可靠判据, 且有关电压源输出变流器闭环奇异点的分析还未见报道。

4) 电压环谐波补偿次数不高, 当变流器输出接二极管整流等高度非线性负荷时, 负载电流含有非常丰富的频率分量, 这些高频谐波电流均会在滤波电感以及输出变压器的漏感产生压降, 因此需要电压控制器具备高次谐波补偿能力。

5) 电压控制器对直流偏置的抑制, 当变流器输出接有隔离变压器时, 此时变压器对输入电压的直流偏置具有严格的要求, 一般要求输入电压的直流分量小于其额定电压的 0.1%, 否则将极易引起变压器的励磁饱和。这就要求电压控制器具有良好的直流偏置抑制能力, 以减小由传感器以及调理电路引入的直流分量的影响。

6) 负载阻抗对控制系统的影响分析, 一般而言负载支路的阻抗是未知的 (输出负荷固定的情况除外), 而控制器的设计以及参数调节均是在变流器空载情况下进行, 因此有必要在变流器输出接不同负荷的情况下, 对控制系统进行稳定性分析与验证, 确保系统工作的可靠性。

与 PCS 并网模式离散域电流控制器的直接构造相类似, 电压源输出变流器控制的另一个重要方向是在离散域直接构造控制器, 以获得期望的输出响应。文献 [157,211] 通过等阻尼率的方法配置系统闭环极点, 输出电压获得了很好的暂态响应, 并且系统对输出滤波器参数鲁棒性很高, 不足之处在于其控制系统是单电压闭环方式, 因此无法为输出滤波器提供有效阻尼, 并且由于其在静止坐标系构造, 因此无法对正弦信号进行无静差调节, 并且控制器也不具有负序以及高次谐波电压补偿能力。

## 5.1 离散模型

如图5.1所示, 为电压源输出变流器主电路及其闭环控制框图, 其中直流侧因应用场合的不同而有所区别, 对于两级式 PCS 而言直流侧通过 DC/DC 与储能介质提供, 如图1.8b所示, 对于光伏发电而言直流侧则是通过前级 Boost 升压得到, 而对于岸电电源直流侧可以通过对电网二极管整流或者 PWM 整流得到。对于大功率变流器输出一般接 LC 滤波器, 其中  $R_L$  为电抗器以及功率开关器件的损耗等效电阻, LC 的后级可以直接接负载, 而对于需要隔离的场合 (如岸电电源等), 为满足隔离的要求, LC 滤波器输出一般通过隔离变压器接负荷, 此时变压器的一次侧一般采用三角形接法, 二次侧采用星形接法从而为负载提供中性线, 如图5.1所示。其中双闭环控制框图的调节过程如下, 首先通过检测电容端线电压并与参考电压相比较, 并将误差信号送入电压控制器, 而电压控制器的输出作为电流内环的参考信号, 其中电流环既可以采用电感电流也可以采用电容电流反馈, 并且电流环一般采用比例控制器, 而电流控制器的输出即为调制波, 通常采用 SVM 调制以提高直流母线电压利用率。此外, 如果在双闭环基础上省去电流内环控制器, 即可得到单电压闭环控制框图, 此时电压控制器的输出直接为调制波, 如图5.1所示。

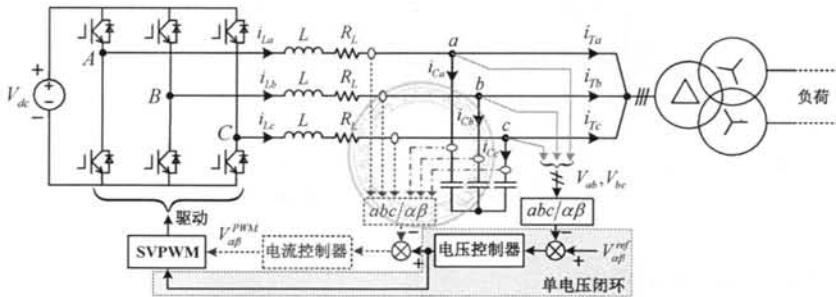


图 5.1: 电压源输出变流器主电路及其闭环控制框图

其中，基于数字控制的单电压闭环控制框图如图5.2所示，图中各电压/电流分量均以静止坐标系的矢量形式给出，如  $V^{ref} = V_\alpha^{ref} + j \cdot V_\beta^{ref}$ ，其中  $C_V(z)$  为电压控制器。需要注意的是，在分析过程中忽略了滤波电抗的等效电阻，即认为  $R_L = 0$ ，此时输出 LC 滤波器为零阻尼状态，即考虑最为恶劣的情况。**首先不考虑负载阻抗的影响，即将负载电流作为扰动分量考虑，则由图5.2可以得到：**

$$\left\{ [V^{PWM}(s) - V(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot L} - I_T(s) \right\} \cdot \frac{1}{s \cdot C} = V(s) \quad (5.1)$$

即：

$$G_V(s) = \frac{V(s)}{V^{PWM}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C + 1} = \frac{1}{L \cdot C} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L \cdot C}} = \frac{\omega_{res}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (5.2)$$

其中  $\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{LC}}$  为输出 LC 滤波器的谐振角频率，由于变流器 PWM 输出具有零阶保持特性<sup>[163-166]</sup>，由此进一步由式(5.2)得到其在离散域传递函数如下：

$$G_V(z) = \frac{V(z)}{V^{PWM}(z)} = ZOH \left\{ \frac{\omega_{res}^2}{s^2 + \omega_{res}^2} \right\} = \frac{(z+1) \cdot (1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s))}{z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1} \quad (5.3)$$

其中  $T_s$  为采样周期。

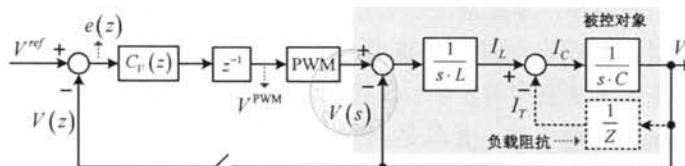


图 5.2: 数字单电压闭环控制框图

图5.3为电压源输出变流器的典型数字双闭环控制框图，其中  $C_I(z)$  为电流控制器，如前所述，电流环既可以采用电感电流反馈也可以是电容电流反馈，分别为图5.3的  $I_L$  与  $I_C$  所示。

同样将负载电流看作扰动分量，即忽略负载阻抗的影响，由图5.3可以得到以下方程：

$$\begin{cases} [V^{PWM}(s) - V(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot L} = I_L(s) \\ [I_L(s) - I_T(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot C} = V(s) \end{cases} \quad (5.4)$$

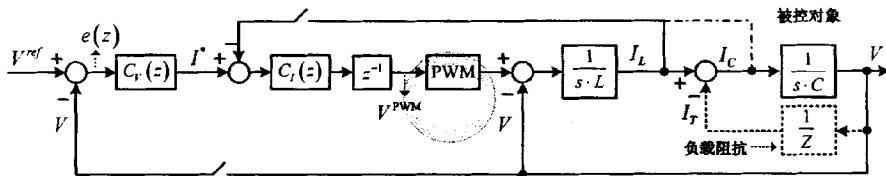


图 5.3: 数字双闭环控制框图

进一步由式(5.4)可以得到:

$$G_{iL}(s) = \frac{I_L(s)}{V^{\text{PWM}}(s)} = \frac{s \cdot C}{s^2 \cdot LC + 1} = \frac{1}{LC} \cdot \frac{s \cdot C}{s^2 + \frac{1}{LC}} = \frac{1}{L} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2} \quad (5.5)$$

最后, 对式(5.5)采用 ZOH 离散化得到:

$$G_{iL}(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_{iL}(s)}{s} \right\} \right\} = \frac{1}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \frac{\sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot (z - 1)}{z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1} \quad (5.6)$$

当采用电容电流反馈时, 在不考虑负载扰动的情况下有  $I_L = I_C$ , 即均等于变流器输出的空载电流, 此时  $G_{iL}(z) = I_C(z)/V^{\text{PWM}}(z)$  与式(5.6)相同。

## 5.2 单电压闭环控制

如前所述, 单电压闭环控制只需要对负载电压进行反馈控制, 因此具有结构简单以及控制器参数设计方便等优点, 并且由于无需电流传感器, 因此有利于系统成本的降低。总体上, 单电压闭环可以分为输出电压有效值闭环与瞬时值闭环两类, 其中输出电压有效值闭环控制的优势是系统稳定性不受负载的影响, 因此系统鲁棒性很高, 不足之处在于输出电压响应速度较慢, 并且由于控制器无法为滤波器提供额外的阻尼, 并考虑到实际电抗器的等效电阻很小, 因此系统阻尼很小甚至有谐振的风险, 并且由于系统的这种弱阻尼特性, 容易在系统启动以及负载投入/切除瞬间引发系统过流问题。此外, 电压有效值闭环控制方式无法完成对负序以及各次谐波分量的有效控制, 也无法进行死区补偿, 因此输出电压的质量不高, 尤其是当变流器需要带不平衡以及非线性负载的时候, 会进一步恶化输出电压的质量。

另一方面, 输出电压瞬时值闭环控制方式可以获得比有效值闭环更快的响应速度, 并且通过加入负序以及各次谐波分量的调节, 消除输出电压的不平衡与畸变, 因此可以获得很高的输出电压质量。然而, 尽管如此, 电压瞬时值闭环依然无法为滤波器提供额外的阻尼, 因此系统依然处于弱阻尼状态。

### 5.2.1 输出电压有效值闭环控制方式

电压有效值闭环的控制框图如5.4所示, 首先通过移动滑窗有效值计算方法得到输出电压的有效值  $V_{\text{RMS}}$ , 并与设定的参考值  $V_{\text{RMS}}^{\text{ref}}$  进行比较, 由于有效值设定值  $V_{\text{RMS}}^{\text{ref}}$  是

直流分量，因此电压控制器采用 PI 调节器即可实现无静差调节，控制器的输出即为调制波  $V^{\text{PWM}}$  信号。

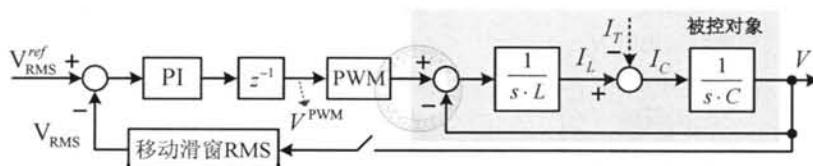


图 5.4: 电压有效值闭环控制框图

其中移动滑窗有效值计算方法如图5.5所示，假设采用对称规则采样，并且在一个电压周波含有  $N$  个采样点，且在当前时刻  $t$  的电压采样值为  $V(k)$ ，则取前  $(N-1)$  个历史数据计算当前时刻输出电压有效值，如图5.5a所示。而在下一个采样点，如图5.5b所示，对应时刻  $(t+T_s)$  以及电压采样值为  $V(k+1)$ ，同样取前  $(N-1)$  个历史数据对下一个时刻的输出电压有效值进行计算，并依此类推。

其中有效值计算公式为：

$$V_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} V^2[i]} \quad (5.7)$$

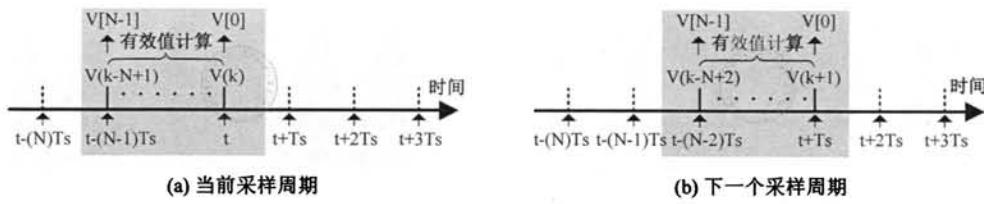


图 5.5: 移动滑窗有效值计算方法

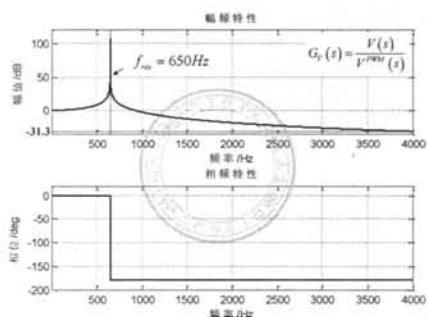
主要系统参数如表5.1所示，可知 LC 的谐振频率  $\omega_{\text{res}}$  约为 650Hz，需要特别指出的是，在本章中将基波频率设置为 60Hz，这是考虑到 PCS 作为船舶供电的情况，而国际大型船舶的标准频率均为 60Hz，但是分析过程与所得结论同样可以用于基频 50Hz 的情况。其中输出电压  $G_V(s)$  的频率响应如图5.6a所示，通过观察可知在谐振频率处输出电压增益为无穷大，因此在该频率处容易产生输出电压放大问题。另一方面，在开关频率处幅值增益约为  $-31.3\text{dB}$ ，因此滤波器可以很好地衰减输出电压的高频开关纹波。

采用电压有效值闭环控制方式，并且在 0.4s 时刻投入 50A 感性无功负荷，输出电压有效值调节过程如图5.6b所示，可见无论是空载还是带载情况下，控制器均很好地将输出电压有效值调整与参考值相等。

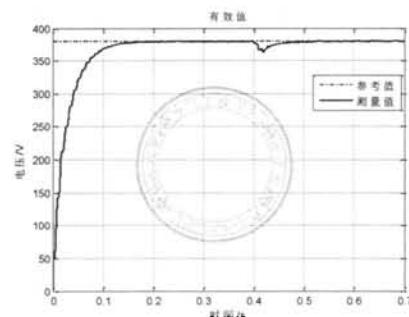
其中空载情况下输出线电压与电流分别如图5.6c与图5.6d所示，可见虽然输出电压的有效值与参考值是相等的，但是输出电压波形并不理想，经测量 THD 为 3.36%，其中主要是 5、7、11、13 次含量较大，占基波百分比分别为 2.99%、0.73%、0.51% 和 0.63%。

表 5.1: 系统参数

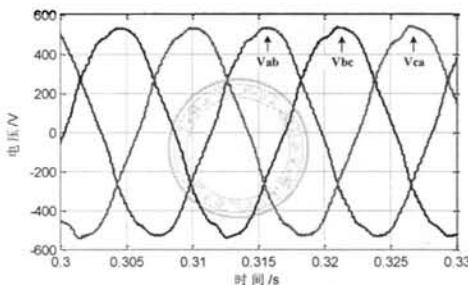
名称	数值	单位
电感 $L$	0.4	mH
电感等效电阻 $R_L$	0.04	$\Omega$
电容 $C$	150	$\mu\text{F}$
开关频率	4	kHz
直流侧电压 $V_{dc}$	750	V
输出电压频率	60	Hz
输出线电压有效值	380	V



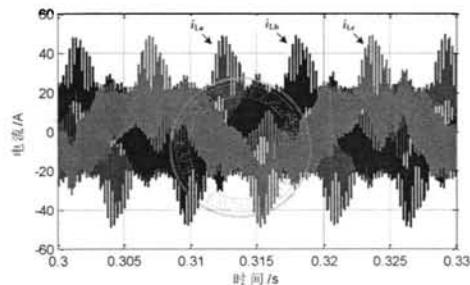
(a) 输出滤波器频率响应



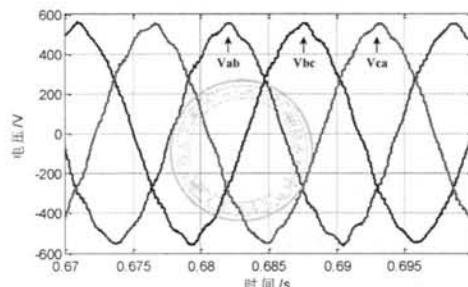
(b) 电压有效值调节过程



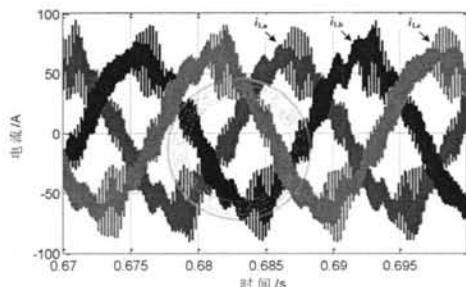
(c) 输出电压



(d) 线电流



(e) 输出电压



(f) 线电流

图 5.6: 输出电压有效值闭环控制: (a) 输出滤波器频率响应; (b) 电压有效值调节; (c)(d) 空载情况下输出电压与电流; (e)(f) 带 50A 无功负载输出电压与电流

此外,交流器带 50A 感性无功负载情况下的输出电压与电流分别如图5.6e与图5.6f所示,此时由图5.6b可知此时输出电压有效值依然与设定值是相等的,但是与空载情况相同的是输出电压质量不高,此时电压的 THD 为 3.13%,其中 5、7、11、13 次含量分别为 1.16%、0.89%、2.15% 和 0.95%。

进一步,如图5.7a所示,考察不平衡与非线性负载情况下有效值闭环控制方式的输出性能,其中不平衡负载为  $a$ 、 $b$  相接入  $L_1 = 10\text{mH}$  的无功负荷且  $c$  相空载,非线性负载为三相二极管整流  $C_1 = 2000\mu\text{F}$  以及  $R_1 = 10\Omega$ 。在 0.3s 时刻投入不平衡负载,并且在 0.5s 继续投入非线性负载,得到输出电压  $V_{ab}$  有效值调节过程如图5.7b所示,可见无论是不平衡还是非线性负载情况下,输出线电压  $V_{ab}$  的有效值均可以很好地调节至参考值  $V_{\text{RMS}}^{\text{ref}}$ 。

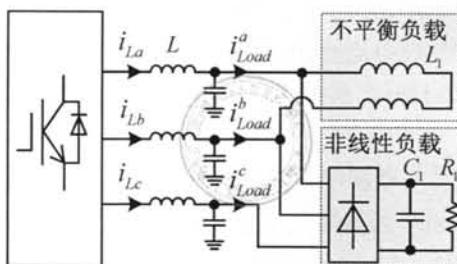
然而,在负载不平衡的情况下,图5.7c为变流器输出线电流,此时  $a$ 、 $b$  相投入约 50A 感性无功负荷,而  $c$  相为空载电流。对应的线电压如图5.7d所示,可见此时三相输出电压呈现不平衡状态,产生的原因在于控制器不具备负序补偿能力,当负载不平衡时将导致输出电压含有负序分量,最终导致负载端电压不平衡的出现。

最后,在投入非线性负载后变流器输出电流与线电压分别如图5.7e与图5.7f所示,此时三相电流呈现严重不对称与畸变状态,注意此时变流器并没有发生过调制,因此输出电压畸变完全是由负载电流导致的(暂不考虑死区的影响),经测量 THD = 12.9%,其中 5、7、11、13 次含量分别为 6.02%、3.91%、8.27%、2.45%,其中 11 次谐波含量最大,原因是单电压闭环无法为 LC 滤波器提供阻尼,导致变流器在谐振频率附近存在输出放大的风险。

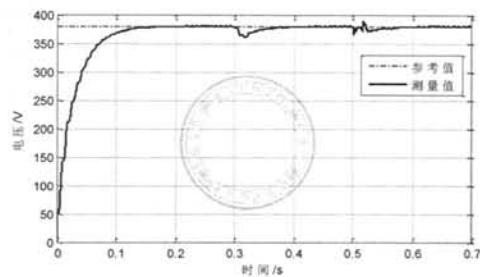
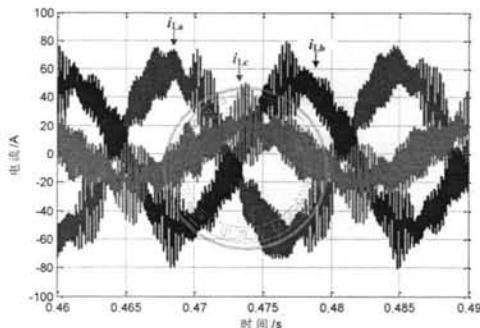
总体而言,由以上分析可知,输出电压有效值闭环控制方式无需电流传感器,并且实现了输出电压有效值无静差调节,但是由于控制器不具备负序以及各次谐波电压的补偿能力,导致负载端供电电压质量不高,并且由于电压有效值闭环控制方式无法为系统提供额外阻尼,变流器在启动以及负载投入瞬间存在过流的风险,如图5.7g与图5.7h所示。

### 5.2.2 输出电压瞬时值闭环控制方式

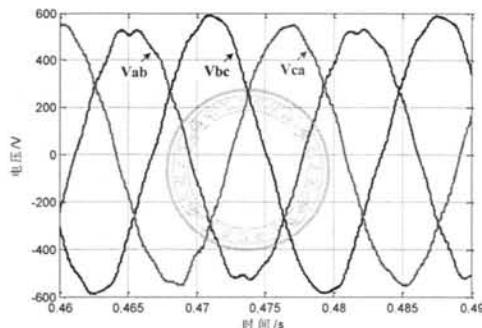
如图5.2所示为输出电压瞬时值闭环控制的控制框图,其中  $C_V(z)$  为电压控制器,对其基本要求是无论负载如何变化,均能够控制三相输出电压与参考值相等。在不考虑死区、直流侧电压波动等因素影响的情况下,当负荷为三相对称负载时,只需控制输出电压的基波正序分量即可满足要求;而当负载三相不平衡(比如存在单相负荷)时,三相不平衡电流将在滤波电感上产生不平衡压降,因此需要在控制器加入负序电压控制,以减小负荷端电压的不平衡度;以及当变流器带非线性负载(如二极管整流)时,谐波电流将在滤波电感上产生谐波压降,因此要求控制器具备各次谐波补偿能力,以减小负荷端电压的畸变率。实际上,即使变流器带平衡的线性负载,同样也希望控制器具备低次谐波补偿能力,以消除死区、直流母线电压波动等带来的影响,而这都是电压有效值闭



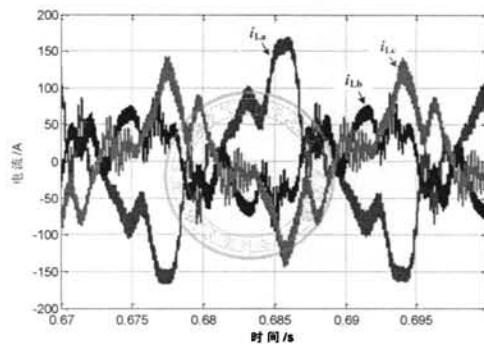
(a) 不平衡与非线性负载

(b) 输出电压  $V_{ab}$  有效值调节过程

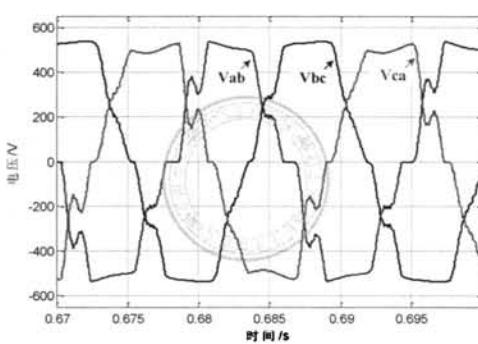
(c) 变流器输出不平衡电流



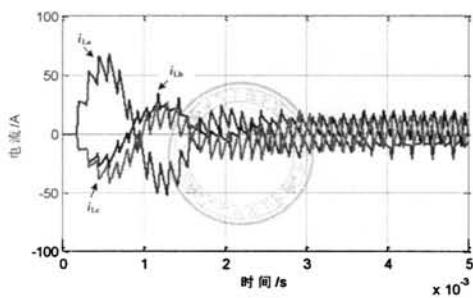
(d) 负载端线电压



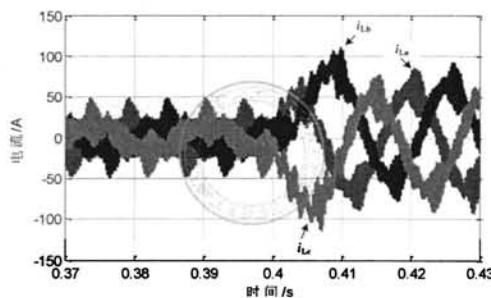
(e) 变流器输出不平衡与非线性电流



(f) 负载端线电压



(g) 启动瞬间



(h) 负载投入瞬间

图 5.7: 输出电压有效值闭环控制: (a) 不平衡与非线性负载; (b) 电压有效值调节过程; (c)(d) 不平衡负载; (e)(f) 不平衡与非线性负载; (g)(h) 电流冲击现象

环控制方式所不具备的。

由前述分析可知, RCs 等效为 PS-SRF-PI/cPI 与 NS-SRF-PI/cPI 的叠加, 具备正序与负序分量无静差调节能力, 并直接在静止坐标系实现从而避免了坐标变换, 以及通过多个 RCs 并联即可实现对各次谐波分量的闭环调节。除此之外, 为了减少运算量, 可以采用重复控制器以避免多个 RCs 的直接计算, 而重复控制器的实现形式多样, 比如文献 [155] 提出设置各并联谐振器的谐振系数相同, 从而可以通过延时的方法实现高达奈奎斯特频率的各次谐波补偿, 并且通过加入额外的基频谐振器以提高输出电压响应速度。类似的结构在文献 [162] 也有推导, 但是各频次谐振器的系数必须满足其指定的约束关系。此外, 文献 [212] 提出使用 PR 与重复控制器结合的方法, 即使用 PR 控制器控制基波分量, 而重复控制器用于各次谐波补偿。然而, 相比较于重复控制器, RCs 依然更具优势, 具体原因如下:

1) RCs 可以非常方便地进行选择性谐波补偿(选择补偿哪些次谐波)以及设置最高补偿次数, 而重复控制器虽然通过各种改进在一定程度上可以选择补偿次数, 但是依然不如 RCs 灵活。

2) 重复控制器的系数必须满足其指定的约束关系, 而 RCs 可以独立调节各谐振器的系数, 而这对于电压源输出变流器的控制至关重要, 意味着可以独立设置控制器在各次谐波分量的带宽, 从而实现动态响应的最优化。显然, 在满足系统稳定裕度的基础上, 应尽量加大基波正序分量附近的带宽, 以获得输出电压的快速调节, 而对负序以及各次谐波分量更侧重于稳态精度的要求。此外, 控制器参数设计以及延时补偿还应满足系统对闭环奇异点的要求, 以提高系统稳定性并避免输出电压的“微振”现象。

3) 由前述分析可知, 延时补偿对系统稳定性以及闭环奇异点抑制具有决定性作用, 而 RCs 的延时补偿更为方便, 表现为可以为各并联谐振器设定独立的延时补偿角, 进而最大程度提高系统稳定裕度以及闭环奇异点抑制能力。

总体而言, RCs 可以获得比重复控制器更高的控制灵活性, 具体表现在选择性谐波补偿、参数调节以及延时补偿等方面。并且前述分析可知, 目前 RCs 主要有 PR 和 VPI 两种形式, 有必要将其引入到电压源输出变流器的控制, 考察两种控制器的在这种应用背景下的控制性能。

### 5.2.2.1 基于 PR 控制器的单电压闭环控制

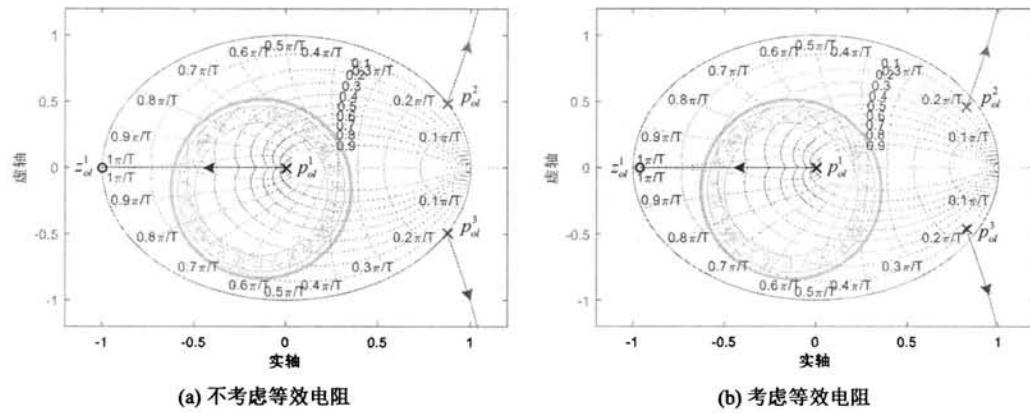
其中 PR 控制器的离散域方程  $G_{\text{PR}}^d(z)$  如式(4.54)所示(采用预曲双线性变换), 首先不考虑延时补偿的影响, 即令式(4.54)延时补偿角  $\varphi = 0$ , 进一步令图5.2的  $C_V(z) = G_{\text{PR}}^d(z)$  并结合式(5.3), 即可得到系统开环传递函数如下:

$$G_{\text{OL}}(z) = C_V(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) = G_{\text{PR}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) \quad (5.8)$$

首先不考虑谐振项的影响, 即取  $G_{\text{PR}}^d(z) = K_p$ , 结合式(5.3)一起代入式(5.8)得到:

$$G_{\text{OL}}(z) = K_p \cdot \frac{(z+1) \cdot (1 - \cos(\omega_{\text{res}} \cdot T_s))}{z \cdot (z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{\text{res}} \cdot T_s) + 1)} \quad (5.9)$$

因此，系统有 3 个开环极点  $p_{ol}^1 = 0$ 、 $p_{ol}^2 = \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + j \cdot |\sin(\omega_{res} \cdot T_s)|$  以及  $p_{ol}^3 = \cos(\omega_{res} \cdot T_s) - j \cdot |\sin(\omega_{res} \cdot T_s)|$ ，其中  $|p_{ol}^2| = |p_{ol}^3| = 1$ ，即  $p_{ol}^2$  与  $p_{ol}^3$  为共轭极点且位于单位圆上。其中，随着  $K_p$  变化的系统根轨迹曲线如图 5.8a 所示，可见无论  $K_p$  取值多少，始于开环极点  $p_{ol}^2$  和  $p_{ol}^3$  的两条根轨迹分支始终处于单位圆外，因此闭环系统肯定是不稳定的。事实上，该结论在文献 [159] 也得到了验证，不同的是文献 [159] 考虑了电抗器的等效电阻，相应的系统根轨迹曲线如图 5.8b 所示，此时开环极点  $p_{ol}^2$  和  $p_{ol}^3$  阻尼非常小，即呈现为弱阻尼状态，为了维持系统稳定必须满足  $K_p \leq 0.034$ ，而如此小的  $K_p$  值对提高系统暂态响应作用有限，并且由于一对闭环极点非常靠近单位圆，因此系统稳定性裕度很小，滤波器阻抗估计误差极易引起系统不稳定。

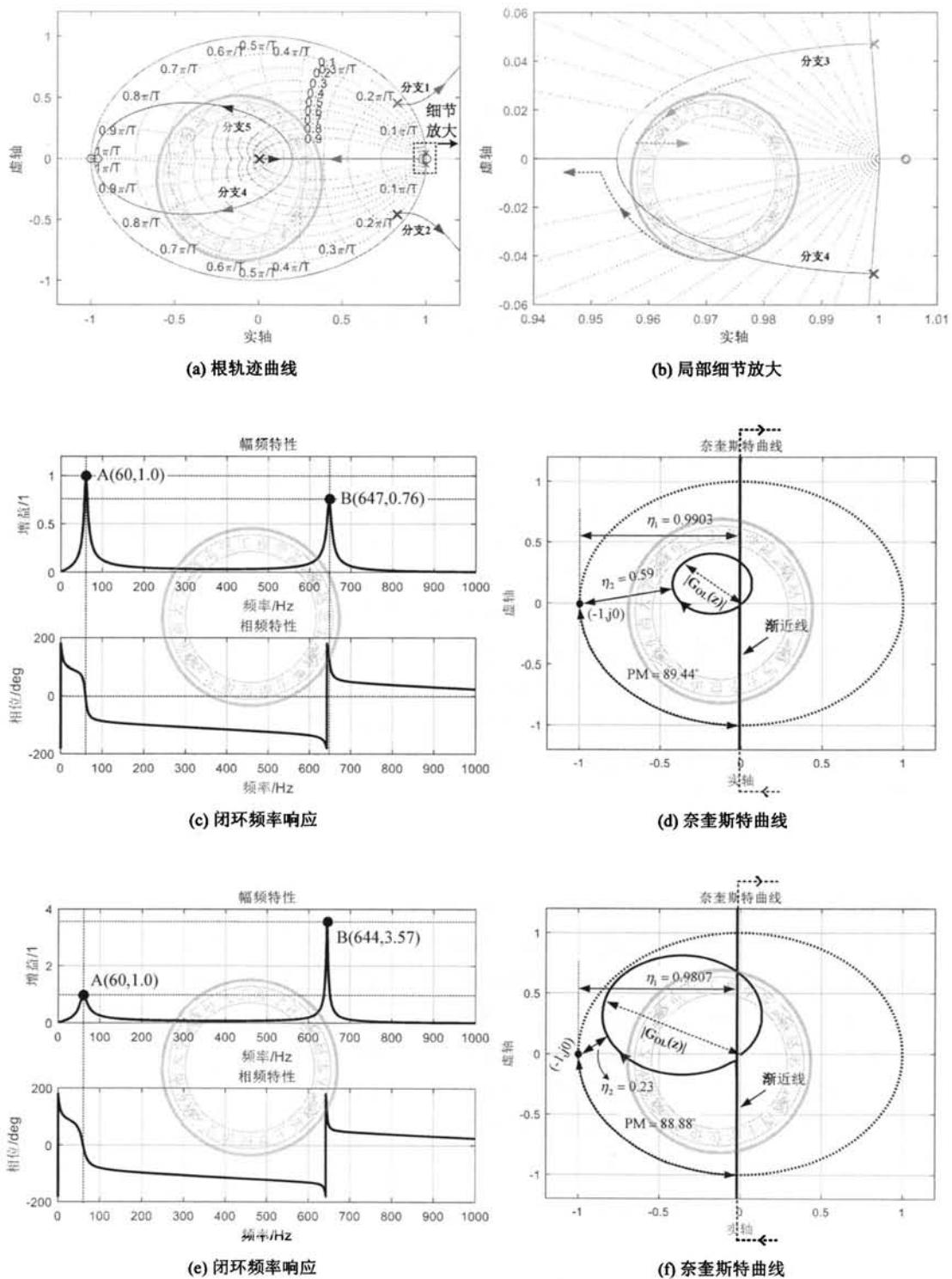
图 5.8: 随着  $K_p$  变化的系统的根轨迹曲线

为此，文献 [159] 提出在 PR 控制器舍弃比例项的做法，即令式(4.54)的  $K_p = 0$ ，进一步结合式(4.54)、式(5.3)以及式(5.8)，得到系统开环传函如下：

$$G_{OL}(z) = K_i \cdot \frac{\left\{ \frac{1}{2}(z^2 - 1) \cos(\varphi) \sin(\omega_e \cdot T_s) - (z^2 + 2z + 1) \sin(\varphi) [\sin(\frac{\omega_e \cdot T_s}{2})]^2 \right\} (z + 1) [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)]}{\omega_e \cdot z \cdot [z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_e \cdot T_s) + 1] \cdot [z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1]} \quad (5.10)$$

取延时补偿角  $\varphi = \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s}) = 5.36^\circ$ ，即采用 PR 控制器延时补偿方法 2，得到随着谐振系数  $K_i$  变化的系统根轨迹曲线，如图 5.9a 与图 5.9b 所示。可见系统有 5 条根轨迹分支，其中随着  $K_i$  的增加根轨迹分支 1 和分支 2 向单位圆外移动，为了保持系统稳定要求  $K_i \leq 137$ 。尽管如此，由于处于根轨迹分支 1 与分支 2 的闭环极点非常靠近单位圆，因此系统稳定性很差，在滤波器参数估计存在偏差的情况下容易发生不稳定，并且系统抵抗负载扰动的能力差，负载阻抗的变化同样容易引起系统发散。

设置  $K_i = 50$ ，得到系统闭环频率响应以及奈氏曲线分别如图 5.9c 与图 5.9d 所示，可见由于控制器在控制频率处提供了无穷大增益，因此闭环系统在控制频率处获得了单

图 5.9: PR 控制器单电压闭环控制: (a)(b) 随着  $K_i$  变化系统根轨迹曲线; (c)(d) $K_i=50$ ; (e)(f) $K_i=100$

位增益输出, 如图5.9c所示的 A 点; 另一方面, 如图5.9d所示渐近线至临界点的距离为  $\eta_1 = 0.9903$ , 由前述分析可知这是一个非常安全的距离, 因此系统在控制频率附近没有产生闭环奇异点, 如图5.9c所示。然而, 进一步观察图5.9d可知, 由于 LC 滤波器具有固有的谐振问题, 导致系统在谐振频率附近的开环增益  $|G_{OL}(z)|$  增大, 并伴随奈奎斯特曲线至临界点  $(-1, j0)$  的距离减小, 如图5.9d所示  $\eta_2 = 0.59$ , 而这也进一步导致闭环系统在谐振频率  $\omega_{res}$  处产生输出放大, 如图5.9c所示的 B 点。

进一步, 设置  $K_i = 100$ , 对应的系统闭环频率响应以及奈奎斯特曲线如图5.9e与图5.9f所示。首先由图5.9f可知, 系统在控制频率附近的奈氏曲线与图5.9d是非常相似的, 渐进线至临界点的距离  $\eta_1 = 0.9807$ , 不同的是此时系统在谐振频率附近开环增益  $|G_{OL}(z)|$  进一步增大, 但是由于奈氏曲线没有包围临界点, 因此闭环系统依然是稳定的。然而, 由于奈氏曲线至临界点的最小距离减小为  $\eta_2 = 0.23$ , 闭环系统在谐振频率附近存在严重的输出放大问题, 如图5.9e所示的 B(644, 3.57)。

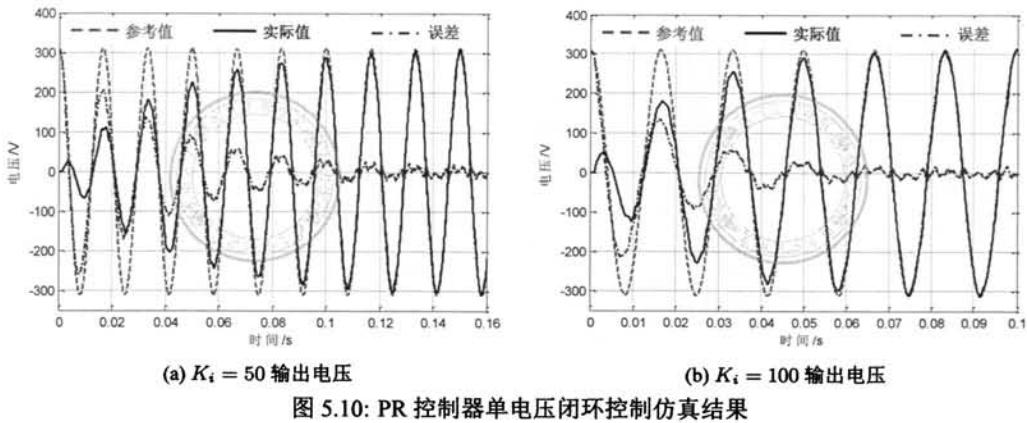
结合图5.9d与图5.9f可知, 当  $K_i = 50$  时系统 (系统一) 的相位裕度为  $PM = 89.44^\circ$ , 而当  $K_i = 100$  时系统 (系统二) 相位裕度为  $PM = 88.88^\circ$ , 因此如果仅从相位裕度的角度考虑, 两个系统具有几乎完全相同的稳定性。然而, 无论是从闭环频率响应、奈氏曲线至零极点最小距离以及根轨迹闭环极点分布可知, 系统一的稳定性显然要优于系统二, 这也进一步说明对于 RCs 调节系统, 相位裕度并不是系统稳定程度的可靠判据。

另一方面, 由图5.9d可知, 当  $K_i = 50$  时奈氏曲线至临界点最小距离  $\eta_2 = 0.59$ , 并且在谐振频率处的闭环增益为 0.76, 系统似乎获得了不错的稳定性以及闭环输出性能, 但此时系统在控制频率处的带宽仅为 4Hz, 因此输出电压调节将会非常缓慢。此外, 输出滤波参数估计误差也将极大地影响系统稳定性, 比如当  $\hat{L} = 1.2 \cdot L$  且  $\hat{R}_L = 0.8 \cdot R_L$  时, 奈奎斯特曲线至临界点的距离  $\eta_2$  将减小为 0.37, 此时系统在谐振频率处的输出增益也将增大为 1.74 倍。

如图5.10a与图5.10b所示, 分别为  $K_i = 50$  与  $K_i = 100$  时变流器空载启动的输出电压调节过程, 可见当  $K_i = 50$  时输出电压经过约 120ms 才完全建立, 因此暂态响应非常缓慢, 与图5.6b有效值闭环控制控制方式的电压上升时间大致相等, 可以预见当负载投入/切除瞬间输出电压同样需要经历漫长的调节过程才能进入稳态, 这是由于当  $K_i = 50$  时系统在控制频率附近的带宽过小而造成的。另一方面, 当  $K_i = 100$  时系统在控制频率处带宽增大到 16Hz, 因此输出电压调节速度加快, 由图5.10a可知大约经过 60ms 后系统进入稳态, 然而由图5.9a以及图5.9f可知此时系统一对闭环极点更加靠近单位圆并且奈氏曲线逼近临界点, 因此当  $K_i = 100$  时系统稳定性很差, 当输出滤波参数估计存在偏差以及负载阻抗变化时极易引发系统不稳定。

### 5.2.2.2 基于 VPI 控制器的单电压闭环控制

由前述单 L 滤波 PCS 并网电流环的分析可知, 为了消除耦合项的影响, 需要设置控制器的零点与被控对象的极点相互抵消, 这即是 cPI 控制器的由来, 而 VPI 控制器是



PS-SRF-cPI 与 NS-SRF-cPI 控制器在静止坐标系的叠加。因此，VPI 控制器的诸多优异控制性能，比如并网参数鲁棒性、延时补偿有效性、抑制闭环奇异点等，均是以变流器输出接单 L 滤波器作为前提条件<sup>[98,100,102,143,145,178,181]</sup>。此外，与 PR 控制器类似，VPI 控制器同样可以在控制频率处为系统提供无穷大增益，因此 VPI 控制器也可以实现与谐振频率同频信号的无静差调节，并且 VPI 控制器的零点提供了额外的延时补偿角  $\arctan\left(\frac{\omega_c \cdot L}{R_L}\right)$ ，因此直观上采用 VPI 控制器可以获得比 PR 控制器更高的系统稳定裕度。

首先，将式(4.55)代入图5.2，并结合式(5.3)即可得到基于VPI控制器的系统开环传递函数，如下所示：

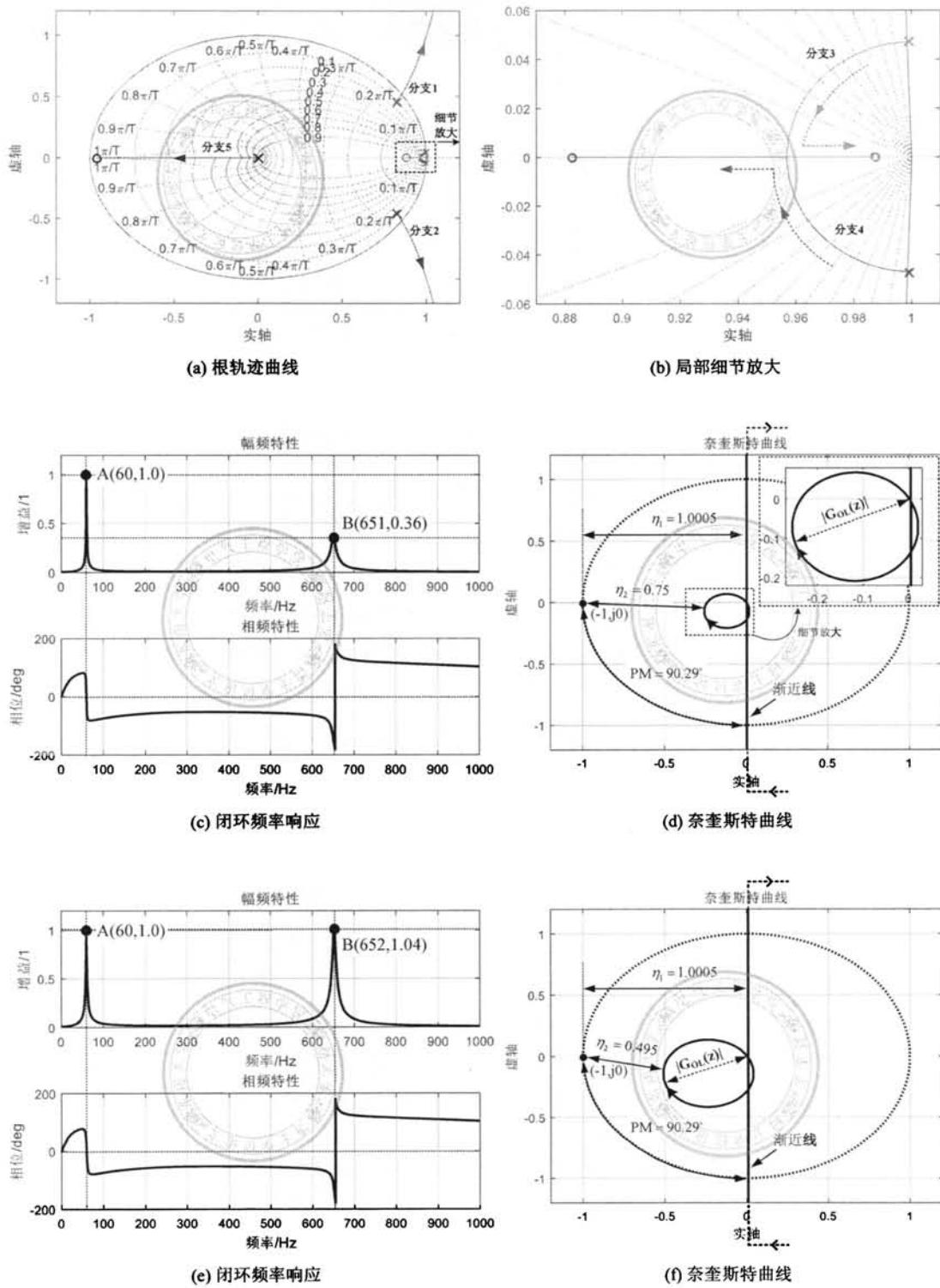
$$G_{\text{OL}}(z) = C_V(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) = G_{\text{VPI}}^d(z) \cdot z^{-1} \cdot G_V(z) \quad (5.11)$$

由图4.40闭环奇异点分析可知，当  $\angle D(z) = 0$  的时候闭环输出峰值取值最小，进一步由图4.36b可知基于VPI控制器调节系统渐近线与实轴的夹角满足  $\gamma = \pi/2 + \varphi + \arctan\left(\frac{\omega_e \cdot L}{R_L}\right) - \omega_e \cdot T_s + \angle G_{PL}(z)$ ，因此令  $\gamma = \pi/2$  即可得到延时补偿角的取值如下：

$$\varphi = \omega_e \cdot T_s - \angle G_{PL}(z) - \arctan\left(\frac{\omega_e \cdot L}{R_L}\right) \quad (5.12)$$

如图5.11a与图5.11b所示,为随着VPI控制器增益 $K$ 变化系统的根轨迹曲线,其中根轨迹分支1和分支2随着 $K$ 值的增大逐渐向单位圆外移动,为了保持系统稳定要求 $K < 202$ 。然而,在此如此小的控制器增益下,闭环极点的位置与图5.9a几乎相同,因此此时VPI与PR控制器获得了几乎相同的输出响应。

设置控制器增益  $K = 50$ , 得到系统闭环频率响应以及奈奎斯特曲线分别如图5.11c与图5.11d所示, 由于 VPI 控制器在谐振频率处提供无穷大增益, 闭环频率响应在控制频率处获得了单位增益输出, 如图5.11c所示的 A 点。并且由图5.11d可知渐近线与临界点距离约为 1.0, 因此奈奎斯特曲线在控制频率处获得了与临界点足够的距离, 相应的闭环频率响应在控制频率附近没有发生输出放大现象, 如图5.11c所示。此外, 如图5.11d所示

图 5.11: VPI 控制器单电压闭环控制: (a)(b) 随着  $K$  变化系统根轨迹曲线; (c)(d) $K = 50$ ; (e)(f) $K = 100$

示，在LC谐振频率处奈氏曲线向临界点移动，相应的至临界点距离减小为 $\eta_2 = 0.75$ ，伴随闭环频率响应在谐振频率附近的闭环增益逐渐增大，并且在谐振频率处取得极大值为0.36，如图5.11c所示的B点。最后，需要特别指出的是，系统在控制频率处的带宽仅为0.63Hz，可以预见如此小的带宽将导致输出电压的调节非常缓慢。

如图5.11e与图5.11f所示，为控制器增益 $K = 100$ 对应的系统闭环频率响应以及奈奎斯特曲线，可以看出奈奎斯特曲线在谐振频率附近与临界点得距离最小值为 $\eta_2 = 0.495$ ，对应的闭环输出增益为1.04，并且通过测量可知系统在控制频率处的带宽为1.24Hz，同样地存在输出电压响应缓慢的问题。

电压环采用VPI控制器并设置 $K = 50$ 以及 $K = 100$ ，得到变流器空载启动电压调节过程分别如图5.12a与图5.12b所示。通过观察可知，当 $K = 50$ 时输出电压大约经过0.8s才完全建立，而 $K = 100$ 时大约需要0.4s。如前所示，导致输出电压调节缓慢的原因在于系统在控制频率附近的闭环带宽过小，并且如图5.11a所示，在保持系统稳定的基础上要求 $K < 202$ ，虽然可以继续增大控制器增益以提高输出电压的响应速度，但与此同时闭环极点也将进一步靠近单位圆，因此系统稳定性呈现下降趋势，并且存在与PR控制器类似的问题，即系统极易因参数估计误差以及负载阻抗而引发不稳定。

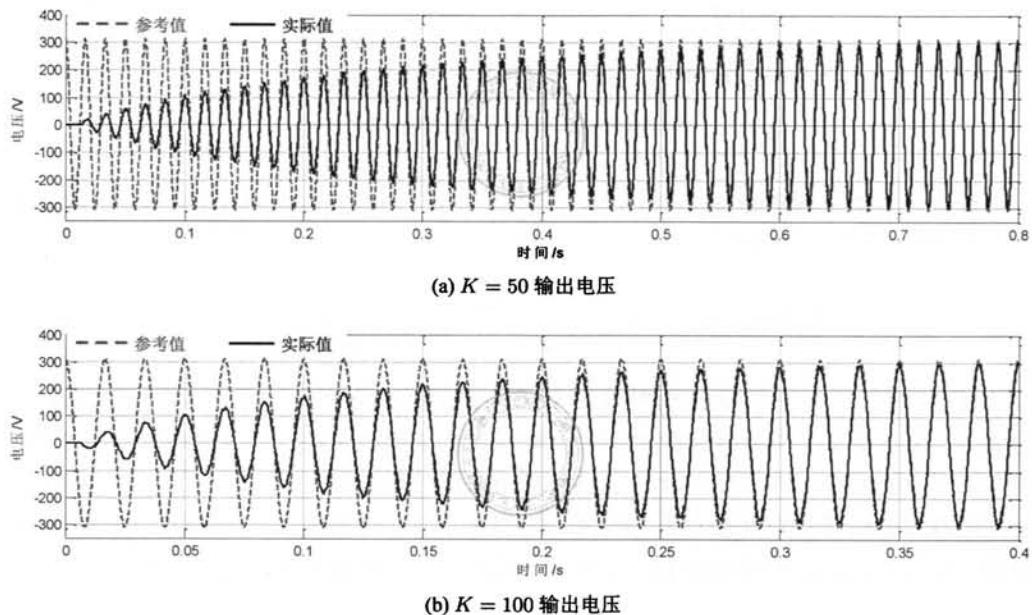


图 5.12: VPI 控制器单电压闭环控制仿真结果

以上分析了PR与VPI控制器在电压源输出变流器的单电压闭环应用情况，首先对于PR控制器而言，比例项将极大降低系统稳定性，而为了维持合适的稳定裕度将导致比例增益取值非常小，而如此小的比例项对系统性能的改善几乎没有帮助，因此当以PR调节器进行单电压闭环控制时应舍弃比例项。其次，而对于VPI控制而言，其通过零点提供了等效延时补偿，因此在相同控制器增益情况下，VPI控制器调节系统稳定性

要优于 PR 控制器，然而由于 VPI 控制器是以单 L 滤波并网变流器的电流环控制推导而来，因此在以 LC 输出的电压源输出变流器的情况下，VPI 控制器并不具有明显的优势。此外，无论是基于 PR 还是 VPI 控制器，将其直接应用在单电压闭环控制都存在闭环带宽小、系统稳定性差、对主电路滤波参数敏感以及对负载参数鲁棒性差等不足，并且由于控制器无法为 LC 滤波器提供有效阻尼，系统在谐振频率附近存在输出放大的问题。

### 5.3 基于 PR 控制器的双闭环控制

如前所述，双闭环控制结构如图5.3所示，鉴于电感电流反馈具有的过流保护优势，为此以电感电流反馈为研究对象，首先考察电流内环比例增益的设计，以最大程度抑制输出 LC 滤波器的谐振，在此基础上分析电压外环控制器的设计。

#### 5.3.1 电流内环设计

首先，由图5.3可以进一步得到电流内环控制框图，如图5.13所示。

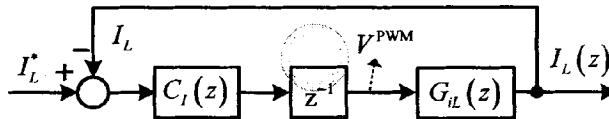


图 5.13: 电感电流内环控制框图

电流环采用比例控制器，则令  $C_I(z) = K_I$ ，进一步结合图5.13以及式(5.6)，即可得到电流环开环传递函数如下：

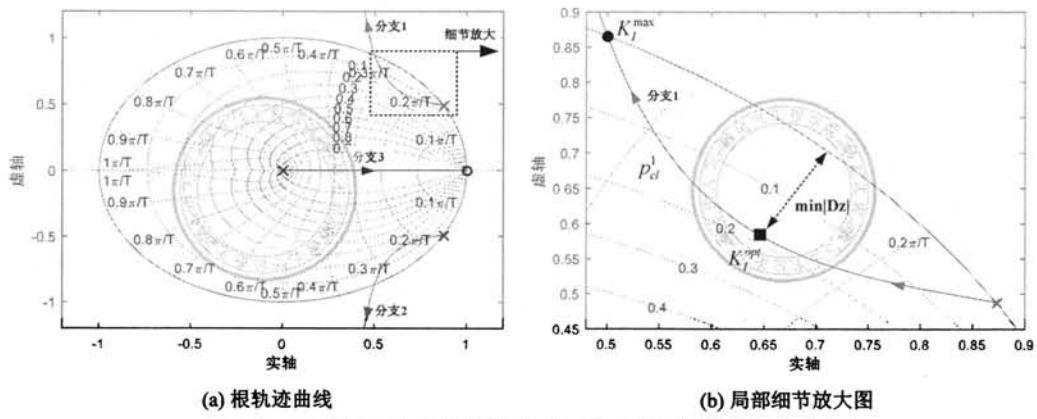
$$G_{OL}^I(z) = K_I \cdot \frac{1}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \frac{\sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot (z - 1)}{z \cdot [z^2 - 2z \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + 1]} \quad (5.13)$$

如图5.14a所示，为随着控制器增益  $K_I$  增大的电流环根轨迹曲线，可见随着增益  $K_I$  的增大，处于分支 1 和分支 2 的闭环极点首先向单位圆内移动，然后逐渐靠近单位圆并最终处于单位圆外。进一步，由图5.14b根轨迹分支 1 局部放大图可知，当  $K_I = K_I^{opt}$  时闭环极点与单位圆距离的最小值  $\min |D_z|$  取得极大值，相应的阻尼特性以及系统稳定性最好。而当  $K_I = K_I^{\max}$  时闭环极点处于单位圆上，此时系统处于临界稳定状态，因此为了保持系统稳定，要求  $K_I < K_I^{\max}$ 。

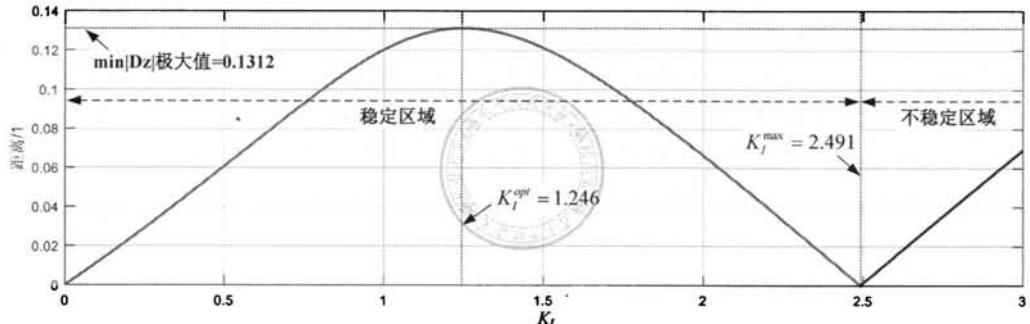
为此，定义闭环极点至单位圆距离的最小值，如下所示：

$$\min |D_z| = \min |p_{cl}^1 - e^{j\theta}|, \text{ 其中 } \theta \in [0, 2\pi] \quad (5.14)$$

设置  $K_I$  从零开始逐渐增大，并求出对应闭环极点  $p_{cl}^1$  的位置，然后代入式(5.14)得到相应的  $\min |D_z|$  取值，最后得到  $K_I$  与  $\min |D_z|$  的关系曲线，如图5.15所示。通过观察可知，根据电流环是否稳定，将  $K_I$  分为稳定区域与不稳定区域两部分，即当  $K_I < K_I^{\max}$

图 5.14: 电流环随着  $K_I$  增大根轨迹曲

时闭环系统是稳定的，而  $K_I > K_I^{\max}$  时系统是不稳定的（闭环极点处于单位圆外）。在系统稳定的前提下，当  $K_I = K_I^{opt}$  时闭环极点  $p_d^1$  与单位圆的最小距离  $\min |D_z|$  取得极大值为 0.1312，因此相应的  $K_I = K_I^{opt} = 1.246$  为电流环最优控制器增益。

图 5.15: 随着  $K_I$  增大  $\min |D_z|$  取值曲线

### 5.3.2 电压外环设计

为了便于电压环控制器的分析与设计，有必要得到其开环传递函数，首先由图5.3可以得到以下方程：

$$[e(z) \cdot C_V(z) - I_L(z)] \cdot C_I(z) \cdot z^{-1} = V^{\text{PWM}}(z) \quad (5.15)$$

由式(5.6)可知：

$$G_{iL}(z) = \frac{I_L(z)}{V^{\text{PWM}}(z)} \Rightarrow I_L(z) = G_{iL}(z) \cdot V^{\text{PWM}}(z) \quad (5.16)$$

此外，由式(5.3)有：

$$G_V(z) = \frac{V(z)}{V^{\text{PWM}}(z)} \Rightarrow V^{\text{PWM}}(z) = \frac{V(z)}{G_V(z)} \quad (5.17)$$

将式(5.16)、式(5.17)代入式(5.15)，得到：

$$V(z) = \frac{C_V(z) \cdot C_I(z) \cdot G_V(z)}{z + C_I(z) \cdot G_{iL}(z)} \cdot e(z) \quad (5.18)$$

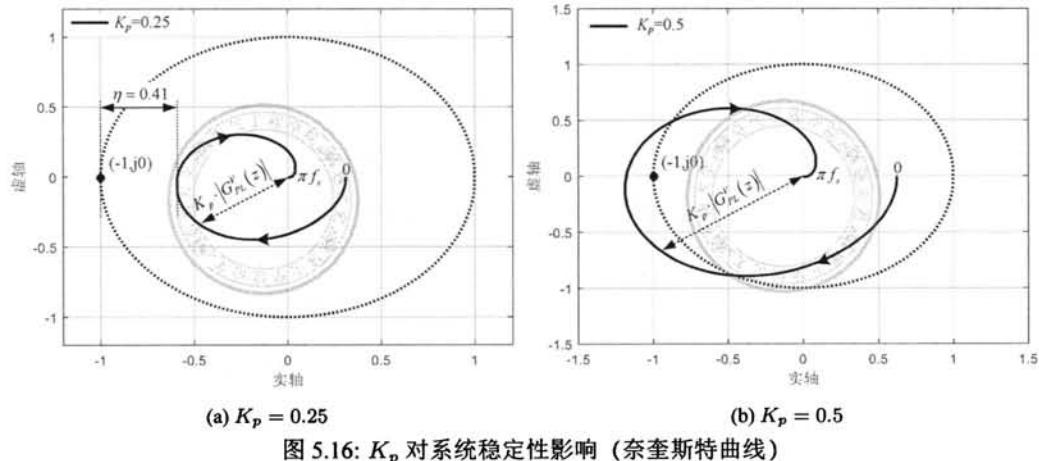
进一步，将式(5.3)、(5.6)代入式(5.18)，得到电压环的开环传递函数如下：

$$\begin{aligned} G_{OL}(z) &= \frac{V(z)}{e(z)} \\ &= \frac{C_V(z) \cdot C_I(z) \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^3 - 2z^2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + \left\{1 + \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)\right\} z - \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)} \end{aligned} \quad (5.19)$$

事实上，对于电压环而言，将电压控制器以外部分看做其等效被控对象，则由：

$$\begin{aligned} G_{PL}^V(z) &= \frac{V(z)}{I^*(z)} \\ &= \frac{C_I(z) \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^3 - 2z^2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) + \left\{1 + \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)\right\} z - \frac{C_I(z)}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s)} \end{aligned} \quad (5.20)$$

首先不考虑 PR 控制器谐振项的影响，为此令  $C_V(z) = K_p$ ，此时电压控制器对被控对象  $G_{PL}^V(z)$  而言是一个比例项，因此控制器仅会对开环频率幅频响应产生影响，表现为奈奎斯特曲线至原点的距离与  $K_p$  成正比。如图5.16所示，分别为  $K_p = 0.25$  以及  $K_p = 0.5$  情况下的电压环奈奎斯特曲线，当  $K_p = 0.25$  时奈氏曲线没有包围临界点，因此闭环系统是稳定的，并且至临界点最小距离为  $\eta = 0.41$ ；而当  $K_p = 0.5$  时奈氏曲线包围了临界点，因此闭环系统是不稳定的。



因此，与 PCS 并网模式电流环的调节类似，首先需要确定 PR 控制器的比例项  $K_p$ ，以获得期望的最大稳定裕度（奈奎斯特曲线至临界点的最小距离）。如图5.17所示，设置

$K_p$  从零逐渐增大，测量对应的奈氏曲线至临界点的最小距离，可见随着  $K_p$  的增大，奈氏曲线至临界点的最小距离呈现直线下降的趋势，并且在  $K_p = K_p^{\max} = 0.423$  时奈氏曲线刚好穿过临界点，电压环处于临界稳定状态，如果进一步增大  $K_p$  将导致系统不稳定。

此外由图5.16可知，在系统稳定的前提下，奈氏曲线与临界点距离最小对应的频率点满足  $\angle D(z) = 0$ ，则进一步由图4.40可知，系统在谐振频率处的闭环输出增益为  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}} \cdot T_s})| = \frac{1}{\eta} - 1$ 。如图5.17所示，随着  $K_p$  的增大， $\eta$  逐渐减小，系统在谐振频率处输出增益  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}} \cdot T_s})|$  迅速增大，并且当  $K_p = K_p^{\max}$  时  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}} \cdot T_s})| = \infty$ 。

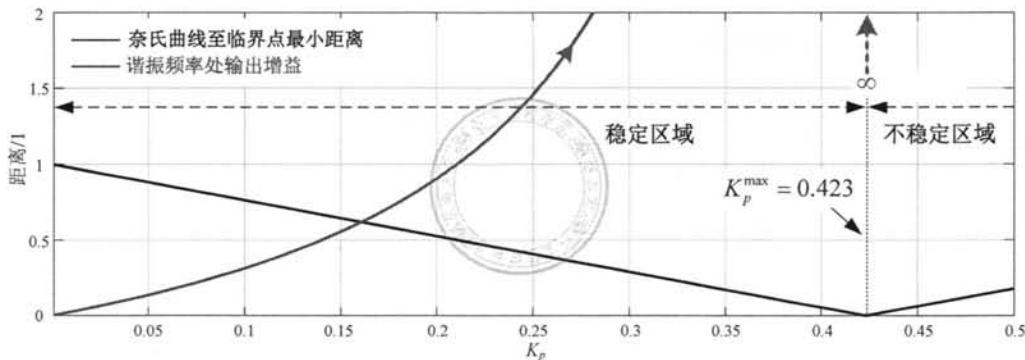


图 5.17: 奈氏曲线至临界点最小距离与谐振峰值随  $K_p$  增大变化曲线

因此， $K_p$  的取值主要满足谐振频率处输出增益的要求，比如期望  $|G_{\text{CL}}(e^{j\omega_{\text{res}} \cdot T_s})| \leq 0.5$ ，则由图5.17可知应取  $K_p = 0.14$ ，相应的奈氏曲线至临界点距离应满足  $\eta \geq 0.67$ 。而在谐振项参数的设计中，最为重要的是延时补偿角  $\varphi$  的选择，以控制基波分量为例，图5.18a为延时补偿角  $\varphi = 0$  的系统奈氏曲线，可见谐振项的引入仅在谐振频率附近改变曲线的轨迹，并且奈氏曲线至临界点距离最小对应频率点满足  $\angle D(z) = 0$ 。通过进一步结合图4.40可知，设置  $\varphi = -\angle G_{\text{PL}}^V(z)$  将使得奈氏曲线在谐振频率处的渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2$ ，从而可以最大程度抑制闭环奇异点的产生，如图5.18b所示。

另外一方面，图5.18c与图5.18d为相应的延时补偿前后系统闭环频率响应，首先由于延时补偿前后闭环系统均是稳定的，因此在正序与负序控制频率处均获得了无静差输出，如图5.18c所示。然而，由图5.18d所示正序附近的细节放大图可知，延时补偿前电压环在 61Hz 的闭环增益为 1.007，即图中的 B 点，因此存在微弱的输出放大风险，而加入延时补偿后则可以避免这个问题。

另外一个更加典型的例子是当控制 11 次电压谐波的情况，如图5.18e与图5.18f所示为延时补偿前后系统奈氏曲线。通过观察图5.18e所示延时补偿前奈氏曲线可知，由于控制器在谐振频率处存在的突变特性，导致奈氏曲线过于靠近临界点  $(-1, j0)$ ，经测量奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.19$ 。而如图5.18f所示，设置延时补偿角  $\varphi = -\angle G_{\text{PL}}^V(z)$ ，此时奈氏曲线在谐振频率处的渐近线与实轴的夹角  $\gamma = \pi/2$ ，并且此时奈氏曲线与临界点最小距离为  $\eta = 0.65$ ，因此谐振项的引入很好地维持了由比例增益设置的稳定裕度  $\eta = 0.67$ 。

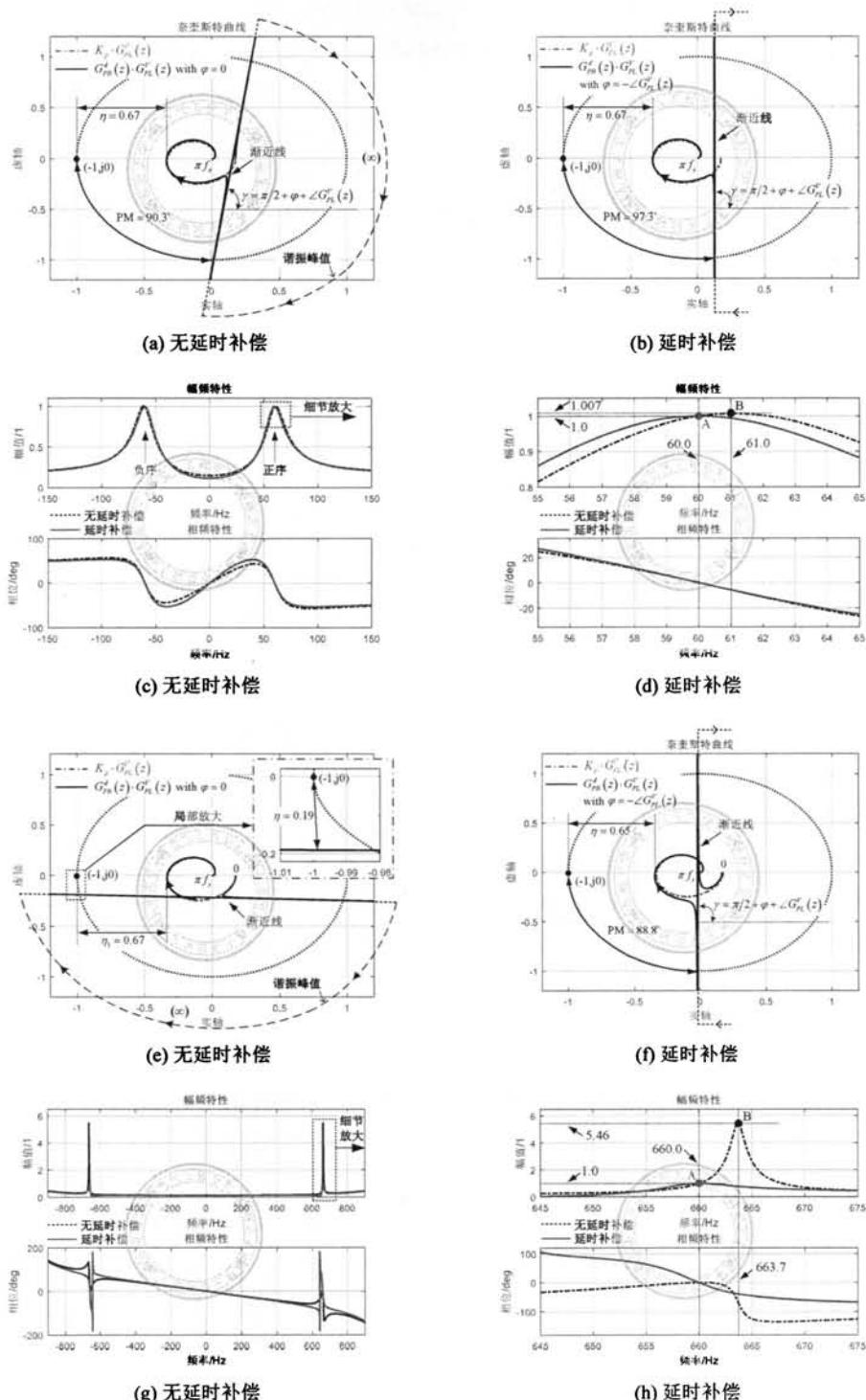


图 5.18: PR 控制器双闭环控制延时补偿: (a)(b) 基频控制延时补偿前后奈奎斯特曲线; (c)(d) 基频控制延时补偿前后闭环频率响应; (e)(f)11 次谐波控制延时补偿前后奈奎斯特曲线; (g)(h)11 次谐波控制延时补偿前后闭环频率响应

如图5.18g与图5.18h所示,为控制11次谐波分量情况下延时补偿前后系统闭环频率响应。可见在延时补偿前,由于奈氏曲线过于靠近临界点,导致系统闭环频率响应存在极大的闭环奇异点,如图5.18h所示的B(663.7, 5.46),而在延时补偿后输出放大问题得到很好地抑制,这正是延时补偿的作用。

### 5.3.3 电压各次谐波补偿

如前所述,为了抑制死区、直流母线电压波动等因素对输出电压的影响,以及补偿非线性负载谐波电流在输出滤波器所产生的压降,控制器有必要对各次电压谐波分量进行有效调节。此时电压控制器  $C_V(z)$  取式(4.66),结合图5.3、式(5.20)可以得到更为简洁的电压环控制框图,如下所示:

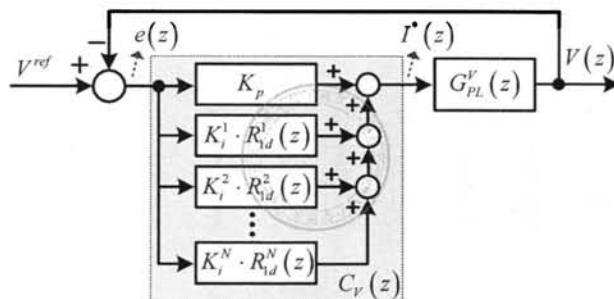


图 5.19: 基于 PR 控制器的各次谐波补偿控制框图

设置控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到31次,此时电压环最高次控制频率为1860Hz,非常接近于奈奎斯特频率2kHz,设置各次延时补偿角  $\varphi^h = -\angle G_{PL}^V(e^{j \cdot h \cdot \omega_e \cdot T_s})$ ,得到系统奈奎斯特曲线如图5.20a所示,可见系统在各次控制频率处的渐近线均垂直通过实轴,并且奈氏曲线至临界点最小距离为  $\eta = 0.54$ ,这与  $K_p$  定义的稳定裕度上限  $\eta = 0.67$  有所下降,主要原因在于由  $K_p$  确定的奈氏曲线至临界点最小距离所对应的频率点包含于谐振项中,如图5.20a所示15次与17次对应的奈氏曲线。

另一方面,通过观察图5.20b与图5.20c所示闭环频率响应可知,控制器实现了期望的各频次正序与负序分量的闭环调节,并且在整个频率段没有产生闭环奇异点。通过测量可知,系统在各控制频次附近的带宽分别为14.6Hz、3.1Hz、3.2Hz、3.4Hz、3.9Hz、4.9Hz、8.3Hz、74.5Hz、74.5Hz、4.0Hz、5.0Hz、1.0Hz、1.0Hz、1.0Hz、1.0Hz,可见电压环在基频次的带宽较大,而在各谐波频次的带宽较小,这样设置的出发点是期望输出电压基波分量具有较快的响应速度,而对于高次谐波分量的调节更侧重于补偿精度。需要注意的是,由于奈氏曲线在15次与17次附近靠近临界点,如图5.20a所示,因此电压环在15次与17次处的带宽要比其它频次带宽要大得多,因此设置谐振系数时要特别小心,避免奈氏曲线进一步靠近临界点,防止系统出现输出放大问题。

考察变流器带不平衡负载的能力,其中负载类型与图5.7a相同,控制在0.3s在a、b相投入100A感性无功负载,而c相保持空载,其中负载电流如图5.21a所示。观察

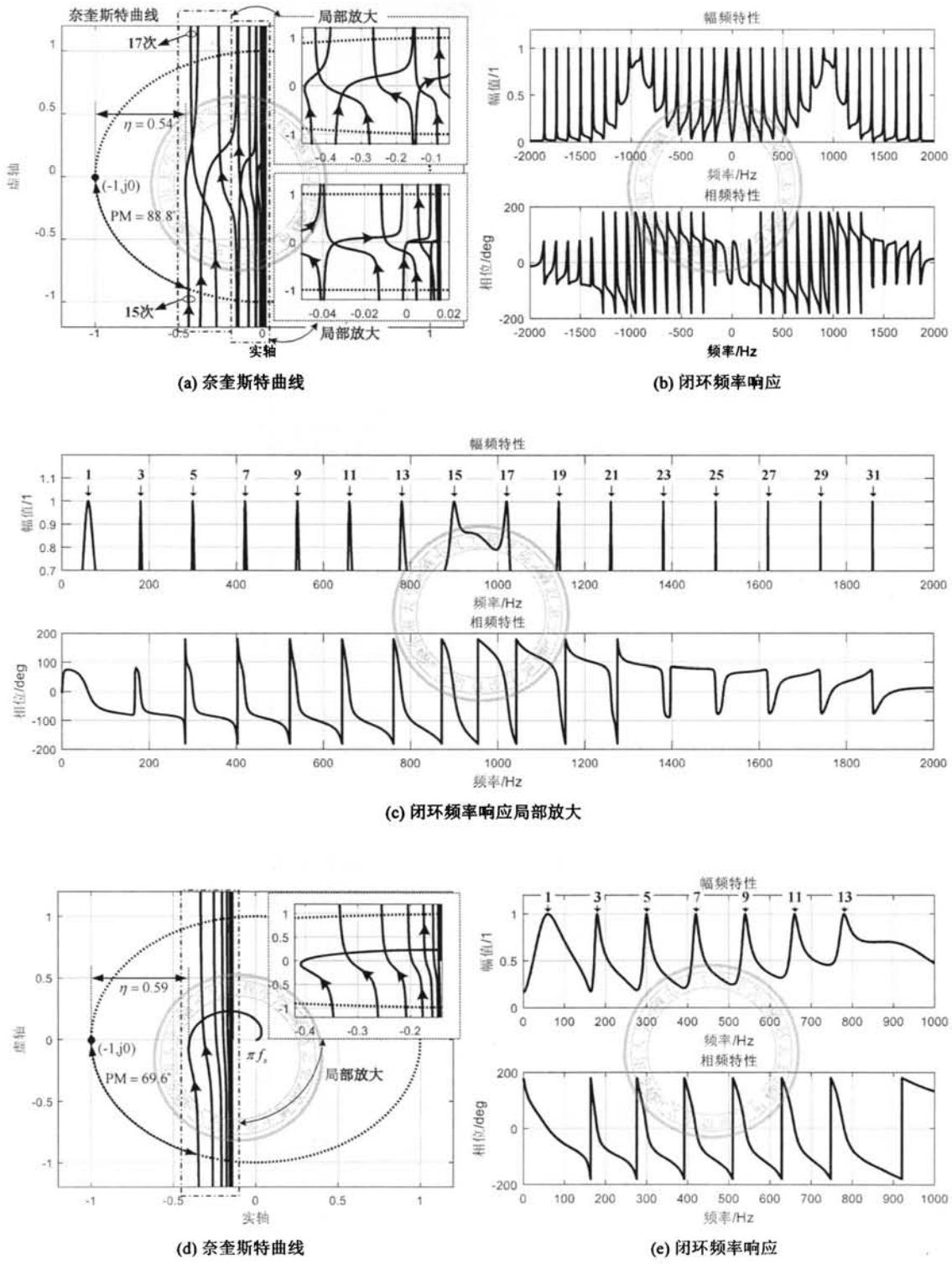


图 5.20: 基于 PR 控制器的各次谐波补偿: (a)(b)(c) 补偿至 31 次; (d)(e) 补偿至 13 次

图5.21b所示输出电压调节过程可知，在负荷投入瞬间，输出电压幅值发生跌落，经过约30ms后电压基本完全恢复，并且稳态误差很小，表明控制器很好地抑制了不平衡负载对输出电压的影响，并且稳态电压畸变率很小，经测量THD=1.22%。

在此基础上，在0.5s进一步投入三相二极管不控整流负载（有效值约50A），其中三相线电流如图5.21d所示，可见为三相不平衡且畸变电流，其中a、b、c三相电流THD分别为30.5%、42.8%与92.6%。通过观察图5.21c所示电压调节过程可知，由于系统在各频次带宽较小，尤其是高频次谐波分量调节速度较慢，输出电压经过约0.2s才完全恢复正常，其中稳态电压跟踪效果如图5.21e所示，经测量THD为2.02%。

需要特别指出的是，如果不考虑非线性负载的影响，而仅仅为了抑制变流器本身死区对输出电压畸变的影响，此时设置控制器补偿到13次谐波一般就足以满足要求。在这种情况下，可以进一步增大各频次谐振系数，以增大闭环系统在各频次附近的带宽，并加快输出电压的调节速度。如图5.20d与图5.20e所示，设置控制器补偿到13次谐波，并进一步设置各频次的谐振系数为图5.20情况的两倍，此时闭环系统在1、3、5、7、9、11、13次附近的带宽分别为33.6Hz、8.2Hz、7.9Hz、8.4Hz、9.6Hz、12.5Hz以及30.5Hz。

如图5.22所示，设置控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到13次，并且控制器参数与图5.20d所示情况相同。设置在0.3s投入100A不平衡感性无功负载，其中变流器空载启动以及不平衡负载投入期间输出电压的调节过程分别如图5.22a与图5.22b所示，可见两种情况下输出电压大约经过15ms即进入稳态，并且几乎不存在稳态误差。

## 5.4 基于VPI控制器的双闭环控制

显然，电流环的设计与上述基于PR控制器的双闭环控制方式是完全相同的，即设置电流环增益为 $K_I = K_I^{\text{opt}} = 1.246$ 。并且，外部电压环的被控对象依然为式(5.20)，为此将式(4.67)替换图5.19所示的 $C_V(z)$ ，即可得到基于VPI控制器各次谐波补偿的双闭环控制框图，如图5.23所示。

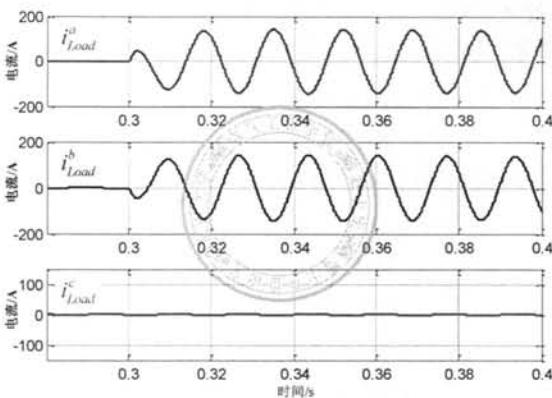
进一步，由图5.23可以得到系统开环传递函数如下：

$$G_{\text{OL}}(z) = G_{\text{PL}}^V(z) \cdot \sum_{h=1}^N K^h \cdot \left\{ \hat{L} \cdot R_{2d}^h(z) + \hat{R}_L \cdot R_{1d}^h(z) \right\} \quad (5.21)$$

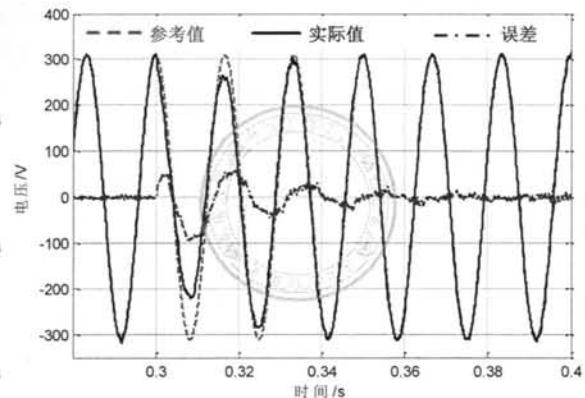
以下采用循序渐进的方式，首先以VPI控制器的基波分量调节为研究对象，分析在这种应用情况下的VPI控制器延时补偿方法。然后，将VPI控制器拓展到各次电压谐波补偿，并与前述PR控制器分析结果进行对比，指出已有的RCs在输出电压源变流器应用存在局限性，并以此引出离散域数字控制器的构造。

### 5.4.1 电压外环设计

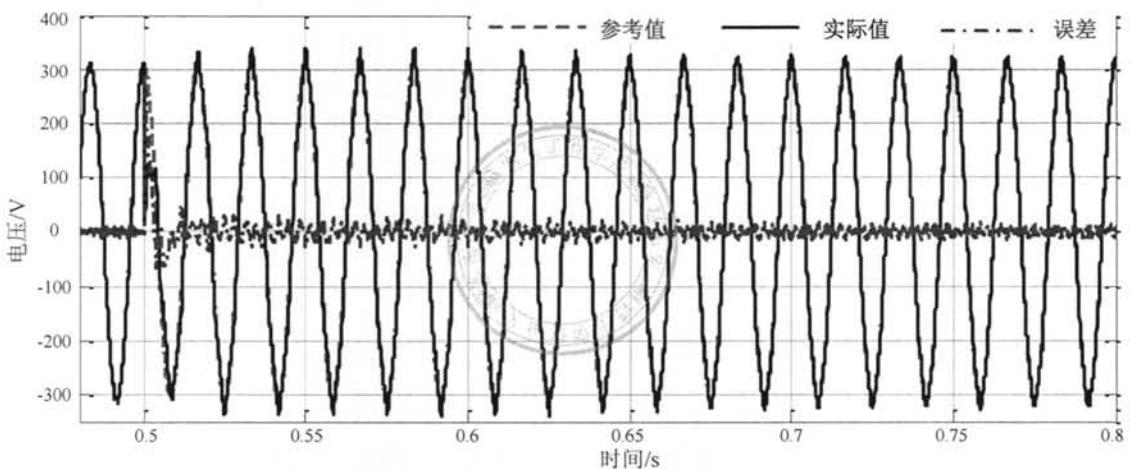
首先不考虑高次谐波补偿，即假设VPI只含有基波分量调节器，并且在式(5.21)设置谐振系数 $K^1 = 500$ 。如图5.24a所示，在无延时补偿的情况下，系统奈氏曲线包围了



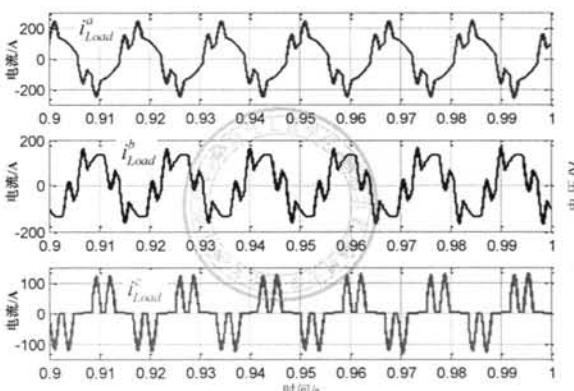
(a) 三相不平衡电流



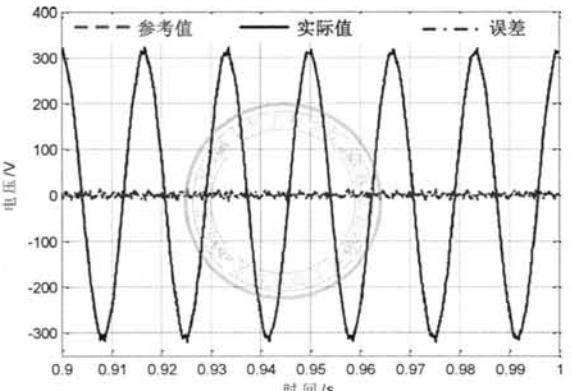
(b) 电压调节过程



(c) 电压调节过程



(d) 三相不平衡与畸变电流



(e) 稳态输出电压

图 5.21: 基于 PR 控制器的双闭环控制且补偿至 31 次: (a)(b) 不平衡负载; (c)(d)(e) 不平衡与非线性负载

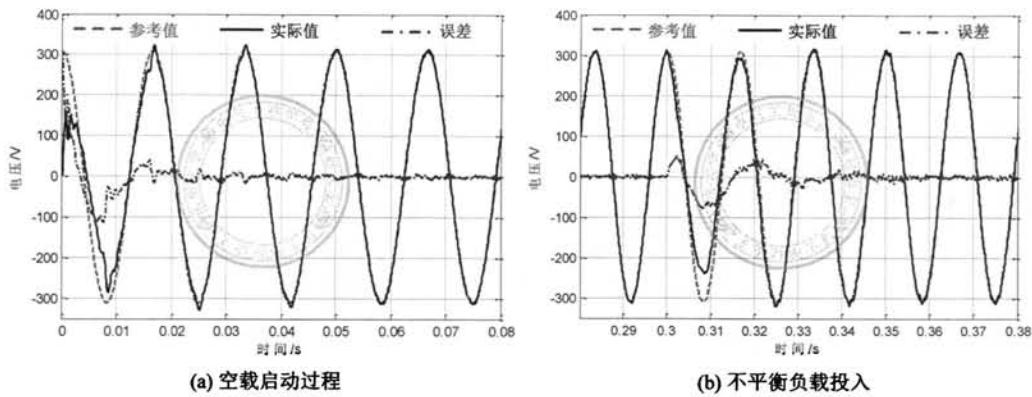


图 5.22: 基于 PR 控制器的双闭环控制 (补偿到 13 次) 空载启动以及带不平衡负载输出电压

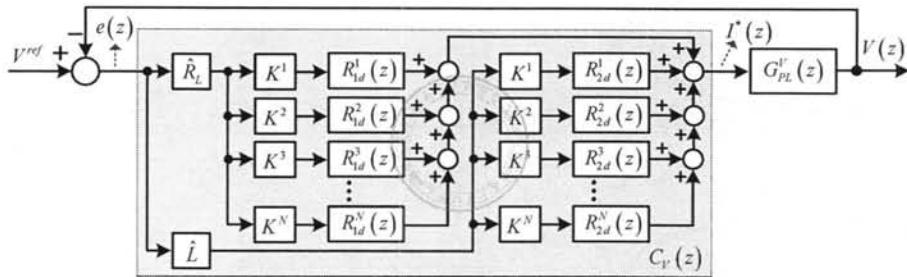


图 5.23: 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿双闭环控制框图

临界点  $(-1, j0)$ ，因此闭环系统是不稳定的。可以看出在这种应用背景下，VPI 控制器对延时补偿非常敏感，因为通常情况下对于基波分量即使不进行延时补偿，系统依然是稳定的，如图4.36所示。

其中奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处的渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2 + \varphi + \angle G_{PL}^V(z) + \arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$ , 其中超前角  $\arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$  由 VPI 控制器的零点提供。因此, 如果设置延时补偿角  $\varphi = -\angle G_{PL}^V(z) - \arctan\left(\frac{\omega_e L}{R_L}\right)$ , 则渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = \pi/2$ , 如图5.24b所示, 并且由图4.40可知此时可以最大程度抑制闭环奇异点的产生, 从而避免输出电压“微振”现象的产生。

另一方面，系统闭环频率响应如图5.24c所示，可见经过延时补偿后，闭环系统在所考虑的正序与负序频率处均获得了单位增益输出，并且没有发生输出放大现象。此外，系统对直流分量的输出增益非常小约为0.057，因此控制器可以很好地抑制由传感器以及调理电路而引入的直流分量对系统的影响，以减小输出电压的直流偏置，并进一步防止输出变压器励磁饱和。其中控制器谐振系数 $K^h$ 的设置主要满足闭环带宽的要求，如图5.24c所示当 $K^h = 500$ 时，电压环在控制频率 $\omega_c$ 处的闭环带宽为 $BW = 14.7\text{Hz}$ 。

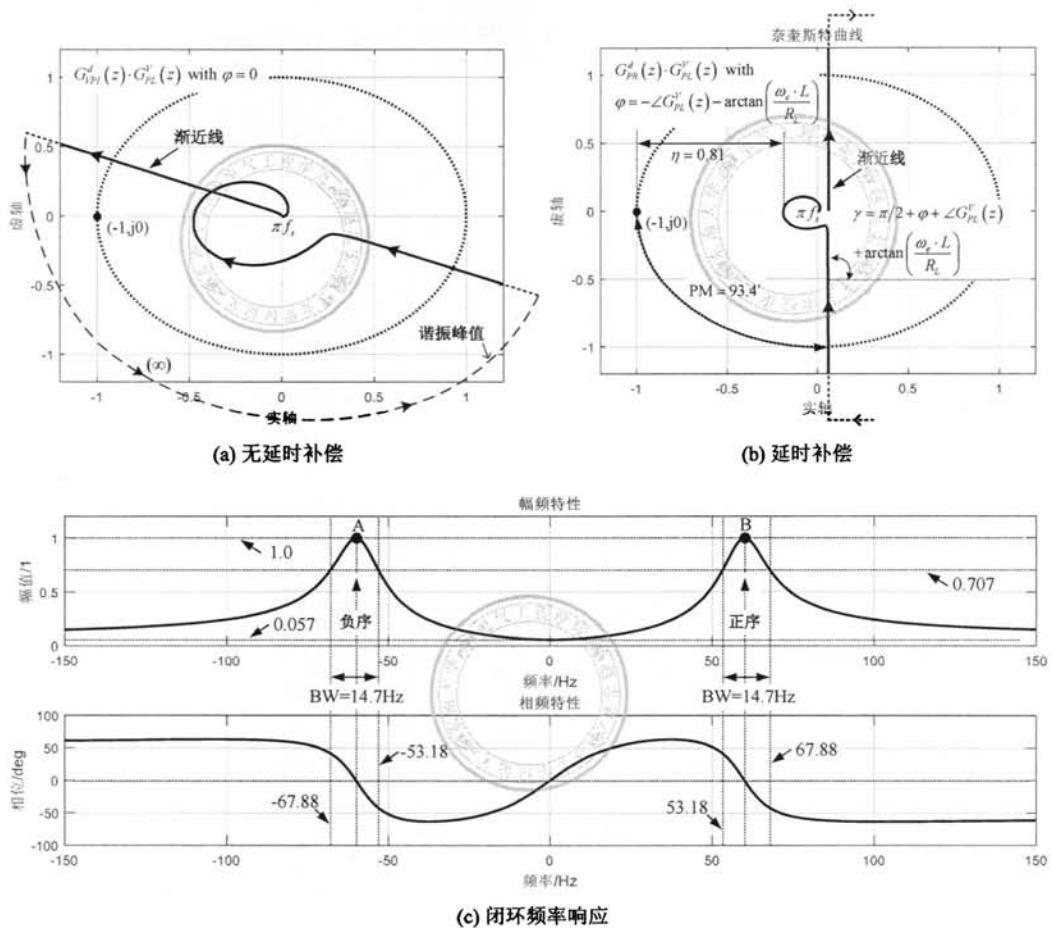


图 5.24: 控制频率为 60Hz 延时补偿后系统奈奎斯特曲线 (VPI 控制器)

### 5.4.2 电压各次谐波补偿

基于同样的原因, VPI 控制器也需要对各次电压分量进行有效控制, 为此设置 VPI 控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到 31 次, 并进一步设置控制器在各频次的延时补偿角为  $\varphi^h = -\angle G_{PL}^V(e^{j \cdot h \cdot \omega_e T_s}) - \arctan\left(\frac{h \cdot \omega_e \cdot L}{R_L}\right)$ , 得到系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应如图5.25所示。首先通过观察图5.25a所示奈奎斯特曲线可知, 系统在各控制频次的渐进线均与实轴垂直, 奈氏曲线与临界点的最小距离为  $\eta = 0.53$ , 并且奈氏曲线在 15 次与 17 次频次与临界点的距离最为接近, 这种特性与图5.20a所示 PR 控制器是相似的。此外, 由图5.25b与图5.25c所示闭环频率响应可知, 系统在所考虑的控制频率的正序与负序分量处均实现了单位增益输出, 并且在整个奈奎斯特频率内都没有发现闭环奇异点, 其中图5.25c所示各控制频率右侧数值为闭环系统在该频次的带宽。

考察变流器带不平衡与非线性负载的能力, 设置在 0.5s 投入不平衡负载, 并且在 1.2s 继续投入非线性负载, 其中负载电流波形与图5.21a与图5.21d是相同的, 因此以下

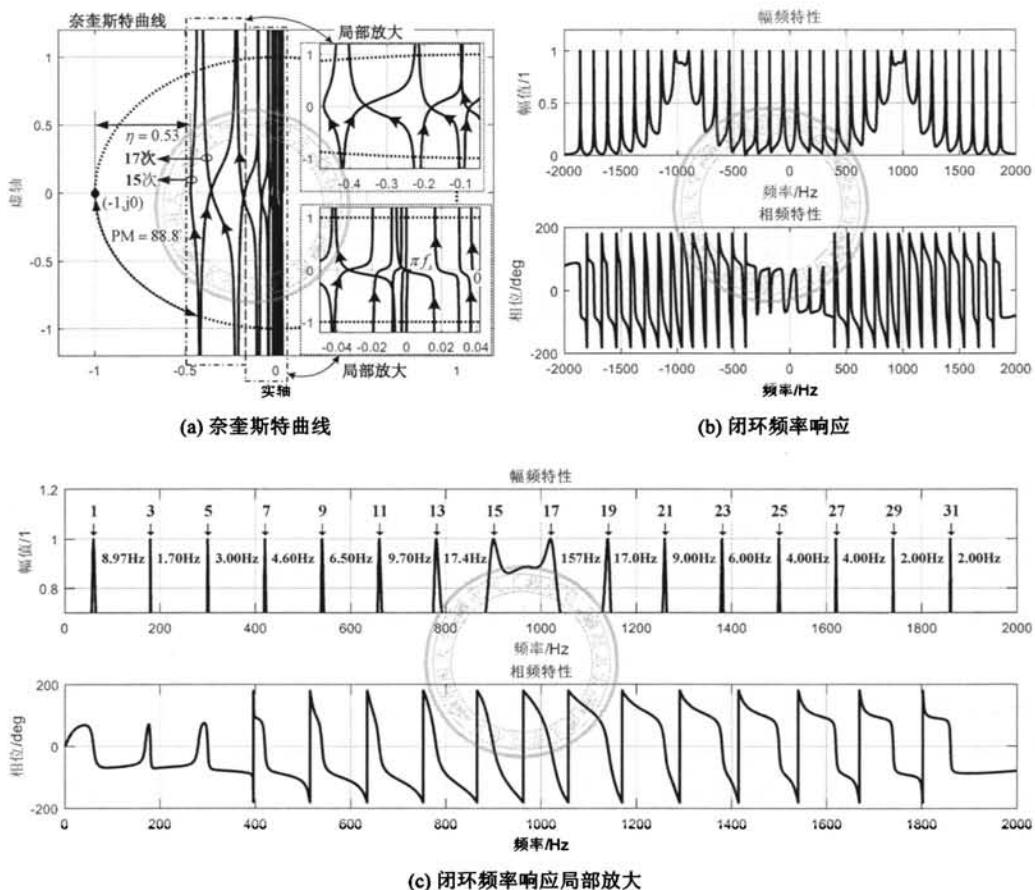
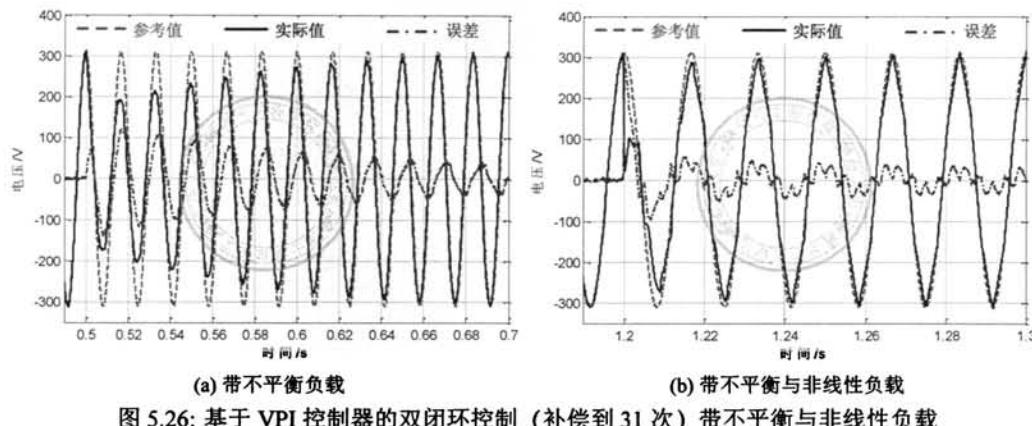


图 5.25: 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿 (补偿到 31 次)

只给出变流器输出电压的调节过程，分别如图5.26a与图5.26b所示。

通过观察图5.26可以发现，在0.5s投入不平衡负载时，输出电压经过约0.5s才完全进入稳态，其中波形没有完全给出且稳态输出电压的THD为1.33%，这是由于闭环系统在基波频次的带宽过小造成的，如图5.25c所示为8.97Hz。注意如果进一步增大基波频次的控制器增益，将导致奈氏曲线在15次与17次附近进一步靠近临界点，根据图4.40可知当 $\eta < 0.5$ 时将产生输出放大，并且也将导致系统稳定性进一步下降。由此可知，响应速度（闭环带宽）与稳定性（闭环奇异点抑制）两者是相互矛盾的，这也是VPI控制器在电压源输出变流器应用存在的局限性。另一方面，如图5.26b所示，当在1.2s投入非线性负载后，电压误差信号与图5.21d所示c相畸变电流的形状是相似的，并且电压误差呈现逐渐衰减趋势，大约经过0.7s后误差信号衰减为零，且稳态电压THD为1.94%。

与PR控制器各次补偿情况类似的是，如果希望进一步增大闭环系统在各频次的带宽，将导致奈氏曲线在15次与17次附近进一步靠近临界点，引起系统稳定性进一步下降，并且电压环将在15次与17次附近产生闭环奇异点。基于同样的考虑，如果将



VPI 控制器最高补偿次数设置为 13 次，则足以消除死区等非线性因素对输出电压的影响，在这种情况下可以适当增大控制器增益以加大系统在各频率次的带宽，如图5.27所示电压环在 1、3、…、13 次附近的带宽分别为 14.5Hz、5.3Hz、9.0Hz、13.8Hz、14.0Hz、11.4Hz 与 29.1Hz，显然此时系统在各频次的带宽要比图5.25所示情况更大。

设置 VPI 控制器参数与图5.27a相同，得到变流器空载启动输出电压调节过程如图5.27c所示，通过观察可知输出电压经过约 0.25s 进入稳态，相比图5.26所示情况的调节时间减少了一半，这正是增大系统在各频次尤其是基频次闭环带宽的结果，如图5.27b所示。尽管如此，输出电压动态响应依旧过于缓慢，调节时间甚至是图5.7b所示有效值闭环控制方式的两倍。因此，对于电压源输出变流器双闭环控制结构，当外环采用 VPI 控制器时，存在输出电压响应缓慢的问题，而这也使得电压瞬时值闭环控制所具有响应速度优势丧失殆尽。

## 5.5 离散域数字控制器的设计

以上介绍了电压源输出变流器双闭环控制策略，采取循序渐进的方式分别讨论了电流内环、电压外环以及各次谐波补偿三部分内容，重点分析了延时补偿与控制器参数设计。首先针对电流内环的设计，采用根轨迹分析方法提出了电流环最优增益设计准则，以获得系统稳定性以及阻尼率的最大化。其次，分别介绍了电压外环两种 RCs (PR 与 VPI) 的延时补偿方法，以提高系统稳定性并抑制闭环奇异点的产生。最后，将 RCs 扩展到各次谐波补偿，以抑制变流器本身（死区、直流母线电压波动）以及不平衡与非线性负载对输出电压的影响，以进一步提高负荷端的供电电压质量。然而，无论是 PR 还是 VPI 控制器，直接应用在电压源输出变流器的电压环控制均存在局限性，具体表现如下：

1) 由电流环的分析可知, 电流环增益设计的要求是尽可能增大阻尼, 最大程度抑制输出 LC 滤波器固有的谐振问题, 并以此改善电压环被控对象的频率特性。为此, 根

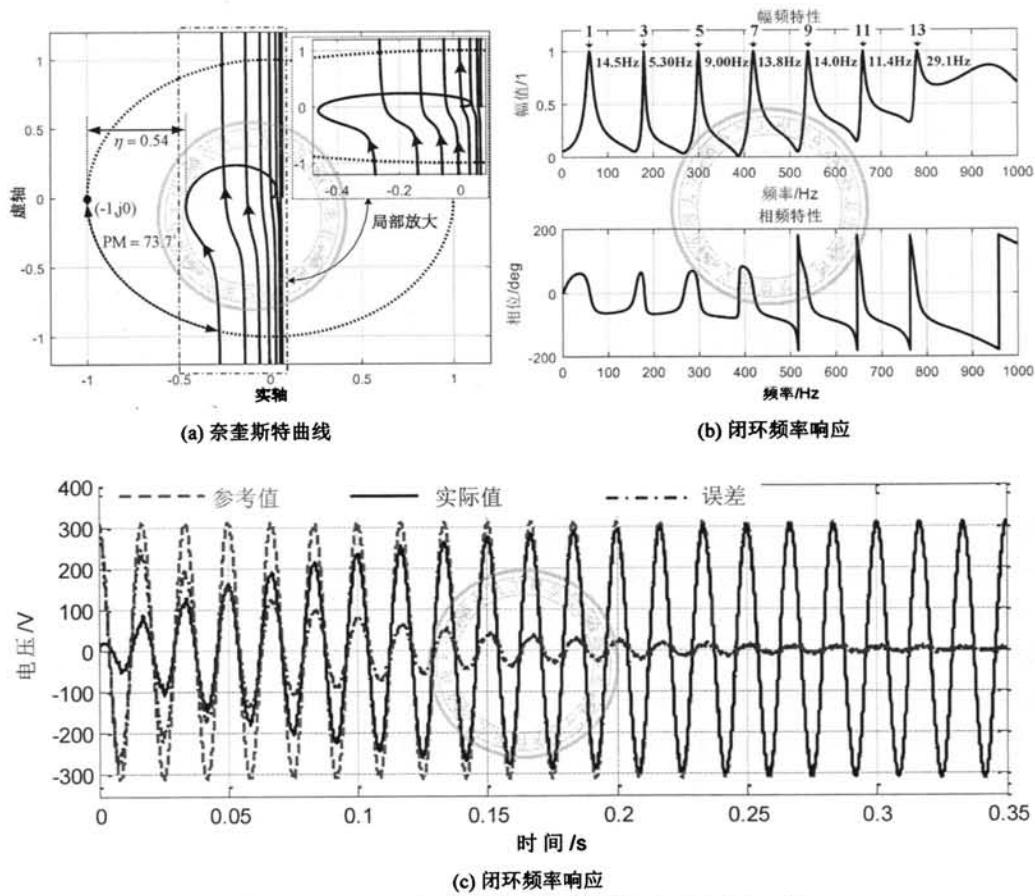


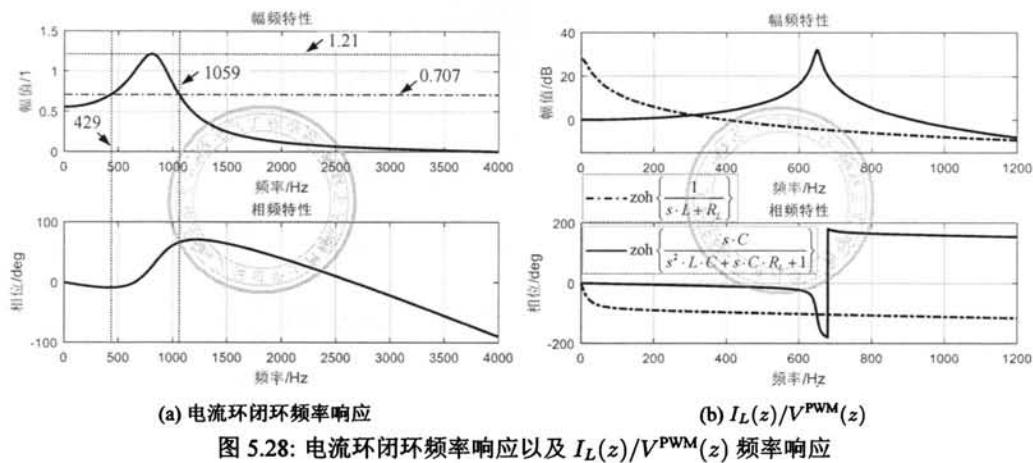
图 5.27: 基于 VPI 控制器的各次谐波补偿 (补偿到 13 次)

据图5.15设置  $K_I = K_I^{opt}$ , 得到电流环闭环频率响应如图5.28a所示, 可见在最重要的基波频率处电流环闭环增益仅为 0.56, 且不存在电流环带宽的说法。

2) 无论是 PR 还是 VPI 控制器, 当需要进行高次谐波补偿时, 奈奎斯特曲线均会在 15 次与 17 次频率附近靠近临界点  $(-1, j0)$ , 这就直接限制了控制器在各频次的闭环带宽, 在控制器增益设计时难以同时满足稳定性与闭环带宽的要求。

3) 由于 VPI 控制器的出发点是单电感滤波变流器的电流环控制, 或者是在控制频率范围内被控对象与单电感滤波器的频率响应近似。然而, 对于电压源输出变流器而言, 出于对体积、成本、满载电压降落等因素的考虑, 其输出 LC 滤波器的电感量通常很小, 而为了满足截止频率的要求需要加大滤波电容值。因此在这种情况下 LC 滤波器与单 L 的频率特性是截然不同的, 如图5.28b所示单 L 与 LC 滤波器  $I_L(z)/V^{\text{PWM}}(z)$  频率响应。正因为如此, 与 PR 控制器相比, 使用 VPI 控制器并没有获得明显的优势。

针对以上存在的问题, 以下提出针对性解决办法, 首先对于内环比例增益设置问题, 舍弃传统电流环的概念, 而将注意力转移到被控对象的改造上面, 即直接以实现被控对



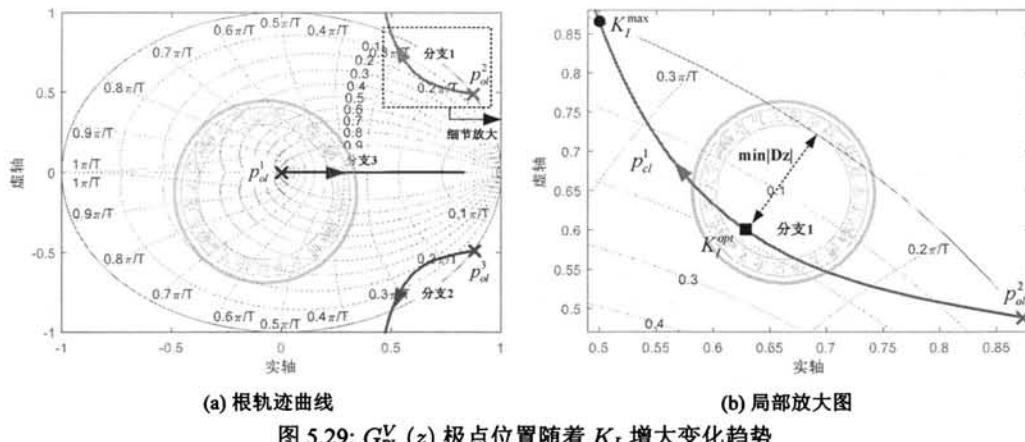
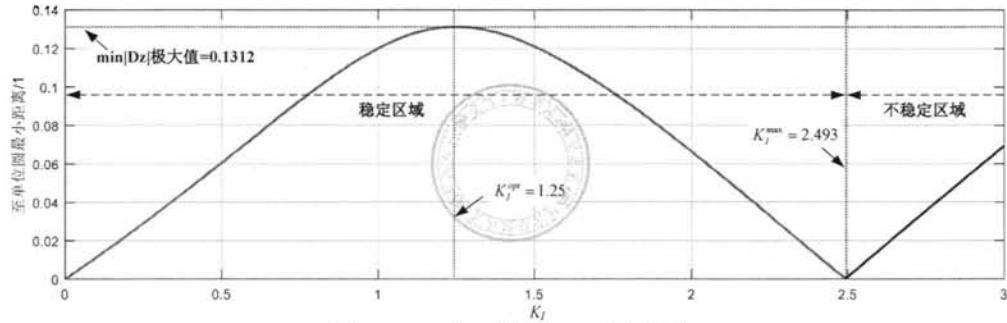
象最优阻尼为目标。其次，针对 RCs 在电压源输出变流器应用存在的局限性，提出一种 PS-SRF 离散域数字控制器，该控制器直接以 LC 输出滤波器为被控对象，并且考虑了内环增益以及数字控制一拍延时的影响。再次，通过类似的方法构造了 NS-SRF 数字控制器，并进一步通过 DSRFC 推导了其在静止坐标系的等效控制器 DVPI-LC，实现 PS 与 NS 分量的同时控制并避免了坐标变换。最后，将构造的 DVPI-LC 控制器拓展到各次谐波分量，实现了对输出电压各次谐波分量的闭环调节。

### 5.5.1 被控对象最优阻尼设计

由以上分析可知，在电压源输出变流器的双闭环控制结构中，其中引入电流内环的根本出发点是为输出 LC 滤波器提供额外阻尼，从而改善滤波器频率特性并抑制其固有的谐振问题。因此，对于内环控制器增益的设计，应该以其所能为电压环被控对象提供的阻尼为优化目标。为此，直接考察电压环被控对象，即式(5.20)，通过调节内环增益观察被控对象闭环极点分布，如图5.29所示。

对比图5.29与图5.14可知，两者的形状是非常接近的，这也进一步说明电流反馈的作用是改善被控对象的频率特性。基于同样的目的，定义极点至单位圆距离的最小值  $\min |D_z|$ ，其定义如式(5.14)。通过逐渐增大  $K_I$  得到被控对象的极点并代入式(5.14)，得到  $\min |D_z|$  随着  $K_I$  变化曲线，如图5.30所示。

进一步，通过比较图5.30与图5.15可知，两者几乎是完全吻合的，因此基于被控对象阻尼最优化方法与电流环最优增益设计方法所得到的结果完全相同，也即当通过调节电流环增益实现内环阻尼最大时，同时也实现了电压环被控对象的最优阻尼改造。尽管如此，与电流环的设计相比较，基于被控对象最优阻尼的设计方法较更为直观，同时物理概念也更为清晰。

图 5.29:  $G_{PL}^V(z)$  极点位置随着  $K_I$  增大变化趋势图 5.30:  $\min |D_z|$  随着  $K_I$  变化规律

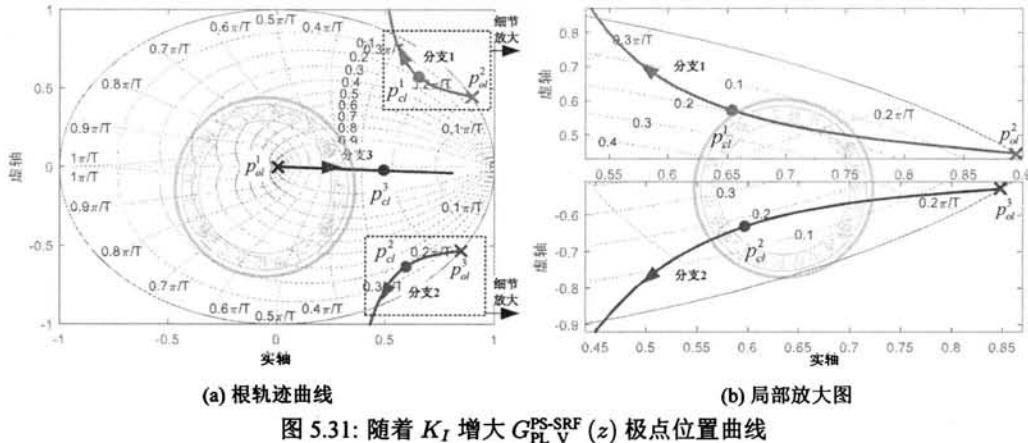
### 5.5.2 PS-SRF 电压控制器

首先, 不考虑变流器死区等非线性因素的影响, 并且认为负载为三相平衡线性负荷, 则在这种条件下, 控制器只需实现对基波正序分量的无静差调节, 为此将式(5.14)被控对象转换到 PS-SRF 坐标系, 得到:

$$G_{PL\_V}^{PS-SRF}(z) = \frac{K_I \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z \cdot e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s} + 1)}{z^3 \cdot e^{j3\omega_e \cdot T_s} - 2z^2 \cdot e^{j2\omega_e \cdot T_s} \cos(\omega_{res} T_s) + \left\{ 1 + \frac{K_L}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s) \right\} e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s} \cdot z - \frac{K_L}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)} \quad (5.22)$$

设置内环增益  $K_I$  逐渐增大, 由式(5.22)可以得到被控对象在 PS-SRF 极点的变化规律, 如图5.31所示。应用前述被控对象最优阻尼设计方法, 即则设置内环增益  $K_I = K_I^{opt}$ , 此时被控对象极点处于图5.31所示的“●”处, 显然此时所有极点均位于单位圆内, 即被控对象是开环稳定的。

为此, 设置电压控制器的零点与被控对象的极点相互抵消, 并且根据分子阶次构造



$$\frac{z_1^3 - 2z_1^2 \cdot \cos(\omega_{res} T_s) + \left(1 + \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)\right) \cdot z_1 - \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)}{z^2 \cdot (z - 1)} \quad (5.23)$$

$\omega_e \cdot T_s$ , 以及  $K_V$  为控制器增益。

由式(5.22), 得到电压环开环传递函数, 并转换到静止坐标系, 如下:

$$G_{OL}(z) = K_V \cdot \frac{K_I^{opt} \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^2 \cdot (z - e^{-j\omega_e T_s} - 1) \cdot e^{-j2\omega_e T_s}} \quad (5.24)$$

如图5.32a所示,为电压环随着控制器增益  $K_V$  的根轨迹曲线,由于式(5.25)是一个复系数方程,因此系统根轨迹曲线并不关于实轴对称。首先,其中始于开环极点  $p_{ol}^1$  的根轨迹分支3始终处于单位圆内,但是随着增益  $K_V$  的增大,闭环极点  $p_d^1$  与单位圆距离逐渐减小,如图5.32b所示。其次,随着  $K_V$  增大,处于根轨迹分支1的闭环极点  $p_d^2$  逐渐向单位圆移动,并且最终处于单位圆外,导致系统不稳定,由图5.32b可知为了满足稳定性要求  $K_V < K_V^{\max 1} = 2.698$ 。最后,根轨迹分支2首先向单位圆内移动,然后迅速向单位圆靠近并最终位于单位圆外,同样为了满足稳定性要求  $K_V < K_V^{\max 2} = 2.547$ ,如图5.32b所示。

由图5.32b可知,由于闭环极点 $|p_d^1|$ 远大于 $|p_d^2|$ 与 $|p_d^3|$ ,因此分析过程中可以忽略极点 $p_d^1$ 的影响。进一步观察可知,当 $K_V < K_V^{opt}$ 时,闭环极点 $p_d^3$ 为主导极点,此时通过进一步增大 $K_V$ 可以迅速增加 $|p_d^3|$ ,从而加快输出电压响应速度。而当 $K_V > K_V^{opt}$ 时,闭环极点 $p_d^2$ 与 $p_d^3$ 均向单位圆靠近,系统稳定性呈现下降趋势。因此,当取 $K_V = K_V^{opt} = 0.597$ 时,闭环系统获得了最优的稳定性,对应的闭环极点即为图5.32a所示的“●”点。

由前述分析可知,对于闭环极点的两个重要性能指标是其模值与阻尼率,为此需要将 $z$ 域的极点转换到 $s$ 域,以方便对这两个指标进行求解。为此,假设 $s$ 域的闭环极点

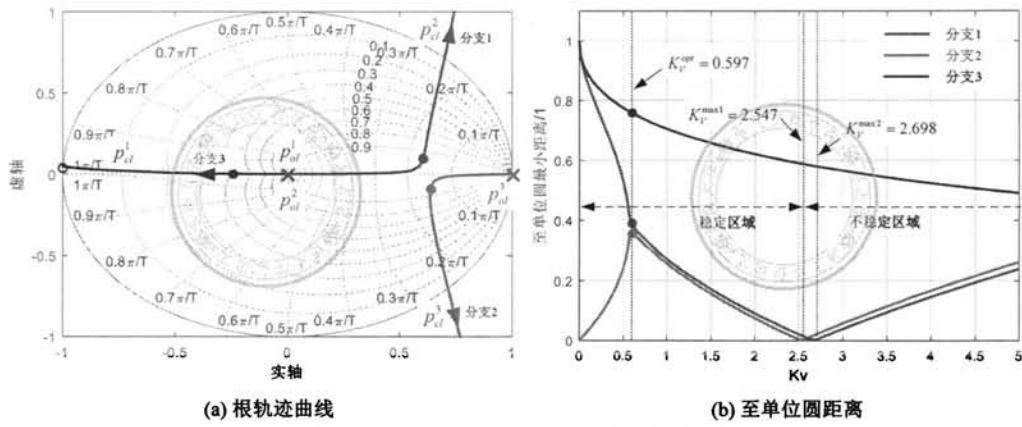


图 5.32: 电压环在 PS-SRF 坐标系根轨迹

具有如下的形式:

$$s = a \pm j \cdot b = \omega_0 \cdot \left( -\xi \pm j \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right) \quad (5.25)$$

其中  $a$ 、 $b$  分别为闭环极点的实部和虚部, 其中  $a < 0$  以及  $b > 0$ , 即假设闭环极点是稳定的, 而  $\omega_0$  为极点的模值, 以及  $\xi$  为阻尼率。进一步, 由  $z$  变换定义有:

$$z = e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_s} \cdot \left[ \cos \left( \omega_0 \cdot T_s \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right) \pm j \cdot \sin \left( \omega_0 \cdot T_s \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \right) \right] \quad (5.26)$$

显然, 有下式成立:

$$|z| = e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_s} \quad (5.27)$$

进而得到:

$$a = -\xi \cdot \omega_0 = \frac{\ln(|z|)}{T_s} \quad (5.28)$$

另一方面, 由式(5.26)可以得到:

$$\omega_0 \cdot T_s \cdot \sqrt{1 - \xi^2} = \arctan \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \quad (5.29)$$

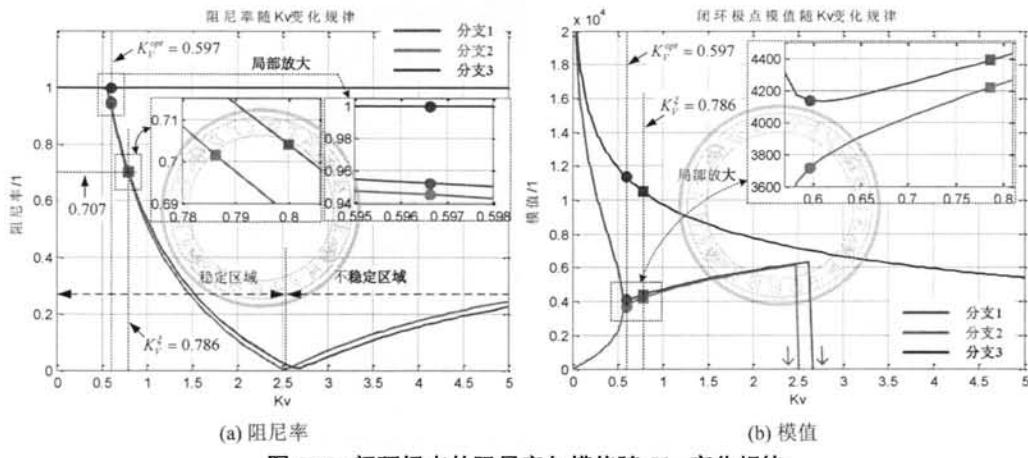
结合式(5.28)、式(5.29)可得:

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{\left\{ \arctan \left( \frac{\text{Im}(z)}{\text{Re}(z)} \right) \cdot \frac{1}{a \cdot T_s} \right\}^2 + 1}} \quad (5.30)$$

进一步由式(5.28)、式(5.30)可得:

$$\omega_0 = -\frac{a}{\xi} \quad (5.31)$$

注意式(5.31)已假设极点是稳定的, 即满足  $a < 0$ , 此时模值  $\omega_0 > 0$ ; 而对于不稳定极点  $a > 0$  的情况, 则由式(5.31)可知模值  $\omega_0 < 0$ , 此时闭环极点的模值为负值仅表示该极点是不稳定极点。

图 5.33: 闭环极点的阻尼率与模值随  $K_V$  变化规律

将图5.32a根轨迹所示闭环极点代入式(5.28)、式(5.30)以及式(5.31)，得到闭环极点阻尼率以及模值随控制器增益  $K_V$  的变化规律，如图5.33所示。

首先，观察图5.33a所示阻尼率  $\xi$  随  $K_V$  的变化曲线，可见处于根轨迹分支 3 的闭环极点  $p_d^1$  阻尼率基本维持单位 1 不变，这是由于根轨迹分支 3 基本与实轴重合，如图5.32a所示。而随着  $K_V$  的增大，处于根轨迹分支 1 和分支 2 的闭环极点阻尼率的变化规律是非常接近的，并且当  $K_V < K_V^{opt}$  时两者的阻尼率几乎等于 1，此时闭环极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  均处于实轴，其中  $K_V = K_V^{opt}$  时两者的阻尼率约为  $\xi = 0.95$ 。此外当  $K_V > K_V^{opt}$  时，闭环极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的阻尼率呈现迅速减小趋势，直至系统阻尼率减小为零并最终进入不稳定区域。

其次，观察图5.33b所示闭环极点的模值随  $K_V$  变化规律，虽然处于根轨迹分支 3 的闭环极点  $p_d^1$  幅值总体上呈现单调衰减的趋势，但是在  $K_V$  稳定区域其幅值依然远大于另外两个极点的幅值，并且由图5.33a可知其阻尼率约等于 1，其激励的暂态分量呈单调衰减特性，因此闭环极点  $p_d^1$  对系统的影响很小，可以忽略不计。而当  $K_V < K_V^{opt}$  时闭环极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的幅值变化非常剧烈，表现为  $p_d^2$  的幅值急剧减小，而  $p_d^3$  的幅值急剧增加，并且  $|p_d^2|$  远大于  $|p_d^3|$ ，此时  $p_d^3$  成为闭环主导极点。而当  $K_V = K_V^{opt}$  时极点  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的幅值几乎相等，并且如果进一步增加  $K_V$ ，则  $p_d^2$  与  $p_d^3$  的幅值总体依然呈现增加的趋势，但是变化非常缓慢。

综合考察闭环极点阻尼率与幅值随  $K_V$  的变化规律，当  $K_V = K_V^{opt}$  时系统几乎处于临界阻尼状态 ( $\xi = 0.95$ )，并且闭环极点幅值几乎取得了可能的最大值，此时系统获得了最快的响应速度，并且暂态相应不会发生超调。因此，从调节时间与超调量的角度考虑，此时系统获得了最佳的暂态调节响应，相应的  $K_V^{opt}$  称为临界阻尼控制器增益。

进一步，由式(5.24)可以得到系统的闭环传递函数，并对其施加阶跃信号，即可得

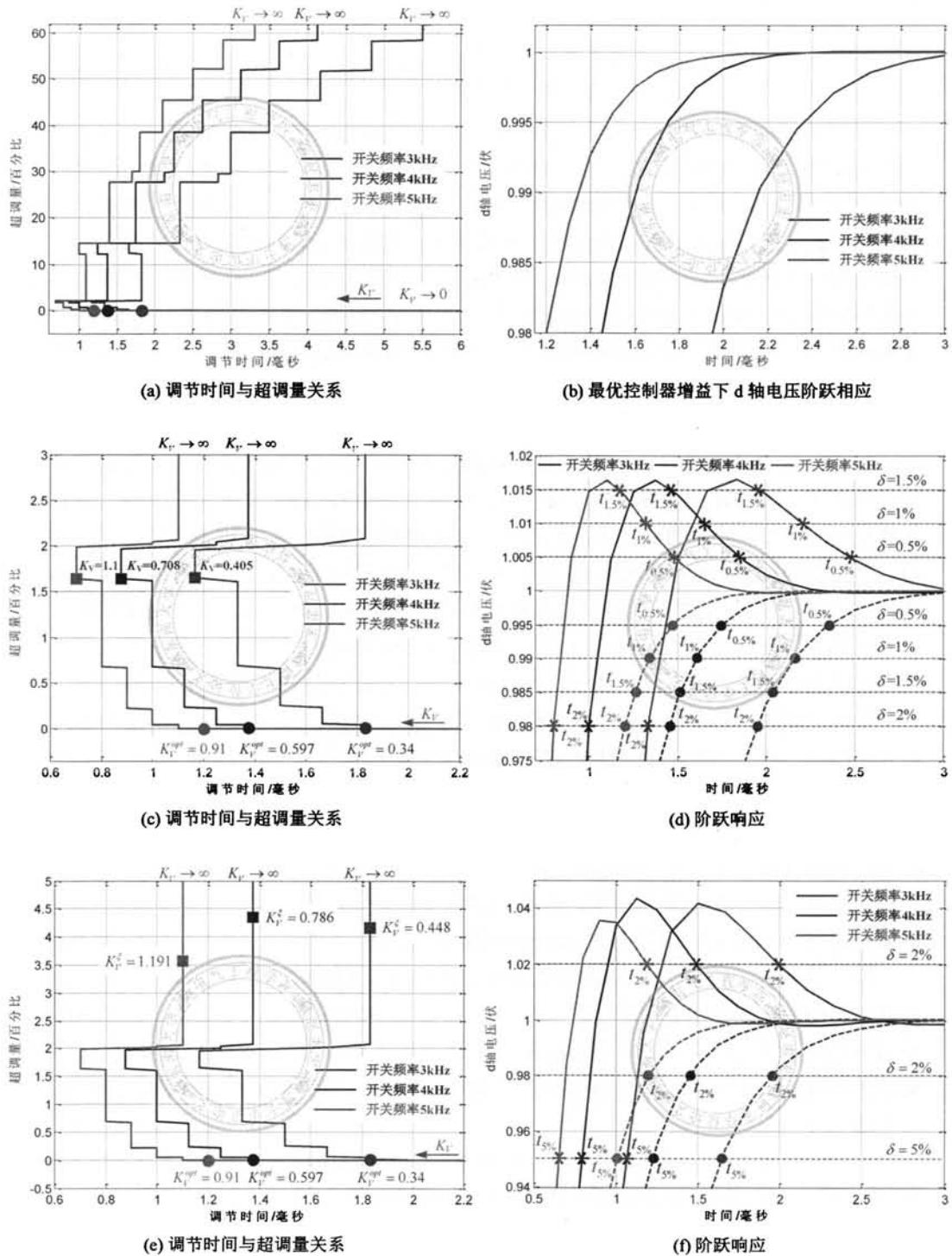


图 5.34: 临界阻尼控制器增益设计: (a) 阶跃响应调节时间与超调量的关系曲线; (b) 临界阻尼控制器增益阶跃响应; (c)(d) 调节时间与超调量局部关系图以及对应的阶跃响应; (e)(f) 临界阻尼与阻尼率 0.707 对应的调节时间与超调量关系以及对应的阶跃响应

到 d 轴电压阶跃响应，如下所示：

$$y_d = \operatorname{Re} \left\{ \mathcal{Z}^{-1} \left\{ \frac{G_{OL}^{PS-SRF}}{1 + G_{OL}^{PS-SRF}(z)} \cdot \frac{z}{z - 1} \right\} \right\} \quad (5.32)$$

分别设置开关频率为 3kHz、4kHz 与 5kHz，通过逐渐增大控制器增益  $K_V$ ，并由式(5.32)得到相应的阶跃响应，进一步求出阶跃响应的调节时间与超调量，得到两者关系曲线如图5.34a所示。通过观察可以发现，当控制器增益  $K_V$  较小时，系统处于过阻尼状态，此时阶跃响应没有产生超调，并且调节时间随着  $K_V$  的增大而逐渐减小。其中控制器增益为  $K_V^{opt}$  时对应图5.34a所示的“●”点，可见系统的的确处于临界阻尼状态，在无超调的情况下实现了调节时间的最小化，对应的阶跃响应如图5.34b所示。此外，如图5.34a所示，如果进一步增加控制器  $K_V$ ，系统的暂态响应将产生超调，并且调节时间也呈现增加的趋势。

进一步通过仔细观察图5.34a可知，在临界阻尼控制器增益  $K_V^{opt}$  附近似乎存在更优解，在这些增益处系统阶跃响应的调节时间更小且仅存在微弱的超调，为此将区域进行局部放大，即如图5.34c所示的“■”点。以开关频率为 4kHz 为例进行分析，如果以稳态误差  $\delta = 2\%$  计算调节时间，则当  $K_V = 0.708$  时的确实现了调节时间最小化的目的，其对应的阶跃响应如图5.34d实线所示。然而，如果以稳态误差  $\delta = 1\%$  计算调节时间，则“■”所示控制器增益将失去最优解的特性，如图5.34d所示其产生的超调量将超过  $\delta = 1\%$ 。另一方面，当  $K_V = K_V^{opt}$  时系统阶跃响应呈现严格单调上升特性，不会因稳态误差的定义不同而丧失最优解，因此从这个意义上来说  $K_V^{opt}$  的确是最佳选择。

另外，如图5.33b所示，由于  $|p_{cl}^1|$  要远远大于  $|p_{cl}^2|$  与  $|p_{cl}^3|$ ，并且极点  $p_{cl}^1$  的阻尼率约为 1，如图5.33a所示，则由其激励的暂态分量被迅速衰减，因此可以忽略极点  $p_{cl}^1$  对系统的影响。此时，电压环表现为一个二阶系统，经典控制理论推荐以阻尼率  $\xi = 0.707$  作为设计目标，这种设计方法在文献 [154,210] 也被广泛采用。为此，在图5.33a中令  $\xi = 0.707$ ，即图5.33a所示的“■”点，得到对应的控制增益为  $K_V^\xi = 0.786$ ，并且由图5.33b可知，此时位于根轨迹分支 1 和分支 2 的闭环极点幅值有所增大，因此  $K_V^\xi$  获得了比  $K_V^{opt}$  更快的响应速度，然而  $K_V^\xi$  的阶跃响应同时也存在超调现象。

进一步考察  $K_V^{opt}$  与  $K_V^\xi$  两者阶跃响应性能指标，如图5.34e所示，当  $K_V$  取  $K_V^\xi$  时其调节时间与超调量关系对应“■”点，而当  $K_V$  取  $K_V^{opt}$  时对应“●”点。可见在所考虑的开关频率下， $K_V^\xi$  与  $K_V^{opt}$  对应的调节时间几乎相等，并且  $K_V$  取  $K_V^\xi$  时阶跃响应超调量约为 4%，而  $K_V$  取  $K_V^{opt}$  时没有产生超调，因此从调节时间与超调量的角度考虑， $K_V^{opt}$  要优于  $K_V^\xi$ 。

另外一方面，图5.34f所示为  $K_V^\xi$  与  $K_V^{opt}$  对应的阶跃响应，可见  $K_V^\xi$  相比  $K_V^{opt}$  获得了更快的响应速度，表现为上升时间更小，并且如果稳态误差取  $\delta = 5\%$ ，显然此时  $K_V^\xi$  对应的调节时间  $t_{5\%}$  要比  $K_V^{opt}$  所示情况小，以开关频率 4kHz 为例， $K_V^\xi$  对应  $t_{5\%} = 0.8\text{ms}$ ，而  $K_V^{opt}$  对应  $t_{5\%} = 1.2\text{ms}$ ，因此对于侧重响应速度且允许有超调的系统， $K_V^\xi$  的确是最佳选择。然而，如果取稳态误差  $\delta = 2\%$ ，此时  $K_V^\xi$  与  $K_V^{opt}$  对应的调节时间  $t_{2\%}$  几乎相

同，并且由于  $K_V^{opt}$  阶跃响应呈现严格单调特性，系统稳定性以及阻尼特性更高，因此对于侧重系统稳定性以及对超调敏感的系统，显然  $K_V^{opt}$  依然是最佳选择。

### 5.5.3 NS-SRF 电压控制器

同样暂时不考虑变流器自身死区等非线性因素的影响，并假设需要控制变流器输出三相基波负序电压。为此，将被控对象转换到 NS-SRF 坐标系，如下所示：

$$G_{PL\_V}^{NS\_SRF}(z) =$$

$$\frac{K_I \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot (z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s} + 1)]}{z^3 \cdot e^{-j3\omega_e \cdot T_s} - 2z^2 \cdot e^{-j2\omega_e \cdot T_s} \cos(\omega_{res} T_s) + \left\{ 1 + \frac{K_I}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s) \right\} e^{-j\omega_e \cdot T_s} \cdot z - \frac{K_I}{\omega_{res} \cdot L} \sin(\omega_{res} T_s)} \quad (5.33)$$

如图5.35所示，为被控对象极点随着内环增益  $K_I$  的变化轨迹，其中  $K_I = K_I^{opt}$  对应的被控对象极点如“●”点所示，可见此时被控对象所有极点均处于单位圆内。

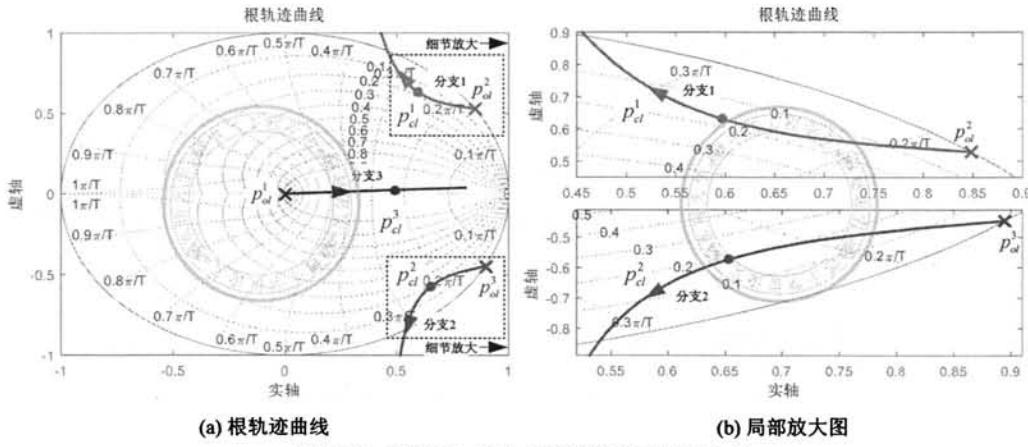


图 5.35: 随着  $K_I$  增大  $G_{PL\_V}^{NS\_SRF}$  极点位置曲线

为此，设置控制器零点与被控对象极点相互抵消，并与 PS-SRF 类似地构造控制器分母表达式，得到：

$$G_V^{NS\_SRF}(z) =$$

$$K_V \cdot \frac{z_1^3 - 2z_1^2 \cdot \cos(\omega_{res} T_s) + \left( 1 + \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot T_s} \cdot \sin(\omega_{res} T_s) \right) \cdot z_1 - \frac{K_I^{opt}}{\omega_{res} \cdot T_s} \cdot \sin(\omega_{res} T_s)}{z^2 \cdot (z - 1)} \quad (5.34)$$

其中  $z_1 = z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s}$ ，以及  $K_V$  为控制器增益。进一步，由式(5.34)、式(5.33)可以得到系统开环传递函数，并进一步转换到静止坐标系，如下所示：

$$G_{OL}(z) = K_V \cdot \frac{K_I^{opt} \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^2 \cdot (z \cdot e^{j\omega_e \cdot T_s} - 1) \cdot e^{j2\omega_e \cdot T_s}} \quad (5.35)$$

进而由式(5.35), 得到电压环在 NS-SRF 坐标系随控制器增益  $K_V$  变化的根轨迹曲线, 如图5.36a所示。通过与图5.32a所示的电压环在 PS-SRF 根轨迹比较可知, 两者是关于实轴对称的, 因此有关 PS-SRF 的根轨迹分析方法在 NS-SRF 同样是成立的, 并且图5.36b所示根轨迹分支至单位圆最小距离与图5.32b是完全相同的, 并且均在  $K_V = K_V^{opt} = 0.597$  处系统获得了最佳稳定性。

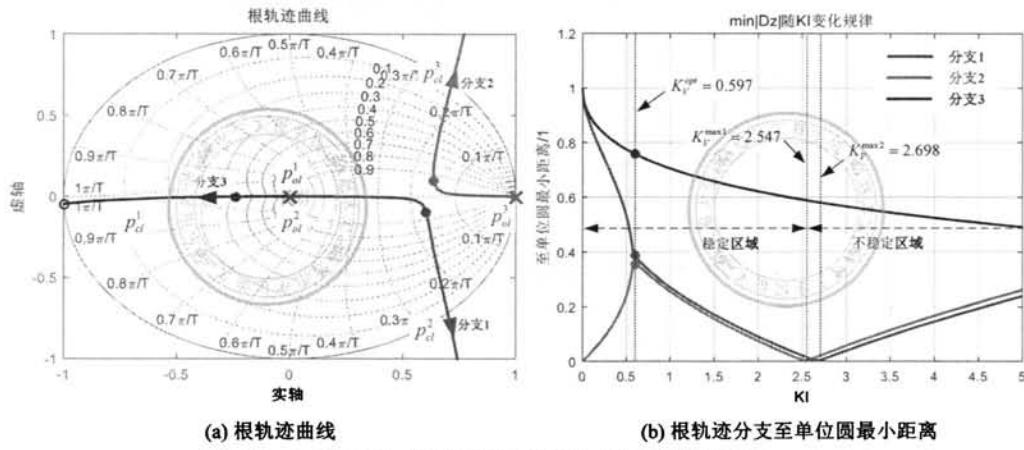


图 5.36: 电压环在 NS-SRF 坐标系根轨迹

由以上分析可知, 由于 NS-SRF 与 PS-SRF 的频率对称关系, 有关 PS-SRF 的控制器临界阻尼增益设计以及暂态响应分析在 NS-SRF 也是成立的, 两者的分析结果将获得完全相同的结论。

#### 5.5.4 静止坐标系等效控制器

为了实现控制器同时对正序与负序分量的无静差调节, 最直观的做法是采用 DSRFC 结构, 在电压环同时包含 PS-SRF 与 NS-SRF 控制器, 如图5.37所示。

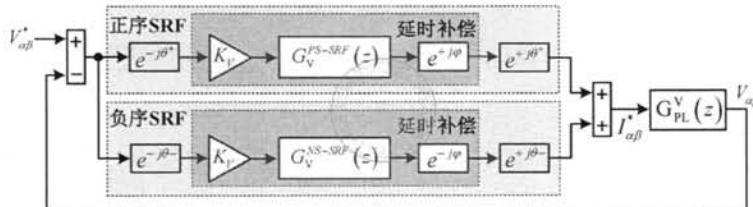


图 5.37: 电压控制器 DSRFC 控制框图

注意图5.37包含了延时补偿项, 并将控制器增益  $K_V$  作为单独项表示, 这样做的目的是为了表明  $G_V^{PS-SRF}(z)$  与  $G_V^{NS-SRF}(z)$  具有相同的控制器增益。由前述分析可知, 加入延时补偿的目的是提高系统稳定裕度并避免闭环奇异点, 尤其是对提高控制器的高次谐波补偿能力具有重要作用。因此, 有必要首先确定延时补偿角的选取, 并且为了方便起

见，首先只考虑 PS-SRF 控制器的延时补偿问题，即在图5.37中先不考虑 NS-SRF 支路，进一步结合式(5.23)、式(5.20)得到系统开环传递函数如下：

$$G_{OL}(z) = K_V \cdot \frac{K_I^{opt} \cdot [1 - \cos(\omega_{res} \cdot T_s)] \cdot (z + 1)}{z^2 \cdot (z \cdot e^{-j \cdot \omega_e \cdot T_s} - 1) \cdot e^{-j \cdot 2\omega_e \cdot T_s}} \cdot e^{j \cdot \varphi} \quad (5.36)$$

首先需要求出奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处渐近线与实轴的夹角，为此将  $z = e^{j \cdot \omega_e \cdot T_s}$  代入式(5.36)，得到开环传函在频率  $\omega_e$  处的相位角为：

$$\gamma = \frac{\pi}{2} + \arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) + \varphi \quad (5.37)$$

以控制频率  $\omega_e = 600\pi$  为例，由式(5.36)得到系统开环频率响应与奈奎斯特曲线分别如图5.38a与图5.38b所示。首先由图5.38a开环幅频特性可知，系统在控制频率  $\omega_e$  处的开环增益为无穷大，该特性是由 PS-SRF 电压控制器极点决定的，使得闭环系统在该频率点为单位增益输出，即实现对控制频率信号的无静差调节。此外如图5.38a所示，无论控制频率取值多少，开环幅频特性总是穿过 0dB 线两次，这一特性与图4.36所示 VPI 控制器特性是类似的。为此，将  $\omega_e = 600\pi$  代入式(5.37)得到  $\gamma = 103.5^\circ$ ，这与图5.38a所示的  $\gamma$  实际值是相等的，并且开环相频特性在控制频率  $\omega_e$  处相位突变  $180^\circ$ ，而这与 RCs 特性类似。另一方面，由图5.38b可知，奈奎斯特曲线至临界点  $(-1, j0)$  的最小距离为  $\eta = 0.858$ ，由图4.40可知这是一个非常安全的距离，此时系统获得了良好的稳定裕度并且几乎不存在输出放大问题。

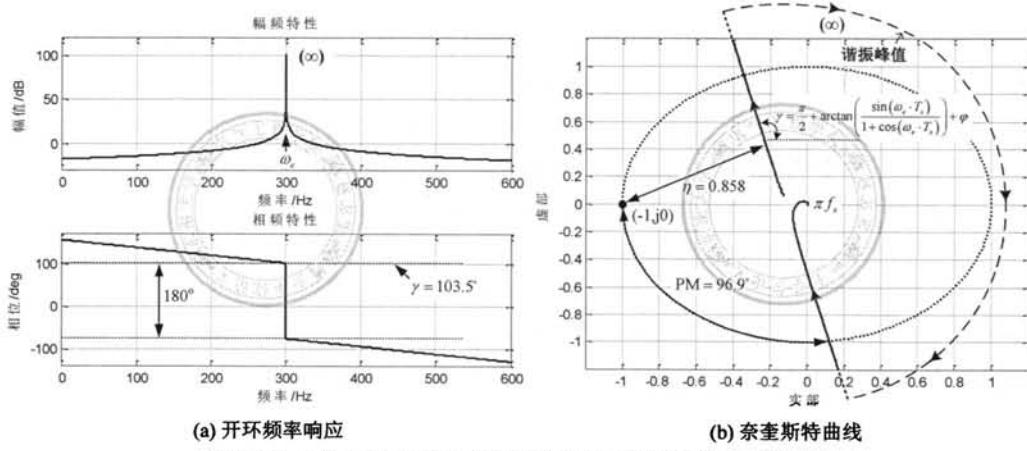


图 5.38: 开环频率响应与奈奎斯特曲线 (控制频率为 300Hz)

然而，如式(5.37)所示，随着控制频率  $\omega_e$  的升高， $\gamma$  取值也越大，即奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处渐近线与实轴的夹角变大，为了方便观察将  $\omega_e$  与  $\gamma$  关系画于图5.39a。可见，只要  $\omega_e < \pi/T_s$ ，则有  $\gamma < 180^\circ$  成立，因此在不进行延时补偿的情况下，理论上控制频率可以达到奈奎斯特频率，且闭环系统不会失去稳定性。

尽管如此，如图5.39a所示，随着控制频率  $\omega_e$  的持续升高， $\gamma$  几乎呈线性增长，也即渐近线与临界点的距离  $\eta$  越小，当控制频率接近奈奎斯特频率时，渐近线将过于靠近临界点穿越实轴，系统极易不稳定并产生严重的输出放大现象，如图5.39b所示控制频率为 1860Hz，此时渐近线与实轴的夹角为  $\gamma = 173.7^\circ$ ，而奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.104$ ，显然由图4.40可知此时系统在控制频率附近将产生严重的输出放大。

鉴于以上控制系统与 PS-SRF-cPI 调节电流环呈现的巨大相似性，为此可以借鉴 PS-SRF-cPI 控制器的延时补偿方法，即调节延时补偿角  $\varphi$  使得奈奎斯特曲线在控制频率  $\omega_e$  处的渐近线垂直通过实轴，也即设置夹角  $\gamma = \pi/2$ 。此时，由图4.40可知此时闭环系统的稳定性最好，并且可以最大程度抑制闭环奇异点的出现，结合式(5.37)得到延时补偿角的设计方法如下：

$$\varphi = -\arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) \quad (5.38)$$

为了验证延时补偿的有效性，以控制频率 660Hz 为例，如图5.39c所示为延时补偿前系统奈奎斯特曲线，可知此时奈氏曲线至临界点最小距离为  $\eta = 0.827$ ，此外由式(5.37)可知渐近线与实轴夹角为  $119.7^\circ$ ，此时由于  $\gamma > \pi/2$  而产生极大的相位裕度  $PM = 117.3^\circ$ 。另一方面，由式(5.38)设置延时补偿角，相应的系统奈奎斯特曲线如图5.39d所示，显然通过延时补偿获得了期望的效果，即谐振频率处的渐近线垂直通过实轴，此时奈氏曲线至临界点最小距离增大为  $\eta = 0.96$ ，虽然此时系统相位裕度有所减小为  $PM = 87.6^\circ$ ，但是由于延时补偿后奈氏曲线至临界点距离是增大的，因此实际上系统的稳定性得到了增强。

如图5.39e与图5.39f所示，分别为延时补偿前后系统对应的闭环频率响应。通过观察可知，延时补偿前  $\varphi = 0$  时，由于控制器在谐振频率  $\omega_e$  处提供的无穷大增益，并且奈氏曲线没有包围临界点，因此闭环系统是稳定的并且实现了对频率  $\omega_e$  交流信号的无静差调节，即在控制频率  $\omega_e$  处实现单位闭环增益以及零相位输出，如图5.39e的 A 点所示。此外，同时也可以看到系统在控制频率附近存在轻微的输出放大现象，即在频率 652.9Hz 处的闭环增益为 1.17，如图5.39e所示的 B 点。另一方面，采用式(5.38)延时补偿后对应的闭环频率响应如图5.39f所示，此时同样实现了对控制频率信号的无静差调节，如图5.39f的 A 点，并且闭环幅频响应关于控制频率两侧呈现单调衰减特性，没有产生输出放大问题。因此，通过式(5.38)进行延时补偿后，系统奈氏曲线与临界点距离获得最大化，并且通过设置控制频率处的渐近线垂直穿越实轴，进一步提高了系统闭环奇异点抑制能力。

采用类似的方法对 NS-SRF 电压控制器进行延时补偿，首先将  $z = e^{-j\omega_e \cdot T_s}$  代入式(5.36)，求得开环传函在控制频率  $-\omega_e$  处的相位角为：

$$\gamma = \frac{\pi}{2} - \arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) - \varphi \quad (5.39)$$

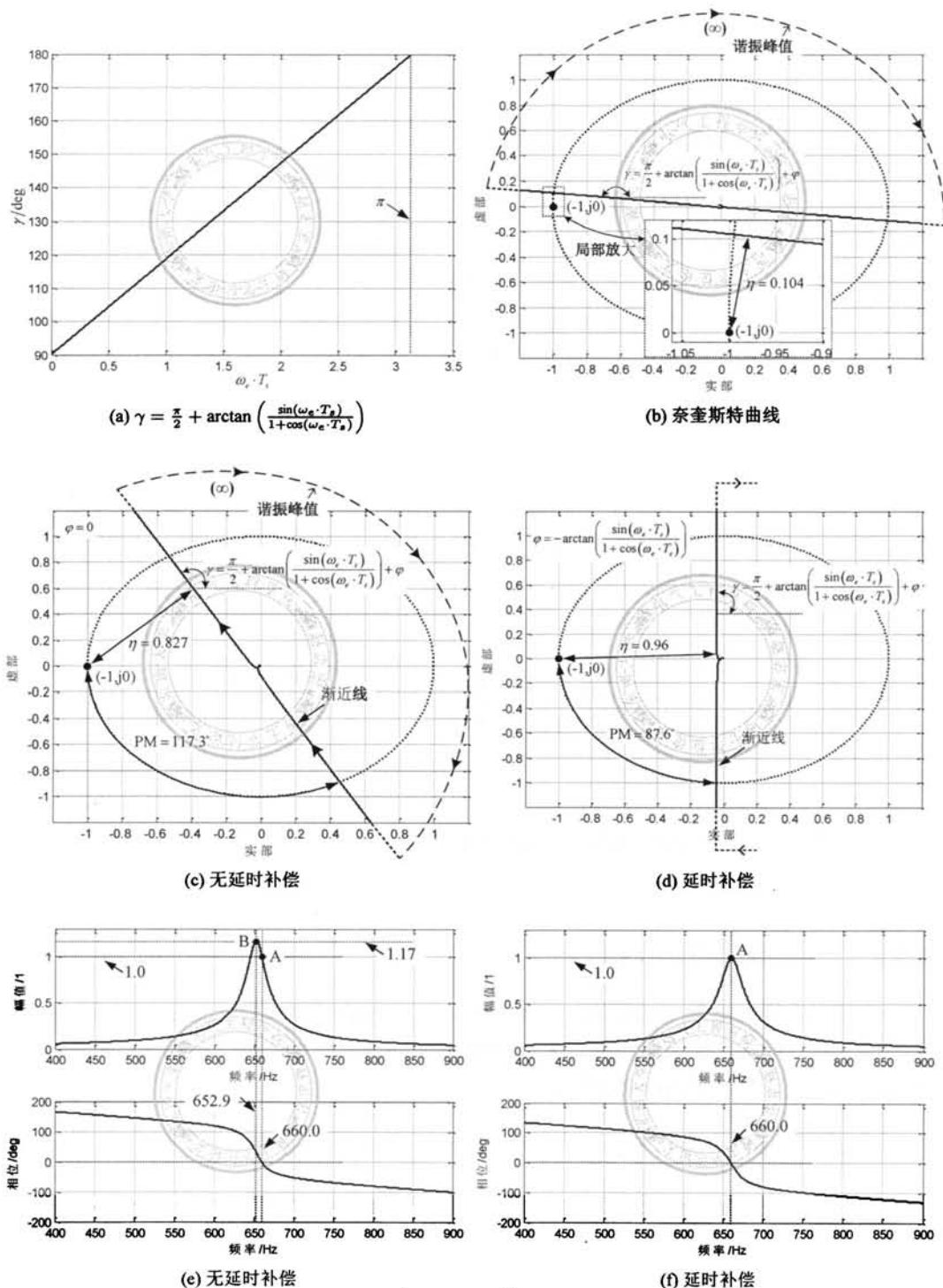


图 5.39: 延时补偿分析: (a)  $\gamma = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1+\cos(\omega_e \cdot T_s)}\right)$  曲线; (b) 控制频率 1860Hz 时系统奈奎斯特曲线; (c)(d) 控制频率 660Hz 延时补偿前后系统奈奎斯特曲线; (e)(f) 控制频率 660Hz 延时补偿前后闭环频率响应

基于同样的原理，设置  $\gamma = \pi/2$  得到延时补偿角如下：

$$\varphi = \arctan \left( \frac{\sin(\omega_e \cdot T_s)}{1 + \cos(\omega_e \cdot T_s)} \right) \quad (5.40)$$

以控制频率  $-1020\text{Hz}$  为例，如图5.40a所示为延时补偿前后系统奈奎斯特曲线，可见延时补偿前  $\varphi = 0$  的情况下，将  $\omega_e = 2040\pi$  代入式(5.39)得到渐近线与实轴的夹角为  $\varphi = 44.1^\circ$ ，而奈氏曲线至临界点的最小距离为  $\eta = 0.66$ ，此时闭环频率响应在控制频率附近将产生输出放大，如图5.40b所示的 B 点，即在频率  $-1012\text{Hz}$  处输出放大 1.475 倍。进一步，采用式(5.40)进行延时补偿后，如图5.40a所示，奈氏曲线在控制频率处的渐近线与实轴夹角为  $\gamma = \pi/2$ ，此时奈氏曲线至临界点距离也取得最大值为  $\eta = 0.965$ ，并且由图5.40b闭环频率响应可知此时系统没有产生闭环奇异点。

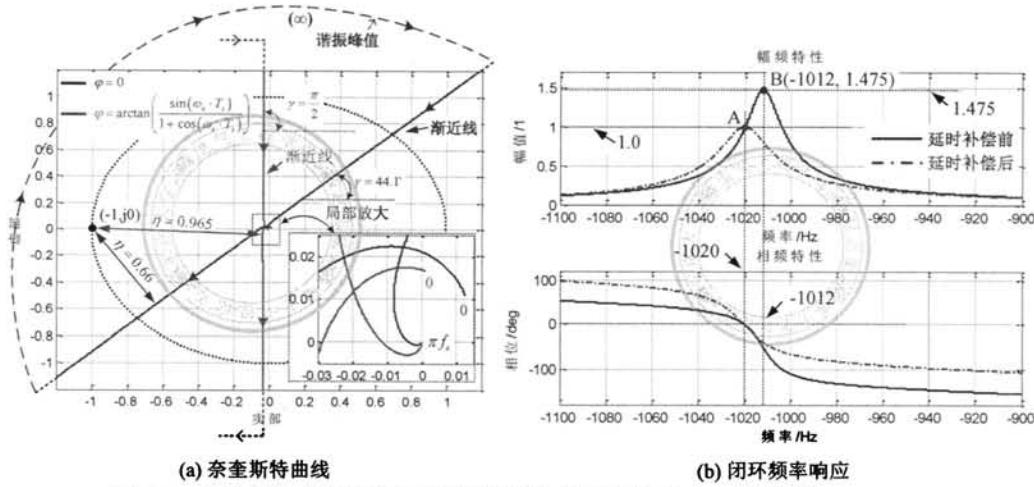


图 5.40: 延时补偿前后系统奈奎斯特曲线与闭环频率响应 (控制频率  $-1020\text{Hz}$ )

### 5.5.5 各次谐波控制

为便于实现并避免坐标变换，将图5.37所示 PS-SRF 与 NS-SRF 控制器转换到静止坐标系并进行叠加，得到其在静止坐标系等效的 DVPI-LC 控制器，以实现对 PS 与 NS 分量的无静差调节，如式(5.41)所示：

$$\begin{aligned} G_V^{\text{DVPI-LC}}(z) &= G_V^{\text{PS-SRF}}(z \cdot e^{-j\omega_e \cdot T_s}) \cdot e^{+j\cdot\varphi} + G_V^{\text{NS-SRF}}(z \cdot e^{+j\omega_e \cdot T_s}) \cdot e^{-j\cdot\varphi} \\ &= K_V^1 \cdot \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3} + a_4 \cdot z^{-4}}{1 + z^{-1} \cdot b_1 + z^{-2}} \end{aligned} \quad (5.41)$$

其中  $K_V^1 = 2 \cdot K_V$ ，而差分方程各系数的取值如下：

$$b_1 = -\cos(\omega_e \cdot T_s)$$

$$a_0 = \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi)$$

$$\begin{aligned}
 a_1 &= -2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi) - \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \\
 a_2 &= \left[ 1 + \frac{K_V^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s) \right] \cdot \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi) + 2 \cdot \cos(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \\
 a_3 &= -\frac{K_V^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \{ \cos(3\omega_e \cdot T_s - \varphi) + \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \} - \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi) \\
 a_4 &= \frac{K_V^{opt}}{\omega_{res} \cdot L} \cdot \sin(\omega_{res} \cdot T_s) \cdot \cos(2\omega_e \cdot T_s - \varphi)
 \end{aligned}$$

设置控制频率分别为  $f_e \in \{60, 300, 420, 660\}$  Hz，并进一步设置  $K_V^1 = 0.2$  以及延时补偿角  $\varphi$  取式(5.38)，得到系统在不同控制频率下的奈奎斯特曲线以及对应的闭环频率响应分别如图5.41a与图5.41b所示。首先，通过观察图5.41a可知，经过延时补偿后，在所考虑的控制频率处，奈奎斯特曲线均实现了渐近线垂直通过实轴的目的。此外，考察系统闭环频率响应，如图5.41b所示，电压环获得了对控制频率正序与负序分量的无静差调节能力，并且在整个频率段均没有产生闭环奇异点。

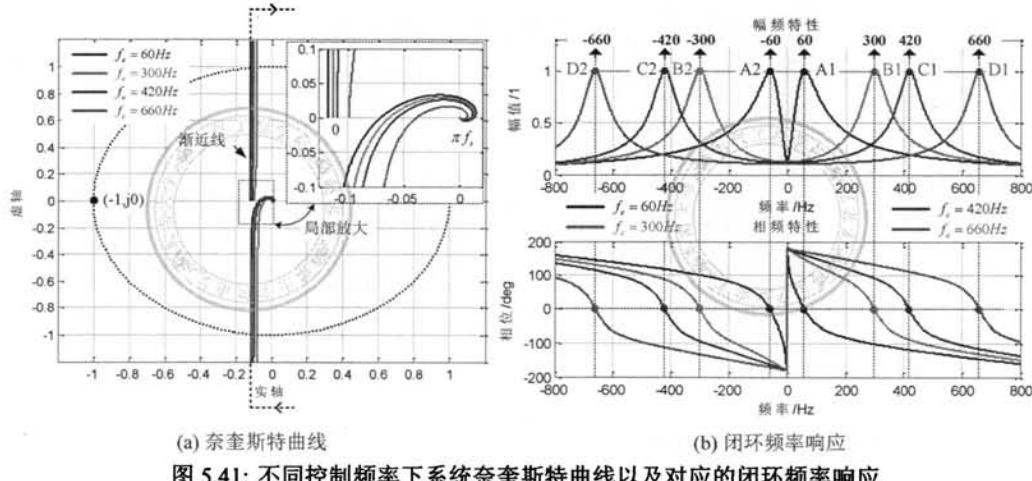


图 5.41: 不同控制频率下系统奈奎斯特曲线以及对应的闭环频率响应

进一步，将 DVPI-LC 控制器扩展到各次谐波分量，并在电压控制器中包含对各频次分量的闭环控制，以抑制变流器本身非线性因素以及外部不平衡与非线性负载对输出电压的影响，也即：

$$G_V(z) = \sum_{h=1}^N G_V^{DVPI-LC}(z) = K_V^h \cdot \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3} + a_4 \cdot z^{-4}}{1 + z^{-1} \cdot b_1 + z^{-2}} \quad (5.42)$$

其中式(5.42)多项式系数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, b_1$  与式(5.41)是相同的，只需将其中的  $\omega_e$  替换成  $h \cdot \omega_e$  即可得到，并且  $h$  为补偿次数，以及  $K_V^h$  为  $h$  次谐波分量控制器增益，并且由前述分析可知， $K_V^h$  直接决定了系统在  $h$  次频率附近的闭环带宽。

系统参数如表5.1所示，其中开关频率为 4kHz 并采用不对称 SVM 调制，并设置控制器补偿奇数次谐波且最高补偿到 31 次，进一步通过式(5.38)对各频次进行延时补偿，得到系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应如图5.42所示。通过观察图5.42a可知，首先奈氏曲线在各频次的渐近线均垂直通过实轴，这正是延时补偿的目的所在。其次，图5.42b为

对应的开环频率响应，可见控制器在各频次处均提供了无穷大增益，并且开环幅频特性在各频次附近均存在两个 0dB 穿越点，伴随在各控制频率附近形成相位裕度，因此通过相位裕度将很难判断系统的整体稳定性，这种复杂的频率响应和 VPI 控制器是相同的，事实上由图 5.42a 奈奎斯特曲线可知系统相位裕度为  $PM = 80.6^\circ$ 。再次，如图 5.42c 系统闭环频率响应，由于控制器在各频次提供了无穷大开环增益，因此闭环系统在对应各频次的正序与负序分量均实现了无静差调节，即闭环频率响应在各频次的正序与负序分量实现了单位增益与零相位输出。此外，由于延时补偿的引入，奈氏曲线在各频次的渐近线垂直于实轴，因此在  $\eta$  相同的情况下系统获得了可能的最大闭环奇异点抑制能力，由图 5.42c 可知在补偿后系统在奈奎斯特频率范围内均没有产生输出放大问题。

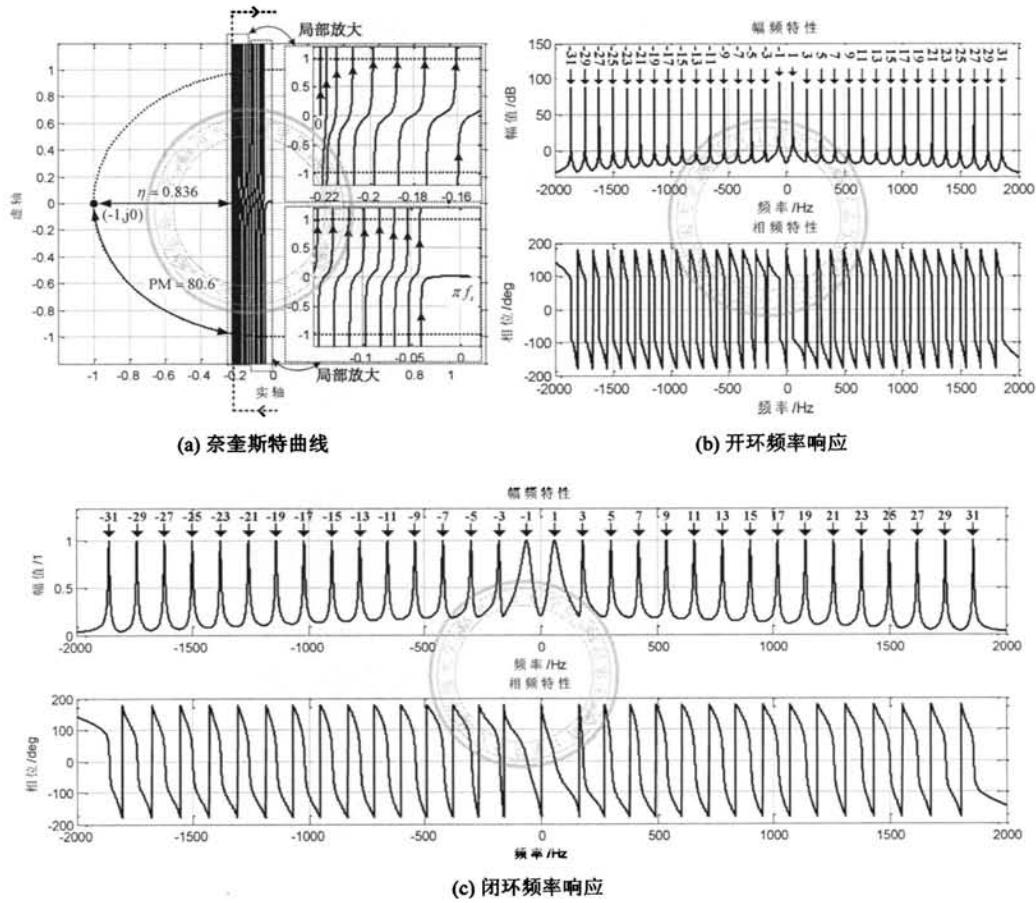


图 5.42: DVPI-LC 控制器各次谐波补偿 (补偿到 31 次)

如图 5.42c 所示，系统在  $1, 3, 5, \dots, 31$  各频次附近的带宽分别为  $44.88\text{Hz}, 9.6\text{Hz}, 9.1\text{Hz}, 9\text{Hz}, 8.8\text{Hz}, 8.6\text{Hz}, 8.3\text{Hz}, 8.1\text{Hz}, 8.0\text{Hz}, 8.0\text{Hz}, 7.0\text{Hz}, 6.0\text{Hz}, 6.0\text{Hz}$  以及  $6.0\text{Hz}$ ，由前述分析可知这是由各频次控制器增益决定的，可以根据实际需求进行具体设计。对电压源输出变流器而言，对基波频次应设计较高的带宽以获得较快

的响应速度，而对各谐波频次的要求更侧重于稳态电压输出精度，因此对各谐波频次控制器增益的设计要求是获得较好的稳定裕度表以及闭环奇异点抑制能力，避免系统出现“微振”现象并同时兼顾对直流分量的抑制能力。

同样，如果变流器输出主要为线性负载（平衡或者不平衡）或者非线性负荷所占比例很小的情况下，此时设置控制器补偿到13次谐波就足以抑制变流器死区等非线性因素的影响，此时在不削弱系统对直流分量抑制能力的基础上，可以适当增大控制器增益以获得更快的响应速度。为此，设置控制器补偿奇数次谐波并且最高补偿到13次，其中延时补偿角的选取以及基频控制器增益与图5.42所示情况相同，而各谐波频次控制器增益增大一倍，得到系统奈奎斯特曲线以及闭环频率响应如图5.43a与图5.43b所示。可见，此时系统在各频次的带宽分为为55.0Hz、20.0Hz、19.2Hz、18.8Hz、18.2Hz、17.8Hz以及17.4Hz，进一步通过对比可知，此时系统在各谐波次带宽基本上是图5.42所示情况的两倍，从而可以加快输出电压的调节速度。

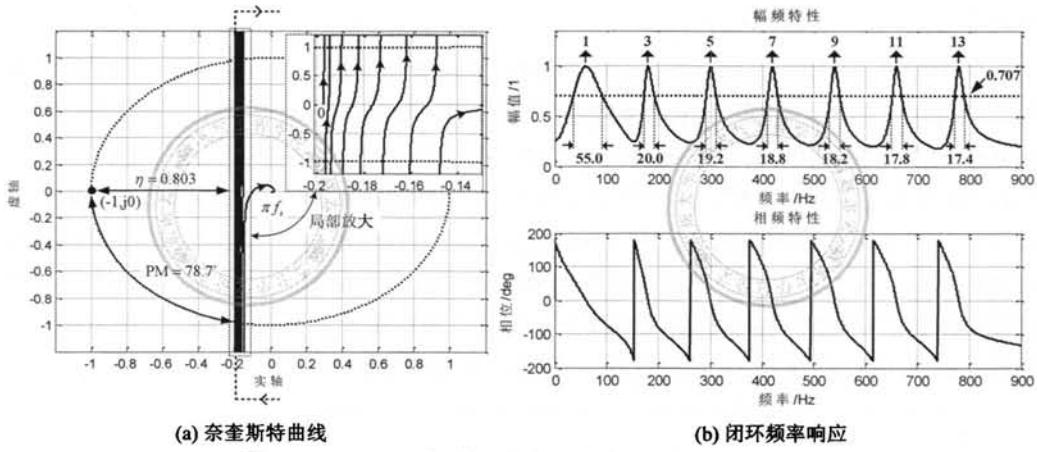


图 5.43: DVPI-LC 控制器各次谐波补偿（补偿到 13 次）

## 5.6 仿真与实验验证

以上介绍了电压源输出变流器的两类控制策略，即单电压闭环控制与电压外环+电流内环的双闭环控制。其中针对单电压闭环控制方式，介绍了输出电压有效值闭环以及基于RCs (PR与VPI)的电压瞬时值闭环控制，指出电压有效值闭环控制方式不具备不平衡以及谐波补偿能力，因此输出电压质量较差，但是由于其具有控制简单、参数调节方便以及负载鲁棒性高的优点，电压有效值闭环控制方式在实际工业现场获得了大量的应用。而对于单电压闭环瞬时值控制方式，无论是采用PR还是VPI控制器，直接应用均存在系统稳定性差、闭环带宽小、参数鲁棒性差以及潜在的谐振放大等不足，并且由于LC输出滤波器(C很大的情况)与单L滤波器频率特性的巨大差异性，导致VPI与PR控制器的控制性能趋于相同，即VPI控制器丧失了其固有的稳定性高、控制器参

数调节与延时补偿简单、滤波器参数误差鲁棒性高以及闭环奇异点抑制能力强等系列优势。

针对双闭环控制策略，鉴于电感电流内环具备过流保护的优势，为此重点介绍了电感电流内环+电压外环的控制方式，但是其分析方法同样适用于电容电流反馈控制方式。首先介绍了电流内环增益设计，提出以闭环极点与临界点距离最大为目标的参数设计方法。其次，将两种 RCs (PR 与 VPI) 引入电压外环控制器，分别介绍了延时补偿方法以及各次谐波补偿，指出两种 RCs 的直接应用均存在局限性，如在奈氏曲线将在 15~17 次附近靠近临界点，导致系统稳定性下降并容易产生输出放大，以及系统在各频次带宽过小而导致响应速度缓慢等问题。进一步，以被控对象改造为目标介绍了最优阻尼设计方法，进一步明确了电流环的本质与意义。最后，在离散域构造了 PS-SRF 电压控制器，介绍了临界阻尼参数设计方法以及延时补偿方法，并通过构造对应的 NS-SRF 控制器，得到其在静止坐标系的等效 DVPI-LC 控制器，实现了 PS 与 NS 的同时控制并避免了坐标变换，最后将 DVPI-LC 推广到各次谐波分量，以抑制死区、直流电压波动以及非线性负荷对输出电压的影响。

归纳起来，针对电压源输出变流器的控制，主要介绍了以下 6 种不同控制策略：① 电压有效值闭环控制；② 基于 PR 控制器的单电压闭环控制；③ 基于 VPI 控制器的单电压闭环控制；④ 基于 PR 控制器的双闭环控制；⑤ 基于 VPI 控制器的双闭环控制；⑥ 离散域 DVPI-LC 双闭环控制。其中针对双闭环控制策略，重点介绍了电感电流反馈方式，分别介绍了基于电流内环以及被控对象改造的内环增益最优设计方法。其中为了叙述的方便性与连贯性，在对前 5 种控制策略的分析中均包含了对应的必要仿真，为此以下重点围绕所提 DVPI-LC 控制器的控制性能进行仿真与实验验证，然而为了便于分析与性能比较，以下将包含前 5 种控制策略必要的仿真与实验结果。

针对 DVPI-LC 控制器的仿真与实验验证按照以下步骤展开：

1) 首先不考虑死区影响（死区时间设置为零），并且变流器输出接三相平衡线性负载的情况下，验证离散域 PS-SRF 电压控制器对正序电压的调节能力，以及所提延时补偿方法有效性。在此基础上，验证对提临界阻尼参数设计方法的有效性，并且与阻尼率  $\xi = 0.707$  的增益设计方法进行对比。进一步，通过 PS-SRF 电压控制器对不平衡与非线性负载的仿真，以更加直观凸显不平衡以及非线性负载对输出电压的影响。

2) 其次，同样不考虑死区的影响，设置变流器输出接不平衡负载，验证基于基频 DVPI-LC 控制器对输出电压调节能力，重点关注其负序电压补偿能力。并进一步加入非线性负载，观察其对基频 DVPI-LC 控制器的影响。

3) 再次，设置 DVPI-LC 补偿奇数次谐波且最高补偿至 13 次，在空载情况下验证 DVPI-LC 控制器的闭环死区补偿能力。进一步，设置 DVPI-LC 补偿至 31 次谐波分量，通过加入不平衡与非线性负载，验证 DVPI-LC 的输出电压调节能力，重点关注其负序以及各次谐波电压补偿能力。

为叙述方便，根据负载特性首先定义 4 种负载类型，其中 I 型负载为额定电流 100A

三相平衡感性无功负载，II型负载为额定电流100A三相不平衡感性无功负载（ $a$ 、 $b$ 相满载而 $c$ 相空载），III型负载为有效值100A整流负载，IV型负载在100A三相不平衡感性无功负载与100A整流负载，其中II型、III型和IV型负载如图5.7a所示。

### 5.6.1 PS-SRF 电压控制器

如图5.37所示，断开负序分量的支路，并且控制器采用式(5.23)所示PS-SRF电压控制器，设置变流器在 $t \in [0, 0.1]$ s空载运行，在 $t \in [0.1, 0.3]$ s输出接I型负载，在 $t \in [0.4, 0.6]$ s投入II型负载，在 $t \in [0.8, 1.0]$ s期间接III型负载，以及 $t \in [1.2, 1.5]$ s时间段接IV型负载，得到变流器在以上各工况下的负载电压如图5.44所示。

首先观察通过图5.44a与图5.44b可知，当 $K_V$ 取 $K_V^{opt}$ 时输出电压在1.5ms快速逼近参考值，并且误差信号呈现严格单调衰减特性，因此实际输出电压没有发生超调，这与前述分析 $K_V^{opt}$ 系统处于临界阻尼的结论是相吻合的。而当 $K_V$ 取 $K_V^\xi$ 时输出电压同样在1.5ms后完全跟踪指令信号，不同的是此时误差信号存在轻微振荡过程，对应的实际输出电压存在微小的超调。通过对比可以发现，在两者调节时间相同的情况下， $K_V^{opt}$ 由于输出电压没有发生超调而具备优势。

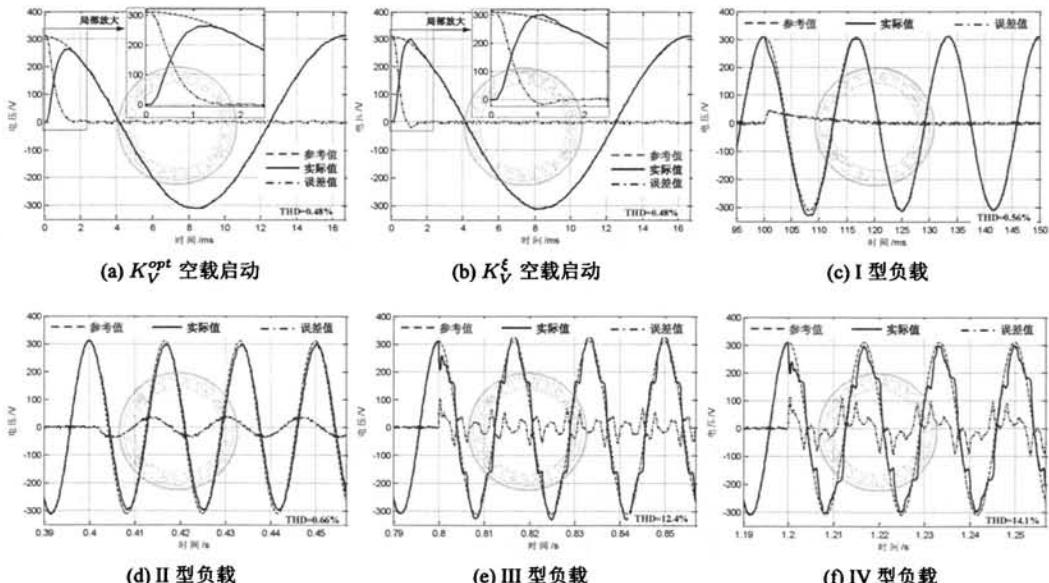


图 5.44: PS-SRF 电压控制器带不同类型负载仿真结果

如图5.44c所示，当变流器输出接三相平衡负载时，实际输出电压在经过15ms后完全跟踪指令信号，并且没有产生稳态误差，这是由于PS-SRF控制器为基波正序分量提供了无穷大增益，从而闭环系统实现了对基波正序交流信号的无静差调节。然而，如图5.44d所示，当变流器输出接不平衡负载时，由于PS-SRF控制器不具备负序调节能力，因此无法补偿由不平衡负载在输出滤波器产生的负序电压降落，这部分负序电压会以稳

态的误差形式存在，显然负载的不平衡率越大（负序分量所占比例越大），负序电压降落也越大，相应的输出电压的稳态越差也将越大。而如果变流器输出接非线性负载，如图5.44e所示，此时控制器同样无法补偿由谐波电流在输出滤波器产生的谐波压降，因此这部分谐波电压降落会以稳态误差的形式存在，并进一步导致输出电压畸变，并且谐波电流越大对输出电压的影响也越大，表现为负载端电压的总谐波畸变率增大，如图5.44e所示的输出电压 THD 为 12.4%。进一步，如果同时接不平衡与非线性负载，此时不平衡以及谐波电压将同时以负序以及谐波电压降落的稳态误差形式存在，导致实际输出电压与参考信号偏差进一步增大，如图5.44f所示。

## 5.6.2 基频 DVPI-LC 控制器

首先观察图5.45a所示空载启动情况，可以发现与图5.44a相比，输出电压调节时间更长并且误差存在振荡分量，这是由 DVPI-LC 控制器包含负序分量的极点所导致的，该极点将在 PS-SRF 激励两倍频暂态分量，从而延长调节时间并产生超调。当对变流器施加三相平衡负载时，由于 DVPI-LC 控制器由 PS-SRF 于 NS-SRF 电压控制器的叠加而成，因此通过 PS-SRF 控制器即可实现对正序分量的无静差调节，如图5.45b所示。此外，当施加 II 型不平衡负载时，由于 DVPI-LC 控制器具备负序电压调节能力，因此能够补偿由不平衡电流在输出滤波器产生的负序电压降落，从而消除不平衡负载对系统的影响，此时输出电压不存在稳态误差，如图5.45c所示。

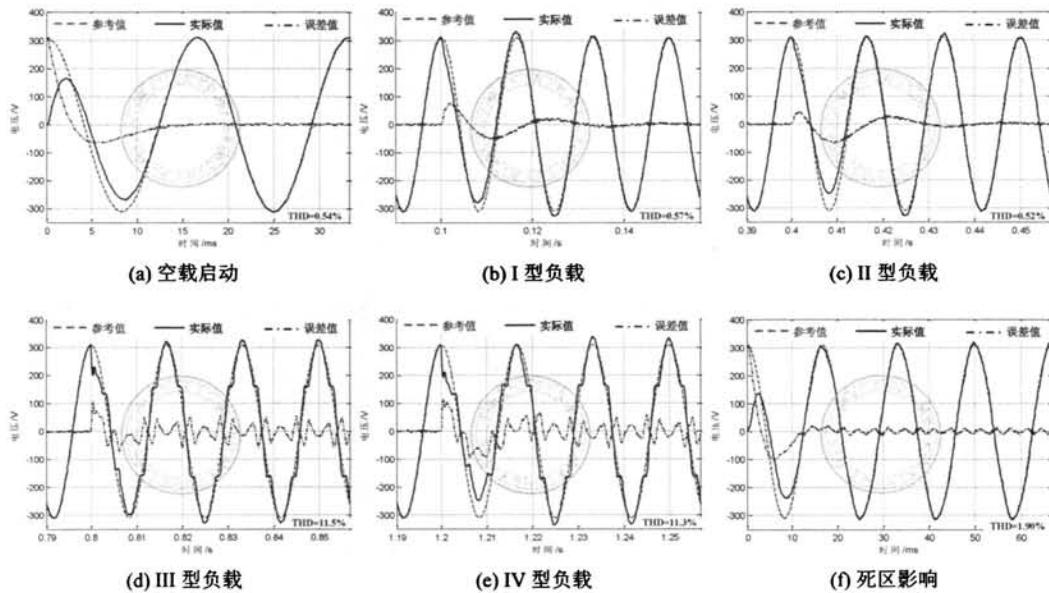


图 5.45: 基频 DVPI-LC 控制器带不同类型负载仿真结果

然而，由于基频 DVPI-LC 控制器不具备高次谐波补偿能力，因此当接入非线性负载时，控制器无法补偿谐波电流在滤波器的谐波压降，导致输出电压含有负载电流谐波

频次分量，如图5.45d所示。然而，通过观察图5.45e可以发现，当施加不平衡与非线性负载时，其输出电压的稳态误差与图5.45d所示情况是相同的，这是由于基频 DVPI-LC 具备负序补偿能力，因此不平衡与非线性负载并不会导致稳态输出电压含有基波负序分量。事实上，为了防止桥臂直通，不可避免要在上管与下管的开关信号加入死区，为此设置死区时间为  $5\mu s$ ，得到空载情况下变流器输出电压如图5.45f所示，此时由于死区的非线性作用将使得输出电压畸变率增大，如图5.45f所示 THD 为 1.90%，因此为了获得高质量的供电电压，有必要进行闭环死区补偿。

### 5.6.3 各次谐波补偿 DVPI-LC 控制器

首先验证控制器的闭环死区补偿能力，为此设置 DVPI-LC 控制器补偿到 13 次谐波，并且控制器增益与图5.43相同，得到变流器空载启动输出电压如图5.46a所示，可见与图5.45f形成鲜明对比的是，输出电压不存在稳态误差，并且稳态电压 THD 减小为 0.54%，因此设置控制器补偿至 13 次谐波足以消除死区带来的影响。

为进一步考察控制器高次谐波补偿能力，设置 DVPI-LC 控制器补偿到 31 次频率分量，图5.46b为对应的空载启动输出电压调节过程，可见其与图5.46a是相接近的，都能够充分地抑制死区带来的影响。此外，当对变流器施加三相平衡以及三相不平衡负载时，变流器实际输出电压均能够无静差跟踪参考信号，分别如图5.46c与图5.46d所示，其中稳态电压 THD 分别为 0.75% 与 0.80%。

当变流器输出接非线性负载时，由于 DVPI-LC 控制器实现了对各频次的正序与负序分量的无静差调节，控制器能够补偿由负载谐波电流在输出滤波器产生的电压降落，因此输出电压在各频次的误差逐渐衰减至零，并且误差信号衰减速度由系统在各频次的闭环带宽决定，如图5.46e所示，输出电压稳态分量 THD 为 0.98%。

当变流器输出接不平衡与非线性负载时，此时输出电压的基波分量能够在一个周波内完成调节过程，而各谐波频次分量响应速度较慢，大约经过 4~5 个周波输出电压才完全进入稳态，如图5.46f所示。由前述分析可知，这是由于在控制器参数设计时，对于基波分量侧重其响应速度，而各谐波分量主要考虑输出电压的精度要求，因此参数设计时电压环在基波频次处的带宽要比各谐波频次处的带宽更高。

### 5.6.4 实验验证

实验测试条件与表5.1相同，测试仪器主要有泰克 TPS2024B 示波器、日置 PW3198 电能质量分析仪、横河 DL850E 录波仪、泰克 P5200 与品极 DP-50 差分探头、福禄克 i400s 电流钳，其中实验验证按照三相平衡负荷、三相不平衡负荷以及动态实验依次展开。

#### §A: 三相平衡负荷

在空载的情况下，变流器以额定电压直接启动，相应的输出电压调节过程如图5.47所

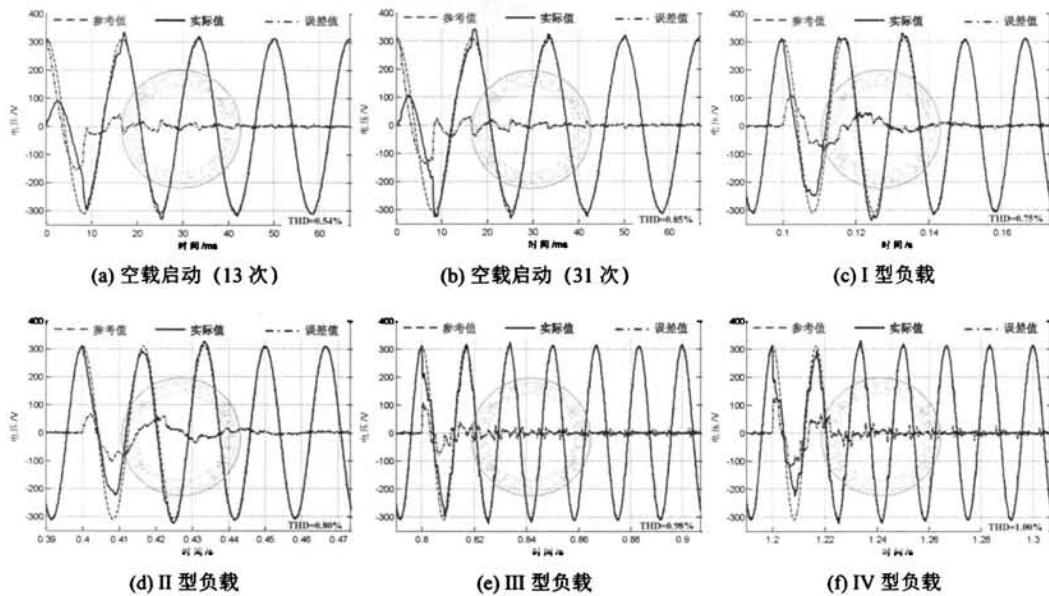


图 5.46: 多频次 DVPI-LC 控制器带不同类型负载仿真结果

示, 可见实际输出电压在大约一个周波后进入稳态, 并且启动瞬间存在较大的冲击电流, 其中峰值电流达到 80A, 这是由于输出滤波器的电容值较大, 而电容的初始电压为零, 直接启动将产生较大的电容充电电流, 但是由于电容电压迅速建立, 因此冲击电流时间很短。对于容量很大的系统 (比如 MW 级), 其输出滤波电容通常很大, 此时可以采用软启动的方式代替直接启动以限制冲击电流峰值。

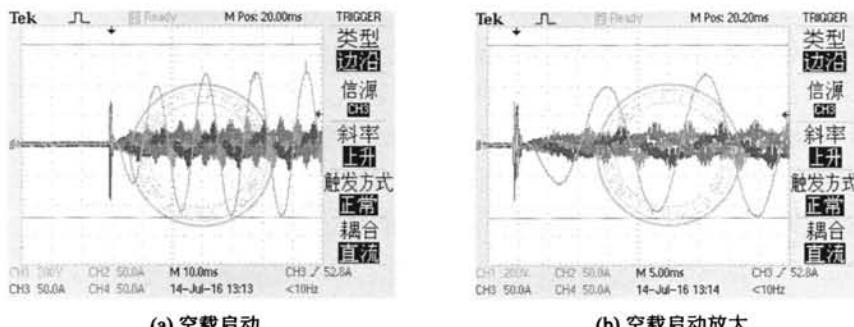


图 5.47: 变流器空载启动实验结果

考察 PS-SRF 电压控制器对输出电压的调节能力, 如图 5.48a 与图 5.48b 所示分别为变流器空载情况下的稳态输出电压及其频谱分析。可见, 此时输出电压呈现三相对称正弦波, 且稳态输出电压的 THD 为 0.91%, 其中 5 次含量较大为 1.55V, 这主要是由死区造成的。此外, 投入 100A 感性无功负荷后的输出电压及其频谱分析分别如图 5.48c 与图 5.48d 所示, 可见此时输出电压 THD 有所增加为 1.67%, 主要为 5、7 次含量较大, 分

别为 2.20V 和 1.42V。

设置 DVPI-LC 控制器补偿至 13 次谐波分量，以抑制死区等变流器自身非线性因素对输出电压的影响，如图5.48e所示为空载电压稳态波形，并由图5.48f可知此时电压 THD 为 0.32%，并且各频次含量均很小，说明 DVPI-LC 很好地抑制了死区对输出电压的影响。进一步，投入 150A 感性无功负载，输出电压实验波形如图5.48g所示，并且此时稳态电压的 THD 为 0.58%，如图5.48h所示。最后，通过对比图5.48a、图5.48c、图5.48e、图5.48g可知，无论是空载还是带载情况下，通过 DVPI-LC 控制器对各频次谐波分量的闭环调节，相应的变流器输出电压质量均有所提高，这正是闭环死区补偿的结果。

### §B: 三相不平衡负荷

再次声明，三相不平衡负荷的设置为  $a$ 、 $b$  相接 100A 感性无功负载，而  $c$  相保持空载。基于 PS-SRF 控制器的输出电压及频谱分析分别如图5.49a与图5.49b所示。可见，此时输出电压畸变率增大，如图5.49b所示 THD 为 3.16%，并且其中 3、5、7、9、11、13 次含量较大，分别为 6.16V、3.92V、2.79V、2.09V、1.56V 以及 1.16V。

针对图5.49所示情况低次谐波含量较大的问题，设置 DVPI 包含 3、5、7 次谐波控制器，得到输出电压稳态波形及频谱分析分别如图5.50a与图5.50b所示。通过对比图5.50a与图5.49a可知，此时输出电压的质量得到改善，并由图5.50b可知稳态电压 THD 下降为 1.52%，并且输出电压不含有 5、7 次谐波分量，但是依然有小部分 3 次谐波未被消除，原因将在以下进行讨论。

进一步，设置控制器补偿奇数次谐波并且最高补偿到 31 次，得到输出电压稳态波形及频谱分析分别如图5.51a与图5.51b所示，可见此时输出电压质量得到了很好的改善，其稳态 THD 为 0.95%，这其中主要是存在 3 次电压谐波为 2.49V，而其它各次谐波均得到了很好地抑制。需要特别指出的是，3 次谐波电压没有被完全消除的原因是变流器发生了过调制，此时变流器无法正确输出调制波，也即超出了变流器直流母线电压的输出能力。

### §C: 动态实验

首先考虑变流器输出无隔离变压器的情况，在变流器空载情况下突加 100A 感性无功负载的输出电压如图5.52a所示，而与之相对应的突减 100A 感性无功负载的输出电压调节过程如图5.52b所示。可见在两种情况下，变流器实际输出电压均能够快速完成调整并进入稳态，并且调节时间均小于一个周波。

对于变流器输出接有隔离变压器的情况，在变压器容量较大的情况下（比如 MVA 级），变压器投入瞬间将产生较大的励磁冲击电流，如图5.53a所示，并且由于励磁电流一般持续多个周波（典型为 3~5 个），造成输出电压在变压器充磁过程中存在较大的畸变。除此之外，变压器带负荷过程没有产生冲击电流现象，系统表现与变流器直接带负载情况基本相同，如图5.53b所示，其中图5.53c、图5.53d为带载情况下变压器原边电压与变流器输出电流稳态波形。

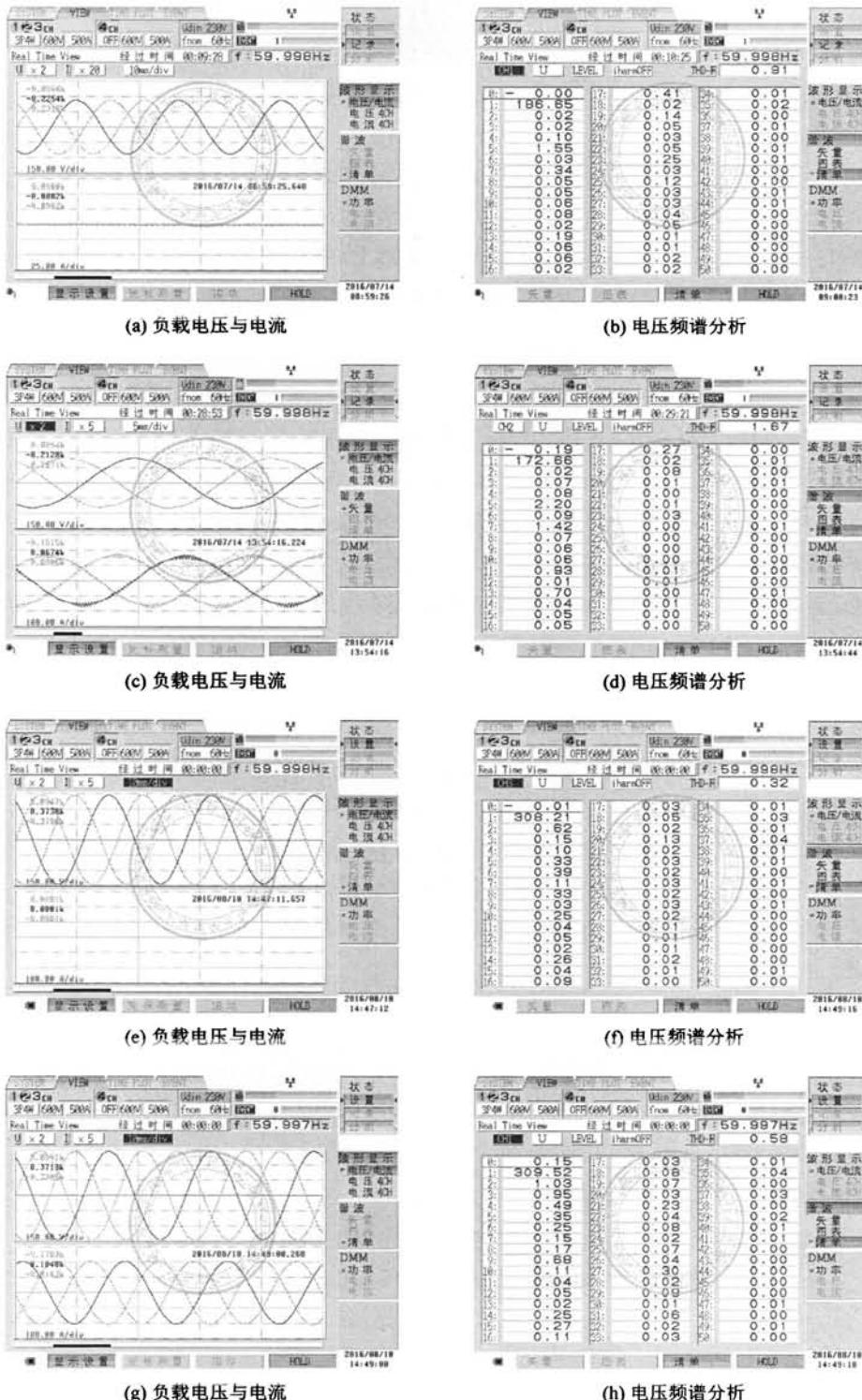


图 5.48: 三相平衡负载实验: (a)(b)PS-SRF 控制器且变流器空载; (c)(d)PS-SRF 控制器且 150A 感性无功负载; (e)(f)DVPI-LC 控制器且变流器空载; (g)(h)DVPI-LC 控制器且 150A 感性无功负载

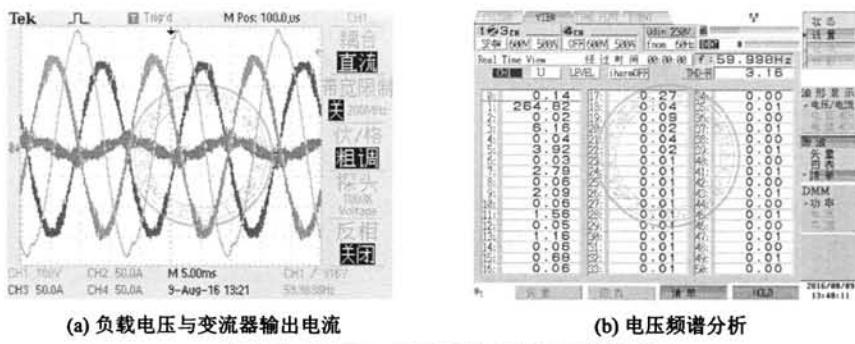


图 5.49: PS-SRF 控制器输出接不平衡负载

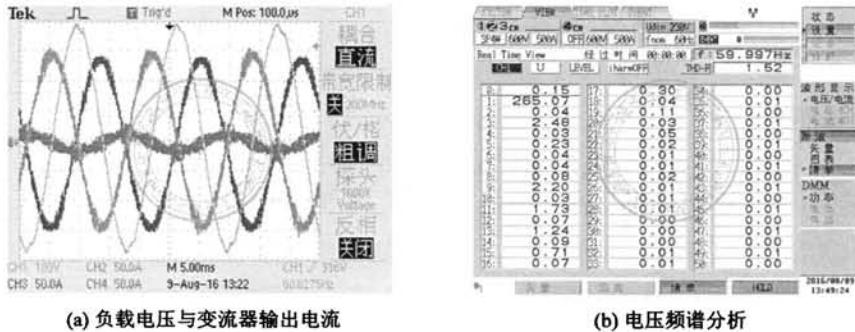


图 5.50: DVPI-LC 控制器 (补偿 3、5、7 次) 接不平衡负载输出电压及其频谱

## 5.7 本章小结

针对 PCS 在离网模式输出电压源的系统控制, 重点讨论了输出电压有效值闭环、电压瞬时值单闭环以及电压瞬时值双闭环三种控制策略。首先, 建立了系统在离散域的矢量模型, 并以电压有效值闭环为例介绍了电压源输出变流器对控制系统的要求, 即能够补偿不平衡与非线性电流在输出滤波器所产生的电压降落。其次, 将 PR 与 VPI 控制器引入单电压闭环控制方式, 详细讨论了两者的参数设计与延时补偿, 指出直接应用两者均存在系统稳定性差以及输出电压响应速度慢的不足。再次, 提出了电流内环最优阻尼增益设计方法, 并分析了基于 PR 与 VPI 控制器的电压外环延时补偿策略, 指出此时系统存在闭环带宽小以及潜在的输出放大问题。此外, 根据电流环的本质提出基于被控对象最优阻尼的参数设计方法, 进一步明确了电流环的地位与作用。最后, 在离散域提出一种 PS-SRF 电压控制器, 讨论了其延时补偿方法, 并通过构造 NS-SRF 电压控制器, 得到 DSRFC 在静止坐标系的等效控制器 DVPI-LC, 并进一步将 DVPI-LC 拓展到各次谐波分量, 不但实现了闭环死区补偿, 而且可以补偿不平衡与非线性负载对输出电压的影响。

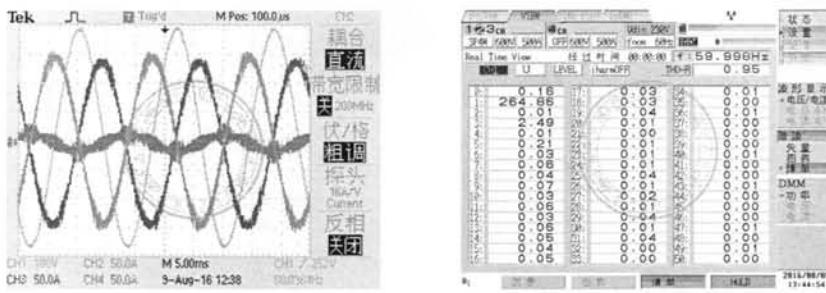


图 5.51: DVPI-LC 控制器补偿到 31 次且输出接不平衡负载的输出电压及其频谱

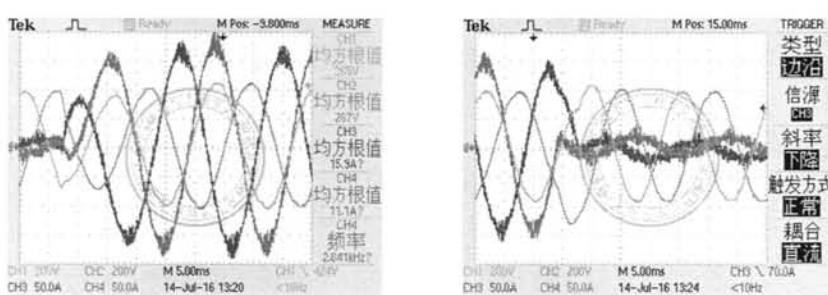


图 5.52: 突加与突减 100A 无功负载变流器输出电压调节过程

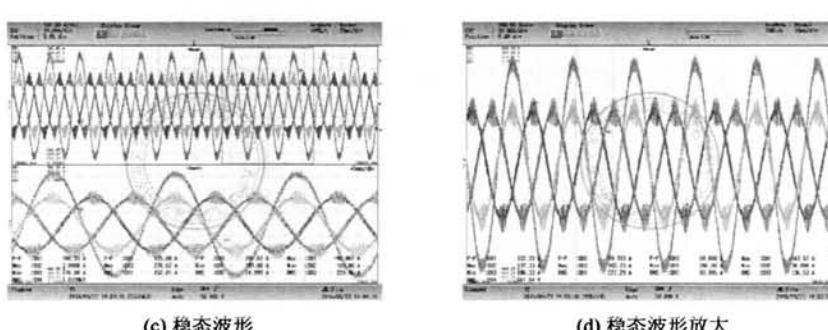
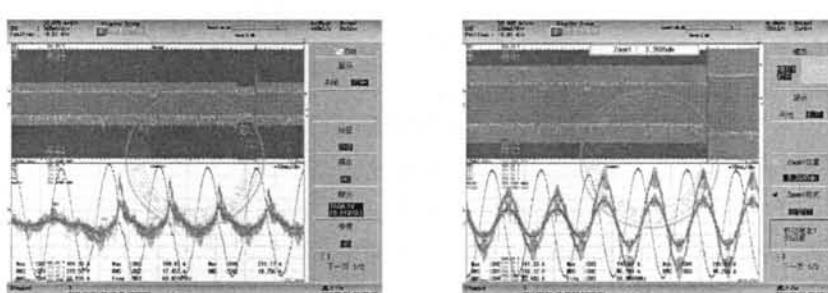


图 5.53: 变压器投入瞬间以及突加 100A 无功负载情况下输出电压调节过程

## 第六章 全文总结与展望

随着可再生能源、电动汽车、微电网与智能电网的迅速发展，大规模储能技术在电力系统的发电侧、电网侧以及用户侧都有强大的应用需求，大规模储能面临巨大的发展机遇。当前，各种储能技术的发展呈现齐头并进趋势，重点要解决储能介质的大容量、高效率、长寿命、低成本、高可靠性等技术问题，而目前以锂离子电池、钠硫电池、液流电池为代表的电化学电池储能技术进步最快，具备储能发展趋势的所有潜质，成为大规模储能技术的发展方向。

其中，PCS 作为储能介质与电网/负载的接口，负责能量的转换与传输，因此其控制性能的好坏直接决定整个储能系统的性能优劣。目前，两级式低压模块化 PCS 并联结构具有拓扑成熟、容量可扩展性强、电池组独立控制等优点，而成为当前大容量 PCS 的主要应用形式。此外，在低压模块化并联 PCS 拓扑中，采用多电平拓扑可以降低损耗从而有利于整体转换效率的提高，并且采用多电平拓扑可以减小输出滤波器体积从而有利于减小体积以及模块化集成，因此多电平拓扑的研究与应用越来越广泛。为此，本文以低压模块化并联 PCS 结构为研究对象，主要完成了以下几方面工作：

1) 围绕多电平 VSC 的 SVM 电压平衡展开研究，首先以两电平 VSC 为切入点介绍了 SVM 的原理以及实现方法，并进一步将该方法引入到三电平 VSC，重点介绍了基于冗余小矢量 NTV-SVM 与 VSVM 两种电压平衡算法的基本原理与实现。在此基础上，将 SVM 拓展到 5L-DCC 并对其电压平衡展开研究，介绍了基于目标函数优化的 NTV-SVM 电压平衡原理，并且根据 5L-DCC 状态转移要求提出一种矢量序列选择规则，实现了 5L-DCC 低调制比的电压平衡；进一步，详细讨论了 VDSVM-H1 电压平衡的原理，并指出其在矢量序列切换瞬间变流器输出电压存在越级跳变的风险，并针对此问题提出了 OVDSVM-H1 算法，避免了输出电压的越级跳变，实现了 5L-DCC 在高调制比的电压平衡，并且算法不受变流器输出功率因数的影响；此外，为了改善 5L-DCC 在高调制比输出电压的谐波特性，提出了 IVDSVM 电压平衡算法，使得变流器输出电压在优化区间减小为 2 级或者单级电平跳变，并且在过调制的情况下依然能够实现系统稳定运行。

2) 围绕电网电压平衡条件下 PCS 并网电流环的控制展开研究，依次讨论了耦合项的影响、解耦有效性分析、参数敏感性分析、延时的影响与延时补偿、控制器参数设计、抑制电网电压扰动、有源阻尼的影响与阻尼电阻的设计等关键技术难点，各知识点呈现依次递进的关系，环环相扣而又共同构成了电流环控制的整体。首先，考虑到变流器在 PS-SRF 的标量模型表现为两输入/两输出系统，以致分析与设计困难，为避免这个问题介绍了变流器在 PS-SRF 的连续域/离散域矢量模型。其次，介绍了电流状态反馈解耦与 cPI 控制器直接解耦两种解耦方法，并分析了两者的参数敏感性。再次，讨论了数字控制一拍延时对电流环的影响，并针对状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器展开延时补偿研究。

此外，以 cPI 控制器为例介绍了三种控制器增益设计方法，并指出临界阻尼设计方法可以获得调节时间的最小化并避免了超调。最后，针对电网电压扰动的抑制展开研究，分析了电网电压前馈的有效性，以及为了提高 cPI 控制器对直流分量的抑制能力而引入有源阻尼，讨论了阻尼电阻的影响与参数设计。

3) 围绕电网电压不平衡与畸变条件下 PCS 并网电流环的控制展开研究，首先介绍了变流器在 NS-SRF 的矢量模型以及不平衡条件下并网功率的计算，在此基础上讨论了参考电流给定策略，分别介绍了抑制 PCS 并网点有功功率波动、抑制直流母线电压波动以及 PCS 最大容量输出三种参考电流计算方法。其次，分析了 DSRFC 基于状态反馈解耦 PI 与 cPI 控制器的解耦有效性，介绍了 DSRFC 避免电流序分量提取的方法。再次，讨论了 PR 与 VPI 控制器的解耦有效性以及参数敏感性，并进一步分析了 RCs 与 PS-SRF-PI/cPI 控制器暂态响应的区别与联系。此外，分析了延时对基于 PR 与 VPI 控制器电流环的影响，并且讨论了 RCs 调节系统的最佳稳定判据。进一步，详细介绍了系统闭环奇异点产生的原因及其抑制方法，并由此讨论了 PR 与 VPI 控制器的延时补偿及有效性。最后，介绍了 PS-SRF-DcPI 控制器的原理，并且通过构造对应的 NS-SRF-DcPI 控制器，推导了 DSRFC 在静止坐标系的等效 DVPI 控制器，并进一步将 DVPI 控制器推广到各次谐波分量，实现了电流环对各频次的正序与负序分量的无静差调节。

4) 围绕离网模式下 PCS 输出电压源的控制展开研究，首先推导了变流器在离散域的矢量模型，并以输出电压有效值闭环控制为例介绍了对控制系统的要求，即控制器应具备负序以及高次谐波电压补偿能力。其次，将 PR 与 VPI 控制器引入输出电压顺时值单闭环控制策略，讨论了控制器延时补偿方法以及系统性能，指出此时系统存在稳定裕度低、闭环带宽小以及对滤波器与负载参数敏感的问题，并且控制器无法为输出滤波器提供有效阻尼，系统在谐振频率处容易产生谐波放大。再次，讨论了电流内环的作用并提出了最优阻尼增益设计方法，即以闭环极点与单位圆距离为优化目标，实现了系统稳定性与阻尼率的最大化，并详细分析了 PR 与 VPI 控制器作为外环控制器的延时补偿以及整体系统性能，指出两者的性能并没有明显的差异并且均存在潜在的输出放大危险。此外，提出了基于被控对象最优阻尼的内环增益设计方法，进一步明确了电流环的本质，即改善被控对象的频率特性并抑制谐振峰值。最后，在离散域推导了 PS-SRF 电压控制器，实现了对基波正序分量的无静差调节，提出了控制器临界阻尼参数设计方法，并分析了其延时补偿策略。在此基础上，通过 DSRFC 控制结构，推导了其在静止坐标系的等效控制器 DVPI-LC，并进一步讨论了其各次谐波电压补偿能力，实现了闭环死区补偿并能够抑制不平衡与非线性负载对输出电压的影响。

纵观全文，主要针对 PCS 的多电平 VSC 调制、并网模式电流环控制以及离网发电控制进行了深入而细致的研究，取得了一些阶段性研究成果，但由于作者知识水平、时间精力等方面有限，依然还有大量问题有待发掘与研究，据作者所知主要表现在以下几个方面：

- 1) PCS 与电网阻抗的交互影响，随着 PCS 容量的不断增大，其与电网间交互作用

引发的谐振问题逐渐受到重视，尤其是随着 LC、LCL 并网滤波器的广泛应用，以及电网中的无源无功补偿、无源滤波以及电容滤波整流性负载的存在，并考虑变压器等效参数和电网等效阻抗后，在电力电子变换器产生的高频谐波作用下，电网高阶电路网络具有潜在的稳定性问题，并威胁到 PCS 的稳定运行。

2) 模块化 PCS 并联拓扑的核心是通过多个中等功率（一般小于 500kW）的变流器并联实现大功率输出，此时多个 VSC 之间的协调控制对 PCS 整体性能的提升至关重要。具体来说，主要包括均流控制、故障冗余控制、环流抑制（公共直流母线的情况）以及信息交互与通信等内容，同时还要兼顾 PCS 整体电流的有效控制。

3) DAB 变换器通过中间级高频变压器实现电气隔离，因此可以极大地减小变压器的体积，有助于减少金属材料的使用以及系统模块化集成，但是目前 DAB 的效率低下是制约其在 PCS 应用的主要因数，因此通过改进 DAB 的调制与控制策略以及软开关技术的应用，实现 DAB 变换器转换效率的突破，有助于 DAB 在 PCS 的推广应用并发挥其高频隔离的优势。

4) 高压链式 PCS 的研究，链式 PCS 的优势是无需大容量升压变压器而直接并入中压电网，但是链式 PCS 的控制涉及并网、模块冗余、模块间均衡、相间平衡等多个目标，因此整体系统的控制难度较大，但随着这些技术难点的突破将为大容量 PCS 提供更多可能性，并推动大规模储能技术在电力系统中的应用。



## 致谢

时光荏苒，转眼间五年时间过去了，回首往事，心中不禁感慨万千，其实从论文定稿送审到现在已过去两个多月时间，而自己却一直不愿意提笔进行这“the last but not the least”部分的撰写，究其原因恐怕是心里有太多的依恋和不舍，然而时间的车轮是永不停息的，也把我带到了这个不得不对自己学业生涯做最后告别的时刻。

首先，我要感谢我的导师赵剑锋老师，感谢他在我博士生涯对我的指导和帮助，无论是科研还是项目方面赵老师都给予了我极大的信任，让我可以心无旁骛地做自己喜欢的事情，当我有自己想法的时候赵老师总是给予我耐心的指导与鼓励，而当我遇到困难的时候总能伸出援助之手帮我指点迷津，让我逐渐掌握了科学的研究方法与规律，并建立起了强大的自信心，而这也将让我在以后的工作与生活中受用无穷。此外，在这里我还想感谢电气工程学院吴在军、窦晓波和王建华老师，吴老师也是我硕士研究生导师，特别感谢吴老师对我在东南这些年的关心与帮助，每次见到吴老师总有一种特别的感觉，我想这种感觉就是人与人之间最高级的情感——信任。

其次，我要感谢动力楼 110 实验室所有的师兄、师姐、师弟与师妹们，请允许我一一列出他们的名字，他们是已毕业的季振东、王书征、姚佳和曹武博士，在读的孙毅超、高铁峰、刘康礼、李东野、丁然、杨斌、季一润、赵易纬、龚莉莉和金浩博士，以及已毕业的汪玉、姚晓君、朱泽安、江楠、何嵘、沈凯安、刘巍、苏嘉彬、季永超、王艺钢、张松波、朱朱、李玲玉、庄小龙、华啸秋、吴倩、徐李荔和张从谦硕士，最后是在读的张森、仲宙宇、刘梦轩、金成、赵亚雄、宋杰、崔小白、徐小涵、乐越、范栋琛、张天琪和吴木木硕士，特别感谢孙毅超博士和张森硕士在项目方面给予我的巨大支持，还要感谢张森、张天琪、乐越以及金浩为本论文所做的校对工作。

另外，在这里我还想感谢素未平生的西班牙 Vigo 大学 Alejandro G. Yepes 教授，拜读教授的论文让我有一种醍醐灌顶、回味无穷的感觉，每每感动得热泪盈眶、不能自己，从教授的论文我不但汲取了大量的养分，更学习了分析问题的方法，极大地提升了自身的学术修养，本文的完稿也有教授的一份功劳。

此外，我要感谢我的家人，我的父母、姐姐和弟弟，感谢父母的养育之恩以及对我学业的大力支持，让我从偏僻的小山村一步一步走到了现在，感谢姐姐对我的照顾以及弟弟的陪伴。还记得小时候，爸爸会经常给我讲“学好数理化，走遍天下都不怕”、“只有读书，才能丢掉手里的锄头把”之类道理，而妈妈会给我讲“拾柴煮水”的故事，教育我做事要持之以恒。回首往事，感慨万千，滴水之恩，当涌泉相报，再多的言语也难以表达自己对父母感激之情之万一。

最后，我要感谢我的妻子赵小英女士，感谢她对我学业上的理解与支持，陪伴我承受巨大的压力，细想真是愧疚万分，尤其是在我博士论文撰写的 14 个月期间，每当我

因撰写推进缓慢而心情低落、抑郁甚至无法理解的时候，妻子都会耐心开导我，提醒我“不忘初心，方得始终”，鼓励我继续前行，感谢在最灿烂的年华遇见最好的你。

最后的最后，感谢所有为 L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X 无私奉献的天才朋友们，当我用 word 撰写论文的初期，一度因为排版丑陋而郁郁寡欢，更甚者在论文撰写中期每天因软件卡死而完全丧失书写兴趣，为此不得不中断论文的撰写工作而转向 L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X 的怀抱，而 L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X 的“按规矩办事”思想、精美的排版效果以及对公式的完美支持让我如获至宝，极大地提高了我的工作效率并最终完成了论文的撰写工作。

2017 年 3 月 4 日晚  
于动力楼 110

## 参考文献

- [1] Hotait HA, Finney SJ, Massoud AM. Capacitor voltage balancing using redundant states of space vector modulation for five-level diode clamped inverters[J]. IET power electronics, 2010, 3(2):292–313.
- [2] 严晓辉, 纪律, 徐玉杰. 我国大规模储能技术发展预测及分析 [J]. 中国电力, 2013, 46(08):22–29.
- [3] Zhu Di, Chang Naehyuck, Yue Siyu. Toward a Profitable Grid-Connected Hybrid Electrical Energy Storage System for Residential Use[J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2016, 35(7):1151–1164.
- [4] Paterakis Nikolaos G, Pappi Iliana N, Erdinç Ozan. Coordinated operation of a neighborhood of smart households comprising electric vehicles, energy storage and distributed generation[J]. 2016.
- [5] 王松岑, 程时杰, 来小康. 大规模储能技术在电力系统中的应用前景分析 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(01):3–8+30.
- [6] Zhang Yuan, Duan Jie, Rahbari-Asr Navid. Day-Ahead Smart Grid Cooperative Distributed Energy Scheduling With Renewable and Storage Integration[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2016, 7(4):1739–1748.
- [7] 蒋凯, 程时杰, 李浩秒. 几类面向电网的储能电池介绍 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(01):47–53.
- [8] 许守平, 胡娟, 侯朝勇. 储能用锂离子电池管理系统研究 [J]. 电网与清洁能源, 2014, 30(05):70–78.
- [9] Beltran Hector, Belenguer Enrique, Bilbao Endika. Evaluation of storage energy requirements for constant production in PV power plants[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3):1225–1234.
- [10] 袁小明, 文劲宇, 程时杰. 储能技术在解决大规模风电并网问题中的应用前景分析 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(01):14–18.
- [11] Bilbao Endika, Etxeberria-Otadui Ion, Barrade Philippe. Optimal energy management strategy of an improved elevator with energy storage capacity based on dynamic programming[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2):1233–1244.
- [12] Renewables 2016 Global Status Report[EB/OL]. <http://www.ren21.net/>.
- [13] 李伟峰, 沈晓冬, 马素花. 面向大规模电网储能的钠基电池研究进展 [J]. 电源技术, 2015, 39(01):213–216.
- [14] 柴炜, 李征, 曹云峰. 基于状态量预测的风储联合并网储能优化控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(02):13–20.
- [15] A, Boicea Valentin. Energy storage technologies: The past and the present[J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(11):1777–1794.
- [16] 叶季蕾, 王伟, 薛金花. 储能技术在电力系统中的应用现状与前景 [J]. 中国电力, 2014, 47(03):1–5.
- [17] 许守平, 惠东, 李相俊. 大规模储能系统发展现状及示范应用 [J]. 电源技术, 2015, 29(01):217–220.
- [18] 许守平, 惠东, 李相俊. 大规模电化学储能系统发展现状及示范应用综述 [J]. 电力建设, 2013,

- 34(07):73–80.
- [19] 陈忠. 电池储能功率调节系统及其控制策略研究 [D]: [博士学位论文]. 合肥工业大学, 2014.
- [20] Giuntoli Marco, Poli Davide. Optimized thermal and electrical scheduling of a large scale virtual power plant in the presence of energy storages[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2013, 4(2):942–955.
- [21] Michael, Kintner-Meyer. Regulatory policy and markets for energy storage in North America[J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(7):1065–1072.
- [22] Jiang Tao, Yu Liang, Cao Yang. Load shaping strategy based on energy storage and dynamic pricing in smart grid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(6):2868–2876.
- [23] 金一丁, 梁志峰, 刘硕. 大容量电池储能电网接入系统拓扑研究 [J]. 华东电力, 2012, 40(11):1917–1922.
- [24] 张静, 李岱昕. 物理储能技术的市场现状及发展前景 [J]. 储能科学与技术, 2015, 4(02):153–157.
- [25] 刘金超, 陈宗衍, 徐玉杰. 压缩空气储能储气装置发展现状与储能特性分析 [J]. 科学技术与工程, 2014, 35(35):148–156.
- [26] 王成山, 杨献莘, 武震. 基于微型压缩空气储能的混合储能系统建模与实验验证 [J]. 电力系统自动化, 2014, 38(23):22–26.
- [27] 张建兴, 曹智慧, 张宇. 电网大规模电池储能技术的发展机遇与挑战 [J]. 电力与能源, 2013, 34(02):182–186.
- [28] 储江伟, 张新宾. 飞轮储能系统关键技术分析及应用现状 [J]. 能源工程, 2014, 6(06):63–67+72.
- [29] 罗剑波, 刘强, 陈永华. 大规模间歇性新能源并网控制技术综述 [J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(22):140–146.
- [30] Tran Duong, Khambadkone Ashwin M. Energy management for lifetime extension of energy storage system in micro-grid applications[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2013, 4(3):1289–1296.
- [31] 陆志刚, 刘怡, 王科. 深圳宝清锂电池储能电站关键技术及系统成套设计方法 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(01):65–69+127.
- [32] Su Han-I, El Gamal Abbas. Modeling and analysis of the role of energy storage for renewable integration: Power balancing[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2013, 28(4):4109–4117.
- [33] 艾洪克, 田明杰, 吴俊勇. 组合级联式大容量储能系统两级 SOC 自均衡策略研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(22):75–80.
- [34] 闫涛, 刘赟甲, 渠展展. 新型中点钳位三电平电池储能变流器设计及控制系统 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(03):103–109.
- [35] Zhao Zhihong, Zhao Jianfeng. Analysis and control of a three-level power energy storage system with dual active bridge DC-DC converter[C]. In: 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). 2015. 1638–1643.
- [36] Krismen Florian, Kolar Johann W. Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7):2745–2760.
- [37] Mi Chunting, Wang Chongwu, Bai Hua. Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4):507–517.
- [38] Oggier German G, Oliva Alejandro R, Garcia Guillermo O. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7):1826–1838.
- [39] Wu Kuiyuan, Dunford William G, de Silva Clarence W. Stability analysis of isolated bidirectional

- dual active full-bridge dc–dc converter with triple phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4):2007–2017.
- [40] Zhao Biao, Liu Wenhua, Song Qiang. Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge DC–DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9):4172–4176.
- [41] Bai Hua, Mi Chris. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC–DC converters using novel dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6):2905–2914.
- [42] Jain Amit Kumar, Ayyanar Rajapandian. PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4):1215–1227.
- [43] Oggier Germán, Oliva Alejandro R, García Guillermo O. Modulation strategy to operate the dual active bridge DC–DC converter under soft switching in the whole operating range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4):1228–1236.
- [44] Ortiz Gabriel, Bortis Dominik, Uemura Hirofumi. Modeling of soft-switching losses of IGBTs in high-power high-efficiency dual-active-bridge DC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2013, 60(2):587–597.
- [45] Tao Haimin, Duarte Jorge L, Kotsopoulos Andrew. Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC–DC converter with wide input range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2):771–781.
- [46] Krismer Florian, Kolar Johann W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge[J]. IEEE transactions on power electronics, 2009, 24(12):2756–2768.
- [47] Qin Hengsi, Kimball Jonathan W. Closed-loop control of DC–DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2):1006–1017.
- [48] Wen Shuli, Fu Qiang, Lan Hai. Economic allocation for energy storage system considering wind power distribution[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 30(2):644–652.
- [49] Tan Nadia Mei Lin, Akagi Hirofumi, Abe Takahiro. Design and performance of a bidirectional isolated DC–DC converter for a battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3):1237–1248.
- [50] Wang Yen-Ching, Lee Tzung-Lin, Wu Yen-Chun. Design and implementation of a bidirectional isolated dual-active-bridge-based DC/DC converter with dual-phase-shift control for electric vehicle battery[C]. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2013. 5468–5475.
- [51] Li Jun, Huang Alex Q, Bhattacharya Subhashish. A new nine-level active NPC (ANPC) converter for grid connection of large wind turbines for distributed generation[J]. IEEE Transactions on power Electronics, 2011, 26(3):961–972.
- [52] Jiao Yang, Lee Fred C. New Modulation Scheme for Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter With Loss and Stress Reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9):5468–5479.
- [53] Jiao Yang, Lee Fred C, Lu Sizhao. Switching performance optimization of a high power high frequency three-level active neutral point clamped phase leg[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2014, 29(7):3255–3266.
- [54] K.Komatsu, S.Okita. Advanced Neutral-Point-Clamped(A-NPC) IGBT Module for High-Efficiency

- 3-Level Inverter[EB/OL]. [https://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx\\_ethpublications/ecpe\\_multilevel\\_schweizer.pdf](https://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/ecpe_multilevel_schweizer.pdf). 2014.
- [55] Christoph Dustert, Andreas Volke. Application of Gate Drivers for 3-Level NPC-2 Power Modules with Reverse Blocking IGBTs[EB/OL]. [https://igbt-driver.power.com/sites/default/files/attached\\_files/Released\\_PCIM\\_Asia2014\\_ENG.pdf](https://igbt-driver.power.com/sites/default/files/attached_files/Released_PCIM_Asia2014_ENG.pdf). 2014.
- [56] 张志. 多电平变换器脉宽调制及其非线性控制方法研究 [D]: [博士学位论文]. 华南理工大学, 2010.
- [57] 李宁, 王兆安, 王跃. 三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略与 SPWM 策略的等效关系研究 [J]. 电网技术, 2014, (05):1283–1290.
- [58] 姜卫东, 黄静, 杨柏旺. 不同零序电压注入的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡算法的比较 [J]. 中国电机工程学报, 2013, (33):17–25+3.
- [59] Celanovic Nikola, Boroyevich Dushan. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2000, 15(2):242–249.
- [60] du Toit Mouton H. Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2002, 49(5):1017–1025.
- [61] Busquets-Monge Sergio, Boroyevich Dushan, Bordonau Josep. The nearest three virtual space vector PWM-a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter[J]. IEEE power electronics letters, 2004, 2(1):11–15.
- [62] Pou Josep, Boroyevich Dushan, Pindado Rafael. Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6):1582–1588.
- [63] Vodyakho Oleg, Mi Chris C. Three-level inverter-based shunt active power filter in three-phase three-wire and four-wire systems[J]. IEEE transactions on power electronics, 2009, 24(5):1350–1363.
- [64] Wang Chenchen, Li Yongdong. Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7):2262–2271.
- [65] Roodsari Babak Mohamadiniaye, Nowicki Edwin, Al-Judi Arif. Modified nearest three virtual space-vector modulation method for improved DC-capacitor voltage control in n-level diode clamped inverters[C]. In: Electrical & Computer Engineering (CCECE), 2012 25th IEEE Canadian Conference on. 2012. 1–4.
- [66] Rodriguez Jose, Steimer Peter K, Bernet Steffen. A survey on neutral-point-clamped inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7):2219–2230.
- [67] Orfanoudakis Georgios I, Sharkh Suleiman M, Yuratich Michael A. Nearest-vector modulation strategies with minimum amplitude of low-frequency neutral-point voltage oscillations for the neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(10):4485–4499.
- [68] Busquets-Monge Sergio, Rocabert Joan, Bordonau Josep. A Virtual-Vector Pulsewidth Modulation for the Four-Level Diode-Clamped DC–AC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1964–1972.
- [69] Choi Nam-Sup, Ahn Kang-Soon, Lee Eun-Chul. Space vector PWM for common mode voltage reduction and neutral point voltage balancing in three-level converters[C]. In: Power Electronics and

- Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International. 2016. 2401–2405.
- [70] 唐健. 三相四线制三电平三桥臂 APF 关键技术及其控制研究 [D]: [博士学位论文]. 华中科技大学, 2010.
- [71] Lalili D, Boudjema F, Berkouk EM. Self balancing of DC link capacitor voltages using redundant vectors for SVPWM controlled five-level inverter[C]. In: Systems, Signals and Devices, 2008. IEEE SSD 2008. 5th International Multi-Conference on. 2008. 1–6.
- [72] Celanovic Nikola, Boroyevich Dushan. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters[J]. IEEE transactions on industry applications, 2001, 37(2):637–641.
- [73] Su Li, Yue Wang, Ning Li. A novel DC voltage balancing scheme of five-level converters based on reference-decomposition SVPWM[C]. In: 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2012. 1597–1603.
- [74] Saeedifard M, Pou J, Iravani R. Analysis of a space vector modulated five-level converter[C]. In: Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE. 2007. 1–8.
- [75] Kumar Rajesh, Pratap KS, Gupta RA. Implementation and analysis of five-level inverter with space vector PWM Algorithm[C]. In: Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on. 2006. 1665–1669.
- [76] Guanchu Sun, Xinchun Lin, Lee Kevin. New neutral point balancing strategy for five-level diode clamped converters used in STATCOM of wind energy conversion systems[C]. In: Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International. 2009. 2354–2358.
- [77] Massoud AM, Williams BW, Finney SJ. Systematic analytical-based generalised algorithm for multi-level space vector modulation with a fixed execution time[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(2):175–193.
- [78] 赵志宏, 沈凯安, 赵剑锋. 二极管钳位型五电平逆变器高调制比高功率因数改进的均压方法 [J]. 中国电机工程学报, 2014, (24):4022–4030.
- [79] 赵志宏, 沈凯安, 赵剑锋. 二极管钳位型五电平逆变器低调制比电压平衡与矢量序列的分析 [J]. 电工技术学报, 2014, (06):153–161.
- [80] Saeedifard Maryam, Pou Josep, Iravani Reza. Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6):3255–3266.
- [81] Saeedifard Maryam, Pou Josep, Iravani Reza. A space vector modulation strategy for a back-to-back five-level HVDC converter system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2):452–466.
- [82] Khajehoddin SA, Jain PK, Bakhshai A. A voltage balancing method and its stability boundary for five-level diode-clamped multilevel converters[C]. In: 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. 2007. 2204–2208.
- [83] Saeedifard M, Pou J, Iravani R. Control and DC-capacitor voltage balancing of a space vector-modulated five-level STATCOM[J]. IET Power Electronics, 2009, 2(3):203–215.
- [84] Bouhali O, Berkouk EM, Francois B. DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5):1636–1648.
- [85] Zhang HB, Lim TC, Finney SJ. DC-link capacitor voltage balancing for a five-level diode-clamped

- active power filter using redundant vectors[J]. Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering, 2013, 10(2):137–147.
- [86] Pou Josep, Boroyevich Dushan, Pindado Rafael. Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1):190–196.
- [87] Zhao Zhihong, Huang Can, Zhao Jianfeng. An Improved Capacitor Voltage-Balancing Method for Five-Level Diode-Clamped Converters With High Modulation Index and High Power Factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4):3189–3202.
- [88] Saeedifard Maryam, Pou Josep, Iravani Reza. Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6):3255–3266.
- [89] 高跃, 李永东. 二极管钳位型五电平逆变器电容电压平衡域研究 [J]. 电工技术学报, 2008, (01):77–83.
- [90] Hotait Hadi A, Finney Steve J, Massoud Ahmed M. Capacitor Voltage Balancing Using Redundant States for Five-Level Multilevel Inverter[C]. In: 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems. 2007. 1062–1068.
- [91] Yepes Alejandro G, López Oscar, Vidal Ana. Evaluation of techniques for cross-coupling decoupling between orthogonal axes in double synchronous reference frame current control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7):3527–3531.
- [92] Yepes Alejandro G, Malvar Jano, Vidal Ana. Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6):3041–3054.
- [93] Yepes Alejandro G, Freijedo Francisco D, Vidal Ana. Transient response evaluation of resonant controllers for AC drives[C]. In: 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2012. 471–478.
- [94] Kim Hongrae, Guerrero Juan M, Degner Michael W. Discrete-time current regulator design for AC machine drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4):1425–1435.
- [95] Yepes Alejandro G, Malvar Jano, Vidal Ana. Ineffectiveness of orthogonal axes cross-coupling decoupling technique in dual sequence current control[C]. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2013. 1047–1053.
- [96] Briz Fernando, Lorenz Robert D, Degner Michael W. Analysis and design of current regulators using complex vectors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3):817–825.
- [97] Yepes Alejandro G, Fernandez-Comesana Pablo, Freijedo Francisco D. Torque ripple minimization in surface-mounted PM drives by means of PI+ multi-resonant controller in synchronous reference frame[C]. In: IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. 2010. 1017–1022.
- [98] Lascu Cristian, Boldea Ion Blaabjerg Frede, Asiminoaei Lucian. Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2):337–347.
- [99] Lascu Cristian, Boldea Ion Blaabjerg Frede, Asiminoaei Lucian. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Power Electron-

- ics, 2007, 22(5):1826–1835.
- [100] Yepes Alejandro G, Lopez Oscar, Freijedo Francisco D. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of Nyquist diagrams and sensitivity function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11):5231–5250.
- [101] Freijedo Francisco D, Yepes Alejandro G, Vidal Ana. Tuning of synchronous-frame pi current controllers in grid-connected converters operating at a low sampling rate by MIMO root locus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8):5006–5017.
- [102] Yepes Alejandro G, Doval-Gandoy Jesus, Freijedo Francisco D. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7):1692–1712.
- [103] Freijedo Francisco D, Yepes Alejandro G, Vidal Ana. Assessment of synchronous-frame PI current control dynamics by means of multivariable analysis with time-delays consideration[C]. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2013. 4104–4111.
- [104] Yepes Alejandro G, Vidal Ana, Malvar Jano. Current Harmonics Compensation Based on Multiresonant Control in Synchronous Frames for Symmetrical-Phase Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5):2708–2720.
- [105] Yepes Alejandro G, Freijedo Francisco D, Vidal Ana. A simple tuning method aimed at optimal settling time and overshoot for synchronous PI current control in electric machines[C]. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2013. 1465–1472.
- [106] Vidal Ana, Yepes Alejandro G, Freijedo Francisco D. Transient response evaluation of stationary-frame resonant current controllers for grid-connected applications[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7):1714–1724.
- [107] Kim Hongrae, Guerrero Juan M, Degner Michael W. Discrete-time current regulator design for AC machine drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4):1425–1435.
- [108] Vidal Ana, Yepes Alejandro G, Freijedo Francisco D. Transient response assessment of vector PI current controllers in renewable energy applications[C]. In: IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. 2012. 5259–5264.
- [109] del Blanco F Briz, Lorenz Robert D, Degner Michael W. Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(6):1424–1432.
- [110] Suh Yongsug, Rho Dohwan, Go Yuran. A comparative study on control algorithm for active front-end rectifier of large motor drives under unbalanced input[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3):1419–1431.
- [111] Lee Sang-Joon, Sul Seung-Ki. A harmonic reference frame based current controller for active filter[C]. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE. 2000. 1073–1078.
- [112] Suh Yongsug, Lipo Thomas A, Tijeras Valentin. A nonlinear control of the instantaneous power in dq synchronous frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions[C]. In: Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the. 2002. 1189–1196.
- [113] Yazdani Amirmaser, Iravani Reza. A unified dynamic model and control for the voltage-sourced con-

- verter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power delivery, 2006, 21(3):1620–1629.
- [114] Na Jing, Ren Xuemei, Chen Qiang. Adaptive prescribed performance motion control of servo mechanisms with friction compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1):486–494.
- [115] Yin Bo, Panda Sanjib Kumar, Oruganti Ramesh. An output-power-control strategy for a three-phase PWM rectifier under unbalanced supply conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5):2140–2151.
- [116] Wu XH, Xu JX, Panda SK. Analysis of the instantaneous power flow for three-phase PWM boost rectifier under unbalanced supply voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1679–1691.
- [117] Lie, Xu. Coordinated control of DFIG's rotor and grid side converters during network unbalance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3):1041–1049.
- [118] Junyent-Ferre Adrià, Green Tim C, Gomis-Bellmunt Oriol. Current control reference calculation issues for the operation of renewable source grid interface VSCs under unbalanced voltage sags[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12):3744–3753.
- [119] Wu XH, Xu JX, Panda SK. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase PWM boost rectifiers under generalized supply voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7):1800–1810.
- [120] Song Hong-seok, Nam Kwanghee. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 1999, 46(5):953–959.
- [121] Ivanović Zoran R, Vekić Marko S, Adžić Evgenije M. HIL evaluation of power flow control strategies for energy storage connected to smart grid under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11):4699–4710.
- [122] Zhou Peng, Sun Dan, He Yikang. Improved direct power control of a DFIG-based wind turbine during network unbalance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11):2465–2474.
- [123] Rodrguez CP, Teodorescu Remus, Timbus Adrian Vasile. Independent PQ control for distributed power generation systems under grid faults[C]. In: IECON 2006. 2006.
- [124] Kim Ki-Hong, Lee Dong-Choon, Jeung Yoon-Cheul. LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization[J]. IEEE transactions on power electronics, 2012, 27(5):2376–2384.
- [125] Guan Minyuan, Xu Zheng. Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12):4858–4867.
- [126] Etxeberria-Otadui Ion, Caballero Marcelino, Viscarret Unai. New optimized PWM VSC control structures and strategies under unbalanced voltage transients[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5):2902–2914.
- [127] Blaabjerg Frede, Liserre Marco, Teodorescu Remus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2006, 53(5):1398–1409.
- [128] Cardenas Roberto, Alepuz Salvador, Pena Rubén. Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 7(60):2776–

2798.

- [129] Rioual Pascal, Louis J-P, Pouliquen Herve. Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1996, 11(3):495–502.
- [130] Gomis-Bellmunt Oriol, Sumper Andreas, Junyent-Ferre Adria. Ride-through control of a doubly fed induction generator under unbalanced voltage sags[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23(4):1036–1045.
- [131] Song Hong-Seok, Nam Kwanghee, Joo In-Won. Source voltage sensorless estimation scheme for PWM rectifiers under unbalanced conditions[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(6):1238–1245.
- [132] Zmood Daniel Nahum, Holmes Donald Grahame. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(3):814–822.
- [133] Vechiu Ionel, Camblong Haritza, Curea Octavian. Transient operation of a four-leg inverter for autonomous applications with unbalanced load[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(2):399–407.
- [134] Saccamondo Giuseppe, Svensson Jan. Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions[C]. In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*. 2001. 2419–2424.
- [135] Sannino Ambra, Svensson Jan, Bollen Math HJ. Voltage tolerance testing of three-phase voltage source converters[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, 20(2):1633–1639.
- [136] Suh Yongsug, Lipo Thomas A. A control scheme in hybrid synchronous-stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions[C]. In: *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*. 2004. 2244–2251.
- [137] Etxeberria-Otadui Ion, Gaztañaga Haizea Bacha Seddik Reyero M Raúl, De Heredia A Lopez. A single synchronous frame hybrid (SSFH) multifrequency controller for power active filters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(5):1640–1648.
- [138] Yepes Alejandro G, Doval-Gandoy Jesús, Riveros Jose A. Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings—Part 1: Sinusoidal excitation methods[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2012, 27(4):1056–1066.
- [139] Vidal Ana, Yepes Alejandro G Fernandez-Comesana Pablo Malvar Jano López Óscar Doval-Gandoy Jesús, Freijedo Francisco D. Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(4):1367–1383.
- [140] Yepes Alejandro G, López Oscar, Freijedo Francisco D. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(2):563–576.
- [141] Bojoi Radu Iustin, Bostan Valeriu Guerriero Maurizio Farina Francesco Profumo Francesco, Griva Giovanni. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, 20(6):1402–1412.
- [142] Garcia-Cerrada Aurelio, Garcia-Gonzalez Pablo Feliu-Batlle Vicente, Roncero-Sanchez P. Detailed analysis of closed-loop control of output-voltage harmonics in voltage-source inverters[J]. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 2004, 151(6):734–743.
- [143] Yepes Alejandro G, Doval-Gandoy Jesús, Riveros Jose A. Parameter identification of multiphase in-

- duction machines with distributed windings—Part 1: Sinusoidal excitation methods[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(4):1056–1066.
- [144] Yepes Alejandro G, Doval-Gandoy Jesus, Freijedo Francisco D. On the discrete-time implementation of resonant controllers for active power filters[C]. In: Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE. 2009. 3686–3691.
- [145] Yepes Alejandro G, Vidal Ana, Malvar Jano. Current harmonic compensation in symmetrical multi-phase machines by resonant controllers in synchronous reference frames—Part 1: Extension to any phase number[C]. In: Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE. 2013. 5155–5160.
- [146] Yuan Xiaoming, Stemmler Herbert Allmeling Jost, Merk Willi. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2):523–532.
- [147] Lennart, Harnefors. Implementation of resonant controllers and filters in fixed-point arithmetic[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(4):1273–1281.
- [148] Lennart, Harnefors. Implementation of resonant controllers and filters in fixed-point arithmetic[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(4):1273–1281.
- [149] Jensen Uffe Borup, Pedersen John K, Blaabjerg Frede. A new control method for 400-Hz ground power units for airplanes[J]. IEEE Transactions on industry Applications, 2000, 36(1):180–187.
- [150] Shahparasti M, Amini M, Mohamadian M. A novel single loop control structure for standalone inverter with multi loop harmonic compensation[C]. In: Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th. 2013. 306–310.
- [151] Hasanzadeh Amin, Mokhtari Hossein, Onar Omer C. A proportional-resonant controller-based wireless control strategy with a reduced number of sensors for parallel-operated UPSs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(1):468–478.
- [152] Ryan Michael J, Lorenz Robert D, Brumsickle William E. Control topology options for single-phase UPS inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2):493–501.
- [153] Loh Poh Chiang, Holmes Donald Grahame. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2):644–654.
- [154] Chen Jie, Wang Lei, Diao Li-Jun. Distributed Auxiliary Inverter of Urban Rail Train—The Voltage and Current Control Strategy Under Complicated Load Condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2):1745–1756.
- [155] Jiang Shuai, Li Yuan, Cao Dong. Low-THD, fast-transient, and cost-effective synchronous-frame repetitive controller for three-phase UPS inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6):2994–3005.
- [156] Dong Dong, Burgos Rolando, Thacker Timothy. On zero steady-state error voltage control of single-phase PWM inverters with different load types[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11):3285–3297.
- [157] Turner Robert, Duke Richard, Walton Simon. Robust high-performance inverter control using discrete direct-design pole placement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1):348–357.

- [158] Shahparasti Mahdi, Yazdian Ali, Mohamadian Mustafa. Derivation of a Stationary-Frame Single-Loop Controller for Three-Phase Standalone Inverter Supplying Nonlinear Loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9):5063–5071.
- [159] Li Zixin, Wang Ping, Li Yaohua. Single-loop digital control of high-power 400-Hz ground power unit for airplanes[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2010, 57(2):532–543.
- [160] Paolo, Mattavelli. Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies[J]. IEEE Transactions on industry applications, 2001, 37(3):864–872.
- [161] Wang Xiongfei, Blaabjerg Frede, Li Yun Wei. Virtual-impedance-based control for voltage-source and current-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12):7019–7037.
- [162] Loh PC, Blaabjerg Frede, Tang Y. Mixed-frame and stationary-frame repetitive control schemes for compensating typical load and grid harmonics[J]. IET power electronics, 2011, 4(2):218–226.
- [163] Parker Stewart Geoffrey, Holmes Donald Grahame, McGrath Brendan P. Regions of active damping control for LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1):424–432.
- [164] Wang Xuehua, Ruan Xinbo, Bao Chenlei. Design considerations of digitally controlled lcl-filtered inverter with capacitor-current-feedback active damping[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4):972–984.
- [165] Tang Yi, Loh Poh Chiang, Yao Wenli. Design of LCL Filters With LCL Resonance Frequencies Beyond the Nyquist Frequency for Grid-Connected Converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):3–14.
- [166] Wang Xiongfei, Loh Poh Chiang, Blaabjerg Frede. Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):213–223.
- [167] Holmes DG, McGrath BP, Lipo TA. Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11):2417–2426.
- [168] Yuan Xiaoming, Barbi Ivo. Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2000, 15(4):711–718.
- [169] Lennart, Harnefors. Modeling of three-phase dynamic systems using complex transfer functions and transfer matrices[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4):2239–2248.
- [170] González-Espín Fran, Patrao Iván, Garcerá Gabriel. An adaptive control system for three-phase photovoltaic inverters working in a polluted and variable frequency electric grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(10):4248–4261.
- [171] Bae Bon-Ho, Sul Seung-Ki. A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of PWM AC drives[J]. IEEE Transactions on industry applications, 2003, 39(3):802–810.
- [172] Golestan Saeed, Vidal Ana, Guerrero Josep M. Small-Signal Modeling, Stability Analysis and Design Optimization of Single-Phase Delay-Based PLLs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5):3517–3527.
- [173] Golestan Saeed, Vidal Ana, Guerrero Josep M. PLL with MAF-based prefiltering stage: small-signal modeling and performance enhancement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6):4013–4019.
- [174] Golestan Saeed, Freijedo Francisco D. An efficient implementation of generalized delayed signal

- cancellation PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2):1085–1094.
- [175] Vidal Ana, Yepes Alejandro G, Freijedo Francisco D. Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4):1367–1383.
- [176] Vidal Ana, Freijedo Francisco D, Yepes Alejandro G. A method for identification of the equivalent inductance and resistance in the plant model of current-controlled grid-tied converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12):7245–7261.
- [177] Limongi Leonardo, Griva Giovanni Battista Tenconi Alberto, Bojoi Iustin Radu. Digital current-control schemes[J]. IEEE industrial electronics magazine, 2009, 3(1):20–31.
- [178] Lascu Cristian, Boldea Ion Blaabjerg Frede, Asiminoaei Lucian. Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2):337–347.
- [179] Zmood Daniel Nahum, Bode Gerwich H, Holmes Donald Grahame. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2):601–610.
- [180] Yuan Xiaoming, Merk Willi Stemmler Herbert, Allmeling Jost. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions[C]. In: Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE. 2000. 2143–2150.
- [181] Yepes Alejandro G, Vidal Ana, Malvar Jano. Current harmonic compensation in symmetrical multiphase machines by resonant controllers in synchronous reference frames—Part I: Extension to any phase number[C]. In: Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE. 2013. 5155–5160.
- [182] Yepes Alejandro G, Vidal Ana, Malvar Jano. Optimized harmonic current control strategy for nonlinearities compensation in multiphase AC drives[C]. In: 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2013. 1458–1464.
- [183] Yepes Alejandro G, Fernandez-Comesana Pablo, Freijedo Francisco D. Performance enhancement for digital implementations of resonant controllers[C]. In: 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. 2010. 2535–2542.
- [184] Yepes Alejandro G, Doval-Gandoy Jesus, Freijedo Francisco D. Harmonic detection methods for active power filters based on discrete cosine transform and dithering[C]. In: Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE. 2009. 530–535.
- [185] Harnefors Lennart, Vidal Ana, Yepes Alejandro G. Multifrequency Current Control With Distortion-Free Saturation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):37–43.
- [186] Harnefors Lennart, Vidal Ana, Yepes Alejandro G. Passivity-based controller design of grid-connected VSCs for prevention of electrical resonance instability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2):702–710.
- [187] Harnefors Lennart, Vidal Ana, Yepes Alejandro G. Passivity-based stabilization of resonant current controllers with consideration of time delay[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 12(29):6260–6263.

- [188] Harnefors Lennart, Yepes Alejandro G, Wang Xiongfei. Passivity-Based Stability Assessment of Grid-Connected VSCs—An Overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):116–125.
- [189] Harnefors Lennart, Vidal Ana, Yepes Alejandro G. Passivity-based stabilization of voltage-source converters equipped with LCL input filters[C]. In: IECON 2014–40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2014. 1700–1706.
- [190] Vidal Ana, Malvar Jano, Yepes Alejandro G. Estimation of the plant time constant of current-controlled voltage source converters[C]. In: 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2014. 5008–5015.
- [191] Vidal Ana, Freijedo Francisco D, Yepes Alejandro G. A technique to estimate the equivalent loss resistance of grid-tied converters for current control analysis and design[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3):1747–1761.
- [192] Rodriguez, Pedro, Pou, Josep, and Bergas. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2):584–592.
- [193] Chung, Se-Kyo. A phase tracking system for three phase utility interface inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3):431–438.
- [194] Saccomando, Giuseppe and Svensson, Jan. Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions[C]. In: Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE. 2001. 2419–2424.
- [195] P. J. Patel, P. N. Tekwani, V. Patel. Pulse-based dead-time compensation method for selfbalancing space vector pulse width-modulated scheme used in a three-level inverter-fed induction motor drive[J]. IET power electronics, 2011, 4(6):624–631.
- [196] X. Li, K. Rajashekara, B. Akin. Vector-Based Dead-Time Compensation for Three-Level T-Type Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2):1597–1607.
- [197] Lee Dong-Hee, Ahn Jin-Woo. A simple and direct dead-time effect compensation scheme in PWM-VSI[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5):3017–3025.
- [198] Ikegami Sho, Haruna Junnosuke, Hoshi Nobukazu. Experimental verification of dead-time compensation scheme for pulse width modulation scheme on six-switch two three-phase output inverter[C]. In: Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on. 2014. 1420–1424.
- [199] Jong-Lick, Lin. A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(4):476–483.
- [200] Li Zixin, Li Yaohua, Wang Ping. Dead-time compensation for VSI based power supply with small filter inductor[C]. In: Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPMEC'09. IEEE 6th International. 2009. 1519–1523.
- [201] Zhang Zhendong, Xu Longya. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6):3179–3187.
- [202] Loh Poh Chiang, Holmes Donald Grahame, Newman Michael John. A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5):1176–1185.
- [203] Xu Shungang, Xu Jianping, Wang Jinping. A current decoupling parallel control strategy of single-phase inverter with voltage and current dual closed-loop feedback[J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2013, 60(4):1306–1313.
- [204] Bunyamin, Tamyurek. A high-performance SPWM controller for three-phase UPS systems operating under highly nonlinear loads[J]. IEEE transactions on power electronics, 2013, 28(8):3689–3701.
- [205] De Dipankar, Ramanarayanan Venkataramanan. A proportional multiresonant controller for three-phase four-wire high-frequency link inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4):899–906.
- [206] Yang Dongsheng, Wu Heng, Ruan Xinbo. A Real-Time Computation Method With Dual Sampling Mode to Improve the Current Control Performance of the-T Type Grid-Connected Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7):4563–4572.
- [207] Wang Xiongfei, Blaabjerg Frede, Pang Ying. A Series-LC-Filtered Active Damper With Grid Disturbance Rejection for AC Power-Electronics-Based Power Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8):4037–4041.
- [208] Etxeberria-Otadui Ion, Gaztañaga Haizea, De Heredia A Lopez. A single synchronous frame hybrid (SSFH) multifrequency controller for power active filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5):1640–1648.
- [209] Loh PC, Blaabjerg Frede, Tang Y. Performance evaluation of time-delay control schemes for uninterruptible power supplies[C]. In: 2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. 2008. 887–892.
- [210] Chen Jie, Diao Lijun, Wang Lei. Distributed auxiliary inverter of urban rail train—load sharing control strategy under complicated operation condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3):2518–2529.
- [211] Botteron F, Pinheiro H. Discrete-time internal model controller for three-phase PWM inverters with insulator transformer[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(1):57–67.
- [212] Ryan Michael J, Lorenz Robert D, Brumsickle William E. Control topology options for single-phase UPS inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2):493–501.

## 作者攻读博士学位期间的研究成果

### 发表的论文

- [1]: 第一作者, “An Improved Capacitor Voltage-Balancing Method for Five-Level Diode-Clamped Converters With High Modulation Index and High Power Factor”, IEEE Transactions on Power Electronics , 2016 年 4 月。
- [2]: 第一作者, “二极管钳位型五电平逆变器高调制比高功率因数改进的均压方法”, 中国电机工程学报, 2014 年 8 月。
- [3]: 第一作者, “二极管钳位型五电平逆变器低调制比电压平衡与矢量序列的分析”, 电工技术学报, 2014 年 6 月。
- [4]: 第一作者, “Analysis and control of a three-level power energy storage system with dual active bridge DC-DC converter”, 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 2015 年 6 月。