

南京理工大学泰州科技学院

毕业设计说明书(论文)

作 者： 谭耀文 学 号： 1901050207

学院(系)： 电子电气工程学院

专 业： 电气工程及其自动化

题 目： T 型三电平变流器矢量调制与
电压平衡方法研究

指导者： 赵志宏 讲师

评阅者： 张慧丽 讲师

2023 年 5 月

毕业设计说明书（论文）中文摘要

人们越来越重视可再生能源的开发，这是因为不可再生能源消耗得越来越多。储能作为全球能源结构中不可或缺的一环，已经得到了许多国家的大力支持。近年来，随着技术的不断进步和发展，未来的储能变流系统将会朝着高功率、轻质、高效仍然是主要的发展方向。T型三电平拓扑结构是众多转换器拓扑结构中的一种，在这些方面具有显著的优势，成为了近年来研究的热点。我们的研究重点是T型储能变流器，作为储能系统前级主拓扑。在本文中，主要探讨的重点在于设计控制算法、控制策略和软件实现。首先是T型三电平转换技术的引进。提供了一个强调三电平SVPWM算法的彻底推导的数学模型，从理论上选择了电流控制器，然后使用MATLAB和MATHCAD进行了仿真和确认。最终，通过使用MATLAB仿真软件，作者成功地搭建了一个完整的T型三电平变流器系统，并以此为基础撰写了本篇论文。根据MATLAB仿真实验所示，电压和电流控制器展现出卓越的动态性能和稳定性。SVPWM具有出色的控制效果。使用T型三电平变流器实现交流电压到直流电压的转换时，可以通过采用电压控制器或电流控制器来进行SVPWM控制。

关键词 T型三电平变流器 电压控制器 电流控制器 SVPWM

Abstract

As the primary topology of energy storage system, 20KWT type energy storage converter is studied in this paper. The main circuit parameter design, control mode and software realization are the emphases of this paper. Firstly, the development of T-type three-level converter technology is introduced, and then its working principle is elaborated in detail. The system voltage and current controller are selected theoretically and the mathematical model is given. The three-level SVPWM algorithm is deduced in detail, and the simulation and verification are carried out by MATHCAD and MATLAB. Finally, the whole system of T-type three-level converter is built based on MATLAB simulation software. The simulation experiments on MATLAB show that the voltage and current controller has good dynamic performance and stability. SVPWM has a good control effect.

Keywords T-type three-level converter Voltage controller Current-controller SVPWM

目 录

第一章.绪论..... 1

1.1 发展背景及趋势..... 1

1.2 国内外研究现状..... 2

第二章. 三电平变流器介绍..... 错误!未定义书签。

2.1 H 桥级联型拓扑..... 错误!未定义书签。

2.2 电容钳位型三电平拓扑..... 6

2.3 中点钳位型三电平拓扑..... 7

第三章. 三相 T 型变流器拓扑与原理 10

3.1 单相 T 型三电平变流器工作原理 10

3.2 Clark 变换和 Park 变换 12

第四章.三相 T 型三电平逆变器 SVPWM 推导与验证..... 22

4.1 T 型三电平变流器的空间电压矢量 22

4.2 扇区判断..... 25

4.3 计算电压各区间矢量作用时间..... 31

4.4 产生过调制条件以及解决方法..... 36

4.5 确定逆变桥式电路开关切换训序..... 39

4.6 仿真与测试..... 47

第五章.T 型三电平变流器中点不平衡分析..... 51

5.1 建立数学模型..... 51

5.2 不同矢量对中点电压影响..... 52

5.3 中点电位不平衡的解决办法..... 56

5.4 基于零序注入的中点电压控制方法..... 56

5.5 仿真验证..... 57

结束语 60

致谢 61

参考文献..... 62

1 绪论

一方面，中国的“双碳”目标将花费较少的时间来完成，但会有更多的工作涉及。美国和日本分别在 2007 年和 2008 年达到其碳排放峰值，而英国、法国和德国则在 20 世纪 90 年代达到。在这些国家，从峰值到中和的过渡将需要 50 到 70 年。我国承诺，在 2030 年前实现碳达峰，到 2060 年前实现碳中和，这意味着从碳达峰到碳中和的时间仅有约 30 年。我国处于工业化、现代化关键时期，能源是经济社会发展的基础，因此需要将经济发展和低碳目标兼顾，而这是非常重要的^[1~4]。我国的能源结构偏低是由于天然资源的禀赋造成的，而能源利用效率偏低则是因为能源科技创新不充分，两者的共同作用已经对绿色低碳发展产生了严重的影响。我们需要在保障足够能源的同时，实现“双碳”目标，这无疑增加了能源转型的难度，因为我们面临着社会发展不充分的问题。

随着可再生能源大规模并网，以及交互式设备如电动汽车，分布式电源等的接入，电力系统呈现出“双高”特点，即高比例可再生能源和高比例电力电子化。由此，电力系统在多个方面将迎来显著变化，包括供需平衡、系统调节、稳定特性、配网运行、控制保护和建设成本等，也将面临一系列新的挑战^[5]。储能将在以新能源为主体的新型电力系统的负荷平衡中，发挥至关重要的作用。储能将持续高速增长，根据《储能产业研究白皮书 2021》预测，2025 年我国储能市场规模可能达到 3550 万千瓦，也有可能达到 5590 万千瓦，保守场景下增长率将达到年均 72% 以上，这一趋势将在 2022 年至 2025 年期间持续^[6]。在政府鼓励和市场需求的双重加持下，预计到 2025 年，能源储存将形成千亿级市场。

1.1 发展背景与趋势

一个国家经济繁荣的基础要素之一是能源。国民经济的增长造成了能源差距的扩大，这强调了能源安全和国民经济的重要性。中国是世界上极少数同时也是最大的煤炭消费国之一，中国的能源系统以煤炭为主。然而，煤炭的使用继续造成环境污染问题。鉴于我国能源生产和消费的现实，我们必须采取重大措施，确保可持续发展，包括创造新的和节能的技术和商品。大力发展新能源和可再生能源，对中国未来的能源发展战略至关重要^[4]。太阳能光伏能源的生产被认为是一

个新能源和可再生能源界的主要参与者之一。中国最近制定了一些政策和工作，积极推动该行业的蓬勃发展，以鼓励太阳能光伏产业的增长。

2022 年，由于“双碳”目标的推进，全球能源结构正在经历一次重要的转型阶段。同时，俄罗斯和乌克兰的冲突持续升级，化石能源价格飙升，这也进一步加大了世界各国对可再生能源的关注。在这样的情况下，光伏市场迎来了一个蓬勃发展的时期。随着中国新能源推广力度的加大，新能源发电的市场机制也在初步建立。数据显示，截至 2022 年 9 月，中国的太阳能总装机容量为 358.07 吉瓦，其中 52.6 吉瓦为新增容量。据报道，光伏电站的建设也开始了一个繁荣周期。根据国家能源局的统计数据，在没有补贴的情况下，前三季度的新装机容量达到 3533 万千瓦，这使得今年的分布式光伏数据表现非常抢眼，同比增长高达 115.3%，并且在新增装机中占比高达 67%，成为光伏装机主要的增量来源^[5~7]。

1.2 国内外研究现状

随着中国新能源推广力度的加大，新能源发电的市场机制也在初步建立。数据显示，截至 2022 年 9 月，中国的太阳能总装机容量为 358.07 吉瓦，其中 52.6 吉瓦为新增容量。据报道，光伏电站的建设也开始了一个繁荣周期。根据国家能源局的统计数据，在没有补贴的情况下，前三季度的新装机容量达到 3533 万千瓦，这使得今年的分布式光伏数据表现非常抢眼。使低电压和低功率器件能够在高电压和高功率的环境中使用。这种方法的结构简单明了，但它的主要缺点是要增加动态和静态的电压均衡电路和电流分担电路，以保证功率器件之间稳定和恒定的电压和电流。只要功率器件采用了串联和并联技术，对驱动电路的需求就会增加。输出波的质量还没有真正得到提高。因此，应用的范围逐渐变小。高-低-高，这种升压技术被称为降压电路或变频升压，其中间连接在输入端使用传统的低压级变频技术。这种方法使用低压变频技术来降低电压，然后使用变压器来提高输出电压^[5]。然而，系统效率低，体积和重量大，而且还存在中间环节电流过大的问题。功率单元并联复用技术。为了产生高电压输出，复用技术的实施理念要求利用多绕组隔离变压器供电的低压 PWM 功率单元的叠加效应，将功率单元的每一相串联起来。使用功率单元的低压变频器具有满足市场需求的技术能力，但其主要优点是成本低；模块化集成完成了这个过程损失效率很高，谐波最小，

而且输入和输出波形都很完整。为了在高电压情况下提供必要的电力，需要众多的动力装置和小工具。整个事情是很沉重的^[8]。它还包含了从实用角度来看极为受限的功能缺陷，包括能量反馈、四象限操作和无法制动。其各种各样的用途。多电平逆变器通过改变直流侧的分压和桥臂上功率开关器件的开关的导通组合来增加其输出。一个电平阶梯波的输出电压被改变，以产生一个更类似于正弦波的输出波形。1964 年，German A. Shnounge 将脉宽调制（PWM）技术从通信领域引入变频器控制领域。通过将这种控制方法用于直流-交流变频器，它加速了交流变频调速系统的发展。该系统的广泛使用是由这一行动促成的。控制变频调速的系统其主要技术是系统性的 PWM 控制，所有进一步的控制算法基本上都源于此。随着时间的推移，一些合理的先进的 PWM 控制方法已经浮出水面。用正弦波作为信号波，将正弦波和三角载波叠加合成而产生的脉宽控制信号被称为正弦波 PWM（SPWM）。这种方法很受欢迎，因为它简单明了，容易理解。虽然它有一个有用的目的，但由于其电压输出低于输入，最大线性输出受到限制。线路电压也有缺点，它的效果较差，只有输入电压的几倍。在电流控制的电压源逆变器中，经常采用快速电流跟踪 PWM 技术^[9~12]。通常情况下，这种方法利用滞后电流控制来参考，以电流为控制目标，实现三相电流的快速转变。其硬件构成这种变频器很简单，它在控制电流方面有一个快速的反应时间。此外，它还保留了电压和电流调节型逆变器的优点，使其能够与 PMSM 伺服系统一起使用，而且在大多数情况下，还可以与异步电动机矢量变换控制系统一起使用。利用磁通跟踪控制 PWM 技术，将变频器和电机作为一个整体来考虑，并采用理想的圆形磁场作为参考。然后在开关模式产生的实际磁通量矢量跟踪参考磁通圈后产生 PWM 波，并根据跟踪结果选择变频器的开关模式。这种技术，也被称为电压空间矢量方法，通过选择空程矢量来减少磁通轨迹。使用 PWM 技术的矩形智能控制。标准的直接转矩 PWM 技术，在电机启动过程中无法区分大转矩和磁通量的关系。对系统有延迟影响的小的和定量的失误。如果我们用模糊逻辑来指导智能机器计算定子磁通联动。逆变器的开关模式是由模糊规则根据空间位置推断出来的，并采用了一系列的偏差，如正面和小的模糊语言。因此，系统的性能会提高。双 PWM 控制的技术^[13]。电压型逆变器目前使用“交替输出”技术，其产生的污染对电力系统有很大影响。使用最新的双 PWM 逆变器，整流和逆变都利用了

PWM 技术，使逆变器实现输入，而不需要额外的电路。系统功率因数接近 1，电流处于正弦波状态，对电网污染的影响最小，可以实现四象限运行。目前国内变频器的生产情况是中高压变频器与低压变频器之间的技术成熟度差距，是造成产品差异的主要原因。主要原因是各生产企业在设计相关功率元件时，没有考虑到电流电压容限问题。每个制造商都根据各种主电路拓扑结构进行了必要的改变，以满足中高压的要求。国际上著名的变频器解决方案，如变频器项目，尽管存在一定的性能差异，但往往可能更有效地解决电流问题。最简单的基本变频器可以防止电气设备的应力开关与多级变频器在谐波频率区域的相位。然而，三段式逆变器由于其初级电路结构相对紧凑，使用最少的电气设备和控制端，因此比多段式逆变器具有最大的优势。通过不断的发展和先进的制造技术，效率和可靠性逐渐提高，方法也相对简单，但性能更可靠，而且完成产品制造更简单。国际知名逆变器产品如下：来自美国 ROBINCON 的完整谐波传感器，传感器美国 ROCKWELL 的德国西门子公司 Power Flex 7000 系列，瑞典 ABB 公司、日本三菱公司和意大利富士胶片公司的 ACSL000 系列的变频器被称为 SIMOVERT MV 中压传感器。生产 SILCOVERT-TH 变频器、Ansaldo 变频器等^[14]。由于国内启动延迟对性能和技术的影响，国内的大功率高压变频器不如其他国家生产的。未来是个未知数。市场规模和技术发展水平绝不是其他国家的项目可以比拟的。中国的多电平逆变器采用传统的单元串联“罗宾康”拓扑结构。这种结构的最大特点是易于控制，其模块化设计使维护也很简单。在多电平反中，一般三级变频器是最常见的变压器类型。最简单的基本变频器可以防止电气设备的应力开关与多级变频器在谐波频率区域的相位。然而，三段式逆变器由于其主电路结构相对紧凑，使用最少的电气设备和控制端，因此比多段式逆变器具有最大的优势。通过不断的改进和先进的生产技术，效率和可靠性稳步上升，方法也相对简单，但性能更可靠，更容易实现产品制造。效率和可靠性逐步提高，为多级变频器的研究和应用奠定了坚实的基础。

2 三电平变流器拓扑介绍

正极 $1/2V_{dc}$ 、零点和负极 $-1/2V_{dc}$ 是变频器三电平交流输出模式中相对于输入直流电压的三个电压等级。在输入的直流侧采用了两个电容来串联划分电压，以支持和平衡直流侧母线电压。在 20 世纪 80 年代，有很多学者提出了多种三电平钳位变流器拓扑结构。本文选择常见的三电平拓扑分析。

- (1) 中点钳位型三电平变流器
- (2) 电容钳位型三电平变流器
- (3) H 桥式级联三电平逆变器

2.1 H 级联型拓扑

H 桥级联型拓扑结构的基本单元模块，是由直流电压源和 H 桥电路组成的，详见图 2.1 的示意图。就功能而言，具有独立直流电源的层叠式多层逆变器可以完成同样的事情。这一原理的基本概念是将不同的直流电源汇集成一个单一的预期电压作为起点。新变频器中的箝位二极管或电压平衡电容可以跳过，这是它与旧变频器的根本区别。独立的直流电源（SDCS）被连接到一个单相全桥逆变器，然后通过开关器件 S1-S4 的各种组合状态产生各种电平的电压。然后，这些电压被串联在一起，形成所需的最终输出电压波形^[14]。

该拓扑的优点在于该电路已经成熟，且正在向模块化方向发展。此外，该电路不含有电容和钳位二极管，元件数量也很少，这就使得控制电路变得极为简化。不需要均压，不存在中点电位不平衡问题；每个逆变器都能够独立地运作，即使出现一组逆变器故障，其他两组仍能正常运转。二级联型三电平逆变器与其他两种拓扑结构相比，其缺点同样明显，即开关晶体管必须承担整个直流侧电压。因此其耐压能力受到限制。H 桥逆变器需要与一个前级升压模块相连，这会导致器件数量大量增加，从而增加成本。

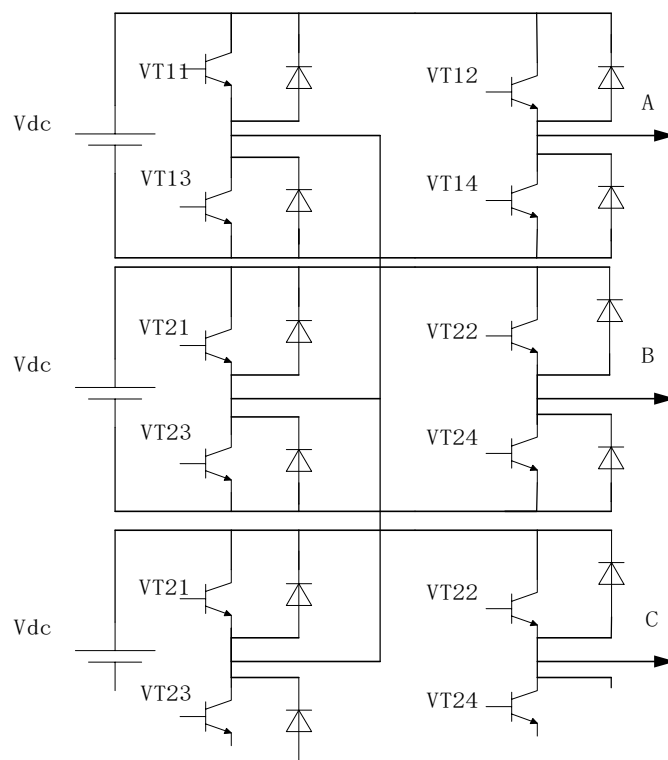


图 2.1 H 桥级联型拓扑

2.2 电容钳位型三电平拓扑

电容钳位式三电平逆变器的工作原理是将飞跨电容上的电压钳位在 $1/2V_{dc}$ ，这样可以有效地控制输出电压，使其达到三级逆变的要求，同时也可以避免电容电压高于半个直流电压的情况。图 2.2 展示了该逆变器的工作情况。当 S1 和 S3 处于正常导通状态时，电容 C1 会通过飞跨过程进行充电；而当 S2 和 S4 处于导通状态时，电容 C1 会通过飞跨过程进行放电。对于其他两组相位均是采用同样的方式，在功率管按照一定的开关逻辑进行驱动输出时需要的电平数中，合成相应的正弦波形。为了确保每个电容器上的电压在 $1/2V_{dc}$ 左右，需要恰当地分配每一个开关管的打开和关闭时间。由于高压大容量变频器的开关损耗和器件的问题，其开关性能关闭频率不能太高，所以在相同的开关频率下，降低开关损耗可以使变频器的效率更高。可控制无功电流随着功率和电压的增加，为了保证飞跨电容的容值，需要采用串并联的方式增加更多的电容。这不仅增加了设计体积和成本，而且由于飞跨电容容易受电压电流冲击，使用温度过高会大量缩减其使用寿命，从而对整个系统带来安全隐患^[15]。

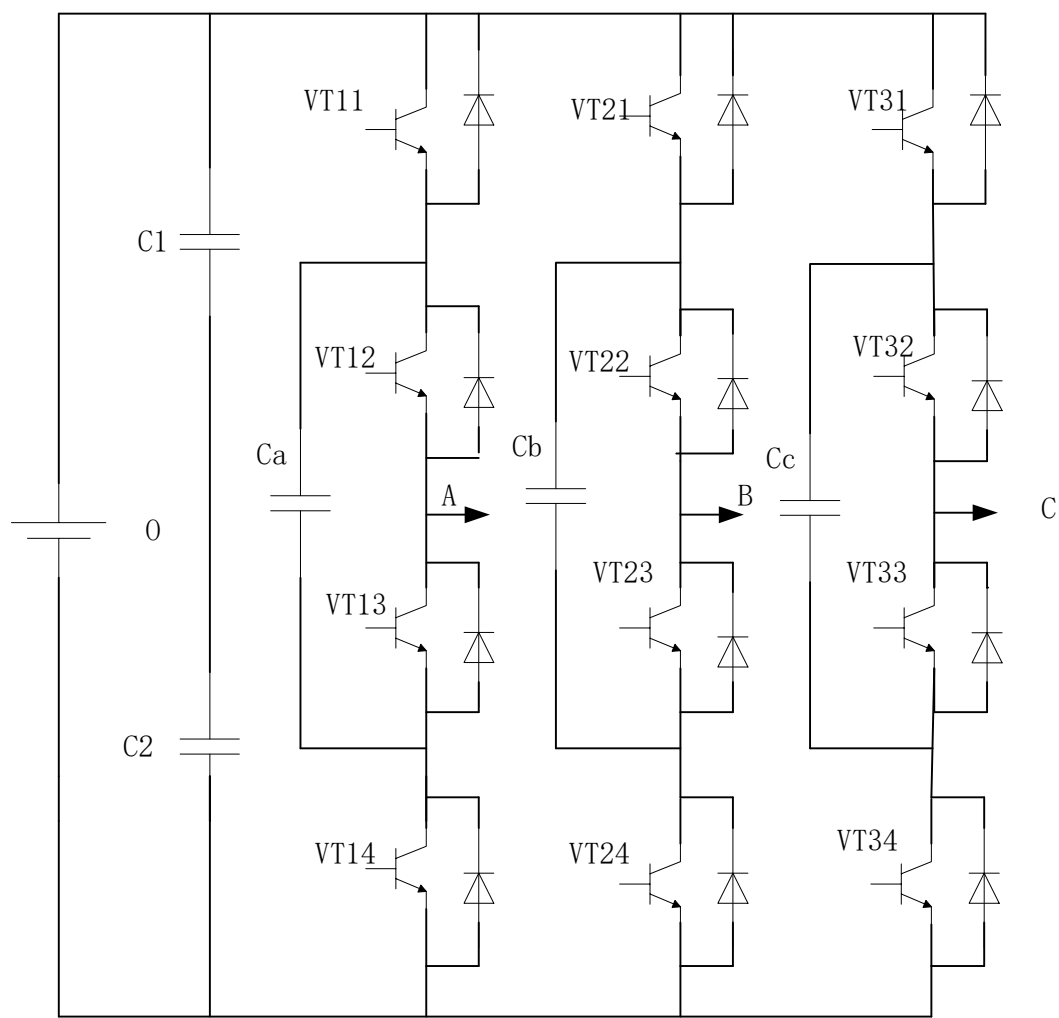


图 2.2 电容钳位型三电平拓扑

2.3 中点钳位型三电平拓扑

在图 2.3 中，展示了 I 型三电平逆变器与 T 型三电平逆变器，它们的直流部分由两个容值相同的电容串联而成，而电容上的电压相对于中点 O 的电平则可分为 $1/2V_{dc}$ 、0、和 $-1/2V_{dc}$ 。

相对于飞跨电容三电平逆变器结构，I 型结构使用的电容数量较少，因此体积较小。通过降低节约成本，同时降低设备的动态性能需求和它所承受的电压压力，这种方法提高了系统的可靠性。三电平输出的电平振幅差随着电压电平的增加而减少。较小的 dv/dt 也减少了电路的干扰，对电机的影响，以及接近开关频率的谐波幅值。三电平逆变器的输出具有更多的正弦波形状，因为它是一个三电平阶梯波。可以通过改变短语结构和利用因果关系来保持句子的长度来陈述。在一个电力转换周期中，直流侧电容存在着充电和放电不平衡的问题，因此需要对

中点电位进行控制。无论是二极管还是开关管，都必须承受反向恢复电压和全功率下的电流。相对于其他类型，T 型电路所需要的器件更少，其中主电路中快恢复二极管数量减少了 6 个。T 型电路具有这样的特性：无论是由外管连接内管，还是由内管连接外管，其转换路线都是一样的。当采用分立模块创建三电平 I 型电路时，必须特别注意解决杂散电感和电压尖峰的问题，因为在 I 型电路中，转换路径可以分为短转换路径和长转换路径。对于驱动 I 型电路，需要设计 4 个独立的电源以供应用。对于共发射极拓扑的 T 型电路来说，只需要三个单独的电源就可以实现。

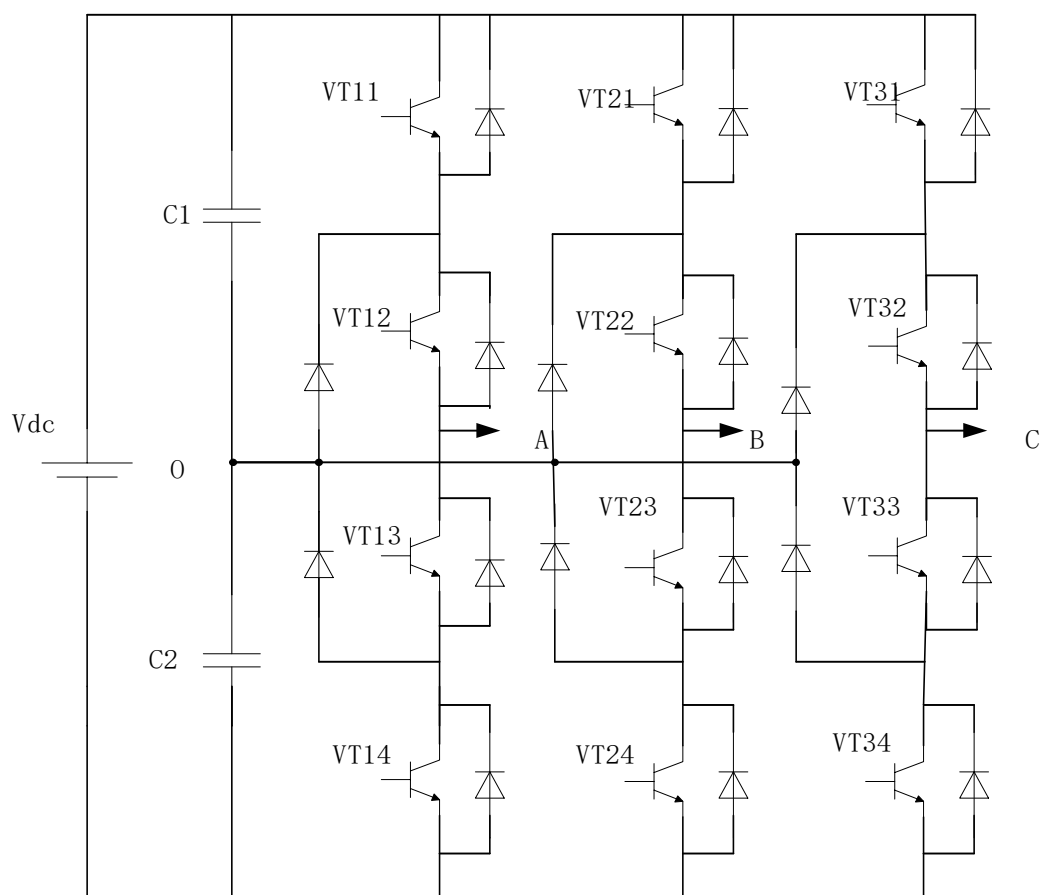


图 2.3 二极管钳位型三电平逆变器拓扑

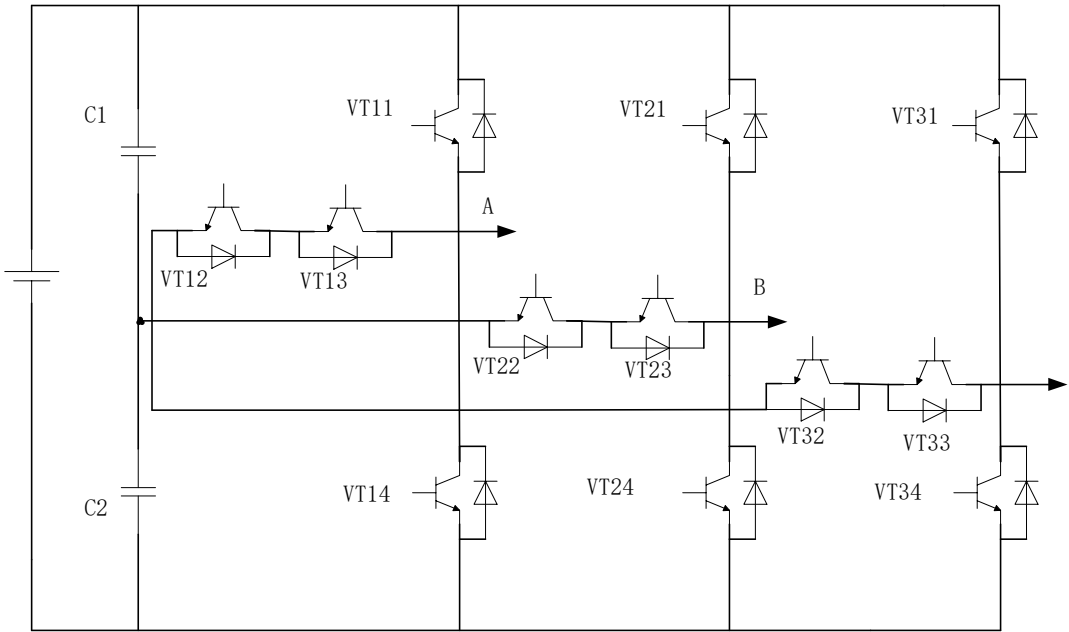


图 2.4 T 型三电平逆变器拓扑

3 三相 T 型变流器拓扑与原理

T 型变流器拓扑图展示了一个由三路构成的拓扑，每一路都包含了四个 IGBT 开关管。在输入端，有两个等值电容串联；同时，将中点 0 设置为参考零电压，以分离上下电容并获得 $\pm 1/2 V_{dc}$ 电压。一个 LC 电路连接到逆变器输出，以滤除高阶谐波，并产生一个更类似于正弦波的输出波形。其特点为：

(1) 在 IGBT-S1、S2 上，电压等于母线电压；而在 IGBT-S3、S4 上，电压仅为母线电压的一半，这是由于它们是反串联的。

(2) T 型开关有四种状态：正向导通、正向续流、反向导通、反向续流，用以控制开关管的导通与关断。

3.1 单相 T 型三电平变流器的工作原理

如图 3.1 所示，单相三级拓扑转换，其输入端为直流电压 U_{dc} 、 U_{dc1} 、 U_{dc2} ，作为母线隔离电压电容器，获得相同容量。 $U_{dc1}=U_{dc2}=0.5U_{dc}$ ，输出端 U_0 为交流电压。拓扑结构为由四个开关管 $S_1 \sim S_4$ 和滤波电感 L 以及滤波电容 C 所组成的电路。其中， S_1 和 S_2 为上下桥臂互补管， S_3 和 S_4 则为续流钳位管，通过实现滤波电感电流的续流和中性点对地的钳位来实现电路的正常运行。同时， L 和 C 还构成了一个一阶低通滤波器，为电路信号的分析 and 转换提供了保障。

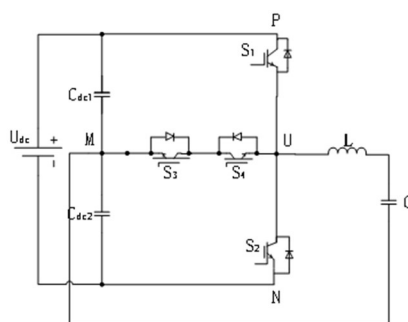


图 3.1 单相 T 型三电平逆变器电路

T 型三电平逆变电路的四种工作模式：

(1) 正向有源状态，如图 3.1 所示，此时 S_1 导通， S_2 、 S_3 关闭， S_4 给驱动，不导通，桥臂电压 $U_{UO}=U_U-U_O=U_P-U_O=0.5U_{dc}-0=0.5U_{dc}$ ，共模电压 $U_{CM}=0.5*(U_{UN}+U_{ON})=0.5*((U_U-U_N)+(U_O-U_N))=0.5*(0.5U_{dc}-(-0.5U_{dc})+(0-(-0.5U_{dc})))=0.5*(U_{dc}+0.5U_{dc})=0.75U_{dc}$ ，开关管耐压 S_1 、 S_2 为 U_{dc} ，

S3、S4 为 $0.5U_{dc}$ 。

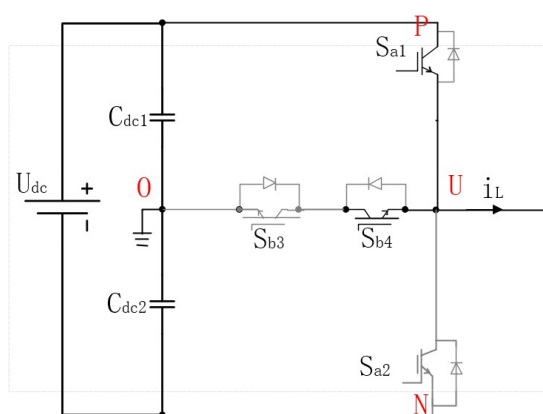


图 3.2 正向有源

(2) 正向续流状态，如图 3.2 所示，当 S1 关断时，S4 零电压开通，S2、S3 关断，S4 和 S3 的体二极管续流，桥臂电压 $U_{UO}=0$ ，共模电压 $U_{CM}=0.5*(U_{UN}+U_{ON})=0.5*((U_U-U_N)+(U_O-U_N))=0.5*(0-(-0.5U_{dc})+(0-(-0.5U_{dc})))=0.5*(0.5U_{dc}+0.5U_{dc})=0.5U_{dc}$ ，开关管耐压 S1、S2 为 U_{dc} ，S3、S4 为 $0.5U_{dc}$ 。

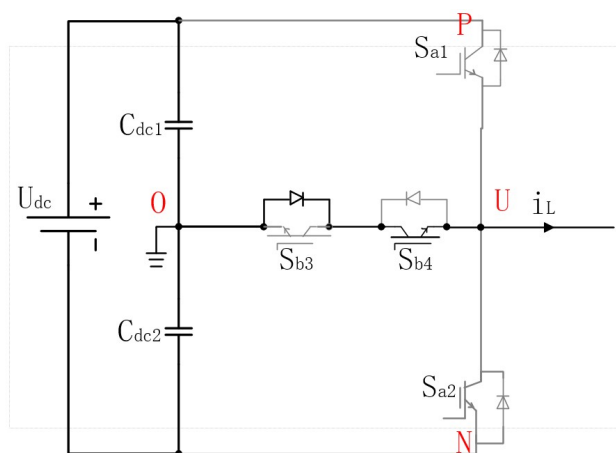


图 3.3 正向续流

(3) 负向有源状态，如图 3.3 所示，当 S2 导通时，S1、S4 关断，S3 此时虽然有驱动，但是不导通，桥臂电压 $U_{UO}=-0.5U_{dc}$ ，共模电压 $U_{CM}=0.5*(U_{UN}+U_{ON})=0.5*((U_U-U_N)+(U_O-U_N))=0.5*((-0.5U_{dc})-(-0.5U_{dc})+(0-(-0.5U_{dc})))=0.5*(0+0.5U_{dc})=0.25U_{dc}$ ，开关管耐压 S1、S2 为 U_{dc} ，S3、S4 为 $0.5U_{dc}$ 。

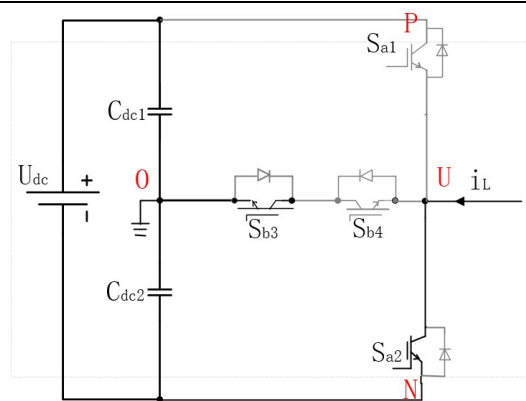


图 3.4 负向有源

(4) 负向续流状态，如图 3.4 所示，当 S2 关断时，S3 零电压开通，S1、S4 关断，S3 和 S4 的体二极管续流，轿臂电压 $U_{UO}=0$ ，共模电压 $U_{CM}=0.5*(U_{UN}+U_{ON})=0.5*((U_U-U_N)+(U_O-U_N))=0.5*(0-(-0.5U_{dc})+(0-(-0.5U_{dc})))=0.5*(0.5U_{dc}+0.5U_{dc})=0.5U_{dc}$ ，开关管耐压 S1、S2 为 U_{dc} ，S3、S4 为 $0.5U_{dc}$ 。

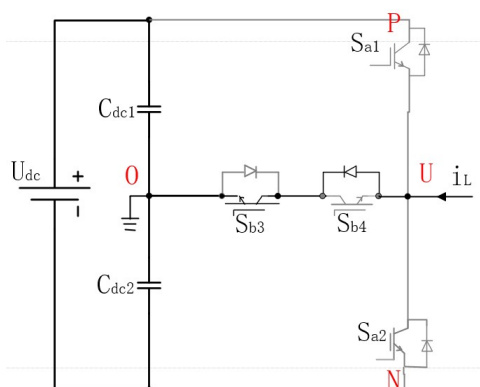


图 3.5 负向续流

3.2 Clark 变换和 Park 变换

在原本的三相静止坐标系的基础上，定义了两相静止坐标系。这两个新坐标系中， α 轴与 a 轴完全一致，而 β 轴则是与 a 轴垂直。Clark 变换是一种变换方法，它将三相交流电的矢量合成并分解到两相静止坐标系上。3.2.1 Clark 变换和 Park 变换 cos 型

三相电压关系式为：

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_m \times \cos(wt) \\
 U_b &= U_m \times \cos(wt - 120^\circ) = U_m \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times \sin wt - U_m \times \frac{1}{2} \times \cos wt \\
 U_c &= U_m \times \cos(wt - 240^\circ) = -U_m \times \frac{1}{2} \times \cos wt - U_m \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times \sin wt
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

令：

$$\begin{aligned}
 U_m \times \cos(wt) &= U_\alpha \\
 U_m \times \sin(wt) &= U_\beta
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

将式（2）代入式（1）得：

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_\alpha \\
 U_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} \times U_\beta - \frac{1}{2} \times U_\alpha \\
 U_c &= -\frac{1}{2} \times U_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \times U_\beta
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

A、B、C 的瞬时值表达式矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

逆矩阵：

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \rightarrow \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Clark 变换矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

Clark 变换是一种矢量坐标变换，将 a、b、c 三轴上的瞬时值投影到 α 轴 β 轴两轴直角坐标系上。在此变换后，空间电压矢量 V 的旋转轨迹呈圆形，这一过

程被称为图 3.6 所示的 Clark 变换。

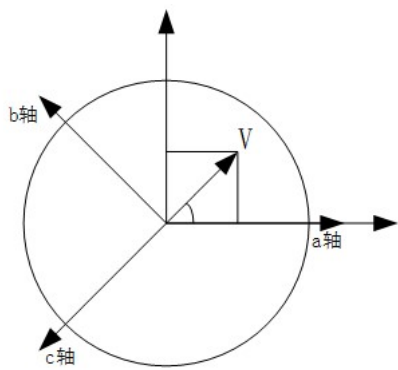


图 3.6 Clark 变换

Clark 计算与验证:

Mathcad 验证:

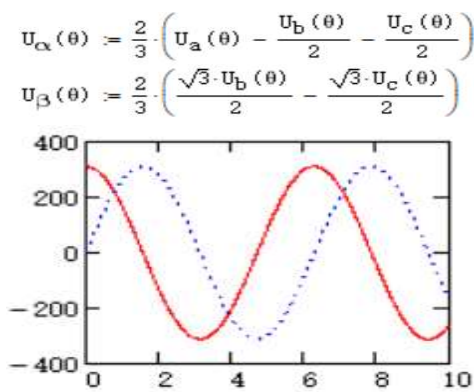


图 3.7 Mathcad 验证波形

MATLAB 验证:

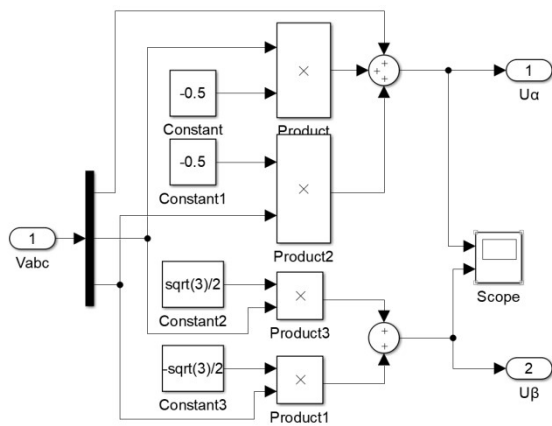


图 3.8 MATLAB 仿真模型

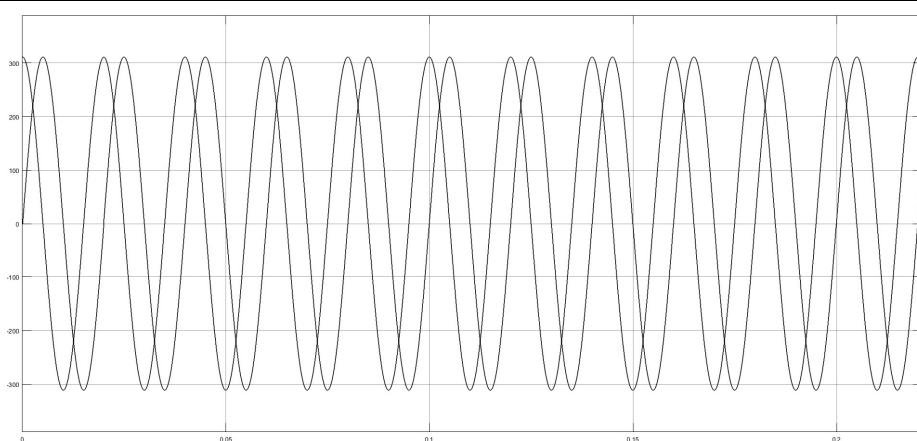


图 3.9 MATLAB 仿真波形图

Park 变换是 α 、 β 轴两相直角静止坐标系转换成与合成矢量同角速度旋转的 d 、 q 轴两直角旋转坐标系。如图 3.10 所示 Park 变换。

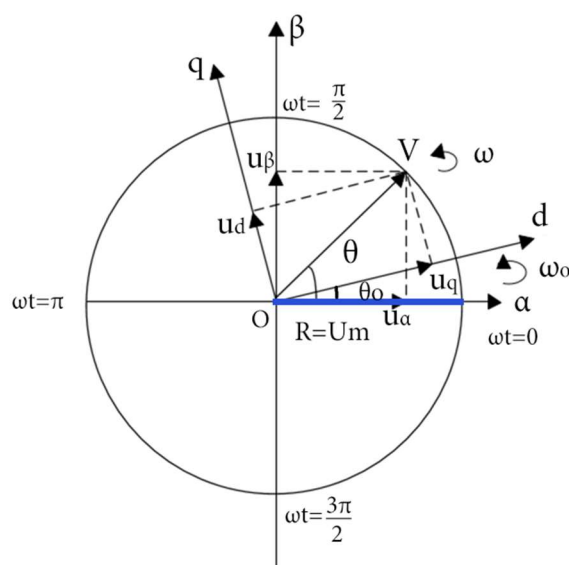


图 3.10 Park 变换

3.2.2 Clark 变换和 Park 变换 sin 型

三相电压关系式为：

$$\begin{aligned} U_a &= U_m \sin(\omega t) \\ U_b &= U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c &= U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

合成矢量：

$$\vec{V} = \vec{U}_a + \vec{U}_b + \vec{U}_c \quad (3.8)$$

将式 3.7 代入式 3.8 得：

$$\vec{V} = U_m \sin(\omega t) + U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.9)$$

根据欧拉公式：

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x \quad (3.10)$$

将式 3.9 代入式 3.10 得旋转的矢量 V 表达式：

$$\begin{aligned} \vec{V} &= U_m \sin(\omega t) + U_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})(\cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3}) + U_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})(\cos \frac{2\pi}{3} - j \sin \frac{2\pi}{3}) \\ &= U_m \sin(\omega t) + U_m (\sin(\omega t) \cos \frac{2\pi}{3} - \cos(\omega t) \sin \frac{2\pi}{3})(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) + U_m (\sin(\omega t) \cos \frac{2\pi}{3} + \cos(\omega t) \sin \frac{2\pi}{3})(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) \\ &= U_m \cos(\omega t) + U_m (-\frac{1}{2} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t))(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) + U_m (-\frac{1}{2} \sin(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t))(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}) \\ &= U_m (\frac{3}{2} \cos(\omega t) + j\frac{3}{2} \sin(\omega t)) \\ &= \frac{3}{2} U_m e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (3.11)$$

合成矢量 V，如图 3.5。其中 ωt 为三相合成矢量角速度，幅值为 $\frac{3}{2}U_m$ 。

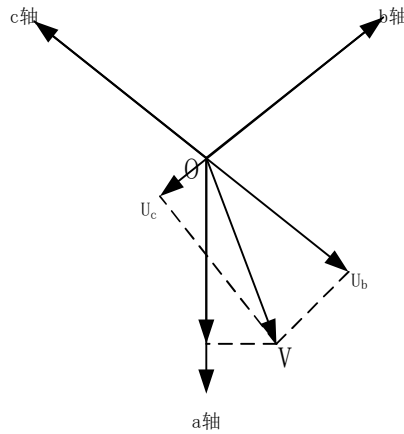


图 3.11 合成矢量图

Clark 变换三相电压关系式为：

$$\begin{aligned} U_a &= U_m \times \sin(\omega t) \\ U_b &= U_m \times \sin(\omega t - 120^\circ) = -U_m \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times \cos \omega t - U_m \times \frac{1}{2} \times \sin \omega t \\ U_c &= U_m \times \sin(\omega t - 240^\circ) = -U_m \times \frac{1}{2} \times \sin \omega t + U_m \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times \cos \omega t \end{aligned} \quad (3.12)$$

令：

$$\begin{aligned} U_m \times \sin(\omega t) &= U_\alpha \\ -U_m \times \cos(\omega t) &= U_\beta \end{aligned} \quad (3.13)$$

将式 3.12 代入式 3.13 得：

$$\begin{aligned} U_a &= U\alpha \\ U_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} \times U\beta - \frac{1}{2} \times U\alpha \\ U_c &= -\frac{1}{2} \times U\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \times U\beta \end{aligned} \quad (3.14)$$

A、B、C 的瞬时值表达式矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U\alpha \\ U\beta \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

逆矩阵：

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \rightarrow \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Clack 变换矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} U\alpha \\ U\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

经过 Clark 变换，将 a、b、c 三轴上的瞬时值投影到 α 轴 β 轴两轴直角坐标系上，并观察空间电压矢量 V 的顶点的变化。可以发现，这个顶点的轨迹是一个圆形，而圆的半径大小正好为相电压幅值的 1.5 倍。考虑到角频率 ω 不变且角位移的影响，这个圆的半径长度不会改变。图 3.12 所示 Clark 变换。

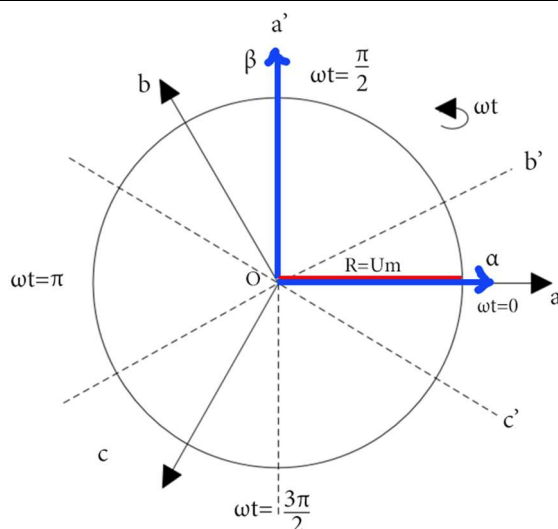


图 3.12 Clark 变换

Clark 变换 MATLAB 验证

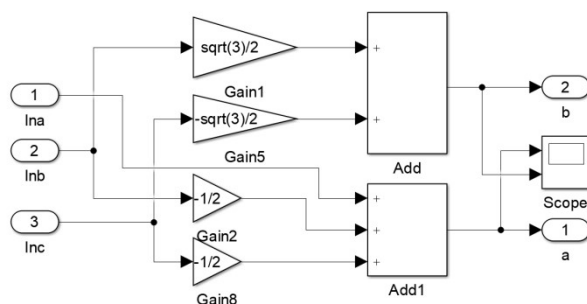


图 3.13 Clark 变换 MATLAB 验证仿真

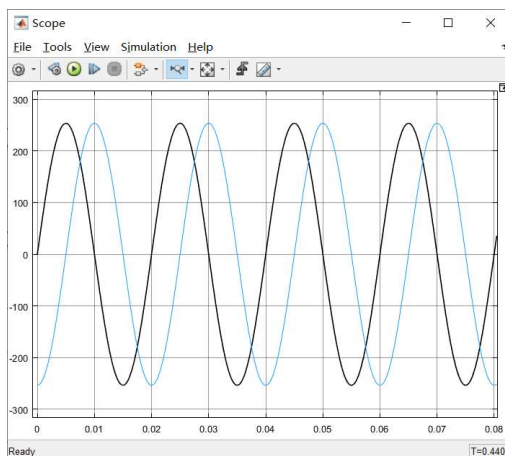


图 3.14 Clark 变换 MATLAB 仿真波形

Clark 变换 Mathcad 验证:

$$U_{\alpha}(\omega t) = \frac{2}{3} \left(U_a(\omega t) - \frac{1}{2} U_b(\omega t) - \frac{1}{2} U_c(\omega t) \right)$$

$$U_{\beta}(\omega t) = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_b(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} U_c(\omega t) \right)$$

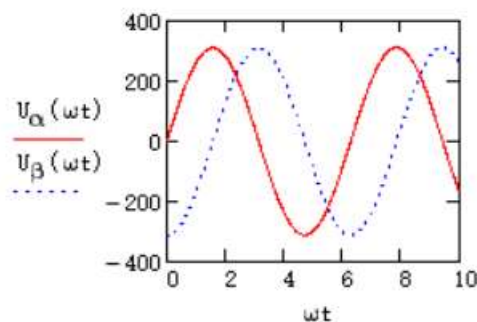


图 3.15 Clark 变换 MATHCAD 验证波形

Park 变换是 α 轴 β 轴两轴直角静止坐标系转换成 d 轴 q 轴两轴直角旋转坐标系。合成矢量幅度为 V 、角频率为 ω 不变，旋转坐标的旋转角频率 ω_0 ，角位移 ωt 。如图 3.16 所示 Park 变换。

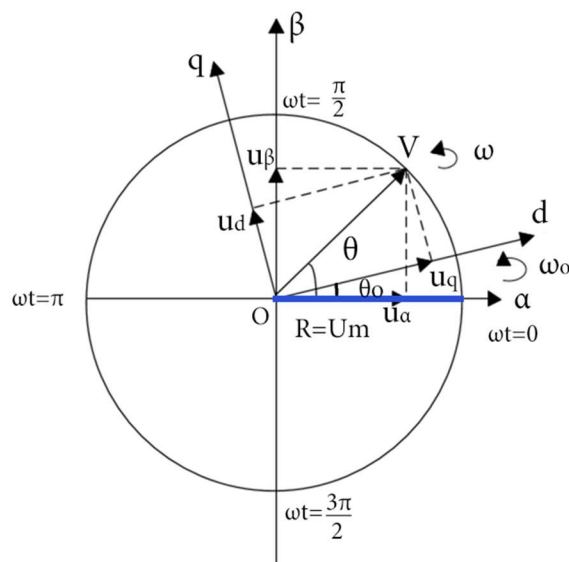


图 3.16 Park 变换

旋转坐标系到静止坐标系的装换：

$$U_{\alpha} = U_d \times \sin(\omega t) + U_q \times \sin\left(\pi - \frac{\pi}{2} - \omega t\right) = U_d \times \sin(\omega t) + U_q \times \cos(\omega t) \quad (3.18)$$

$$U_{\beta} = U_d \times \sin(\omega t) - U_q \times \cos\left(\pi - \frac{\pi}{2} - \omega t\right) = -U_d \times \cos(\omega t) + U_q \times \sin(\omega t)$$

矩阵形式（旋转坐标系→静止坐标系）：

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Park 变换矩阵形式（静止坐标系→旋转坐标系）：

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

把 Clack 变换矩阵形式 3.19 代入 Park 变换矩阵形式 3.20，得到由三相静止坐标系到同步旋转坐标系的变换矩阵：

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Park 变换 MATLAB 验证仿真设计如图 3.17 所示。

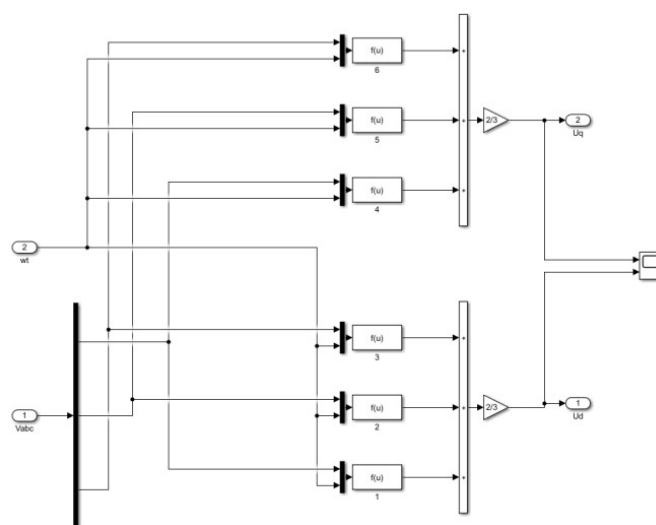


图 3.17 Park 变换 MATLAB 仿真

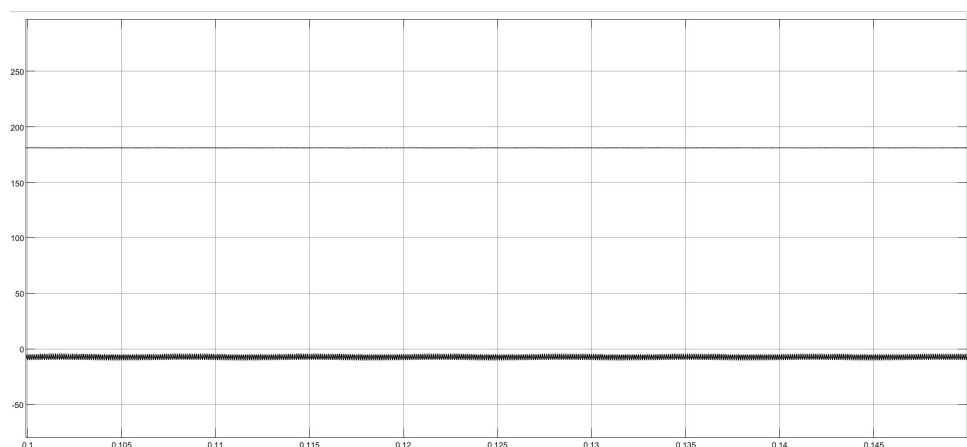


图 3.18 Park 变换 MATLAB 仿真波形

Clark 变换 Mathcad 验证：

$$U_d(\omega t) = \sin(\omega t) \cdot U_\alpha(\omega t) - (\cos(\omega t)) U_\beta(\omega t)$$

$$U_q(\omega t) = \cos(\omega t) U_\alpha(\omega t) + \sin(\omega t) U_\beta(\omega t)$$

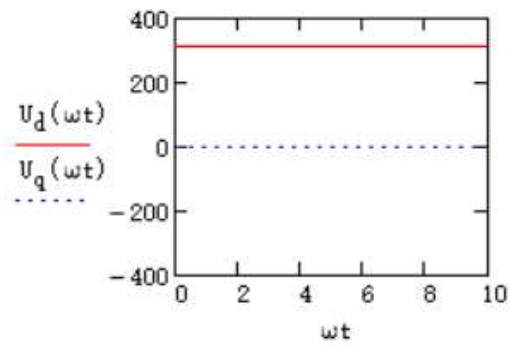


图 3.19 Clark 变换 Mathcad 验证波形

4 三相 T 型三电平逆变器 SVPWM 推导与验证

2007 年，Conergy 公司提出了 T 型三电平拓扑结构。在本论文中，三相 T 型三电平变频器采用了 SVPWM 调制方法。该方法包括详细解释 SVPWM 算法中使用的传统扇区划分方法、用于确定来自扇区的差值的方法、以及用于计算矢量作用时间的方法。利用 Matlab 仿真软件建立了一个三相 T 型三电平逆变器的开环系统和闭环系统，并对 MathCAD 进行了验证。

4.1 T 型三电平逆变器的空间电压矢量

以 A 相为例，由图可得到 S_{a1} 、 S_{a2} 不能同时导通， S_{a1} 、 S_{a4} 不能同时导通。当 S_{a1} 导通时， $U_A = U_P = U_{dc}/2$ ， $U_{AO} = U_A - U_o = U_{dc}/2$ ，设为 P 支路，开关状态“1”；当 S_{a3} 和 S_{a4} 导通时， $U_A = U_o = 0$ ， $U_{AO} = U_A - U_o = 0$ ，设为 O 支路，开关状态“0”；当 S_{a2} 导通时， $U_A = U_N = -U_{dc}/2$ ， $U_{AO} = U_A - U_o = -U_{dc}/2$ ，设为 N 支路，开关状态“-1”。

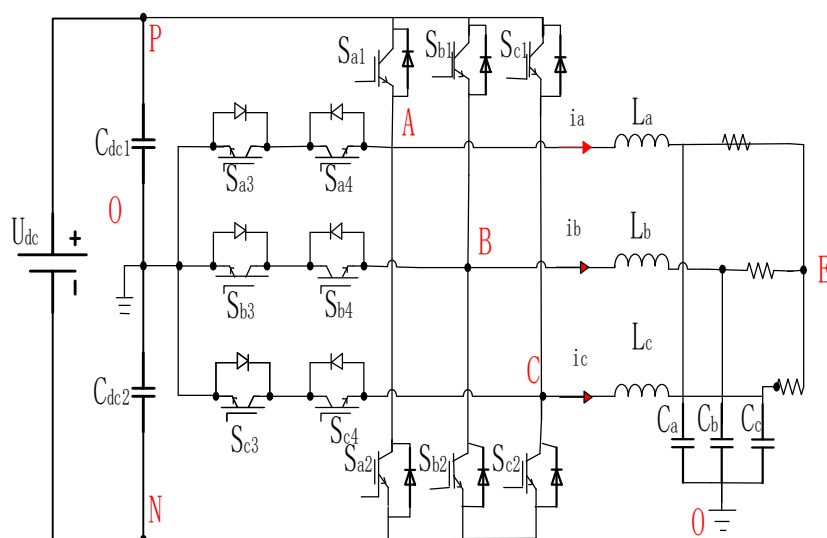


图 4.1 开关等效模型

如果假设开关量 S_a 、 S_b 、 S_c 分别代表 A 相、B 相、C 相各桥臂的输出状态，那么每一个相桥臂电路都相当于一个单刀三闸开关，并且各相输出电压可以根据此得到。

$$\begin{cases} U_{AE} = \frac{U_{dc}}{2} \times S_a \\ U_{BE} = \frac{U_{dc}}{2} \times S_b \\ U_{CE} = \frac{U_{dc}}{2} \times S_c \end{cases} \quad S_x = \begin{cases} 1 & \text{x相输出P状态} \\ 0 & \text{x相输出O状态} \\ -1 & \text{x相输出N状态} \end{cases} \quad x=a,b,c$$

在三相 T 型三电平逆变器的等效开关电路简化模型中，将 A、B、C 三相滤波 LC 等效为电感和电阻串联的结构体现出来，具体化为图 4.2 所描述的形式。

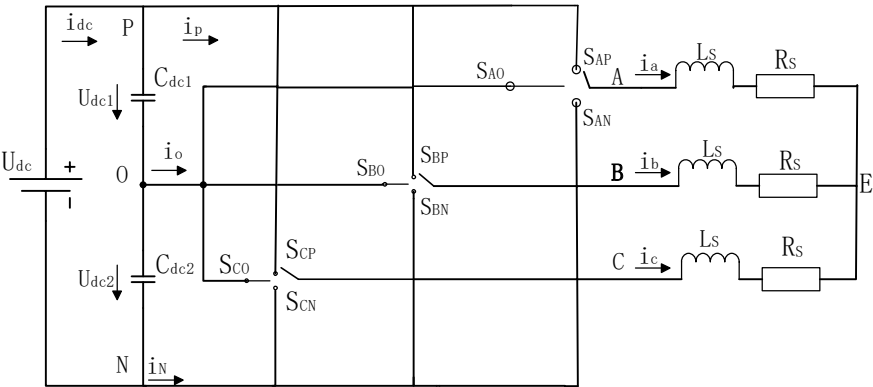


图 4.2 开关等效模型

每个相都有三种开关状态，所以三相 T 型三电平逆变器就有 27 种开关状态。
设 a、b、c 的开关状态为（1，1，0），根据简化电路，可得到方程：

$$\begin{aligned} U_{AE} &= \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{BE} &= \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{CE} &= 0 \\ U_{\alpha} &= \frac{2}{3} \times \left(U_{AE} - \frac{1}{2} \times U_{BE} - \frac{1}{2} \times U_{CE} \right) = \frac{2}{3} \times \left(\frac{U_{dc}}{2} - \frac{1}{2} \times \frac{U_{dc}}{2} - \frac{1}{2} \times 0 \right) = \frac{1}{3} \times U_{dc} \times \frac{1}{2} = \frac{1}{3} \times U_{dc} \times \cos(60^\circ) \\ U_{\beta} &= \frac{2}{3} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times U_{BE} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times U_{CE} \right) = \frac{2}{3} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{U_{dc}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times 0 \right) = \frac{1}{3} \times U_{dc} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{3} \times U_{dc} \times \sin(60^\circ) \end{aligned} \tag{4.1}$$

把 27 种开关状态按照公式 4.1 计算可得出逆变器输出侧合成矢量的值。如表 4.1 所示。

表 4.1 T 型三电平逆变器的 27 种开关状态

开关状态			矢量 符号	合成矢 量幅值	输出线电压			输出相电压			矢量分 类
Sa	Sb	Sc			UAB	UBC	UCA	UAE	UBE	UCE	
1	1	1	U ₁₁₁	0	0	0	0	0	0	0	零矢量
0	0	0	U ₀₀₀	0	0	0	0	0	0	0	
-1	-1	-1	U ₋₁₋₁₋	0	0	0	0	0	0	0	
			1								
1	0	0	U ₁₀₀	U _{dc} /3	1/2	0	-1/2	1/3	-1/6	-1/6	

0	-1	-1	U_{0-1-1}	$U_{dc}/3$	$1/2$	0	$-1/2$	$1/3$	$-1/6$	$-1/6$	小矢量
1	1	0	U_{110}	$U_{dc}/3$	0	$1/2$	$-1/2$	$1/6$	$1/6$	$-1/3$	
0	0	-1	U_{00-1}	$U_{dc}/3$	0	$1/2$	$-1/2$	$1/6$	$1/6$	$-1/3$	
0	1	0	U_{010}	$U_{dc}/3$	$-1/2$	$1/2$	0	$-1/6$	$1/3$	$-1/6$	
-1	0	-1	U_{-10-1}	$U_{dc}/3$	$-1/2$	$1/2$	0	$-1/6$	$1/3$	$-1/6$	
0	1	1	U_{011}	$U_{dc}/3$	$-1/2$	0	$1/2$	$-1/3$	$1/6$	$1/6$	
-1	0	0	U_{-100}	$U_{dc}/3$	$-1/2$	0	$1/2$	$-1/3$	$1/6$	$1/6$	
0	0	1	U_{001}	$U_{dc}/3$	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/6$	$-1/6$	$1/3$	
-1	-1	0	U_{-1-10}	$U_{dc}/3$	0	$-1/2$	$1/2$	$-1/6$	$-1/6$	$1/3$	
1	0	1	U_{101}	$U_{dc}/3$	$1/2$	$-1/2$	0	$1/6$	$-1/3$	$1/6$	
0	-1	0	U_{0-10}	$U_{dc}/3$	$1/2$	$-1/2$	0	$1/6$	$-1/3$	$1/6$	中矢量
1	0	-1	U_{10-1}	$3U_{dc}/3$	$1/2$	$1/2$	-1	$1/2$	0	$-1/2$	
0	1	-1	U_{01-1}	$3U_{dc}/3$	$-1/2$	1	$-1/2$	0	$1/2$	$-1/2$	
-1	1	0	U_{-110}	$3U_{dc}/3$	-1	$1/2$	$1/2$	$-1/2$	$1/2$	0	
-1	0	1	U_{-101}	$3U_{dc}/3$	$-1/2$	$-1/2$	1	$-1/2$	0	$1/2$	
0	-1	1	U_{0-11}	$3U_{dc}/3$	$1/2$	-1	$1/2$	0	$-1/2$	$1/2$	
1	-1	0	U_{1-10}	$3U_{dc}/3$	1	$-1/2$	$-1/2$	$1/2$	$-1/2$	0	
1	-1	-1	U_{1-1-1}	$2*U_{dc}/3$	1	0	-1	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	
1	1	-1	U_{11-1}	$2*U_{dc}/3$	0	1	-1	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	
-1	1	-1	U_{-11-1}	$2*U_{dc}/3$	-1	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	
-1	1	1	U_{-111}	$2*U_{dc}/3$	-1	0	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	大矢量
-1	-1	1	U_{-1-11}	$2*U_{dc}/3$	0	-1	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	
1	-1	1	U_{1-11}	$2*U_{dc}/3$	1	-1	0	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	

三相 T 型三电平逆变器的空间电压矢量图，如图 4.3 所示，可以根据表 4.1 中的信息进行绘制。该图形显示，基本空间电压矢量的开关状态是冗余的，同一空间电压矢量可以由多种不同的开关状态来表示。相应的开关状态冗余度随着电路配置的内向度增加。特别是三相 T 型三电平逆变器，总共有 27 个开关状态，但只有 19 个基本空间电压矢量是匹配的。

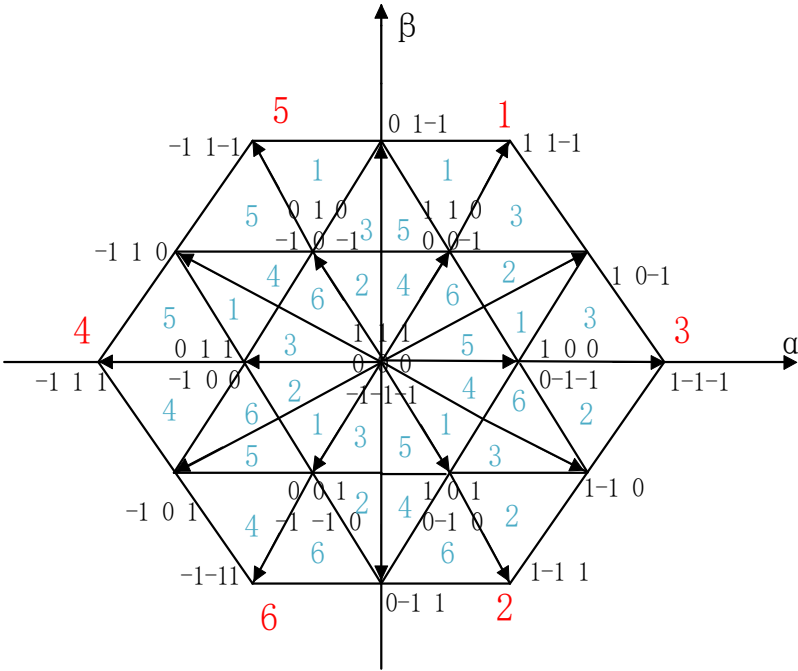


图 4.3 T 型三电平逆变器空间矢量图

4.2 扇区判断

SVPWM 调制算法按照参考电压矢量相位角的大小，将 T 型三电平逆变器的空间矢量分布图划分为六个大扇区，分别为I、II、III、IV、V、VI，并且每个大扇区又被细分为六个小扇区，分别为 1、2、3、4、5、6。

采用 -30° 方式将扇区划分，基于 α 、 β 坐标系的三相 T 型三电平逆变器使用空间矢量调制方式。

目标矢量 U_{ref} 所在位置能够确定 U_α 和 U_β 的分量，而划分大扇区的依据正是基于 U_α 、 U_β 的运算关系，可以参考表 4.2。

表 4.2 大扇区划分依据

大扇区	落在此大扇区的充要条件
I	$U_\alpha > 0, \sqrt{3}U_\beta - U_\alpha < 0, \sqrt{3}U_\beta + U_\alpha > 0$
II	$U_\alpha > 0, \sqrt{3}U_\beta - U_\alpha > 0, \sqrt{3}U_\beta + U_\alpha > 0$
III	$U_\alpha < 0, \sqrt{3}U_\beta - U_\alpha > 0, \sqrt{3}U_\beta + U_\alpha > 0$
IV	$U_\alpha < 0, \sqrt{3}U_\beta - U_\alpha > 0, \sqrt{3}U_\beta + U_\alpha < 0$

$$V \quad U_{\alpha} < 0, \sqrt{3}U_{\beta} - U_{\alpha} < 0, \sqrt{3}U_{\beta} + U_{\alpha} < 0$$

$$VI \quad U_{\alpha} > 0, \sqrt{3}U_{\beta} - U_{\alpha} < 0, \sqrt{3}U_{\beta} + U_{\alpha} < 0$$

由表 4.2 大扇区划分依据得知 $U_{\alpha} + \sqrt{3} \times U_{\beta}, U_{\alpha} - \sqrt{3} \times U_{\beta}, -U_{\alpha}$ 三式决定了 Uref 的大扇区位置。

$$U_1 = U_{\alpha} + \sqrt{3} \times U_{\beta}$$

$$U_2 = U_{\alpha} - \sqrt{3} \times U_{\beta}$$

$$\text{令: } U_3 = -U_{\alpha}$$

假设 N 为大扇区号，那么 N 的值由 U1、U2、U3 决定，与 0 进行比较得到相应 ABC 值。

若 $U_1 > 0$ ，A=1，反之 A=0；

若 $U_2 > 0$ ，B=2，反之 B=0；

若 $U_3 > 0$ ，C=4，反之 C=0；

令：N=A+B+C，则 N 值与大扇区对应关系如表 4.3 所示。

表 4.3 大扇区与 N 值关系表

N 值	3	1	5	4	6	2
大扇区号	I	II	III	IV	V	VI

例：第一扇区 $U_1 > 0$ ， $U_2 > 0$ ， $U_3 < 0$ ，对应 A=1，B=2，C=0。则 $N=A+B+C=1+2+0=3$ ，大扇区判断 MATLAB（Simulink）验证。

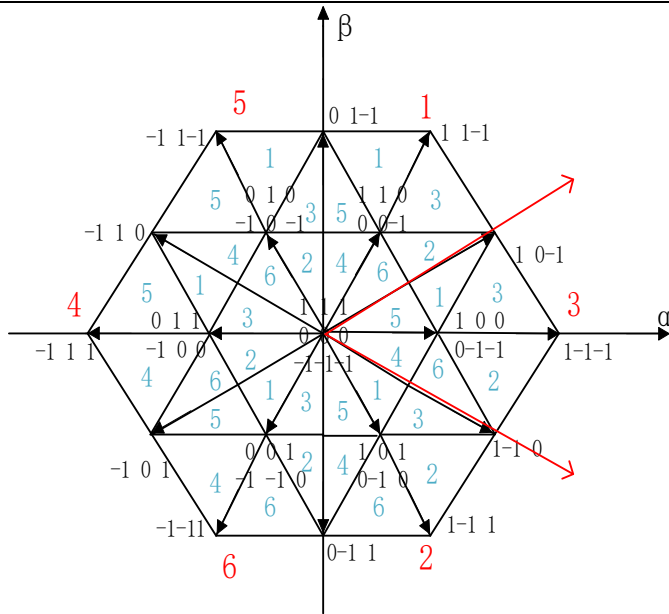


图 4.4 T 型三电平逆变器空间矢量图

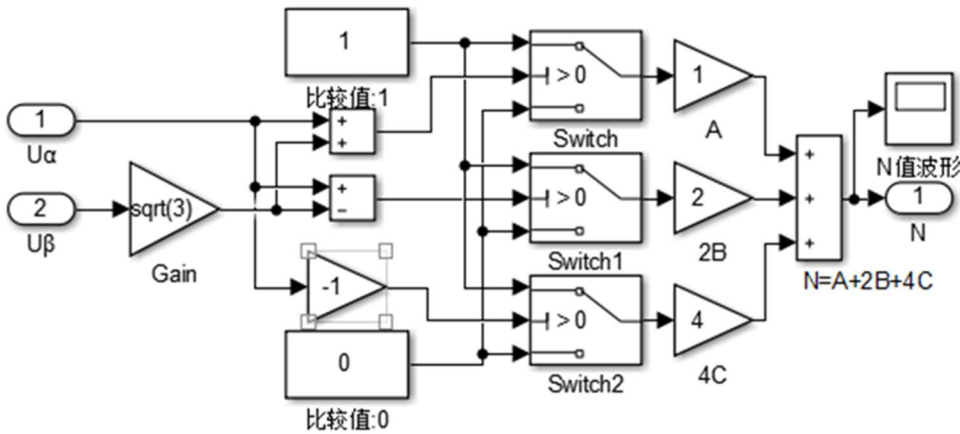


图 4.5 大扇区判断 MATLAB 仿真

MATLAB（Simulink）大扇区判断波形：

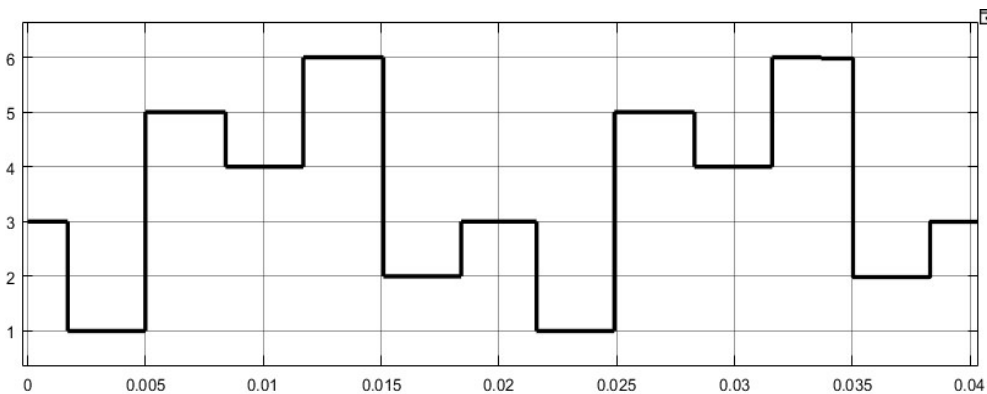


图 4.6 MATLAB 大扇区判断仿真波形

根据调制图分析大扇区的基准坐标和小扇区的基准坐标关系，采用矢量平移

的方式将 $\alpha\beta$ 坐标系转移至每个大扇区的中点，并划分小扇区，操作如表 4.4 所示。

表 4.4 小扇区基准坐标与大扇区号关系

大扇区	装换关系(i= I ， II ， III， IV， V， VI)
I	$U_{ai}=U_{\alpha}-\frac{1}{3}\times U_{dc},\ U_{\beta i}=U_{\beta}$
II	$U_{ai}=U_{\alpha}-\frac{1}{6}\times U_{dc},\ U_{\beta i}=U_{\beta}-\frac{\sqrt{3}}{6}\times U_{dc}$
III	$U_{ai}=U_{\alpha}+\frac{1}{6}\times U_{dc},\ U_{\beta i}=U_{\beta}-\frac{\sqrt{3}}{6}\times U_{dc}$
IV	$U_{ai}=U_{\alpha}+\frac{1}{3}\times U_{dc},\ U_{\beta i}=U_{\beta}$
V	$U_{ai}=U_{\alpha}+\frac{1}{6}\times U_{dc},\ U_{\beta i}=U_{\beta}+\frac{\sqrt{3}}{6}\times U_{dc}$
VI	$U_{ai}=U_{\alpha}-\frac{1}{6}\times U_{dc},\ U_{\beta i}=U_{\beta}+\frac{\sqrt{3}}{6}\times U_{dc}$

MATLAB（Simulink）小扇区坐标系

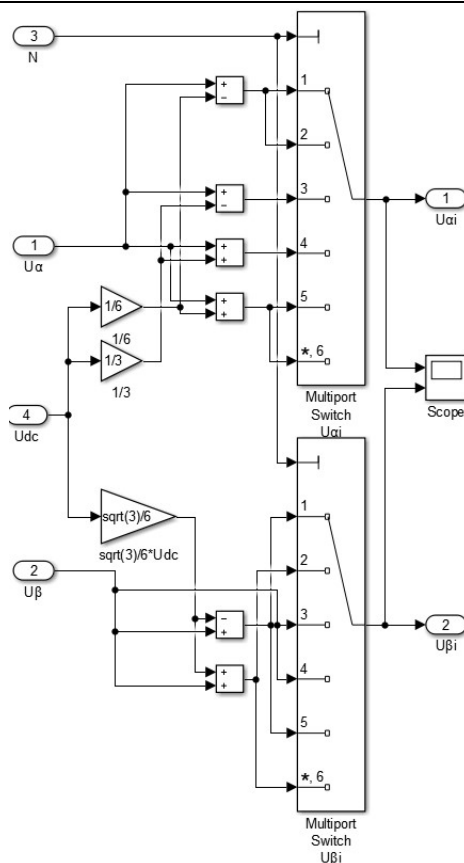


图 4.7 MATLAB 小扇区仿真

采用 0 度方式划分小扇区，通过基于 $\alpha\beta$ 坐标系的三相 T 型三电平逆变器空间矢量调制方式实现。

通过目标矢量 U_{ref} 的位置，可以推算出其在 α_i 、 β_i 坐标轴的分量 $U_{\alpha i}$ 、 $U_{\beta i}$ ，结合 $U_{\alpha i}$ 、 $U_{\beta i}$ 的运算关系，可以使用表 4.5 来确定小扇区的划分依据。

表 4.5 小扇区划分依据

大扇区	落在此小扇区的充要条件
1	$U_{\beta i} > 0, U_{\beta i} - \sqrt{3} \times U_{\alpha i} < 0, U_{\beta i} + \sqrt{3} \times U_{\alpha i} > 0$
2	$U_{\beta i} > 0, U_{\beta i} - \sqrt{3} \times U_{\alpha i} > 0, U_{\beta i} + \sqrt{3} \times U_{\alpha i} > 0$
3	$U_{\beta i} > 0, U_{\beta i} - \sqrt{3} \times U_{\alpha i} > 0, U_{\beta i} + \sqrt{3} \times U_{\alpha i} < 0$
4	$U_{\beta i} < 0, U_{\beta i} - \sqrt{3} \times U_{\alpha i} > 0, U_{\beta i} + \sqrt{3} \times U_{\alpha i} < 0$
5	$U_{\beta i} < 0, U_{\beta i} - \sqrt{3} \times U_{\alpha i} < 0, U_{\beta i} + \sqrt{3} \times U_{\alpha i} < 0$
6	$U_{\beta i} < 0, U_{\beta i} - \sqrt{3} \times U_{\alpha i} < 0, U_{\beta i} + \sqrt{3} \times U_{\alpha i} > 0$

由表 4.5 小扇区划分依据得知 $U_{\beta i}, \sqrt{3} \times U_{\alpha i} - U_{\beta i}, -\sqrt{3} \times U_{\alpha i} - U_{\beta i}$ 三式决定了 Uref 的小扇区位置。

$$u_1 = U_{\beta i}$$
$$u_2 = \sqrt{3} \times U_{\alpha i} - U_{\beta i}$$

令： $u_3 = -\sqrt{3} \times U_{\alpha i} - U_{\beta i}$

n 的值由 u1、u2、u3 决定，并需要与 0 进行比较得到相应 abc 值。换句话说，n 的取值条件需要通过 u1、u2、u3 来确定，并且比较结果会反映在 abc 上。

若 $U1>0$ ， $a=1$ ，反之 $a=0$ ；

若 $U2>0$ ， $b=2$ ，反正 $b=0$ ；

若 $U3>0$ ， $c=4$ ，反之 $c=0$ ；

令： $n=a+b+c$ ，则 n 值与大扇区对应关系如表 4.6 所示。

表 4.6 小扇区与 n 值关系表

n 值	3	1	5	4	6	2
小扇区号	1	2	3	4	5	6

例：第一扇区 $u1>0, u2>0, u3<0$ ，对应 $a=1, b=2, c=0$ ， $n=a+b+c=1+2+0=3$

小扇区 MATLAB（Simulink）验证：

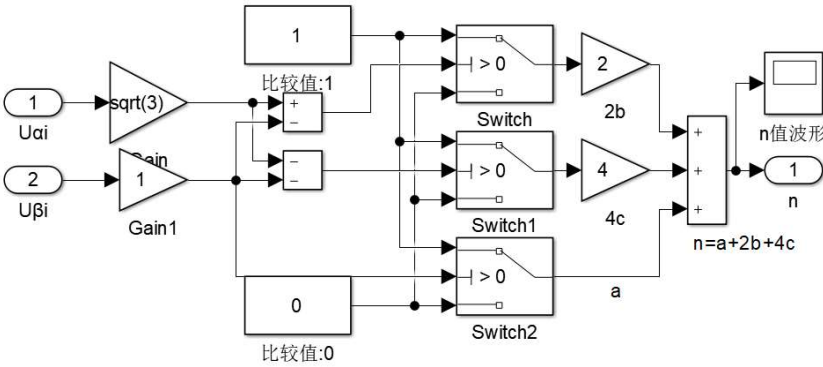


图 4.8 小扇区 MATLAB 仿真

MATLAB（Simulink）小扇区判断波形：

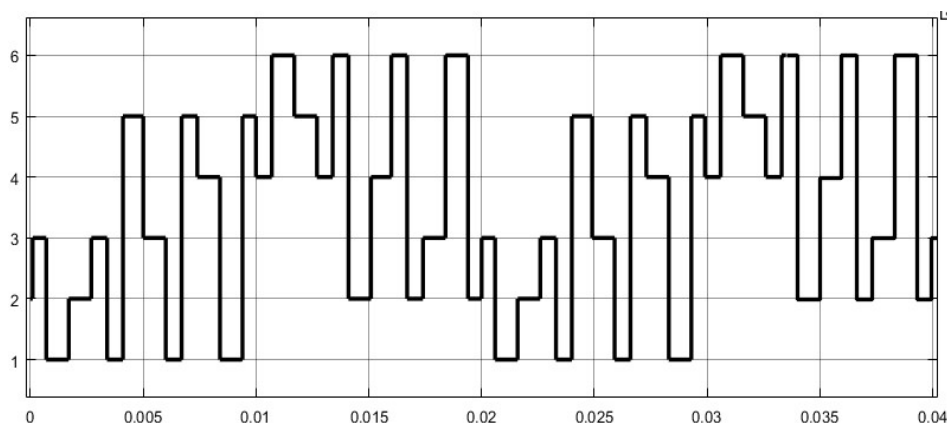


图 4.9 MATLAB 小扇区判断仿真波形

4.3 计算电压各区间矢量作用时间

要选择靠近子扇区的三个基本矢量，当目标电压矢量落在相关子扇区时，用伏秒平衡公式求解子扇区中每个基本矢量的时间。

矢量时间为：当目标电压矢量落在 I 区的 1 扇区时。

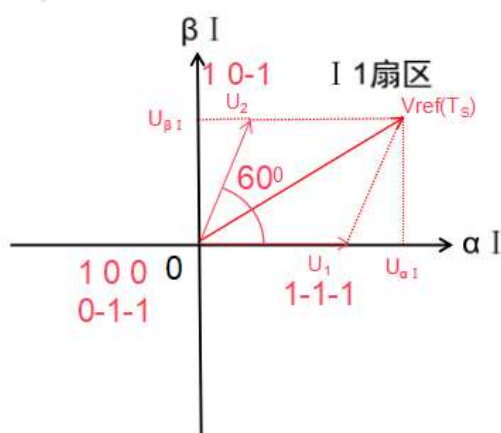


图 4.10 目标电压矢量落在I区的 1 扇区

矢量长度为：

$$|U_1| = |U_2| = \frac{1}{3} \times U_{dc} \quad (4.2)$$

则矢量等效为：

$$U_{\alpha 1} = V_{ref} \times \cos \theta \quad (4.3)$$

$$U_{\beta 1} = V_{ref} \times \sin \theta \quad (4.4)$$

考虑时间平衡：

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (4.5)$$

考虑伏秒平衡：

$$V_{ref} \times T_s = U_1 \times T_1 + U_2 \times T_2 \quad (4.6)$$

$$U_{\alpha 1} \times T_s = U_1 \times T_1 \times \cos 0^\circ + U_2 \times T_2 \times \cos 60^\circ \quad (4.7)$$

$$U_{\beta 1} \times T_s = U_1 \times T_1 \times \sin 0^\circ + U_2 \times T_2 \times \sin 60^\circ \quad (4.8)$$

此时矢量作用时间表示为：

$$T_1 = -\frac{(-3 \times U_\alpha + \sqrt{3} \times U_\beta) \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.9)$$

$$T_2 = \frac{2 \times \sqrt{3} \times U_\beta \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.10)$$

当目标电压矢量落在第 I 扇区的第 2 扇区，则矢量时间为：

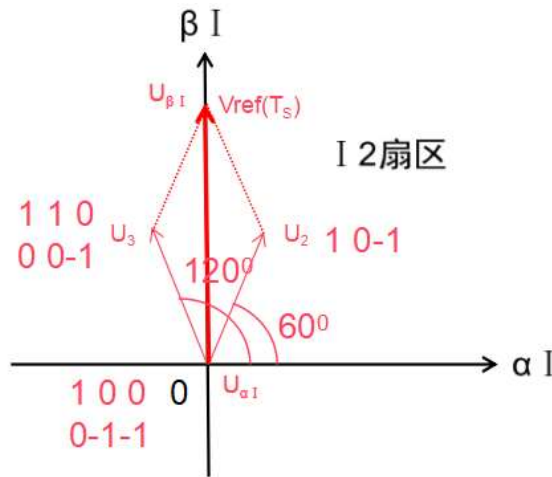


图 4.11 目标电压矢量落在I区的 2 扇区

矢量长度为：

$$|U_2| = |U_3| = \frac{1}{3} \times U_{dc} \quad (4.11)$$

则矢量等效为：

$$U_{\alpha 1} = V_{ref} \times \cos \theta \quad (4.12)$$

$$U_{\beta 1} = V_{ref} \times \sin \theta \quad (4.13)$$

考虑时间平衡：

$$T_S = T_2 + T_3 \quad (4.14)$$

考虑伏秒平衡：

$$V_{ref} \times T_S = U_2 \times T_2 + U_3 \times T_3 \quad (4.15)$$

$$U_{\alpha 1} \times T_S = U_2 \times T_2 \times \cos 60^\circ + U_3 \times T_3 \times \cos 120^\circ \quad (4.16)$$

$$U_{\beta 1} \times T_S = U_2 \times T_2 \times \sin 60^\circ + U_3 \times T_3 \times \sin 120^\circ$$

此时矢量作用时间表示为：

$$T_2 = \frac{(3 \times U_{\alpha 1} + \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_S}{U_{dc}} \quad (4.17)$$

$$T_3 = \frac{(-3 \times U_{\alpha 1} + \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_S}{U_{dc}} \quad (4.18)$$

当目标电压矢量落在第 I 扇区的第 3 扇区，则矢量时间为：

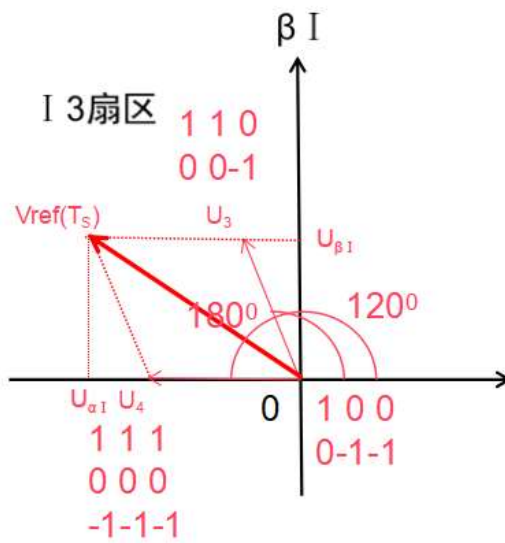


图 4.12 目标电压矢量落在I区的 3 扇区

矢量长度为：

$$|U_3| = |U_4| = \frac{1}{3} \times U_{dc} \quad (4.19)$$

则矢量等效为：

$$U_{\alpha 1} = V_{ref} \times \cos \theta \quad (4.20)$$

$$U_{\beta 1} = V_{ref} \times \sin \theta \quad (4.21)$$

考虑时间平衡：

$$T_s = T_3 + T_4 \quad (4.22)$$

考虑伏秒平衡：

$$V_{ref} \times T_s = U_3 \times T_3 + U_4 \times T_4 \quad (4.23)$$

$$U_{\alpha 1} \times T_s = U_3 \times T_3 \times \cos 120^\circ + U_4 \times T_4 \times \cos 180^\circ \quad (4.24)$$

$$U_{\beta 1} \times T_s = U_3 \times T_3 \times \sin 120^\circ + U_4 \times T_4 \times \sin 180^\circ$$

此时矢量作用时间为：

$$T_3 = \frac{2 \times \sqrt{3} U_{\beta 1} \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.25)$$

$$T_4 = \frac{(-3 \times U_{\alpha 1} - \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.26)$$

当目标电压矢量落在第 I 扇区的第 4 扇区，则矢量时间为：

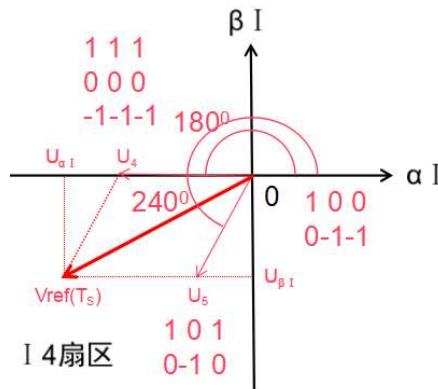


图 4.13 目标电压矢量落在I区的 4 扇区

矢量长度：

$$|U_4| = |U_5| = \frac{1}{3} \times U_{dc} \quad (4.27)$$

矢量等效：

$$U_{\alpha 1} = V_{ref} \times \cos \theta \quad (4.28)$$

$$U_{\beta 1} = V_{ref} \times \sin \theta \quad (4.29)$$

考虑时间平衡：

$$T_S = T_4 + T_5 \quad (4.30)$$

考虑伏秒平衡：

$$V_{ref} \times T_S = U_4 \times T_4 + U_5 \times T_5 \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} U_{\alpha 1} \times T_S &= U_4 \times T_4 \times \cos 180^\circ + U_5 \times T_5 \times \cos 240^\circ \\ U_{\beta 1} \times T_S &= U_4 \times T_4 \times \sin 180^\circ + U_5 \times T_5 \times \sin 240^\circ \end{aligned} \quad (4.32)$$

此时矢量作用时间为：

$$T_4 = \frac{(-3 \times U_{\alpha 1} + \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.33)$$

$$T_5 = -\frac{2 \times \sqrt{3} \times U_{\beta 1} \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.34)$$

当目标电压矢量落在第 I 扇区的第 5 扇区，则矢量时间为：

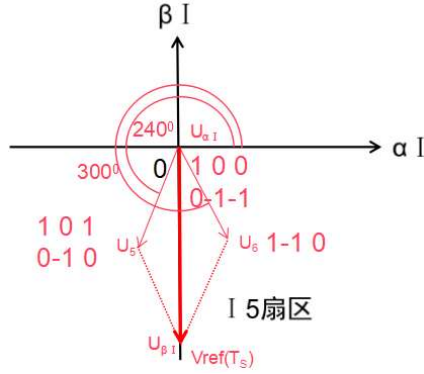


图 4.14 目标电压矢量落在I区的 5 扇区

矢量长度为：

$$|U_5| = |U_6| = \frac{1}{3} \times U_{dc} \quad (4.35)$$

则矢量等效：

$$U_{\alpha 1} = V_{ref} \times \cos \theta \quad (4.36)$$

$$U_{\beta 1} = V_{ref} \times \sin \theta \quad (4.37)$$

考虑时间平衡：

$$T_s = T_5 + T_6 \quad (4.38)$$

考虑伏秒平衡：

$$V_{ref} \times T_s = U_5 \times T_5 + U_6 \times T_6 \quad (4.39)$$

$$U_{\alpha 1} \times T_s = U_5 \times T_5 \times \cos 240^\circ + U_6 \times T_6 \times \cos 300^\circ \quad (4.40)$$

$$U_{\beta 1} \times T_s = U_5 \times T_5 \times \sin 240^\circ + U_6 \times T_6 \times \sin 300^\circ$$

此时矢量作用时间表示为：

$$T_5 = \frac{(-3 \times U_{\alpha 1} - \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.41)$$

$$T_6 = \frac{(3 \times U_{\alpha 1} - \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_s}{U_{dc}} \quad (4.42)$$

当目标电压矢量落在第 I 扇区的第 6 扇区，则矢量时间为：

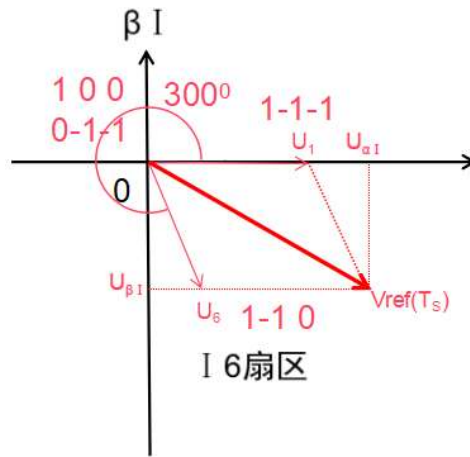


图 4.15 目标电压矢量落在I区的 6 扇区

矢量长度为：

$$|U_6| = |U_1| = \frac{1}{3} \times U_{dc} \quad (4.43)$$

则矢量等效为：

$$U_{\alpha 1} = V_{ref} \times \cos \theta \quad (4.44)$$

$$U_{\beta 1} = V_{ref} \times \sin \theta \quad (4.45)$$

考虑时间平衡：

$$T_s = T_6 + T_1 \quad (4.46)$$

考虑伏秒平衡：

$$V_{ref} \times T_S = U_6 \times T_6 + U_1 \times T_1 \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned} U_{\alpha 1} \times T_S &= U_6 \times T_6 \times \cos 300^\circ + U_1 \times T_1 \times \cos 0^\circ \\ U_{\beta 1} \times T_S &= U_6 \times T_6 \times \sin 300^\circ + U_1 \times T_1 \times \sin 0^\circ \end{aligned} \quad (4.48)$$

此时矢量作用时间为：

$$T_6 = -\frac{2 \times \sqrt{3} \times U_{\beta 1} \times T_S}{U_{dc}} \quad (4.49)$$

$$T_1 = \frac{(3 \times U_{\alpha 1} + \sqrt{3} \times U_{\beta 1}) \times T_S}{U_{dc}} \quad (4.50)$$

通过经常总结和推导所有扇区的附近电压矢量的开关时间，可以使计算更加容易。这种方法确保了计算的准确性，同时也降低了计算的复杂性。

$$\text{令：} \quad X = \frac{2 \times \sqrt{3} \times U_{\beta i} \times T_S}{U_{dc}}; \quad Y = \frac{(3 \times U_{\alpha i} + \sqrt{3} \times U_{\beta i}) \times T_S}{U_{dc}}; \quad Z = \frac{(-3 \times U_{\alpha i} + \sqrt{3} \times U_{\beta i}) \times T_S}{U_{dc}}$$

开关作用时间 XYZ 与各个扇区的对应关系如表 4.6 所示。

表 4.6 矢量作用时间分配表

扇区号	1	2	3	4	5	6
n 值	3	1	5	4	6	2
T _X	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T _Y	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

各区间电压矢量作用时间及过调制 MATLAB（Simulink）验证：

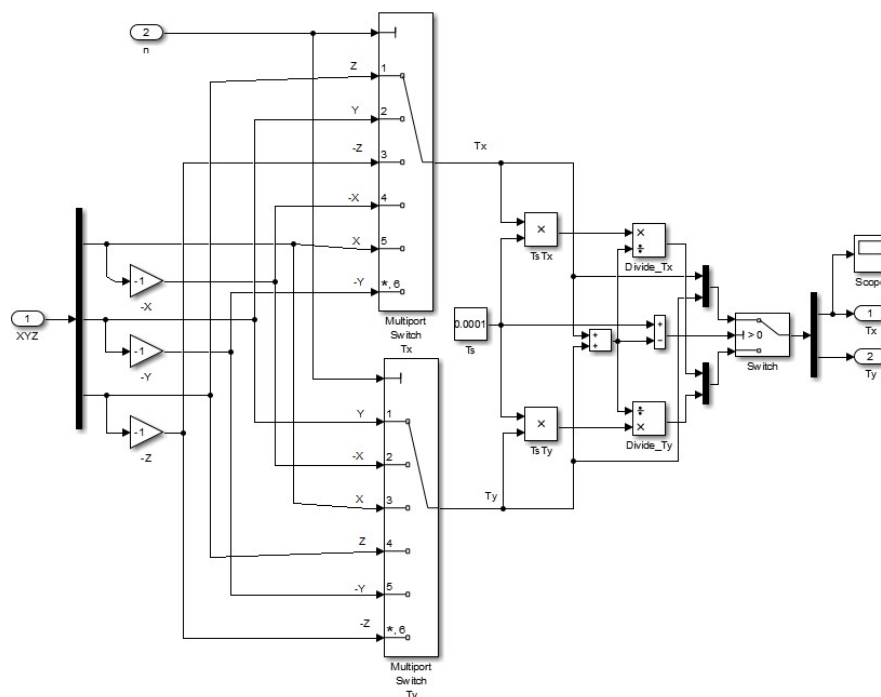


图 4.16 各区间电压矢量作用时间及过调制 MATLAB (Simulink) 验证仿真

MATLAB (Simulink) 各区间电压矢量作用时间及过调制波形:

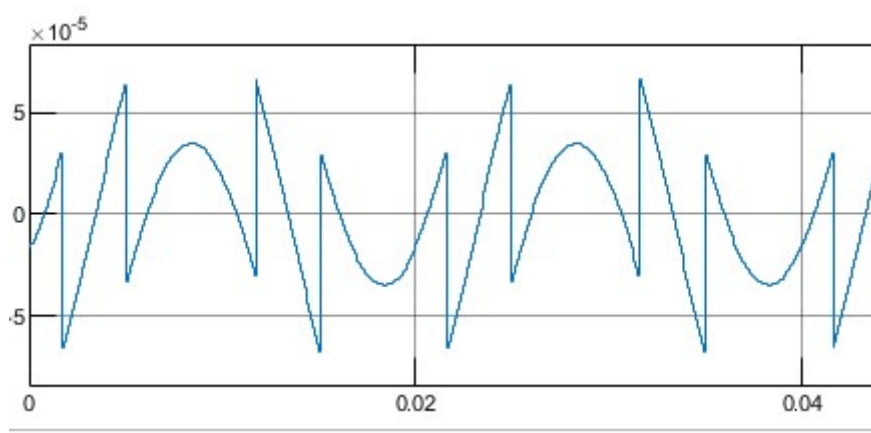


图 4.17 MATLAB (Simulink) 各区间电压矢量作用时间及过调制波形

MathCAD 各区间电压矢量作用时间及过调制波形:

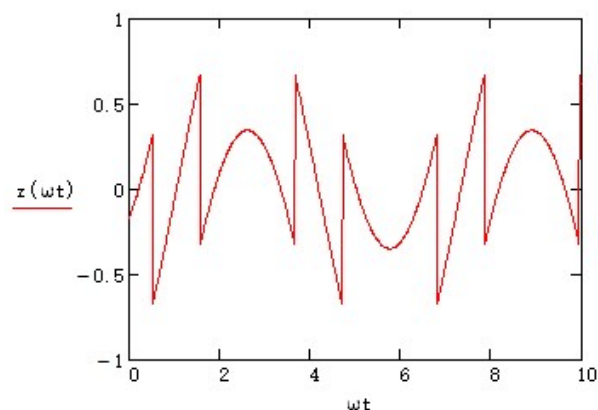


图 4.18 MATHCAD 各区间电压矢量作用时间及过调制波形

4.4 产生过调制条件以及解决方法

当 T_x 和 T_y 两者的和超过总开关频率 T_s 时，就会出现过调制现象。为了解决这个问题，可以采用等比缩小的方法。

$$\begin{aligned} T_x &= \frac{T_x}{T_x + T_y} \times T_s \\ T_y &= \frac{T_y}{T_x + T_y} \times T_s \end{aligned} \quad (4.51)$$

MATLAB（Simulink）解决过调制搭建：

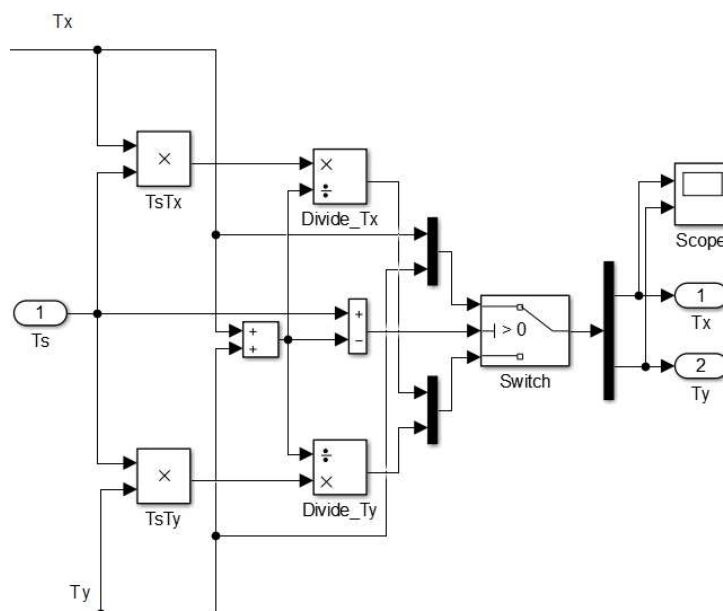


图 4.19 MATLAB（Simulink）解决过调制仿真

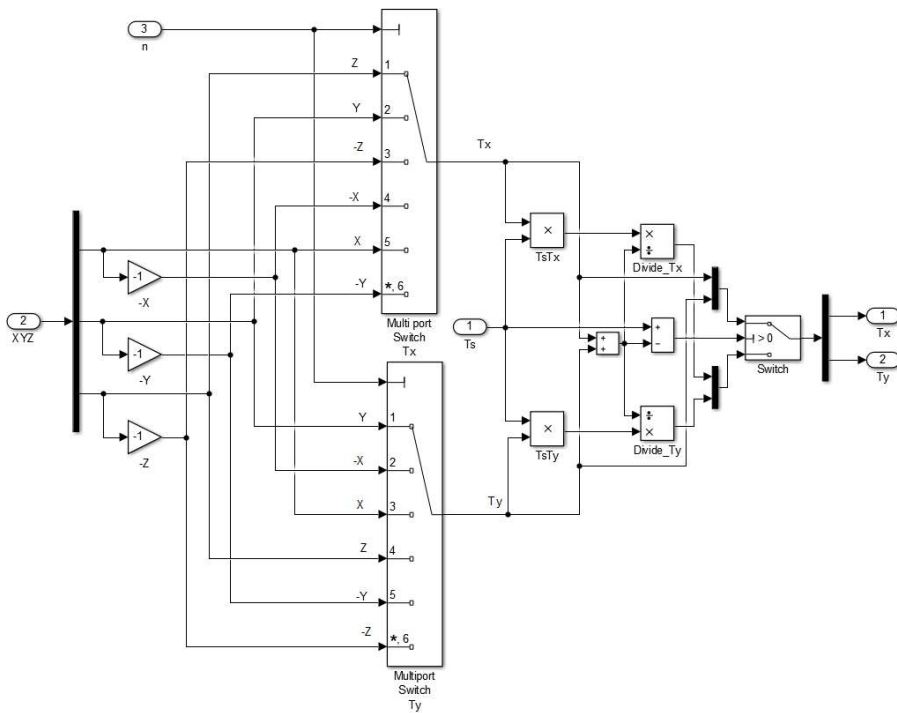


图 4.20 MATLAB 各区间电压矢量作用时间分配给扇区及过调制的仿真

输出波形:

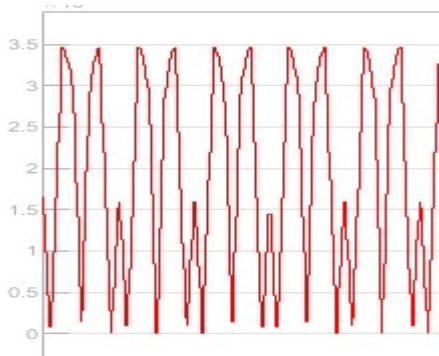


图 4.21 MATLAB 各区间电压矢量作用时间分配给扇区及过调制的输出波形

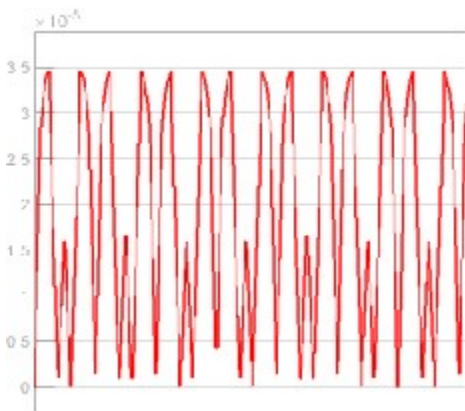


图 4.22 MATLAB 各区间电压矢量作用时间分配给扇区及过调制的输出波形

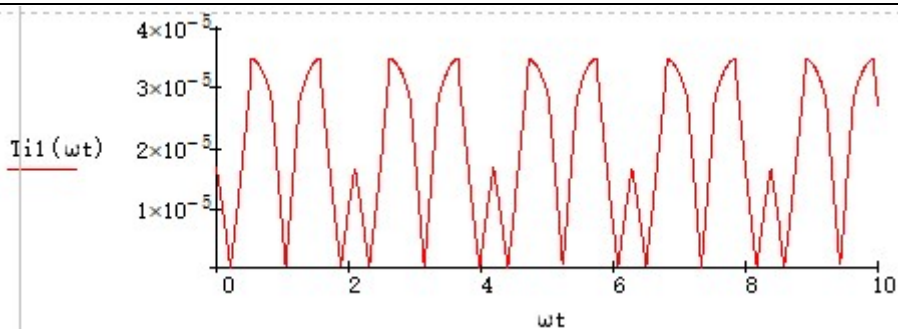


图 4.23 Mathcad 各区间电压矢量作用时间分配给扇区及过调制的输出波形

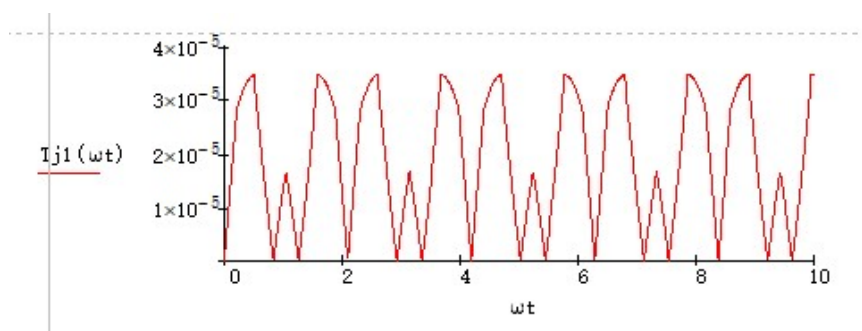


图 4.24 Mathcad 各区间电压矢量作用时间分配给扇区及过调制的输出波形

4.5 确定逆变桥式电路开关切换顺序

每次创建合成电压矢量时，附近的两个开关矢量和零矢量被用来创建一个角度，以移动到一个新的位置。根据开关次数的不同，SVPWM 调制方法可分为两相换向的 5 段 SVPWM 和三相换向的 7 段 SVPWM。虽然本设计的 7 段式 SVPWM 每个开关周期有 6 个开关次数，但它的谐波含量比 5 段式 7 段式低。为了降低开关损耗，每次转换开关状态时只允许一个开关状态发生改变。这样达到了节省能源的目的。为了使逆变输出电压的谐波分量尽可能小，可以使用具有对称 SVPWM 调制波的零矢量的平均分配方法。在确定开关切换顺序之后，我们需要确定每个开关状态下管子的工作状态。虽然有驱动，但是不导通的是 S4，正向有源状态时导通的是 S1，而 S2 和 S3 则是关断状态。

在确定开关切换顺序之后我们要确定各个开关状态下管子工作状态为：

（1）正向有源状态，S1 导通，S2、S3 关断，S4 此时虽然有驱动，但是不导通。

（2）正向续流状态，S1 关断，S4 零电压开通，S2、S3 关断，S4 和 S3 的体二极管续流。

（3）负向有源状态，S2 导通，S1、S4 关断，S3 此时虽然有驱动，但是不导通。

（4）负向续流状态，S2 关断，S3 零电压开通，S1、S4 关断，S3 和 S4 的体二极管续流。

以第 I 大扇区 1 小扇区为例来说明其开关训序，如图 4.25 所示，在一个采样周期内，开关顺序为 0-1-1--1-1-1--10-1--100--10-1--1-1-1--0-1-1，作用时间分别为 $T_1/4$ 、 $T_2/2$ 、 $T_3/2$ 、 $T_1/2$ 、 $T_3/2$ 、 $T_2/2$ 、 $T_1/4$ 。

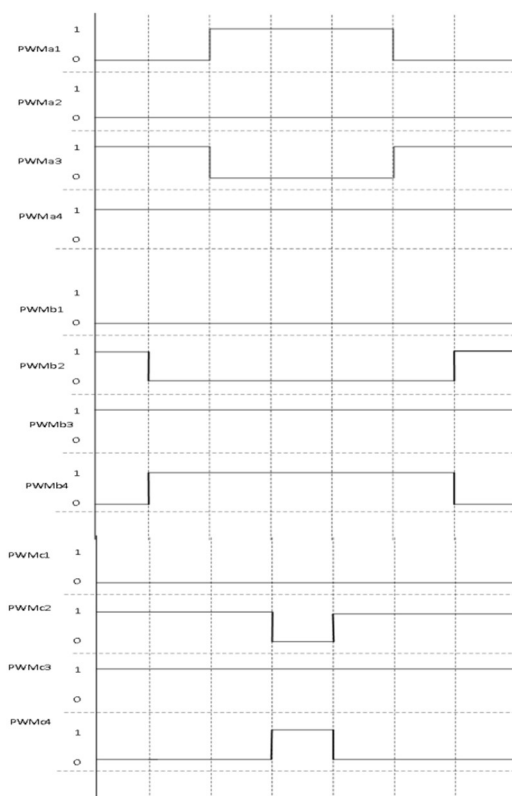


图 4.25 第 I 大扇区 1 小扇区七段式开关顺序图

又如 2 大扇区 2 小扇区，如图 4.3.4.1 所示，在一个采样周期内，开关顺序为 0-1-1--00-1--10-1--100--10-1--00-1--0-1-1。

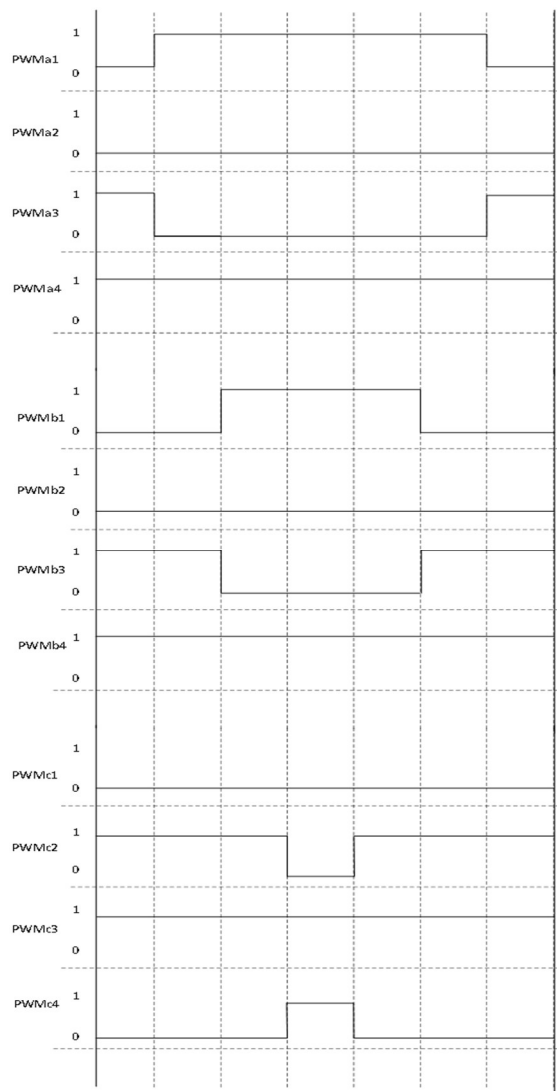


图 4.26 第 2 大扇区 2 小扇区七段式开关顺序图

同理可以得到电压矢量位于其它扇区的 SVPWM 调制算法的七段式开关切换顺序如表 4.7 所示。

表 4.7 矢量开关顺序表

大扇区	小扇区	开关切换顺序
I	1	0-1-1--1-1-1--10-1--100--10-1--1-1-1--0-1-1
	2	0-1-1--00-1--10-1--100--10-1--00-1--0-1-1
	3	0-1-1--00-1--000--100--000--00-1--0-1-1
	4	0-1-1--0-10--000--100--000--0-10--0-1-1
	5	0-1-1--0-10--1-10--100--1-10--0-10--0-1-1
	6	0-1-1--1-1-1--1-10--100--1-10--1-1-1--0-1-1

II	1	00-1--10-1--11-1--110--11-1--10-1--00-1
	2	00-1--01-1--11-1--110--11-1--01-1--00-1
	3	00-1--01-1--010--110--010--01-1--00-1
	4	00-1--000--010--110--010--000--00-1
	5	00-1--000--100--110--100--000--00-1
	6	00-1--10-1--100--110--100--10-1--00-1
III	1	-10-1--00-1--01-1--010--01-1--00-1---10-1
	2	-10-1---11-1--01-1--010--01-1---11-1---10-1
	3	-10-1---11-1---110--010---110---11-1---10-1
	4	-10-1---100---110--010---110---100---10-1
	5	-10-1---100--000--010--000---100---10-1
	6	-10-1--00-1--000--010--000--00-1---10-1
IV	1	-100--000--010--011--010--000---100
	2	-100---110--010--011--010---110---100
	3	-100---110---111--011---111---110---100
	4	-100---101---111--011---111---101---100
	5	-100---101--001--011--001---101---100
	6	-100--000--001--011--001--000---100
V	1	-1-10--0-10--000--001--000--0-10---1-10
	2	-1-10---100--000--001--000---100---1-10
	3	-1-10---100---101--001---101---100---1-10
	4	-1-10---1-11---101--001---101---1-11---1-10
	5	-1-10---1-11--0-11--001--0-11---1-11---1-10
	6	-1-10--0-10--0-11--001--0-11--0-10---1-10
VI	1	0-10--1-10--100--101--100--1-10--0-10
	2	0-10--000--100--101--100--000--0-10
	3	0-10--000--001--101--001--000--0-10
	4	0-10--0-11--001--101--001--0-11--0-10
	5	0-10--0-11--1-11--101--1-11--0-11--0-10

6		0-10--1-10--1-11--101--1-11--1-10--0-10					
从七段式 SVPWM 分配，可以得到以下规律：							
$T_a = (T_s - T_x - T_y) / 4$							
$T_b = T_a + T_x / 2$							
令：	$T_c = T_b + T_y / 2$						
N	n	A1	A4	B1	B4	C1	C4
3	3	Ta	0	Ts	Tb	Ts	Tc
	1	Tb	0	Ts	Ta	Ts	Tc
	5	Tc	0	Ts	Ta	Ts	Tb
	4	Tc	0	Ts	Tb	Ts	Ta
	6	Tb	0	Ts	Tc	Ts	Ta
	2	Ta	0	Ts	Tc	Ts	Tb
1	3	Ta	0	Tb	0	Ts	Tc
	1	Tb	0	Ta	0	Ts	Tc
	5	Tc	0	Ta	0	Ts	Tb
	4	Tc	0	Tb	0	Ts	Ta
	6	Tb	0	Tc	0	Ts	Ta
	2	Ta	0	Tc	0	Ts	Tb
5	3	Ts	Ta	Tb	0	Ts	Tc
	1	Ts	Tb	Ta	0	Ts	Tc
	5	Ts	Tc	Ta	0	Ts	Tb
	4	Ts	Tc	Tb	0	Ts	Ta
	6	Ts	Tb	Tc	0	Ts	Ta
	2	Ts	Ta	Tc	0	Ts	Tb
4	3	Ts	Ta	Tb	0	Tc	0
	1	Ts	Tb	Ta	0	Tc	0
	5	Ts	Tc	Ta	0	Tb	0
	4	Ts	Tc	Tb	0	Ta	0
	6	Ts	Tb	Tc	0	Ta	0
	2	Ts	Tb	Tc	0	Ta	0

6	2	Ts	Ta	Tc	0	Tb	0
	3	Ts	Ta	Ts	Tb	Tc	0
	1	Ts	Tb	Ts	Ta	Tc	0
	5	Ts	Tc	Ts	Ta	Tb	0
	4	Ts	Tc	Ts	Tb	Ta	0
	6	Ts	Tb	Ts	Tc	Ta	0
2	2	Ts	Ta	Ts	Tc	Tb	0
	3	Ta	0	Ts	Tb	Tc	0
	1	Tb	0	Ts	Ta	Tc	0
	5	Tc	0	Ts	Ta	Tb	0
	4	Tc	0	Ts	Tb	Ta	0
	6	Tb	0	Ts	Tc	Ta	0
	2	Ta	0	Ts	Tc	Tb	0

定义：

n	3	1	5	4	6	2
TA	Ta	Tb	Tc	Tc	Tb	Ta
TB	Tb	Ta	Ta	Tb	Tc	Tc
TC	Tc	Tc	Tb	Ta	Ta	Tb

以 A 相为例，A1 与 A3 互补，A2 与 A4 互补，简化得表 4.8 开关切换时间：

表 4.8 开关切换时间

N	A1	A4	B1	B4	C1	C4
3	TA	0	Ts	TB	Ts	TC
1	TA	0	TB	0	Ts	TC
5	Ts	TA	TB	0	Ts	TC
4	Ts	TA	TB	0	TC	0
6	Ts	TA	Ts	TB	TC	0
2	TA	0	Ts	TB	TC	0

开关切换时间 MATLAB（Simulink）验证

仿真：

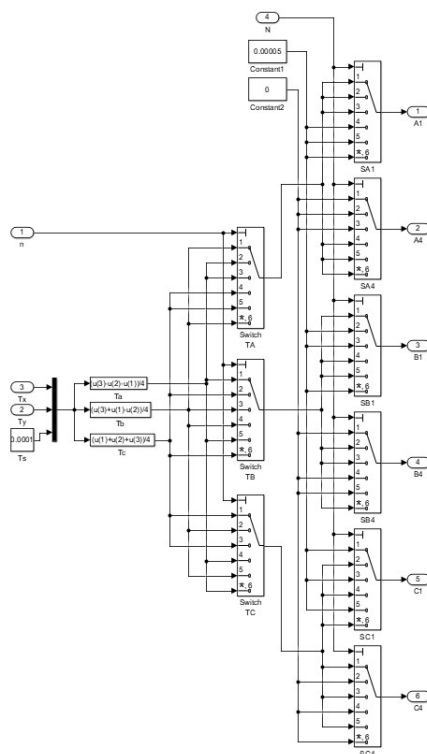


图 4.27 开关切换时间 MATLAB 仿真

(1) A1 和 A2 分别完成 A3 和 A4。通过对比 A1 和 A4 的 CMP 和载波，并将这些结果分别作为 A3 和 A2 的驱动波，驱动波被取消了。

(2) B1 和 B2 分别完成 B3 和 B4。为了否定驱动波，B1 和 B4 的 CMP 和载波被比较并分别作为 B3 和 B2 的驱动波。

(3) C1 和 C2 分别完成 C3 和 C4。为了否定驱动波，C1 和 C4 的 CMP 和载波被比较并分别作为 C3 和 C2 的驱动波。

4.6 仿真与测试

基于 MATLAB2022b 版版本的 T 型三电平变流器如图 4.28 所示，采用电压电流控制器进行闭环控制。

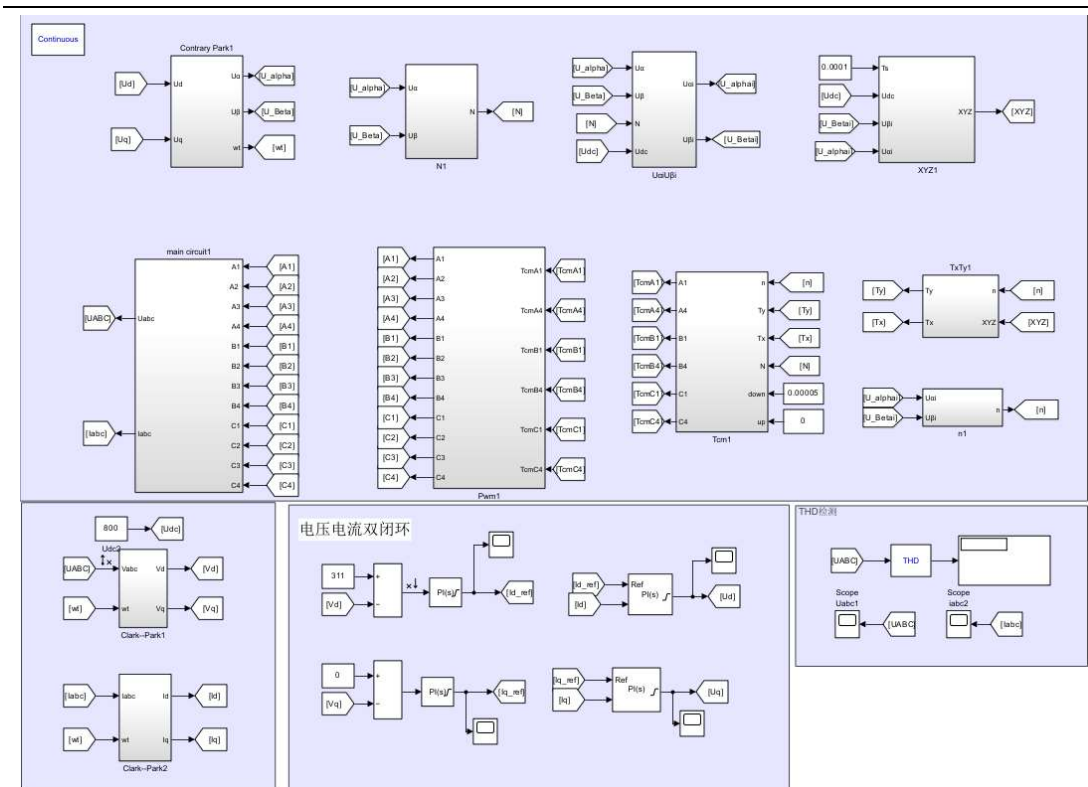


图 4.28 T 型三电平变流器仿真

4.6.1 闭环仿真

外环是电压环采用 PI 控制，311V 作为电压环基准，采集 T 型三电平逆变器输出电压做 Park 变换，与基准作差进入 PI 模块。PI 模块中，KP 取值 0.1，KI 取值 106.6。

电压控制器输出波形：

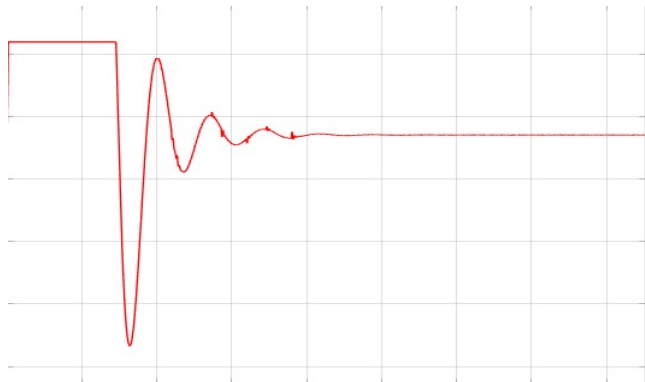


图 4.29 电压控制器输出波形

内环是电流环，电压环的输出作为电流环的基准，采集 T 型三电平输出电流做 Park 变换，与基准作差进入 PI 模块。PI 模块中，KP 取值 1.1，KI 取值 333.3。

电流控制器输出波形：

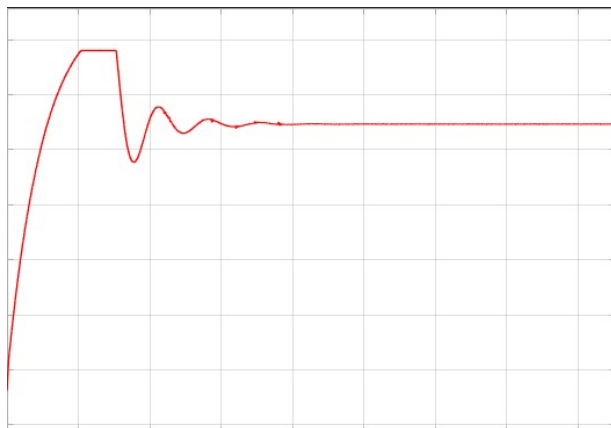


图 4.30 电流控制器输出波形

负载采用星型接法，采集三相输出相电压波形。

负载输出电压波形：

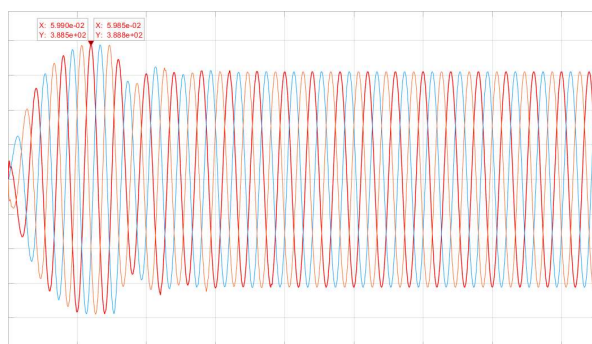


图 4.31 负载输出电压波形

4.6.2 THD 检测：

将采集的输出相电压连接 MATLAB 的 THD 模块，THD 模块设置输入基频为 50Hz。

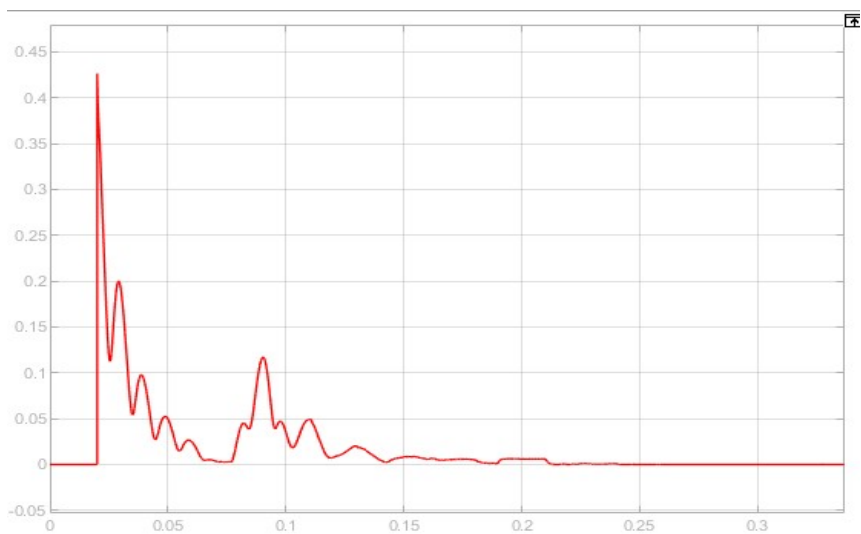


图 4.32 THD 检测波形

5 T 型三电平变流器中点电位不平衡分析

T 型三电平变频器技术的一个弱点是中点电压不平衡问题。T 型通过钳制两个分压电容、开关管和三电平，三电平逆变器产生三电平。可见，只有当电容电压相等并始终保持在直流侧电压的一半时，系统才能提供系统可靠性。如果电容器电压不平衡，设备的寿命将缩短，在严重的情况下，可能会损坏设备。它还会增加输出电压波形的谐波含量，提高逆变器中一些开关所承受的电压，直流电容器和有缺陷的开关设备。

5.1 建立数学模型

为了计算值为正我们假设中点电流 i_{np} 向左流，如图 5.1。

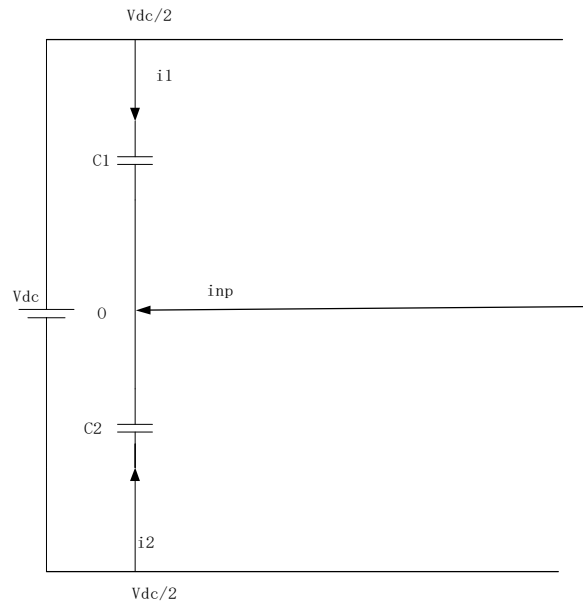


图 5.1 简化图

我们由节点电流法可以得到以下 5.1 式子：

$$\begin{aligned}
 i_1 &= C_1 \frac{d(\frac{U_{dc}}{2} - U_o)}{dt} \\
 i_2 &= C_2 \frac{d(-\frac{U_{dc}}{2} - U_o)}{dt} \\
 i_{np} &= -i_2 - i_1 = 2C \frac{dU_o}{dt}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

三个式子相结合可以得到：

$$\Delta U_0 = \frac{1}{2C} \int i_{np} dt \quad (5.2)$$

可以看出随着 i_{np} 的累积中点电压会偏置。

5.2 中点电位不平衡产生的原因及影响

中点电位不平衡的原因：

- （1）制造过程带来的不一致的电容特性；
- （2）开关延迟及死区；
- （3）T 型三电平调制算法本身导致。

中点电位不平衡的影响：

- （1）中点电位对中点矢量的反应是无法预测的；
- （2）小矢量的中点效应是多余的
- （3）底部的电容器电压被 P 型小矢量的中线电流提高，该电流从直线的正端 P 流向中间的 O。底部的电容器电压被 N 型小矢量的中线电流降低，该电流从直流的中点 O 流向负端 N。

5.3 中点电位不平衡的解决方法

在硬件方面，有学者提出了添加额外的 BUCK 和 BOOST 辅助电路的方法，通过改变电容的充放电来实现对电容的能量转移。然而，对于整个系统而言，这项操作会增加成本和控制的复杂程度。重新分配小矢量的作用时间是一种常用的方法，从载波的角度则等效为注入合适的零序分量。在这项研究中，给出了一种基于 SVPWM 的中点电位控制方法，它利用电荷守恒法修改冗余微零矢量的作用时间，以实现中点电位平衡控制。

5.4 基于零序注入的中点电压控制方法

上文分析可以知道只有 O 状态会对中点电压产生影响，利用三角形相似的原理，将零状态作用时间用 4.2.2.1 统一的表达式表达。

$$\frac{\frac{T_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = \frac{1 - |V_x|}{1} \quad (5.3)$$

结合 5.3 和电荷守恒可以得到式子 5.4, 得到开关状态对三相累计的对电荷的影响, 将 5.3 改写成 5.4, 可以得到中点电流的表达式

$$\Delta Q = (1 - |V_a|)i_a T_s + (1 - |V_b|)i_b T_s + (1 - |V_c|)i_c T_s = i_{npay} T_s \quad (5.4)$$

$$i_{npay} = (1 - |V_a|)i_a + (1 - |V_b|)i_b + (1 - |V_c|)i_c \quad (5.5)$$

我们在不改变原有调制波符号的情况下叠加零序分量控制中点电压, 设叠加后的零序分量为 V_x , 如 5.1.6, 带入电荷累计的公式, 可得到 Q_2 , 如 5.7

$$V_x'' = V_x + V_0 \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} \Delta Q_2 &= (1 - |V_a|)i_a T_s + (1 - |V_b|)i_b T_s + (1 - |V_c|)i_c T_s \\ &= \Delta Q_1 + [-\text{sign}(V_a)i_a - \text{sign}(V_b)i_b - \text{sign}(V_c)i_c]V_0 T_s \end{aligned} \quad (5.7)$$

由式子 (5.7) 可以发现只需要弥补部分电荷的变化就可以解决中点电位不平衡的问题, 但是需要考虑在初始时候的电容存在的一个误差, 我们可以得到 (5.8), 若初始的电荷与变化的电荷以及累计的电荷相加为 0 则中点电位平衡, 可得到 (5.9)

$$Q_0 = C(U_{dc1} - U_{dc2}) \quad (5.8)$$

$$Q_0 + \Delta Q_1 + \Delta Q = 0 \quad (5.9)$$

代入 (5.9) 可以得到叠加的零序分量, 可得到 (5.10)

$$V_0 = \frac{C(U_{dc1} - U_{dc2}) + i_{npai} T_s}{-i_{apo} T_s} \quad (5.10)$$

5.5 仿真实验

基于 MATLAB2022b 版本, 主电路如图:

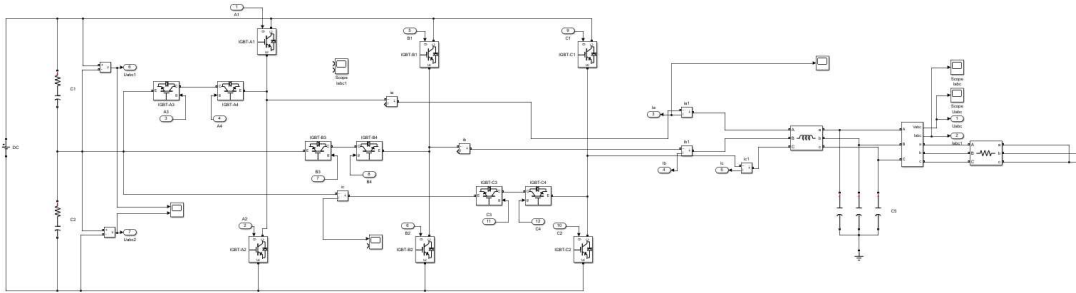


图 5.7 T 型三电平逆变器主电路图

用电压表测测出如图电压波形，随着时间的累计两个电容在不断偏置

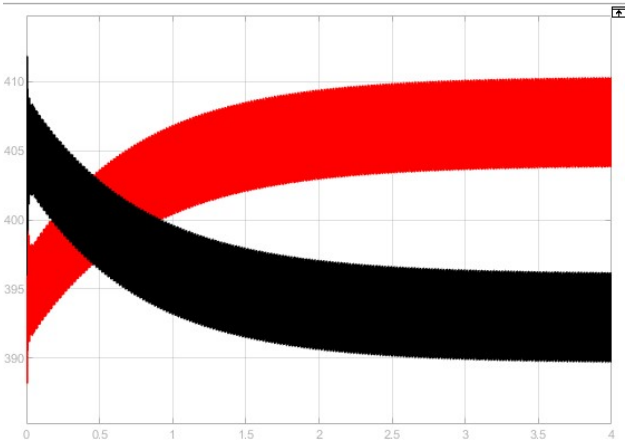


图 5.8 母线电容电压波形图

基于上文的公式推导，搭建如图的中点电位控制算法。

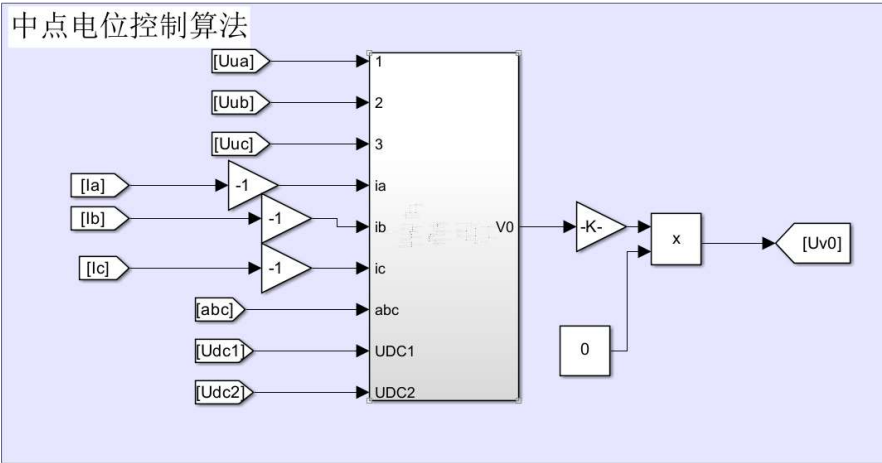


图 5.9 中点电位控制算法图

模块展开：

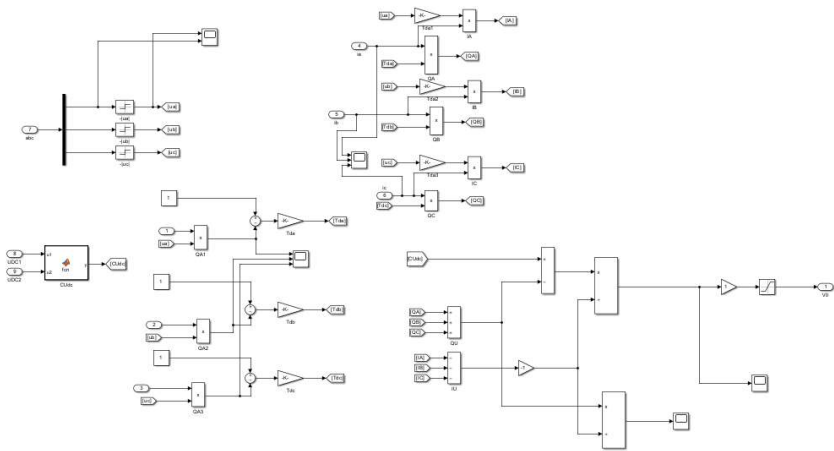


图 5.10 中点电位控制算法模块展开图

仿真结果：

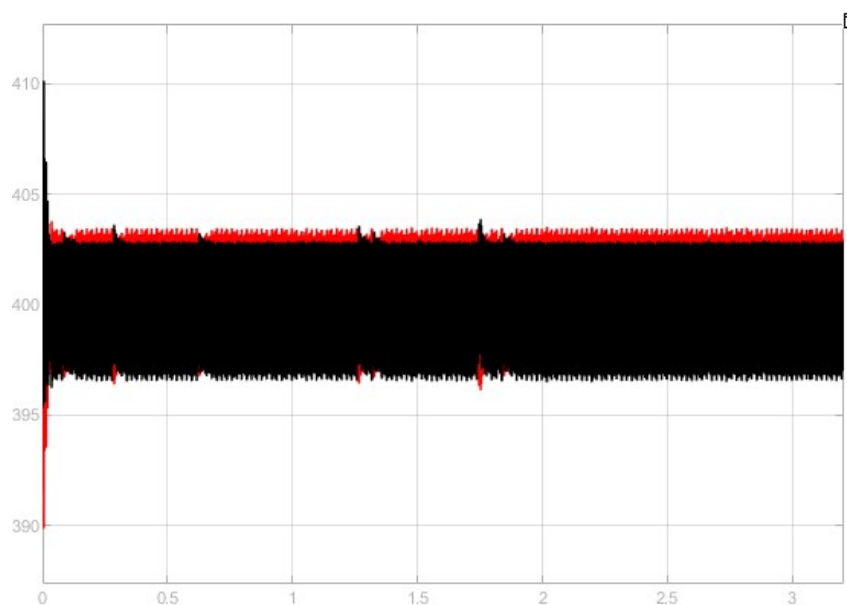


图 5.11 加入中点电位控制算法后的母线电容电压仿真图

总结：通过数学模型搭建和 MATLAB 仿真，发现中点电压会随着中线的电流累积出现偏置，从载波的角度，通过电荷守恒的方法注入了合适的零序分量，将该控制算法添加到原有的 T 型三电平变流器仿真中去，将母线电容电压波形进行对比，证实了注入零序分量来控制中点电位的合理性。

结束语

由于能源危机和环境污染问题的严重性，全世界都在重视 T 型逆变器的研究和开发。两个关键的 T 型逆变器指标是效率和电流功率质量。效率和电流功率质量受到 PWM 调制方法的显著影响。在此背景下，研究了逆变器的拓扑结构、控制方法和控制方案。由于太阳能和 UPS 技术的不断发展以及市场的持续增长，制造商更加关注对逆变器效率的需求，因此三电平拓扑结构也随之发展。我们都知道，传统的两级逆变器具有高输出电流谐波、低直流电压利用率和高开关损耗。这没有达到高电压和优良质量的标准。与使用电容器或独立电源产生多个电平的两电平转换器相比，多电平逆变器根据特定的拓扑结构将多个功率器件结合起来，产生一个额定电平输出的逆变电路。多电平逆变器的目标是产生尽可能多的电平输出，这些电平输出尽可能接近理想的正弦波，从而减少对输出波形的谐波影响。高压转换器可以用较低电压等级的器件来构建，解决了器件串联和并联造成的问题，多电平逆变器在获得高压输入和输出特性的同时，也减少了对器件的高压应力。多电平逆变器的推出标志着，我们可以观察到，由于电力电子技术存在，在高压变频技术的使用中存在着高性能控制的可能性，这加速了高压变频技术向工业应用的速度调节。近年来，多电平变频器作为一个研究课题得到了普及。

致 谢

论文搁笔时，有一种如释重负的感觉，思绪如潮水般涌来，撞击着我疲惫的心灵，即将向我的学生时代和校园生活告别，感觉一切已尘埃落定。这一路走过来的点滴，如影像般在心底播放，无论是快乐还是忧伤，都是那样的可贵与温暖。

首先要深深地感谢我的指导老师赵志宏，是您给了我如此宝贵的学习机会，在我的论文书写中我学到了很多有价值的经验，比如在今后工作中会遇到的一些问题都会在这段学习中想到要冷静具体的去解决。赵老师渊博的专业知识，严谨的治学态度，精益求精的工作作风，诲人不倦的崇高师德以及朴实无华、平易近人的人格魅力对我今后的学习与工作影响深远。其次，也要感谢和我一起作毕业设计的马松同学，从器件选型、仿真搭建、三电平拓扑图的分析与理解，都是在他的帮助下完成的。同时，也要感谢刘磊老师本论文从选题到完成，每一步都是在刘老师的指导下，倾注了老师大量的心血，在此谨向刘磊老师表示衷心的感谢。然后我还要感谢我的感谢我的父母，父母的爱支撑我的生命和生活，大爱无言。

最后我还要十分感谢四年来与我朝夕相处的老师与同学们，感谢老师与同学们四年来的关心和鼓励，因为他们使我的大学生活充满了感动。衷心的祝福每一位给予我帮助的人，谢谢！

参 考 文 献

- [1] 刘亚军, H 电平逆变器 SVVPWM 控制策略的研究.华中科技大学, 2008
- [2] 薛旭枉, NPCS 电平逆变器 SVPWM 控制策略的研究.北京交通大学, 2009
- [3] 谭永辉, 基于 DSP 的三电平 SVPWM 逆变器的研究[D].湖南大学, 2004
- [4] 卫建荣, H 电平逆变器供电异步电动机 SVPWM 控制策略的研究[D], 西南交通大学, 2013
- [5] 唐飞, 郑蕾, 伍小杰, 三电平空间矢量脉宽调制逆变器控制研究[J], 江苏电机工程, 2003.22 (5)
- [6] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等.一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J].中国电机工程学报, 2006, 26 (12)
- [7] 赵龙.基于 SVPWM 调制策略的两电平和三电平逆变器的损耗分析与效率比较[D].安徽大学, 2014.
- [8] 曾磊乐. T 型三电平逆变器的中点电位控制算法研究[D]。电子科技大学, 2015
- [9] 姜卫东, 王群京, 陈权, 等.考虑中点电压不平衡的中点钳位型三电平逆变器空间矢量调制方法[J].中国电机工程学报, 2008.
- [10] 张政华, 裴云庆, 陈锋, 等.基于 SVPWM 的三电平逆变器中点电压控制方法[J].电力电子技术, 2013.
- [11] Bhosale S S, Bhosale Y N, Chavan U M, et al.Power Quality Improvement by Using UPQC:A Review[C]//2018 International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies (ICCPCT).IEEE, 2018:375-380
- [12] 闻振华, 云电平逆变器 SVPWM 控制策略的研究, 华中科技大学, 2009
- [13] 李玉军, 三电平逆变器控制方法及其在矢量控制中的应用研究[D], 重庆大学, 2008.
- [14] 童鸣庭.三相 T 型三电平非隔离并网逆变器的研究[D].合肥工业大学, 2013
- [15] 夏玲芳, T 三电平逆变器技术研究[D], 南京航空航天大学, 2014