
学校代码: 10112

密 级:

太原理工大学

硕士学位论文

(学术学位)

论文题目: 基于谐波状态空间建模的 AC/DC 变换器交直流谐波
耦合特性分析

英文题目: Analysis on AC/DC Harmonic Coupling
Characteristics of Converter Based on Harmonic
State Space Modeling

作者姓名: 王晋宁

学 号: 2017510203

学 科: 电气工程

研究方向: 电力电子

指导教师: 韩肖清 教授

论文提交日期: 2020 年 4 月

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含其他个人或集体已发表或撰写过的科研成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名：王晋宁

签字日期：2020年6月2日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者和指导教师完全了解太原理工大学有关保留、使用学位论文的规定：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版；允许本学位论文被查阅和借阅；学校可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于：保密 在_____年解密后适用本授权书
不保密

论文作者签名：王晋宁

导师签名：韩新来

签字日期：2020年6月2日

签字日期：2020年6月2日

硕士学术学位、硕士非工程类专业学位：

学位论文答辩信息表

论文题目	基于谐波状态空间建模的 AC/DC 变换器交直流谐波耦合特性分析			
课题来源*	国家自然科学基金			
论文答辩日期	2020.5.30	答辩秘书	刘宗伟	
学位论文答辩委员会成员				
	姓名	职称	博导/硕导	工作单位
答辩委员会主席	王金浩	教授级高工		山西省电力公司 电力科学研究院
答辩委员 1	王淑红	教授	硕导	太原理工大学
答辩委员 2	杜欣慧	教授	硕导	太原理工大学

*课题来源可填：国家重点研发计划项目、国家自然科学基金项目、国家社科基金项目、教育部人文社科项目、国家其他部委项目、省科技厅项目、省教育厅项目、企事业单位委托项目、其他

摘要

随着分布式能源、微电网、以及电动汽车的大量应用，电力电子变换器在电力系统中的渗透率不断提高，对电网的电能质量以及稳定性提出了新的挑战。变换器通过开关网络将交直流网络连接在一起，使得两侧的交流谐波发生耦合，进而导致变换器两侧的电压电流波动相互影响、恶化电能质量。然而，变换器运行时具有非线性特性的特性，这给两侧的谐波交互特性分析带来了挑战。因此，对变换器建立精确的谐波传输模型，准确分析其谐波交互特性显得尤为关键。本文针对微电网中常用的三相 AC/DC 变换器，采用谐波状态空间理论进行建模，提出了基于谐波耦合阻抗的交直流谐波分析方法，分析了变换器在两种工作模式下交直流两侧的谐波作用规律，对于微电网的电能质量问题研究具有重要价值。

首先，从传统的 AC/DC 变换器建模方法出发，建立了变换器 dq 域模型，设计了变换器在不同工作模式下的控制策略。从变换器的 dq 域模型建模机理上分析了该模型在交直流谐波交互分析中的局限性，阐明了本文采用谐波状态空间建模方法的必要性。

其次，重点研究了谐波状态空间理论的建模过程，在变换器小信号模型的基础上，通过数学推导建立了 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型。谐波状态空间模型将变换器交直流侧的各次谐波包括在内，反映了各频次谐波变量的作用关系。根据所建模型，设计了相应的计算程序，实现了在频域内对变换器交直流谐波耦合扰动的计算。

然后，提出了基于变换器交直流耦合阻抗的谐波特性分析方法。通过 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型，计算了变换器系统的谐波传递函数。利用该函数建立变换器的交直流谐波耦合阻抗，对变换器的交直流谐波耦合特性进行分析。分析表明，变换器交直流耦合现象会改变谐波的频次，而且在不同的工作模式下其谐波耦合特性也会发生改变。在变换器中，不仅存在交直流侧的谐波耦合，也存在同侧的电压与电流的跨频次的耦合现象。变换器工作在逆变模式时直流侧的低频波动影响更为严重，而整流模式下交流侧的正序畸变导致的谐波含量更高。

最后，搭建了三相并网 AC/DC 变换器实验平台，通过硬件实验完成了变换器谐波状态空间建模以及变换器谐波耦合特性分析的验证。实验结果表明，本文建立的谐波状态空间模型以及对于谐波耦合特性分析的结论基

本准确，能够有效地反映出变换器交直流侧谐波耦合的内在作用规律。

关键词：微电网；变换器；谐波状态空间；直流电压扰动；谐波耦合

ABSTRACT

With the widespread application of distributed energy sources, microgrids, and electric vehicles, the penetration of power electronic converters in power systems continues to increase, which poses new challenges to the power quality and stability of power grids. The converter connects the AC and DC networks together through a switching network, so that the AC and DC harmonics on both sides are coupled, which in turn causes the voltage and current fluctuations on both sides of the converter to affect each other and deteriorate the power quality. However, the converter has nonlinear characteristics during operation, which brings challenges to the analysis of harmonic interaction characteristics on both sides. Therefore, it is especially critical to establish an accurate harmonic transmission model for the converter and accurately analyze its harmonic interaction characteristics. In this paper, for the three-phase AC/DC converters commonly used in microgrids, the harmonic state space theory is used for modeling, an analysis method of AC and DC harmonics based on harmonic coupling impedance is proposed, and the AC and DC harmonic functional rules of the converter in two working modes are analyzed. This research is of great value on power quality issues.

First, starting from the conventional AC/DC converter modeling method, the dq domain model of the converter is established, and the control strategy of the converter in different working modes is designed. The limitations of the dq-domain modeling used for the interactive analysis of AC and DC harmonics are analyzed, and the necessity of adopting the harmonic state space modeling method in this paper is clarified.

Secondly, it focuses on the modeling procedures of harmonic state space theory. Based on the small signal model of the converter, the harmonic state space model of the AC/DC converter is established through mathematical derivation. The harmonic state space model includes the harmonics of the AC and DC sides of the converter, and reflects the function relationship of the harmonic variables of each frequency. According to the proposed model, the corresponding calculation

program is designed to realize the calculation of the AC/DC harmonic coupling disturbance of the converter in the frequency domain.

Then, a harmonic characteristic analysis method based on the AC-DC coupling impedance of the converter is proposed. Through the harmonic state space model of the AC/DC converter, the harmonic transfer function of the converter system is calculated. The converter harmonic coupling resistance is established, and the AC-DC harmonic coupling characteristics of the converter are analyzed. The analysis shows that the AC-DC coupling phenomenon of the converter will change the frequency of harmonics, and its harmonic coupling characteristics will also change under different working modes. In the converter, not only there is harmonic coupling on the AC and DC sides, but also there is a cross-frequency coupling phenomenon of voltage and current on the same side. When the converter works in invert mode, the low-frequency fluctuation of the DC side is more serious. In contrast, working in convert mode the harmonic caused by the positive sequence distortion on the AC side is higher.

Finally, a three-phase grid-connected AC/DC converter experimental platform was built, and the hardware harmonic experiment space modelling and converter harmonic coupling characteristics analysis verification were completed. The experimental results show that the harmonic state space model established in this paper and the conclusions on the analysis of the harmonic coupling characteristics are basically accurate, and can effectively reflect the internal action law of the harmonic coupling of the AC and DC sides of the converter.

Key Words: microgrid, converter, Harmonic State Space, DC voltage disturbance, harmonic coupling

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
第 1 章 绪论	1
1.1 选题背景与意义	1
1.2 AC/DC 变换器建模及谐波分析的研究现状	2
1.2.1 AC/DC 变换器谐波分析的研究现状	2
1.2.2 AC/DC 变换器建模的挑战	3
1.2.3 AC/DC 变换器建模的研究现状	6
1.3 本文主要研究内容	7
第 2 章 AC/DC 变换器的 dq 域建模及控制	9
2.1 AC/DC 变换器的拓扑	9
2.2 AC/DC 变换器的 dq 域建模	10
2.3 仿真分析	15
2.4 dq 域模型的讨论	18
2.5 本章小结	19
第 3 章 AC/DC 变换器的谐波状态空间建模及程序设计	21
3.1 谐波状态空间建模简述	21
3.2 AC/DC 变换器谐波状态空间建模	25
3.2.1 逆变模式下的 AC/DC 变换器谐波状态空间建模	25
3.2.2 整流模式下的 AC/DC 变换器谐波状态空间建模	27
3.3 AC/DC 变换器谐波状态空间模型的程序设计	29
3.4 仿真分析	31
3.5 本章小结	34
第 4 章 AC/DC 变换器交直流谐波耦合特性分析	35
4.1 从谐波状态空间模型到谐波传递函数	35
4.2 AC/DC 变换器的交直流谐波耦合特性分析	36
4.2.1 逆变模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性分析	36
4.2.2 整流模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性分析	41
4.3 仿真分析	44
4.3.1 逆变模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性仿真验证	44

4.3.2	整流模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性仿真验证	47
4.4	本章小结.....	51
第 5 章	实验设计及验证.....	53
5.1	AC/DC 变换器实验平台	53
5.1.1	AC/DC 变换器实验平台主电路设计	53
5.1.2	AC/DC 变换器实验平台采样及控制电路设计	55
5.1.3	实验软件设计.....	58
5.2	AC/DC 变换器的谐波耦合特性实验	59
5.3	本章小结.....	62
第 6 章	总结和展望.....	65
6.1	总结.....	65
6.2	展望.....	66
参考文献	67
攻读学位期间取得的科研成果	73
致谢	75

第1章 绪论

1.1 选题背景与意义

电能是现代社会的基石，随着电力生产及消费规模的不断扩大，分布式能源发电、储能、电动汽车等新兴负荷以及微电网成为研究热点。作为火力发电，水力发电等传统的集中式发电的有效补充，分布式能源发电技术不断发展，在电力系统中的比例不断增大^[1]。采用分布式电源供的微电网能够有效地提高新能源发电的利用率，受到国内外学者的广泛关注^[2-3]。与此同时，电动汽车作为一种灵活性较强的电能单元，既是一种不可忽视的用电负荷，又能够在有需要时将电能回馈给电网。电动汽车运行机制的合理规划，对电网运行的经济性与和可靠性都有所提升^[4]。如图 1-1 所示，从分布式能源发电的并网逆变器、微电网中的接口变换器、蓄电池与超级电容使用的储能变换器，到电动汽车充电桩中的变换器、直流负荷以及一部分交流负荷都需要使用电力电子变换器。这些技术的广泛应用，使得电力电子变换器在电网中大量渗透^[5-7]。

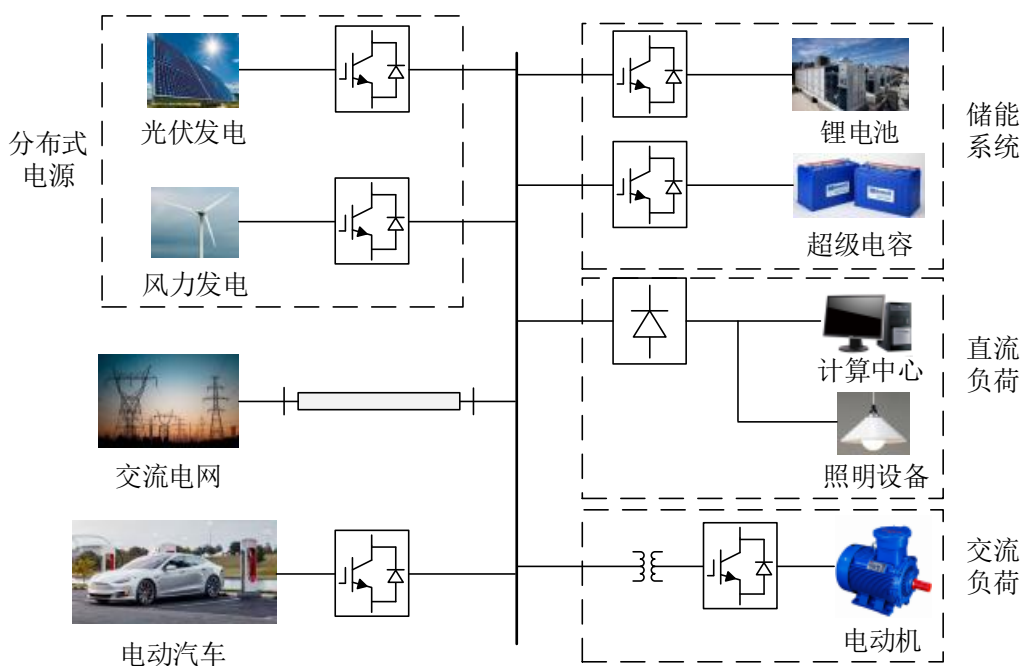


图 1-1 电力电子变换器在电力系统中的广泛应用

Figure 1-1 The wide application of power electronics converters in power system

一方面，作为分布式发电以及微电网中的关键设备，变换器在运行过程中存在产生

谐波的问题。变换器通常采用 PWM(Pulse Width Modulation) 调制,而这种控制方式会导致电路中产生开关频次附近的谐波,为防止变换器上下桥臂直通而在控制中加入的死区,也会导致谐波的产生^[8]。除此之外,日照、温度、风速等环境条件的变化也会引起光伏与风力发电系统产生谐波^[9-10]。

变换器还会产生谐振问题。为滤除变换器运行时产生的开关频次附近的高频谐波,这些变换器常常配有 LCL 或 LLCL 型输出滤波器。然而,这两种滤波器固有的谐振尖峰可能会导致系统在该谐振点上发生谐振。此外,当多台变换器并联运行时,系统的谐振特性可能会发生变化,发生谐振点的偏移。

电力电子变换器作为一种非线性器件,接入电网时可能会产生谐振,运行时会对电网注入谐波,导致电能质量恶化^[11]。同时,随着变换器数量的不断提升,谐波交互问题愈加复杂,对系统的稳定运行提出了新的挑战^[12-13]。

另一方面,电力系统中还存在着许多可能产生谐波污染的设备。近年来发展迅猛的电动汽车,其充电桩中常常使用不控整流接后级 DC/DC 变换器的拓扑,导致充电时向电网中注入大量谐波^[14]。此外,饱和的铁芯设备、不控整流装置、以及冶金工业的电弧装置等非线性负载接入电网之后也会产生大量谐波^[15]。

作为交直流电源的能量转换装置,电力电子变换器通过开关器件将直流侧与交流侧连接,这使得直流侧与交流侧的谐波产生耦合,相互影响。直流侧的电压收到功率波动等因素影响产生的波动,会传输到另一侧影响交流电网的电能质量。而交流网络的谐波也会通过变换器,影响到直流侧的电压稳定。

因此,准确分析这种谐波耦合特性,进而掌握变换器交直流侧的谐波传输规律就显得十分关键。目前,已有一些文献分析了给定谐波源的情况下,变换器交流侧的谐波相互作用规律。然而,针对变换器交直流侧谐波耦合特性的研究还较少,精确的谐波传输特性尚待分析。面对这一问题,传统的建模方法存在局限性,无法为变换器两侧的谐波耦合特性分析提供有力的支撑。为了进一步掌握变换器两侧的谐波交互特性,保障变换器的正常运行,需要建立一套准确的数学模型,来反应变换器两侧谐波的传变规律,为进一步的电压稳定,谐波补偿,变换器控制设计等提供理论依据。

1.2 AC/DC 变换器建模及谐波分析的研究现状

1.2.1 AC/DC 变换器谐波分析的研究现状

电力电子变换器作为有源配电网及微电网中大量接入的设备,控制策略与运行特性与传统的电力系统设备有所不同,需对其行为特征及谐波交互等问题进行深入研究,为分布式发电以及交直流微电网的稳定运行提供可靠保证。

变换器与电网的交互作用、并联运行，以及光照强度、风速、温度等环境因素影响下的光伏及风力发电设备，都会影响系统中谐波的产生，甚至改变系统的谐振特性。文献 [16] 建立了光伏电站的动态模型，反映了光伏发电系统在不同工况下的谐波输出特性，讨论了光照强度及温度的改变对光伏电站输出谐波的影响。文献 [17] 建立了光伏逆变器并网系统的阻抗模型，分析了非理想电网条件下电网阻抗与逆变器输出阻抗发生交互而引起的谐波振荡。文献 [18] 对多台变换器并网运行的研究表明，变换器的并联运行会放大电网谐振点处的谐振。文献 [19] 发现电网的背景谐波电压对风机中的定子电流影响显著，在传统的定子电流矢量控制策略的基础上针对各次谐波电流单独设计控制回路来讲降低各次谐波含量。

目前，已有一些文献研究了给定谐波源条件下变换器在交流侧与并联连接的变换器以及电网之间的相互作用。文献 [20] 考虑了光伏电站与电网之间的谐波交互作用特性，分析了输电线路发生串并联谐振的原因，发现长输电线路会对某些频次的谐波产生放大效应。文献 [21] 研究了变换器交流侧的阻抗网络的谐振特性，提出了虚拟电阻控制策略重新构建了并网逆变器的输出阻抗，从而实现了对交流网络内谐振现象的抑制。文献 [22] 针对微电网中由谐波引起的谐振进行了分析，设计了一种小容量的有源阻尼器对，通过改变微电网内的谐波阻抗来抑制谐波谐振的发生。文献 [23] 对多反激式逆变器进行小信号阻抗建模，发现反激式逆变器的输出阻抗受到电网电压的影响，多台反激式逆变器并联运行时会在高频段发生谐振。这些研究主要采用阻抗模型的方法，将变换器作为等效谐波源，进而分析交流侧的谐波交互特性。

然而变换器的交直流谐波通过开关网络产生耦合，这会导致变换器交直流侧相互影响^[24-26]。当直流侧发生波动时，会对交流侧产生影响；而当变换器交流侧的电网电压发生畸变时，直流电压也会发生畸变，导致直流负载受到影响。文献 [27] 考虑到光伏逆变器中光伏发电模块受到光照和温度变化产生的直流扰动电压，建立了直流扰动电压引起的间谐波电流解析模型，分析了光伏发电系统中谐波电流的产生规律。文献 [28] 指出，直流纹波会导致换流站自耦和现象，直流纹波还与相邻以及远距离的换流站发生耦合关系，当谐波从换流站的一侧传递到另一侧时谐波次数会发生变化。为了进一步地滤除谐波、抑制谐振，需要考虑到变换器交直流两侧的耦合关系，准确地分析谐波的传输特性。

1.2.2 AC/DC 变换器建模的挑战

为了研究系统中的谐波交互与谐振特性，需要对系统进行建模。建模方法主要可以分为两类，即时域建模与频域建模。时域模型是一种简单易行的方法，通过仿真软件搭建实际系统的仿真模型，在时域内计算系统在各个时刻的响应，能够有效地描述系统的时域波形。然而，时域建模虽然能够准确的表现出谐波与谐振现象，却不能反映出这些

现象的内在机理。为了探究系统产生谐波与谐振的深层原因，建立系统的频域模型成为研究谐波交互问题的常用方法。

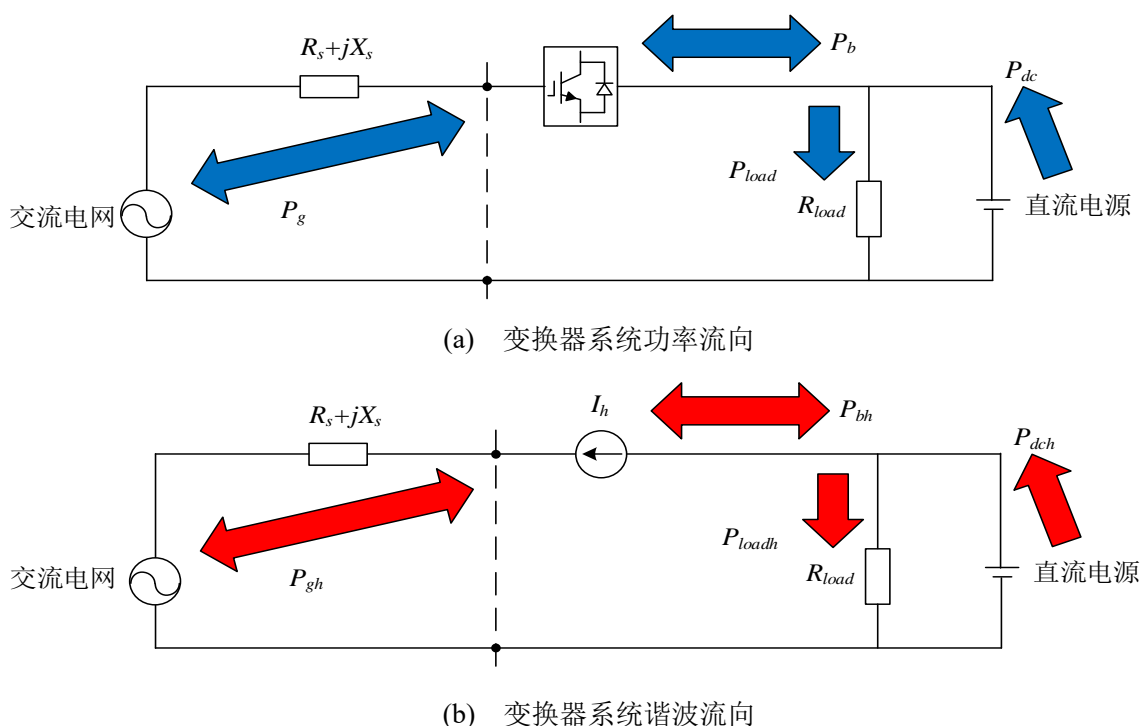


图 1-2 变换器系统中的功率和谐波流向

Figure 1-2 Power and harmonic flow in converter system

变换器系统中的功率和谐波流向如图 1-2 所示。图(a)中， $R_s + jX_s$ 是线路阻抗， R_{load} 是变换器连接的直流侧负载， P_g 是交流电网交换的功率， P_b 是直流侧交换的功率。当直流电源功率不足时，变换器工作在整流模式，功率流向从交流侧流向直流侧。当直流电源功率盈余时，变换器工作在逆变模式，功率从直流侧流向交流侧。图(b)中， I_h 是变换器等效的谐波源，不仅对直流侧负载产生影响，同样会传输至交流侧与源侧阻抗产生交互。值得注意的是，对于谐波成分而言，变换器不仅自身是一个谐波激励源，其也是交直流侧谐波发生交互的通道。而且，当交流电网中含有背景谐波畸变或是直流电源中发生电压波动时，同样频率耦合现象产生交互，影响电能质量甚至威胁系统稳定运行。因此，建立变换器的精确模型，将变换器引起的谐波耦合特性考虑在内将变得十分必要。

含有变换器的系统主要由三部分组成：直流网络、交流网络、以及开关网络。造成变换器两侧谐波相互影响的因素主要是开关网络引起的频率耦合，如图 1-3 所示。首先，交流网络的交流电流 i_{ac} 通过开关网络的调制，在直流侧产生直流电流 i_{dc} 。其次，直流网络的直流电压 v_{dc} 通过开关网络的调制，在交流侧产生交流电压 v_{ac} 。在此过程中，若直流网络的电压 v_{dc} 发生波动，会在交流电压 v_{ac} 中产生谐波，进而导致交流电流 i_{ac} 中

产生谐波，最后通过开关网络传输至直流电流 i_{dc} 中。反之，当交流电压 v_{ac} 发生电压畸变时，会在交流网络中引起交流电流 i_{ac} 的变化，进而通过开关网络在直流电流 i_{dc} 中产生畸变电流，并通过直流网络影响直流电压 v_{dc} 。从上述分析中可以看出，变换器两侧的谐波通过开关网络发生交互，相互影响。

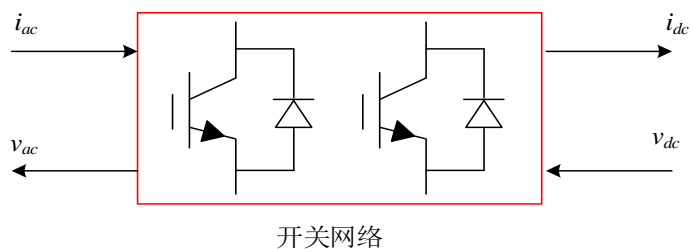


图 1-3 变换器系统中的频率耦合

Figure 1-3 Frequency Coupling in converter system

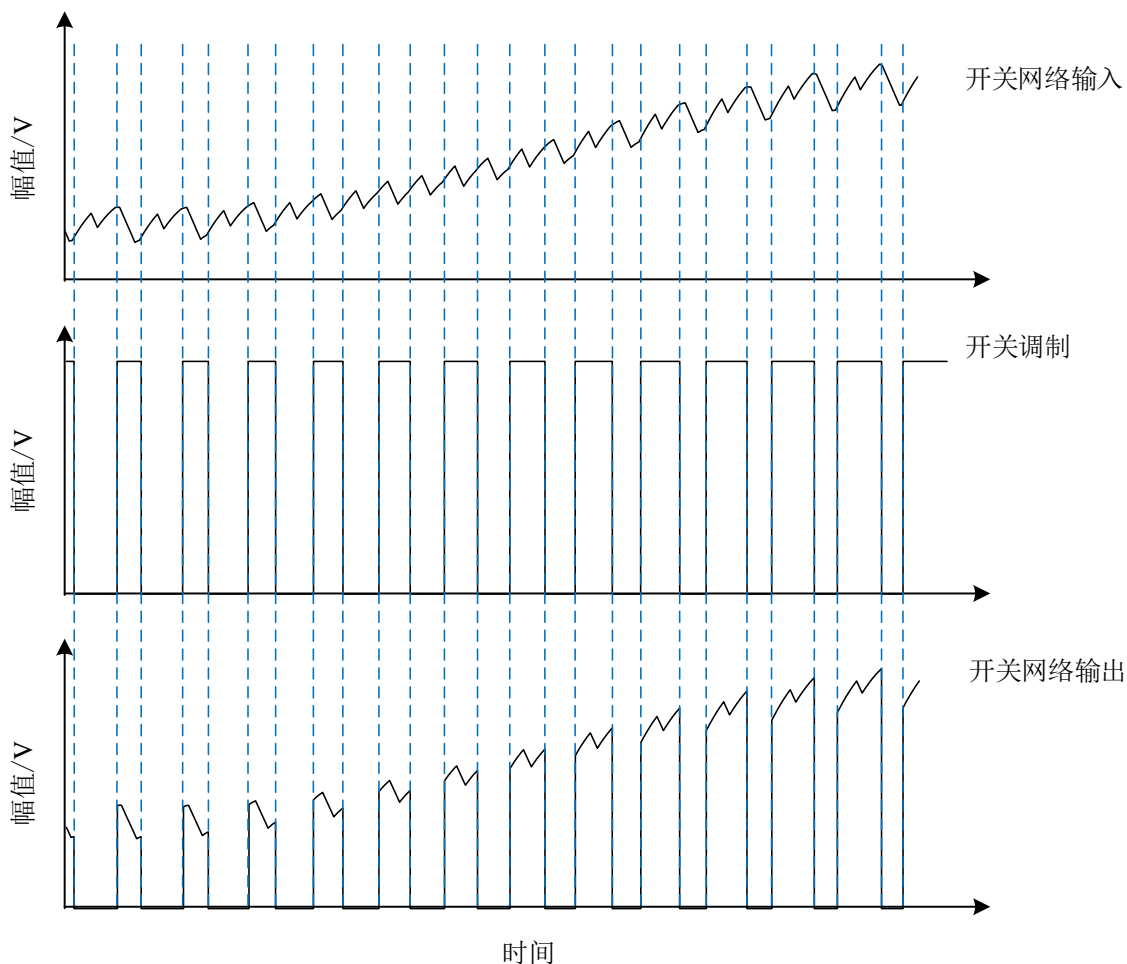


图 1-4 变换器中的频率耦合现象

Figure 1-4 Frequency coupling in converter system

当电压电流经过开关网络调制时，如图 1-4 所示。在使用开关器件组成的开关网络对交直流两侧的电压电流进行调制时，开关网络的时变特性导致输出中不仅包含了输入中的频率特性，还包含了调制波的频率特性输出与输入中的频率不同，即不同频率分量之间产生交互，发生频率耦合现象。

在进行建模分析时，如果输入量中主要包含某一频次的分量而其他频次不明显，可忽略含量较低的成分。进而忽略非线性特性引起的谐波耦合现象，将模型简化为线性系统。然而，变换器两侧电源发生畸变或波动时，输入量中包含多个频次的分量，则需要将非线性特性考虑到建模过程中，对频率耦合现象进行描述。

1.2.3 AC/DC 变换器建模的研究现状

对于不包含非线性元件的系统，可采用频域分析法将其变换至频域内进行建模分析。然而，变换器由开关器件组成，而开关器件常常具有时变特性，不便于直接进行频域建模，需要首先进行线性化处理。

对于变换器的线性化模型，国内外学者对于变换器的建模已有不少研究，常用的建模方法有：状态空间平均法建模(State Space Averaging, SSAV)、 dq 域建模、动态相量建模(Dynamic Phasor)、谐波状态空间(Harmonic State Space, HSS)建模。其中，动态相量建模又称为谐波域建模(Harmonic Domain, HD)或广义状态空间平均(Generalized State Space Averaging, GAV)建模。

状态空间平均法是电力电子变换器建模时常用的方法^[29-32]，这种方法通过在开关周期内对状态变量求平均，可以平滑开关动作产生的不连续信号。文献[33]采用状态空间平均法对 SIDO Buck 变换器进行建模，通过系统的雅可比矩阵分析了控制参数与系统参数的稳定边界。文献 [34] 首先采用状态空间平均法对电容中点式三相四线制并联型有源滤波器进行建模，然后变换至 dq 域中进行设计控制策略。然而，状态空间平均法得到的模型常常是非线性模型，一般仍需进一步的线性化处理。

dq 域建模使用派克变换将 abc 坐标系下的时变模型变为 dq 坐标系下的时不变模型，经常用于三相变流器系统的控制器设计以及稳定性分析^[35-37]。文献[38]将单相 PWM 整流器引入 dq 坐标系进行建模，提出预测电流控制策略来提高功率因数、抑制谐波电流并降低开关器件承受电压。文献[39]在 dq 域中建立了三相并网光伏逆变器的数学模型，设计了无差拍功率控制策略，使得有功功率和无功功率的控制解耦，响应速度快，波动小。然而，虽然采用派克变换能够将交流量变为直流量从而简化控制，但这种方法只能对单一频次进行直流化处理，难以处理多频率成分问题的建模与分析。

上述建模方法忽略了谐波之间的相互作用，不能准确分析变换器中的谐波耦合现象。为计及多频次谐波之间的交互作用，有学者提出了动态相量法对变换器进行建模^[40-41]，也有学者将其称作谐波域建模^[42]，或是广义状态空间平均建模^[43]。文献 [44] 采用动态

相量法对包含多台逆变器的微电网进行建模,能够反映系统的动态过程,提升仿真速度。文献[45]采用动态相量法对带有分布式电源的并网逆变器进行建模,分析了逆变器在电网电压不对称及故障工况下的建模过程。动态相量法可以选取关键分量进行建模,从而得到较为精确的计算结果,同时提升仿真速度,实现多逆变器接入电网系统的快速仿真。动态相量法主要侧重于通过选取关键频次来反映系统的动态特性,然而当分析阶数变多时,建模推导过程较为复杂,不便于对谐波耦合特性进行分析。

为研究电力电子系统中的谐波相互作用特性,有学者提出了谐波状态空间建模^[46],该方法已在谐波分析中得到不少应用^[49-50]。文献[51]采用谐波状态空间理论对 buck-boost 变换器进行建模,并在 PSCAD-EMTDC 中进行验证,该模型可扩展至高压直流输电系统和柔性直流输电系统。文献[52]采用谐波状态空间理论对 HVDC 变换器进行建模,发现频率耦合特性会导致低频暂态特性被高频谐振主导。文献[53]采用谐波状态空间理论对模块化多电平变换器(Modular Multilevel Converter, MMC)进行精确阻抗建模,比较了几种不同控制策略下 MMC 阻抗的动态特性。文献[54]采用谐波状态空间理论对风电场的背靠背变换器进行建模,发现变换器对不同频次谐波的阻抗特性不同。作为电力电子中一种新的建模方法,谐波状态空间理论将输入与输出中的变量以谐波状态空间变量的形式表达,将多个频次的谐波包含在内进行建模,通过谐波状态空间模型计算所得的谐波传递函数,可以考察系统中各频次谐波之间的传递关系。

1.3 本文主要研究内容

AC/DC 变换器是一种常用的电力电子变换器,本文以此为研究对象,具有通用性。本文通过分析 AC/DC 变换器的拓扑结构,在变换器小信号模型的基础上,建立了 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型。根据建立的模型计算系统的谐波传递函数,分析 AC/DC 变换器的谐波耦合特性。最后,通过仿真与实验分析验证所得结论的有效性。

本文的主要研究内容如下:

第一章:介绍了电力电子变换器的大量使用导致的复杂谐波交互问题,然后对电力电子变换器的谐波交互研究现状以及常用的建模方法进行总结。针对变换器的交直流谐波耦合特性,选取谐波状态空间建模作为本文的研究方法。

第二章:从传统的 AC/DC 变换器建模方法开始,建立了变换器的 dq 域模型。设计相应的控制策略,并在仿真中验证控制策略的有效性。从变换器的 dq 域模型建立机理上分析了该模型在交直流谐波交互分析中的局限性,阐明了本文采用谐波状态空间建模方法的必要性。

第三章:重点研究了谐波状态空间理论的建模过程,在变换器小信号模型的基础上,

通过数学推导建立了 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型。然后，根据变换器的谐波状态空间模型设计了相应的计算程序，实现了在频域内对变换器交直流谐波耦合扰动的计算。谐波状态空间模型计算与仿真结果的对比表明，该模型能够准确反映出变换器的交直流谐波耦合特性。

第四章：提出了基于变换器交直流耦合阻抗的谐波特性分析方法。通过 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型，计算了系统的谐波传递函数。利用该函数建立变换器的交直流谐波耦合阻抗，对变换器的交直流谐波耦合特性进行分析。通过对比谐波状态空间模型的计算结果与仿真结果，验证了所得结论的正确性。

第五章：搭建了三相并网 AC/DC 变换器实验平台。主要包括实验平台主电路的设计，实验平台中信号采样电路与调理电路的设计，驱动核心外围电路的配置，以及实验程序的设计。通过硬件实验完成了变换器谐波状态空间建模以及变换器谐波耦合特性分析的验证。实验结果表明，本文建立的谐波状态空间模型以及对于谐波耦合特性分析的结论基本准确，能够有效地反映出变换器交直流侧谐波耦合的内在作用规律。

第六章：是对全文工作的总结以及对未来可进行的研究方向的展望。

第2章 AC/DC 变换器的 dq 域建模及控制

本文的研究对象是微电网中常用的三相 AC/DC 变换器，主要有整流和逆变两种工作模式，实现直流侧和交流侧的功率联系，维持直流侧电压恒定。本章将针对电压型三相 AC/DC 变换器进行 dq 域内的建模，具有通用性。首先建立 AC/DC 变换器的 dq 域模型，设计控制策略。其次，在 MATLAB/PLECS 中搭建仿真模型，验证控制策略的有效性。最后，讨论了变换器的 dq 域模型的优势与不足，指出其用于变换器谐波交互分析的局限性。

2.1 AC/DC 变换器的拓扑

AC/DC 变换器是分布式能源发电以及微电网中常用的关键设备，用于交直流侧的功率联系，维持直流侧电压稳定。其常见结构有单相三相之分，本文以微电网中常用的三相全桥结构作为研究对象，具有通用性。

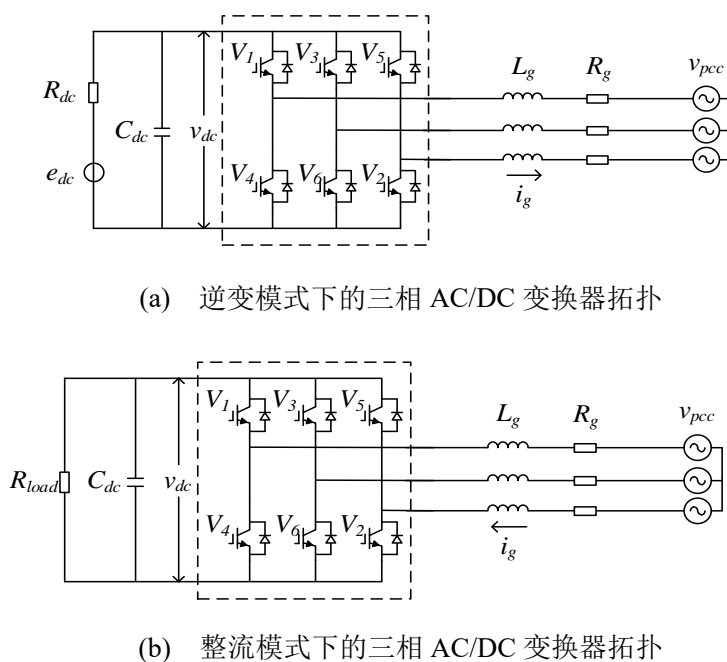


图 2-1 三相 AC/DC 变换器的拓扑

Figure 2-1 Three-phase AC/DC converter topology

三相 AC/DC 变换器工作在逆变模式时，将功率从直流侧传输至交流侧，采用恒功率控制，其拓扑如图 2-1(a)所示。其中， v_{pcc} 为接入点交流电网电压； L_g 为滤波电感； R_g 为线路等效电阻； e_{dc} 为直流侧等效电源； R_{dc} 为直流侧等效电源内阻； C_{dc} 为直流侧稳压

电容； i_g 为输出电流； v_{dc} 为直流电容电压。三相 AC/DC 变换器工作在整流模式时，从交流侧获取功率来维持直流侧电压恒定，采用恒压控制，其拓扑如图 2-1(b) 示。与逆变模式相比，其多出了直流侧等效负载 R_{load} ，并移除了直流等效电源支路。

选取滤波电感 L_g 时，考虑到逆变情况下变换器输出电压会有所跌落。滤波电感的取值增大时，跌落电压过大，因此要考虑电压跌落的限制，选取适当的电感值。

滤波电感上跌落的电压为：

$$\Delta U = \omega L_g I_g \quad (2-1)$$

本文中，电网电压为 $V_{pcc} = 220V$ ，变换器额定功率为 $S_N = 4.5kW$ 。限制电压跌落不超过 10% 的系统电压，则：

$$L_g \leq \frac{\Delta U}{\omega I_g} = \frac{0.1V_{pcc}}{\omega \frac{S_N}{3V_{pcc}}} = 10.3mH \quad (2-2)$$

考虑实际裕量，选取 L_g 选取为 6mH。

2.2 AC/DC 变换器的 dq 域建模

逆变模式下的拓扑相比于整流模式，多出了直流侧等效电源，而二者的功率流向也有所不同。所以本节将分别对两种情况进行建模，并设计控制环节。

根据图 2-1 所示的逆变模式三相 AC/DC 变换器拓扑，可得 A 相的基尔霍夫电流方程：

$$L_{g,A} \frac{d}{dt} i_{g,A} = -R_{g,A} i_{g,A} + v_{inv,A} - v_{pcc,A} \quad (2-3)$$

其中， v_{inv} 是变换器交流侧端口电压。如果将变换器端口电压用开关信号 p 表示与直流侧电容电压 v_{dc} 来表示，即：

$$v_{inv,A} = p_A v_{dc} \quad (2-4)$$

将其代入式(2-4)，可得：

$$L_{g,A} \frac{d}{dt} i_{g,A} = -R_{g,A} i_{g,A} + p_A v_{dc} - v_{pcc,A} \quad (2-5)$$

同理可得 B、C 相方程：

$$L_{g,B} \frac{d}{dt} i_{g,B} = -R_{g,B} i_{g,B} + p_B v_{dc} - v_{pcc,B} \quad (2-6)$$

$$L_{g,C} \frac{d}{dt} i_{g,C} = -R_{g,C} i_{g,C} + p_C v_{dc} - v_{pcc,C} \quad (2-7)$$

直流侧电流 i_{dc} 为:

$$i_{dc} = p_A i_{g,A} + p_B i_{g,B} + p_C i_{g,C} \quad (2-8)$$

直流侧电容电压方程为:

$$C_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} = -\frac{1}{R_{dc}} v_{dc} - i_{dc} + \frac{1}{R_{dc}} e_{dc} \quad (2-9)$$

综上所述, 变换器在逆变模式下的模型为:

$$\begin{cases} L_{g,A} \frac{d}{dt} i_{g,A} = -R_{g,A} i_{g,A} + p_A v_{dc} - v_{pcc,A} \\ L_{g,B} \frac{d}{dt} i_{g,B} = -R_{g,B} i_{g,B} + p_B v_{dc} - v_{pcc,B} \\ L_{g,C} \frac{d}{dt} i_{g,C} = -R_{g,C} i_{g,C} + p_C v_{dc} - v_{pcc,C} \\ C_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} = -\frac{1}{R_{dc}} v_{dc} - i_{dc} + \frac{1}{R_{dc}} e_{dc} \\ i_{dc} = p_A i_{g,A} + p_B i_{g,B} + p_C i_{g,C} \end{cases} \quad (2-10)$$

该模型建立在三相静止 abc 坐标系下, 能够清晰地反映变换器的物理意义。然而, 模型中的交流量给控制器的设计造成了障碍。因此, 可使用派克变换(2-11)将其变换至 dq 域, 方便进行控制器的设计。

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

为简化分析, 假设三相电路对称, 即 $L_{g,A} = L_{g,B} = L_{g,C} = L_g$, 以及 $R_{g,A} = R_{g,B} = R_{g,C} = R_g$, 则在 dq 域中有:

$$\begin{cases} L_g \frac{d}{dt} i_{g,d} = -R_g i_{g,d} + p_d v_{dc} - v_{pcc,d} + \omega L_g i_{g,q} \\ L_g \frac{d}{dt} i_{g,q} = -R_g i_{g,q} + p_q v_{dc} - v_{pcc,q} - \omega L_g i_{g,d} \\ C_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} = -\frac{1}{R_{dc}} v_{dc} - i_{dc} + \frac{1}{R_{dc}} e_{dc} \\ i_{dc} = \frac{3}{2} (p_d i_{g,d} + p_q i_{g,q}) \end{cases} \quad (2-12)$$

其中, $i_{g,d}$ 与 $i_{g,q}$ 分别是虚拟的 d 轴电流与 q 轴电流; $v_{pcc,d}$ 与 $v_{pcc,q}$ 分别是虚拟的 d 轴电网电压与 q 轴电网电压; p_d 与 p_q 分别是虚拟的 d 轴开关信号与 q 轴开关信号。

值得注意的是, $p_d v_{dc}$ 是两个时变信号的乘积, 而非线性定常系数与状态变量的乘积。这意味着式(2-12)是非线性方程, 因此在设计控制器之前, 需要先进行线性化处理。在其工作点附近小信号化可得:

$$\begin{cases} L_g \frac{d}{dt} \Delta i_{g,d} = -R_g \Delta i_{g,d} + p_{d,o} \Delta v_{dc} + v_{dc,o} \Delta p_d - \Delta v_{pcc,d} + \omega L_g \Delta i_{g,q} \\ L_g \frac{d}{dt} \Delta i_{g,q} = -R_g \Delta i_{g,q} + p_{q,o} \Delta v_{dc} + v_{dc,o} \Delta p_q - \Delta v_{pcc,q} - \omega L_g \Delta i_{g,d} \\ C_{dc} \frac{d}{dt} \Delta v_{dc} = -\frac{1}{R_{dc}} \Delta v_{dc} - \Delta i_{dc} + \frac{1}{R_{dc}} \Delta e_{dc} \\ \Delta i_{dc} = \frac{3}{2} (p_{d,o} \Delta i_{g,d} + p_{q,o} \Delta i_{g,q} + i_{g,d,o} \Delta p_d + i_{g,q,o} \Delta p_q) \end{cases} \quad (2-13)$$

式中, o 表示直流工作点分量。

假设理想工况下直流电压与交流电网电压没有扰动, 即 $\Delta v_{pcc} = 0$, $\Delta v_{dc} = 0$, 可得:

$$\begin{cases} L_g \frac{d}{dt} \Delta i_{g,d} = -R_g \Delta i_{g,d} + v_{dc,o} \Delta p_d + \omega L_g \Delta i_{g,q} \\ L_g \frac{d}{dt} \Delta i_{g,q} = -R_g \Delta i_{g,q} + v_{dc,o} \Delta p_q - \omega L_g \Delta i_{g,d} \end{cases} \quad (2-14)$$

从式(2-14)中可以看到, d 轴 q 轴电流之间存在耦合项, 不便于设计控制器。因此需要在控制中加入解耦环节, 消除耦合项的影响。本文采用 PI 控制器来调节电流, 令 Δp_d 与 Δp_q 分别为:

$$\begin{cases} \Delta p_d = \frac{\Delta p_{d1}}{v_{dc,o}} - \frac{\omega L_g i_{g,q}}{v_{dc,o}} \\ \Delta p_q = \frac{\Delta p_{q1}}{v_{dc,o}} + \frac{\omega L_g i_{g,d}}{v_{dc,o}} \end{cases} \quad (2-15)$$

其中,

$$\begin{cases} \Delta p_{d1} = (k_p + \frac{k_i}{s})(i_{gref,d} - i_{g,d}) \\ \Delta p_{q1} = (k_p + \frac{k_i}{s})(i_{gref,q} - i_{g,q}) \end{cases}$$

将式(2-15)代入式(2-14)中可得,

$$\begin{cases} L_g \frac{d}{dt} \Delta i_{g,d} = -R_g \Delta i_{g,d} + \Delta p_{d1} \\ L_g \frac{d}{dt} \Delta i_{g,q} = -R_g \Delta i_{g,q} + \Delta p_{q1} \end{cases} \quad (2-16)$$

从式(2-16)可以看到加入解耦环节后的变换器 d 轴与 q 轴之间的耦合项被消除, 从而可以单独设计 d 轴与 q 轴的控制器的。

在设计电流环时, 考虑到采样环节和调制环节的延时, 可得电流内环传递函数框图, 如图(2-4)所。其中, T_s 为 PWM 调制周期, K_{PWM} 为 PWM 调制环节增益。

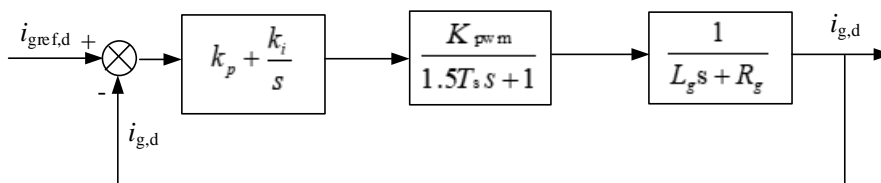


图 2-2 电流环传递框图

Figure 2-2 Current loop transfer block diagram

根据图 2-3 可得, 电流环的开环传递函数为:

$$G(s) = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{sL_g + R_g} \cdot \frac{K_{PWM}}{1.5T_s s + 1} \quad (2-17)$$

对于电流内环, 通常设计 $\tau = K_p / K_i = L_g / R$ 使得零极点对消, 使得电流环的闭环传递函数校正为二阶系统, 进而按照二阶系统设计合适的控制参数。

对于变换器的外环, 可采用恒功率控制的功率外环。功率外环根据参考功率, 产生电流内环的参考电流信号。而最终产生的变换器电压参考信号, 经过反派克变换后输入给 PWM 调制环节。可画出变换器的解耦控制框图, 如图(2-4)所示:

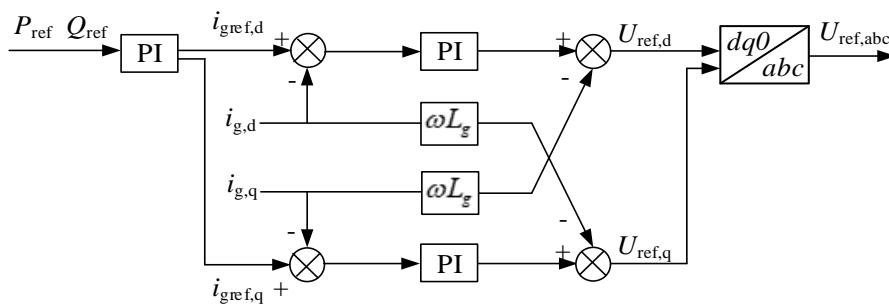


图 2-3 逆变模式解耦控制框图

Figure 2-3 Decoupling control diagram of invert mode

与逆变模式相比，整流模式下的变换器移除了直流侧等效电源支路，其他部分不变。如图 2.2 所示，根据基尔霍夫电流定律可以建立变换器在整流模式下的模型：

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{g,A} = -\frac{R_{g,A}}{L_{g,A}} i_{g,A} - \frac{p_A}{L_{g,A}} v_{dc} + \frac{1}{L_{g,A}} v_{pcc,A} \\ \frac{d}{dt} i_{g,B} = -\frac{R_{g,B}}{L_{g,B}} i_{g,B} - \frac{p_B}{L_{g,B}} v_{dc} + \frac{1}{L_{g,B}} v_{pcc,B} \\ \frac{d}{dt} i_{g,C} = -\frac{R_{g,C}}{L_{g,C}} i_{g,C} - \frac{p_C}{L_{g,C}} v_{dc} + \frac{1}{L_{g,C}} v_{pcc,C} \\ \frac{d}{dt} v_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{load}} v_{dc} + \frac{1}{C_{dc}} i_{dc} \\ i_{dc} = p_A i_{g,A} + p_B i_{g,B} + p_C i_{g,C} \end{cases} \quad (2-18)$$

整流模式下的变换器采用直流电压恒压控制，维持直流侧电压稳定，保证直流负载正常运行。根据式(2-18)可设计双闭环控制，其控制外环为直流电压外环，内环为电流环，设计过程与前文类似，此处不再赘述。其控制框图如图 2-5 所示：

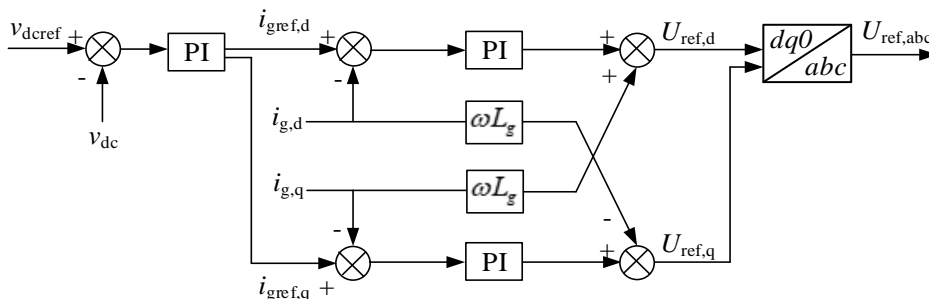


图 2-4 整流模式解耦控制框图

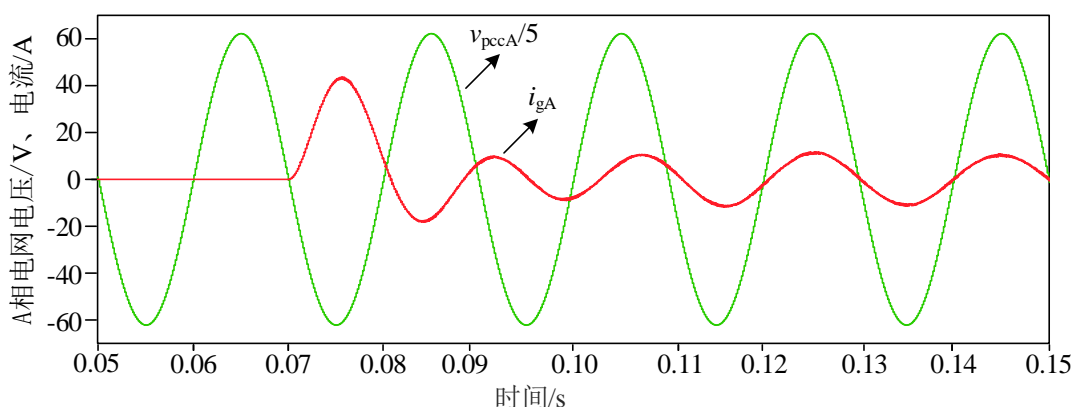
Figure 2-4 Decoupling control diagram of convert mode

2.3 仿真分析

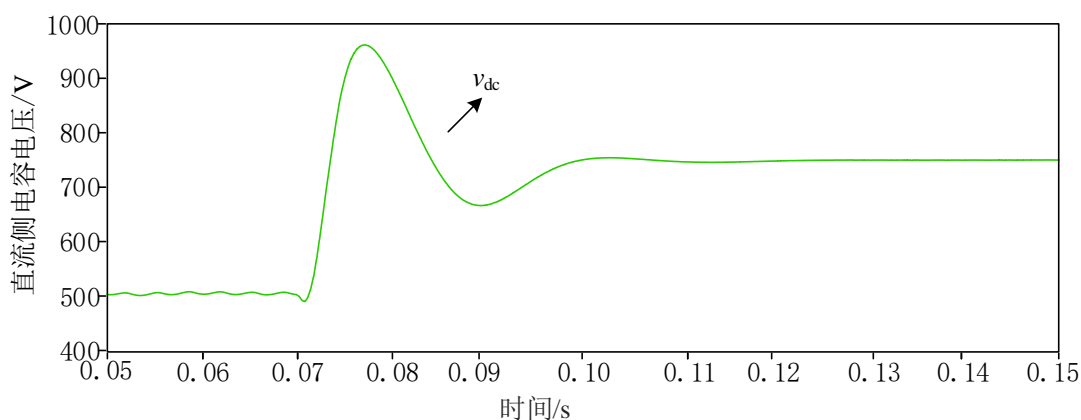
上文根据变换器的两种不同工作模式，分别设计了控制环节。当功率从直流侧流向交流侧时，变换器工作在逆变模式，向交流电网输出额定功率。当功率从交流侧流向直流侧时，变换器工作在整流模式，从交流电网吸收功率维持直流侧电压稳定。

为了验证所设计的两种工作模式下 AC/DC 变换器的控制策略，采用 MATLAB/PLECS 中搭建了变换器的仿真模型。其中，交流侧电网电压为 380V/50Hz，逆变模式中直流侧等效电源电压为 750V，额定功率 4.5kW，整流模式中直流电压 750V，直流侧额定负载 4.5kW。

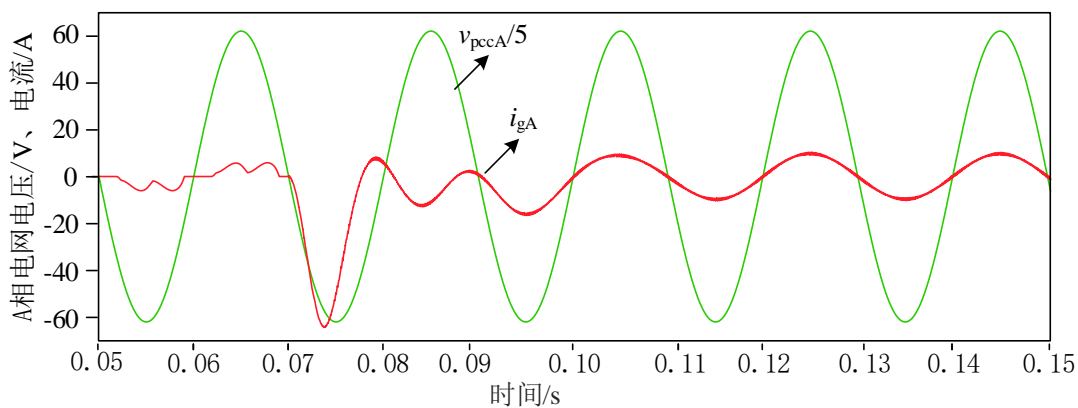
当变换器工作在逆变模式时，在 0.07s 启动控制，电流正方向为变换器流向电网。当变换器工作在整流模式时，在 0.07s 启动控制，电流正方向为电网流向变换器。仿真结果如图 2-5 所示，从图中可以看出，两种工作模式下，变换器均可正常运行。逆变模式下变换器向电网输出功率，整流模式下变换器从电网吸收功率维持直流侧电压稳定。



(a) 逆变模式 A 相电网电压电流



(b) 整流模式直流侧电容电压



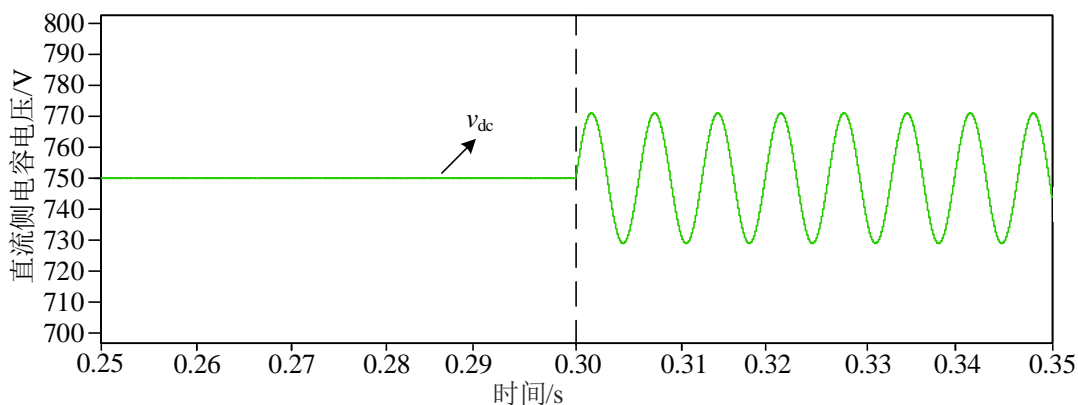
(c) 整流模式 A 相电网电压电流

图 2-5 两种工作模式下的变换器仿真结果

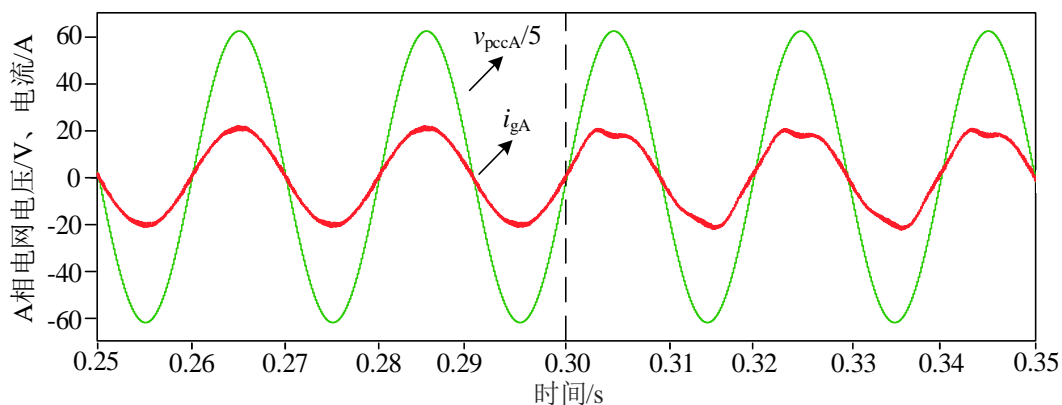
Figure 2-5 Simulation results of the converter in two modes

然而，变换器用开关器件将交直流网络连接在一起。直流侧由于负荷波动、交换功率波动等原因发生电压波动时，会通过变换器传导至交流侧，引起入网电流畸变；当变换器交流侧连接的电网电压发生畸变时，同样会通过变换器影响直流侧。而开关网络的时变特性又导致了变换器的非线性特性，使得交直流两侧的网络产生耦合阻抗，不同频率之间的谐波发生联系。

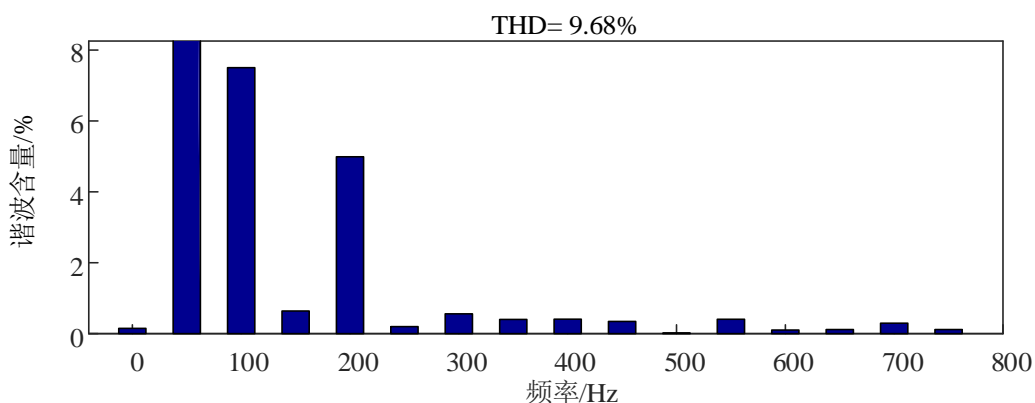
如图 2-6(a)所示，当变换器工作于逆变模式时，在 0.3s 时刻向直流侧等效电源注入幅值为 20V 的 3 次波动。从图 2-6(b)中可以看出，变换器输出的交流电流发生畸变。交流电流的频谱如图 2-6(c)所示，从频谱中可以看出变换器输出的交流电流中产生了 2、4 次畸变。这说明，直流侧的波动传递到交流侧发生了频率偏移。



(a) 逆变模式下直流侧电压畸变的直流电容电压



(b) 逆变模式下直流侧电压畸变的 A 相电压电流

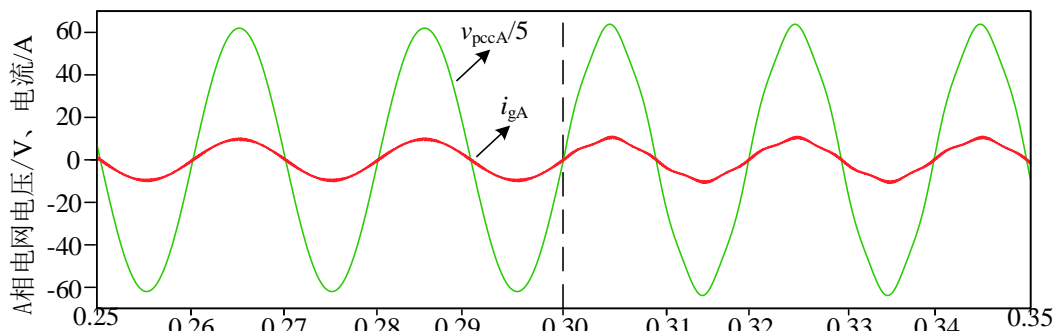


(c) 逆变模式下直流侧电压畸变的 A 相电流频谱

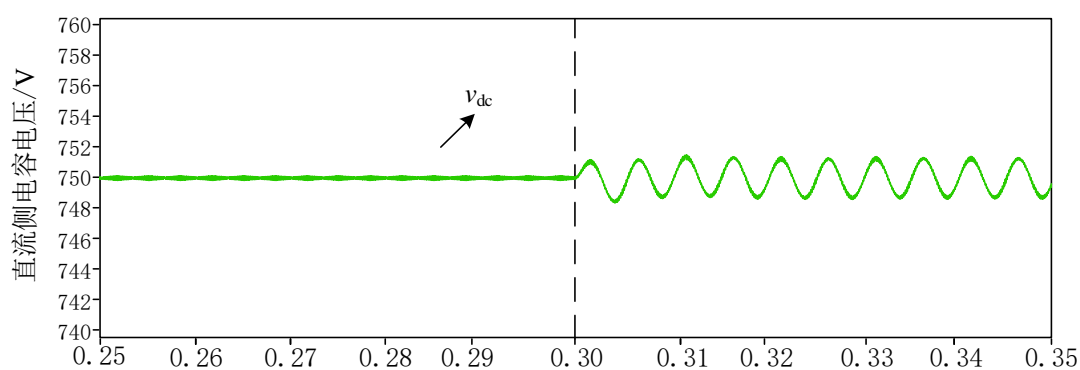
图 2-6 电压畸变时逆变模式下的变换器仿真结果

Figure 2-6 Simulation results of the converter in invert mode under voltage distortion

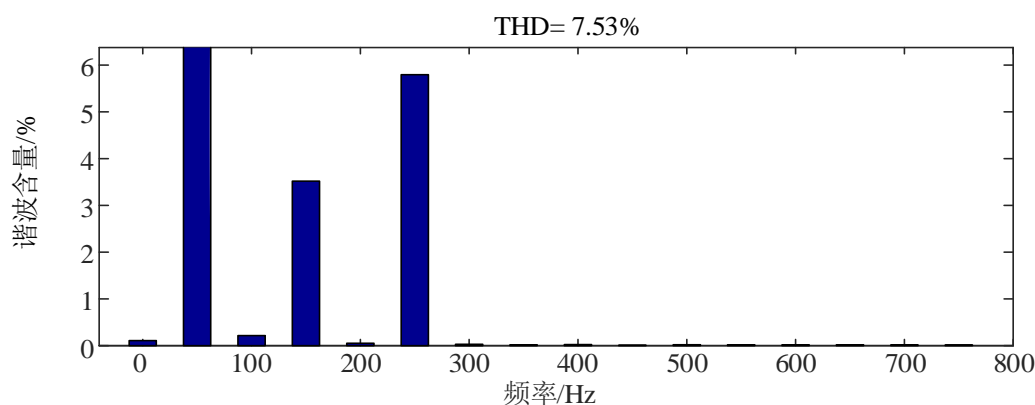
如图 2-7(a)所示,当变换器工作于整流模式时,在 0.3s 时刻向交流侧的电网电压注入含量为 5%的 5 次谐波。从图 2-7(b)中可以看出,直流侧的电容电压发生了 4 次波动。电网电流的频谱图如图 2-7(c)所示,除了与电网电压谐波相同的 5 次谐波电流之外,还产生了 3 次谐波电流。这说明,交流侧的谐波传递到直流侧时,同样会发生频率偏移。同时,变换器对谐波源还有频率偏移的谐波阻抗。



(a) 整流模式下电网电压畸变的 A 相电压电流



(b) 整流模式下电网电压畸变的直流电压



(c) 整流模式下直流侧电压畸变的 A 相电流频谱

图 2-7 电压畸变时整流模式下的变换器仿真结果

Figure 2-7 Simulation results of the converter in convert mode under voltage distortion

从图 2-6 和 2-7 中可以看出，在变换器中，一侧的电压畸变会传输至另一侧，并且畸变电流的频次发生了变化。这是由于变换器具有的非线性特性，从而导致的交直流侧谐波产生耦合。然而，前文建立的变换器 dq 域小信号模型是一种线性模型，无法反应这种非线性的谐波耦合特性。因此，我们需要考虑到变换器两侧的谐波耦合特性，建立能够反映全局谐波传递关系的变换器模型。

2.4 dq 域模型的讨论

dq 域模型使用派克变换将交流模型变换为直流模型，虽然引入了耦合项，但可通过设计解耦环节消除其影响。解耦之后的 dq 域模型中， d 轴电流分量与 q 轴电流分量不再关联，大大简化了控制器的设计。这种模型物理意义清晰，常常有用于三相变换器系统的稳定性分析。

然而，在线性化的过程中， dq 域模型做出了假设来简化控制器的设计。 dq 域模型

在建模过程中采用派克变换将交流量变为直流量，然而这种方法仅能简化针对一个频次的分析而忽略其他频次。同时，在式(2-14)中，我们假设了 $\Delta v_{pcc} = 0$ ， $\Delta v_{dc} = 0$ 。这样的假设确实降低了控制器设计部分的工作量，但是也导致逆变模式下直流电压对变换器输出电流的影响以及整流模式下电网电压对直流电压的影响变得难以分析。

若需要考虑到这二者的影响，可将其继续代入小信号模型中进行控制器的建模。然而当直流电压发生扰动时，直流电压 v_{dc} 中与开关信号 p 中将会包含多个频率分量，它们的乘积将同样包括多个频率的分量。而传统的频率分析法在分析时，要求系统中的输入输出是同一频率，即激励与响应应为同频率分量之间的传递关系。这将导致传统的频域分析法不能很好地分析变换器中涉及到多频率输入输出间的分析。因此，需要考虑到输入输出中的多个频率分量，建立能够反映全局传递关系的系统模型。

2.5 本章小结

本章对微电网中常用的三相电压型 AC/DC 变换器的逆变和整流两种工作模式下建立 dq 域小信号模型，设计控制器，并讨论了该模型对于变换器谐波分析的局限性。首先分析了 AC/DC 变换器的拓扑结构，选取合适的滤波参数。其次将变换器时域模型变换至 dq 域建立小信号模型，从而进行控制器设计。然后在 MATLAB/PLECS 中，搭建仿真模型验证变换器控制策略的有效性。最后讨论了常用的 dq 域小信号模型对于变换器谐波交互分析的局限性。

第3章 AC/DC 变换器的谐波状态空间建模及程序设计

为了分析 AC/DC 变换器交直流侧的谐波交互特性，需要建立能够反映这种多次谐波之间的传递关系的变换器模型。当变换器交流侧或直流侧发生谐波扰动时，可能有多个频次的谐波在交直流侧之间传播。然而传统的 dq 域模型虽然能够利用派克变换将交流模型变换为直流模型从而便于控制器设计及系统稳定性分析，却仅能针对一个频率变换为直流量而忽略其他频次的分量，难以体现不同频次谐波之间的传递特性。因此，本章首先重点研究了谐波状态空间理论的建模过程。其次，采用谐波状态空间建模理论对 AC/DC 变换器进行建模，并给出了详细的建模过程。然后，根据变换器谐波状态空间模型设计了相应的计算程序，实现了频域内对变换器交直流谐波耦合扰动的计算。最后，通过程序计算结果与仿真模型结果的对比，验证了所建谐波状态空间模型的准确性。

3.1 谐波状态空间建模简述

当变换器运行在稳态工作点时，可认为变换器中各变量的时域信号是周期信号。周期信号在时域内是随时间变化的，但变换至频域后则成为由频率、幅值和初相角决定的常量。谐波状态空间理论通过频域变换的特性，将模型中的变量变换至频域中，同时保留各个频次的分量，从而实现非线性方程的线性化，并体现出不同频次谐波之间的传递特性。

一般情况下，若认为电路中的元件是线性元件时，可将电路近似为线性时不变(linear time invariant, LTI)系统，如式(3-1)所示，系数 A 与 B 是不随时间变化的常量。

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3-1)$$

式中： $x(t)$ 和 $u(t)$ 分别为状态变量与输入变量。

当电路中有时变元件时，系数 $A(t)$ 与 $B(t)$ 变为关于时间的函数，如式(3-2)所示。

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (3-2)$$

若系数的变化具有周期性，如式(3-3)所示(其中 T 为变化周期)，根据线性周期(linear time periodic, LTP)时变系统理论，可将其变换为谐波状态空间模型^[55]，如式(4)所示。谐波状态空间模型中系数 $A(\omega)$ 与 $B(\omega)$ 变为与角频率相关的常量，不再随时间的变化而变化。通过将线性周期时变系统变换至谐波状态空间中，实现了对非线性方程的定常化，

便于求解。

$$\begin{cases} A(t+T) = A(t) \\ B(t+T) = B(t) \end{cases} \quad (3-3)$$

$$\dot{X}(\omega, t) = A(\omega) \otimes X(\omega, t) + B(\omega) \otimes U(\omega, t) \quad (3-4)$$

式中： $X(\omega, t)$ 和 $U(\omega, t)$ 分别为状态变量与输入变量； \otimes 表示卷积运算。

根据信号分析理论可知，对于一个在时域内连续的周期信号，可使用傅里叶级数的形式将其变换到频域内。而变换器时域模型(2-10)与(2-18)中的信号则可展开为：

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (3-5)$$

式中： n 为谐波阶数； a_n 、 b_n 为各次谐波的傅里叶系数； ω_0 为基波角速度； X_n 为各次谐波的三角函数合成式中的傅里叶系数； θ_n 为三角函数合成式中的初相角。

然而，正弦函数式在建模时推导步骤较为复杂，因此通过欧拉公式 $\cos\theta = \frac{1}{2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ ，将式(3-5)改写为指数函数形式：

$$\begin{aligned} x(t) &= X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cos(n\omega_0 t + \theta_n) \\ &= X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} X_n (e^{j(n\omega_0 t + \theta_n)} + e^{-j(n\omega_0 t + \theta_n)}) \\ &= X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} X_n (e^{j(n\omega_0 t + \theta_n)} + e^{-j(n\omega_0 t + \theta_n)}) \\ &= X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{X_n e^{j(n\omega_0 t + \theta_n)} + X_n e^{-j(n\omega_0 t + \theta_n)}}{2} \\ &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} X_k e^{jk\omega_0 t} \\ X_k &= \begin{cases} \frac{1}{2} X_n e^{j\theta_n}, & k > 0 \\ \frac{1}{2} X_n e^{-j\theta_n}, & k < 0 \\ X_0, & k = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (3-6)$$

式中： k 为谐波频次； X_k 为各次谐波系数；

由式(3-6)可见，一个周期信号可分解为多个频次的正弦信号。而每个频次的正弦信号又可以分解为一对模值相等、方向相反的共轭相量，如图 3-1 所示。因此，包含多个频率的周期性时域型号可以转换为多个频域信号的叠加。

为探究系统的动态特性，可使用指数调制函数 e^{st} 作为其核函数，如式(3-8)所示。

$$x(t) = e^{st} \sum_{k \in \mathbb{Z}} X_k e^{jk\omega_0 t} \quad (3-8)$$

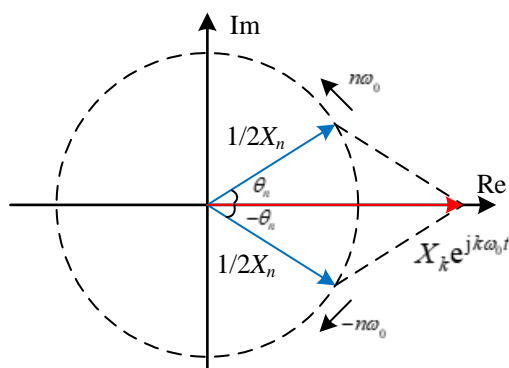


图 3-1 正弦信号的复频域分解

Figure 3-1 Decomposition of sinusoidal signal in complex frequency domain

对于状态变量的导数，可得：

$$\dot{x}(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} (s + jk\omega_0) X_k e^{(s+jk\omega_0)t} \quad (3-9)$$

同理可得，状态空间方程中的输入变量 $u(t)$ 为：

$$u(t) = e^{st} \sum_{k \in \mathbb{Z}} U_k e^{jk\omega_0 t} \quad (3-10)$$

对于状态空间模型中的系数 A 与 B ，由于变换至频域之后不再随时间变化而变化，因此可以按照傅里叶级数的指数形式展开为：

$$\begin{cases} A(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k e^{jk\omega_0 t} \\ B(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} B_k e^{jk\omega_0 t} \end{cases} \quad (3-11)$$

将式(3-8)-(3-11)代入状态空间方程中，即可得到谐波状态空间模型，如式(3-12)所示。

$$\sum_{n \in \mathbb{Z}} (s + jk\omega_0) X_k e^{(s+jk\omega_0)t} = \sum_{n \in \mathbb{Z}} A_n e^{jn\omega_0 t} \sum_{k \in \mathbb{Z}} X_k e^{(s+jk\omega_0)t} + \sum_{n \in \mathbb{Z}} B_n e^{jn\omega_0 t} \sum_{k \in \mathbb{Z}} U_k e^{(s+jk\omega_0)t} \quad (3-12)$$

值得注意的是，在式(3-12)中，各变量的下标变量 k ， n 的作用范围限定在各变量求和运算内。这意味着，等号左右两侧的下标变量 k 是两个相互独立的变。等号左侧的下标变量 k 指代状态变量 $x(t)$ 的各次谐波变量，而等号右侧的下标变量 k 指代的是状态变量 x 和输入变量 u 与状态方程系数 A 和 B 进行卷积运算中的各次谐波变量。

式(3-11)建立了系统的状态空间模型，描述了输入与输出之间各个频次之间的传递

关系。从式中可以看出，状态变量的某次谐波受到其它各次谐波的影响。根据谐波平衡原理，等号两边应为对应的同频次谐波分量，因此对于第 n 次谐波，式(3-12)可写为：

$$(s + jn\omega_0)X_n e^{(s+jn\omega_0)t} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_{n-m} e^{(s+j(n-m)\omega_0)t} X_m e^{(s+jm\omega_0)t} + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} B_{n-m} e^{(s+j(n-m)\omega_0)t} U_m e^{(s+jm\omega_0)t} \quad (3-13)$$

式中，为避免混淆，将等号右侧状态变量 x 和输入变量 u 的下标替换为 m ，因此系数 A 、 B 的下标替换为 $n-m$ 。式(3-13)进一步化简，消除两端的指数项，可得：

$$(s + jn\omega_0)X_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_{n-m} X_m + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} B_{n-m} U_m \quad (3-14)$$

式(3-14)建立了谐波状态空间模型中的第 n 次谐波分量的状态方程。将各个频次的谐波分量的状态方程联立，可得状态空间模型的矩阵形式：

$$s\mathbf{X} = (\mathbf{A} - \mathbf{N})\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (3-15)$$

其中，

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [\cdots, X_{-2}, X_{-1}, X_0, X_1, X_2, \cdots]^T \\ \mathbf{U} &= [\cdots, U_{-2}, U_{-1}, U_0, U_1, U_2, \cdots]^T \\ \mathbf{N} &= \text{diag}[\cdots, -j2\omega_0, -j\omega_0, 0, j\omega_0, j2\omega_0, \cdots] \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & A_0 & A_1 & A_2 & A_3 & A_4 & \cdots \\ \cdots & A_1 & A_0 & A_1 & A_2 & A_3 & \cdots \\ \cdots & A_2 & A_1 & A_0 & A_1 & A_2 & \cdots \\ \cdots & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & A_1 & \cdots \\ \cdots & A_4 & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & B_0 & B_1 & B_2 & B_3 & B_4 & \cdots \\ \cdots & B_1 & B_0 & B_1 & B_2 & B_3 & \cdots \\ \cdots & B_2 & B_1 & B_0 & B_1 & B_2 & \cdots \\ \cdots & B_3 & B_2 & B_1 & B_0 & B_1 & \cdots \\ \cdots & B_4 & B_3 & B_2 & B_1 & B_0 & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \end{aligned}$$

\mathbf{N} 为微分运算产生的对角阵， \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 分别为进行卷积运算时系数 A 、 B 的托普利茨(Toeplitz)矩阵，矩阵中各元素的下标表示谐波次数。

同理，状态空间方程的输出方程也可变换至谐波状态空间中，其矩阵形式为：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \quad (3-16)$$

其中，

$$\mathbf{Y} = [\cdots, Y_{-2}, Y_{-1}, Y_0, Y_1, Y_2, \cdots]^T$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & C_0 & C_{-1} & C_{-2} & C_{-3} & C_{-4} & \cdots \\ \cdots & C_1 & C_0 & C_{-1} & C_{-2} & C_{-3} & \cdots \\ \cdots & C_2 & C_1 & C_0 & C_{-1} & C_{-2} & \cdots \\ \cdots & C_3 & C_2 & C_1 & C_0 & C_{-1} & \cdots \\ \cdots & C_4 & C_3 & C_2 & C_1 & C_0 & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \cdots & D_0 & D_{-1} & D_{-2} & D_{-3} & D_{-4} & \cdots \\ \cdots & D_1 & D_0 & D_{-1} & D_{-2} & D_{-3} & \cdots \\ \cdots & D_2 & D_1 & D_0 & D_{-1} & D_{-2} & \cdots \\ \cdots & D_3 & D_2 & D_1 & D_0 & D_{-1} & \cdots \\ \cdots & D_4 & D_3 & D_2 & D_1 & D_0 & \cdots \\ \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}$$

由谐波状态空间模型计算得到的结果 \mathbf{X} 可变换为时域信号 $x(t)$ ，如式(3-17)所示。

$$x(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X} \quad (3-17)$$

其中， h 为谐波次数，

$$\mathbf{F}(t) = [e^{-jha\omega t}, \dots, e^{-ja\omega t}, 1, e^{ja\omega t}, \dots, e^{jha\omega t}]$$

$$\mathbf{X} = [X_{-h}, \dots, X_{-1}, X_0, X_1, \dots, X_h]^T$$

针对包含多个输入输出变量的系统，可在式(3-15)与式(3-16)的基础上按需要做扩展。相应的，系数矩阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 、 \mathbf{D} 则扩展为包含有拓普利兹形式子矩阵的系数矩阵。

谐波状态空间模型将系统从时域变换至复频域，将时域内周期变化的变量转变为复频域内的常量，从而实现对非线性系统的线性化处理。谐波状态空间理论通过对系统中的时变系数定常化，避免了复杂的时域计算过程。谐波状态空间模型中，输入侧与输出侧的各次谐波变量都被包括在模型中，从而能够反映出系统的全局谐波传递关系，为多谐波交互分析提供了分析工具。

3.2 AC/DC 变换器谐波状态空间建模

3.2.1 逆变模式下的 AC/DC 变换器谐波状态空间建模

在本文 2.2 节的式(2-10)给出了逆变模式变换器的时域 abc 坐标系下数学模型，为进一步建立其谐波状态空间模型，首先将其小信号化得：

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,A} = -\frac{R_{g,A}}{L_{g,A}} \Delta i_{g,A} + \frac{p_{A,o}}{L_{g,A}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{L_{g,A}} \Delta v_{pcc,A} + \frac{v_{dc,o}}{L_{g,A}} \Delta p_A \quad (3-18)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,B} = -\frac{R_{g,B}}{L_{g,B}} \Delta i_{g,B} + \frac{p_{B,o}}{L_{g,B}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{L_{g,B}} \Delta v_{pcc,B} + \frac{v_{dc,o}}{L_{g,B}} \Delta p_B \quad (3-19)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,C} = -\frac{R_{g,C}}{L_{g,C}} \Delta i_{g,C} + \frac{P_{C,o}}{L_{g,C}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{L_{g,C}} \Delta v_{pcc,C} + \frac{v_{dc,o}}{L_{g,C}} \Delta p_C \quad (3-20)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta v_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{load}} \Delta v_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \Delta i_{dc} + \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta e_{dc} \quad (3-21)$$

$$\Delta i_{dc} = p_{A,o} \Delta i_{g,A} + p_{B,o} \Delta i_{g,B} + p_{C,o} \Delta i_{g,C} + i_{g,A,o} \Delta p_A + i_{g,B,o} \Delta p_B + i_{g,C,o} \Delta p_C \quad (3-22)$$

值得注意的是,在式子(3-18)-(3-20)中,在小信号化的过程中调制信号 p 与直流电压 v_{dc} 的乘积变为两项 $p_o \Delta v_{dc}$ 和 $v_{dc,o} \Delta p$ 。当直流侧没有扰动时, $\Delta v_{dc}=0$, $v_{dc,o}$ 变为常数。此时系统中不再含有耦合项,可根据频域分析法将其变换至频域进行求解分析。然而,当直流侧电容电压发生波动时, $\Delta v_{dc}=0$ 的假设不再成立,系统的小信号模型中将包含非线性项 $p_o \Delta v_{dc}$ 和 $v_{dc,o} \Delta p$ 。非线性项的存在导致难以使用传统的频域分析法将变换器波形直接变换至频域,因此需要将其变换为谐波状态空间模型。

当变换器在逆变模式下工作于稳态运行点时,可近似认为调制信号 p 是周期变化的信号。因此,可认为该系统是一周期时变系统,根据前文所述的方法可建立其谐波状态空间模型:

$$s \Delta I_{g,A} = \left(\frac{-R_{g,A}}{L_{g,A}} I - N \right) \Delta I_{g,A} + \frac{T[P_{A,o}]}{L_{g,A}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{g,A}} I \Delta V_{pcc,A} + \frac{T[V_{dc,o}]}{L_{g,A}} \Delta P_A \quad (3-23)$$

$$s \Delta I_{g,B} = \left(\frac{-R_{g,B}}{L_{g,B}} I - N \right) \Delta I_{g,B} + \frac{T[P_{B,o}]}{L_{g,B}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{g,B}} I \Delta V_{pcc,B} + \frac{T[V_{dc,o}]}{L_{g,B}} \Delta P_B \quad (3-24)$$

$$s \Delta I_{g,C} = \left(\frac{-R_{g,C}}{L_{g,C}} I - N \right) \Delta I_{g,C} + \frac{T[P_{C,o}]}{L_{g,C}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{L_{g,C}} I \Delta V_{pcc,C} + \frac{T[V_{dc,o}]}{L_{g,C}} \Delta P_C \quad (3-25)$$

$$s \Delta V_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta V_{dc} - \frac{1}{C_{dc}} \Delta I_{dc} + \frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta E_{dc} \quad (3-26)$$

$$\Delta I_{dc} = T[P_{A,o}] \Delta I_{g,A} + T[P_{B,o}] \Delta I_{g,B} + T[P_{C,o}] \Delta I_{g,C} + T[I_{g,A,o}] \Delta P_A + T[I_{g,B,o}] \Delta P_B + T[I_{g,C,o}] \Delta P_C \quad (3-27)$$

式中, I 表示单位矩阵, Z_m 表示零矩阵, N 表示微分运算产生的对角阵, $T[\cdot]$ 表示进行卷积运算时使用的托普利茨(Toeplitz)矩阵, 大写字母符号 I_g 、 P 、 V_{dc} 、 V_{pcc} 、 E_{dc} 分别表示变量输出电流 i_g 、PWM 调制信号 p 、直流电容电压 v_{dc} 、交流电网电压 v_{pcc} 、直流电源电压 e_{dc} 在谐波状态空间模型中的谐波系数向量。

在谐波状态空间模型(3-23)-(3-27)中,非线性项 $p_o \Delta v_{dc}$ 和 $v_{dc,o} \Delta p$ 变换为复频域内的卷积 $T[P_o] \Delta V_{dc}$ 和 $T[V_{dc,o}] \Delta P_o$, 通过将时域内周期信号的乘积运算转变为频域内常量信号的卷积运算,实现了非线性项的定常化。因此,谐波状态空间模型将变换器中状态变量

的各次信号包括在内，实现对交直流谐波耦合特性的描述。

将式(3-23)-(3-27)改写为矩阵形式可得：

$$\dot{\mathbf{X}}_f = \mathbf{A}_f \mathbf{X}_f + \mathbf{B}_f \mathbf{U}_f \quad (3-28)$$

式中：状态变量矩阵 $\mathbf{X}_f = [\Delta \mathbf{I}_{g,A}, \Delta \mathbf{I}_{g,B}, \Delta \mathbf{I}_{g,C}, \Delta \mathbf{V}_{dc}]^T$ ；输入变量矩阵 $\mathbf{U}_f = [\Delta \mathbf{V}_{pcc,A}, \Delta \mathbf{V}_{pcc,B}, \Delta \mathbf{V}_{pcc,C}, \Delta \mathbf{P}_A, \Delta \mathbf{P}_B, \Delta \mathbf{P}_C, \Delta \mathbf{E}_{dc}]^T$ ； \mathbf{A}_f 和 \mathbf{B}_f 分别为谐波状态空间模型中的状态矩阵和输入矩阵，如式(3-29)和式(3-30)所示。

$$\mathbf{A}_f = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{R}_{g,A}}{\mathbf{L}_{g,A}} \mathbf{I} - \mathbf{N} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & \frac{1}{\mathbf{L}_{g,A}} \mathbf{T}[\mathbf{P}_{A,o}] \\ \mathbf{Z}_m & -\frac{\mathbf{R}_{g,B}}{\mathbf{L}_{g,B}} \mathbf{I} - \mathbf{N} & \mathbf{Z}_m & \frac{1}{\mathbf{L}_{g,B}} \mathbf{T}[\mathbf{P}_{B,o}] \\ \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{\mathbf{R}_{g,C}}{\mathbf{L}_{g,C}} \mathbf{I} - \mathbf{N} & \frac{1}{\mathbf{L}_{g,C}} \mathbf{T}[\mathbf{P}_{C,o}] \\ -\frac{1}{\mathbf{C}_{dc}} \mathbf{T}[\mathbf{P}_{A,o}] & -\frac{1}{\mathbf{C}_{dc}} \mathbf{T}[\mathbf{P}_{B,o}] & -\frac{1}{\mathbf{C}_{dc}} \mathbf{T}[\mathbf{P}_{C,o}] & -\frac{1}{\mathbf{C}_{dc} \mathbf{R}_{dc}} \mathbf{I} - \mathbf{N} \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

$$\mathbf{B}_f = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\mathbf{L}_{g,A}} \mathbf{I} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{V}_{dc,o}]}{\mathbf{L}_{g,A}} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m \\ \mathbf{Z}_m & -\frac{1}{\mathbf{L}_{g,B}} \mathbf{I} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{V}_{dc,o}]}{\mathbf{L}_{g,B}} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m \\ \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{1}{\mathbf{L}_{g,C}} \mathbf{I} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{V}_{dc,o}]}{\mathbf{L}_{g,C}} & \mathbf{Z}_m \\ \frac{-\mathbf{T}[\mathbf{P}_{A,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{-\mathbf{T}[\mathbf{P}_{B,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{-\mathbf{T}[\mathbf{P}_{C,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{-\mathbf{T}[\mathbf{I}_{g,A,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{-\mathbf{T}[\mathbf{I}_{g,B,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{-\mathbf{T}[\mathbf{I}_{g,C,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{1}{\mathbf{C}_{dc} \mathbf{R}_{dc}} \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

这些谐波状态变量矩阵，包括状态变量 \mathbf{X}_f 和输入变量 \mathbf{U}_f 以及参数矩阵 \mathbf{A}_f 与 \mathbf{B}_f ，它们中的每个子矩阵都包含相同频次的谐波分量，并且所有的子矩阵都具有相同的大小，其大小取决于所包含的谐波频次。

3.2.2 整流模式下的 AC/DC 变换器谐波状态空间建模

与逆变模式相比，整流模式的 AC/DC 变换器移除了等效直流电源支路，其输入变量矩阵与参数矩阵需要一些细微的调整。根据式(2-17)可得整流模式下的时域 abc 坐标系下小信号模型：

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,A} = -\frac{R_{g,A}}{L_{g,A}} \Delta i_{g,A} - \frac{p_{A,o}}{L_{g,A}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{L_{g,A}} \Delta v_{pcc,A} - \frac{v_{dc,o}}{L_{g,A}} \Delta p_A \quad (3-31)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,B} = -\frac{R_{g,B}}{L_{g,B}} \Delta i_{g,B} - \frac{P_{B,o}}{L_{g,B}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{L_{g,B}} \Delta v_{pcc,B} - \frac{v_{dc,o}}{L_{g,B}} \Delta p_B \quad (3-32)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta i_{g,C} = -\frac{R_{g,C}}{L_{g,C}} \Delta i_{g,C} - \frac{P_{C,o}}{L_{g,C}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{L_{g,C}} \Delta v_{pcc,C} - \frac{v_{dc,o}}{L_{g,C}} \Delta p_C \quad (3-33)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta v_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{load}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{C_{dc}} \Delta i_{dc} \quad (3-34)$$

$$\Delta i_{dc} = p_{A,o} \Delta i_{g,A} + p_{B,o} \Delta i_{g,B} + p_{C,o} \Delta i_{g,C} + i_{g,A,o} \Delta p_A + i_{g,B,o} \Delta p_B + i_{g,C,o} \Delta p_C \quad (3-35)$$

进一步，与逆变模式下的谐波状态空间模型建立过程相似，根据线性周期时变系统理论可建立整流模式下的谐波状态空间模型：

$$s \Delta \mathbf{I}_{g,A} = \left(\frac{-R_{g,A}}{L_{g,A}} \mathbf{I} - \mathbf{N} \right) \Delta \mathbf{I}_{g,A} - \frac{\mathbf{T}[P_{A,o}]}{L_{g,A}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{L_{g,A}} \mathbf{I} \Delta v_{pcc,A} - \frac{\mathbf{T}[V_{dc,o}]}{L_{g,A}} \Delta p_A \quad (3-36)$$

$$s \Delta \mathbf{I}_{g,B} = \left(\frac{-R_{g,B}}{L_{g,B}} \mathbf{I} - \mathbf{N} \right) \Delta \mathbf{I}_{g,B} - \frac{\mathbf{T}[P_{B,o}]}{L_{g,B}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{L_{g,B}} \mathbf{I} \Delta v_{pcc,B} - \frac{\mathbf{T}[V_{dc,o}]}{L_{g,B}} \Delta p_B \quad (3-37)$$

$$s \Delta \mathbf{I}_{g,C} = \left(\frac{-R_{g,C}}{L_{g,C}} \mathbf{I} - \mathbf{N} \right) \Delta \mathbf{I}_{g,C} - \frac{\mathbf{T}[P_{C,o}]}{L_{g,C}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{L_{g,C}} \mathbf{I} \Delta v_{pcc,C} - \frac{\mathbf{T}[V_{dc,o}]}{L_{g,C}} \Delta p_C \quad (3-38)$$

$$s \Delta v_{dc} = -\frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \Delta v_{dc} + \frac{1}{C_{dc}} \Delta i_{dc} \quad (3-39)$$

$$\Delta i_{dc} = \mathbf{T}[P_{A,o}] \Delta \mathbf{I}_{g,A} + \mathbf{T}[P_{B,o}] \Delta \mathbf{I}_{g,B} + \mathbf{T}[P_{C,o}] \Delta \mathbf{I}_{g,C} + \mathbf{T}[I_{g,A,o}] \Delta p_A + \mathbf{T}[I_{g,B,o}] \Delta p_B + \mathbf{T}[I_{g,C,o}] \Delta p_C \quad (3-40)$$

将式(3-36)-(3-40)改写为矩阵形式可得：

$$\dot{\mathbf{X}}_f = \mathbf{A}_f \mathbf{X}_f + \mathbf{B}_f \mathbf{U}_f \quad (3-41)$$

$$\mathbf{A}_f = \begin{bmatrix} -\frac{R_{g,A}}{L_{g,A}} \mathbf{I} - \mathbf{N} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{1}{L_{g,A}} \mathbf{T}[P_{A,o}] \\ \mathbf{Z}_m & -\frac{R_{g,B}}{L_{g,B}} \mathbf{I} - \mathbf{N} & \mathbf{Z}_m & -\frac{1}{L_{g,B}} \mathbf{T}[P_{B,o}] \\ \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{R_{g,C}}{L_{g,C}} \mathbf{I} - \mathbf{N} & -\frac{1}{L_{g,C}} \mathbf{T}[P_{C,o}] \\ \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{T}[P_{A,o}] & \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{T}[P_{B,o}] & \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{T}[P_{C,o}] & -\frac{1}{C_{dc} R_{dc}} \mathbf{I} - \mathbf{N} \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

$$\mathbf{B}_f = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathbf{L}_{g,A}} \mathbf{I} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{\mathbf{T}[\mathbf{V}_{dc,o}]}{\mathbf{L}_{g,A}} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m \\ \mathbf{Z}_m & \frac{1}{\mathbf{L}_{g,B}} \mathbf{I} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{\mathbf{T}[\mathbf{V}_{dc,o}]}{\mathbf{L}_{g,B}} & \mathbf{Z}_m \\ \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & \frac{1}{\mathbf{L}_{g,C}} \mathbf{I} & \mathbf{Z}_m & \mathbf{Z}_m & -\frac{\mathbf{T}[\mathbf{V}_{dc,o}]}{\mathbf{L}_{g,C}} \\ \frac{\mathbf{T}[\mathbf{P}_{A,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{P}_{B,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{P}_{C,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{I}_{g,A,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{I}_{g,B,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} & \frac{\mathbf{T}[\mathbf{I}_{g,C,o}]}{\mathbf{C}_{dc}} \end{bmatrix} \quad (3-43)$$

式中：状态变量矩阵 $\mathbf{X}_f = [\Delta \mathbf{I}_{g,A}, \Delta \mathbf{I}_{g,B}, \Delta \mathbf{I}_{g,C}, \Delta \mathbf{V}_{dc}]^T$ ；输入变量矩阵 $\mathbf{U}_f = [\Delta \mathbf{V}_{pcc,A}, \Delta \mathbf{V}_{pcc,B}, \Delta \mathbf{V}_{pcc,C}, \Delta \mathbf{P}_A, \Delta \mathbf{P}_B, \Delta \mathbf{P}_C]^T$ ； \mathbf{A}_f 和 \mathbf{B}_f 分别为谐波状态空间模型中的状态矩阵和输入矩阵，如式(3-42)和式(3-43)所示。

上文中分别建立了两种模式下的 AC/DC 变换器谐波状态空间模型，状态变量矩阵 \mathbf{X}_f 包含了各个状态变量的各个频次谐波，因此可以反映多频次之间的谐波传递关系。变换器在两种工作模式下的谐波状态空间模型(3-28)与(3-44)的解可通过矩阵运算求得，即：

$$\mathbf{X}_f = -(\mathbf{A}_f - \mathbf{N})^{-1} \mathbf{B}_f \mathbf{U}_f \quad (3-44)$$

式(3-44)的计算求得的复频域结果可利用式(3-17)变换至时域，从而得到变换器的时域运行状态。

3.3 AC/DC 变换器谐波状态空间模型的程序设计

在建立 AC/DC 变换器谐波状态空间模型的过程中，将变换器各状态变量的多个谐波频次包括在内，从而能够描述交直流侧的谐波耦合特性。相比于传统的建模方法，谐波状态空间模型在精确性上有大幅提升。由于该模型涉及到高阶矩阵运算，因此采用计算机编程求解。

根据前文建立的 AC/DC 变换器谐波状态空间模型设计其计算程序，如图 3-2 所示。该程序主要分为参数准备阶段和运算分析阶段。

在参数准备阶段，首先，设定模型基本参数以及变换器主电路电气参数：运算起始时间 t_0 、基波频率 f_0 、谐波阶数 h 、滤波电感 L_g 、直流侧电容 C_{dc} 、以及直流侧等效电源内阻 R_{dc} 。其次，从 AC/DC 变换器主电路部分采集所需的电气量信号：电网电流 i_{g0} 、直流侧电压 v_{dc0} 、电网电压 v_{pcc0} 、电网扰动电压 Δv_{pcc} ，直流侧电源扰动电压 Δe_{dc} ，其中， i_{g0} 、 v_{dc0} 、 v_{pcc0} 是起始时刻 t_0 前一个基波周期内采集的时域信号， Δv_{pcc} 是起始时刻 t_0 后注入系统的扰动信号。最后，从控制电路部分采集所需的控制信号：PWM 调制信号 p_0 、以及 PWM 调制信号扰动 Δp ，其中， p_0 是起始时刻 t_0 前一个基波周期内采集的时

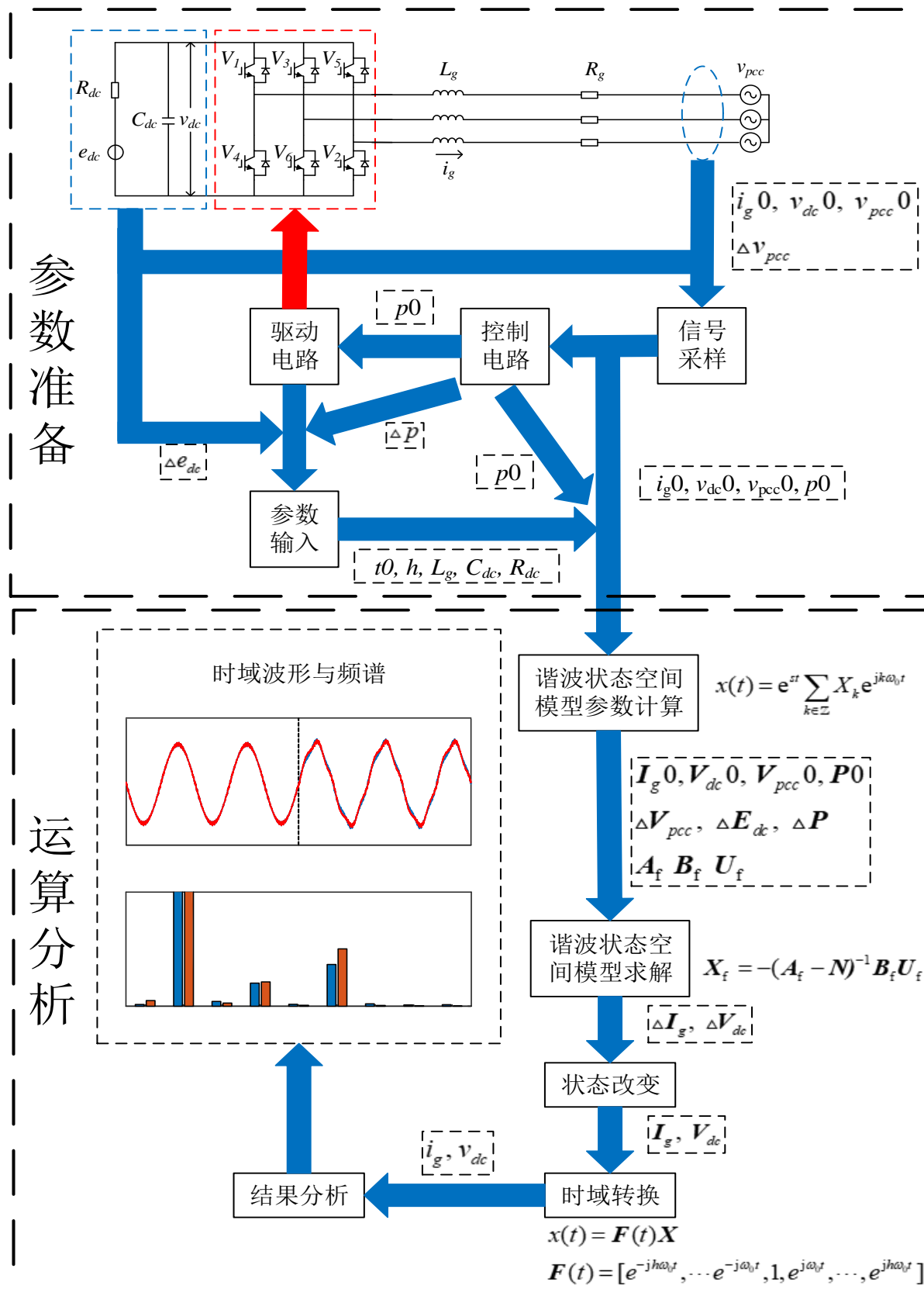


图 3-2 谐波状态空间模型计算程序示意图

Figure 3-2 Diagram of harmonic state space model calculation program

域信号， Δp 是起始时刻 t_0 后注入系统的扰动信号。至此，谐波状态空间模型运算所需的参数及信号准备完毕，将这些参数与信号传输至运算分析阶段进行模型求解与分析。

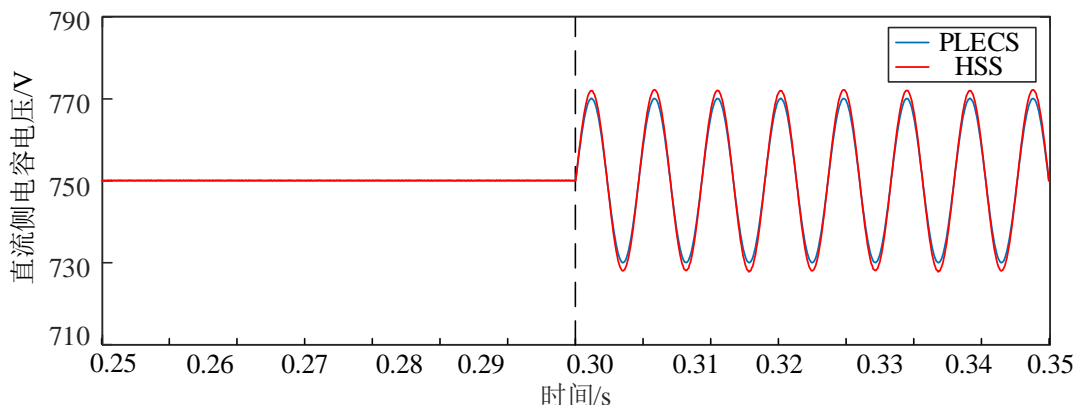
在运算分析阶段，需要根据上一阶段提供的信号来建立变换器的谐波状态空间模型。首先，根据式(3-8)-(3-10)计算各电气量的谐波状态空间系数：电网电流 I_g0 、直流侧电压 V_{dc0} 、电网电压 V_{pcc0} 、电网扰动电压 ΔV_{pcc} ，直流侧电源扰动电压 ΔE_{dc} ，PWM 调制信号 $P0$ 、以及 PWM 调制信号扰动 ΔP 。然后根据式(3-29)-(3-30)计算谐波状态空间模型的状态矩阵 A_f 、输入矩阵 B_f 、输入变量 U_f 。其次，根据式(3-44)求解得到变换器谐波状态空间模型的状态变量 U_f ，从状态变量矩阵中即可得到电网电流扰动 ΔI_g 与直流侧电容电压扰动 ΔV_{dc} 。根据之前计算得到的电网电流初始状态 I_g0 、直流侧电容电压初始状态 V_{dc0} 即可求得收到扰动后的电网电流 I_g 以及直流侧电容电压 V_{dc} 。最后，根据式(3-17)即完成频域信号到时域信号的计算，并对模型运算结果进行分析。

该计算程序主要根据变换器的谐波状态空间模型进行设计，当变换器工作在不同模式时，需要根据其谐波状态空间模型对计算程序进行相应的调整，以确保模型运算的正确性。值得注意的是，通过设置系统的谐波阶数 h 可以选取参与运算的谐波次数。当参与运算的谐波阶数 h 增大时，会相应地增大计算量，因此需要根据实际需求选取合适的谐波阶数。

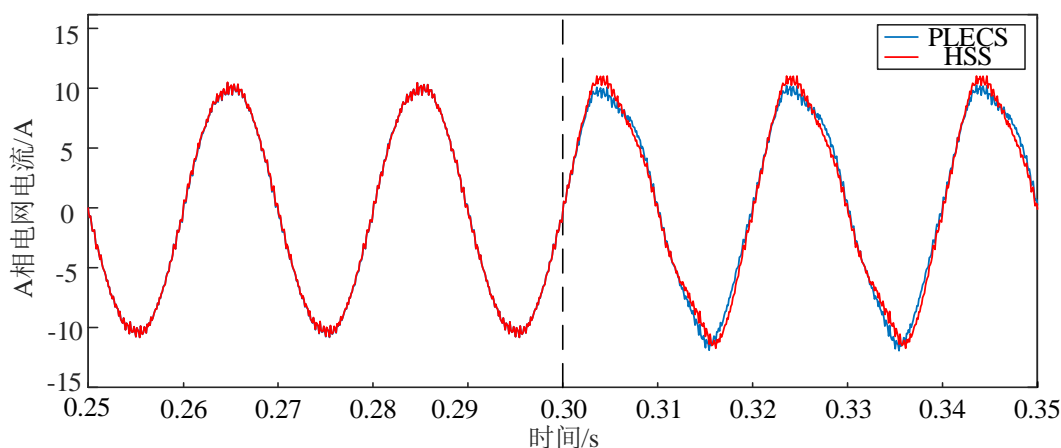
3.4 仿真分析

上文中建立了 AC/DC 变换器在两种工作模式下的谐波状态空间模型，该模型考虑了变换器中的各次谐波之间的传递关系。谐波状态空间模型涉及到高阶矩阵运算，较为复杂，可通过计算机求解。

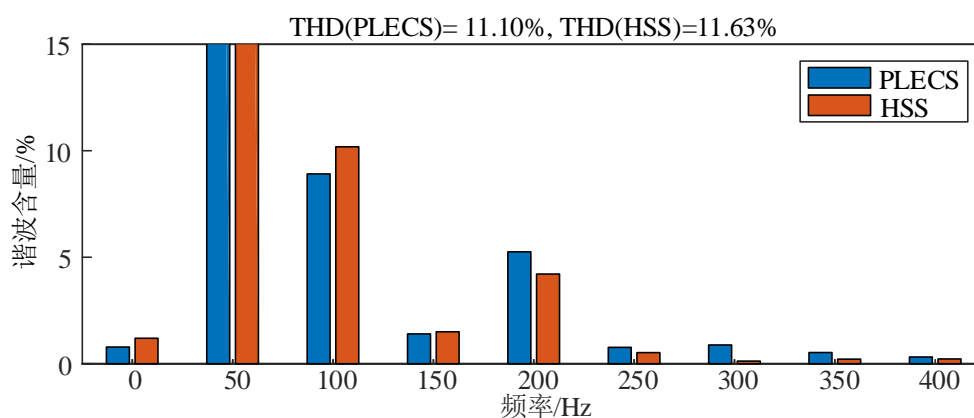
为了验证所建立的变换器谐波状态空间模型的正确性，在 MATLAB 中通过编程计算模型的运算结果，与 MATLAB/PLECS 中建立的仿真模型结果对比。变换器的谐波状态空间模型中涉及到的电气参数与第 2 章中的仿真模型参数一致。



(a) 逆变模式下直流侧电压畸变的直流电压对比



(b) 逆变模式下直流电压畸变的 A 相电流对比



(c) 逆变模式下直流侧电压畸变的 A 相电流频谱对比

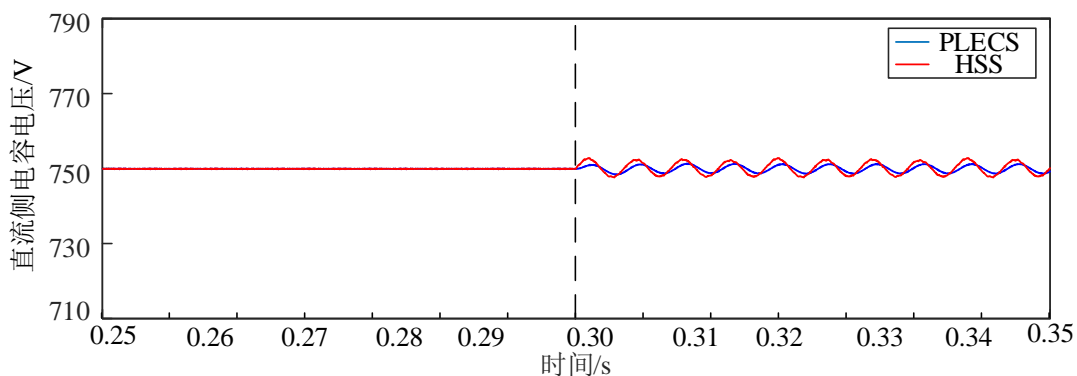
图 3-3 直流侧电压畸变时逆变模式下的变换器结果对比

Figure 3-3 Comparison of results of the converter in invert mode under DC side voltage distortion

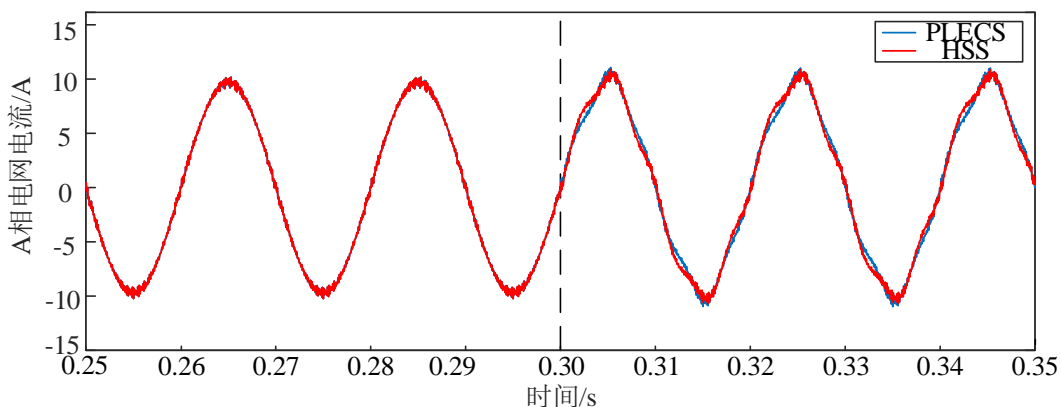
图 3-3 展示了变换器工作于逆变模式时，在 PLECS 中搭建的仿真模型与谐波状态空间模型的对比结果。当变换器工作于逆变模式时，在 0.3s 时刻向直流侧等效电源注入幅值为 20V 的 3 次波动。图 3-2(a)和(b)绘制了变换器直流侧电压与输出电流的时域波形(本图中以 A 相电流为例，后文中若无专门说明均以 A 相为例)。从图中可以看出，变换器直流侧等效电源发生波动时，对于变换器的直流侧电压和输出电流，谐波状态空间模型的计算结果与 PLECS 中搭建的仿真模型结果基本一致。图 3-2(c)绘制了直流侧发生电压畸变后，从图 3-2(c)中可以看出，谐波状态空间模型对变换器输出电流中的各频次谐波成分计算基本准确。

图 3-4 展示了变换器工作于整流模式时，在 PLECS 中搭建的仿真模型与谐波状态空间模型的对比结果。当变换器工作于整流模式时，在 0.3s 时刻向交流侧电网电压注入含量为 3%的 5 次正序谐波。图 3-4(a)和(b)绘制了变换器直流侧电压与电网电流的时域

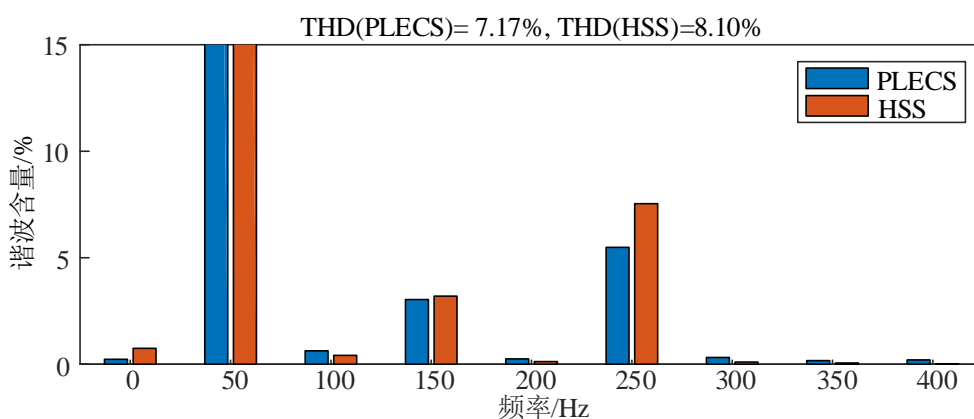
波形。从图中可以看出，变换器交流侧的电网电压产生畸变时，对于变换器的直流侧电压和输出电流，谐波状态空间模型的计算结果与 PLECS 中搭建的仿真模型结果基本一致。从图 3-4(c)中可以看出，谐波状态空间模型对变换器并网电流中的各频次谐波成分计算基本准确。



(a) 整流模式下电网电压畸变的直流电压对比



(b) 整流模式下直流电压畸变的 A 相电流对比



(c) 整流模式下直流侧电压畸变的 A 相电流频谱对比

图 3-4 电压畸变时逆变模式下的变换器结果对比

Figure 3-4 Comparison of results of the converter in invert mode under grid voltage distortion

从图 3-3 与图 3-4 的对比结果中可以看出, AC/DC 变换器的谐波状态空间模型计算得出的结果与 PLECS 仿真结果有一些细微出入, 但仍能体现出变换器交直流两侧谐波传递的特征。考虑到进行快速傅里叶变换时导致的频谱泄露以及程序计算时产生的计算误差, 可认为本文建立的变换器谐波状态空间模型计算基本准确。

AC/DC 变换器的谐波状态空间模型将变换器中各状态变量的不同次谐波分量包含在内, 能够反映出变换器交直流两侧的谐波传递特性。在进行计算时, 可根据需要来选取模型中包含的谐波频次。

3.5 本章小结

本章针对变换器的 dq 域模型不能很好地反映变换器交直流两侧的谐波传输特性的问题, 采用谐波状态空间理论对 AC/DC 变换器进行建模。重点研究了谐波状态空间理论的建模过程, 对变换器的两种工作模式进行建模。然后, 根据变换器的谐波状态空间模型设计了相应的计算程序, 实现了频域内对变换器交直流谐波耦合扰动的计算。最后, 通过谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比, 验证了所建模型的有效性。

第4章 AC/DC 变换器交直流谐波耦合特性分析

AC/DC 变换器的时变特性导致两侧谐波发生耦合联系，为了探究这种谐波耦合规律，需要建立不同频次输入、输出谐波的传递函数。变换器的谐波状态空间模型考虑了系统的时变特性，包含了更丰富的系统特性信息。本章通过变换器的谐波状态空间模型来计算变换器的谐波传递函数，该传递函数矩阵能够反映多入多出系统传递特性，建立了变换器的交直流谐波耦合阻抗。然后通过变换器的谐波传递函数，分析对比了两种工作模式下的交直流谐波耦合特性。最后，通过谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比验证了所得结论的正确性。

4.1 从谐波状态空间模型到谐波传递函数

传统的变换器 dq 域小信号模型是一线性时不变(linear time invariant, LTI)系统，该模型中仅有相同频率的输入变量与输出变量之间的传递关系。然而变换器中的时变特性导致线性时不变模型难以描述不同频次谐波变量之间的耦合关系。而变换器的谐波状态空间模型考虑了系统的时变特性，包含了系统中各频次谐波分量之间的交互特性。两种系统的传递关系对比示意图如图 4-1 所示。

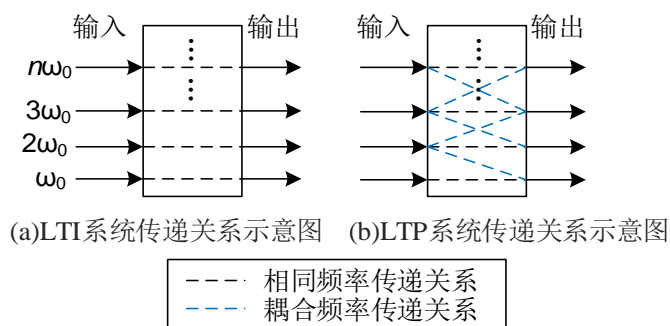


图 4-1 两种传递关系的对比示意图

Figure 4-1 Schematic diagram of comparison between two transfer relationships

如图 4-1 所示，LTI 系统中仅有相同频率输入输出变量的传递关系，而 LTP 系统的时变特性导致不同频次谐波发生耦合，从而存在不同频率输入与输出的传递关系。

为了分析变换器中交直流侧各次谐波之间的耦合规律，需要建立包含多频次输入、输出信号的传递函数。谐波传递函数描述了从输入侧的各次谐波到输出侧的各次谐波的

传递关系，可由谐波状态空间模型得到。谐波状态空间模型与线性时变模型类似的地方在于，都可使用一阶微分方程组来描述。对于状态空间模型的矩阵形式(3-15)及(3-16)，可得：

$$Y = [C(sI - A)^{-1}B + D]U \quad (4-1)$$

从而可得从 U 到 Y 的谐波传递函数矩阵 G ：

$$G = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (4-2)$$

式中，谐波传递函数 G 中的子元素也是拓普利兹形矩阵，其子矩阵的大小同样由所包含的谐波次数决定。

系统的谐波传递函数矩阵包括输入与输出各频次变量的传递函数，将输入中的各次谐波映射至输出侧。而在传统的 LTI 模型的系统中，不同频次谐波不存在传递关系。这意味着，谐波状态空间模型中，谐波传递函数的非对角线位置上存在元素，而在 LTI 系统中仅有对角线上的元素。

4.2 AC/DC 变换器的交直流谐波耦合特性分析

通过上述的 AC/DC 变换器谐波状态空间建模并推导得到的谐波传递函数可以分析变换器交直流谐波的耦合关系。令谐波传递函数中的 $s = 0$ ，即可得到谐波耦合阻抗，这些耦合阻抗的分布情况反映了存在耦合关系的变量频次。同时，通过求取传递函数在该处的幅值，可分析不同谐波耦合阻抗的大小。

4.2.1 逆变模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性分析

对于工作在逆变模式的 AC/DC 变换器，其输入变量中的直流侧等效电源电压 E_{dc} 的波动与电网电压 V_{pcc} 的谐波是变换器中的主要谐波激励源。因此，主要针对这两个谐波激励源的谐波阻抗进行分析。

图 4-2 是由谐波传递函数中截取相应的区域得到的逆变模式下耦合阻抗分布图，蓝色点表示在其位置上的输入的某次分量与输出的某次分量存在耦合阻抗，该图截取了-8 次~8 次进行绘制。

从图中可以看出，并网点电压 V_{pcc} 各相与输出电流 I_g 各相主要是同相之间相同频率谐波的作用关系，不同相之间的并网点电压与输出电流耦合现象不明显，同一相之间并网点电压与输出电流不同频率谐波之间的耦合现象也不明显。同时，并网点电压 V_{pcc} 与直流电容电压 V_{dc} 之间存在不同频率之间的耦合关系， V_{pcc} 的 ω 次分量与 V_{dc} 的 $\omega \pm 1$ 次

分量存在耦合阻抗。这表明当变换器工作在逆变模式时，交流侧电网电压发生畸变会导致交流电流中产生同频次的谐波电流，以及直流电容中产生偏移频率的电压波动。

直流侧等效电源电压 E_{dc} 与输出电流 I_g 各相之间存在着耦合关系。 E_{dc} 的 ω 次分量与 I_g 的 $k\omega \pm 1$ 次分量存在耦合导纳。而直流侧等效电源电压 E_{dc} 与直流电容电压 V_{dc} 之间存在同频率谐波的传递关系，此外，还可注意到 E_{dc} 的基波与 V_{dc} 的多次谐波以及 E_{dc} 的多次谐波与 V_{dc} 的基波之间存在耦合阻抗。这表明直流侧发生电压扰动时，会对交流侧电流造成多个频次的谐波电流。

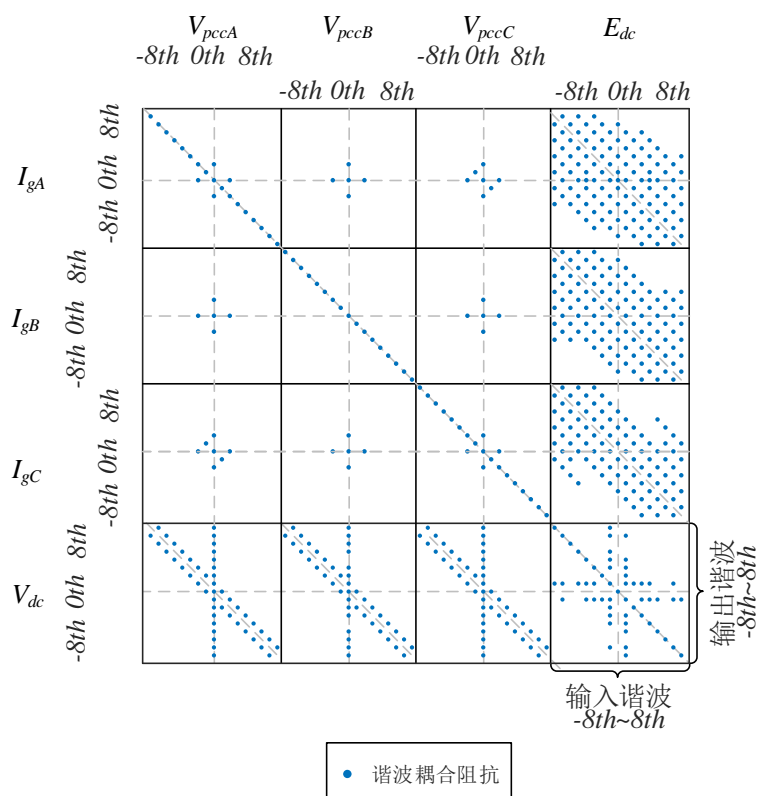


图 4-2 逆变模式下的变换器耦合阻抗分布图(-8~8 次)

Figure 4-2 Distribution of converter coupled resistance in invert mode (-8~8th)

为了分析这种耦合关系的强弱，可根据谐波传递函数的对称性将其变换至实频域，从而计算耦合阻抗的幅值。计算得到系统的耦合阻抗幅值图之后，即可对不同频次之间的耦合关系强弱提供判断依据。

图 4-3 是逆变模式下交流侧电网电压 V_{pccA} 到直流侧电容电压 V_{dc} 的耦合阻抗幅值图，该图截取了 1~8 次进行绘制。从图中可以看出，尽管电网电压 V_{pccA} 与直流侧电容电压 V_{dc} 之间存在从 ω 次到 $\omega \pm 1$ 次的耦合阻抗，但这些耦合阻抗的幅值较小。这说明，在逆变模式下交流侧电网电压 V_{pcc} 对直流侧电容电压 V_{dc} 的影响较小。

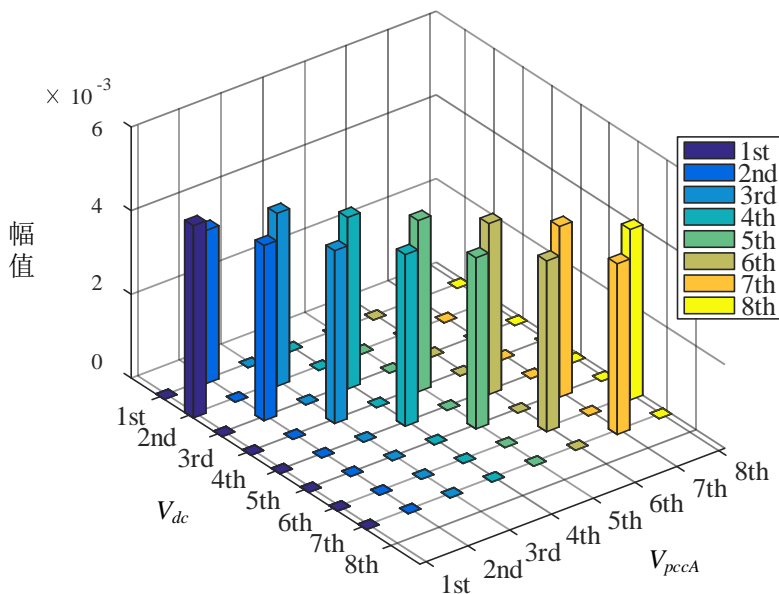


图 4-3 逆变模式下电网电压到直流电容电压的耦合阻抗幅值图(1~8 次)

Figure 4-3 Magnitude of coupled resistance between grid voltage and DC capacitor voltage in invert mode (0~8th)

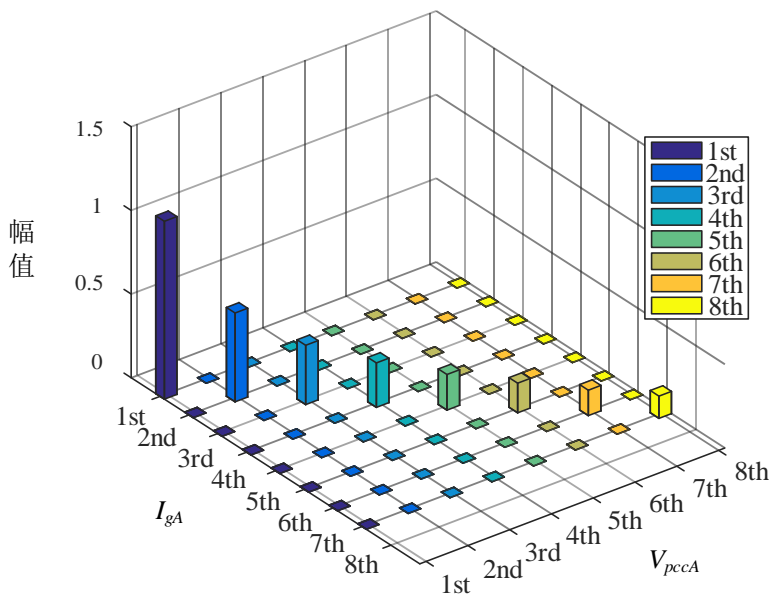


图 4-4 逆变模式下电网电压到网侧电流的耦合阻抗幅值图(1~8 次)

Figure 4-4 Magnitude of coupled resistance between grid voltage and grid current in invert mode (1~8th)

图 4-4 是逆变模式下交流侧电网电压 V_{pccA} 到网侧 A 相电流 $I_{g,A}$ 的耦合导纳幅值图，该图截取了 1~8 次进行绘制。从图中可以看出，电网电压 V_{pcc} 与网侧电流 I_g 之间主要是同频次谐波之间的传递关系，基本不存在跨频率的谐波耦合现象。随着频率的升高，耦合阻抗的幅值呈现下降趋势。这说明当变换器工作在逆变模式时，电网电压 V_{pcc} 的畸变

在网侧电流 I_g 中产生的谐波电流主要是同频次的谐波电流，二者之间的谐波耦合现象不明显。

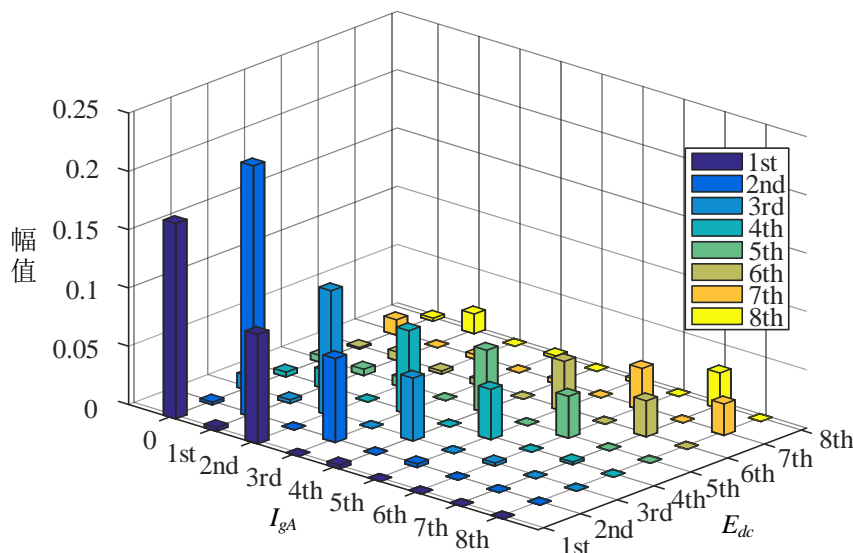


图 4-5 逆变模式下直流侧电源电压到网侧电流的耦合阻抗幅值图(0~8 次)

Figure 4-5 Magnitude of coupled resistance between DC source voltage and grid current in invert mode (0~8th)

图 4-5 是逆变模式下直流电源电压 E_{dc} 与交流侧 A 相电流 $I_{g,A}$ 的耦合阻抗幅值图，该图截取了 1~8 次进行绘制。从图中可以看出，直流电源电压 E_{dc} 与输出电流 $I_{g,A}$ 许多频次都存在耦合阻抗。在 E_{dc} 的 ω 次波动与 $I_{g,A}$ 各次谐波的耦合导纳中，主要是 $\omega \pm 1$ 次耦合导纳，其余次较小。随着电压扰动频率与交流电流谐波频次的增高，耦合导纳的幅值呈现出下降趋势。这说明，当变换器工作在逆变模式时，直流电源电压的波动会在交流电流中产生 ± 1 次偏移的谐波电流，并且低频波动产生的谐波电流含量高。

图 4-6 是逆变模式下直流电源电压 E_{dc} 到直流侧电容电压 V_{dc} 的耦合阻抗幅值图，该图截取了 1~8 次进行绘制。从图中可以看出，直流电源电压 E_{dc} 与直流侧电容电压 V_{dc} 之间主要是同频率的之间的传递关系，基本不存在跨频率的谐波耦合现象。值得注意的是，从 1 次到 8 次各次的耦合阻抗幅值几乎相等。因此，根据逆变模式下的变换器模型(2-10)，可得直流电源电压 e_{dc} 到直流侧电容电压 v_{dc} 的传递函数，如式(4-3)所示。

$$G = \frac{1}{1 + sR_{dc}C_{dc}} \quad (4-3)$$

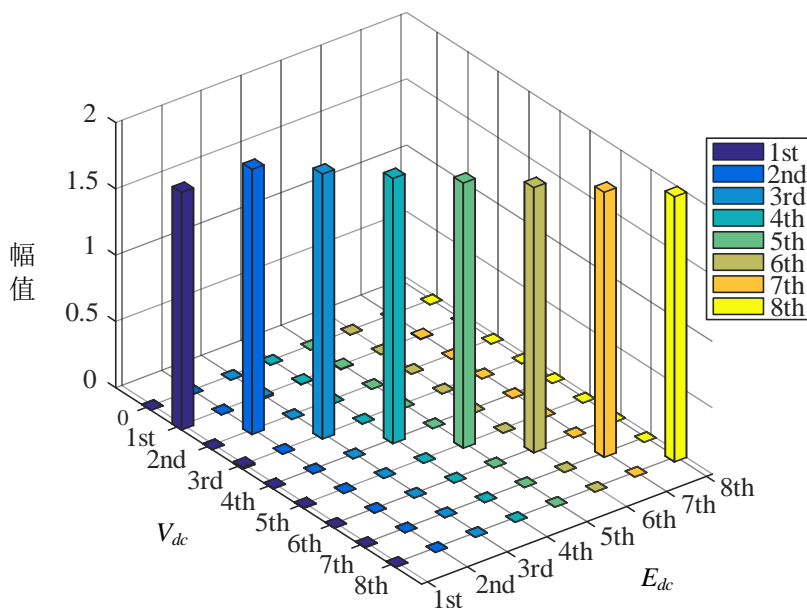


图 4-6 逆变模式下直流侧电源电压到直流侧电容电压的耦合阻抗幅值图(1~8 次)

Figure 4-6 Magnitude of coupled resistance between DC source voltage and DC capacitor voltage in invert mode (1~8th)

图 4-7 是根据传递函数式(4-3)绘制的波德图。从图中可以看出，在低频段部分传递函数的幅值近似于直线，这与图 4-6 中的耦合阻抗图反映出的结果一致。

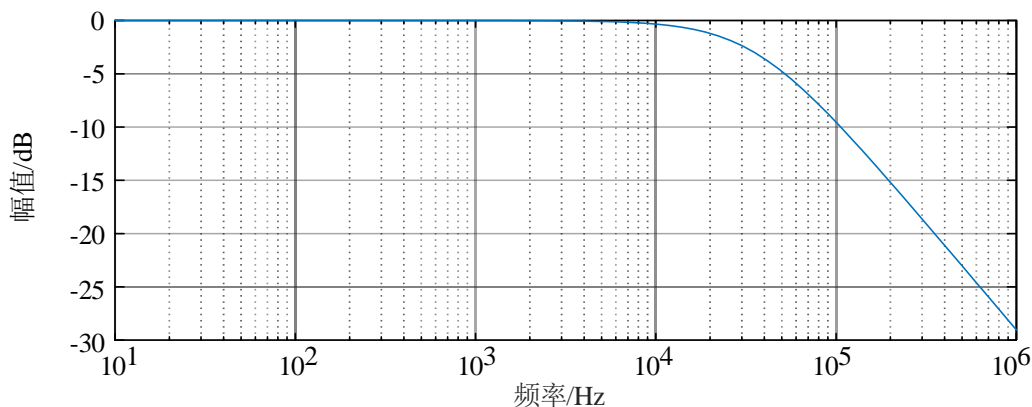


图 4-7 逆变模式下直流侧电源电压到直流侧电容电压的传递函数波德图

Figure 4-7 Bode diagram between DC source voltage and DC capacitor voltage in invert mode

从上述的分析中可以看出，当变换器工作在逆变模式时，交直流侧的谐波耦合特性主要表现为直流侧等效电源电压对交流侧输出电流的影响。当变换器直流侧等效电源发生波动时，交流侧的输出电流中会产生 ± 1 次的谐波电流。直流侧电源波动的频率越低，交流电流中的谐波含量越大。而交流侧电网电压与直流侧电容电压尽管也存在谐波耦合

阻抗，但这种耦合阻抗较小，产生的影响也较小。对于同一侧的谐波阻抗，即直流侧等效电压到直流侧电容电压，以及电网电压到电网电流的传递关系，主要表现为同频次之间的传递关系，跨频率的谐波耦合现象不明显。

4.2.2 整流模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性分析

当变换器工作在整流模式时，直流侧的等效电源支路被移除，根据整流模式下的变换器谐波传递函数，可绘制其谐波耦合阻抗分布图。在整流模式下，主要考虑网侧电源电压 V_{pcc} 与网侧电流 I_g 以及直流侧电容电压 V_{dc} 之间的谐波耦合特性。

图 4-8 是由谐波传递函数中截取相应的区域得到的整流模式下耦合阻抗分布图。由于整流模式下移除了直流侧等效电源支路，因此谐波传递函数中也移除了与直流侧等效电源 E_{dc} 相关的部分，仅存在交流侧电网电源 V_{pcc} 相关的部分。该图选取 -8~8 次进行绘制。从图中可以看出，电网电压与 V_{pcc} 与电网电流 I_g 之间不仅存在同频率之间的传递关系，还存在跨频率之间的传递关系。 V_{pcc} 的 ω 次谐波与 I_g 的 $\omega \pm 2$ 次谐波之间存在耦合关系。同时，电网电压 V_{pcc} 与直流侧电容电压 V_{dc} 之间存在跨频次的谐波耦合阻抗， V_{pcc} 中的 ω 次畸变会在 V_{dc} 中产生 $\omega \pm 1$ 次的电压波动。

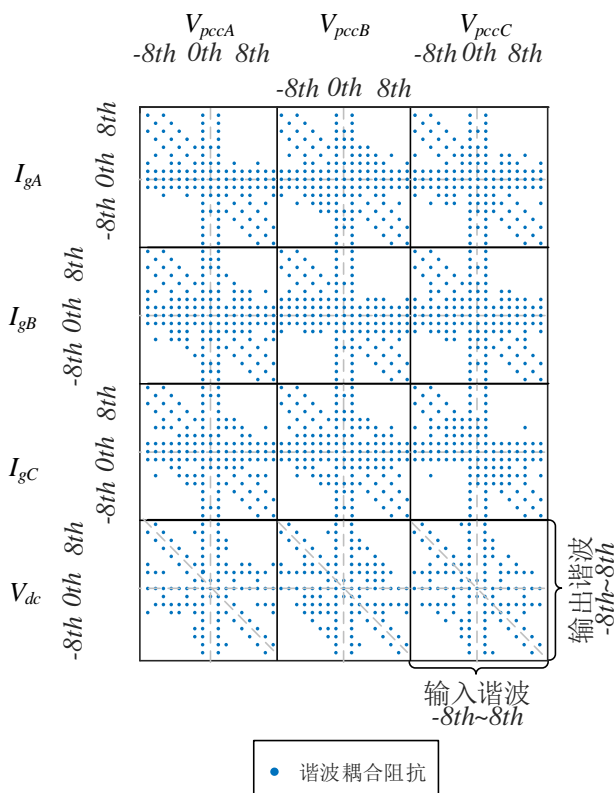


图 4-8 整流模式下的变换器耦合阻抗分布图

Figure 4-8 Distribution of converter coupled resistance in convert mode (-8~8th)

图 4-9 是整流模式下交流侧电网电压 V_{pcc} 与电网电流 I_g 之间的谐波耦合阻抗幅值图，该图选取了 1~8 次进行绘制。从图中可以看出 V_{pcc} 与 I_g 之间的同频次传递关系，而跨频次的谐波耦合阻抗不明显。

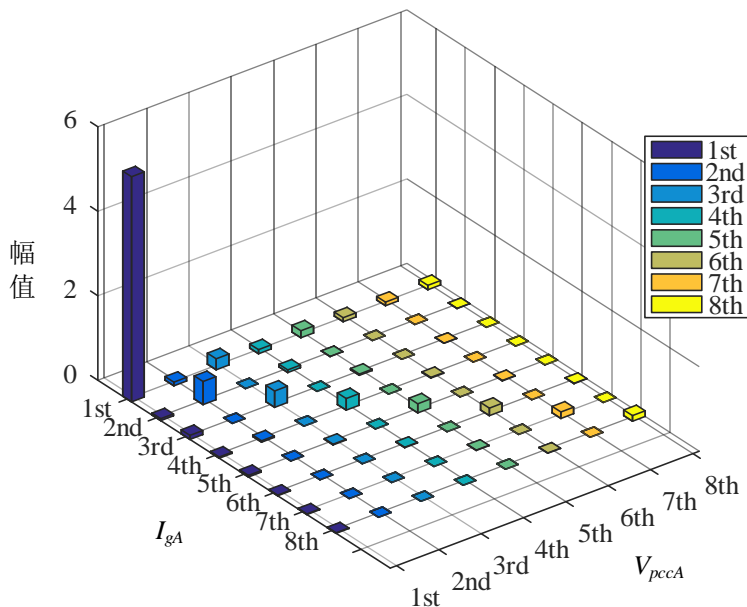


图 4-9 整流模式下交流侧电网电压到交流侧电网电流的耦合阻抗幅值图

Figure 4-9 Magnitude of coupled resistance between grid voltage and grid current in convert mode (1~8th)

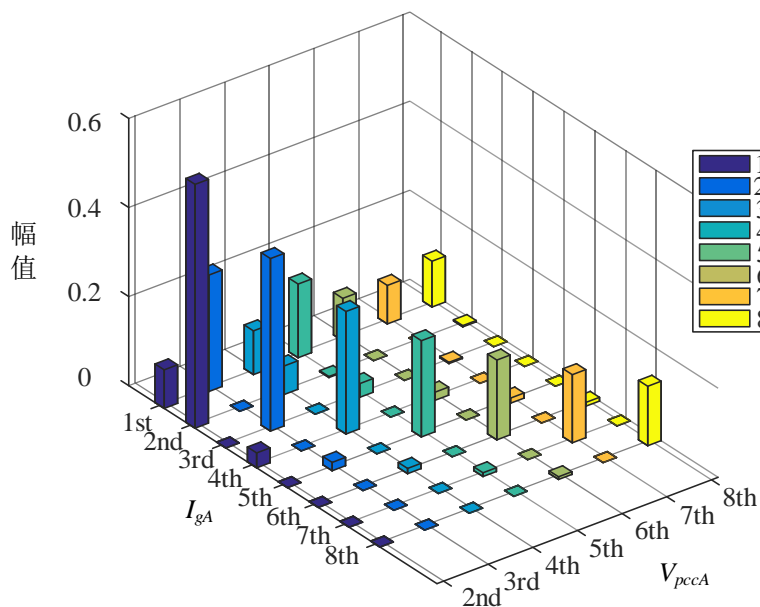


图 4-10 整流模式下交流侧电网电压到交流侧电网电流的部分耦合阻抗幅值图

Figure 4-10 Magnitude of partial coupled resistance between grid voltage and grid current in convert mode (2~8th)

由于基波之间的耦合阻抗幅值较大，因此选取 2~8 次进行局部放大，如图 4-10 所示。从图中可以看出，交流侧的电网电压 V_{pcc} 与电网电流 I_g 之间除了同频次的传递关系之外，还存在跨频率的耦合阻抗。 V_{pcc} 的 ω 次与 I_g 的 $\omega \pm 2$ 次之间存在耦合阻抗。同时，可以看到跨频次的谐波阻抗幅值小于同频次的谐波阻抗，并且高频次的谐波耦合阻抗小于低频次的谐波耦合阻抗。随着频率的升高，耦合阻抗的幅值也呈现出下降趋势。

图 4-11 是整流模式下交流侧电网电压 V_{pcc} 与直流侧电容电压 V_{dc} 之间的谐波耦合阻抗幅值图，该图选取了 1~8 次进行绘制。从图中可以看出 V_{pcc} 与 V_{dc} 之间存在跨频次的谐波耦合阻抗， V_{pcc} 中的 ω 次畸变会在 V_{dc} 中产生 $\omega \pm 1$ 次的电压波动。与同一频次的 V_{pcc} 电压畸变关联的 V_{dc} 两个频次的谐波耦合阻抗中，低频谐波耦合阻抗要高于高频谐波耦合阻抗。随着频率的升高，二者之间的谐波耦合阻抗呈现出下降趋势。

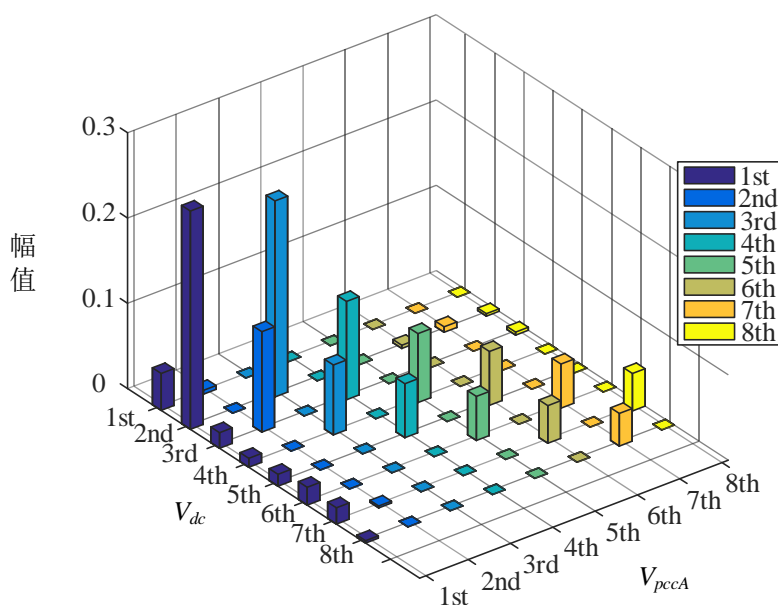


图 4-11 整流模式下交流侧电网电压到直流侧电容电压的耦合阻抗幅值图

Figure 4-11 Magnitude of coupled resistance between grid voltage and DC capacitor voltage in convert mode (1~8th)

从上述的分析中可以看出，当变换器工作在整流模式时，交直流侧的谐波耦合特性变得更为丰富。交流侧的电网电压不仅与直流侧电容电压存在谐波耦合关系，与同一侧的交流电流也存在谐波耦合关系。电网电压中的电压畸变会在直流侧电容电压中产生 ± 1 次的电压波动。电网电压的畸变频率越低，直流侧产生的电压波动越严重。而电网电压与电网电流之间，不仅存在同频率之间的传递关系，还存在跨频次的谐波耦合关系。电网电压的电压畸变会在电网电流中产生 ± 2 次谐波电流，同样的，低频谐波阻抗要高于高频谐波阻抗。而随着频率的升高，耦合阻抗整体呈现出幅值下降趋势。

通过分析 AC/DC 变换器在两种工作模式下的谐波耦合阻抗特性，可以发现变换器两侧的交流谐波耦合特性在逆变和整流两种工作模式下发生了变化。当变换器工作在逆变模式时，变换器的交流谐波耦合特性主要表现为直流侧等效电源对交流侧输出电流的跨频次耦合特性，交流侧电网电压与交流电流和直流侧电容电压基本没有谐波耦合特性。而当变换器工作在整流模式时，变换器的交流谐波耦合特性变得更为丰富。交流侧电网电压不仅与直流侧电容电压有跨频次的谐波耦合特性，也与交流侧电流存在跨频次的谐波耦合特性。

4.3 仿真分析

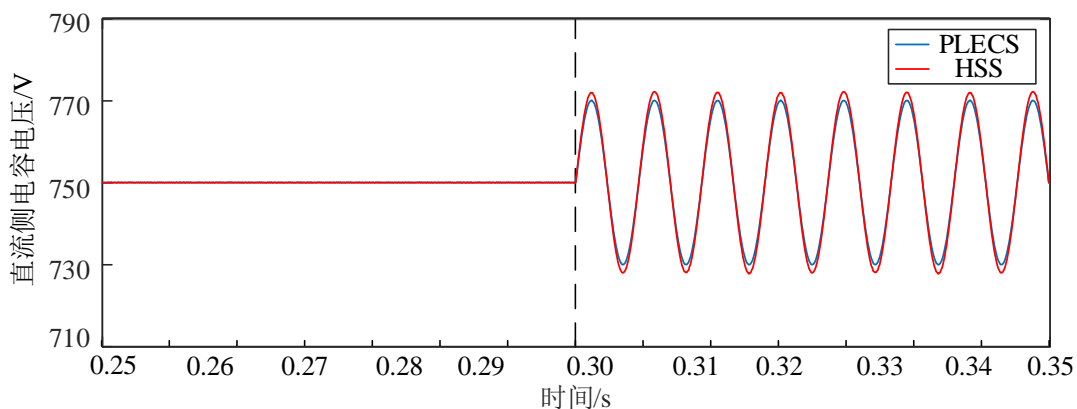
上文中对 AC/DC 变换器在逆变和整流模式下建立了谐波传递函数，对变换器的交流谐波耦合特性进行了分析。为了验证所得 AC/DC 变换器谐波耦合特性结论的正确性，利用第 3 章中建立的谐波状态空间计算模型，与 MATLAB/PLECS 中建立的仿真模型结果对比。变换器的谐波状态空间模型中涉及到的电气参数与第 2 章中的仿真模型参数一致。

4.3.1 逆变模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性仿真验证

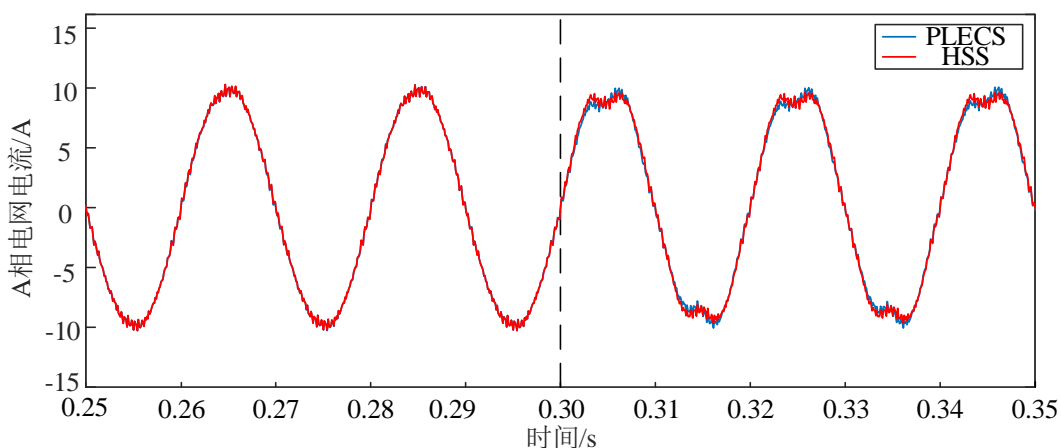
根据对于变换器谐波耦合特性的分析，当变换器工作在逆变模式时，谐波耦合特性主要表现为直流侧电源电压对交流侧电网电流的耦合特性。因此，选取 3 组不同的仿真案例，分别设置不同的直流侧电源电压波动。其中，直流侧电源电压波动分别选取为 150 Hz 次波动、200 Hz 次波动、以及 150、200 Hz 混合波动。本文第 3 章的仿真验证部分中，图 3-3 已经给出了变换器直流侧等效电源发生 150Hz 的仿真结果，在此处不再重复展示。

从图 3-3 (a)中可以看出，150 Hz 的直流电压扰动在直流侧电容上产生了同频次的电压扰动。从图(b)、(c)中可以看出，150 Hz 的直流电源电压扰动在直流侧电容上产生了同频次的电压扰动，而在交流侧产生了 2、4 次谐波电流，其他频次的谐波含量较低。

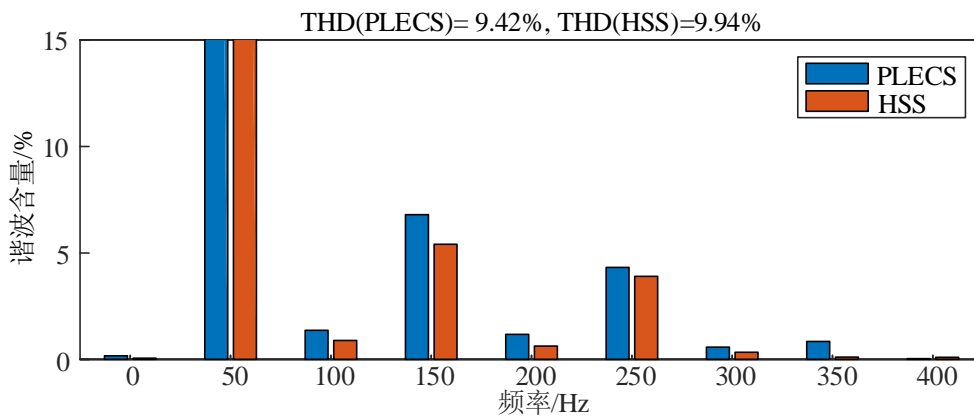
图 4-12 是变换器工作在逆变模式时，直流侧电源电压发生 200 Hz 波动的谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比。当系统建立稳态后，在 0.3 s 时，向直流电源注入幅值为 20 V，频率为 200 Hz 扰动电压，观察交流电流中的谐波含量。从图(a)中可以看出，200 Hz 的直流电压扰动在直流侧电容上产生了同频次的电压扰动。从图(b)、(c)中可以看出，直流电压波动在交流侧产生了 3、5 次谐波电流，而其他频次的谐波含量较低。



(a) 逆变模式下直流侧电源发生 200 Hz 波动的直流侧电容电压对比



(b) 逆变模式下直流侧电源发生 200 Hz 波动的电网电流波形对比



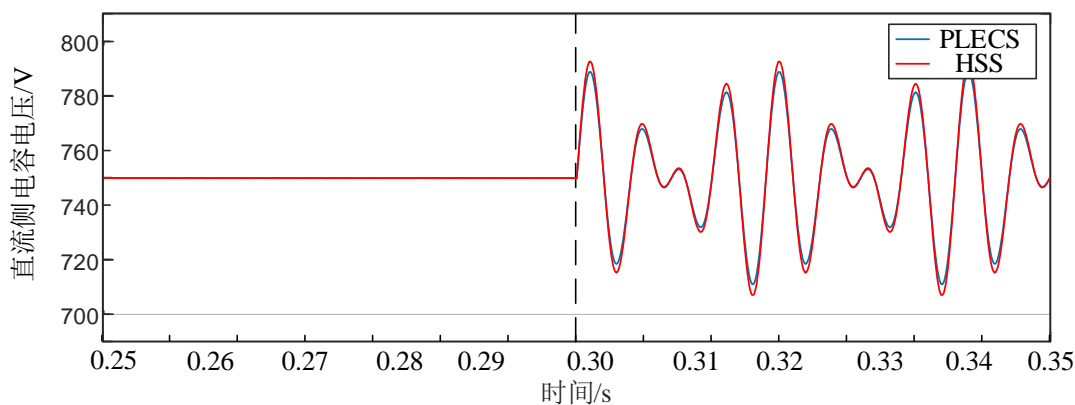
(c) 逆变模式下直流侧电源发生 200 Hz 波动的电网电流频谱对比

图 4-12 逆变模式下直流侧电源发生 200 Hz 波动的对比结果

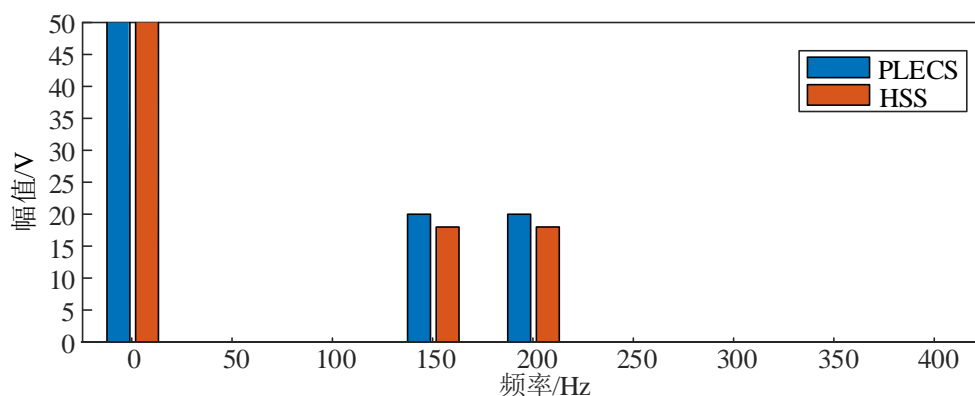
Figure 4-12 Comparison under 200 Hz DC source voltage disturbance in invert mode

图 4-13 是变换器工作在逆变模式时，直流侧电源电压发生 150、200 Hz 混合波动的谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比。当系统建立稳态后，在 0.3 s 时，向直流电源同时注入幅值为 20 V，频率分别为 150 Hz、200 Hz 的扰动电压，观察交流电流

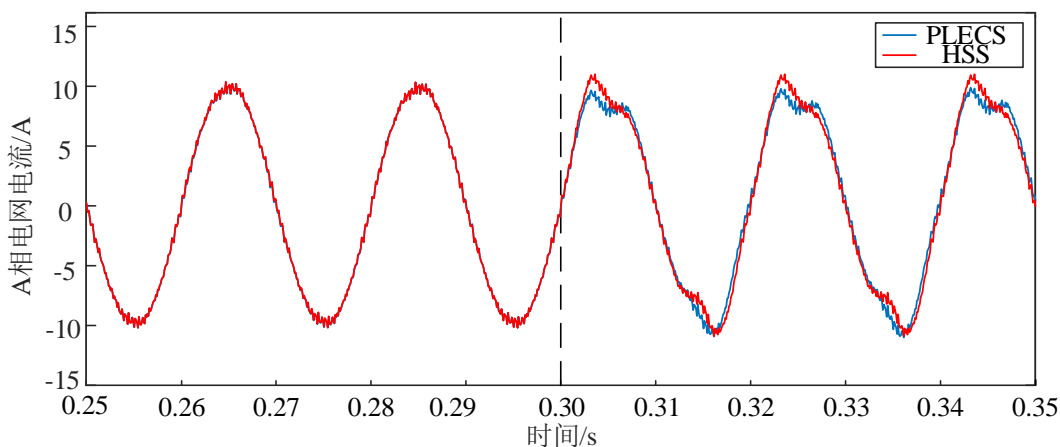
中的谐波含量。由于直流侧电容电压上的基频分量很小，因此其频谱图选取幅值作为纵坐标，便于观察。从图(a)、(b)中可以看出，3、4次混合电压扰动在直流侧电容上产生了同频次的3、4次电压扰动，而在交流侧产生了2、3、4、5次谐波电流，其他频次的谐波含量较低。混合电压扰动的仿真结果分析与前文中的结论一致。



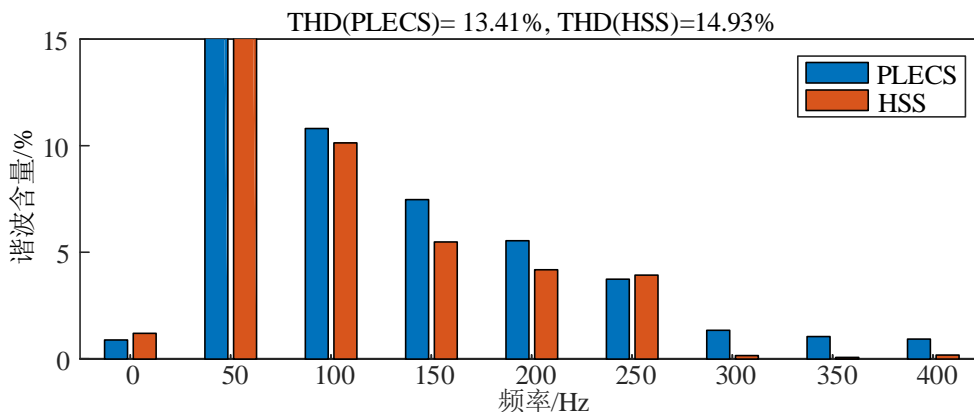
(a) 逆变模式下直流侧电源发生 150、200 Hz 混合波动的直流侧电容电压对比



(b) 逆变模式下直流侧电源发生 150、200 Hz 混合波动的直流侧电容电压频谱对比



(c) 逆变模式下直流侧电源发生 150、200 Hz 混合波动的电网电流波形对比



(d) 逆变模式下直流侧电源发生 150、200 Hz 混合波动的电网电流频谱对比

图 4-13 逆变模式下直流侧电源发生 150、200 Hz 混合波动的对比结果

Figure 4-13 Comparison under 150 Hz and 200 Hz mixed DC source voltage disturbance in invert mode

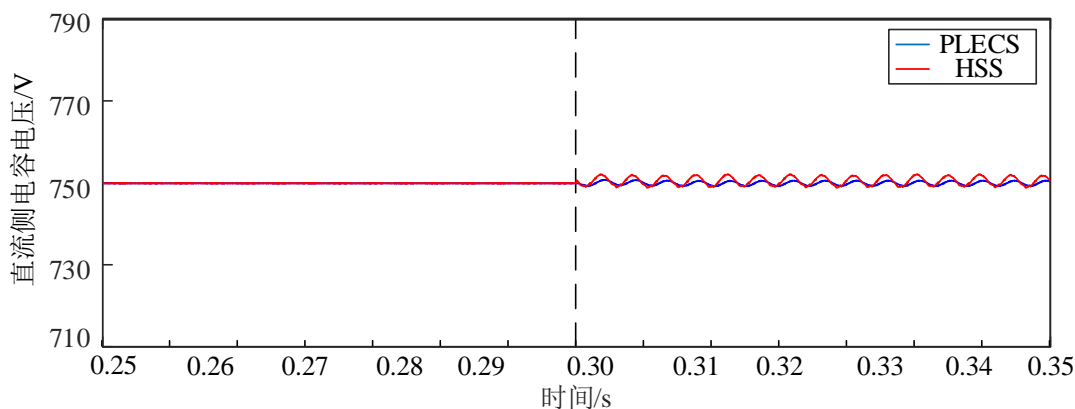
从上述分析中可以看出，当变换器工作在逆变模式时，直流侧的电压波动会在交流电流中产生±1次的谐波电流。其中，-1次的谐波电流含量低于+1次的谐波电流含量。同时，直流侧电压波动的频率越低，产生的谐波含量越高。

4.3.2 整流模式下的 AC/DC 变换器谐波耦合特性仿真验证

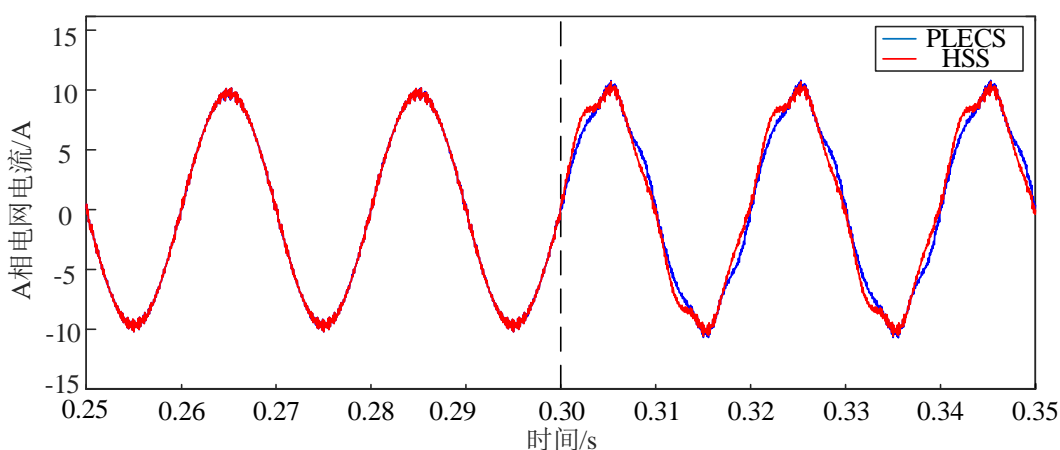
根据对于变换器谐波耦合特性的分析，当变换器工作在整流模式时，谐波耦合特性不仅有交流侧电网电压对直流侧电容电压的耦合影响，还有电网电压对同侧电网电流的影响。因此，选取 3 组不同的仿真案例，分别设置不同的交流侧电网电压波动。其中，交流侧电网电压谐波分别选取为 5 次正序谐波、5 次负序谐波、以及 5 次正负序混合谐波。由于第 3 章的仿真验证部分的图 3-2 已经给出了 3 次波动的仿真结果，在此处不再重复展示。

从图 3-2 中可以看出，电网电压的 5 次正序谐波在直流电容上产生了 4 次电压波动，并在电网电流中产生了 3、5 次谐波电流。同时，可以注意到 3 次谐波电流的含量低于 5 次谐波。

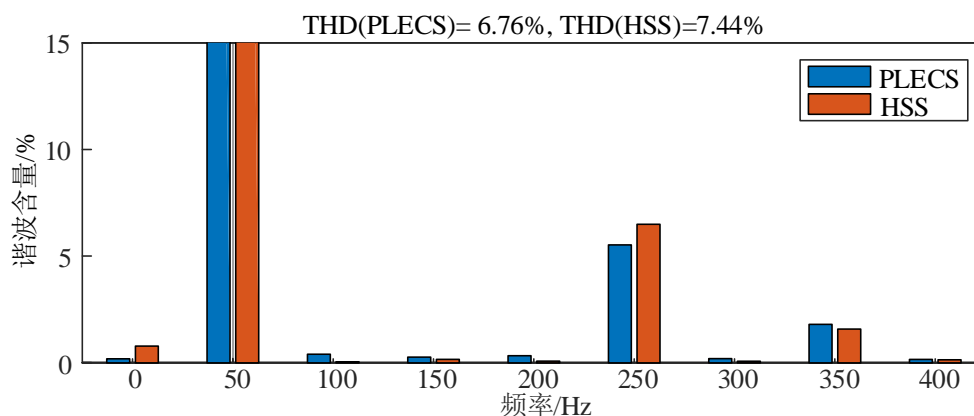
图 4-14 是变换器工作在整流模式时，电网电压发生 5 次负序畸变的谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比。当系统建立稳态后，在 0.3 s 时，向电网电压注入含量为 3% 的 5 次负序扰动电压，观察系统中的谐波含量。从图(a)中可以看出，5 次负序的电网电压畸变在直流侧电容上产生了 6 次电压波动。从图(b)、(c)中可以看出，负电压畸变在交流侧产生了 5、7 次谐波电流。同时，可以注意到 7 次谐波的电流含量低于 5 次谐波。



(a) 整流模式下电网电压发生 5 次正序电压畸变的直流侧电容电压对比



(b) 整流模式下电网电压发生 5 次负序电压畸变时的电网电流波形对比



(c) 整流模式下电网电压发生 5 次正序电压畸变的电网电流频谱对比

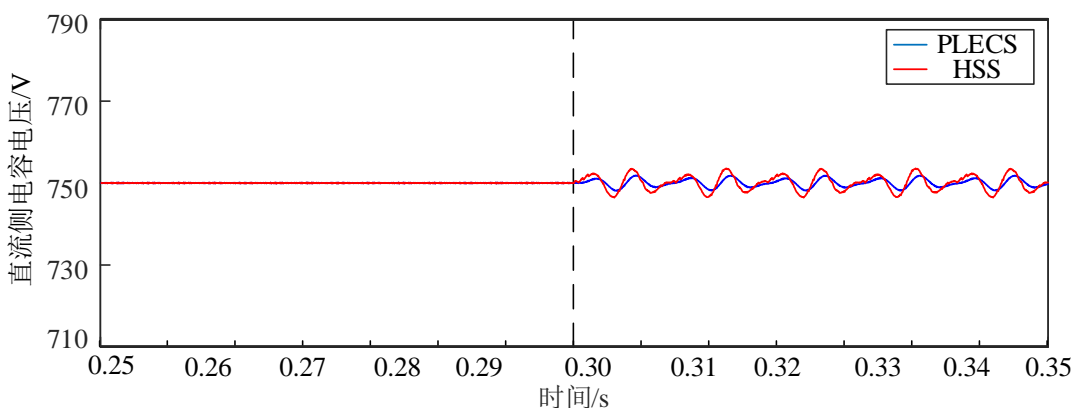
图 4-14 整流模式下电网电压发生 5 次正序畸变的对比结果

Figure 4-14 Comparison under 5th negative sequence voltage disturbance in convert mode

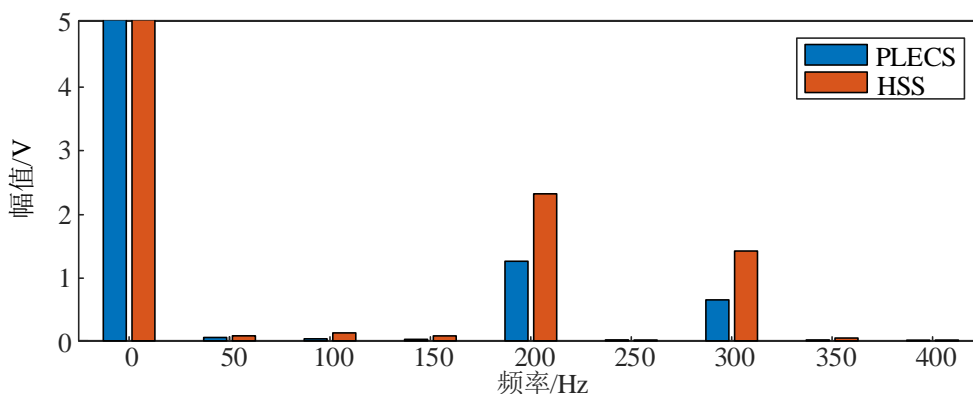
上述分析表明，当变换器工作在整流模式时，交流侧电网电压与直流侧的电容电压存在耦合关系，也与同侧的交流电流存在多频次耦合关系。电网电压畸变的正负序分量有着不同的谐波耦合特性。其中，正序的电网电压畸变会在直流侧产生-1 次的电压波动，

同时，会在交流电流中产生同次以及-2次的谐波电流。而负序电压分量会在直流侧中产生+1次的电压波动，并在交流电流中产生同次以及+2次的谐波电流。就谐波电流的幅值而言，与电压畸变同频的谐波成分最高，而负序分量产生的+2次谐波含量低于正序分量产生的-2次谐波含量。

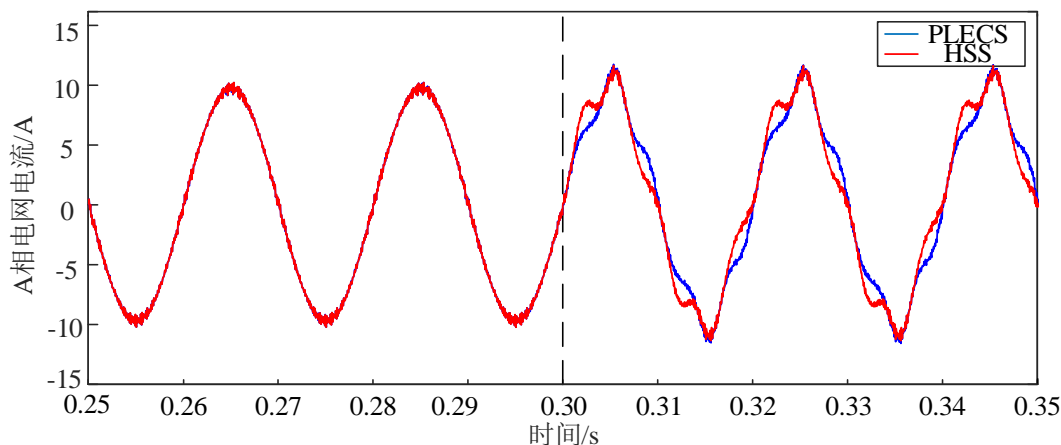
图 4-15 是变换器工作在整流模式时，电网电压发生 5 次正负序混合畸变的谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比。当系统建立稳态后，在 0.3s 时，向直流电源注入含量为 3% 的 5 次正序和负序扰动电压，观察系统中的谐波含量。从图(a)、(b)中可以看出，5 次正负序混合的电网电压畸变在直流侧电容上产生了 4、6 次电压波动。从图(d)中可以看出，电压畸变在交流侧产生了 3、5、7 次谐波电流。同时，可以注意到 7 次谐波的电流含量低于 3 次谐波，而 3 次谐波含量低于 5 次谐波。混合电压畸变的结果分析与前文中的结论一致。



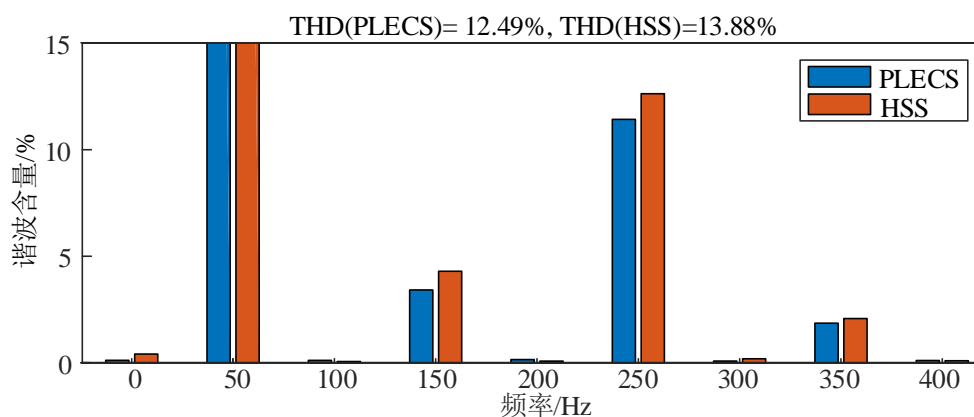
(a) 整流模式下电网电压发生 5 次正负序混合电压畸变的直流侧电容电压对比



(b) 整流模式下电网电压发生 5 次正负序混合电压畸变的直流侧电容电压频谱对比



(c) 整流模式下电网电压发生 5 次正负序混合电压畸变时的电网电流波形对比



(d) 整流模式下电网电压发生 5 次正负序混合电压畸变的电网电流频谱对比

图 4-15 整流模式下电网电压发生 5 次正负序混合电压畸变的对比结果

Figure 4-15 Comparison under 5th positive and negative sequence mixed voltage disturbance in convert mode

从上述分析中可以看出，当变换器工作在整流模式时，交流侧的电网电压畸变不仅会影响直流侧的电容电压，同时也在交流侧产生多频次谐波电流。交流侧的正序电网电压畸变会在直流侧-1 次的电压波动，而负序畸变会产生+1 次的电压波动。同时，正序电压畸变会在交流电流中产生同频次以及-2 次的谐波电流，而负序的电压畸变会产生+2 次的谐波电流。相较而言，正序畸变引起的电流畸变情况更严重。

从逆变模式与整流模式的仿真分析结果来看，本章对于变换器交直流谐波耦合特性分析得出的结论得到了验证。当变换器工作在逆变模式时，主要表现直流侧等效电源电压与交流侧输出电流之间的耦合关系。而当变换器工作在整流模式时，变换器交流侧的电源电压不仅与直流侧的电容电压存在耦合关系，还与同侧的电网电流存在跨频次的耦合关系。

4.4 本章小结

AC/DC 变换器的时变特性导致两侧的谐波发生耦合联系，使得变换器两侧的不同频次谐波之间存在传递关系。本章通过变换器的交直流谐波耦合阻抗，分别分析了两种工作模式下的交直流谐波耦合特性。研究发现，变换器在两种工作模式下的谐波耦合特性有所不同。通过对变换器耦合阻抗的分析表明，变换器交直流耦合现象会改变谐波的频次，而且在不同的工作模式下其谐波耦合特性也会发生改变。在变换器中，不仅存在交直流侧的谐波耦合，也存在同侧的电压与电流的跨频次的耦合现象。同时发现，逆变模式下直流侧的低频波动影响更为严重，而整流模式下交流侧的正序畸变影响更为严重。

第5章 实验设计及验证

为了进一步验证变换器的谐波状态空间模型以及变换器交直流谐波耦合特性的分析,本文进行了实验验证。本章基于 dS1104 搭建了并网 AC/DC 变换器实验平台,包括实验平台的主电路部分、采样与控制电路部分以及实验软件。设计了变换器逆变模式下的直流侧电压扰动实验,验证了变换器的谐波状态空间模型以及变换器交直流谐波耦合特性的结论。

5.1 AC/DC 变换器实验平台

本文设计的并网 AC/DC 变换器实验平台主要包括主电路部分、采样与控制电路部分、以及实验软件部分。

5.1.1 AC/DC 变换器实验平台主电路设计

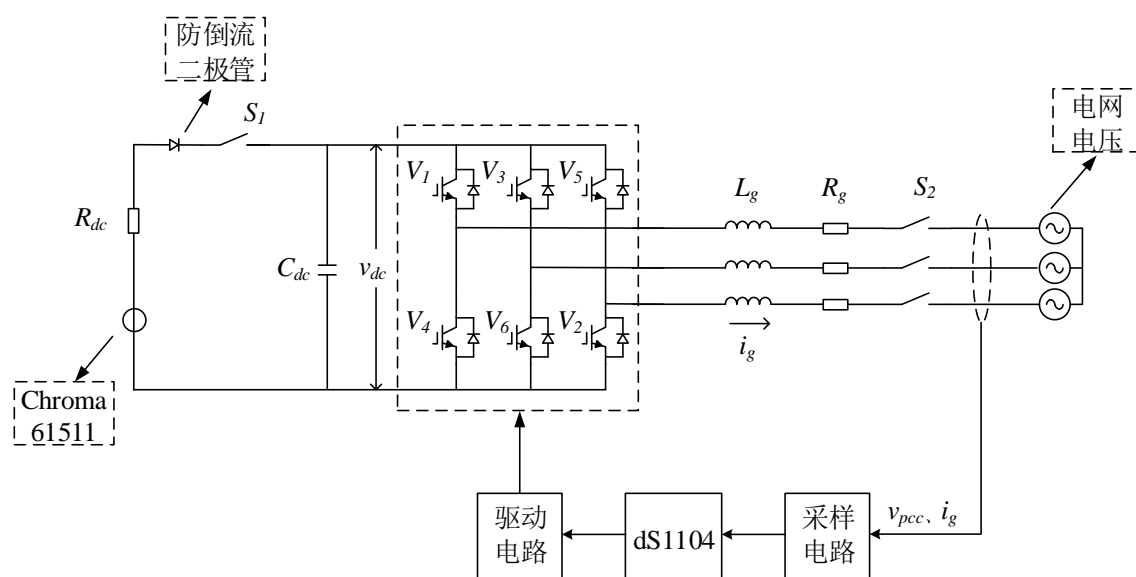


图 5-1 并网 AC/DC 变换器实验平台示意图

Figure 5-1 Schematic diagram of Grid-connected AC/DC converter experimental platform

图 5-1 是并网 AC/DC 变换器实验平台示意图。AC/DC 变换器采用 IGBT, 滤波电路采用单 L 滤波, 直流电源与交流电源分别采用开关 S_1 和 S_2 控制。直流电源出口侧接有一个二极管, 防止直流侧功率倒送损坏直流电源。在主电路的交流侧采集电网电压 v_{pcc}

和电网电流 i_g ，经采样电路处理后输送给 dS1104 控制器。控制器运算生成 PWM 控制信号后，经驱动电路放大输送给开关管，控制 AC/DC 变换器正常运行。

根据图实验平台示意图搭建 AC/DC 变换器硬件实验电路，接线图如图 5-2 所示。实验平台包括主电路部分以及信号采样与控制部分。主电路部分采用 Chroma 61511 三相可编程电压源的单相模式作为直流电源，采用与电网连接的三相自耦变压器作为交流电源。

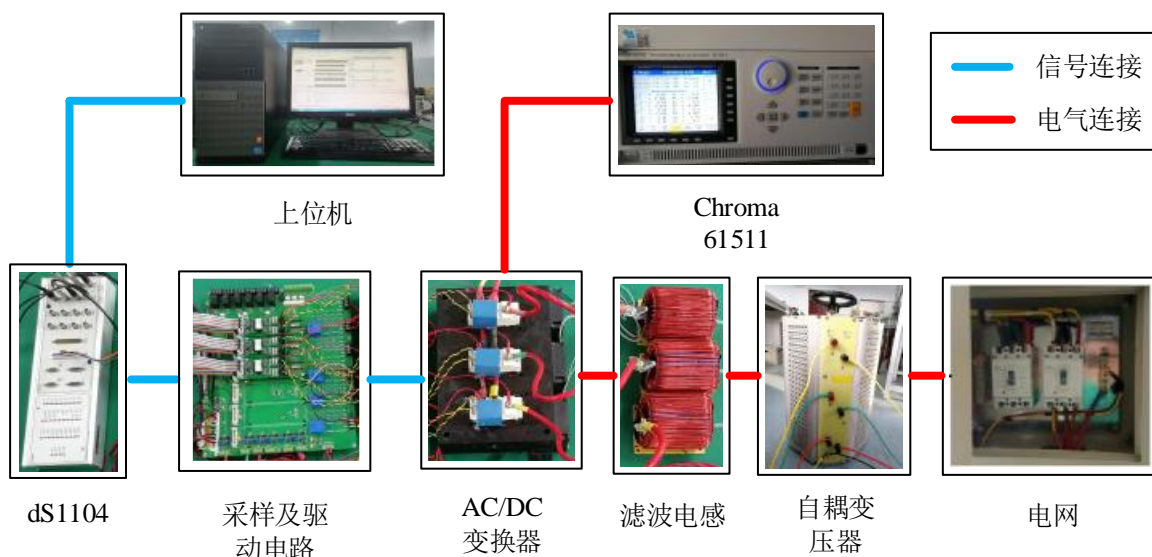
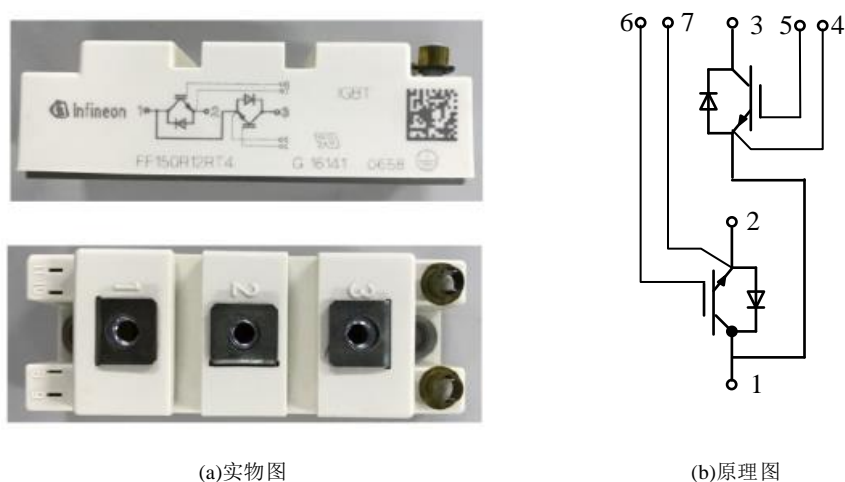


图 5-2 AC/DC 变换器硬件电路图

Figure 5-2 Hardware structure of AC/DC converter



(a)实物图

(b)原理图

图 5-3 FF150R12RT4 模块实物及原理图

Figure 5-3 Physical picture and schematic diagram of FF150R12RT4 module

变换器的开关管选取时需要考虑器件的耐压能力，通流能力，适当的开关频率等条件。根据本文的实际需求，选取了英飞凌公司 IGBT 模组，型号为 FF150R12RT4。该模块的实物图与原理图如图 5-3 所示。

5.1.2 AC/DC 变换器实验平台采样及控制电路设计

在 AC/DC 变换器实验中，需要采集交流侧电网电压信号和电网电流信号输入给控制器。因此，需要传感器作为信号采集装置将电压电流信号从强电信号变为弱电信号。同时，还需要后续的调理电路对传感器输出信号做进一步的处理，消除毛刺。

(1) 电压采样环节

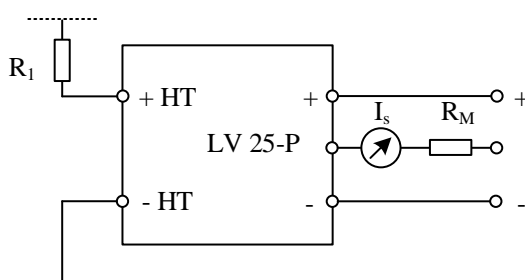


图 5-4 电压霍尔传感器

Figure 5-4 Voltage Hall sensor

电压采样环节通过电压霍尔传感器来采集交流侧电网电压，电压传感器选用 LEM LV25-P，其结构如图 5-4 所示。

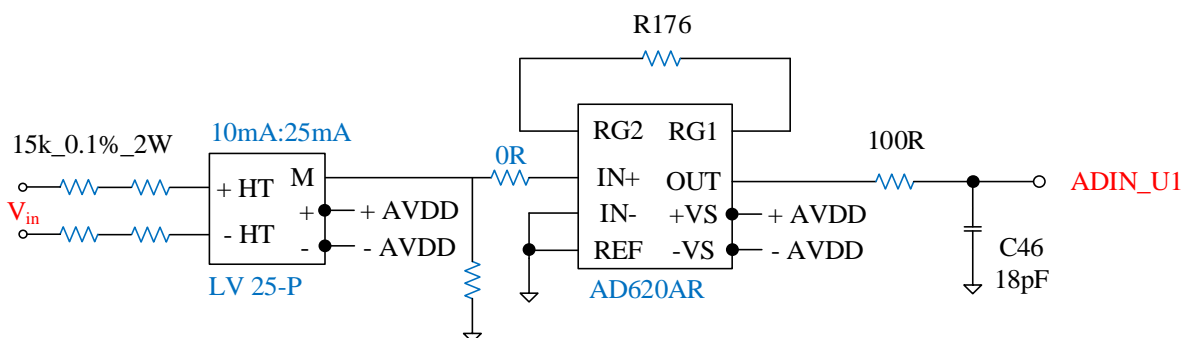


图 5-5 电压采样电路

Figure 5-5 Voltage sampling circuit

电压霍尔传感器原边额定电流为 10mA，副边额定电流为 25mA，传感器额定变比为 2500:1000。因此，需要根据测量电压范围为电压霍尔传感器的输入输出电路配置合适的测量电阻。本文中，为电压霍尔传感器原边配置 $4 \times 15 \text{ k}\Omega$ 阻值电阻，电压测量范围

为 600 V。电压霍尔传感器测量信号出口接有 AD620AR 组成的运放电路，将测量信号进行功率放大后传输至控制器。

(2) 电流采样环节

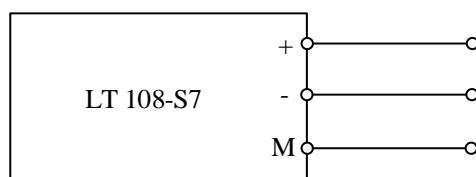


图 5-6 电流霍尔传感器

Figure 5-6 Current Hall sensor

电流采样环节通过电流霍尔传感器来采集交流侧电网电流，电流传感器选用 LEM 穿线型 LT108-S7，其结构如图 5-6 所示。

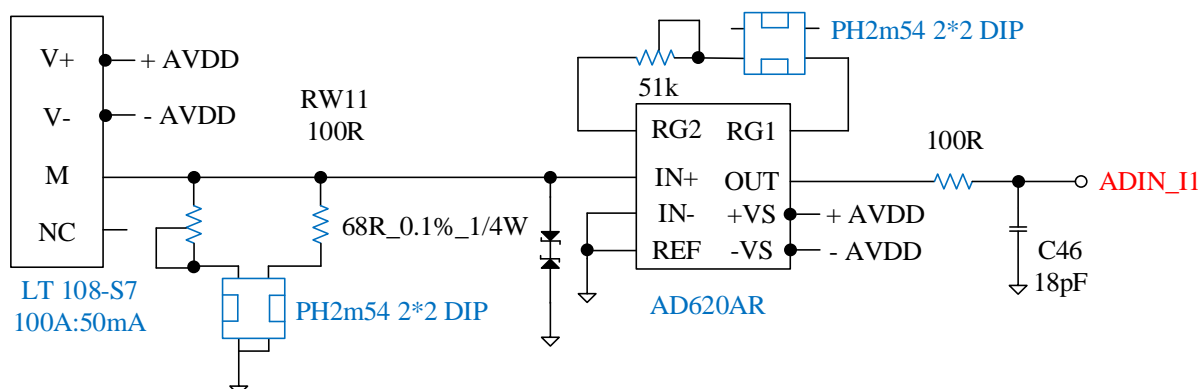


图 5-7 电流采样电路

Figure 5-7 Current sampling circuit

电流霍尔传感器原边测量电流范围是 $0 \sim \pm 150$ A，原边额定电流 100 A，副边额定电流 50 mA，传感器额定变比为 1:2000。为了实验过程中电流采样范围的灵活性，电流霍尔传感器出口侧配置了滑变电阻，如图 5-7 所示。电流霍尔传感器测量信号出口侧同样连接了 AD620AR 运放电路对信号进行功率放大。

(3) 驱动电路

dS1104 输出的 PWM 控制信号电压等级是 ± 5 V，而 IGBT 的 PWM 控制信号电压等级为 +15 V 和 -7 V。控制器的输出信号与 IGBT 要求的控制信号电压等级不匹配，需要驱动电路进行功率放大，保证 IGBT 的可靠工作。驱动电路需要提供可靠的开通与关断电压，较小的延迟时间，并在故障状态（例如原边或副边供电电压欠压，IGBT 短路、

过流等)下闭锁设备。根据本文选取的 IGBT 型号,驱动电路选取 Concept 2SC0108T 驱动芯片,并配置相应的外围电路,如图 5-8 所示。

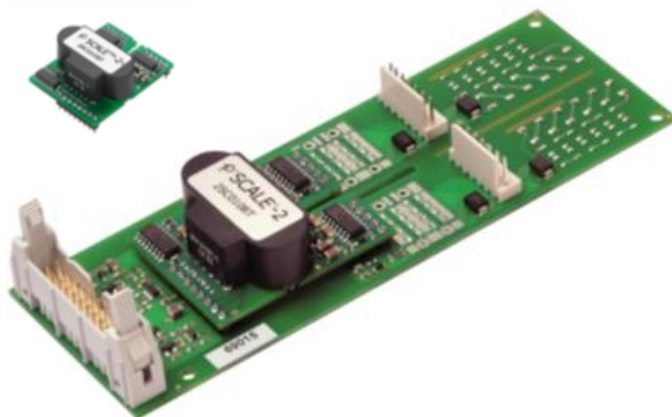


图 5-8 驱动芯片 2SC0108T 实物图

Figure 5-8 Physical picture of drive core 2SC0108T

图 5-9 是 2SC0108T 的原边电路,共有 8 路输入端口。引脚 2 与引脚 3 是两路 PWM 输入信号端口。引脚 4 是驱动芯片的+15V 供电端口。引脚 8 是模式选择端口,将引脚 8 连接到 GND,选择为直连模式。直连模式下,PWM1 与 PWM2 分别控制通道 A、B。引脚 6 和引脚 7 是故障信号引脚,驱动芯片正常工作时输出高阻抗,当发生故障时拉低到 GND 出发闭锁。

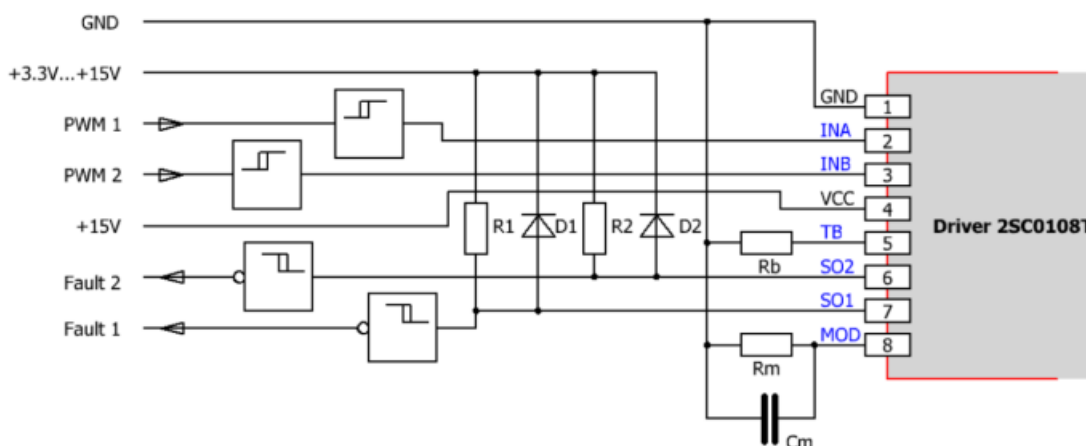


图 5-9 2SC0108T 原边电路

Figure 5-9 2SC0108T primary circuit

图 5-10 是 2SC0108T 的副边电路,共有两组输出通道。每组输出通道有 5 个引脚,其中 GH 和 GL 是门极通断信号,经由开通、关断电阻 $R_{g,on}$ 和 $R_{g,off}$ 与 IGBT 的门极连

接。开关电阻根据 IGBT 的驱动电流选取，本文中选取为 1.5Ω 。VCE 与 VE 分别是集电极与发射极信号，通过配置 R_{vce2} 来设置短路过流的门槛电压，本文选取为 $1\text{ M}\Omega$ 。

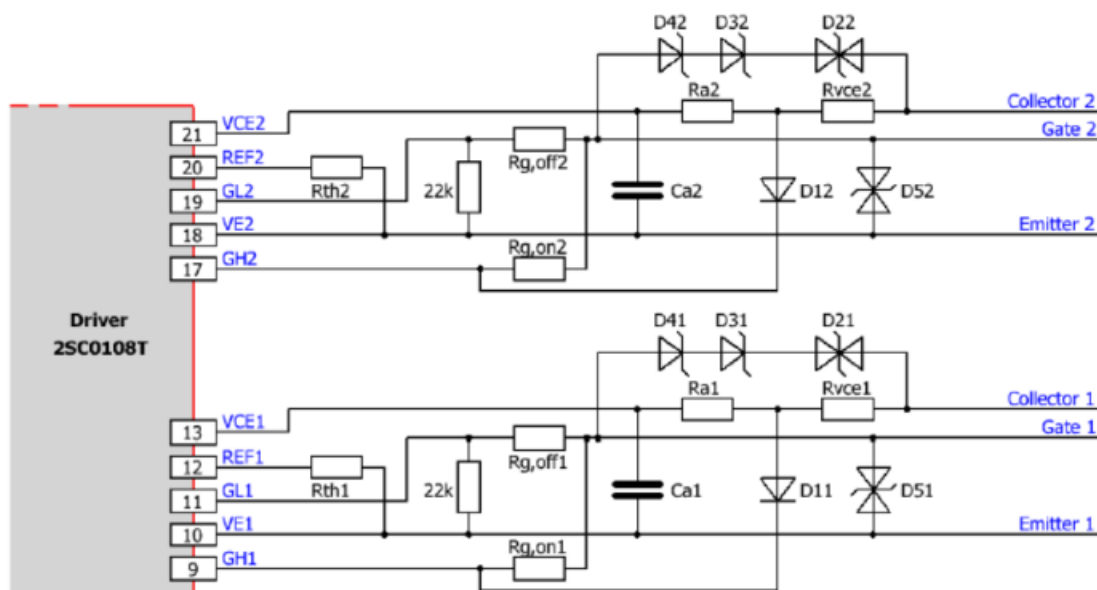
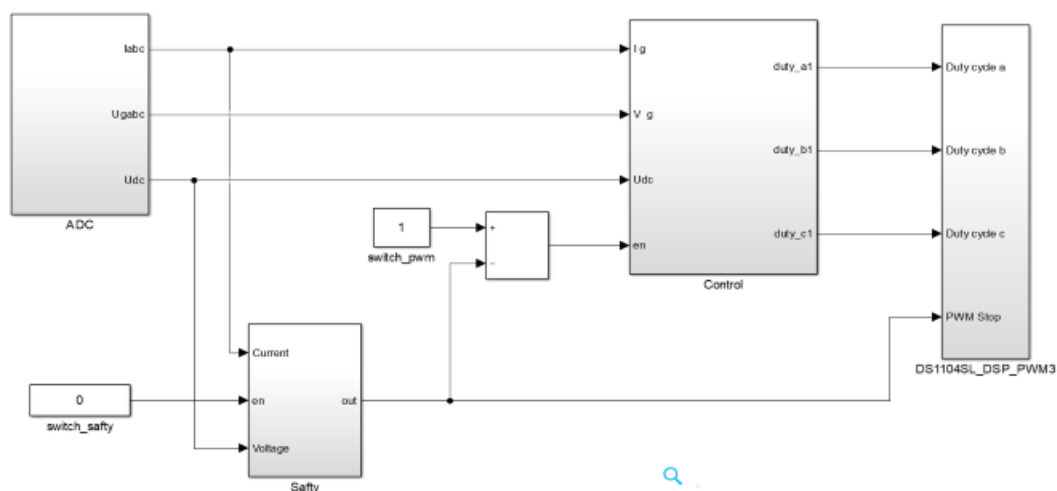


图 5-10 2SC0108T 副边电路

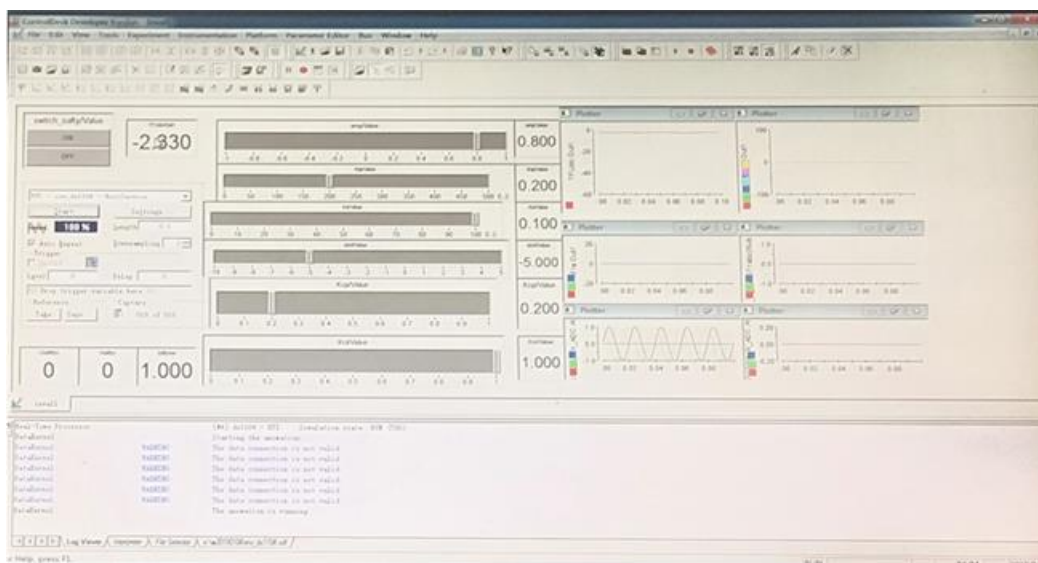
Figure 5-10 2SC0108T secondary circuit

5.1.3 实验软件设计

dSPACE 控制套件提供了实时接口(Real-Time Interface, RTI)和控制接口(Control Desk)。dSPACE1104 提供了 MATLAB 接口，可在 MATLAB 中调用 RTI 库，设计信号采集及控制软件。控制软件设计完成后，装载至 Control Desk 中，对控制系统进行在线监控及调试，从而实现对硬件电路的控制功能。本实验设计的 RTI 模块化控制以及 Control Desk 图形控制界面如图 5-10 所示。



(a) RTI 模块化控制界面



(b) Control Desk 图形控制界面

图 5-11 实验软件设计

Figure 5-11 Design of experiment software

5.2 AC/DC 变换器的谐波耦合特性实验

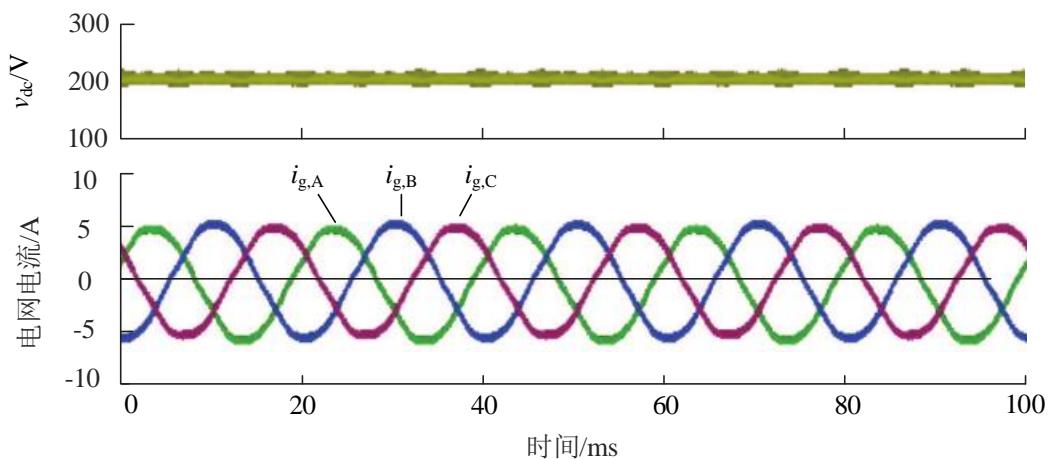
为验证理论分析和仿真结果的有效性，进行三相 AC/DC 变换器谐波耦合特性实验，验证逆变模式下的变换器交直流谐波耦合特性。针对第四章对变换器工作在逆变模式下的交直流谐波耦合特性，进行降压实验。实验的主要参数如表 5-1 所示。

表 5-1 实验参数

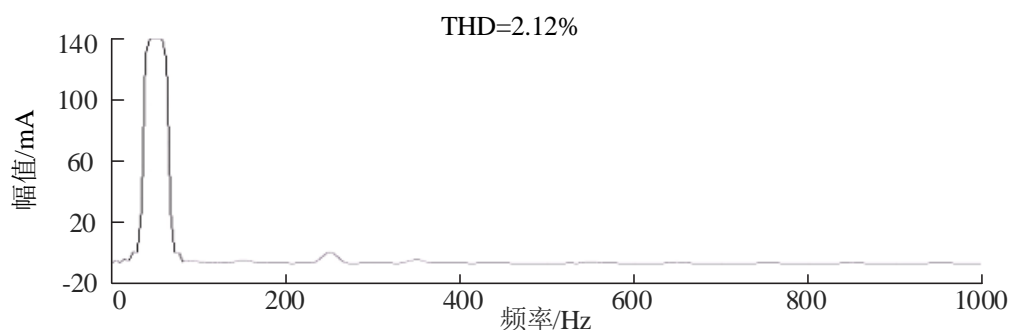
Table 5-1 Parameters of experimental system

参数	符号及数值
配电网额定电压与频率	$V_{pcc}=50\text{ V}; f_0=50\text{ Hz}$
变换器额定功率	$P=2.3\text{ kW}$
直流电源电压	$V_{dc}=200\text{ V}$
滤波电感	$L_g=6\text{ mH}$
直流电容	$C_{dc}=450\text{ }\mu\text{F}$
开关频率	$f_s=12.8\text{ kHz}$

首先启动 AC/DC 变换器系统，启动控制使变换器进入逆变模式稳态。当变换器工作在正常状态时，实验波形如图 5-12 所示。从电流频谱 5-12(b)中可以看到，有少量的 5 次谐波，这是控制中的死区效应导致的，这一现象在图 5-13(b)中也有所体现。



(a) 实验波形

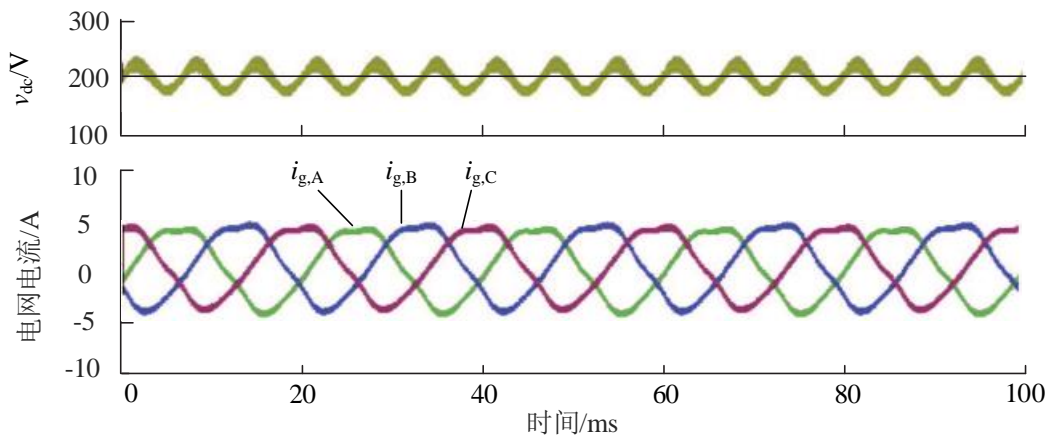


(b) 电流频谱

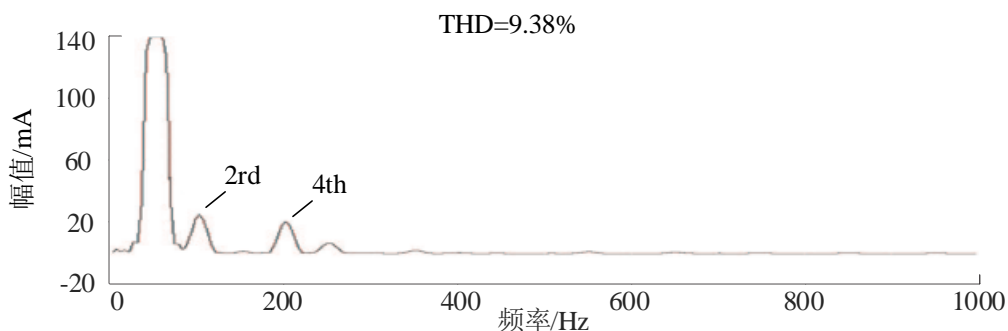
图 5-12 直流电压无扰动作用下的实验波形

Figure 5-12 Experimental waveform in normal condition

当变换器工作在正常状态下，向变换器直流电源侧注入幅值为 20 V 的 150 Hz 次波动，观察系统中的谐波状态，如图 5-13 所示。从图中可以看出，直流侧电源的 150 Hz 波动在交流电流中产生了 2、4 次谐波，在直流电容中产生了同频次的 150 Hz 波动。其中，2 次谐波含量略高于 4 次谐波。



(a) 实验波形

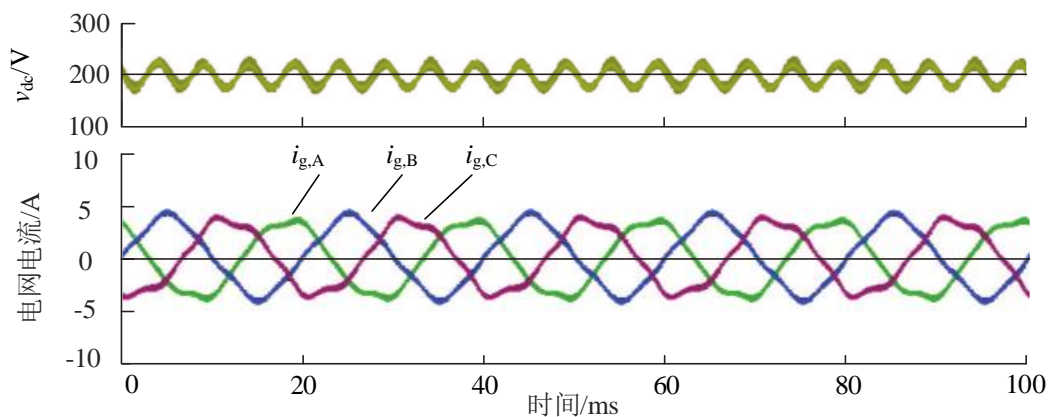


(b) 电流频谱

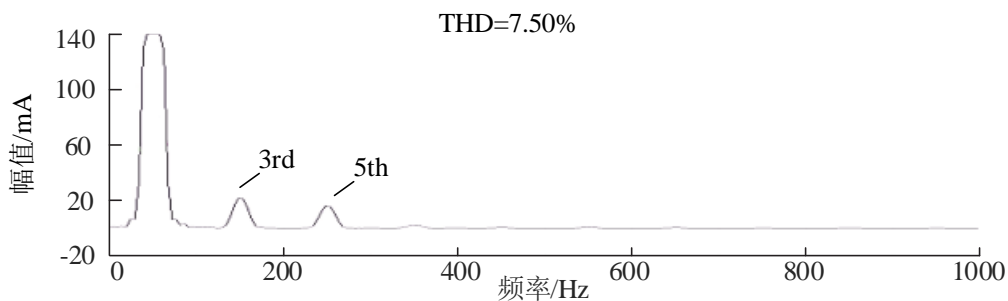
图 5-13 直流电压 150 Hz 扰动作用下的实验波形

Figure 5-13 Experimental waveform in normal condition

当变换器工作在正常状态下，向变换器直流电源侧注入幅值为 20 V 的 200 Hz 次波动，观察系统中的谐波状态，如图 5-14 所示。从图中可以看出，直流侧电源的 200 Hz 波动在交流电流中产生了 3、5 次谐波，在直流电容中产生了同频次的 200 Hz 波动。其中，3 次谐波含量略高于 5 次谐波。同时，200 Hz 直流电源波动引起的总电压畸变含量低于 150 Hz 直流电源波动引起的总电压畸变含量。



(a) 实验波形

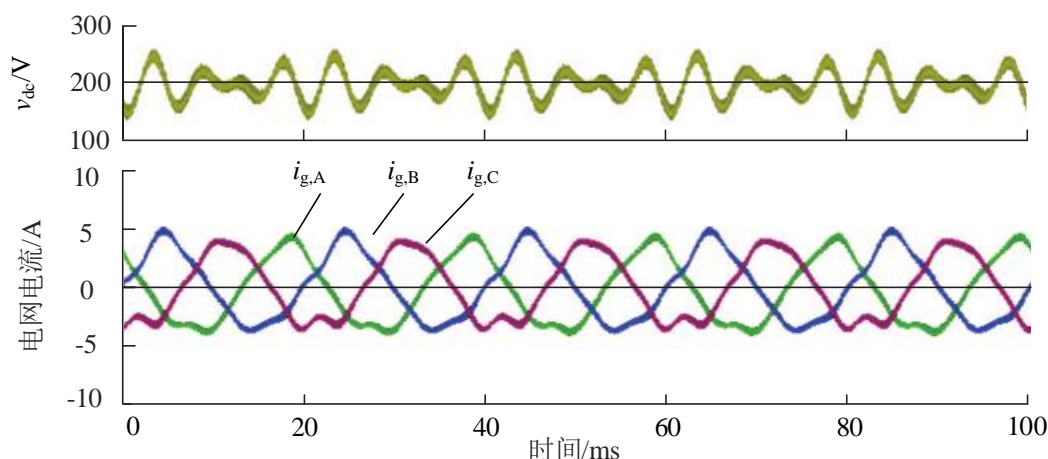


(b) 电流频谱

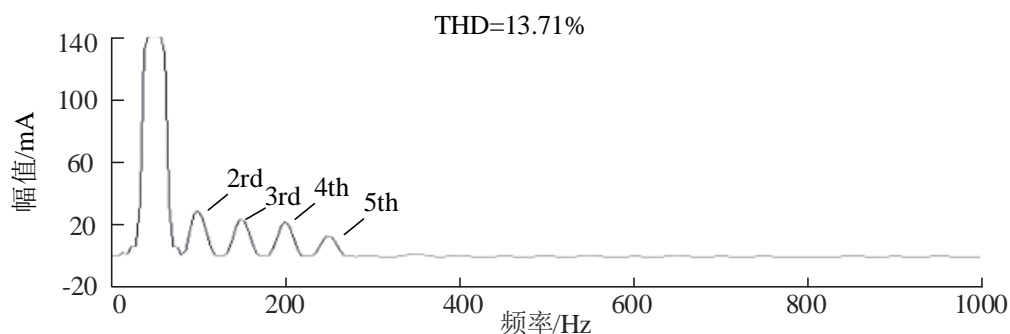
图 5-14 直流电压 200 Hz 扰动作用下的实验波形

Figure 5-14 Experimental waveform in normal condition

当变换器工作在正常状态下，向变换器直流电源侧同时注入幅值为 20 V 的 150 Hz 和 200 Hz 的混合波动，观察系统中的谐波状态，如图 5-15 所示。从图中可以看出，直流侧电源的混合频率波动在交流电流中产生了 2、3、4、5 次谐波，在直流电容中产生了同频次的混合波动。直流电源的混合波动实验进一步验证了前文中的结论。



(a) 实验波形



(b) 电流频谱

图 5-15 直流电压 150 Hz 与 200 Hz 混合扰动作用下的实验波形

Figure 5-15 Experimental waveform in normal condition

从实验结果中可以看出，直流侧的电压波动会在交流电流中产生±1次的谐波电流。相同的波动幅值下，低频波动产生的谐波含量高，而高频波动产生的谐波含量低。实验结果与前文中建立的变换器谐波状态空间模型以及交直流谐波耦合特性分析表现出了相同的特征，验证了所建模型以及分析结论的正确性。

5.3 本章小结

本章对搭建了并网 AC/DC 变换器实验平台，对三相 AC/DC 变换器的谐波状态空间

模型以及变换器交直流谐波耦合特性的分析结论进行了验证。实验结果表明，本文建立的变换器谐波状态空间模型基本准确，同时也验证了变换器交直流谐波耦合特性的相关结论，揭示了 AC/DC 变换器在两种工作模式下的交直流谐波耦合特性。

第6章 总结和展望

6.1 总结

电力电子设备在电网中渗透率不断的提高,对电网的稳定运行,分布式电源的消纳以及其他新兴电力负荷的承载能力都提出了更高的挑战,电力电子设备中的谐波交互关系也成为国内外学者的关注热点。本文针对微电网中常用的三相 AC/DC 变换器系统采用谐波状态空间理论进行建模,根据所建模型分析变换器交直流两侧的谐波耦合特性,具体工作如下:

(1)对微电网中常用的三相电压型 AC/DC 变换器的逆变和整流两种工作模式下建立 dq 域小信号模型,设计控制策略。在 MATLAB/PLECS 中,搭建仿真模型验证变换器控制策略的有效性,讨论了常用的 dq 域小信号模型对于变换器谐波交互分析的不足之处。

(2)采用谐波状态空间理论对 AC/DC 变换器进行建模。重点研究了介绍谐波状态空间理论的建模过程,分别对变换器的两种工作模式进行建模。谐波状态空间模型将变换器交直流侧的各次谐波包括在内,反映了各频次谐波变量的作用关系。根据所建模型,设计了相应的计算程序,实现了在频域内对变换器交直流谐波耦合扰动的计算。通过谐波状态空间模型计算结果与仿真结果的对比来验证所建模型的有效性。

(3)提出了基于变换器交直流耦合阻抗的谐波特性分析方法。通过 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型,计算了变换器系统的谐波传递函数。利用该函数建立变换器的交直流谐波耦合阻抗,对变换器的交直流谐波耦合特性进行分析。分析表明,变换器交直流耦合现象会改变谐波的频次,而且在不同的工作模式下其谐波耦合特性也会发生改变。在变换器中,不仅存在交直流侧的谐波耦合,也存在同侧的电压与电流的跨频次的耦合现象。变换器工作在逆变模式时直流侧的低频波动影响更为严重,而整流模式下交流侧的正序畸变导致的谐波含量更高。

(4)搭建了并网 AC/DC 变换器实验平台,对三相 AC/DC 变换器的谐波状态空间模型以及变换器交直流谐波耦合特性的分析结论进行了验证。结果表明,本文建立的变换器谐波状态空间模型基本准确,同时也验证了变换器交直流谐波耦合特性的相关结论,揭示了 AC/DC 变换器在两种工作模式下的交直流谐波耦合特性。

6.2 展望

本文对微电网中常用的三相 AC/DC 变换器建立了谐波状态空间模型，分析了变换器的交直流谐波耦合特性。基于本文已有的工作，后续还可开展的研究有：

一、对谐波状态空间模型中的频次进行筛选，提取出影响系统特性的关键频次进行运算，提升模型的运算速度及准确度。

二、深入研究微电网中带有前级 DC/DC 变换器以及多并联变换器的谐波耦合特性，为电力电子系统的谐波抑制及稳定性分析提供更为具体的理论依据。

三、基于本文建立的变换器谐波状态空间模型，对带有电力电子变换器的微电网或电力系统进行仿真及谐波分析。

参考文献

- [1] 康重庆, 姚良忠. 高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架[J]. 电力系统自动化, 2017(9).
- [2] 李霞林, 郭力, 王成山, et al. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1):2-16.
Li, Xialin, et al. "Key technologies of DC microgrids: an overview." Proceedings of the CSEE 36.1 (2016): 2-17.
- [3] 王成山. 智能配电系统的发展与挑战[J]. 供用电, 2015(2).
- [4] 胡泽春, 宋永华, 徐智威, et al. 电动汽车接入电网的影响与利用[J]. 中国电机工程学报(4):3+29-38.
- [5] 周孝信, 鲁宗相, 刘应梅, 等. 中国未来电网的发展模式和关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29):4999-5008.
ZHOU Xiaoxin, LU Zongxiang, LIU Yingmei, et al. Development models and key technologies of future grid in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 4999-5008.
- [6] 刘吉臻. 大规模新能源电力安全高效利用基础问题[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(16):1-8.
LIU Jizhen. Basic issues of the utilization of large-scale renewable power with high security and efficiency[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(16): 1-8.
- [7] LI Qing, XU Zhao, YANG Li. Recent advancements on the development of microgrids[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2014, 2(3): 206-211.
- [8] 刘栋良, 贺益康. 交流伺服系统逆变器死区效应分析与补偿新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008(21):48-52.
- [9] 周念成, 闫立伟, 王强钢. 光伏发电在微电网中接入及动态特性研究[J]. 电力系统保护与控制(14):126-134.
- [10] 熊来红, 单瑞卿, 汪皓钰, et al. 不同风况和系统容量下双馈风机并网谐波特性研究[J]. 电网与清洁能源, 2011, 27(12):106-111.
- [11] ENSLIN J R, HULSHORST W J, ATMADJI A S, et al. Harmonic interaction between large numbers of photovoltaic inverters and the distribution network[C]// IEEE Bologna PowerTech Conference, June 23-26, 2003, Bologna, Italy: 7803-7967.

- [12]肖湘宁,廖坤玉,唐松浩,等.配电网电力电子化的发展和超高次谐波新问题[J].电工技术学报,2018,33(4):707-720.
XIAO Xiangning, LIAO Kunyu, TANG Songhao, et al. Development of power-electronized distribution grids and the new supraharmonics issues[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 707-720.
- [13]李霞林,王成山,郭力,等.直流微电网稳定控制关键技术研究综述[J].供用电,2015,32(10):1-14.
LI Xialin, WANG Chengshan, GUO Li, et al. A review on the key stability control technologies of DC microgrid[J]. Distribution & Utilization, 2015,, 32(10): 1-14.
- [14]赵丽平,郑强,刘明杰.电动汽车充电对电网的谐波影响研究[J].电气自动化,2017(05):38-40+44.
- [15]邢颖,李宝树.非线性负荷对电网电压和电流的影响[J].电气应用,2007(08):30-33+57.
- [16]谢宁,罗安,陈燕东,等.大型光伏电站动态建模及谐波特性分析[J].中国电机工程学报,2013,14(36):10-17.
XIE Ning, LUO An, CHEN Yandong, et al. Dynamic modeling and characteristic analysis on harmonics of photovoltaic power stations[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 14(36): 10-17.
- [17]陈新,张旸,王贇程.基于阻抗分析法研究光伏并网逆变器与电网的动态交互影响[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4559-4567.
CHEN Xin, ZHANG Yang, WANG Yuncheng. A study of dynamic interaction between PV grid-connected inverters and grid based on the impedance analysis method[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4559-4567.
- [18]许德志,汪飞,毛华龙,等.多并网逆变器与电网的谐波交互建模与分析[J].中国电机工程学报,2013,33(12):64-71.
XU Dezhi, WANG Fei, MAO Hualong, et al. Modeling and analysis of harmonic interaction between multiple grid-connected inverters and the utility grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 64-71.
- [19]徐君,陈文杰,徐德鸿, et al. 电网低次谐波电压下双馈风电系统定子谐波电流抑制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(8):87-92.
- [20]谢宁,罗安,马伏军,等.大型光伏电站与电网谐波交互影响[J].中国电机工程学报,2013,33(34):9-16.
XIE Ning, LUO An, MA Fujun, et al. Harmonic interaction between large-scale photovoltaic power stations and grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(34): 9-

16.

- [21] 曾正,赵荣祥,吕志鹏,等.光伏并网逆变器的阻抗重塑与谐波谐振抑制[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4547-4558.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, LÜ Zhipeng, et al. Impedance reshaping of grid-tied inverters to damp the series and parallel harmonic resonances of photovoltaic systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4547-4558.
- [22] 曾正,徐盛友,冉立,等.应用于交流微电网谐振抑制的有源阻尼器及控制[J].电力自动化设备,2016,36(3):15-20.
ZENG Zheng, XU Chengyou, RAN Li, et al. Active damper and its control for harmonic resonance damping of AC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(3): 15-20.
- [23] 汪飞,冯夏云,吴春华, et al. 多反激式微型逆变器并网谐波交互研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, v.36;No.542(03):125-132.
- [24] 杨光亮, 邵能灵, 郑晓冬, et al. 多馈入直流输电系统谐波交互影响分析[J]. 电力自动化设备, 036(001):105-110.
- [25] Burton, R. S., et al. "Prediction of core saturation instability at an HVDC converter." IEEE transactions on power delivery 11.4 (1996): 1961-1969.
- [26] Hu, Lihua, and Robert Yacamini. "Harmonic transfer through converters and HVDC links." IEEE Transactions on power electronics 7.3 (1992): 514-525.
- [27] 陶顺,姚黎婷,廖坤玉,等.光伏逆变器直流电压扰动引起的间谐波电流解析模型[J].电网技术,2018,42(3):878-885.
TAO Shun, YAO Liting, LIAO Kunyu, et al. Analytical model for Inter-Harmonic current caused by DC voltage disturbance of photovoltaic inverter[J]. Power System Technology, 2018, 42(3): 878-885.
- [28] HU L, YACAMINI R. Harmonic transfer through converters and HVDC links[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(3): 514-525.
- [29] SUN J, MITCHELL D M, GREUEL M F, et al. Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 482-492.
- [30] 王归新, 康勇, 陈坚. 基于状态空间平均法的单相逆变器控制建模[J]. 电力电子技术, 2004, 38(5):9-12.
- [31] 乐江源[1, 2], 谢运祥[1], et al. 有源电力滤波器状态反馈精确线性化控制[J]. 电力自动化设备, 2010(2).
- [32] Zhao, Chuanhong, Simon D. Round, and Johann W. Kolar. "Full-order averaging modelling of

- zero-voltage-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters." *IET Power Electronics* 3.3 (2010): 400-410.
- [33] 王瑶. 基于状态空间平均模型的电压控制 SIDO Buck 变换器稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 36(6): 1810-1817.
WANG Yao. Stability analysis for voltage controlled single-inductor dual-output buck converter based on state space average model[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 36(6): 1810-1817.
- [34] 张宇, 程启明, 程尹曼, 等. 电容中点式三相四线制 SAPF 混合无源非线性控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(19): 110-119. DOI: 10.7500/AEPS20170109008.
ZHANG Yu, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Nonlinear control strategy of three-phase four-wire shunt active power filter with mid-point capacitor based on hybrid passive theory[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(19): 110-119. DOI: 10.7500/AEPS20170109008.
- [35] 武健, 刘瑜超, 徐修林, 等. 基于双坐标系复合控制的模块化多电平换流器环流抑制方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(11): 166-172.
WU Jian, LIU Yuchao, XU Xiulin, et al. A circulating current suppression method based on double coordinate compound control for modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(11): 166-172.
- [36] 刘芳, 张兴, 石荣亮, 等. 大功率微网逆变器输出阻抗解耦控制策略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(15): 117-125.
LIU Fang, ZHANG Xing, DAN Rongliang, et al. An output impedance decoupled control strategy for high power microgrid inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(15): 117-125.
- [37] Cespedes, Mauricio, and Jian Sun. "Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters." *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.3 (2013): 1254-1261.
- [38] 宋文胜, 冯晓云, 谢方, et al. 基于 DQ 坐标系的单相三电平 PWM 整流器研究[J]. 电气自动化, 2008, 30(6): 39-41.
- [39] 吴国祥, 杨勇. 三相光伏并网逆变器 dq 旋转坐标系下无差拍功率控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(12): 37-43.
- [40] 鄂志君, 应迪生, 陈家荣, 等. 动态相量法在电力系统仿真中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(31): 42-47.
E Zhijun, YING Disheng, CHEN Jiarong, et al. Application of dynamic phasor in power system simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(31): 42-47.

- [41]游江, 康少波, 罗耀华.广义状态空间平均法用于 PWM 整流器的建模[J]. 电测与仪表, 046(8):67-70.
- [42]ARRILLAGA J, WATSON N R. The harmonic domain revisited[C]// 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 28 - October 1, 2008, Wollongong, Australia: 9p.
- [43]Sanders S R , Noworolski J M , Liu X Z , et al. Generalized averaging method for power conversion systems[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 1990.
- [44]曾正,赵荣祥,杨欢.含逆变器的微电网动态相量模型[J].中国电机工程学报,2012,32(10):65-71.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, YANG Huan. Dynamic phasors model of micro-grid with grid-connected inverters and simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(10): 65-71.
- [45]姜宽,王慧芳,林达,等.面向逆变器型分布式电源的快速建模与仿真方法[J].电力系统自动化,2017,41(12):13-19.DOI:10.7500/AEPS20161130019.
JIANG Kuan, WANG Huifang, LIN Da, et al. Rapid modeling and simulation method for inverter-interfaced distributed generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12): 13-19. DOI: 10.7500/AEPS20161130019.
- [46]Orillaza, Jordan Rel C., and Alan R. Wood. "Harmonic state-space model of a controlled TCR." IEEE Transactions on Power Delivery 28.1 (2012): 197-205.
- [47]Kwon, Jun Bum, et al. "Harmonic instability analysis of a single-phase grid-connected converter using a harmonic state-space modeling method." IEEE Transactions on Industry Applications 52.5 (2016): 4188-4200.
- [48]Kwon, J., Wang, X., Blaabjerg, F., & Bak, C. L. (2016). Frequency-domain modeling and simulation of dc power electronic systems using harmonic state space method. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(2), 1044-1055.
- [49]Hwang, Michael Sheng-Pu, and Alan R. Wood. "A new modelling framework for power supply networks with converter based loads and generators-the Harmonic State-Space." 2012 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON). IEEE, 2012.
- [50]KWON J B, WANG Xiongfei, BAK C L, et al. Harmonic interaction analysis in grid connected converter using harmonic state space (HSS) modeling[C]// IEEE 30th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 15-19, 2015, Charlotte, USA: 1779-1786.

- [51] LOVE G N, WOOD A R. Harmonic state space model of power electronics[C]// 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, September 28 - October 1, 2008, Wollongong, Australia: 309-314.
- [52] HWANG M S, WOOD A R. Harmonic state-space modelling of a controlled HVDC converter[J]. Electric Power Systems Research, 2015, 124: 65-73.
- [53] Lyu, Jing, et al. "Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics." IEEE Transactions on Power Electronics 34.3 (2018): 2134-2148.
- [54] Kwon, JunBum, et al. "Analysis of harmonic coupling and stability in back-to-back converter systems for wind turbines using Harmonic State Space (HSS)." 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2015.
- [55] WERELEY N M, HALL S R. Frequency response of linear time periodic systems[C]// 29th IEEE Conference on Decision and Control, December 5-7, 1990, Honolulu, USA: 3650-3655.

攻读学位期间取得的科研成果

一、学术论文

- [1] 王晋宁,王磊,韩肖清,等.基于谐波状态空间建模的变换器交直流谐波耦合特性分析[J].电力系统自动化,2020,44(4):159-167. DOI: 10.7500/AEPS20190409002.
- [2] 张步云,王晋宁,梁定康,韩肖清.采用一致性算法的自治微电网群分布式储能优化控制策略 [J/OL]. 电网技术 :1-8[2020-04-27].<https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2019.1968>.
- [3] Y. Du, R. Meng, L. Wang, L. Zhu and **J. Wang**, "Comparison of Extraction Methods for Fundamental Frequency Positive Sequence Current in the APF," *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, Xi'an, China, 2019, pp. 2272-2277.

二、国家发明专利

- [1] 基于 HSS 建模的变换器谐波分析软件, 软著

三、科研项目

1. 山西省科技重大专项, 中低压交直流配电网关键技术(20181102028), 参与

四、荣获奖励情况

1. 国家奖学金, 中华人民共和国教育部, 2019

致谢

行文至此，即将给本文画上句号，也意味着三年的硕士研究生活即将抵达终点。举头蓝天白云，窗外鸟语花香，楼前春光明媚，校内一片平和安详。

感谢恩师韩肖清教授，师者，传道受业解惑也。韩老师治学严谨，教导有方，工作尽心。感谢老师提供宝贵的学习机会，更感谢老师在人生道路上指点迷津，谆谆教诲必将铭记于心！

感谢王磊老师在科研过程中指点迷津，指导写作方法，仔细修改论文。本文所取得的成果，从思路构建到理论验证，从实验平台搭建再到论文修改完善，都离不开王磊老师的悉心指导。在科研之外，王磊老师更像一位和蔼的兄长，使晚辈如沐春风。感谢王磊老师的帮助和教导，祝王磊老师勇攀高峰，再创辉煌！

感谢孟润泉老师在科研过程中的指导与帮助，孟老师严谨的工作态度，和蔼的教学作风使我获益良多。感谢电力系统运行与控制重点实验室的秦文萍老师、贾燕冰老师、任春光老师的无私奉献和热心支持，为我们提供了难得的研究平台和学习指导。感谢冯雷老师、丛石老师、李奎元老师、刘嘉老师在留学过程中的指导与帮助，使我有机会走出国门，开阔视野。

感谢张步云在学习生活中的帮助，祝工作顺利，生活幸福。

感谢实验室张佰富博士、宋天昊博士在科研与生活方面的帮助，感谢朱立斌、周一雄、蔺晓强、李峰、刘龙峰、魏明、高晗等学长学姐在平台搭建及实验过程中的帮助。感谢杜毅、王子昂，关正，焦皎，赵一潼、李朝阳、于浩、吴静坤以及柴睿等同学在学习生活中的陪伴和帮助，使得三年来的求学生涯充满色彩与温度。祝各位学长学姐，同学朋友工作顺利，生活幸福！

最应该感谢的是我的父母。他们抚育我成长二十余载，供养我学习生活。在我迷茫的时候，爸爸妈妈温暖的怀抱永远可以依靠。谁言寸草心，报得三春晖。祝愿爸爸妈妈身体健康，万事如意！

最后，感谢参加答辩的评审专家们。评审专家组提出的宝贵的意见，使我的论文更加完善，在此表示感谢。

王晋宁

2020年4月