

华北电力大学

学术硕士学位论文

励磁涌流对柔性直流系统稳定运行影响及控制策略研究

Research on the Influence and Control Strategy of
Inrush Current on the Stable Operation of Flexible DC
System

韩静怡

2023 年 5 月

国内图书分类号: TM721.1
国际图书分类号: 621.3

学校代码: 10079
密级: 公开

学术硕士学位论文

励磁涌流对柔性直流系统稳定运行影响及控制策略研究

硕士研究生: 韩静怡

导师: 刘崇茹 教授

申请学位: 工学硕士

学科: 电气工程

专业: 电气工程

所在学院: 电气与工程学院

答辩日期: 2023 年 5 月

授予学位单位: 华北电力大学

Classified Index: TM721.1

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Academic Master's Degree

**Research on the Influence and Control Strategy of
Inrush Current on the Stable Operation of Flexible DC
System**

Candidate:	Han Jingyi
Supervisor:	Prof. Liu Chongru
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Subject:	Electric Engineering
Speciality:	Electric Engineering
School:	School of Electrical and Electronic Engineering
Date of Defence:	May, 2023
Degree-Conferring-Institution:	North China Electric Power University

摘 要

模块化多电平换流器具有效率高、无换相失败、可向无源系统供电等一系列优点,近年来得到了快速发展。多个基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)工程在世界范围内建成投运,但在已经建成的 MMC-HVDC 工程中也出现了一些亟待解决的问题,如换流站附近变压器空载合闸产生的励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动的问题。在张北柔性直流工程的丰宁换流站就多次出现了换流站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时,产生的励磁涌流导致公共连接点电压的谐波畸变率超过宽频谐波保护定值,从而引发 MMC 换流器宽频谐波保护误动,导致 MMC 换流器闭锁的问题,在张北柔性直流工程的其他换流站中也出现了类似的问题。该问题严重影响了 MMC-HVDC 工程的安全稳定运行,亟待提出有效的解决方案。

本文针对“励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动”的问题进行了深入的分析与研究。首先,分析了励磁涌流的产生原因、励磁涌流的特点以及励磁涌流的二次谐波变化特性,得到了在合闸初相角 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时,随着合闸初相角的增大,变压器铁芯饱和越来越不严重,间断角逐渐增大,二次谐波的幅值逐渐减小,二次谐波比例逐渐增大的结论,并在 PSCAD 中对此结论进行了仿真实验验证。之后,分析了合闸初相角、剩磁、电源电压、系统阻抗对励磁涌流的影响,研究了丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸产生的励磁涌流的特性。

其次,从四个方面研究了丰宁换流站所连抽水蓄能电站主变压器产生的励磁涌流对丰宁换流站的影响,包括励磁涌流对 PCC 处电压的影响、励磁涌流对换流器直流母线电压的影响、励磁涌流对锁相环的影响以及励磁涌流对桥臂的影响,并分析了励磁涌流导致宽频谐波保护误动的机理。

最后,提出了一种基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略,以解决励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动的问题。利用带通滤波器和准比例谐振控制器构成了谐波抑制环节,将谐波抑制环节叠加在柔性直流内环电流控制器中,实现了抑制网侧谐波电流,防止励磁涌流导致宽频谐波保护误动的效果。在 PSCAD 中将所提网侧谐波抑制策略应用在了张北柔性直流工程等效仿真模型的丰宁站中进行了仿真实验,仿真结果表明所提网侧谐波抑制策略具有良好的谐波抑制效果,可以有效防止励磁涌流导致丰宁换流站宽频谐波保护误动。

关键词: 柔性直流输电系统; 模块化多电平换流器; 谐波抑制; 准比例谐振控制器

Abstract

Modular multilevel inverters have a series of advantages such as high efficiency, no commutation failure, and the ability to supply power to passive systems, which have been rapidly developed in recent years. Multiple high-voltage direct current transmission (MMC-HVDC) projects based on modular multi-level inverters have been built and put into operation worldwide. However, there have also been some urgent problems in the MMC-HVDC projects that have already been built, such as the problem of excitation inrush current caused by no-load closing of transformers near the converter station, which leads to the malfunction of broadband harmonic protection in the converter station. In the Fengning converter station of the Zhangbei Flexible DC Project, there have been multiple cases where the excitation inrush current generated during the no-load closing of the main transformer of the pumped storage power station connected to the converter station causes the harmonic distortion rate of the common connection point voltage to exceed the broadband harmonic protection setting, leading to the malfunction of the MMC converter broadband harmonic protection and the problem of MMC converter locking. Similar problems have also occurred in other converter stations of the Zhangbei Flexible DC Project. This problem seriously affects the safe and stable operation of the MMC-HVDC project, and effective solutions are urgently needed.

This article conducts in-depth analysis and research on the issue of "excitation inrush current leading to misoperation of broadband harmonic protection in converter stations". Firstly, the reasons for the generation of excitation inrush current, the characteristics of excitation inrush current, and the characteristics of the second harmonic variation of excitation inrush current were analyzed. It was concluded that when the initial phase angle of closing is between 0 degrees and 90 degrees, as the initial phase angle of closing increases, the saturation of the transformer core becomes less severe, the discontinuity angle gradually increases, the amplitude of the second harmonic gradually decreases, and the proportion of the second harmonic gradually increases, and this conclusion was verified through simulation experiments in PSCAD. Afterwards, the effects of initial phase angle, residual magnetism, power supply voltage, and system impedance on excitation inrush current were analyzed, and the characteristics of excitation inrush current generated by no-load closing of the main transformer of the pumped storage power station connected to Fengning Station were studied.

Secondly, the impact of excitation inrush current generated by the main transformer of the pumped storage power station connected to the Fengning converter station on the Fengning converter station was studied from four aspects, including the impact of excitation inrush current on the voltage at PCC, the impact of excitation inrush current on

the DC bus voltage of the converter, the impact of excitation inrush current on the phase-locked loop, and the impact of excitation inrush current on the bridge arm. The mechanism of excitation inrush current causing broadband harmonic protection malfunction was analyzed.

Finally, a modular multi-level converter grid side harmonic suppression strategy based on a quasi proportional resonant controller is proposed to solve the problem of broadband harmonic protection malfunction caused by excitation inrush current in the converter station. The harmonic suppression link is composed of a bandpass filter and a quasi proportional resonant controller. The harmonic suppression link is superimposed on the flexible DC inner loop current controller, achieving the effect of suppressing the grid side harmonic current and preventing the misoperation of broadband harmonic protection caused by excitation inrush current. The proposed grid side harmonic suppression strategy was applied in PSCAD to the equivalent simulation model of Zhangbei Flexible DC Project at Fengning Station for simulation experiments. The simulation results show that the proposed grid side harmonic suppression strategy has good harmonic suppression effect and can effectively prevent excitation inrush current from leading to broadband harmonic protection malfunction at Fengning Converter Station.

Keywords: flexible DC transmission system; modular multilevel converter; harmonic suppression; quasi proportional resonant controller

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 选题背景及其意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	4
1.3 论文的研究内容和工作.....	6
第 2 章 励磁涌流的特性及其仿真	7
2.1 引言	7
2.2 变压器励磁涌流的产生原因及其特点	7
2.2.1 单相变压器励磁涌流.....	7
2.2.2 三相变压器励磁涌流.....	9
2.3 励磁涌流二次谐波变化特性分析	12
2.3.1 机理分析.....	12
2.3.2 仿真验证.....	14
2.4 励磁涌流的影响因素.....	16
2.4.1 合闸初相角.....	16
2.4.2 剩磁.....	18
2.4.3 电源电压.....	20
2.4.4 系统阻抗.....	20
2.5 抽水蓄能电站主变压器励磁涌流特性分析	22
2.6 本章小结.....	23
第 3 章 励磁涌流对换流器的影响分析	25
3.1 引言.....	25
3.2 励磁涌流对 PCC 处电压的影响分析.....	25
3.2.1 机理分析.....	25
3.2.2 仿真验证.....	30
3.3 励磁涌流对换流器直流母线电压的影响分析	36
3.4 励磁涌流对锁相环的影响分析	37
3.5 励磁涌流对桥臂的影响分析	39
3.6 本章小结.....	43
第 4 章 基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略	44
4.1 引言.....	44
4.2 模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略	45
4.2.1 准比例谐振控制器.....	45
4.2.2 控制策略分析.....	47

4.2.3 仿真验证49

4.3 网侧谐波抑制策略的适用性分析53

4.4 本章小结.....57

第 5 章 总结与展望58

5.1 结论.....58

5.2 展望.....59

参考文献.....60

第 1 章 绪 论

1.1 选题背景及其意义

面对传统能源的日渐枯竭以及环境污染问题的不断加剧,世界各国已经认识到了发展可再生能源的重要性^[1-3]。风力、光伏发电作为经济性和实用性较高的可再生能源,近年来得到了快速发展。但我国可再生能源的发展也面临着一些问题。一方面,由于我国电力资源主要分布在西北部地区,且风电场大部分是离岸海上风电场或偏远地区,而目前我国的大部分用电负荷主要集中在中东部地区,需要实现远距离、大容量电力传输;另一方面,由于风力发电及光伏发电的随机性和稳定性低等特点,若将其直接接入电网会引起电网中的有功扰动,恶化电网中的频率质量,此外,与电网解耦的变速风电机组隐藏了自身的惯量和调频能力,进一步使电网缺乏惯量支持^[4]。这些问题制约着我国新能源发电技术的发展,因此,实现新能源并网和远距离、大容量输电的要求非常紧迫^[4-5]。

为满足清洁能源送出、负荷中心电力供应等方面的需求,高压直流输电技术在世界范围内被广泛应用,以实现能源资源的远距离、大容量输送。高压直流输电工程按照换流器分类可以分为基于电网换相换流器的高压直流输电(LCC-HVDC)和基于电压源型换流器的高压直流输电(VSC-HVDC),基于电压源型换流器的高压直流输电又被称为柔性直流输电。柔性直流输电相比于基于电网换相换流器的高压直流输电,具有可为无源系统供电、没有换相失败问题、适合构成多端直流系统等一系列优点^[6]。

柔性直流输电中采用的换流器主要有两电平换流器、三电平换流器和模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC),其中,模块化多电平换流器由于具有效率高、均压要求低、波形质量高等明显的优势,近年来得到了广泛的研究和应用^[7-31]。

模块化多电平换流器最早于 2001 年由 R.Marquardt 教授提出并申请专利^[32],模块化多电平换流器的桥臂由多个相同的子模块(Sub-Module, SM)级联构成^[32],每个子模块电容电压近似相等,同相的上下两个桥臂构成一个相单元。

由于模块化多电平换流器具有良好的特性,近年来,多个基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)工程在世界范围内建成投运,部分工程如表 1-1 所示。

表 1-1 MMC-HVDC 输电工程投运项目表

投运 时间	工程	投运 国家	容量 (MW)	直流电 压(kV)	拓扑	端数	建设目的
2020	张北直流电网工程	中国	3000	±500	MMC	4	电网互联、风电场并网
2019	渝鄂柔直背靠背联网 工程	中国	4×1250	±420	MMC	2	电网互联
2016	鲁西背靠背异步联网 工程	中国	1000	±350	MMC	2	电网互联
2015	厦门柔性直流输电工 程	中国	1000	±320	MMC	2	城市中心供电
2014	Sylwin1	欧洲	864	±320	MMC	2	离岸风电并网
2014	舟山多端柔性直流输 电工程	中国	1000	±200	MMC	5	岛屿电网互联
2014	法国-西班牙联网工程 (INELFE 工程)	欧洲	2×1000	±320	MMC	2	电网互联，黑启动
2013	南澳多端柔性直流输 电工程	中国	200	±160	MMC	3	海上风电并网

但在已经建成的基于模块化多电平换流器的高压直流输电工程中也出现了一些亟待解决的问题，如换流站附近变压器空载合闸产生的励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动的问题。在张北柔性直流工程的丰宁换流站多次出现了换流站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时，产生的励磁涌流导致公共连接点(Common Connection Point, PCC)电压 u_p 的谐波畸变率超过宽频谐波保护（交流全电压谐波保护）定值，从而引发 MMC 换流器宽频谐波保护误动，MMC 换流器闭锁的问题。丰宁站出现的励磁涌流导致宽频谐波保护误动问题的示意图如图 1-1 所示。在张北柔性直流工程的其他换流站中也出现了类似的问题，此类问题严重影响了

MMC-HVDC 工程的安全稳定运行，亟待提出有效的解决方案。

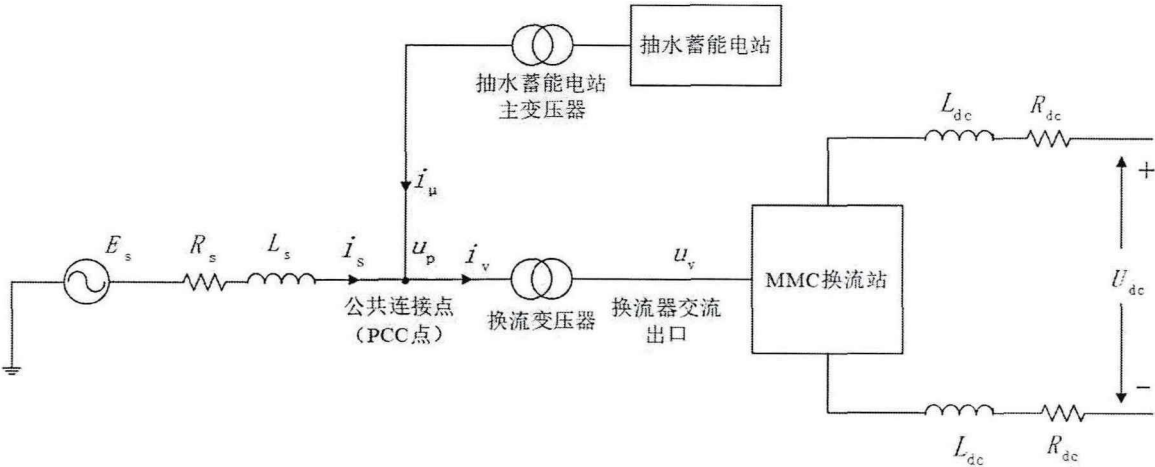


图 1-1 抽水蓄能电站主变压器的励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动示意图

由图 1-1 可以看出，丰宁站连接了一个抽水蓄能电站，该抽水蓄能电站主变压器的一次侧连接在丰宁站与丰宁站所连交流电网的公共连接点(PCC)处，因此，抽水蓄能电站主变压器空载合闸时产生的励磁涌流会对 PCC 处电压产生影响，导致 PCC 处电压畸变率增高，从而导致宽频谐波保护误动，导致丰宁换流站闭锁。图 1-1 中， u_p 为公共连接点(PCC)处电压， u_v 为换流器交流出口电压， i_μ 为变压器空载合闸产生的励磁涌流。为了进一步明晰本文的研究场景，对丰宁换流站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时产生的励磁涌流导致换流站宽频谐波保护动作的过程进行简要说明。丰宁站的控制保护装置采集的是公共连接点(PCC)处的电气量并配置了如图 1-2 所示的宽频谐波保护，当公共连接点处电压 u_p 的谐波畸变率超过 0.05 且持续 1s 时，换流站宽频谐波保护动作，换流站闭锁。

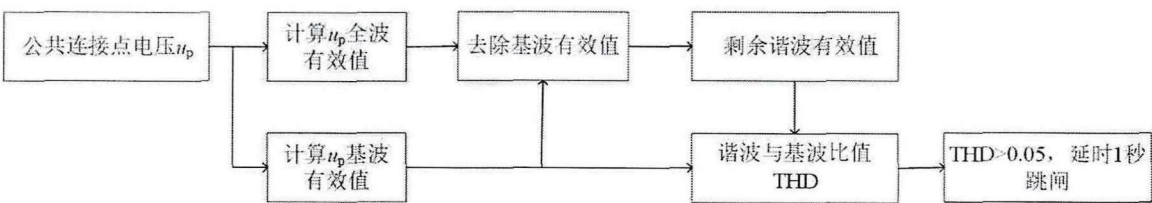


图 1-2 宽频谐波保护的逻辑

换流器附近变压器空载合闸时产生的励磁涌流导致公共连接点处电压谐波畸变率增高，从而引发宽频谐波保护误动的问题，对于 MMC-HVDC 工程的安全稳定运行有很大的影响，但目前尚未有文献对该问题进行深入的研究，本文针对该问题进行分析和研究，研究成果对张北柔性直流工程中该问题的分析和解决有一定的理论参考价值，对于其他 MMC-HVDC 工程中类似问题的解决也提供了参考。

1.2 国内外研究现状

为了解决换流站附近变压器产生的励磁涌流造成柔性直流输电系统保护误动的问题,可以从抑制变压器励磁涌流和利用模块化多电平换流器良好的控制特性解决励磁涌流造成的谐波污染问题这两个方面进行考虑。

在变压器励磁涌流方面,由于变压器空载合闸产生的励磁涌流危害很大,国内外有大量学者对励磁涌流的特性以及抑制策略进行了研究,但目前有关励磁涌流对于换流站影响的研究并不多见。

在励磁涌流的特性方面,文献[33]用简化的变压器模型对励磁涌流的影响因素进行了理论研究,分别采用二折线和三折线拟合 BH 曲线对励磁涌流进行了谐波含量计算,推算了单向涌流和对称性涌流谐波含量随各影响因素的变化特点。文献[34]对变压器励磁涌流的产生原因进行了研究,对单相变压器、三相变压器的相关波形特点进行了总结,并分析了初相角、剩磁、电源电压以及系统阻抗对励磁涌流的影响。文献[35]从变压器励磁涌流的产生机理出发,用简化的变压器模型对励磁涌流的二次谐波比的影响因素进行了理论研究,同时结合数字仿真和动模试验对各种影响因素进行了分析。

在励磁涌流的抑制策略方面,目前针对励磁涌流的抑制方法主要可以分为两大类^[36]。一类是通过外接设备或者改变变压器内部结构等方法来进行抑制,包括在变压器一次侧串电阻、改变变压器绕组接法、变压器低压侧接电容、采用电力电子器件抑制励磁涌流的方法等;另一类主要是通过改变变压器内部的相应参数来达到控制励磁涌流的目的,主要包括预充磁法、选相合闸法、消除剩磁法等^[36]。文献[37]提出了一种利用时间继电器和串联合闸电阻技术实现抑制变压器频繁空投时的励磁涌流的方法。文献[38-39]提出了一种新的、简单且低成本的方法来减少变压器通电引起的励磁涌流,文献提出可以在变压器的中性点上接入一个电阻,在减小投资的情况下仍然具有较好的涌流抑制效果。文献[40]提出了一种新型的励磁涌流抑制方法,该方法利用了扇形绕组增加饱和电感,从而抑制励磁涌流,所提方法不需要使用任何辅助设备,对系统的可靠性没有负面影响。文献[41]将超导故障限流器(SFCL)用于减小变压器励磁涌流,文中进行了仿真实验,仿真结果表明了文中所提方案的有效性,以及超导故障限流器降低励磁涌流的能力。文献[42]基于断路器的选相关合技术,分析了快速合闸策略、同时合闸策略、延时合闸策略原理以及铁芯磁通变化规律,搭建了投切空载变压器的动模实验平台,研究了剩磁为零时断路器不同合闸相角对励磁涌流的影响规律,为选相合闸抑制空载变压器励磁涌流提供了理论参考。文献[43]提出了一种基于可变合闸角的励磁涌流抑制方法及控制策略,文中采用主变压器高压侧或低压侧的电压互感器测算剩磁,配合动态目标合闸角的

延迟合闸策略进行选相控制,有效地抑制了励磁涌流。文献[44]提出了断路器合闸电阻与可控开关技术相结合的方法,使励磁涌流抑制效果最大化。文献[45]提出了一种基于偏磁模拟的励磁涌流抑制策略,该策略能准确计算出合闸时剩余磁通与偏磁通相互抵消的理想合闸时间。文献[46]提出了卷积神经网络(CNN)与涌流抑制技术相结合的技术,该技术可以根据温度、工作电压、油压和控制动作次数等因素,自适应地调整变压器的合适开关角度。另外,还有一些变压器预充磁或是削弱变压器剩磁以抑制励磁涌流的方法^[47-48]。

在励磁涌流对于换流站影响的研究方面,文献[49]中针对换流变压器励磁涌流的特殊性进行了研究,从换流变压器的基本特性、励磁曲线、绕组结构、运行方式以及有载调压等角度分析了换流变压器励磁涌流的特殊性,并提出了相应的运行建议。文献[50]揭示了交流系统发生励磁涌流期间,直流侧谐波的产生与传导机理,并提出了通过采用整流站交流母线正序二次谐波电压防止直流 50Hz 谐波保护在励磁涌流期间误动的方法。文献[51]分析了变压器励磁涌流对直流 50Hz 保护的影响机理,评估了各励磁涌流影响因素控制手段的可实施性,并针对实际直流工程提出了减小分相合闸控制离散性的改进措施。文献[52]针对西北 750 kV 电网官亭、武胜两站空载变压器合闸导致 800 km 外的青藏直流系统闭锁故障进行了分析,文中指出直流系统谐波保护动作的原因是空载变压器合闸产生的 2 次谐波电压沿线放大,并提出了改变电网结构以减弱这种谐波放大作用的建议。文献[53]针对南澳多端柔性直流输电工程在充电启动的过程中,因空载投入 ± 160 kV 塑城换流站的 166 kV 换流变压器而产生涌流,引起 220 kV 塑城变电站的 110 kV 母线电压波动,同时影响了南澳风电场和青澳风电场风能的送出的问题进行了研究,分析了该系统充电启动过程中产生励磁涌流的原因。

在利用模块化多电平换流器良好的控制特性解决励磁涌流造成的谐波污染问题方面,尚未有文献进行深入的研究,但是由于励磁涌流中含有大量的二次谐波电流且励磁涌流对于柔性直流输电系统造成影响也主要是由于其谐波电流以及谐波电流产生的谐波电压,因此,在考虑利用模块化多电平换流器的控制特性解决励磁涌流造成的谐波污染时,可以将励磁涌流看作网侧的谐波电流进行抑制,在换流器网侧谐波抑制方面,已有一些文献进行了研究。文献[54]中针对 MMC-HVDC 的网侧谐波抑制问题,在电流内环采用了比例谐振控制和谐波补偿控制方案,以实现针对特定次谐波的跟踪控制,但该方法的谐波抑制效果有限。文献[55]中针对目前分布式逆变器谐波抑制能力不足的问题,提出了一种基于谐振控制的谐波抑制方法,通过二阶广义积分器快速准确合成虚拟谐波阻抗,并在逆变器电流控制环节中引入虚拟谐波阻抗实现谐波电压的补偿。文献[56]针对 MMC-MVDC 中的谐波电流污染问题,在柔直内环 PI 控制器的基础上,基于比例谐振控制器实现了谐波电流的无

静差跟踪,提出了一种配电网 MMC 换流器网侧电流闭环控制策略,实现了网侧谐波电流的有效抑制。文献[57]提出了一种新颖的基于谐波电压重复控制的逆变器电压源型并网方案,通过快速谐波检测算法检测并网电抗两端的电压谐波,利用重复控制发出对应的谐波电压补偿电网谐波影响,减小并网电抗上的谐波电压差,达到降低并网电流总体谐波畸变率的目的。

1.3 论文的研究内容和工作

本文主要针对张北柔性直流工程中“换流站附近变压器空载合闸时产生的励磁涌流导致公共连接点电压谐波畸变率过高,引发换流站宽频谐波保护误动”的问题进行研究,主要研究内容如下:

1.分析了励磁涌流的产生原因以及励磁涌流的特点,之后分析了励磁涌流的二次谐波变化特性以及合闸初相角、剩磁、电源电压、系统阻抗对励磁涌流的影响并进行了仿真实验验证,之后分析了丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸产生的励磁涌流的特性。

2.针对励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题,在 PSCAD 仿真环境下建立了张北柔性直流工程等效仿真模型,并对丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸的过程进行了仿真模拟,从励磁涌流对 PCC 处电压的影响、励磁涌流对换流器直流母线电压的影响、励磁涌流对锁相环的影响以及励磁涌流对桥臂的影响四个方面研究了励磁涌流对换流器的影响。

3.为了解决励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题,提出了一种基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略,利用带通滤波器和准比例谐振控制器构成了谐波抑制环节,将谐波抑制环节叠加在柔性直流内环电流控制器中,实现了抑制网侧谐波电流,防止励磁涌流导致宽频谐波保护误动的效果。在 PSCAD 中实现了所提网侧谐波抑制策略并将其应用在了张北柔性直流工程等效仿真模型的丰宁站中,仿真结果表明所提网侧谐波抑制策略具有良好的效果,可以有效防止励磁涌流导致丰宁换流站宽频谐波保护误动。

第2章 励磁涌流的特性及其仿真

2.1 引言

本章分析了励磁涌流的产生原因以及单相变压器励磁涌流、三相变压器励磁涌流的特点，之后分析了励磁涌流的二次谐波变化特性。本章还进行了合闸初相角、剩磁、电源电压和系统阻抗对励磁涌流影响的分析以及丰宁换流站所连抽水蓄能电站主变压器励磁涌流特性的分析。本章对励磁涌流特性的分析与仿真，为后续章节研究励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动的原因以及研究励磁涌流对于换流器的影响提供了理论基础。

2.2 变压器励磁涌流的产生原因及其特点

2.2.1 单相变压器励磁涌流

变压器励磁涌流是指当变压器空载合闸或者外部故障切除后电压恢复时所产生的数值很大的励磁电流，是由于变压器的铁芯饱和引起的，一般可达6~10倍的额定电流。变压器铁芯磁化曲线如图2-1所示，在正常运行情况下，变压器的铁芯未饱和($\phi < \phi_s$)，磁化曲线的斜率很大，励磁电流非常小，通常只是额定电流的2%~10%^[58]；然而当变压器空载合闸或者突然切除外部故障后，端电压的上升过程中，变压器的端电压从零或非常小的数值立即恢复到运行电压，在该电压恢复的暂态过程中，变压器铁芯也许会达到饱和，变压器铁芯饱和时($\phi > \phi_s$)，磁化曲线的斜率很小，励磁电流 i_μ 随磁通量 ϕ 快速增大，最终形成励磁涌流^[58]。

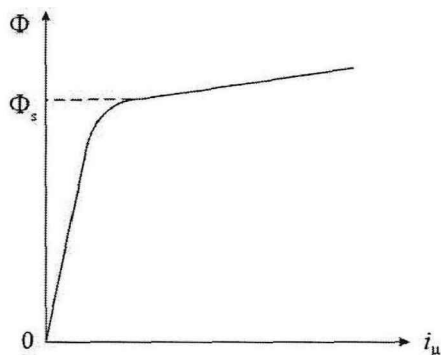


图 2-1 变压器铁心磁化曲线

为了阐述产生空载合闸励磁涌流的原因，以一台单相变压器的空载合闸为例进行说明，假设不计及变压器损耗且忽略其漏抗压降。

若在 $t=0$ 时刻变压器线圈导通，则加在变压器上的电压为：

$$u = U_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (2-1)$$

而变压器电压和磁通间的关系为：

$$u = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2-2)$$

式中， N_1 代表变压器绕组的线圈匝数，由式(2-1)和式(2-2)解方程可得^[58]：

$$\phi = -\phi_m \cos(\omega t + \alpha) + \phi_m \cos(\alpha) + \phi_r \quad (2-3)$$

式中， $-\phi_m \cos(\omega t + \alpha)$ 为稳态分量， $\phi_m = \frac{U_m}{N_1 \omega}$ 为铁芯磁通的稳态交流分量的幅

值； $\phi_m \cos(\alpha) + \phi_r$ 代表自由分量， ϕ_r 为铁芯中的剩磁。

电力变压器的饱和磁通一般为 $\phi_s = 1.15 \sim 1.4$ ，而变压器的运行电压一般不会超过额定电压的 10%，相应的磁通 ϕ 也就不会超过饱和磁通 ϕ_s ，所以当变压器处在正常运行情况下时，铁心是不会饱和的^[59]。但在变压器空载合闸时，由于自由分量的作用， ϕ 可能就会大于 ϕ_s ，造成变压器的饱和。励磁涌流最严重的情况是在电压过零时刻($\alpha=0^\circ$)合闸，若此时铁芯的剩磁 $\phi_r > 0$ ，经过半个周期($\omega t=\pi$)后铁芯中的总磁通达到最大， $\phi = 2\phi_m + \phi_r$ ，远大于饱和磁通 ϕ_s ，如图 2-2 所示，此时变压器铁芯严重饱和。

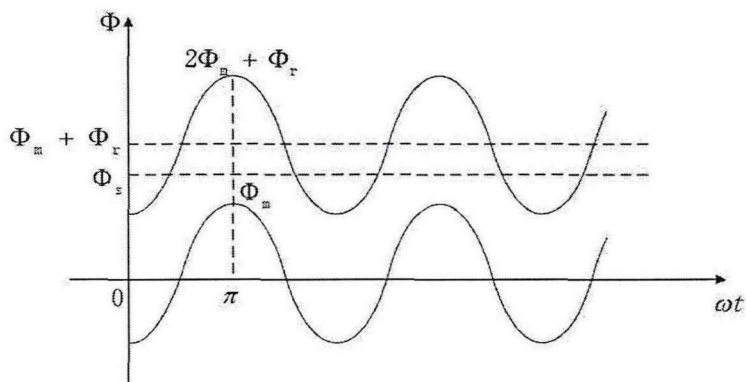


图 2-2 饱和与非饱和磁通

设 $\theta = \omega t + \alpha$ ， ϕ 以 2π 为周期，在 $(0, 2\pi)$ 周期内，假设 $\theta = \theta_1$ 时 $\phi = \phi_s$ ，并假设 t_1 、 t_2 分别代表变压器第一次进入和退出饱和的时间^[58,60]，则有：

$$\begin{cases} \omega t_1 + \alpha = \theta_1 \\ \omega t_2 + \alpha = 2\pi - \theta_1 \end{cases} \quad (2-4)$$

当 $\theta_1 < \theta < 2\pi - \theta_1$ 时，变压器铁芯发生饱和，且 $\theta = \pi$ 时饱和最严重。将 t_1 、 t_2 带入 ϕ 的表达式可得：

$$\begin{cases} \phi_s = -\phi_m \cos(\omega t_1 + \alpha) + \phi_m \cos(\alpha) + \phi_r \\ \phi_s = -\phi_m \cos(\omega t_2 + \alpha) + \phi_m \cos(\alpha) + \phi_r \end{cases} \quad (2-5)$$

由式(2-4)和式(2-5)可得:

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{\phi_m \cos \alpha + \phi_r - \phi_s}{\phi_m}\right) \quad (2-6)$$

由上述分析可以推得励磁涌流波形间断角 θ_1 的大小为:

$$\theta_j = 2\theta_1 = 2 \arccos\left(\frac{\phi_m \cos \alpha + \phi_r - \phi_s}{\phi_m}\right) \quad (2-7)$$

接下来推导励磁涌流的表达式, 励磁涌流的波形与 $\phi - \phi_s$ 与 L_μ 有关, 故^[33]:

$$\begin{aligned} i_\mu &= \frac{\phi - \phi_s}{L_\mu} \\ &= \frac{-\phi_m \cos(\omega t + \alpha) + \phi_m \cos(\alpha) + \phi_r}{L_\mu} - \frac{-\phi_m \cos(\omega t_1 + \alpha) + \phi_m \cos(\alpha) + \phi_r}{L_\mu} \\ &= \frac{\phi_m}{L_\mu} (\cos \theta_1 - \cos \theta) \end{aligned} \quad (2-8)$$

则励磁涌流的表达式可以写为如下形式:

$$\begin{cases} i_\mu \approx 0, 0 < \theta < \theta_1 \text{ 或 } \theta > 2\pi - \theta_1 \\ i_\mu = \frac{\phi_m}{L_\mu} (\cos \theta_1 - \cos \theta), \theta_1 < \theta < 2\pi - \theta_1 \end{cases} \quad (2-9)$$

由上述分析可知, 单相变压器励磁涌流的波形特征如下:

1. 励磁涌流波形呈现偏向时间轴一侧的尖顶波, 且波形之间有间断角, 饱和越严重, 间断角越小。

2. 励磁涌流是否产生以及励磁涌流的大小与合闸角、剩磁等因素相关, 在合闸角 $\alpha=0^\circ$ 时, 励磁涌流达到最大, 而在合闸角 $\alpha=90^\circ$ 时, 若没有剩磁, 则变压器将直接进入稳态运行, 不会产生励磁涌流。

3. 励磁涌流中含有大量的谐波电流, 其中以二次谐波电流为主。

2.2.2 三相变压器励磁涌流

三相变压器空载合闸产生励磁涌流的原理与单相变压器基本相同, 为了简单起

见，下面仅以如图 2-3 所示的三相组式变压器（由三个单相变压器组成，联结组别号为 YNd11）为例，分析三相变压器励磁涌流的特点。

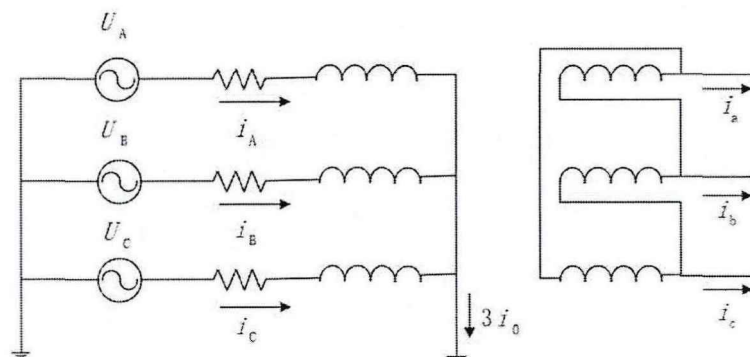
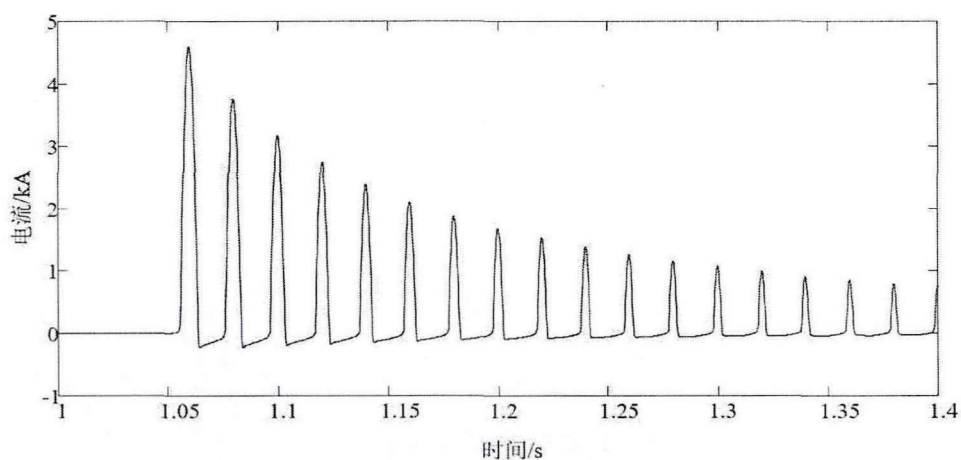
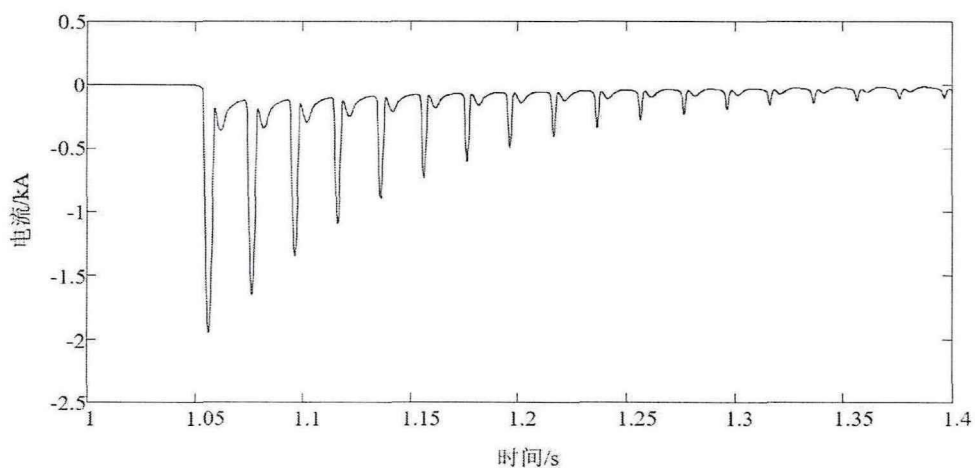


图 2-3 YNd11 三相变压器空载合闸等效电路图

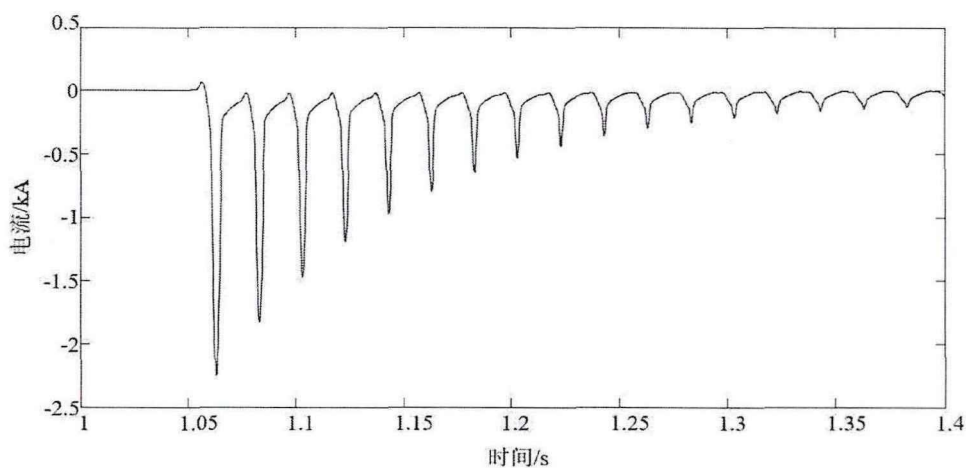
对于三相组式变压器，由于各相的铁芯、磁路彼此无关，其空载合闸时产生的励磁涌流可以等效看做三个单相变压器在合闸初相角互差 120° 的情况下空载合闸产生的励磁涌流。在 PSCAD 中建立了三相变压器空载合闸的仿真模型，三相变压器的参数为：额定容量 $S_N=360\text{MVA}$ ；额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=230/115\text{kV(RMS)}$ ；一次回路参数为： $R_s=0.027\text{p.u.}$ 。设置三相变压器于 1.05s 空载合闸，变压器三相产生的励磁涌流波形如图 2-4 所示。



(a)A 相励磁涌流波形



(b)B 相励磁涌流波形



(c)C 相励磁涌流波形

图 2-4 三相变压器励磁涌流波形

由图 2-4 可以看出，此时三相均出现了励磁涌流，各相励磁涌流的波形与单相变压器励磁涌流的波形类似。根据以上分析与仿真，可以总结出三相变压器励磁涌流的特点为：

- 1.由于三相电压相差 120° ，所以三相变压器空载合闸时至少有两相会出现励磁涌流。
- 2.励磁涌流波形会出现间断角。

2.3 励磁涌流二次谐波变化特性分析

2.3.1 机理分析

本小节主要讨论在合闸角 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 励磁涌流二次谐波的幅值以及励磁涌流二次谐波所占比例随着合闸初相角 α 的变化规律, 为了简化分析, 设剩磁 $\phi_r = 0$ 。

励磁涌流中包含大量的谐波分量以及非周期分量, 其中, 谐波分量以二次谐波为主, 可以通过傅里叶算法对励磁涌流的表达式进行展开:

$$i_\mu = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta)] \quad (2-10)$$

其中各次谐波系数为:

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_\mu \cos(n\theta) d\theta \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_\mu \sin(n\theta) d\theta \end{cases} \quad (2-11)$$

其中, $I_{\mu 0} = \frac{a_0}{2}$, 为非周期分量, $I_{\mu 1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ 为基波分量, $I_{\mu n} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} (n = 2, 3, \dots)$ 为谐波分量。由三角函数的奇偶性、积分区间的对称性可以求得 $b_n = 0 (n = 1, 2, 3, \dots)$, 因此, $I_{\mu 1} = |a_1|$, $I_{\mu 2} = |a_2|$ 。

将式(2-9)代入式(2-10)中, 计算可知:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{\phi_m}{\pi L_\mu} \left[-\frac{1}{2} \sin(2\theta_1) + \theta_1 - \pi \right] \\ a_2 = \frac{\phi_m}{\pi L_\mu} \left[-\frac{1}{6} \sin(3\theta_1) + \frac{1}{2} \sin \theta_1 \right] \end{cases} \quad (2-12)$$

则二次谐波的幅值为:

$$I_{\mu 2} = \frac{\phi_m}{\pi L_\mu} \left| -\frac{1}{6} \sin(3\theta_1) + \frac{1}{2} \sin \theta_1 \right| \quad (2-13)$$

由上述分析可知, 二次谐波所占比例为:

$$\left| \frac{a_2}{a_1} \right| = \left| \frac{-\frac{1}{6} \sin(3\theta_1) + \frac{1}{2} \sin \theta_1}{-\frac{1}{2} \sin(2\theta_1) + \theta_1 - \pi} \right| \quad (2-14)$$

当 $\phi_r = 0$ 时, 式(2-6)将变为:

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{\phi_m \cos \alpha - \phi_s}{\phi_m}\right) \quad (2-15)$$

当 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 由式(2-15)可知, $\theta_1 \in (90^\circ, 180^\circ)$ 。分析式(2-13)的单调性可知, 在 $\theta_1 \in (90^\circ, 180^\circ)$ 时, 二次谐波的幅值随着 θ_1 的增大而减小。分析式(2-14)的单调性可知, 在 $\theta_1 \in (90^\circ, 180^\circ)$ 时, 二次谐波所占比例随着 θ_1 的增大而增大。分析式(2-15)的单调性可知, 合闸初相角 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, θ_1 随着 α 的增大而增大。因此可以分析得出, $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 二次谐波的幅值随着 α 的增大而减小, 二次谐波所占比例随着 α 的增大而增大。

当 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 励磁涌流波形间断角 θ_1 的大小为:

$$\theta_1 = 2\theta_1 = 2 \arccos\left(\frac{\phi_m \cos \alpha - \phi_s}{\phi_m}\right) \quad (2-16)$$

由分析可知, $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 间断角 θ_1 的大小也随着 α 的增大而增大, 与 α 呈正比例关系, 这个变化规律也可以通过图示法证明。当 $\phi \in (-\phi_s, \phi_s)$ 时, 磁通不饱和, 此时对应的角度为间断角, 化简 $-\phi_s < \phi < \phi_s$ 的公式, 可得:

$$\phi_m \cos(\alpha) - \phi_s < \phi_m \cos(\omega t + \alpha) < \phi_m \cos(\alpha) + \phi_s \quad (2-17)$$

即可以画出 $\phi_m \cos(\omega t + \alpha)$ 的图像, 再取下限为 $\phi_m \cos(\alpha) - \phi_s$, 取上限为 $\phi_m \cos(\alpha) + \phi_s$, 中间部分所对应的角度即为间断角。由于 $\phi_m \cos(\omega t + \alpha)$ 与 $\phi_m \cos(\omega t)$ 只差一个角度 α , 将 $\phi_m \cos(\omega t + \alpha)$ 变换为 $\phi_m \cos(\omega t)$ 不影响间断角的大小以及其变化规律, 为了简化分析, 画出 $\phi_m \cos(\omega t)$ 的图像以及下限 $\phi_m \cos(\alpha) - \phi_s$, 上限 $\phi_m \cos(\alpha) + \phi_s$, 如图 2-5 所示。

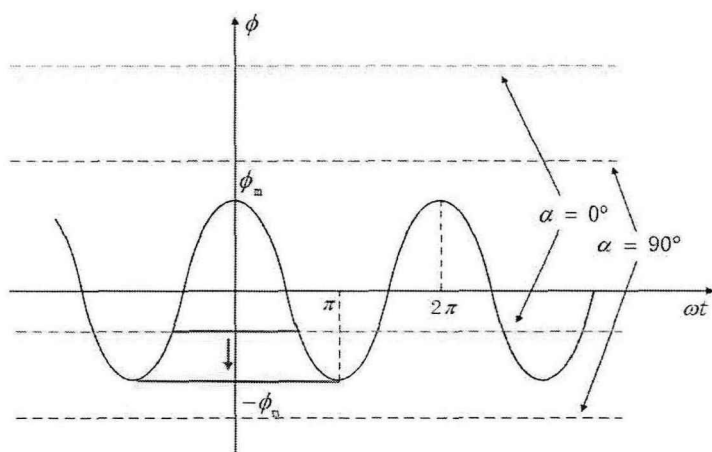


图 2-5 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时间断角变化示意图

$\alpha=0^\circ$ 时对应的上下限以及 $\alpha=90^\circ$ 时对应的上下限分别在图 2-5 中以橙色虚线与蓝色虚线表示, $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 上限和下限均随着 α 的增大而下移, 则 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时

间断角的变化规律如图 2-5 中红色线条所示, 间断角随着 α 的增大而增大。

总结来说, 在 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时, 随着合闸初相角 α 的增大, 饱和越来越不严重, 间断角逐渐增大, 二次谐波的幅值逐渐减小, 二次谐波比例逐渐增大。

2.3.2 仿真验证

在 PSCAD 中搭建了单相变压器空载合闸仿真模型对上述结论进行仿真验证, 单相变压器空载合闸仿真模型如图 2-6 所示。单相变压器参数设置如下: 额定容量 $S_N=100\text{MVA}$; 额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=230/115\text{kV(RMS)}$; 一次回路参数为: $R_s=0.00302\text{p.u.}$ 。

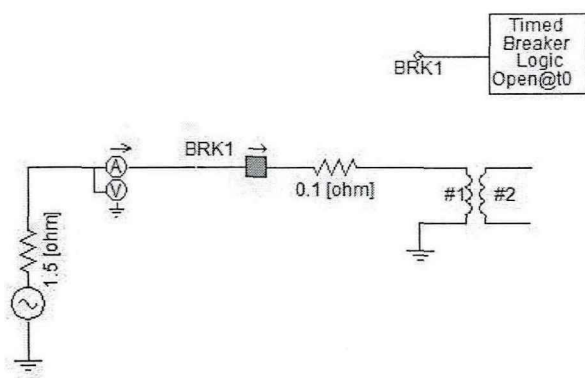


图 2-6 单相变压器空载合闸仿真模型

仿真得到的二次谐波幅值与合闸初相角关系示意图和二次谐波比例与合闸初相角关系示意图分别如图 2-7 和图 2-8 所示, 间断角与合闸初相角关系示意图如图 2-9 所示。

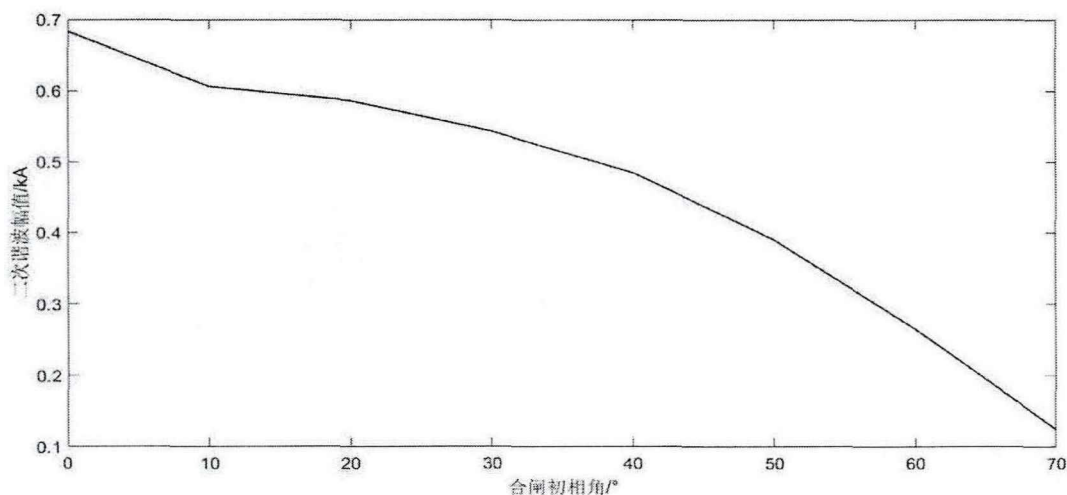


图 2-7 二次谐波幅值与合闸初相角关系示意图

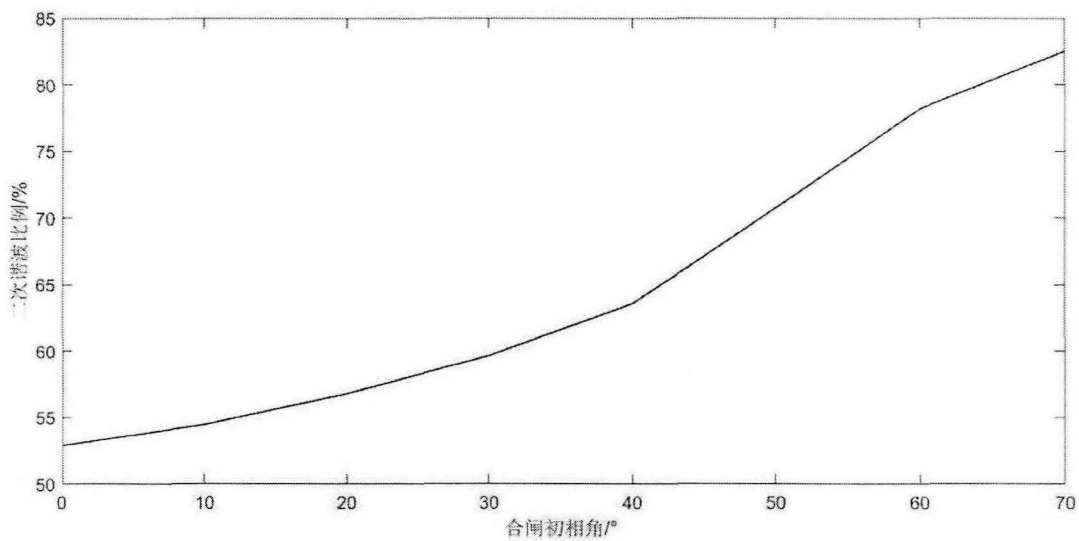


图 2-8 二次谐波比例与合闸初相角关系示意图

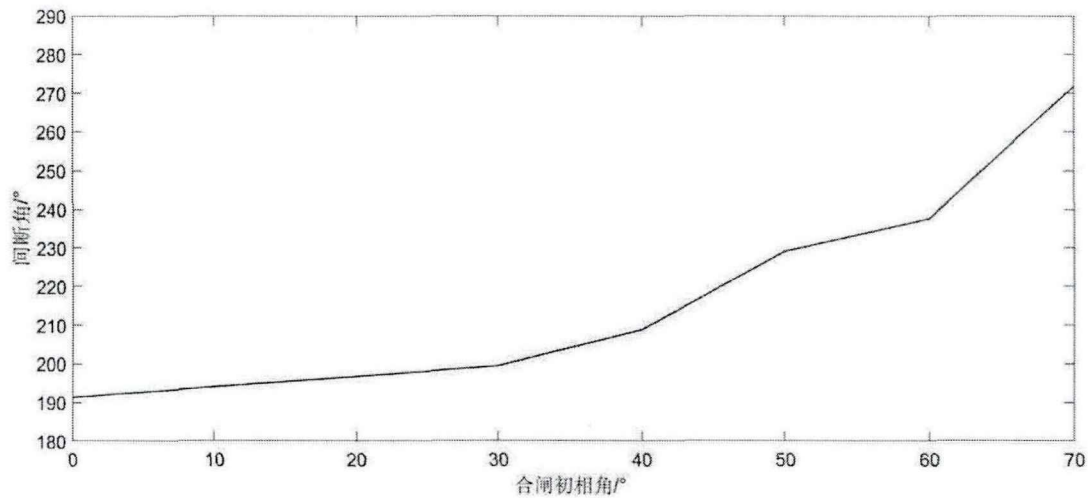


图 2-9 间断角与合闸初相角关系示意图

由图 2-7 可以看出，在 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时，二次谐波幅值与合闸初相角呈现负相关关系，二次谐波的幅值随着合闸初相角 α 的增大而减小。由图 2-8 可以看出，在 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时，二次谐波比例与合闸初相角呈现正相关关系，二次谐波比例随着合闸初相角 α 的增大而增大。由图 2-9 可以看出，间断角大小与合闸初相角呈现正相关关系，间断角大小随着合闸初相角 α 的增大而增大。仿真结果验证了机理分析部分分析结果的正确性。

2.4 励磁涌流的影响因素

若考虑变压器的损耗，式(2-3)应变为：

$$\phi(t) = -\frac{U_m}{N_1\omega} \cos(\omega t + \alpha) + \left(\frac{U_m}{N_1\omega} \cos \alpha + \phi_r \right) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \quad (2-17)$$

其中， $\tau = L/R$ ，为时间衰减常数，决定了磁通的衰减特性。

由公式(2-17)可知，单相变压器的励磁涌流主要与合闸时间 t_0 （合闸初相角 α ）、剩磁 ϕ_r 、电源电压以及系统阻抗有关。接下来分析合闸初相角、剩磁、电源电压以及系统阻抗四个因素对于励磁涌流的影响，为验证分析的正确性，在 PSCAD 中利用如图 2-6 所示的单相变压器空载合闸仿真模型进行了仿真验证，单相变压器参数设置如下：额定容量 $S_N=100\text{MVA}$ ；额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=230/115\text{kV(RMS)}$ ；一次回路参数为： $R_s=0.00302\text{p.u.}$ 。

2.4.1 合闸初相角

为了探究合闸初相角对励磁涌流的影响，本节将改变合闸初相角的大小对式(2-17)进行分析，并通过 PSCAD 仿真验证分析的结果，由于剩磁对于励磁涌流的大小也有影响，在分析合闸初相角对励磁电流的影响的时候，令剩磁为 0。

当初相角 $\alpha=0^\circ$ 时合闸，则公式(2-17)为：

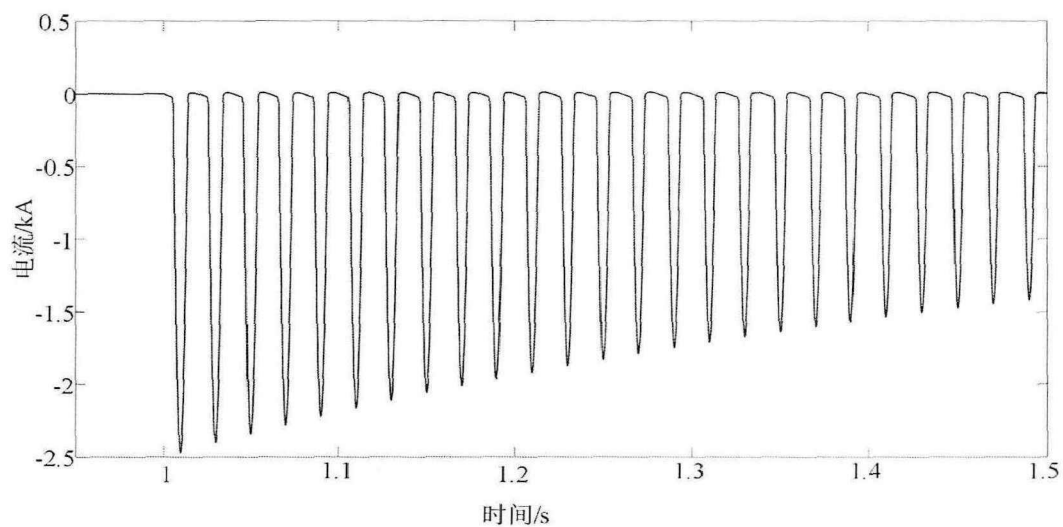
$$\phi(t) = -\frac{U_m}{N_1\omega} \cos(\omega t) + \frac{U_m}{N_1\omega} e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \quad (2-18)$$

当初相角 $\alpha=90^\circ$ 时合闸，则公式(2-17)为：

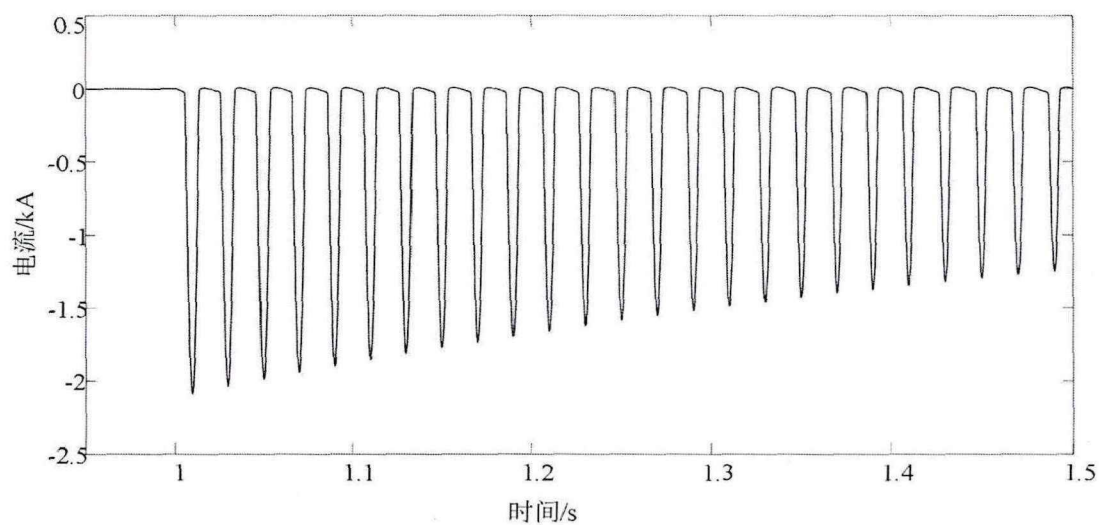
$$\phi(t) = -\frac{U_m}{N_1\omega} \sin(\omega t) \quad (2-19)$$

由公式(2-18)可知，合闸角 $\alpha=0^\circ$ 时，合闸半个周期后 ($\omega t=\pi$)， ϕ 值最大，远远大于饱和磁通，由公式(2-19)可知，合闸角 $\alpha=90^\circ$ 时，在忽略剩磁的情况下，变压器直接进入稳态运行， ϕ 在 ϕ_m 和 $-\phi_m$ 之间变化，不发生励磁涌流现象。

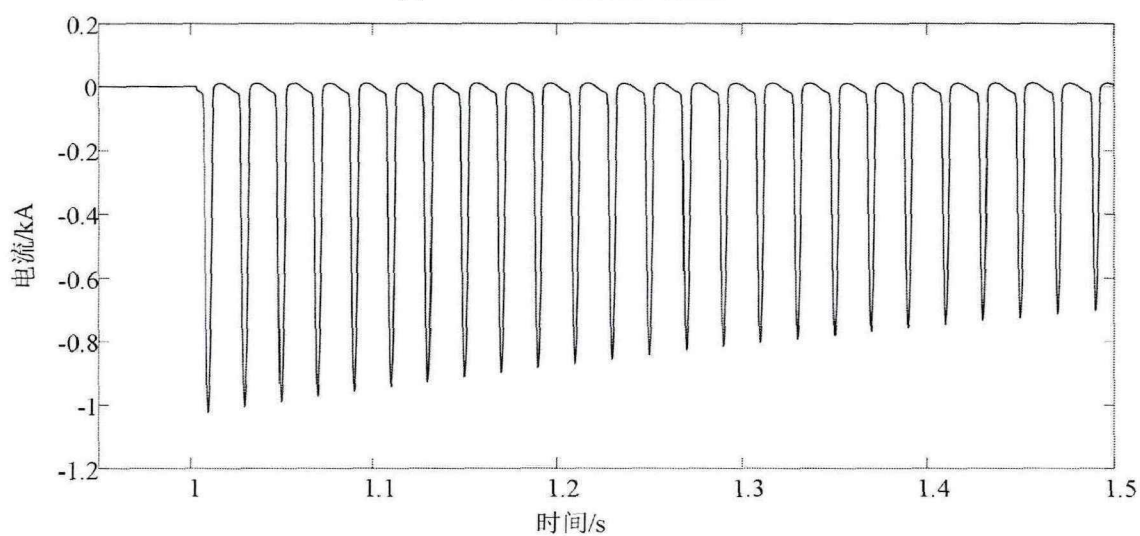
为验证分析的准确性，在 PSCAD 中进行了仿真实验，在不设置剩磁的情况下，分别设置合闸初相角 α 为 0° 、 30° 、 60° 、 90° ，仿真结果如图 2-10 所示。



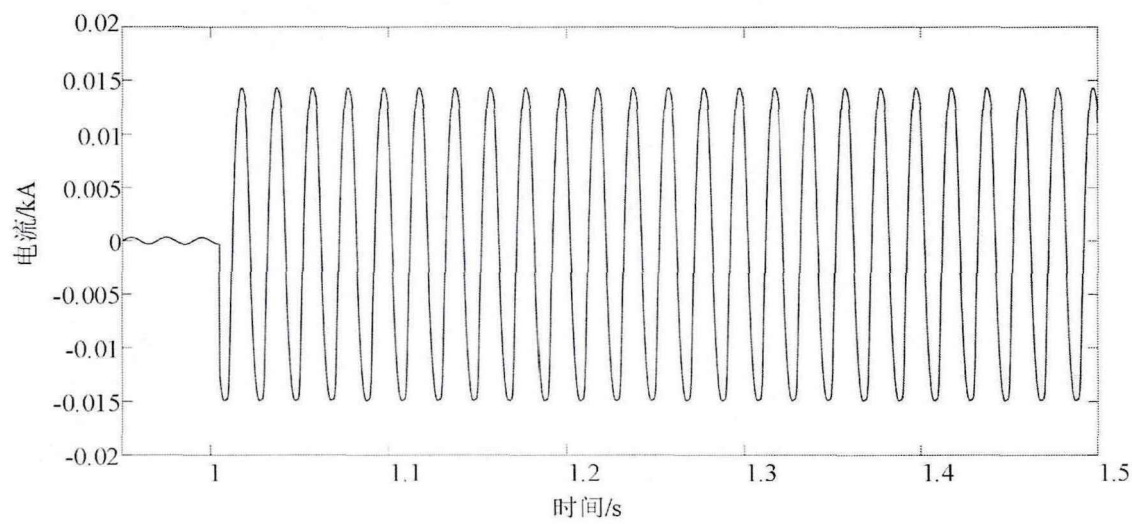
(a) $\alpha=0^\circ$ 时励磁涌流的波形



(b) $\alpha=30^\circ$ 时励磁涌流的波形



(c) $\alpha=60^\circ$ 时励磁涌流的波形



(d) $\alpha=90^\circ$ 时励磁电流的波形

图 2-10 不同合闸角时励磁涌流的波形

由图 2-10 可以看出， $\alpha=0^\circ$ 、 $\alpha=30^\circ$ 、 $\alpha=60^\circ$ 时均产生了励磁涌流，而 $\alpha=90^\circ$ 时，变压器直接进入稳态运行，没有产生励磁涌流。由以上分析可知，合闸初相角对励磁涌流是否产生以及励磁涌流的大小有影响，在一定的初相角合闸不发生励磁涌流现象。

2.4.2 剩磁

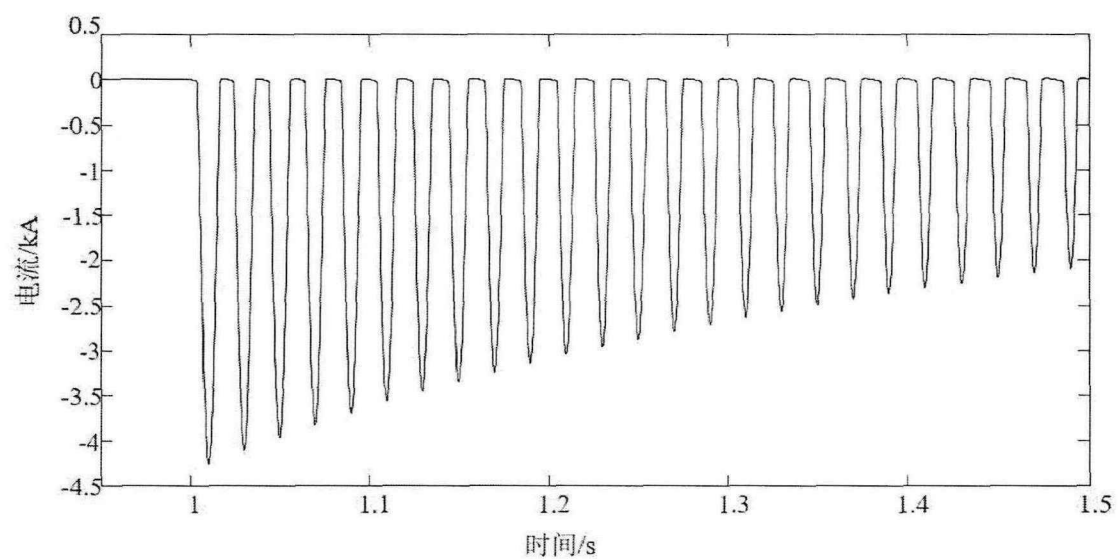
令合闸初相角 $\alpha=0^\circ$ ，讨论剩磁对于励磁涌流的影响，此时，式(2-17)变为：

$$\phi(t) = -\frac{U_m}{N_1\omega} \cos(\omega t) + \left(\frac{U_m}{N_1\omega} + \phi_r\right)e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \tag{2-20}$$

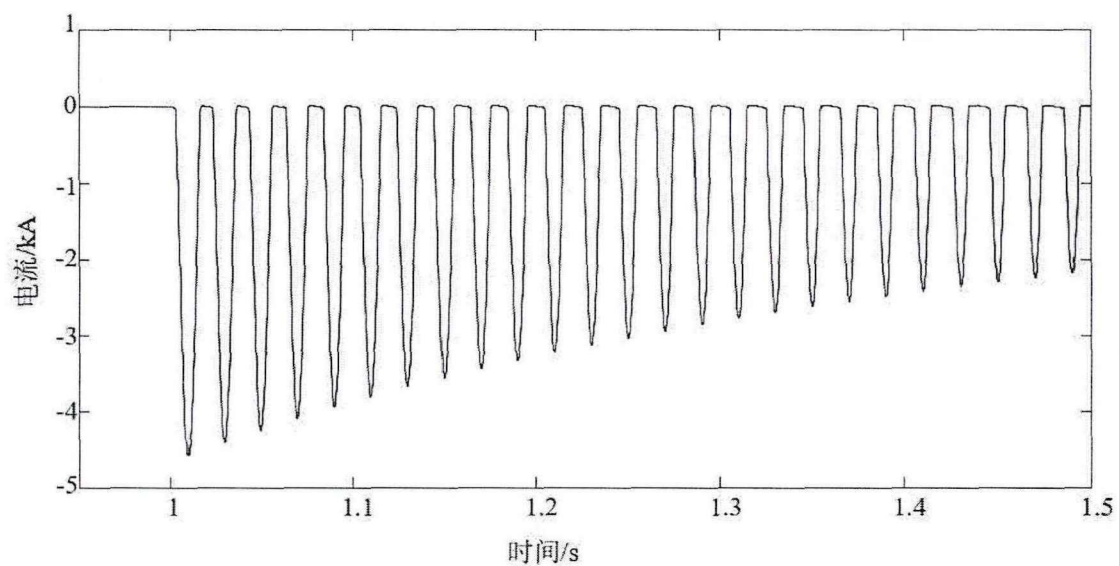
为了分析剩磁对于励磁涌流的影响，在 PSCAD 中进行仿真实验，在仿真中，用直流电流源来模拟剩磁，不同电流值与剩磁的关系如表 2-1 所示，得到的仿真结果如图 2-11 所示。

表 2-1 直流电流与剩磁的关系

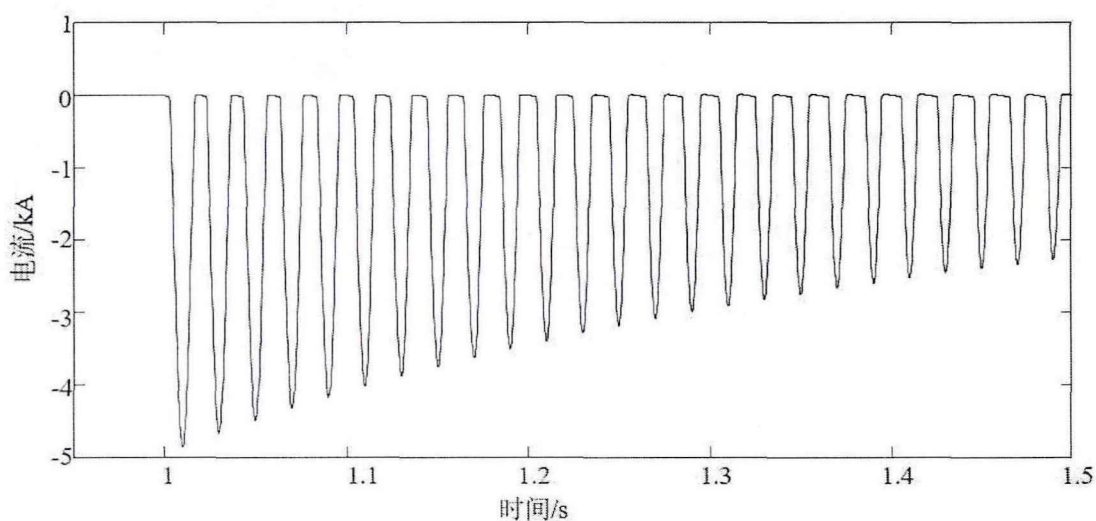
直流电流值/A	剩磁磁链/p.u.
4.64	0.6
5.72	0.7
6.90	0.8



(a)剩磁为 0.6p.u.时的励磁涌流波形



(b)剩磁为 0.7p.u.时的励磁涌流波形



(c)剩磁为 0.8p.u.时的励磁涌流波形

图 2-11 不同剩磁时励磁涌流的波形

由图 2-11 可以看出,在合闸初相角 $\alpha=0^\circ$ 的情况下,剩磁越大,铁芯饱和越严重,励磁涌流的幅值也随之变大。

2.4.3 电源电压

由式(2-8)可以得出:

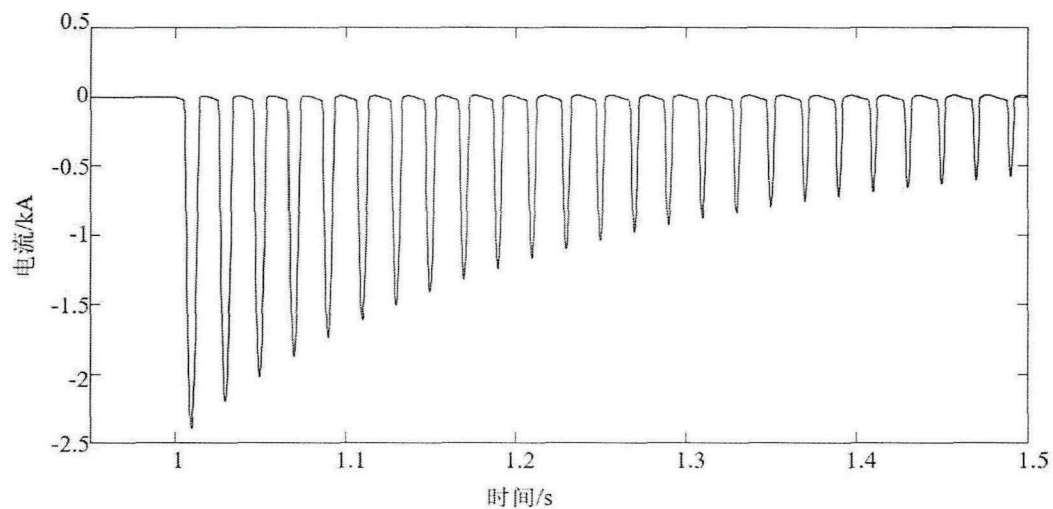
$$i_\mu = \frac{U_m}{N_1 \omega L_\mu} (\cos \theta_1 - \cos \theta) \quad (2-21)$$

由上式可知,励磁涌流幅值的大小受 U_m 的影响,当保持初相角、剩磁等其他条件不变的情况下,增大电源幅值 U_m ,励磁涌流的幅值也随之增大。

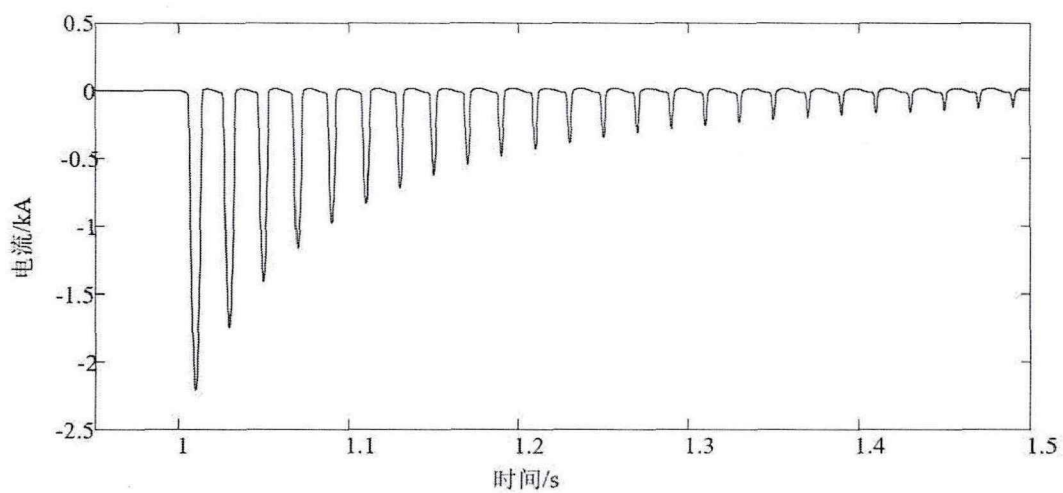
2.4.4 系统阻抗

由公式(2-17)可知,系统阻抗会影响时间衰减常数 τ ,从而影响励磁涌流的衰减特性,当电阻变大,时间衰减常数 τ 变小,励磁涌流衰减的速度变快。

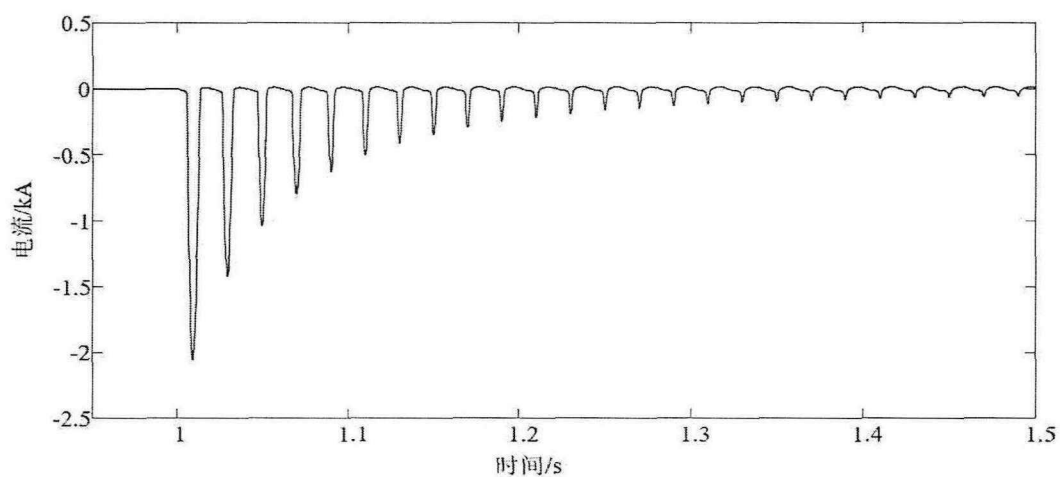
为了验证系统阻抗对于励磁涌流的影响,在 PSCAD 中进行仿真实验,设置在 $\alpha=0^\circ$, $\phi_r=0$ 时合闸,分别设置系统电阻的标幺值为 0.01、0.03、0.05,仿真结果如图 2-12 所示:



(a) $R=0.01$ p.u. 时励磁涌流的波形



(b) $R=0.03$ p.u. 时励磁涌流的波形



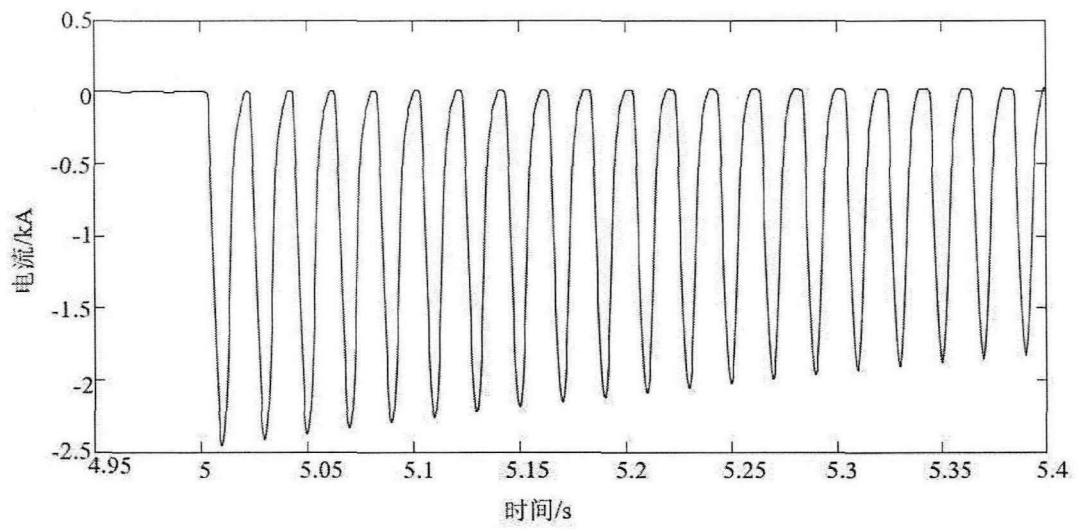
(c) $R=0.05$ p.u. 时励磁涌流的波形

图 2-12 不同系统阻抗时励磁涌流的波形

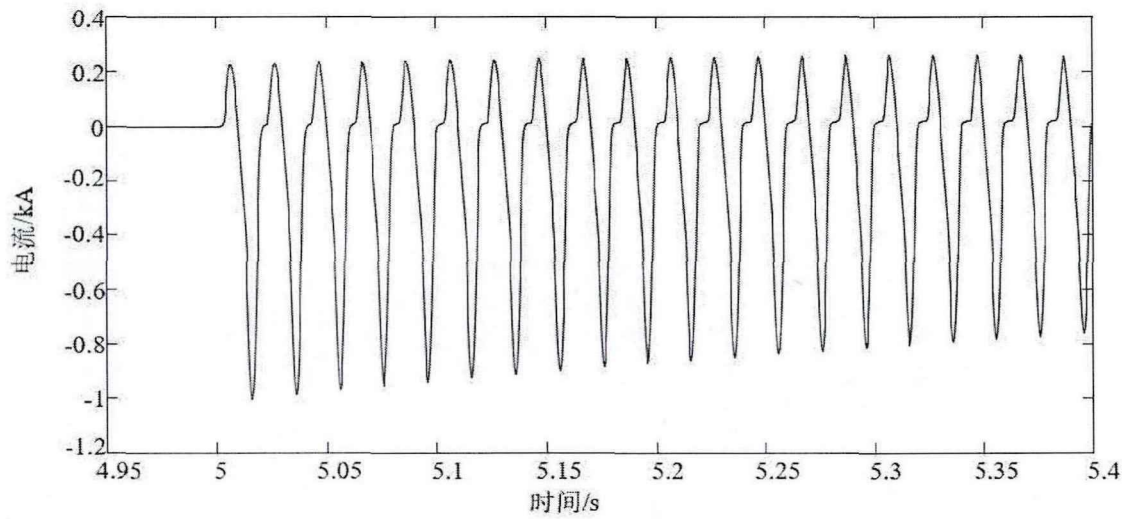
由图 2-12 可以看出, 系统电阻的标么值为 0.01、0.03、0.05 时, 励磁涌流的衰减速度逐渐变快。

2.5 抽水蓄能电站主变压器励磁涌流特性分析

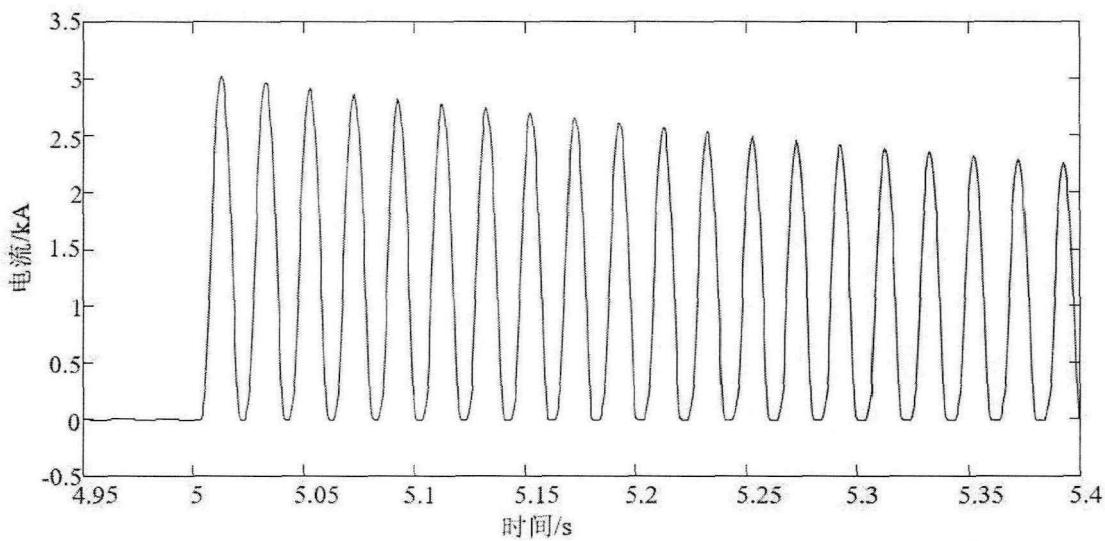
丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器额定容量为 360MVA, 额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=525/15.75\text{kV(RMS)}$ 。在 PSCAD 中对丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸的过程进行仿真, 设置仿真总时间为 10s, 抽水蓄能电站主变压器于 5.00166s 空载合闸, 变压器三相产生的励磁涌流波形如图 2-13 所示。



(a)抽水蓄能电站主变压器 A 相励磁涌流波形



(b)抽水蓄能电站主变压器 B 相励磁涌流波形



(c)抽水蓄能电站主变压器 C 相励磁涌流波形

图 2-13 抽水蓄能电站主变压器励磁涌流波形

由图 2-13 可知，此时变压器三相均出现了励磁涌流。对各相励磁涌流的谐波特性进行分析，得到各相励磁涌流中各次谐波相对于基波的含量，如表 2-2 所示。

表 2-2 谐波含量统计表

相别	二次谐波含量/%	三次谐波含量/%	四次谐波含量/%	五次谐波含量/%
A	45.91	14.50	7.93	4.21
B	52.98	17.68	21.57	8.21
C	35.01	8.12	4.98	2.60

由表 2-2 可以看出，该抽水蓄能电站主变压器的励磁涌流中含有多次谐波分量且各次谐波中二次谐波的含量最大。

2.6 本章小结

本章分析了励磁涌流的产生原因以及单相变压器励磁涌流、三相变压器励磁涌流的特点，之后分析了励磁涌流的二次谐波变化特性，得出了在合闸初相角 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时，随着合闸初相角 α 的增大，饱和越来越不严重，间断角逐渐增大，二次谐波的幅值逐渐减小，二次谐波比例逐渐增大的结论，并在 PSCAD 中进行了仿真实验对此结论进行了验证。本章还分析了合闸初相角、剩磁、电源电压和系统阻抗对励磁涌流的影响。由本章分析可知，励磁涌流中含有大量的谐波电流分量且谐

波电流分量以二次谐波电流为主，为后续章节研究励磁涌流导致宽频谐波保护误动的原因以及研究励磁涌流对于换流器的影响提供了理论基础。

第 3 章 励磁涌流对换流器的影响分析

3.1 引言

励磁涌流中含有多次谐波电流，会对换流器产生影响。本章针对张北柔性直流工程中丰宁换流站出现的换流站所连抽水蓄能电站主变压器产生的励磁涌流导致换流器宽频谐波保护误动这个场景，从四个方面分析了变压器空载合闸时产生的励磁涌流对于换流站的影响，分别为励磁涌流对 PCC 处电压的影响、励磁涌流对换流器直流母线电压的影响、励磁涌流对锁相环的影响以及励磁涌流对桥臂的影响。在励磁涌流对于 PCC 处电压的影响方面，由于换流器交直流侧存在谐波耦合，交流侧谐波和直流侧谐波互相影响，为清楚地分析励磁涌流导致公共连接点(PCC)电压 u_p 产生的波动，首先对换流器交直流侧谐波耦合特性进行了分析，之后分析了励磁涌流导致换流器交流出口电压 u_v 和公共连接点电压 u_p 中出现的电压波动，并对励磁涌流影响前后公共连接点电压 u_p 进行了仿真与分析，之后，分析了励磁涌流导致换流器宽频谐波保护误动的原因。在励磁涌流对锁相环的影响方面，定量分析了励磁涌流中的负序二次谐波电流和正序二次谐波电流对于锁相环相位误差的影响。在励磁涌流对换流器直流母线电压的影响和励磁涌流对桥臂的影响方面也进行了详细的分析。

3.2 励磁涌流对 PCC 处电压的影响分析

3.2.1 机理分析

励磁涌流中含有多次谐波电流，会使得 PCC 处电压 u_p 中出现多次谐波电压分量，由于换流器交直流侧存在谐波耦合，交流侧谐波和直流侧谐波互相影响，若想要清楚地分析励磁涌流对换流器交流出口电压 u_v 和 PCC 处电压 u_p 的影响，先要对换流器交直流侧的谐波耦合特性进行分析。

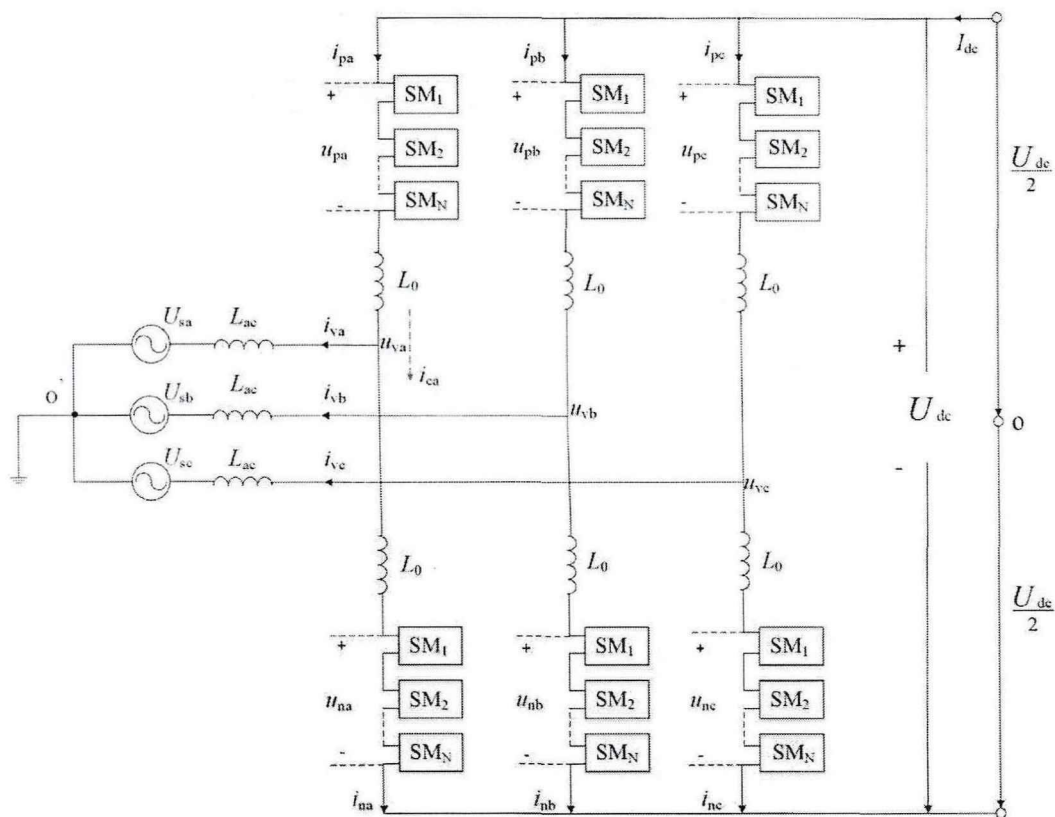


图 3-1 模块化多电平换流器的拓扑结构

模块化多电平换流器的拓扑结构如图 3-1 所示，图中， U_{sj} 为网侧电压（其中 $j=a, b, c$ ，表示 A、B、C 三相）， i_{vj} 为阀侧电流， U_{vj} 为换流器交流出口电压， u_{pj} 和 u_{nj} 分别为相应各相上桥臂的桥臂电压和下桥臂的桥臂电压， i_{pj} 和 i_{nj} 分别为相应各相上桥臂的桥臂电流和下桥臂的桥臂电流， i_{cj} 为 j 相共模电流，包括直流分量和谐波分量， L_{ac} 为交流系统等效电抗， L_0 为桥臂电抗， U_{dc} 、 i_{dc} 分别代表直流母线电压和直流母线电流。

假设所有桥臂参数完全相同，由 MMC 拓扑可知其每相上、下桥臂完全对称，交流电流 i_{vj} 在对应相的上、下桥臂中均分，于是上、下桥臂电流可以表示为^[61]：

$$\begin{cases} i_{pj} = i_{cj} + \frac{i_{vj}}{2} \\ i_{nj} = i_{cj} - \frac{i_{vj}}{2} \end{cases} \quad (3-1)$$

定义 j 相上、下桥臂的差模电压为 U_{diffj} ，上、下桥臂的共模电压为 U_{comj} ，其表达式如下：

$$\begin{cases} u_{diffj} = (u_{nj} - u_{pj}) / 2 \\ u_{comj} = (u_{nj} + u_{pj}) / 2 \end{cases} \quad (3-2)$$

列写 j 相上、下桥臂的 KVL 方程，并联立式(3-1)和式(3-2)可得到 MMC 交直流

侧动态特性的数学表达式为:

$$\begin{cases} -u_{\text{diff}} + \left(\frac{L_0}{2} + L_{\text{ac}}\right) \frac{di_{vj}}{dt} + u_{sj} = 0 \\ L_0 \frac{di_{vj}}{dt} - \frac{U_{\text{dc}}}{2} + u_{\text{comj}} = 0 \end{cases} \quad (3-3)$$

在模块化多电平换流器用于高压直流输电的时候,采用的调制策略为最近电平逼近调制(Nearest Level Modulation, NLM),其原理为使用最接近的电平逼近正弦调制波^[62],三相对称的电压调制波决定了各相上、下桥臂子模块的投入数量,MMC换流器的最近电平逼近调制如图 3-2 所示。

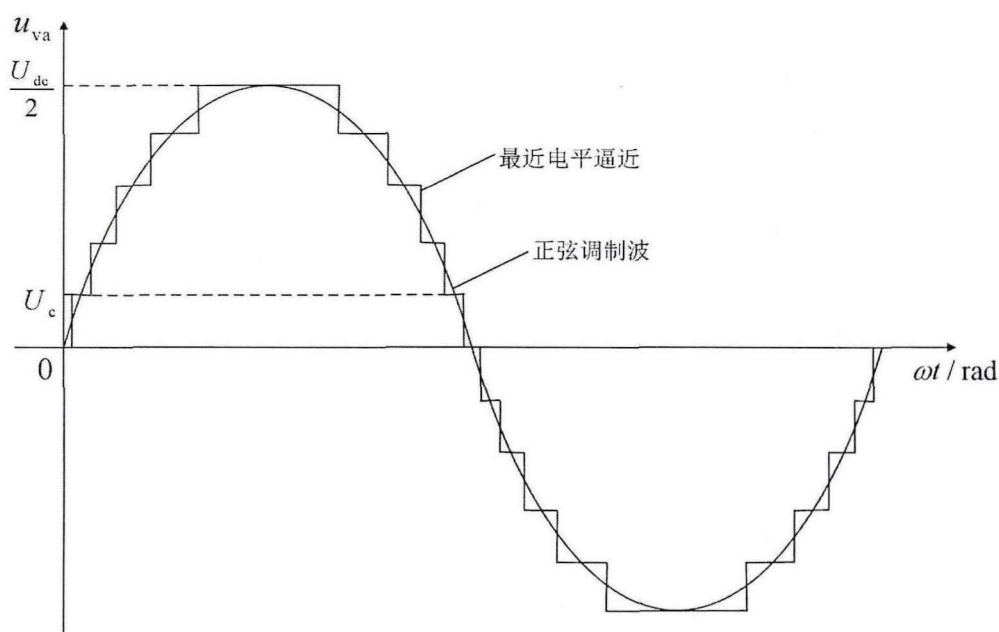


图 3-2 MMC 换流器的最近电平逼近调制

本文基于 MMC 平均值模型,以 A 相为例对换流器交直流侧的谐波耦合特性进行分析。A 相上、下桥臂开关函数的表达式为^[61]:

$$\begin{cases} F_{\text{mpa}} = \frac{1}{2}[1 - m_0 \cos(\omega_0 t + \theta_a)] \\ F_{\text{mna}} = \frac{1}{2}[1 + m_0 \cos(\omega_0 t + \theta_a)] \end{cases} \quad (3-4)$$

其中, m_0 为基波电压调制比, $m_0 = u_{\text{diff}} / (U_{\text{dc}} / 2)$, ω_0 为基波角频率, θ_a 为 A 相基波调制信号的初相角。当交流电流(差模电流)和共模电流中存在谐波时,上下桥臂等效电容产生的电压波动为^[61]:

$$\begin{cases} \Delta u_{cpa} = \Delta u_{cpa}^{ac} + \Delta u_{cpa}^{cm} = \frac{N}{C} \int F_{mpa} i_{ca} dt + \frac{N}{C} \int F_{mpa} \frac{i_{va}}{2} dt \\ \Delta u_{cna} = \Delta u_{cna}^{ac} + \Delta u_{cna}^{cm} = \frac{N}{C} \int F_{mna} i_{ca} dt - \frac{N}{C} \int F_{mna} \frac{i_{va}}{2} dt \end{cases} \quad (3-5)$$

其中, Δu_{cpa} 、 Δu_{cna} 分别为上、下桥臂的等效电容电压波动, 变量的上标为 ac 则表示该分量是由于交流电流 (差模电流) 产生的, 变量的上标为 cm 则表示该分量是由于共模电流产生的。根据桥臂电压和电容电压的关系, A 相上下桥臂电压波动可以表示为^[61]:

$$\begin{cases} \Delta u_{pa} = F_{mpa} \Delta u_{cpa} = F_{mpa} (\Delta u_{cpa}^{ac} + \Delta u_{cpa}^{cm}) \\ \Delta u_{na} = F_{mna} \Delta u_{cna} = F_{mna} (\Delta u_{cna}^{ac} + \Delta u_{cna}^{cm}) \end{cases} \quad (3-6)$$

由式(3-2)和式(3-6)可以得出^[61]:

$$\begin{cases} \Delta u_{diffa} = \frac{(F_{mna} \Delta u_{cna}^{cm} - F_{mpa} \Delta u_{cpa}^{cm}) + (F_{mna} \Delta u_{cna}^{ac} - F_{mpa} \Delta u_{cpa}^{ac})}{2} \\ \Delta u_{coma} = \frac{(F_{mpa} \Delta u_{cpa}^{cm} + F_{mna} \Delta u_{cna}^{cm}) + (F_{mpa} \Delta u_{cpa}^{ac} + F_{mna} \Delta u_{cna}^{ac})}{2} \end{cases} \quad (3-7)$$

接下来分析交流电流 (差模电流) 中存在谐波电流扰动时, 在 MMC 换流器上下桥臂中产生的电压波动, 进而分析交流电流中的谐波电流对于共模电压和差模电压产生的影响。假设换流器交流侧存在的谐波电流的表达式如下^[61]:

$$i_{vjk} = I_k \cos(\omega_k t + \varphi_{vjk}) \quad (3-8)$$

其中, I_k 为交流侧谐波电流的幅值, ω_k 为交流侧谐波电流的角频率, φ_{vjk} ($j = a, b, c$) 为交流侧谐波电流的初相角。

联立式(3-4)、式(3-5)、式(3-6)和式(3-8), 可以求得交流侧 A 相谐波电流 i_{vjk} 产生的 A 相上桥臂电压波动为^[61]:

$$\begin{aligned} \Delta u_{pa}^{ac} = & -\frac{NI_k m_0 (2\omega_k - \omega_0)}{16(\omega_k - \omega_0) \omega_k C} \sin[(\omega_k - \omega_0)t + \varphi_{gak} - \theta_a] \\ & -\frac{NI_k m_0 (2\omega_k + \omega_0)}{16(\omega_k + \omega_0) \omega_k C} \sin[(\omega_k + \omega_0)t + \varphi_{gak} + \theta_a] + \left(\frac{NI_k}{8\omega_k C} + \frac{NI_k m_0^2 \omega_k}{16(\omega_k^2 - \omega_0^2) C}\right) \sin(\omega_k t + \varphi_{gak}) \\ & + \frac{NI_k m_0^2}{32(\omega_k + \omega_0) C} \sin[(\omega_k + 2\omega_0)t + \varphi_{gak} + 2\theta_a] + \frac{NI_k m_0^2}{32(\omega_k - \omega_0) C} \sin[(\omega_k - 2\omega_0)t + \varphi_{gak} - 2\theta_a] \end{aligned} \quad (3-9)$$

同理, 可推导出在交流侧谐波电流影响下, 下桥臂电压波动的表达式。分析可知, 交流侧频率为 ω_k 的谐波电流会在 MMC 换流站桥臂中产生五个频率的电压波动, 且频率为 $\omega_k - \omega_0$ 和 $\omega_k + \omega_0$ 的电压分量在上、下桥臂的波动是同相的, 所以只会出现在共模电压中; 频率为 ω_k 、 $\omega_k + 2\omega_0$ 、 $\omega_k - 2\omega_0$ 的电压分量在上、下桥臂的波动是反

相的，所以只会出现在差模电压中^[61]。

下面分析共模电流中存在谐波电流扰动的时候，在 MMC 换流器上下桥臂中产生的电压波动，进而分析共模电流中的谐波电流对于共模电压和差模电压产生的影响。选取直流母线上存在谐波电流扰动的情况进行分析，在直流母线上存在谐波电流扰动，将在共模电流中产生零序电流。假设直流母线上存在的谐波电流的表达式如下^[61]：

$$i_{cjh} = I_h \cos(\omega_h t + \varphi_{cjh}) \quad (3-10)$$

其中， I_h 为共模谐波电流的幅值， ω_h 为共模谐波电流的角频率， $\varphi_{cjh} (j = a, b, c)$ 为共模谐波电流的初相角。

联立式(3-4)、式(3-5)、式(3-6)和式(3-10)，可以求得共模 A 相谐波电流 i_{cjh} 产生的 A 相上桥臂电压波动为^[61]：

$$\begin{aligned} \Delta u_{pa}^{cm} = & \frac{N I_h m_b (2\omega_h + \omega_0)}{8(\omega_h + \omega_0) \omega_h C} \sin[(\omega_h + \omega_0)t + \varphi_{cah} + \theta_a] \\ & - \frac{N I_h m_b (2\omega_h - \omega_0)}{8(\omega_h - \omega_0) \omega_h C} \sin[(\omega_h - \omega_0)t + \varphi_{cah} - \theta_a] + \left(\frac{N I_h}{4\omega_h C} + \frac{N I_h m_b^2 \omega_h}{8(\omega_h^2 - \omega_0^2) C} \right) \sin(\omega_h t + \varphi_{cah}) \\ & + \frac{N I_h m_b^2}{16(\omega_h + \omega_0) C} \sin[(\omega_h + 2\omega_0)t + \varphi_{cah} + 2\theta_a] + \frac{N I_h m_b^2}{16(\omega_h - \omega_0) C} \sin[(\omega_h - 2\omega_0)t + \varphi_{cah} - 2\theta_a] \end{aligned} \quad (3-11)$$

同理，可推导出在共模谐波电流影响下，下桥臂电压波动的表达式。分析可知，频率为 ω_h 的共模谐波电流会在 MMC 换流站桥臂中产生五个频率的电压波动，且频率为 ω_h 、 $\omega_h + 2\omega_0$ 、 $\omega_h - 2\omega_0$ 的电压分量在上、下桥臂的波动是同相的，所以只会出现在共模电压中；频率为 $\omega_h - \omega_0$ 和 $\omega_h + \omega_0$ 的电压分量在上、下桥臂的波动是反相的，所以只会出现在差模电压中^[61]。

将上述推导的结果推广至三相，以分析交流电流（差模电流）以及共模电流产生的各次谐波电压的相序，以交流侧存在频率为 ω_k 的负序谐波为例分析谐波的传导特性，可得 MMC 交直流侧谐波多次传导频率和相序变化特性如图 3-3 所示。

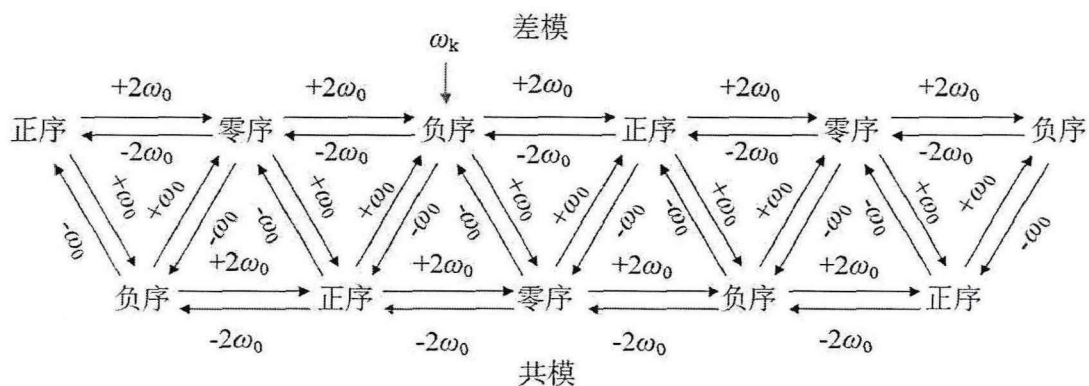


图 3-3 MMC 交直流侧谐波多次传导频率和相序变化特性^[61]

由图 3-3 可以分析得出,在交流侧存在负序二次谐波电流时,在换流器直流母线上会出现三次谐波电压分量,换流器交流出口电压 u_v 中会出现二次谐波电压分量、四次谐波电压分量、六次谐波电压分量等一系列偶数次谐波电压分量;在交流侧存在正序二次谐波电流时,在换流器直流母线上会出现基频电压分量,换流器交流出口电压 u_v 中会出现二次谐波电压分量、四次谐波电压分量、六次谐波电压分量等一系列偶数次谐波电压分量。

而励磁涌流中含有多次谐波电流,其中,以二次谐波电流为主,励磁涌流中的二次谐波电流中通常包括正序分量、负序分量和零序分量,且以正序分量或负序分量为。励磁涌流对换流器直流母线电压的影响为:励磁涌流中的负序二次谐波电流通过换流变压器传递到换流器交流出口处,使得阀侧电流 i_v 中出现了负序二次谐波电流,阀侧电流 i_v 中的负序二次谐波电流会导致换流器直流母线电压上出现三次谐波电压分量;励磁涌流中的正序二次谐波电流通过换流变压器传递到换流器交流出口处,使得阀侧电流 i_v 中出现了正序二次谐波电流,阀侧电流 i_v 中的正序二次谐波电流会导致换流器直流母线电压上出现基频电压分量;励磁涌流中的零序二次谐波电流不会流过 Y/ Δ 接线的换流变压器,不会对换流器直流母线电压产生影响。

励磁涌流对换流器交流出口电压 u_v 的影响为:励磁涌流中的负序二次谐波电流会导致换流器交流出口电压 u_v 中出现正序四次谐波电压分量、零序六次谐波电压分量、负序八次谐波电压分量等一系列的电压分量;励磁涌流中的正序二次谐波电流会导致换流器交流出口电压 u_v 中出现零序四次电压分量、负序六次电压分量、正序八次电压分量等一系列的电压分量;励磁涌流中的零序二次谐波电流不会流过 Y/ Δ 接线的换流变压器,不会对换流器出口电压 u_v 产生影响。

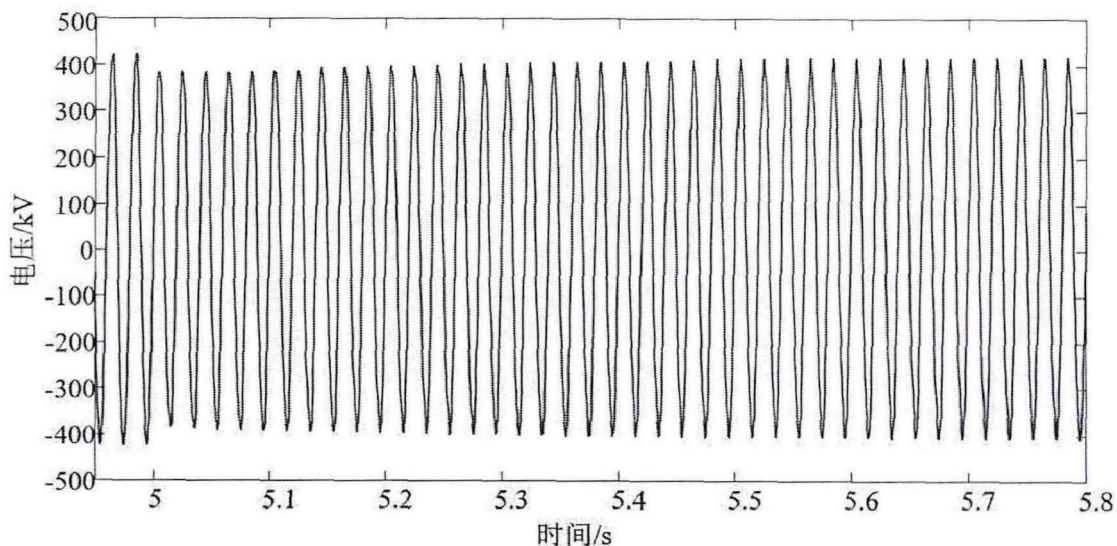
接下来分析励磁涌流对 PCC 处电压的影响,由于公共连接点(PCC)与换流器交流出口之间隔了一个 Y/ Δ 接线的换流变压器,换流器交流出口电压中的零序电压分量不会影响 PCC 处电压,通过分析可知,当励磁涌流中负序二次谐波电流分量的幅值与励磁涌流中正序二次谐波电流分量的幅值不相等时,励磁涌流中的二次谐波分量会导致 PCC 处产生二次谐波电压分量、四次谐波电压分量、六次谐波电压分量、八次谐波电压分量等一系列偶数次谐波电压分量。

3.2.2 仿真验证

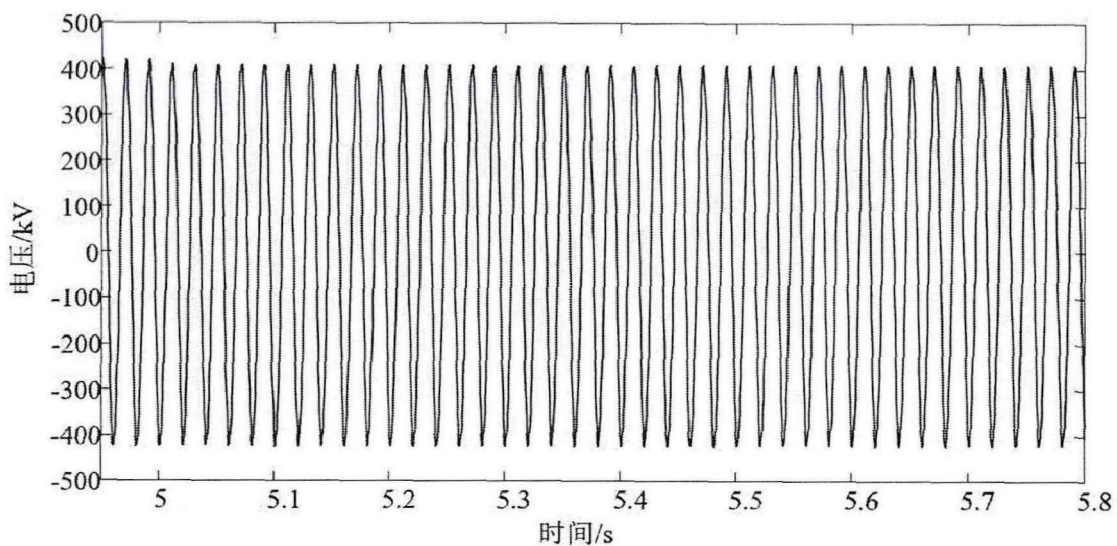
在 PSCAD 中建立了张北柔性直流系统等效模型,并对丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸的过程进行了仿真,以验证 3.2.1 小节中分析的正确性并进一步解释丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器产生的励磁涌流导致换流站宽频谐波保护的原因。

设置仿真总时间为 10s,丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器于 5.00166s 空载合

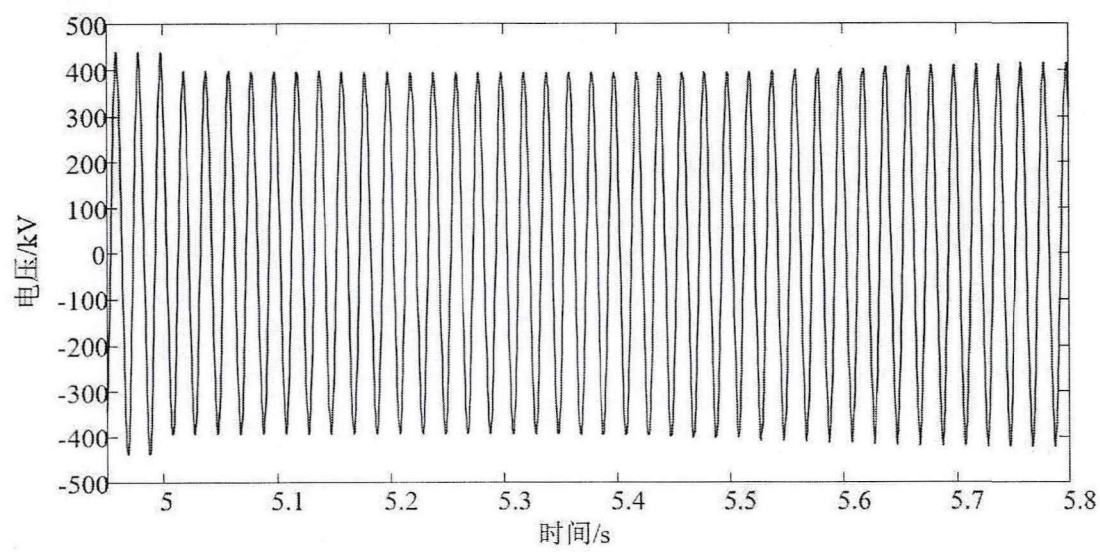
闸, 变压器产生的励磁涌流波形及励磁涌流的谐波特征已在本文 2.5 节中进行了分析。由本文 2.5 节中的分析可知, 该抽水蓄能电站主变压器的励磁涌流中含有多次谐波分量且各次谐波中二次谐波电流的含量最大, 因此, 主要考虑励磁涌流中的二次谐波电流对于公共连接点(PCC)电压 u_p 的影响。仿真得到抽水蓄能电站主变压器产生的励磁涌流对公共连接点电压 u_p 的影响如图 3-4 所示。对设置了抽水蓄能电站主变压器空载合闸后以及未设置抽水蓄能电站主变压器空载合闸时公共连接点电压 u_p 的波形进行了频率分析, 得到的频率分析结果如图 3-5 所示。



(a)公共连接点 A 相电压波形

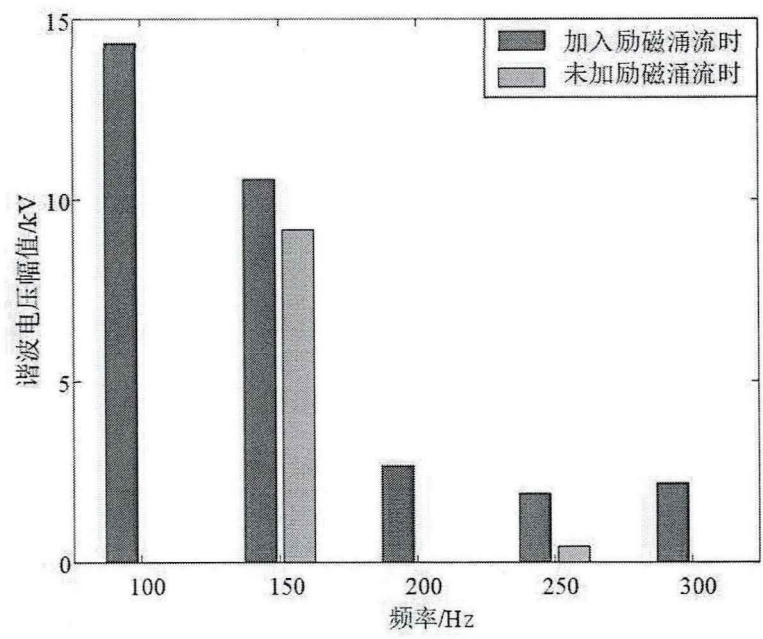


(b)公共连接点 B 相电压波形

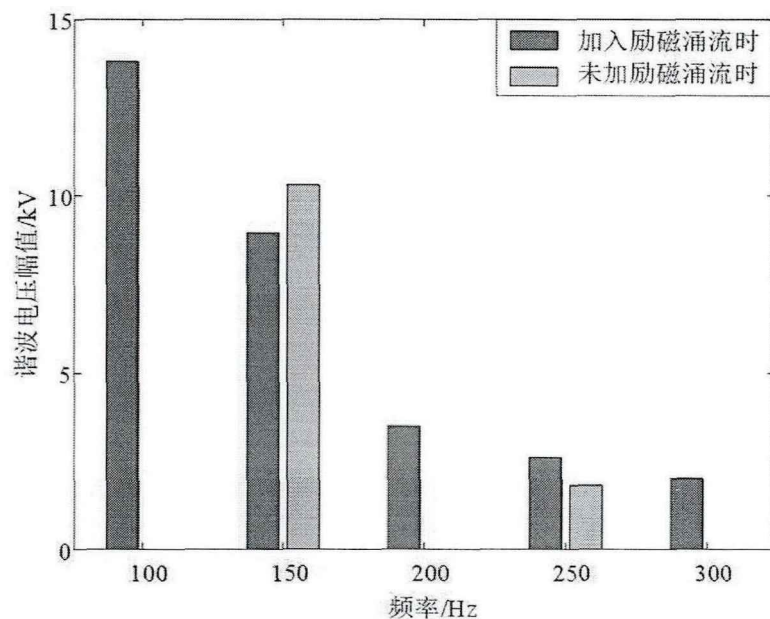


(c)公共连接点 C 相电压波形

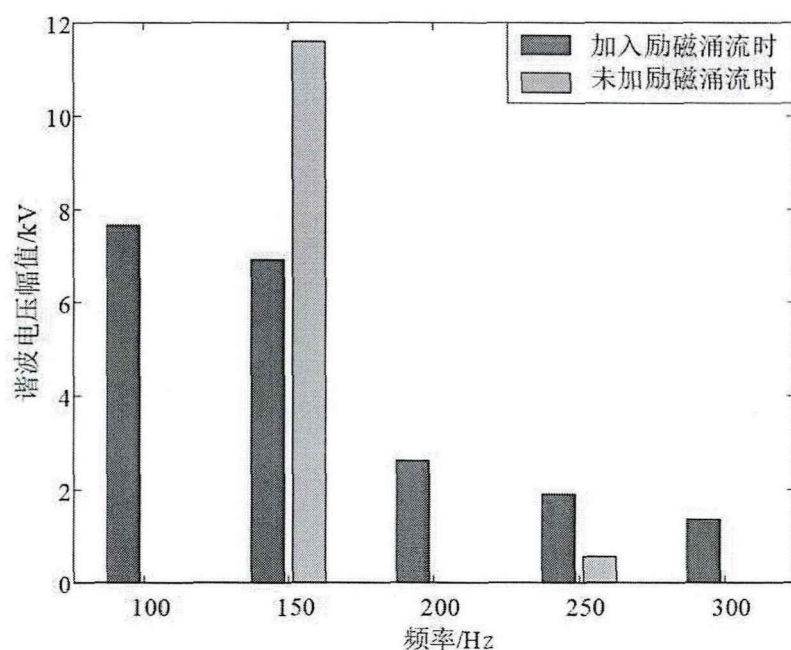
图 3-4 公共连接点电压的波形



(a)公共连接点 A 相电压的频率分析结果



(b)公共连接点 B 相电压的频率分析结果



(c)公共连接点 C 相电压的频率分析结果

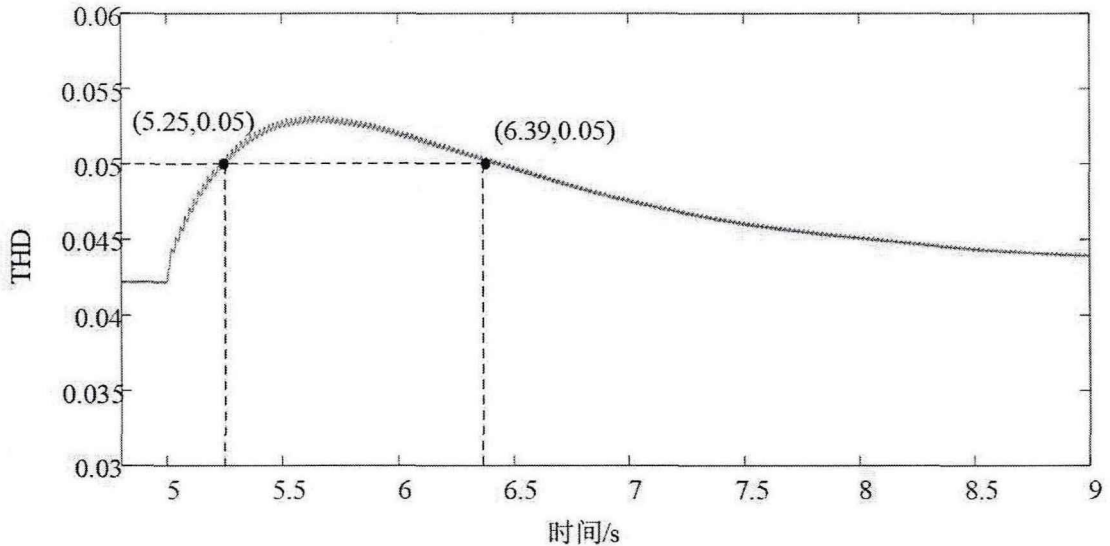
图 3-5 公共连接点电压的频率分析结果

由图 3-4 可以看出，在变压器空载合闸之后一段时间，在励磁涌流中二次谐波分量的影响下，公共连接点各相电压的幅值均有不同程度的减小，但由于励磁涌流是衰减的，所以公共连接点各相电压的幅值在一段时间之后均会恢复到空载合闸之前的数值。

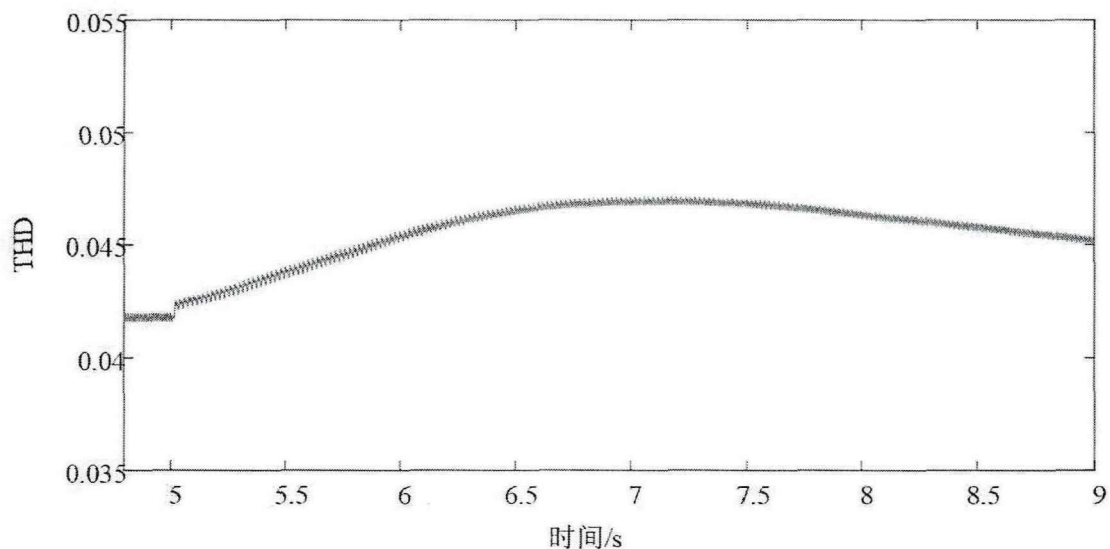
由图 3-5 可以看出，在不设置换流站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时，

由于在丰宁站所连交流电网侧设置了三次谐波电流源模拟丰宁站所连交流电网中新能源发电等因素带来的交流背景谐波，公共连接点电压 u_p 中的谐波分量主要是三次谐波电流导致的三次谐波电压分量，在设置换流站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸后，受到励磁涌流中二次谐波电流的影响，公共连接点各相电压中二次谐波电压的幅值均显著升高，公共连接点 A 相电压中的二次谐波电压幅值从 0 变为了 14.34kV，公共连接点 B 相电压中的二次谐波电压幅值从 0 变为了 13.81kV，公共连接点 C 相电压中的二次谐波电压幅值从 0 变为了 7.66kV。同时，由于励磁涌流中二次谐波电流以及其他频次谐波电流的影响，公共连接点电压 u_p 中出现了四次谐波电压、六次谐波电压等一系列电压分量。

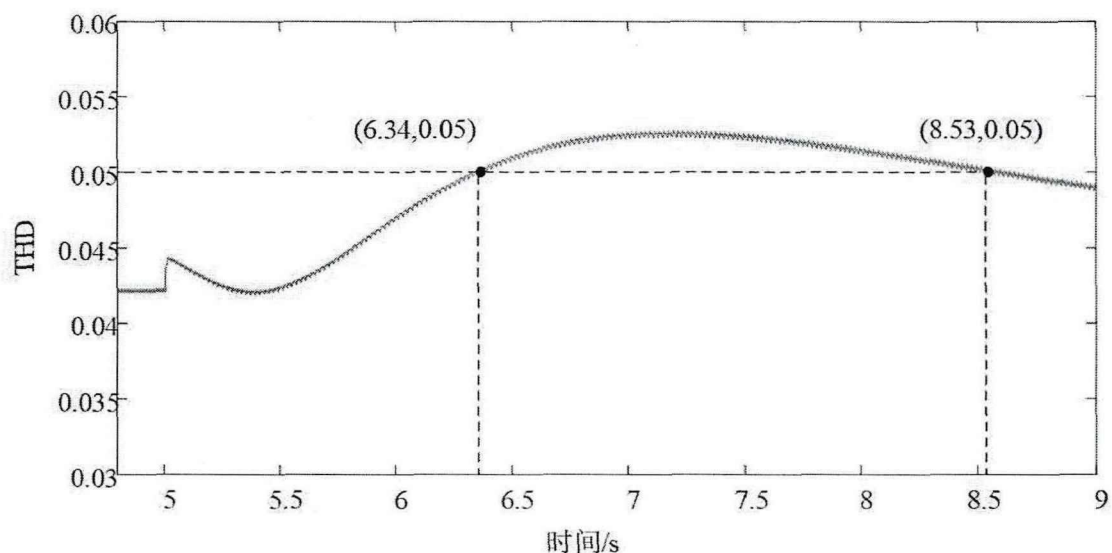
在 PSCAD 中利用自定义模块实现了如图 1-2 所示的宽频谐波保护中的谐波畸变率计算环节，得到丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率 THD，如图 3-6 所示。



(a)公共连接点 A 相电压的谐波畸变率



(b)公共连接点 B 相电压的谐波畸变率



(c)公共连接点 C 相电压的谐波畸变率

图 3-6 抽水蓄能电站主变压器空载合闸时公共连接点电压的谐波畸变率

由图 3-6 可知,在抽水蓄能电站主变压器空载合闸之后,公共连接点电压 u_p 受到励磁涌流的影响,二次谐波电压含量增大,公共连接点三相电压的谐波畸变率均有所升高,其中, A 相电压的谐波畸变率有 1.14s 大于 0.05, C 相电压的谐波畸变率有 2.19s 大于 0.05,两相均符合宽频谐波保护的動作条件,因此宽频谐波保护会由于抽水蓄能电站主变压器空载合闸所产生的励磁涌流的影响发生误动。

为了解决换流站附近变压器空载合闸产生的励磁涌流导致公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率增高,从而引发宽频谐波保护误动的问题,可以考虑从 MMC 控制方面提供有效的控制策略以解决问题,这也是本文第四章的主要工作内容。

3.3 励磁涌流对换流器直流母线电压的影响分析

由 3.2.1 小节中的分析可知,励磁涌流中的负序二次谐波电流会导致换流器直流母线电压上出现三次谐波电压分量,励磁涌流中的正序二次谐波电流会导致换流器直流母线电压上出现基频电压分量。由于对丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器产生的励磁涌流导致宽频谐波保护误动的实际录波数据进行分析后,发现阀侧电流 i_v 中的二次谐波分量均为负序为主,则此处只对励磁涌流中负序二次谐波电流对换流器直流母线电压的影响进行分析与仿真。

在 PSCAD 中利用张北柔性直流系统等效模型,对丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸的过程进行了仿真,设置丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器于 5.00166s 空载合闸,此时变压器产生的励磁涌流中的二次谐波电流分量以负序为主。仿真得到了换流器直流母线电压 U_{dc} 的波形,对其进行频率分析,并与未设置变压器空载合闸时换流器直流母线电压 U_{dc} 的频率分析结果对比,得到的结果如图 3-7 所示。

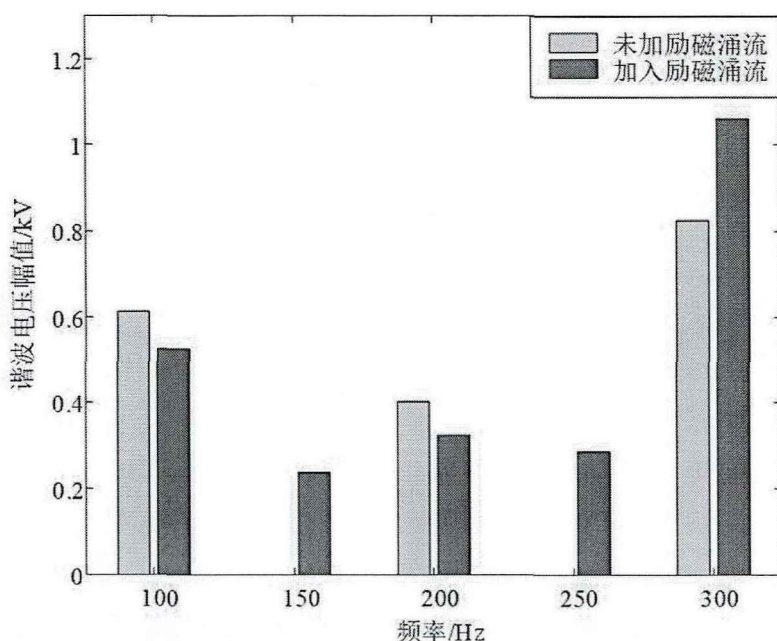


图 3-7 换流器直流母线电压的频率分析结果

由图 3-7 可以看出,在加入励磁涌流后,换流器直流母线电压上出现了三次谐波电压分量。

丰宁换流站直流侧配置了直流 50Hz 保护,该保护测量换流站直流侧 50Hz 电压的瞬时值,保护定值为 80kV,延迟 200ms,但通过在 PSCAD 中对张北柔性直流工程等效模型进行的多次仿真实验发现,在丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时,换流器直流侧 50Hz 电压的瞬时值远远低于 80kV,即抽水蓄能电站主变压器

产生的励磁涌流不会导致直流 50Hz 保护动作。总结来说，丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器产生的励磁涌流会导致换流器直流母线电压产生电压波动，但该波动不会导致换流站直流侧的保护动作。

3.4 励磁涌流对锁相环的影响分析

目前换流站较为常用的锁相环是基于单同步参考坐标系的锁相环(SRF-PLL)，其控制框图如图 3-8 所示。

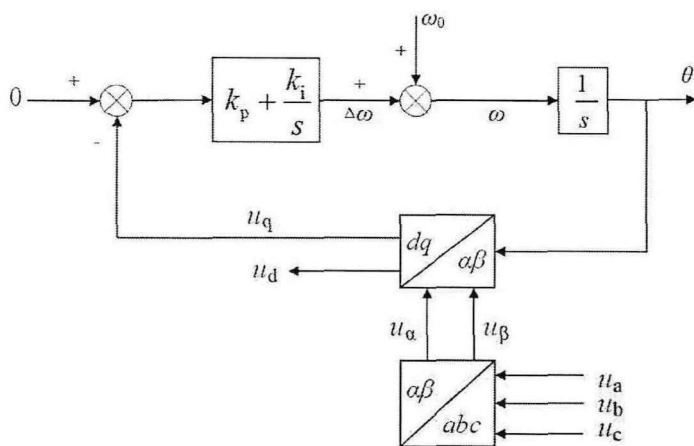


图 3-8 SRF-PLL 控制框图

锁相环的作用是使锁相环的输出跟踪锁相环输入的电压空间矢量的相位，当锁相环锁住该相位时，有 $u_q=0$ 。由图 3-8 可以看出，锁相环中 PI 控制的输入为 u_q 与 0 的差值，锁相环通过 PI 控制的负反馈将 u_q 调整至 0，以完成相位跟踪。

当抽水蓄能电站主变压器空载合闸时，其产生的励磁涌流会对公共连接点电压 u_p 产生影响，使得公共连接点电压 u_p 中二次谐波电压的含量上升。在 PSCAD 中对励磁涌流二次谐波分量进行相序分析可知，励磁涌流二次谐波分量中一般包括正序、负序、零序三种相序的二次谐波电流分量，因此，励磁涌流一般会导致公共连接点处产生正序、负序、零序二次谐波电压，导致公共连接点电压 u_p 产生畸变。锁相环输入公共连接点电压 u_p ，由于锁相环输入的电压存在谐波，不再是正序基频电压，锁相环的相位误差会增大。

由于进行 Clarke 变换后，零序分量将被抵消，所以分析励磁涌流导致的公共连接点电压中二次谐波电压分量对锁相环影响的时候，不考虑零序分量^[63]。设公共连接点电压中负序二次谐波电压的幅值为 U_2^- ，正序二次谐波电压的幅值为 U_2^+ ，则公共连接点电压可表示为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega t + \theta_1) + U_2^- \cos(2\omega t + \theta_2^-) + U_2^+ \cos(2\omega t + \theta_2^+) \\ U_1 \cos(\omega t + \theta_1 - \frac{2}{3}\pi) + U_2^- \cos(2\omega t + \theta_2^- + \frac{2}{3}\pi) + U_2^+ \cos(2\omega t + \theta_2^+ - \frac{2}{3}\pi) \\ U_1 \cos(\omega t + \theta_1 - \frac{4}{3}\pi) + U_2^- \cos(2\omega t + \theta_2^- + \frac{4}{3}\pi) + U_2^+ \cos(2\omega t + \theta_2^+ - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

对三相电压 U_a 、 U_b 、 U_c 进行 Clarke 变换可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega t + \theta_1) + U_2^- \cos(2\omega t + \theta_2^-) + U_2^+ \cos(2\omega t + \theta_2^+) \\ U_1 \sin(\omega t + \theta_1) - U_2^- \sin(2\omega t + \theta_2^-) + U_2^+ \sin(2\omega t + \theta_2^+) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-13)$$

再将三相电压从 $\alpha\beta$ 坐标系变换至 dq 坐标系下, 可得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pll}) & \sin(\theta_{pll}) \\ -\sin(\theta_{pll}) & \cos(\theta_{pll}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega t + \theta_1 - \theta_{pll}) + U_2^- \cos(2\omega t + \theta_2^- + \theta_{pll}) + U_2^+ \cos(2\omega t + \theta_2^+ - \theta_{pll}) \\ U_1 \sin(\omega t + \theta_1 - \theta_{pll}) - U_2^- \sin(2\omega t + \theta_2^- + \theta_{pll}) + U_2^+ \sin(2\omega t + \theta_2^+ - \theta_{pll}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-14)$$

采用文献[63]中的误差分析方法定量分析公共连接点电压中的正序二次谐波电压分量、负序二次谐波电压分量造成的锁相环相位误差。为使得正序基频电压的 q 轴分量为 0, 需用 $(\omega t + \theta_1 - \theta_{pll}) \rightarrow 0$ 定向 d 轴, 此时 dq 轴上的电压分别为:

$$\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 + U_2^- \cos(3\omega t + \theta_2^- + \theta_1) + U_2^+ \cos(\omega t + \theta_2^+ - \theta_1) \\ -U_2^- \sin(3\omega t + \theta_2^- + \theta_1) + U_2^+ \sin(\omega t + \theta_2^+ - \theta_1) \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

由式(3-15)可得到锁相环输出的同步相位为:

$$\theta_{pll} = \omega t + \theta_1 + \arctan\left(\frac{-U_2^- \sin(3\omega t + \theta_2^- + \theta_1) + U_2^+ \sin(\omega t + \theta_2^+ - \theta_1)}{U_1 + U_2^- \cos(3\omega t + \theta_2^- + \theta_1) + U_2^+ \cos(\omega t + \theta_2^+ - \theta_1)}\right) \quad (3-16)$$

利用式(3-16)分析公共连接点电压负序二次谐波电压幅值 U_2^- 、正序二次谐波电压幅值 U_2^+ 对锁相环相位误差的影响。设置 $\theta_1 = 0$, $\theta_2^- = 2\pi/3$, $\theta_2^+ = \pi/3$, $U_1 = 1\text{p.u.}$, U_2^- 和 U_2^+ 在 0 到 0.5p.u. 之间等间隔取值, 得到的锁相环相位误差如图 3-9 所示。

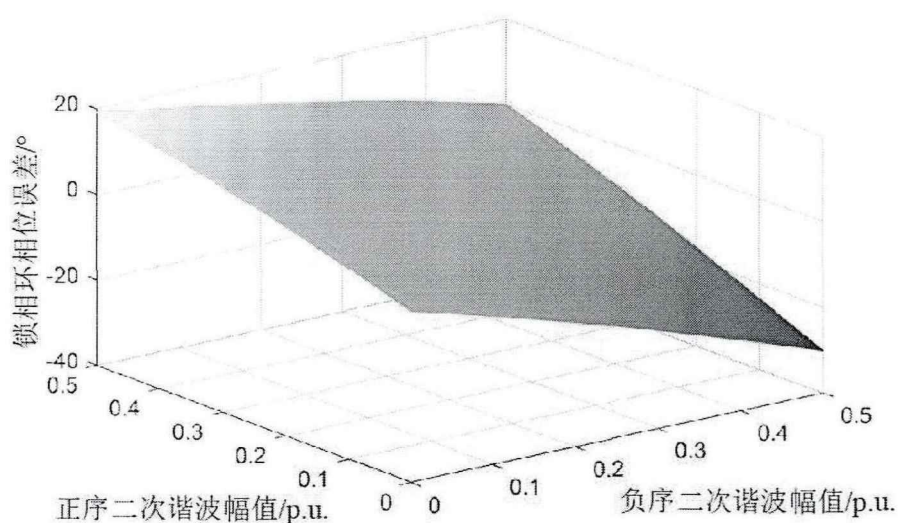
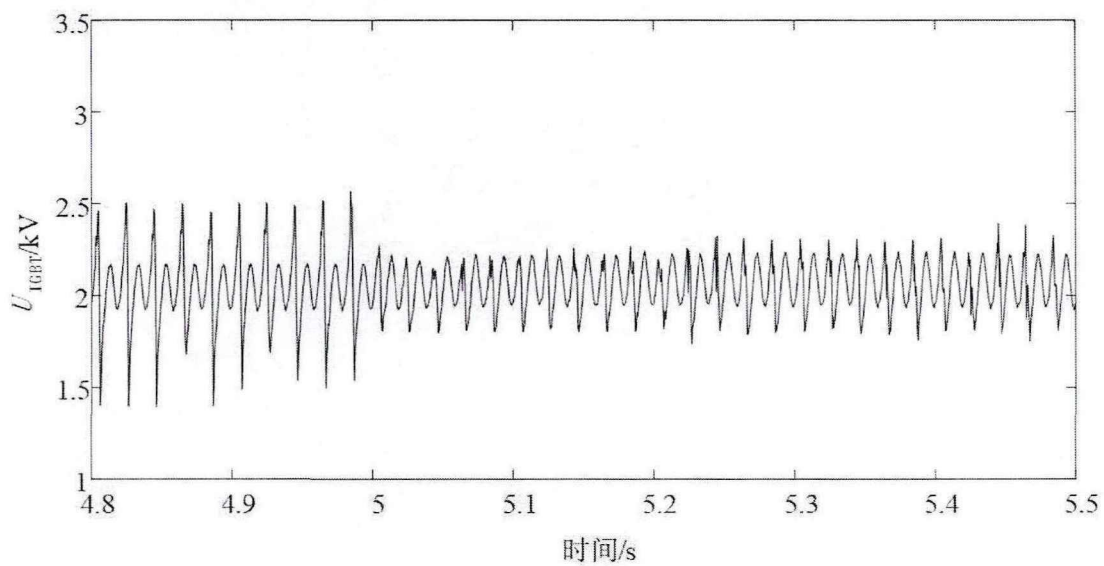


图 3-9 二次谐波电压幅值对锁相环相位误差的影响

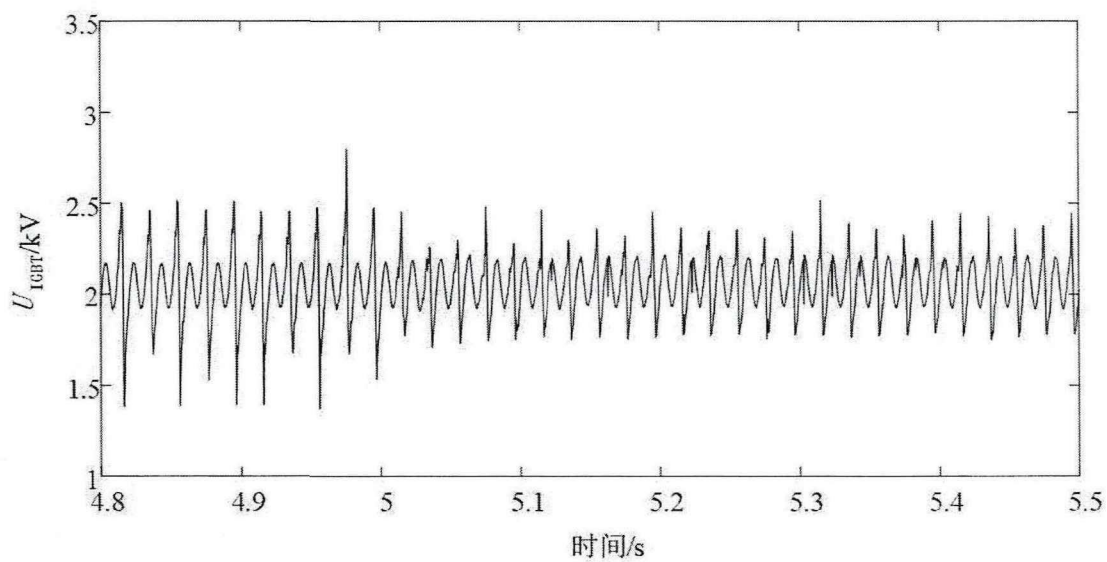
由图 3-9 可知，二次谐波正序和负序电压对锁相环误差的影响方向相反，二次谐波正序电压导致的最大相位误差为 19.1° ，二次谐波负序电压导致的最大相位误差为 -30° ，二次谐波负序电压导致的最大相位误差更大，最大相位误差出现在 $U_2^-=0.5\text{p.u.}$ 、 $U_2^+=0\text{p.u.}$ 时，锁相环相位误差为 -30° 。虽然励磁涌流导致锁相环产生较大误差，但是因为励磁涌流的作用时间很短，同时由于锁相环后面连接的控制系统拥有足够的惯性，锁相环相位误差对后面电压调制波的影响很小，可以忽略。

3.5 励磁涌流对桥臂的影响分析

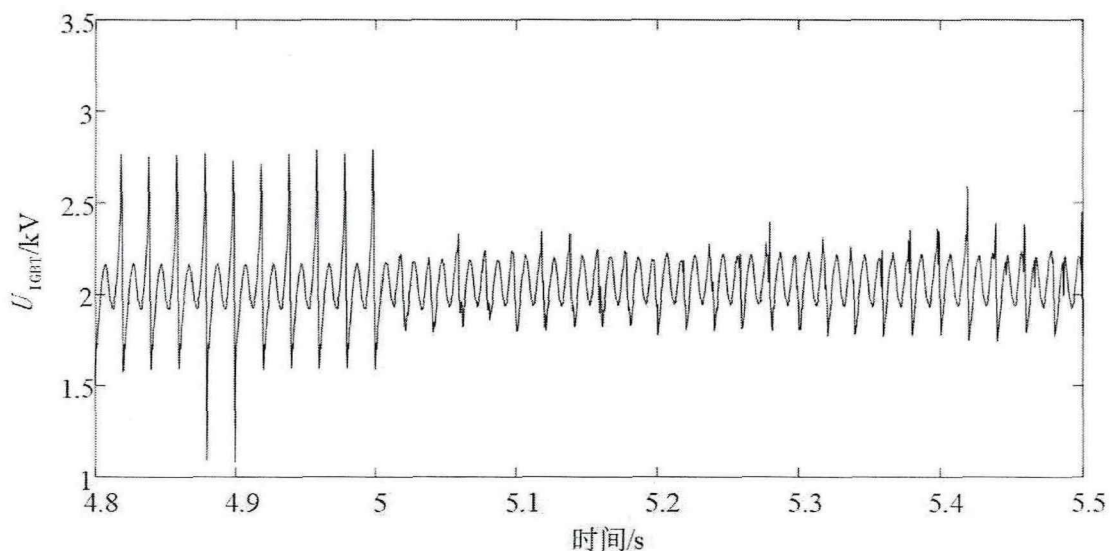
丰宁站的换流阀采用了击穿电压限值 $U_{\text{CEN}}=4.5\text{kV}$ ，额定电流 $I_{\text{CN}}=2\text{kA}$ 的 IGBT，其中，IGBT 的额定电流 I_{CN} 通常定义为器件可持续流过的最大直流电流，IGBT 的最大过流能力为 $2I_{\text{CN}}$ 且允许持续的最长时间为 $1\text{ms}^{[64]}$ 。在 PSCAD 中对张北柔性直流系统等效模型进行仿真，设置丰宁站所连的抽水蓄能电站主变压器于 5.00166s 空载合闸，得到 A 相和 C 相上桥臂、下桥臂 IGBT 瞬时电压波形如图 3-10 所示。



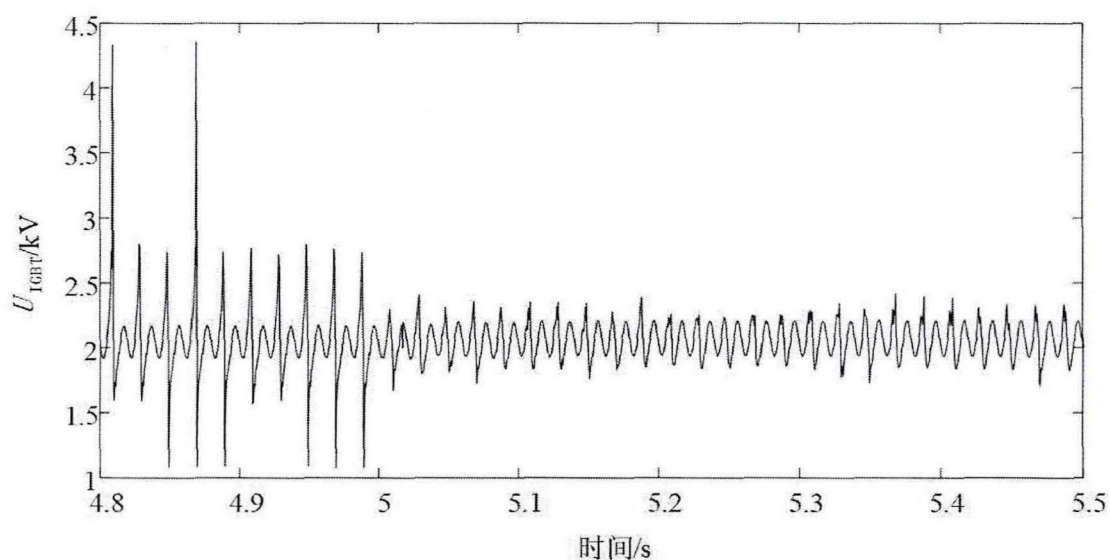
(a)A 相上桥臂 IGBT 的瞬时电压



(b)A 相下桥臂 IGBT 的瞬时电压



(c)C 相上桥臂 IGBT 的瞬时电压

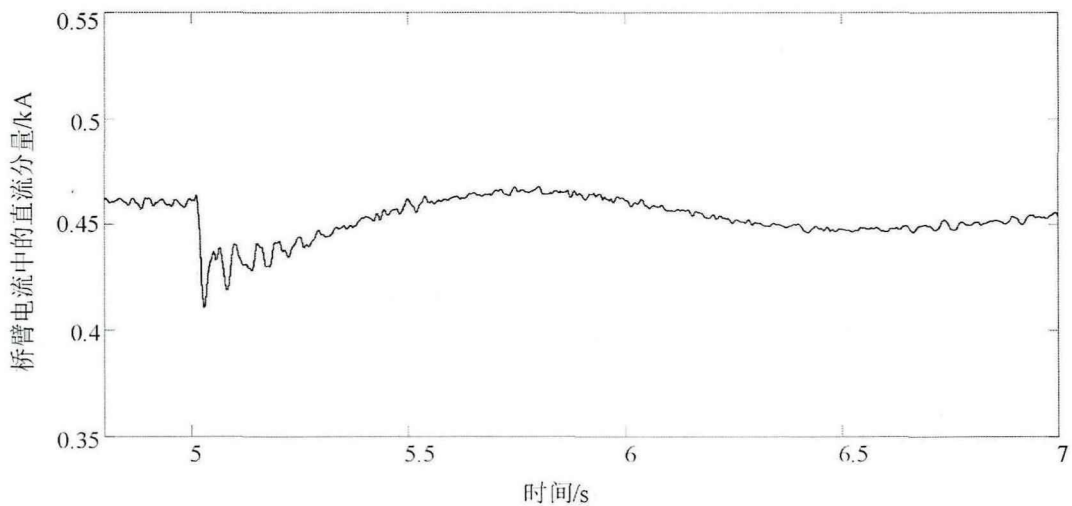


(d)C 相下桥臂 IGBT 的瞬时电压

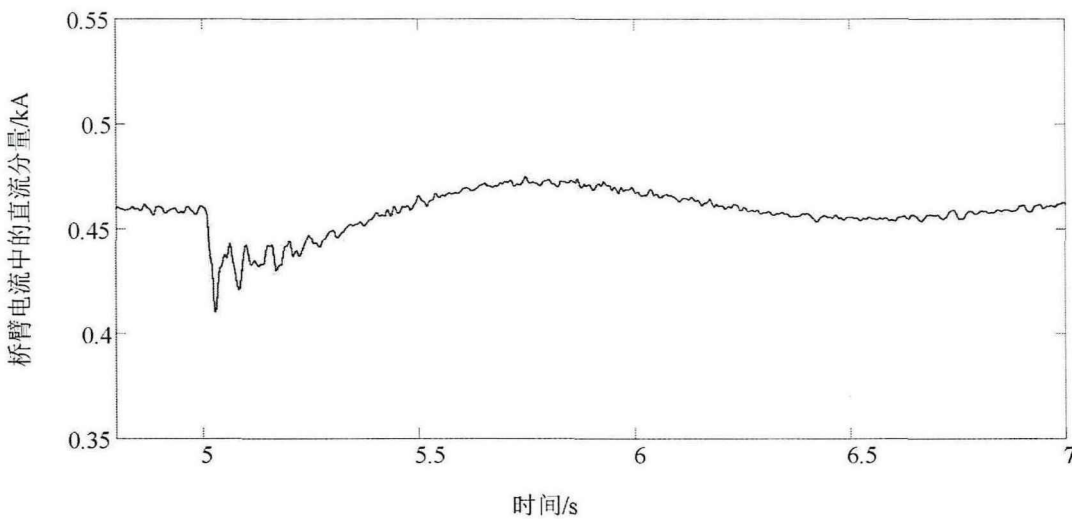
图 3-10 桥臂 IGBT 上的瞬时电压

由图 3-10 可知，在 5.00166s 抽水蓄能电站主变压器空载合闸产生励磁涌流前后，桥臂 IGBT 上的瞬时电压均不会超过 4.5kV，即不会超过 IGBT 的击穿电压限值，IGBT 上的电压在器件可以承受的范围之内。

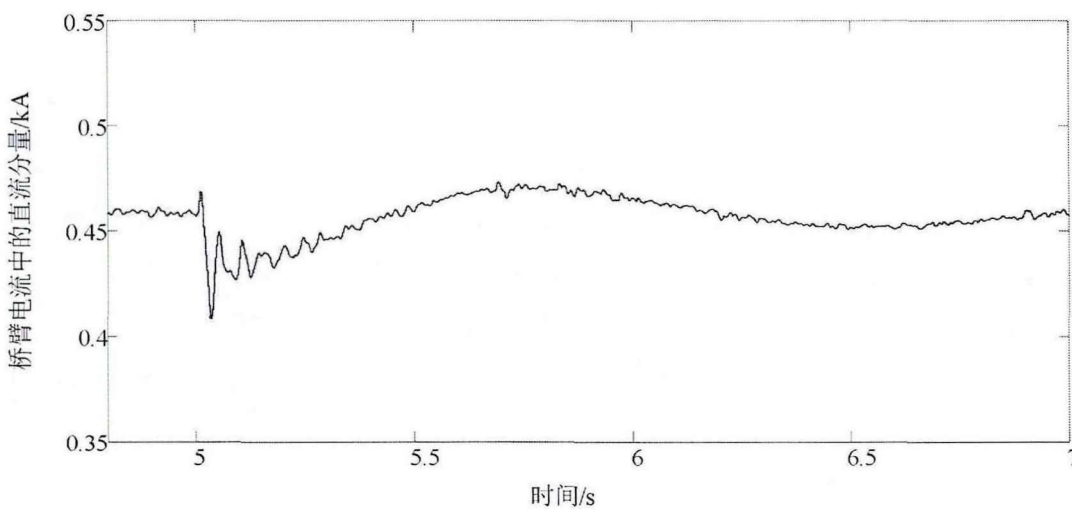
由于各桥臂上处于投入状态的 IGBT 中流过的电流即为相应桥臂上的桥臂电流，则 IGBT 中流过的直流电流即为相应桥臂电流中的直流分量，设置丰宁站所连的抽水蓄能电站主变压器于 5.00166s 空载合闸，仿真可得 A 相和 C 相上桥臂、下桥臂桥臂电流的直流分量如图 3-11 所示。



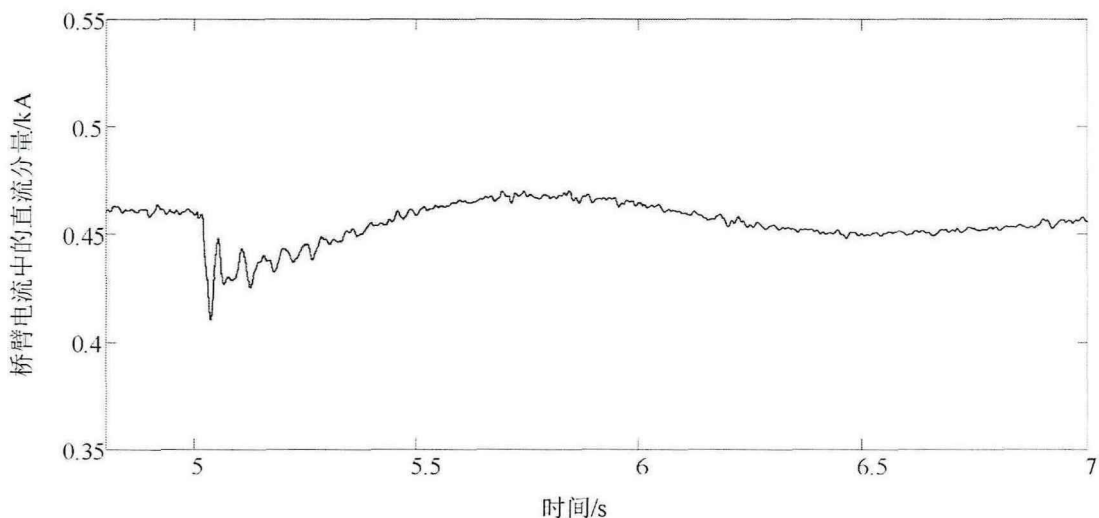
(a) A 相上桥臂桥臂电流中的直流分量



(b) A 相下桥臂桥臂电流中的直流分量



(c) C 相上桥臂桥臂电流中的直流分量



(d) C 相下桥臂桥臂电流中的直流分量

图 3-11 桥臂电流的直流分量

由图 3-11 可知, 在 5.00166s 抽水蓄能电站主变压器空载合闸产生励磁涌流前后, A 相和 C 相桥臂 IGBT 中流过电流的直流分量均不会超过 2kA, 即不会超过 IGBT 的额定电流, IGBT 中流过的直流电流在器件可以承受的范围之内。

由本节分析可以得出结论, 抽水蓄能电站主变压器空载合闸产生的励磁涌流对于 MMC 换流站桥臂的影响是可以承受的。

3.6 本章小结

本章从励磁涌流对 PCC 处电压的影响、励磁涌流对换流器直流母线电压的影响、励磁涌流对锁相环的影响以及励磁涌流对桥臂的影响四个方面分析了丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时产生的励磁涌流对于换流站的影响, 并分析了励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动的原因。根据本章分析可知, 在励磁涌流对 PCC 处电压的影响方面, 励磁涌流中的二次谐波分量会导致公共连接点电压 u_p 中产生二次谐波电压分量, 进而导致公共连接点电压谐波畸变率升高, 引发宽频谐波保护误动; 在励磁涌流对于换流站直流母线电压的影响方面, 得到了励磁涌流中的负序二次谐波电流会导致换流器直流母线电压中出现三次谐波电压分量的结论; 在励磁涌流对锁相环的影响方面, 定量分析了公共连接点电压中负序二次谐波电压幅值和正序二次谐波电压幅值对锁相环相位误差的影响; 在励磁涌流对桥臂的影响方面, 根据 PSCAD 仿真结果得到了励磁涌流不会导致换流站桥臂 IGBT 上的电压电流超过器件能够承受的电压电流限值的结论。

总结来说, 励磁涌流主要是通过其中含有的各次谐波电流以及谐波电流引发的谐波电压对于换流器各部分产生影响的, 但这些影响是换流器可以承受的。

第4章 基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略

4.1 引言

针对换流器附近变压器空载合闸时产生的励磁涌流导致公共连接点(PCC)电压谐波畸变率增高,从而引发宽频谐波保护误动的问题,考虑利用模块化多电平换流器良好的控制特性来解决。通过在PSCAD中进行的仿真实验可知,在未加任何附加控制策略时,变压器空载合闸产生的励磁涌流中的二次谐波电流分量大部分流向了交流侧,只有一小部分二次谐波电流流向了MMC换流站,二次谐波电流的流向如图4-1所示。

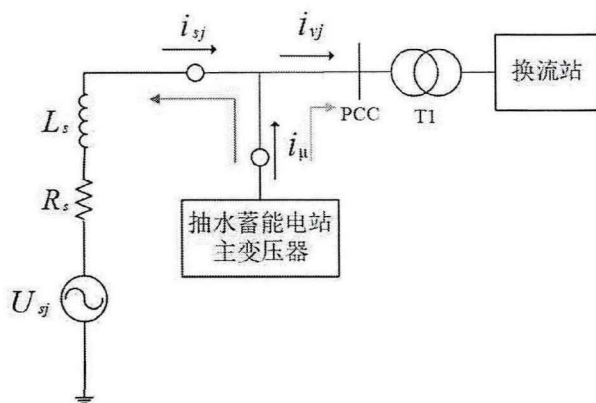


图4-1 励磁涌流中的二次谐波电流流向示意图

由于换流站所连的交流系统容量很大,可以近似等效为一个无穷大系统,则可认为换流站所连交流系统出口处电压恒定,那么公共连接点电压 u_p 的二次谐波电压分量的大小就与网侧电流 i_s 中二次谐波电流分量的大小呈正相关关系,当网侧电流 i_s 中二次谐波电流分量减少时,公共连接点电压 u_p 的二次谐波电压分量也会减小,公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率也会随之降低,在PSCAD中对张北柔性直流工程等模型进行的仿真实验也证实了这一点。那么,若可以采取控制措施使得换流器附近变压器空载合闸时,励磁涌流中的二次谐波分量较少地流向交流侧,就可以在不添加其他物理装置的情况下降低公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率,从而解决换流器宽频谐波保护由于励磁涌流的影响误动的问题。

根据此思路,本章提出了一种基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略,以减小网侧电流 i_s 中的二次谐波分量,降低公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率,防止宽频谐波保护受换流站附近变压器空载合闸时产生的励磁涌流

的影响误动。在 PSCAD 中实现了所提网侧谐波抑制策略并将其应用在张北柔性直流工程等效仿真模型的丰宁站中进行了仿真实验，以验证所提网侧谐波抑制策略的有效性，仿真结果表明所提网侧谐波抑制策略具有良好的谐波电流抑制效果，可以有效降低网侧谐波电流，从而降低公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率，有效防止励磁涌流导致宽频谐波保护误动。

4.2 模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略

所提基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略利用带通滤波器和准比例谐振控制器构成了谐波抑制环节，将谐波抑制环节叠加在如图 4-2 所示的柔性直流内环电流控制器中，实现了网侧谐波电流的提取以及抑制，达到了防止励磁涌流导致宽频谐波保护误动的效果。在本节中，首先对准比例谐振控制器（QPR 控制器）的特性进行了分析，之后详细介绍了基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略的工作原理以及在 PSCAD 中进行的网侧谐波抑制策略有效性验证。

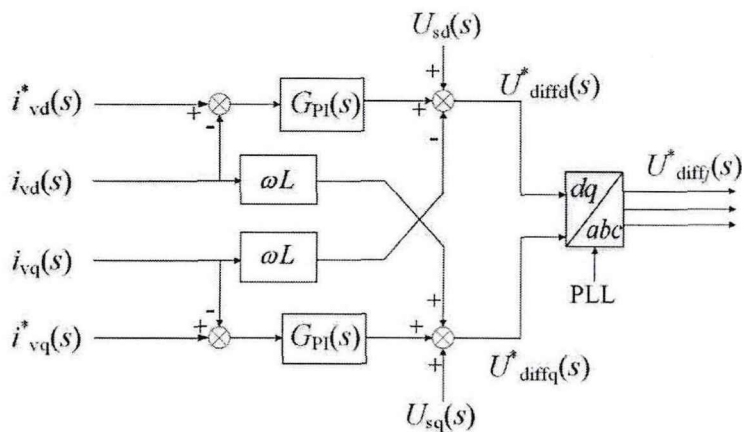


图 4-2 柔性直流内环电流控制器控制框图

4.2.1 准比例谐振控制器

比例-积分控制器（PI 控制器）对跟踪直流量有很好的性能，但其跟踪交流量时无法实现无误差调节，所以若只采用传统电流环 d、q 轴 PI 控制法，是不能对谐波电流进行无静差跟踪的，而比例-谐振控制器（PR 控制器）在谐振点处有无穷大增益，能无静差地跟踪谐波电流，是谐波治理的良好选择，理想谐振控制器的一般表达式如下^[65]：

$$G_R = \frac{K_r s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (4-1)$$

由于理想谐振控制器不含阻尼项，所以其在谐振频率处的频段很狭窄，在谐振频率点外的增益迅速下降，使得系统对于电路中参数及电网波动异常敏感^[65-66]。因此，很多文献研究了如何对理想谐振控制器进行改进，应用较多的为用准谐振控制器来代替理想谐振控制器^[67-70]。准谐振控制器在谐振频率处的带宽增加，从而降低了对系统的敏感度，有利于增强系统的稳定性^[65]。准谐振控制器的传递函数如式(4-2)所示，式中， ω_r 为谐振频率，也即为待消除的谐波频率。

$$G_{QR} = \frac{2\omega_c K_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \quad (4-2)$$

准谐振控制器与理想谐振控制器的伯德图对比如图 4-3 所示，图中实线为准谐振控制器的伯德图，虚线为理想谐振控制器的伯德图。

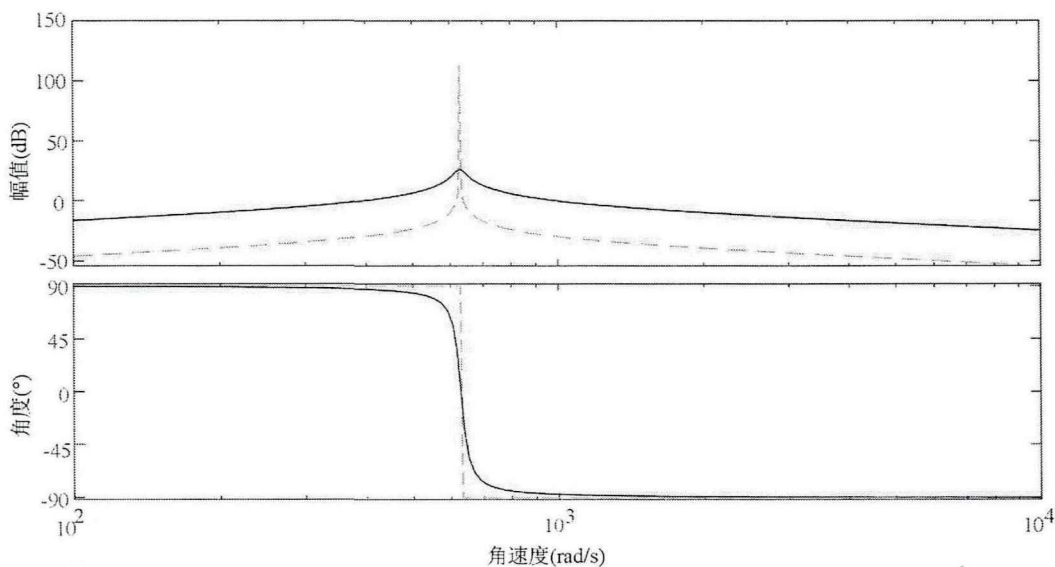


图 4-3 准谐振控制器与理想谐振控制器的伯德图

从图 4-3 中可以看出，准谐振控制器在谐振频率处的幅值虽然相比于谐振控制器有所减小，但准谐振控制器在谐振频率处的带宽增加了。

由准谐振控制器构成的比例-谐振控制器（PR 控制器）称为准比例谐振控制器（QPR 控制器），准比例谐振控制器的传递函数如式(4-3)所示。本文中用到的准比例谐振控制器的伯德图如图 4-4 所示。

$$G_{QPR} = K_p + \frac{2\omega_c K_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \quad (4-3)$$

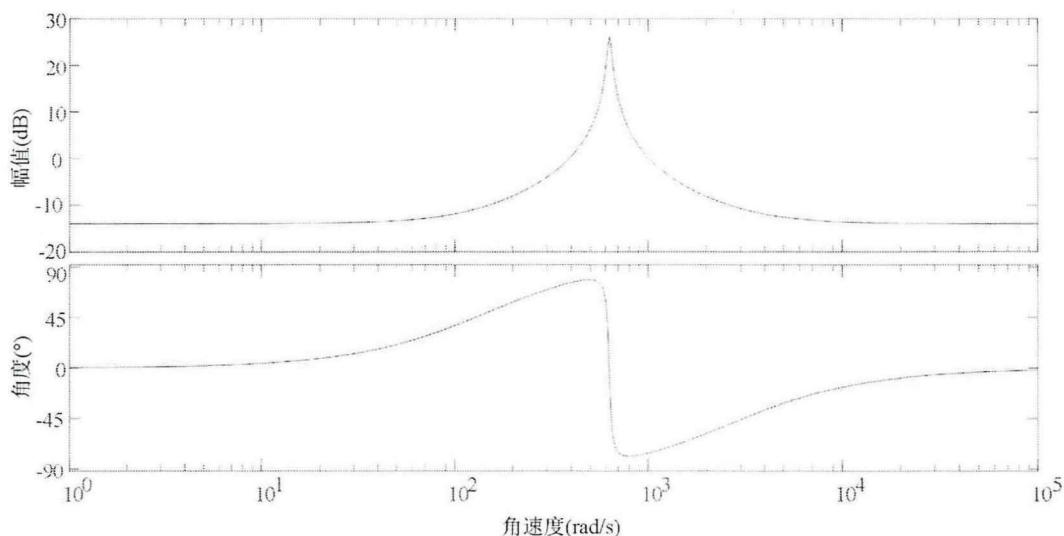


图 4-4 准比例谐振控制器的伯德图

4.2.2 控制策略分析

励磁涌流中的二次谐波分量一般均包含正序、负序和零序，且以正序或负序二倍频分量为主，由于从三相静止坐标系转换到 $\alpha\beta$ 坐标系时，变量的频率不会发生改变，因此，在 $\alpha\beta$ 坐标系中，各轴分别利用一个准比例谐振控制器就可以同时控制正序二次谐波和负序二次谐波，方法简单有效，而在 dq 坐标系中要想对既有正序又有负序的二次谐波电流进行抑制就会繁琐许多，所以本文所提谐波抑制策略在 $\alpha\beta$ 坐标系中对二次谐波电流分量进行提取和处理。

本文提出的基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略利用带通滤波器和准比例谐振控制器构成了谐波抑制环节，将谐波抑制环节叠加在柔性直流内环电流控制器中，实现了网侧谐波电流的提取以及抑制，降低了公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率，解决了宽频谐波保护受换流站附近变压器励磁涌流的影响误动的问题，所提谐波抑制策略的控制框图如图 4-5 所示。

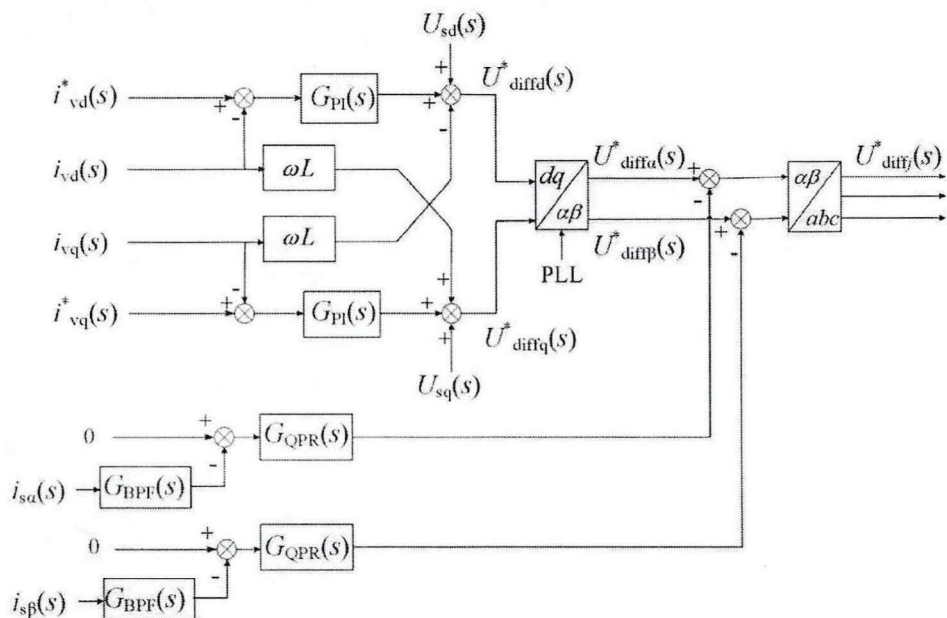


图 4-5 基于准比例谐振控制器的换流器网侧谐波抑制策略控制框图

图 4-5 中, $i_{sa}(s)$ 和 $i_{sb}(s)$ 为网侧电流 i_s 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量, $G_{QPR}(s)$ 为准比例谐振控制器的传递函数, $G_{BPF}(s)$ 为带通滤波器的传递函数, $i_{vd}(s)$ 和 $i_{vq}(s)$ 为阀侧电流 i_v 在 dq 坐标系下的分量, $i_{vd}^*(s)$ 和 $i_{vq}^*(s)$ 为 dq 坐标系下柔直外环控制输出的阀侧电流指令值, $U_{sd}^*(s)$ 和 $U_{sq}^*(s)$ 为 dq 坐标系下换流器出口处电压参考值, $U_{diffa}^*(s)$ 和 $U_{diffb}^*(s)$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下换流器出口处电压参考值。

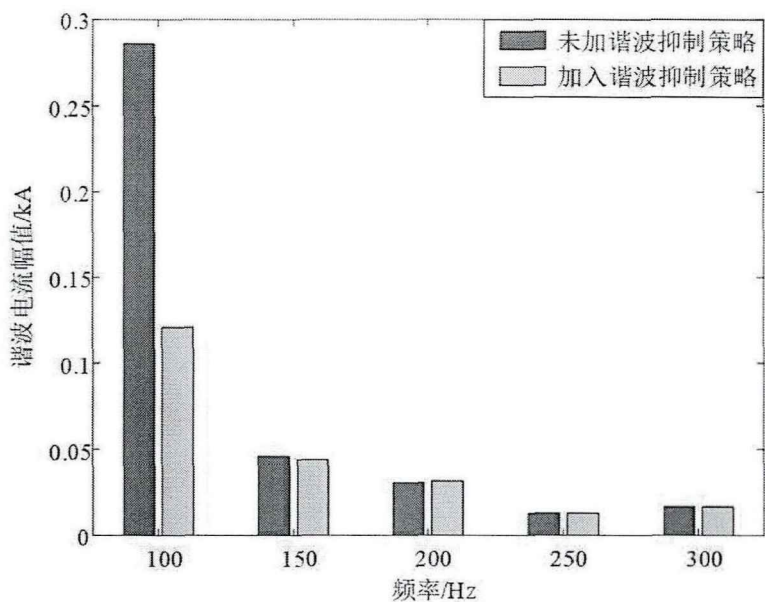
所提谐波抑制策略的工作原理如下。网侧电流 i_s 经过带通滤波器得到网侧电流中的二次谐波分量, 将网侧电流中的二次谐波分量与 0 的差值作为准比例谐振控制器的输入, 将准比例谐振控制器的输出作为附加电压加在 $\alpha\beta$ 坐标系下的换流器出口处电压参考值 $U_{diffa}^*(s)$ 和 $U_{diffb}^*(s)$ 上面, 这样就会形成一个网侧电流闭环控制结构, 当网侧电流 i_s 中存在二次谐波分量时, 准比例谐振控制器可以将网侧电流 i_s 中二次谐波分量与 0 的差值无限放大, 又由于形成了闭环控制结构, 在负反馈的作用下, 网侧电流中的二次谐波分量会逐渐趋近于 0, 达到网侧二次谐波电流抑制的效果。加入所提换流器网侧谐波抑制策略之后, 相当于在换流器出口处电压中增加了一个二次谐波电压分量, 这个增加的二次谐波电压分量改变了励磁涌流中二次谐波电流分量的流向分布, 使得励磁涌流中的二次谐波电流分量更少地流向了交流侧, 则网侧电流 i_s 中的二次谐波电流分量减小, 公共连接点电压的二次谐波电压分量减小, 公共连接点电压的谐波畸变率降低, 从而达到防止宽频谐波保护在励磁涌流的影响下误动的目的。

总结来说, 本文提出的基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略原理简洁清晰, 易于实现, 可以同时实现正序二次谐波电流和负序二次谐

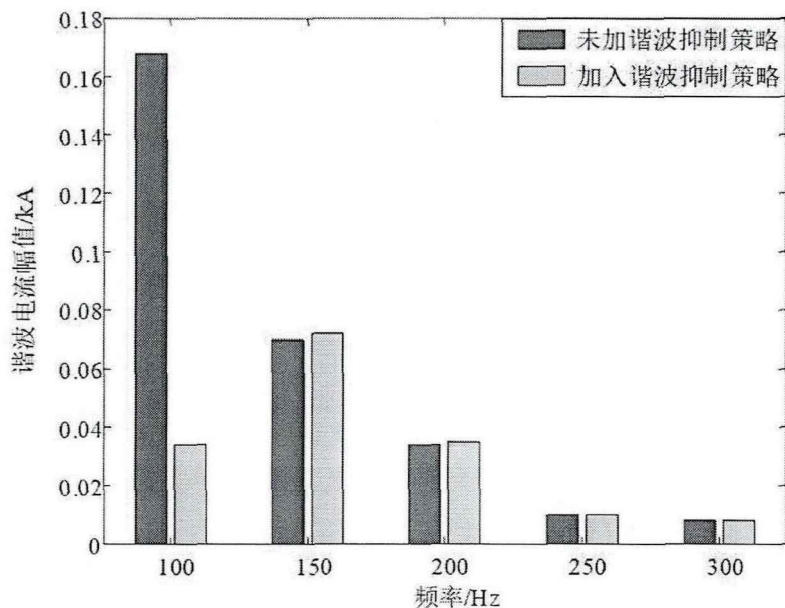
波电流的控制,可以有效解决励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题。在 PSCAD 中进行的仿真实验验证了所提网侧谐波抑制策略的有效性。

4.2.3 仿真验证

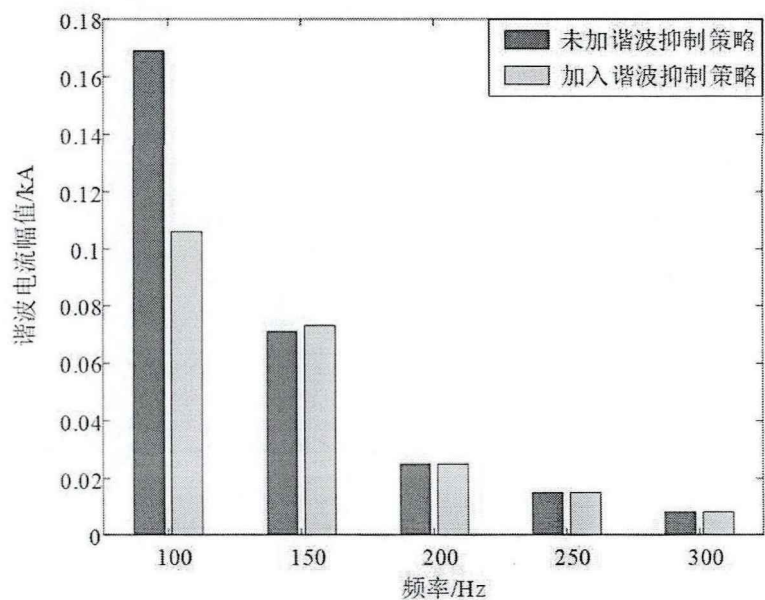
在 PSCAD 中实现了所提网侧谐波抑制策略并将其应用在了张北柔性直流工程等模型的丰宁站中进行了仿真实验,设置仿真时间为 10 s,丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器于 5.00166s 空载合闸,仿真得到加入所提谐波抑制策略和未加谐波抑制策略时网侧电流 i_s 的谐波分析结果如图 4-6 所示。



(a)网侧电流 A 相的谐波分析结果



(b)网侧电流 B 相的谐波分析结果

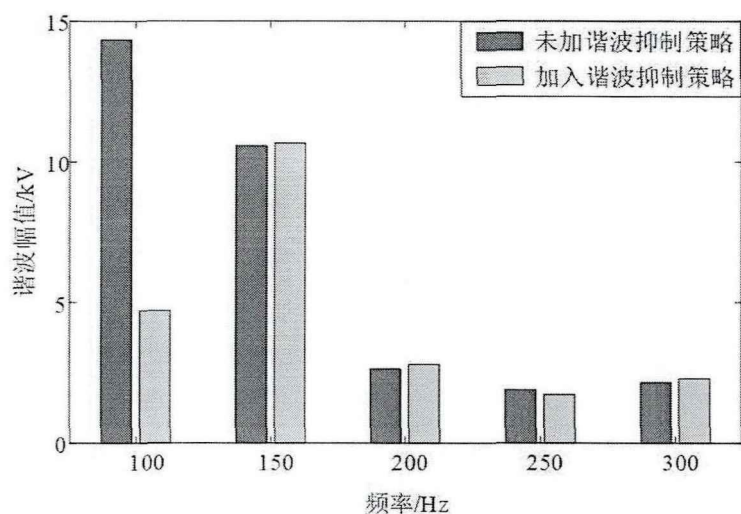


(c)网侧电流 C 相的谐波分析结果

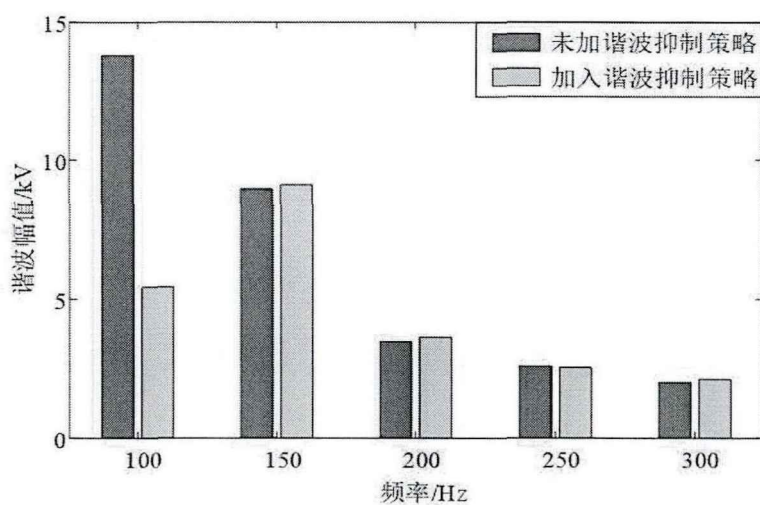
图 4-6 加入谐波抑制策略和未加谐波抑制策略时网侧电流的谐波分析结果

由图 4-6 可以看出，在加入所提谐波抑制策略之后，网侧电流 i_s 各相中二次谐波电流幅值均显著减小，网侧电流 A 相中的二次谐波电流幅值从 0.286 kA 下降到了 0.121 kA，二次谐波电流抑制比为 57.7%；网侧电流 B 相中的二次谐波电流幅值从 0.168 kA 下降到了 0.034 kA，二次谐波电流抑制比为 79.8%；网侧电流 C 相中的二次谐波电流幅值从 0.169 kA 下降到了 0.106 kA，二次谐波电流抑制比为 37.3%。仿真结果表明，所提网侧谐波抑制策略对网侧电流 i_s 中二次谐波电流分量的抑制效果明显，进而可以有效降低公共连接点电压 u_p 的二次谐波电压分量，降低公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率。

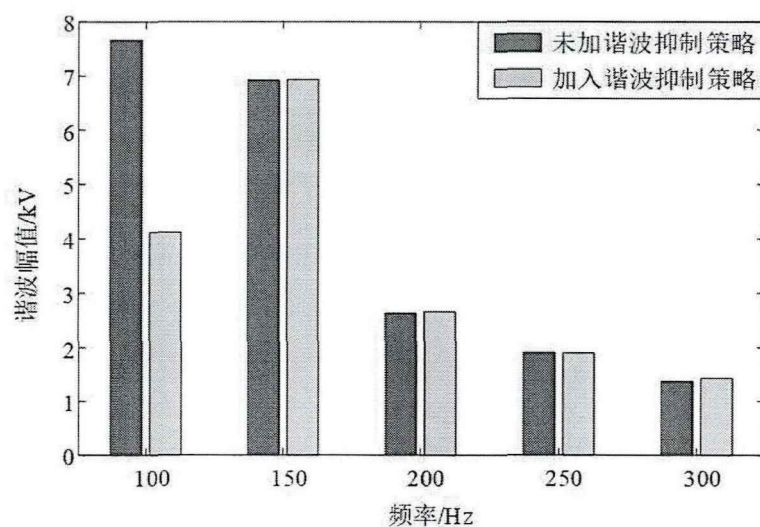
仿真得到加入所提谐波抑制策略和未加谐波抑制策略时的公共连接点电压 u_p 的谐波分析结果如图 4-7 所示。



(a)公共连接点 A 相电压谐波分析结果



(b)公共连接点 B 相电压谐波分析结果

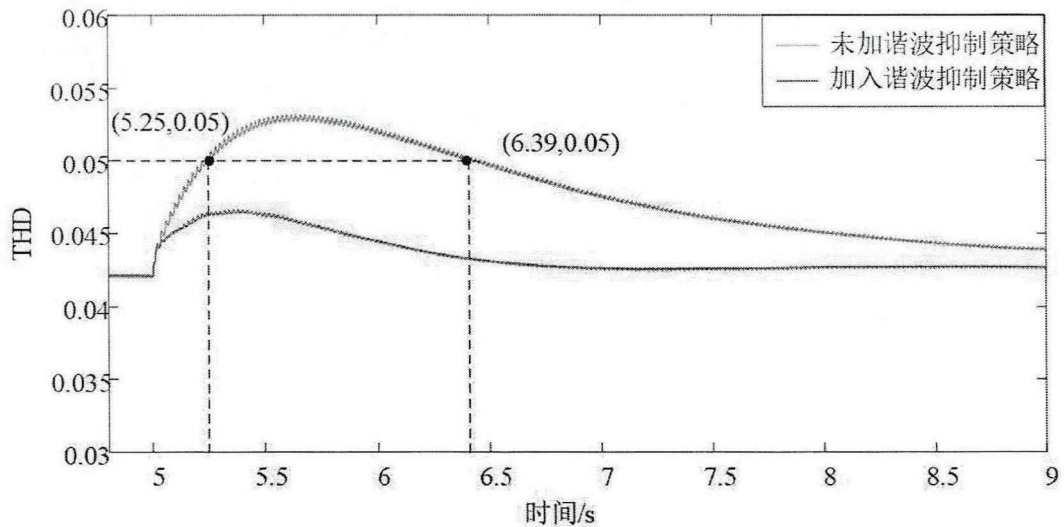


(c)公共连接点 C 相电压谐波分析结果

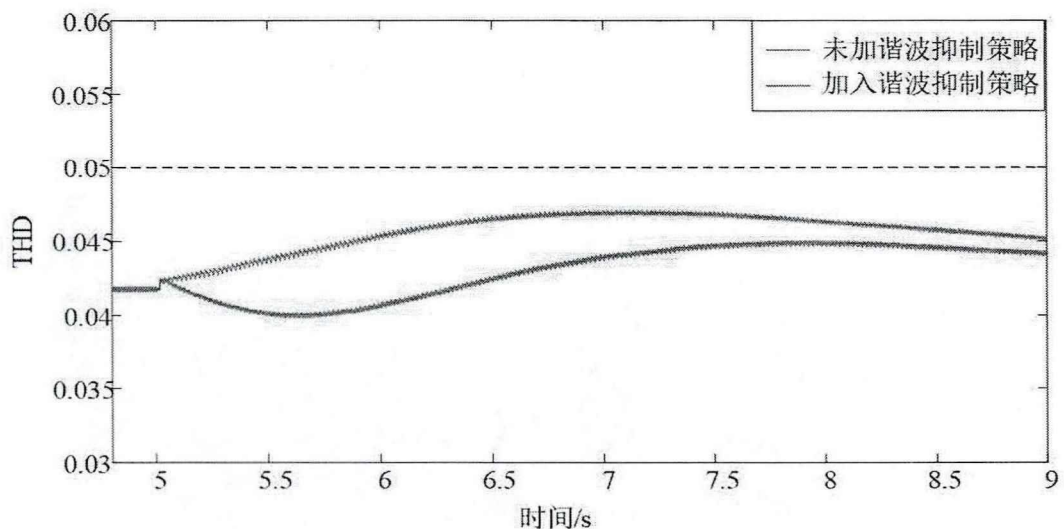
图 4-7 加入谐波抑制策略和未加谐波抑制策略时公共连接点电压的谐波分析结果

从谐波分析结果可以看出,所提谐波抑制策略对公共连接点电压 u_p 中二次谐波电压分量的抑制效果非常明显:加入谐波抑制策略后,公共连接点 A 相电压的二次谐波电压幅值从 14.34 kV 降低到了 4.71 kV,二次谐波电压抑制比为 67.15%;公共连接点 B 相电压的二次谐波电压幅值从 13.81 kV 降低到了 5.45 kV,二次谐波电压抑制比为 60.54%;公共连接点 C 相电压的二次谐波电压幅值从 7.66 kV 降低到了 4.12 kV,二次谐波电压抑制比为 46.21%。

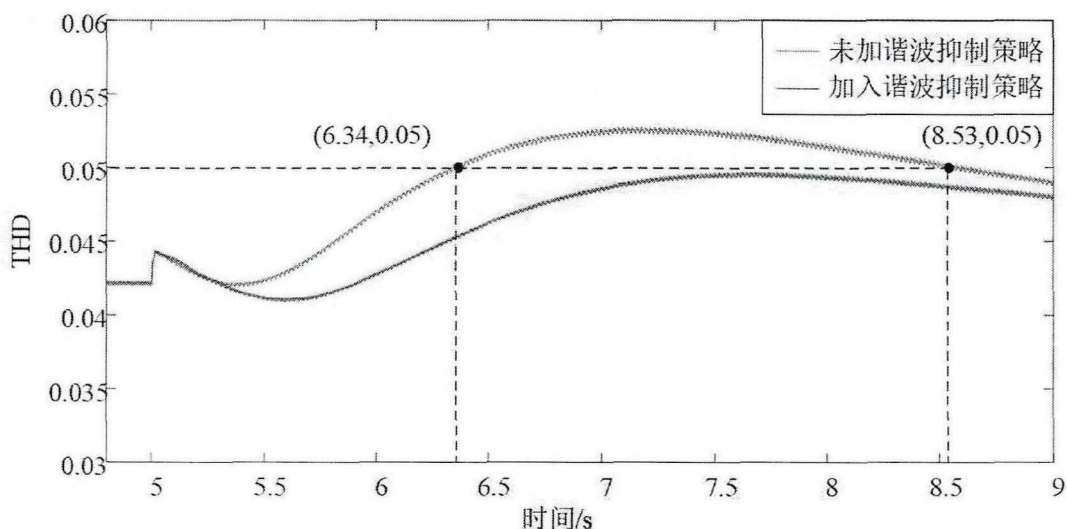
仿真得到加入所提谐波抑制策略和未加谐波抑制策略时公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率如图 4-8 所示。



(a)公共连接点 A 相电压的谐波畸变率



(b)公共连接点 B 相电压的谐波畸变率



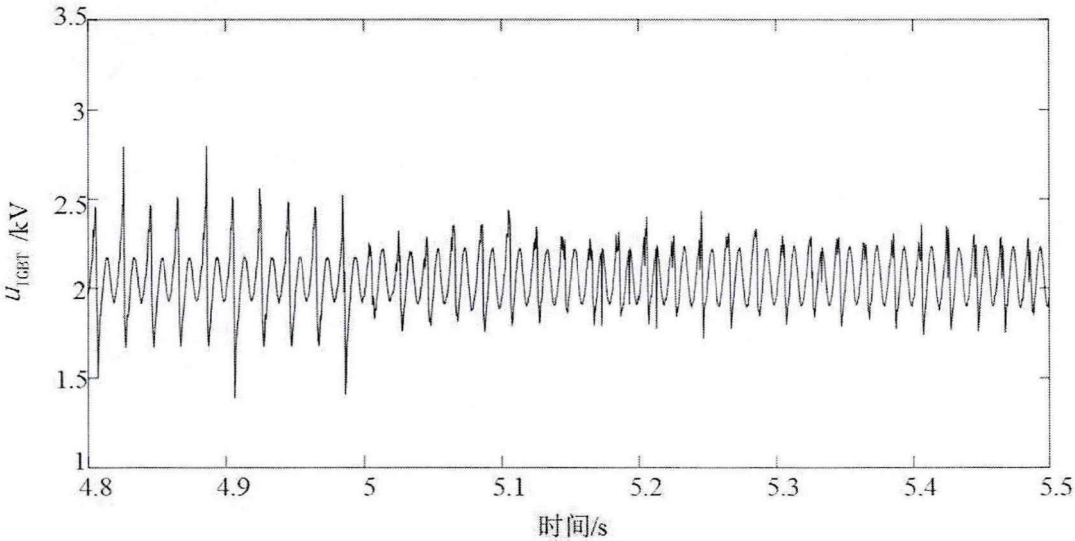
(c)公共连接点 C 相电压的谐波畸变率

图 4-8 加入谐波抑制策略和未加谐波抑制策略时公共连接点电压的谐波畸变率

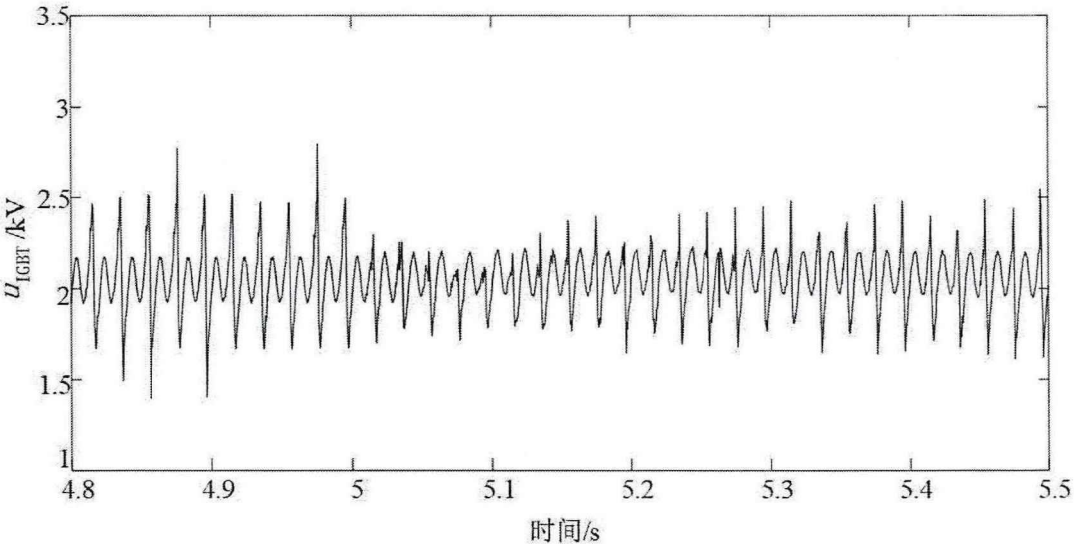
由图 4-8 可以看出，所提谐波抑制策略能够较为显著地降低公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率，在未加谐波抑制策略时，A 相电压的谐波畸变率有 1.14s 大于 0.05，C 相电压的谐波畸变率有 2.19s 大于 0.05，两相均符合宽频谐波保护的動作条件，宽频谐波保护会由于励磁涌流的影响误动，但加入谐波抑制策略之后，公共连接点处三相电压的谐波畸变率在励磁涌流影响前后均保持在 0.05 以下，此时，宽频谐波保护不会由于励磁涌流的影响发生误动，仿真实验结果表明了所提谐波抑制策略的有效性。

4.3 网侧谐波抑制策略的适用性分析

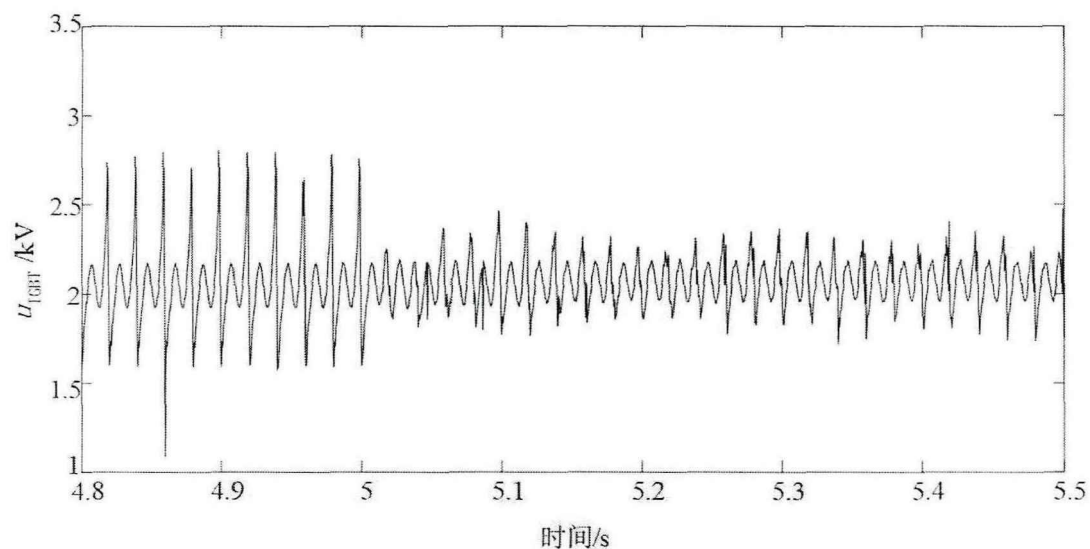
在本文 3.5 节中已经提到，丰宁站换流阀所用的 IGBT 击穿电压限值为 4.5kV，额定电流为 2kA^[64]。为分析基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略对换流器桥臂的影响，在 PSCAD 中进行仿真实验。在加入基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略之后，A 相和 C 相上桥臂、下桥臂 IGBT 瞬时电压波形如图 4-9 所示。



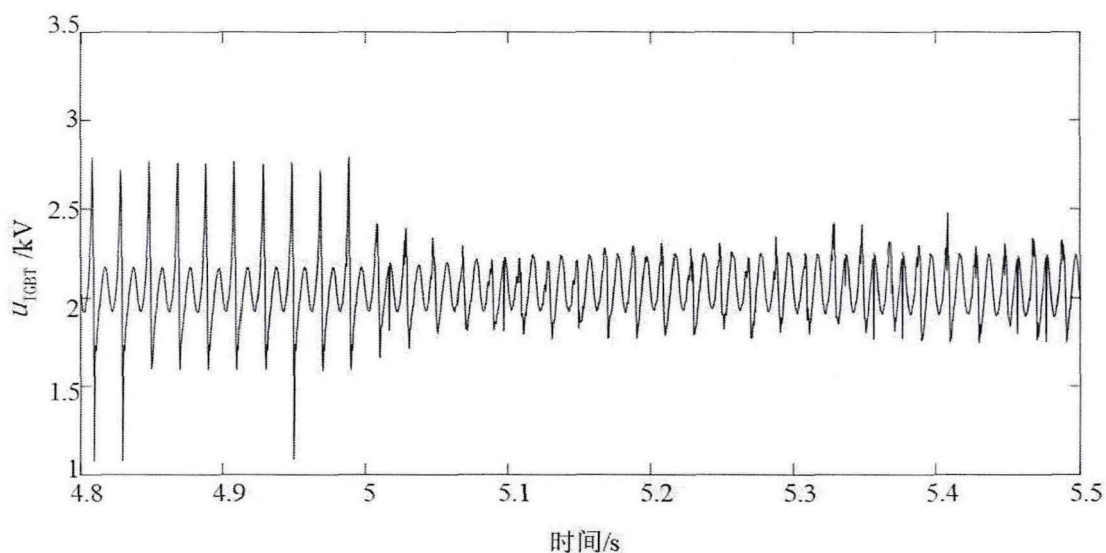
(a)A 相上桥臂 IGBT 的瞬时电压



(b)A 相下桥臂 IGBT 的瞬时电压



(c)C 相上桥臂 IGBT 的瞬时电压

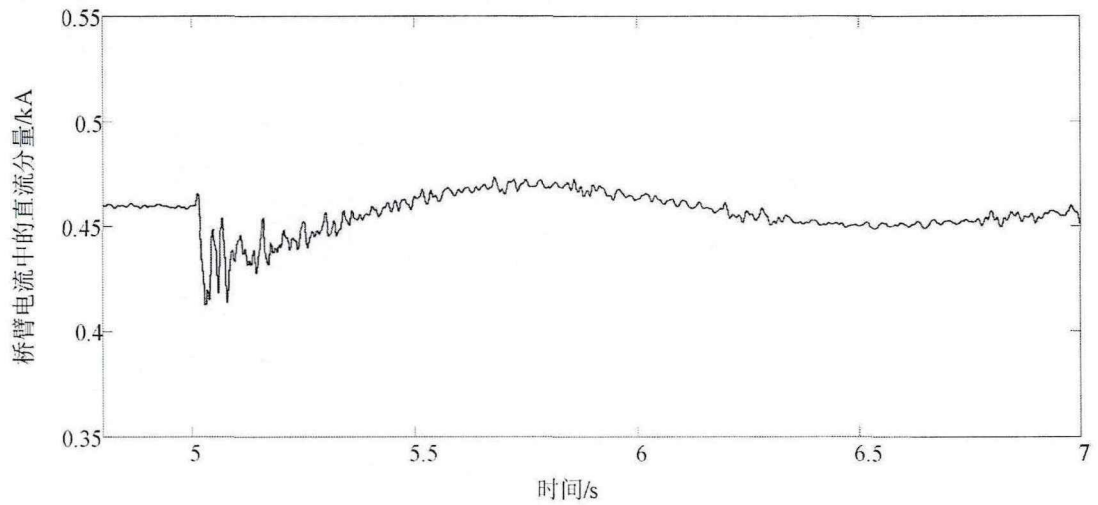


(d)C 相下桥臂 IGBT 的瞬时电压

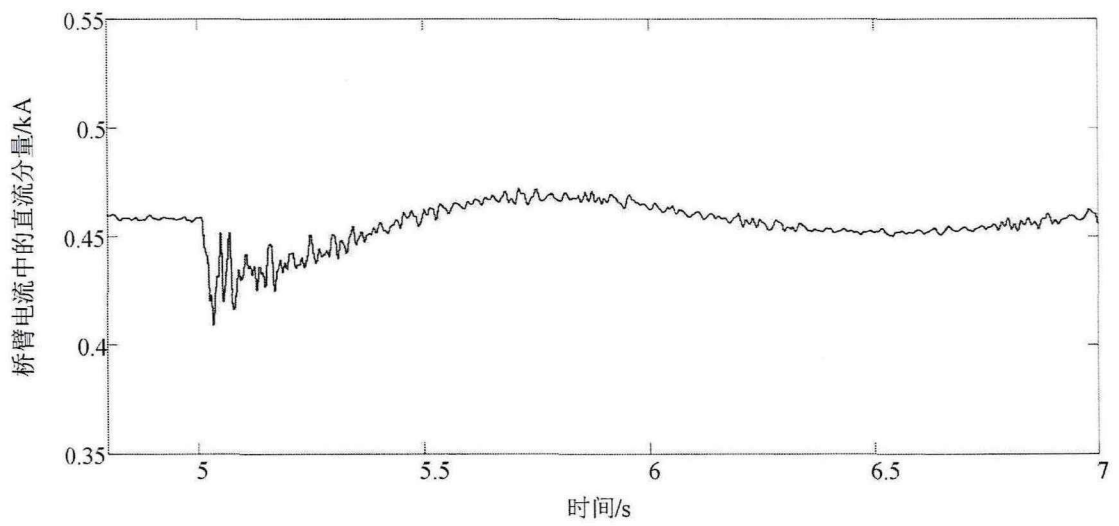
图 4-9 加入网侧谐波抑制策略后桥臂 IGBT 上的瞬时电压

由图 4-9 可以看出，加入所提网侧谐波抑制策略后换流器桥臂 IGBT 上的瞬时电压在励磁涌流影响前后均保持在 4.5kV 以下，不会超过 IGBT 的击穿电压限值。

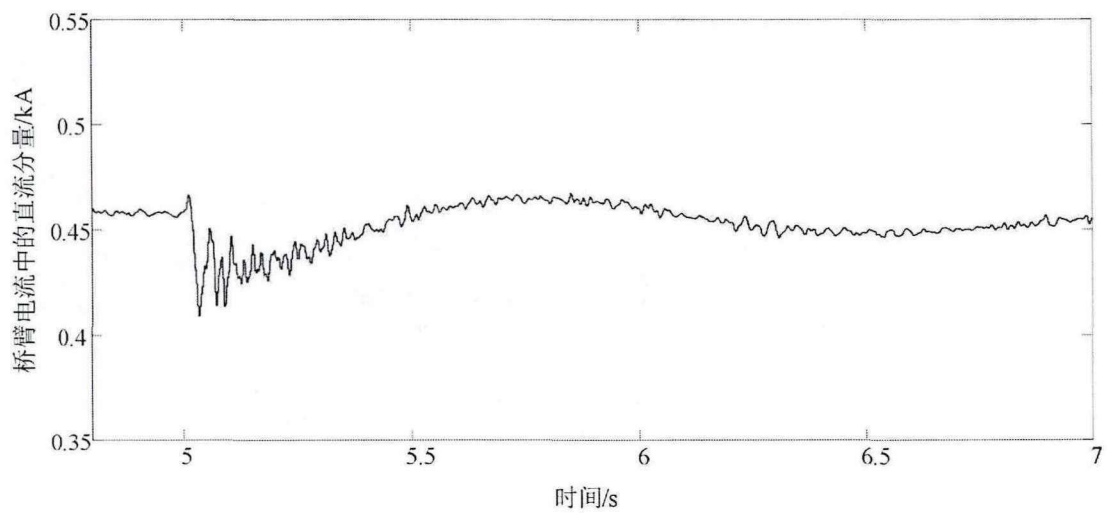
由于 IGBT 额定电流的通常定义为器件可持续流过的最大直流电流，而换流器桥臂 IGBT 中流过的直流电流即为相应桥臂电流中的直流分量，对加入所提网侧谐波抑制策略之后，A 相和 C 相上桥臂、下桥臂桥臂电流的直流分量进行测量，A 相和 C 相上桥臂、下桥臂桥臂电流的直流分量如图 4-10 所示。



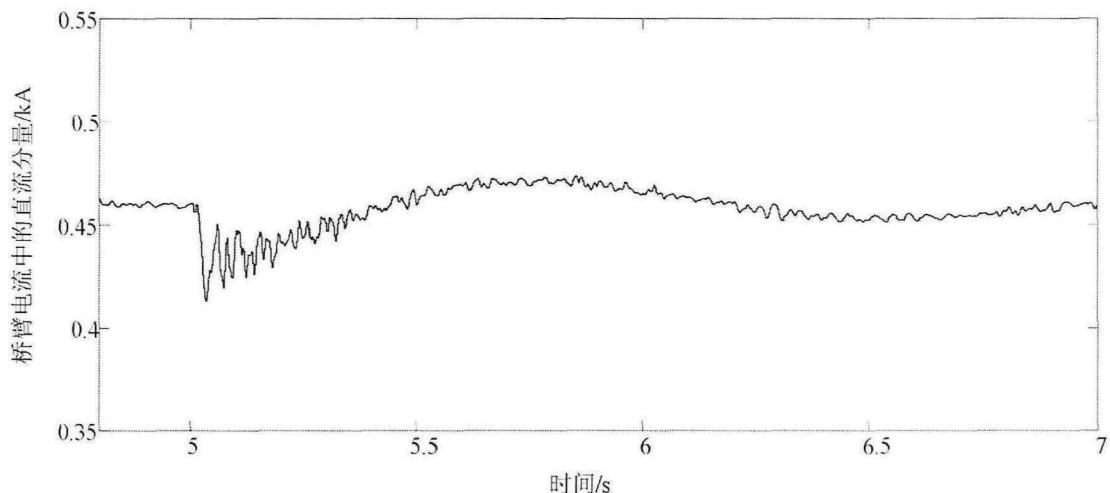
(a) A 相上桥臂桥臂电流中的直流分量



(b) A 相下桥臂桥臂电流中的直流分量



(c) C 相上桥臂桥臂电流中的直流分量



(d)C 相下桥臂桥臂电流中的直流分量

图 4-10 加入网侧谐波抑制策略后桥臂电流的直流分量

由图 4-10 可以看出,在加入所提网侧谐波抑制策略后,换流器桥臂 IGBT 中流过的直流电流在励磁涌流影响前后均未超过 2kA,即没有超过 IGBT 的额定电流。

由以上分析可以得出结论,在励磁涌流影响换流站时,采用基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略不会使得换流器桥臂 IGBT 承受的电压电流超出其能够承受的范围。

4.4 本章小结

为了解决励磁涌流导致公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率增高,从而引发宽频谐波保护误动的问题,提出了一种基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略。该策略在 $\alpha\beta$ 坐标系中进行谐波控制,利用带通滤波器和准比例谐振控制器构成了谐波抑制环节,将谐波抑制环节叠加在柔性直流内环电流控制器中,实现了抑制网侧谐波电流的效果,从而降低了公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率,防止了励磁涌流引起的宽频谐波保护误动。所提网侧谐波抑制策略原理简洁,易于实现,在 PSCAD 中实现了所提网侧谐波抑制策略并将其应用在了张北柔性直流工程等效仿真模型的丰宁站中,仿真结果表明所提网侧谐波抑制策略具有良好的效果,可以有效降低网侧谐波电流,降低公共连接点电压 u_p 的谐波畸变率,有效防止励磁涌流导致宽频谐波保护误动。

第 5 章 总结与展望

5.1 结论

由于模块化多电平换流器具有良好的特性,近年来,多个基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)工程在世界范围内建成投运,但在已经建成的基于模块化多电平换流器的高压直流输电工程中也出现了一些亟待解决的问题,如换流站附近变压器空载合闸产生的励磁涌流导致换流站宽频谐波保护误动的问题。在张北柔性直流工程的丰宁换流站多次出现了换流站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸时,产生的励磁涌流导致公共连接点电压的谐波畸变率超过宽频谐波保护定值,从而引发 MMC 换流器宽频谐波保护误动,导致 MMC 换流器闭锁的问题,在张北柔性直流工程的其他换流站中也出现了类似的问题。此类问题严重影响了 MMC-HVDC 工程的安全稳定运行,亟待提出有效的解决方案。本文针对励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题进行了深入的分析与研究,针对励磁涌流的特性、励磁涌流导致宽频谐波保护误动的机理、励磁涌流对换流器的影响以及“励磁涌流导致宽频谐波保护误动”问题的解决方案进行了研究,得到的主要结论和创新点归纳总结如下:

(1)分析了励磁涌流的产生原因、励磁涌流的特点以及励磁涌流的二次谐波变化特性,得到了在合闸初相角 $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$ 时,随着合闸初相角 α 的增大,饱和越来越不严重,间断角逐渐增大,二次谐波的幅值逐渐减小,二次谐波比例逐渐增大的结论,并在 PSCAD 中对此结论进行了仿真实验验证。分析了合闸初相角、剩磁、电源电压、系统阻抗对励磁涌流的影响,之后,分析了丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸产生的励磁涌流的特性。

(2)针对励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题,在 PSCAD 仿真环境下建立了张北柔性直流工程等效仿真模型,并对丰宁站所连抽水蓄能电站主变压器空载合闸的过程进行了仿真模拟,研究了励磁涌流对换流器的影响以及励磁涌流导致宽频谐波保护误动的原因。

(3)为了解决励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题,提出了一种基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略。利用带通滤波器和准比例谐振控制器构成了谐波抑制环节,将其叠加在柔性直流内环控制器中,实现了抑制网侧谐波电流,防止励磁涌流导致宽频谐波保护误动的效果。在 PSCAD 中将所提网侧谐波抑制策略应用在了张北柔性直流工程等效模型的丰宁站中,仿真结果表明所提网侧谐波抑制策略具有良好的效果,可以有效防止励磁涌流导致丰宁站宽频谐波保

护误动，所提出的基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略对张北柔性直流工程中“励磁涌流导致宽频谐波保护误动”问题的分析和解决有一定的理论参考价值，对于其他 MMC-HVDC 工程中类似问题的解决也提供了参考。

5.2 展望

本文针对励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题进行了深入的分析与研究，并提出了一种基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略以解决励磁涌流导致宽频谐波保护误动的问题。但仍有工作需要进一步深入研究和改进：

(1) 本文从励磁涌流对 PCC 处电压的影响、励磁涌流对换流器直流母线电压的影响、励磁涌流对锁相环的影响以及励磁涌流对桥臂的影响四个方面分析了励磁涌流对换流器的影响，后续考虑从更多方面研究励磁涌流对于换流器的影响。

(2) 由于实验条件的限制，本文所提基于准比例谐振控制器的模块化多电平换流器网侧谐波抑制策略只在 PSCAD 中进行了有效性验证，缺乏物理实验平台的验证和支持。

参考文献

- [1] Jun Zhao, Kangyin Dong, Xiucheng Dong, et al. How renewable energy alleviate energy poverty? A global analysis[J]. Renewable Energy, 2022, 186:299-311.
- [2] 潘旭东,黄豫,唐金锐等.新能源发电发展的影响因素分析及前景展望[J].智慧电力,2019,47(11):41-47.
- [3] 高泽,杨建华,冯语晴等.新能源发电现状概述与分析[J].中外能源,2014,19(10):31-36.
- [4] 徐殿国,刘瑜超,武健.多端直流输电系统控制研究综述[J].电工技术学报,2015,30(17):1-12.
- [5] 汤广福,罗湘,魏晓光.多端直流输电与直流电网技术[J].中国电机工程学报,2013,33(10):8-17+24.DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.2013.10.002.
- [6] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [7] 马为民,吴方劼,杨一鸣等.柔性直流输电技术的现状及应用前景分析[J].高电压技术,2014,40(08):2429-2439.
- [8] 罗永捷,李耀华,李子欣等.全桥型 MMC-HVDC 直流短路故障穿越控制保护策略[J].中国电机工程学报,2016,36(07):1933-1943.
- [9] 喻悦箫,刘天琪,王顺亮等.基于平均值模型的双端 MMC-HVDC 系统小信号建模[J].中国电机工程学报,2018,38(10):2999-3006+3150.
- [10] P. Mishra and M. M. Bhesaniya. Comparison of Total Harmonic Distortion of Modular Multilevel Converter and Parallel Hybrid Modular Multilevel Converter[C]. 2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI), India, 2018: 890-894.
- [11] S. Henninger, M. Schroeder and J. Jaeger. Grid-Forming Droop Control of a Modular Multilevel Converter in Laboratory[C]. 2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM), USA, 2018:1-5.
- [12] A. B. Acharya, L. E. Norum and D. Sera. A Shadow Tolerant Configuration for PV Integration to Grid using Modular Multilevel Converter[C]. 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), India, 2018: 1-6.
- [13] A. António-Ferreira, O. Gomis-Bellmunt and M. Teixidó. HVDC-based modular multilevel converter in the STATCOM operation mode[C]. 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Germany, 2016:1-10.

- [14]M. A. Abdel-Moamen, S. A. Shaaban and F. Jurado. France-Spain HVDC transmission system with hybrid modular multilevel converter and alternate-arm converter[C]. 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), India, 2017:1-6.
- [15]M. Espinoza, R. Cárdenas, M. Díaz, et al. Modelling and control of the modular multilevel converter in back to back configuration for high power induction machine drives[C]. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Italy, 2016:5046-5051.
- [16]A. Hajizadeh. Optimized thermal management system of Modular Multilevel Converter for HVDC applications[C]. 2017 IMAPS Nordic Conference on Microelectronics Packaging (NordPac), Sweden, 2017:17-21.
- [17]H. Zhang, H. R. Wickramasinghe, J. Li, et al. Modular Multilevel Converter Operation in Passive Networks under Unbalanced Loads[C]. 2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia), Thailand, 2019:362-367.
- [18]Q. Song, S. Xu, Y. Zhou, et al. Active Fault-Clearing on Long-Distance Overhead Lines using a Hybrid Modular Multilevel Converter[C]. 2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Canada, 2019:2033-2038.
- [19]D. Woldegiorgis and A. Mantooth. Investigation of a New Alternate Arm Modular Multilevel Converter Topology for HVDC Applications[C]. 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Canada, 2021:290-295.
- [20]K. B. Shah and H. Chandwani. Reduced switching-frequency voltage balancing technique for modular multilevel converters[C]. 2017 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS), India, 2017:289-294.
- [21]B. Das, A. D. Kumar, P. R. Kasari, et al. Hybrid Modular Multilevel Converter with DC Fault Blocking Capability[C]. 2018 International Electrical Engineering Congress (iEECON), Thailand, 2018:1-4.
- [22]M. M. Belhaouane, J. Freytes, P. Rault, et al. Modeling and Analysis of Modular Multilevel Converters connected to Weak AC Grids[C]. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe), Italy, 2019:P.1-P.11.
- [23]M. Utvic and D. Dujic. Direct Arm Energy Control in Modular Multilevel Converter Under Unbalanced Grid Conditions[C]. 2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Italy, 2020: 250-256.
- [24]R. Bhaskar and V. Agarwal. Capacitor voltage balancing in back-to-back modular multilevel converter[C]. 2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON), India, 2016:1-5.

- [25]R. Bhasker and V. Agarwal. Modeling of modular multilevel converter for grid application[C]. 2017 4th International Conference on Power, Control & Embedded Systems (ICPCES), India, 2017:1-5.
- [26]M. Kurtoğlu, F. Eroğlu, A. O. Arslan, et al. Modular multilevel converters: A study on topology, control and applications[C]. 2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE), Turkey, 2018:79-84.
- [27]M. Mehrasa, S. K. Hosseini, S. Taheri, et al. Dynamic performance control of modular multilevel converters in HVDC transmission systems[C]. 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), Canada, 2016:1-6.
- [28]V. A. Lacerda, D. V. Coury and R. M. Monaro. Proportional-resonant controller applied to modular multilevel converter for HVDC systems[C]. 2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE), Brazil, 2018:1-6.
- [29]M. Ren, L. Huang, X. Chen, et al. Pre-charge strategy of modular multilevel converters with DC fault blocking capability based on multi-capacitor submodules[C]. IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, China, 2017: 4544-4550.
- [30]S. S. Khan, J. A. Suul, E. Tedeschi, et al. Blocking capability for switching function and average models of modular multilevel converters[C]. 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Italy, 2016:1-6.
- [31]M. Moranchel, I. Sanz, E. J. Bueno, et al. Circulating current elimination in Modular Multilevel Converter with repetitive controllers[C]. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Italy, 2016:6476-6481.
- [32]屠卿瑞. 模块化多电平换流器型直流输电若干问题研究[D].浙江大学,2013.
- [33]郑荣显. 变压器空载合闸励磁涌流的谐波特征分析[D].华侨大学,2020.
- [34]徐康波. 基于改进 J-A 模型的变压器继电保护研究[D].合肥工业大学,2021.
- [35]李根. 变压器励磁涌流若干问题研究[D].华中科技大学,2019.
- [36]张文韬,王渝红,丁理杰等.变压器励磁涌流的抑制方法综述[J].四川电力技术,2018,41(05):56-62.
- [37]王景丹,龚晓伟,牛高远等.变压器频繁空载投入的励磁涌流抑制技术研究[J].自动化技术与应用,2017,36(10):92-95.
- [38]Yu Cui, S. G. Abdulsalam, Shiuming Chen, et al. A sequential phase energization technique for transformer inrush current reduction — Part I : Simulation and experimental results[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 943-949.
- [39]W. Xu, S. G. Abdulsalam, Yu Cui, et al. A sequential phase energization technique for transformer inrush current reduction - Part II: theoretical analysis and design guide[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 950-957.

- [40]S. Jazebi, R. Doğan, B. Kovan, et al. Reduction of Inrush Currents in Toroidal Transformers by Sector Winding Design[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10):6776-6780.
- [41]H. -C. Seo, C. -H. Kim, S. -B. Rhee, et al. Superconducting Fault Current Limiter Application for Reduction of the Transformer Inrush Current: A Decision Scheme of the Optimal Insertion Resistance[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2010, 20(4):2255-2264.
- [42]许家源,华争祥,朱苛姝等.选相关合技术抑制空载变压器励磁涌流的实验研究[J].电力系统保护与控制,2018,46(08):135-141.
- [43]李海涛,刘北阳,滕文涛等.基于可变合闸角的变压器励磁涌流抑制方法[J].中国电力,2022,55(09):70-78.
- [44]R. Li, H. Liu, M. Liao, et al. Investigation on Transformer Inrush Current Switched by Controlled Vacuum Circuit Breaker[C]. 2018 28th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV), Germany, 2018:563-566.
- [45]Pingping Han, Qingyang Tong, Yan Wang, et al. An Inrush Current Suppression Strategy for UHV Converter Transformer Based on Simulation of Magnetic Bias[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(6):5179-89.
- [46]Q. Guo, J. Wang, F. Zheng, et al. An Application of Inrush Current Suppression Technology Based on CNN in Switching Operation of High-voltage Built-in High-impedance Transformer[C]. 2018 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), Singapore, 2018: 511-516.
- [47]何小庆,刘淑萍,李攀宏等.一种消除单相变压器励磁涌流的预充磁策略[J].电力系统保护与控制,2014,42(17):120-124.
- [48]D. I. Taylor, J. D. Law, B. K. Johnson, et al. Single-Phase Transformer Inrush Current Reduction Using Prefluxing[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(1):245-252.
- [49]张冬怡. 换流变压器空载合闸涌流特性及抑制方法研究[D].华南理工大学,2018.
- [50]戚宣威. 交直流电网复杂暂态过程及继电保护关键技术研究[D].华中科技大学,2016.
- [51]陈聪,李晓华,张冬怡等.变压器涌流对直流 50 Hz 保护的影响机理与对策[J].广东电力,2017,30(09):91-96.
- [52]周佩朋,项祖涛,杜宁等.西北 750kV 电网合空变导致青藏直流闭锁故障分析[J].电力系统自动化,2013,37(10):129-133.
- [53]黄科峰. 南澳柔性直流输电系统启动中电压跌落原因分析及抑制措施研究[D].华南理工大学,2018.
- [54]樊道庆,郭贤朝,刘静佳.模块化多电平的谐波补偿控制策略[J].自动化与仪

- 表,2018,33(02):73-76+81.
- [55]刘信,张磊.基于改进锁相环和谐振控制的分布式电源逆变器谐波抑制方法[J].东北电力技术,2019,40(11):17-23.
- [56]朱海勇,吴小丹,董云龙,吴永华,刘鹏,裘鹏,戚宣威.考虑延时补偿的配电网柔直网侧谐波电流抑制策略[J].浙江电力,2021,40(11):78-84.
- [57]吴浩伟,段善旭,徐正喜.一种新颖的电压控制型逆变器并网控制方案[J].中国电机工程学报,2008(33):19-24.
- [58]韩晶. 电力变压器励磁涌流影响因素的分析[D].河北工业大学,2015.
- [59]张荣海. 变压器励磁涌流的识别与抑制技术研究[D].重庆大学,2010.
- [60]闫坤. 变压器励磁涌流及其对差动保护的影响[D].山东大学,2012.
- [61]张英敏,单鹏,王顺亮等.模块化多电平换流器交直流侧谐波传导特性研究[J/OL].电网技术:1-11.
- [62]管敏渊,徐政,屠卿瑞等.模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J].电力系统自动化,2010,34(02):48-52.
- [63]李子林. 高压直流输电锁相环研究与开关函数建模[D].华南理工大学,2017.
- [64]郭铭群,梅念,李探等.±500kV 张北柔性直流电网工程系统设计[J].电网技术,2021,45(10):4194-4204.
- [65]张馨予,张钢,钱江林,刘志刚.具有低次谐波抑制能力的PIR控制器设计[J].电工技术学报,2016,31(S2):19-27.
- [66]张海洋,许海平,方程,熊聪.基于比例积分-准谐振控制器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J].电工技术学报,2017,32(19):41-51.
- [67]X. Zhu, H. Wang, X. Yue, et al. Low Frequency Ripple Removal Method for LLC Converter Based on Quasi-PIR Controller[C]. IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Portugal, 2019:1813-1819.
- [68]Z. Ye, Z. Yumei and D. Liye. Design of compensation circuits for quasi-resonant PWM controllers[C]. 2009 IEEE 8th International Conference on ASIC, China, 2009:1129-1132.
- [69]A. V. Dymerefs, R. D. Yershov, A. N. Gorodny, et al. Control Characteristics of Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Buck Converter under Variation of Resonant Circuit and Load Parameters[C]. IEEE EUROCON 2021 - 19th International Conference on Smart Technologies, Ukraine, 2021:443-448.
- [70]T. Selim and S. Mekhilef. A quasi-resonant soft switching 48-pulse PWM inverter with closed loop current control for the realization of FACTS devices[C]. 2008 Australasian Universities Power Engineering Conference, Australia, 2008:1-6.