
NPC 三电平变换器调制及中点电压平衡控制 研究

万梓燊

院（系）： 电气工程及其自动化 专 业： 电气工程及其自动化

学 号： 1140610503 指导教师： 张学广

2018 年 6 月

哈爾濱工業大學

畢業設計（論文）

NPC 三電平變換器調制及中點電壓平衡控制
研究

專 業 電氣工程及其自動化

學 號 1140610503

學 生 萬梓燊

指 導 教 師 張學廣

答 辯 日 期 2018.6.20

摘 要

三电平变换器具有电压应力低，开关损耗低，功率开关管输出电压谐波含量低的优点，得到了广泛的应用。其中 NPC 型三电平变换器是应用最广泛的结构之一。但是其存在一个固有的缺点，即中点电压平衡问题，主要表现为中点电压波动和中点电位偏移，这会严重影响输出波形质量，甚至对系统造成危害。为此本文对 NPC 型三电平变流器调制及中点平衡控制策略进行了深入研究。

本文首先研究了 NPC 型三电平变换器的工作原理，分别对三电平载波层叠脉宽调制和空间矢量脉宽调制进行原理阐述和模型搭建，并进行了仿真分析。

在工作原理和调制方法研究的基础上，本文先后建立了三电平变换器在三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型，并对矢量控制策略进行研究，设计了锁相环、电流内环和电压外环控制器，并通过仿真验证了设计的正确性。

针对三电平变换器中点电压平衡问题，本文研究了基于 SPWM 和 SVPWM 两种调制方式的控制算法。以中性点电流为突破口，控制开关状态输出的平均效果等同于实际三相参考电压，引出了“预估-约束-校验-修正”的零序分量实时控制算法，形成基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制策略。

在 SVPWM 调制的基础上，提出最近三矢量法中点电压平衡控制策略。在保证开关状态次序不变的基础上通过调节冗余小矢量的作用时间，实现中点电压平衡和纹波抑制。但这种方法在小调制比情况下效果不明显。本文针对该策略的不足进行改进，提出基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略。分每小区计算占空比调节系数并预测下一开关周期的中线电流来平衡电压差。仿真表明，基于中点电流预测的中点电压平衡策略在不同调制比和不同功率因数下都具有电压平衡和减小纹波的效果，且平衡和纹波抑制效果更佳。

最后，设计并搭建了三电平变换器系统实验平台。该平台主要由三电平变换器主电路、电源模块、DSP 核心控制系统、PWM 驱动系统、采样系统、上位机监控系统等几部分组成。在该平台上完成了三电平 SVPWM 调制、闭环控制系统设计、中点电压平衡控制等试验。

关键词：三电平变换器；中点电压平衡；SVPWM 调制；零序分量；电流预测

Abstract

The three-level converter has the advantages of low voltage stress, low switching loss, and low harmonic content of the output voltage of the power switch tube, and has been widely used. Among them, the NPC type three-level converter is one of the most widely used structures. However, there are inherent disadvantages of the NPC type three-level converter, namely the midpoint voltage balance problem, which mainly manifests as the midpoint voltage fluctuation and the midpoint potential shift, which will affect the output waveform quality and even cause harm to the system. For this reason, this article has carried on the thorough research to the NPC three-level converter modulation and the midpoint balance control strategy.

This paper firstly studies the working principle of NPC type three-level converter, and explains the principle of three-level space vector pulse width modulation (SVPWM) and carrier stack pulse width modulation (SPWM).

Based on the research of the working principle and modulation method, this paper establishes the mathematical model of the three-level converter in the three-phase stationary coordinate system and the dq synchronous rotating coordinate system. Then the paper studies the vector control strategy and designed the phase-locked loop, current inner loop and voltage outer loop controller, and verifies the validity of the design through simulation.

For the problem of neutral point voltage balance in three-level converters, this paper studies the control algorithm based on two modulation methods: SPWM and SVPWM. With the neutral current as the breakthrough, controlling the average effect of the switching state output equivalent to the actual three-phase reference voltage, the paper derived the calculation method of the required injected zero sequence voltage. And the “prediction-constraint-check-correct” control algorithm is studied. A midpoint voltage balance control strategy based on SPWM modulation is formed.

Based on SVPWM modulation, this paper proposes the neutral voltage balance control strategy of the nearest three-vector method. The neutral point voltage balance and ripple suppression are achieved by adjusting the action time of redundant small vectors on the basis of ensuring that the order of the switches is unchanged. However, this method is not effective under small modulation ratios. The paper improves the deficiencies of this strategy and proposes a neutral point voltage balance control strategy based on midpoint current prediction. The duty cycle adjustment factor is calculated for each subsector and the midline current of the next switching cycle is

predicted to balance the voltage difference. Simulations shows that this method has the effects of voltage balance and ripple reduction at different modulation ratios and different power factors, and the balance and ripple suppression effects are better.

Finally, the three-level converter system experimental platform is designed and built. The platform is mainly composed of a three-level converter main circuit, a power supply module, a DSP core control system, a PWM drive system, a sampling system and an upper computer monitoring system. Three-level SVPWM modulation, closed-loop control system design, neutral voltage balance control and other experiment are completed on the platform.

Key words: three-level converter; neutral voltage balance; SVPWM modulation; zero-sequence component; current prediction

目录

摘要	I
ABSTRACT	II
第 1 章 绪论	- 1 -
1.1 课题来源及研究的目的和意义	- 1 -
1.2 国内外研究现状及分析	- 2 -
1.2.1 三电平变换器拓扑结构研究现状	- 2 -
1.2.2 三电平变换器 PWM 调制技术研究现状	- 4 -
1.2.3 三电平变换器中点电压平衡控制研究现状	- 5 -
1.3 本文研究的主要内容	- 6 -
第 2 章 三电平变换器工作原理及 PWM 调制策略	- 7 -
2.1 引言	- 7 -
2.2 中点钳位型三电平变换器工作原理	- 7 -
2.3 三电平载波层叠脉宽调制原理及建模	- 8 -
2.4 三电平空间矢量脉宽调制原理及建模	- 10 -
2.4.1 三电平空间矢量分布	- 10 -
2.4.2 开关状态对中点电流的影响	- 11 -
2.4.3 三电平空间矢量脉宽调制模型搭建与仿真	- 12 -
2.5 本章小结	- 16 -
第 3 章 三电平变换器数学模型及控制器设计	- 17 -
3.1 引言	- 17 -
3.2 三电平变换器数学模型	- 17 -
3.3 三电平变换器的矢量控制策略	- 20 -
3.3.1 锁相环控制回路设计	- 20 -
3.3.2 电流内环控制器设计	- 21 -
3.3.3 电压外环控制器设计	- 22 -
3.4 仿真验证	- 23 -
3.5 本章小结	- 24 -

第 4 章 三电平变换器中点电压平衡控制策略	- 25 -
4.1 引言.....	- 25 -
4.2 基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制策略.....	- 25 -
4.2.1 计算引入零序分量大小.....	- 25 -
4.2.2 基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制算法及仿真验证.....	- 27 -
4.3 基于 SVPWM 调制的最近三矢量法中点电压平衡控制策略.....	- 30 -
4.4 基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略.....	- 33 -
4.5 本章小结.....	- 41 -
第 5 章 三电平变换器系统设计及实验研究	- 42 -
5.1 引言.....	- 42 -
5.2 三电平变换器主电路设计.....	- 42 -
5.3 系统控制部分设计.....	- 44 -
5.3.1 控制系统硬件电路设计.....	- 44 -
5.3.2 控制系统软件设计.....	- 45 -
5.4 实验结果分析.....	- 46 -
5.5 本章小结.....	- 52 -
结论	- 53 -
参考文献	- 54 -
哈尔滨工业大学本科毕业设计（论文）原创性声明	- 56 -
致谢	- 57 -

第 1 章 绪论

1.1 课题来源及研究的目的和意义

20 世纪 90 年代以来，现代电力电子技术不断发展，双极复合自关断装置取得进展。随着功率半导体器件的发展，电力电子技术的应用越来越广泛。在电力技术和信息技术领域，电力电子设备已被广泛使用，特别是在伺服驱动，开关电源，工业传动，家用电器和感应加热等领域，电力电子的作用是不可或缺的。同时，随着环境和能源问题的恶化，中国开始大力提高能源效率，促进绿色能源的使用。因此，如果将变换器技术应用于并网整流设备，电动汽车和动力汽车等设备，可以提高能源效率和系统性能。

如果多个电力电子设备和直流电源经历特定的拓扑变换并且控制不同的直流电源和串联输出，则可以在转换电路的不同开关状态下的输出端处获得不同幅度。由于高压大容量电压转换器的存在，多电平转换器得到了广泛的研究，各种多电平转换电路拓扑结构也陆续被提出，成为大容量电力电子技术的发展方向。

与两电平转换器相比，多电平电路有两个主要优势^[1]。首先是更好的波形质量。随着输出电平数量的增加和输出波形步数的增加，它变得更接近目标调制波。在相同的开关频率下，多电平输出的谐波分量低于两电平转换器的输出，因此为了实现类似的输出波形质量，多电平开关频率可以降低到较低级别更高，这在电力应用中非常重要。另一个优点是输出电压跳变较少。转换电路的输出电压从一个电平不断变化到另一个电平，这个转换所需的时间非常短。由于电路的负载通常是电感性的，暂时过高的 dv/dt 对负载的绝缘性有很大的影响。在相同的输出电压电平下使用多电平转换器电路不仅可以降低器件的耐压性能，还可以将原来的两个远端电平转换成彼此接近的多个电平。这可以减少电压跳变并减少对自身和负载的损害。

三电平变换器是一种典型的多电平变换器，具有上述多电平变换器的优点，是本文的主要研究对象。尽管如此，三电平转换器^[2]存在一个主要缺点，即中点电压平衡问题。三级中点电位不平衡主要体现在中点电位漂移和中点电位波动。中点电位波动会导致输出电流的低次谐波含量增加，破坏输出波形的对称性，从而影响输出波形的质量。在正常情况下，中点电位偏移较慢，但如果不采取措施保持偏移，则会导致直流侧的两个电容电压不平衡，这将改变空间矢量图并导致输

出电压波形严重失真。如果一侧的电容电压过高，会导致电容本身和功率器件损坏，影响系统寿命。因此，分析三电平变流器中性点电位不平衡的原因，研究中点电位平衡控制策略，有效解决中点电位平衡问题具有重要的理论和实际意义。

1.2 国内外研究现状及分析

1.2.1 三电平变换器拓扑结构研究现状

随着电力电子器件的创新和电工领域技术的成熟，中高压变换器的多电平拓扑结构也在不断发展。根据主电路拓扑形式的不同，三电平变换器主要分为三种基本拓扑形式：二极管钳位型(NPC)三电平变换器、飞跨电容型三电平变换器和级联型多电平变换器。

二极管钳位型(NPC)三电平变换器的拓扑结构如图 1-1 所示。

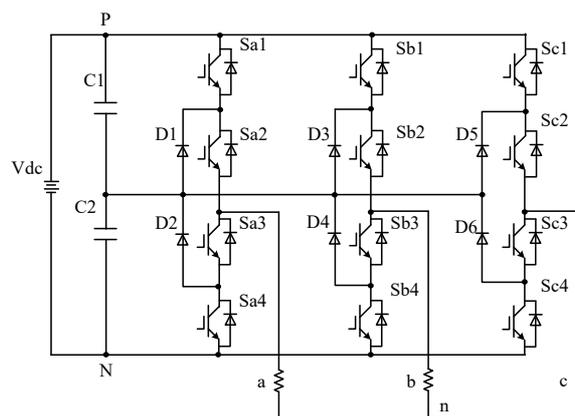


图 1-1 二极管钳位型三电平变换器拓扑结构图

该拓扑结构的主要优点有：

(1) 二极管的钳位作用保证每相的输出为三种电平电压，相对于传统的两电平变换器拓扑结构，在相同开关频率下输出电压谐波的含量降低。

(2) 在关断的情况下，每个功率器件只会承受直流母线电压值的一半，因此可以承受更高的电压等级。

(3) 前端可以连接三电平可控整流器，实现能量的双向流动。

(4) 直流侧电容可以集中预充电。

此类型的拓扑也存在相应的问题：

(1) 存在直流母线电容充放电不平衡问题，需要进行中点电位平衡控制。

(2) 功率管和二极管一样承受全功率电流，而且承受反向恢复电压。

飞跨电容型三电平变换器的拓扑结构如图 1-2 所示，这种结构是由 Meynaid 和 Foch 在 1992 年提出，与二极管钳位型三电平变换器类似，其每相桥臂的结构

相同。但飞跨电容型变换器采用电容取代二极管，从而实现对变换器桥臂输出电平的钳位控制。

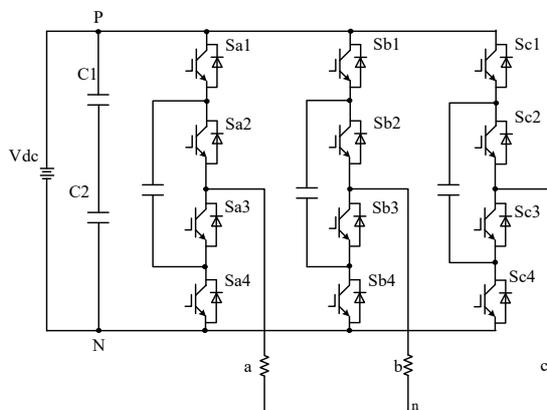


图 1-2 飞跨电容型三电平变换器主电路拓扑结构图

飞跨电容型三电平变换器的主要优点有：

(1) 与其它的三电平变换器相比，飞跨电容型变换器的桥臂输出电平的种类更容易扩展。

(2) 与中点钳位型三电平变换器不同，飞跨电容型三电平变换器可以自然限制功率开关管的电压跳变，可引入其它开关状态来保持母线电容的充放电平衡。

主要的缺点是：

(1) 与中点钳位型三电平变换器比较，飞跨电容型三电平变换器需要的电容更多。电容预充电与系统启动控制更加复杂。并且流过这些电容的电流值较大，损耗不容忽视。

(2) 飞跨电容型变换器的开关损耗较高，有功功率传输效率较低。

级联型多电平变换器的拓扑结构如图 1-3 所示，这种结构是由 R.H.Baker 在 1975 年提出^[3]，也是出现最早的一种多电平拓扑结构。

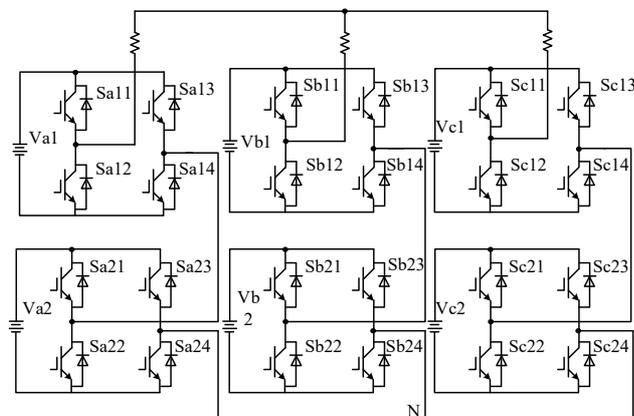


图 1-3 H 桥级联多电平拓扑结构图

该拓扑结构由两个或多个单相全桥电路级联而成，其主要优点为：

(1) 各个直流供电单元相互独立，不需进行电压平衡控制，并且高压与低压的各个绕组互相绝缘，因此能够直接将各低压单元的输出进行串联，无需担心环流和短路的问题。

(2) 其结构具有模块化的特点，设计和制造比较方便。此外，该系统基于低电压和小容量转换器。该技术成熟，易于控制，系统的可靠性更高。

(3) 由于没有电容和钳位二极管等器件的限制，电平数更容易扩展，能够应用到更高电压等级的场合中，实现低电流、电压的谐波输出。

该类拓扑结构存在的主要问题有：

(1) 需要大量的隔离电源。如果采用蓄电池供给能够部分解决此问题，但又会产生蓄电池充放电不平衡的问题。

(2) 随着电平数的扩展，H桥的数量不断增加，系统的可靠性会随之降低。

(3) H桥中间的直流环节需要并联电容进行储能，因此要进行定期的维护。

随着各种拓扑结构的发展，文献^[4]中提出了将H桥单元级联和NPC单元相结合的拓扑结构，实现较少级联单元输出更多的电平数。同时文献^[4]提出，如果使用不同等级的直流电压，可输出更多的电平数而不改变H桥单元的数量。

在实际应用中，需要从效率、功率密度、成本等方面综合考虑，选择合适的三电平拓扑结构，本文研究的是二极管钳位型三电平变换器。

1.2.2 三电平变换器 PWM 调制技术研究现状

PWM 控制技术在三电平变换器的研究中非常重要。它不仅决定了三电平是否能够实现，而且控制技术的成熟也会造成转换器开关器件的损耗，电压输出的质量以及系统的效率有一定的影响。三电平变换器的控制算法有很多种，目前常用的有两种：基于载波的正弦脉宽调制和空间矢量脉宽调制。

基于载波的 PWM 调制方法大致可以分为两种：载波相移法和载波叠加法^[6]。其中，载体叠层方法实现起来相对简单，在三电平 NPC 拓扑中较为常用。

与传统的两电平 SPWM 调制相比，三电平 SPWM 调制需要增加一组三角载波。这两组载体位于水平轴的上下两侧。根据两组载波之间的相位差，可以将三电平 SPWM 调制分成载波同相和载波反相。文献^[7]对这两种方法进行了研究和比较，证明同相载波叠加法在提高波形质量方面有一定的优势。虽然三电平 SPWM 方法算法简单，但缺点是直流母线电压的利用率较低。一些研究人员提出了一种优化的 PWM 算法，通过在调制波中注入三次谐波来提高电压利用率^[8]。

三电平空间矢量脉宽调制（SVPWM）包括矢量动作序列，间隔判断和矢量动

作时间^[9]。还有一些基于不同坐标系的空间矢量算法。有些学者也将 SVPWM 应用于三相四线系统^[10]。但是这些方法很难应用于高级系统。

电平数的增加将导致空间矢量区域的划分，矢量序列的选择以及动作时间的计算非常复杂。文献^[11]提出了一种两层扩展空间矢量方法和一种层次标量合成调制方法，能较好地实现系统对多层次，多阶段的扩展。早期的文献^[12]也提出了将多电平简化为多个两电平空间，用传统的两电平算法求解，使得中点电压控制容易，并且该方法也可以扩展以解决多电平的许多问题。

1.2.3 三电平变换器中点电压平衡控制研究现状

中点电压的平衡是二极管钳位型三电平变换器的固有问题。直流母线的电容、负载大小、不同的调制方法以及开关器件均会对中点电压造成影响。中点电压的波动会导致输出波形的波动，尤其是使低频段谐波增加，也会使内外两侧开关器件的承受的电压不均衡^[13]，损害开关器件。中点电压控制也是目前二极管钳位型三电平变换器研究的重点之一。

对二极管钳位型三电平中点电压的抑制大体可以分为两类方法：硬件和软件。硬件方法最直接的就是多直流源法，该法大大简化了系统的控制算法，但却增加了系统的成本。文献^[14]提出了一种用 Buck/Boost 电路的交替工作来平衡中点电压的方法。软件算法主要是通过优化 PWM 控制策略来抑制直流侧中点电压的波动，并不需增加额外的硬件电路，这是目前被广为接受的方法。

大多数基于载波的 SPWM 调制策略通过在调制波中注入零序分量来抑制中点电压波动。文献^[15]提出了一种实时调整零序分量的控制方法。该方法是通过使平均电流为零来确定注入的零序分量。然而，零序分量的确定需要检测中点电压电流和输出电流电压值，这不利于系统的数字实现。文献^[16]讨论了注入零序分量的 SPWM 控制机理，推导出零序分量的 $6n$ 倍可以产生控制中点电压所需电流的直流分量。不管采取什么策略，都要充分分析中点电压与分量的关系。

对于矢量调制策略，最常用的中点电压方法是使用正负小矢量来影响中点电压波动以重新分配和调整其工作时间。一些文献通过计算流入和流出中点的电荷量实时调整小矢量的作用时间来控制中点电压^[17]。

通过使用原始的基本矢量合成适当的虚拟量来控制中点电压，虚拟矢量对应的中点电流全为零，实现全功率因数和全调制度的中点平衡控制。文献^[18]提出了一种能够精确抑制中点电压波动的控制方法，研究了中点电压平衡与电网同相或者存在相位差时各区域小矢量的时间分布和矢量切换区别。中点电压偏移和交流

波动对三电平变换器并网的控制具有一定的实际意义。

文献^[19]分析了中点电压偏移后电压矢量的变化，并根据伏秒平衡使用变化矢量计算重新计算时间。但是这种方法只考虑改善输出波形的质量，并不能完全消除中点电压波动对整个电路的影响，并且也增加了矢量控制计算量。

研究人员还将一些智能控制算法应用于中点电压控制。文献^[20]采用了一种使用模糊控制算法实时控制中点电压，改变中点电压波动和波动的方法。根据电压波动值，采用模糊规则调节冗余正负小矢量的时间分布，并将中点电压控制在较小的范围内。这种方法具有更好的动态和稳态性能。

针对多种调制及平衡控制方式，本文以载波层叠和空间矢量两种调制方式为基础，进行三电平变换器中点电压平衡控制策略的研究，兼顾算法的简便性与平衡的快速性。

1.3 本文研究的主要内容

本文首先详细介绍了中点钳位型三电平变换器的工作原理，阐述了三电平变换器空间矢量脉宽调制和载波层叠脉宽调制的原理，并搭建仿真模型进行验证。

其次计算并建立了三电平变换器在三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型，阐述了三电平变换器的矢量控制策略，设计了电压电流双闭环控制系统，并通过仿真对控制器设计的正确性进行验证。

然后研究了中点电压平衡控制策略。在分析中点电位不平衡问题来源的基础上，提出了基于 SPWM 调制的中点电压平衡策略，通过向调制波中注入零序分量的方法来控制中点电位，并利用预估-约束-校验-修正的方法计算零序分量。本文还研究了基于 SVPWM 调制的最近三矢量中点电压平衡控制策略，然后针对其不足进行改进，提出了基于中点电流预测的中点电压平衡控制算法，该算法在整流、逆变及不同功率因数等工作环境下都具有良好的均压及抑制纹波作用，且效果较之前明显改善。

最后介绍了三电平变换器系统实验平台的软硬件设计，并在此基础上对平衡控制策略进行实验验证。实验结果表明双闭环控制器设计正确，中点电压平衡控制算法有效的实现了均压和抑制纹波的功效。

第 2 章 三电平变换器工作原理及 PWM 调制策略

2.1 引言

三电平变换器具有电压应力低，输出电压谐波小，功率开关管电磁兼容性好等优点，在高功率场合中得到广泛应用。中点钳位型三电平变换器是应用最为广泛的结构之一。PWM 控制技术具有控制简单，灵活性和动态响应等优点，已成为电力电子技术应用最广泛的控制方法。

本章首先介绍了中点钳位型三电平变换器的工作原理，其次对三电平载波层叠脉宽调制（SPWM）进行原理分析和模型搭建，并对输出波形进行 FFT 分析。然后以三电平空间矢量分布为基础对三电平空间矢量脉宽调制（SVPWM）进行原理，并分步搭建模型和仿真验证。

2.2 中点钳位型三电平变换器工作原理

如图 1-1 所示，中点钳位型（NPC）三电平变换器含有 3 个桥臂，分别代表 a、b、c 三相。每个桥臂上有两个钳位二极管和四个功率开关管。直流侧由两个串联电容组成，每个电容器的电压都为直流母线电压的一半。

控制功率开关管的通断，能够获得不同的输出电平。本文以 a 相为例分析 NPC 型三电平变换器的工作原理，表 2-1 总结了功率开关管通断与 a 相桥臂输出电平之间的关系。

表 2-1 输出电平与功率开关管导通的关系

输出状态	输出电平	Sa1	Sa2	Sa3	Sa4
P	Vdc/2	1	1	0	0
O	0	0	1	1	0
N	-Vdc/2	0	0	1	1

其中，0 表示功率开关管关断，1 表示功率开关管导通。从表中可以看出，当 S_{a1} 和 S_{a2} 导通， S_{a3} 和 S_{a4} 关断时，a 相输出电压为 $V_{ao} = V_{dc} / 2$ ，记为 P。当 S_{a2} 和 S_{a3} 导通， S_{a1} 和 S_{a4} 关断时，a 相输出电压 $V_{ao} = 0$ ，记为 O。当 S_{a3} 和 S_{a4} 导通， S_{a1} 和 S_{a2} 关断时，a 相输出电压 $V_{ao} = -V_{dc} / 2$ ，记为 N。

根据表 2-1，本文进一步分析三电平变换器的工作原理。图 2-1 表示 NPC 三电

平变换器输出 P、O 和 N 三种电平时，电路中的电流路径，该路径在图中用虚线表示，规定正方向为负载电流流出方向。

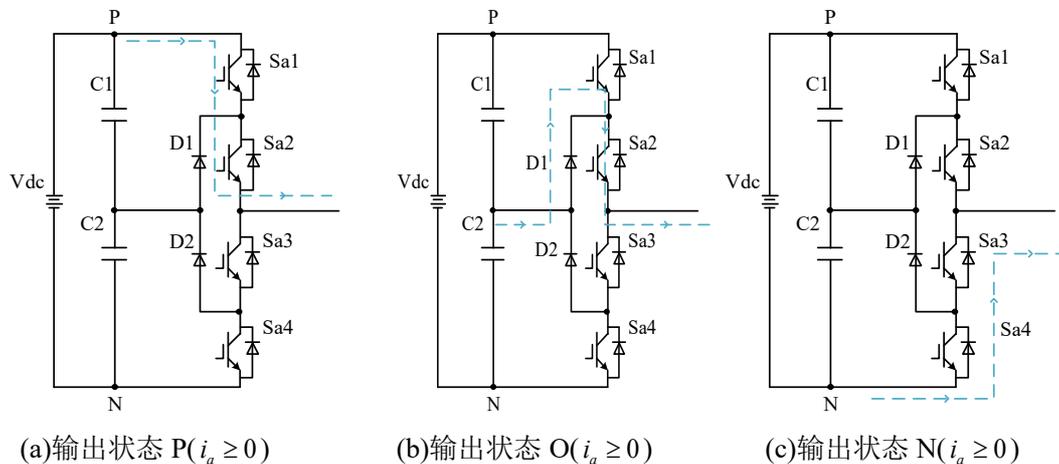


图 2-1 NPC 三电平变换器工作原理

如图 2-1(a)所示，当功率开关管 S_{a1} 和 S_{a2} 导通， S_{a3} 和 S_{a4} 关断，且负载电流为正方向时，电流从电源正极性流出，流经开关管 S_{a1} 和 S_{a2} ，从输出端 a 流出，此时输出端 a 与直流母线的正极端 P 相连，输出端 a 与直流母线中点 O 之间的电压为 $V_{dc} / 2$ 。

如图 2-1(b)所示，当功率开关管 S_{a2} 和 S_{a3} 导通， S_{a1} 和 S_{a4} 关断，且负载电流为正方向时，电流从母线中点 O 流入，流经二极管 D_1 和开关管 S_{a2} ，从输出端 a 流出，此时输出端 a 与母线中点 O 相连，输出端 a 与直流母线中点 O 之间的电压为 0。

如图 2-1(c)所示，当开关管 S_{a3} 和 S_{a4} 导通， S_{a1} 和 S_{a2} 关断，且负载电流为正方向时，电流从电源负极流出，流经与 S_{a3} 和 S_{a4} 并联的二极管，从输出端 a 流出，此时输出端 a 与母线负极 N 相连，输出端 a 与直流母线中点 O 之间的电压为 $-V_{dc} / 2$ 。

2.3 三电平载波层叠脉宽调制原理及建模

三电平变换器 SPWM 调制方法是直接从两电平 SPWM 发展而来，对于三电平变换器而言，采用两个频率和幅值相同的三角载波，分成两层上下，采样时刻通过比较各个三角载波与调制波来输出不同的电平。当正弦调制波的正半波大于上层载波时输出为 P；当调制波的负半波小于下层载波时输出为 N；其余为 O。图 2-2 给出了载波同向 PWM 控制波形。

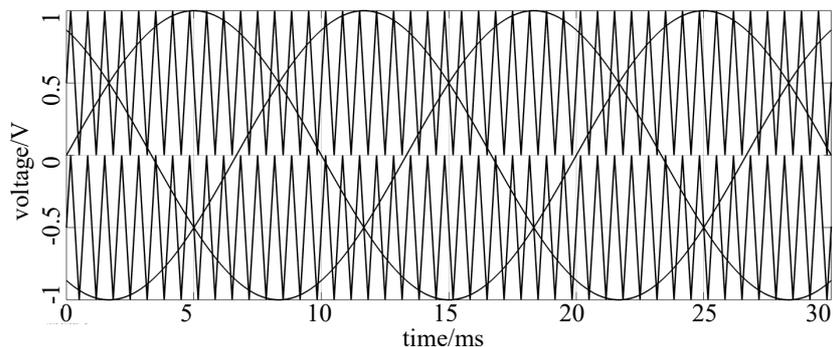


图 2-2 载波同向 PWM 控制

根据图 2-2，分别写出两个载波和其对应的调制波表达式：

$$U_{c1} = \begin{cases} \frac{U_c}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) & 2k\pi \leq \omega_c t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{U_c}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) + 2U_c & (2k+1)\pi \leq \omega_c t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} \quad (2-1)$$

$$U_{c2} = \begin{cases} \frac{U_c}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) - U_c & 2k\pi \leq \omega_c t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{U_c}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) + U_c & (2k+1)\pi \leq \omega_c t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} \quad (2-2)$$

$$u_{s1} = \begin{cases} U_s \sin \omega_s t & 0 \leq \omega_s t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega_s t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2-3)$$

$$u_{s2} = \begin{cases} U_s \sin \omega_s t & \pi \leq \omega_s t \leq 2\pi \\ 0 & 0 \leq \omega_s t \leq \pi \end{cases} \quad (2-4)$$

其中 ω_s 、 ω_c 、 U_s 、 U_c 分别为调制波角频率、三角载波角频率、调制波幅值和载波幅值。 $k=0,1,2,3,\dots$

设图 2-2 所示上下两部分调制波和载波所调制出的 PWM 波分别为 U_{L1} 和 U_{L2} 。将 U_{L1} 和 U_{L2} 分别进行双重傅里叶变换，化简后得到载波 PWM 调制方法的输出电压表达式：

$$U_{AO}(\omega_c t, \omega_s t) = \frac{1}{4} ME \sin \omega_s t \pm \frac{2E}{m\pi^2} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2l-1} (mM\pi) \cos mF\omega_s t + \frac{E}{2m\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} J_n(mn\pi) \sin[(mF+n)\omega_s t] \quad (2-5)$$

由式(2-5)可知三电平 SPWM 调制输出电压谐波的特点：基波为 $\frac{1}{4} ME \sin \omega_s t$ ，

存在载波和奇次载波谐波，以及 n 为奇数 m 为偶数的载波上下边频谐波。

当调制波频率 $f=50\text{Hz}$ 时，在 MATLAB/SIMULINK 软件中对载波同向层叠 PWM 方法进行仿真研究。图 2-3 为输出的线电压波形。

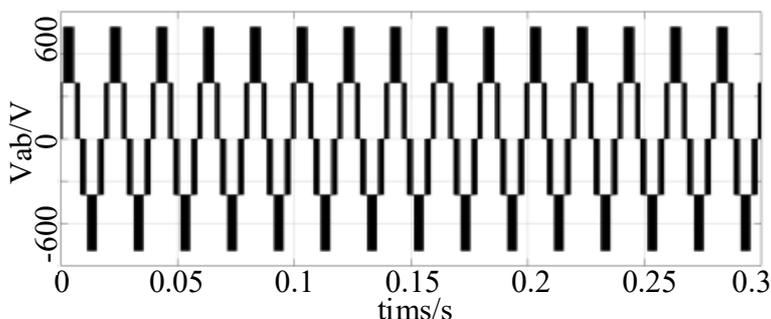


图 2-3 输出电压波形

通过双重傅里叶计算和仿真等角度分析，可以得知：

(1) SPWM 调制方法输出线电压是由载波上下边频谐波和基波组成，含有载波和奇次载波谐波，但不含恒定分量。

(2) 输出电压中，谐波能量主要集中在载波频率处，其它谐波主要是以载波整数倍频率为中心的边带谐波，幅值较小。

(3) 在三相系统的线电压中，载波处的谐波相互抵消，因此同相层叠 PWM 法对波形改善的效果较好，特别是对线电压波形的改善较佳。

2.4 三电平空间矢量脉宽调制原理及建模

2.4.1 三电平空间矢量分布

SVPWM 调制方法将三相电压作为一个整体进行控制，用一个空间矢量表示三相电压，然后用变换器产生的基本电压矢量合成该空间矢量。

NPC 型三电平变换器每相桥臂可输出 P、O 和 N 三种电平，三相共可以输出 $3^3 = 27$ 种不同的电平组合。将这 27 种开关状态代入式(2-6)，可得到 19 个基本电压矢量。

$$V = \frac{2}{3}(V_{ao} + V_{bo}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{co}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2-6)$$

其中 V_{ao} 、 V_{bo} 、 V_{co} 分别代表三相相电压， V 表示由三者确定的空间矢量。

图 2-4 为基本电压矢量的空间分布。19 个基本电压矢量构成一个正六边形，六边形每个小三角形顶点表示一个矢量，一个矢量可代表一个或多个开关状态。用 P、O 和 N 构成的字母组合表示 27 个开关状态，三个字母分别表示 a、b、c 三

相输出电平。每 60 度划分为一个扇区。

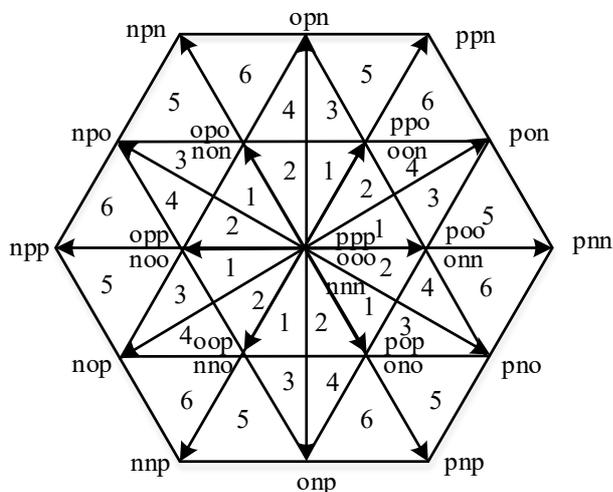


图 2-4 三电平空间矢量分布

按模长可将 19 个基本电压矢量分成四大类，矢量分类如表 2-2 所示。

表 2-2 矢量分类

大矢量	中矢量	正小矢量	负小矢量	零矢量
PNN	PON	ONN	POO	PPP
PPN	OPN	PPO	OON	OOO
NPN	NPO	NON	OPO	NNN
NPP	NOP	OPP	NOO	-
NNP	ONP	NNO	OOP	-
PNP	PNO	POP	ONO	-

由表中可见，三电平变换器可以输出一个零矢量、六个小矢量、六个中矢量和六个大矢量。其中一个零矢量对应三个开关状态，一个小矢量对应两个开关状态。小矢量的一对开关状态称为正负小矢量。

当输出零电平时，负载电流流出或流入母线电容。如果一个周期内，流入和流出电容的电流不等，就会导致直流侧中点电位不平衡^[21,22]。

2.4.2 开关状态对中点电流的影响

由上述分析可知，当变换器输出电平 O 时，中点电流与负载电流大小相等，而当输出电平 P 和 N 时，中点电流与负载电流无关。由表 2-2 可以看出，大矢量每相只输出 P 和 N 两种状态，因此大矢量对中点电流无影响。

中矢量有一相输出 O，另两相输出 P 和 N，因此中矢量对中点电流有影响，

且这种影响不可控。中矢量所产生的中点电流与负载电流大小相等，方向相同。

正小矢量一相输出 O，另两相输出 P 或 N，因此正小矢量对中点电流有影响，且中点电流与负载电流方向相同。负小矢量两相输出 O，另一相输出 P 或 N，因此负小矢量对中点电流有影响，中点电流与另一相负载电流大小相等，方向相反。

零矢量的 NNN 和 PPP 状态中，三相都没有连接到中点，因此对中点电流无影响。OOO 状态的三相都连接到中点，产生的中点电流为 0。

由上面的分析可知，零矢量和大矢量对中点电流无影响，中矢量和小矢量对中点电流有影响。表 2-3 为基本矢量产生的中点电流。

表 2-3 基本矢量产生的中点电流

正小矢量	中点电流	负小矢量	中点电流	中矢量	中点电流
ONN	ia	POO	-ia	PON	ib
PPO	ic	OON	-ic	OPN	ia
NON	ib	OPO	-ib	NPO	ic
OPP	ia	NOO	-ia	NOP	ib
NNO	ic	OOP	-ic	ONP	ia
POP	ib	ONO	-ib	PNO	ic

2.4.3 三电平空间矢量脉宽调制模型搭建与仿真

三电平 SVPWM 调制算法包括参考矢量采样、区域判断、基本作用时间计算、时间状态分配等步骤，算法流程图如图 2-5 所示。

(1) 参考矢量采样

参考矢量采样提供参考电压作为系统的输入。如式(2-1)所示，考虑到采样数据的离散性和参考矢量选取的数量，可由三个三角函数量合成参考矢量。

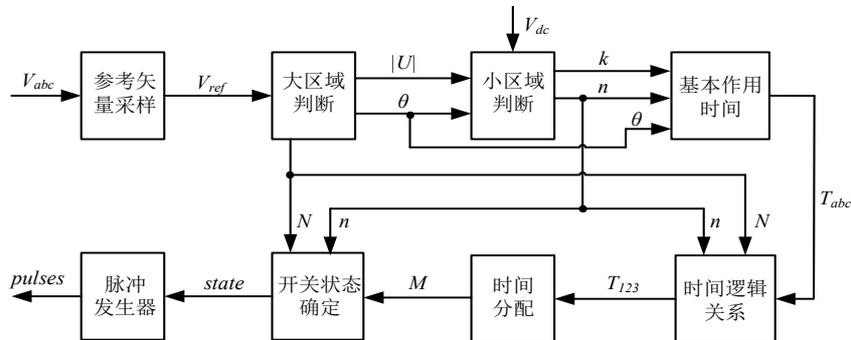


图 2-5 三电平 SVPWM 调制算法整体示意图

(2) 区域判断

区域判断是为了找出合成参考电压的三个基本矢量。如图 2-5 所示，整个矢量

空间分成 6 个大区，每个大区细分成 6 个小区。分别用 I、II、III、IV、V、VI 表示大区域，用 1、2、3、4、5、6 表示小区域。

按照参考电压矢量的角度，每 60 度为一大区进行判断。根据小区的区域分布和几何关系，按照以下方法对参考电压矢量所在小区进行判断。

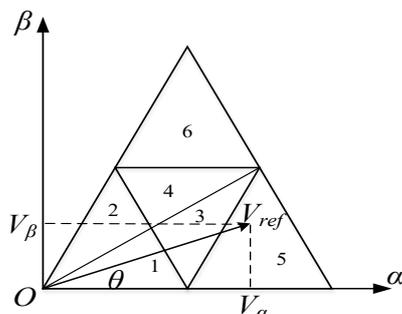


图 2-6 SVPWM 算法小区域判断

如图 2-6 所示，以第 I 大区为例，参考电压矢量 V_{ref} 在 α 轴和 β 轴上的投影分别为 V_α 和 V_β ，角度为 θ ，有 $V_\alpha = V_{ref} \cos \theta$ ， $V_\beta = V_{ref} \sin \theta$ 。

当 $\theta \leq 30^\circ$ 时， V_{ref} 在小区域 1 或 3 或 5 内。若 $V_\beta \leq -\sqrt{3}V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$ ，则参考电压矢量 V_{ref} 在小区域 1 内；若 $V_\beta \leq \sqrt{3}V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$ ，则 V_{ref} 在小区域 5 内；否则 V_{ref} 在小区域 3 内。

当 $\theta \geq 30^\circ$ 时， V_{ref} 在小区域 2 或 4 或 6 内。若 $V_\beta \leq \sqrt{3}V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$ ，则 V_{ref} 在小区域 2 内；若 $V_\beta \geq \frac{\sqrt{3}}{4}V_{dc}$ ，则 V_{ref} 在小区域 6 内；否则 V_{ref} 在小区域 4 内。

按上述关系，逐层进行判断，直至判断出参考矢量所在的小区。

(3) 时间计算

判断出参考电压矢量所在区域，根据最近三矢量法则，找到三个基本矢量 V_1 ， V_2 ， V_3 ，和参考电压矢量 V_{ref} 一起，代入伏秒平衡方程组

$$\begin{cases} T_1V_1 + T_2V_2 + T_3V_3 = T_sV_{ref} \\ T_1 + T_2 + T_3 = T_s \end{cases} \quad (2-7)$$

解出 T_1 ， T_2 ， T_3 ，即三电平 SVPWM 算法基本空间矢量的作用时间。

如以 I 大区 4 小区为例，

$$V_1 = \frac{1}{2}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}, \quad V_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{6}}, \quad V_3 = \frac{1}{2}V_{dc}, \quad V_{ref} = V_{ref}e^{j\theta} \quad (2-8)$$

代入式(2-7)得

$$\frac{1}{2}V_{dc}T_3 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}(\cos\frac{\pi}{6} + j\sin\frac{\pi}{6})T_2 + \frac{1}{2}V_{dc}(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3})T_1 = V_{ref}(\cos\theta + j\sin\theta)T_s \quad (2-9)$$

将此方程按实、虚部分开，得

$$\text{Re: } \frac{1}{2}V_{dc}T_3 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}\cos\frac{\pi}{6}T_2 + \frac{1}{2}V_{dc}\cos\frac{\pi}{3}T_1 = V_{ref}\cos\theta T_s \quad (2-10)$$

$$\text{Im: } \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}\sin\frac{\pi}{6}T_2 + \frac{1}{2}V_{dc}\sin\frac{\pi}{3}T_1 = V_{ref}\sin\theta T_s \quad (2-11)$$

解得 T_1 , T_2 , T_3 分别为 $T_s[1 - 2k\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$, $T_s[2k\sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 1]$, $T_s(1 - 2k\sin\theta)$,

其中 $k = \frac{2V_{ref}}{\sqrt{3}V_{dc}}$

同理，可求出参考电压矢量 V_{ref} 在其他区域时，基本矢量的作用时间。表 2-4 为 I 大区内 6 个小区的基本作用矢量时间。

表 2-4 基本矢量作用时间表

区域	T_1	T_2	T_3
I 大区 1 小区	$2kT_s\sin(\pi/3 - \theta)$	$2kT_s\sin\theta$	$T_s[1 - 2k\sin(\pi/3 + \theta)]$
I 大区 2 小区	$2kT_s\sin\theta$	$T_s[1 - 2k\sin(\pi/3 + \theta)]$	$2kT_s\sin(\pi/3 - \theta)$
I 大区 3 小区	$T_s(1 - 2k\sin\theta)$	$T_s[1 - 2k\sin(\pi/3 - \theta)]$	$T_s[2k\sin(\pi/3 + \theta) - 1]$
I 大区 4 小区	$T_s[1 - 2k\sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_s[2k\sin(\pi/3 + \theta) - 1]$	$T_s(1 - 2k\sin\theta)$
I 大区 5 小区	$2T_s[1 - k\sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_s[2k\sin(\pi/3 - \theta) - 1]$	$2kT_s\sin\theta$
I 大区 6 小区	$2T_s[1 - k\sin(\pi/3 + \theta)]$	$2kT_s\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s[2k\sin\theta - 1]$

矢量空间共有 108 个作用时间，经观察发现不同区域的作用时间之间存在逻辑关系。通过调换一个小区内三个基本矢量作用时间的次序，可以用一个大区的 18 个作用时间得到另五个大区的作用时间。这样就只需选定一个大区的作用时间作为基准时间，通过逻辑关系由基准时间产生另五个大区的作用时间。

(4) 时间状态分配

时间状态分配是为了确定各基本矢量所对应的开关状态及作用次序，将基本矢量的作用时间分配给相应的开关状态，从而产生主电路的触发波形，实现对开关器件的控制，这部分是三电平 SVPWM 调制算法的关键。

首先是实现七段式时间状态分配。

按照以短矢量开始的次序对每个区的基本矢量作用时间 T_1 , T_2 , T_3 进行排序。

所有区的七段式时间分配是相同的，不同的只是 T_1 , T_2 , T_3 的值。图 2-8 为每个区的七段式时间分配仿真模块。

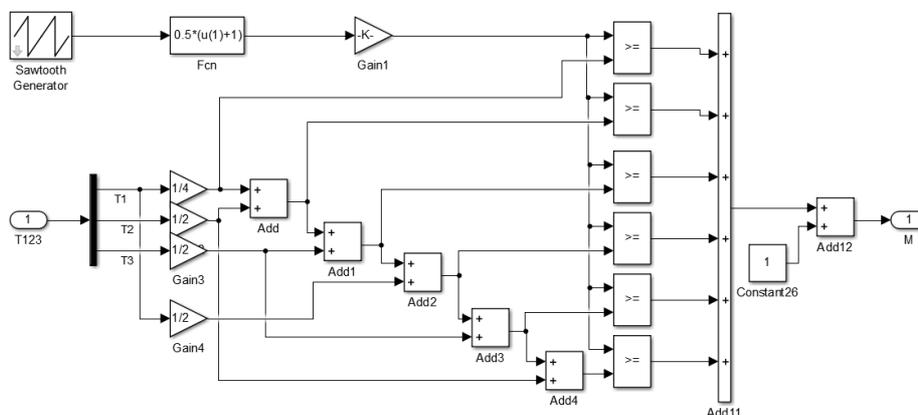


图 2-7 七段式时间分配仿真图

图 2-7 中梯形波 M 含有与矢量状态相关的时间信息，可作为下一矢量状态次序模块的分配信号。

其次是实现矢量状态次序分配。

矢量状态次序的原则是任意一次电压的变化只能有一个桥臂进行开关动作。根据上述原则，以负短矢量作为每个周期的起始矢量，表 2-5 为 I 大区 6 个小区的矢量状态作用次序，其中输出状态 N、O、P 分别表示对应三相为低电平、零电平和高电平。

表 2-5 矢量状态次序表

区域	矢量状态次序							
I 大区 1 小区	ONN	OON	OOO	POO	OOO	OON	ONN	
I 大区 2 小区	OON	OOO	POO	PPO	POO	OOO	OON	
I 大区 3 小区	ONN	OON	PON	POO	PON	OON	ONN	
I 大区 4 小区	OON	PON	POO	PPO	POO	PON	OON	
I 大区 5 小区	ONN	PNN	PON	POO	PON	PNN	ONN	
I 大区 6 小区	OON	PON	PPN	PPO	PPN	PON	OON	

最后是矢量状态转化为开关状态。

开关状态表示主电路中开关器件的工作状态，即关断或导通。矢量状态表示电路三相电平状态为高电平、零电平或低电平。两者对应关系如表 2-1 所示，并据此搭建仿真模块。

根据上面所述的 SVPWM 调制算法模型搭建的方法和步骤，对三电平变换器系统进行仿真。

图 2-8 为区域判断仿真结果。可见在一个周期内， V_{ref} 扫过大区的顺序为从 I 到 VI，每个大区内参考电压矢量扫过的小区顺序为 5、3、4、6。

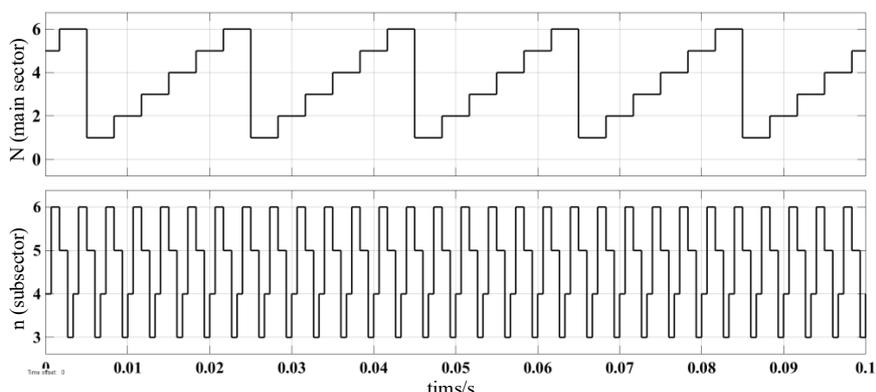


图 2-8 区域判断仿真结果

图 2-9 为梯形波 M 仿真结果。梯形波 M 含有与矢量状态相关的时间信息，从仿真波形可看出，每个周期内有七级阶梯，作为矢量状态次序选择开关的控制信号输入。每级阶梯的宽度对应矢量状态的作用时间。图 2-10 为输出线电压仿真波形，可看出输出电压波形为三电平。

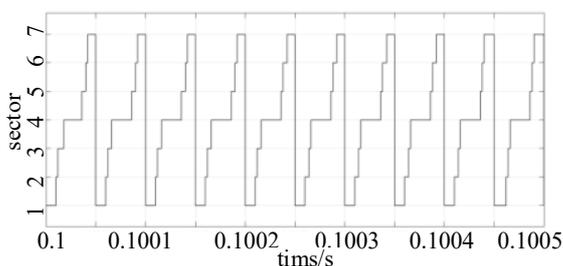


图 2-9 梯形波 M 仿真结果图

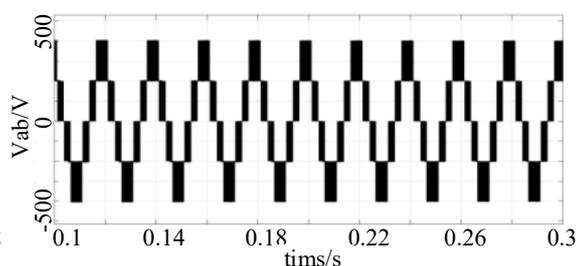


图 2-10 输出相电压及线电压仿真结果

2.5 本章小结

本章首先介绍了中点钳位型三电平变换器的工作原理，其次在两电平的基础上，介绍了三电平载波层叠脉宽调制的原理，并通过双傅里叶变换和仿真分析了谐波特征。然后根据空间矢量分布和开关状态对中性点电流的影响，阐述了三电平空间矢量脉宽调制的工作原理，并搭建仿真模型进行验证。

第 3 章 三电平变换器数学模型及控制器设计

3.1 引言

矢量控制在三电平变换器中应用非常广泛，本文采用电网电压定向的矢量控制方法，控制器采用电压电流双闭环结构，其中内环为电流环，对交流侧电流进行控制，外环为母线电压环，对直流母线电压进行控制，以实现系统的稳定运行。

本章首先建立了在三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的三电平变换器数学模型，并在此基础上，分析了三电平变换器矢量控制策略，给出了锁相环控制回路、电流内环控制器和电压外环控制器的设计方法。

3.2 三电平变换器数学模型

三电平变换器结构图如图 3-1 所示。通过对变换器拓扑结构和工作原理分析建立三电平变换器的数学模型，本节主要描述三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型。

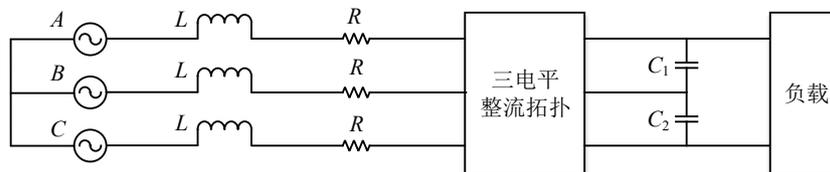


图 3-1 三电平整流器简化结构框图

在三相静止坐标系下，将电感电阻、线路和开关器件的损耗等效为电阻 R 上的损耗。根据基尔霍夫电压定律（KVL）建立三相静止坐标系下的电压方程：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (V_a + u_{ZN}) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - (V_b + u_{ZN}) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - (V_c + u_{ZN}) \end{cases} \quad (3-1)$$

其中 $V_a = S_{a1}U_{c1} - S_{a2}U_{c2}$ ， $V_b = S_{b1}U_{c1} - S_{b2}U_{c2}$ ， $V_c = S_{c1}U_{c1} - S_{c2}U_{c2}$ 。 R 为等效电阻， L 为交流侧电感， i_a 、 i_b 和 i_c 为网侧电流， e_a 、 e_b 和 e_c 为电网电势， u_{ZN} 为直流母

线中点与网侧三相电源中点的电压差。

假设网侧三相电势平衡，没有零序分量，那么

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

由式(3-1)和(3-2)可以得到

$$u_{ZN} = -\frac{1}{3}(S_{a1} + S_{b1} + S_{c1})U_{c1} + \frac{1}{3}(S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})U_{c2} \quad (3-3)$$

综上分析，建立三电平变换器在三相静止坐标系下的数学模型

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (3-4)$$

其中 $\mathbf{X} = [i_a \ i_b \ i_c \ U_{c1} \ U_{c2}]^T$ ， $\mathbf{U} = [e_a \ e_b \ e_c \ i_{Load} \ i_{Load}]^T$ ，

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L}(S_{a1} - \frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3}) & -\frac{1}{L}(S_{a2} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3}) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L}(S_{b1} - \frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3}) & -\frac{1}{L}(S_{b2} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3}) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}(S_{c1} - \frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3}) & -\frac{1}{L}(S_{c2} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3}) \\ \frac{S_{a1}}{C} & \frac{S_{b1}}{C} & \frac{S_{c1}}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{S_{a2}}{C} & -\frac{S_{b2}}{C} & -\frac{S_{c2}}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

上述分析了三电平变换器在 abc 三相静止坐标系下的数学模型，但由于模型复杂，不利于控制系统的设计。因此需要简化处理，转化为 dq 同步旋转坐标系下的数学模型。如图 3-2 所示，abc 三相静止坐标系中的合成矢量在 dq 同步旋转坐标系下分解，在 abc 三相静止坐标系下的三相交流工频变量在 dq 同步旋转坐标系下均为直流流量。

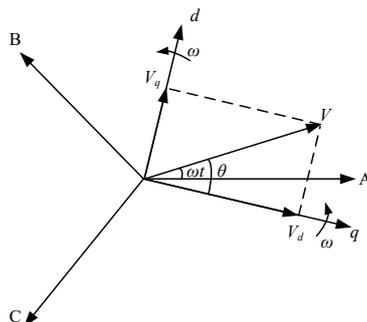


图 3-2 abc 静止坐标系合成矢量在 dq 同步旋转坐标系分解

由三相静止坐标系到 dq 同步旋转坐标系的转化关系为：

$$\begin{bmatrix} e_d & e_q & e_0 & i_d & i_q & i_0 \end{bmatrix}^T = \mathbf{R}(\theta) \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c & i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad (3-5)$$

其中 $\mathbf{R}(\theta)$ 为 $ABC \rightarrow dq$ 的变换矩阵：

$$\mathbf{R}(\theta) = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

在 dq 坐标系下交流侧 KVL 方程为：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = e_d + L\omega i_q - V_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = e_q + L\omega i_d - V_q \end{cases} \quad (3-7)$$

直流侧 KCL 方程：

$$i_{dc} = i_c + i_L = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{P_L}{U_{dc}} \quad (3-8)$$

根据功率平衡关系，在 $e_q = 0$ 的条件下得到功率平衡方程：

$$P_L = 3(e_d i_d + e_q i_q) / 2 = U_{dc} i_{dc} \quad (3-9)$$

$$\frac{2}{3} \frac{U_{dc}}{e_d} C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_d - \frac{2P_L / 3}{e_d} \quad (3-10)$$

将式(3-9)和(3-10)整理得：

$$\frac{1}{3e_d} C \frac{d^2 U_{dc}}{dt^2} = i_d - \frac{2P_L / 3}{e_d} \quad (3-11)$$

式(3-7)和(3-11)所示为变换器在 dq 同步旋转坐标系下的数学模型，式(3-11)所示的二阶微分方程简化为一阶方程如下：

$$\frac{2}{3} \frac{U_{dc}^*}{e_d} C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_d - \frac{2P_L/3}{e_d} \quad (3-12)$$

3.3 三电平变换器的矢量控制策略

本文采用的矢量控制策略为电网电压定向控制，采用电压电流双闭环控制结构。电压外环主要作用是控制直流母线电压，电流内环主要作用是将电压外环输出的有功电流作为给定值对电流进行控制，通过控制无功电流实现对功率因数的控制，通过控制有功电流实现对能量流动方向的控制。图 3-4 是电压电流双闭环控制系统框图。

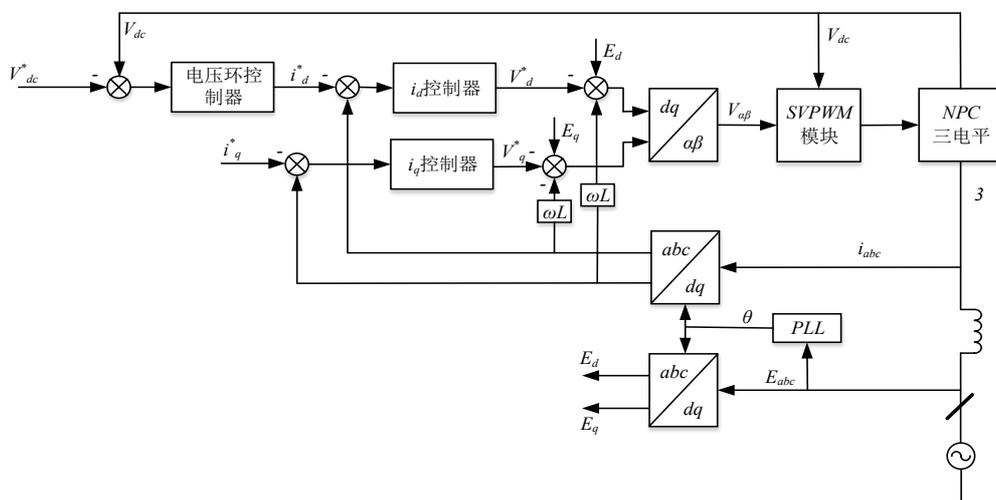


图 3-4 整流器电压电流双闭环在 dq 坐标系下的控制系统框图

3.3.1 锁相环控制回路设计

图 3-5 表示为在两相同步旋转坐标系 dq 和两相静止坐标系 αβ 下，锁相环电压矢量和电网电压矢量之间的位置关系。

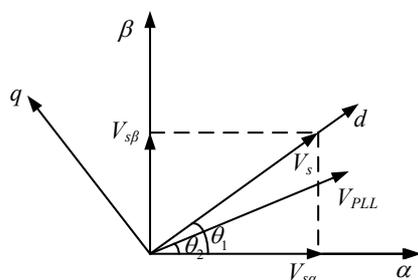


图 3-5 同步坐标系电压矢量图

在图 3-6 中， V_{PLL} 表示锁相环输出电压矢量， V_s 为电网电压基准矢量， $V_{s\alpha}$ 和 $V_{s\beta}$

分别表示电网电压基准矢量在 α 和 β 轴上的分量。 θ_1 表示电网电压矢量角度， θ_2 表示锁相环输出电压矢量角度。电网电压基准矢量以 d 轴定向。锁相环处于正常锁定状态时， V_s 和 V_{PLL} 应重合，即 $\theta_1 = \theta_2$ 。若两者存在角度差时，

$$V_s(\theta_1 - \theta_2) \approx V_s \sin(\theta_1 - \theta_2) = V_{s\beta} \cos \theta_2 - V_{s\alpha} \sin \theta_2 \quad (3-13)$$

二者的转化关系为

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & \sin \theta_2 \\ -\sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

所以，

$$V_q = V_{s\beta} \cos \theta_2 - V_{s\alpha} \sin \theta_2 \quad (3-15)$$

通过式(3-15)，可以得出锁相环输出电压矢量角度与电网电压基准矢量差 $(\theta_1 - \theta_2)$ 可以通过电网电压基准矢量的 q 轴分量来描述。若最后完全锁定时， V_d 为一直流分量， V_q 为零。锁相环回路框图如图 3-6 所示。

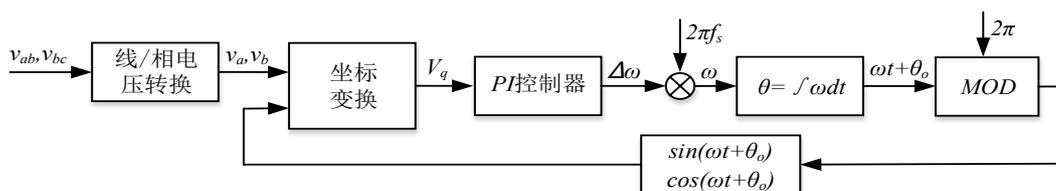


图 3-6 锁相环控制系统框图

3.3.2 电流内环控制器设计

由式(3-12)可知，变换器 dq 轴分量存在耦合，本文采用前馈解耦控制策略，对电流进行解耦。首先建立 V_d 、 V_q 的控制量 V_d^* 、 V_q^* 与 i_d 、 i_q 的关系。分析电压信号的传输过程建立 V_d 、 V_q 和 V_d^* 、 V_q^* 的关系，如式(3-16)所示：

$$\begin{cases} V_d = KV_d^* \\ V_q = KV_q^* \end{cases} \quad (3-16)$$

将式(3-16)代入式(3-7)，整理得到式(3-17)：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = e_d + L\omega i_q - KV_d^* \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = e_q + L\omega i_d - KV_q^* \end{cases} \quad (3-17)$$

采用电流前馈解耦控制方法，令 V_d^* 、 V_q^* 如式(3-18)所示：

$$\begin{cases} V_d^* = (e_d + L\omega i_q + \Delta V_d^*) / K \\ V_q^* = (e_q + L\omega i_d + \Delta V_q^*) / K \end{cases} \quad (3-18)$$

将式(3-18)代入式(3-17)，整理得到式(3-19)：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = -\Delta V_d^* \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = -\Delta V_q^* \end{cases} \quad (3-19)$$

由式(3-19)看出采用式(3-18)可以实现电流解耦控制，解耦后能够得到两个独立的一阶惯性模型，因此可以设计 PI 控制器从而对电流进行控制，其中 ΔV_d^* 、 ΔV_q^* 与 i_d 、 i_q 的关系如下：

$$\begin{cases} \Delta V_d^* = k_p(i_d^* - i_d) + k_I \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \\ \Delta V_q^* = k_p(i_q^* - i_q) + k_I \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (3-20)$$

其中 i_d^* 、 i_q^* 分别为 i_d 、 i_q 的给定值。根据式(3-16)至式(3-20)的内容设计电流内环控制器，图 3-7 为电流控制器系统框图。

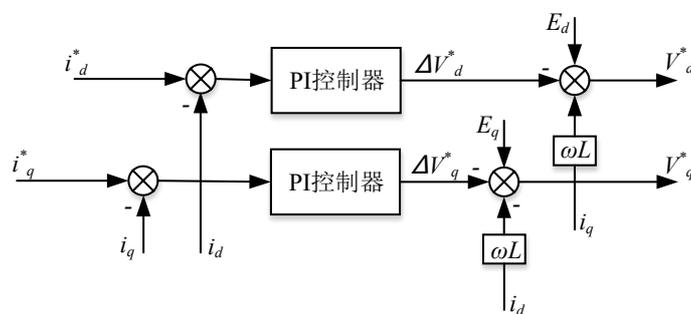


图 3-7 电流控制器系统框图

3.3.3 电压外环控制器设计

在电压电流双闭环控制策略中，电压外环的作用是保证直流母线电压的稳定性以及良好的抗扰能力。从式(3-12)可以看到，由于母线电压的数学模型中含有非线性环节，控制器的设计会有一些的困难。本文从功率平衡的角度对电压外环控制器进行设计。

为了使直流母线电压保持恒定值，电压环需要保证变换器输入功率与输出功率平衡。忽略线路损耗以及开关器件的损耗有：

$$\frac{3}{2} [e_d(i_{d1} + i_{d2}) + e_q(i_{q1} + i_{q2})] = v_{dc}(i_{p1} + i_{p2}) \quad (3-21)$$

由于采用电网电压定向， $e_q = 0$ ，设 $i_d = i_{d1} + i_{d2}$ ， $i_p = i_{p1} + i_{p2}$ ，上式可化为：

$$\frac{3}{2} e_d i_d = v_{dc} i_p \quad (3-22)$$

由三电平变换器的主电路可以看出，直流侧电流满足：

$$i_p = 2C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_o \quad (3-23)$$

电流内环的调节速度远高于电压外环的调节速度，因此可以假定电流的给定值等于反馈值，电压外环的控制框图可以表示为图 3-8。

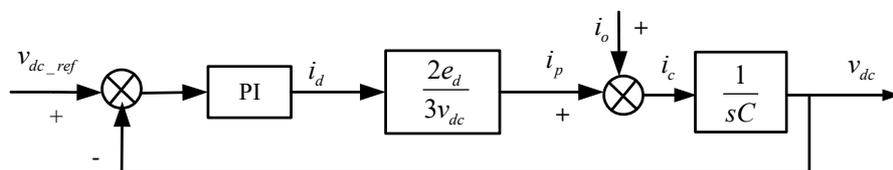


图 3-8 电压外环控制系统框图

由图 3-8 可以看到，母线电压的数学模型中存在变量 $2e_d / 3v_{dc}$ ，为了消除该变量的影响，电压外环控制器可以设计为：

$$i_{d_ref} = \frac{3v_{dc}}{2e_d} (K_p + \frac{K_i}{s})(v_{dc_ref} - v_{dc}) \quad (3-26)$$

3.4 仿真验证

搭建仿真模型验证电压电流双闭环控制系统设计的正确性和其动态性能。

图 3-9 为锁相环输出角度 ωt 和频率 f 的仿真波形

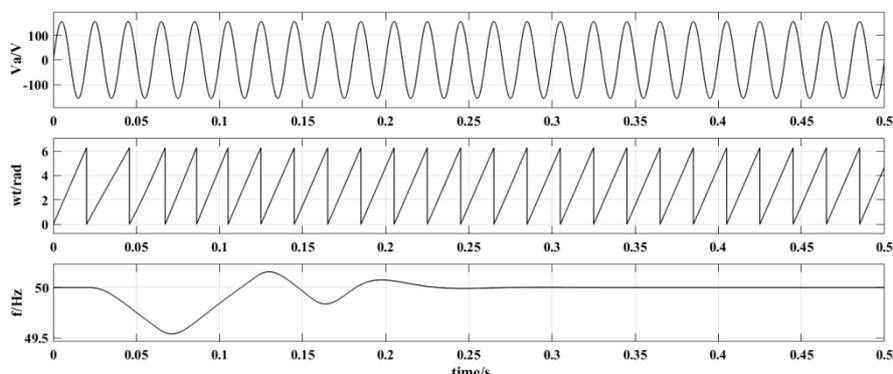


图 3-9 锁相环输出角度和频率仿真波形

从图 3-9 中可以看出整流器锁相环在 0.25s 内达到稳定，同步旋转坐标系十分精准的跟踪了网侧频率，从而对 PLL 算法的正确性进行了验证。

图 3-10 为无功电流加阶跃时的仿真波形。初始时刻 $I_{q_ref} = 0$ ，在 $t=0.5s$ 时给定 $I_{q_ref} = 10A$ ，从图中可以看出无功电流调节器具有良好的快速性和动态性能。有功电流调节器存在一定波动，但在 $0.05s$ 内恢复稳定，证明了电流控制环设计的正确性，具有良好的动态性能。

图 3-11 为直流母线电压加阶跃时的仿真波形。初始时刻 $V_{dc_ref} = 400V$ ，在 $t=0.5s$ 时给定 $V_{dc_ref} = 500V$ ，从图中可以看出母线电压在扰动情况下有一定的超调，调节时间短，能够很快恢复稳定。验证了电压环控制器设计的正确性，且具有一定的快速性。

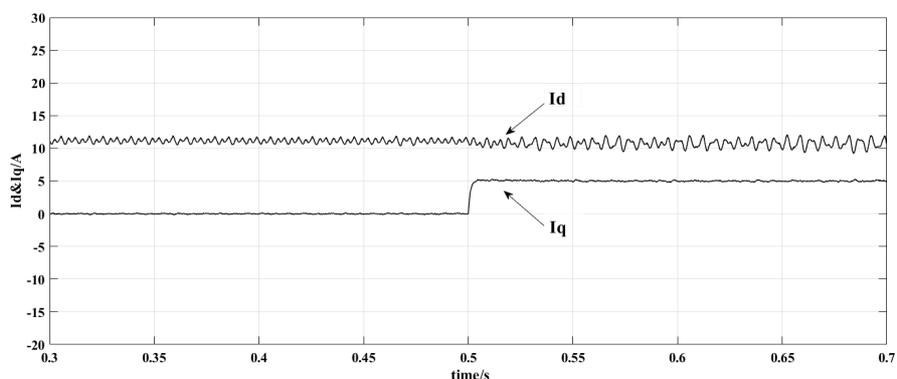


图 3-10 无功电流给定阶跃时 IdIq 仿真波形

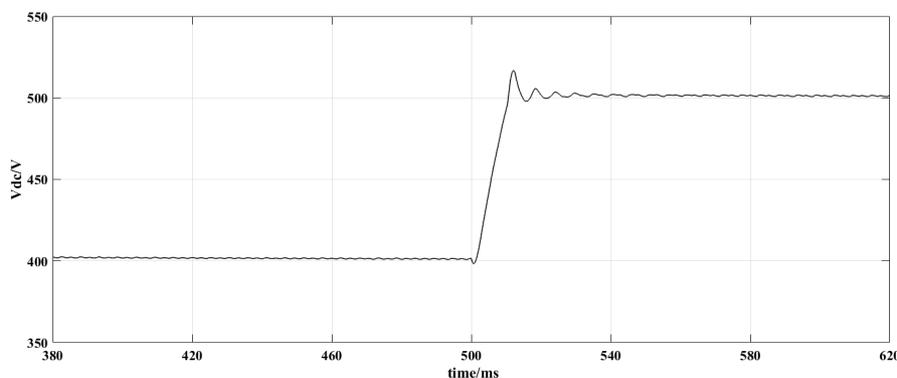


图 3-11 直流母线电压给定阶跃时 Udc 仿真波形

3.5 本章小结

本章首先推导并建立了三电平变换器在三相静止坐标系下的数学模型。为了便于控制系统设计，然后建立了在 dq 同步旋转坐标系下的数学模型。在此模型的基础上，阐述了锁相环控制回路、电流内环控制器以及直流母线电压外环控制器的设计方法，并通过仿真验证了双闭环控制器设计的正确性。

第 4 章 三电平变换器中点电压平衡控制策略

4.1 引言

三电平变换器存在中点电位平衡问题，主要表现为中点电位波动和偏移两方面。中点电位波动会增加电流低次谐波含量并影响输出波形质量。中点电位偏移会造成直流侧两电容电压不均衡，使空间矢量图发生改变，进而使输出电压波形产生严重畸变，还会导致功率器件以及电容本身的损坏从而影响系统寿命。

本章首先研究了基于 SPWM 调制的三电平中点电压平衡控制策略，从中线电流入手得到注入零序分量的计算公式，并提出“预估-约束-校验-修正”的实时控制算法。然后研究了最近三矢量法（NTV）中点电压平衡控制策略，并针对其不足进行改进，提出了基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略。仿真和实现表明改进后的方法在不同调制比和不同功率因数下都具有电压平衡和减小纹波的作用，且效果更佳。

4.2 基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制策略

4.2.1 计算引入零序分量大小

中点电位平衡问题的产生原因是三电平变换器直流侧两电容因充放电导致的中点上电位的波动。该问题的产生因素是多方面的，传统的三电平 SPWM 调制和 SVPWM 调制都会在直流侧产生基波频率 3 倍的中线电流，造成中点电位的波动。另外扰动输入的存在以及开关器件和直流母线电容特性的不一致，都会导致中点电位产生不平衡。

如图 1-1 中所示 NPC 型三电平变换器，以 a 相为例分析一个桥臂上 4 个功率管的三种通断所形成的电压状态。选取电容中点为参考点，那么变换器的开关状态可表示为： $V_s = [S_a, S_b, S_c]^T$ ，式中 $S_x = -1, 0, 1$ ， $x = a, b, c$ 。依据基尔霍夫电流定律（KCL），中线电流可以表示成

$$i_{ab} = [1 - \text{abs}(S_a)]i_a + [1 - \text{abs}(S_b)]i_b + [1 - \text{abs}(S_c)]i_c \quad (4-1)$$

因为 $i_a + i_b + i_c = 0$ ，所以得到

$$i_{NP} = -\text{abs}(S_a)i_a - \text{abs}(S_b)i_b - \text{abs}(S_c)i_c \quad (4-2)$$

其中 i_a, i_b, i_c 代表三相电流， $\text{abs}(\bullet)$ 为绝对值函数。

由式(4-2)可见开关状态影响中线电流的大小与方向,从 SPWM 调制的角度看,需找出调制波与开关状态的对应关系,从而能够通过控制调制波来控制开关状态。在一个控制周期 T_s 内,控制开关状态 S_a, S_b, S_c 输出的平均效果与三相参考电压等效。在式(4-2)基础上 i_{NP} 可以这样表示:

$$i_{NP} = -abs(V_{ra})i_a - abs(V_{rb})i_b - abs(V_{rc})i_c \quad (4-3)$$

其中 V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} 代表实际的三相参考电压。

三相参考电压表达式如下:

$$\begin{cases} V_{ra1}(t) = m \sin \omega_1 t \\ V_{rb1}(t) = m \sin(\omega_1 t - 2\pi / 3) \\ V_{rc1}(t) = m \sin(\omega_1 t + 2\pi / 3) \end{cases} \quad (4-4)$$

其中 m 为调制比。

当载波的自由度已经确定时,可通过注入零序分量改变调制波这个自由度来达到所期望的控制效果。若注入零序电压 $V_0(t)$,那么实际的三相参考电压为

$$\begin{cases} V_{ra}(t) = V_{ra1}(t) + V_0(t) \\ V_{rb}(t) = V_{rb1}(t) + V_0(t) \\ V_{rc}(t) = V_{rc1}(t) + V_0(t) \end{cases} \quad (4-5)$$

引入符号函数 $\text{sgn}(V_{rx}) = \begin{cases} 1 & V_{rx} \geq 0 \\ -1 & V_{rx} < 0 \end{cases}$,那么可以得到中点电流

$$i_{NP} = -[\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c] - V_0[\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c] \quad (4-6)$$

这个中线电流流经直流侧电容,是造成电容电压波动的根本原因,所以三电平变换器直流侧中点电位波动控制的本质就是控制平均中线电流 i_{NP} 为 0,使每个周期内直流电压变化为 0。对于 SPWM 调制,控制的自由度就是零序电压 V_0 。

令 $i_{NP} = 0$,可得所需注入的零序电压

$$V_0 = -\frac{\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c}{\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c} \quad (4-7)$$

在每个周期内,测量得到两个电容电压之间的偏差 $\Delta V_{dc}(k)$,这样能够通过控制中线电流,使直流侧电压靠近平衡点。电压变化与中线电流二者的关系为

$$\Delta V_{dc1} = -\Delta V_{dc2} = \frac{1}{C_{dc}} \frac{i_{NP} T_s}{2} \quad (4-8)$$

这样当直流侧电压已存在偏差时, i_{NP} 并非控制为 0,而应为

$$i_{NPcon} = -C_{dc} \Delta V_{dc} (k) / T_s \quad (4-9)$$

所以有：

$$V_0 = \frac{-i_{NP} - [\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c]}{\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c} \quad (4-10)$$

式(4-10)为实际情况需注入的零序分量值。

4.2.2 基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制算法及仿真验证

图 4-1 为 NPC 型三电平变换器基于 SPWM 调制的中点电位平衡控制算法框图。该算法根据变换器输出的三相电流、三相参考电压以及电容电压差，计算出零序分量 V_0 ，注入初始参考电压 V_{ra1} ， V_{rb1} ， V_{rc1} 中。

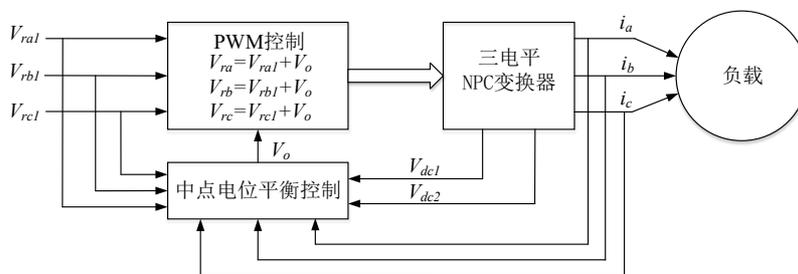


图 4-1 NPC 变换器中点平衡控制框图

零序分量 V_0 的预估求解：

将三相参考电压按瞬时值大小排列为 $(V_{\max}, V_{\text{mid}}, V_{\min})$ ，观察三相参考电压的分布规律能够发现，一般情况下，注入零序分量后只会有可能使 V_{mid} 的符号 $\text{sgn}(V_{\text{mid}})$ 发生改变， $\text{sgn}(V_{\max})$ 和 $\text{sgn}(V_{\min})$ 保持不变。那么可以暂时利用 $\text{sgn}(V_{ra1})$ ， $\text{sgn}(V_{rb1})$ ， $\text{sgn}(V_{rc1})$ 分别代替 $\text{sgn}(V_{ra})$ ， $\text{sgn}(V_{rb})$ ， $\text{sgn}(V_{rc})$ ，求解出零序分量的预估值得，即

$$V_0 = \frac{-i_{NP} - [\text{sgn}(V_{ra1})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb1})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc1})V_{rc1}i_c]}{\text{sgn}(V_{ra1})i_a + \text{sgn}(V_{rb1})i_b + \text{sgn}(V_{rc1})i_c} \quad (4-11)$$

零序分量 V_0 的约束：

考虑到零序分量的计算式含有分母项，可能会导致计算得到的零序分量很大，因此必须受条件 $|V_{rx}| = |V_{rx1} + V_0| \leq 1$ 的约束。本文分下面几种情况考虑：

- (1) 如果 $V_0 + V_{\max} > 1$ ，那么 $V_0 = 1 - V_{\max}$
- (2) 如果 $V_0 + V_{\min} < -1$ ，那么 $V_0 = 1 - V_{\min}$
- (3) 其他情况下 V_0 不需要改变

零序分量 V_0 的校验和修正：

(1) 令 $V_{mid} = mid(V_{ra1}, V_{rb1}, V_{rc1})$

(2) 如果 $sgn(V_{mid}) = sgn(V_0 + V_{mid})$ ，说明式(4-11)预估计算得到的结果可看做正确。

(3) 如果 $sgn(V_{mid}) = -sgn(V_0 + V_{mid})$ ，说明加入零序分量 V_0 后 V_{mid} 的符号 $sgn(V_{mid})$ 发生了变化，那么式(4-11)预估计算结果是错误的，此时需要对 V_0 进行修正。修正的方法为令 $sgn(V_{mid}) = sgn(V_0 + V_{mid})$ ，分三种情况进行讨论：

当 $V_{ra1} = V_{mid}$ 时，令 $sgn(V_{ra1}) = sgn(V_0 + V_{ra1})$ ，使用(4-12)式重新计算：

$$V_0 = \frac{-i_{NP} - [-sgn(V_{ra1})V_{ra1}i_a + sgn(V_{rb1})V_{rb1}i_b + sgn(V_{rc1})V_{rc1}i_c]}{-sgn(V_{ra1})i_a + sgn(V_{rb1})i_b + sgn(V_{rc1})i_c} \quad (4-12)$$

当 $V_{rb1} = V_{mid}$ 时，令 $sgn(V_{rb1}) = sgn(V_0 + V_{rb1})$ ，使用(4-13)式重新计算：

$$V_0 = \frac{-i_{NP} - [sgn(V_{ra1})V_{ra1}i_a - sgn(V_{rb1})V_{rb1}i_b + sgn(V_{rc1})V_{rc1}i_c]}{sgn(V_{ra1})i_a - sgn(V_{rb1})i_b + sgn(V_{rc1})i_c} \quad (4-13)$$

当 $V_{rc1} = V_{mid}$ 时，令 $sgn(V_{rc1}) = sgn(V_0 + V_{rc1})$ ，使用(4-14)式重新计算：

$$V_0 = \frac{-i_{NP} - [sgn(V_{ra1})V_{ra1}i_a + sgn(V_{rb1})V_{rb1}i_b - sgn(V_{rc1})V_{rc1}i_c]}{sgn(V_{ra1})i_a + sgn(V_{rb1})i_b - sgn(V_{rc1})i_c} \quad (4-14)$$

式(4-12)、(4-13)、(4-14)就是最终需注入的零序分量 V_0 。

下面对基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制算法进行仿真验证。

仿真参数：额定母线电压为 $V_{dc} = 500V$ ，母线电容为 $C_1 = C_2 = 10\mu F$ ，考虑到在理想情况下直流侧中点电位偏差不明显，无法体现中点电位变化与控制的效果，所以将电容 C_2 并联一个电阻 $R = 100\Omega$ 。负载为感性负载，其中 $R = 17\Omega$ ， $L = 2mH$ 。

(1) 不加入中点电压平衡控制

当不加入中点平衡控制时，研究中点电位变化情况，波形如图 4-2 所示。

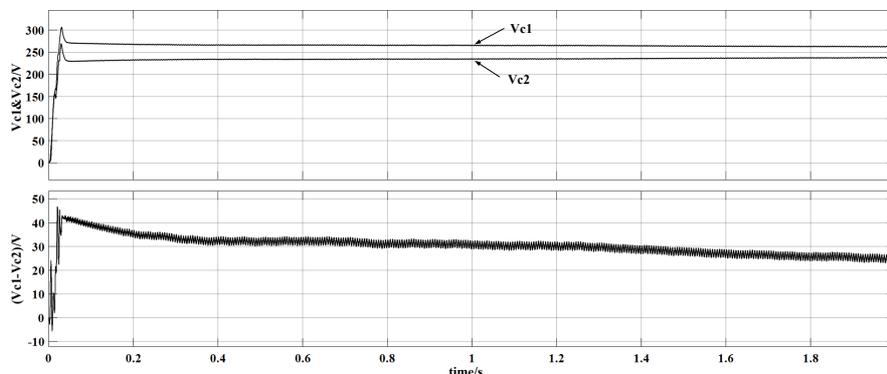


图 4-2 未加入中点平衡控制时中点电位变化波形

(2) $t=0$ 时加入中点电压平衡控制

根据中点平衡 SPWM 算法，在 $t=0$ 时刻我们将零序分量注入初始参考电压中，此时中点电位变化波形如图 4-3 所示。

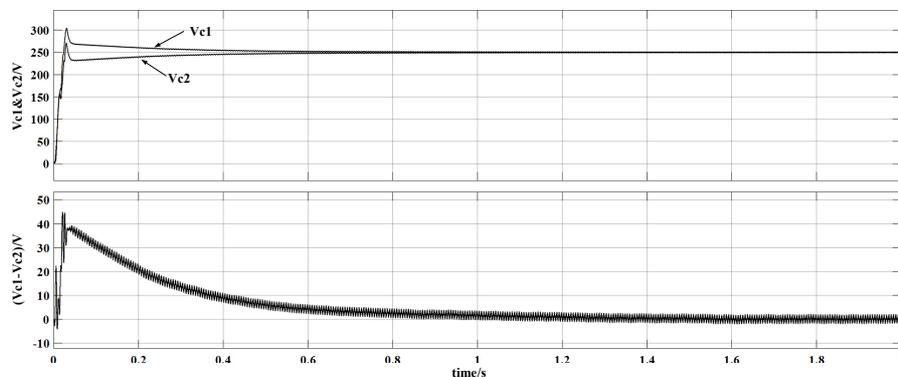


图 4-3 $t=0$ 时加入中点平衡控制时中点电位变化波形

通过观察图 4-3 可以发现，注入零序分量后，两直流母线电容电压快速趋于相等，整个过程大约持续 1s，速度较未加入时有了明显提升。说明基于 SPWM 调制的中点电压平衡算法有效。

(3) $t=0.5s$ 时加入中点电压平衡控制

根据中点平衡 SPWM 算法，在 $t=0.5s$ 时刻我们将零序分量注入初始参考电压中，此时中点电位变化波形如图 4-4 所示。

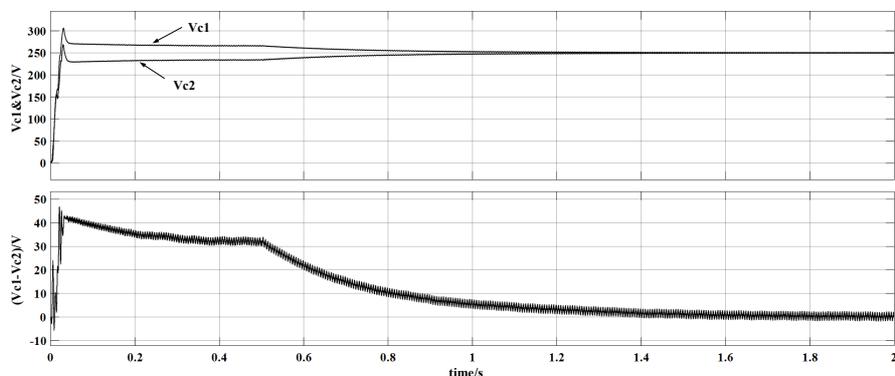


图 4-4 $t=0.5s$ 时加入中点平衡控制时中点电位变化波形

通过比较加入中点电位控制前后的波形，可以直观的看出加入平衡控制算法后有曲线明显偏折，中点电位平衡速度较加之前明显加快，说明该电压平衡控制算法有效。

(4) 电容电压突变时的中点平衡控制

为了进一步验证基于 SPWM 调制的中点电压平衡算法的有效性，在中点电位已经达到平衡后让两直流母线电容电压发生突变，此时中点电位变化波形如图 4-5 所示。

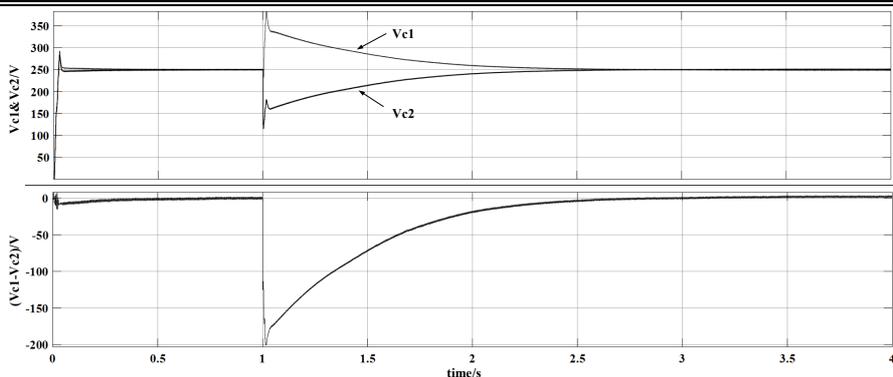


图 4-5 电容电压发生突变时中点电位变化波形

通过图 4-5 可以看到， $t=1s$ 时电容电压发生突变，但在中点平衡控制算法的作用下，仅用时 1.5s 电容电位差就由 200V 变化到 0V。说明即使电路存在扰动或杂讯，该中点平衡控制算法依然能够使中点电位在短时间内趋于平衡，进一步说明了该算法的有效性。

4.3 基于 SVPWM 调制的最近三矢量法中点电压平衡控制策略

在三电平 SVPWM 调制中开关序列选择的原则是使开关状态变化次数尽量少，即相邻两个开关状态只有一相发生变化，且只在 O 和 N 或者 P 和 O 之间变化。小矢量 V_{S1} 对应两个开关状态 ONN 和 POO，二者产生的输出电压相同，因此调节两个开关状态的作用时间，不会对输出电压产生影响。

令正小矢量 $V_{S1(ONN)}$ 作用时间的占空比为 $k_{p1}d_{S1}$ ，负小矢量 $V_{S1(POO)}$ 作用时间的占空比为 $(1-k_{p1})d_{S1}$ ，其中 $k_{p1} \in [0,1]$ 是小矢量 V_{S1} 的占空比调节系数。同理， $k_{p2} \in [0,1]$ 是小矢量 V_{S2} 的占空比调节系数，含义与 k_{p1} 类似。当参考矢量 V_{ref} 位于 I 大区 5 小区，且未加入中点平衡控制时，两个周期下的矢量作用序列如图 4-6 所示。

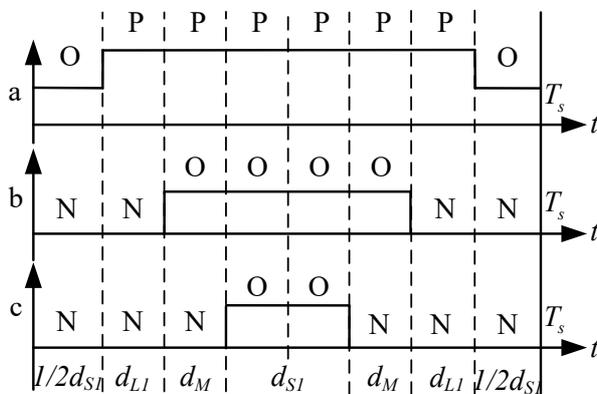


图 4-6 未加入中点电压平衡控制时的矢量作用序列（I 大区 5 小区）

当加入最近三矢量法中点平衡控制后，根据平衡控制的要求来确定占空比调节系数 k_{p1} 和 k_{p2} 的值。

当 V_{ref} 位于第 I 大区时，中线电流表达式为

$$i_{NP} = (2k_{p1} - 1)d_{s1}i_a + d_M i_b + (2k_{p2} - 1)d_{s2}i_c \quad (4-15)$$

当 V_{ref} 位于第 I 大区第 5 小区时，不使用小矢量 V_{S2} ，只使用小矢量 V_{S1} ，因此 V_{S2} 的占空比为 0。式(4-15)化简为

$$i_{NP} = (2k_{p1} - 1)d_{s1}i_a + d_M i_b \quad (4-16)$$

将 $i_{NP} = 0$ 代入式(4-16)，得到下式

$$k'_{p1} = \frac{d_{s1}i_a - d_M i_b}{2d_{s1}i_a} \quad (4-17)$$

其中 k'_{p1} 是控制中点电压平衡所需的值。

由前面的分析可知， k_{p1} 的取值范围是 $[0,1]$ ，当 $0 \leq k'_{p1} \leq 1$ 时， $k_{p1} = k'_{p1}$ ，当 $k'_{p1} \geq 1$ 时， $k_{p1} = 1$ ，当 $k'_{p1} \leq 0$ 时， $k_{p1} = 0$ 。

当 V_{ref} 位于第 I 大区第 6 小区时，不使用小矢量 V_{S1} ，只使用小矢量 V_{S2} ，所以 V_{S1} 的占空比为 0，式(4-15)可以化简为

$$i_{NP} = (2k_{p2} - 1)d_{s2}i_c + d_M i_b \quad (4-18)$$

令 $i_{NP} = 0$ ，得到下式

$$k'_{p2} = \frac{d_{s2}i_c - d_M i_b}{2d_{s2}i_c} \quad (4-19)$$

其中 k'_{p2} 是控制中点电压平衡所需的值。

由图 4-7 可见，加入最近三矢量法中点电压平衡控制算法后，参与平衡控制的正负小矢量的作用时间发生了改变，但开关序列仍保持不变。

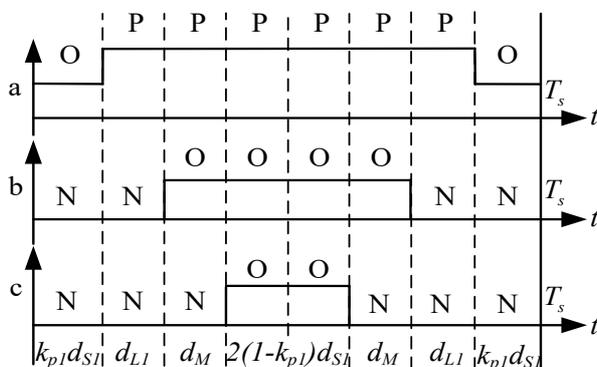


图 4-7 NTV 方法加入平衡控制后的矢量作用序列

为了验证最近三矢量法中点电压平衡控制算法的中点电压平衡能力，本文利用 MATLAB/SIMULINK 软件进行仿真验证。在电压电流双闭环整流情况下进行仿真，各参数如表 4-1 所示。

表 4-1 双闭环整流器系统仿真参数

参数	数值	单位
直流侧电容 C_1/C_2	3	μF
负载电阻 R	160	Ω
滤波电感 L	8	mH
基波频率 f	50	Hz
载波频率 f_s	5	kHz
网侧电压幅值 V_{grid}	190	V

当调制比为 0.68 时，两电容电压和中点电压波形如图 4-8 所示。

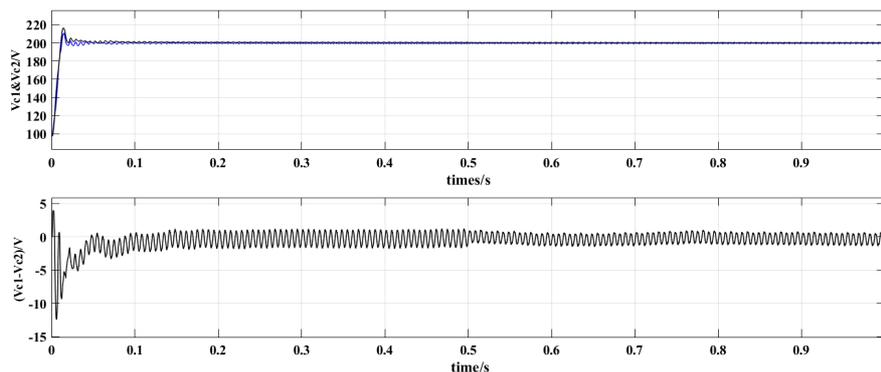


图 4-8 $m=0.68$ 时直流电容电压和中点电压波形

由图 4-8 可见，在 0.5s 时加入 NTV 中点电压平衡算法，并给定直流母线电压 400V， V_{C1} 和 V_{C2} 逐渐稳定在 200V，且加入 NTV 中点平衡算法后中点电压纹波由 3V 减小到 1.9V。

当调制比为 0.96 时，两电容电压和中点电压波形如图 4-9 所示。

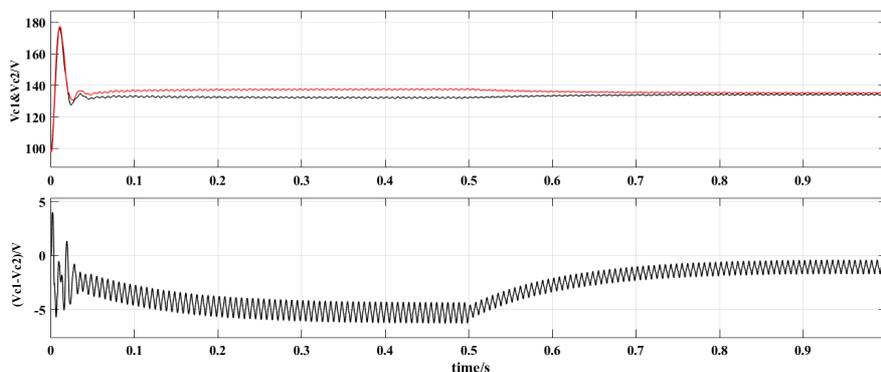


图 4-9 $m=0.96$ 时直流电容电压和中点电压波形

由图 4-9 可见，在 0.5s 时加入最近三矢量中点电压平衡算法，并给定直流母线电压 300V，两母线电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 逐渐稳定在 150V，且加入最近三矢量中点电压平衡算法后中点的电压纹波由 3V 减小到 1.4V。

当调制比为 0.42 时，两电容电压和中点电压波形如图 4-10 所示。

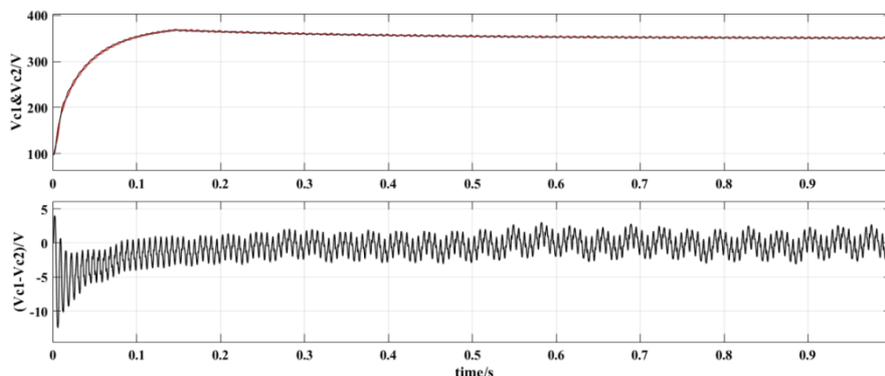


图 4-10 调制比为 0.42 时直流电容电压和中点电压波形

由图 4-10 可见，在 0.5s 时加入最近三矢量法中点平衡控制算法，并给定直流母线电压 700V，加入该算法后，中点电压的纹波并没有明显变化，纹波抑制作用不明显。说明该算法在调制比较大时效果较好，但调制比小时效果并不是很理想。

4.4 基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略

NTV 中点平衡方法在小调制比下纹波作用效果不好，本文认为主要有以下两个原因：（1）当参考矢量 V_{ref} 位于 1 小区时，冗余小矢量 V_{S1} 的占空比调节系数 k_{p1} 使用的是 5 小区的计算结果，并没有考虑 V_{S2} 对中点电流的平衡作用。2 小区同样存在这个问题。（2）考虑到直流电容电压并不是完全相同，需考虑不同周期内充放电现象导致的电压差，直接令中点电流 $i_{Np} = 0$ 可能无法达到最佳控制效果。

为了让中点平衡算法在小调制比下对于纹波抑制的效果更好，本文对 NTV 中点平衡控制算法进行改进，令下一周期的中点电流能够消除当前的电容电压差，并分别对每大区内 6 个小区的冗余小矢量占空比调节系数 k_{p1} 和 k_{p2} 进行计算，得到基于中点电流预测的中点电压平衡控制方法。

一般情况为了实现中点电压平衡，须使中点平均电流为零。然而为了更有效的控制中点电位，应尽量使中点电流能够平衡直流侧两电容电压差，因此在每个周期内必须计算确切的中点电流值。加入考虑调制周期的延迟，这样当前周期内计算值可以应用到下一周期。

如图 4-11 所示，为直流侧母线电容的示意图，因此可以推出下一周期(k+1)开

始时的电容电压，如式(4-20)所示。

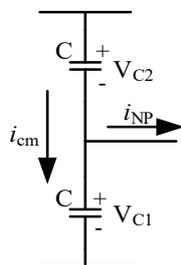


图 4-11 直流母线电压示意图

$$\begin{cases} V_{C2}(k+1) = \frac{1}{C} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} (i_{cm} + i_{NP} / 2) dt + V_{C2}(k) \\ V_{C1}(k+1) = \frac{1}{C} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} (i_{cm} - i_{NP} / 2) dt + V_{C1}(k) \end{cases} \quad (4-20)$$

其中 i_{cm} 是流过两个直流链路电容的共同电流。中线电流 i_{NP} 会等分为两部分分别流经两个电容。

下一周期结束时电容电压为：

$$\begin{cases} V_{C2}(k+2) = \frac{1}{C} \int_{(k+1)T_m}^{(k+2)T_m} (i_{cm} + i_{NP} / 2) dt + V_{C2}(k+1) \\ V_{C1}(k+2) = \frac{1}{C} \int_{(k+1)T_m}^{(k+2)T_m} (i_{cm} - i_{NP} / 2) dt + V_{C1}(k+1) \end{cases} \quad (4-21)$$

将式(4-21)代入式(4-20)，加入平衡条件 $V_{C2}(k+2) = V_{C1}(k+2)$ ，得到：

$$V_{C2}(k) = -\frac{1}{C} \int_{(k+1)T_m}^{(k+2)T_m} i_{NP} dt - \frac{1}{C} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} i_{NP} dt + V_{C1}(k) \quad (4-22)$$

由式(4-22)可知 i_{cm} 对中点电压平衡并不产生影响。式(4-22)经整理，可以得到：

$$\bar{i}_{NP}(k+1) = \frac{C}{T_m} [V_{C1}(k) - V_{C2}(k)] - \bar{i}_{NP}(k) \quad (4-23)$$

其中 $\bar{i}_{NP}(k)$ 和 $\bar{i}_{NP}(k+1)$ 是每个调制周期内 i_{NP} 离散的平均值，即

$$\begin{cases} \bar{i}_{NP}(k) = \frac{1}{T_m} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} i_{NP} dt \\ \bar{i}_{NP}(k+1) = \frac{1}{T_m} \int_{(k+1)T_m}^{(k+2)T_m} i_{NP} dt \end{cases} \quad (4-24)$$

式(4-24)定义了在下一个调制周期结束时电容实现电压平衡所需的平均中点电流。

这里需要指出的是，这个方程中的电压都是当前周期 k 起始时刻的电压值，时间序列示意图如图 4-12 所示。

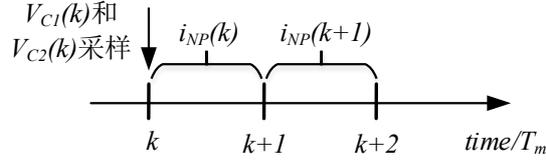


图 4-12 调制周期序列示意图

式(4-24)给出了平均中点电流的参考值 $\bar{i}_{NP}(k+1)$ ，下一步是通过适当分配短矢量占空比来实现这一参考值。中点瞬时电流 i_{NP} 可表示为：

$$\bar{i}_{NP}(k) = -[d_{POO}(k) - d_{ONN}(k)]i_a(k) + d_{PON}(k)i_b(k) + [d_{PPO}(k) - d_{OON}(k)]i_c(k) \quad (4-25)$$

对于下一周期 $(k+1)$ ，有

$$\begin{aligned} \bar{i}_{NP}(k+1) = & -[d_{POO}(k+1) - d_{ONN}(k+1)]i_a(k+1) + d_{PON}(k+1)i_b(k+1) \\ & + [d_{PPO}(k+1) - d_{OON}(k+1)]i_c(k+1) \end{aligned} \quad (4-26)$$

根据 V_{ref} 的位置可以先分为两种情况。如果 V_{ref} 位于 1、3、5 小区，那么开关序列以小矢量 ONN 开始，以 POO 结束。令正小矢量 $V_{S1(ONN)}$ 的占空比为 $k_{p1}d_{S1}$ ，负小矢量 $V_{S1(POO)}$ 的占空比为 $(1-k_{p1})d_{S1}$ ，则 $\bar{i}_{NP}(k+1)$ 可以表示为

$$\bar{i}_{NP}(k+1) = [2k_{p1}(k+1) - 1]d_{S1}(k+1)i_a(k+1) + d_M(k+1)i_b(k+1) - d_{S2}(k+1)i_c(k+1) \quad (4-27)$$

整理得

$$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{d_M(k+1)i_b(k+1) - d_{S2}(k+1)i_c(k+1) - \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S1}(k+1)i_a(k+1)} \right] \quad (4-28)$$

由于调制过程存在延迟，式(4-28)中大部分变量在当前周期 k 是已知的。然而下一周期 $(k+1)$ 的交流电流是未知的。为了得到 $(k+1)$ 周期的交流电流值，本文采用一阶泰勒级数，通过第 $(k-1)$ 周期和第 k 周期的电流得到 $(k+1)$ 周期内的电流值。

$$i_{a,b,c}(k+1) \approx i_{a,b,c}(k) + \frac{i_{a,b,c}(k) - i_{a,b,c}(k-1)}{T_m} T_m = 2i_{a,b,c}(k) - i_{a,b,c}(k-1) \quad (4-29)$$

另一种情况，如果参考矢量 V_{ref} 位于 2、4、6 小区，那么开关序列是以 OON 开始，以 PPN 结束。根据之前的定义，令正小矢量 $V_{S2(PPO)}$ 的占空比为 $k_{p2}d_{S2}$ ，负小矢量 $V_{S2(OON)}$ 的占空比为 $(1-k_{p2})d_{S2}$ ，占空比调节系数 $k_{p2}(k+1)$ 可以表示为

$$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{d_{S1}(k+1)i_a(k+1) - d_M(k+1)i_b(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S2}(k+1)i_c(k+1)} \right] \quad (4-30)$$

根据不同小区矢量作用顺序及不同矢量产生电流的不同，在式(4-28)和(4-30)的基础上分小区讨论，可得到 I 大区 6 个小区的占空比调节系数，如表 4-2 所示。

表 4-2 I 大区 6 个小区的占空比调节系数

区域	占空比调节系数
I 大区 1 小区	$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{d_{s2}(k+1)i_c(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{s1}(k+1)i_a(k+1)} \right]$
I 大区 2 小区	$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{d_{s1}(k+1)i_a(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{s2}(k+1)i_c(k+1)} \right]$
I 大区 3 小区	$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{d_M(k+1)i_b(k+1) - d_{s2}(k+1)i_c(k+1) - \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{s1}(k+1)i_a(k+1)} \right]$
I 大区 4 小区	$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{d_{s1}(k+1)i_a(k+1) - d_M(k+1)i_b(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{s2}(k+1)i_c(k+1)} \right]$
I 大区 5 小区	$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{d_M(k+1)i_b(k+1) - \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{s1}(k+1)i_a(k+1)} \right]$
I 大区 6 小区	$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{-d_M(k+1)i_b(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{s2}(k+1)i_c(k+1)} \right]$

如果 V_{ref} 不在 I 大区，三相电流将会按一定关系互换。等价关系如表 4-3 所示。

表 4-3 不同大区电流转换关系

第 I 大区	第 II 大区	第 III 大区	第 IV 大区	第 V 大区	第 VI 大区
i_a	$i_a \rightarrow i_b$	$i_a \rightarrow i_b$	$i_a \rightarrow i_c$	$i_a \rightarrow i_c$	i_a
i_b	$i_b \rightarrow i_a$	$i_b \rightarrow i_c$	i_b	$i_b \rightarrow i_a$	$i_b \rightarrow i_c$
i_c	i_c	$i_c \rightarrow i_a$	$i_c \rightarrow i_a$	$i_c \rightarrow i_b$	$i_c \rightarrow i_b$

为了验证电压平衡算法效果，本文利用 MATLAB/SIMULINK 进行仿真验证。

(1) 电压电流双闭环整流情况

仿真参数如表 4-2 所示。当调制比为 0.68 时，在 0.5s 时加入 NTV 中点平衡算法，设定 $V_{dc_ref} = 400V$ ，电容电压和中点电压波形如图 4-16 所示。

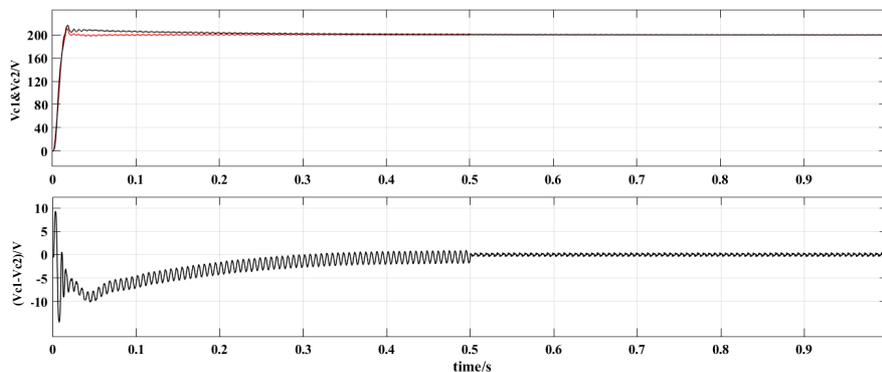


图 4-13 m=0.68 时加入基于中点电流预测的平衡算法电容电压和中点电压波形

由图 4-13 可见，两个直流母线电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 逐渐稳定在 200V，且加入基于中点电流预测的中点平衡算法后中点电压纹波由 3V 减小到 0.7V。相比于传统 NTV 中点电压平衡控制算法时中点电压 1.9V 的纹波，改善效果明显。

当调制比为 0.96 时，在 0.5s 时加入 NTV 中点平衡算法，设定 $V_{dc_ref} = 600V$ ，电容电压和中点电压波形如图 4-17 所示。

由图 4-14 可见，两电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 逐渐稳定在 300V，且加入基于中点电流预测的中点平衡算法后中点电压纹波由 3V 减小到 0.4V。与 NTV 中点电压平衡控制算法相比，利用基于中点电流预测的中点平衡算法，中点电压纹波由 1.4V 减小到 0.4V，中点电压达到平衡的时间由 0.43s 缩短到 0.01s，改善效果明显。

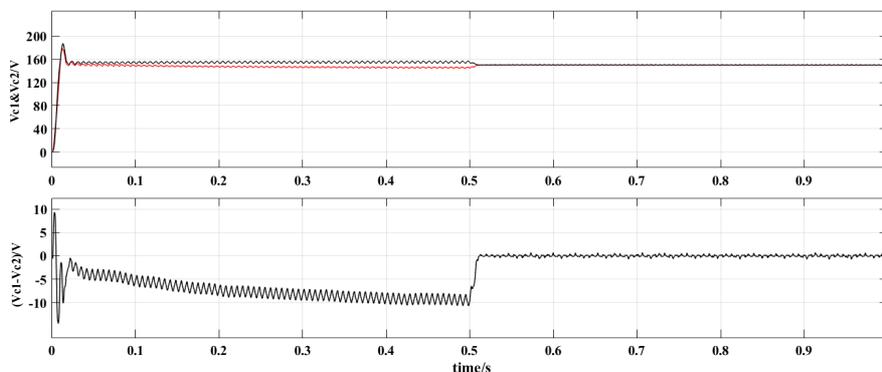


图 4-14 $m=0.96$ 时加入基于中点电流预测的平衡算法电容电压和中点电压波形

当调制比为 0.42 时，在 0.5s 时加入 NTV 中点平衡算法，设定 $V_{dc_ref} = 700V$ ，电容电压和中点电压波形如图 4-15 所示。

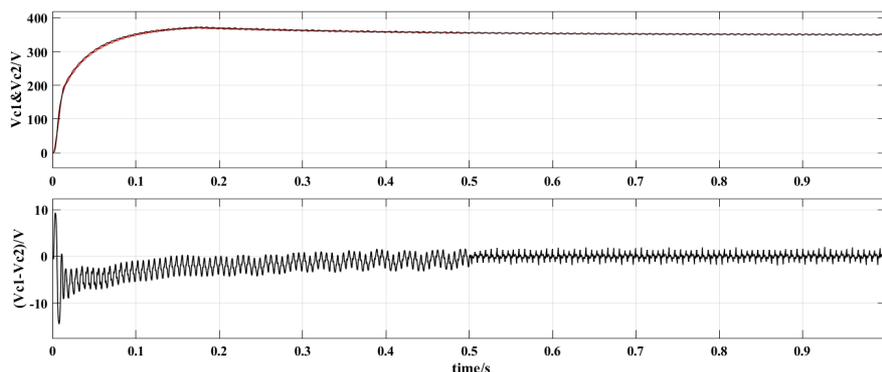


图 4-15 $m=0.42$ 时加入基于中点电流预测的平衡算法电容电压和中点电压波形

由图 4-18 可见，两个直流母线电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 逐渐稳定在 350V，且加入基于中点电流预测的中点平衡算法后中点电压纹波由 4V 减小到 2.8V，有效解决了 NTV 中点平衡算法在小调制比下抑制纹波效果不佳的问题。

(2) 开环逆变情况

考虑能量具有双向流动特性，当三电平变换器系统工作在逆变状态时，在不同调制比下，分别采用传统 NTV 中点平衡算法和基于中点电流预测的中点电压平衡算法进行仿真验证。仿真参数如表 4-4 所示。

表 4-4 开环逆变器系统仿真参数

参数	数值	单位
直流侧电容 C_1/C_2	3	μF
电容 C_1 初始电压	250	V
电容 C_2 初始电压	150	V
直流母线电压	200	V
滤波电感 L	8	mH
基波频率 f	50	Hz
网侧电压幅值 V_{grid}	190	V

当调制比为 0.87 时， $t=0$ 时刻分别加入 NTV 中点平衡算法和基于中点电流预测的中点电压平衡算法，电容电压波形和中点电压波形如图 4-16 和 4-17 所示。

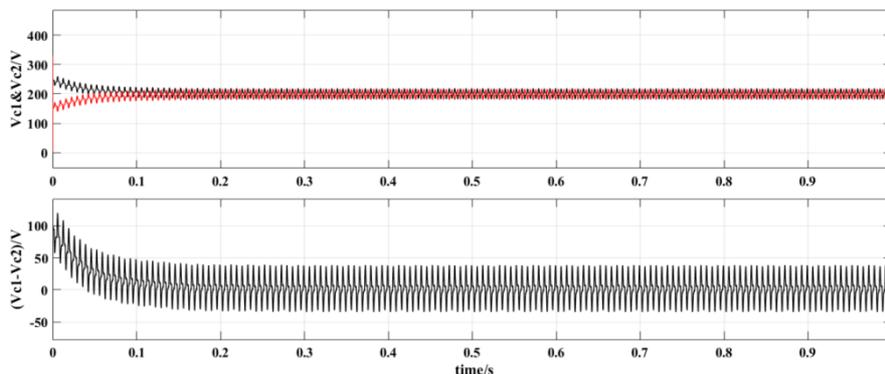


图 4-16 $m=0.87$ 时传统 NTV 中点平衡方法电容电压及中点电压波形

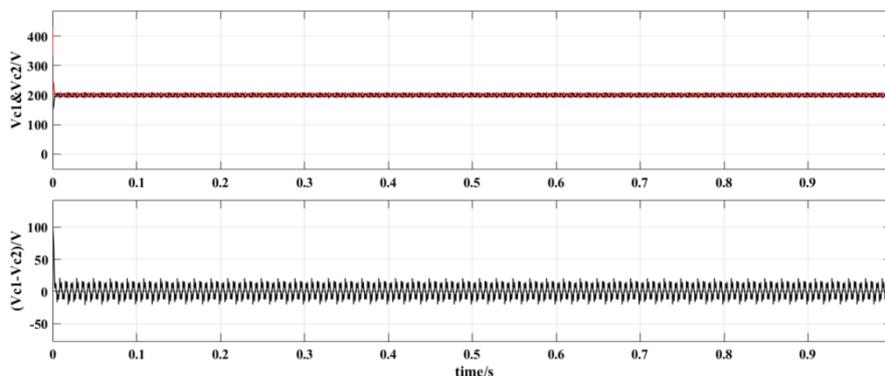


图 4-17 $m=0.87$ 时基于中点电流预测的电压平衡算法电容电压及中点电压波形
由图 4-16 和图 4-17 可见，系统工作在开环逆变情形下，加入 NTV 中点电压

平衡算法，电容 C_1 和 C_2 电压经过 0.2s 分别由 250V 和 150V 变为 200V，达到平衡状态，而加入基于中点电流预测的中点电压平衡算法， V_{c1} 和 V_{c2} 仅用不到 0.01s 就可达到平衡，平衡时间大大缩短，且中点电压纹波也明显减小。

当调制比为 0.26 时， $t=0$ 时刻分别加入 NTV 中点平衡算法和基于中点电流预测的中点电压平衡算法，电容电压波形和中点电压波形如图 4-18 和 4-19 所示。

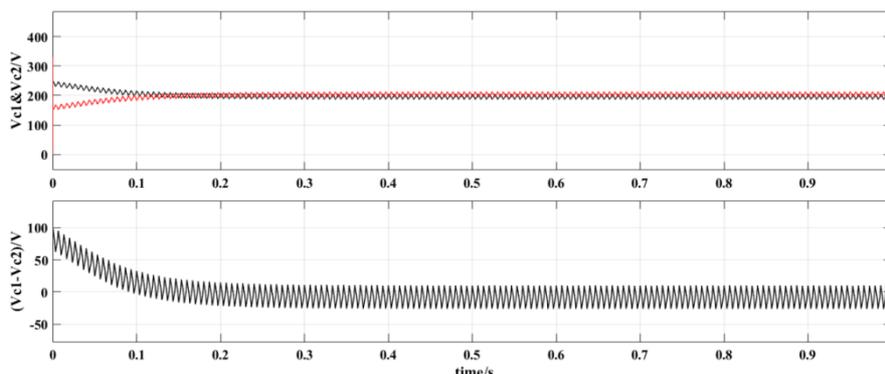


图 4-18 $m=0.26$ 时传统 NTV 中点平衡方法电容电压及中点电压波形

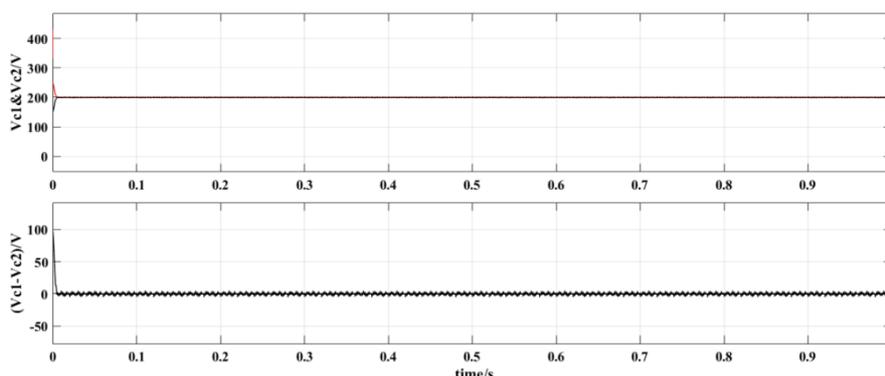


图 4-19 $m=0.26$ 时基于中点电流预测的平衡算法电容电压及中点电压波形

由图 4-18 和图 4-19 可见，加入 NTV 平衡算法，两电容电压经过 0.25s 分别由 250V 和 150V 变为 200V，而加入基于中点电流预测平衡算法，仅用不到 0.01s 就可达到平衡，平衡时间大大缩短，且中点电压纹波也减小到 3V 左右，效果明显。

通过上述分析，说明无论系统工作在整流还是逆变情形，基于中点电流预测的中点电压平衡算法在不同调制比下都可以加快平衡时间并减小中点电压纹波。

(3) 不同功率因数情况

在电压电流双闭环系统中，定义功率因数（power factor, pf）计算方法为

$$pf = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{I_d V_d + I_q V_q}{\sqrt{(I_d V_d + I_q V_q)^2 + (I_d V_q - I_q V_d)^2}} \quad (4-37)$$

在电流闭环中给定 $I_{q_ref} = 0$ ，系统工作在功率因数为 1 的情况下。但在实际中

系统并不总是工作在单位功率因数情况下，为了进一步验证基于中点电流预测的中点电压平衡算法的作用效果，本文在不同功率因数下对该算法进行仿真验证。

系统工作在整流情形下，电压环给定 $V_{dc_ref} = 400V$ ， $t=0$ 时给定无功电流为 0，在 0.5s 时加入平衡算法，0.75s 时分别给定 $I_{q_ref} = 20A$ 和 $10A$ ，此时功率因数分别为 0.66 和 0.37，电容电压和中点电压波形分别如图 4-20 和 4-21 所示。

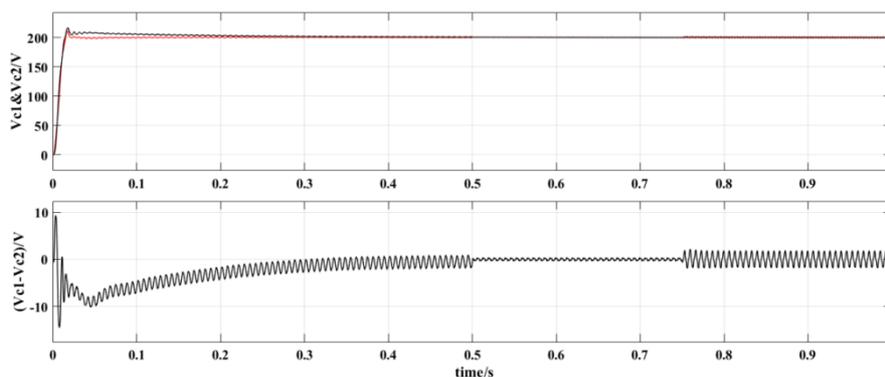


图 4-20 功率因数为 0.66 时电容电压和中点电压波形

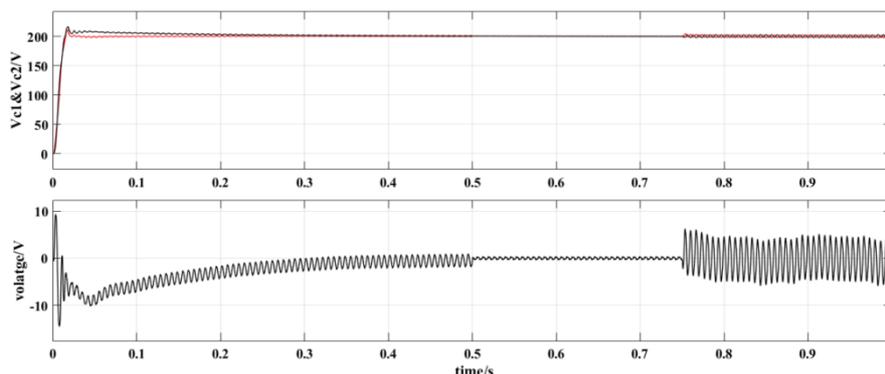


图 4-21 功率因数为 0.37 时电容电压和中点电压波形

通过图 4-20 和 4-21 可见，加入 20A 的无功电流后，中点电压纹波由 0.7V 增大到 3.1V；加入 10A 的无功电流后，中点电压纹波由 0.7V 增大到 8.2V。说明加入无功电流会导致中点电压纹波增大，且功率因数越低，纹波越大。

对基于中点电流预测的中点电压平衡算法在功率因数较低时的作用进一步验证，直流电压环给定 $V_{dc_ref} = 400V$ ， $t=0$ 时给定无功电流 $I_{q_ref} = 20$ ，此时功率因数为 0.37，在 0.5s 时加入中点平衡算法，电容电压和中点电压波形以及直流母线电压波形分别如图 4-22 和 4-23 示。

由图 4-22 和 4-23 可见。加入基于中点电流预测的中点电压平衡算法后，电容电压 V_{c1} 和 V_{c2} 在 0.02s 内达到平衡，且波动减小，同时直流母线电压波形纹波也明显减小。说明基于中点电流预测的中点电压平衡算法在功率因数较低时也具有良好的平衡和减小纹波的作用。

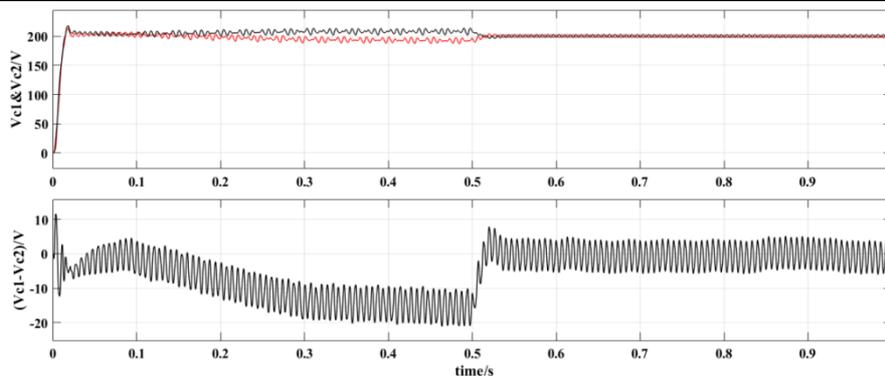


图 4-22 功率因数为 0.37 时电容电压和中点电压波形

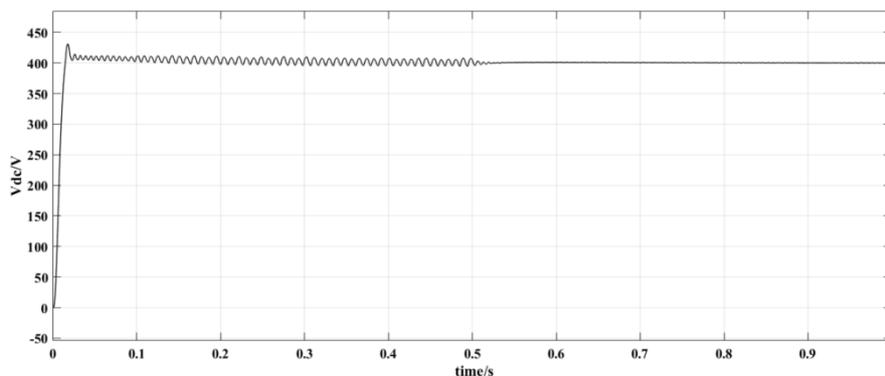


图 4-23 功率因数为 0.37 时直流母线电压波形

4.5 本章小结

本章首先对 NPC 型三电平变换器中点电压不平衡问题进行分析。然后设计了基于 SPWM 调制的中点电压平衡控制算法，通过“预估-约束-校验-修正”得到零序分量，注入调制波控制开关状态，从而实现对中点电压的控制。通过仿真验证了此算法对于三电平变换器中点电压平衡控制的有效性。

然后本章研究了基于 SVPWM 调制的中点电压平衡控制策略。首先设计了最近三矢量中点电压平衡控制策略，该方法具有使中点电压平衡和减小纹波的作用，但在调制比较小时效果不佳。本文针对最近三矢量中点电压平衡控制策略的不足进行改进，提出了基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略。该方法分每个小区计算冗余小矢量占空比调节系数，并且通过预测下一开关周期的中点电流来平衡直流母线电容电压差，从而使中点电压达到平衡。通过在双闭环整流、开环逆变、不同功率因数等工作情况下的仿真验证，得出基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略在不同调制比和不同功率因数下都具有电压平衡和减小纹波的效果，且平衡和抑制纹波效果更佳。

第 5 章 三电平变换器系统设计及实验研究

5.1 引言

通过前面对三电平工作原理的分析和建立的数学模型，本文对三电平变换器的控制策略进行了深入的分析与研究，设计了 NPC 型三电平变换器实验平台。本章主要介绍主电路参数设计及控制系统设计。主电路参数设计主要包括交流侧电感 L 和直流母线电容 C 的参数设计，控制电路设计主要包括系统硬件及软件设计。实验平台控制核心部分选用 TMS320F28377D 芯片，最终给出实验结果，并对实验波形和数据进行分析。

5.2 三电平变换器主电路设计

三电平变换器主电路设计主要包括交流侧电感 L 参数设计、直流母线 C 参数设计以及辅助电路的设计。以整流为例，本文设计的主电路结构如图 3-1 所示。

交流侧电感的设计在整个系统设计过程中非常重要。电感的取值既影响变换器的静态与动态性能，也影响交流侧电流谐波含量、变换器的功率传输以及直流电压的稳定性。交流侧电感在系统中主要有以下几方面作用：实现变换器母线电压可调的能力；具有滤波作用，可以减少网侧电流谐波含量，同时实现对无功功率的控制；提高整流器的稳定性等。

实际对电感值的选取过程中，本文主要从以下两方面进行分析：

(1) 根据稳态性能指标进行电感设计

系统工作在稳态情况时，交流侧矢量关系如图 5-2 所示。

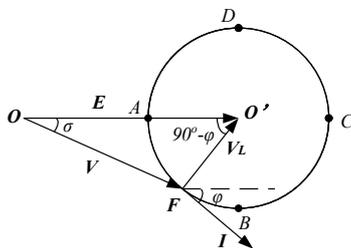


图 5-2 整流器交流侧矢量关系示意图

其中 E 为网侧电势矢量， I 为交流侧相电流矢量， V 为整流器交流侧电压矢量， V_L 为整流器电感电压矢量。

对于 SVPWM 调制方式，电感 L 的上限值为

$$L \leq \frac{E_m \sin \varphi + \sqrt{E_m^2 \sin^2 \varphi + \left(\frac{U_{dc}^*}{\sqrt{3}}\right)^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (5-1)$$

其中 I_m 为交流侧相电流基波幅值， E_m 为网侧相电压幅值。

(2) 根据动态性能指标进行电感设计

电感 L 的下限值为

$$L \geq \frac{T_s}{\Delta i_{a\max}} \left(E_m + \frac{2U_{dc}^*}{3} \right) \quad (5-2)$$

其中 $\Delta i_{a\max}$ 一般为相电流峰值的 10% 至 20%。

综上选取电感 L 的范围为

$$\frac{T_s}{\Delta i_{a\max}} \left(E_m + \frac{2U_{dc}^*}{3} \right) \leq L \leq \frac{E_m \sin \varphi + \sqrt{E_m^2 \sin^2 \varphi + \left(\frac{U_{dc}^*}{\sqrt{3}}\right)^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (5-3)$$

本实验平台选择的每相滤波电感为 $L = 6mH$ 。

直流侧电容值大小将影响系统动态调节时间和直流母线电压的纹波波动。电容值越大，则母线电压调节时间越长，稳态时母线电压纹波越小，突加负载时电压波动越小，反之则相反。

(1) 根据系统动态响应速度指标进行电容设计

直流侧电容 C 的上限值为

$$C \leq t^* / R_L \ln \frac{R_L I_{d\max} - U_{dc0}}{R_L I_{d\max} - U_{dc}^*} \quad (5-4)$$

其中 t^* 为可接受的动态响应时间，各参数根据工程所需确定。

(2) 根据系统抗扰能力指标进行电容设计

负载突减或突加都会对直流母线电压产生很大影响。考虑功率平衡关系和母线电压波动的限制，给出直流侧电容下限值表达式

$$C \geq \frac{2\Delta W_{\max}}{\Delta U_{dc}^2 + 2\Delta U_{dc} U_{dc}^*} \quad (5-5)$$

其中 ΔU_{dc} 为 T_s 时刻和 T_0 时刻直流母线电压差值。

综合以上分析，直流侧电容参数设计范围为

$$\frac{2\Delta W_{\max}}{\Delta U_{dc}^2 + 2\Delta U_{dc} U_{dc}^*} \leq C \leq t^* / R_L \ln \frac{R_L I_{d\max} - U_{dc0}}{R_L I_{d\max} - U_{dc}^*} \quad (5-6)$$

本实验平台选择直流母线电容为 $C = 560\mu F$ 。

5.3 系统控制部分设计

5.3.1 控制系统硬件电路设计

以 DSP 为控制核心的控制系统框图如图 5-3 所示。控制系统硬件部分主要包括 DSP 核心控制板、检测电路和外围接口。核心板主要由 DSP 和外围电路（外部晶振、复位电路、电源电路、JTAG 接口等）组成。

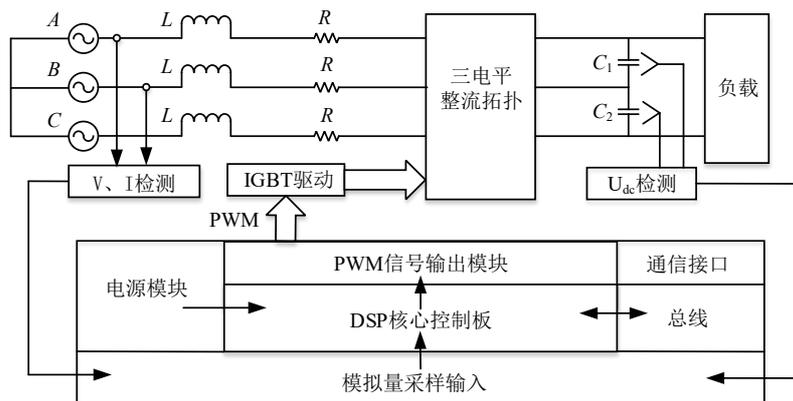


图 5-3 以 DSP 为控制核心的控制系统框图

图 5-4 给出了实验平台实物图片。本实验平台以 DSP 为核心控制板，并预留 FPGA 接口，通过 Arptools 上位机对平台参数进行调节。实验平台具有录播功能，可以人为设定需要录播的参数，录波器在每个开关周期内录 1 个数，前后共录 8000 个数。当系统发生故障时，录波器能够在故障点前后各录波 4000 个数，帮助实验人员判断故障发生点并分析故障原因。

上面是一排开关，左边三个开关分别控制交流侧三相电路，中间的两个和右侧两个控制直流母线电路。开关向上时，变换器内部接通，开关向下时系统与外面设备相连，这样可以保证并网时若发生故障，系统可以迅速与电网断开。在计算机上编写 DSP 程序，通过仿真器烧写到 DSP 芯片中，下载到 FLASH 中，断电后重新启动系统会自动执行程序，不需再次烧写。信号经过 PWM 驱动板处理后，通过 VGA 接头连接到功率板，驱动 IGBT 使系统工作。右侧上部是电源板，下部是采样板，上有 8 路采样通道，分别对交流侧三相电流、三相电压和直流侧电压进行采样。

上面是 5 个电压霍尔传感器，分别检测 2 路直流电压和 3 路交流电压，耐压范围为 -500V 到 +500V。夹板内有 3 个电流霍尔传感器，分别检测 3 路交流电流，额定值为 100A，电压霍尔传感器和电流霍尔传感器都是 Lam Research 产品。

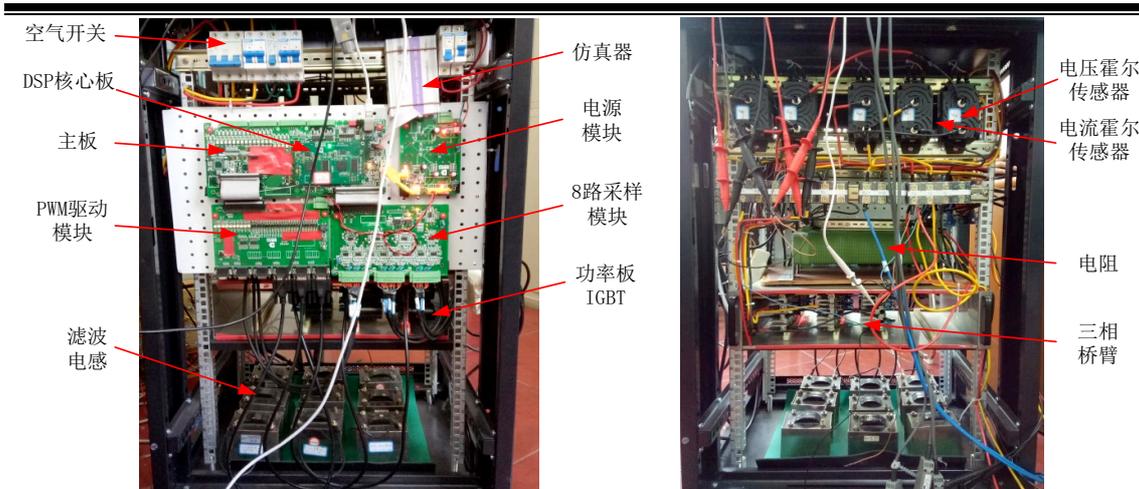


图 5-4 三电平变换器实验平台

5.3.2 控制系统软件设计

控制系统中软件设计是十分重要的一部分。采用模块化设计的思想，本文分别设计了初始化模块、模拟量检测模块、滤波模块、PID 参数优化模块、过流保护模块、SVPWM 矢量作用时间计算模块等，在主程序和中断程序中直接调用相关模块即可。接下来就本系统的软件设计给出详细说明。

(1) 主程序设计

图 5-5 为主程序流程图，主要包括系统及各模块初始化和等待中断三个模块。

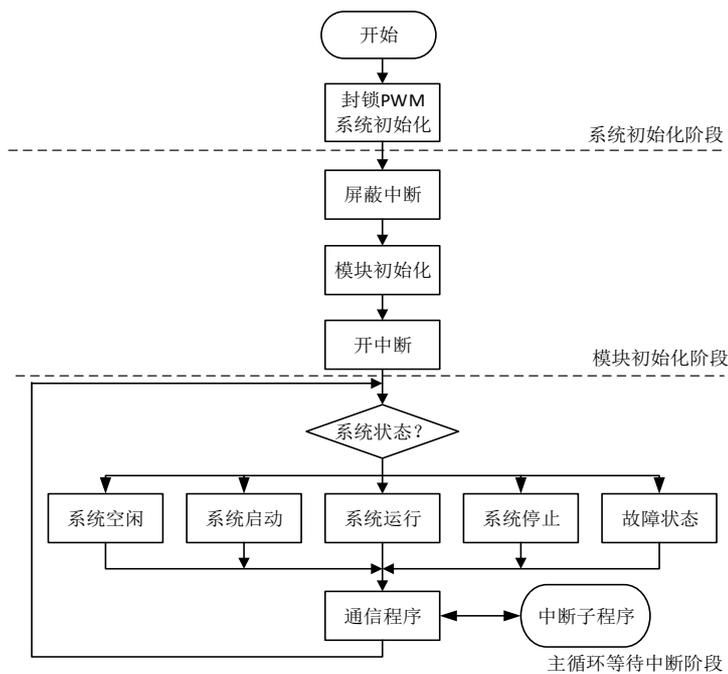


图 5-5 主程序流程图

(1) 系统初始化阶段：封锁 PWM 信号输出，定义 DSP 的 GPIO 管脚，初始化 I/O、ADC、PWM 输出口等端口。

(2) 各模块初始化阶段：初始化相关寄存器、CPU 中断向量表，初始化计算模块、坐标变换等模块参数，开中断进入主循环。

(3) 主循环等待中断阶段：包括整流器的各种运行状态，主循环采用 switch:case 语句。中断程序是控制程序的核心部分，主要包括 PWM 和 CPU Timer0 两个中断子程序。

(2) 中断程序设计

图 5-6 为中断子程序流程图，主要包括 PWM 和 CPU Timer0 两个中断。CPU Timer0 中断主要包括模拟量采样、数字滤波、坐标变换、PLL 等功能。PWM 中断子程序的作用是控制策略及方法的实现。此外设立故障中断为最高中断优先级，一旦发生故障将封锁 PWM 信号输出，并进入停机状态。

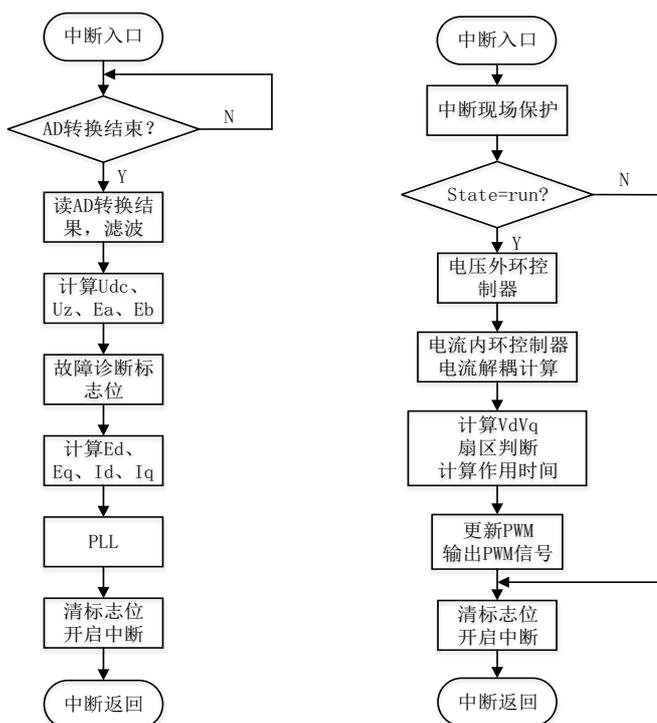


图 5-6 中断服务程序流程图

5.4 实验结果分析

本次实验首先让系统工作在开环逆变情况下，直流母线电压给定为 400V，使用空间矢量脉宽调制方式，研究在不同调制比下三电平变换器输出的线电压滤波前后波形。

当调制比 $m=0.3$ 时，三电平变换器输出的三相线电压与滤波后波形如图 5-7

所示。经实验录波得到的锁相环输出、大区域与小区域判断、调制比波形如图 5-8 所示。

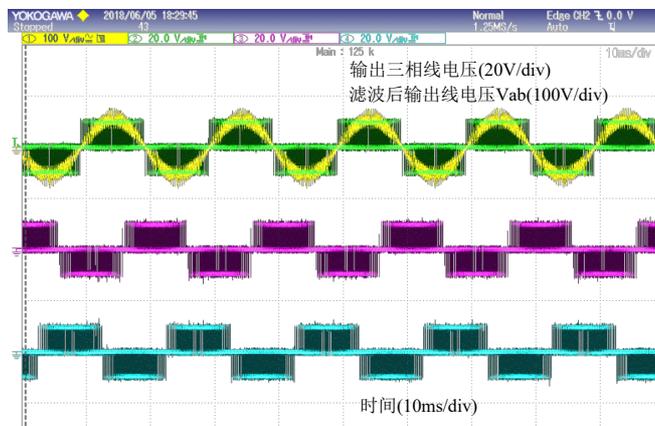


图 5-7 $m=0.3$ 时三电平三相线电压输出波形

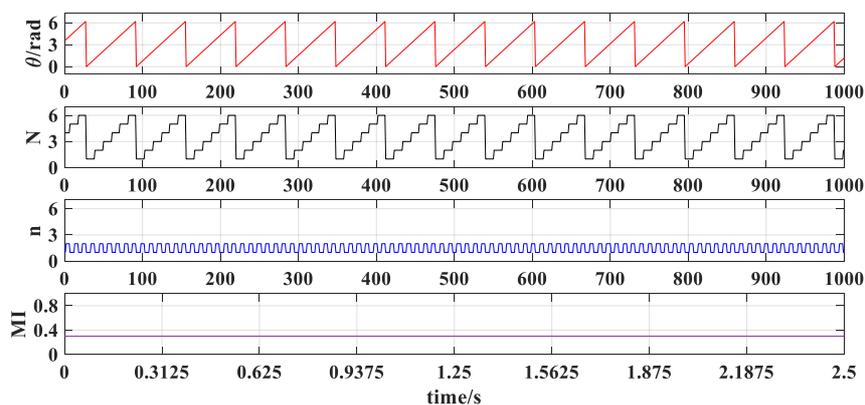


图 5-8 $m=0.3$ 时锁相环输出、区域判断和调制比录波波形

当调制比 $m=0.6$ 时，三电平变换器输出的三相线电压与滤波后波形如图 5-9 所示。经实验录波得到的锁相环输出、大区域与小区域判断、调制比波形如图 5-10 所示。

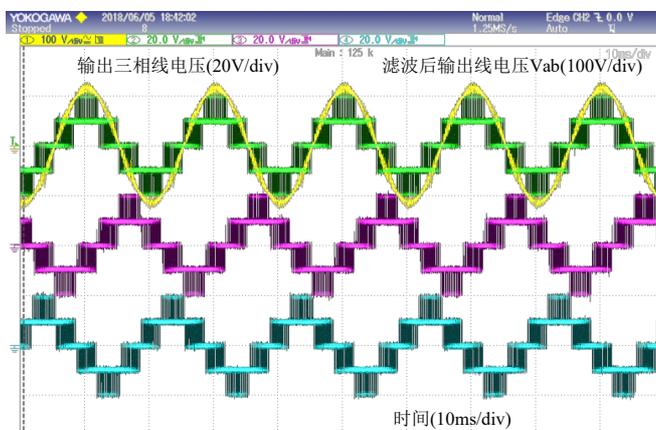


图 5-9 调制比 $m=0.6$ 时三电平三相线电压输出波形

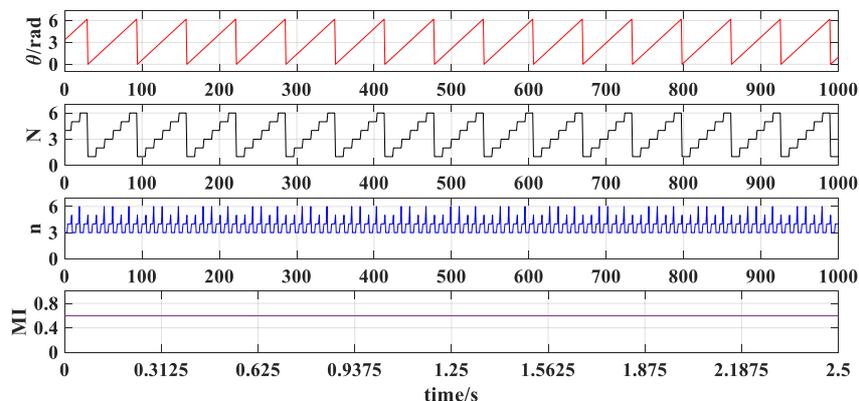


图 5-10 $m=0.6$ 时锁相环输出、区域判断和调制比录波波形

当调制比 $m=0.9$ 时，三电平输出的三相线电压与滤波后波形如图 5-11 所示。录波的锁相环输出、区域判断、调制比波形如图 5-12 所示。

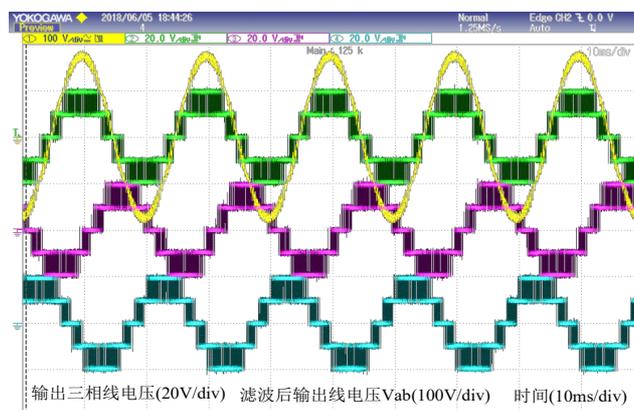


图 5-11 调制比 $m=0.9$ 时三电平三相线电压输出波形

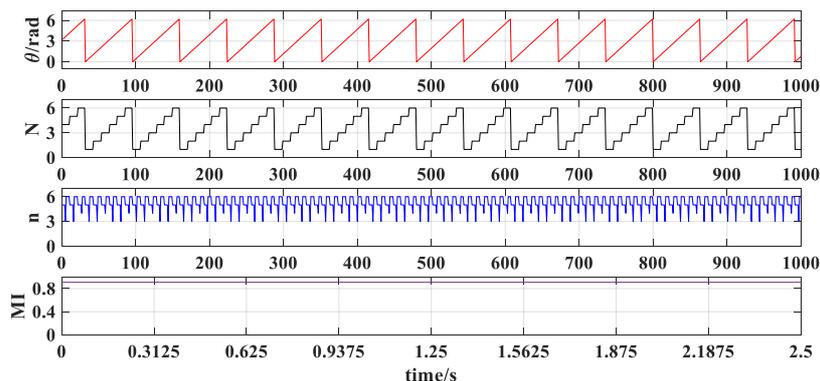


图 5-12 $m=0.9$ 时锁相环输出、区域判断和调制比录波波形

由图 5-7 到图 5-12 可以看出，随着调制比的增大，输出阶梯波上下两部分逐渐变宽，由滤波后的 a 相电压可见输出电压幅值也逐步提高。通过录波波形图可以看出，随着调制比的增大，参考电压矢量所在的小区由 1、2 区逐渐变为 3、4、5、6 区，录波的调制比波形反过来验证了输入三相参考电压幅值的正确性。

当加入电流闭环时，控制器参数 $K_p=1.2$ ， $K_i=0.3$ ，给 I_{d_ref} 一个从 0.6A 到 2.4A 的阶跃，输出线电压与电流波形如图 5-13 所示。录波区域判断、调制比与 I_d 、 I_q 波形如图 5-14 所示。

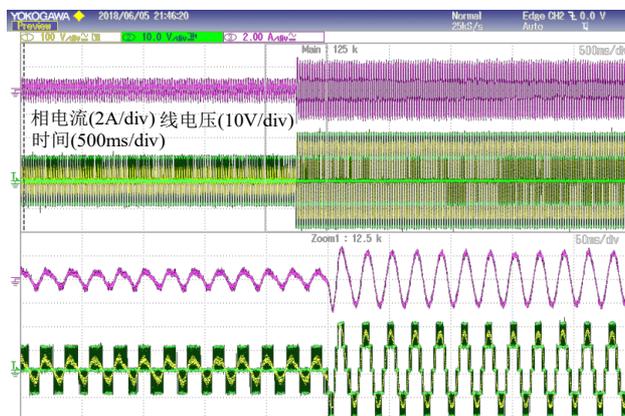
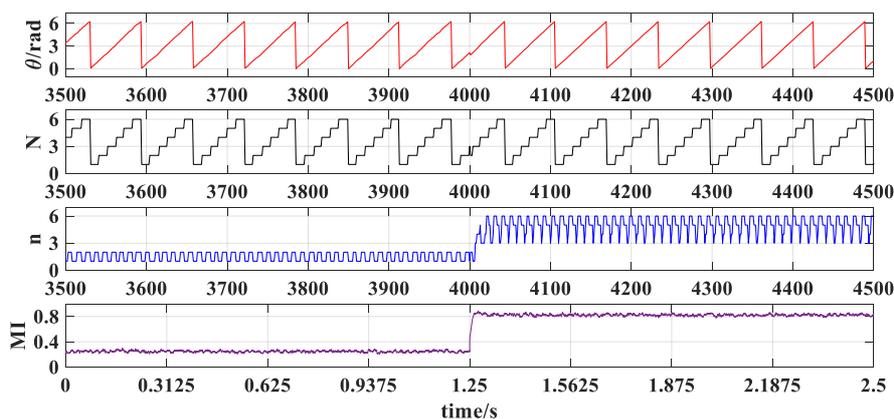
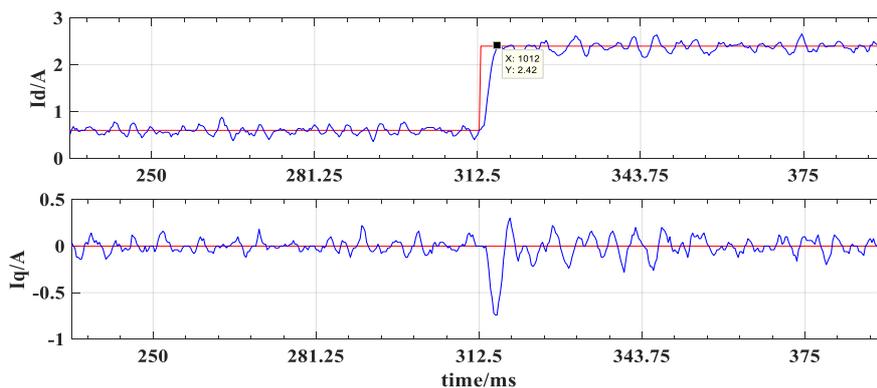


图 5-14 电流环阶跃实验波形



(a)锁相环输出、大区小区判断和调制比



(b)电流 I_d 和 I_q 阶跃

图 5-15 电流环阶跃实验录波波形

由图 5-14 可以看出，给 I_{d_ref} 一个从 0.6A 到 2.4A 的阶跃后，输出电压电流增大，阶梯波上下两部分变宽。由图 5-15 可见，给定阶跃后 V_{ref} 的 α 与 β 分量增大，由内圆跳变到外圆。调制比由 0.21 增大到 0.82， V_{ref} 所在小区由 1、2 变到 3、4、

5、6。电流阶跃动态调节过程约为 4ms，证实了电流环设计的正确性。

下面研究中点电压平衡控制算法。给定两电容电压初始值分别为 6V 和 31V，分别在不同调制比下对不加和加入中点电压平衡控制算法的情况进行实验。

当调制比为 0.3 时，电容电压波形如图 5-16 所示。可见不加电压平衡算法时电容电压平衡需要 10s，加入基于中点电流预测的电压平衡算法后 6s 达到平衡。平衡前后的线电压和相电流如图 5-17 所示，可见平衡后电压电流波形明显改善。

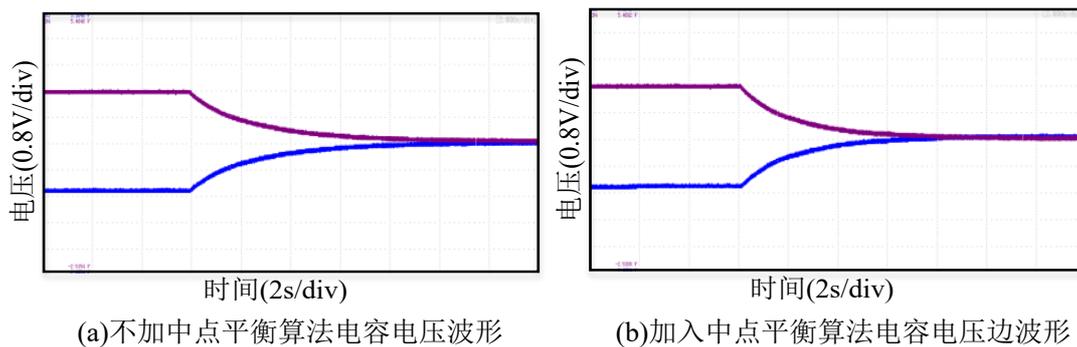


图 5-16 直流侧两电容电压波形

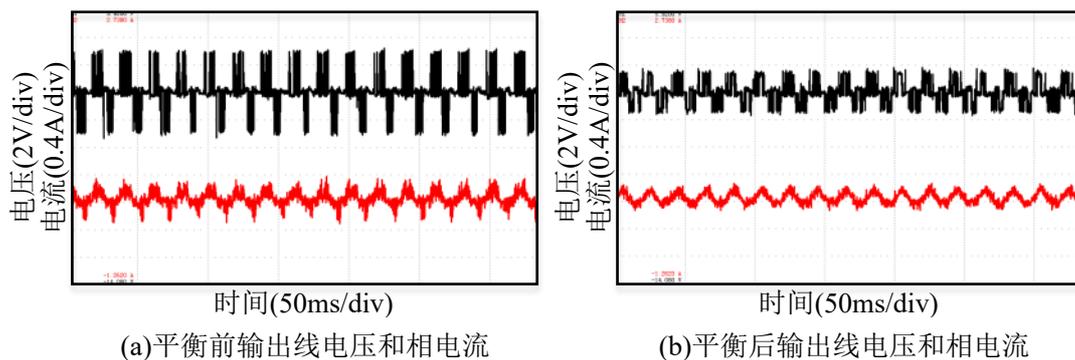


图 5-17 输出线电压和相电流波形

当调制比为 0.6 时，输出线电压、直流侧中点电流和两电容电压波形如图 5-18 所示。可见不加平衡算法时平衡需 6s，加入电压平衡算法后 3s 达到平衡。平衡前和平衡后的线电压和相电流如图 5-19 所示，可见平衡后电压电流波形明显改善。

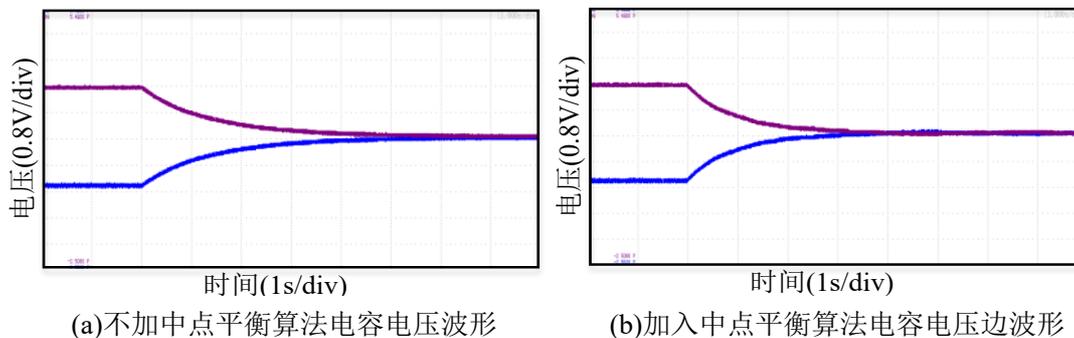


图 5-18 直流侧两电容电压波形

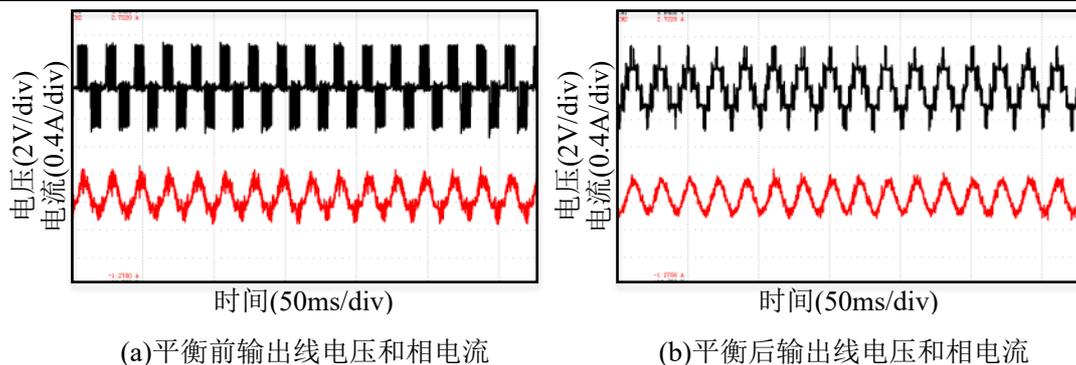


图 5-19 输出线电压和相电流波形

当调制比为 0.9 时，三电平输出线电压、直流侧中点电流和两电容电压波形如图 5-20 所示。可见不加中点电压平衡算法时电容电压平衡需要 5s，加入基于中点电流预测的中点电压平衡算法后 4s 达到平衡。平衡前和平衡后的线电压和相电流如图 5-21 所示，可见平衡后电压电流波形明显改善。

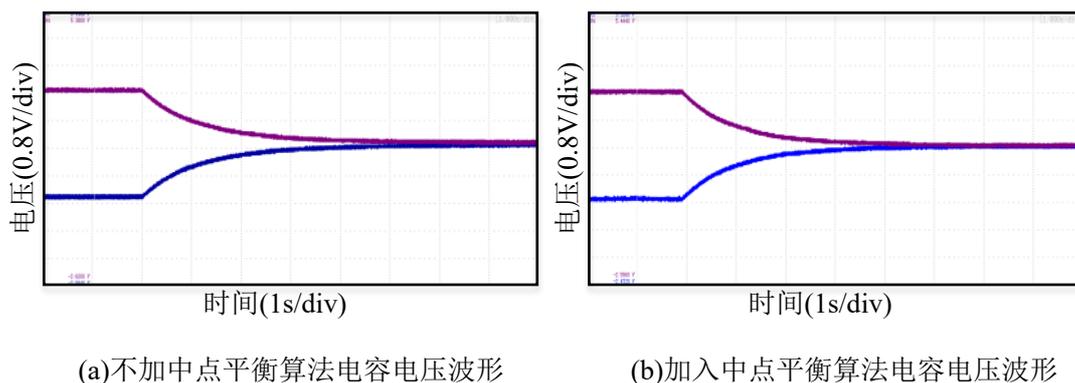


图 5-20 直流侧两电容电压波形

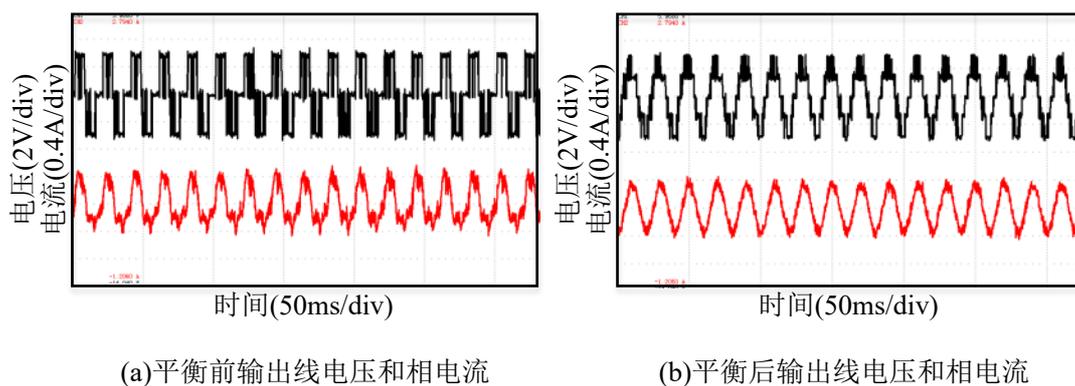


图 5-21 输出线电压和相电流波形

通过图 5-16 至图 5-21 可以看出，加入基于中点电流预测的中点电压平衡控制算法后，两直流母线电容电压能够快速达到平衡，中点电流纹波明显减小，说明算法起到了预期效果。

5.5 本章小结

本章详细介绍了 NPC 型三电平变换器系统实验平台的软硬件设计，在此基础上对三电平 SVPWM 调制算法、电流闭环控制器以及中点电压平衡控制算法进行了实验验证。实验结果表明 SVPWM 调制算法及闭环控制器设计正确，本文设计的基于中点电流预测的中点电压平衡控制算法能够有效平衡三电平变换器直流母线中点电位，且能取得很好的纹波抑制效果。

结 论

本文以二极管钳位型（NPC）三电平变换器为研究对象，从理论分析、仿真研究及实验验证等方面对三电平变换器进行了深入的研究，搭建了三电平变换器 SPWM 和 SVPWM 调制模型，设计了电压电流双闭环控制器，提出了三种中点电压平衡控制策略，并根据仿真和实验结果的分析对三电平变换器存在的一些问题进行了深入的研究和探讨。本文主要研究成果包括以下几方面：

（1）详细分析了 NPC 型三电平变换器的拓扑结构和工作原理，深入研究了三电平 SPWM 和 SVPWM 调制技术原理，给出了 SVPWM 模型详细的搭建步骤，并分别对两种调制方法进行仿真分析。

（2）分别建立了三电平变换器在三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型，研究了三电平电网电压定向的矢量控制策略，成功设计电压外环和电流内环控制器，实现三电平系统双闭环控制。

（3）研究了基于 SPWM 调制的三电平中点电压平衡控制策略，从中线电流入手引出所需注入零序分量的计算方法，并提出“预估-约束-校验-修正”的实时控制算法，实现了直流侧中点电压的平衡。

（4）研究了三电平最近三矢量法中点电压平衡控制策略，实现了均压和抑制纹波的效果，并针对该方法在小调制比下效果不佳的缺陷进行改进，提出了基于中点电流预测的中点电压平衡控制策略。仿真和实现表明改进后的方法在不同调制比和不同功率因数下都具有电压平衡和减小纹波的作用，且效果更佳。

（5）设计并搭建了三电平变换器系统实验平台，通过实验验证了 SVPWM 模型搭建正确，闭环控制器设计合理，中点平衡控制算法实现了三电平变换器直流侧的中点均压和纹波抑制功效。

虽然本文在三电平变换器的中点平衡控制上取得了一些阶段性成果，但还有很多工作需要进一步开展，进一步的工作包括：

- （1）三电平变换器系统电压回路、电流回路与均压回路的相互影响。
- （2）弱电网条件对实验产生的影响需要进一步考虑。
- （3）在三相电网电压不平衡的情况下，此系统的分析与控制。

参考文献

- [1] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [2] Meynard TA, Foch H. Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-source Inverters[C], Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, Toledo, 1992,1:397-403.
- [3] Malinowski M, Gopakumar K, Rodriguez J, et al. A Survey on Cascaded Multilevel Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197-2206.
- [4] Fazel S, Bernet S, Krug D, et al. Design and Comparison of 4-kV Neutral-point-clamped, Flying-capacitor, and Series-connected H-bridge Multilevel Converters[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2007, 43(4): 1032-1040.
- [5] S.Kouro,P. Lezana, M. Angulo,et al. Multicarrier PWM with DC-Link Ripple Feed-forward Compensation for Multilevel Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics.2008, 23(1):52-59.
- [6] 冯纪归, 胡存刚, 李国丽等.三电平 NPC 逆变器载波层叠 PWM 控制方法的研究[J]. 电力电子技术, 2008,42 (11): 1-5.
- [7] 王鸿雁, 陈阿莲, 邓焰, 等.基于控制自由度组合的多电平变换器载波 PWM 控制方法[J].中国电机工程学报, 2004,24(1); 131-135.
- [8] Bo Fan, Wei-gang Zhao, Wei Yang, et al. A Simplified SVPWM Algorithm Research Based on the Neutral-Point Voltage Balance for NPC Three-Level Inverter[C].2012 IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2012: 150-154.
- [9] Ning-Yi Dai, Man-Chung Wong, Ying-Duo Han. Application of a Three-Level NPC Inverter as a Three-Phase Four-Wire Power Quality Compensator by Generalized 3DSVM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006,1(2): 440-449.
- [10] M.M.Renge, H.M.Suryawanshi.Three-Dimensional Space-Vector Modulation to Reduce Common-Mode Voltage for Multilevel Inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(7): 2324-2331.
- [11] 吴瑕杰,王顺亮,宋文胜,方辉,冯晓云.基于 FPGA 的三电平空间矢量脉宽调制算

- 法半实物实验方案[J].电力系统自动化,2014,38(03):78-82+88.
- [12] 陈娟,何英杰,王新宇,刘进军.三电平空间矢量与载波调制策略统一理论的研究[J].中国电机工程学报,2013,33(09):71-78.
- [13] 姜卫东,王群京,陈权,史晓锋.一种完全基于两电平空间矢量调制的三电平空间矢量调制算法[J].电工技术学报,2009,24(01):108-114.
- [14] 李宁,王跃,雷万钧等. NPC 三电平变换器中点电压控制方法综述[J].电力电子技术,2011,45(10):78-80.
- [15] 宋强,刘文华,严干贵,等.基于零序电压注入的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制方法[J].中国电机工程学报,2004,24(5):58-62.
- [16] 许春雨,刘梅.三电平变换器中点电位平衡控制的研究[J].电气传动,2013 43(2):40-43.
- [17] 刘纪畅,袁庆庆,戴鹏等.基于虚拟空间矢量的中点电压平衡控制[J].电力电子技术.2013,47(5).15-17.
- [18] 张政华,裴云庆,陈锋等.基于 SVPWM 的三电平变换器中点电压控制方法[J].电力电子技术.2012,47(12):39-41.
- [19] O.Alonso, L.Marrovo, P.Sanchis, et al. Analysis of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverters with SVPWM Modulation[C]. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society,2002: 920-925.
- [20] 陈鑫兵,何礼高.基于模糊控制的三电平变换器中点电位平衡策略[J].电工技术学报,2007,22(10):103-108.
- [21] 姜卫东,王群京,史晓锋,等.中点钳位型三电平变换器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J].中国电机工程学报,2009,29(3):49-55.
- [22] 宋文祥,陈国呈.基于矢量分区的三电平中点波动机理分析的研究[J].电工电能新技术,2007,26(4):17-20.
- [23] 张崇巍,张兴.PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2002:1-74.

哈尔滨工业大学本科毕业设计（论文）原创性声明

本人郑重声明：在哈尔滨工业大学攻读学士学位期间，所提交的毕业设计（论文）《NPC 三电平变换器调制及中点电压平衡控制研究》，是本人在导师指导下独立进行研究工作所取得的成果。对本文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明，其它未注明部分不包含他人已发表或撰写过的研究成果，不存在购买、由他人代写、剽窃和伪造数据等作假行为。

本人愿为此声明承担法律责任。

作者签名：

日期： 年 月

致 谢

本次毕业设计是在张学广老师的悉心指导下完成的。在整个毕业设计的过程中，从任务书编写、题目修订、课题进展、模型建立、实验过程以及最后的论文撰写完成，每一环节都凝聚着老师的心血，研究工作中的每一点成绩、学业上的每一点进步都离不开老师的耐心指导。张老师敏捷的思维，严谨的治学态度，学识渊博而又手不释卷的钻研精神以及理论结合实际、学以致用学风，给我留下了深刻的印象，对我今后的学习与工作都将产生深远的影响，使我受益终生。在此，谨向张老师致以由衷的谢意！

同时，在整个毕业设计过程中，也要感谢李伟伟师兄，感谢师兄每次的进度检查，每次的毕设答疑，实验平台的搭建以及最后论文的修改，师兄负责的态度同样也深刻影响着我，让我在本次毕设中更加努力，态度更加端正，在此也李伟伟师兄致以真诚地谢意！

实验室付志超、方冉、陈文佳、邱望明学长和夏丹妮学姐给予了我许多实际的帮助和启发，指导我进行了 Simulink 仿真模型搭建的学习，伏思达同学帮助搭建实验平台并提出了宝贵意见，他们知识广博，与人为善，是我学习中的良师益友，在此由衷地向他们表示感谢！

感谢母校哈尔滨工业大学四年的培养，让我深刻理解了规格严格、功夫到家的校训精神，感谢各位老师四年的谆谆教诲，感谢电气学院兄弟姐妹们的一路支持，感谢四年大学生活里给予过我帮助的所有人，谢谢你们！

最后感谢始终支持我的父母和家人，他们的支持是我最大的动力，让我不惧风雨，勇敢前行。