

湖南大学

硕士学位论文

三电平逆变器SVPWM方法的分析与研究

姓名：金永顺

申请学位级别：硕士

专业：检测技术与自动化装置

指导教师：欧阳红林

20070508

摘要

多电平逆变器适合大容量、高压的场合，得到了越来越多的应用。在多电平逆变器的多种控制策略中，空间矢量调制（SVPWM）算法具有调制比大、能够优化输出电压波形、易于数字实现、母线电压利用率高等优点，成为人们关注的热点。

本文对三电平逆变器SVPWM调制手段进行了全面系统的深入研究，重点研究了如何实现三电平逆变器中的SVPWM调制，同时本文对三电平逆变器中点电位平衡的问题也进行了详细的研究。

文中通过对三电平逆变器拓扑结构的分析，阐述了三电平逆变器的运行机理。为了对三电平逆变器矢量调制技术进行全面的分析，本文首先从两电平SVPWM调制策略入手介绍了SVPWM调制的基本原理。然后分析了SVPWM控制策略在三电平逆变器的应用。为了实现方便三电平逆变器的空间矢量调制，本文提出了两种判断参考矢量位置的办法，并介绍了输出矢量作用时间的计算方法。在减小开关器件损耗方面，本文介绍了一种减小开关损耗的电压矢量作用顺序。同时也介绍了一种以牺牲开关损耗平衡中点电位的双极性调制策略。该调制策略通过利用冗余的小矢量和零矢量能让逆变器输出更好的电压波形并能更好的平衡中点电位。由于中点电位的不平衡是钳位式三电平逆变器运行过程中比较严重的问题，本文对此作了详细的研究。分析了大、中、小矢量对中点电位的影响，发现了哪些矢量能够影响中点电位的波动，并得出通过对成对小矢量的作用时间分配能够控制中点电位的结论。本文提出了几种能够抑止中点电位漂移的方法。

最后为了验证分析的正确性，构建了一个利用三电平逆变器控制异步电机的模型。通过对系统的仿真，验证了算法的可靠性。

关键词:多电平逆变器；二极管钳位；三电平逆变器；空间矢量调制；中点电压平衡；

Abstract

Multilevel converters have been widely used in high-voltage and high-power application fields. Among many of its modulation strategies, Space Vector Modulation (SVM) has been one of the most popular research points. The main advantages of the strategy are the following: it provides larger under modulation range and offers significant flexibility to optimize switching waveforms; it is well suited for implementation on a digital computer; it has higher DC voltage utilization ratio.

The principle of three level voltage space vector PWM is deeply studied. The main point in this article is how to use space vector PWM technique in three level inverter. At mean time, the reason of unbalancing in neutral-point potential fluctuation is investigated.

This paper have researched the topology of three level inverter, and discussed the principle of the three level inverter. This article discuss svpwm strategy used in two level inverter .For using SVPWM in three level inverter ,this paper propose two way of judging the place of reference vector ,and then introduce the way of computing the time of modulation. this paper introduces approach that can reduce switching loss .At the same time ,The article proposes a novel SVPWM strategy for the three-level neutral-point-clamped voltage source inverter, based on the particular disposition of all the redundant voltage vectors. The new modulation approach shows superior performance for the harmonic voltage and the control of neutral-point potential. The main factor which influences neutral point voltage balance of three level inverter is deeply studied. Hence some way of balancing the neutral-point voltage are proposed.

At last we simulate the SVPWM modulating means of three-level inverters by MATLAB, and prove the correction of modulating mean.

Keywords: Multilevel Inverter Diode-Clamped; Three-Level Inverter; Space Vector Modulation; Neutral-point voltage balancing

湖南大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权湖南大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

- 1、保密，在_____年解密后适用本授权书。
2、不保密。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：

日期： 年 月 日

导师签名：

日期： 年 月 日

第1章 绪论

1.1 引言

多少年来，人们都在孜孜不倦地研究电的任意变换，随着工业革命步伐的持续加快，人们更想利用电子技术将固定频率的交流电变换为任意频率的交流电，从而可以满足机器设备的不同需要。很长时间来，由于电力电子器件的发展跟不上人们的需求，使得固定频率的交流电的使用受到了一些限制。近年来，随着电工领域各种技术的全面发展，人们对电力电子装置的高压、大功率和高频化的要求越来越强烈，人们希望电力电子装置能够处理越来越高的电压等级和容量等级，例如，电力系统中以高压直流输电(HVDC)、静态无功补偿(STATCOM)等为代表的柔性交流输电技术(FACTS)，以及以高压变频为代表的大电机驱动和大功率电源装置。在传统的两电平变换器的大功率运用中存在许多问题：需要笨重、耗能、昂贵的变压器；为了得到高质量的输出波形而提高开关频率，造成很高的开关损耗，而为了适应高电压的要求，需采用器件串联，因而需要复杂的动态均压电路。多电平变换器也就是在这种背景下成为高压大功率变换研究的热点。

1.2 多电平逆变器的研究现状及发展前景

多电平逆变器是在1981年由Nabae等人提出的“中点钳位PWM逆变器(Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, NPC-PWM)”的基础上发展起来的，其后在高压大功率变频调速器方面得到了广泛的应用。尽管Nabae未明确提出多电平逆变器的概念，但该逆变器本身就是二极管钳位三电平逆变器的雏形。

多电平逆变器的一般结构是有几个电平台阶成阶梯波以逼近正弦输出电压。在过去两电平逆变器的高压大容量应用中，往往采用功率开关器件的串并联方式，这就要求所有串并联的开关器件必须同时开通和关断，所有开关器件的开关特性要完全一致。而由于器件匹配的困难使开关器件的利用因数降低，使这种方案非常麻烦甚至很难实现。许多情况下也采用交一直一交变频方式，在这种方式中，或是将多个低压小容量变换器采用多重化获得高压大功率，或是在交流输入侧和交流输出侧分别采用低压变换器。很明显，以上两种方法均采用了笨重、昂贵、耗能的变压器，且对于第二种方法还会出现中间环节电流过大，系统效率下降，可靠性降低，低频时能量传输困难等诸多缺点，人们希望采用直接的高压变换器方式，这就对变换器所用器件提出了更高的要求，特别是需要承受很高的电压应力，因此，人们提出了一种通过变换器自身拓扑结构的改进，达到既无需升降压

变压器，又无须均压电路的多电平变换器。多电平逆变器作为一种新型的逆变器类型，其产生的背景是为了克服传统逆变器较高的 dv/dt , di/dt 所引起的开关应力等缺点，出发点是通过对主电路拓扑结构的改进，使所有功率器件工作在基频以下，达到减小开关应力，改善输出波形的目的，但因多电平电路所需的功率器件较多，所以从提高性能比角度，它更适合于大功率场合。

多电平逆变器由于输出电压电平数的增加，使得输出波形具有更好的谐波频谱，每个开关器件所承受的电压应力较小，且无需均压电路，开关器件在输出电压基频以下，其开关损耗小，可避免大的 dv/dt 所导致的各种问题。尤其是八十年代以来，以GTO、IGBT为代表的第三代电力电子器件，以及以DSP为代表的智能控制新片的迅速普及，为这种新型多电平变换器的研究和实际应用提供了必要的物质基础。基于电压型三电平逆变电路的多电平逆变电路，特别是三电平逆变电路已进入实用化阶段，对其进行研究和分析很有实际意义。一般认为多电平逆变器是建立在三电平逆变器的基础上，按照类似的拓扑结构拓展而成的。电平数越多，所得到的阶梯波电平台阶越多，从而越接近正弦波，谐波成分越少。但这种理论上可达到任意N电平的多电平逆变器，在实际应用中由于受到硬件条件和控制复杂性的制约，通常在追求性能指标的前提下，并不追求过高的电平数，而以三电平最为实际。国外也有对七电平及更高电平的研究，但都还不成熟，特别受硬件条件和控制性能的限制，还处于理论研究阶段。目前三电平逆变器的主要控制方法有消谐波PWM法，开关频率最优PWM法和空间矢量PWM法等。控制方法的研究是三电平逆变器研究的一个热点问题。

国外多电平逆变器已经有了成品出现，如ABB公司的高压大容量变频器就是采用IGCT中点钳位电压型三电平逆变器，最高输出电压可将近400KV。又如巴西伊泰普HVDCT工程运行电压最高为600KV，输送功率为3180OMW，线路长800KM，它代表了当今HVDCT水平、鉴于我国地域辽阔，能源分布及负荷发展极不平衡，发展HVDCT显得非常重要。我国变频器总的潜在市场应为1200-1800亿元，其中常压变频器约占市场份额的60%左右，中、高压变频器需求数量相对比较少，但由于单台变频器功率大、售价高，应占市场的40%左右在多电平方面，国内已有几家推出采用基于1.2KV~1.8KV的IGBT器件单元串联单相桥式主电路结构的高压变频装置，这种主电路结构由于器件多而复杂，信号调制困难使得整体可靠性比较差，其输出功率也不高。

总体来说，多电平变换技术(尤其是三电平)，在国外尽管存在一些尚未完善的地方，但是三电平逆变器不仅能应用于大功率高输入电压的逆变场合，而且能应用于如静止无功补偿、电力有源滤波器等电力电子装置中。因此在灵活电力系统和用户电力技术方面也有广阔的应用。特别表现在：(1)性能的高压大容量交流变频调速技术，2)多电平双FWM高频整流健变调速系统，实现四象限运行，(3)

高压直流输电(HVDCT), (4)电能质量综合治理中的应用在m内等方面。虽然变频调速系统的研究非常活跃而且市场需求旺盛,但是在产业化方面还不是很理想,该技术的研究还处于萌芽状态,有大量的工作需要研究者去做。且随着新型电力电子器件及DSP智能控制芯片的迅速普及,这一技术必将在大功率应用场合大显身手。传统直流电流源供电及直流电BE源供电的GTO变换器正逐渐被使用IGCT及IGBT的两电平或者三电平PWM变换器所取代。本世纪随着减少电磁噪声等环境标准的提高,多电平变换器方案必将得到广泛的应用。

1.3 多电平逆变器拓扑结构

多电平逆变器的基本思想是利用主电路的拓扑结构输出多级阶梯波来等效正弦波。到目前为止,已经有多种拓扑结构被相继提出,极大的丰富了多电平逆变器家族。多电平逆变器种类繁多,目前,国际上在中高压变频器产品的技术原理上主要有三种类型的逆变器:移相串联叠加输出技术;中点钳位式(NPC);多电平逆变器;飞跨电容型多电平逆变器^[1,2]。

1.3.1 二极管箱位式多电平逆变器

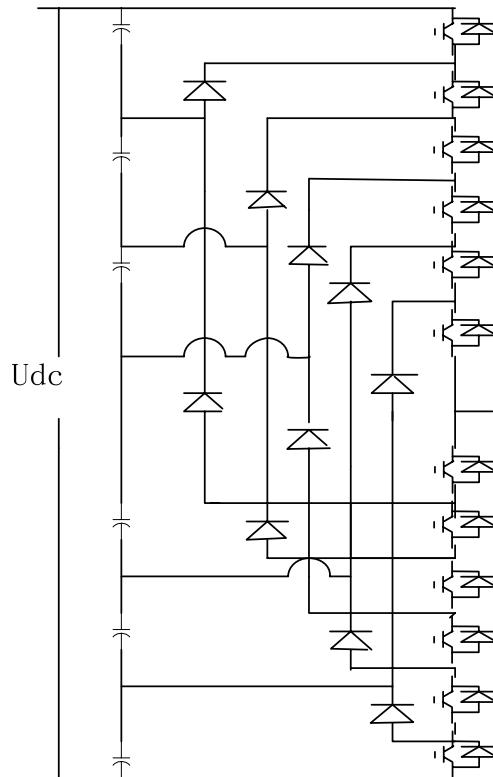


图1.1 二极管箱位式多电平逆变器

二极管嵌位式逆变器^[3, 4]又称中性点嵌位式(Neutral Point Clamped-NPC)逆变器。图1.1示出了二极管箱位式七电平逆变器一相的电路结构。二极管钳位式逆变器的电路结构首先由A.Nabae等人在1980年JAS年会上提出, 1983年的IAS年会上

Bhagwat等人又将二极管嵌位式三电平逆变器的结构推广到了任意多电平，形成了今天的NPC式多电平模式。二极管嵌位式逆变器特点有：

1) 二极管嵌位式逆变器利用多个二极管对相应的全控型功率开关器件进行钳位，以解决功率器件的均压问题。电平数为 N_p 的三相逆变器含有 $6(N_p-1)$ 个全控型功率器件和 $6(N_p-2)$ 个嵌位二极管。三电平以上NPC电路中，由于嵌位二极管自身承受电压不均匀，如果采用相同耐压水平的二极管串联等效，需要 $N_p^2 - 3N_p + 2$ 个。大量嵌位二极管的使用增加了控制的难度，使得七电平以上的NPC电路失去了实用价值。

2) 逆变器的直流侧采用电容分压以形成多电平，不需要结构复杂的曲折联结变压器就可直接实现高压大功率，缩小了装置的体积。 N_p 电平的逆变器需要 N_{p-1} 个分压电容，分压电容的存在可能引起电压不平衡，这一问题需要从控制手段上加以解决。

3) 同一桥臂上的功率器件的开关频率不同，桥臂中部的功率开关和靠近直流母线侧的功率开关相比，前者的导通时间远大于后者，所承担的负荷也较重。造成开关器件的利用率不同。

1.3.2 电容嵌位式(Capacitor Clamped)多电平逆变器

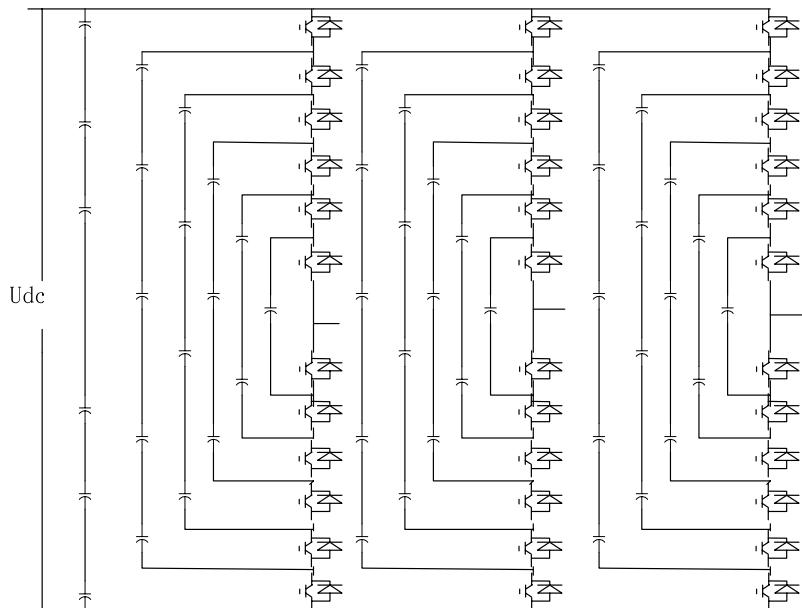


图1.2 电容嵌位式(Capacitor Clamped)多电平逆变器

电容嵌位式逆变器即飞跨电容式(Flying Capacitors)逆变器^[5]，是由T. A. Meynard等人在1992年的PESC年会上首先提出的。如图1.2所示为电容嵌位式七电平逆变器。飞跨电容式逆变器的主要特点如下：

(1)采用跨接于开关器件之间的串联电容进行嵌位，三相 N_p 电平逆变器共需 $(3N_p^2 - 7N_p + 4)/2$ 个嵌位电容，直流侧分压电容的电路结构与二极管嵌位式逆变器

相同。

(2)电容嵌位式逆变器的开关状态的选择比二极管嵌位式逆变器具有更大的灵活性，有利于平衡功率开关的导通时间和电容的电压。

(3)三相从电平逆变器共需 $(3N_p^2 - 7N_p + 4)/2$ 个电容。由于直流滤波电容体积大、成本高、使用寿命较短，使得电容嵌位式逆变器的实用价值不如二极管嵌位式逆变器。

1.3.3 移相串联叠加输出技术

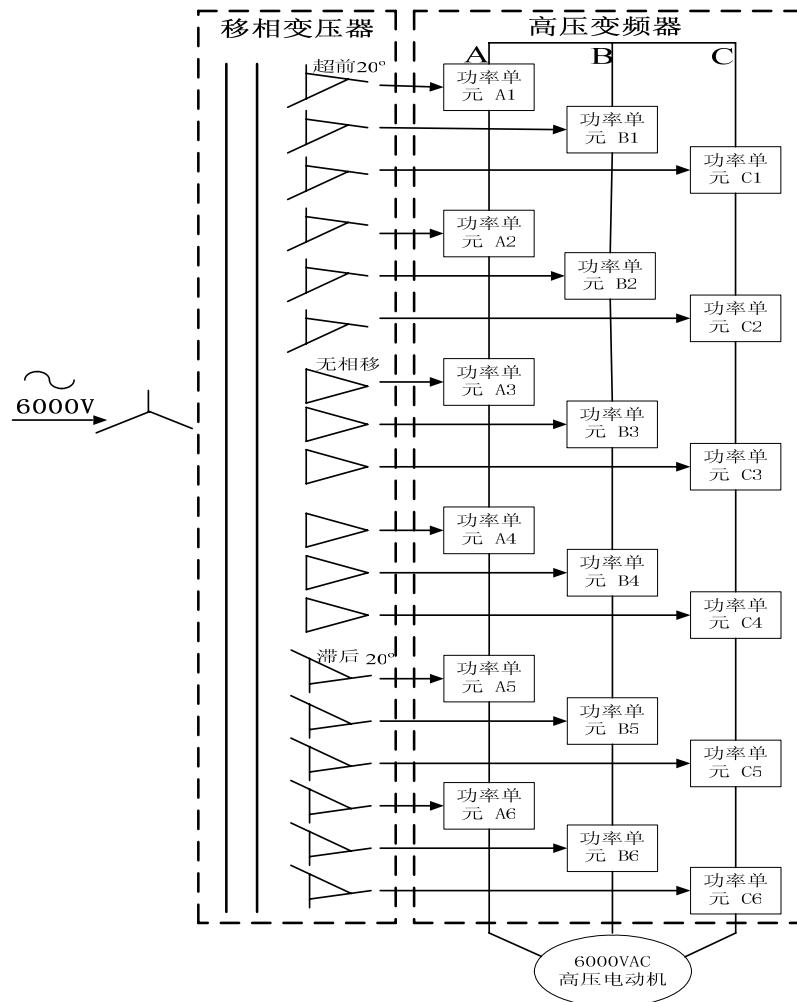


图1.3 单元串联多电平PWM电压源型变频器的拓扑图

级联式逆变器又称为隔离直流电源式逆变器^[6~8]，是多电平逆变器家族中出现最早的一种。1975年P.Hammond提出了采用隔离的直流电源作输入，多个H逆变桥输出端相串联的结构。如图1.3是单元串联多电平PWM电压源型变频器的拓扑图，包括输入变压器、变频器、电机3个部分。输入变压器是一个具有5组共15个相互独立二次线圈的特殊隔离变压器。变频器每相串接5个相同的功率单元，每个功率单元都是由输入隔离变压器的一个二次线圈单独供电，各功率单元及其供电的二次线圈间均相互绝缘，对地可受5KV的耐压，各组二次线圈在绕制时相互

之间相位相差 12° ，这样可以消除各功率单元产生的大多数谐波，因而变频器输出的电流基本是正弦波，克服了一般6脉冲或12脉冲变频器不可避免的谐波干扰问题。级联式多电平逆变器的特点有：

- (1) 电平数越多，输出电压谐波含量越小；
- (2) 器件在较低频率下开通、关断，损耗小，效率高；
- (3) 易于封装；
- (4) 技术成熟，易于模块化；
- (5) 可采用软开关技术，以避免笨重、耗能的阻容吸收电路。但级联式逆变器需要多个独立的直流电源，当采用不控整流得到这些直流源时，为减小对电网的谐波干扰，通常采用多绕组曲折变压器的多重化来实现。

1.4 多电平 PWM 调制方法

在采样控制理论中有一个重要结论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。PWM(Pluse Width Modulation)控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术。即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要的波形（含形状和幅值）随着电压型逆变器在高性能电力电子装置，如交流传动、不间断电源和有源滤波器中越来越广泛的应用，PWM 控制技术作为这些系统的共用及核心技术，引起人们的高度重视，并得到深入的研究。1964年 A.Schonung 和 H.Stemmler 根据通讯系统的调制技术产生了正弦脉宽调制(SPWM) 变压变频的思想并应用到交流传动中。目前已经提出并得到应用的 PWM 控制方案就不下十种，从最初追求电压波形的正弦，到电流波形的正弦，再到磁通的正弦；从效率最优，转矩脉动最少，再到消除噪音等，PWM 控制技术的发展经历了一个不断创新和不断完善的过程。目前仍有新的方案不断提出，针对 PWM 控制技术的研究方兴未艾。在作为电机驱动的电压源型逆变器中，为降低所控制的电机的谐波损失、电磁干扰(EMI)和转矩脉动，无论采取何种 PWM 控制方法，其目标都是获得正弦电流输出。多电平逆变器应用于变频调速也要实现上述目标，使被控制的高压大功率电机获得优异的性能。但采用不同的 PWM 控制策略，逆变器输出电压的谐波含量不同，网侧的输入电流谐波含量亦不相同。多电平逆变器的调制方法大体可以分为阶梯波调制、多载波 SPWM 调制、相移 SPWM 调制和多电平 SVPWM 调制四种。

1.4.1 多电平逆变器正弦脉宽调制技术 (SPWM)

以频率和期望波相同的正弦波作为调制波 (Modulation wave)，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波 (Carrier wave)，当调制波与载波相交时，由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得高度相等、宽度按正弦规

律变化的脉冲序列，这种调制方法称作正弦波脉宽调制（Sinusoidal pulse Width Modulation，简称SPWM）图1.4为传统两电平逆变器双极性控制方式的三相SPWM波形，其中 u_{RA} 、 u_{RB} 、 u_{RC} 为三相的正弦调制波， u_t 为双极性三角载波， $u_{AO'}$ 、 $u_{BO'}$ 、 $u_{CO'}$ 为三相输出与电源中性点 O' 之间的相电压波形， u_{AB} 为输出线电压波形，其脉冲幅值为 $+U_d$ 或 $-U_d$ 。

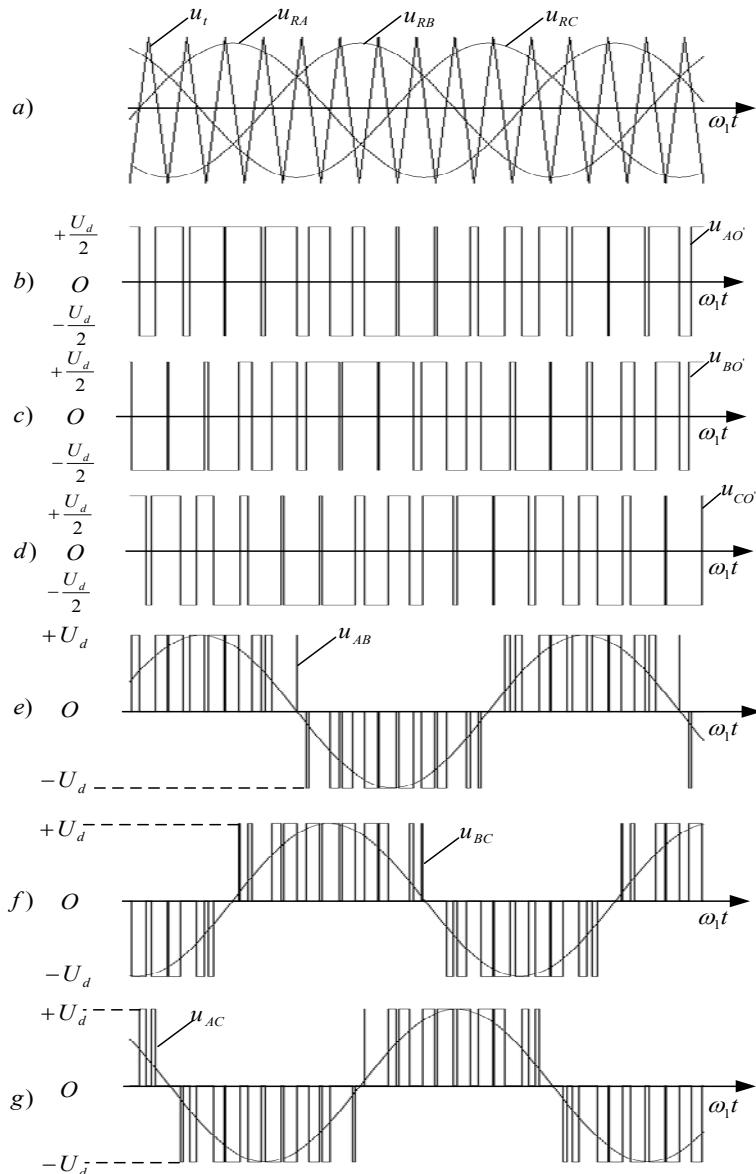


图1.4 两电平逆变器SPWM波形

在三电平SPWM调制方法中。三电平逆变器相电压与常规两电平逆变器相比，传统SPWM控制原理是用一个基准正弦波和一个三角波载波进行交接，得到一个脉冲信号，通过这个脉冲信号来控制开关管的开关，而三电平逆变器需要将基准正弦波整流后与2个频率、幅值相等的三角波载波进行交接，得到两个脉冲信号。同时用基准波直接与零电压比较得到脉冲信号，如图1.5所示。然后用这3个脉冲信号经过一系列逻辑门后来得到各个开关管的开关情况。由于三电平逆变器输出信号多一个0电平，在相同的开关频率下，输出脉冲效果更接近正弦波。三电平逆

变器SPWM调制方法跟两电平逆变器的SPWM控制方法类似，三电平逆变器在应用于较高电压时，可以采用对称的单脉冲触发控制方式。虽然在该方式下，电压谐波分量较多，但通过选取适当的触发角 α 谐波分量仍能满足一定的使用要求，同时该控制方式具有便于实现、开关频率较低、开关损耗较小等优点，因而在大功率应用场合，可以采用该控制方式。在较低电压应用场合，若采用单脉冲控制方式，电压谐波分量将大大增加，此时该方法一般不再适用，而是采用PWM脉宽控制方法。实际上，即便在高电压应用场合，逆变器也往往采用PWM控制。这是因为，与单脉冲控制方式相比，PWM调制方法能获取性能更为卓越的输出波形^[9,10]。

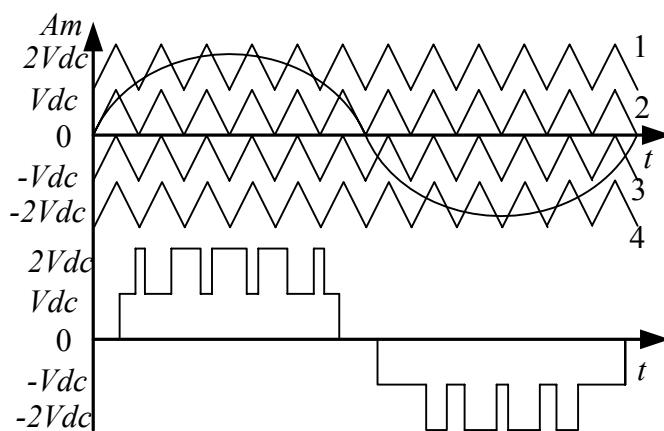


图1.5 三电平逆变器SPWM调制

1.4.2 相移式 SPWM 调制法

相移载波PWM调制(Phase-Shifted Carriers PWM)，简称PSPWM。相移PWM调制技术一般只适用于级联式逆变器，不适用于二极管钳位式和电容钳位式的多电平逆变器^[11]。由于其实现简单，相移PWM技术在级联式逆变器中应用比较广泛。PSPWM技术中每个级联单元采用传统的SPWM调制，但每个载波相互之间存在相移。应用PSPWM，每个H逆变桥由两列相差180°的三角波作为载波，一列称为正组载波，另一列称为负组载波，将它们分别与参考的正弦调制波进行比较，当正弦调制波的瞬时值大于正组三角载波时，左桥臂输出电压为正，否则输出电压为零；当正弦调制波的瞬时值小于负组三角载波时，右桥臂输出电压为正，否则输出电压为零。

根据以上原理，可以得到单元H桥的输出电压波形。同相各单元的调制波要采用等幅值同相位的正弦波，同相相邻的单元正组载波之间以及负组载波之间要有一个相移角，对于M重逆变器，这个相移角 $\alpha = 2\pi/M$ 。这样调制得到的各单元的SPWM波彼此交错，相迭加形成多电平的SPWM电压波形。图1.6为三重移相的

SPWM波形产生的方法。

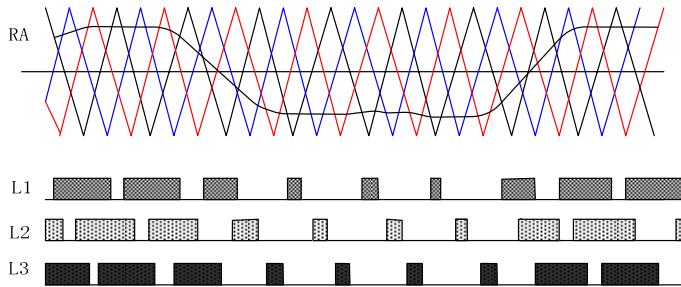


图1.6 三重SPWM波形的产生方法

1.4.3 多电平 SVPWM 调制方法

矢量调制技术源于电机的磁场定向控制。电机的磁场定向控制的目的是通过坐标变换，将原来强耦合的三相交流电机系统转化为两相直流系统，耦合性大大降低，在两相坐标系下采用直流电机的控制方式进行控制，其控制也变得相对简单。将这种控制方法移植到三相逆变电源系统的控制中，将三相系统的电压统一考虑，并在两相系统进行控制。这种控制方法称为电压空间矢量控制，它的特点在于对三相系统的统一表述和控制，以及对幅值和相位同时控制这两个方面。图1.7为 N 电平逆变器电压矢量图^[13~15]。 N 电平逆变器共有 N^3 种电压空间矢量，其中独立的电压矢量为 $1+(1+2+\dots+N-1)\times 6=3N(N-1)+1$ 个。依次连接相邻的2个电压空间矢量，利用上面的说明，可知 N 电平逆变器电压空间矢量图共含有 N 个六边形，其中第1个六边形边上点与顶点处是独立的电压矢量，每条边上有 $N-1$ 种电压矢量；第2个六边形边上点与顶点处重复矢量数为2，每条边上有 $N-2$ 种电压矢量；第 n 个六边形($n < N$)重复矢量数为 n ，每条边上有 $N-n$ 种电压矢量；当 $n = N$ 时，第 N 个虚六边形就是原点零矢量，重复零矢量数为 N 。对于 N 电平逆变器矢量图， 60° 区域小三角形个数为 $1 + 3 + \dots + (2 \times N - 3) = (N-1)^2$ 。

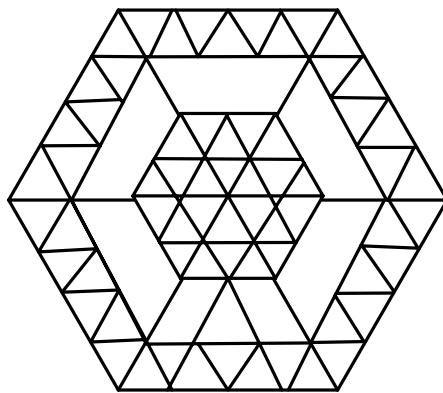


图1.7 N电平逆变器原理示意图与电压矢量示意图

三电平逆变器中采用空间电压矢量调制的任务就是按照跟踪圆形磁场来控制PWM电压，其效果一定比SPWM方法及电流跟踪控制更好。三电平逆变器的

SVPWM 算法是本课题设计的核心，也是采用矢量调制解决中点电压平衡问题的基础。本文将在下章着重介绍 SVPWM 在三电平逆变器中的应用。

1.5 本文研究的对象和主要内容

由于三电平逆变器与传统两电平逆变器具有：更适应大功率、高电压的场合；降低了输出波形的谐波含量；降低了开关损耗等优点，越来越受到各国学者的关注，因此其控制手段也成了一个热门课题。由于不同的调制方法各有优缺点，也适用不同的场合，但各种 PWM 方法中，由于 SVPWM 以瞬时空间矢量为控制量，最适合用于高动态性能的控制方法如矢量控制、直接转矩控制等。虽然钳位式三电平逆变的拓扑结构很早就已经提出，但是其实时控制仍然很复杂且难以实现。鉴于此，本文以三电平逆变器 SVPWM 方法为研究对象，探索三电平逆变器 SVPWM 有效的调制方法，以及利用 SVPWM 调制手段解决三电平逆变器实现过程中出现的一些问题。

本文研究的主要内容：

总结了目前多电平变换器的拓扑结构和控制策略，并比较了不同拓扑结构和不同控制策略的优缺点以及使用场合等。在第二章中以两电平 SVPWM 控制原理出发，分析研究了 SVPWM 调制技术在三电平变逆变器中的应用。本文在第三章中讨论了中点电位不平衡的原因，给出了一些比较实用的控制中点电位的方法。

最后通过仿真验证了 SVPWM 调制算法和基于 SVPWM 算法平衡中点电位的方法的有效性。

第2章 三电平逆变器 SVPWM 控制策略

对三电平逆变器拓扑结构的分析是对其进入深入研究的基础。首先探讨二极管钳位式三电平逆变器的结构及运行原理，并深入研究两电平空间矢量PWM方法和三电平空间矢量PWM方法，基于此提出易于数字化实现的SVPWM控制方法。

2.1 二极管钳位式三电平逆变器拓扑结构分析

对于两电平的逆变电路来说，电路输出的相电压有 $u_{dc}/2$ 和 $-u_{dc}/2$ （ u_{dc} 为直流侧输出电压）两种电平。如果能使逆变电路的相电压输出更多的电平，就可以使其波形更接近正弦波。图2.1给出了一种三电平逆变电路，这种电路也称为中点钳位型（Neutral Point Clamped）逆变电路^[16, 17]。

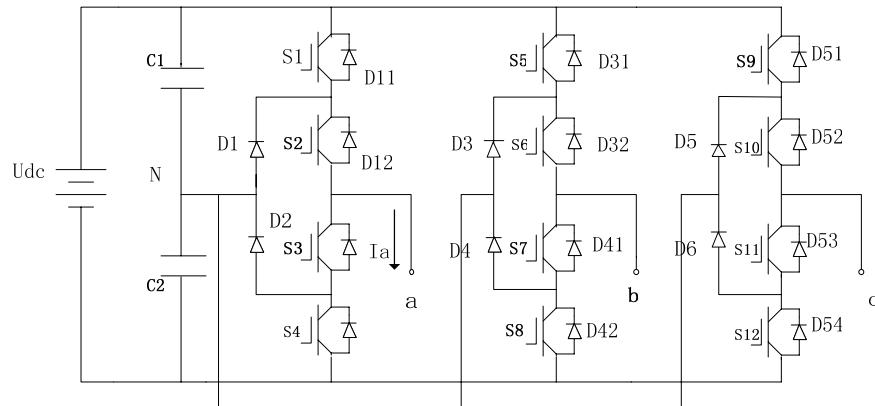


图2.1 二极管钳位式三电平逆变器主电路

该电路的每一相桥臂有四个开关元件、4个续流二极管和两个嵌位二极管。两个串联器件的中点通过钳位二极管和直流侧电容的中点相连接。嵌位二极管的作用是在开关管导通时提供电流通道防止电容短路。

在图2.1所示的三电平逆变器主电路结构中。其中，平均每个主管承受正向阻断电压为直流侧母线电压的一半。与传统的二电平拓扑结构相比较，中点钳位式三电平逆变器主要优点是：器件具有2倍的正向阻断电压能力，并能减少谐波和有效地降低开关频率，从而使系统损耗小。如从开关频率达到同样输出性能指标来衡量，三电平的开关频率将是二电平的1/5，且其电压上升率(dv/dt)比二电平通用逆变器降低一半，污染电气性能的电流上升率(di/dt)也随之减少，能明显降低损害电机的绝缘性能而延长其工作寿命；随着电平数增加，每个电平幅值相对降低，电压变化减少，主电路电流含有的脉动成分小，转矩脉动和电磁噪声降低；因为与吸收电路有关的电路电压只有一半，流入吸收电路的能量小，即发热量减少，可使电路体积小。若三电平逆变器接上中点悬空的三相对称的星形负载，则负载中将不会

有3 的倍数次谐波电流流过。

从三电平逆变器主电路的一相桥臂的结构出发，四个开关器件开关状态共有16种，但由于 S_{x1} 与 S_{x3} 是逻辑非的关系（同样 S_{x2} 与 S_{x4} 也是逻辑非的关系）因此有效状态只有3种情况。下面以a相为例，来描述相电压的三种输出状态。

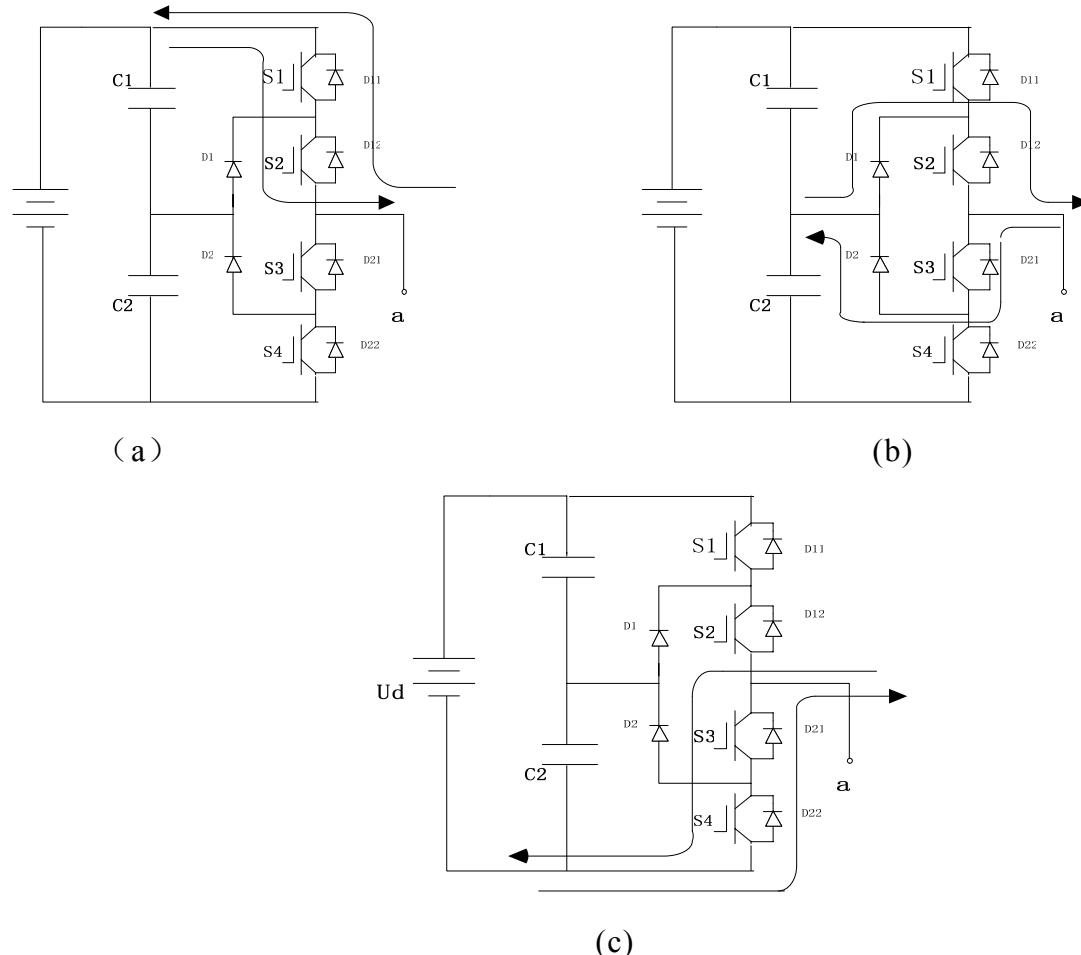


图2.2 三电平逆变器相电压三种输出状态

(1)给 S_1 、 S_2 导通触发脉冲， S_3 、 S_4 关断时：当电流 i_a 为正（从逆变器流向负载），则电源对电容 C_1 充电，电流流过主管 S_1 、 S_2 ，忽略管压降，该相输出端电压 $U_a = U_{dc}/2$ ；如负载电流为负（从负载流向逆变器），电流流过与主管 S_1 、 S_2 并联的续流二极管 D_{11} 、 D_{12} 对电容 C_1 充电，则该相输出端电压是 $U = U_{dc}/2$ ，如图2.2 (a) 所示

(2)给 S_2 、 S_3 导通触发脉冲， S_1 、 S_4 关断时：如负载电流为正方向，则电源对电容 C_1 充电，电流流过钳位二极管 D_1 ，主管 S_1 ，此时该相输出端电压 $U=0$ ；如负载电流为负方向，电流流过与主管 S_3 ，再流过钳位二极管 D_2 ，电源对电容 C_2 充电，则该相输出端电压是 $U=0$ ，如图2.2 (b) 所示。

(3)给 S_3 、 S_4 导通触发脉冲， S_1 、 S_2 关断时：如a相电流为负，则电源对电 C_2 充电，电流流过主管 S_3 、 S_4 ，该相输出端电压 $U = -U_{dc}/2$ ；如a相电流为正方向，电流流过与主管 S_3 、 S_4 并联的续流二极管对电容 C_2 充电，则该相输出端电压是

$U = -U_{dc}/2$, 如图2.2 (c) 所示。

三电平逆变器的驱动控制基本原则如下：对应于 $a(b, c)$ 相的三种状态，为了保证每次输出状态变化过程中动作的开关器件最少，应使得该相电位不在 $u_{dc}/2$ 和 $-u_{dc}/2$ 之间直接变化，而应通过中性点电位过渡，其通态特点是：每一相总是相邻的两个开关器件导通，其它两个器件关断，从而得到不同开关状态组合及相应的输出电压，表2.1给出了 a 相电位发生变化时，功率开关器件的工作状态。在设计时，无论采用何种方式生成PWM波形，其硬件及软件设计应遵循表2.1规律（“-”表示关断，“+”表示导通）。

表2.1 三电平逆变器 a 相开关状态

A相状态变化	变换前功率器件状态				变换后功率器件状态			
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}
$0 \rightarrow 1$	-	+	+	-	+	+	-	-
$1 \rightarrow 0$	+	+	-	-	-	+	+	-
$0 \rightarrow -1$	-	+	+	-	-	-	+	+
$-1 \rightarrow 0$	-	-	+	+	-	+	+	-

2.2 三电平逆变器开关状态分析

由图2.1可知，每一相输出相电压有三种状态： $u_d/2$ ， 0 ， $-u_d/2$ 。由于三相的对称性，我们可以以 a 相为例，用P表示 $u_d/2$ ，O代表0电平，N代表 $-u_d/2$ ，可以直观的通过表2.2，得到 a 相开关状态与输出相电压之间的关系^[17, 19, 22]。

表2.2 a 相开关状态表

开关状态 S_a	S_1	S_2	S_3	S_4	输出电压
N	关断	关断	开通	开通	$-U_{dc}/2$
O	关断	开通	开通	关断	0
P	开通	开通	关断	关断	$U_{dc}/2$

三电平逆变器每一相有三种开关状态，因此在整个三电平逆变器中总共有 $3^3 = 27$ 种开关状态组合。我们可以由两电平逆变器矢量构成原理推出三电平逆变器的矢量图，如图2.3。

三电平逆变器27个空间状态中，总共可以输出19个空间矢量。与三相两电平逆变器不同，三电平逆变器可以分为长矢量，中矢量，短矢量和零矢量。其中3个零矢量、12个短矢量、6个中矢量，以及6个长矢量。

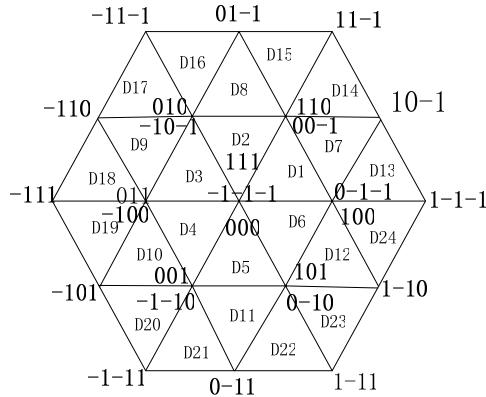


图2.3 三电平逆变器矢量图

2.3 两电平逆变器空间矢量（SVPWM）调制原理

交流电动机需要输入三相正弦电流的最终目的是在电动机空间形成圆形旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩。把逆变器和交流电动机视为一体，以圆形旋转磁场为目标来控制逆变器的工作，这种控制方法称作“磁链跟踪控制”，磁链轨迹的控制是通过交替使用不同的电压空间矢量实现的，所以又称“电压空间矢量 PWM（SVPWM, Space Vector PWM）控制”。

先通过传统两电平逆变器入手来了解空间矢量调制^[3]。交流电动机绕组的电压、电流、磁链等物理量都是随时间变化的，如果考虑到它们所在绕组的空间位置，可以定义为空间矢量。在图2.3中，A、B、C分别表示在空间静止的电动机定子三相绕组的轴线，它们在空间互差 $2\pi/3$ ，三相定子相电压 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 分别加在三相绕组上。可以定义三个定子电压空间 矢量 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} ，使它们的方向始终处于各相绕组的轴线上。

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{AO} &= u_{AO} \\ \mathbf{u}_{BO} &= u_{BO} e^{j\gamma} \\ \mathbf{u}_{CO} &= u_{CO} e^{j2\gamma} \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中， $r = 2\pi/3$ 。

三相合成矢量

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma} \quad (2.2)$$

当定子相电压 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 为三相平衡正弦电压时，三相合成矢量

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} \\ &= U_m \cos(\omega_l t) + U_m \cos(\omega_l t - \frac{2\pi}{3}) e^{j\gamma} + U_m \cos(\omega_l t - \frac{4\pi}{3}) e^{j2\gamma} \\ &= \frac{3}{2} U_m e^{j\omega_l t} = u_s e^{j\omega_l t} \end{aligned} \quad (2.3)$$

u_s 是一个以电源角频率， ω_l 为电气角速度作恒速旋转的空间矢量，它的幅值

不变，是相电压幅值的 $3/2$ 倍，当某一相电压为最大值时，合成电压矢量 u_s 就落在该相的轴线上。与定子电压空间矢量相仿，可以定义定子电流和磁链的空间矢量 i_s 和 ψ_s ，

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{A0} + \mathbf{i}_{B0} + \mathbf{i}_{C0} = i_{A0} + i_{B0}e^{j\gamma} + i_{C0}e^{j2\gamma} \quad (2.4)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = \boldsymbol{\psi}_{A0} + \boldsymbol{\psi}_{B0} + \boldsymbol{\psi}_{C0} = \psi_{A0} + \psi_{B0}e^{j\gamma} + \psi_{C0}e^{j2\gamma} \quad (2.5)$$

在三相平衡正弦电压供电，且电动机已达到稳态时，定子电流和磁链的空间矢量 i_s 和 ψ_s 的幅值不变，以电源角频率 ω_s 为电气角速度在空间作恒速旋转。

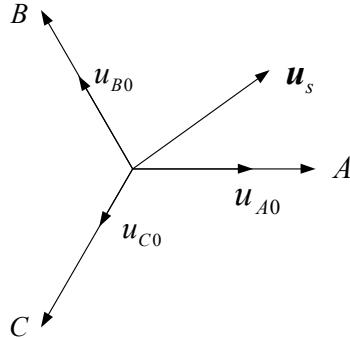


图2.4 电压空间矢量

2.3.1 电压与磁链空间矢量的关系

当异步电动机的三相对称定子绕组由三相电压供电时，对每一相都可写出一个电压平衡方程式，求三相电压平衡方程式的矢量和，即得用合成空间矢量表示的定子电压方程式为

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2.6)$$

当电动机转速不是很低时，定子电阻压降所占的成分很小，可忽略不计，则定子合成电压与合成磁链空间矢量的近似关系为

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2.7)$$

或

$$\boldsymbol{\psi}_s \approx \int \mathbf{u}_s dt \quad (2.8)$$

当电动机由三相平衡正弦电压供电时，电动机定子磁链幅值恒定，其空间矢量以恒速旋转，磁链矢量顶端的运动轨迹呈圆形（一般简称为磁链圆）。定子磁链旋转矢量

$$\boldsymbol{\psi}_s = \psi_s e^{j(\omega_t t + \varphi)} \quad (2.9)$$

ψ_s 是定子磁链矢量幅值， φ 定子磁链矢量的空间相度，式(2.9)对 t 求导得：

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d}{dt}(\psi_s e^{j(\omega_l t + \varphi)}) = j\omega_l \psi_s e^{j(\omega_l t + \varphi)} = \omega_l \psi_s e^{j(\omega_l t + \frac{\pi}{2} + \varphi)} \quad (2.10)$$

式(2.10)表明,磁链幅值 ψ_s 等于电压与频率之比 u_s/ω_l , u_s 方向与磁链矢量 ψ_s 正交,即磁链圆的切线方向,如图2.4所示。当磁链矢量在空间旋转一周时,电压矢量也连续地按磁链圆的切线方向运动 2π 弧度,若将电压矢量的参考点放在一起,则电压矢量轨迹也是个圆,如图2.5所示。因此,电动机旋转磁场的轨迹问题就可转化为电压空间矢量的运动轨迹问题。

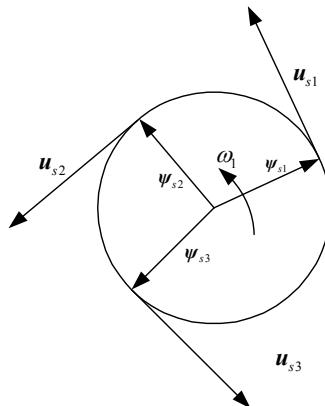


图2.5 旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

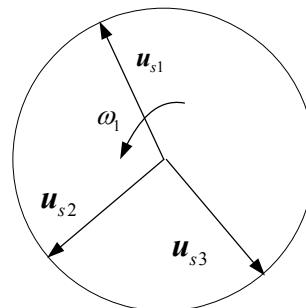


图2.6 电压矢量圆轨迹

2.3.2 PWM逆变器基本输出电压矢量

由式(2-2)得

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \mathbf{u}_{A0} + \mathbf{u}_{B0} + \mathbf{u}_{C0} = u_{AO} + u_{BO}e^{j\gamma} + u_{CO}e^{j2\gamma} \\ &= (u_A - u_{OO'}) + (u_B - u_{OO'})e^{j\gamma} + (u_C - u_{OO'})e^{j2\gamma} \\ &= u_A + u_Be^{j\gamma} + u_Ce^{j2\gamma} - u_{OO'}(1 + e^{j\gamma} + e^{j2\gamma}) = u_A + u_Be^{j\gamma} + u_Ce^{j2\gamma} \end{aligned} \quad (2.11)$$

其中, $\gamma = \frac{2\pi}{3}$, $1 + e^{j\gamma} + e^{j2\gamma} = 0$, u_A, u_B, u_C 是以直流侧电源中点 O' 为参考点的PWM逆变器三相输出电压。由式(2.11)可知,虽然直流侧电源中点 O' 和交流电动机中点 O 的电位不等,但合成电压矢量的表达式相等,因此,三相合成电压空间矢量与参考点无关。

两电平PWM逆变器共有8种工作状态,当 $(S_A, S_B, S_C) = (1, 0, 0)$ 时, (u_A, u_B, u_C)

$= (\frac{U_d}{2}, -\frac{U_d}{2}, -\frac{U_d}{2})$, 代入式 (2.11) 得

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_1 &= \frac{U_d}{2}(1 - e^{j\gamma} - e^{j2\gamma}) = \frac{U_d}{2}(1 - e^{\frac{j2\pi}{3}} - e^{\frac{j4\pi}{3}}) \\ &= \frac{U_d}{2}[(1 - \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{4\pi}{3}) - j(\sin \frac{2\pi}{3} + \sin \frac{4\pi}{3})] \\ &= U_d\end{aligned}\quad (2.12)$$

同理, 当 $(S_A, S_B, S_C) = (1, 1, 0)$ 时, $(u_A, u_B, u_C) = (\frac{U_d}{2}, \frac{U_d}{2}, -\frac{U_d}{2})$, 得:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_2 &= \frac{U_d}{2}(1 + e^{j\gamma} - e^{j2\gamma}) = \frac{U_d}{2}(1 + e^{\frac{j2\pi}{3}} - e^{\frac{j4\pi}{3}}) \\ &= \frac{U_d}{2}[(1 + \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{4\pi}{3}) + j(\sin \frac{2\pi}{3} - \sin \frac{4\pi}{3})] \\ &= \frac{U_d}{2}(1 + j\sqrt{3}) = U_d e^{\frac{j\pi}{3}}\end{aligned}\quad (2.13)$$

依此类推, 可得8个基本空间矢量, 见表2.3, 其中6个有效工作矢量 $u_1 \sim u_6$, 幅值为直流侧电压 u_d , 在空间互差 $\pi/3$, 另2个为零矢量 u_0 和 u_7 , 图2.7是8个基本电压空间矢量图。

表2.3 8个基本空间电压矢量 $U_d/2$

	S_A	S_B	S_C	u_A	u_B	u_C	\mathbf{u}_s
\mathbf{u}_0	0	0	0	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0
\mathbf{u}_1	1	0	0	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	U_d
\mathbf{u}_2	1	1	0	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d e^{\frac{j\pi}{3}}$
\mathbf{u}_3	0	1	0	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d e^{\frac{j2\pi}{3}}$
\mathbf{u}_4	0	1	1	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$U_d e^{j\pi}$
\mathbf{u}_5	0	0	1	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$U_d e^{\frac{j4\pi}{3}}$
\mathbf{u}_6	1	0	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$U_d e^{\frac{j5\pi}{3}}$
\mathbf{u}_7	1	1	1	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	0

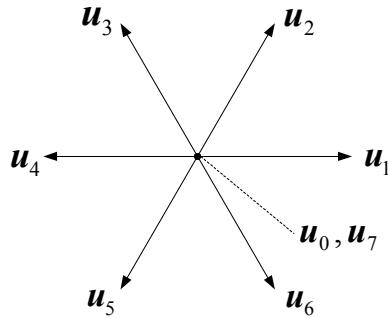


图2.7 8个基本电压空间矢量图

2.3.3 正六边形空间旋转磁场

令6个有效工作矢量按 u_1 至 u_6 的顺序分别作用 Δt 时间，并使

$$\Delta t = \frac{\pi}{3\omega_1} \quad (2.14)$$

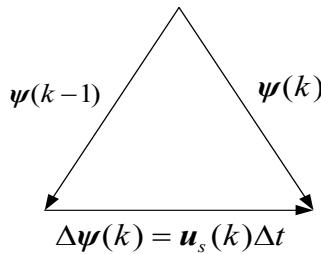
也就是说，每个有效工作矢量作用 $\pi/3$ 弧度，6个有效工作矢量完成一个周期，输出基波电压角频率 $\omega_1 = \frac{\pi}{3\Delta t}$ 。在 Δt 时间内， $\mathbf{u}_s(k)$ 保持不变，根据式(2.7)可知，定子磁链矢量的增量为

$$\Delta\psi_s(k) = \mathbf{u}_s(k)\Delta t = U_d \Delta t \cdot e^{\frac{j(k-1)\pi}{3}} \quad k=1,2,3,4,5,6 \quad (2.15)$$

其方向与电压矢量相同，幅值等于直流侧电压 U_d 与作用时间 Δt 的乘积，定子磁链矢量的运动轨迹为

$$\psi_s(k) = \psi_s(k-1) + \Delta\psi_s(k) = \psi_s(k-1) + \mathbf{u}_s(k)\Delta t \quad (2.16)$$

图2.8显示了定子磁链矢量增量 $\Delta\psi_s(k)$ 与电压矢量 $\mathbf{u}_s(k)$ 和时间增量 Δt 的关系。

图2.8 定子磁链矢量增量 $\Delta\psi_s(k)$ 与电压矢量 $\mathbf{u}_s(k)$ 和时间增量 Δt 的关系

在一个周期内，6个有效工作矢量顺序作用一次，将6个 $\Delta\psi_s(k)$ 首尾相接，定子磁链矢量是一个封闭的正六边形，如图2.9所示。

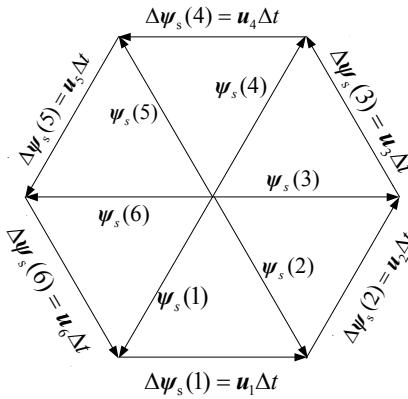


图2.9 正六边形定子磁链轨迹

由正六边形的性质可知，

$$|\psi_s(k)| = |\Delta\psi_s(k)| = |u(k)| \Delta t = U_d \Delta t = \frac{U_d \pi}{3\omega_1} \quad (2.17)$$

式(2.17)表明，正六边形定子磁链的大小与直流侧电压 U_d 成正比，而与电源角频率成反比。基频以下调速时，应保持正六边形定子磁链的最大值恒定，但 ω_1 越小， Δt 越大，若直流侧电压 U_d 恒定，势必导致 $|\psi_s(k)|$ 增大。要保持正六边形定子磁链不变，必须使 $\frac{U_d}{\omega_1}$ 为常数，这意味着在变频的同时必须调节直流侧电压 U_d ，造成了控制的复杂性。

有效的方法是插入零矢量，有效工作矢量的作用时间为 $\Delta t_1 < \Delta t$ ，其余的时间 $\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$ 用零矢量来补，在 $\frac{\pi}{3}$ 弧度内定子磁链矢量的增量为

$$\Delta\psi_s(k) = u_s(k) \Delta t_1 + \theta \Delta t_0 = U_d \Delta t_1 \cdot e^{\frac{j(k-1)\pi}{3}} \quad k=1,2,3,4,5,6 \quad (2.18)$$

正六边形定子磁链的最大值：

$$|\psi_s(k)| = |\Delta\psi_s(k)| = |u_s(k)| \Delta t_1 = U_d \Delta t_1 \quad (2.19)$$

在直流侧电压 U_d 不变的条件下，要保持 $|\psi_s(k)|$ 恒定，只要使 Δt_1 为常数即可。在 Δt_1 时间段内，定子磁链矢量轨迹沿着有效工作电压矢量方向运行，在 Δt_0 时间段内，零矢量起作用，定子磁链矢量轨迹停留在原地，等待下一个有效工作矢量的到来。电源角频率 ω_1 越低， $\Delta t = \frac{\pi}{3\omega_1}$ 越大，零矢量作用时间 $\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$ 也越大，定子磁链矢量轨迹停留的时间越长。零矢量的插入有效的解决了定子磁链矢量幅值与旋转速度的矛盾。

2.3.4 期望电压空间矢量的合成与 SVPWM 控制

每个有效工作矢量在一个周期内只作用一次的方式，只能生成正六边形的旋转磁场，与在正弦波供电时所产生的圆形旋转磁场相差甚远，六边形旋转磁场带有较大的谐波分量，这将导致转矩与转速的脉动。要获得更多边形或接近圆形的旋转磁场，就必须有更多的空间位置不同的电压空间矢量以供选择，但 PWM 逆变器只有 8 个基本电压矢量，能否用这 8 个基本矢量合成其他多个矢量？答案是肯定的，电压空间矢量 PWM（SVPWM）的基本思想是：按空间矢量的平行四边形合成法则，用相邻的两个有效工作矢量合成期望的输出矢量。

按 6 个有效工作矢量将电压矢量空间分为对称的六个扇区，如图 2.10 所示，每个扇区对应 $\pi/3$ ，当期望的输出电压矢量落在某个扇区内时，就用该扇区的两条边等效合成期望的输出矢量。所谓等效是指在一个开关周期内，产生的定子磁链的增量近似相等。

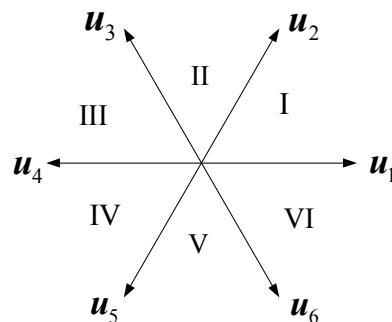


图 2.10 电压空间矢量的 6 个扇区

以期望输出矢量落在第 I 扇区为例，分析电压空间矢量 PWM 的基本工作原理，由于扇区的对称性，可推广到其它各个扇区。图 2.11 表示由基本电压空间矢量 u_1 和 u_2 的线性组合构成期望的电压矢量 u_s ， θ 为期望输出电压矢量与扇区起始边的夹角。在一个开关周期 T_0 中， u_1 的作用时间为 t_1 ， u_2 的作用时间为 t_2 ，按矢量合成法则可得

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \frac{t_1}{T_0} \mathbf{u}_1 + \frac{t_2}{T_0} \mathbf{u}_2 = \frac{t_1}{T_0} U_d + \frac{t_2}{T_0} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \\ &= \frac{t_1}{T_0} U_d + \frac{t_2}{T_0} U_d \cos \frac{\pi}{3} + j \frac{t_2}{T_0} U_d \sin \frac{\pi}{3} \\ &= u_s \cos \theta + j u_s \sin \theta \end{aligned} \quad (2.20)$$

令实部与虚部分别相等，解得

$$t_1 = \frac{u_s T_0}{U_d} (\cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta) \quad (2.21)$$

$$t_2 = \frac{u_s T_0}{U_d} \cdot \frac{\sin \theta}{\sin \frac{\pi}{3}} = \frac{2u_s T_0}{\sqrt{3} U_d} \sin \theta \quad (2.22)$$

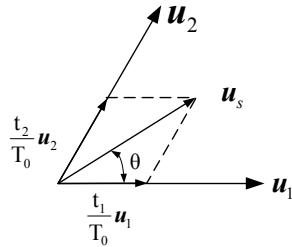


图2.11 期望输出电压矢量的合成

两个基本矢量作用时间之和应满足

$$\frac{t_1 + t_2}{T_0} = \frac{u_s}{U_d} (\cos \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta) = \frac{2u_s}{\sqrt{3} U_d} \cos(\frac{\pi}{6} - \theta) \leq 1 \quad (2.23)$$

由式(2.23)可知, 当 $\theta = \frac{\pi}{6}$ 时, $t_1 + t_2$ 最大, 输出电压矢量最大幅值为

$$u_{s\max} = \frac{\sqrt{3} U_d}{2} \quad (2.24)$$

与式(2.3)可知, 电压空间矢量的幅值是相电压幅值的 $3/2$ 倍, 故基波相电压最大幅值可达

$$U_{m\max} = \frac{2}{3} u_{s\max} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \quad (2.25)$$

基波线电压最大幅值为

$$U_{lm\max} = \sqrt{3} U_{m\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} u_{s\max} = U_d \quad (2.26)$$

而SPWM的基波线电压最大幅值为 $U'_{lm\max} = \frac{\sqrt{3} U_d}{2}$, 两者之比

$$\frac{U_{lm\max}}{U'_{lm\max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.15 \quad (2.27)$$

因此, SVPWM方式的逆变器输出线电压基波最大值为直流侧电压, 比SPWM逆变器输出电压约提高了 15%。

一般说来 $t_1 + t_2 < T_0$, 其余的时间用零矢量 u_0 或 u_7 来补, 零矢量的作用时间为

$$t_0 = T_0 - t_1 - t_2 \quad (2.28)$$

由期望输出电压矢量的幅值及位置可确定相邻的两个基本电压矢量以及它们作用时间的长短, 并由此得出零矢量的作用时间的大小, 但尚未确定它们的作用顺序。这就给SVPWM的实现留下了很大的余地, 通常以开关损耗较小和諧波分量较小为原则, 安排基本矢量和零矢量的作用顺序, 一般在减少开关次数的同时,

尽量使 PWM 输出波型对称，以减少谐波分量。以第 I 扇区为例，介绍两种常用的 SVPWM 实现方法。

2.3.5 SVPWM 控制的定子磁链

将占据 $\frac{\pi}{3}$ 的定子磁链矢量轨迹等分为 N 个小区间，每个小区间所占的时间为

$T_0 = \frac{\pi}{3\omega_1 N}$ ，则定子磁链矢量轨迹为正 $6N$ 边形，与正 6 边形的磁链矢量轨迹相比较，正 $6N$ 边形轨迹接近于圆，谐波分量小，能有效减小转矩脉动。图 2.11 是 $N=4$ 时期

望的定子磁链矢量轨迹，在每个小区间内，定子磁链矢量的增量为 $\Delta\psi_s(k) = u_s(k)T_0$ ，由于 $u_s(k)$ 非基本电压矢量，必须用相邻的两个基本矢量合成。

当 $k=1$ 时， $u_s(1)$ 可用 u_6 和 u_1 合成，

$$u_s(1) = \frac{t_1}{T_0}u_6 + \frac{t_2}{T_0}u_1 = \frac{t_1}{T_0}U_d e^{j\frac{5\pi}{3}} + \frac{t_2}{T_0}U_d \quad (2.29)$$

则定子磁链矢量的增量

$$\Delta\psi_s(1) = u_s(1)T_0 = t_1u_6 + t_2u_1 = t_1U_d e^{j\frac{5\pi}{3}} + t_2U_d \quad (2.30)$$

采用谐波分量小的实现方法，按开关损耗较小的原则，各基本矢量作用的顺序和时间为： $u_0(\frac{t_0}{4})$ 、 $u_1(\frac{t_2}{2})$ 、 $u_6(\frac{t_1}{2})$ 、 $u_7(\frac{t_0}{2})$ 、 $u_6(\frac{t_1}{2})$ 、 $u_1(\frac{t_2}{2})$ 、 $u_0(\frac{t_0}{4})$ 。因此，在

T_0 时间内，定子磁链矢量的运动轨迹分为 7 步完成，

$$\left\{ \begin{array}{l} 1. \Delta\psi_s(1,1) = 0 \\ 2. \Delta\psi_s(1,2) = \frac{t_2}{2}u_1 \\ 3. \Delta\psi_s(1,3) = \frac{t_1}{4}u_6 \\ 4. \Delta\psi_s(1,4) = 0 \\ 5. \Delta\psi_s(1,5) = \frac{t_1}{4}u_6 \\ 6. \Delta\psi_s(1,6) = \frac{t_2}{2}u_1 \\ 7. \Delta\psi_s(1,7) = 0 \end{array} \right. \quad (2.31)$$

当 $\Delta\psi_s(1,*) = 0$ 时，定子磁链矢量停留在原地， $\Delta\psi_s(1,*) \neq 0$ 定子磁链矢量沿着电压矢量的方向运动。其他 3 个小区间的分析方法相同，对于第 3、4 两个小区间电压空间矢量需用 u_1 和 u_6 合成，图 2.12 是在 $\frac{\pi}{3}$ 弧度内实际的定子磁链矢量轨迹。

当磁链矢量位于其它的 $\frac{5\pi}{3}$ 区域内时, 可用不同的基本电压矢量合成期望的电

压矢量, 如图2.14所示, 实际的定子磁链矢量轨迹将在期望的磁链圆周围波动。 N 越大, T_0 越小, 磁链轨迹越接近于圆, 但开关频率随之增大。由于 N 是有限的, 所以磁链轨迹只能接近于圆, 而不可能等于圆。

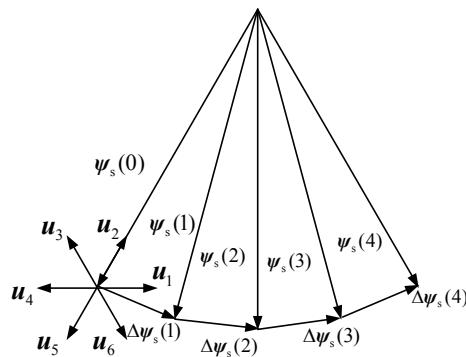


图2.12 $N = 4$ 时, 期望的定子磁链矢量轨迹

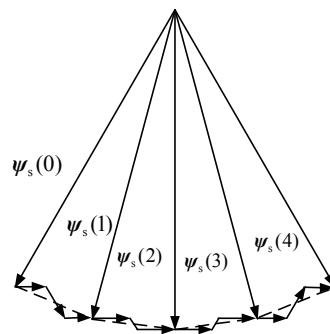


图2.13 $N = 4$ 时, 实际的定子磁链矢量轨迹

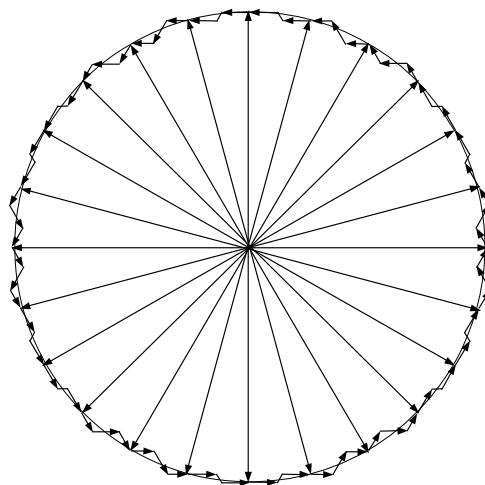


图2.14 定子旋转磁链矢量轨迹

归纳起来, SVPWM控制模式有以下特点:

(1) 逆变器共有8个基本输出矢量, 6个有效工作矢量和2个零矢量, 在一个旋转周期内, 每个有效工作矢量只作用1次的方式, 只能生成正6边形的旋转磁链,

谐波分量大，将导致转矩脉动。

(2) 用相邻的2个有效工作矢量，可合成任意的期望输出电压矢量，使磁链轨迹接近于圆。开关周期 T_0 越小，旋转磁场越接近圆，但功率器件的开关频率提高。

(3) 利用电压空间矢量直接生成三相PWM波，计算简便。

(4) 与一般的SPWM相比较，SVPWM控制方式的输出电压可提高15%。

2.4 空间矢量 SVPWM 传统调制方法在三电平逆变器中的应用

在矢量调制过程中，我们将三电平逆变器空间矢量图以每 $0 \sqcup 60^\circ$ 为一个单位，分为6个大的三角形扇区。由于调制关系的对称性，我们以 $0 \sqcup 60^\circ$ 为例，来说明三电平逆变器空间矢量调制的方法，如图2.15。

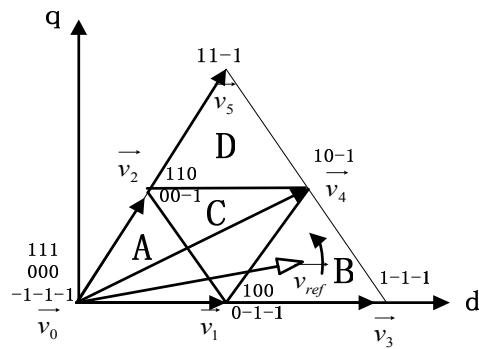


图2.15 $0 \sqcup 60^\circ$ 矢量图

图中，把 $0 \sqcup 60^\circ$ 三角形扇区分为A, B, C, D四个小三角形区域。要实现三电平逆变器传统调制方法可以简单的概括为如下几点：

1. 参考矢量所在扇区的判断。
2. 根据最近三矢量原则确定输出矢量。
3. 计算各个矢量作用的时间。
4. 优化输出矢量的开关顺序。

2.4.1 判断参考矢量所处位置

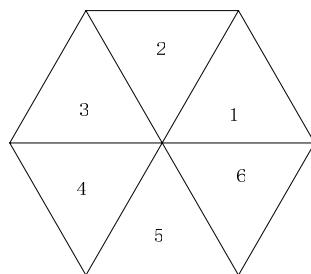


图2.16 工作扇区的划分

通过把空间矢量图分成六个全等的正三角形如图2.16，由于每个三角形内部空间矢量的不同，那么对参考矢量所处位置的判断成为SVPWM调制的首要问题。

所处位置的判断有两种办法：

1. 在dq坐标系上分解参考矢量，通过对 v_α 、 v_β 值的判断可以得到：

1). 若 $v_\beta > 0$ 且 $v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta > 0$ ，则参考矢量在扇区1中；

2). 若 $v_\beta > 0$ 且 $v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta < 0$ ，则参考矢量在扇区2中；

3). 若 $v_\beta > 0$ 且 $v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta < 0$ ，则参考矢量在扇区3中；

4). 若 $v_\beta < 0$ 且 $v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta < 0$ ，则参考矢量在扇区4中；

5). 若 $v_\beta < 0$ 且 $|v_\alpha| + \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta < 0$ ，则参考矢量在扇区5中；

6). 若 $v_\beta < 0$ 且 $v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}}v_\beta > 0$ ，则参考矢量在扇区6中；

具体来说，判断出参考矢量在六个扇形区域的哪一个后，通过定义的边界条件 $Mark_1, Mark_2, Mark_3$ 其中：

$$Mark_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}\cos\theta + 2\sin\theta} \quad (2.32)$$

$$Mark_2 = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}\cos\theta - 2\sin\theta}, & \theta \leq \frac{\pi}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{4\sin\theta}, & \frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.33)$$

$$Mark_3 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}\cos\theta + \sin\theta} \quad (2.34)$$

令调制比 $m = \frac{|v_{ref}|}{\frac{2}{3}u_{dc}}$ ，其中 $|v_{ref}|$ 为参考矢量的摸长。

根据边界条件，结合图2.15，假设 $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$

(1) $m < Mark_1$ 时此时旋转矢量处在A三角形中， v_{ref} 由此区间 V_0, V_1 ，和 V_2 ：三个电压矢量合成。

(2) $Mark_1 < m < Mark_2$ 。此时，参考电压旋转矢量U处于扇区C，输出电压矢量为 V_1, V_2 和 V_4 ，三个矢量信号合成。

(3) $Mark_2 < m < Mark_3$ ($0 < \theta < \frac{\pi}{6}$)。此时参考电压矢量位于图2.15中B区间，

在此区间中的矢量信号由 V_1 , V_4 和 V_3 三个电压矢量合成。

(4) $Mark_2 < m < Mark_3$ ($\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{3}$)。此时参考电压矢量位于图2.15中的区间D,

在此区间, 参考电压矢量信号由 V_2 , V_4 和 V_5 合成。

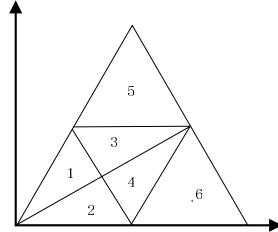


图2.17 1扇区工作区域的划分

2. 结合图2.16, 通过角度来确定所在扇区, θ 范围在 $[0 \cup 2\pi]$, 用 $\theta / \frac{\pi}{3}$ 取整的办法来实现扇区判断^[18]:

(1) 当 $\left\lfloor \theta / \frac{\pi}{3} \right\rfloor = 0$, 则参考矢量在扇区1中;

(2) 当 $\left\lfloor \theta / \frac{\pi}{3} \right\rfloor = 1$, 则参考矢量在扇区2中;

(3) 当 $\left\lfloor \theta / \frac{\pi}{3} \right\rfloor = 2$, 则参考矢量在扇区3中;

(4) 当 $\left\lfloor \theta / \frac{\pi}{3} \right\rfloor = 3$, 则参考矢量在扇区4中;

(5) 当 $\left\lfloor \theta / \frac{\pi}{3} \right\rfloor = 4$, 则参考矢量在扇区5中;

(6) 当 $\left\lfloor \theta / \frac{\pi}{3} \right\rfloor = 5$, 则参考矢量在扇区6中。

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整算子, 通过归一化计算之后有:

$$\theta = K \cdot \frac{\pi}{3} + \theta'$$

那么此时 $\theta \in [0 \cup \frac{\pi}{3}]$, 因为 $v_{ref} = v_a + iv_\beta$, 可以推出:

(1) $\theta > \pi/6$ 时, 当 $v_\beta > v_{dc}/2$, 则可判断参考矢量处在5区域; 当 $v_\beta + \sqrt{3}v_a - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{dc} < 0$ 则可判断参考矢量处在1区域, 其他情况在3区域;

(2) $\theta < \pi/6$ 时, 当 $v_\beta - \sqrt{3}v_a + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{dc} < 0$, 则可判断参考矢量在6区域; 若

$v_\beta + \sqrt{3}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{dc} < 0$ 则参考矢量在第2区，其他情况下参考矢量在4区域。

当确定了参考矢量所在三角形后，便可以将所在三角形三个顶点的矢量选为输出矢量。那么下一步工作就是求得每一个矢量作用的时间。

2.4.2 输出电压矢量的作用时间

判断了参考矢量所处的位置以后，由空间电压矢量合成^[9, 35, 39]的伏·秒平衡原则来计算各矢量的作用时间^[19~21]：

$$V_x \cdot T_x + V_y \cdot T_y + V_z \cdot T_z = V_{ref} \cdot T \quad (2.35)$$

$$T_x + T_y + T_z = T \quad (2.36)$$

式中， T_x, T_y, T_z 分别为矢量 V_x, V_y, V_z 的作用时间， T 为空间矢量调制的控制周期。可以得到在任何一个三角形的调制时间：

参考矢量在A区，则有：

$$\begin{cases} T_0 = 2mT(\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \\ T_1 = mT \frac{4\sin\theta}{\sqrt{3}} \\ T_2 = T - 2mT(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \end{cases} \quad (2.37)$$

参考矢量在C区，则有：

$$\begin{cases} T_1 = T - mT \frac{4\sin\theta}{\sqrt{3}} \\ T_2 = T - 2mT(\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \\ T_4 = -T + 2mT(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \end{cases} \quad (2.38)$$

参考矢量在B区，则有：

$$\begin{cases} T_1 = 2T - 2mT(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \\ T_4 = mT \frac{4\sin\theta}{\sqrt{3}} \\ T_3 = T - 2mT(\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \end{cases} \quad (2.39)$$

参考矢量在D区，则有：

$$\begin{cases} T_2 = 2mT(\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \\ T_4 = -T + mT \frac{4\sin\theta}{\sqrt{3}} \\ T_5 = 2T - 2mT(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}}) \end{cases} \quad (2.40)$$

以上分析了在 $0 \square 60^\circ$ 参考矢量所处位置，以及在扇区内参考电压矢量处于不同部分时，开关时间的计算方法和公式。在其它五个扇区只要代入不同的 θ 值就可以计算出相应的开关时间。当让参考电压矢量沿着顺时针或逆时针的方向旋转时，空间矢量由一个有效状态转移到另一个有效状态就能产生输出的电压频率与参考矢量的旋转频率一致的连续三相电压。此外，由于在三电平逆变器空间矢量调制过程中，存在相同的输出矢量由不同输出状态构成，因此在进行开关状态切换的时候可以通过选取合适的输出状态来减少器件开关的次数，以减少开关损耗。

2.4.3 输出电压矢量作用顺序

为了减小开关损耗，防止参考矢量扇区转换时矢量突变，每次以小矢量作为起始矢量^[22, 23]，拿 I 扇区 B 三角形为例，矢量作用的顺序是：100, 10-1, 1-1-1, 0-1-1, 0-1-1, 1-1-1, 10-1, 100。

按照对称原则，将三个基本电压矢量 V_1 、 V_3 、 V_4 的作用时间 t_1 、 t_3 、 t_4 进行分配。具体三相输出时序图如图2.18，所示，根据这个时序图就可以得到三相桥臂开关器件的驱动信号。

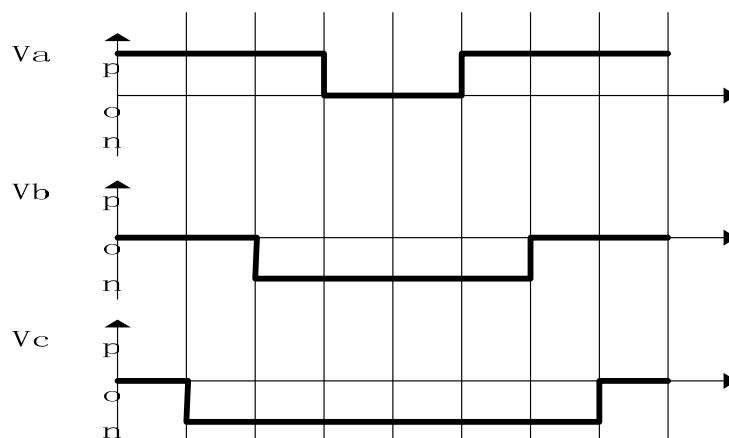


图2.18 开关损耗小的SVPWM的实现

在一个开关周期内，由一相的状态保持不变，始终为“1”或为“0”，并且从一个矢量切换到另一个矢量时，只有一相状态发生变化，故开关次数少，开关损耗小。

当扇区切换时例如当空间矢量从 D_{14} 区域旋转到 D_{15} 区域时， a, b, c 三相开关管

的状态就可以按照 D_{14} ($110 \rightarrow 11-1 \rightarrow 10-1 \rightarrow 00-1 \rightarrow 00-1 \rightarrow 10-1 \rightarrow 11-1 \rightarrow 110$) $\rightarrow D_{15}$ ($110 \rightarrow 11-1 \rightarrow 01-1 \rightarrow 00-1 \rightarrow 00-1 \rightarrow 01-1 \rightarrow 11-1 \rightarrow 110$) 的顺序来变化。当空间参考矢量旋转到 D_{14} 区域时，这时的空间矢量是由 110 （或 $00-1$ ）、 $10-1$ 、 $11-1$ 三个矢量共同合成。参考矢量旋转到 D_{15} 时以 110 作为起始向量，从而使得无论是在扇区内部还是在两个扇区之间，开关状态的变化都只有一相桥臂的两个互补开关管发生了变化，从而减少了开关损耗。

根据该原则在内部六边形区域调制时，调制顺序按照 $D1 \rightarrow D2 \rightarrow D3 \rightarrow D4 \rightarrow D5 \rightarrow D6$ 的方向旋转。当空间矢量在两个六边形之间的区域旋转时，调制顺序按照 $D13 \rightarrow D7 \rightarrow D14 \rightarrow D15 \rightarrow D8 \rightarrow D16 \rightarrow D17 \rightarrow D9 \rightarrow D18 \rightarrow D19 \rightarrow D10 \rightarrow D20 \rightarrow D21 \rightarrow D11 \rightarrow D22 \rightarrow D23 \rightarrow D12 \rightarrow D24$ 。其具体的调制方法如表2.4(a) (b)(c)，其中 $T0$ 、 $T1$ 、 $T2$ 为各矢量状态所作用的时间。

表2.4 空间矢量调制作用顺序表

(a) 空间矢量内部六个扇区调制方法

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
D1	000	00-1	0-1-1	-1-1-1	-1-1-1	0-1-1	00-1	000
D2	000	00-1	-10-1	-1-1-1	-1-1-1	-10-1	00-1	000
D3	000	-100	-10-1	-1-1-1	-1-1-1	-10-1	-100	000
D4	000	001	011	111	111	011	001	000
D5	000	001	101	111	111	101	001	000
D6	000	0-10	0-1-1	-1-1-1	-1-1-1	0-1-1	0-10	000

(b) 空间矢量中部六个扇区调制方法

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
D7	110	100	10-1	00-1	00-1	10-1	100	110
D8	110	010	01-1	00-1	00-1	01-1	010	110
D9	011	010	-110	-100	-100	-110	010	011
D10	011	001	-101	-100	-100	-101	001	011
D11	-1-10	0-10	0-11	001	001	0-11	0-10	-1-10
D12	0-10	1-10	100	101	101	100	1-110	0-10

(c) 空间矢量外部12个扇区调制方法

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
D13	100	10-1	1-1-1	0-1-1	0-1-1	1-1-1	10-1	100
D14	110	11-1	01-1	00-1	00-1	01-1	11-1	110
D15	110	11-1	01-1	00-1	00-1	01-1	11-1	110
D16	010	01-1	-11-1	-10-1	-10-1	-11-1	01-1	010
D17	010	-110	-11-1	-10-1	-10-1	-11-1	-110	010
D18	011	-111	-110	-100	-100	-110	-111	011
D19	011	-111	-101	-100	-100	-101	-111	011
D20	001	-101	-1-11	-1-10	-1-10	-1-11	-101	001
D21	001	0-11	-1-11	-1-10	-1-10	-1-11	0-11	001
D22	0-10	0-11	1-11	101	101	1-11	0-11	0-10
D23	0-10	1-10	1-11	101	101	1-11	1-10	010
D24	0-1-1	1-1-1	1-10	100	100	1-10	1-1-1	0-1-1

2.5 双极性调制三电平 SVPWM 方法

前面所探讨的调制方式实质上是一种单极性调制方式，在一个调制周期中各相桥臂只有成对的一组开关器件在导通或关断，另一组则保持长通或长断。这里介绍一种双极性调制法^[21]，它的控制本质跟单极性是一样的，都是通过用最近三矢量法合成参考矢量，通过上面介绍的时间计算方法计算出各矢量的作用时间。由于通过对冗余矢量不同的处理方式会产生不同的空间矢量调制模式，双极性调制就是通过更多的利用冗余的零矢量和小矢量来实现三电平的调制。

在双极性调制SVPWM中，以图2.15为例，当参考矢量落在三角形A中，为了防止扇区切换时矢量突变，以零矢量作为首发矢量，则输出矢量顺序为：000→100→110→111→111→110→100→000→00-1→0-1-1→-1-1-1→-1-1-1→0-1-1→00-1→000。同样也可以以-1-1-1和111作为首发矢量。可以看出每相开关器件都必须开通或关断一次，所以线电压脉冲数是单极性的两倍。在双极性模式下，小三角形中两对冗余小矢量都被利用，具体调制方法如表2.5 (a) 所示。由于中点电位的平衡是通过对成对小矢量时间的不同分配来完成的，因此这种调制方式对控制中点电位的平衡十分有利。

当参考矢量落在三角形C中时，输出矢量顺序为：110→100→10-1→00-1→0-1-1→0-1-1→00-1→10-1→100→110。可以看出这是一种半双极性调制，在每

一个调制周期中，三相桥臂的某一相的四个开关器件都必须开通关断一次，具体调制方法如表2.5 (b)。同样这种调制方式也有利于中点电位的平衡。

当参考矢量落在B、D三角形时，由于只有一对冗余矢量，它的调制也属于一种单极性的调制方式，具体调制方法如表2.5 (c)。

在表2.5 (a) (b) (c) 中， $T0$, $T1$, $T2$ 代表三角形中三个合成矢量的作用时间。

双极性调制方式下线电压脉冲波形中脉波数是单极性的两倍，因此双极性调制谐波特性优于单极性调制。但是由于双极性调制的开关数目增多了，因此它是一种牺牲开关损耗的调制方式。

表2.5 空间矢量调制作用顺序表
(a) 空间矢量内部六个扇区调制方法

	$\frac{T_0}{8}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{8}$	$\frac{T_0}{8}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_0}{8}$	$\frac{T_0}{8}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{8}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_0}{8}$	
D1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	0	0	0
	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
D2	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0
	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	0	0	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
D3	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0
	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	0	0	0
	0	0	1	1	1	1	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
D4	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0
	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	0	0	0
D5	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	0	0	0
D6	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	0	0	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0

(b) 空间矢量中部六个扇区调制方法

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_0}{4}$
D7	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
	1	0	0	0	-1	-1	0	0	0	1
	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0
D8	-1	0	0	0	1	1	0	0	0	-1
	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
	-1	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1
D9	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0
	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
	1	0	0	0	-1	-1	0	0	0	1
D10	-1	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1
	-1	0	0	0	1	1	0	0	0	-1
	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
D11	1	0	0	0	-1	-1	0	0	0	1
	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0
	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
D12	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
	-1	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1
	-1	0	0	0	1	1	0	0	0	-1

(c) 空间矢量外部12个扇区调制方法

	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
D13	0	1	1	1	1	1	1	0
	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1
	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1
D14	1	1	1	0	0	1	1	1
	1	1	0	0	0	0	1	1
	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
D15	1	1	0	0	0	0	1	1
	1	1	1	0	0	1	1	1
	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0

D16	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1
	0	1	1	1	1	1	1	0
	-1	0	-1	0	0	-1	0	-1
D17	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1
	0	1	1	1	1	1	1	0
	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1
D18	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
	1	1	1	0	0	1	1	1
	1	1	0	0	0	0	1	1
D19	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
	1	1	0	0	0	0	1	0
	1	1	1	0	0	1	1	0
D20	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1
	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1
	0	1	1	1	1	1	1	0
D21	-1	-1	0	0	0	0	-1	-1
	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1
	0	1	1	1	1	1	1	0
D22	1	1	0	0	0	0	1	1
	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
	1	1	1	0	0	1	1	1
D23	1	1	1	0	0	1	1	1
	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0
	1	1	0	0	0	0	1	1
D24	0	1	1	1	1	1	1	0
	-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1
	-1	-1	0	0	0	-1	-1	-1

2. 6 本章小结

本章首先分析了二极管钳位式三电平逆变器拓扑结构，然后从两电平SVPWM入描述了SVPWM控制原理及其特点，对三电平逆变器SVPWM调制算法进行了深入研究。给出单极性通过安排小矢量作用顺序以减小开关损耗的方法和双极性SVPWM调制方法。

第3章 三电平逆变器中点电位平衡的研究

三电平逆变器通过两个电容串联分压，产生了三个电平。三电平逆变器中点电压的平衡问题是保证电机安全高效运行的一个重要标志，若其直流侧中点电容电压得不到平衡，结果不仅会使输出电压包含二次或更高次的偶次谐波，从而导致输出电压的畸变，而且使三相输出电流不对称，对交流传动装置会造成极大的破坏。对于中点电压不平衡问题，目前有代表性的方法是利用改进硬件电路实现中点电压平衡。控制算法的研究是三电平逆变器研究的一个热点，此研究的侧重点是在实现高的控制性能的同时，如何克服中点电压不平衡问题。中点箝位式三电平逆变器的拓扑结构在中点电位得不到控制的情况下其优点就不复存在。

3.1 中点电位不平衡的原因

中点电位波动的原因是多方面的，归纳起来有：

- (1)中矢量和小矢量作用时，两电容上的电流之间存在着相位或幅值的差异，充放电暂态过程出现不对称，而三相连接的某些情况下还会加剧这种不对称。
- (2)实际中直流侧的两电容不可能达到完全相同，造成中点电压的固有偏移。
- (3)直流侧电容的值越小，波动越严重，所以电容要尽可能大，但又受制于成本和直流侧高压。
- (4)中点电流越大，波动越严重。而中点电流是定子电流的直接反映，所以负载转矩越大，波动越严重。
- (5) $|v|$ 越大，小矢量参与的成分越小，中点电位的控制越困难。
- (6)负载功率因数与中点电流的相位关系密切，所以也是影响中点电位的重要因素。
- (7)基波频率决定稳定时的中点电位的波动频率。

3.2 三电平逆变器中点电压波动分析

3.2.1 三电平逆变器中点电压波动定性分析

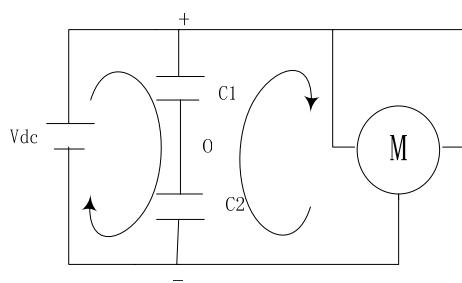
由图3.1 所示，电容 C_1 ， C_2 为直流分压电容。由于 U_{dc1}, U_{dc2} 没有被恒流源所固定，因此中点电位是波动的，且其值的改变正比于中点电流 i_{np} 。若不考虑负载，各开关状态与中点电流的情况密切相关，并且可以描述为以下四种情况：

零矢量状态（如000, 111, -1-1-1）时，由于没有电流流过中点，所以不会引起中点电位的波动。

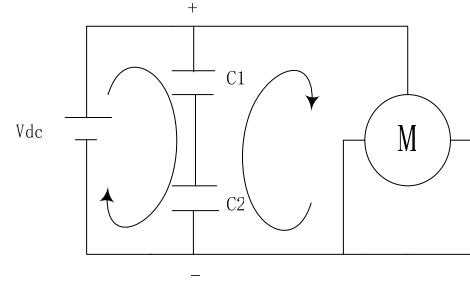
大矢量状态（如 11-1, -1-11, 等）时，由于每相的终端直接连在直流侧的正端或负端，因此中点电位不会受影响，如图3.1 中 (a), (b) 所示；

中矢量状态（如 10-1）时，由于有一相的终端直接连在中点，所以会引起中点电位平衡的改变。如图3.1中 (c) 所示

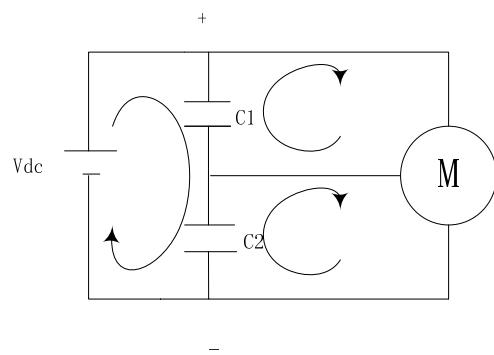
小矢量状态（如 110）时，至少有一相连在中点，因此也会影响中点电位的平衡。由于小矢量的存在都是以成对方式出现的，比如110和00-1，它们的输出电压相同但是对中点电位的影响相反。如图3.1中 (d) - (g) 所示。



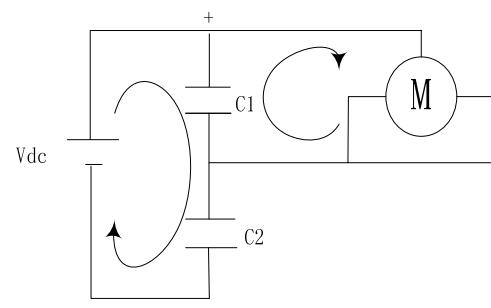
(a) 开关状态11-1、1-11、-111



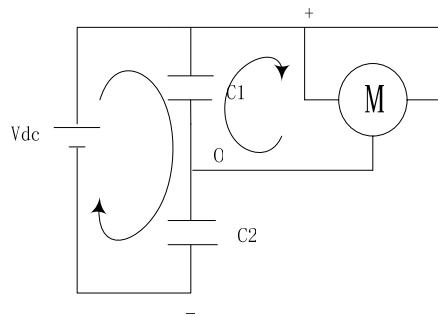
(b) 开关状态 1-1-1、-11-1、-1-11



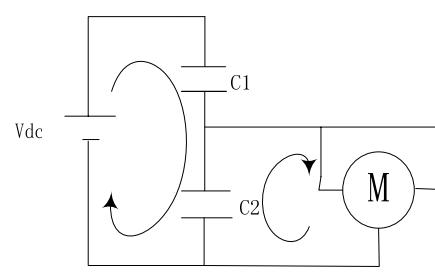
(c) 开关状态10-1、01-1、1-10、0-11、-110、-101



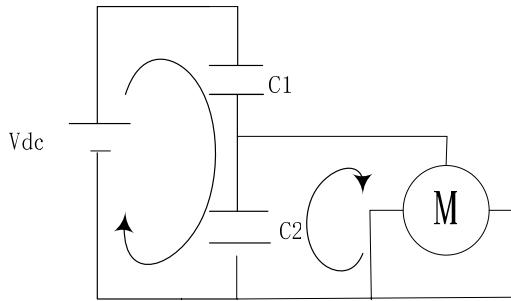
(e) 开关状态100、010、001



(d) 开关状态110、101、011



(f) 开关状态00-1、0-10、-100



(g) 开关状态0-1-1、-10-1、-1-10

图3.1 中小矢量与中点电位的关系

图3.1为各矢量开关状态的等效电路图，其中M代表负载。可以从图中看出中小矢量时均有电流从负载流入两电容之间或从两电容流向负载。电流的流入与流出必将引起两个电容冲放电。当电流流入中点时，中点电位将升高；当电流流出中点时，中点电位将降低。

3.2.2 中小矢量影响下中点电流的流向

基于上面的分析，中点电流的流向将直接影响中点电位的波动方向，因此通过进一步分析可以将中小矢量作用时，中点电流与相电流的关系总结于表3.1

表3.1 矢量与中点电位的关系

正小矢量	i_{np}	负小矢量	i_{np}	中矢量	i_{np}
0-1-1	i_a	100	$-i_a$	10-1	i_b
110	i_c	00-1	$-i_c$	01-1	i_a
-10-1	i_b	010	$-i_b$	-110	i_c
011	i_a	-100	$-i_a$	-101	i_b
-1-10	i_c	001	$-i_c$	0-11	i_a
101	i_b	0-10	$-i_b$	110	i_c

从表3.1可以看出成对小矢量流入与流出中点电位电流的大小相等，方向却相反。结合图3.1(e)，在开关作用在100时，电流流入中点，使得对上面电容放电，对下面电容充电，中点电位被抬高；当开关作用在0-1-1时，如图3.1(g)所示，电流流出中点，使得对上面电容充电对下面电容放电，中点电位被降低。

3.2.3 对三电平逆变器中点电位波动的定量分析

影响中点电位平衡的直接原因是由于在直流侧中性点存在着流入或流出的中点电流 i_{np} .当某一相输出为零电压时,中点电流使得直流侧电容分压产生失衡:当 i_{np} 流出中点时,对 C_1 充电;当 i_{np} 流入中点时对 C_2 充电.若 C_1, C_2 的充放电过程不均衡,则中点电位就要发生漂移.因此三电平逆变器中点电位与中点流入与流出的电流是密切相关的,其关系可推导得出:

$$i_1 = C_1 \frac{d(U_d/2 - U_0)}{dt} \quad (3.1)$$

$$i_2 = C_2 \frac{d(U_0 - U_d/2)}{dt} \quad (3.2)$$

$$C_1 = C_2 = C \quad (3.3)$$

$$i_0 = i_1 - i_2 = -2C \frac{du_0}{dt} \quad (3.4)$$

其中 i_1 为流入 C_1 的电流， i_2 为流入 C_2 的电流， $+i_0$ 为流出中点的电流， U_0 为中点电位。可以从式中得到中点电压 U_0 是随着 i_0 的变化而变化的。根据图3.1，可以将参考矢量描述为：

$$\begin{aligned} v_{ref} &= d_{s0}v_{s0} + d_m v_m + d_l v_l \\ d_{s0} + d_m + d_l &= 1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

其中： v_{sx} 为小矢量的电压

v_{mx} 为中矢量的电压

v_{lx} 为大矢量的电压

d_{sx} 为小矢量的占空比

d_{mx} 为中矢量的占空比

d_{lx} 为大矢量的占空比

由 (3-5) 可以得到

$$\begin{aligned} d_{s0} &= 2 - m(\sqrt{3} \cdot \cos(\theta) + \sin(\theta)) \\ d_m &= 2m \sin(\theta) \\ d_l &= -1 + m(\sqrt{3} \cos(\theta) + \sin(\theta)) \end{aligned} \quad (3.6)$$

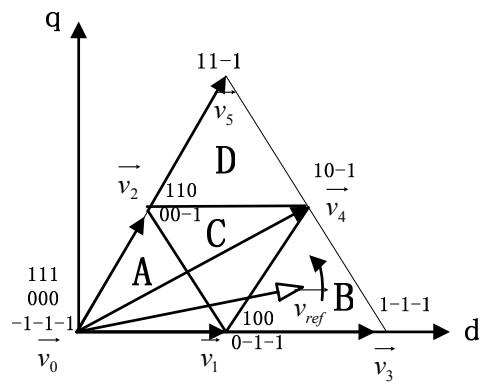


图3.2 $0 \sim \pi/3$ 矢量图

已经分析知道，中点电流是由不可控的中矢量和可以控制的小矢量的两个因素决定。我们知道小矢量的都是以成对的方式出现的，成对的小矢量对中点电位影响却相反，那么可以通过分配正小矢量，与相对应的负小矢量的作用时间来调节中点电位，使得中点电位平衡。以图3.2为例：

1) 当参考矢量落在B区时,引入电流调制参数 $m_{s0} \in [-1,1]$, 正小矢量 $v^+(0-1-1)$ 的占空比分解为 $(1+m_{s0}) \cdot d_{s0} / 2$, 负小矢量 $v^-(100)$ 的占空比为 $(1-m_{s0})d_{s0} / 2$ 。结合表3.1, 中点电流为:

$$i_{np} = d_m \cdot i_v + m_{s0} \cdot d_{s0} \cdot i_u \quad (3.7)$$

从上式, 观察到可以通过调节 m_{s0} 来平衡中点电位, 但是实际上负载电流与小矢量的占空比对中点电位也有影响, 由于中矢量的不可控性, 用来平衡中点电位的只有一个小矢量, 因此这些影响使得中点电位的控制受到限制。

2) 当参考矢量落在如图3.1所示的C三角形中时, 有两个小矢量可以用来平衡中点电位:

$$v_{ref} = d_{s0}v_{s0} + d_m v_m + d_{s1}v_{s1} \quad (3.8)$$

$$d_{s0} + d_{s1} + d_m = 1 \quad (3.9)$$

$$d_{s0} = 1 - m \cdot 2 \cdot \sin(\theta) \quad (3.10)$$

$$d_{s1} = 1 + m \cdot (\sin(\theta) - \sqrt{3} \cdot \cos(\theta)) \quad (3.11)$$

$$d_m = -1 + m \cdot (\sin(\theta) + \sqrt{3} \cos(\theta)) \quad (3.12)$$

在这个三角形中的中点电流为:

$$i_{np} = d_m \cdot i_b + (m_{s0}d_{s0}i_u + m_{s1}d_{s1}i_w) \quad (3.13)$$

可以由式中看出, 中点电位由一个不可控的中矢量和两个可控的小矢量来合成, 通过调节 m_{s0} , m_{s1} 两个系数可以平衡中点电位。这样明显能更好的控制中点电位。

3) 当参考矢量处在A三角形中时, 中点电位由两个可控的小矢量组成:

$$i_{np} = m_{s0}d_{s0}i_a + m_{s1}d_{s1}i_c \quad (3.14)$$

由于中点电流完全取决于两个可控小矢量, 因此中点电位可以通过调节 m_{s0} , m_{s1} 得到很好的控制。但是逆变器运行在此种状态时相当于两电平逆变器, 三电平逆变器的优势得不到发挥, 逆变器对直流侧电压的利用率相当低, 一般只是在逆变器启动过程中才会出现。

综上所述, 在不考虑负载的情况下, 在理论上调整矢量的作用时间可以平衡中点电位。

3.3 中点电位平衡实现

三电平逆变器的中点电位平衡方法主要有以下三种:

1. 主动控制法 根据中点电位的偏移, 以及中点电流的大小, 通过PI调节设置短矢量的时间分配来调整中点平衡。该方法可以很好的抑制中点电位的波动。
2. 被动控制法 通过计算得到每个周期短矢量的时间分配, 这种方法只适合完全对称的PWM方法, 完全平衡三相负载, 在实际应用中难以实现。
3. 设计硬件电路实现三电平逆变器中点电位的平衡。

3.3.1 主动控制

根据中点电位变化来动态调整正负矢量作用时间^[34~37], 进行中点电位平衡。先检测直流侧中点电压, 检测值经处理后作为参数协调正负开关作用时间来平衡中点电位的浮动。在保证不改变小矢量作用总时间的前提下, 根据中点电压动态调整正负矢量的作用时间, 可以达到有效控制中点电位的目的。电路原理图如图3.3所示。

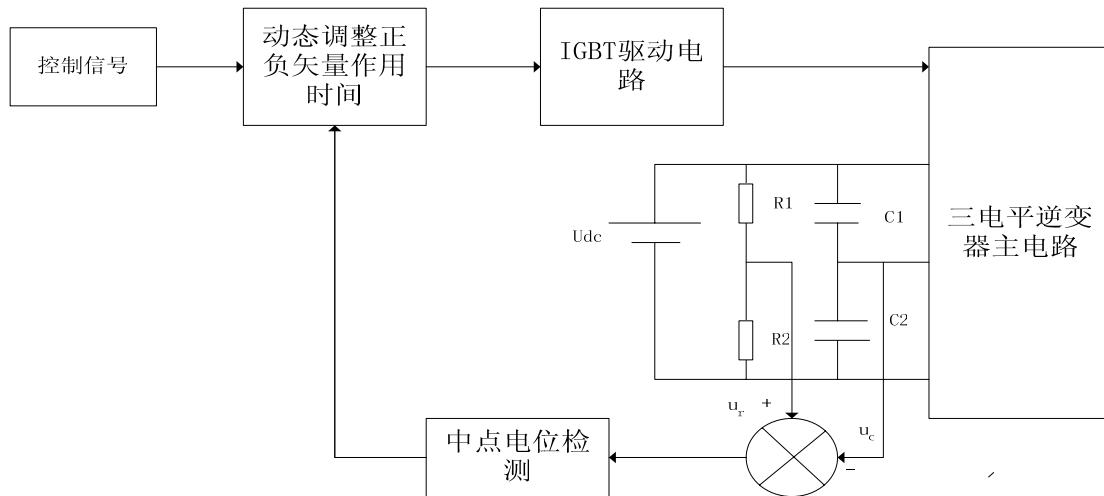


图3.3 中点电位控制原理图

图中电阻选择100k~以上, 以保证参考点电位的稳定, 同时又不增加系统功耗。若中点电位偏高, 即 $V_{c2} > V_{c1}$ 则减小正矢量的作用时间, 相应增加负矢量的作用时间, 使电容 C_1 充电, 电容 C_2 放电, 则 V_{c2} 减小, V_{c1} 增大; 反之, 若 $V_{c1} > V_{c2}$, 则增大正矢量作用时间, 减小负矢量作用时间, 则 V_{c1} 减小, V_{c2} 增大。如此通过中点电位的变化来调整 C_1 、 C_2 的充放电, 最终可以保证中点电位稳定在一定范围内, 根据系统状态来进行动态控制, 且不会对预期的输出产生影响。以第1扇区B区域为例, 其开关矢量序列为100, 10-1, 1-1-1, 0-1-1, 1-1-1, 10-1, 100可以控制的引起中点电位变化的矢量为100和 0-1-1, 两个正负矢量输出的线电压相同, 但对中点电位的影响不同, 100使中点电位降低, 0-1-1 使中点电位升高。由前面的计算可知, V_1 的矢量作用时间为, 引入中点电位控制因子 ρ , 重新分配100和0-1-1的作用时间:

$$\begin{cases} t_{100} = \frac{t_1}{4}(1+\rho) \\ t_{0-1-1} = \frac{t_1}{4}(1-\rho) \end{cases} \quad (3.15)$$

其中 ($\rho \in [-1,1]$)

$$t_1 = 2T - \frac{4v}{\sqrt{3}U_d} T \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \quad (3.16)$$

重新分配后，扇区I中B三角形的输出矢量时间，与矢量的关系为：

100	10-1	1-1-1	0-1-1	0-1-1	1-1-1	10-1	100
$\frac{t_1}{4}(1+\rho)$	$\frac{t_2}{2}$	$\frac{t_3}{2}$	$\frac{t_1}{4}(1-\rho)$	$\frac{t_1}{4}(1-\rho)$	$\frac{t_3}{2}$	$\frac{t_2}{2}$	$\frac{t_1}{4}(1+\rho)$

正负矢量的作用总时间不变，仍为 t_1 。控制规律如下：当 $V_{dc1}=V_{dc2}$ 时， $\rho=0$ ；当 $V_{dc1}>V_{dc2}$ 时， $\rho<0$ ；当 $V_{dc1}<V_{dc2}$ 时， $\rho>0$ 。其中 ρ 与中点电压成比例关系，随中点电压变化而变化，中矢量的影响反映在中点电压的变化上，通过正负矢量的作用调整也可以得到抑制。

3.3.2 被动控制

被动控制是在一种假设的理想环境下，通过计算来分配输出矢量作用时间的办法。由前面的分析可以知道，当参考矢量处在任何一个三角形中时，理论上总是可以通过分配正负小矢量的作用时间来平衡中点电位。根据式(3.7)、(3.13)、(3.14)能够计算得到使得中点电位平衡时的调制系数 m_{sx} 的值，然后通过 m_{sx} 的值来分配正负矢量的作用时间。

3.3.3 中点电位平衡电路及其工作原理

中点电位平衡电路^[39]的主电路如图3.4所示。电路中 T_1 ， T_2 ， T_3 为IGBT管， D_1 ， D_2 为续流二极管， L_1 ， L_2 为储能电感， C_1 ， C_2 为分压电容。与普通抑制电路相比，该电路增加了一个IGBT管 T_3 ，通过控制 T 管的导通与关断，可以抑制直流侧电压 U_{dc} 不变的情况下 C_1 ， C_2 端的电压变化，即使 U_{dc} 降低，该电路也能有效抑制中点电位的偏移。

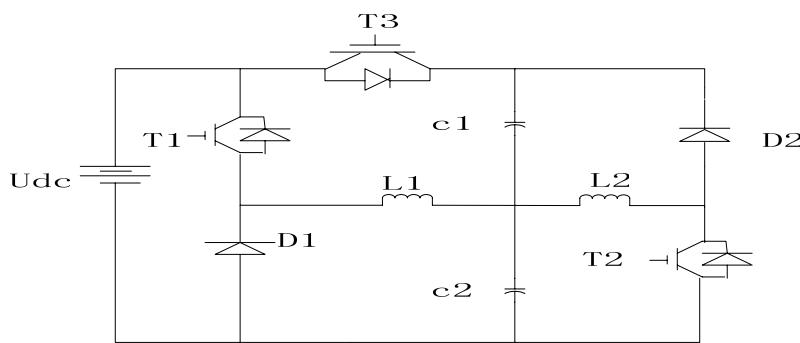


图3.4 中点电位平衡电路主电路

若 U_{dc} 保持不变，则 $U_{dc}=U_{c1}+U_{c2}$ 为常数， U_{c1} 增加必然导致 U_{c2} 下降，同样 U_{c1} 下降必然使 U_{c2} 增加，因此可以通过调整直流侧两个分立电容的电压来平衡中点电位。为实现这一目标，使 T 始终处于导通状态，此时的等效电路如图3.5所示：

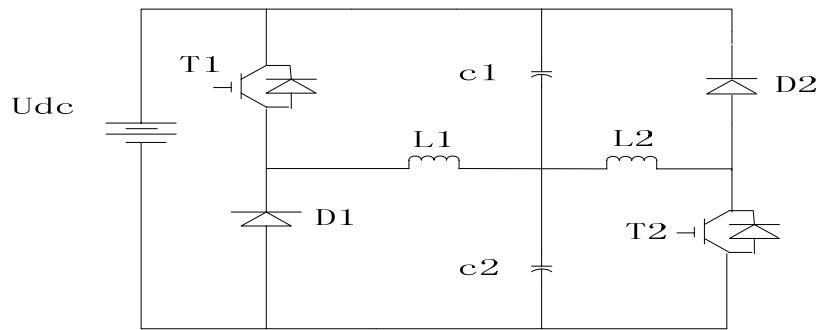


图3.5 T1导通时的等效电路

这一电路由Boost和Buck变换器组成。 T_1, D_1, L_1 和 C_2 构成Buck变换器； T_2, D_2, L_2 和 C_1 构成Boost变换器。电路的工作模式相应地分为Buck变换模式和Boost变换模式。这两种变换模式的工作状态应当互补。当 $U_{c1} > U_{c2}$ 时，Buck变换电路(T_1, D_1, L_1, C_2)开始工作，与此同时，Boost变换电路停止工作。Buck变换模式中，是通过调整两端的电压实现抑制中点电位偏移的。当 T_1 导通时，一方面在 U_{dc} 作用下，电流流经 T_1, L_1, C_2 ，另一方面电容 C_1 上的电压 U_{c1} 经 T_1 与 L_1 构成回路，均使电感 L_1 储能；当 T_1 关断时，经 C_2, D_1, L_1 的回路将储存在 L_1 中的电能转换到 C_2 中，电容 C_2 充电，其上电压增大，直到 C_1 与 C_2 上的电压平衡。当 $U_{c2} > U_{c1}$ 时，Buck变换器不再工作，Boost变换电路开始工作。由于 $U_{c2} > U_{c1}$ ， C_2 中的能量将间接转移到 C_1 中。当 T_2 导通时，一方面 C_2 上的电压 U_{c2} 经 L_2, T_2 放电，能量存储在 L_2 中，另一方面 U_{dc} 经 C_1 和 C_2 重新分配电压；当 T_2 关断时，二极管 D_2 导通，存储在 L_2 中的能量通过 D_2 转移到 C_1 中。这样，在Boost变换模式中，通过调整 C_1 两端的电压就可以抑制中点电位的偏移，直到 $U_{c1} = U_{c2}$ 。当输入电源发生脉动导致 U_{dc} 减小至低于电压保护设定值时，图3.6所示电路中的 T_3 管关断，此时的等效电路如图3.6所示。Boost和Buck变换器同时工作，不仅使 C_1, C_2 上的电压平衡，而且使它们的电压之和等于所设定的 U_{dc} 值。Buck变换器调整电容 C_2 两端的电压。 T_1 导通时，从 U_{dc} 流出的电流流经 T_1, L_1, C_2 ，使 L_1 储能； T_1 关断时， L_1 中的能量转换到 C_2 中。与此同时，Boost变换器将能量从 C_2 转换到 C_1 中，调整 C_1 两端的电压，其工作过程与上述Boost变换模式相同。

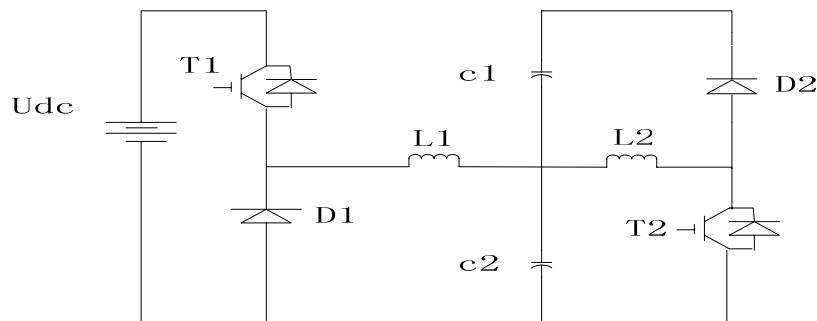


图3.6 T1关断时的等效电路图

3.4 本章小结

中点电位不平衡一直是钳位式三电平逆变器存在的一个比较严重的问题，也是一直以来学者探讨的问题。本章通过定性、定量的分析方式，研究了三电平逆变器中点电位波动的原因。并给出了几种抑制中点电位漂移的办法。

第4章 三电平逆变器SVPWM调制的Matlab仿真

前面章节讨论了三电平逆变器SVPWM算法的实现，并给出了控制中点电位的方法。下面将利用Simulink仿真实验进一步验证算法的正确性和有效性。

4.1 MATLAB 简介

MATLAB是Mathworks公司推出的一种面向工程和科学运算的交互式计算软件，它集数值分析、矩阵运算、信号处理和图形显示于一体，构成了一个方便的、界面友好的用户环境。现已被IEEE(电气与电子工程师协会)评为国际公认的最优秀科技应用软件。MATLAB软件在控制领域得到了广泛地应用。

MATLAB程序设计语言是美国Mathworks公司20世纪80年代中期推出的高性能数值计算软件。Mathworks公司经过十几年的开发、扩充与不断完善，使MATLAB已经发展成为适合多学科、功能特强、特全的大型系统软件。现在MATLAB软件不但广泛应用于控制领域，也应用于其它的工程和非工程领域。在控制界，很多著名专家和学者为其擅长的领域开发了工具箱，而其中很多工具箱已经成为该领域的标准。在国外MATLAB已经经受了多年考验。在欧美高校，MATLAB已经成为线性代数、自动控制理论、数理统计、数字信号分析与处理、动态系统仿真等高级课程的基本数学工具，成为高校大学生、硕士生、博士生必修课。

MATLAB有如下特点：

1) 活的笔记本：MATLAB的Notebook成功地把Microsoft Word与MATLAB集成为一个整体，为文字处理、科学计算、工程技术构造了一个完美统一的工作环境，Notebook是一个能够解决各种计算问题的文字处理软件。只要在命令窗口中执行Notebook或者在Word环境中建立M-book模板，就可以进入一个新环境。在编辑科技文稿的同时可进行科学演算(数值的或者符号的)，还可以作图。这些演算的结果可以即时显示于操作命令之后。在这个环境中输入的一切命令能够被随时激活、修改、重新运算并更新原有结果。故Notebook称为MATLAB的“活”笔记本。这对于要写科技论文的工程技术人员，对于编写理工学科教材的教师，对于演算理工学科习题的广大学生，MATLAB的Notebook确实是一个极为理想的工具。

2) 人机界面适合科技人员：MATLAB的程序与科技人员的书写习惯相近，因此，它易写易读，易于科技人员交流。MATLAB是以解释方式工作的，若有错误立即作出反应，便于编程者马上改正。这些都减轻了编程和调试的工作量。

3) 强大而简易的作图功能：能根据输入数据自动确定坐标绘图；能绘制多种

坐标系的图形：能绘制三维曲线和曲面；如果数据齐全，通常只需要一条命令即可出图。

4) 智能化程度高：绘图时自动选择最佳坐标以及按输入或输出变元数自动选择算法；做数值积分时自动按精度选择步长；自动检测和显示错误的能力强，易于调试。

5) 功能丰富，可扩展性强：MATLAB软件包括基本部分和专业部分。基本部分包括：矩阵的各种运算和各种变换、代数和高次方程求解、数值积分等。各领域的科技人员在此基础上根据本专业的知识编写出许多有用的工具箱为自己的专业服务。这些工具箱就是专业部分。现在已经有控制系统、信号处理、图象处理、系统辨识、模糊控制、神经元网络、小波分析等20多个工具箱，并且还在继续扩展。

4.2 控制系统各部分的仿真

4.2.1 矢量控制结构框图

矢量控制的基本出发点是将异步电机构造上不能分离的转矩电流和励磁电流分离成90°相位差，并对转矩电流和励磁电流分别进行控制，从而改善了异步电机的动态控制性能。为了实现矢量控制的目的，需要将电动机的三相电流按坐标变换的方式变成两相电流，在两相坐标系上确定电机的转矩电流和励磁电流大小并分别进行控制，再将两相电流转换成三相电流设定值，然后采用电流闭环控制实际电流。控制系统的框图如图4.1所示。

控制系统根据电流模型进行转子磁链的观测，通过检测定子电流，并经三相坐标系(ABC)到转子磁链定向的两相同步旋转坐标系(M-T)的变换，变换如方程式：

$$\begin{bmatrix} i_{ml} \\ i_t \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

得到在MT坐标系上电机定子的转矩分量 i_d 和励磁分量 i_{ml} ，根据电流模型 $\varphi = \frac{L_m}{T_2 p} i_{ml}$ (其中 L_m 为互感， T_2 为转子励磁时间， p 为微分因子)即可得电机的转子

磁链，并经过式 $\omega_s = \frac{L_n}{T_2 \varphi} i_d$ 计算出转差 ω_s ，定子电流的转矩分量和磁通分量通过各自的调节器输出，并通过两相同步旋转坐标系变换到两相静止坐标系，再利用电压空间矢量法来控制脉宽值，从而控制异步电动机。

根据矢量控制原理，得到矢量控制系统的框图如图4.1所示。图4.1中励磁给定 ω' 由函数发生器获得，矢量控制器根据 ω' 和速度反馈，经过PI调节得到电流的转矩分量 i_d ，励磁分量 i_{ml} 给定值。而M-T坐标与 $\alpha-\beta$ 坐标的夹角 θ ，根据旋转编码器的脉冲得到。

三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 经过3S/2R(三相静止坐标系至两相旋转坐标系变换)的坐标变换得到磁场定向电流分量 i_{ml} 和 i_d 。 i_{ml} 、 i_d 和 i'_{ml} 、 i'_d 经过PI调节并压流转换得到M-T坐标系下的 u_{ml} 和 u_d ， u_{ml} 和 u_d 经过2R/3S的坐标变换得到 u_{al} 、 u_{bl} ，该数据通过开关控制表选择相应的电压矢量，同时产生一组开关脉冲及时而准确地控制逆变器，以获得优良的调速性能。

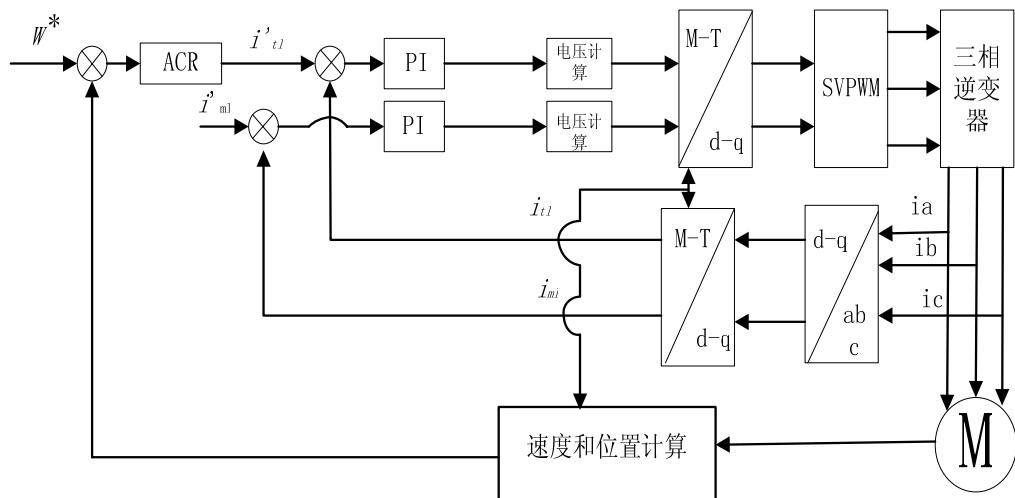


图4.1 三电平逆变器控制系统原理图

从逆变器控制系统原理图可以看到，整个系统主要由三个部分组成：SVPWM调制部分；三相逆变主电路；反馈部分。SVPWM子系统是核心，完成三电平逆变器的空间电压矢量调制算法，主要包括各区域矢量作用时间的计算、期望电压矢量所在区域判断、工作模式判断、触发脉冲的分配等环节。反馈部分主要有坐标的3s/2r的变换。以下将对部分模块进行说明。

4.2.2 扇区号的判断

在SVPWM算法中要得到开关器件的作用时间和开关顺序，第一个步骤是判断期望的参考矢量的扇区号。扇区号仿真的模型如图4.2 所示。

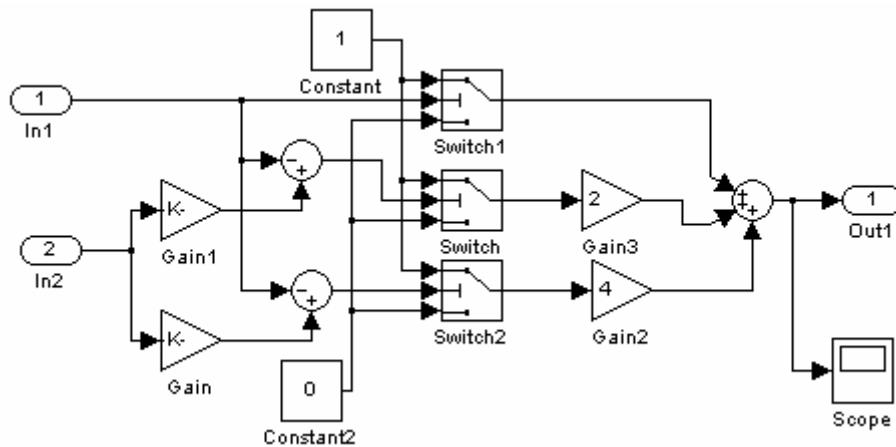


图4.2 扇区号判断仿真图

4.2.3 工作模式的划分

期望矢量所在的三角形区域不同，所需选取的基本矢量及矢量作用时间计算公式也不同。判断出所在扇区后，还必须进一步判断所在的三角形区域。为仿真及实现方便，根据期望矢量旋转时跨越三角形的个数将PWM划分为四种工作模式。仿真模型主要包括以下两部分：空间矢量角的确定和AC, BCD模式的转换点计算。期望矢量空间角度以每一扇区的起始边作为始边，变化范围为 $0 \square 60^\circ$ ，根据 v_α 、 v_β 的内在关系确定具体角度，扇区不同具体计算方法也有所不同，仿真中采用一个六通道选择开关来选择六个扇区内的计算公式，如图4.4所示。通过在AC模式和BCD模式中，将计算出的矢量角与转换角进行比较，从而确定期望矢量所在区域，再采用相应的计算公式。仿真中的部分模型如图4.3和图4.4所示。

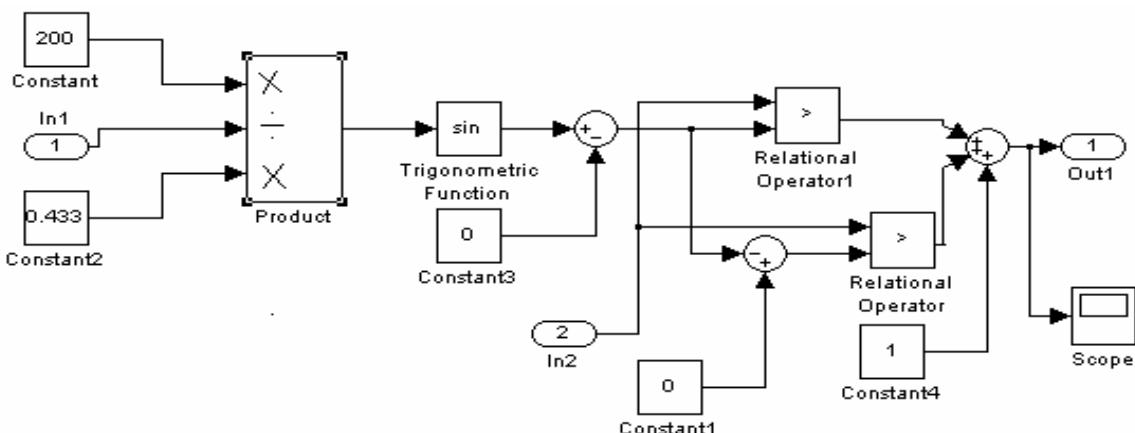


图4.3 BCD模式中转角的选择

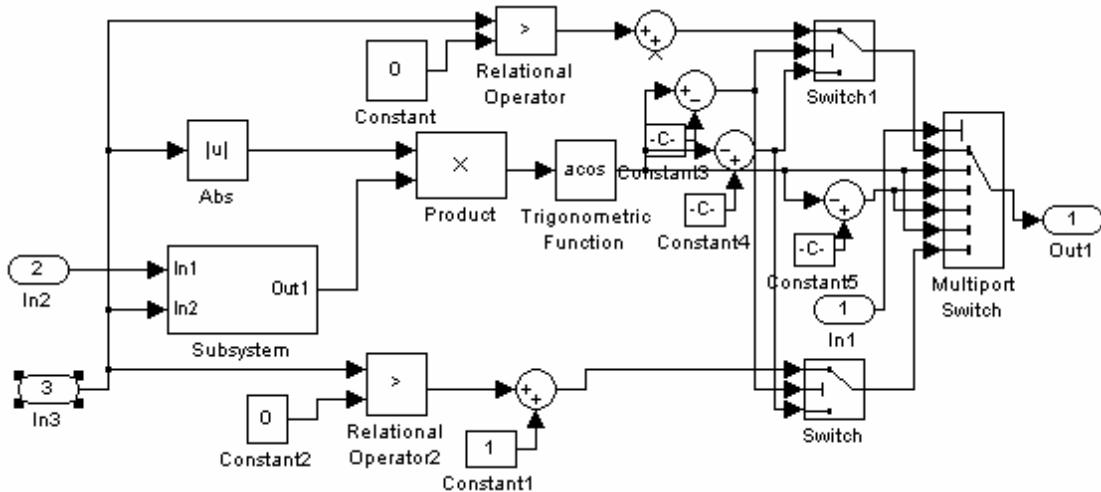


图4.4 期望电压空间矢量角的计算

4.2.4 矢量作用时间的计算

整个棱形矢量图划分为24个三角形区域，不同三角形中矢量作用时间计算公式是不一样的。仿真中将计算公式分为A,B,C,D四个模块，分别对应矢量图上三角形A,B,C,D中的计算公式，采用多通道选通开关，依据前面判断出的具体区域选择相应计算公式进行计算。下一步根据矢量作用时间计算出与三角载波的比值(三相)，通过比较产生最后期望输出的电压矢量，合成三相PWM信号。若 $t_{aon}, t_{bon}, t_{con}$ 分别为与三角波进行比较以控制三相桥臂开关时间的三个值，先假定三角载波幅值和周期相等，要保证各矢量按计算出的时间切换，应如下计算比较值：

$$\begin{aligned} t_{aon} &= \frac{T - t_A - t_B}{2} \\ t_{bon} &= t_{aon} + t_A \\ t_{con} &= t_{bon} + t_B \end{aligned} \quad (4.2)$$

其中 t_A, t_B 为两个基本矢量的作用时间 t_A, t_B 在不同区域中对应不同矢量的作用时间，具体对应哪一个矢量可由各区域矢量顺序确定，无论在哪一个扇区 t_B 都对应第二个作用的矢量时间(如扇区I区域B中 t_A 等于矢量 v_3 的作用时间)， t_B 则为第三个矢量的作用时间。在一个载波周期中，三个比较值具体分配给哪一相可由各扇区PWM波形确定， t_{aon} 应分配给输出占空比最小的相， t_{con} 分配给占空比最大的相。

4.2.5 中点电位平衡问题的仿真

以上分析是在假定中点电压没有波动的情况下完成的，仿真的只是一种理想情况。实际系统在运行时总是存在直流侧中点电位的波动，必须抑制在一定的范围内。由第三章的分析知道，可以利用中点电位控制因子 ρ ，通过检测中点电位并根据式(3.15)，重新分配正、负小矢量的作用时间，来达到中点电位的平衡。

4.3.6 坐标变换

由前面的分析可以知道，以及结合图4.1可以知道，在异步电机的矢量控制过程中总共包含了4次坐标变换，他们分别是：三相/两相变换指的是三相静止坐标系A、B、C和两相静止坐标系 α 、 β 之间的变换，简称3s/2r变换，变换阵如式（4.3）所示；由两相静止坐标系 α 、 β 变换到两相旋转坐标M、T，简称2s/2r变换，变换阵如式（4.4）所示；两相旋转坐标M、T变换到两相静止坐标系 α 、 β ，简称2r/2s，变换阵如式（4.5）所示；由两相静止坐标系 α 、 β 变换到三相坐标（a,b,c），简称2s/3s，变换阵如式（4.6）所示。

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$C_{2/3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

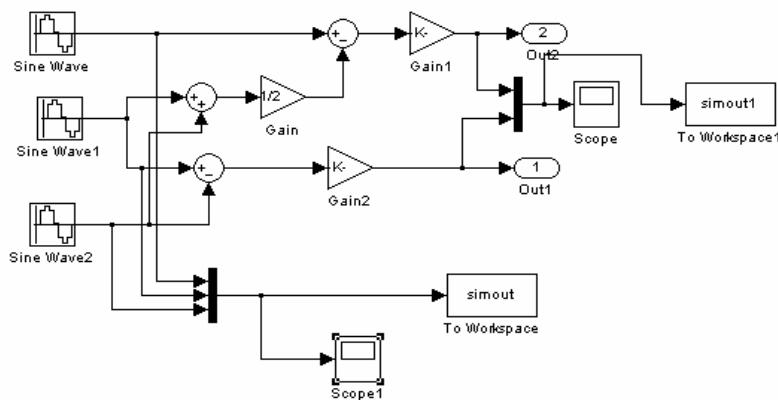


图4.5 3s/2r仿真结构图

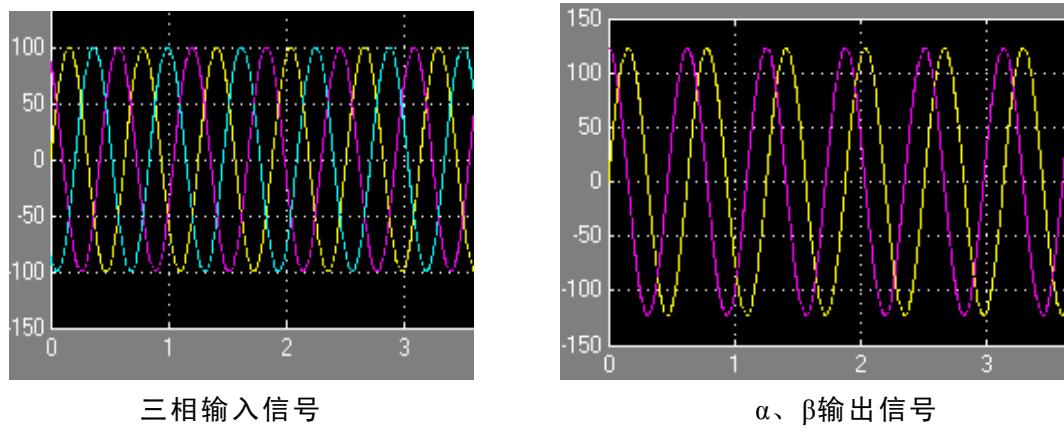


图4.6 3s/2r仿真结果分析

4.3 仿真结果及其分析

依据上述三相多电平电压空间矢量调制算法理论，用Matlab对箱位二极管式三相三电平电压型逆变器进行了仿真实验。其中 $V_{dc}=2400V$ ，采样频率 $f_s=1000Hz$ ，调制度 $m=0.8$ 。各相输出接有R-L负载，输出各相电压仿真波形如图4-7所示，输出频率为 $f=50Hz$ 。从实验表明，以上的基于电压空间矢量的电压平衡算法是可行的，中点电压可以达到一定范围的平衡。通过三电平的采用，它的输出相电压波形将更近似于正弦波，在相同开关频率条件下，大大降低了谐波污染。

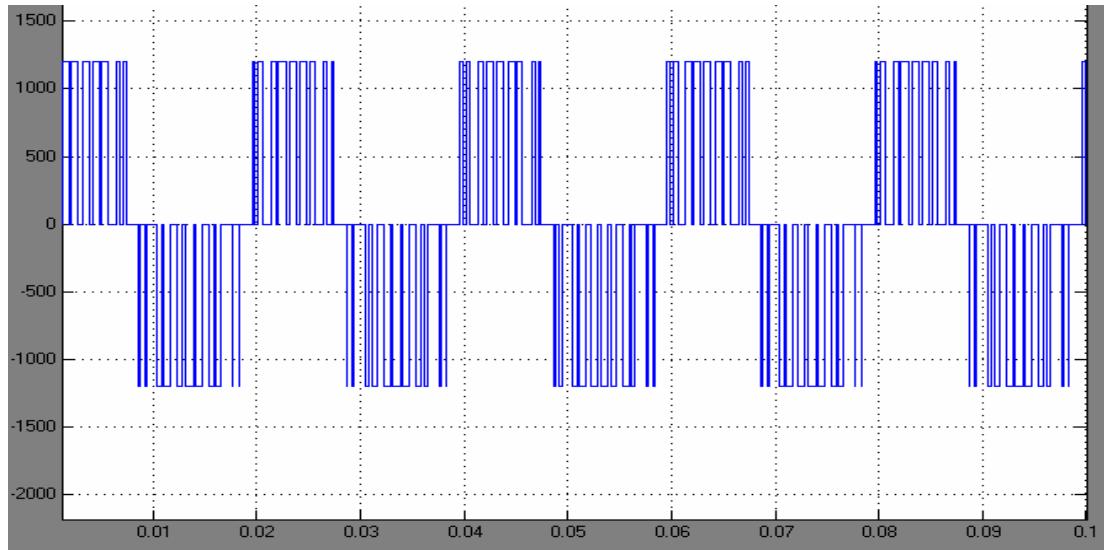


图4.7 三电平逆变器a相电压波形

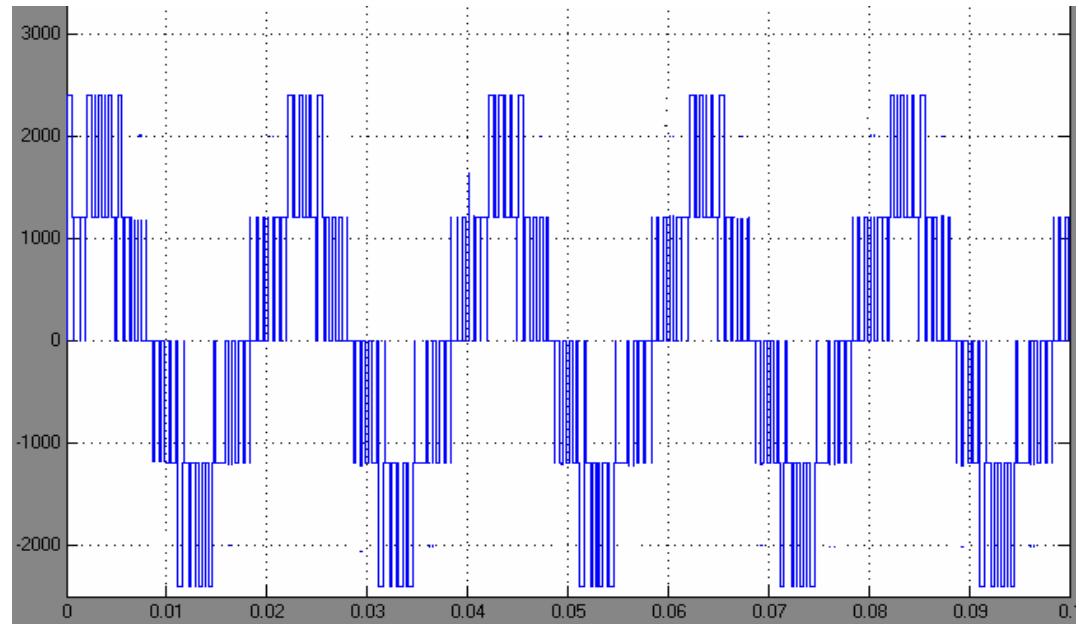


图4.8 无中点控制时的电压波形

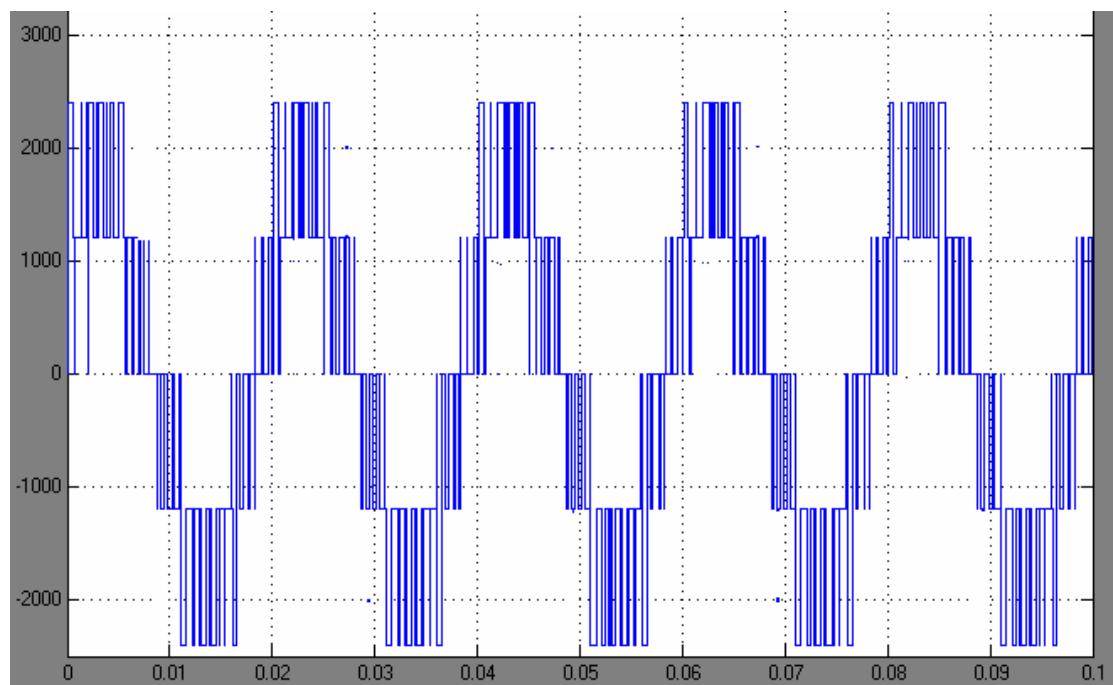


图4.9 有中点控制时的电压波形

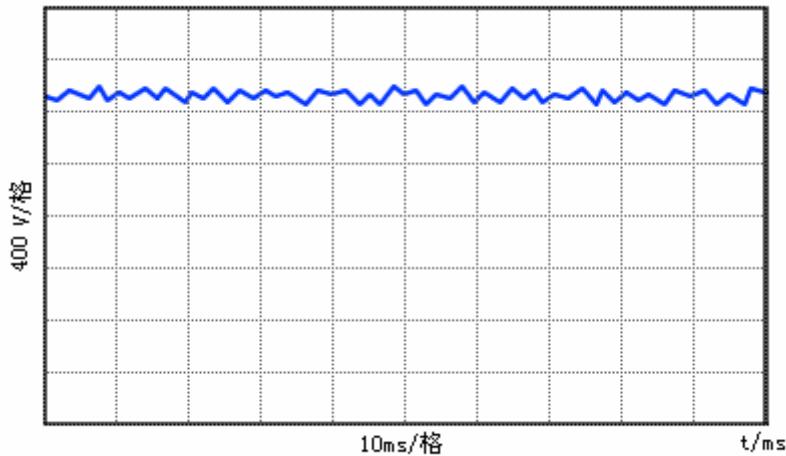


图4.10 无中点电压控制时中点电位的情况

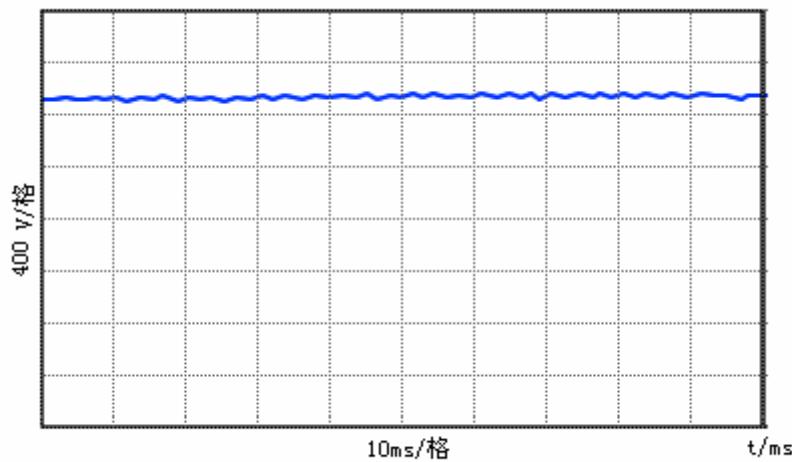


图4.11 有中点电压控制时中点电位的情况

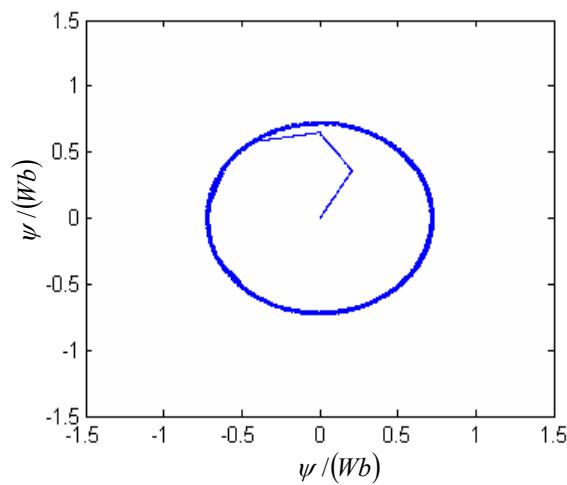


图4.12 磁链波形

仿真结果表明，采用空间电压矢量PWM调制方式可以降低开关频率，输出期望的五电平线电压阶梯波，很简单的实现中点电位的平衡。通过测量两个分压电

容连接点处的电压值，根据系统的运行状态来进行反馈补偿控制，可以达到控制中点电位的目的，没有中点电位控制，中点电位有明显波动，而且还出现了逐步偏离0电位的情况，通过中点电位平衡新方法的引进，输出电压的高次谐波含量也明显减小。仿真结果还表明，逆变器输出的线电压为五电平阶梯波，很逼近正弦波。采用磁通观测器观测的异步电机定子磁链波形也很接近圆形。该调制算法确实可以获得良好的效果，输出线电压的谐波含量非常小。

4.4 本章小结

本章阐述并简单的介绍了三电平逆变系统模型的构建，通过对三电平逆变器模型的大量仿真，可以得出：基于电压空间矢量的电压平衡算法是可行的，中点电压可以达到一定范围的平衡。通过三电平的采用，它的输出相电压波形将更近似于正弦波，在相同开关频率条件下，大大降低了谐波污染。

结 论

近年来，在高压大功率场合，一种新型的电力电子逆变器——多电平逆变器受到了越来越多的关注。多电平逆变器(Multilevel Inverter)一般其桥臂有4个或更多个电力半导体器件，它通过对直流侧的分压和开关动作的不同组合，实现多电平阶梯波输出电压，可以使波形更加接近正弦波。多电平变换器是近年来发展起来的一种新兴变流技术，与传统的变流器相比，它能增大系统的容量和耐压，在不增加器件开关频率的条件下，减小变流器的开关损耗和输出电压谐波含量，目前它已成为大容量变流装置的主要电路方式。根据前面的研究和设计，我们完成了三电平逆变器及其调制算法的仿真分析，通过仿真得到了如下的结论：

1) 三电平逆变器可输出三电平阶梯波的相电压波形，五个电平值的线电压波形，其波形比两电平逆变器的输出更接近正弦波，输出电压含有很小的电压谐波含量。

2) 在三电平逆变器的直流侧，存在电容电压不平衡的问题，这样会增大输出电压的谐波含量，而且对交流传动装置造成极大的危害，本文采用通过引入调制因子的办法，通过检测中点电位，来调整调制因子的大小以达到控制中点电位的目的。这种方法能有效的控制中点电位平衡，并通过仿真验证了这种理论分析，且表明该方法能提高三电平逆变器的稳定性并能降低输出的谐波含量。

3) 针对目前国内对三电平逆变器SVPWM方法研究的不足，特别是在具体实现方面论述较少的现状，首先对三电平逆变器的SVPWM的常规算法进行了详细的分析和推导，随后对该方法进行了改进，设计了易于实时实现的SVPWM算法。仿真结果表明，该算法能输出期望的五电平线电压波形，所采用的中点电位控制方法能在很大程度上减小中点电压的波动，而且实现起来也非常容易。

4) 本文对三电平逆变器SVPWM调制方法以及逆变器中点电位的平衡做了详细的分析，并对其进行了仿真，但在实际工作中此方法尚不成熟，所以下一步的工作则须在实践中对这种理论上的方法进行验证。

参考文献

- [1] 王兆安, 黄俊.电力电子技术.北京:机械工业出版社, 2002: 150-178
- [2] 吴忠志, 吴加林.中(高)压大功率变频器应用手册.北京: 机械工业出版社, 2003: 1-35
- [3] 陈伯时, 陈敏逊.交流调速系统:电气自动化新技术丛书, 北京:机械工业出版社, 1998: 106-150
- [4] 陶生桂, 杨超.二极管箝位式多电平逆变器PWM控制技术分析, 电力电子技术, 2001, 39(5): 7-9
- [5] Steinke J K. Use of A LC Filter To Achieve A Motor-friendly Performance of The PWM Voltage Source Inverter. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(3): 649-654
- [6] Peng F Z. A Generalized Multilevel Inverter Topology With Self-voltage Balancing. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2):611-618
- [7] Tekwani P N, Kanchan R S, Gopakumar K. Five-level inverter scheme for an induction motor drive with simultaneous elimination of common-mode voltage and DC-link capacitor voltage imbalance. IEEE Proceedings Electric Power Applications, 2005, 152(6): 1539-1555
- [8] 丁凯.级连多电平功率变换技术研究: [华中科技大学硕士学位论文].武汉: 华中科技大学, 2001: 34-41
- [9] 周京华, 杨振, 苏彦民.多电平逆变器多载波PWM调制策略的研究, 电气传动, 2005, (1): 23-27
- [10] 王立乔, 黄玉水, 刘兆焱, 等.多电平变流器多载波PWM技术的研究.浙江大学学报, 2005, 39(7): 1025-1030
- [11] 吴洪祥, 何湘宁.联型多电平变换器PWM控制方法的仿真研究.中国电机工程学报, 2001, 21(4): 42-46
- [12] Lee Y H, Kim R Y, Hyun D S. A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source inverter. IEEE APEC' 99, 1999, (1): 509-514
- [13] McGrath B P, Holmes D G, Lipo T A. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1293-1301
- [14] Mahdavi J, Agah A, Ranjbar A M, et al. Extension of PWM space vector

- technique for multilevel current-controlled voltage source inverters. In: Proc IEEE IECON'99.San Jose, 1999, (1): 583-588
- [15] Li L, Czarkowski D, Liu Y, et al. Multilevel space vector PWM technique based on phase-shift harmonic suppression. In: Proc IEEE APEC'2000.New Orleans, 2000: 535-541
- [16] 薄保中, 苏彦民.三电平逆变器的分析与控制.电气传动, 2003, (2): 14-17
- [17] 谭永辉.基于DSP的三电平SVPWM逆变器的研究: [湖南大学硕士学位论文].长沙: 湖南大学电气与信息工程学院, 2004: 41-52
- [18] 丁文鹏, 洪乃刚.一种三电平逆变器参考电压矢量区域判断的新算法.安徽工业大学学报, 2007, (1): 72-75
- [19] 宋文祥, 丁肖宇, 束满堂, 等.三电平逆变器脉宽调制及其实现.电力电子技术, 2005, (5): 10-12
- [20] Lee Yo-Han. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 260-268
- [21] 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.中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100。
- [22] Jurgen K, Sternke. Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 7(3): 487-496
- [23] Kaku B, Miyashita I, Sone S. Switching loss minimized space vector PWM method for IGBT three-level inverter. IEEE Proceedings Electric Power, 1997, 144 (4) : 182-190
- [24] 庄朗辉, 熊有伦.一种简单的三电平逆变器PWM控制算法.电工技术学报, 2001, 20(4): 46-50
- [25] Dante Casini. Sliding mode multilevel control for improved performances in power conditioning systems. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(4): 453-463
- [26] Tolbert L M, Habetler T G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM methods. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35 (5): 1098-1107
- [27] du Toit Mouton H. Natural balancing of three-level Neutral-Point-Clamped PWM Inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1017-1025
- [28] Jerry T, Kerkman H R, Schlesel D, et al. Current Regulator instabilities on parallel voltage-source inverters. IEEE Transactions On Industry Applications, 1999, 35(1): 70-77

- [29] Lee D C, Sul S K, Park M H. High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive. *IEEE Transactions On Industry Applications*, 1994, 30(5): 1247-1257
- [30] Sommer R, Mertens A, Brunotte C. Medium voltage drive system with NPC three-level inverter using IGBTs. *The Institution of Electric Engineers*, 2000, 25(2): 31-35
- [31] Lai J S. Multilevel converter-a new bread of power converter. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 1996, 32(5): 509-514
- [32] Carrara G. A new multilevel PWM method a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1992, 17(3): 497-505
- [33] Mennes R R. Five-level GTO inverter for larger inductors motor drivers. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 1994, 30(4): 938-943
- [34] Celanovic N. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, 37(2): 637-641
- [35] 薄保中.三电平逆变器中点电位波动控制方法的研究.西安石油学院学报, 2003, 18(6): 75-78
- [36] Celanovic N, Boroyevich D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, 15(2): 242-249
- [37] 王长兵.空间矢量PWM的快速算法.佳木斯大学学报, 2002, 34 (10) : 54-58
- [38] 宋文祥, 陈国呈, 束满堂, 等.中点箝位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究.中国电机工程学报, 2006, 26(5): 106-109
- [39] 陶生桂, 龚熙国, 袁登科.三电平逆变器中点电位平衡电路的设计与仿真.同济大学学报(自然科学版), 2005, 33 (3): 395-399
- [40] Nabae Artal. A New Neutral-point-clamed PWM Inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1981, 17(5): 518-523
- [41] Shen J, Butter-worth N. Analysis and design of a three-level PWM converter system for railway-traction applications. *IEEE Pro Electric Power Applications*, 1997, 144(5): 357-371
- [42] Josep Pou. New feed forward space-vector PWM method to obtain balanced AC Out put voltages in a three-level Neutral-Point-Clamped converter .*IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 9(5): 1026-1035
- [43] Steffen Bernet. Recent developments of high power converters for industry and traction application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, 15 (6):

1102-1117

- [44] Zhang J. High performance control of a three-level IGBT inverter fed ac drive. Industry applications conference of the 1995 IEEE, 1995, 16(1): 22-28
- [45] 李永东.交流电机数字控制系统.北京: 机械工业出版社, 2002: 177-184
- [46] 冯垛生, 曾岳南.无速度传感器矢量控制原理与实践.北京: 机械工业出版社, 1996: 3-8
- [47] Van der Broeck H W, Skudelny H C, Stanke G V. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage space vector. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, 24(1): 142-150

致 谢

在千年学府所特有的浓厚学术氛围中,我终于完成了硕士研究生阶段的学业,并按时完成我的硕士论文。在此,我对那些曾经或正在帮助我、支持我的老师、家人、同学和朋友表示衷心的感谢!

首先我最衷心地感谢我的导师欧阳红林教授。欧阳老师博大的胸怀、严谨的治学态度、活跃的学术思想、丰富的实践经验及对知识不倦的追求精神不仅让我在学业上跃上了一个新的台阶,更加让我懂得了人生的许多道理,将让我受益终生。本论文的产出过程自始至终都得到了欧阳老师的悉心指导,从论文的选题到科研课题的确定,从论文的整理到详细审稿、最后定稿无不倾注了欧阳老师的辛勤汗水。

感谢同门师兄弟朱思国、孙建明、于力、李欣、郭建平和同窗好友徐锋、黄浩、葛照强等在学习及生活上给予的热心帮助和鼓励,大家勤奋好学和乐于助人的精神值得我学习,为我树立了榜样,时刻激励着我不断奋斗!

感谢湖南大学这一培养人才的沃土,赋予我知识,赐给我荣誉,铸造我人格,指引我道路。深深感谢电气学院的各位恩师的教诲和关心!

还要感谢所有关心我、帮助我、支持我,但这里还没有提及的人们,谢谢你们!

所有这些都将会使我在今后的人生道路上更加信心百倍的挑战自我、挑战人生、追求卓越、创造辉煌!

金永顺

2007. 5. 19

附录A 攻读学位期间发表的论文

- [1] 金永顺, 欧阳红林等.三电平逆变器的分析与研究.企业技术杂志 (已录用)
- [2] 朱思国, 欧阳红林, 金永顺等.基于IGBT门驱动减小PWM逆变器死区影响的策略.电气应用, 2007, (1): 73—76

三电平逆变器SVPWM方法的分析与研究

作者:

金永顺

学位授予单位:

湖南大学

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D031908.aspx