

目 录

摘 要.....	1
Abstract.....	2
1 绪论.....	1
1.1 目的和意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	2
1.2.1 多电平电压型逆变器的拓扑结构.....	2
1.2.2 多电平逆变器的应用.....	6
1.2.3 多电平逆变器的控制策略.....	6
1.3 论文的主要内容.....	9
2 三电平逆变器结构及调速系统的数学模型.....	10
2.1 三电平逆变器结构.....	10
2.1.1 三电平逆变器的拓扑结构.....	10
2.1.2 三电平逆变器的开关模型.....	11
2.1.3 三电平空间电压矢量.....	13
2.1.4 空间电压矢量的分类及对中点电压的影响.....	14
2.2 三电平变频器调速系统的数学模型.....	16
2.3 小结.....	21
3 三电平变频器直接转矩控制.....	22
3.1 直接转矩控制的原理.....	22
3.2 三电平变频器直接转矩控制的主要问题.....	24
3.2.1 三电平逆变器电压矢量的选择.....	25
3.2.2 中点电压控制.....	26
3.3 基于单一矢量方案的直接转矩控制.....	27
3.3.1 单一矢量选择方案.....	27
3.3.2 系统结构.....	31
3.4 三电平变频器直接转矩控制系统仿真.....	32

3.4.1 系统仿真设计	32
3.4.2 仿真结果	33
3.5 直接转矩控制的具体实现	36
3.6 小结	38
4 三电平大功率通用变频器的设计	39
4.1 三电平大功率通用变频器的软件设计	39
4.1.1 软件结构设计	39
4.1.2 软件模块功能设计	42
4.2 三电平大功率通用变频器的硬件结构设计	51
4.2.1 主控制器简介	51
4.2.2 控制电路设计	53
4.2.3 驱动电路设计	56
4.2.4 主回路设计	57
4.3 小结	59
5 实验结果及分析	60
6 结论与展望	62
6.1 结论	62
6.2 展望	62
参考文献	63
攻读硕士学位期间发表的论文	66
致 谢	67

1 绪论

1.1 目的和意义

中国是目前世界上第二位能源生产国和消费国。能源供应持续增长,为经济社会发展提供了重要的支撑。《中国的能源状况与政策》指出中国是人口众多、资源相对不足的发展中国家。要实现经济社会的可持续发展,必须走节约资源的道路。为继续深入推进能源节约,中国政府进一步提出把节约资源作为基本国策,发布了《国务院关于加强节能工作的决定》。根据国家有关部门的全面调查统计,我国发电量的 60%~70%左右用于推动电动机做功,而其中中压大功率电机消耗的电能又占该部分的 80%以上^{[1][2]}。这些电机绝大多数拖动的是风机、泵、压缩机和传送带等负载。这些电动机在恒速运行时,空气或液体流量经常采用挡板、流量控制阀门等传统的机械手段来调节,造成了巨大的能源浪费^{[3][4]}。因而,研究中压大功率电机调速节能技术,对于降低我国能源消耗,提高生产效率和效益,增加国际竞争力有着战略性的意义。

在中压大功率调速领域,主要有两种类型的应用:一是对调速精度要求不高的开环 VVVF 控制;二是对调速精度和转矩响应都有一定要求的高性能闭环控制^{[1][2]}。

工矿企业中多数传动系统,属于前一种类型,例如:钢铁工业的高炉鼓风机,炼钢制氧机,除尘风机,石油化工生产用的压缩机,电力工业的给水泵,引风机,煤矿的排水泵和排风扇以及城市自来水管网的供水泵等。这些驱动电机都是 400~40000kW, 2.3~13.8kV 的中压大功率交流电动机^[3]。这类负载特点是电压等级高、输出功率大,通常不要求太高的调速精度,调速范围一般在 30~60Hz,采用开环 VVVF 控制即可,使用变频调速技术的目的是为了实现在电动机启动和节能效果。由于这类设备通常是 24 小时运行,如果使用变频器调速,节能效果相当可观,一两年内就可以收回投资。这一类应用由于电压等级较高,通常无法使用普通的两电平调速技术,有更高的电压等级和更大功率的要求。因此,其主要研究方向集中在多电平技术的应用及系统的高压大功率方面^[2]。

另一方面,中压大功率调速系统也有高性能的要求,例如轧钢机、电力牵引机车等方面的应用。这类负载的特点是:要求低速时转矩输出大、转矩响应快、调速精度高和

调速范围大。过去由于异步机控制技术比较落后,只能满足通用性能的调速要求,对于这类应用来说的确是力不从心,通常只能使用直流机拖动。

这方面表现最为典型的是电气化铁路中的应用。以电力机车为例,其发展过程按照传动技术的不同,可以大致划分为两个时代——直流传动时代和交流传动时代^[1]。由于直流电机优异的控制性能,使得直流传动技术在很长时间内占据了电气机车传动的主导地位,直到现在国内绝大部分电力机车使用的还是直流调速技术。

随着电力电子和微电子技术的出现和进步,自1971年世界首台采用异步交流传动系统的内燃机车DE2500问世以来^[1],交流传动系统以其突出优越性,受到了各国铁路运输部门的关注,获得了长足的发展。尤其是磁场定向矢量控制和直接转矩控制等高性能异步电动机控制策略的应用,交流传动机车的调速性能已经能够达到甚至超过直流传动机车。国外近年开发的电气机车无一例外都采用交流传动技术。

对于这类要求高性能的应用,主要研究方向为^[2]:一是高性能闭环控制,如矢量控制、直接转矩控制等如何在多电平拓扑上实现;二是无速度传感器技术在电机调速系统中的应用。

1.2 国内外研究现状

在多电平变换器的发展过程中,产生了多种电路拓扑结构,这些结构各具特点,可应用在不同的场合。目前,市场上已有大量的多电平产品,并广泛应用于各种工业场合。

1.2.1 多电平电压型逆变器的拓扑结构

逆变器可大体分为两类:电压源型逆变器(Voltage Source Inverter, VSI)和电流源型逆变器(Current Source Inverter, CSI)。VSI将直流电压转换为幅值和频率可调的三相交流电压,而CSI则将直流电流转换为可调的三相交流电流。在多电平电压源型逆变器中,串联H桥多电平逆变器和中点箝位型多电平逆变器是最常见的拓扑结构。

1.2.1.1 多单元串联H桥多电平逆变器

多单元串联H桥(Cascaded H-bridge, CHB)多电平逆变器是中压大功率传动系统中应用最为广泛的逆变器拓扑结构之一^{[2][3][33]}。它是由多个单相H桥逆变器(也称功率单元)组成的,把每个功率单元的交流输出串联连接,来实现中高压输出,并减少输出电压的谐波。在实际系统中,功率单元的数目由逆变器工作电压和制造成本决定。例如,

在线电压为 3300V 的系统中, 可采用 9 电平逆变器, 三相共 12 个功率单元, 功率单元的开关器件为 600V 等级。由于采用了相同的功率单元, 故便于模块化设计制造, 有效地降低了成本。

图 1.1 是 H 桥逆变器的简化电路图, 它包括两个桥臂, 两个桥臂由两个 IGBT 串联组成。逆变器直流母线电压 E 固定不变, 输出的交流电压 u_{AB} 可通过 PWM 方法进行调节。

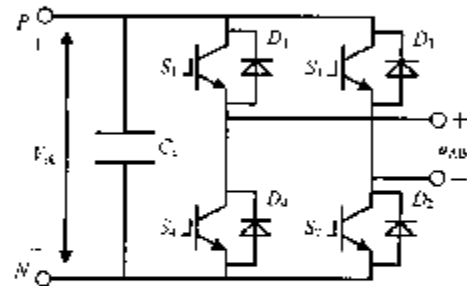


图 1.1 H 桥逆变器电路图

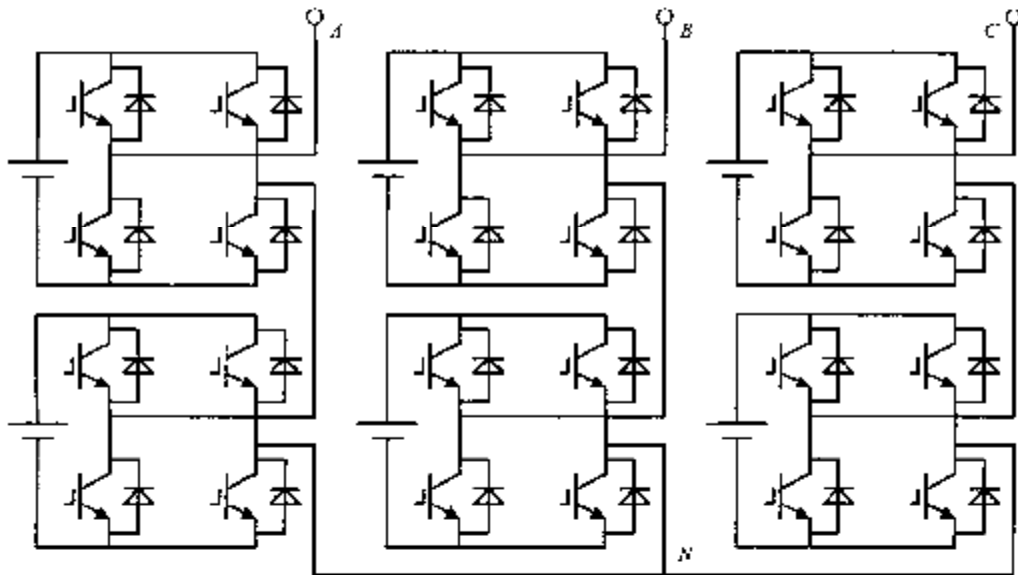


图 1.2 五电平串联 H 桥逆变器结构图

1.2.1.2 中点箝位式多电平逆变器

1980 年在 IAS 年会上, 日本长冈科技大学的 A.Nabae 等人首次提出了中点箝位式 (Neutral Point Clamped, NPC) 逆变器, 后来又推广到多电平结构。它的出现为中压大功率电压型逆变器的研制工作开辟了一条新思路^[1]。

1) 二极管箝位式多电平逆变器^{[28][29][30][32]}

二极管箝位式逆变器的拓扑结构通常有三、四、五 三种电平。由于这种多电平拓扑结构紧凑, 控制相对简单, 一出现就受到了学术界和工业界的广泛关注。这种结构在早期多应用于无功调节及有源滤波方面。但八十年代中后期以来, 随着研究的深入和

控制技术的逐渐完善,电压均衡问题已经获得相当圆满的解决方案,因此该拓扑也开始应用于电机拖动领域。

图 1.3 是二极管箝位式三电平拓扑的 A 相电路,每相桥臂由 4 个主开关器件、4 个续流二极管、两个箝位二极管组成。当器件 S_1 和 S_2 同时导通时,输出端 A 相对 o 点的电平为 $+V_{dc}/2$; 当 S_3 和 S_4 同时导通时,输出端 A 相对 o 点的电平为 $-V_{dc}/2$; 当 S_2 和 S_3 同时导通时,输出端 A 相对 o 点的电平为 0,即每相桥臂有三个电平状态。实际工作时,电平切换过程如下: $(S_1, S_2) \rightarrow (S_2, S_3) \rightarrow (S_3, S_4) \rightarrow (S_2, S_3) \rightarrow (S_1, S_2)$, 其中 S_1 和 S_3 、 S_2 和 S_4 工作在互补状态,电平 $+V_{dc}/2$ 和 $-V_{dc}/2$ 不能直接切换,需要经过 0 电平过渡。在控制上不存在两个器件同时导通或者同时关断的现象,没有动态均压和驱动信号同步的问题,对器件参数的要求不是非常严格,系统的安全系数大大提高了。

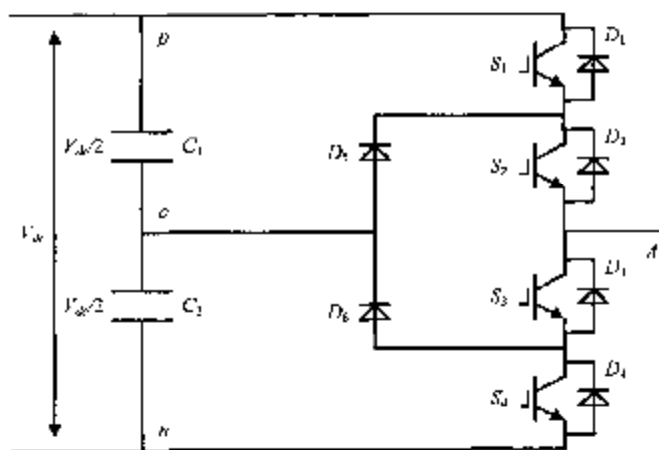


图 1.3 二极管箝位式三电平拓扑的 A 相电路图

二极管箝位式三电平逆变器相对于两电平拓扑具有以下优势:

a. 相对于两电平拓扑,三电平 NPC 逆变器更容易实现输出高电压。在换相过程中,三电平 NPC 逆变器的每个开关器件只承受总直流电压的一半,而两电平拓扑开关器件则承受整个直流电压。可以看到,相同耐压水平的开关器件,三电平拓扑可以输出更高电压,两电平拓扑需要器件串联才可以,这又需要解决器件动态均压问题。

b. 三电平逆变器输出的线电压由五个电平组成,形状更接近正弦,在相同的电压容量和器件开关频率下,谐波和 du/dt 要比两电平低。

图 1.4 所示为一个二极管箝位式五电平的拓扑结构,直流侧有 4 个电容,设直流电压为 V_{dc} ,4 个电容均匀分压,则每个电容的电压为 $V_{dc}/4$,箝位二极管的作用是使每个开关器件的耐压保持为一个直流电容的电压水平。通过开关组合,输出 5 种电平。

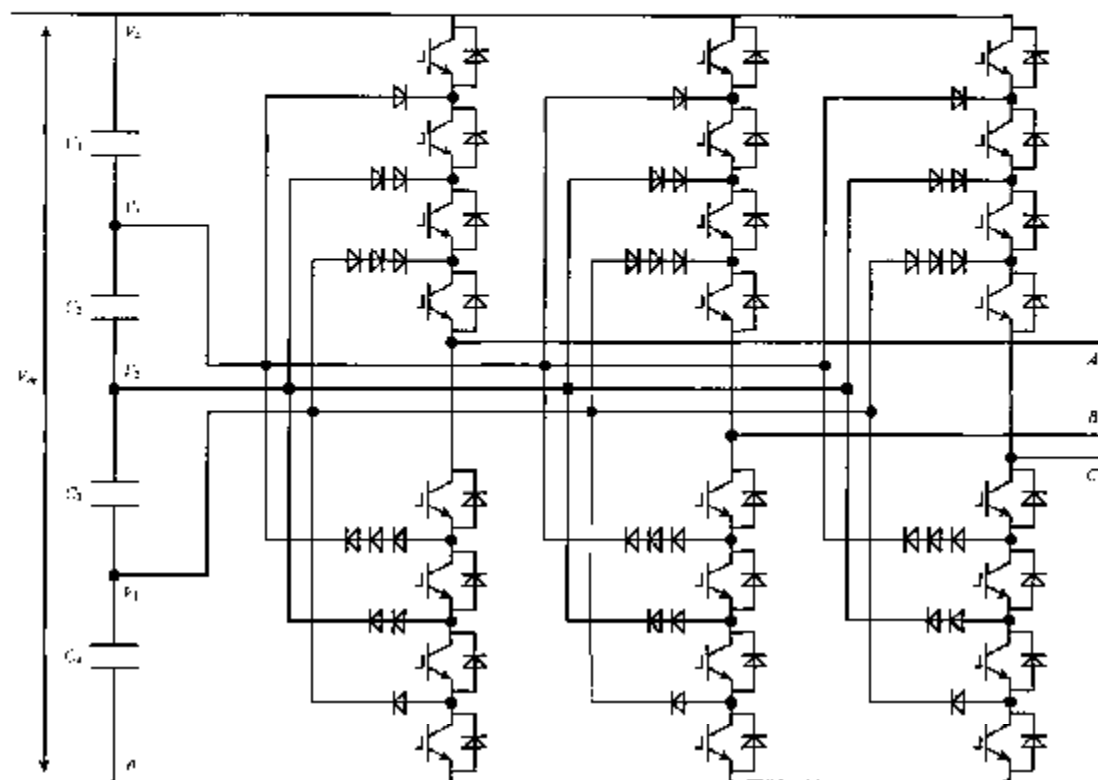


图 1.4 二极管箝位式五电平结构图

通过对二极管箝位式五电平拓扑结构的分析，可以知道二极管箝位式多电平的拓扑也有它固有的不足，箝位二极管数目随着电平级数的增加而快速增加，并需要承受不同的反相电压，削弱了系统的可靠性；各个开关器件的导通时间是不对称的，越靠近中间的开关器件导通时间越长，电流容量值需选的越大；由于各级电容参与输出的时间不同，随着电流对各级电容的充放电，这些电容的电压会出现不平衡。

2) 电容箝位式多电平逆变器^{[28][29][30][32]}

图 1.5 是三电平电容箝位式逆变器的拓扑结构。电容箝位式结构和二极管箝位的工作原理类似。

电容箝位式多电平变换器的显著优点是逆变器电平数易扩展，逆变器的控制也非常灵活，而且只需要一个独立的直流电源，整流侧设计非常简单^[29]。当电平数增加时，电压合成的选择余地就越大。电容的引进使得同一电平上有多种开关组合可以选择，通过合理的选择开关状态，可以使得电容电压保持均衡。这样就可以很好地用于有功调节和变频调速系统，但显然控制方法复杂得多。

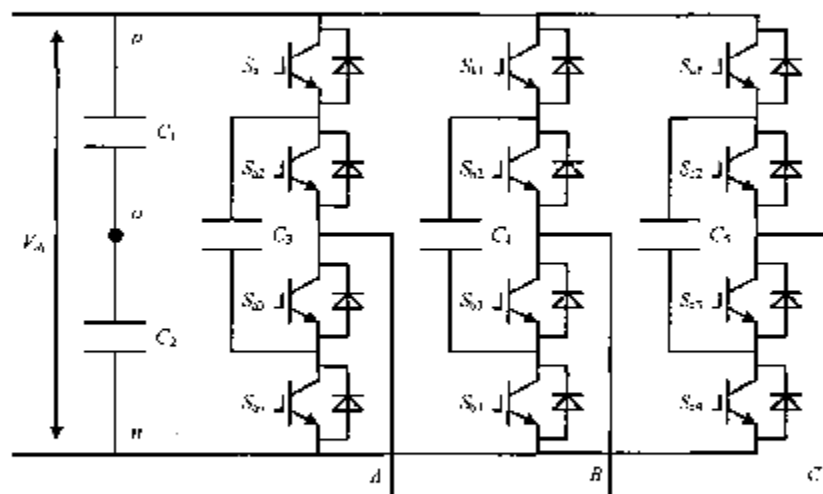


图 1.5 三电平电容箝位式逆变器拓扑结构图

1.2.2 多电平逆变器的应用

日前，市场上已有大量的中压传动工业产品，这些传动系统采用了不同的功率变换拓扑结构和控制方案。如瑞士公司产品 ACS1000 及 ACS6000 系列，主电路应用 IGCT 功率单元模块，采用三电平二极管箝位式拓扑结构，使用直接转矩控制策略进行调制，ABB 是目前唯一一家实现直接转矩控制技术产品化的公司；德国西门子公司的 SIMOVERT-MV 系列，采用了基于 IGBT 的三电平 NPC 逆变器结构，应用无速度传感器矢量控制技术；另外，GE、东芝等公司部分产品采用三电平二极管箝位式结构，也有部分采用了多电平串联 H 桥结构；阿尔斯通的 VDM6000 系列，则采用了电容箝位式结构。近几年，我国也有多家公司研制出了多电平变频器产品并投入了市场，如北京利德华福、北京合康亿盛、山东新风光等。这些产品主要集中在 1~4MV、3.3~6.6kV 的等级范围之内^[113]。

中压大功率传动系统已在工业生产中得到了广泛的应用，例如石化行业中的管道泵、水泥行业中的风机、水泵站的供水泵、运输行业中的牵引机械以及冶金行业中的轧机等，为企业带来了可观的效益。

1.2.3 多电平逆变器的控制策略

长期以来，中压大功率交流调速技术主要还是集中在谐波优化和开环 VVVF 控制，调速范围窄，低速性能差，通常只用于风机、泵类等调速精度要求不高的负载，其主要用途是节能和软启停。在要求高性能的调速系统中，则以磁场定向矢量控制技术为主。而直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)技术，虽然在近十年内有了很大的发

展,但多数研究工作集中在普通两电平电路上,多电平电路上应用的研究只是刚起步。无论两电平还是三电平直接转矩控制,真正实现产品化的只有 ABB 一家。

1985 年,德国鲁尔大学教授 M.Dепенbrock 和日本的 I.Takahashi 教授分别提出了直接转矩控制的方法来控制交流电机,其中前者的方法是基于六边形磁链轨迹来进行控制的,后者的方法是基于圆形磁链轨迹来进行控制的^[7]。直接转矩控制很大程度上解决了矢量控制中计算复杂、特性易受电动机参数变化影响等问题。自其诞生以来,就以其新颖的控制思想,简洁明了的系统结构,优良的动、静态性能受到了普遍的关注并得到迅速发展^{[4][5][6][36]}。

1) 传统直接转矩控制策略^{[4][5][13][14]}

传统直接转矩控制通过直接控制转矩和磁链来间接控制电流,不需要复杂的坐标变换。磁链轨迹的控制可以采用六边形或圆形两种,图 1.6 为典型的圆形磁链直接转矩控制系统结构图。

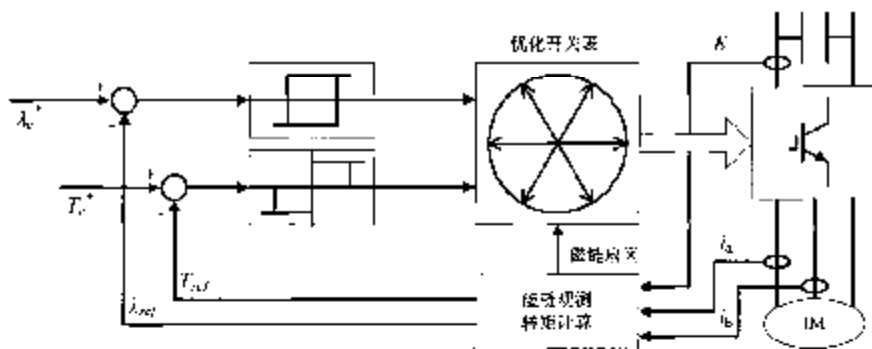


图 1.6 传统直接转矩系统控制框图

传统直接转矩控制采用“砰-砰”控制,低速时开关频率低、转矩脉动大,限制了它在低速区的应用。

2) 无差拍(Deadbeat)控制空间矢量调制方法^{[7][8][41]}

直接转矩无差拍控制方法是由美国人 T.G.Habetler 基于离散化直接转矩控制系统提出来的,其主要思想是通过本次采样周期得到转矩的给定值与反馈值之差,以及由电机定子侧电压方程得到的使定子磁链幅值达到给定值所加空间电压矢量,求解下一采样周期能够使转矩误差和磁链误差为零的空间电压合成矢量,以达到转矩和磁链无差拍控制。利用无差拍控制方案,理论上可以消除磁链和转矩的误差,消除转矩脉动,弥补传统直接转矩控制的不足,使电机可以在极低速下运行。

无差拍控制方法计算复杂,不易实现,另外在整个计算过程中对电机参数的依赖性比较大,这将降低无差拍控制对电机参数变化的鲁棒性。为了减小直接转矩无差拍控制的计算量,学者们又提出了一系列的简化的无差拍直接转矩控制方法,比较典型的是转矩跟踪预测控制方法。在这种转矩跟踪预测控制方法中,认为磁链模值已经被准确控制或只发生缓慢变化,没有考虑磁链模值的控制问题。

3) 离散空间矢量调制(Discrete Space Vector Modulation, DSVM)方法^{[7][9][23][38][41]}

传统直接转矩控制一个周期只输出一个电压矢量,若把一个采样周期分为多个时间段,每个时间段输出不同的电压矢量,从而可以合成许多新的电压矢量,离散空间矢量调制就是基于这种思想。与传统直接转矩控制不同其转矩控制器为五层的滞环比较器,电压空间矢量的选择综合了磁链开关信号、转矩开关信号、定子磁链的运行区间和转子转速。DSVM-DTC 的开关频率比传统直接转矩控制的开关频率高。在同样的采样频率下,使用离散电压空间调制技术可明显改善转矩和电流的波动,在最大采样频率受运算时间限制的情况下非常有用。

离散空间矢量调制方法实现容易,不需要无差拍控制大量的计算,保持了传统 Bang-Bang 控制的优点,因此鲁棒性较好;相对于传统直接转矩控制,提高了转矩及磁链控制精度,减小了低速时的转矩脉动。但是控制精度越高,矢量划分就越细,空间电压矢量表就越大,这就增加了控制的复杂性。

4) 异步电动机直接转矩控制低速控制策略^{[7][11][16][21][24][40][43]}

异步电动机在低速运行时,如果采用直接转矩控制策略,首先要求采样周期足够短,否则转矩脉动大且容易引起过流。其次要求控制磁链轨迹为圆形,否则会产生较大的转矩脉动;再次要求使用单一电压矢量,这样才能减少开关频率;最后,转矩和磁链要有较大的滞环,否则开关频率较高,但是,如果转矩和磁链的滞环太大,又会造成大的转矩脉动。因此,在大功率的调速系统中不易采用传统的直接转矩控制策略。

目前所使用的最成熟的低速控制策略是间接转矩控制(Indirect Stator-quantities Control, ISC)。ISC 是通过精确计算相邻控制周期的磁链增量来决定电机的定子电压空间矢量,并在保证磁链轨迹为圆形的前提下,对电磁转矩进行控制与调节。通过计算磁链的幅值增量和相位增量来求出空间电压矢量,不但可以保证磁链轨迹为圆形,而且还对转矩进行了稳态和动态的调节。间接转矩控制具有很好的稳态和动态性能,在大功率的调速中能大大减小了低速转矩脉动,增大了调速范围。

1.3 论文的主要内容

本文以三相异步电动机直接转矩控制在三电平电路上的应用作为主要研究课题,对三电平变频器的数学模型、直接转矩控制的基本原理进行了详细描述,总结了适用于三电平电路直接转矩控制的矢量选择方案,同时,论述了三电平高性能 VVVF 控制的一般方法及具体实现。论文的主要内容如下:

1. 通过对二极管箝位三电平电路原理的深入分析,建立了二电平 NPC 电路带异步机负载的数学模型。
2. 通过对直接转矩控制算法的研究,在充分考虑三电平电路特点的基础上,总结出了单一矢量直接转矩控制的矢量选择方案。
3. 在单一矢量的基础上实现了三电平直接转矩控制,并在此基础上建立了直接转矩控制的仿真系统,并进行实验验证。
4. 基于 DSP+CPLD 建立了 690V/600kW 三电平大功率变频器实验装置。
5. 基于所构建的实验平台,采用模块化的软件设计思想,编制了高性能 VVVF 控制软件,给出了详细的流程图、参数表,并进行了具体的实验研究。

2 三电平逆变器结构及调速系统的数学模型

二极管箝位式多电平逆变器通过箝位二极管和直流母线电容产生多电平交流电压。这种逆变器的主要特征是，输出电压比两电平逆变器具有更小的 du/dt 和 THD。目前，只有三电平二极管箝位式逆变器在中大功率传动系统中得到了实际应用。

2.1 三电平逆变器结构

2.1.1 三电平逆变器的拓扑结构

三电平 NPC 电路的基本拓扑如图 2.1 所示：

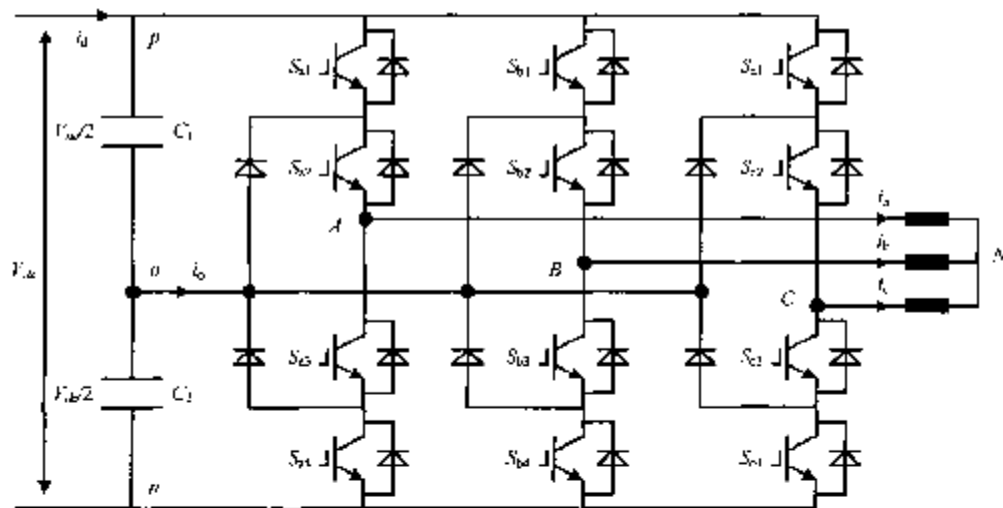


图 2.1 三电平 NPC 逆变器拓扑结构图

系统运行前，直流母线上的电容 C_1 和 C_2 (电容 C_1 和 C_2 规格相同) 先通过预充电电阻充电，电压均为直流母线电压的一半，即 $V_{dc}/2$ ，中点为 o 。运行过程中，要保证每相桥臂的 1、3 管互锁，2、4 管互锁，每相的输出均有三种电平。以 A 相桥臂为例，当 S_{a1} 和 S_{a2} 导通时，输出接正母线，定义开关状态为 p ；当 S_{a3} 和 S_{a4} 导通时，输出接负母线，定义开关状态为 n ；当 S_{a2} 和 S_{a3} 导通时，通过其中一个箝位二极管连接到零母线上，定义开关状态 o 。开关状态定义如表 2.1 所示。

在三电平拓扑结构中，每个 IGBT 关断时，承受的反相电压为直流母线的一半，对于箝位二极管来说也是如此，三电平逆变器结构凭此可以输出更高的电压等级。在控制

时, 上桥臂或下桥臂的两个功率模块不会同时开通或关断, 不存在动态均压问题, 相对的中间两个功率模块的导通时间要比两端的长, 发热较大。由于电容容量有限, 工作时, 对电容充放电从而导致了中点电位偏移。

表 2.1 开关状态定义

开关状态	器件开关状态(A相)				逆变器端电压 u_{du}
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	
p	通	通	断	断	$-V_{dc}/2$
o	断	通	通	断	0
n	断	断	通	通	$V_{dc}/2$

2.1.2 三电平逆变器的开关模型^{[1][2]}

在正常情况下, 三电平电路的一个桥臂只有 p 、 o 、 n 三种输出状态, 因此可以将其桥臂简化为一个单刀三掷的开关, 如下图 2.2 所示。

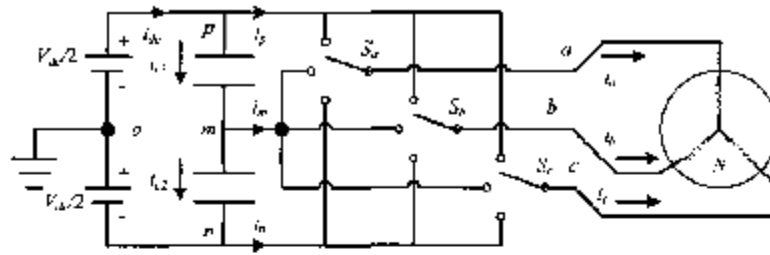


图 2.2 三电平电路的开关模型图

可以用变量 S_{ij} 代表各相桥臂的拓扑状态, 定义如下:

$$S_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{节点 } i \text{ 与 } j \text{ 相连} \\ 0, & \text{节点 } i \text{ 与 } j \text{ 不相连} \end{cases}, \text{ 其中 } \begin{cases} i \in \{a, b, c\} \\ j \in \{p, m, n\} \end{cases}$$

对于某一相来说, 任何时刻触点连接状态只有一种, 所以有:

$$\sum_{j \in \{p, m, n\}} S_{ij} = 1 \quad (2.1)$$

因此, 三相电压输出和正负直流母线及中点电压之间的关系就可以表达为:

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{am} & S_{an} \\ S_{bp} & S_{bm} & S_{bn} \\ S_{cp} & S_{cm} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{po} \\ u_{mo} \\ u_{no} \end{bmatrix}$$

定义开关函数矩阵为:

$$S = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{am} & S_{an} \\ S_{bp} & S_{bm} & S_{bn} \\ S_{cp} & S_{cm} & S_{cn} \end{bmatrix}$$

则

$$\begin{bmatrix} u_{ao} & u_{bo} & u_{co} \end{bmatrix}^T = S \cdot \begin{bmatrix} u_{po} & u_{mo} & u_{no} \end{bmatrix}^T \quad (2.2)$$

其中

$$\begin{bmatrix} u_{po} & u_{no} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} & -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

而

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_m \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{am} & S_{bm} & S_{cm} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = S^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

由于上下桥臂电容 C_1 、 C_2 , 当电容值足够大时, 整流输出的电压纹波很小, 可以认为直流母线电压 $u_{pm} = \text{const}$, 由于中点电流的存在使得上下电容电压不平衡, 必然是一个升高, 一个降低, 但总电压不变。因此, 如果 $C_1 = C_2$, 在任何时刻 i_{c1} (电容 C_1 的电流) 就应该等于 $-i_{c2}$ (电容 C_2 的电流), 即 $i_{c1} = i_{c2} = i_m / 2$, 才能保持总电压不变, 此时有

$$C_1 \frac{du_{pm}}{dt} = i_{c1} = \frac{1}{2} i_m \quad (2.5)$$

或

$$C_2 \frac{du_{mn}}{dt} = i_{c2} = -\frac{1}{2} i_m \quad (2.6)$$

由于

$$u_{pm} = -u_{mo} + V_{dc} / 2 \quad (2.7)$$

则

$$C_1 \frac{du_{pm}}{dt} = C_1 \frac{d(-u_{mo} + V_{dc} / 2)}{dt} = -C_1 \frac{du_{mo}}{dt} \quad (2.8)$$

因此,

$$C_1 \frac{du_{mo}}{dt} = -\frac{1}{2} i_m \quad (2.9)$$

已知

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.10)$$

根据式(2.1)、式(2.4)及式(2.10)推知, 直流母线电流之间的关系如下:

$$i_p + i_m + i_n = 0 \quad (2.11)$$

另有

$$i_{dc} = i_p + i_{c1} = i_{c2} - i_n \quad (2.12)$$

其中, 各电流的方向如图 2.2 所示。

根据式(2.1)~(2.12), 就可以全面地描述理想状态下三电平电路的行为。其中最基本的状态方程是式(2.9), 即三电平逆变器行为可以用一个一阶微分方程来表达。

2.1.3 三电平空间电压矢量

逆变器输出的空间电压矢量为

$$U = \frac{2}{3}(U_a + U_b\alpha + U_c\alpha^2) \quad (\alpha = e^{j2\pi/3}) \quad (2.13)$$

理想的三电平变换器电路的开关模型如图 2.2 所示, 每相桥臂的电路结构可以简化为一个与直流侧相通的单刀三掷开关 S_i 。每相输出分别正(p)、零(o)、负(n)三个开关状态。

定义开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 代表各相电压的输出状态, 则各相电压表示为

$$U_a = \frac{V_{dc}}{2} \cdot S_a, \quad U_b = \frac{V_{dc}}{2} \cdot S_b, \quad U_c = \frac{V_{dc}}{2} \cdot S_c$$

[1, 第 i 相开关状态 p]

其中, $S_i = \begin{cases} 0, & \text{第 } i \text{ 相开关状态 } o, \text{ 这里 } i \text{ 为 } a, b \text{ 或 } c \\ -1, & \text{第 } i \text{ 相开关状态 } n \end{cases}$

因此, 一相三电平变换器就可以输出 $3^3=27$ 种电压状态组合, 对应 27 组不同的变换器开关状态。此时, 空间电压矢量可表示为

$$U = \frac{V_{dc}}{3} \cdot (S_a + S_b \cdot \alpha + S_c \cdot \alpha^2) \quad (2.14)$$

则在静止坐标平面上, 三电平变换器 27 组开关状态所对应的空间矢量如图 2.3 所示。

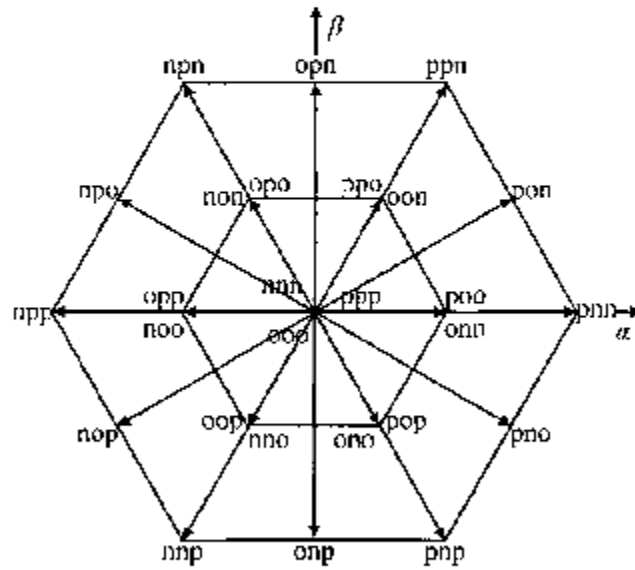


图 2.3 三电平逆变器空间电压矢量分布图

图中标出了不同开关状态组合和空间矢量的对应关系，如其中 pnn 表示 a, b, c 三相输出对应的开关状态为上、负、负。另外可以看出，同一电压矢量可以对应不同的开关状态，越往内层，对应的冗余开关状态越多。因此，平面上的 27 组开关状态实际上只对应着 19 个空间矢量，这些矢量被称为三电平变换器的基本空间矢量。

2.1.4 空间电压矢量的分类及对中点电压的影响

1) 空间电压矢量的分类

按照电压矢量幅值的不同可以分为四组，如表 2.2 所示。

表 2.2 三电平电压矢量分类表

矢量分类	对应的开关状态	矢量幅值
长矢量	$pnn, pnp, npn, npp, nnp, npo$	$2V_{dc}/3$
中矢量	$pon, opn, pro, nor, onp, poa$	$\sqrt{3}V_{dc}/3$
短矢量	P 型 $poa, pro, oro, opp, oop, pop$	$V_{dc}/3$
	N 型 $onp, onn, nop, noa, nno, ono$	
零矢量	ppp, ooo, nnn	0

其中长矢量位于矢量图中外六边形的顶点, 共有 6 个, 幅值为 $2V_{dc}/3$; 中矢量位于每个 60° 扇区的角平分线上, 共有 6 个, 幅值为 $\sqrt{3}V_{dc}/3$; 短矢量位于内部六边形顶点, 分为 P 型和 N 型, 共有 12 个, 幅值为 $V_{dc}/3$; 零矢量位于空间矢量平面的原点, 共有 3 个, 幅值为 0。

2) 电压矢量对中点电压的影响

在三电平变换器的 27 个电压矢量中, 长矢量对应的开关状态中没有零状态, 不影响中点电压; 零矢量使三相短路, 也不会影响中点电压。而中矢量和短矢量对应的开关状态中至少有一个零状态, 并与正状态或负状态形成回路, 从而导致电容 C_1 和 C_2 的充放电, 影响中点电压。图 2.4 为四种不同矢量的五组开关状态对中点电压偏移的影响。

参照图 2.2, i_a 、 i_b 和 i_c 为三相电流, 规定流入负载电机为正, i_m 为中点电流, 规定流出中点为正。图 2.4(a)为零矢量 ppp, 此时逆变器 A、B 和 C 三相输出端连接到正直流母线上, 三点电位相等。由于中点 m 悬空, 这个开关状态不会影响中点电压。类似的, 其他两个零矢量 ooo 和 nnn 也不会影响中点电压。

图 2.4(b)为 P 型短矢量 po0, 此时负载接在正母线 p 与中点 m 之间, 流入中点 m 的电流 i_m 使中点电位上升, 且有 $i_m = i_b + i_c = -i_a$ 。与此相反, 图 2.4(c)为 N 型短矢量 onn, 此时负载接在中点 m 与负母线 n 之间, 电流 i_m 流出中点, 使中点电位下降, $i_m = i_a$ 。

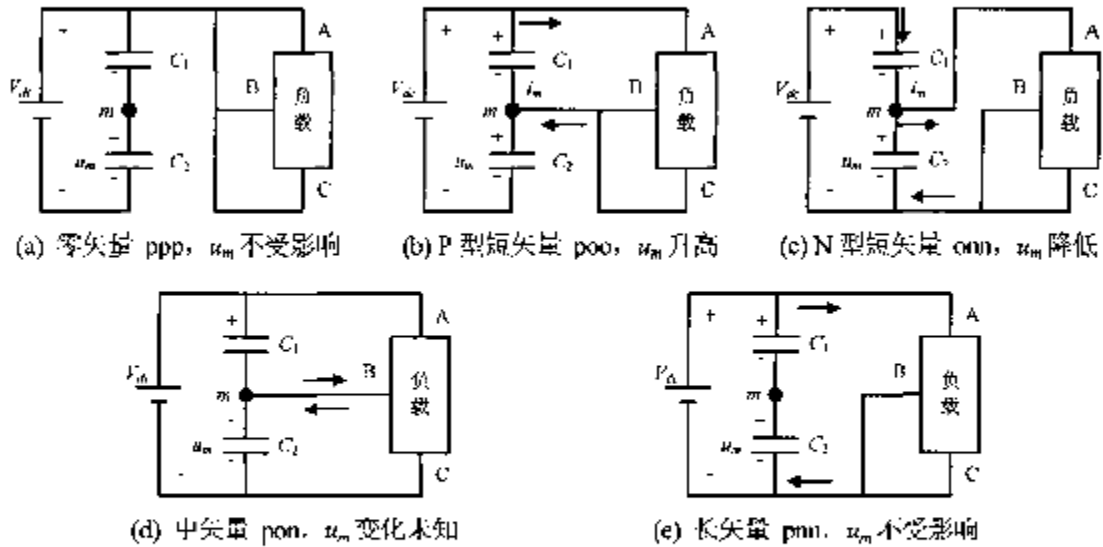


图 2.4 开关状态对中点电压偏移影响图

图 2.4(d)为中矢量 pon, 负载端子 A、B 和 C 分别连接到正母线 p 、中点 m 和负母线 n 上。B 相电流即是中点电流, $i_m=i_b$ 。在逆变器不同的运行条件下, 中点电位可能上升也可能下降。

图 2.4(e)为长矢量 pnn, 负载连接在正负母线之间, 中点 m 悬空, 因此中点电位 u_m 不受影响。

按照中短矢量的开关状态对应的中点电流以及对中点电位偏移的影响, 可以对其进行分类, 下面给出了相应开关状态时的中点电流(表 2.3)。

表 2.3 中短矢量各开关状态对应的中点电流

P 型短矢量	i_m	N 型短矢量	i_m	中矢量	i_m
puu	$-i_a$	ouu	i_a	puu	i_b
ppo	i_c	oon	$-i_c$	opn	i_e
upo	$-i_b$	non	i_b	npo	i_c
opp	i_2	noo	$-i_a$	nop	i_b
oop	$-i_c$	ono	i_c	onp	i_e
pop	i_b	ono	$-i_b$	pno	i_c

三电平 NPC 电路要正常工作, 就必须使中点电压的波动控制在允许的范围内。因此在选择电压矢量时必须考虑对电容电压的影响。中点电压偏移受中点电流影响, 通过检测中点电位以及三相电流, 合理选择相应的电压矢量, 可以实现中点电位的动态平衡。

2.2 三电平变频器调速系统的数学模型^{[1][2]}

异步电动机是一个非线性、多变量、强耦合的系统^{[4][5][6]}。为了简化分析, 通常作如下假定:

- 电机定转子三相绕组完全对称;
- 定转子表面光滑, 无齿槽效应, 定转子每相气隙磁势在空间呈正弦分布;
- 忽略磁饱和、涡流及铁芯损耗。

基于上述假定, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的异步电机方程可以写成:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega L_m & R_r + L_r p & \omega L_r \\ -\omega L_m & L_m p & -\omega L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

其中, p 为微分算子, $p = \frac{d}{dt}$

R_s 为定子电阻,	L_s 为定子等效电感
R_r 为转子电阻,	L_r 为转子等效电感
L_m 为定转子等效电感,	ω 为转子转速
u_{sa} 为定子电压 α 轴分量,	u_{sb} 为定子电压 β 轴分量
u_{ra} 为转子电压 α 轴分量,	u_{rb} 为转子电压 β 轴分量
i_{sa} 为定子电流 α 轴分量,	i_{sb} 为定子电流 β 轴分量
i_{ra} 为转子电流 α 轴分量,	i_{rb} 为转子电流 β 轴分量

$u_{ra} = u_{rb} = 0$.

不考虑零轴分量, 则从 abc 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系的变换为

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

从 $\alpha\beta$ 坐标系到 abc 坐标系的变换为

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

理想情况下, 当使用传统的两电平逆变器供电时, 逆变器可以看作一个独立的电压源, 其输出电压只和自身的开关状态有关(可以用简单的代数方程描述), 和电机的运行状态不存在任何耦合关系。因此对这类系统的仿真相对简单, 可以对逆变器和电机分别建模, 仿真计算时只需将逆变器输出电压作为电机方程组的激励即可。

当使用三电平逆变器供电时, 情况则大不相同。由于三电平逆变器的中点浮动, 此时逆变器并不是一个独立的电压源, 而是一个和电机负载密切相关的受控电压源。逆变器不同的开关状态和负载电流的不同, 都会造成中点电压的偏移。中点电压的偏移又会进一步影响输出电压, 从而影响负载。从 2.1 节的数学模型来看, 三电平逆变器要用一个一阶微分方程(状态方程)和若干代数方程(输出方程)来描述。该状态方程的输入 i_m 和负载电流是耦合的, 考虑到逆变器状态方程的状态变量为电容电压, 其时间常数和电机电流(电机方程的状态变量)具有可比性, 如果将两者分离单独计算, 将会造成很大的误

差,不利于分析逆变器中点电压的偏移情况。因此,下面将推导逆变器带异步机负载的统一微分方程组,将逆变器和电机作为一个整体来研究。

电机中点(负载中点) N 到变频器中点 o 的电压为

$$u_{No} = \frac{u_{ao} + u_{bo} + u_{co}}{3} \quad (2.18)$$

则由式(2.2), 电机 A 相相电压可以用以下表达式表示:

$$\begin{aligned} u_{aN} &= u_{ao} - u_{No} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}(u_{bo} + u_{co}) \\ &= \frac{2}{3}\left(\frac{V_{dc}}{2}S_{ap} - \frac{V_{dc}}{2}S_{an} + S_{am}u_{mo}\right) \\ &\quad - \frac{1}{3}\left(\frac{V_{dc}}{2}S_{bp} - \frac{V_{dc}}{2}S_{bn} + S_{bm}u_{mo} + \frac{V_{dc}}{2}S_{cp} - \frac{V_{dc}}{2}S_{cn} + S_{cm}u_{mo}\right) \\ &= \frac{V_{dc}}{3}\left(S_{ap} - \frac{1}{2}S_{bp} - \frac{1}{2}S_{cp}\right) - \frac{V_{dc}}{3}\left(S_{an} - \frac{1}{2}S_{bn} - \frac{1}{2}S_{cn}\right) \\ &\quad + \frac{2u_{mo}}{3}\left(S_{am} - \frac{1}{2}S_{bm} - \frac{1}{2}S_{cm}\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

令

$$\begin{aligned} A_p &= S_{ap} - \frac{1}{2}S_{bp} - \frac{1}{2}S_{cp}, \quad A_n = S_{an} - \frac{1}{2}S_{bn} - \frac{1}{2}S_{cn}, \quad A_m = S_{am} - \frac{1}{2}S_{bm} - \frac{1}{2}S_{cm} \\ B_p &= S_{bp} - \frac{1}{2}S_{cp} - \frac{1}{2}S_{ap}, \quad B_n = S_{bn} - \frac{1}{2}S_{cn} - \frac{1}{2}S_{an}, \quad B_m = S_{bm} - \frac{1}{2}S_{cm} - \frac{1}{2}S_{am} \\ C_p &= S_{cp} - \frac{1}{2}S_{ap} - \frac{1}{2}S_{bp}, \quad C_n = S_{cn} - \frac{1}{2}S_{an} - \frac{1}{2}S_{bn}, \quad C_m = S_{cm} - \frac{1}{2}S_{am} - \frac{1}{2}S_{bm} \end{aligned}$$

则式(2.19)可以写成

$$u_{aN} = \frac{2A_m}{3}u_{mo} + \frac{V_{dc}}{3}(A_p - A_n) \quad (2.20)$$

同理, 电机的 B 相、C 相相电压为

$$u_{bN} = \frac{2B_m}{3}u_{mo} + \frac{V_{dc}}{3}(B_p - B_n) \quad (2.21)$$

$$u_{cN} = \frac{2C_m}{3}u_{mo} + \frac{V_{dc}}{3}(C_p - C_n) \quad (2.22)$$

所以, 根据式(2.16), $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电压为

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{3} A_m u_{m0} + \frac{V_{dc}}{\sqrt{6}} (A_p - A_n) \\ \frac{\sqrt{2}}{3} (A_m + 2B_m) u_{m0} + \frac{V_{dc}}{3} \left(\frac{A_p - A_n}{\sqrt{2}} + \sqrt{2} (B_p - B_n) \right) \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.23)$$

而对变频器中点电压 u_{m0} ，根据式(2.4)、式(2.9)和式(2.17)可得：

$$\begin{aligned}
C_1 \frac{du_{m0}}{dt} &= -\frac{1}{2} ((S_{am} - S_{cm})i_a + (S_{bm} - S_{cm})i_b) \\
&= -\frac{1}{2} \left(\frac{2S_{am} - S_{bm} - S_{cm}}{\sqrt{6}} i_{sx} + \frac{S_{bm} - S_{cm}}{\sqrt{2}} i_{sy} \right)
\end{aligned} \quad (2.24)$$

令

$$\begin{aligned}
L &= \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega L_m & R_r & \omega L_r \\ -\omega L_m & 0 & -\omega L_r & R_r \end{bmatrix} \\
V &= [u_{sx} \quad u_{sy} \quad 0 \quad 0]^T
\end{aligned}$$

则电机方程式(2.15)可以写成以下形式：

$$LpI + RI = V \text{ 或 } pI = -L^{-1}RI + L^{-1}V \quad (2.25)$$

根据分块矩阵求逆原理，易得

$$\begin{aligned}
L^{-1} &= \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \\
&= \lambda \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.26)$$

其中

$$\lambda = \frac{1}{L_s I_r - L_m^2}$$

联合式(2.24)和(2.25), 则有

$$pX = AX + BU \quad (2.27)$$

其中

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ u_{mo} \end{bmatrix}, \quad BU = \lambda V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{L_r}{\sqrt{6}}(A_p - A_n) \\ \frac{L_r}{3}(\frac{A_p - A_n}{\sqrt{2}} + \sqrt{2}(B_p - B_n)) \\ -\frac{L_m}{\sqrt{6}}(A_p - A_n) \\ -\frac{L_m}{3}(\frac{A_p - A_n}{\sqrt{2}} + \sqrt{2}(B_p - B_n)) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda R_s I_r & \omega \lambda L_m^2 & \lambda R_r L_m & \omega \lambda L_r L_m & \lambda \frac{\sqrt{6} L_r A_m}{3} \\ -\omega \lambda L_m^2 & -\lambda R_s I_r & -\omega \lambda L_r L_m & \lambda R_r I_m & \lambda \frac{\sqrt{2} L_r (A_n + 2B_m)}{3} \\ \lambda R_s L_m & \omega \lambda L_s L_m & \lambda R_r L_s & -\omega \lambda L_s I_r & -\lambda \frac{\sqrt{6} L_m A_m}{3} \\ \omega \lambda L_s L_m & \lambda R_s L_m & \omega \lambda L_s L_r & -\lambda R_r L_s & -\lambda \frac{\sqrt{2} L_m (A_m + 2B_m)}{3} \\ -\frac{2S_{am} - S_{bm} - S_{cm}}{2\sqrt{6}C_1} & -\frac{S_{bm} - S_{cm}}{2\sqrt{2}C_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

从式(2.27)可知, 对于二极管箝位的三电平逆变电路, 如果带三相异步机负载, 可以用一个五阶的微分方程组描述其行为(由于机械量的时间常数远远大于电量, 电机的运动方程通常可以单独考虑)。

异步电动机运动方程如下:

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_l \quad (P \text{ 为极对数}) \quad (2.28)$$

由式(2.27)、式(2.28)即可构成带异步机负载的三电平逆变器的数学模型。根据该数学模型, 就可以对基于该三电平拓扑的各种控制策略进行分析。

2.3 小结

本章分析了三电平逆变电路的拓扑结构，建立了三电平逆变电路的开关模型，给出了三电平空间矢量图，并讨论了空间矢量的分类以及空间矢量对中点偏移的影响。考虑到中点电位的偏移，把逆变器和负载电机作为一个整体建立了三电平逆变电路带异步电动机负载的数学模型，以方便对基于三电平拓扑的各种控制策略进行分析。

3 三电平变频器直接转矩控制

直接转矩控制(DTC)是交流传动系统的高性能控制方法之一,它具有控制算法简单、易于数字化实现和鲁棒性强等特点^{[4][5][6][7]}。自八十年代中期诞生以来,在原有基础上,发展出了滞环比较、预测控制、固定开关频率、无速度传感器等多种方案,大幅度提高了直接转矩控制的动静态性能^{[21][22][23][24][25][26][27]},现在已有成熟的产品投入市场。但是多数的研究成果集中在两电平逆变器上,直到九十年代末期,直接转矩控制的研究才开始延伸到多电平逆变器领域。

在现有的多电平调速系统中,大部分都是基于 VVVF 原理的开环控制,无法实现高性能运行,其主要目的是实现电机的软启停、节能作用。主要的应用领域是风机、泵类负载。随着变频技术应用的逐步深入,某些高压大功率的应用场合也逐渐提出高性能控制的要求,例如轧钢、电气牵引等。这些场合普遍要求低速大转矩输出、高的动态响应、高的转速精度。这些性能指标必须依赖于高性能的闭环控制方案。目前,多电平领域的高性能控制集中在矢量控制方面,东芝、西门子都有相当成熟的产品应用在电气牵引等领域,只有 ABB 才有三电平直接转矩控制的产品。事实上,在三电平异步机高性能调速系统中,以 SVM 为基础的矢量控制技术自然占据了先导地位。而对于直接转矩控制,在多电平方面的应用是非常少的^{[1][2]}。

3.1 直接转矩控制的原理

矢量控制是通过复杂的旋转变换,将电流解耦成励磁分量和转矩分量,通过控制电流、磁链间接控制转矩;与矢量控制不同,直接转矩控制通过观测定子磁链和计算转矩,选择一个最优矢量,把转矩作为被控量,实现转矩的直接控制^{[4][5][22][37][39]}。

异步电动机产生的电磁转矩可以表示为

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\lambda}_s| \cdot |\bar{\lambda}_r| \sin \theta_T \quad (3.1)$$

其中 θ_T 是定子磁链矢量 $\bar{\lambda}_s$ 和转子磁链矢量 $\bar{\lambda}_r$ 的夹角,通常称为转矩角。在实际运行中,保持定子磁链矢量的幅值为额定值,以充分利用电动机铁心;转子磁链矢量的幅值由负载决定。改变转矩角 θ_T 的大小,就可以直接改变电磁转矩 T_e 。

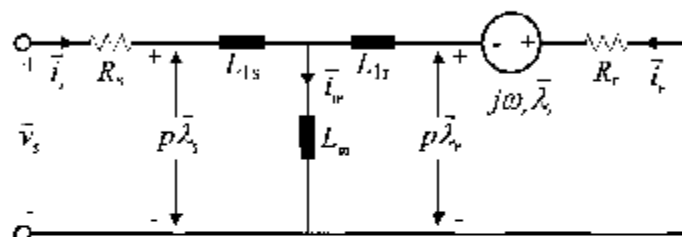


图 3.1 静止坐标系下的电动机模型图

直接转矩主要的控制变量是定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 。依据静止坐标系下的电动机模型(图 3.1), 定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 和定子电压矢量 $\vec{v}_s$ 的关系为

$$p\vec{\lambda}_s = \vec{v}_s - R_s\vec{i}_s \quad (3.2)$$

式(3.2)说明 $\vec{v}_s$ 的变化会引起 $\vec{\lambda}_s$ 的变化。忽略定子电阻上的电压降, 则定子磁链矢量的变化 $\Delta\vec{\lambda}_s$ 与 $\vec{v}_s$ 的关系为

$$\Delta\vec{\lambda}_s = \vec{v}_s \Delta t \quad (3.3)$$

公式中的 Δt 为定子电压矢量 $\vec{v}_s$ 的工作时间。在空间矢量调制中 $\vec{v}_s$ 可以用给定矢量 $\vec{v}_{ref}$ 加以控制, $\vec{v}_{ref}$ 是由静止电压矢量合成的。由图 3.2 可知, 通过合理的选择静止矢量, 可对 $\vec{\lambda}_s$ 的幅值和角度进行调整, 进而控制转矩 T_e 。

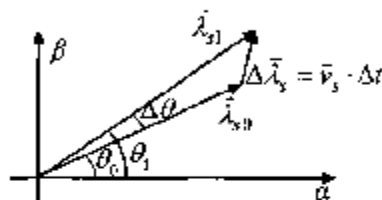


图 3.2 定子磁链在电压矢量作用下的变化图

图 3.3 给出了三电平 VSI 异步电动机系统的直接转矩控制原理。在图中将定子磁场的 $\alpha\beta$ 轴平面分为 12 个扇区 $\vec{\lambda}_i$ 。图中定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 落在第 1 扇区, 它相对于静止坐标系 α 轴的角度为 θ_s 。转子磁链矢量 $\vec{\lambda}_r$ 落后 $\vec{\lambda}_s$ 的角度为 θ_r 。假设图 3.3 中的 $\vec{\lambda}_s$ 和 θ_r 为初始定子给定磁链矢量和转矩角, 当选定电压矢量 $\vec{v}_3$ 为定子电压矢量时, 经过很短的时间段 Δt 后, 定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 将变为 $\vec{\lambda}'_s = \vec{\lambda}_s + \vec{v}_3 \Delta t$, 此时磁链矢量幅值 ($\lambda'_s > \lambda_s$) 和转矩

角($\theta_r' > \theta_r$)都增加了。如果选择电压矢量 $\vec{V}_9$, $\vec{\lambda}_s$ 将变为 $\vec{\lambda}_s' = \vec{\lambda}_s + \vec{V}_9 \Delta t$, 则磁链矢量幅值($\lambda_s' < \lambda_s$)和转矩角($\theta_r' < \theta_r$)都减小了。

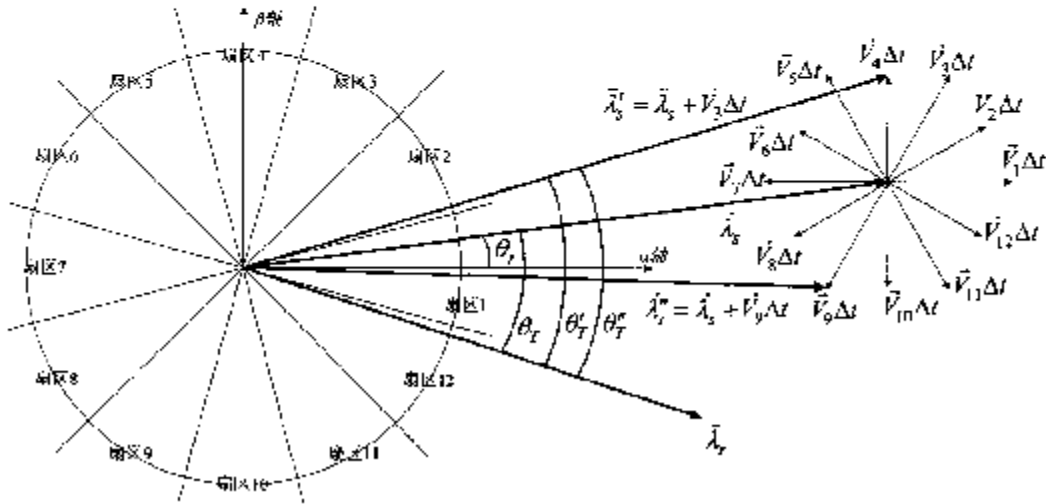


图 3.3 直接转矩控制的原理图

需要注意的是，由于转子时间常数很大，所以在短时间段 Δt 内 $\vec{v}_s$ 的变化对 $\vec{\lambda}_r$ 的影响很小。因此，在前面的分析中，都假定转子给定磁链矢量 $\vec{\lambda}_r$ 在 Δt 内始终是常数。

3.2 三电平变频器直接转矩控制的主要问题

相比两电平逆变器，三电平逆变器的电压矢量由 7 个增加到了 19 个，开关状态由 8 个增加到了 27 个，其电压空间矢量模型更加复杂。在二极管中点箝位的三电平电路中实现直接转矩，首先要解决矢量选择和中点平衡两个问题。

三电平电路中一共有 27 个开关状态，在空间矢量图上形成内外两个六边形，中长矢量指向外六边形，短矢量指向内六边形，零矢量为空间矢量平面原点。将空间矢量平面分成 12 个扇区，一个长矢量对应两个短矢量在一个扇区，中矢量单独一个扇区。考虑到满足控制电动机定子磁链和转矩需要的矢量将不只一个；再考虑前后矢量切换时避免过高的电压幅值跳变(即过高 du/dt 的产生)，例如相电压不允许在正电平和负电平之间直接跳变，而线电压上也会产生过高的电压幅值跳变，在选择矢量时将非常复杂，需要加入大量限制条件。

三电平逆变器直流母线上的电容起均分母线电压、滤波和支撑作用。中点电位偏移问题是二极管箝位式电路的固有缺点。中点电流由电容提供，使用中短矢量时，必然伴

随中点电流，中点电位就会相应地发生变化。尤其在中压大功率系统中，采样周期较长，中点电流通常较大，从而导致较大的中点电位波动。一般情况下，中点电位的波动最好是不要超过直流母线电压的 5%，否则某些 IGBT 上承受的反压将比上升 10%，再加上开关器件动作引起的尖峰电压，则该 IGBT 的耐压裕度就大大减少了^[2]。这种情况下，若不改变中点电压控制方案，就只有增加电容量。由于电解电容的耐压低，要多次串并后使用，就会明显增加装置的体积和成本。因此在三电平逆变器供电异步电机调速系统的控制中必须对中点电压进行有效控制，这是两电平逆变器系统中不存在的问题。

总的来说，要在三电平逆变器上实现直接转矩控制，必须综合考虑以上因素。而且这些问题总是以一个整体出现，很难将它们分开独立考虑，有时候甚至会相互牵制。此时就必须有一个协调策略，按照轻重缓急，进行过渡操作。协调策略的好坏，直接影响到系统的各种控制性能。

3.2.1 三电平逆变器电压矢量的选择

对于直接转矩控制，三电平逆变电路的矢量选择的基础是满足磁链和转矩的要求。但由于空间电压矢量多，就可能存在多种方案。假定定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 初始位置如图 3.4 所示，则满足增加磁链幅值、增大转矩条件的矢量有 pon、ppn、ppo、oon、opn。其中矢量 opn 对转矩增加的作用最大，矢量 pon 对磁链的增强作用最大，而长矢量 ppn 综合效果好。通常情况下，为了减少谐波和转矩脉动，要选择离定子磁链矢量最近的矢量。在这种情况下，最适合的矢量就是中矢量 pon。另外，考虑磁链和转矩的误差都不大时，也可以选择短矢量 ppo 和 oon。

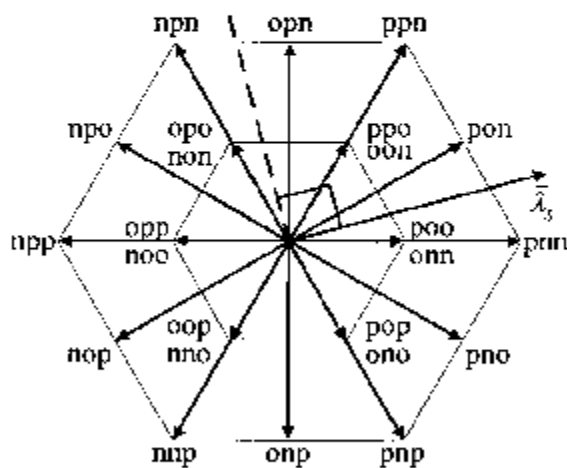


图 3.4 矢量分布和选择图

考虑三电平逆变电路本身的特点, 矢量选择中必须遵循两个条件: 一是避免线电压和相电压产生过高幅值跳变; 二是对中点电位偏移的影响。

在三电平逆变电路中, 每次开关动作, 无论相电压还是线电压, 都不能超过 $E/2$ (E 为直流母线电压) 的电压变化。前者对逆变电路不利(相当于 IGBT 的直接串联使用), 后者对负载不利(需要更高的绝缘和 du/dt 的承受能力)。如果在矢量选择中忽视这一点, 则三电平拓扑就失去了自己的优势。前文 2.1.4 节讨论了电压矢量对中点电位偏移的影响, 中矢量和短矢量都会中点电位, 在矢量选择中必须加以考虑, 以抑制中点电位的偏移。

在这种情况下就需要一种协调策略, 综合考虑所有的因素, 确定出优先级, 然后优先考虑级别高的。至于级别低的, 只能在下一个采样周期再作考虑。显然容易使逆变电路或负载处于危险运行状态的因素优先级最高, 例如电压幅值跳变和中点电位偏移问题。其中电压幅值跳变问题最严重, 可能在一个采样周期内造成逆变器和负载的损伤; 而由于耐压设计裕度较大(40%以上)、采样周期通常较短(对于直接转矩控制通常要求在 100 μ s 以内)^[2], 中点电位的偏移不会在一两个采样周期就造成系统损伤。因此电压幅值跳变问题优先级最高, 中点电位问题次之, 其后才考虑转矩和磁链的影响。由于直接转矩控制不刻意要求磁链的圆形轨迹、电流波形的理想正弦, 若不能同时满足磁链和转矩的要求, 应该先考虑转矩的影响; 但如果磁链幅值误差过大, 转矩的性能也会大打折扣。因此在这种情况下, 则应优先考虑磁链。

3.2.2 中点电压控制

中点电位平衡问题是二极管箝位式三电平逆变电路所固有的问题。逆变电路直流母线上的电容除了用于滤波, 还起支撑作用。中点电流由电容提供, 只要中点电流不为零, 中点电压就会随之发生相应变化。当逆变器直流端的中点不平衡时, 将带来以下危害^{[1][35]},

- a. 逆变器输出电压波形发生畸变。这样, 输入给感应电机的电压中就带有低次谐波, 从而使电机负载产生脉动转矩, 影响调速性能;
- b. 开关器件承受的电压不均衡。每相中有的器件承受的电压偏高, 严重时将影响正常工作;
- c. 直流侧电容上的电压波动降低了电容的寿命。

中点电压控制可以通过硬件或算法两种途径进行控制。硬件方法是利用整流侧的中点来箝位, 整流侧使用的是两套整流桥串联的方法, 中点电位是固定的, 无需控制中点

电压, 只需保证上下两套整流桥功率平衡即可。中点浮动情况下, 则需要算法控制。目前, 已经有被动控制、滞环控制和主动控制等多种中点电压控制方案^{[30][31]}。但是, 这些方案多是基于开环空间矢量调制方法, 不适合用于直接转矩控制。如果在三电平电路上实现直接转矩控制, 需要考虑新的矢量选择方案。前文 2.1.4 节分析了电压矢量对中点电压偏移的影响, 在矢量选择过程中, 考虑中点电压偏移方向和可选矢量的中点电流方向, 则可以将中点电压偏移控制在合适的范围内。

3.3 基于单一矢量方案的直接转矩控制

要在三电平逆变电路上实现直接转矩, 必须有一套合适的矢量选择方案。本文给出一种单一矢量选择方案, 用于三电平变频器直接转矩控制研究。

3.3.1 单一矢量选择方案

前文已经指出通过电压矢量可以直接控制定子磁链及转矩。各国学者通过研究得出了电压矢量对定子磁链及转矩的影响范围。当电压矢量 $\vec{v}_s$ 与定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 的夹角为 $(-90^\circ + \theta_1 \sim 90^\circ - \theta_1)$ 时, 定子磁链矢量幅值增加; 当电压矢量 $\vec{v}_s$ 与定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 的夹角为 $(90^\circ + \theta_1 \sim 270^\circ + \theta_1)$ 时, 定子磁链矢量幅值减少, 如图 3.5 所示。当电压矢量 $\vec{v}_s$ 与定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 的夹角为 $(\theta_2 \sim 180^\circ - \theta_2)$ 时, 增加转矩; 当电压矢量 $\vec{v}_s$ 与定子磁链矢量 $\vec{\lambda}_s$ 的夹角为 $(180^\circ - \theta_2 \sim 360^\circ + \theta_2)$ 时, 减少转矩, 如图 3.6 所示^[7]。

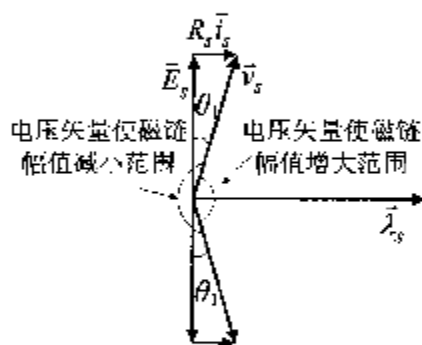


图 3.5 电压矢量对磁链的影响范围图

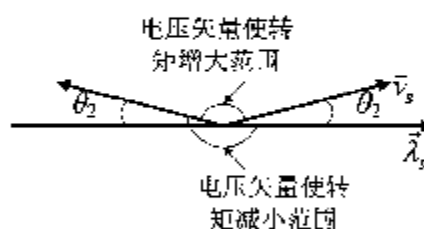


图 3.6 电压矢量对转矩的影响范围图

以 12 个中长矢量($V_1 \sim V_2$)为角分线将空间矢量平面划分为 12 个扇区, 如图 3.7 所示。设 k 为定子磁链矢量所在扇区号, 根据直接转矩控制的原理, 可以得出基于 12 矢

量法的直接转矩控制优化矢量表, 如表 3.1 所示。其中对于非零矢量的选择方案, 都有两个可选矢量, 分别为 V_1 和 V_2 。

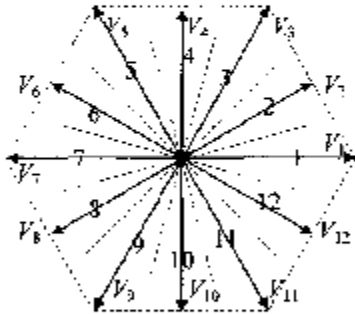


图 3.7 扇区划分图

表 3.1 基于 12 矢量法的优化矢量表

目 标	可选择的矢量
增加磁链和转矩	$V_1=k+1, V_2=k+2$
增加磁链减小转矩	$V_1=k-1, V_2=k-2$
减小磁链增加转矩	$V_1=k+4, V_2=k+5$
减小磁链和转矩	$V_1=k-4, V_2=k-5$
略微减小磁链和转矩	零矢量

其中 k 是图 3.7 中的扇区号, $k=1 \sim 12$ (当 $k>12$ 时, $k=k-12$; 当 $k<1$ 时, $k=k+12$), 通常首选 V_1 。

矢量选择的基本原则如下^{[1][2]}:

- 尽量选择离定子磁链近的、并能满足转矩和磁链要求的矢量, 以减少谐波的产生。
- 所选择的矢量不能在相电压和线电压上产生过高的电压幅值跳变。
- 利用短矢量和零矢量来消除过高的电压幅值跳变。

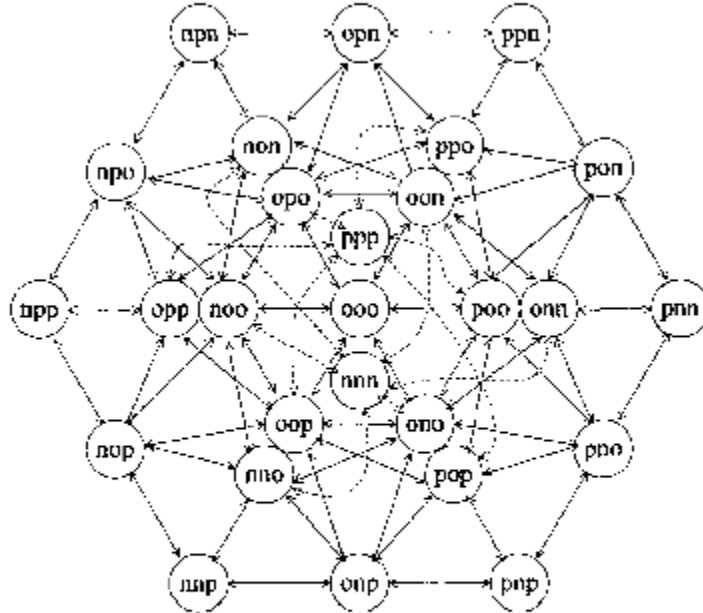


图 3.8 开关状态切换图

依据原则 27 个开关状态不能随意切换, 图 3.8 为可行的开关状态切换图。图中长矢量可以与相邻和对应的中矢量和短矢量直接切换; 中矢量可以与相邻的长矢量和短矢

量切换直接切换；零矢量中 ooo 可以与任意短矢量直接切换，而 ppp 和 nnn 分别可以与 6 个短矢量直接切换。

将 27 个矢量分别编号，其中 3 个零矢量中只选用了 ooo ，故只有 25 个编号。如表 3.2 所示，1~12 对应 12 个中长矢量，13~24 对应 12 个短矢量，25 为零矢量。

表 3.2 三电平空间电压矢量编号

编号	电压矢量	编号	电压矢量	编号	电压矢量	编号	电压矢量
1	pnn	2	pon	13	onn	14	$po0$
3	ppn	4	opn	15	ppo	16	oon
5	npn	6	npo	17	non	18	opn
7	npp	8	nop	19	opp	20	noo
9	nnp	10	onp	21	nno	22	oop
11	ppp	12	pno	23	pop	24	ono
25	ooo						

设当前采样周期所发矢量的编号为 V_c ，可选矢量的编号为 V_1 和 V_2 由表 3.2 求得，具体矢量选择方案如下：

1) 当 V_c 为长矢量(编号 1~12 的奇数列)时，这说明中点电压偏移肯定未超出范围，否则当前采样周期不会采用该矢量。因为长矢量不会影响中点电压，而且由于主回路均压电阻的存在，中点电压偏移情况只会得到改善。

(1) 如果 $V_c=V_1$ ，则可以直接使用矢量 V_1 。

(2) 如果 $V_c=V_1\pm 1$ 或 $V_c=V_1\pm 11$ ，即 V_1 为中矢量且与 V_c 相邻可以直接使用。

(3) 如果 $V_c=V_1\pm 2$ 或 $V_c=V_1\pm 10$ ，即 V_1 为长矢量且与 V_c 间隔一个中矢量，此时可用中矢量直接过渡，即取矢量编号为 $(V_c+V_1)/2$ 或 $(V_c+V_1-12)/2$ 。

(4) 如果以上情况都不符合，需要发 V_c 对应的短矢量过渡，由开关状态切换图可知，选偶数列的短矢量为宜。

2) 当 V_c 为中矢量(编号 1~12 的偶数列)时，需要考虑中点电压偏移问题。

(1) 如果 $V_c=V_1$ ，若中点电压偏移未超出范围，则直接选用 V_1 ；若中点电压偏移超出范围，判断矢量 V_1 的中点电流方向是否可以改善中点电压偏移，如果可以改善则选用 V_1 ，如果不能，则选用 V_2 矢量对应的短矢量。 V_2 为长矢量对应两个短矢量且中点电流方向相反，必有一可以减轻中点电压偏移。

(2) 如果 $V_c = V_l \pm 1$ 或 $V_c = V_l \pm 11$, 即 V_l 为长矢量且与 V_c 相邻, 若中点电压偏移未超出范围, 则直接选用 V_l ; 若中点电压偏移超出范围, 则选用 V_l 对应的短矢量, 满足减轻中点电压偏移。

(3) 如果 $V_c = V_l \pm 2$ 或 $V_c = V_l \pm 10$, 即 V_l 为中矢量且与 V_c 间隔一个长矢量, 若中点电压偏移未超出范围, 则直接选用此长矢量; 若中点电压偏移超出范围, 则选用长矢量对应的短矢量, 满足减轻中点电压偏移。

(4) 如果以上情况都不符合, 则选用 V_c 相邻长矢量对应的短矢量。

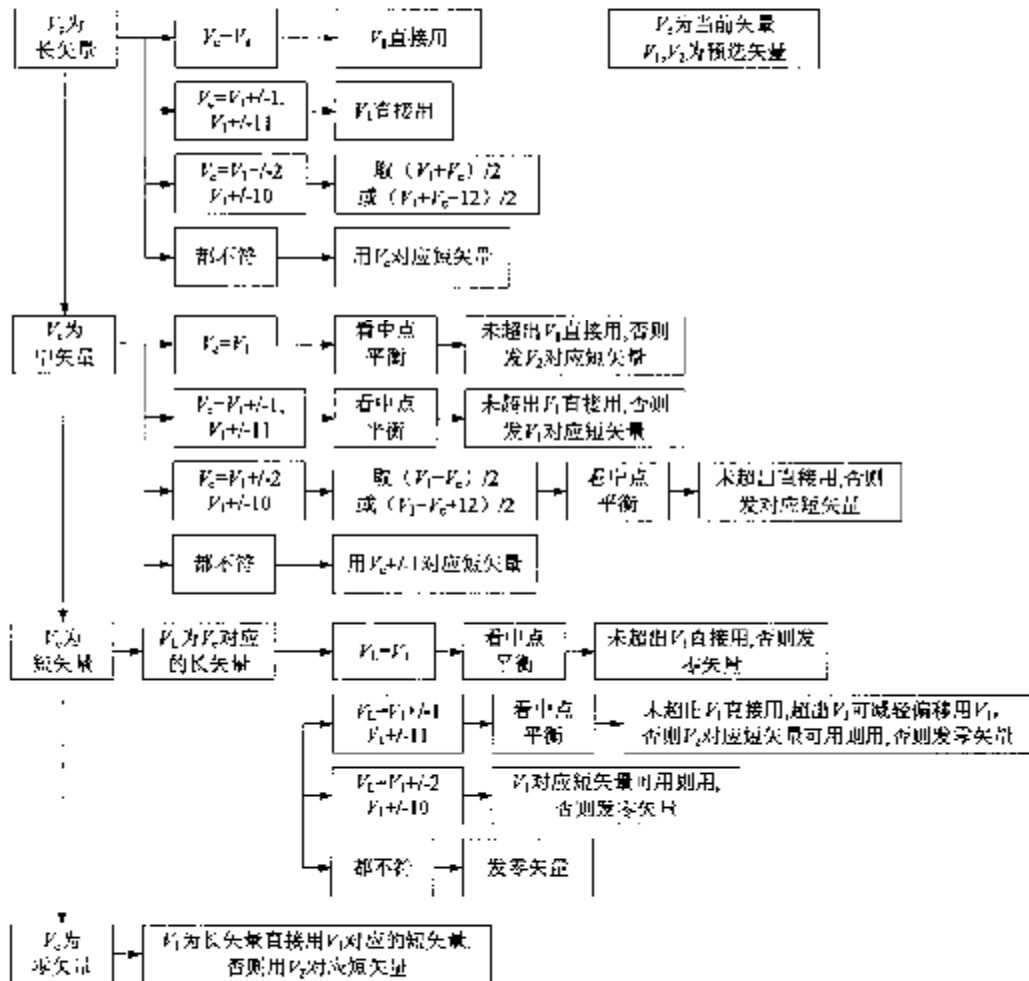


图 3.9 矢量选择方案图

3) 当 V_c 为短矢量(编号 13~24)时, 必须考虑中点电压偏移问题。取 V_l 为 V_c 对应长矢量的编号。

(1) 如果 $V_L=V_1$, 若中点电压偏移未超出范围, 则直接选用 V_1 ; 若中点电压偏移超出范围, 则发零矢量。

(2) 如果 $V_L=V_1+1$ 或 $V_L=V_1+11$, 若中点电压偏移未超出范围或 V_1 矢量可以减轻中点电压偏移, 则选用 V_1 ; 否则, 若 V_2 对应的短矢量可用则用, 不可用, 则发零矢量。

(3) 如果 $V_L=V_1\pm 2$ 或 $V_L=V_1\pm 10$, 若 V_1 对应的短矢量可用则用, 否则发零矢量。

(4) 如果以上情况都不符合, 则发零矢量。

4) 当 V_0 为零矢量(编号 25)时, 如果 V_1 为长矢量, 则发 V_1 对应的短矢量; 否则, 发 V_2 对应的短矢量。

3.3.2 系统结构

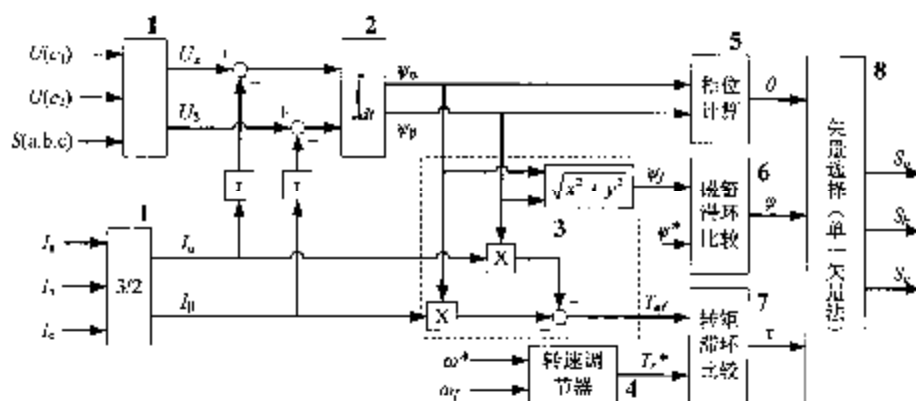


图 3.10 直接转矩控制系统结构图

图 3.10 为直接转矩控制系统结构图。在模块 1 中根据当前所发矢量(由模块 8 来)和直流母线电压(直流母线电容电压 U_{d1} 、 U_{d2} 之和), 求解电压在 $\alpha\beta$ 轴的分量(表 3.3); 采集变频器三相输出电流, 由 3/2 坐标变换求解电流在 $\alpha\beta$ 轴的分量。模块 2 为积分器, 根据 $u-i$ 模型求得定子磁链在 $\alpha\beta$ 轴的分量。模块 3 计算定子磁链幅值和电磁转矩作为反馈值。模块 4 为转速调节器, 其输出作为电磁转矩的给定值; 定子磁链的给定值由

$$\psi^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_L}{\omega_s}$$

求得, U_L 为变频器输出线电压的有效值, ω_s 为电压角频率, 基频以下调速时按额定值给定, 一般选择小于额定值。模块 5 由定子磁链的 $\alpha\beta$ 轴分量计算定子磁链位置 θ 。模块 6 和模块 7 为磁链滞环比较器和转矩滞环比较器, 输出滞环信号 ϕ 和 τ 。模块 8 为矢量选择模块即上节的单一矢量选择方案, 发出合适的矢量完成直接转矩控制^{[10][12]}。

表 3.3 电压矢量对应 $\alpha\beta$ 轴分量

矢量	U_α	U_β	矢量	U_α	U_β
pmn	$\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$	0	pon	$\frac{1}{2} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
ppn	$\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$	opn	0	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
npn	$-\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$	npo	$-\frac{1}{2} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
npp	$-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$	0	nop	$-\frac{1}{2} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
nnp	$-\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$	onp	0	$-\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
pnp	$\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$	pno	$\frac{1}{2} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
onn, po0	$\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	0	opp, no0	$-\frac{1}{3} \cdot V_{dc}$	0
ppo, onn	$\frac{1}{6} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$	nno, oop	$-\frac{1}{6} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
non, oop	$-\frac{1}{6} \cdot V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$	pop, onn	$\frac{1}{6} \cdot V_{dc}$	$-\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$
ooo	0	0			

3.4 三电平变频器直接转矩控制系统仿真

Simulink 是 MATLAB 的一个附加组件, 能够实现动态系统建模与仿真的环境集成, 且可以根据设计及使用要求, 对系统进行修改与优化, 以提高系统工作的性能, 实现高效开发系统的目的。上一节提出了单一矢量选择方案, 本节使用 Simulink 建立三电平变频器直接转矩控制系统仿真, 对单一矢量选择方案进行验证。

3.4.1 系统仿真设计

图 3.11 所示为建立的三电平直接转矩仿真模型。主回路上用直流电压源取代了直流母线电容以及整流电路, 带 400V/4kW 异步交流电动机负载; 控制回路采集三相电流、直流母线电压及转速, $\alpha\beta$ 轴电压通过直流母线以及当前矢量求得, $\alpha\beta$ 轴电流由 3/2 变换求得, 速度调节器的输出作为转矩的给定, 根据上节的单一矢量选择方案编写 M 文件给逆变电路驱动脉冲。定子磁链估计采用 $u-i$ 模型, 电磁转矩用公式(3.5)计算。

$$T_e = \frac{3n_p}{2} (\psi_{sa} i_{sb} - \psi_{sb} i_{sa}) \quad (\text{其中 } n_p \text{ 为极对数}) \quad (3.5)$$

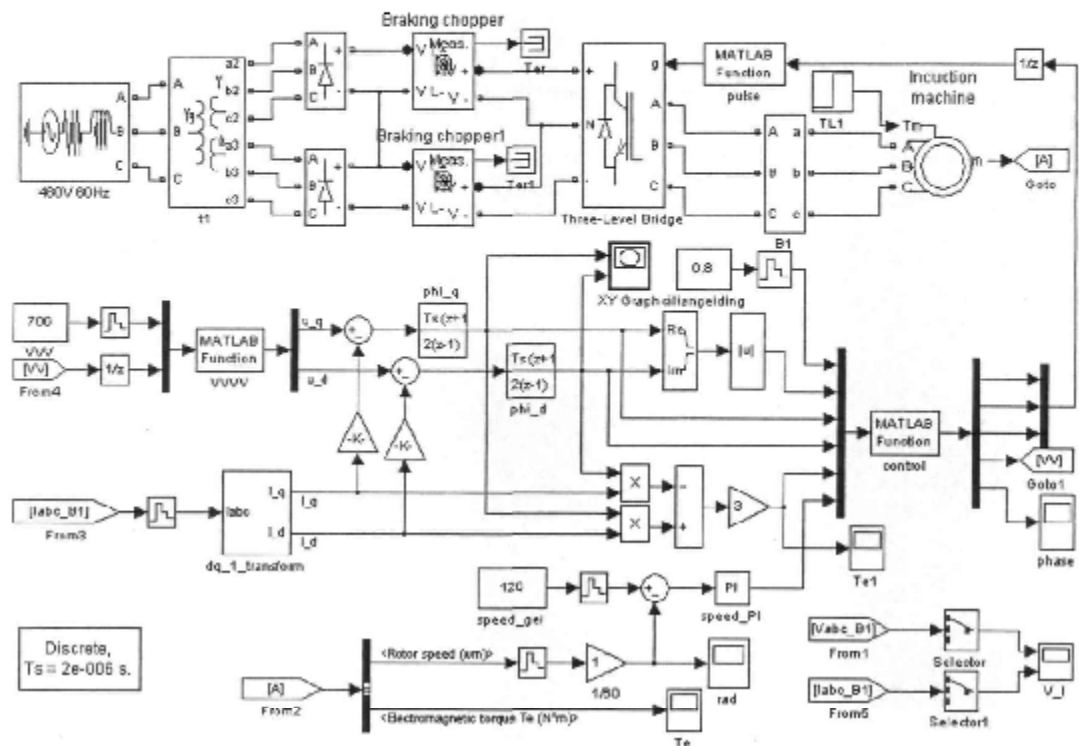


图 3.11 三电平直接转矩控制系统仿真图

3.4.2 仿真结果

仿真系统采用 $50\mu\text{s}$ 的采样周期, 给定磁链 0.8Wb , 磁链滞环宽度 0.01Wb , 转矩滞环宽度 $1\text{N}\cdot\text{m}$ 。由图 3.12 可知定子磁链近似圆形, 幅值在一定范围内波动。

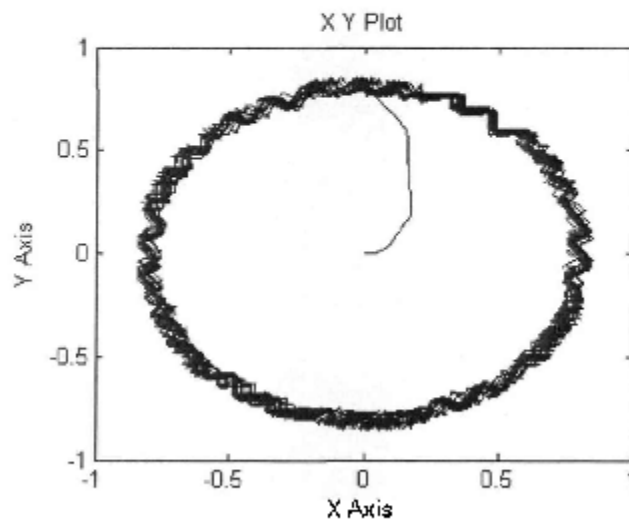


图 3.12 定子磁链轨迹图

图 3.13 和图 3.14 是输出线电压波形, 该矢量选择方案, 由于采用了避免过调制相电压和线电压幅值跳变算法。运行过程中线电压呈阶梯状, 只在相邻电平间直接跳转。

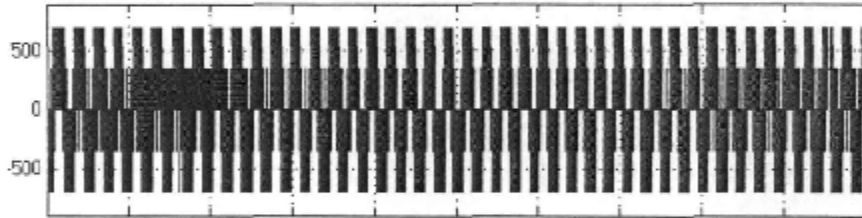


图 3.13 线电压波形图

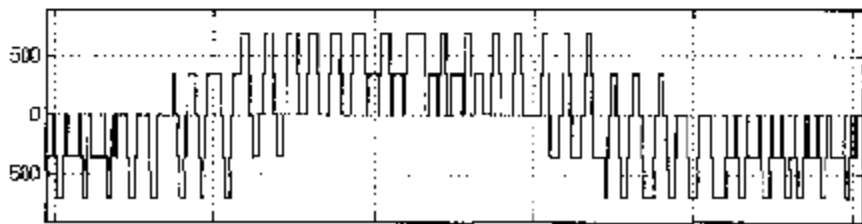


图 3.14 放大的线电压波形图

图 3.15 和图 3.16 为 A 相电流, 电流波形略有畸变, 并存在小的波动。

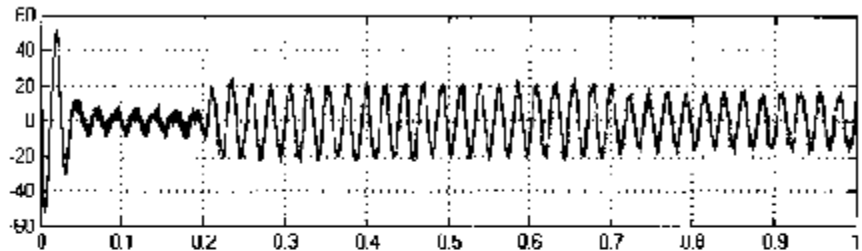


图 3.15 相电流波形图

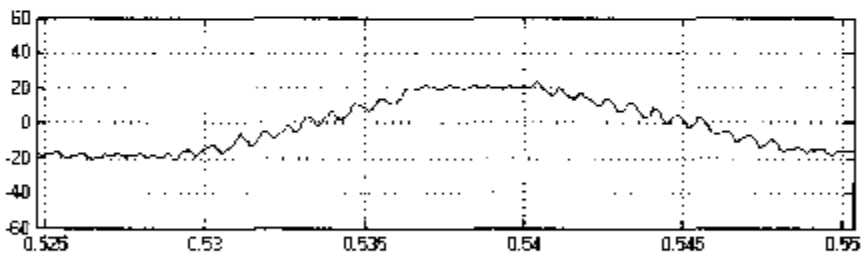


图 3.16 放大的相电流波形图

图 3.17 为三电平逆变器中点电位波动图, 可见单一矢量方案实现了对中点电位的控制。负载重电流大时, 中点电位波动较大, 但仍能保证中点电位平衡。

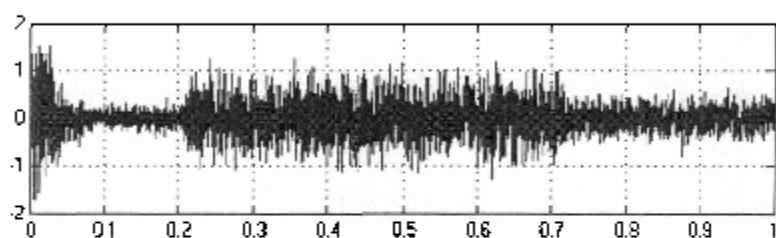


图 3.17 中点电位波动图

图 3.18 为输出转矩, $0 \sim 0.2s$ 时, 负载转矩 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, $0.2s \sim 0.7s$ 时, 负载转矩 $40 \text{ N}\cdot\text{m}$, $0.7s \sim 1s$ 时, 负载转矩 $30 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。稳定时, 电磁转矩在附近波动。

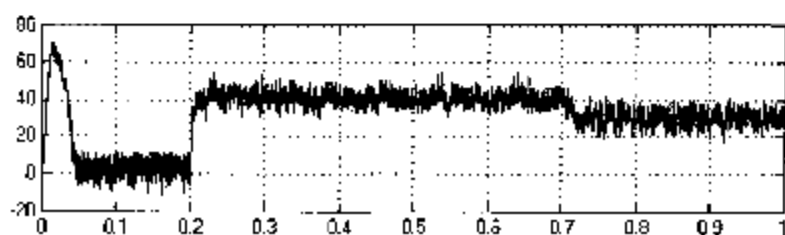


图 3.18 电磁转矩图

图 3.19 是转子电角速度, 稳定时有小波动。

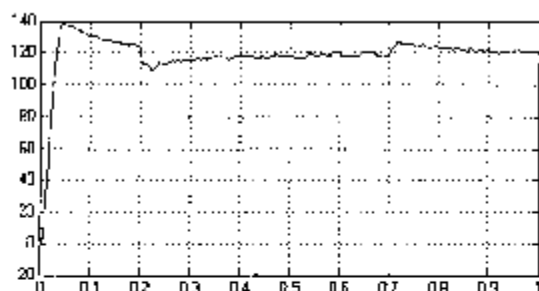


图 3.19 转子电角速度图

图 3.20 为系统稳定时矢量选择编号图。从图中可以看出所用矢量编号多数位于 12 以下, 由于在稳定时多使用中长矢量, 因此电压利用率高。

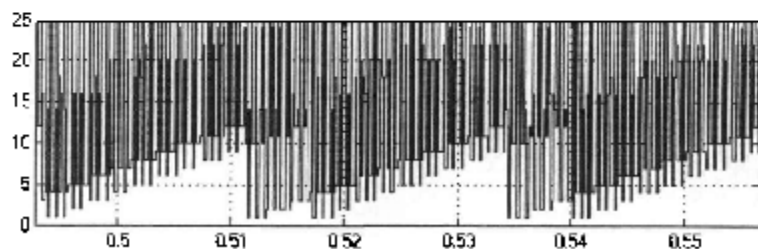


图 3.20 所选矢量编号图

仿真结果表明,单一矢量方案用于三电平直接转矩控制中,可以控制中点电位平衡,提高电压利用率,实现对转矩的直接控制。

3.5 直接转矩控制的具体实现

本系统使用的硬件平台与三电平通用变频器相同,软件采用模块化编程思想,具体硬件实现在下一章介绍,本节介绍直接转矩控制软件结构。

直接转矩控制系统由以下功能模块组成:AD 采样模块、捕获单元模块、顺序控制模块、参数扫描模块、积分给定模块、转速调节器模块、磁链及转矩计算模块、滞环比较模块、相位计算模块和矢量选择模块。部分功能模块与三电平通用变频器相同,在下一章详细介绍。

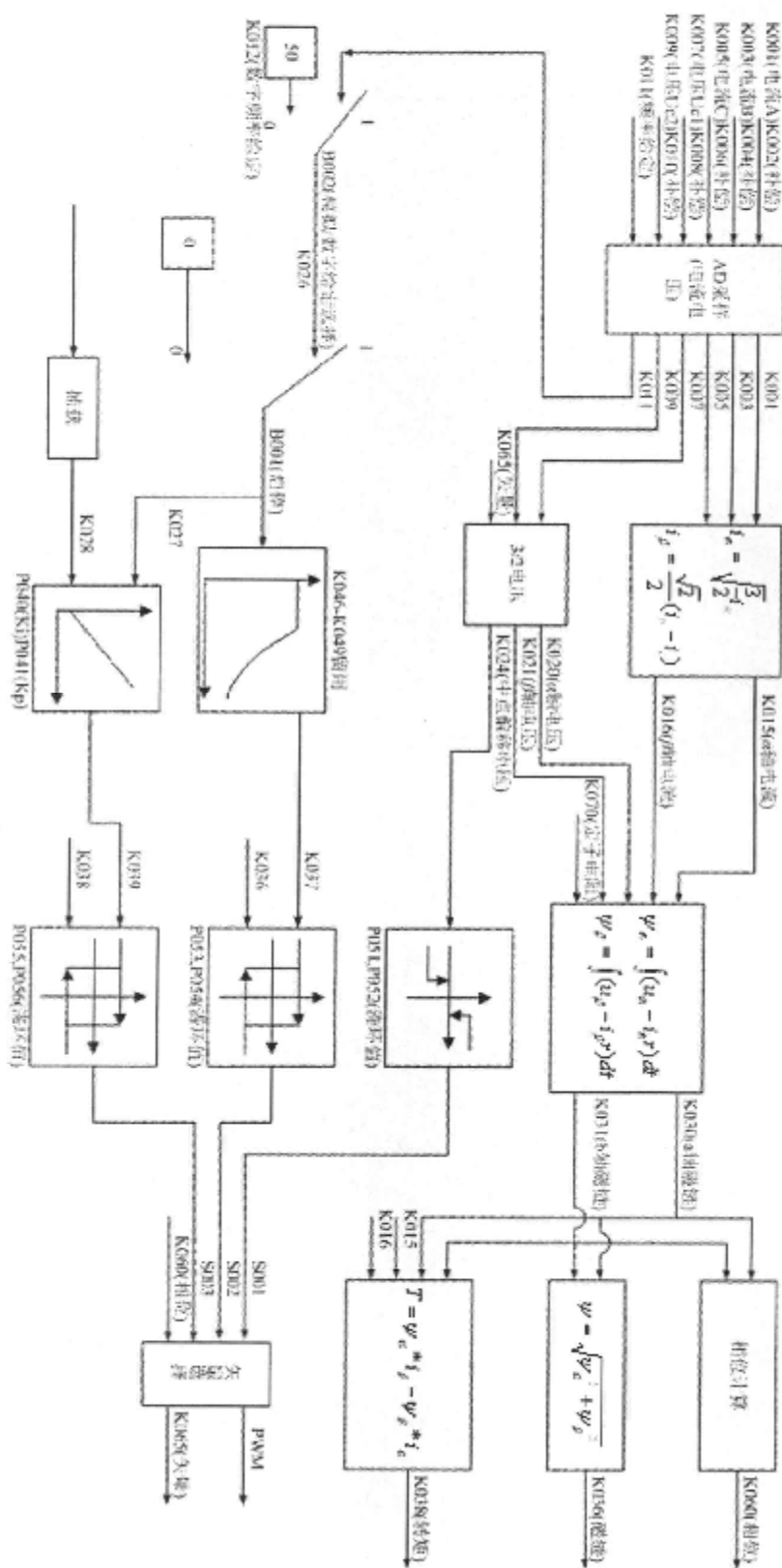
捕获单元模块的功能是准确获得电机的速度,为闭环调节提供精确的反馈量。数字测速具有测速精度高、分辨能力强、受器件影响小等优点。结合 TMS320F28335 的 eQEP 外设功能,本文采用的是 M/T 法测速,既检测 T_c 时间内旋转编码器的脉冲数 $M1$,又检测同一时间间隔的高频时钟脉冲个数 $M2$,用来计算转速。M/T 法测速可以在较宽的转速范围内,具有较高的测速精度。

磁链及转矩计算模块根据电动机模型估计电机的定子磁链及转矩值,作为滞环比较模块反馈值。滞环比较模块是实现直接转矩控制的基础,该模块对磁链、转矩及中点电位进行控制。转矩调节器的给定值为转速调节器的输出,通过比较输出 1、0、-1 三个状态,磁链调节器输出 1、-1 两种状态。滞环宽度设置是否合理直接影响控制效果,太窄则调节输出太快提高了功率器件的开关频率,过宽则转矩脉动大。控制三电平逆变电路的中点平衡也采用滞环比较器,输入是直流母线电容电压(U_{c1} 、 U_{c2}),输出 1、0、-1 三种状态。

直接转矩控制需要定子磁链的位置进行矢量选择,三电平矢量图将 $\alpha\beta$ 平面划分为 12 个扇区,相位计算模块根据定子磁链在 $\alpha\beta$ 轴的分量计算定子磁链所在扇区。

矢量选择模块即上节的单一矢量选择方案,模块接收滞环比较模块和相位计算模块的信息选择合适的矢量。当转矩调节器输出为 0 磁链不太低时,优先满足转矩要求,使用零矢量。

程序分为两部分主程序和 T1 中断,主程序完成初始化,T1 中断中完成所有控制,中断时间 50 μ s。



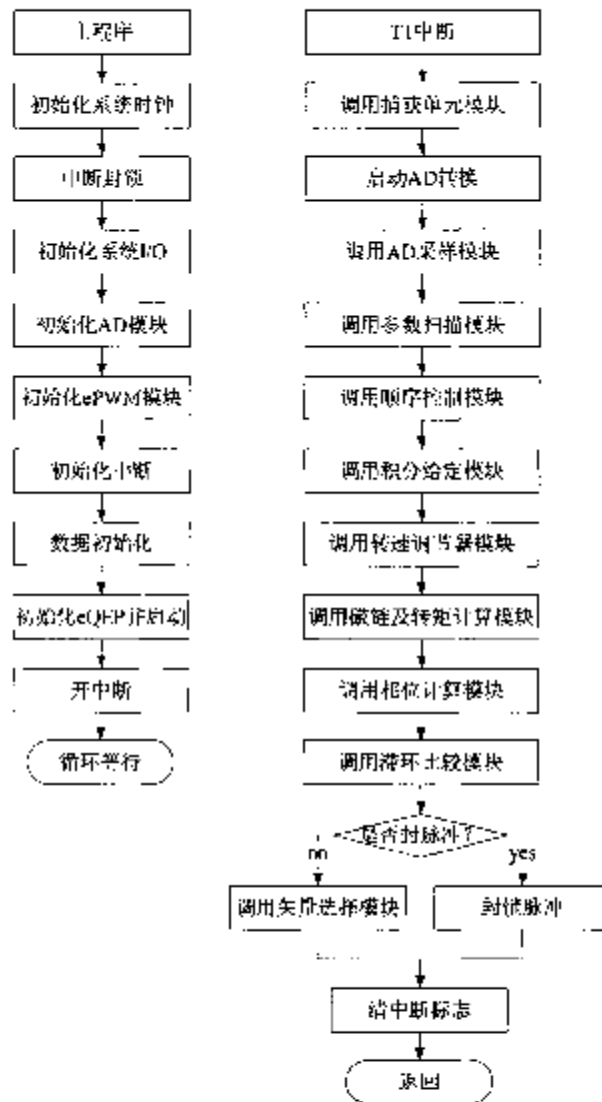


图 3.22 直接转矩控制程序流程图

3.6 小结

本章讨论了直接转矩控制原理，其原理是通过选择合适的空间电压矢量，调整定子磁链，进而控制电磁转矩。在三电平逆变电路上实现直接转矩控制时需要解决的矢量选择和中点平衡问题，本章给出了一套单一矢量选择方案用于三电平逆变器直接转矩控制研究，并通过仿真验证了单一矢量方案，给出了直接转矩控制的具体实现方式。

4 三电平大功率通用变频器的设计

为了验证三电平通用变频器的控制功能，本文研制了 690V/600kW 三电平大功率通用变频器，本章将详细介绍这套系统的软硬件结构，三电平直接转矩控制方案也将通过这套系统进行验证。

4.1 三电平大功率通用变频器的软件设计

本文的软件采用了模块化设计，并参照了西门子中压变频器的编程思想。模块化软件设计是程序设计的常用方法，依据控制功能需要，将整体程序划分为多个功能模块，并设置统一的输入输出接口，通过控制字和状态字配合顺序控制模块，可以很方便的实现程序跳转和连接；还可以将常用功能做成标准模块，供其他程序调用。这些“模块”可以单独设计、调试、测试好，然后再总体调试整个程序。图 4.1 所示为中压变频器高性能 V/f 控制系统框图^{[18][19]}。

4.1.1 软件结构设计

本文的模块化软件设计中，变频器的所有功能都划分在一定的功能模块中，由软件中的功能模块实现。这些功能模块相对独立，各功能模块都设置了统一的入口参数和出口参数，根据需要在相应的入口参数和出口参数之间设置开关量，通过控制开关量控制模块相互连接。因此，各个功能模块都有自己相应的功能框图，用来表现该模块要实现的功能和输入输出连接方式。

功能块的输入输出统一称为连接子，连接子分为三类：固定连接子、数值量连接子和开关量连接子。固定连接子属于不可更改的连接方式，它连接于各功能模块的固定地方；数值量连接子和开关量连接子属于可更改的连接方式，通过设置不同的连接子参数，它们可以连接于任何可连接的地方。数值量连接子和开关量连接子的连接方式是相同的，它们的区别在于开关量连接子传递的是 0、1 两种状态信号，而数值量连接子传递的是数值量，在本文中一般为浮点型的数值。本文将固定连接定义为 P 参数，数值量连接子定义为 K 参数，开关量连接子定义为 B 参数，如 PI22 表示上举模式选择，是一个固定连接，不会被其他模块引用；K052 是给定积分模块的输入之一，连接到 AD 采样模块，也可以选择操作面板给定；B0100 变频器启动信号，由端子给定。

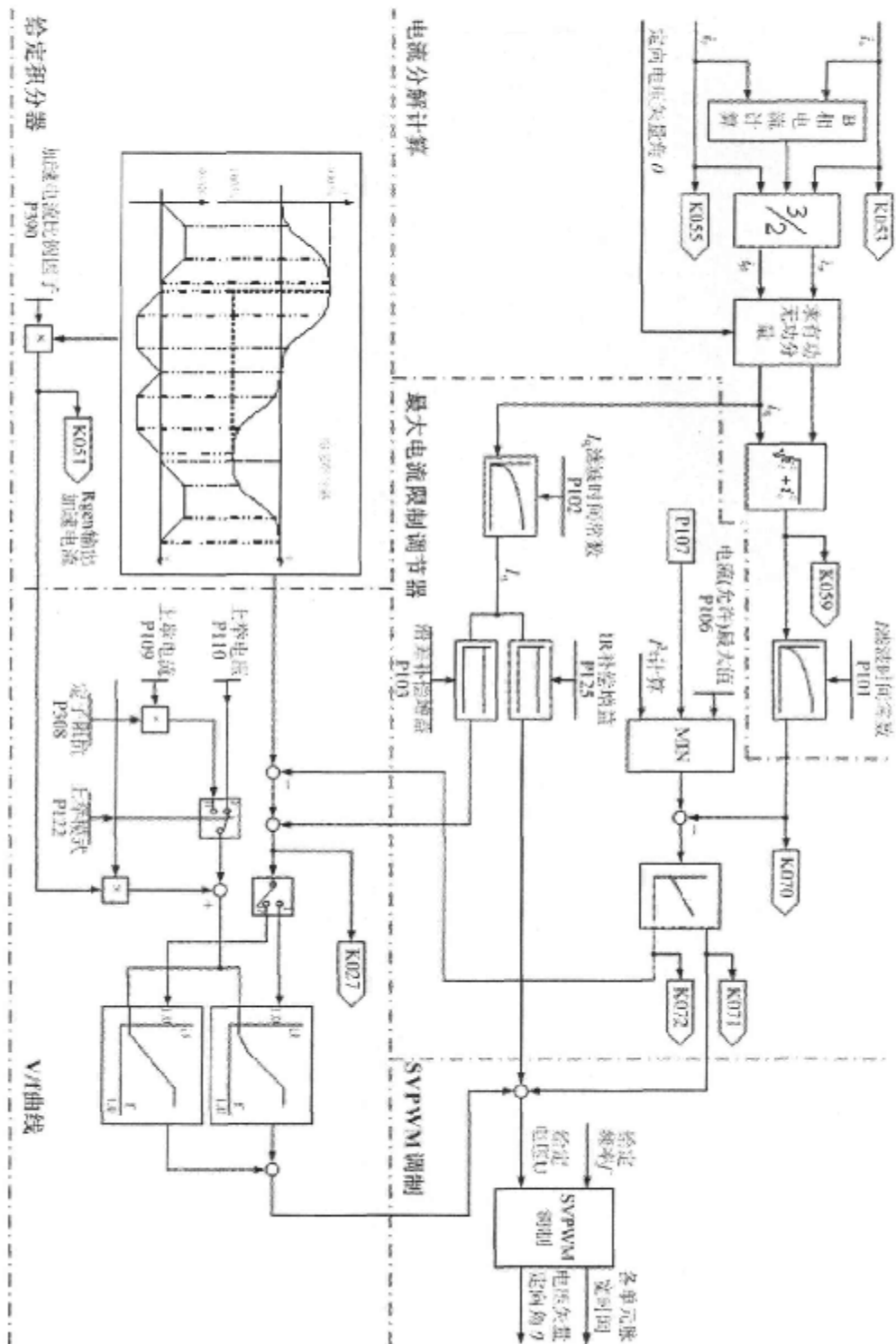


图 4.1 中压变频器高性能 V/F 控制系统框图

在通常的控制系统中没有控制字和状态字的概念，但是对于模块化的软件设计，控制字和状态字的应用就十分必要。控制字和状态字配合顺序控制模块来协调各个功能模块的关系，实现变频器的安全运行。

控制字是变频器的控制命令，通过开关量连接器，可以改变控制源(端子或操作面板)。各功能模块从控制字获得相应的控制信息，执行相应的动作。

状态字反映变频器的运行状态信息，根据控制信息和各功能模块的反馈信息，在顺序控制模块中修改状态字，并根据状态字实现协调控制。其他功能模块从状态字获取信息参与控制运行。

表 4.1 变频器控制字、状态字及其含义

控制字			状态字		
位号	含义		位号	含义	
Bit 0	1: 变频器启动	0: 变频器停止	Bit 0	1: 允许合闸	0: 不允许合闸
Bit 1	1: 运行状态	0: 安全停车	Bit 1	1: 允许启动	0: 不允许启动
Bit 2	1: 合闸	0: 分闸	Bit 2	1: 运行状态	0: 非运行状态
Bit 3	1: 脉冲使能	0: 脉冲封锁	Bit 3	1: 有故障	0: 无故障
Bit 4	1: 给定积分器使能	0: 给定积分器封锁	Bit 4	1: 无安全停车	0: 安全停车
Bit 5	1: 给定积分器启动	0: 给定积分器停止	Bit 5	备用	
Bit 6	1: 给定值		Bit 6		
Bit 7	0→1: 故障复位确认		Bit 7	1: 有警告	0: 无警告
Bit 8	备用		Bit 8	备用	
Bit 9			Bit 9		
Bit 10			Bit 10		
Bit 11			Bit 11		
Bit 12			Bit 12	1: 主接触器接通	0: 主接触器未接通
Bit 13	1: 有故障	0: 无故障	Bit 13	备用	
Bit 14	1: 有报警	0: 无报警	Bit 14		
Bit 15	1: 端子操作	0: 键盘操作	Bit 15	1: 预充电状态	0: 无预充电

本文把控制软件分成 3 部分: 主程序、PWM 调制块及所有其他控制功能块。主程序用来完成系统初始化、参数搬移并自检等任务, 各功能模块放在 T1 和 T2 两个中断中; PWM 调制块对时间要求最高, 运行中如果被打断造成 PWM 脉冲不连续, 如发出错误信息会使功率单元模块误导通等, 因此安排在优先级最高的 T1 中断中; 其他控制功能块安排在次级的中断 T2 中, 各模块功能不同, 所需的执行周期不同(由 T_flag 控制), 本文根据需要设置了不同的模块执行周期。图 4.2 所示为本文设计的系统程序流程。

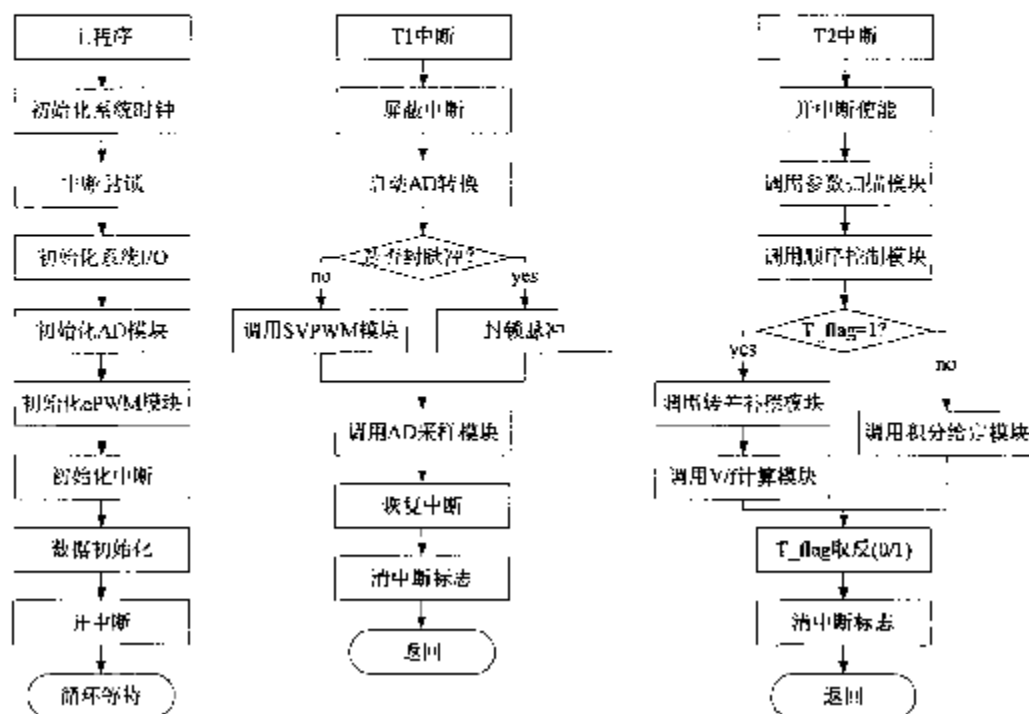


图 4.2 程序流程图

4.1.2 软件模块功能设计

本系统的功能模块主要包括：AD 采样模块、参数扫描模块、顺序控制模块、积分给定模块、V/f 曲线、转差补偿和空间电压矢量(SVPWM)调制等七个模块。

4.1.2.1 AD 采样模块

定时采集系统需要的电流、电压及模拟给定等模拟量，是该模块的主要功能。本文采用标么值进行运算，可以避免运算溢出的问题，同时，可以适应不同的额定条件(根据不同额定条件修改采样电阻)。若使用实际值系统，当额定条件变化时，需要对程序进行大量调整。对采集的数据进行标么化处理是 AD 采样模块的第二个功能。

4.1.2.2 参数扫描模块

控制系统除了需要收集运算用的模拟信息外，还需要大量的控制信息，以实现系统按照要求运行的目的，并保证系统的安全。参数扫描模块的功能为收集控制信息，包括分闸、合闸、启车、停车、高压已合、安全停车、报警、故障、故障复位等各种控制信息。这些控制信息有从 I/O 直接采集过来的，有通过通信模块由上位机或操作面板传送过来的。

4.1.2.3 顺序控制模块

在程序块中，顺序控制模块是至关重要的。整个控制系统的控制软件，完全依靠顺序控制模块来协调各个模块之间的关系。同时，顺序控制也反映了电机运行所遵循的物理过程。顺序控制依据控制字修改状态字，提供变频器的运行状态。作为控制板与 PLC 配合工作的接口，提供给 PLC 故障、报警、运行等状况，同时也根据 PLC 的开关量输入，来进入不同的状态，控制其他模块的执行。顺序控制把当前变频器工作状态分为 9 种：初始化工作状态、禁止合闸状态、故障状态、允许合闸状态、预充电状态、允许启车状态、运行状态、正常停车状态、安全停车状态，并且分别编号为状态 0~8。

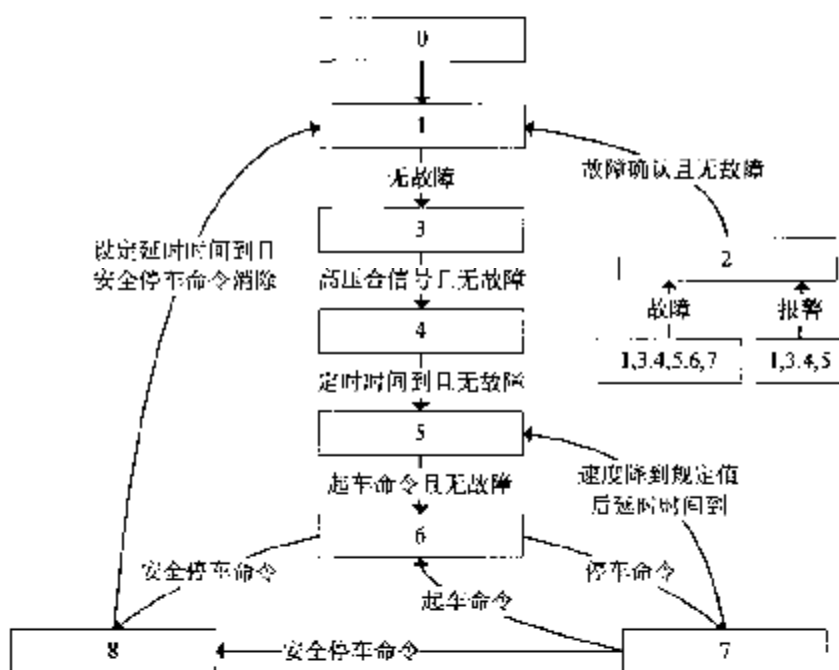


图 4.3 状态转换关系图

图 4.3 给出了变频器的 9 种状态之间的转换关系图，也就是各种状态之间的逻辑转换关系，它集中体现了变频器的操作顺序。

在 $r001=1, 3, 4, 5, 6, 7$ 的状态中，均检测故障和报警（即除功率单元以外的故障和报警）。 $r001=4$ ，检测除功率单元欠压故障以外的所有故障，（因为此时肯定存在欠压故障，但是正常的）以及所有报警； $r001=5, 6, 7$ 检测所有故障和报警，在以上状态中，出现故障，均转入故障状态，在 $r001=1, 3, 4, 5$ 出现报警也转入故障状态（ $r001=2$ ）。在 $r001=4, 5, 6, 7$ ，满足相应条件时，均可输出分闸信号。在顺序控制模块

中，所有状态满足相应的条件，均可进入相应的状态，这包括变频器实际运行遇到的各种状态，而且各种状态之间可以进行跳转。变频器运行，在某一时刻只对应一种状态。

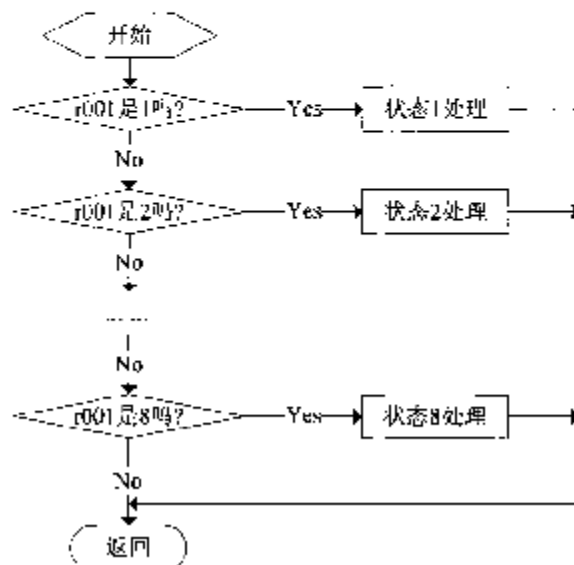


图 4.4 顺序控制功能块程序流程图

顺序控制模块指挥着变频器的运行，在每种状态下，输出的状态信息，被其他模块引用，在程序里执行相应的功能。在运行状态($r001=6$)时，才输出脉冲使能信号，这是每个功率单元才输出 PWM 波，电机开始运转。

可见，顺序控制有机的控制了电机的运动过程，协调了控制回路与主回路的工作关系，提高了高压设备的安全性及可靠性。

4.1.2.4 积分给定模块

系统起动、停止及运行过程中改变运行速度时，给定频率是阶跃信号。V/f 控制方式中，如果将阶跃信号直接加到 V/f 曲线上，供给电机的电压和频率就是阶跃的，会引起较大的电流，对生产机械的冲击也很大，影响机械的使用寿命。为了避免这种状况的发生，一般在频率给定通道中加入给定积分器，使阶跃的频率给定按指定的斜率上升。

通常使用的线性给定在加减速启动和完成加减速时有一个突变，电机动作不够平滑，甚至会有再生制动状态。本文采用了“S”形曲线给定，使变频器具有圆弧的“S”形平滑加减速功能。曲线的加减速时间和圆弧时间可以根据需要任意调整。

图 4.5 给出了本文要实现的“S”形加减速曲线图，以正向加速过程为例说明“S”形加减速的原理。一个加速过程包括三个阶段：起始圆弧段、线性加速段和结束圆弧段。在起始圆弧段，加速度以固定斜率增加，直到设定的最大加速度；线性加速段速度以固定

加速度增加；在结束圆弧段，加速度以固定斜率减小，直到为零。整个过程可以等同于一个直线运动，输出等同于路程，线性加速段的加速度相当于匀速运动的速度，两端是加速和减速过程。数字实现“S”形加速曲线时，先计算 $dy/dt \sim t$ 坐标图中各个段的曲线，然后对该曲线进行积分，就可以得到 $y \sim t$ 坐标图中相应时间段的“S”形曲线了。

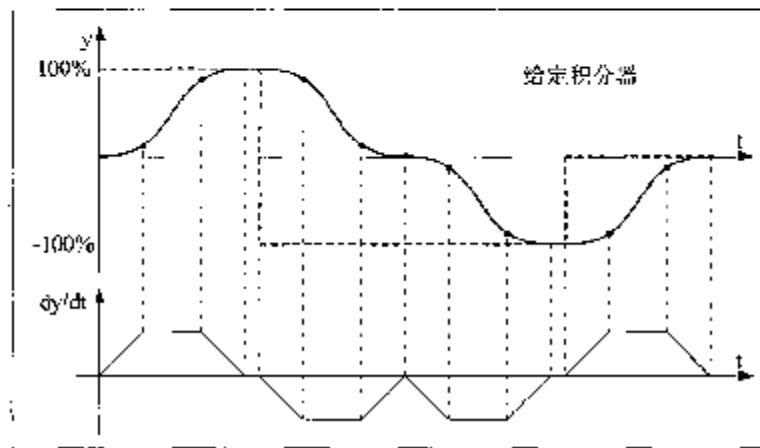


图 4.5 “S”形加减速曲线图

4.1.2.5 V/f 曲线

图 4.6 给出了异步电机稳态等效电路。对应于该等效电路，有三种基本控制方式，即恒 U_1/f_1 控制、恒 E_g/f_1 控制和恒 E_r/f_1 控制^{[4][9][15][17][18]}。相比较而言， U_1/f_1 控制的效果最差。如果在 U_1/f_1 控制中，适当提高电压 U_1 ，使其在克服定子阻抗压降以后，能够维持 E_g/f_1 为恒值，则可以得到稳态性能更好的恒 E_g/f_1 控制。恒 E_r/f_1 控制的稳态性能最好，可以获得和直流电机一样的线性机械特性。本文采用恒 E_g/f_1 控制，通过最大电流限制、转差补偿、IR 补偿和设置 V/f 曲线，改善开环 V/f 的转矩控制特性，提高系统的机械特性硬度，以实现变频器的“挖土机”特性。

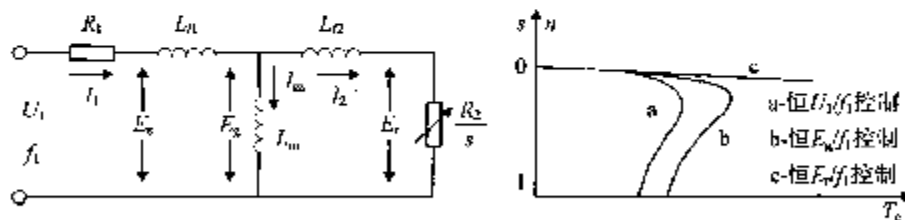


图 4.6 异步电机稳态等效电路及不同电压-频率协调控制方式的机械特性

V/f 曲线是 V/f 控制方式的核心部分, V/f 曲线设置的是否恰当, 直接关系到电机运行性能的好坏。为适用不同的负载, 本文设立了两类 V/f 曲线, 即线性和二次曲线型, 线性曲线适用于运输机械、行车、辊驱动等即使转速变化但负载转矩恒定的设备; 二次曲线适用于风机、水泵等负载转矩与转速平方成比例变化的设备。由于控制系统采用标么值进行计算, 因此, 两种类曲线都得到了简化, 线性 V/f 曲线来即是斜率为 1 的直线; 二次曲线型的 V/f 曲线, 通过设置折线的方法来替代。

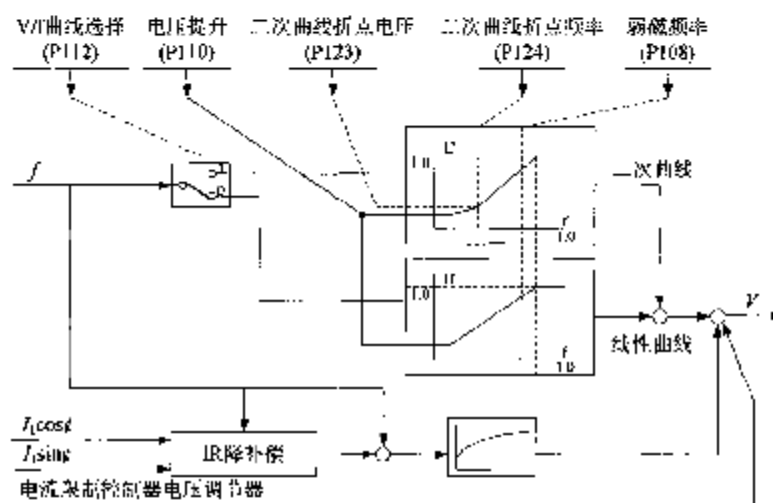


图 4.7 V/f 曲线功能简图

在实际控制中 E_g 无法直接控制, 保持 E_g/f_1 恒定只是一种理想的控制方法。一般就用定子电压 U_1 替代 E_g 形成 V/f 控制。频率高时, 定子上所加电压高, 定子电阻压降影响不大, 可以近似认为 $U_1 \approx E_g$; 在低频时, U_1 和 E_g 都较小, 定子电阻的影响达到不可忽略的地步。这时, 可以人为地抬高 U_1 , 以便近似地补偿定子压降 (IR 补偿), 增强带载能力。本文的补偿方法是检测电机定子电流, 对电流进行有功、无功分解, 用有功电流乘以定子电阻来补偿 IR 降^[19]。

4.1.2.6 转差补偿

异步电动机要产生电磁转矩, 必须有一定的转差 s , 转差率 s 与同步频率成反比, 同步频率越低则转差率 s 越大, 低速时将严重影响电机调速的精度。转差补偿的目的是要提高电机的机械特性的硬度。如图 4.8 所示, 当负载转矩为 T_L 时, 适当提高变频器的给定频率, 使同步转速由 n_0 上升到 n_{01} , 而系统的工作点则从 Q_1 上升到 Q_1' , 使系统的转速与原来的同步转速 n_0 基本相等。当同步频率为 f_0 时, 为了输出 T_0 的转矩, 则速度降落 Δf , 若要保证电机转速 f_0 , 就要将同步频率提高到 $f_0 + \Delta f$ 。

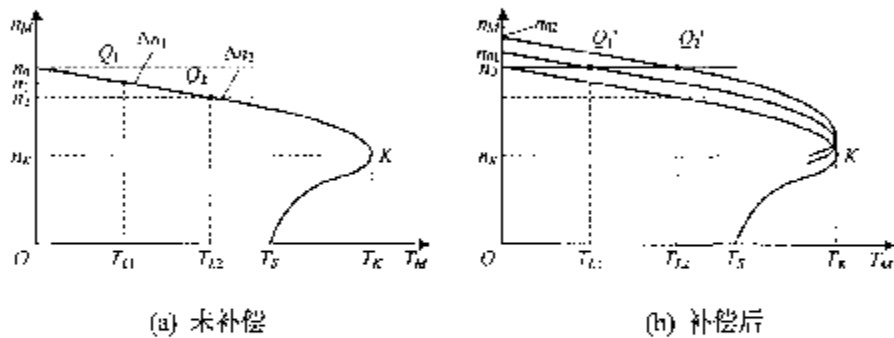


图 4.8 转差补偿原理

补偿量 Δf 由公式(4.1)求得的

$$\Delta f = k_s' I_1 \cos \varphi \quad (4.1)$$

其中 k_s' 为补偿系数, $I_1 \cos \varphi$ 为定子电流有功分量。将 Δf 与变频器频率信号之和作为给定频率 f^* , 当负载增加时, f^* 也自动增加, 合适的补偿下, 可以实现比较精确的转速控制, 提高机械特性的硬度^{[18][19]}。

4.1.2.7 空间电压矢量(SVPWM)调制

三相逆变器空间电压矢量共有 27 个基本矢量可供选择, 整个空间电压矢量图划分为 6 个扇区 24 个三角形区域(如图 4.9), 每一个区域中的矢量选择及作用时间计算公式均不一样。

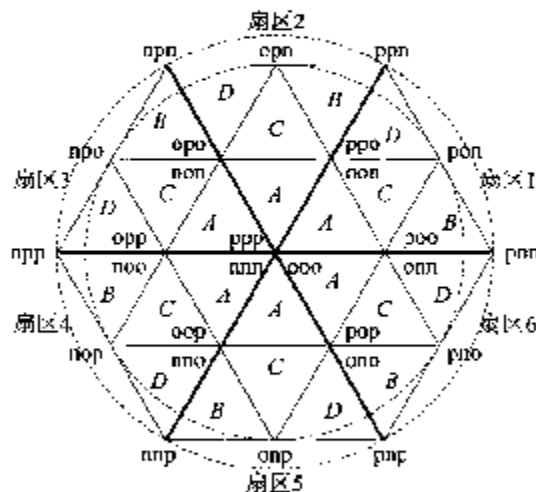


图 4.9 扇区和区域划分图

1) 作用时间计算^[3]

与两电平逆变器类似，三电平 NPC 逆变器的 SVM 算法也基于伏秒等效原理，即：给定矢量 $\vec{V}_{ref}$ 与采样周期 T_s 的乘积，等于所选定空间矢量与其所用时间乘积的和。在三电平 NPC 逆变器中，给定矢量 $\vec{V}_{ref}$ 由最近的一个空间矢量合成。例如，在图 4.10 中，当 $\vec{V}_{ref}$ 落入第 1 扇区的 A 区时，最近的三个空间矢量为 $\vec{V}_0$ 、 $\vec{V}_1$ 和 $\vec{V}_4$ ，则有

$$\begin{cases} \vec{V}_0 t_0 + \vec{V}_1 t_1 + \vec{V}_4 t_4 = \vec{V}_{ref} T_s \\ t_0 + t_1 + t_4 = T_s \end{cases} \quad (4.2)$$

公式中 t_0 、 t_1 和 t_4 分别为矢量 $\vec{V}_0$ 、 $\vec{V}_1$ 和 $\vec{V}_4$ 的作用时间。需要注意的是，除了最近的三个矢量外， $\vec{V}_{ref}$ 也可以用其他空间矢量来合成。不过，这样会使逆变器输出电压产生较高的谐波畸变。

图 4.10 中的电压矢量 $\vec{V}_0$ 、 $\vec{V}_1$ 、 $\vec{V}_4$ 和 $\vec{V}_{ref}$ 可表示为

$$\vec{V}_0 = 0, \quad \vec{V}_1 = \frac{1}{3} V_d, \quad \vec{V}_4 = \frac{1}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{3}}, \quad \vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\theta} \quad (4.3)$$

将公式(4.3)代入公式(4.2)，得到

$$\frac{1}{3} V_d t_1 + \frac{1}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{3}} t_4 = V_{ref} e^{j\theta} T_s \quad (4.4)$$

由公式(4.4)可得

$$\frac{1}{3} V_d t_1 + \frac{1}{3} V_d (\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3}) t_4 = V_{ref} (\cos \theta + j \sin \theta) T_s \quad (4.5)$$

将公式(4.5)分为实部和虚部，得

$$\begin{cases} \text{实部: } t_1 + \frac{1}{2} t_4 = 3 \frac{V_{ref}}{V_d} (\cos \theta) T_s \\ \text{虚部: } \frac{\sqrt{3}}{2} t_4 = 3 \frac{V_{ref}}{V_d} (\sin \theta) T_s \end{cases} \quad (4.6)$$

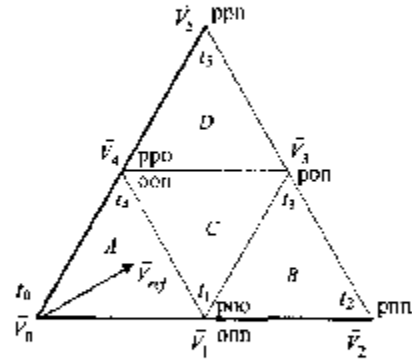


图 4.10 电压矢量及作用时间图

在 $t_0 + t_1 + t_4 = T_s$ 的条件下求解公式(4.6), 得到作用时间为:

$$\begin{cases} t_0 = \left[1 - \frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] T_s \\ t_1 = \frac{4}{\sqrt{3}} m T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_4 = \frac{4}{\sqrt{3}} m T_s \sin \theta \end{cases} \quad (4.7)$$

公式中, θ 的取值范围为 $0 \leq \theta \leq \pi/3$; m 为调制因数。

$$m = \frac{3 V_{ref}}{2 V_d} \quad (4.8)$$

给定矢量 $\vec{V}_{ref}$ 的最大长度对应于图 4.9 中六边形最大外接圆的半径, 正好是长矢量的长度, 即

$$V_{ref,max} = 2V_d/3$$

将 $V_{ref,max}$ 代入公式(4.8)得到最大调制因数为:

$$m_{max} = \frac{3 V_{ref,max}}{2 V_d} = 1 \quad (4.9)$$

则 m 的范围为:

$$0 \leq m \leq 1 \quad (10)$$

表 4.1 给出了在扇区 1 中 $\vec{V}_{ref}$ 作用时间的计算公式。

表 4.1 扇区 1 中 $\vec{V}_{ref}$ 作用时间的计算公式

区域		T_a		T_b		T_c
A	$\vec{V}_1$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$\vec{V}_4$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m T_s \sin \theta$	$\vec{V}_0$	$\left[1 - \frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] T_s$
B	$\vec{V}_1$	$\left[2 - \frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] T_s$	$\vec{V}_2$	$\left[\frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right] T_s$	$\vec{V}_3$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m T_s \sin \theta$
C	$\vec{V}_1$	$\left(1 - \frac{4}{\sqrt{3}} m \sin \theta \right) T_s$	$\vec{V}_4$	$\left[1 - \frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] T_s$	$\vec{V}_3$	$\left[\frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1 \right] T_s$
D	$\vec{V}_2$	$\left[2 - \frac{4}{\sqrt{3}} m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right] T_s$	$\vec{V}_3$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$\vec{V}_3$	$\left(\frac{4}{\sqrt{3}} m \sin \theta - 1 \right) T_s$

2) 开关顺序设计

本文设计的三电平大功率通用变频器，整流侧使用的是二重化整流电路，通过硬件电路实现对中点电位的平衡控制，因此，在空间矢量调制中不需要考虑中点平衡问题。在设计开关顺序时全部要求如下：

- a. 相邻开关状态的切换过程中，不允许 p 开关状态和 n 开关状态直接切换。
- b. 相邻扇区之间切换时，无需开关器件动作或只需最少的开关动作。

表 4.2 给出了第 1 扇区七段式开关切换顺序。当 $\vec{V}_{ref}$ 在图 4.9 六边形内切圆时，采用线性调制算法；当 $\vec{V}_{ref}$ 在图 4.9 六边形与其内切圆之间时，采用过调制时的线性调制算法；当 $\vec{V}_{ref}$ 在六边形与其外接圆之间时，采用过调制算法。采用线性调制算法时，在一个采样周期内，开关状态从短矢量起，沿三角形旋转一周，再逆向返回起点，需要扇区(或区域)切换时，以本矢量或相邻的短矢量为起点，沿新的三角形旋转即可；采用过调制算法时，开关状态沿六边形逆时针旋转。

表 4.2 第 1 扇区开关顺序

区域	1	2	3	4	5	6	7
线性调制开关顺序							
A	onn	oon	ooo	poo	ooo	oon	onn
B	onn	pnn	pon	poo	pon	pnn	onn
C	onn	oon	pon	poo	pon	oon	onn
D	oon	pon	ppn	ppo	ppn	pon	oon
过调制时的线性调制开关顺序							
B	onn	pnn	pon	poo	pon	pnn	onn
D	onn	pon	ppn	ppo	ppn	pon	oon
过调制开关顺序							
B	pnn	pon	ppn	pnn			
D	pon	ppn	ppn	pon			

4.2 三电平大功率通用变频器的硬件结构设计

本文设计的三电平大功率通用变频器应用 TMS320F28335 作为控制芯片。整个系统分为控制回路和主回路。控制回路由信号采集、主控制板和驱动板组成；主回路由二极管整流电路和三电平逆变电路组成。

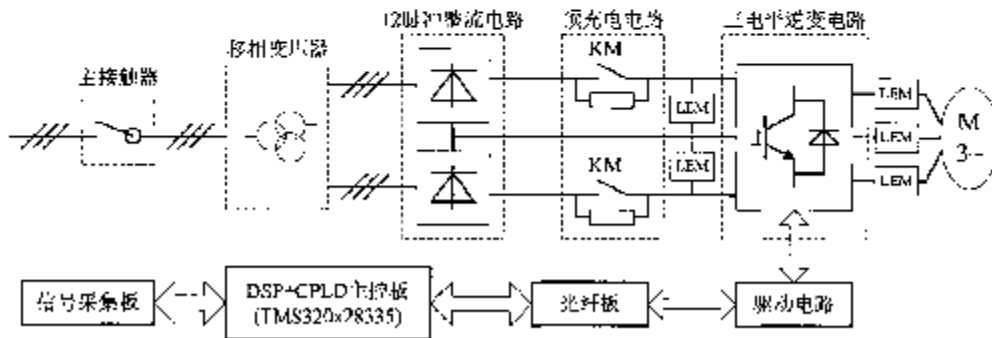


图 4.11 三电平大功率通用变频器系统结构框图

4.2.1 主控制器简介

TMS320F28335 属于 C2000 数字信号控制器系列，主要应用于控制领域，其内核增加了浮点处理单元，有效地提高了处理器的性能。TMS320F28335 相比以前的 DSP 处理器，除了增加浮点运算功能外，外设功能也作了很大的改进。原有的多种外设功能进行了升级，增加了 I²C 总线等多种外设功能，去掉了事件管理器模块，改为 ePWM、eCAP 和 cQEP 三个模块^{[42][43]}。

变频调速系统中主要应用 ePWM 外设功能。ePWM 模块由 6 个功能相同的子模块组成，它们既可以单独使用也可以通过同步信号连接配合使用。每个子模块由 Time-base (TB) module、Counter-compare (CC) module、Action-qualifier (AQ) module、Dead-band (DB) module、PWM-chopper (PC) module、Event-trigger (ET) module、Trip-zone (TZ) module 等七个功能单元组成，提供两路 PWM 输出 EPWMxA 和 EPWMxB(图 4.12)。

TB 单元是一个定时器为各功能单元提供时间基准，通过设置同步信号确定与其它 ePWM 子模块的逻辑关系。CC 单元设置比较值及其装载方式。AQ 单元设定不同的时间基准下 EPWMxA 和 EPWMxB 的输出状态，例如，计数器(TBCTR)计到零时，EPWMxA 和 EPWMxB 置位、清零或无动作，也可以用软件强制 EPWMxA 和 EPWMxB 的输出状态。图 4.13 为 DB 单元结构图，DB 单元有三路选择开关，[IN_MODE]决定进入边沿延时模块的信号，[POLSEL]决定边沿延时信号是否取反，

4.2.2 控制电路设计

1) 电源电路：根据需要选用了两块电源芯片为 TMS320F28335 及其辅助电路供电。TPS54310 可提供 3.3V 电压、3A 连续稳定电流，TPS62040 可提供 1.9V 电压、1.2A 稳定电流。主控制板由外部电源提供了 5V、 $\pm 15V$ 和 24V 电源，为了提高控制的抗干扰能力，板上数字地和模拟地通过电感隔离。

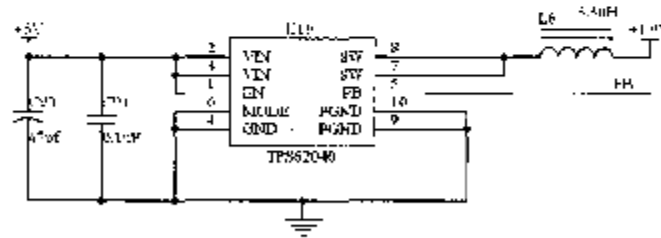


图 4.14 TPS62040 原理图

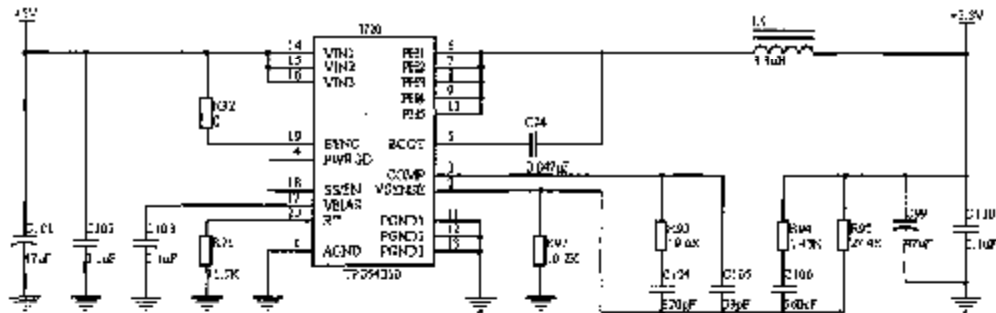


图 4.15 TPS54310 原理图

2) 看门狗电路：TPS3305 系列是为 TMS320F28335 等需要双电源的处理器而设计的电源电压监控芯片。上电复位发生器固定延迟时间为 200ms，无需外部电容。程序运行过程中，必须提供大于 5Hz 的信号，否则将触发 TPS3305 的复位信号。TPS3305 提供两种复位方式高复位和低复位。

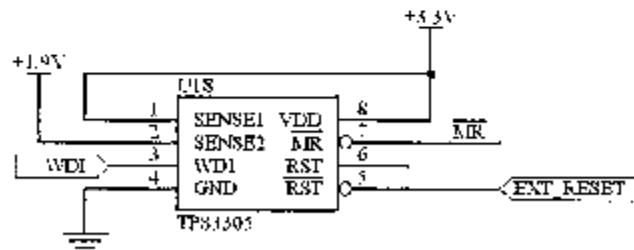


图 4.16 TPS3305 原理图

3) AD 采样电路: 系统模拟量的采集应用 TMS320F28335 的 AD 模数转换模块完成, 其需要输入信号为 0~3V 的模拟量。本文设计了调理电路将各传感采集的信号转换为相对应的 0~3V 的模拟量, 调理电路设计由两级运放组成。本文所使用的传感器输出均为电流信号, 如果为交流信号, 则通过采样电阻调整为 -1.5V~1.5V 信号, 经第一阶运放抬升 1.5V 后成为 0~3V 信号, 如果为直流信号, 则调整为 0~3V 信号, 不需要抬升; 第二级设计成跟随器, 运放采用 3.3V 单端运放 TLV2254, 保证送入 DSP 的信号在 0~3.3V 范围内, 保护芯片安全。

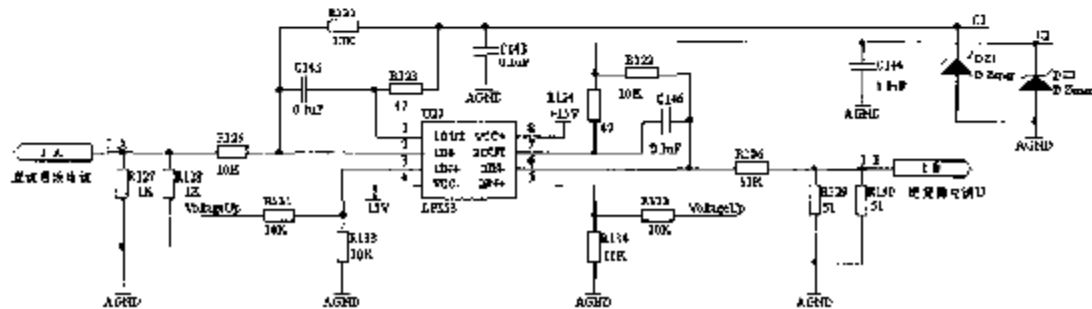


图 4.17 AD 采样第一阶运放原理图

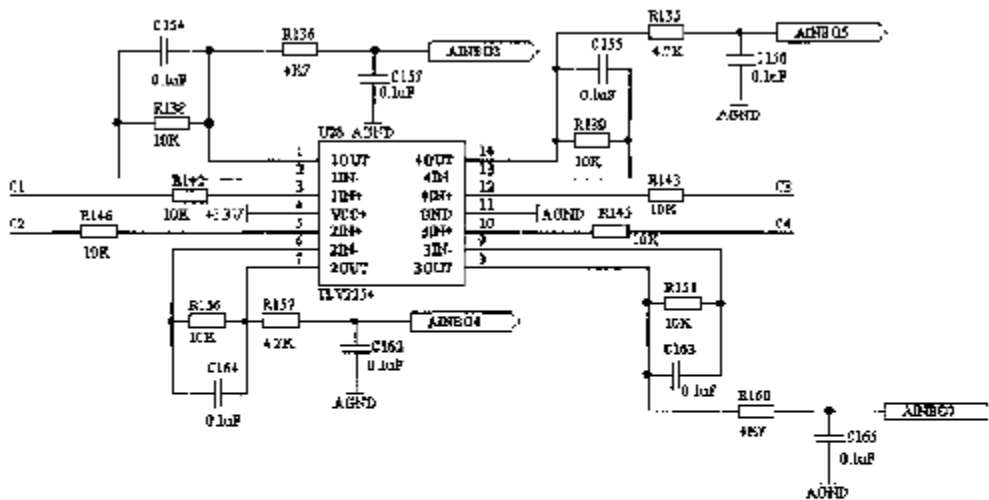


图 4.18 AD 采样第二阶运放原理图

4) 模拟量输出: 本文采用 DAC7724 作为模拟量输出。DAC7724 是 12 位数模转换芯片, 四路输出, 可以输出 0~10V 或 -10V~10V 模拟信号, 转换时间 10 μ s。

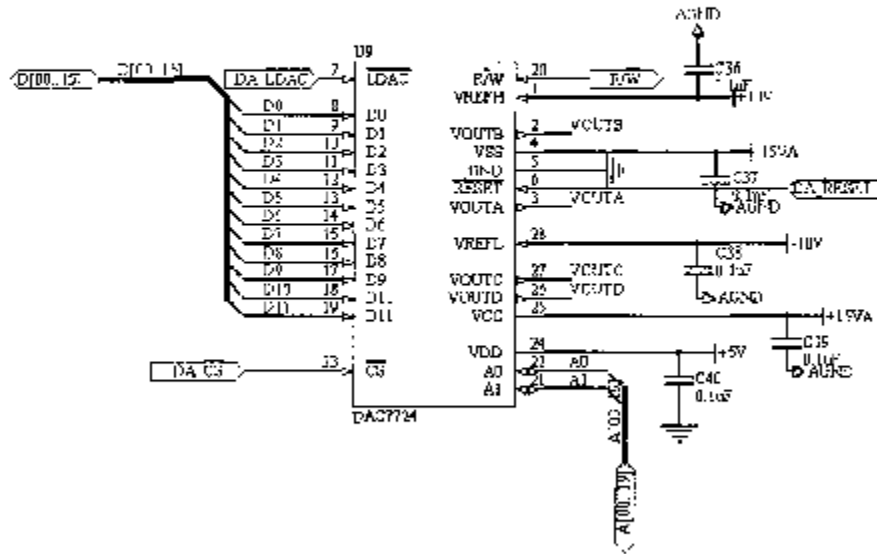


图 4.19 DAC7724 原理图

5) 数字量输入、输出: 系统的数字量输入、输出均经过了线性光耦隔离。DSP 侧采用+3.3V 供电, 端子侧的电压根据外部需要确定, 可以是 5V、15V 或 24V。

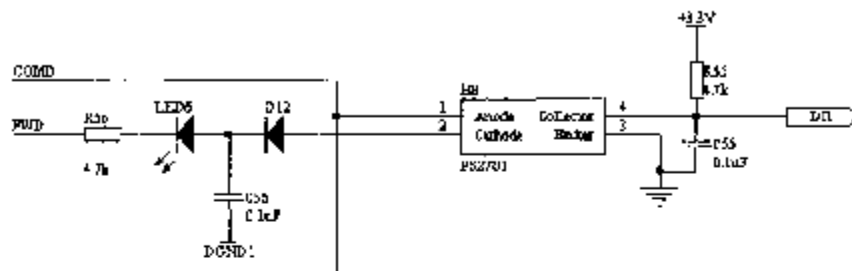


图 4.20 数字量输入原理图

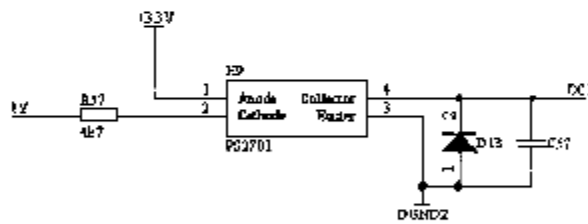


图 4.21 数字量输出原理图

4.2.3 驱动电路设计

本文选用了 ELPEC 的 2ED300C17-ST 驱动模块, 其中包含两路隔离的 IGBT 驱动, 可驱动 1700V 以下 IGBT 模块, 图 4.22 为 2ED300C17-ST 内部结构图^[44]。

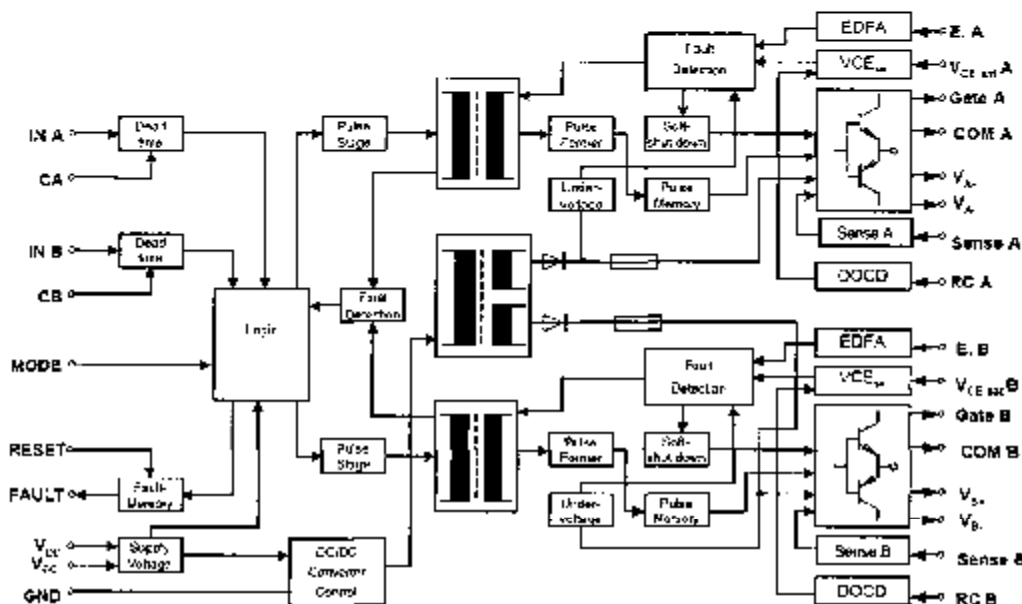


图 4.22 2ED300C17-ST 内部结构图

2ED300C17-ST 接受 PWM 控制信号, 通过高频隔离变压器, 经放大处理后, 作为 IGBT 控制信号, 信号传输时间小于 670ns; DC/DC 转换器采用变压器耦合隔离, 由单一的 15V 供电电源产生两路隔离的 $\pm 15V$ 电源, 用于驱动 IGBT。

2ED300C17-ST 有两种工作模式: 直接模式和半桥模式。直接模式时, 驱动模块的两路输出相互独立; 半桥模式时, 两路驱动互锁不能同时为高, 最小互锁延时 1.6 μs , 调整 CA、CB 之间电容可增加延时时间。

2ED300C17-ST 通过检测饱和压降实现短路保护, 并具有软关断功能。当发生故障时, 驱动电路立即关断, 故障信号存储, 直到复位信号输入。图 4.23 为典型应用电路。

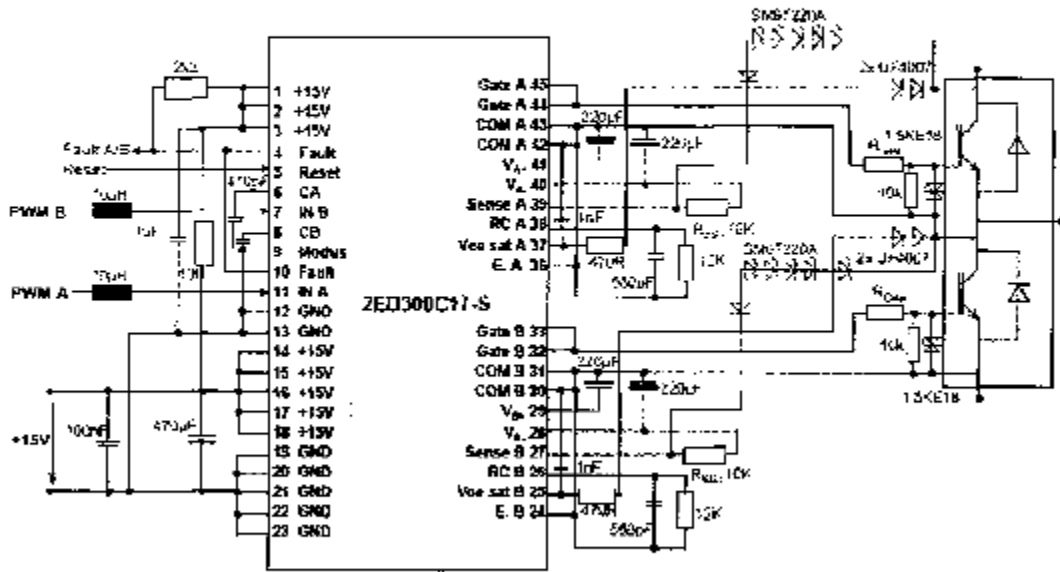


图 4.23 2ED300C17-ST 典型电路图

4.2.4 主回路设计

本文设计的三电平大功率通用变频器电压 690V/600kW，包括如下部分：

1) 移相变压器

移相变压器是多脉波二极管整流器不可缺少的组成部分，它可以实现一次侧与二次侧线电压的相位偏移以消除谐波、整流器与电网的电气隔离以及变换得到需要的二次侧电压。本文使用的移相变压器一次侧为 380V/136.7A，二次侧为 2×350V/2×74.2A。

2) 整流二极管^[20]

二极管承受的最大反向电压为线电压的峰值，为

$$U = \sqrt{2} \cdot 350 = 495(V)$$

输出电压平均值

$$U_d = 2 \cdot 495 = 990(V)$$

输出电流平均值

$$I_d = 600000 / U_d = 606(A)$$

正向平均电流值为

$$I_{F(AV)} = \frac{I_d}{1.57 \cdot \sqrt{3}} = 223(A)$$

电流、电压取两倍余量，本文选用的为 MDC350-16-0811105(350A/1600V)，为增大电流容量采用二极管并联。

3) 直流母线电容组

采用耐压 400V，容量为 8200 μ F 的电解电容，4 个串联为一组，3 组并联。使用高压电阻(5K Ω ×50)进行均压。直流母线上总电容 6150 μ F，均压电阻总阻值 20 k Ω 。

4) 传感器

电流传感器采用 KT1000A 型磁平衡式电流传感器，可测直流、交流，脉动电流频率范围 0~100kHz，输出电流(额定值 200mA)正比于被测电流，采用+15V 供电。电压传感器采用 KV50A/P 型磁平衡式电压传感器，在测量电压时，被测电压通过电阻 R 与传感器连接，输出电流(额定值 50mA)与被测电压成正比。

5) 吸收电路

本文采用的吸收电路如图 4.24 所示， C_1 和 C_2 为无感吸收电容分别为 1200V 和 2000V； C_3 和 C_4 为 STB 系列高频、高脉冲电容器，容量 0.047 μ F； R_1 和 R_2 为 39k Ω ，5W 电阻。

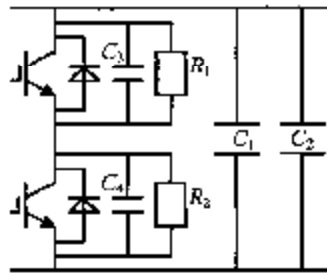


图 4.24 吸收电路

6) 开关器件选型

IGBT 所承受的最大反相电压为直流母线的一半即，

$$U = \sqrt{2} \cdot 350 = 495(V)$$

IGBT 输出电流为相电流，考虑系统容量 690V/600kW，满载时相电流

$$I = \frac{600000}{690 \cdot \sqrt{3}} = 502(A)$$

电流、电压取两倍余量，参考 IGBT 的规格，本文选用了 EUPEC 的 FF1200R12KE3 型(耐压 1200V，电流 1200A)IGBT。

4.3 小结

本章介绍了所设计的三电平通用变频器的软硬件结构。软件结构采用模块化设计，并设置连接子进行连接。本文设置了多种功能模块，并对其原理及功能进行了详细讨论。硬件结构介绍了所使用的主控芯片、部分控制电路原理以及驱动电路，并给出了主回路器件的参数选择方法。

5 实验结果及分析

实验用三电平平台参数:

额定输出电压: 690V

额定输出电流: 500A

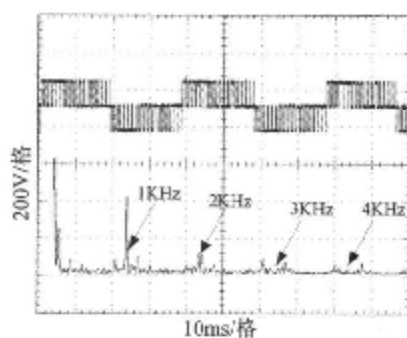
额定输出功率: 600kW

所带负载电机参数:

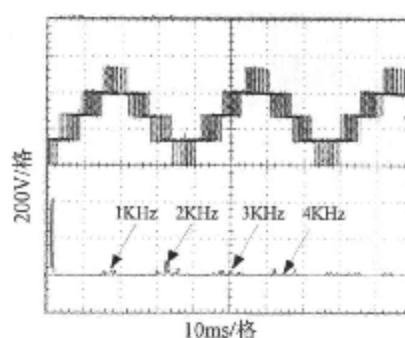
额定输出电压: 660V

额定输出电流: 114.8A

额定输出功率: 110kW

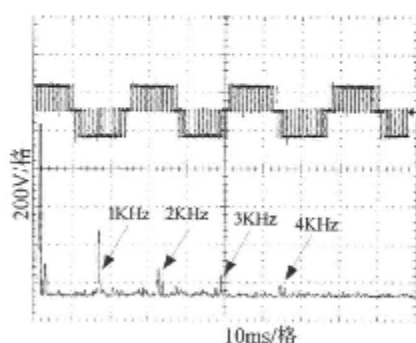


(a) 输出频率为 30Hz 时相电压波形及频谱

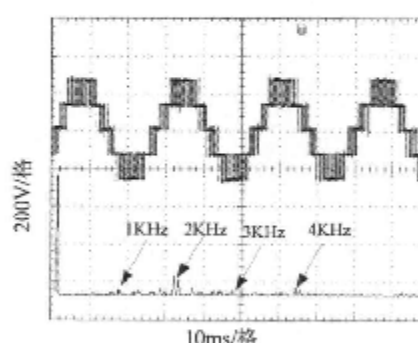


(b) 输出频率为 30Hz 时线电压波形及频谱

图 5.1 输出为 30Hz 时电压波形及频谱



(a) 输出频率为 40Hz 时相电压波形及频谱



(b) 输出频率为 40Hz 时线电压波形及频谱

图 5.2 输出为 40Hz 时电压波形及频谱

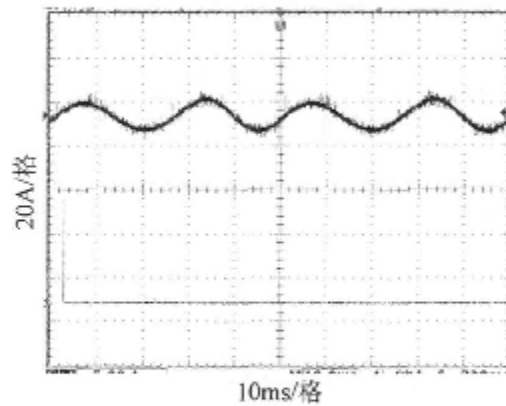
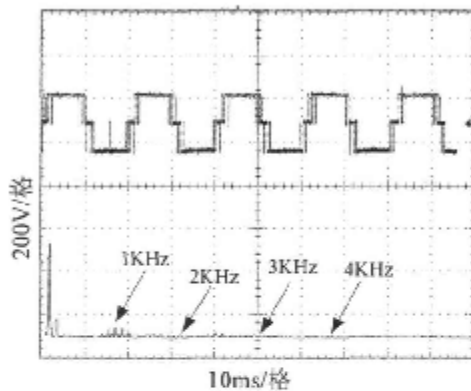


图 5.3 输出频率为 40Hz 时电流波形及频谱

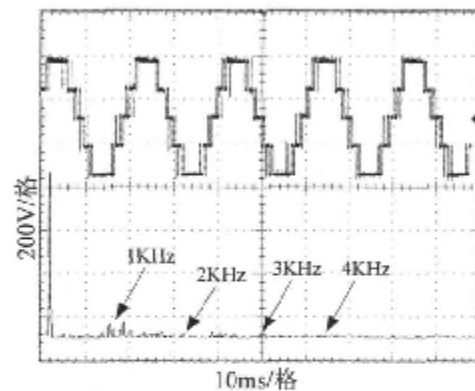
图 5.1~图 5.3 为三电平通用变频器运行时实际输出的波形, 载波频率为 1kHz。变频器输出相电压为三电平, 谐波主要是载波倍数的谐波及其边带谐波;

输出线电压为五电平, 由于三相对称性, 载波及 3 倍数载波的谐波相互抵消, 故在线电压波形中的总谐波含量大大减小; 输出电流波形平稳, 谐波含量小, 接近于正弦波。

图 5.4(a)、5.4(b)分别为 50Hz 过调制时相电压波形及频谱、线电压波形及频谱。



(a) 输出频率为 50Hz 时相电压波形及频谱



(b) 输出频率为 50Hz 时线电压波形及频谱

图 5.4 输出为 50Hz 时电压波形及频谱

6 结论与展望

6.1 结论

中压大功率变频调速系统已广泛应用于工业领域。针对高性能调速系统,深入研究了三电平变频器异步电动机调速系统及直接转矩控制策略,对系统存在的矢量选择及中点平衡问题,给出了基于单一矢量的矢量选择方案。围绕三电平变频器技术的实用化,研制了三电平通用变频器。本论文的主要研究工作和结论如下:

- 1、分析了二极管箝位式三电平电路的结构特点,建立了三电平异步电动机负载的数学模型。
- 2、针对高性能调速系统,给出了单一矢量选择方案,实现了三电平异步电动机直接转矩控制。仿真结果表明,该方案电压利用率高,避免了输出电压过高的幅值跳变,控制住了中点电位偏移。
- 3、完成了 690V/600kW 三电平通用变频器设计。详细介绍了模块化软件设计思想以及主要的功能模块,并给出了部分控制电路、驱动电路原理和主回路的设计参数。
- 4、实验运行结果表明,系统运行稳定,达到了设计要求。

6.2 展望

由于作者水平有限以及时间仓促,还有许多工作未作系统有待进一步完善和改进:

- 1、基于单一矢量的直接转矩控制仅进行了仿真验证,虽然完成了软件编程,但没有进行试验验证,下一步完成试验验证,以期实现直接转矩控制的变频器。
- 2、由于条件限制,三电平通用变频器功能尚不完善,没有远程通讯手段等功能。增加并进一步完善三电平通用变频器以期达到产品化。

参考文献

- [1]. 李永东,肖曦,高跃. 大容量多电平变换器: 原理·控制·应用. 北京: 科学出版社, 2005
- [2]. 谭卓辉. 基于虚拟合成矢量的异步机三电平直接转矩控制研究: [博士学位论文].北京: 清华大学电机工程与应用电子技术系, 2002
- [3]. Bin wu 著,王三民,苏位峰,宇文博译. 大功率变频器及交流传动. 北京: 机械工业出版社, 2007
- [4]. 李华德. 交流调速控制系统. 北京: 电子工业出版社, 2003
- [5]. 李凤. 异步电动机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1994
- [6]. 陈伯时,陈敏逊. 交流调速系统(第2版). 北京: 机械工业出版社, 2005
- [7]. 胡虎. 新型直接转矩控制策略及无速度传感器运行的研究: [博士学位论文].北京: 清华大学电机工程与应用电子技术系, 2003
- [8]. T.G.Habetler. Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation. IEEE Trans. on Industry Applications 1992, 28(5): 1045~1053
- [9]. Domenico Casadei. Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation. IEEE Trans. On Power Electronics. 2000, 15(4): 769~777
- [10]. Alain Sapin, Peter K.Steimer,Jean-Jacques Simond. Modeling, Simulation, and Test of a Three-Level Voltage-Source Inverter With Output LC Filter and Direct Torque Control. IEEE Transactions on Industry Applications.2007,43(2): 469~475
- [11]. Manuela Bertoluzzo, Giuseppe Buja, Roberto Menis. Direct Torque Control of an Induction Motor Using a Single Current Sensor. IEEE Transactions on Industrial Electronics.2006,53(3): 778~783
- [12]. Arbi Gharakhani, Ahmad Radan. Analytical Study of Affecting Characteristic of Voltage Vectors of a Three-level NPC Inverter on Torque and Flux of DTC controlled Drives. IEEE, 2007: 754~759
- [13]. M.Depenbrock. Direct Self Control for High Dynamics Performance of Inverter Feed AC Machines. In Conf. Rec. ETZArch 1985: 211~218
- [14]. M. Depenbrock, Direct Self-Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine. IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, 3(5): 420~429
- [15]. Nobuyoshi Mutoh,Akiteru Ued. Tripless Control Method for General-Purpose Inverters.

IEEE Transactions on Industry Applications.1992,28(5): 1031~1037

[16]. Maurizio Cirrincione,Marcello Pucci,Gianpaolo Vitale, Giansalvo Cirrincione. A New Direct Torque Control Strategy for the Minimization of Common-Mode Emissions. IEEE Transactions on Industry Applications.2006,42(2): 504~514

[17]. 韩安荣. 通用变频器及其应用(第2版). 北京: 机械工业出版社, 2006

[18]. 余时强. 单元串联中压大功率变频器的研究: [硕士学位论文].西安: 西安交通大学电气工程, 2002

[19]. 李华. 基于双 DSP 控制的单元串联多电平中压变频器的研制: [硕士学位论文].西安: 西安交通大学电气工程, 2003

[20]. 王兆安,黄俊. 电力电子技术(第4版). 北京: 机械工业出版社, 2000

[21]. Xiyu Chen, Mehرداد Kazemian. A New Direct Torque Control Strategy for Induction Machine Based on Indirect Matrix Converter. IEEE ISIE 2006, July 9-12: 2479-2484

[22]. K.E.B.Quindere, E.Ruppert F,Milton E.de Oliveira F. A Three-Level Inverter Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE ISIE 2006, July 9-12: 2361~2366

[23]. Y.V.Siva Reddy,T.Brahmananda,Reddy,M,Vijaya Kumar. A New Space Vector Pulsewidth Modulation for Reduction of Common Mode Voltage in Direct Torque Controlled Induction Motor Drive. IEEE, 2006

[24]. Y. Liu, Z.Q. Zhu, D. Howe. Commutation Torque Ripple Minimization in Direct Torque Controlled PM Brushless DC Drives. IEEE, 2006: 1642--1648

[25]. Y.V.Siva Reddy,M.Vijaya Kumar,T.Brahmananda Reddy, J.Amarnath. Direct Torque Control of Induction Motor based on State Feedback and Variable Structure Fuzzy Controllers. IEEE, 2006

[26]. F. Zidani, D. Diallo, M. F. H. Benhouzid, R. Na'it-Sa'ïd. Direct Torque Control of Induction Motor With Fuzzy Stator Resistance Adaptation. IEEE Transactions on energy conversion. 2006,21(2): 619~621

[27]. Zakdy Sorchini, Philip T. Krein . Formal Derivation of Direct Torque Control for Induction Machines. IEEE Transactions on power electronics.2006,21(5),1428~1436

[28]. Carlos Ortega, Antoni Arias, Xavier del Toro, Emiliano Aldabas, Josep Balcells. IEEE, 2007: 1353~1358

[29]. Lai Y. S., Sayu F. S. New topology for hybrid multilevel inverter. APEC02. 2002: 211~216

[30]. Rech. C, Groundling, H. Aatel. A generalized design methodology for hybrid multilevel inverters. IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. 2002:

834~839

- [31]. Keith Corzine, Yakov Familiant. A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive. IEEE Trans on power Electronics. 2002, 17(1): 125~131
- [32]. Reeh C, Pinheiro H, Grunding H A. Analysis and comparison of hybrid multilevel voltage source inverters[A]. IEEE Proceeding of PESC [C]. 2002: 491~496
- [33]. Keith Corzine, Yakov Familiant. A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive. IEEE Trans on power Electronics. 2002, 17(1): 125~131
- [34]. 马小亮. 大功率风机、泵节能调速发展方向探讨. 电气传动, 1999, 29(1): 3~6
- [35]. 周浩. 三电平变频器技术的实用化研究: [硕士学位论文]. 北京: 北方工业大学电力电子与电力传动, 2008
- [36]. 王孟, 黎亚元等. DTC 和 SFOC 相结合的交流调速方法的研究. 电机技术, 2006, 2: 26~29
- [37]. 李默, 孟庆春, 秦伟. 改进异步电机直接转矩控制系统的仿真研究. 自动化技术与应用, 2006, 25(12): 40~42
- [38]. 魏欣, 陈大跃, 赵春宇. 基于改进离散空间矢量调制的直接转矩控制系统. 电机与控制应用, 2006, 33(8): 16~21
- [39]. 张朝阳, 王远波. 三电平逆变器感应电机直接转矩控制策略. 电机技术, 2005, 4: 37~39, 43
- [40]. 祝龙记, 张磊, 过希文. 大功率同步电机直接转矩控制系统. 电力电子技术, 2006, 40(6): 22~24
- [41]. 田建文, 邓志杰. 异步电动机直接转矩控制分析与展望. 电气传动自动化, 2006, 28(1): 22~24, 28
- [42]. Texas Instruments. TMS320x2833x System Control and Interrupts Reference Guide. 2007
- [43]. Texas Instruments. TMS320x28xx, 28xxx Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module (Rev. C). 2007
- [44]. Fupac. 2ED300C17-S 2ED300C17-ST Dual IGBT Driver for Medium and High Power IGBTs Datasheet and Application Note. 2003

攻读硕士学位期间发表的论文

- 1、周京华,袁奎星,李正熙. 三电平大功率通用变频器的研制. 仪器仪表学报(增刊), 2008, 29(8): 535~538

致 谢

本文的硬件实验平台的搭建以及现场的调试都是导师李正熙教授的精心指导和亲切关怀下完成的。李老师学识渊博，实践经验丰富，治学态度严谨，平易近人，使我深受启迪和教益，感谢李老师为我提供了一个良好的学习平台及生活上对我无微不至的关怀。在此谨向导师致以衷心的感谢和诚挚的敬意。

本文是在周京华副教授的悉心指导下完成的，周老师深厚的专业知识、严谨的治学态度将使我终生受益。周老师心胸开阔、待人以诚的生活态度，使我深深受益。感谢周老师在我整个研究生期间对我无微不至的关怀。在此向周老师表示最诚挚的谢意！我会永远怀念和周老师在一起的那种兄弟般的感情。

感谢樊生文老师，在整个实验平台的搭建和现场的调试中樊老师给予了我很多指导和帮助，樊老师的实践经验使我很受裨益。

感谢师兄周浩对我学习和生活上的帮助，师兄认真的学习精神使我受益良多。

感谢诸位实验室老师杨立永副教授、陈亚爱副教授、赵仁涛博士和王占扩在我研究生学习阶段给予的指导和帮助。

三电平通用变频器是和刘坤、章小卫、姚兰亚共同完成的，与他们的相互讨论，使我深受启发。感谢李西光、陈涛在仿真时给我的帮助。

最后，对关爱和支持我的家人表示深深谢意。