

高压大容量 H 桥串联型变频器的研究

专 业： 机械工程

硕士生： 孙洪斌

指导老师： 陈宜通副教授

摘 要

我国是能源生产和消费的大国，但是长期以来一直都存在着严重的能源浪费的问题。据统计，我国风机、水泵年耗电量占全国发电量的约 40%。理论分析和实际应用都表明，如果采用调速技术，至少可节约 20%以上的电能，有些情况下甚至可节电 70%。本文以太钢某厂额定功率 2240KW，额定电压 6300V 注水泵电机变频调速科研工程为背景，从理论分析、计算机仿真和装置实验几方面入手，对高电压大容量串联 H 桥多电平变频器的理论和工程应用技术进行较深入研究。

串联 H 桥多电平变频器的主回路从结构上可分为三相电容滤波不可控整流电路和单相电压型全桥逆变电路。对于整流电路，由于采用变压器移相多重化整流，在理论上可以实现曲折变压器一次绕组中低于 $6M \pm 1$ 次谐波电流相互抵消（M 为串联单元个数）；对于逆变电路，由于采用移相 PWM 控制方式，等效开关频率提高 M 倍，因此输出电压接近正弦波，谐波含量较小。

串联 H 桥多电平变频器具有输出电压高、功率大，输入侧和输出侧谐波含量小，输入功率因数高等特点。另外，采用模块化设计，易于提高电压、处理故障，维护也比较简单。还有，变频器对电机无特殊要求，适于普通电机，有利于旧系统改造。

本文综述了高电压大容量变频器技术的发展现状，给出了串联 H 桥多电平变频器的主回路的拓扑结构和工作原理。重点分析了变压器曲折接法和移相多重化整流对网侧谐波的影响及移相 PWM 控制方式对减少输出侧谐波的作用，并给出理论计算结果和计算机仿真波形。本文最后给出了系统的工程设计参数和实验波形。从实验结果来看，实际结果与理论分析是一致的。目前该装置已在太钢试运行。

关键词：高电压大容量，串联H桥，变频器，PWM，谐波

论文类型：应用研究

Abstract

The energy source production and consumption are huge in China, but the situation of wasting energy source is a serious issue for a long time. According to the statistical data, in China only the power consumption of fans and pumps take the 40% of annual electric power production. It has been proved by theory and practice that variable speed motor drive can at least save electric power more than 20%, even to 70% in some situations. The background of this dissertation is based on a project of researching and developing a high voltage series H-bridge multilevel converter, which drives an induction motor of 6300V, 2240kW for driving a water flooding pump in Taigang. The research work on high voltage high power series H-bridge multilevel converter has been carried out by theory analysis, computer simulation and experiments.

The series H-bridge multilevel converter's power circuit is composed of uncontrolled rectifier with filtering capacitor and single phase H-bridge voltage-type inverter. As a result of employing multilevel phase-shifted method with zig zag connection in transformer secondary, in the primary the current harmonics their orders are lower than $6M \pm 1$ are eliminated (M is the number of power cell each phase). In the inverter side because of using pulse shifting PWM control, the equivalent switch frequency of output is M times as high as one H-bridge, so the output voltage waveform of the inverter is near sine with less harmonics.

The series H-bridge multilevel converter has the advantages of high output voltage, high power, lower harmonic content in line and motor sides and high input power factor. In addition, because of blocking design, it is easier to raise output voltage, trouble shooting and maintains. Moreover, the converter has no special

demands on the motor, so it is good for revamping old systems.

This dissertation overviews the current development situation of high voltage high power converter, and introduces the topology structure and working principle. In the paper it makes focal points of the zig-zag transformer's influences on the harmonics of line side and pulse shifting control influence on the harmonic of motor side. The theoretical computation and computer simulation waveforms are presented. Finally the engineering design parameters of the system and the experimental waveforms are given. From experimental results we can see that the real test results are consistent with the theoretical analysis. The equipment of series H-bridge converter has been test running now in Taigang.

Key words: high voltage high power, series H-bridge, converter, PWM, harmonics

Paper type: application research

声 明

本人郑重声明我所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知,除了文中特别加以标注和致谢的地方外,论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果,也不包含本人或其他人在其它单位已申请学位或为其它用途使用过的成果。与我一同工作的同志对本研究所做的所有贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了致谢。

申请学位论文与资料若有不实之处,本人承担一切相关责任。

论文作者签名: 孙洪斌

日期: 2004.6.16

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安建筑科技大学有关保留、使用学位论文的规定,即:学校有权保留送交论文的复印件,允许论文被查阅和借阅;学校可以公布论文的全部或部分内容,可以采用影印、缩印或者其它复制手段保存论文。

(保密的论文在论文解密后应遵守此规定)

论文作者签名: 孙洪斌

导师签名: 陈道通

日期: 2004.6.16

注: 请将此页附在论文首页。

1、绪 论

在近二十年来,随着电力电子技术、微电子技术及控制理论的发展,交流变频调速技术已广泛用于交流电动机速度控制中。采用变频技术可实现无级调速,满足生产工艺过程对电机调速控制的要求,以提高产品的产量和质量,又可大幅度节约电能,降低生产成本。使用变频调速器的优越性已逐渐为国内大多数企业所重视。

高电压大容量交流电机调速系统的应用领域十分广泛,如轧钢机、矿井提升机、水泥球磨机主传动;大型的风机、水泵、压缩机等流体机械传动;牵引动力系统(内燃机车、电力机车、高速列车、地铁等)以及船舶推进器等。

大容量一般是指功率等级在一兆瓦到几十兆瓦左右,比如轧钢领域中的低速可逆轧机和热连轧机。而高电压一般是指 3kV、6kV、10kV,如从德国 SIEMENS 公司引进的 3kV、3000kW 异步电动机中压变频(MV)调速系统(应用于转炉鼓风机),我国自行研制的 6kV、800kW 同步电动机变频调速系统(应用于矿井通风机)等。目前国内所广泛应用的各类变频器其电压等级多为 380~660V,属低压变频器,而对于为数不少的高压电机传动设备,只有个别单位采用了高压变频器传动,收到很好的节电效果,节电率达 40%~50%。变频调速装置的投资可在 1~2 年内从节电费用中收回。在工业发达国家高压变频器技术已经相对成熟,应用比较广泛。随着电力电子器件的发展和控制技术的不断进步,高电压大容量交流调速系统的性能将不断提高,并且日趋完善,其应用领域也将进一步扩大。同时,要尽早实现高压大容量交流电机变频调速系统的国产化,使其广泛应用于我国的大型传动系统中,大幅度提高其运行效率,以达到提高性能、节电节能的目的,促进国民经济的发展。

1.1 电力电子器件的发展现状^[10,14,15]

老式的调速系统一般采用电动机-发电机机组或水银整流器等,随着 50 年代第一个晶闸管成为商品,标志着固态电力电子技术的开始。这是一种电网电压控制和变换的经济简便的方法,目前,相控晶闸管已广泛应用于直流调速,交流调速中的交交变频系统、无换向器电机调速系统以及电流源型变频系统等。但是,相控晶闸管在交流电网产生的大量的谐波和较低的功率因数,以及不可自关断的缺点,使其应用正在逐步减少。

1982 年,日立公司首先研制出集成化 2500V、1000A 门极可关断晶闸管,即

GTO。由于它的关断特性可以说是电力电子技术的一次突破。随后，GTO 向着高电压、大电流方向发展，每 2~3 年上一个新台阶，发展十分迅速。目前已研制出 6000V、6000A 和 9000V、10000A 的巨型 GTO 器件，其应用十分广泛。是目前的高电压大容量变频器中主要采用的功率器件。它的主要缺点是关断增益低，这就需要一个十分复杂而且功率消耗很大的驱动电路；开通 di/dt 和关断 dv/dt 承受能力低，需要一个十分庞大的吸收电路；工作频率低。可以说 GTO 的缺陷已经大大限制了它的应用。

IGBT 是一种新型电力半导体元件。它具有快速响应、高输入阻抗、高电流密度、开关频率高、控制简单的特性，所以发展十分迅速。IGBT 产品已经模块化，每个 IGBT 反并联一个续流二极管，然后以一单元，二单元，六单元形式封装在模块外壳内。随后出现了 IPM，即智能功率模块，将 IGBT 及其驱动电路和电流、电压、温度检测等全部集中在一个模块里就构成了 IPM 单元。目前，单个 IGBT 器件的应用水平为 4500V，3000A。

比较 GTO 和 IGBT，我们可以看到：

IGBT 的驱动电路简单。IGBT 是压控器件，在控制极上施加+15V 左右正向控制电压就能导通；施加-5V 至-10V 的反向控制电压时，在所有运行条件下都能将 IGBT 关断。门极控制功率不到 GTO 的千分之一。

IGBT 吸收电路简单。IGBT 具有精细的内部结构，若采取有效措施来减少引线电感，以求尽量降低或消除 IGBT 器件关断时的浪涌电压，可以不需要吸收电路或简化吸收电路。

GTO 的通态压降高，必须采用高效冷却，还需考虑绝缘问题。造成装置体积增大。IGBT 开关损耗小，易于冷却，而且采用内部绝缘结构，因此散热器无需绝缘。

IGBT 比 GTO 的开关频率高，大大降低了噪声污染。尤其是 IPM 的出现，使得 IGBT 的应用更加广泛。

目前，IGBT 主要应用于低压变频器，在高压大容量变频器中应用还很少，当然，人们正在开发更大电流和更高耐压的 IGBT 应用到高电压大容量变频器中。另外，出现了一种新型器件 GCT，GCT 主要是在 GTO 结构的基础上进行优化发展而来的，具有如下特点：通态压降低；可以忽略的开关损耗；运行平稳，线性度好，方便准确建模；响应迅速准确，开关延时小（2~3 μ s）。

对于高压大电流来说，GCT 是先进的开关器件，其良好的关断特性可以省去吸收电路，其高频开关性能可对任何复杂瞬态进行控制。接着出现的 IGCT（Integrated gate-commuted thyristor）^[10]，门极集成化的 GCT，它引入门极驱动的新概念，将门极驱动和保护电路集成到电力电子器件中。IGCT 除具有 GCT 的特

点外, 还可直接采用光纤触发, 并具有高的抗电磁干扰特性和优化串联运行。目前, 130MVA 的 IGCT 变频器已应用于德国铁路上, 本溪钢铁公司也将 IGCT 用于热连轧主传动控制。目前 6000V, 4500A 的 IGCT 已研制成功。

可以预见, IGCT 和高耐压的 IGBT 将成为高压大容量变频器上广泛采用的主要的电力电子器件。

1.2 大容量交流电机变频调速技术发展现状

1.2.1 主回路结构

高电压大容量交流调速系统所采用的主回路结构按能量传递方式分主要有交交变频和交直交变频两种。

1.2.1.1 交交变频调速系统^[12,14,21]

交交变频调速系统, 由三组反并联晶闸管可逆桥式变流器组成, 它沿袭着晶闸管变流器电网自然换流原理, 具有过载能力强、效率高、输出波形好、低速特性好等优点。交交变频器分为有环流和无环流方式, 既可驱动同步电机也可驱动异步电机。

70 年代起, 国际上各大电气公司对此项技术十分重视。1981 年西门子公司研制成功第一台 4000kW 初轧机交交变频同步电机传动系统, 使大容量交流调速系统登上高性能调速的台阶。随之, 其应用迅速扩大, 迄今为止, 世界上已有近 500 套轧机、矿井提升机、水泥球磨机等低速大转矩机械主传动采用了交交变频调速系统驱动。

但交交变频调速系统存在着输出频率低 ($<20\text{Hz}$)、电网功率因数低、旁频谐波影响大等缺点。针对这些缺点, 世界各国学者在主回路接线, 多重化技术, 控制方法上不断改进。使交交变频调速系统输出频率有所提高, 对电网影响有所改善。

我国在这方面的研究一直紧跟国际发展趋势, 于 80 年代初研制成功实验样机, 于 93 年完成 2500kW 同步电机交交变频调速系统, 安装在某钢厂轧机主传动上。目前, 该系统已实现了全数字控制和国产化, 并正在推广到轧钢机、矿井提升机、水泥球磨机等主传动系统中, 如在攀枝花钢铁公司热连轧主传动上, 由国内总负责的八套同步电机交交变频调速电机控制系统已经投入运行。

交交变频调速系统由于其固有的缺点如主回路功率器件太多, 控制过于复杂, 输出频率低, 电网侧谐波大等, 使其应用受到限制。

1.2.1.2 交直交变频调速系统^[2,3,4,9,10,11,31]

交直交变频调速系统按中间储能元件不同可分为电压型和电流型两种, 采用晶闸管的电压型交直交变频调速系统由于需要复杂的强迫换向电路目前已很少采

用。电流型交直交变频调速系统有串联二极管式电流型异步电机交直交变频调速系统，强迫换向式电流型异步电机交直交变频调速系统，电流型交直交同步电机调速系统等。

采用晶闸管的交直交变频调速系统具有结构简单，输出频率高等优点，但也存在着方波输出，低频转矩脉动大，过载能力低（一般小于 150%）等缺点。主要用于过载能力不大，速度高的不可逆轧机主传动，如高速线材轧机主传动，和风机水泵类对速度的动态特性要求不高的负载等。

在高电压大容量交流电机调速系统中，电机的供电电压为 3KV、6KV 或 10KV，而普通变频器没有这么高的电压。解决的方案有两种：一种是采用升、降压变压器的称之为“高-低-高”式变频器，亦称间接高压变频器；另一种采用高电压大容量电力电子器件串联结构，无输入、输出变压器的直接高压变频器，称之为“高-高”式变频器，亦称直接高压变频器。

间接高压变频器

间接高压变频系统包括输入、输出变压器，旁路开关，低压变频器等，所拖动的为高压电动机。往往采用交直交电流型变频调速系统，这种间接高压变频技术难度不大，单元成本也不高，但由于增加了输入、输出变压器等，使整个系统结构复杂，占地面积大，损耗增加，效率降低，故障点增多。一般来说，电机容量在 1500kW 以下的高压电动机，采用这种方式经济、实用，较为合理。

直接高压变频器

随着功率半导体器件的高压大容量化发展，使大、中功率容量的变频器直接高压化成为可能。这种方式省去输入、输出变压器等，减少了损耗，提高了设备效率，是高压变频器的发展方向。它的实现有两种方式，一是采用功率器件串联构成，组成交直交调速系统。另一种是采用低压变频器串联构成高压变频器。

在功率器件串联方式中，器件可采用晶闸管或可关断器件。如莫斯科电力科学研究院于 1984 年研制成功 6kV，4000kW 的直接高压变频调速装置，就是采用晶闸管高压串作为主电路功率元件的。而欧洲、日本的大公司多采用可关断器件，如

GTO 串联式交直交电流型变频器，随着采用可关断器件的电压型变频器的发展，目前往往采用二极管钳位式多电平电压型 PWM 变频调速系统，如图 1-1 所示。这种方式既避免了高电压变频器中功率元件串联带来的均压问题，又使得谐波减小许多，提高了控制性能，如西门子公司的产品就是采用这种三电平 PWM 变频调速技术。

采用低压 H 桥变频器串联构成的高压变频器，主电路如图 1-2 所示。电网电压经变压器降低到所允许的电压，在逆变器各相中，串入单相变频器，经低压单相变频器变频后，实现高压输出，直接供给高压电动机。这种方式不需要输出变压器，电流波形接近正弦，其输出电压的高低范围由单相变频器串入的数量决定。目前，这种方式渐渐被采用，并且已有产品出现，如美国 ROBICON 公司。

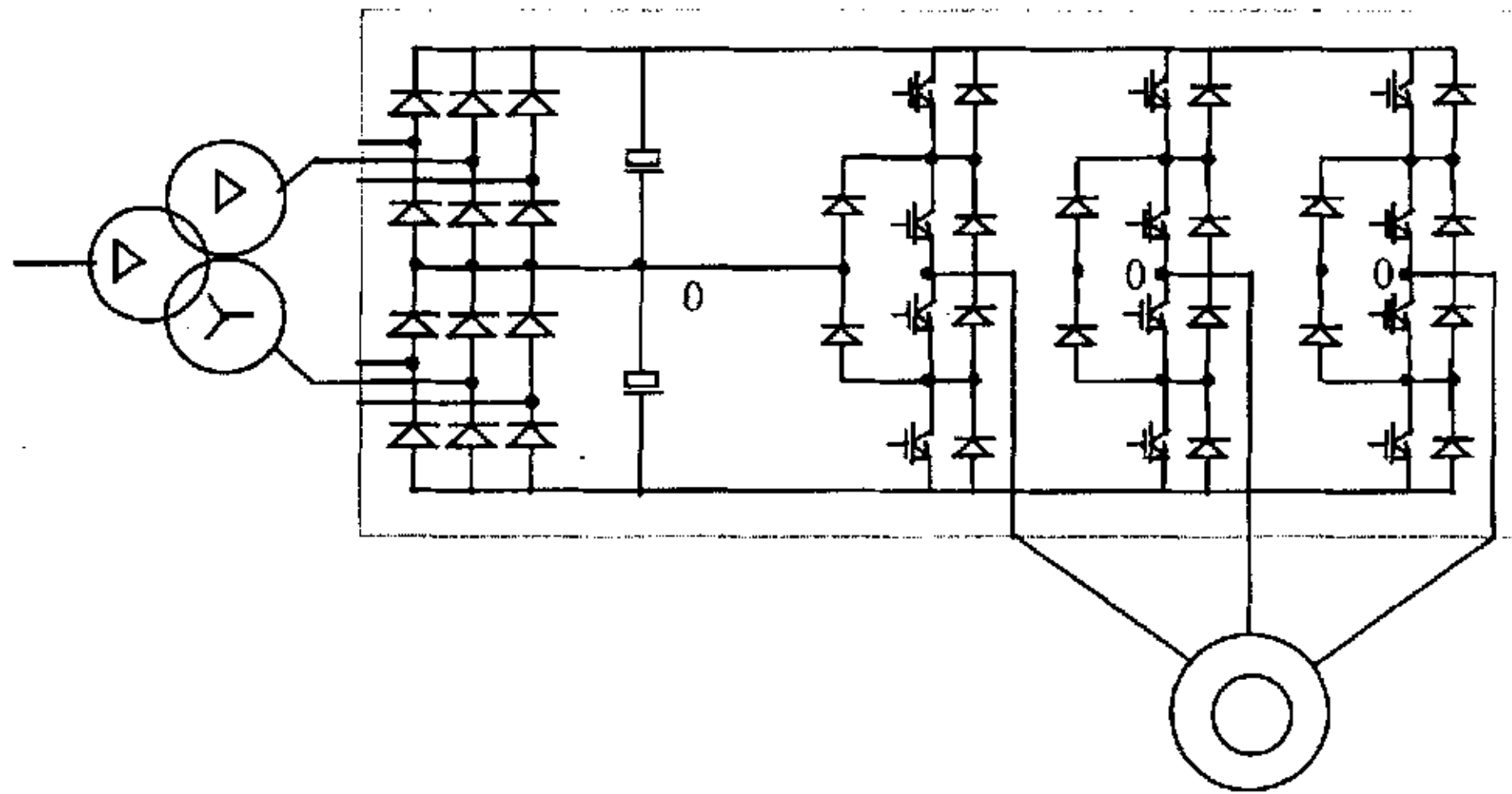


图 1-1 二极管钳位式三电平 PWM 变频器

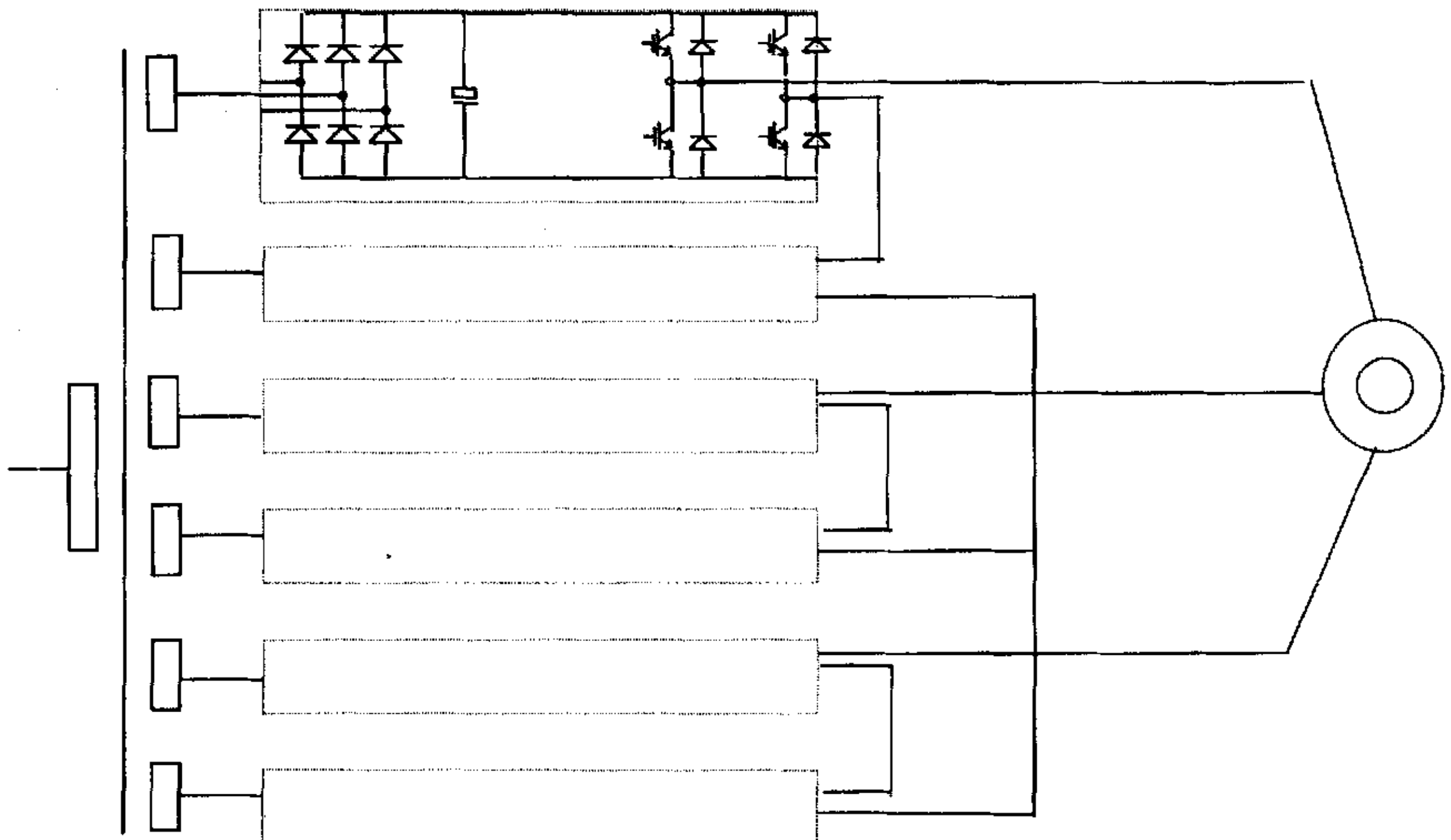


图 1-2 H 桥串联式变频器

1.2.2 控制系统

1.2.2.1 控制策略

交流变频调速控制系统的主回路方式虽有电压型变频器、电流型变频器、交-交变频器等区别，但种类有限，新的电路方式很少。相比之下，控制方式的差别很大。需要控制的对象包括频率、电压、电流、磁通、转矩、转速、位置等，每一控制对象又有许多控制方式。随着新的控制理论的应用，新的控制策略不断出现，现代高性能的控制策略已经使交流调速系统的性能达到或超过直流调速系统。目前常用控制策略主要有以下几种：

V/f 比控制^[6, 11, 22, 23]

交流电动机的同步转速由电源频率和电机极数决定，当改变频率时，电机的同步转速随之改变。对于异步电动机来说，当电机负载运行时，电机转子转速略低于电机的同步转速，既存在滑差。

V/f 比控制是异步电动机变频调速的最基本控制方式，它在控制电机的电源频率变化的同时控制电机的电压，并使二者之比 V/f 为恒定（在低速时考虑定子电阻压降补偿），从而使电动机的磁通保持恒定。用 V/f 比控制方式既可实现转速开环控制也可实现转速闭环控制，图 1-3 为开环 V/f 比控制方式框图。

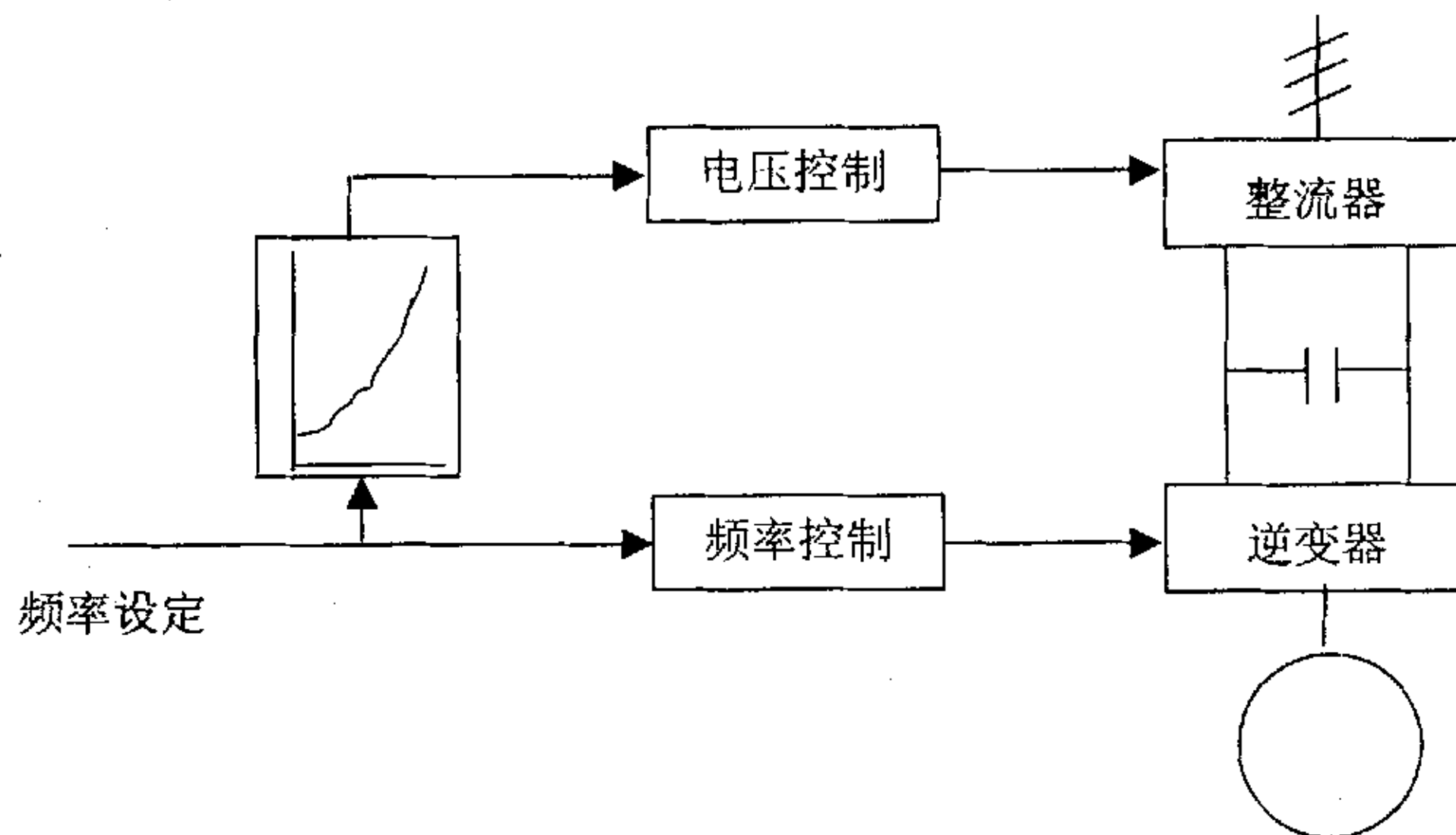


图 1-3 开环 V/f 比控制框图

同步电动机也可采用 V/f 比控制方式。

矢量控制^[7, 8, 12]

自从 70 年代矢量控制技术发展以来,交流传动技术就从理论上解决了交流调速系统在静、动态性能上与直流传动相媲美的问题。矢量控制技术模仿直流电动机的控制,用矢量变换的方法,实现了对交流电动机的转矩和磁链控制的完全解耦。它的提出具有划时代的重要意义。矢量控制分为直接矢量控制和间接矢量控制,控制框图如图 1-4 所示。

无论是直接矢量控制还是间接矢量控制,转矩动态响应快,可达到 1kHz 以上。可实现四象限运行,转速和转矩的反向快。对于直接矢量控制,需要检测磁通,检测或计算转矩。传感器是固定的,不旋转。当定子频率为 0 时,控制困难或失效,对于位置伺服系统不适用。对于间接矢量控制,需要速度、位置传感器。系统对电机参数,尤其是转子绕组参数敏感。在低速或零速运行时仍能保持稳定。

总之,由于转子磁链难于准确观测,由于变换系统特性受电动机参数的影响较大,以及矢量旋转变换的复杂性,使得实际的控制效果难于达到理论分析的结果,这是矢量控制技术在实际应用上的不足之处。

直接转矩控制^[13]

1985 年由德国鲁尔大学的德彭布罗克教授首次提出了直接转矩控制的理论,接着 1987 年把它推广到弱磁调速范围。直接转矩控制变频调速技术,是近 10 年来继矢量控制变频调速技术之后发展起来的一种新型的交流变频调速技术。不同于矢量控制技术,直接转矩控制有如下特点:

直接转矩控制可直接在定子坐标系下分析交流电动机的数学模型,控制电动机的磁链和转矩。它不需要模仿直流电动机的控制,也不需要解耦,从而简化交流电动机的数学模型。它省掉了矢量旋转变换等复杂的变换与计算。因此,它所需要的信号处理工作特别简单,所用的控制信号使观察者对于交流电动机的物理过程能够做出直接和明确的判断。

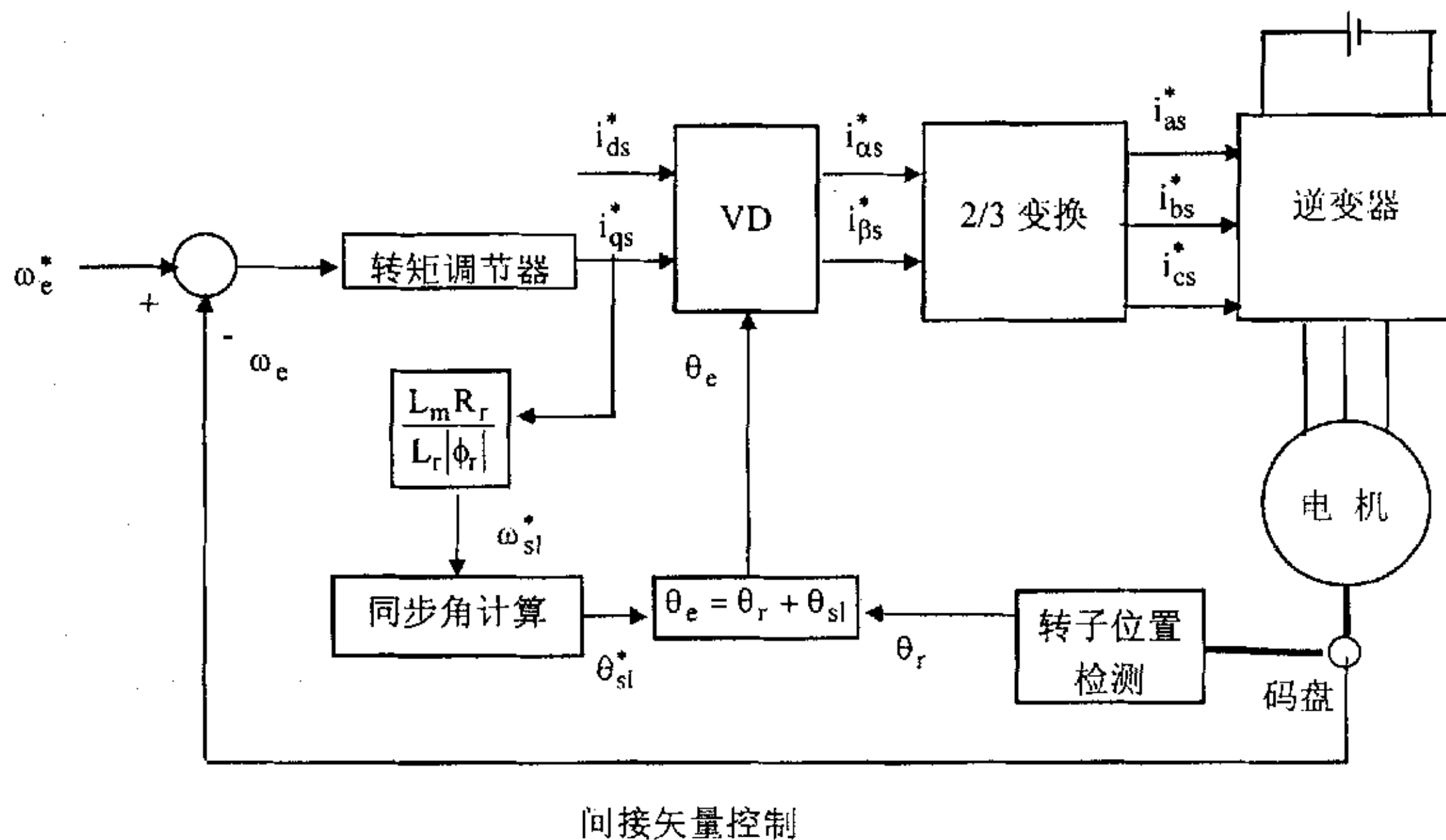
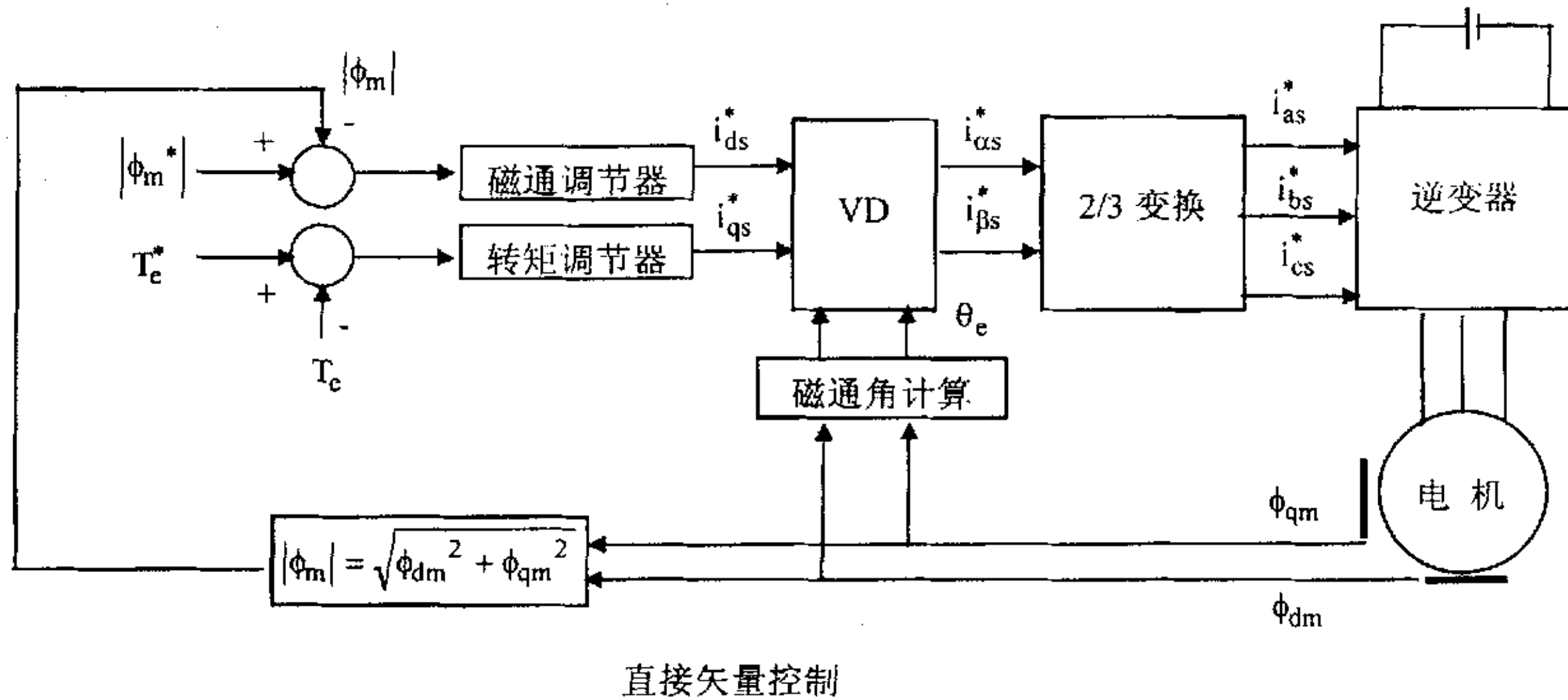


图 1-4：矢量控制框图

直接转矩控制磁场定向所用的是定子磁链，只要知道定子电阻就可以把它观测出来。而矢量控制磁场定向所用的是转子磁链，观测转子磁链需要知道电动机转子参数。因此它大大减少了矢量控制中控制性能易受参数变化影响的问题。

它采用空间矢量的概念来分析三相交流电动机的数学模型和控制其各物理量，使问题变得简单明了。它强调的是转矩的直接控制与效果。

它与矢量控制方法不同，不是通过控制电流、磁链等量来间接控制转矩，而是把转矩直接作为被控制量，直接控制转矩。因此它并非极力获得理想的正弦波波形，也不专门强调磁链的圆形轨迹。相反，从控制转矩的角度出发，它强调的

是转矩的直接控制效果，因而它采用离散的电压状态和六边形磁链轨迹或近似圆形磁链轨迹的概念。

直接转矩控制技术的控制方式是，通过转矩两点式调节器把转矩检测值与转矩给定值作为滞环的比较，把转矩波动限制在一定的容差范围内，容差的大小，由频率调节器来控制。因此它的控制效果不取决于电动机的数学模型是否能够简化，而是取决于转矩的实际状况。它的控制既直接又简化。

对转矩的这种直接控制方式也称之为“直接自控制”。这种“直接自控制”的思想不仅用于转矩控制，也用于磁链量的控制。但以转矩为中心来进行综合控制。综上所述，直接转矩控制技术，用空间矢量的分析方法，直接在定子坐标系下计算与控制交流电动机的转矩，采用定子磁场定向，借助于离散的两点式调节（Band--Band）产生 PWM 信号，直接对逆变器的开关状态进行最佳控制，以获得转矩的高动态性能。它省掉了复杂的矢量变换与电动机数学模型的简化处理，没有通常的 PWM 信号发生器。它的控制思想新颖，控制结构简单，控制手段直接，控制不受参数的影响，信号处理的物理概念明确。该控制系统的转矩响应迅速，且无超调，是一种具有高静态性能的交流调速方法。但调速范围小，转矩脉动大。

现代控制理论

随着计算机技术的发展，各种微型计算机越来越多地应用到交流调速系统中，交流调速系统实现了全数字化，控制更加灵活，各种现代控制理论得以广泛应用，如最优控制，模糊控制，模型参考自适应控制，非线性解耦控制，神经网络控制等等。使得交流调速系统的性能更加优秀，功能更加完善。

1.2.2.2 PWM 控制技术^[1,11,22,25]

随着可关断电力电子器件的发展，交直交电压型变频器以其良好的输出特性和受电机参数影响较小的特点得到了越来越广泛的应用，其逆变桥的开关模式多采用 PWM 技术。所谓 PWM 就是利用半导体器件的开通、关断把直流电压变成一定形状的电脉冲序列，以实现变频、变压及控制消除谐波的一门技术。一般认为，1964 年 A.Schonung 和 H.Stemmler 把通讯系统的调制技术引入交流传动中，产生了正弦脉宽调制（SPWM）变频变压的思想。由于 PWM 变频器具有功率因数高，可同时实现变频变压及抑制谐波的特点，因此它立即得到重视和广泛应用。开始是采用模拟电路完成三角调制波和参考正弦波的比较，产生 PWM 信号以控制功率器件的开关。从微处理器应用于 PWM 以来，多采用全数字化的方案，由微处理器根据不同的控制方案在线计算逆变桥各元件的开关时刻，完成实时的

PWM 信号的输出。目前, 控制方案不断创新不断完善, 从最初追求电压波形的正弦, 到电流波形正弦, 再到磁通的正弦; 从效率最优, 转矩脉动最小, 到消除噪音和谐波, PWM 控制技术得到了很大发展。

PWM 控制技术种类很多, 大致可分为三种, 即正弦 PWM, 优化 PWM 和随机 PWM。正弦 PWM 主要包括了以电压、磁通为目的的 PWM 方案。

电压正弦 PWM, 这种方法最为常用。其脉冲宽度按正弦规律变化, 因此可有效地抑制低次谐波, 使电机工作在近似正弦的交变电压下, 转矩脉动小, 大大扩展了交流电机的调速范围。但其电压利用率低, 输出电压的有效值只能达到进线电压的 0.864 倍。针对这一问题, S.R.Bowes 等人提出准优化 PWM 技术, 将调制波由单一正弦波改为基波和三次谐波的叠加, 使得电压利用率提高 20%。

空间电压矢量 PWM 技术 (即磁通正弦 PWM) 和电压正弦 PWM 不同, 它是从电动机的角度出发, 着眼于如何使得电机获得幅值恒定的圆形磁场, 即正弦磁通。它以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想磁通圆为基准, 用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通, 由比较的结果决定逆变器的开关, 形成 PWM 波。由于它将逆变器和电机看作一个整体来处理, 所得模型简单, 便于微机实时控制, 并具有转矩脉动小、噪声低、电压利用率高的优点, 因此得到广泛应用。

优化 PWM 即是根据某一特定的目标将所有工作频率范围内的开关角度预先计算出来, 然后通过查表或其它方式输出, 形成 PWM 波形。其中谐波消除 PWM 基本思想是在方波电压中加入几次开关动作, 从而削弱某几次低次谐波, 但同时高次谐波幅值可能增加, 而且实时控制困难。此外还有效率最优 PWM 和转矩脉动最小 PWM 等。

普通 PWM 逆变器中的谐波电流将引起脉动转矩, 脉动转矩作用在电机定、转子之间的气隙中, 使电机产生振动。为解决这一问题, 除提高开关频率外, 就是随机 PWM 控制技术。它从改变噪音的频谱入手, 使逆变器输出电压的谐波成分均匀分布在较宽的频率范围内, 以达到抑制机械共振的目的。主要实现有随机开关频率 PWM、随机脉冲位置 PWM、随机开关 PWM。

总之, PWM 控制技术有很多种类, 对于高电压大容量交流调速系统, 要根据电路结构, 电力电子器件以及控制策略综合考虑和选择。

1.3 本课题的意义、控制方式和所进行的主要工作

1.3.1 本课题的意义

(一) 满足现场需求, 具有直接经济和社会效益

本课题为太钢热连轧厂注水泵改造项目, 是一个科研和工程相统一的项目, 注水

泵电机为三相异步电机，额定功率为 2240KW，额定电压为 6300V。对于这样的注水泵交流电机，以前采用恒速驱动，配合阀门进行压力调节。这种驱动方式不仅起动困难，而且造成大量能源浪费。如果采用变频调速技术，不仅解决起动困难问题，而且至少可节能 20%以上甚至更多。

（二）开展自关断器件大容量变频器的研究，尽早实现国产化

随着我国经济的高速发展，我国能源消耗量已跃居世界前列，但单位产值能耗太大，为发达国家的二到五倍，造成惊人浪费，对环境保护也产生很大压力，不利于国家的可持续发展。在传动领域，有相当多的风机、泵类负载（尤其是大容量交流电机拖动的），由于采用恒速驱动，配合阀门进行调节，造成大量能源浪费。据全国第三次工业普查公布的统计资料，我国风机、水泵总装机容量达到 1.6 亿 KW，年耗电量 3200 亿千瓦时，占全国发电量的约 40%。如果采用调速技术，至少可节能 20%以上，有些情况下可节电 70%^[27,29]。

目前，在电气传动领域，国内厂家在基于晶闸管的调速装置如直传动、交-交变频、电流型交-直-交变频装置等领域取得很大成功。虽然在控制核心技术还有些差距，但在功率系统原理及结构设计以及工程设计和应用方面，已能和国外厂家竞争。但是和以自关断器件构成的装置相比，具有装置复杂、整体价格高、功率因数低及对电网谐波污染大等许多缺陷，现正在逐渐淘汰。国内一些厂家如华为、佳灵等推出基于 IGBT 器件的中小容量变频器；冶金自动化研究院、天传、利得华福、希望等推出基于 IGBT 器件的中大容量变频器。但和国外公司如 SIEMENS、A-B、ABB、ROBINCON 等相比，无论性能还是批量都还有很大差距^[30]。但是国外生产的变频装置，特别是高压大容量变频装置，只向国内提供成套设备，并不向国内提供技术，装置价格也很高，很难满足国内企业对节能降耗的要求。因此，开展自关断器件大容量变频器的研究，尽早实现国产化以替代进口，对电气传动领域及国民经济的发展具有重大意义。

1.3.2 本课题的控制方式

（一）主回路控制方式

因注水泵电机为三相异步电机，额定功率为 2240KW，额定电压为 6300V，由于 IGBT 电压的限制，普通基于 IGBT 的变频器无论功率还是电压都很难满足要求，因此本系统采用 H 型桥直接高压变频器。采用六个整流逆变单元串联，每个整流逆变单元器件耐压按六分之一选择即可，这样可实现用 1700V 的 IGBT 实现对 6300V 交流电机的控制。

变压器采用两台特殊制造的变压器，每台变压器副边绕组共有九个，每相三个。两台变压器副边共六个绕组，每个副边绕组分别给一个低压 H 桥变频器供电，六个低压 H 桥变频器串联驱动电机一相。

每台变压器副边绕组彼此之间相差 20 度，两台变压器副边共六个绕组彼此之间相差 10 度，这样整体构成 36 相电路，对电网产生的谐波影响最小。

（二）控制策略

对于这种 H 桥串联式变频器，一般采用 SPWM 控制技术，因为控制对象为风机水泵电机，对系统性能要求不是很高，因此本课题将采用 V/f 比 PWM 控制方式。

1.3.3 本课题的主要工作

（一）收集有关资料和信息，为课题做好技术准备。

（二）功率单元电路的研究

- 功率单元电路设计，元器件的选型。
- 功率单元的耐压、吸收及散热研究。
- 功率单元的结构研究。
- 功率柜体的承重及散热结构研究。
- 单相变频器的串联技术研究。

（三）控制系统的研究

- 光纤触发技术，每个元件的触发能量的传递和高压隔离技术研究。
- 脉冲分配（时间错开）以减少谐波技术研究。
- V/f 比 PWM 控制技术研究。
- 整个系统操作连锁和故障保护技术研究。

2、串联 H 桥多电平异步电机 V/F 比控制调速系统 工作原理

因本课题注水泵电机为三相异步电机，额定电压为 6300V，属中压范围。一般的 IGBT 低压变频器输出电压在 1000V 以内，不能满足电压要求。因此本系统采用六个 H 型桥串联直接高压变频器。其电路如图 2-1 所示。

本章首先给出串联 H 型桥多电平变频器的输出电压计算公式及波形，然后给出异步电动机的数学模型，最后给出 V/F 比 PWM 控制的工作原理。这一部分是串联 H 型桥多电平 V/F 比异步电动机调速系统的基础。

2.1 串连 H 桥多电平变频器的的工作原理

图 2-1 所示为六个 H 型桥串联变频器一相原理图，六个 H 型桥串联给电机 A 相供电，另外对称两相分别给 B、C 两相供电，三相连成星型给电机三相供电。

每相主回路主要包括两台曲折连接的变压器和变流装置两部分。其中变压器为两台，三相共用，每台变压器副边绕组共有九个，每相三个。变压器一次侧为三相 6KV，直接接入电网；变压器二次侧为三相 610V，每相三组，两个变压器共六组。

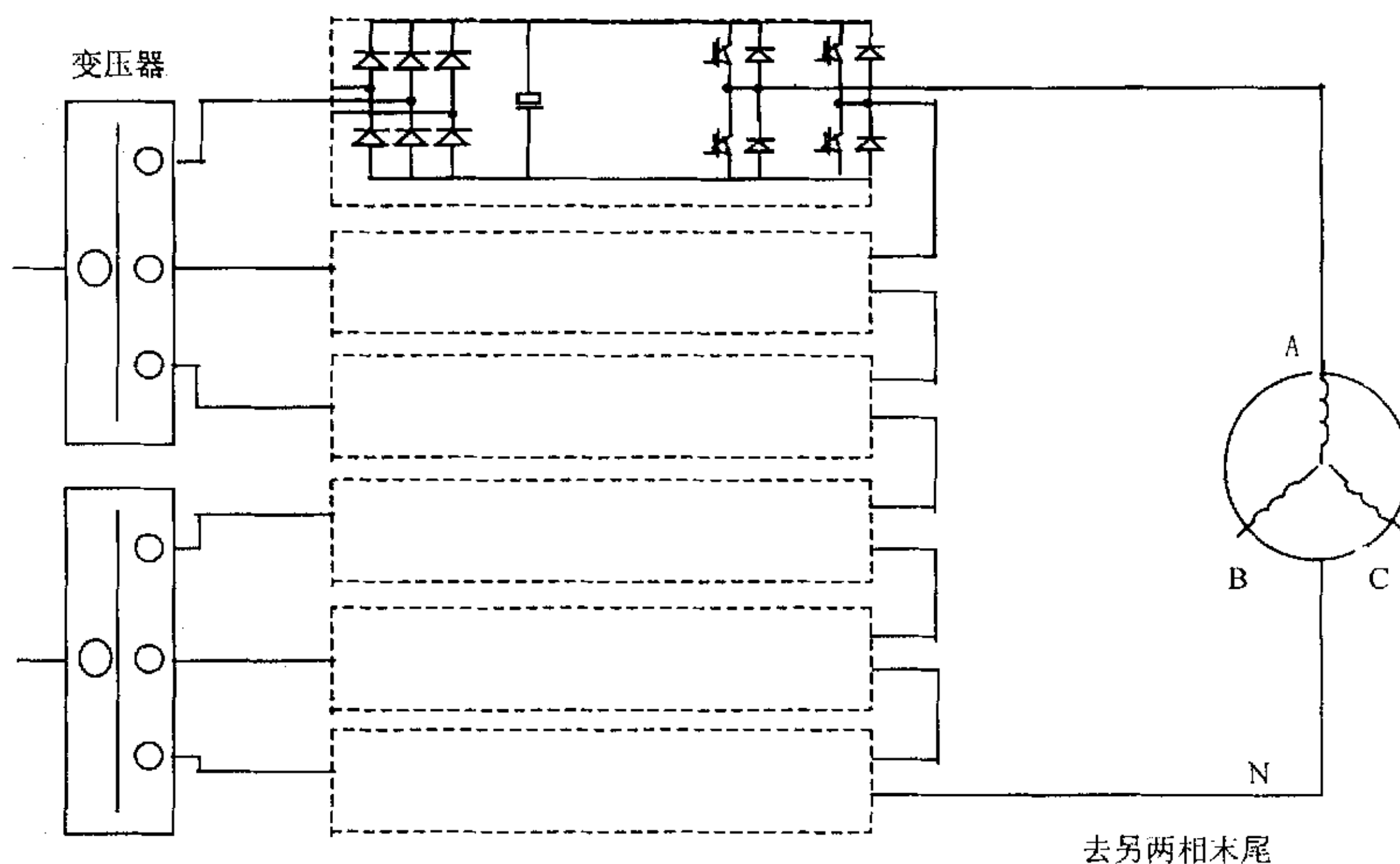


图 2-1 双变压器 H 型桥一相电路图

变流装置是由 $3 \times 6 = 18$ 个结构相同的 H 桥单元组成，每相六个 H 桥单元串联构成。下面首先分析一个 H 桥单元的工作原理。

2.1.1 单个 H 桥单元工作原理

对于一个 H 型桥单元，如图 2-2 所示，其左边为由二极管 D1~D6 构成的三相整流桥，用于将三相交流电源整流为直流电源，中间电解电容器 C1 用于滤波，4 个与二极管（D7~D10）并联的 IGBT（Z1~Z4），构成一单相逆变桥。

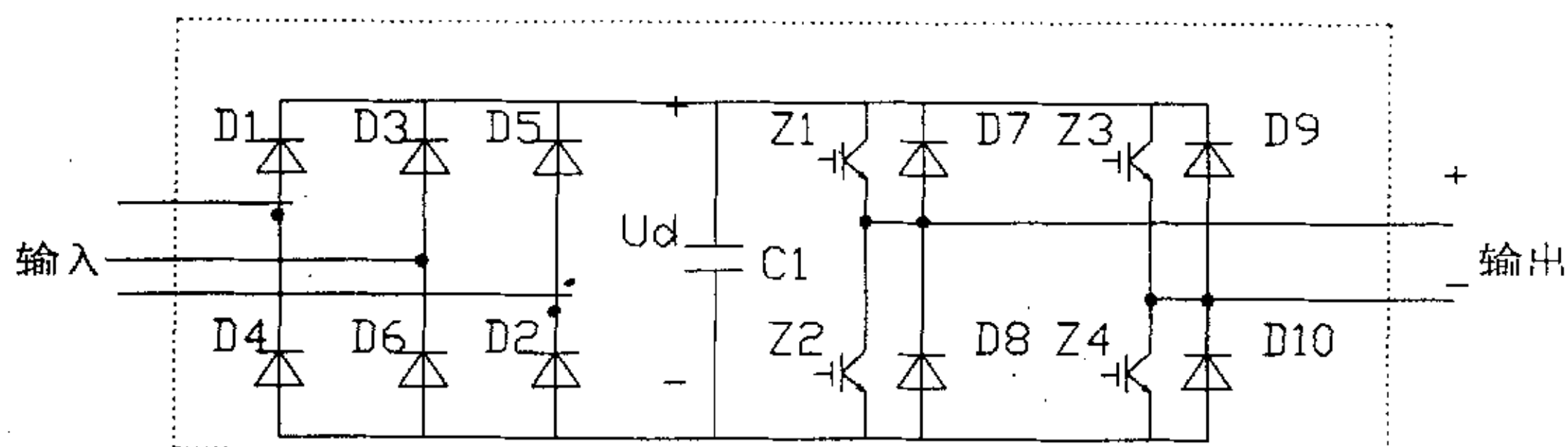


图 2-2 一个 H 桥单元电路图

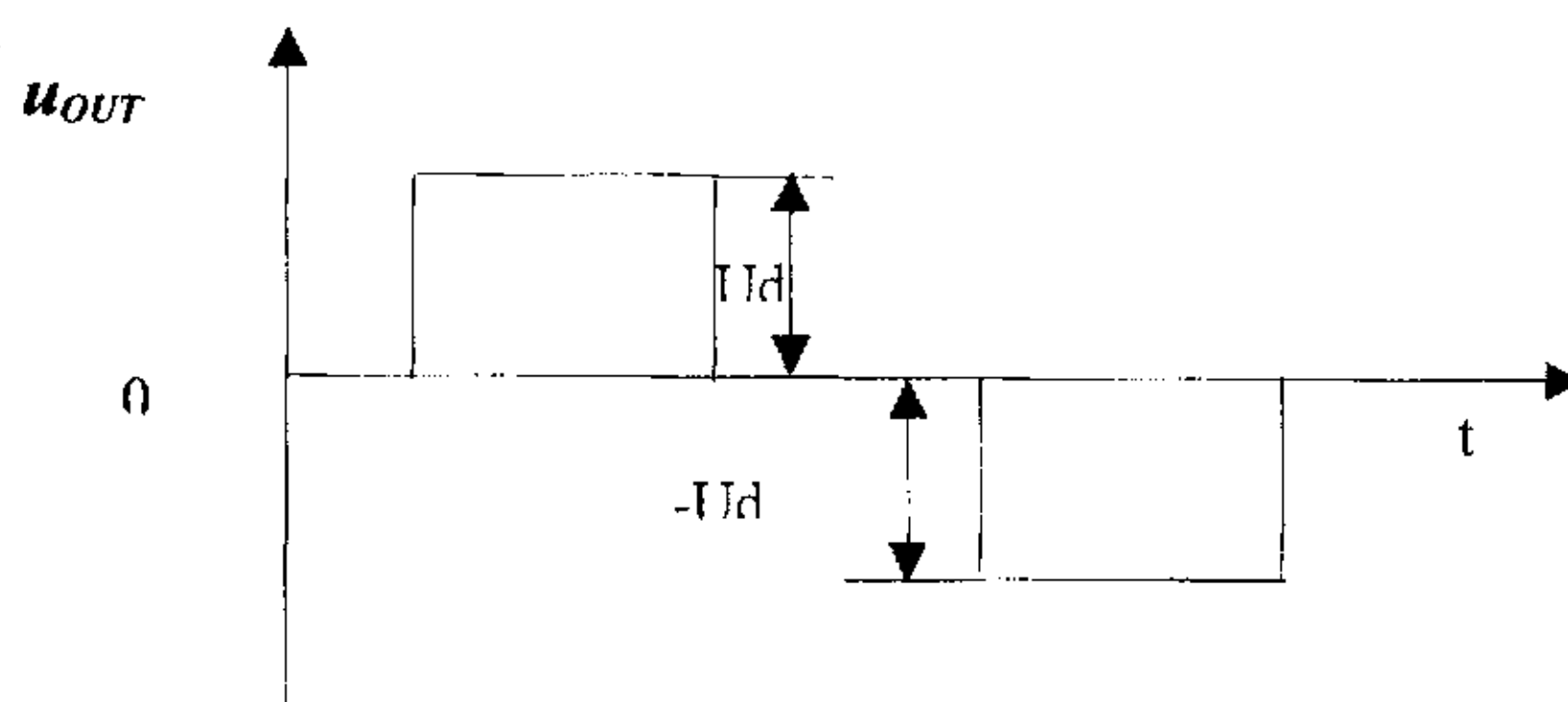


图 2-3 H 桥单元三电平工作方式输出波形示意图

H 桥单元输出 电压 u_{out}	Z1	Z2	Z3	Z4
+Ud	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	0	1	0	1
-Ud	0	1	1	0

通过控制 Z1~Z4 的导通和关断,可使一个 H 桥单元输出所需的电压和频率。由图 2-2 可看出,一个 H 桥单元输出电压 u_{out} 与 Z1~Z4 的开关状态有关,下面分两种状态进行讨论。

1) 三电平工作方式

图 2-3 为一个 H 桥单元三电平工作方式输出波形示意图(暂不考虑整流纹波及 PWM),可见每个 H 桥单元有三个不同的输出电压: +Ud、0、-Ud,即每个 H 桥单元为具有独立电压源的三电平变频器。

如果 1 表示导通,0 表示关断,则 H 桥单元输出电压 u_{out} 与 IGBT 的开关状态有如表 2-1 所示的关系,其中 Ud 为滤波电容器 C1 上的电压。由表 2-1 可见,逆变电路有 4 个开关器件 IGBT,每个 IGBT 有两种开关状态。在同一桥臂的两个 IGBT 不能同时导通的条件限制下,电路共有 $2^2=4$ 种状态,对应了 3 种输出电压,即输出三电平。

表 2-2 H 桥单元两电平工作方式时输出电压 u_{out} 与 IGBT 的开关状态的关系

H 桥单元输出 电压 u_{out}	Z1	Z2	Z3	Z4
+Ud	1	0	0	1
-Ud	0	1	1	0

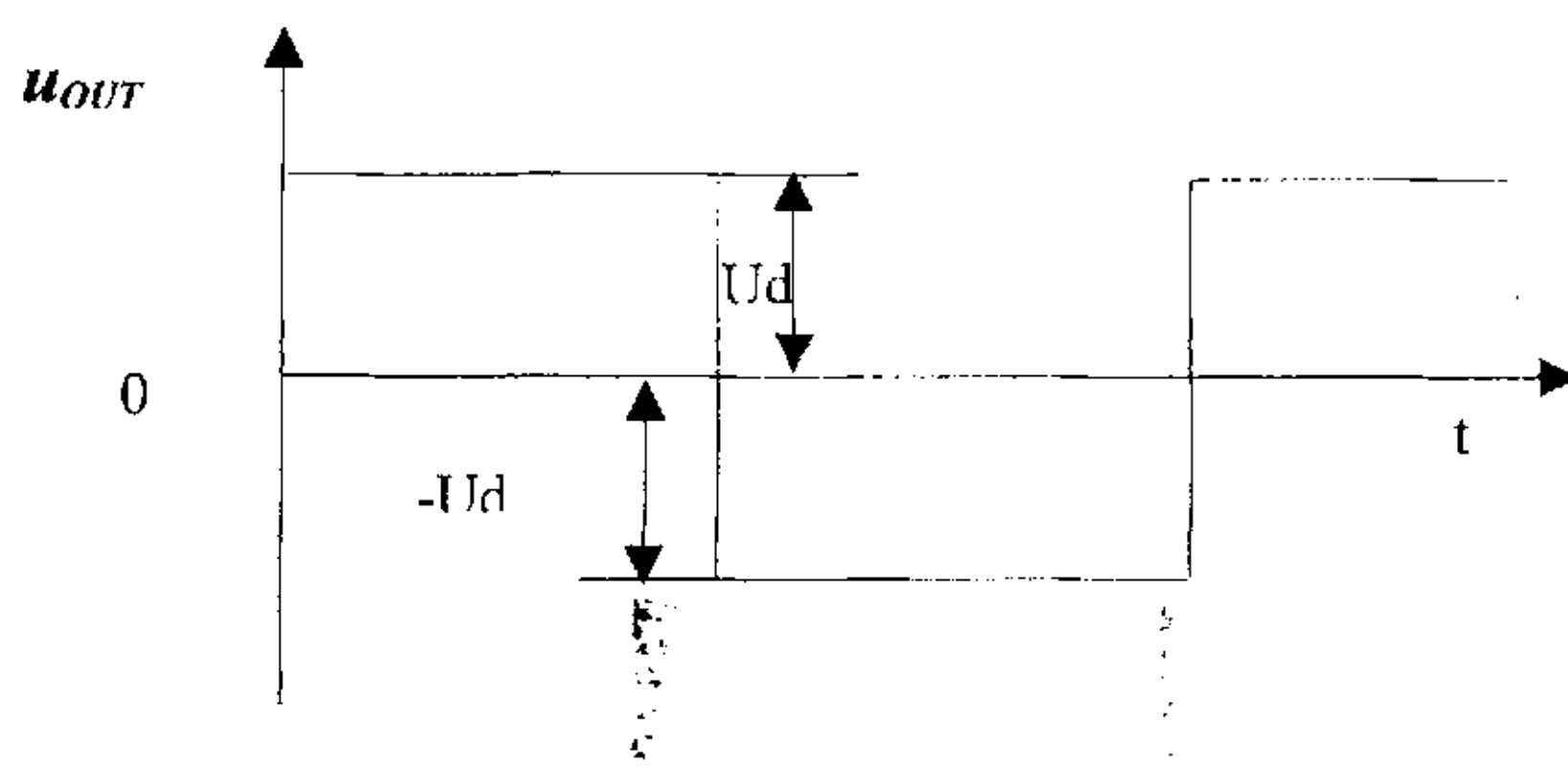


图 2-4 H 桥单元两电平工作方式输出波形示意图

2) 两电平工作方式

图 2-4 为一个 H 桥单元两电平工作方式输出波形示意图（暂不考虑整流纹波及 PWM），可见每个 H 桥单元有两个不同的输出电压： $+U_d$ 、 $-U_d$ ，即每个 H 桥单元为具有独立电压源的两电平变频器。

如果 1 表示导通，0 表示关断，则 H 桥单元输出电压 u_{out} 与 IGBT 的开关状态有如表 2-2 所示的关系。由表 2-2 可见，逆变电路桥臂 1 和 4 作为一对同时导通，桥臂 2 和 3 作为另一对同时导通，每对导通 180° （不考虑开关器件的开关时间）两种输出状态即两种输出电压 $+U_d$ 和 $-U_d$ 。

特别要指出的是，上述分析提出的三电平和两电平概念仅针对 H 型桥逆变电路输出 $+U_d$ 、0、 $-U_d$ 和 $+U_d$ 、 $-U_d$ 电压所对应的两种工作方式而言，它同三相桥式变频器的三电平和两电平拓扑结构在概念上是不同的。

对于 H 桥单元，有几点需要注意：

- 1) 同一桥臂的两个 IGBT 不能同时导通（如 Z1 和 Z2 不能同时导通，Z3 和 Z4 不能同时导通），否则会发生直流侧短路，造成 IGBT 器件或交流侧快熔烧毁。
- 2) 在三电平工作方式时，对于同一输出电压可有不同的开关状态，如 Z1=1、Z3=1，输出电压为 0；Z2=1、Z2=4，输出电压也为 0。因此，在对于 H 桥单元的控制上要考虑这点，使某项控制效果最佳，如 IGBT 的开关频率最低。
- 3) 当负载为感性负载时，在开关器件开关状态发生变化时，负载电流不能突变，二极管 D7-D10 起续流作用。当 Z1、Z4 或 Z2、Z3 为通态时，负载电流和电压同方向，直流侧向负载提供能量；而当二极管 D7、D10 或 D8、D9 为

通态时，负载电流和电压反向，负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时储存在直流侧电容器中，直流侧电容起着缓冲这种无功能量的作用。积聚在电容器上的能量越多，电容器上的电压越高，当电压高过一定值时，将导致二极管、IGBT 或电容器的损坏，造成严重后果。

2.1.2 多个 H 桥单元串联工作原理

因为本系统为 6 个 H 桥单元串联工作，因此，这里只讨论 6 个 H 桥单元串联工作原理，对于 N 个 H 桥单元串联工作，只要把 6 改为 N 即可。

对于 6 个 H 桥单元串联工作情况，H 桥变频器每相输出电压等于该相 6 个 H 桥单元输出电压的叠加，因此，各相总的电压为：

$$\begin{aligned} u_{AN} &= u_{A1} + u_{A2} + u_{A3} + u_{A4} + u_{A5} + u_{A6} \\ u_{BN} &= u_{B1} + u_{B2} + u_{B3} + u_{B4} + u_{B5} + u_{B6} \\ u_{CN} &= u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4} + u_{C5} + u_{C6} \end{aligned} \quad (2-1)$$

其中， $u_{A1} \sim u_{A6}$ ， $u_{B1} \sim u_{B6}$ ， $u_{C1} \sim u_{C6}$ 分别为 A、B、C 各相六个 H 桥单元的电压， $u_{AN} \sim u_{CN}$ 分别为 A、B、C 各相电压。

根据上面分析，每个 H 桥单元输出电平有两种情况，一种为三电平：+U_d、0、-U_d，另一种为两电平：+U_d、-U_d。下面就这两种情况对应的串联 H 桥输出电平进行讨论。

1) H 桥单元输出为三电平时串联 H 桥输出电平情况

从表 2-1 可以看出，H 桥单元输出为三电平时每一 H 桥单元输出有三个状态：+U_d、0、-U_d。根据式 2-1，则每相电压可以达到的最大值 u_{pmax} 和最小值 u_{pmin} 分别为：

$$u_{pmax} = +6U_d$$

$$u_{pmin} = -6U_d$$

每相电压可以实现的电平数 m 为：

$$m = (u_{pmax} - u_{pmin}) / U_d + 1 = 2 \times 6 + 1 = 13$$

即可实现的电平集合为

(+6 U_d、+5 U_d、+4 U_d、+3 U_d、+2 U_d、+ U_d、0、- U_d、-2 U_d、-3 U_d、-4 U_d、-5 U_d、-6 U_d)

对于三相交流系统，可将三个单相串联 H 桥逆变器连接成三角形（Δ）接法或星形（Y）接法。当逆变回路接成三角形（Δ）时，由于线电压等于相电压，此时线电压的电平数和电平集合都与相电压的分析结果相同；当逆变回路接成星形（Y）时，线电压为两相电压的差值，等效为 2N 个功率单元输出电平的叠加。

因此, 对于星形 (Y) 接法, 类比上面的结果, 可以得到: 当每个 H 桥单元工作在三电平方式下时, 6 个 H 桥单元串联线电压电平数 m' 为

$$m' = 2^x (u_{pmax} - u_{pmin}) / U_d + 1 = 2 \times 2 \times 6 + 1 = 25$$

既可实现的电平集合为

$$(+12 U_d, +11 U_d, \dots, +2 U_d, +U_d, 0, -U_d, -2 U_d, \dots, -11 U_d, -12 U_d)$$

2) H 桥单元输出为两电平时串联 H 桥输出电平情况

从表 2-2 可以看出, H 桥单元输出为两电平时每一 H 桥单元输出有两个状态: $+U_d$ 、 $-U_d$ 。根据式 2-1, 则每相电压可以达到的最大值 u_{pmax} 和最小值 u_{pmin} 与 H 桥单元输出为三电平时相同, 分别为:

$$u_{pmax} = +6U_d$$

$$u_{pmin} = -6U_d$$

由于 H 桥单元输出为两电平时, 输出电压没有“0”电平, 所以每相功率单元的输出电平叠加在一起时, 每升高或降低一个“台阶”就要跨过两个电平, 而不是一个电平。因此, 每相电压可以实现的电平数 m 为:

$$m = (u_{pmax} - u_{pmin}) / 2U_d + 1 = 6 + 1 = 7$$

即可实现的电平集合为

$$(+6 U_d, +4 U_d, +2 U_d, 0, -2 U_d, -4 U_d, -6 U_d)$$

当逆变回路接成三角形 (Δ) 时, 由于线电压等于相电压, 此时线电压的电平数和电平集合都与相电压的分析结果相同; 当逆变回路接成星形 (Y) 时, 当每个 H 桥单元工作在两电平方式下时, 6 个 H 桥单元串联线电压电平数 m' 为

$$m' = (u_{pmax} - u_{pmin}) / U_d + 1 = 2 \times 6 + 1 = 13$$

既可实现的电平集合为

$$(+12U_d, +10 U_d, +8 U_d, +6 U_d, +4 U_d, +2 U_d, 0, -2U_d, -4 U_d, -6U_d, -8U_d, -10 U_d, -12U_d)$$

无论 H 桥单元工作在两电平还是三电平情况下, 如果用 Z_{Aij} ($i=1, 2, \dots, 6$, $j=1, 2, 3, 4$) 表示 A 相第 i 个 H 桥单元中第 j 个开关器件的开关状态, $Z_{Aij}=1$ 、 0 分别表示该开关器件的开关状态为导通和关断。同理, Z_{Bij} 、 Z_{Cij} 分别表示 B 相和 C 相第 i 个 H 桥单元中第 j 个开关器件的开关状态, 则 A、B、C 三相各 H 桥单元的输出分别为:

$$u_{Ai} = U_d (Z_{A1i} Z_{A14} - Z_{A12} Z_{A13}),$$

$$\begin{aligned}
 u_{B1} &= U_d (Z_{B11} Z_{B14} - Z_{B12} Z_{B13}), \\
 u_{C1} &= U_d (Z_{C11} Z_{C14} - Z_{C12} Z_{C13}), \\
 \\
 u_{A2} &= U_d (Z_{A21} Z_{A24} - Z_{A22} Z_{A23}), \\
 u_{B2} &= U_d (Z_{B21} Z_{B24} - Z_{B22} Z_{B23}), \\
 u_{C2} &= U_d (Z_{C21} Z_{C24} - Z_{C22} Z_{C23}), \\
 &\dots \quad \dots \\
 u_{A6} &= U_d (Z_{A61} Z_{A64} - Z_{A62} Z_{A63}), \\
 u_{B6} &= U_d (Z_{B61} Z_{B64} - Z_{B62} Z_{B63}), \\
 u_{C6} &= U_d (Z_{C61} Z_{C64} - Z_{C62} Z_{C63}),
 \end{aligned} \tag{2-2}$$

将式 (2-2) 代入式 (2-1), 可得:

$$\begin{aligned}
 u_{AN} &= u_{A1} + u_{A2} + u_{A3} + u_{A4} + u_{A5} + u_{A6} \\
 &= U_d (Z_{A11} Z_{A14} + Z_{A21} Z_{A24} + \dots + Z_{A61} Z_{A64} - Z_{A12} Z_{A13} - Z_{A22} Z_{A23} - \dots - Z_{A62} Z_{A63}) \\
 \\
 u_{BN} &= u_{B1} + u_{B2} + u_{B3} + u_{B4} + u_{B5} + u_{B6} \\
 &= U_d (Z_{B11} Z_{B14} + Z_{B21} Z_{B24} + \dots + Z_{B61} Z_{B64} - Z_{B12} Z_{B13} - Z_{B22} Z_{B23} - \dots - Z_{B62} Z_{B63}) \\
 \\
 u_{CN} &= u_{C1} + u_{C2} + u_{C3} + u_{C4} + u_{C5} + u_{C6} \\
 &= U_d (Z_{B11} Z_{B14} + Z_{B21} Z_{B24} + \dots + Z_{B61} Z_{B64} - Z_{B12} Z_{B13} - Z_{B22} Z_{B23} - \dots - Z_{B62} Z_{B63})
 \end{aligned} \tag{2-3}$$

在实际控制系统中, 就是根据控制算法来控制三相所有 IGBT 器件的的导通和关断, 即 Z_{Aij} 、 Z_{Bij} 、 Z_{Cij} 的值, 按式 (2-3) 来实现各相的输出电压。

对于多个 H 桥单元串联工作, 同样有两点需要注意:

- 1) 一个 H 桥单元同一桥臂的两个 IGBT 不能同时导通:
如 Z_{A11} 和 Z_{A12} 不能同时为 1、 Z_{A13} 和 Z_{A14} 不能同时为 1; Z_{B21} 和 Z_{B22} 不能同时为 1、 Z_{B23} 和 Z_{B24} 不能同时为 1 等等。
- 2) 对于 6 个 H 桥单元串联工作, 除了对于输出电压为 $+6 U_d$ (以 A 相为例, 其开关状态为 $Z_{A11} = Z_{A14} = Z_{A21} = Z_{A24} = \dots = Z_{A61} = Z_{A64} = 1$ 和 $Z_{A12} = Z_{A13} = Z_{A22} = Z_{A23} = \dots = Z_{A62} = Z_{A63} = 0$) 和 $-6 U_d$ (以 A 相为例, 其开关状态为 $Z_{A11} = Z_{A14} = Z_{A21} = Z_{A24} = \dots = Z_{A61} = Z_{A64} = 0$ 和 $Z_{A12} = Z_{A13} = Z_{A22} = Z_{A23} = \dots = Z_{A62} = Z_{A63} = 1$) 其开关状态为唯一外, 对于其它输出电压都有多种开关状态, 如对于 H 桥单元工作在三电平情况下, 输出电压为 $+5 U_d$, 共有 12 种开关组合, 这些组合是:

- $Z_{A11}=Z_{A13}=1$, $Z_{A21}=Z_{A24}=Z_{A31}=Z_{A34}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A12}=Z_{A14}=1$, $Z_{A21}=Z_{A24}=Z_{A31}=Z_{A34}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A21}=Z_{A23}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A31}=Z_{A34}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A22}=Z_{A24}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A31}=Z_{A34}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A31}=Z_{A33}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A32}=Z_{A34}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A41}=Z_{A43}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A42}=Z_{A44}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A51}=Z_{A53}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A52}=Z_{A54}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A61}=Z_{A64}=1$, 其它=0;
- $Z_{A61}=Z_{A63}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A51}=Z_{A54}=1$, 其它=0;
- $Z_{A62}=Z_{A64}=1$, $Z_{A11}=Z_{A14}=Z_{A21}=Z_{A24}=\dots=Z_{A51}=Z_{A54}=1$, 其它=0;

对于+4 Ud、+3 Ud、+2 Ud、+ Ud、0、- Ud、-2 Ud、-3Ud、-4Ud 等电平输出, 也有多种组合方式, 这里就不多叙述了。

采用一定的控制方式 (详见第三章), 可使每相各 H 桥单元的利用率相同, 既每单元输出有效值相同, 使输出电压基本相同。在稳定运行情况下, 一相的基波输出电压有效值应等于此相中一个 H 桥单元基波输出电压有效值的 6 倍, 即:

$$\begin{aligned} U_{AN} &= U_{A1} + U_{A2} + \dots + U_{A6} = 6 U_{A1} = 6 U_{A2} = \dots = 6 U_{A6} \\ U_{BN} &= U_{B1} + U_{B2} + \dots + U_{B6} = 6 U_{B1} = 6 U_{B2} = \dots = 6 U_{B6} \\ U_{CN} &= U_{C1} + U_{C2} + \dots + U_{C6} = 6 U_{C1} = 6 U_{C2} = \dots = 6 U_{C6} \end{aligned} \quad (2-4)$$

其中, U_{AN} 、 U_{BN} 、 U_{CN} 为 H 桥变频器 A、B、C 三相基波输出电压有效值;
 $U_{A1} \sim U_{A6}$, $U_{B1} \sim U_{B6}$, $U_{C1} \sim U_{C6}$ 为 H 桥相应各单元基波输出电压有效值。则每个 H 桥各单元的输出都是和该相总输出同频率的正弦波, 其幅值减少为该相总输出的 1/6。

2.2 异步电机的数学模型^[11,16,32]

异步电动机的转速可表示为

$$n = n_1(1-s) = \frac{60f_1}{p_N}(1-s) \quad (2-5)$$

式中 n_1 ——同步转速 (r/min);
 f_1 ——定子电源频率 (Hz);
 p_N ——极对数;
 s ——转差率。

从式 (2-5) 可以看出, 改变同步转速 n_1 定子电源频率 f_1 即可改变电动机的转速 n (当然, 改变极对数 p_N 和转差率 s 也可改变电动机的转速 n)。

异步电动机定子每相绕组感应电动势

$$E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m \quad (2-6)$$

式中 E_1 ——每相绕组感应电动势;

f_1 ——定子电源频率 (Hz);

N_1 ——定子每相绕组每相串联匝数;

K_{N1} ——基波绕组系数;

Φ_m ——每极气隙磁通。

调速时, 希望保持每极磁通 Φ_m 为恒定值, 即 $\Phi_m = \Phi_{mN}$ 。因为磁通增加, 将引起铁心过分饱和, 励磁电流急剧增加, 导致绕组发热, 功率因数降低; 而磁通减少, 将使电动机输出转矩下降, 如果负载转矩仍维持不变, 势必导致定、转子过电流, 也要产生过热, 故而希望保持磁通恒定, 即实现恒磁通调速。

为保持 Φ_m 不变, 在改变电源频率 f_1 的同时, 必须按比例改变感应电动势 E_1 , 亦即保持

$$\frac{E_1}{f_1} = \text{const} \quad (2-7)$$

这就要求对感应电动势和频率进行协调控制。

图 2-5 为异步电动机稳态等效电路

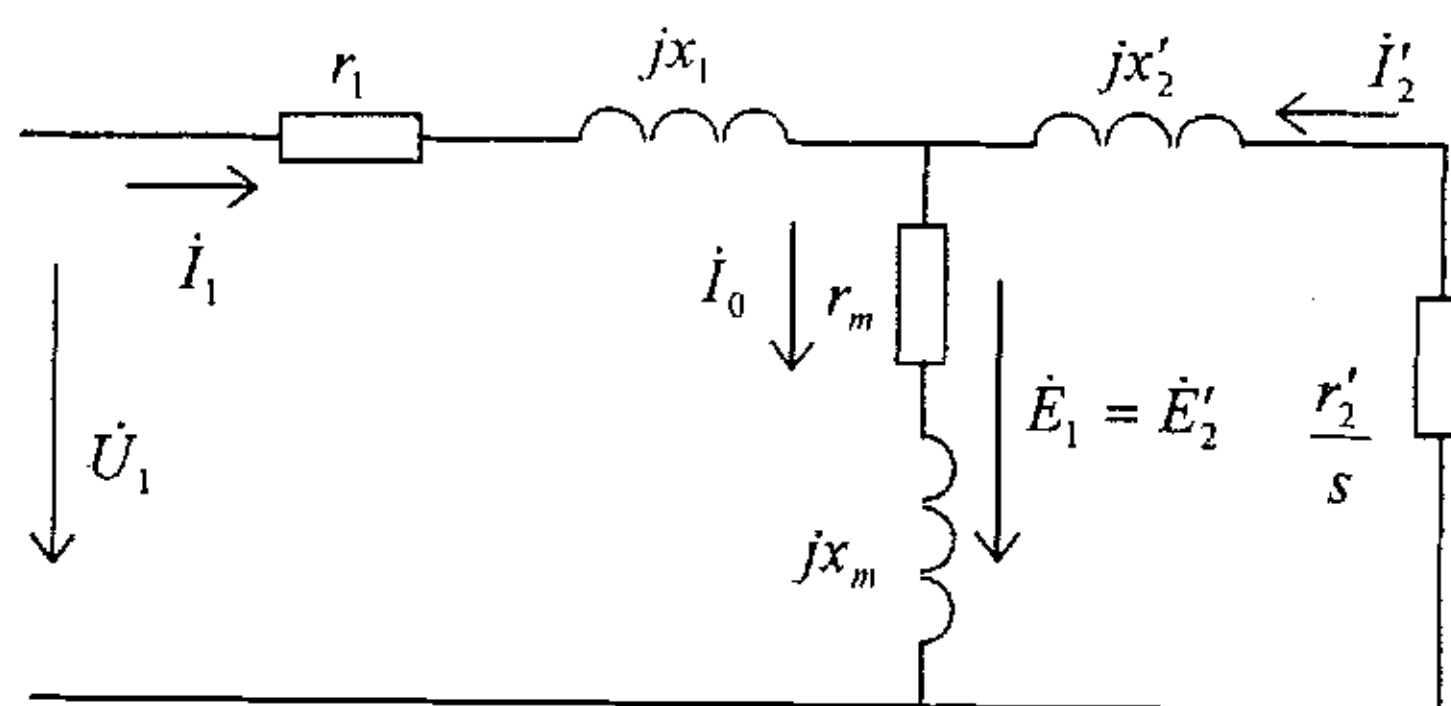


图 2-5 异步电动机稳态等效电路

转子电流

$$I_2' = \frac{E_2'}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}} \quad (2-8)$$

式中 E_2' ——折算到定子频率 (即 $s=1$) 的转子每相感应电动势;

x'_2 ——折算到定子频率、定子绕组的转子每相漏抗；

r'_2 ——折算到定子绕组的转子每相电阻。

电磁转矩

$$T = \frac{m_1 p_N}{2\pi} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1 r'_2 / s}{\left(\frac{r'_2}{s} \right)^2 + x'^2_2} \quad (2-9)$$

式中 m_1 ——定子相数；

令 $dT/ds=0$ ，由此得到产生最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{r'_2}{x'_2} \quad (2-10)$$

其对应的最大转矩

$$T_m = \frac{m_1 p_N}{8\pi^2} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \frac{1}{L'_{2\sigma}} \quad (2-11)$$

式中 $L'_{2\sigma}$ ——转子每相漏感（折算到定子绕组）。

可见，保持 E_1/f_1 恒定进行变频调速时，最大转矩保持不变。

实际上，由于感应电动势难以直接控制，保持 E_1/f_1 恒定只是一种理想的控制方法。当忽略定子漏阻抗压降时，可以近似地认为定子相电压

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{N1} \Phi_m \quad (2-12)$$

因此，保持

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (2-13)$$

可以近似地维持 Φ_m 恒定，从而实现近似的恒磁通调速，这可通过对定子线电压和频率进行协调控制来实现。

此时，转子电流

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r'_2}{s} \right)^2 + (x_1 + c_1 x'_2)^2}} \quad (2-14)$$

式中 $c_1 = 1 + x_1 / x_m \approx 1$ ；

x_m ——与气隙主磁通相对应的定子每相绕组励磁电抗；

x_1 ——定子绕组每相漏抗；

r_1 ——定子绕组每相电阻。

电磁转矩

$$T = \frac{m_1 p_N}{2\pi} \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{f_1 r_2' / s}{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2} \quad (2-15)$$

式中 m_1 ——定子相数；

令 $dT/ds=0$ ，由此得到产生最大转矩时的转差率

$$s_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad (2-16)$$

其对应的最大转矩

$$T_m = \frac{m_1 p_N}{8\pi^2} \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{1}{\frac{r_1}{2\pi f_1} + \sqrt{\left(\frac{r_1}{2\pi f_1} \right)^2 + (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')^2}} \quad (2-17)$$

式中 $L_{1\sigma}$ ——定子每相漏感。

可见，保持 U_1/f_1 恒定进行变频调速时，最大转矩将随 f_1 降低而降低。

采用 $U_1 \approx E_1$ ，使控制易于实现，但也带来误差。由图 2-5 的等效电路可知， U_1 扣除定子漏阻抗压降之后的部分即由感应电动势 E_1 所平衡。显然，被忽略掉的定子漏阻抗压降在 U_1 中所占比例的大小决定了它的影响。当频率 f_1 数值相对较高时，此时 E_1 数值较大，定子漏阻抗压降在 U_1 中所占比例较小，认为 $U_1 \approx E_1$ 不致引起太大的误差；当频率 f_1 数值相对较低时， E_1 数值变小， U_1 也变小，此时定子漏阻抗压降在 U_1 中所占比例较大，已经不能满足 $U_1 \approx E_1$ ，此时若仍以 U_1/f_1 恒定代替 E_1/f_1 恒定，则不能不带来较大的误差。为此，可在低频段提高定子电压 U_1 ，目的是补偿定子漏阻抗压降，近似地维持 E_1/f_1 恒定。

2.3 V/f 比控制原理^[11,14,22]

因为本课题控制对象为水泵电机，对系统性能要求不是很高，因此本课题采用 V/f 比 PWM 控制方式。这里，将对 V/f 比控制的基本原理和须注意的问题作一简单说明。

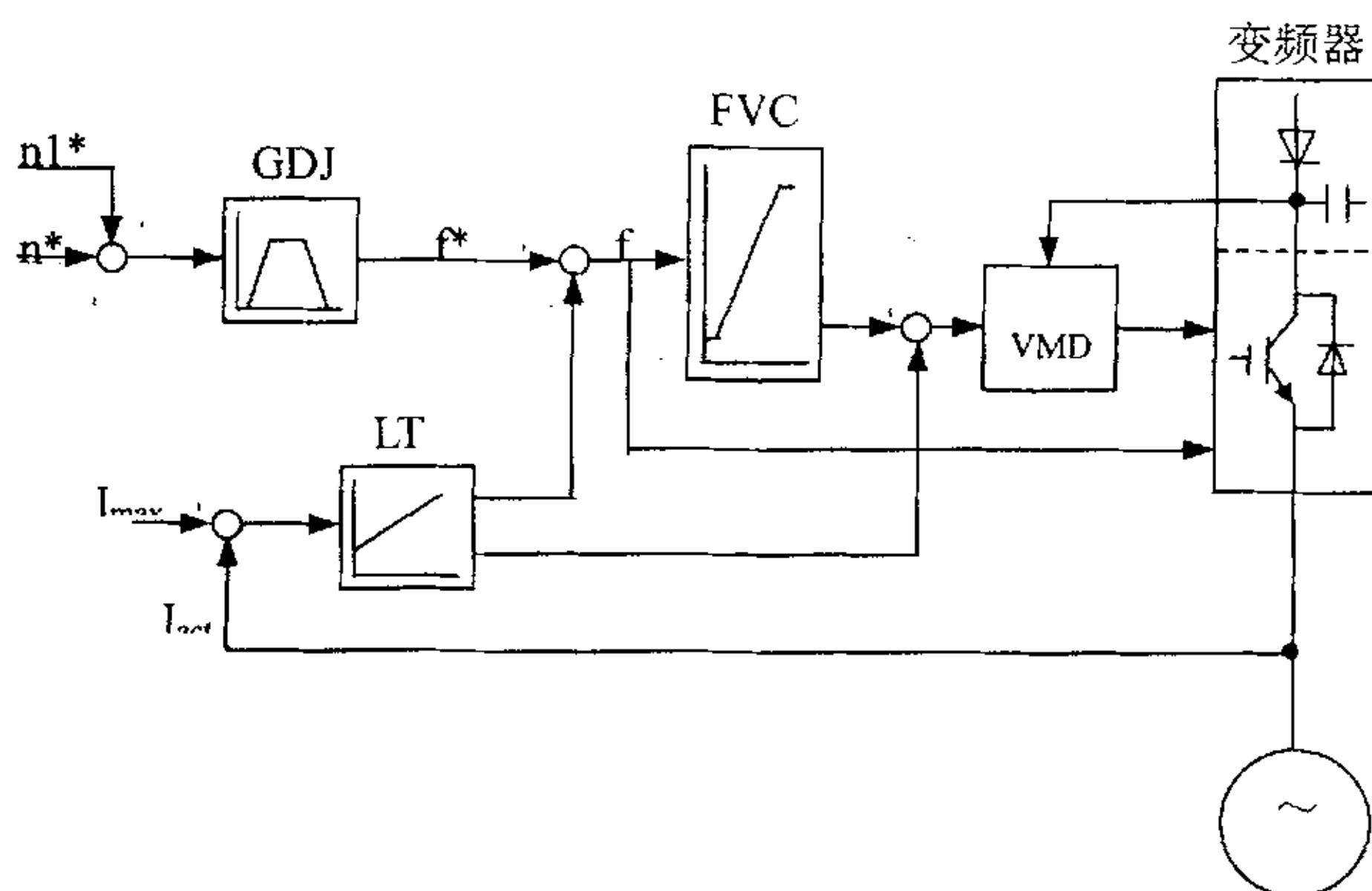


图 2-6 V/f 比变频器控制原理图

采用电压-频率协调控制时，异步电动机在不同频率下都能获得较硬的机械特性线性段。如果生产机械对调速系统的静、动态性能要求不高，可以采用转速开环恒压频比的控制系统，风机、水泵等节能调速系统经常采用这一方案。图 2-6 为 V/F 比 PWM 变频器控制原理框图。

(一) 给定积分器 (GDJ)

给定积分器的输入为电机的转速设定 n^* 和附加转速设定 $n1^*$ 的和，即电机的总的速度给定；输出 f^* 为变频器的频率设定，实际上代表了调速系统转速的起动、运行和制动波形，因此给定积分器又称软起动器，它是任何转速开环的调速系统可靠工作所不可缺少的控制部件。图 2-7 为给定积分器的输入输出波形。

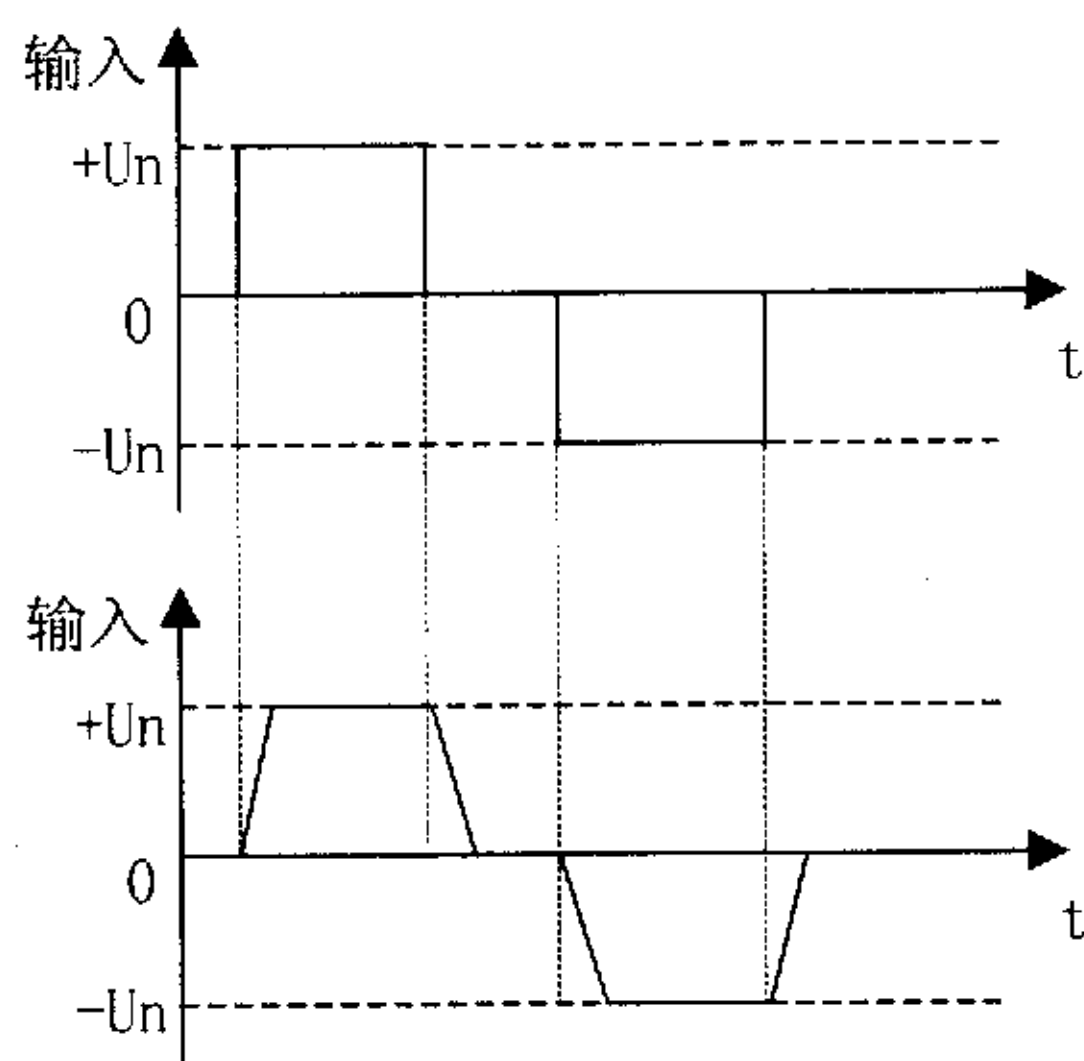


图 2-7 给定积分器输入输出波形图

(二) 电流调节器 (LT)

对于风机、水泵类负载，变频器在正常工作时，负载电流应该是稳定的，但在一些特殊情况下，负载电流会很大，甚至产生过电流，如：

(1) 电机升、降速过程中

当负载的惯性较大，而升、降速时间又设定得太短时，将产生过电流。这是因为，升、降速时间太短，意味着变频器的工作频率变化太快，而电机因惯性较大而跟不上去，导致转子绕组切割磁力线的速度太快（等于转差太大），结果造成升、降速电流过大。

(2) 电机遇到冲击负载

如传动机构出现“卡住”现象，引起电动机电流的突然增加。

(3) 变频器的输出侧短路

如变频器的输出端到电动机之间的连接线发生相互短路，或电动机内部发生短路等。

(4) 变频器自身工作不正常

如因控制系统出现异常或因逆变器件本身故障等原因, 使同一桥臂的两个逆变器件在交替过程中, 一个器件已经导通、而另一个器件却还没有关断, 引起同一桥臂的上、下两个逆变器件的“直通”, 造成直流电压的正、负极间处于短路状态。

对于(1)、(2)、(3)三种情况, 对过电流处理原则是, 尽量不烧交流侧熔断器或跳闸, 而是根据电动机的额定电流和负载的具体情况设定一个电流限值 $I_{\max}$, 通过检测逆变器的输出电流 I_{act} , $I_{\max}$ 与 I_{act} 进行比较后送给电流调节器 LT, 当工作电流超过 $I_{\max}$ 时, 变频器将自动降低其工作频率和工作电压; 当工作电流降到 $I_{\max}$ 以下时, 工作频率和工作电压也逐渐恢复。

对于第(4)种情况, 因过流点在电流检测点之前, 电流调节器 LT 已不起作用, 因此只有通过烧交流侧熔断器或跳闸来起保护作用。

(三) 频率—电压转换环节 (FVC)

设频率调节比(调频比)为 k_f , 则

$$k_f = f_x / f_N$$

式中 f_x ---- 调节后的定子频率;

f_N ---- 定子频率的额定值。

设电压调节比(调压比)为 k_u , 则

$$k_u = U_x / U_N$$

式中 U_x ---- 调节后的定子电压;

U_N ---- 定子电压的额定值。

保持磁通为恒定的近似方法是

$$k_u = k_f$$

当电动机在额定转速以下调速时 (k_u 和 k_f 小于 1 时), 特别是频率接近于零时 (k_u 和 k_f 也接近于零时), 由于定子压降 ΔU_x 在 U_x 中所占比例增大, 造成磁通 Φ_m 下降, 从而导致输出转矩下降。采取适当提高调压比 ($k_u > k_f$) 的方法, 来抵消定子压降 ΔU_x 在 U_x 中所占比例增大, 从而保持磁通 Φ_m 恒定, 最终使电动机的输出转矩得到补偿。能够使输出转矩得到完全补偿的 k_u 和 k_f 有如下关系式^[1]

$$k_u = \sqrt{\frac{k_f \left[1 + \sqrt{1 + k_f^2 \left(\frac{x_1 + x_2'}{r_1} \right)^2} \right]}{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{x_1 + x_2'}{r_1} \right)^2}}} \quad (2-18)$$

由上式作出的 $k_u = f(k_f)$ 曲线如图 2-8 所示。

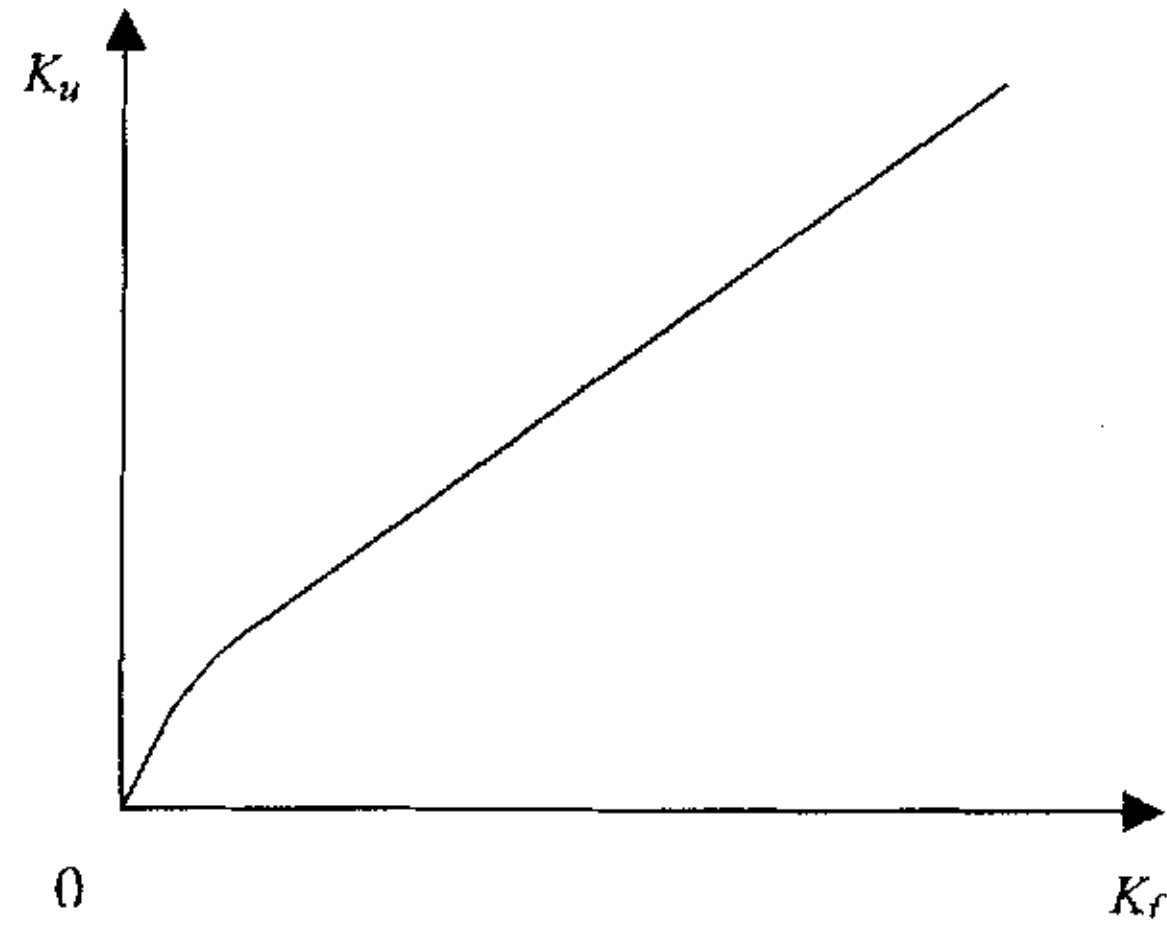


图 2-8 全补偿的 $k_u—k_f$ 曲线

另外，考虑到各种因素，如最高电压限制等，实际系统采用如图 2-9 所示曲线

图中： k_{f1} ——电压补偿结束点，

k_{u1} —— $f=0$ 时的电压补偿值，

k_{f2} ——对应电动机额定频率时的 k_f 值，

k_{u2} ——对应电动机额定电压时的 k_u 值，

k_{f3} ——对应电动机弱磁频率时的 k_f 值，

k_{u3} ——对应电动机最高电压时的 k_u 值，

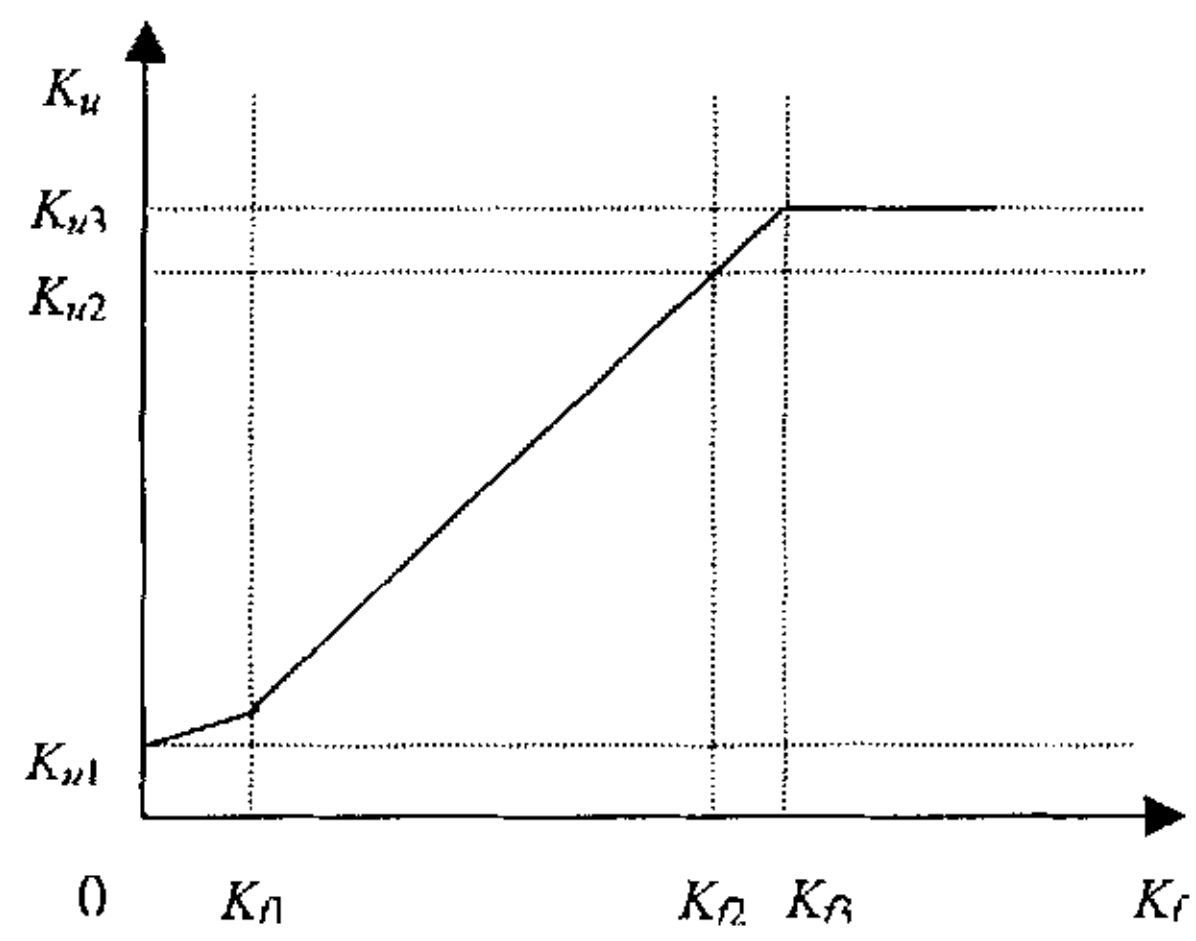


图 2-9 实际的 k_u-k_f 曲线

3、串联 H 桥减少谐波方法的研究

3.1 前言

80 年代中期开始, 电力电子及微电子技术的普及, 使企业的自动化水平有了长足进展, 产品质量得到了提高, 给企业带来了巨大的经济效益和社会效益。但同时所产生的谐波也给电力系统造成了谐波污染, 公害日益严重。

(1) 对电动机的危害

谐波对电动机的主要危害是产生谐波涌流损耗发热和产生噪音。另外, 当电动机供电装置的谐波电流产生的电动力的频率接近于定转子零部件的固有频率时, 电机会产生强烈的机械震动, 并伴有极大的噪音。

(2) 对电容器的危害

谐波注入并联电容器后, 特别是在谐振和谐波放大的情况下, 会产生过电压、过电流、过负荷及过热, 造成电容器或串联电抗器的损耗加剧。当谐波过大、产生的峰值电压过高时, 导致局部游离放电不能熄灭, 形成长期的局部放电, 使电容器介质击穿损坏。电容器的抗谐波能力较弱, 在电网谐波的作用下, 会产生谐波噪声、发热、击穿、和鼓肚等。

(3) 对变压器和线路的危害

谐波电流在变压器绕组和传输线路中都要产生附加损耗。系统变压器和线路损耗是构成电网损耗的主要部分, 谐波使网损增大, 在发生系统谐振或谐波放大时, 网损更大。谐波电流还将引起变压器铁芯、外壳、紧固件发热或局部过热, 还能引起变压器的谐波振动和谐波噪声。谐波会加速电力电缆、电线的绝缘老化, 造成电压击穿。

(4) 谐波放大及危害

电力系统中的某些电感、电容元件对于谐波源形成串联或并联回路时, 有可能产生串联或并联谐振。在谐振时, 即使施加很小的电压, 谐波电流及电容、电感上的谐波电压在理论上都将无限增大。谐波过电流和过电压会对电器设备造成严重危害, 甚至会造成严重事故。

(5) 对继电保护系统和自动控制装置的危害

谐波对继电保护系统和自动控制装置的干扰影响在于使之产生误动作。

(6) 对仪器、仪表、通讯和计算机系统的危害

谐波的电磁和射频噪声使仪器、仪表、通讯和计算机系统失灵。

由于上述原因，电力系统的谐波污染问题引起人们越来越多的注意，电工学界的两个标准（IEC-555，IEE-519）都对电力负载的入端的功率因数和各次谐波含量作了具体而严格的规定，我国也制订了相应的国家标准：GB/T14549-93《电能质量，公用电网谐波》，并已实施。因此，如何降低变频装置的谐波污染和提高功率因数是研制变频装置必须要考虑的因素，下面给出一些有关谐波和功率因数的定义：

输入电流直流分量： I_0

输入电流基波分量有效值： I_1

输入电流谐波总量有效值： $I_h = \sqrt{\sum_i I_i^2}$ ， $i = 2, 3, \dots$

输入电流谐波含量： $THD = \frac{I_h}{I_1}$

输入电流有效值： $I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \sum_i I_i^2}$ ， $i = 2, 3, \dots$

输入电流基波相移角度： θ

输入电流功率因数： $PF = \frac{I_1}{I} \cos(\theta)$

3.2 串联 H 桥各单元整流电路多重联接工作原理及减少谐波方法研究

众所周知，在由二极管或晶闸管构成的整流电路中，随着一个正弦波周期内（20ms）整流波头的增加，谐波含量逐渐降低，即整流波形中所含最低谐波次数提高，幅值相应降低。如 6 脉冲整流含有 5、7 次以上的谐波，12 脉冲整流则只含有 11、13 次以上的谐波，5、7 次谐波被消除。相应变压器一次侧谐波含量减少，对电网的谐波污染降低。由此可以推断，串联 H 桥各单元整流电路输入变压器二次侧在 60 度（因为每个 H 桥单元为 6 脉冲整流）范围内均匀错开，则在变压器一次侧可等效为 6N 次整流电路（N 为串联 H 桥单元个数），变压器一次侧谐波含量大大减少，对电网的谐波污染大大降低。

对于本系统，每相主回路六个变压器副边绕组采用曲折连接。其中变压器为两台，三相共用，每台变压器副边绕组共有九个，每相三个。变压器一次侧为三相 6KV，直接接入电网；变压器二次侧为三相 610V，每相三组，两个变压器共六组。两个变压器二次侧每相对变压器一次侧相位角分别为： -20° 、 0° 、 $+20^\circ$ 、 -50° 、 -30° 、 -10° 。因三相桥式为六脉波整流，每脉波 60° ，所以， -50° 与 $+10^\circ$ 等效。这样在 60° 范围内，以 10° 为间隔均匀分布。这样一来，对变

压器一次侧每相形成 $6 \times 6 = 36$ 脉波整流。这样，可消除各 H 桥单元产生的大多数谐波，减少了谐波对电网的污染，并可提高功率因数。

3.2.1 整流变压器的联接组别

对于三相变压器来说，把三个单相绕组联成三相绕组时最常用的联接方式有两种：一种是星形联接；另一种是三角形联接。变压器一、二次侧绕组均可采用星形联接或三角形联接；变压器一、二次侧绕组 A、B、C 三相绕组首尾均可采用不同的联接顺序。这样一来，变压器一、二次侧绕组之间相位差可以为 $k \times 30^\circ$ ($k=0, 1, 2, 3 \cdots 11$)。如果用类似时钟指示方式来表示变压器的联接组别：即当原边线电压向量 E_{AB} 作为分针指向钟面上的 12 时，副边线电压向量 E_{ab} 作为时针指向钟面上的点数 k 即为该变压器的联结组别数。如原边线电压向量 E_{AB} 作为分针指向钟面上的 12 时，副边线电压向量 E_{ab} 作为时针指向钟面上的点数 $k=6$ ，则该变压器的联结组别为 Y/Y-6 (或 $\Delta/\Delta-6$)，表示变压器副边绕组相位落后于原边绕组 $6 \times 30^\circ = 180^\circ$ 。对应于 $k=0, 1, 2, 3 \cdots 11$ ，共有 $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ, 210^\circ, 240^\circ, 270^\circ, 300^\circ, 330^\circ$ 这 12 个联结组别，其中 k 为偶数时，变压器原副边绕组接法必须相同，都为星形联接或都为三角形联接； k 为奇数时，变压器原副边绕组接法必须不同，一个为星形 (或三角形) 联接，另一个必为三角形 (或星形) 联接。

对于本系统，为在变压器一次看等效 36 脉波整流，要求每相六个 H 桥单元对应变压器副边绕组在 60° 范围内，以 10° 为间隔均匀分布，分别为： $-20^\circ, 0^\circ, +20^\circ, -50^\circ, -30^\circ, -10^\circ$ ，而采用星形和三角形联接组合只能产生 $k \times 30^\circ$ ($k=0, 1, 2, 3 \cdots 11$)，不能满足系统要求，因此变压器须采用曲折联接，即 Zig-Zag 联接，简称 Z 联接。这种联接可使变压器一、二次侧绕组之间相位差为任意角度。

因为变压器容量比较大，虽然原边绕组采用星形联接、副边绕组采用曲折星形联接也可以实现一、二次侧绕组之间相位差为任意角度，但三次谐波电流没有通路，由铁心饱和引起的磁通 Φ 及相电势非正弦现象无法解决，因此一般不予采用。这里给出两种解决办法，即可解决铁心饱和引起的磁通 Φ 及相电势非正弦问题，又可实现所需转角要求。

(1) 原边绕组采用星形联接，副边绕组采用延边三角形联接

如图 3-1 所示为 Y/D-1 延边三角形联接原理图, 假设变压器副边绕组匝数 n , 副边绕组由抽头所分割的匝数分别为 $(1-k)n$ 和 kn ($0 \leq k \leq 1$); 图中原、副边

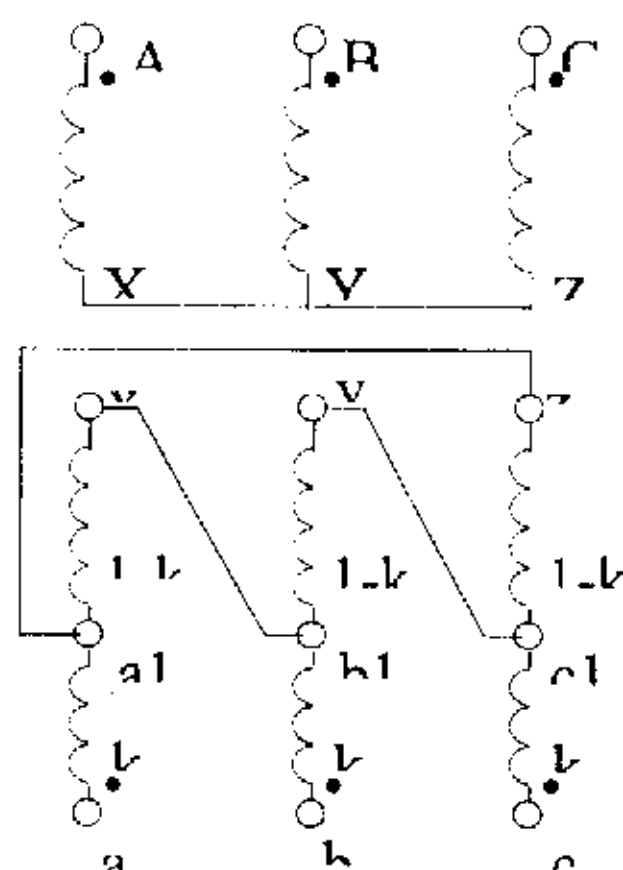


图 3-1 Y/D-1 的延边三角形联结方式原理图

带圆点的一端为同名端, 即 A、B、C 为与 a、b、c 为同极性端, 原、副边绕组的线电压相位差为 α (α 为副边相对于原边的角度), 本接法 α 在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 内变化。图 3-2 为本接法的相量图。

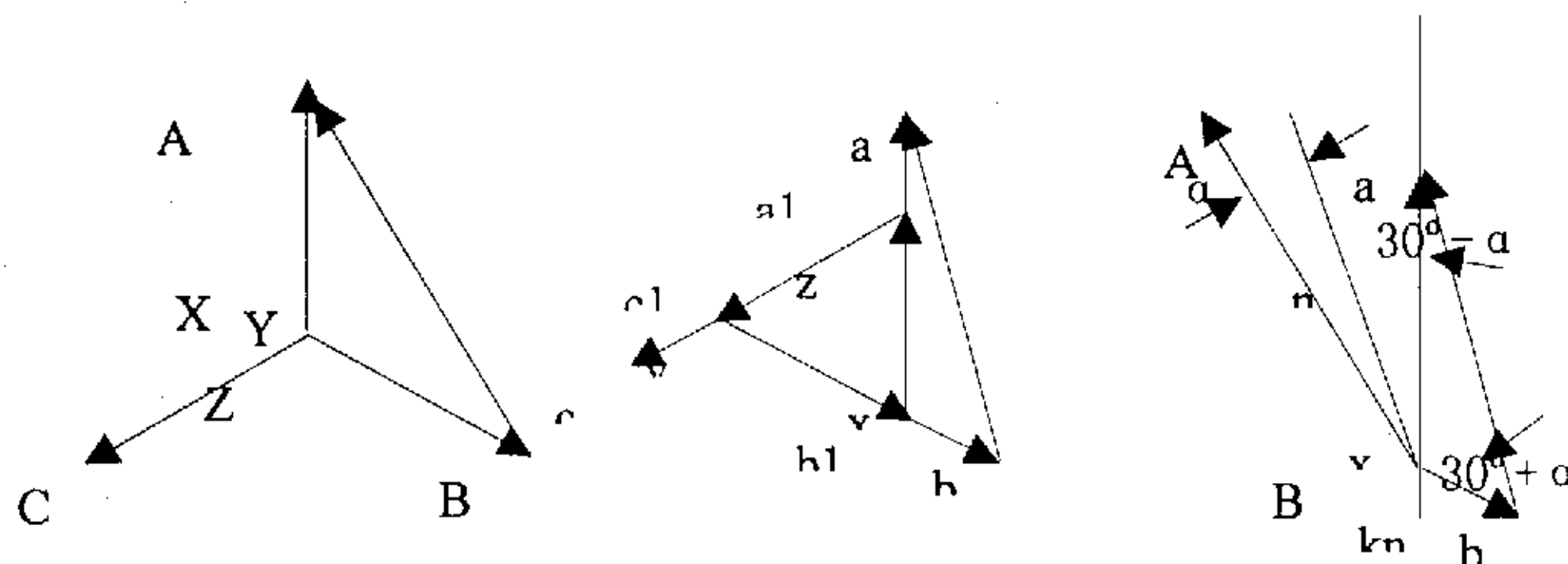


图 3-2 Y/D-1 延边三角形联结相量图

由图 3-2 的相量图可得出 k 值与相位角 α 的关系式:

$$k = \sin(30^\circ - \alpha^\circ) / \sin(30^\circ + \alpha^\circ)$$

当 $\alpha = 30^\circ$ 时, $k = 0$, 既为 Y/D-1 联接;

当 $\alpha = 0^\circ$ 时, $k = 1$, 既为 Y/Y-0 联接;

当 $\alpha = 20^\circ$ 时, $k = 0.227$, 既为本装置要求的转角 $+20^\circ$ 联接。

如果其它不变, 只把变压器副边绕组三角形改动一下, 如图 3-3 所示, 则 α

在 $0^\circ \sim -30^\circ$ 内变化。图 3-4 为本接法的相量图。

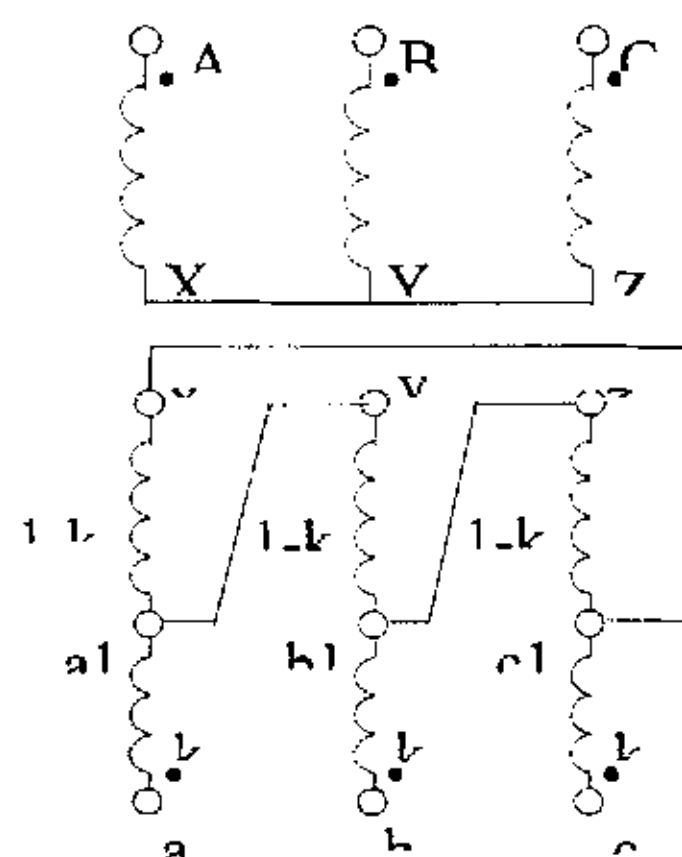


图 3-3 Y/D-11 的延边三角形联结方式原理图

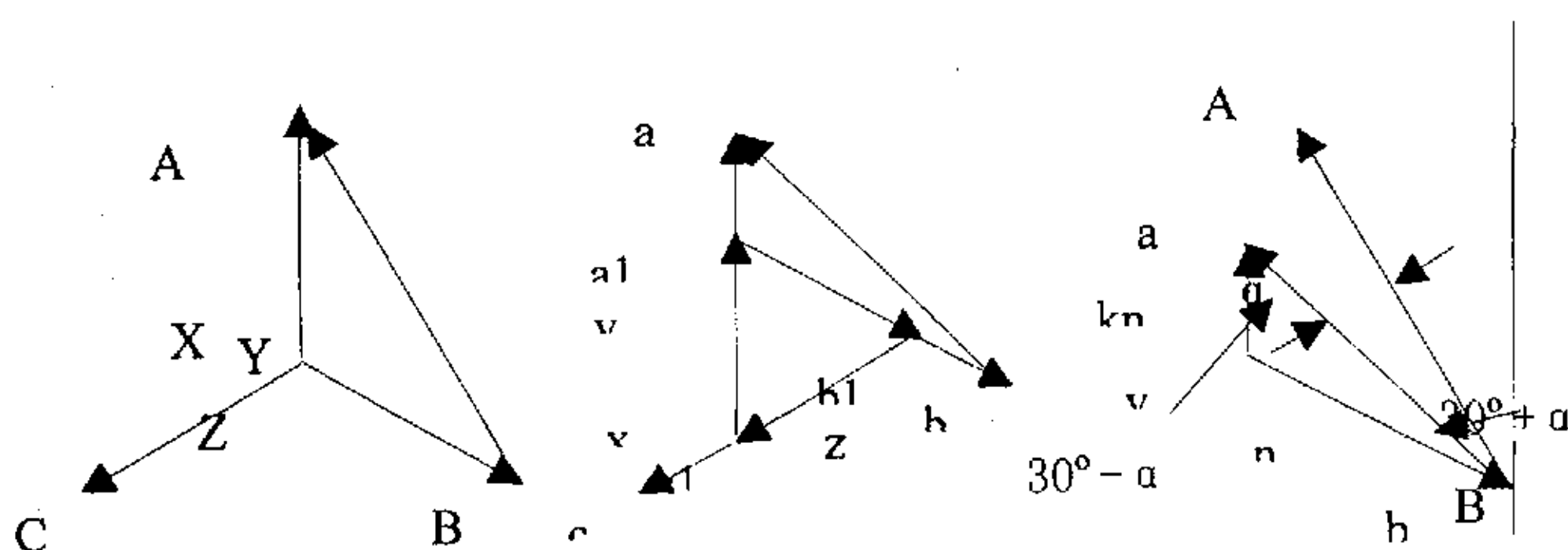


图 3-4 Y/D-11 延边三角形联结相量图

由图 3-4 的相量图可得出 k 值与相位角的关系式(α 为负值):

$$k = \sin(30^\circ + \alpha^\circ) / \sin(30^\circ - \alpha^\circ)$$

当 $\alpha = -30^\circ$ 时, $k = 0$, 既为 Y/D-11 联接;

当 $\alpha = 0^\circ$ 时, $k = 1$, 既为 Y/Y-0 联接;

当 $\alpha = -20^\circ$ 时, $k = 0.227$, 既为本装置要求的转角 -20° 联接。

(2) 原边绕组采用角形联接, 副边绕组采用延边三角形联接

以上, 我们已经解决 -20° 、 0° 、 $+20^\circ$ 的转角问题, 对于 -50° 、 -30° 、 -10°

° 转角要求, 可使变压器原边采用三角形来实现。假如原来 Y/D-1 延边三角形联结方式变压器副边的转角为 -20° 、 0° 、 $+20^\circ$, 如变压器原边改为三角形联结, 并使线电压相量 U_{AB} 等向顺时针方向旋转 30° , 则原副边的转角为 $+20^\circ$ 变为 $+20^\circ + (-30^\circ) = -10^\circ$; 原副边的转角为 0° 变为 $0^\circ + (-30^\circ) = -30^\circ$; 原副边的转角为 -20° 变为 $-20^\circ + (-30^\circ) = -50^\circ$ 。这样就可得到 -50° 、 -30° 、 -10° 转角。下面给出转角为 -10° 时的变压器原、副边联结图(图 3-5)及相量图(图 3-6), 对于 -50° 和 -30° 情况, 可依此类推, 这里就不再赘述。

如图 3-5 所示, 如果把变压器原边绕组改为三角形接法, 副边保持图 3-1 所示接法不变, 则转角在 $0^\circ \sim -30^\circ$ 内变化。图 3-6 为本接法的相量图。

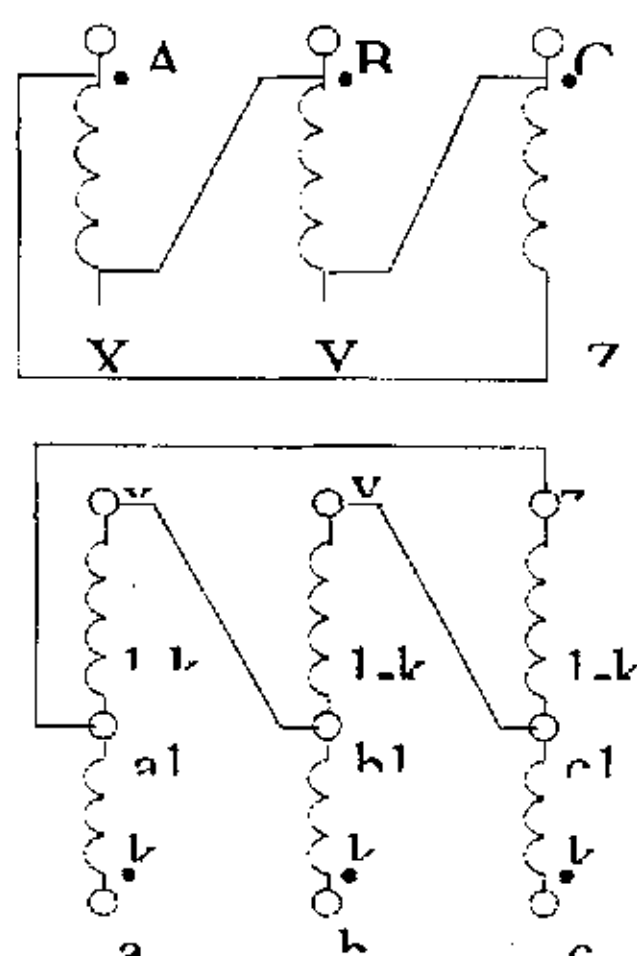


图 3-5 D/D-11 的延边三角形联结方式原理图

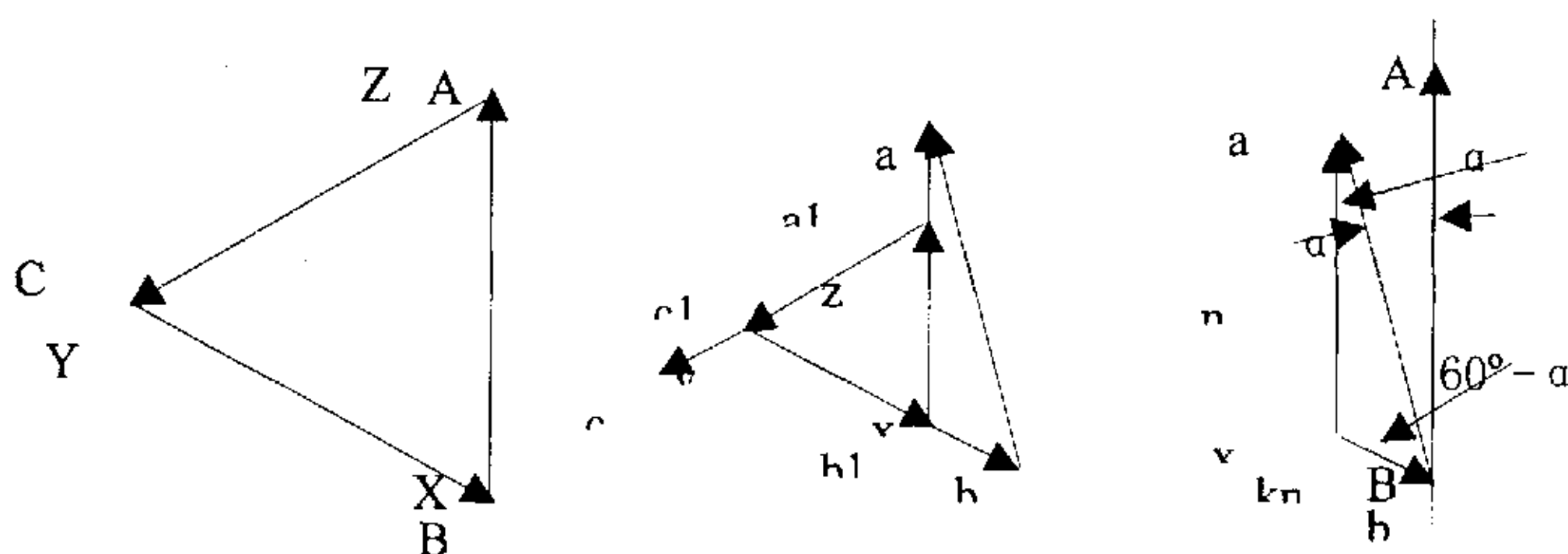


图 3-6 D/D-11 延边三角形联结相量图

由图 3-6 的相量图可得出 k 值与相位角的关系式(α 为正值):

$$k = \sin(\alpha) / \sin(60^\circ - \alpha)$$

当 $\alpha=30^\circ$ 时, $k=1$, 既为 D/Y-11 联接;

当 $\alpha=0^\circ$ 时, $k=0$, 既为 D/D-0 联接;

当 $\alpha=10^\circ$ 时, $k=0.227$, 既为本装置要求的转角-10°联接。

可见, 在 D/D-11 延边三角形联接时, 副边 k 值保持不变, 这也和本接法的前提条件是一致的。

其实, 通过改变变压器原边绕组为三角形联接或星形联接以及改变变压器副边绕组的 k 值 (必要时考虑改变 a、b、c 相序或极性), 可实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ (-360°) 的任何转角。

3.2.2 串联 H 桥网侧谐波及功率因数的研究

首先讨论一个 H 桥单元整流电路输入电流的谐波及功率因数情况, 然后再推广到串联 H 桥各单元整流电路多重联接时的网侧谐波及功率因数情况。

(一) 一个 H 桥单元整流电路谐波及功率因数分析

图 3-7 所示为一个 H 桥单元简化电路, 为便于分析, 图中把逆变部分简化为一个电阻 R 。

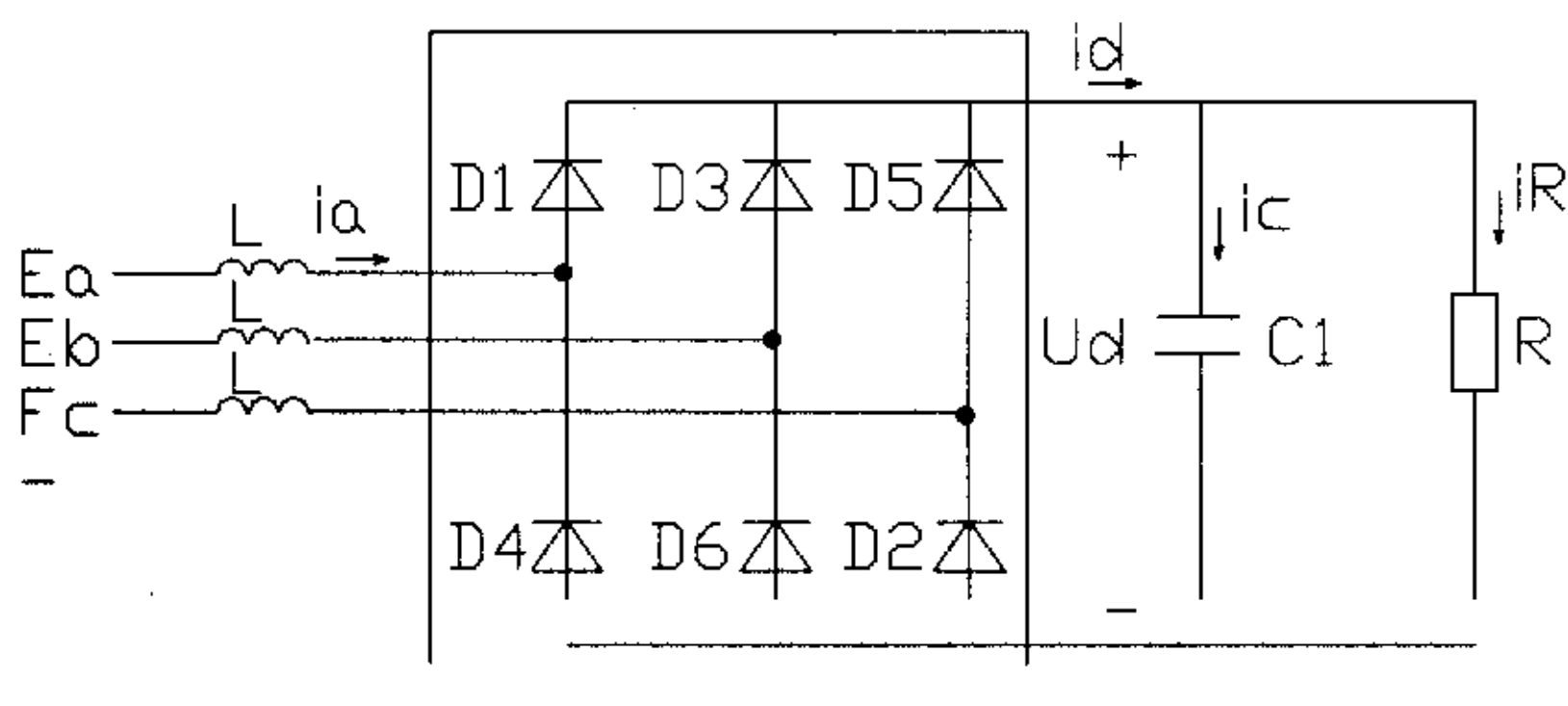


图 3-7: 一个 H 桥单元整流简化电路图

E_a 、 E_b 、 E_c 为整流桥输入三相平衡电压， L 为整流桥输入电感， C_1 为滤波电容， i_a 为 A 相相电流， i_d 为整流桥输出电流， i_c 为流过电容器的电流， i_R 为流过电阻的电流。

令 U_d 为经整流、滤波之后的平稳直流电压，如图 3-8 所示，若不考虑滤波

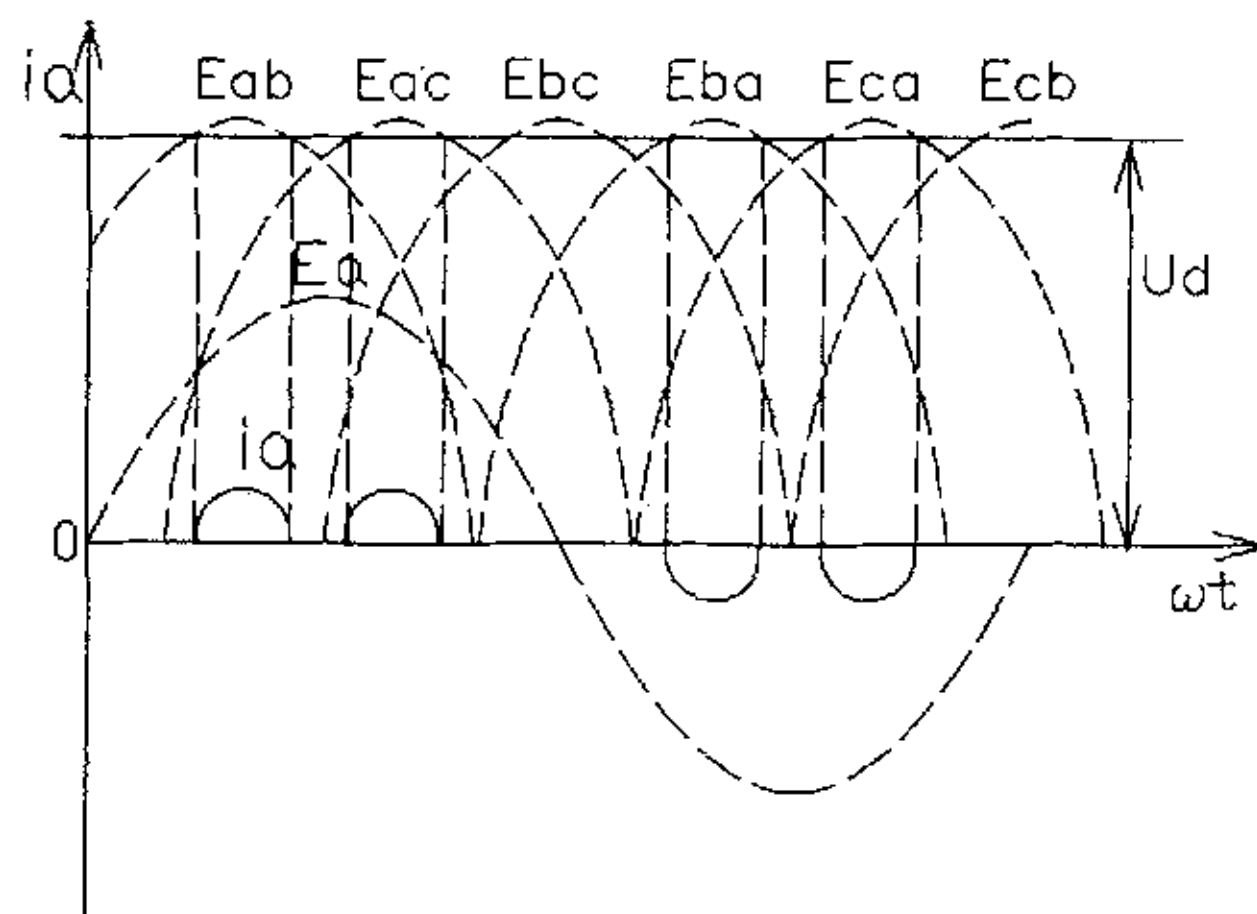


图 3-8 一个 H 桥单元输入侧相电流示意图

电容 C_1 和输入电感 L 的滤波作用，则整流后的电压应该是波动的，如图 3-8 所示有 6 个整流波头。

下面分析 A 相电流 i_a 与 A 相电压 E_a 的相位关系。由图 3-8 得知，仅当整流后的脉动电压高于整流后的直流电压 U_d 时才有相电流流过。当三相整流中 A 相正电压最高时，才有 A 相正电流，如图 3-8 中，在 E_{ab} 、 E_{ac} 的峰值范围内有 A 相相电流 i_a 流过。反之，当三相整流中 A 相负电压最低时，才有 A 相负电流，如图 3-8 中，在 E_{ba} 、 E_{ca} 的峰值附近有 A 相相电流 $-i_a$ 流过。由于线电压 E_{ab} 超前相电压 E_a 30° 电角度而 E_{ac} 落后于 E_a 30° 电角度，故 A 相电流 i_a 的正向两个波头恰好位于图 3-8 中相电压 E_a 的 60° 和 120° 处；同理 A 相电流 i_a 的负方向两个波头恰好位于图 3-8 中相电压 E_a 的 240° 和 300° 处。A 相电流 i_a 的基波分量与 A 相电压 E_a 相位差角 θ 几乎为零。

1. 一个 H 桥单元整流电路功率因数分析：

根据功率因数的定义式：

$$\text{功率因数 } PF = \frac{I_1}{I} \cos(\theta)$$

功率因数 PF 与基波相移角 θ 和输入电流基波含量 I_1/I 有关，根据前面分析，相电流的基波分量与相电压相位差角 θ 几乎为零，所以， $\cos(\theta)$ 近似为 1，功率

因数 PF 主要取决于输入电流基波含量 I_1/I 。

图 3-8 是在不考虑滤波电容 $C1$ 和输入电感 L 的滤波作用时的波形，当考虑 $C1$ 和 L 的滤波作用时，随着 $C1$ 和 L 的增大，相电流有可能由断续变为连续，波头也会后移，由此带来两个结果，一是基波功率因数会有所下降， $\cos(\theta)$ 小于 1；二是输入电流谐波含量 $THDi$ 会有所下降。综合以上两个基本因素，功率因数 PF 会有所变化，但不一定减少，甚至有可能增加。具体要看两个因素的综合结果。

合理使用 L 不仅不会降低功率因数，反而可以提高电网的功率因数。这个结论与传统的串接电感降低功率因数的说法恰恰相反。因为 L 越大，相电流 (i_a 、 i_b 、 i_c) 后倾（幅度降低、波形后移）越明显，即导通角越大。如果提高变压器的短路阻抗或在 H 桥的交流输入或直流侧串接电抗器，都意味上述 L 增大。当 L 增大到一定程度，相电流 (i_a 、 i_b 、 i_c) 正向或负向的两个波头将连接起来，输入电流谐波含量将大大减少，功率因数将会提高。

输入相电流 (i_a 、 i_b 、 i_c) 与由 L 产生的输入阻抗 Z ($Z = \omega L$) 直接成反比关系。电源变压器越大，则 H 桥单元输入阻抗越小，输入电流也就越大，因此要求整流元件的额定电流值越大，否则整流元件容易损坏。解决的办法也是增加交流输入阻抗 Z 。

当其它因素不变 (L 、 $C1$ 不变)，在轻载时 (R 值大)，输入相电流 (i_a 、 i_b 、 i_c) 可能是连续的，此时输入相电流谐波含量 $THDi$ 会较小，功率因数相对较高。随着负载加大 (R 值小)，输入相电流 (i_a 、 i_b 、 i_c) 渐渐进入断续区，此时输入相电流谐波含量 $THDi$ 会较大，功率因数相对较低。

综合以上可以看出，输入功率因数及输入相电流谐波含量 $THDi$ 不仅与 L 、 $C1$ 的值有关，而且与负载等效电阻 R 有关。因此合理匹配 L 、 $C1$ 、 R 的值非常关键。

2. 一个 H 桥单元整流电路谐波分析

对于一个非正弦周期性变化的信号 $f(t)$ ，可以分解为傅里叶级数：

$$\begin{aligned} f(t) &= a_0 + (a_1 \cos \omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t) + (a_2 \cos 2\omega_1 t + b_2 \sin 2\omega_1 t) + \cdots \\ &\quad + (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t) + \cdots \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t) \end{aligned} \quad (3-1)$$

式中

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos k\omega_1 t d(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (3-2)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega_1 t d(\omega_1 t)$$

对于具有奇函数性质的函数 ($f(t) = -f(-t)$), 有 $a_0 = 0$, $a_k = 0$, 则傅里叶级数可简化为:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} (b_k \sin k\omega_1 t) \\ b_k &= \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \sin k\omega_1 t d(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (3-3)$$

对于具有奇谐函数性质的函数 ($f(t) = -f(t+T/2)$), 有 $b_{2k} = 0$, 则傅里叶级数可进一步简化为:

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} (b_{2k-1} \sin(2k-1)\omega_1 t) \\ &= b_1 \sin \omega_1 t + b_3 \sin 3\omega_1 t + \cdots + b_k \sin k\omega_1 t + \cdots \end{aligned} \quad (3-4)$$

即不含有偶次谐波。

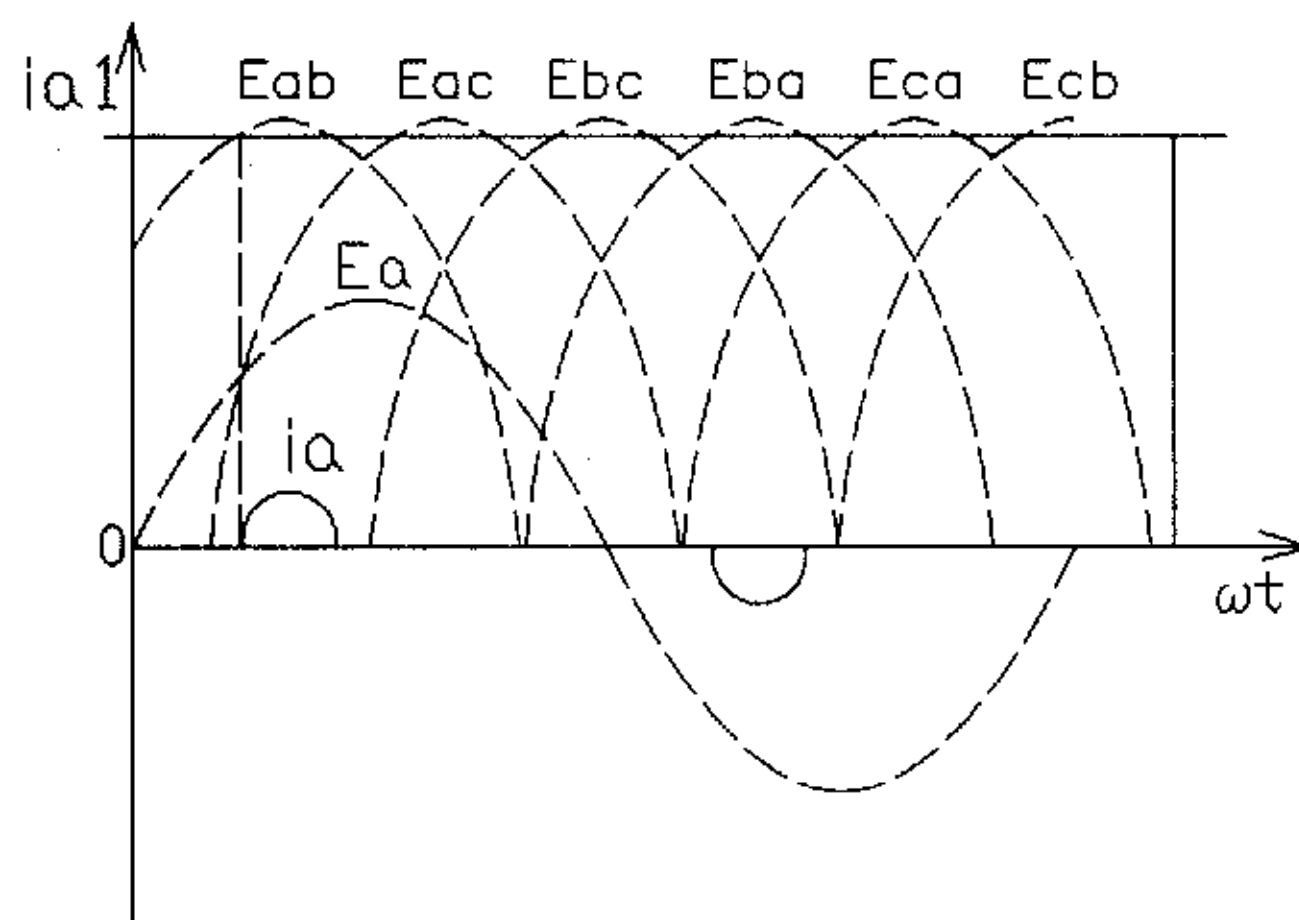


图 3-9 所示为只考虑 Eab 作用时 A 相电流波形, 显然为奇谐函数。 i_{a1} 可分解为不含有偶次谐波的傅里叶级数

$$\begin{aligned} ia_1(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} (b_{2k-1} \sin(2k-1)\omega_1 t) \\ &= b_1 \sin \omega_1 t + b_3 \sin 3\omega_1 t + \cdots + b_k \sin k\omega_1 t + \cdots \end{aligned} \quad (3-5)$$

由于 E_{ac} 滞后于 E_{ab} 60° 电角度, 则 A 相总电流 $ia(t)$ 为

$$ia(t) = ia_1(t) + ia_1(t - \pi/3) \quad (3-6)$$

即如图 3-8 所示的 A 相总电流 $ia(t)$ 为相差 60°
根据傅里叶级数性质

$$\begin{aligned} ia(t) &= ia_1(t) + ia_1(t - \pi/3) \\ &= b_1 \sin \omega_1 t + b_3 \sin 3\omega_1 t + \cdots + b_k \sin k\omega_1 t + \cdots \\ &\quad + b_1 \sin \omega_1(t - \pi/3) + b_3 \sin 3\omega_1(t - \pi/3) + \cdots + b_k \sin k\omega_1(t - \pi/3) + \cdots \\ &= b_1 \sin \omega_1 t + b_3 \sin 3\omega_1 t + \cdots + b_k \sin k\omega_1 t + \cdots \\ &\quad + b_1 \sin \omega_1(t - \pi/3) - b_3 \sin 3\omega_1 t + \cdots + b_k \sin k\omega_1(t - \pi/3) + \cdots \end{aligned} \quad \text{--- (3-7)}$$

由式 3-7 看出, $ia(t)$ 中 3 次、9 次、15 次.....等 $3k$ 次谐波均相互抵消, $ia(t)$ 中只含有 5 次、7 次、11 次、13 次、17 次、19 次.....等次数谐波。即

$$\begin{aligned} ia(t) &= c_1 \sin \omega_1 t + c_5 \sin 5\omega_1 t + c_7 \sin 7\omega_1 t + \cdots + c_{6k-1} \sin(6k-1)\omega_1 t + \\ &\quad c_{6k+1} \sin(6k+1)\omega_1 t + \cdots \end{aligned} \quad \text{--- (3-8)}$$

式 3-7 中的系数 $c_1, c_5, c_7, \dots$ 为 $ia_1(t)$ 与 $ia_1(t - \pi/3)$ 三角和后的系数。因 $ia(t)$ 的大小、形状、波形是否连续等与负载大小、电容值、电感值等均有关系, 情况比较复杂, 对系数 $c_1, c_5, c_7, \dots$ 这就不做具体分析了。

(二) 多个 H 桥单元整流电路串联工作时谐波及功率因数分析

对于串联 H 桥单元变频器, 其输出电压为各 H 桥单元逆变电压之和, 各 H 桥单元输出电流相等。各 H 桥单元接到一个或多个 (本系统为两个) 变压器的付边绕组上。如图 2-1 所示。若 N 个变压器副边绕组线电压相位差 α 相等, α 为:

$$\alpha = 60^\circ / N \quad (3-9)$$

则 N 个变压器副边绕组线电压总的相位差为 $N\alpha=60^\circ$ ，即 N 个变压器副边绕组线电压相位在 60° 范围内呈均匀分布。若不考虑一个或多个（本系统为两个）变压器的内部接法（上面已给出），而把它看成一个多端口网络，如图 3-10 所示。

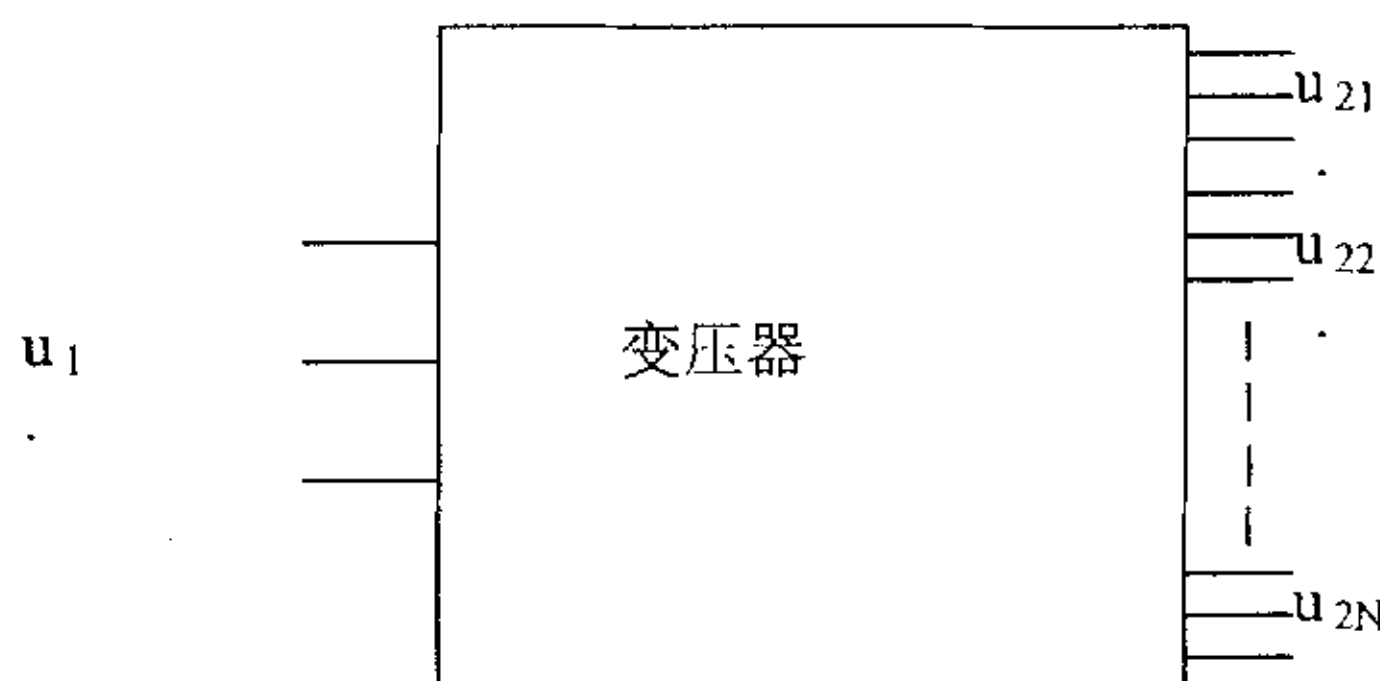


图 3-10 变压器输入输出多端口网络图

对于图 3-10 所示变压器输入输出端口图，左侧为串联 H 桥变频器变压器一相（如 A 相）的输入端，右侧为串联 H 桥变频器变压器一相的 N 个输出端。 u_1 、 i_1 为变压器一次侧电压和电流； u_{21} 、 i_{21} 、 u_{22} 、 i_{22} u_{2N} 、 i_{2N} 为变压器副边侧电压和电流。

假设 N 套副边绕组完全相同，由于 N 个变压器副边绕组线电压有效值相等，相位互差 $\alpha=60^\circ/N$ ，则 N 个变压器副边绕组线电流有效值相等，相位也互差 $\alpha=60^\circ/N$ 。将副边绕组线电流折合到原边，经分析可得到以下结论：

1) N 个变压器副边绕组线电流折合到原边后，其 N 个折合到原边后的电流（ i'_{11} 、 i'_{12} i'_{1N} ）基波分量彼此之间相位差仍为 $\alpha=60^\circ/N$ ，原边总电流为 N 个折合后的电流相量和。即：

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_{11} + \dot{I}'_{12} + \dots + \dot{I}'_{1N}$$

其中 $\dot{I}_1$ 为总电流相量， $\dot{I}'_{11}$ 、 $\dot{I}'_{12}$ 、..... $\dot{I}'_{1N}$ 为 i'_{11} 、 i'_{12} i'_{1N} 的电流相量。

2) 为分析 5 次以上谐波电流分量，我们首先给出下面结论：当变压器原边线电压相位超前于副边线电压相位 α 角时，对于负序谐波电流分量（ $6k-1$ 次），原边线电流滞后于副边线电流 α 角；对于正序谐波电流分量（ $6k+1$ 次），原边线电流超前于副边线电流 α 角^[28]。若以联结组别为 Y/Y-0 为基准，令其编号为 0，则对于变压器副边绕组线电流 5 次谐波电流分量，第 $m(m=0,1,...,N-1)$ 个 H 桥单元滞后于第一个 H 桥单元 $5m\alpha$ 。根据前面结论，第 m 个副边绕组线电流对应的一次侧 5 次谐波电流分量滞后于第一个副边绕组线电流对应的一次侧 5 次谐波电流分量

的角度为 $5m\alpha + m\alpha = 6m\alpha$ ；对于 7 次谐波电流，第 m 个副边绕组线电流对应的一次侧 7 次谐波电流分量滞后于第一个副边绕组线电流对应的一次侧 7 次谐波电流分量的角度为 $7m\alpha - m\alpha = 6m\alpha$ 。同理，第 m 个副边绕组线电流对应的一次侧 11、13 次谐波电流分量滞后于第一个副边绕组线电流对应的一次侧 11、13 次谐波电流分量的角度为 $12m\alpha$ ；第 m 个副边绕组线电流对应的一次侧 17、19 次谐波电流分量滞后于第一个副边绕组线电流对应的一次侧 17、19 次谐波电流分量的角度为 $18m\alpha$...。此时，变压器编号相邻的两个副边绕组 5、7 次谐波电流相位差为 $6 \times 60^\circ / N = 360^\circ / N$ ；11、13 次谐波电流相位差为 $12 \times 60^\circ / N = 720^\circ / N$ ； $6k \pm 1$ 次谐波电流相位差为 $6k60^\circ / N = k360^\circ / N$ (k 为正整数)。

当 $N=2$ 时，2 个副边绕组线电流对应的一次侧 5、7 次谐波电流分量相位差为 $6 \times 60^\circ / 2 = 360^\circ / 2 = 180^\circ$ ，相互抵消；当 $N=3$ 时，一次侧 11、13 次及以下电流分量相互抵消。由此可以推出，对于 N 个副边绕组，一次绕组中低于 $6N \pm 1$ 次谐波电流将相互抵消。对于本系统 $N=6$ ，则变压器一次绕组中最低谐波电流次数为 35、37 次。

实践表明，采用多个变压器副边绕组线电压相位在 60° 范围内呈均匀分布接法，不仅可以降低变压器一次绕组中最低谐波电流次数，降低谐波电流含量，还可以提高功率因数，功率因数可以达到 0.95 以上，甚至接近于 1。

3.3 串联 H 桥多电平变频器 PWM 工作原理及减少谐波方法研究

脉宽调制技术 (PWM) 就是利用宽度不等的一系列矩形脉冲去逼近正弦波。通过脉宽调制技术，变频器不仅可实现调压、调频，还可通过一定算法实现削弱或消除某些高次谐波，从而减弱电动机的震动，在低速范围内也能稳定运行，扩大调速范围，因此才有可能用交流电动机调速取代直流电动机调速。最近几年，变频器控制技术迅速发展，其中原因之一就是 PWM 控制技术的日臻完善。

在讨论 PWM 控制策略之前，先介绍一下有关 PWM 方面的术语和定义。

(1) 载波频率 f_s

三角形载波的频率，它确定了变频器中开关器件的工作频率，同时对系统的控制性能有较大影响。

(2) 调制频率 f_1

调制波的频率，它确定了变频器输出电压的基波频率。

(3) 载波比 P

载波比 P 定义为载波频率 f_s 与调制频率 f_1 之比。即

$$P = f_s / f_1$$

(4) 电压调制比 M

电压调制比 M 定义为正弦调制波 u_r 的幅值 A_r 与载波 u_c 的幅值 A_c 之比。
即

$$M = A_r / A_c$$

3.3.1 单个 H 桥单元 PWM 工作原理

对于通用变频器（如大量使用的两电平变频器），PWM 控制技术有许多种，而且还在不断发展中，但从控制思想上分，可以把它们分为五类：即等脉宽 PWM 法、正弦波 PWM 法（SPWM 法）、磁链追踪型 PWM 法、电流追踪型 PWM 法和优化 PWM 法。但现在较常用的是 SPWM 法。单个 H 桥单元类似于通用变频器（输出为三电平或两电平），因此，适用于通用变频器的 PWM 方法也适用于单个 H 桥单元。

SPWM 法从电动机供电电源的角度出发，着眼于产生一个可调频调压的正弦波电源。具体方法如图 3-11 所示，是用一系列脉冲波来代替正弦波。脉冲波的特点是，其幅值相等，但宽度不等，总是在正弦波峰值附近的脉冲宽，两边的脉冲窄，各脉冲面积与该区间的正弦波下的面积成比例，这样，输出电压中低次的谐波分量显然可以大大减少。

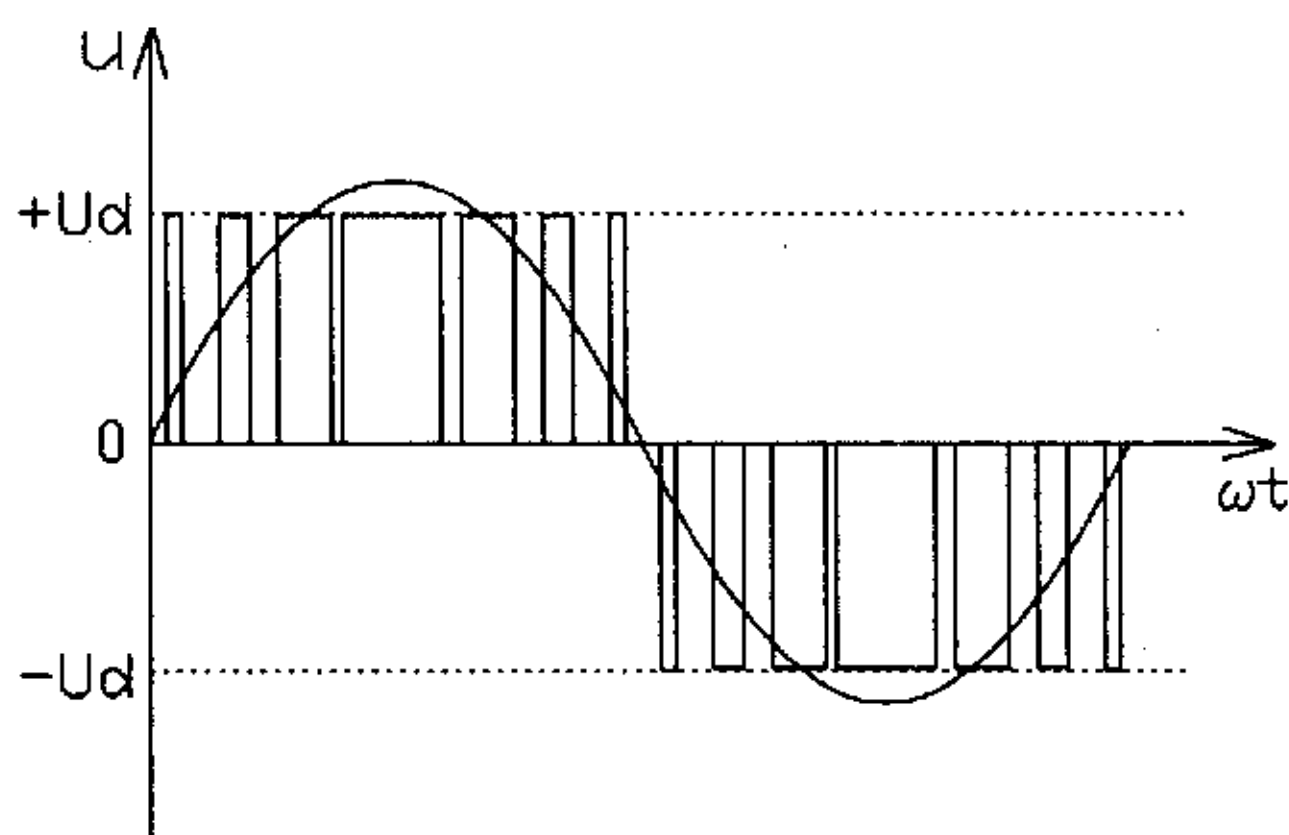


图 3-11 SPWM 法

SPWM 法，可由模拟电路和数字电路等硬件来实现，也可由微型计算机即硬件和软件结合的方法来实现。由于微型计算机速度越来越快，功能越来越强，因此本装置采用数字控制系统，即由微型计算机通过硬件和软件结合的方法来实现 SPWM 控制功能。

SPWM 法中，调制波 u_r 为正弦波，载波 u_c 为三角波。根据调制波和载波的比较产生 PWM 波形的方法主要有以下三种：

(1) 自然采样法

自然采样法是采用正弦调制波和三角载波自然交点来决定脉冲宽度的方法。

其优点是：采用电压直接比较，便于模拟电路来实现，脉冲宽度误差较小；其缺点是：脉冲宽度计算公式复杂，方程求解困难，不利于用数控系统来实现。

(2) 规则采样法

规则采样法又分为对称规则采样法、不对称规则采样法和平均对称规则采样法三种。平均对称规则采样法采样时刻设在三角载波的谷点处。以此刻的正弦波数值为中心，引一水平线与两侧的三角载波相交，其交点为 PWM 脉冲的前后沿。平均对称规则采样法使输出电压较对称规则采样法和不对称规则采样法为高，且每个采样周期只采样一次正弦调制波，微处理器的工作量相对较小。因此本方式在数控系统中广泛采用。

(3) 直接 PWM 法

直接 PWM 法的思路是使每一载波周期内逆变器输出脉冲的面积和在同一载波周期内希望得到的正弦调制波的面积相等。不象一般 PWM 方法还需要有正弦调制

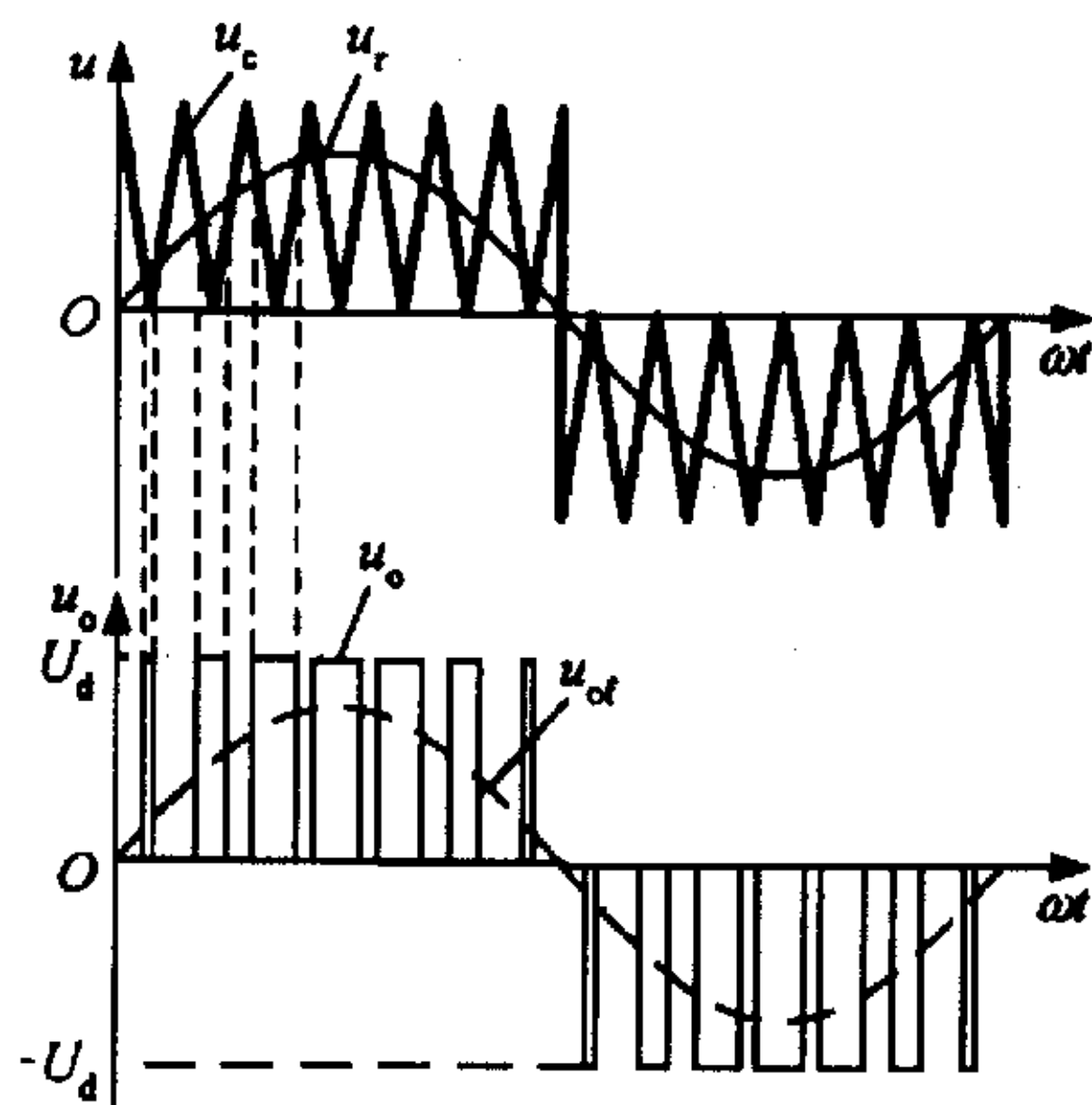


图 3-12 单极性 SPWM 波形

波和三角载波的比较才能产生 PWM 波形，这里不需要三角载波，只需要定出载波周期就可以了。此方法特点是计算方法简单（如查表法），而且物理概念清楚。还可方便地进行谐波优化控制。

因 H 桥单元即可以作为一个三电平变频器，其输出电压有 $+U_d$ 、 0 、 $-U_d$ （表 2-1）三种电平状态；也可以作为一个两电平变频器，其输出电压有 $+U_d$ 、 $-U_d$ （表 2-2）两种电平状态。因此，H 桥单元即可实现单极性 PWM 控制，如图 3-12 所示；也可实现双极性 PWM 控制，如图 3-13 所示。

1 单极性 SPWM

在图 2-2 中, 设 u_o 为 H 桥单元输出电压, i_o 为 H 桥单元输出电流 (负载电流), 工作时 Z1 和 Z2 的通断状态互补, Z3 和 Z4 的通断状态也互补。当 Z1 保持通态, Z2 保持断态, Z3 和 Z4 交替通断时, 输出电压 u_o 的正半周。对于电感负载, 由于负载电流比电压滞后, 因此在电压正半周, 电流有一段区间为正, 一段区间为负。在负载电流为正的区间, Z1 和 Z4 导通时, 负载电压 u_o 等于直流电压 U_d , Z4 关断时, 负载电流通过 Z1 和 D_9 续流, $u_o=0$ 。在负载电流为负的区间, 仍为 Z1 和 Z4 导通时, 因 i_o 为负, 故 i_o 实际上从 D_7 和 D_{10} 流过, 仍有 $u_o=U_d$; Z4 关断, Z3 开通后, i_o 从 D_7 和 Z3 续流, $u_o=0$ 。这样, u_o 可以得到 U_d 和 0 两种电平。同样, 在 u_o 的负半周, 让 Z2 保持通态, Z1 保持断态, Z3 和 Z4 交替通断, 负载电压 u_o 可以得到 $-U_d$ 和 0 两种电平。

控制 Z1 和 Z4 通断的方法和电路的电压输出波形如图 3-12 所示。调制信号 u_r 为正弦波, 载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波, 在 u_r 的负半周为负极性的三角波。在两者的交点时刻控制 IGBT 的通断。在 u_r 的正半周, Z1 保持通态, Z2 保持断态, 当 $u_r > u_c$ 时使 Z4 导通, Z3 关断, $u_o=U_d$; 当 $u_r < u_c$ 时使 Z4 关断, Z3 导通, $u_o=0$ 。在 u_r 的负半周, Z1 保持断态, Z2 保持通态, 当 $u_r < u_c$ 时使 Z3 导通, Z4 关断, $u_o=-U_d$; 当 $u_r > u_c$ 时使 Z3 关断, Z4 导通, $u_o=0$ 。这样就得到了 SPWM 波形 u_o 。图中的虚线表示 u_o 的基波分量。像这种在 u_r 的半个周期内三角载波只在正极性或负极性一种极性范围内变化, 所得到的 SPWM 波形也只在单个极性范围内变化的控制方式称为单极性 SPWM 控制方式。

2 双极性 SPWM

与单极性 SPWM 控制方式相对应的是双极性 SPWM 控制方式。图 3-13 为采用双极性 SPWM 控制方式时的电压输出波形。在图 2-2 所示电路采用双极性方式时, 在 u_r 的半个周期内, 三角载波不再是单极性的, 而是由正有负。在 u_r 的一个周期内, 电压输出波形只有 $+U_d$ 和 $-U_d$ 两种电平, 而不象单极性控制时还有零电平。双极性 SPWM 控制仍然在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制各开关器件的通断。在 u_r 的正负半周, 对各开关器件的控制规律相同。即当 $u_r > u_c$ 时, 给 Z1 和 Z4 以导通信号, 给 Z2 和 Z3 以关断信号, 这时如 $i_o > 0$, 则 Z1 和 Z4 通,

如 $i_o < 0$, 则 D_7 和 D_{10} 通, 不管哪种情况都是输出电压 $u_o = +U_d$ 。当 $u_r < u_c$ 时, 给 $Z2$ 和 $Z3$ 以导通信号, 给 $Z1$ 和 $Z4$ 以关断信号, 这时如 $i_o < 0$, 则 $Z2$ 和 $Z3$ 通, 如 $i_o > 0$, 则 D_9 和 D_8 通, 不管哪种情况都是 $u_o = -U_d$ 。

2 双极性 SPWM

与单极性 SPWM 控制方式相对应的是双极性 SPWM 控制方式。图 3-13 为采用双极性 SPWM 控制方式时的电压输出波形。在图 2-2 所示电路采用双极性方式时, 在 u_r 的半个周期内, 三角载波不再是单极性的, 而是由正有负。在 u_r 的一个周期内, 电压输出波形只有 $+U_d$ 和 $-U_d$ 两种电平, 而不象单极性控制时还有零电平。双极性 SPWM 控制仍然在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制各开关器件的通断。在 u_r 的正负半周, 对各开关器件的控制规律相同。即当 $u_r > u_c$ 时, 给 $Z1$ 和 $Z4$ 以导通信号, 给 $Z2$ 和 $Z3$ 以关断信号, 这时如 $i_o > 0$, 则 $Z1$ 和 $Z4$ 通, 如 $i_o < 0$, 则 D_7 和 D_{10} 通, 不管哪种情况都是输出电压 $u_o = +U_d$ 。当 $u_r < u_c$ 时, 给 $Z2$ 和 $Z3$ 以导通信号, 给 $Z1$ 和 $Z4$ 以关断信号, 这时如 $i_o < 0$, 则 $Z2$ 和 $Z3$ 通, 如 $i_o > 0$, 则 D_9 和 D_8 通, 不管哪种情况都是 $u_o = -U_d$ 。

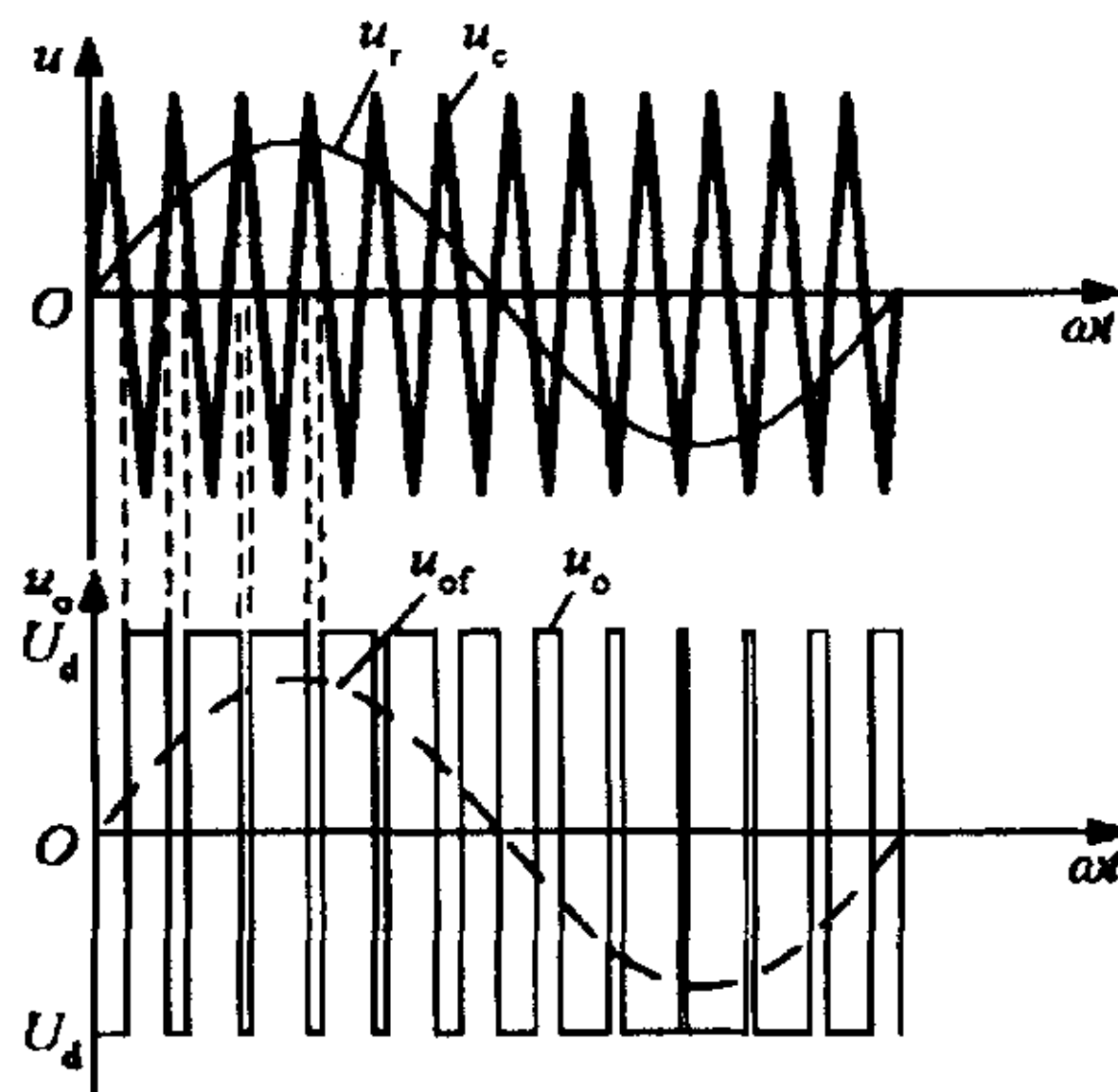


图 3-13 双极性 SPWM 波形

可以看出, 单相 H 型桥逆变电路即可以采用单极性调制, 也可以采用双极性调制, 由于对开关器件通断的控制规律不同, 它们的输出波形也有较大差别。

3.3.2 串联 H 桥单元变频器 PWM 调制方法研究

对于串联 H 桥单元变频器 PWM 的调制, 相关文献提出了多种方法, 较常用

的如阶梯堆波法、空间电压矢量 PWM 法、正弦三角波调制法、三角载波移相 PWM 法和脉冲相移 PWM 法等。这里先对这几种方法做一简单介绍和对比, 然后重点分析本系统采用的脉冲相移 PWM 法。

(1) 阶梯堆波法

阶梯堆波法就是通过控制每一个 H 桥单元的导通时间, 使得每一相 H 桥单元的输出叠加后的阶梯波接近正弦波。这种方法比较直观, 开关频率也可以较低。这种方法在 SVC 无功补偿中应用较多, 原因是变频器输出频率固定, 各 H 桥单元的导通时间可以确定, 不需要进行复杂的运算。但这种方法用于调速系统时, 因为输出频率不断变化, 需要实时计算各 H 桥单元的导通时间, 计算量非常大。另外, 这种方法在一个正弦波输出周期内, 各 H 桥单元的导通时间不一致, 造成各 H 桥单元的输出功率不平衡, 因此必需采取措施来解决, 因而给控制带来一定难度。

(2) 空间电压矢量 PWM 法

空间电压矢量 PWM 法是从两电平空间电压矢量 PWM 法发展而来, 其基本思想就是将各种输出电平对应的开关状态看成围绕圆点的多个空间矢量。按照一定电压矢量轨迹控制逆变器开关元件的动作, 使得三相异步电动机产生的气隙磁链运行轨迹接近圆形。空间电压矢量 PWM 法具有直流环节电压利用好、脉动转矩小、噪声小、铁损小的优点, 更重要的是能适应全数字控制发展的趋势。但该方法有一个很大的缺陷: 随着电平数目的增加, 开关状态数目以三次方关系增加, 电压矢量数目也以平方关系增加。如三电平开关状态数目为 $3^3=27$, 电压矢量数目为 $3 \times 3^2 - 3 \times 3 + 1 = 19$ 。因此, 对于 5 电平以上系统, 其控制算法将非常复杂。

(3) 正弦三角波调制法

正弦三角波调制法的基本原理是每相使用几个三角载波信号和一个正弦波调制信号进行比较产出 PWM 信号。如对五电平变换器, 采用 4 个幅值、频率相同的三角载波信号。这 4 个三角载波信号以横轴为轴对称分布, 其中对应一个 H 单元的两个三角载波靠近横轴分布, 对应另一个 H 单元的两个三角载波则靠近第一个 H 单元的两个三角载波的外部连续分布。这种方法是从传统载波调制 SPWM 发展而来, 具有比较直观, 控制简单等优点。但这种方法开关频率高, 损

耗大；在一个正弦波输出周期内，各 H 桥单元的输出功率不平衡等缺点。如采取措施解决各 H 桥单元的输出功率不平衡问题（如循环触发），控制系统会较复杂。

(4) 三角载波移相 PWM 法

三角载波移相 PWM 法与正弦三角波调制法有类似之处，都属载波调制法，不同之处在于：每一个 H 桥单元的 SPWM 信号都是由一个三角载波和一个正弦波比较产生，所有模块的正弦波都相同，但每一个模块的三角载波与其相邻模块的三角载波之间有一 $360^\circ/PN$ 度相移，这一相移使得各模块所产生的 SPWM 脉冲在相位上错开，从而使各模块最终迭加输出的 SPWM 波的等效开关频率提高到原来的 N 倍（N 为每相串联单元个数）。因此可以在不提高开关频率的条件下，大大减小输出谐波。三角载波移相 PWM 调制法控制简单、输出谐波含量小、且没有各 H 桥单元的输出功率不平衡的问题。因此这种方法广泛用于级联型多电平变频器。

(5) 脉冲相移 PWM 法

脉冲相移 PWM 法就是将每相某一单元 PWM 脉冲移相 $360^\circ/PN$ （P 为载波比，N 为每相单元数）度后再送给该相其它单元，这一相移使得各 H 桥单元所产生的 SPWM 输出在相位上错开，从而使各模块最终迭加输出的 SPWM 波的等效开关频率提高到原来的 N 倍（N 为每相串联单元个数）。因此可以在不提高开关频率的条件下，大大减小输出谐波。脉冲相移 PWM 法控制简单、输出谐波含量小、也没有各 H 桥单元的输出功率不平衡的问题。另外这种方法还便于利用低压变频器控制系统，有利于产品标准化和系列化。

根据该系统特点，我们采用脉冲相移 PWM 法作为串联 H 桥单元变频器 PWM 的调制方法，下面对这一方法的基本原理进行分析，并且给出几种情况下的计算机输出电压仿真波形及谐波分析。

1. 基本原理

脉冲相移 PWM 法与三角载波移相 PWM 法不同之处在于：三角载波移相 PWM 法只将每相各单元三角载波移相 $360^\circ/PN$ 度，正弦波调制波每相各单元相同；而脉冲相移 PWM 法是相当于将三角载波和正弦波调制波同时移相 $360^\circ/PN$ 度。如在载波比 $P=10$ ，每相单元数 $N=2$ 的情况下，可得两个 H 桥单元调制波和载波的相位相差 18° ；在载波比 $P=20$ ，每相单元数 $N=6$ 的情况下，可得两个 H 桥

单元载波的相位相差 3° 。而前者 ($P=10, N=2$) 每一个载波周期对应其调制波的角度为 36° ，因此两个 H 桥单元载波 (相差 18°) 相当于在一个载波周期内均匀分布；而后者 ($P=20, N=6$) 每一个载波周期对应其调制波的角度为 18° ，因此六个 H 桥单元载波 (相差 3°) 也相当于在一个载波周期内均匀分布。由此可以看出，对于脉冲相移 PWM 法来说，对于每一个 H 桥单元，其调制方法相同，每一相的 N 个 H 桥单元 PWM 脉冲在一个载波周期内均匀错开，以提高输出电压等效开关次数，降低低次谐波含量。

2. 输出电压波形分析及仿真

相电压是由该相的 N 个 H 桥单元的输出电压迭加而成，为阶梯形 PWM 波。所移的 PWM 脉冲可以是单极性的，也可以是双极性的，根据调制波的幅值不同，迭加后的相电压级数可为 1 到 N 级。对于单极性的 PWM 脉冲情况，相电压级数 n 与电压调制比 M (A_m/A_c) 有如下的关系式：

$$(n-1)/N \leq M \leq n/N \quad (3-10)$$

式 3-10 中 $n=1,2,\dots,N$ 。由式 3-10 可确定相电压级数 n 与电压调制比 M 的关系，如当 $0 \leq M \leq 1/N$ 时，相电压级数 $n=1$ ；当 $(N-1)/N \leq M \leq 1$ 时，相电压级数 $n=N$ 。由此可得到最少一级，最多 N 级的相电压阶梯形 PWM 波形。

对于双极性的 PWM 脉冲情况，由于相电压每次变化两个台阶，因此式 (3-10) 中当 N 为偶数时， n 也只能为偶数； N 为奇数时， n 也只能为奇数。如当 $N=6$ 时，如当 $0 \leq M \leq 1/6$ 时，相电压级数 $n=2$ ；当 $(6-1)/6 \leq M \leq 1$ 时，相电压级数 $n=6$ 。由此可得到最少 2 级，最多 6 级的相电压阶梯形 PWM 波形。

为了便于比较并从中找出规律，现以单极性每相串联 H 桥单元数 $N=2$ (即五电平变流器) 情况开始分析在几种情况下的相电压输出波形，然后再推广到单、双极性每相 6 个 H 桥单元串联情况下相电压和线电压输出波形，并给出相应的输出电压谐波含量分析。

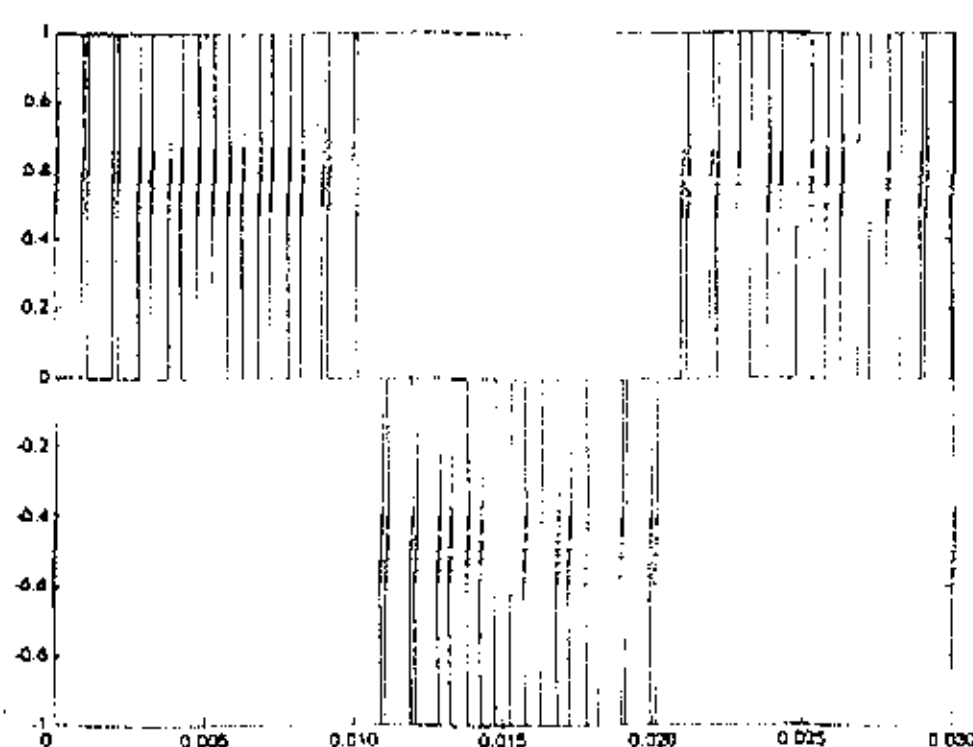


图 3-14 $N=2, P=10, M=0.5/2$ 时相电压输出波形

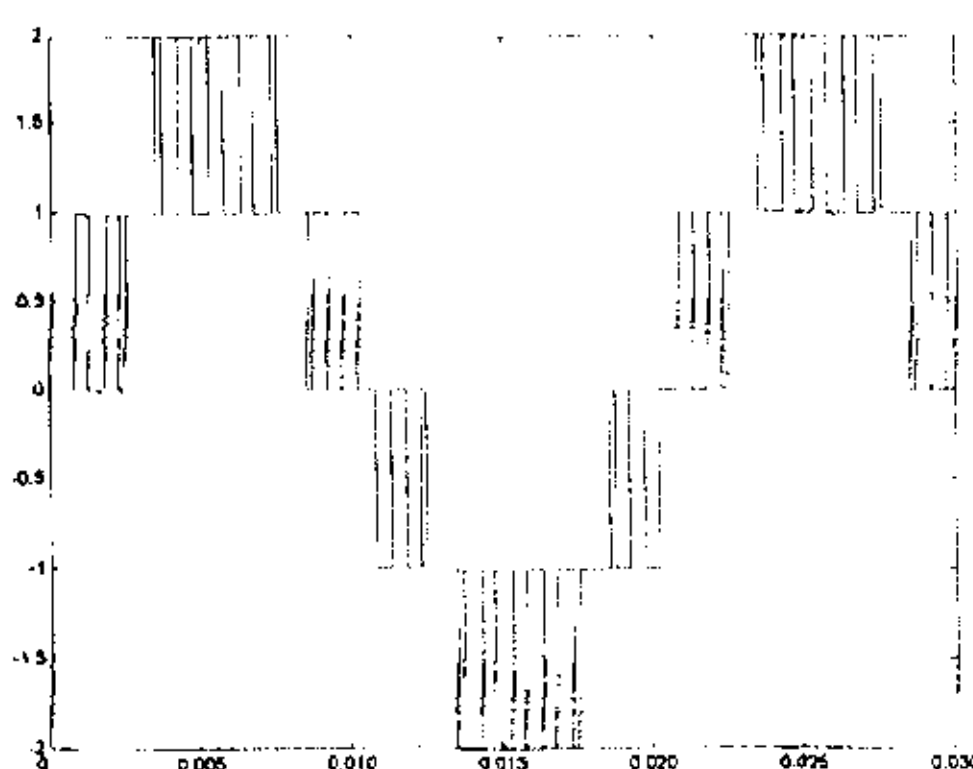


图 3-15 $N=2, P=10, M=1.5/2$ 时相电压输出波形

每相两个 H 桥单元串联变频器，同一相的两个 H 桥单元的载波互差 180° ，既在时间上互差半个载波周期。如果载波比 $P=10$ ，则两个 H 桥单元的载波对于调制波电角度来说互差 18° 。图 3-14 给出了在 $P=10$ 、 $N=2$ 、 $M=0.5/2$ 时的输出相电压波形。由于 $M=0.5/2$ ，根据公式 $(n-1)/2 \leq M \leq n/2$ ， n 应取 1，所以输出相电压级数为 1，其谐波含量 $THD=129\%$ 。

图 3-15 给出了在 $P=10$ 、 $N=2$ 、 $M=1.5/2$ 时的输出相电压波形。由于 $M=1.5/2$ ，

对于每相六个 H 桥单元串联变频器，如果载波比 $P=10$ ，则同一相的相邻两个 H 桥单元的载波相对于调制波电角度来说互差 6° 。图 3-16 给出了在 $P=10$ 、 $N=6$ 、 $M=3.5/6$ 时的输出相电压波形。由于 $M=3.5/6$ ，根据公式 $(n-1)/6 \leq M \leq n/6$ ， n 应取 4，所以属输出相电压级数为 4，其谐波含量 $THD=25\%$ 。

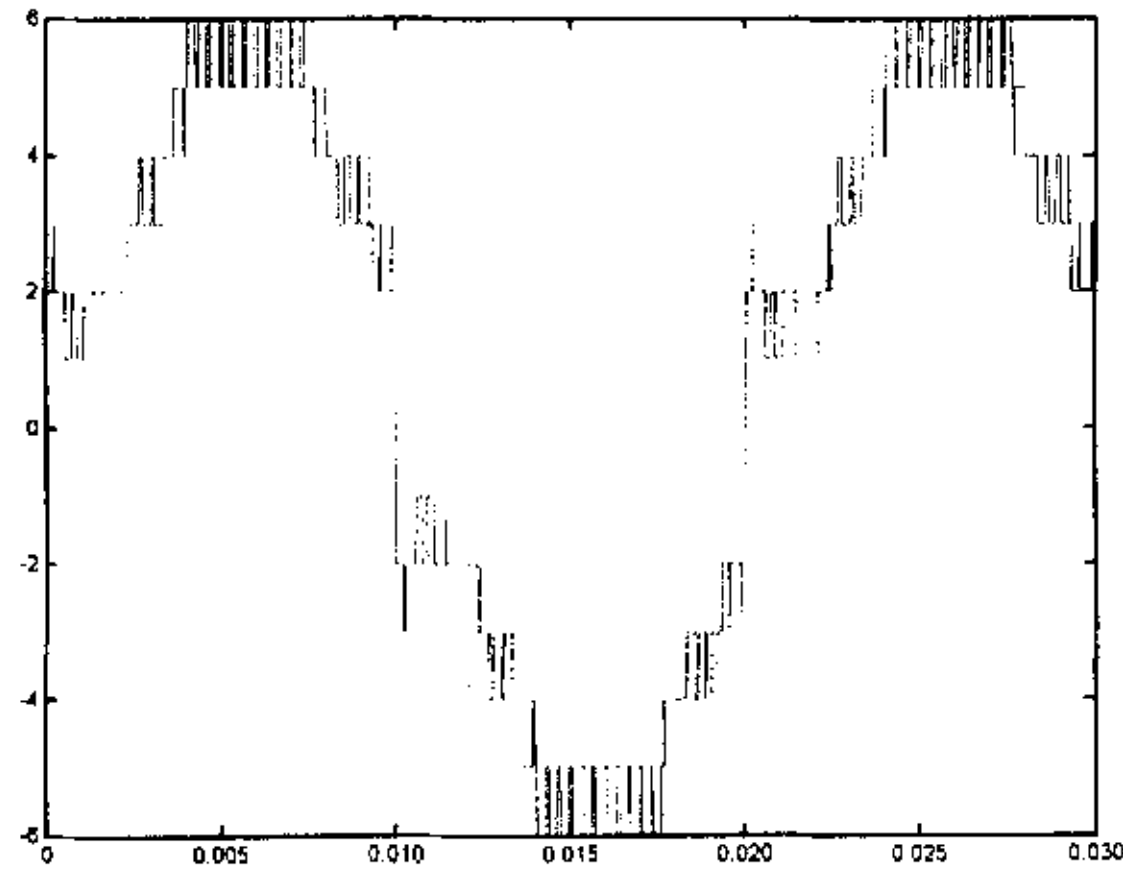


图 3-16 $N=6, P=10, M=3.5/6$ 时相电压输出

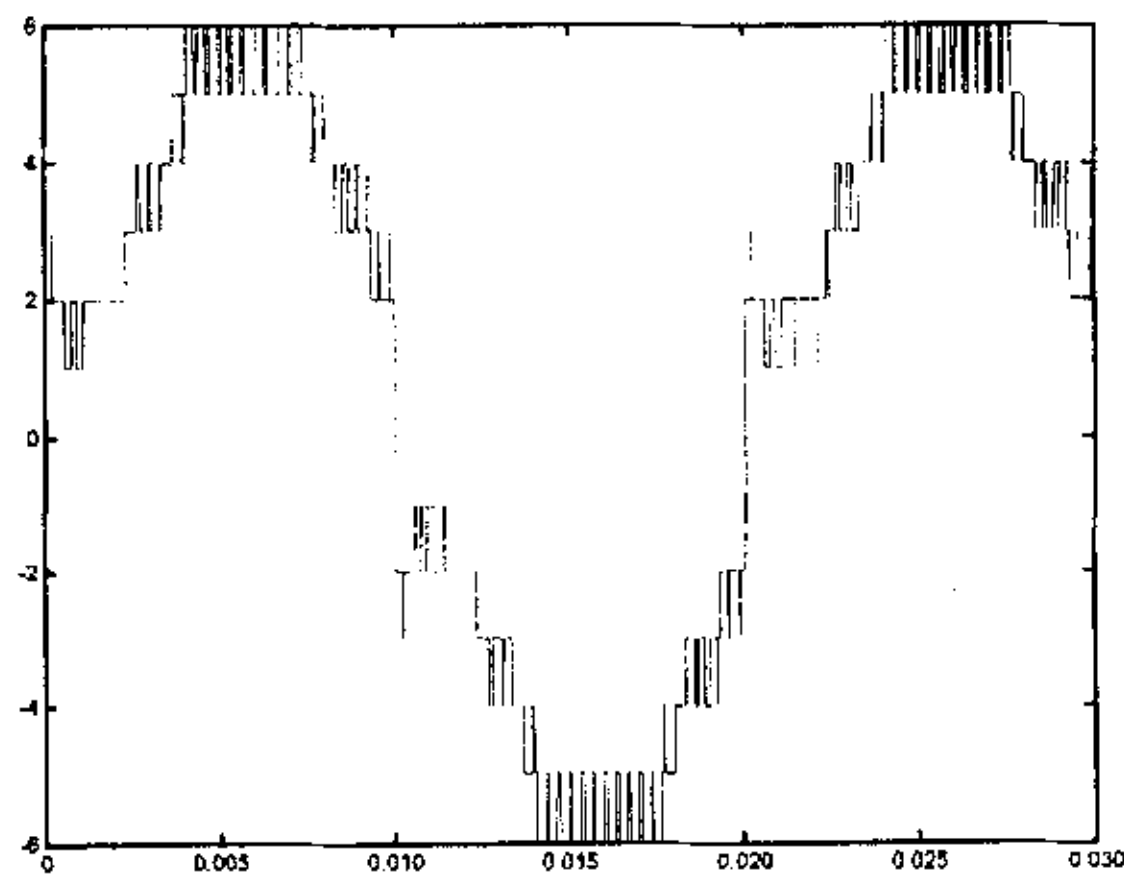


图 3-17 $N=6, P=10, M=1$ 时相电压输

图 3-17 给出了在 $P=10$ 、 $N=6$ 、 $M=6/6$ 时的输出相电压波形。由于 $M=1$ ，根据公式 $(n-1)/6 \leq M \leq n/6$ ， n 应取 6，所以属输出相电压级数为 6，其谐波含量 $THD=21\%$ 。

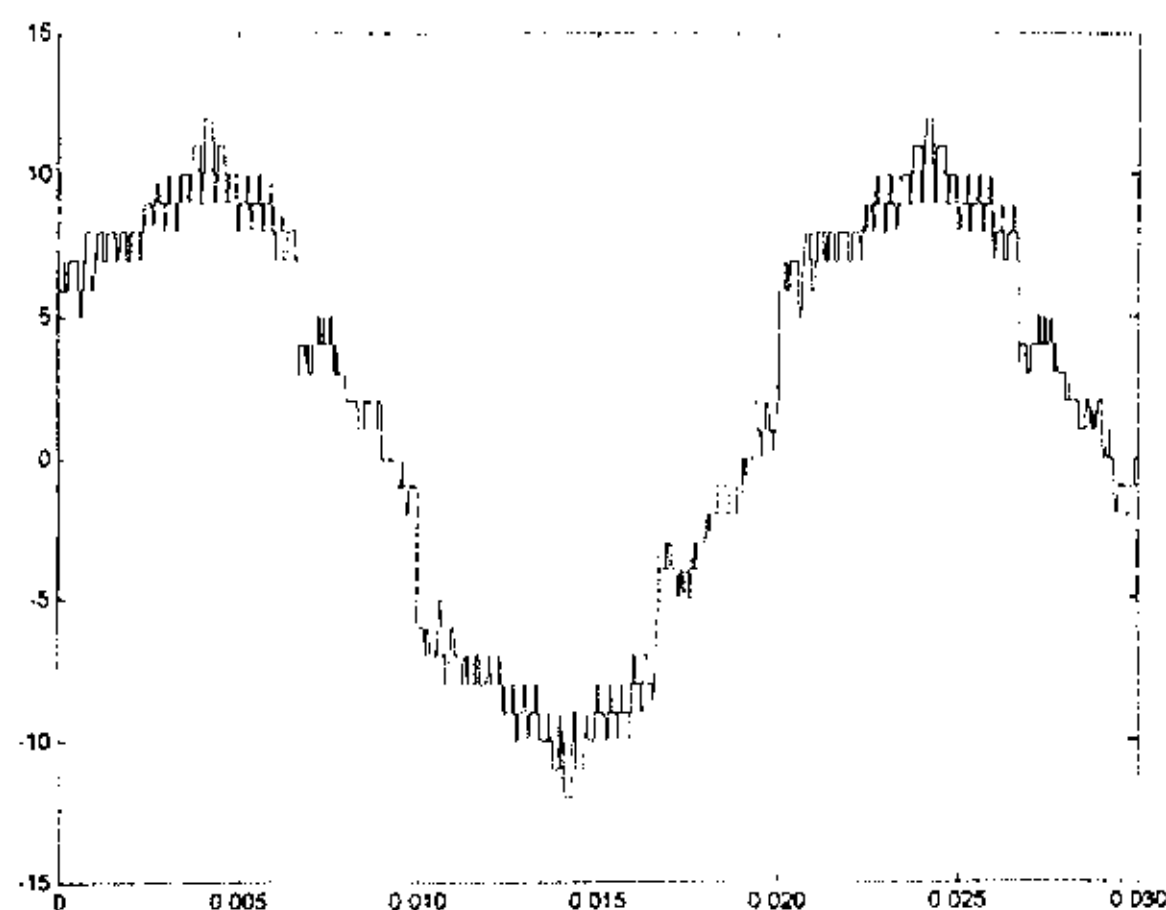


图 3-18 $N=6, P=10, M=1$ 时线电压输出

图 3-18 给出了在 $P=10$ 、 $N=6$ 、 $M=1$ 时的输出线电压波形。由图可以看出，线电压输出最高级数为 12，其谐波含量 $THD=16\%$ 。

对于每相六个 H 桥单元串联变频器，如果载波比 $P=40$ ，则同一相的相邻两个 H 桥单元的载波相对于调制波电角度来说互差 1.5° 。

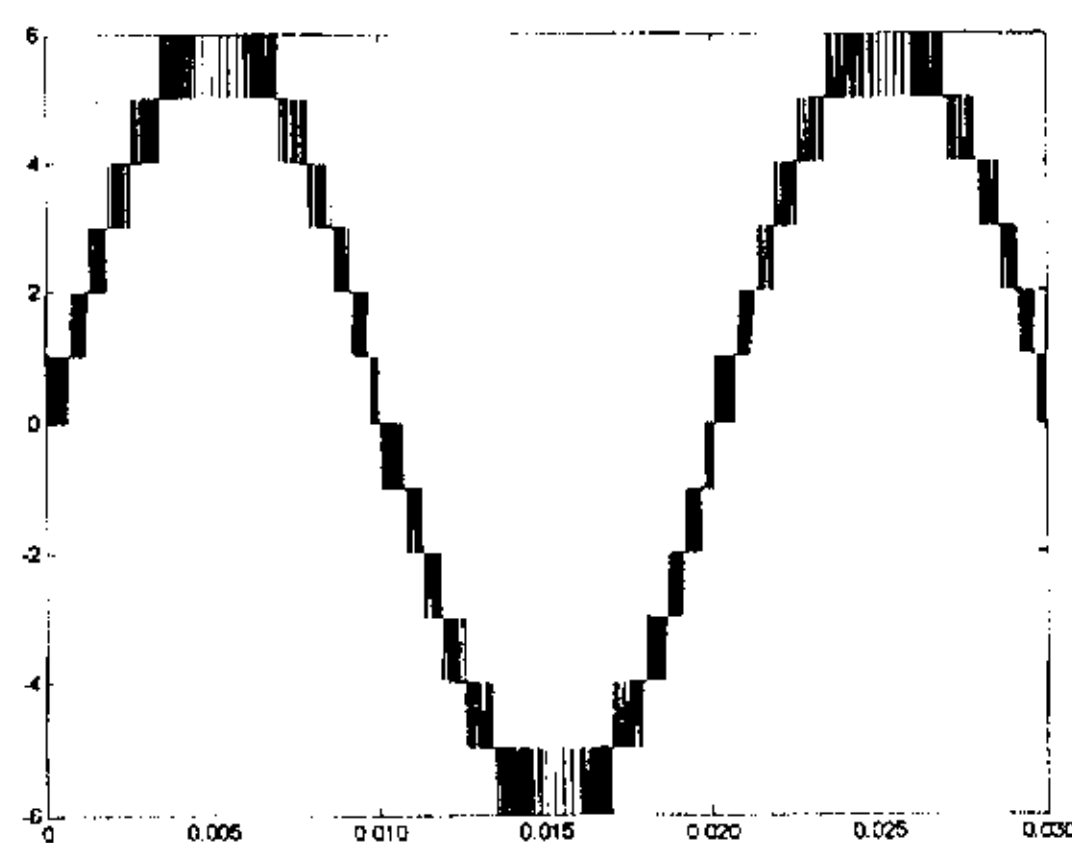


图 3-19 $N=6, P=40, M=1$ 时相电压输出

图 3-19 给出了在 $P=40$ 、 $N=6$ 、 $M=6/6$ 时的输出相电压波形。由于 $M=1$ ，根据公式 $(n-1)/6 \leq M \leq n/6$ ， n 应取 6，所以属输出相电压级数为 6，其谐波含量 $THD=10.3\%$ 。

图 3-20 给出了在 $P=40$ 、 $N=6$ 、 $M=1$ 时的输出线电压波形。由图可以看出，

线电压输出最高级数为 12，其谐波含量 THD=7.9%。

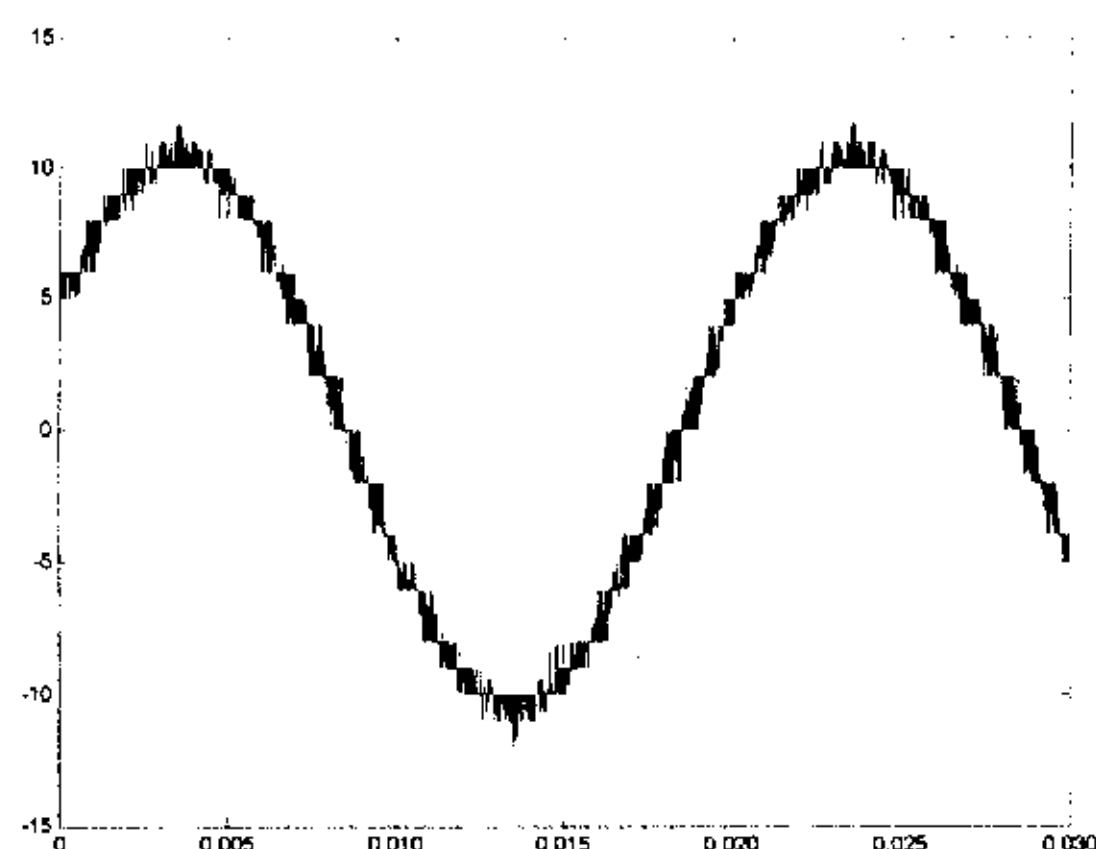


图 3-20 $N=6, P=40, M=1$ 时线电压输出

由图 3-14 到图 3-20 可以看出，随着载波比 P 和串联单元数 N 的增加，输出电压越来越接近正弦波，谐波含量越来越小。每个 H 桥功率单元的开关工作频率为载波频率 f_s 的一半，而合成后的相电压波形中 PWM 脉冲的等效开关频率最高为 Nf_s 。可以证明，输出电压最低高次谐波次数为 f_s 的倍数。

对于网侧而言，脉冲移相 PWM 调制法的每一个 H 桥单元在相电压的一个周期内，输出电压的 PWM 脉冲波形相同，相位差为 T_s/N ，因为串联，输出电流也相同。因此，每一个 H 桥单元在相电压的一个周期内输出功率是相同的。网侧的输入电流低次谐波分量也很小。

对于双极型的移相 PWM 调制，在主回路相同的情况下，变频器输出电压电平数会减少大约一半。这是因为，以单个 H 型桥功率单元为例，如果它工作在三电平方式下时，它能够输出“1”，“-1”和“0”三种电平状态，而如果它工作在两电平方式下，那么它的输出只有“1”电平和“-1”电平两种状态，没有“0”电平。由于没有“0”电平，当每相功率单元的输出电平叠加在一起时，每升高或降低一个“台阶”就要跨过两个电平，而不是一个电平。

如前文所述,级联式多电平变频器每相有 M 个 H 型桥功率单元,当每个功率单元工作在三电平方式时,变频器输出的电平数 $N=2M+1$;当每个功率单元工作在两电平方式时,变频器输出的电平数 $N=M+1$ 。对级联式 13 电平变频器来说,当所移相脉冲为两电平 SPWM 脉冲时,变频器输出相电压的电平数为 7,而不是 13。

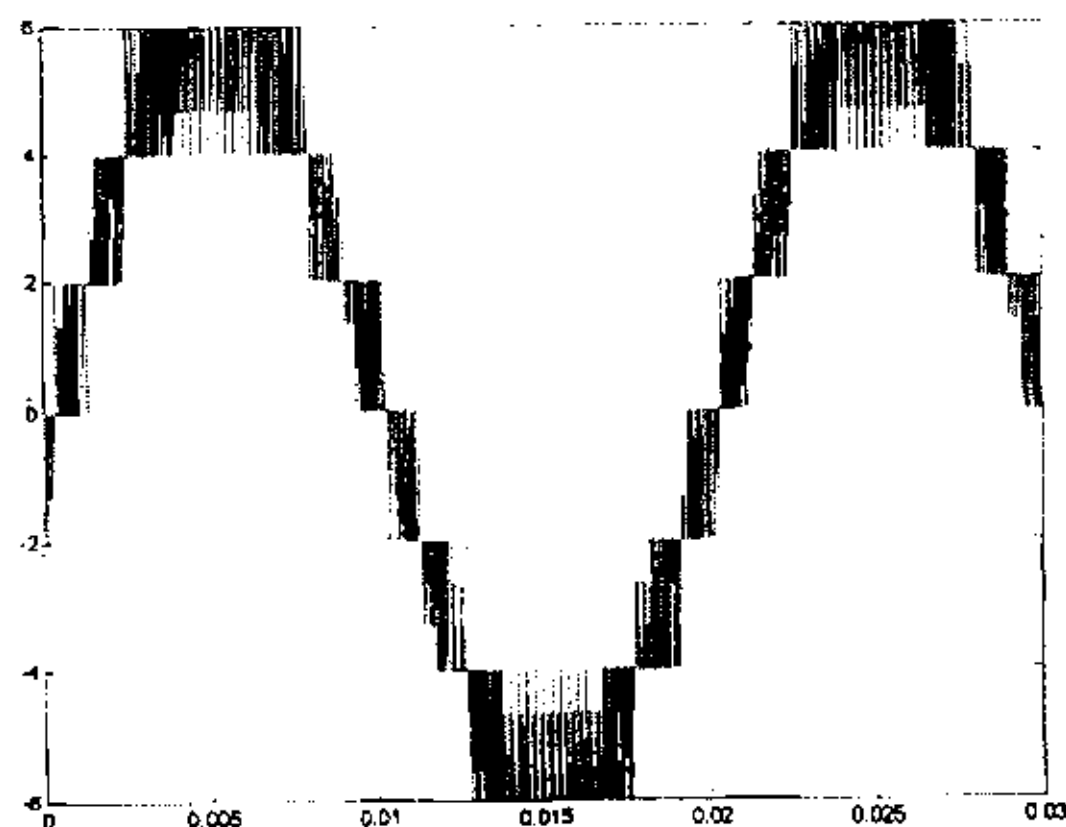


图 3-21 双极性 $N=6$ $P=40$ $M=1$ 时相电压输出

图 3-21 给出了级联式 13 电平变频器采用双极性 SPWM 脉冲移相方案输出相电压的仿真波形。在图 3-21 中,正弦调制波信号的频率为 50 Hz,三角载波信号的频率为 2K Hz,载波比 $P=40$,调制度 $M=1$,其谐波含量 $THD=17.2\%$ 。

图 3-22 给出了在 $P=40$ 、 $N=6$ 、 $M=1$ 时的输出线电压波形,其谐波含量 $THD=12.6\%$ 。

把图 3-21 与图 3-19 比较、图 3-22 与图 3-20 比较可以看出,简单脉冲移相方案当所移脉冲为两电平时,如双极性 SPWM 脉冲,会使多电平变频器损失大约一半的电平数,从而带来较多的电压谐波和电磁干扰。

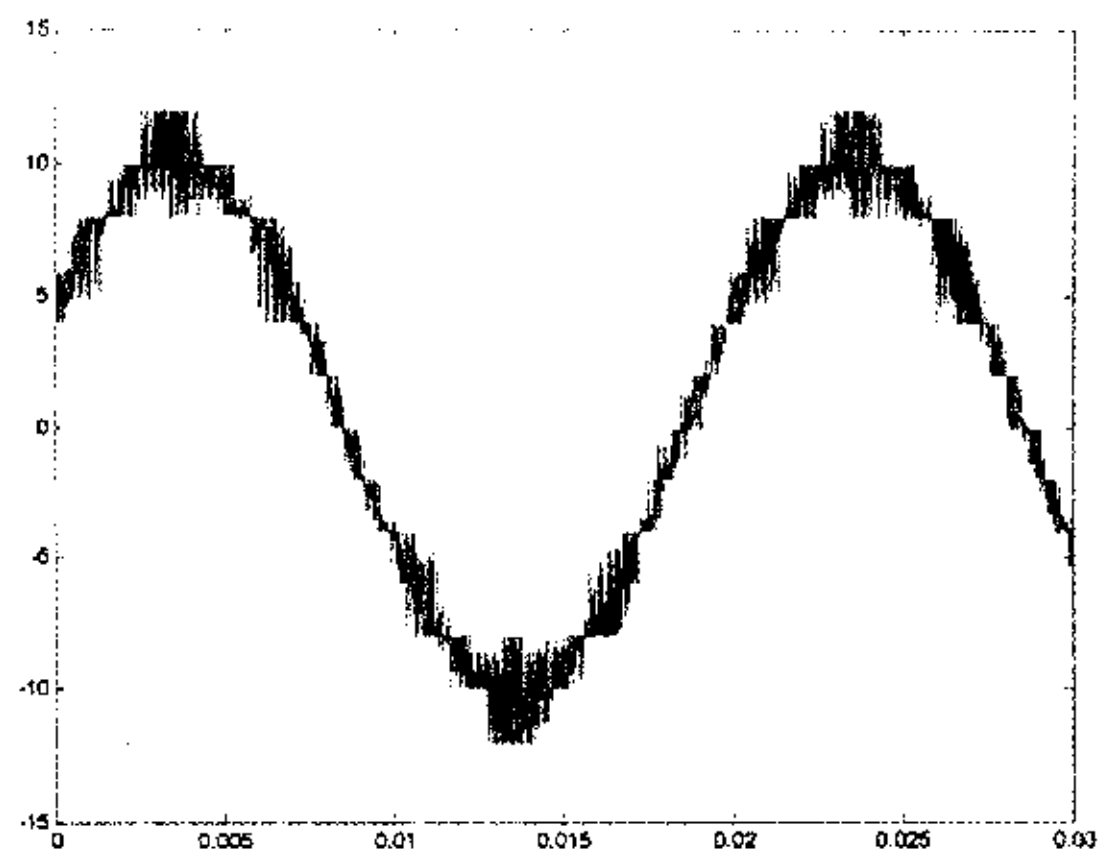


图 3-22 双极性 $N=6$ $P=40$ $M=1$ 时线中压输出

3. 输出电压及控制时间延迟分析

由于采用 PWM 脉冲移相方法，因此输出电压基波会略有延迟，延迟为 $T_s (N-1) / (2N)$ 。如在 $N=6$ ， $T_s=0.5\text{mS}$ （载波频率 $f_s=2\text{K}$ ）情况下，延迟时间约为 0.21mS 。可见，如果载波频率足够高，载波比 P 很大，延迟的时间对系统影响不大。另外，由于移相原因，系统的控制响应时间为 $2T_s - T_s / (1-1/N)$ ，在动态控制性能上有所降低。

4、串联 H 桥系统设计

通过前面对串联 H 桥系统的分析和仿真，对 H 型桥多电平变频器工作原理有了比较深刻的了解。本课题将根据前述理论分析的结果，对太钢热连轧厂注水泵改造项目主回路结构和控制系统构成两个方面进行设计，并对系统的特点和性能指标进行分析总结。太钢热连轧厂注水泵电机为三相异步电机，额定功率为 2240KW，额定电压为 6300V。

4.1 主回路结构设计及参数计算

为了建立系统概念并说明主回路参数选择依据，这里首先给出本课题注水泵交流三相异步电机的参数：

额定电压：6300V

额定电流：240A

额定功率：2240KW

功率因数：0.86

绝缘等级：F 级

额定电压 6300V 属中压范围。采用一般的 IGBT 低压变频器，由于输出电压在 1000V 以内而不能满足电压要求。因此本系统采用六个串联 H 型桥的直接高压变频器。其电路如图 2-1 所示。

在本系统中整流变压器采用两台特制环氧树脂浇注变压器。变压器每台 1 个一次绕组、9 个二次绕组，两台二次共有 18 个二次绕组。两台变压器的一次绕组分别接成星形和三角形；二次侧的 9 个绕组每相三个，分别错开 20° 。一台变压器二次侧转角分别为 $+20^\circ$ ， 0 ， -20° ，另一台变压器二次侧转角分别为 -50° ， -30° ， -10° 。故二次侧每相可以得到相互之间相差 10° 的 6 组不同转角。这样在变压器一次侧每相可形成等效 36 相整流。整流变压器的技术参数为：一次侧三相额定电压为三相 6300 V、二次侧额定电压为 9×610 V，每台功率为 1500KVA。

图 4-1 为实际 H 桥单元电路简图，它比图 2-2 多反映了予充电晶闸管电路和电容器串联情况，但它也并不是实际电路，实际电路比它还要复杂一些。

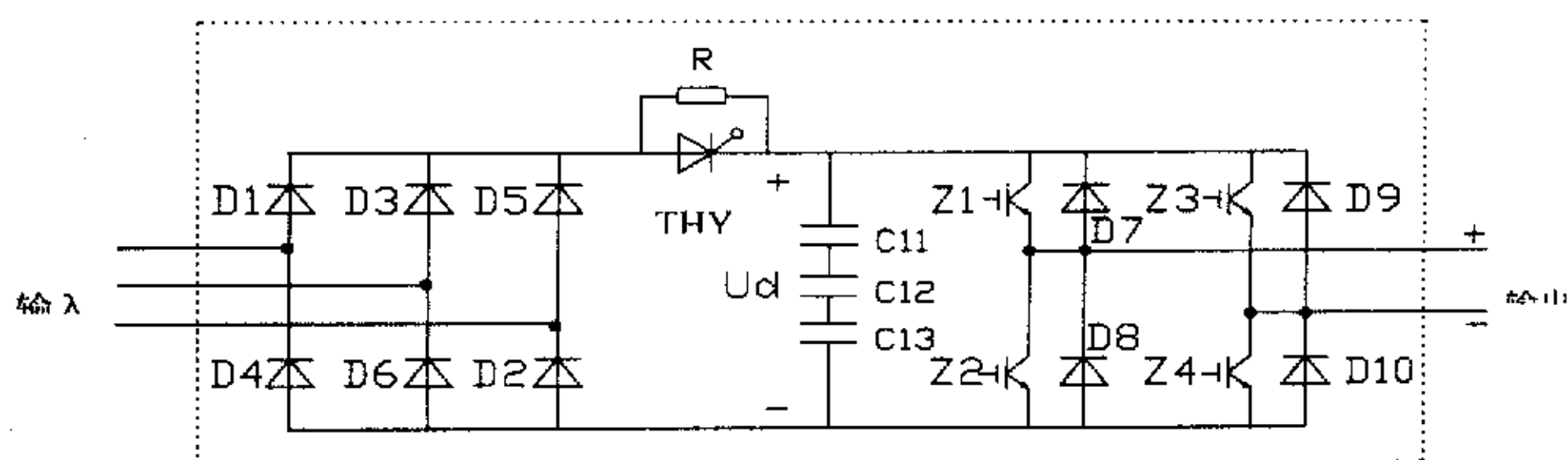


图 4-1 实际 H 桥单元电路简图

在整流回路中，多绕组整流变压器的一次侧接在三相 6300 V 电网上，二次侧额定电压为三相 610 V，即 $U_{2L} = 610$ V。由于整流回路的负载为电容负载，则其输出电压平均值 U_d 的最小值为 $U_{d\min} = 1.35U_{2L} = 1.35 \times 610 \approx 824$ V；而最大值为负载为零时电容器电压，即整流变压器二次侧线电压的峰值，即 $U_{d\max} = \sqrt{2}U_{2L} = \sqrt{2} \times 610 \approx 863$ V。所以每个功率单元的三相不可控整流电路输出电压平均值 U_d 的变化范围为 824 V ~ 863 V 之间，这也就是直流母线上的电压。额定工况下，电机的电流为 240 A，即此时变流器输出电流有效值为 240 A，二极管电流的有效值为输出电流有效值的 $1/\sqrt{3}$ ，约为 140 A。二极管承受的最大反向电压为线电压的峰值 863 V。根据以上的计算数据并留取足够的裕量，本系统中选择整流二极管模块的额定电压为 1800V、额定电流为 260A。

在逆变回路中，正常工况下直流母线上的电压在 824 V ~ 863 V 之间，逆变桥中每个 IGBT 上流过电流的峰值为负载电流的峰值为 $\sqrt{2} \times 240 \approx 340$ A，根据此数据并留取足够的裕量，本系统中选择的 IGBT 模块为额定电压为 1700V、额定电流为 500A，每桥两并。其由于这种功率模块可以通过光信号驱动，使得系统中控制回路与主回路之间通过光纤传输 PWM 脉冲信号，避免了电气连接和耦合，提高系统的可靠性和抗干扰性。

在图 4-1 所示电路中，予充电晶闸管承受的断态正向最大电压为线电压的最大值 $\sqrt{2}U_{2L}$ ，即 863 V。同时，晶闸管中流过的正向电流即为负载电流，其有效值为 240 A。根据以上计算数据并留取足够的裕量，本系统中选择的晶闸管为额定电压

1800V、额定电流 400A 两只并联。

在实际电路中，电解电容选用的是 450 V/4700 μ F。因为电机额定运行时，直流母线上的电压为 800 多伏，单只电容的耐压不够。另外考虑到选取合适的电容值使直流母线上的电压波动在一定范围内，故电解电容的混联电路采用的是 450 V/4700 μ F 的电解电容 3 串 8 并，总电容值为 12 500 μ F。与电解电容并联的电阻选用的是 100 W/2.5 K 的铝壳电阻 3 串 2 并，每一个电阻对应一组 4 并电容器。

另外，在实际电路中还考虑到各种模块的缓冲和保护电路，如交、直流侧过电压吸收、IGBT 过电压吸收、晶闸管及 IGBT 短路保护用快熔等，对此不再详细叙述。

4.2 控制回路的组成及工作原理

如图 4-2 所示，高压直接变频调速系统控制回路由单元板（CDM）、控制单元（CU）、脉冲分配板（PDB）、光纤子板（FBS）、信号接口板（I/O）、逻辑控制器（PLC）及操作面板（PMU）等组成。下面分别介绍。

（一） 单元板（CDM）

单元板（CDM）位于功率单元内，共有 18 块，是控制部分与功率部分的直接接口。它负责收集，整理，显示，备份单元内的状态信息，发现故障并及时地采取连锁处理，再通过光纤按照一定编码向上位机报警；按一定逻辑处理上位机来的 PWM 脉冲，分配给每个单元的 IGBT 模块；产生触发晶闸管所需的脉冲；通过单片机判断传递脉冲信号的两根光纤是否出现故障。

单元板在功能上可以划分为以下几部分：

1 上电延时电路。

这部分电路是为了防止在上电预充电过程中若过早打开 SCR 对主回路电容充电导致整流二极管冲击电流过大而设计的。上电时，板内电源通过电阻向电容充电，当电容上的电压达到触发器的翻转电平后（秒级），触发器翻转，单片机得到低电平，再由单片机发出触发脉冲打开 SCR。

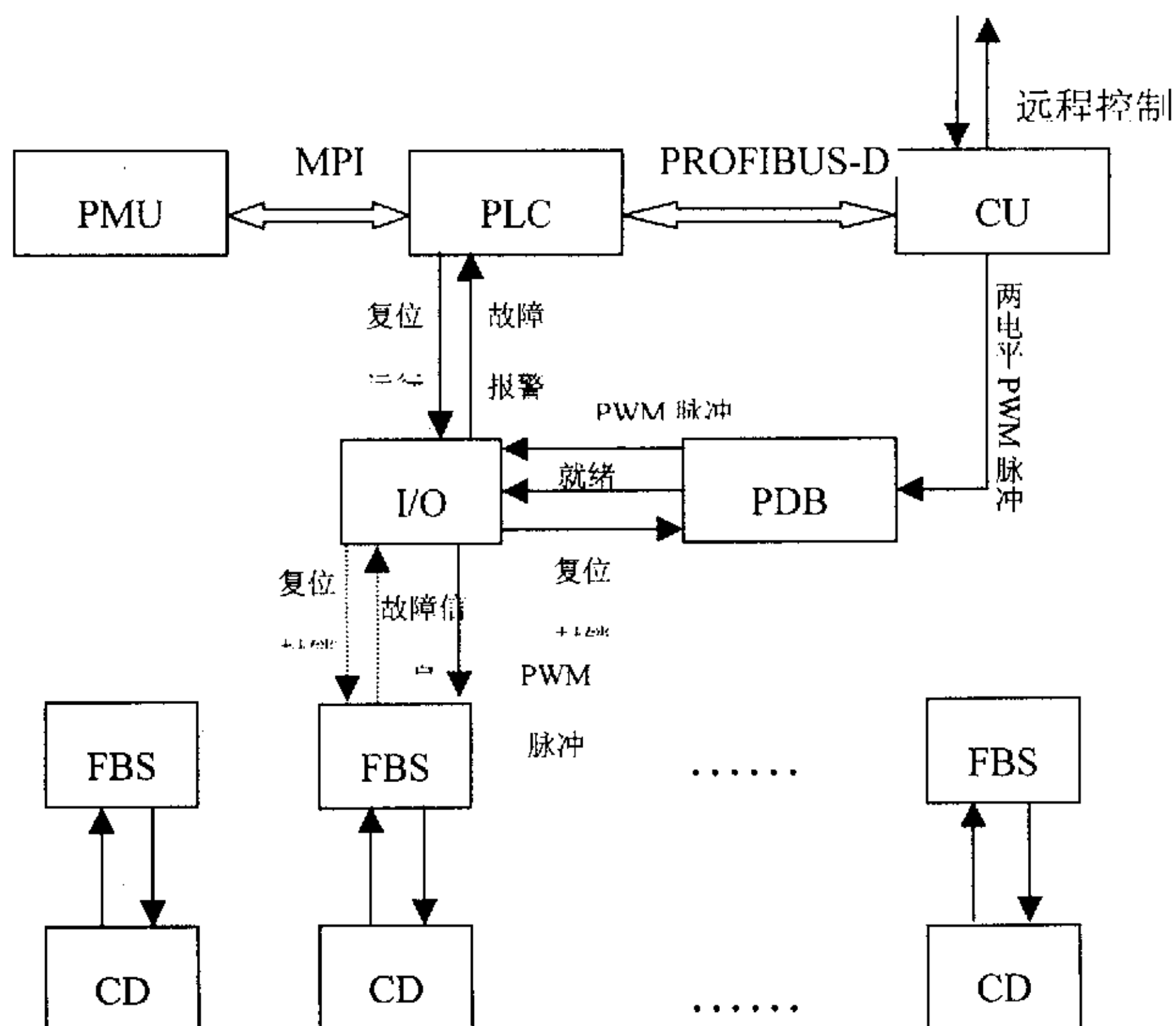


图 4-2 控制系统各部分关系图

2 直流侧（电网）电压检测及比较电路。

这部分电路的功能是，通过主回路分压电阻，由霍尔传感器检测直流侧电压，得到 0—25 mA 电流信号，并由精密电阻转换成 0—10 V 的电压信号。规定电网电压的过压值为其正常值的 120%，欠压值分为两级，一级为正常值的 60%，二级为正常值的 85%。当检测的电压信号超过预置值时，触发器翻转，单片机得到信号并作相应的处理。

3 PWM 脉冲分配及封锁功能。

单元板接收来自光纤子板(FBS)的PWM脉冲信号(两个光纤信号),通过内部单片机处理,变成两组(4个)光纤信号,分别用于触发并联的两个IGBT桥块。另外,当系统出现重故障时,自动封锁单元模块脉冲。

4 故障处理功能。

即明确故障来源,判断故障级别并根据故障级别进行相应处理。根据故障的来源及其重要程度将故障分为重故障和轻故障。重故障有,交流快熔断(Fuse_AC)、直流快熔断(Fuse_DC)、直流侧过压(Over Voltage)、模块故障(Err_U和Err_V两路)、直流侧一级欠压(Under Voltage 1)等六种。轻故障包括单元过温(Excess Temperaure)和直流侧二级欠压(Under Voltage 2)。其中,重故障信号是由外部中断1进入单片机并在中断服务程序中通过查询的方式确定故障的类别,轻故障在程序中是通过查询的方式确定其存在并判断其类别。

其中,重故障的处理为:封单元模块脉冲;向上位机报警,编码为“11”(当故障为交流快熔断、直流快熔断、直流侧过压及直流侧欠压)和“10”(当故障为模块故障);状态备份,也就是将以上的故障标志位写入一块非易失性RAM芯片中,以便在故障发生后能够对故障的类别做出判断;置LED灯为重故障显示。轻故障的处理为:向上位机报警,编码为“01”;状态备份;置LED灯为轻故障显示。

5 光纤检测。

对两根光纤脉冲的计数(C1,C2),循环检测其计数值(8毫秒)。通过对计数值的处理(忽略可能的计数误差),判断出其状态的好坏。当判断出光纤故障时,向上位机报重故障,置灯为重故障显示并封单元模块脉冲。

6 可控硅触发脉冲控制。

触发可控硅需要一个周期为1.5毫秒,正占空比为1/3的脉冲。由于控制的需要,实际单片机发的脉冲为这个脉冲的补脉冲,即正占空比为2/3。程序中设置定时器2计时500微秒,在定时器2的中断服务车程序中实现脉冲的产生。

另外,还包括5V电源电压监测电路,上电复位和看门狗电路和PWM脉冲分配及封锁电路等。

单元板中,控制和功能实现的核心是单片机。大部分信号都是进入单片机,并通过单片机作相应处理,最终实现功能。单元板中的单片机选用的是美国ATMEL公司的89C52型单片机。

(二) 控制单元(CU)

控制单元 (CU) 是整个控制回路的核心部分。它的主要功能是根据 V/f 比控制原理通过计算产生一定频率的三相两电平 SPWM 脉冲, 作为后面脉冲分配板移相脉冲的信号源。SPWM 脉冲的产生采用异步调制, 即三角载波的频率是固定的, 三角载波的频率固定为 2 kHz, 即周期为 $500\ \mu\text{s}$ 。另外它还完成以下功能:

(1) 给定积分器 (GDJ) 功能

尽管输入频率变化很快, 但输出频率和电压变化速度被控制在一定范围内, 详见第二部分。

(2) 电流调节器 (LT) 功能

通过电流反馈, 实现对最大电流的控制, 并可实现过电流保护功能, 详见第二部分。

(3) 频率—电压转换 (FVC) 功能

即 V/f 比控制功能, 同时可实现最高频率和最高电压控制, 也可实现低频时电压补偿 (Voltage boost)。详见第二部分。

(4) 远程控制功能

主控制板还参与远程控制, 接收上级自动化系统的速度给定模拟量信号和向上级自动化系统输出电机定子电流和电机转速信号。

(三) 脉冲分配板 (PDB)

脉冲分配板 (PDB) 用于将控制单元 (CU) 产生的一定频率的三相两电平 SPWM 脉冲转变为串联 H 桥变频器所需的三相多电平 SPWM 脉冲。串联 H 桥变频器每相 6 个 H 桥单元串联, 每个 H 桥单元需两个脉冲信号, 共需 12 个脉冲信号。因此, 脉冲分配板 (PDB) 把控制单元 (CU) 产生的每相两个脉冲 (取一个) 转换为每相 12 个脉冲信号, 而且对其中的五对脉冲进行延时。在本系统中, 加在每个功率单元上的 PWM 脉冲是由控制单元 (CU) 计算并经过脉冲分配板依次平移三角载波周期的 $1/6$ 产生的。三角载波的周期为 $500\ \mu\text{s}$, 则平移的时间为 $83\ \mu\text{s}$ 。因此, 脉冲分配板的功能可以描述为, 接收从主控制板发出的三相 PWM 脉冲信号, 依次平移 $83\ \mu\text{s}$, 共计平移 5 次, 得到分别属于 18 个功率单元的 18 路 PWM 脉冲。

(四) 光纤子板 (FBS)

光纤子板 (FBS) 共有 6 块, 每块对应一个功率柜。它的功能主要包括: 通过光纤发送 3 组从脉冲分配板来分别对应 3 块单元板的 PWM 脉冲信号; 通过光纤接收

3 组分别从 3 块单元板来的功率单元故障信号；对故障信号进行解码得到其中的故障信息，发送给输入输出接口板，置 LED 灯为相应的显示并锁存。

(五) 信号接口板(I/O)

信号接口板(I/O)收集主回路和电机运行的各种信息。当参数发生异常时，信号接口板能够及时的采取相应的措施（如向 PLC 报告、发出封锁 PWM 脉冲的信号等）。另外，输入输出接口板还与 PLC 交换状态信息和指令，起着命令执行和状态返回的接口作用。

(六) 逻辑控制器(PLC)

逻辑控制器是小型 PLC 系统，它采用的是西门子 SIMATIC S7-300 可编程序控制器。S7-300 可编程序控制器硬件采用模块化设计，便于根据系统具体要求进行模块组合；软件可采用语句表、梯型图和流程图进行编程，非常直观、方便。另外，SIMATIC S7-300 可以通过集成在 CPU 上的接口连接到网络上。

逻辑控制器系统功能：

1. 系统的操作连锁。

包括系统合分闸操作连锁、起车条件连锁和停车条件连锁。

2. 系统的故障保护连锁。

对系统内外发生的故障按轻、重故障进行采集、分类并进行处理。轻故障报警、重故障送往操作连锁系统进行停车或分闸。同时，对故障发生的时间、内容进行存储并通过网络传给 PMU 进行显示。

3. 网络通讯功能。

S7-300 作为 PROFIBUS-DP 和 MPI 网络主站，起到网络的管理作用。

PROFIBUS 是 Process Field bus 的缩写，是一种国际性的开放式的现场总线标准。PROFIBUS 根据其应用的特点分为 PROFIBUS-DP，PROFIBUS-FMS 和 PROFIBUS-PA 三个兼容版本。其中，PROFIBUS-DP 是专为自动控制系统和设备级分散 I/O 之间通信设计，用于分布式控制系统的高速数据传输。PROFIBUS-DP 具有速度快、可靠性高和设置方便等特点。在本系统中 SIMATIC S7-300 可编程序控制器与控制单元（CU）之间的通讯采用 PROFIBUS-DP。

MPI 是 Multiple Point Interface 的缩写，也是一种国际性的开放式的

现场总线标准，它用于现场多个站点之间的数据通讯，具有通讯协议简单、通讯速度快、可靠性高等特点。在本系统中 SIMATIC S7-300 可编程序控制器与 PMU 之间的通讯采用 MPI。

(七) 操作面板 (PMU)

作为用户界面的操作面板 (PMU)，用于系统的参数设定、状态显示和故障诊断。作为参数设定功能，通过操作面板，用户可以在线查看变频器参数并进行修改。作为状态显示功能，用户即可观察到系统的运行状态，如开关是否合闸，电机是否运行；也可观察到系统的运行参数，如电压、电流、频率等。作为故障诊断功能，用户可观察到系统故障发生的时间、故障内容等。

操作面板采用的是韩国三星公司的智能操作面板 LG-PMU300，其内部带有微型处理器，一方面可完成键盘输入参数的处理并通过 MPI 网传给 S7-300；另一方面可把通过 MPI 网读过来的状态和数据进行显示。这样，带有微型处理器的智能操作面板就可大大节省主处理器的运行时间，并提高整个系统运行可靠性。

4.3 本系统的特点和性能指标

与普通的高压变频器相比本系统具有以下特点：

(1) 采用等效 36 脉波整流电路，输入电流谐波含量完全满足国际上通行的 IEEE519-1992 和我国国标 GB/T14549-93 要求，输入电网侧不需要安装补偿装置或谐波滤波器。

(2) 采用多重化的脉宽调制技术，输出电流波形更加逼近正弦，低次谐波含量小。输出电压波形为多电平正弦 PWM 波，噪音低，发热低， dv/dt 比传统变频器要小得多。对于电机没有特殊要求，适用于普通电机，而且电机无需降容使用，易于改造更新原有系统。

(3) 运行效率高。效率高达 97%，并且不受负载变化影响，较低的输出电流谐波使电动机的谐波损耗可以忽略。

(4) 采用模块化设计，维护简单。由于所有的功率单元都是相同的，一旦功率单元出现故障，可在很短的时间内将其替换掉，对生产的影响很小。

(5) 选用国外高品质的功率元器件，控制回路与功率主回路之间通过光纤传输，控制系统机箱采用 EMI 设计，整个系统具有很高的可靠性。

(6) 智能操作面板，可以设置各种参数，并能显示故障信息。

表 4-1 给出了高压变频调速系统的性能指标。

表 4-1 高压变频调速系统的性能指标

输入	主回路	三相 6000V/6600V 50/60Hz
	控制回路	三相 380V, 50/60Hz, 10kVA
	容许电源波动	电压波动 $\pm 10\%$, 频率波动 $\pm 5\%$
	输入功率因数	0.95 以上
控制	控制方式	V/f 恒定 PWM 控制
	输出频率范围	0.5~50Hz
	输出频率精度	最高频率的 0.5%
	输出频率分辨率	0.1Hz
	过载能力	120%, 60 秒
	保护功能	过电流, 过电压, 欠电压等
环境条件	环境温度	0~40 摄氏度
	湿度	最高 85%, 无结露
	标高	海拔 1000M 以下
	振动	0.5G 以下 (10~50Hz)
	环境	室内, 无腐蚀性气体, 无尘埃,
适用负荷	风机, 泵类	
适用标准	IEEE519-1992; GB/T14549-93	

5、串联 H 桥系统的试验结果

高压变频调速系统装置研制完成以后,进行了四个阶段的试验:功率单元高压大电流的测试、整个装置的空载测试、整个装置的全负荷测试和现场测试。测试的检测仪器选用的是美国 Tektronix 的 TDS3000 系列和 FLUKE 示波器。全部实验完成后,设备运抵现场并投入运行。下面给出试验结果及波形。

5.1 功率单元的高压大电流测试

(1) 高压测试

功率单元输入接三相 660 V 交流电源,输出空载。图 5-1 为功率单元输出的 PWM 电压波形 (50 Hz)。其中, PWM 脉冲的调制频率为 2 kHz。在图 5-1 中,测量波形的 1 mV 对应实际输出波形的 1 V。因此,此时的输出电压波形峰值为 930 V,符合理论计算的结果。

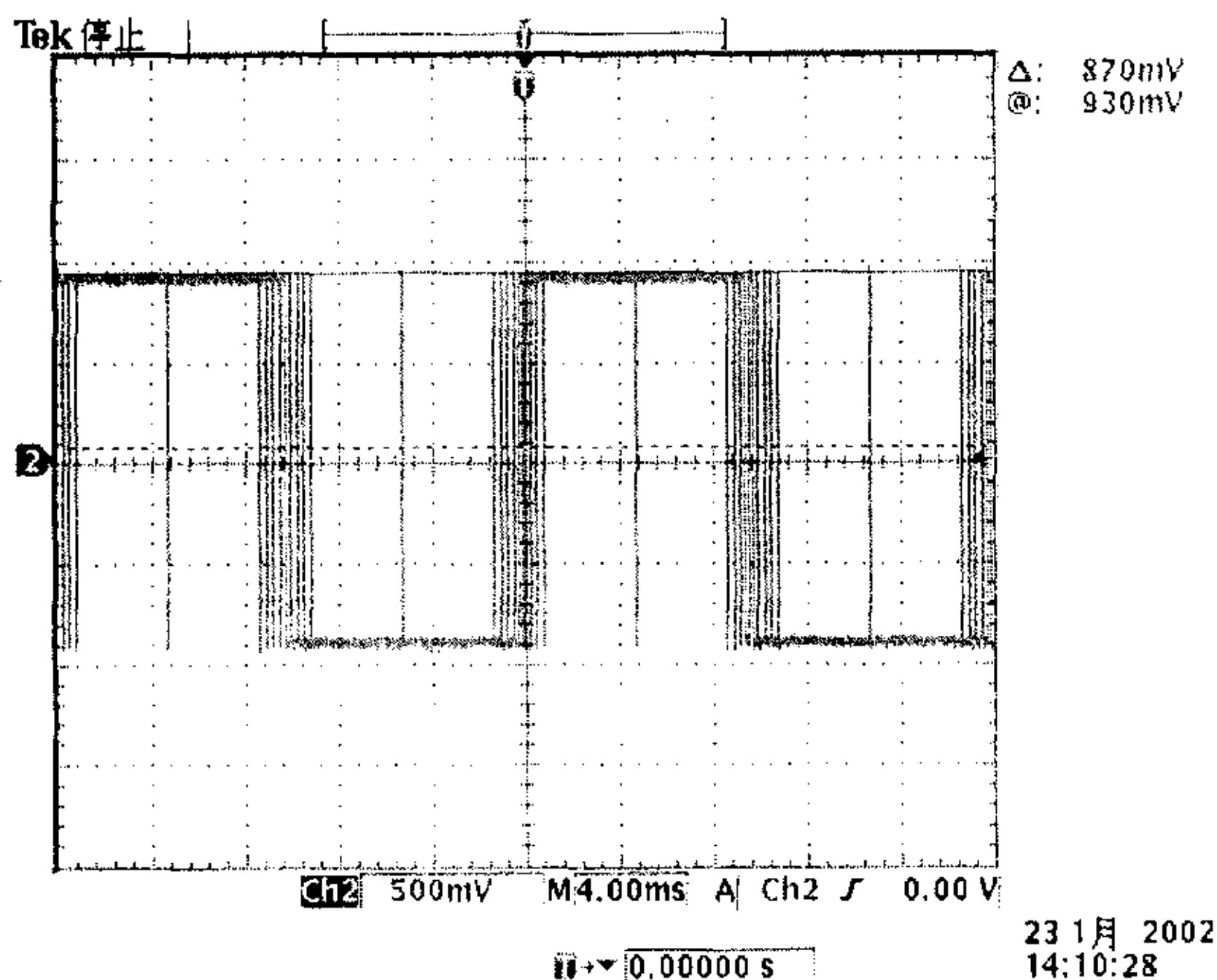


图 5-1 功率单元高压测试输出的 PWM 电压波形

(2) 低压大电流测试

功率单元输入接较低的输入电压,输出接较大的负载,使其输出较大的电流。

图 5-2 给出了功率单元的电压电流输出波形。从图中可以看出，由于电流测量波形的 1 mV 对应实际输出波形的 1 A，因此，此时的输出电流波形峰值约为 400 A。

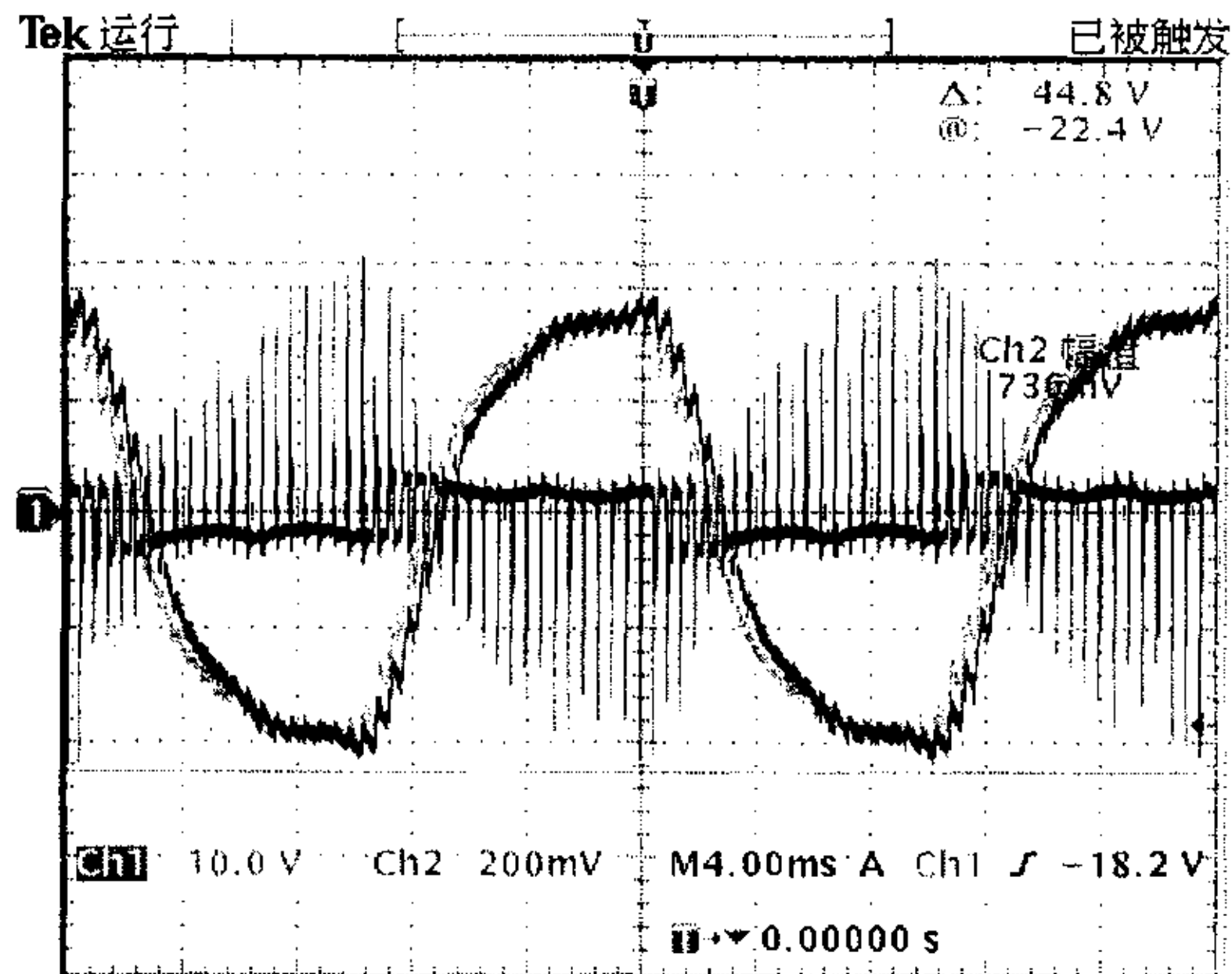


图 5-2 功率单元大电流测试电压电流输出波形

5.2 整个装置的空载测试

测试中，整个装置的每个功率单元输入接三相 660 V 交流电源，输出空载。图 5-3 和图 5-4 为系统相电压输出波形。其中，图 5-3 为 20 Hz 时的输出波形，图 5-4 为 50 Hz 时的输出波形。

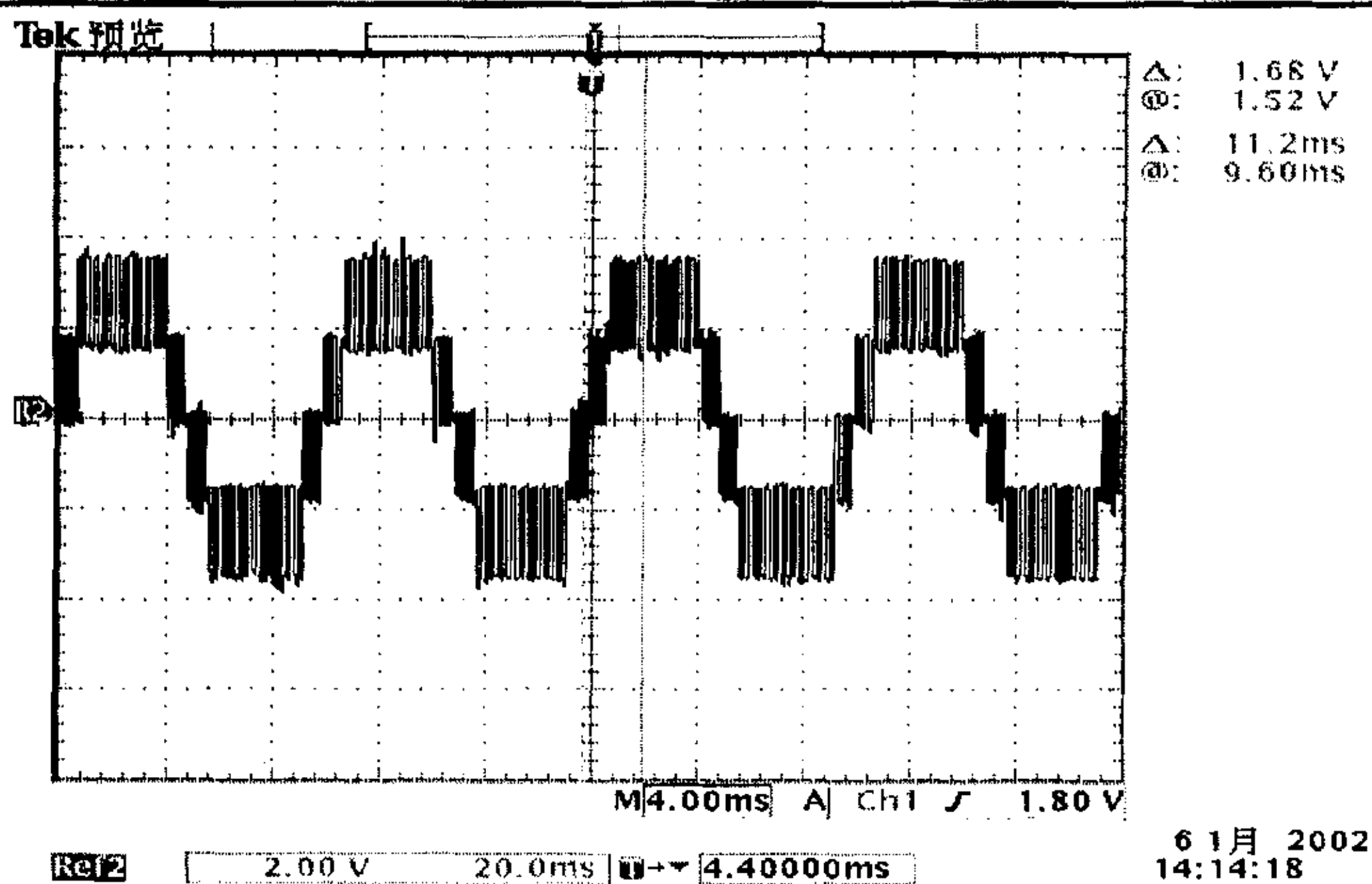


图 5-3 20 Hz 时系统相电压输出波形

从图 5-3 中可以看出, 此时输出电压的幅值为 3800 V, 电平数为 5。从图 5-4 中可以看出, 此时输出电压的幅值为 5200 V, 电平数为 7。

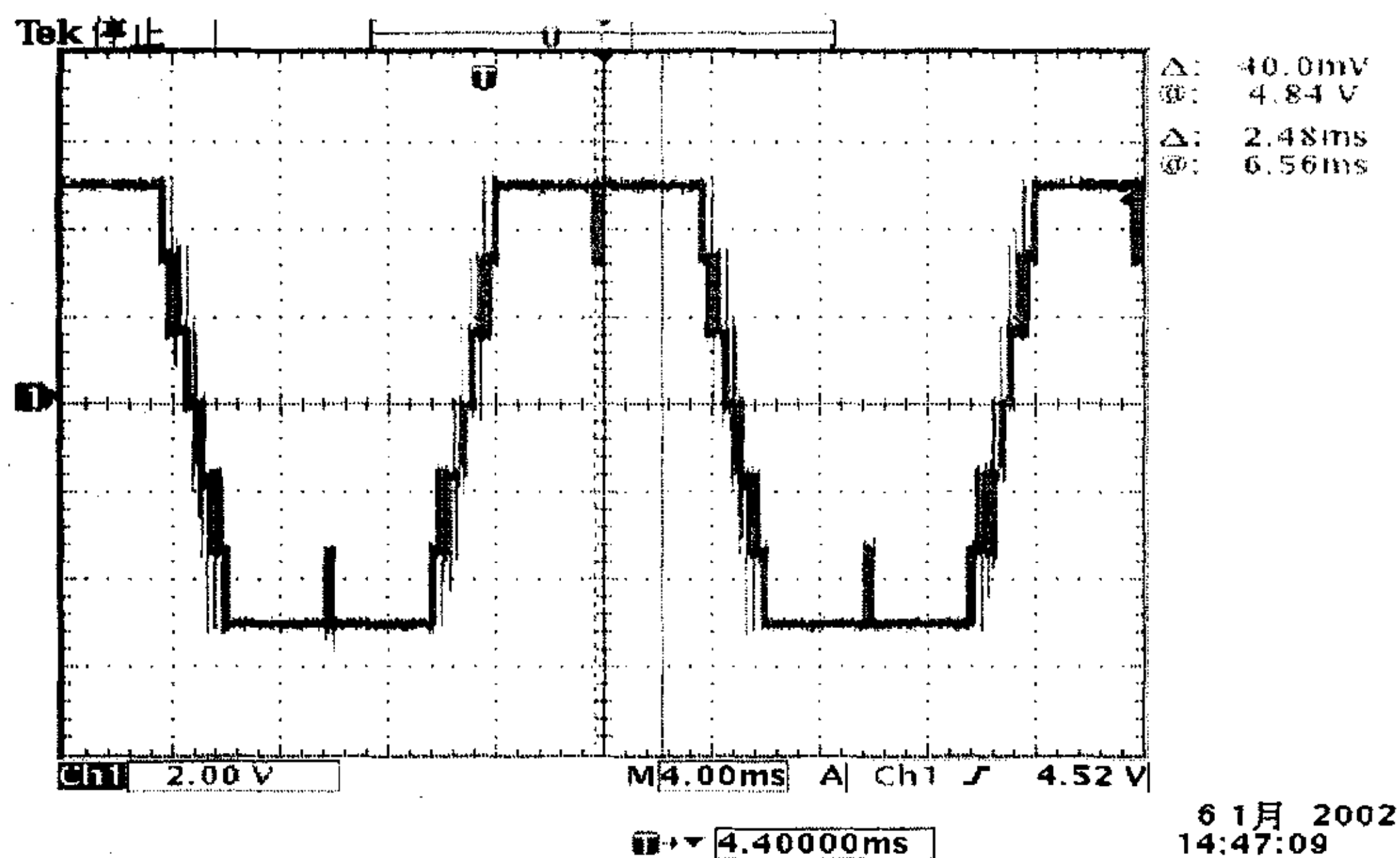
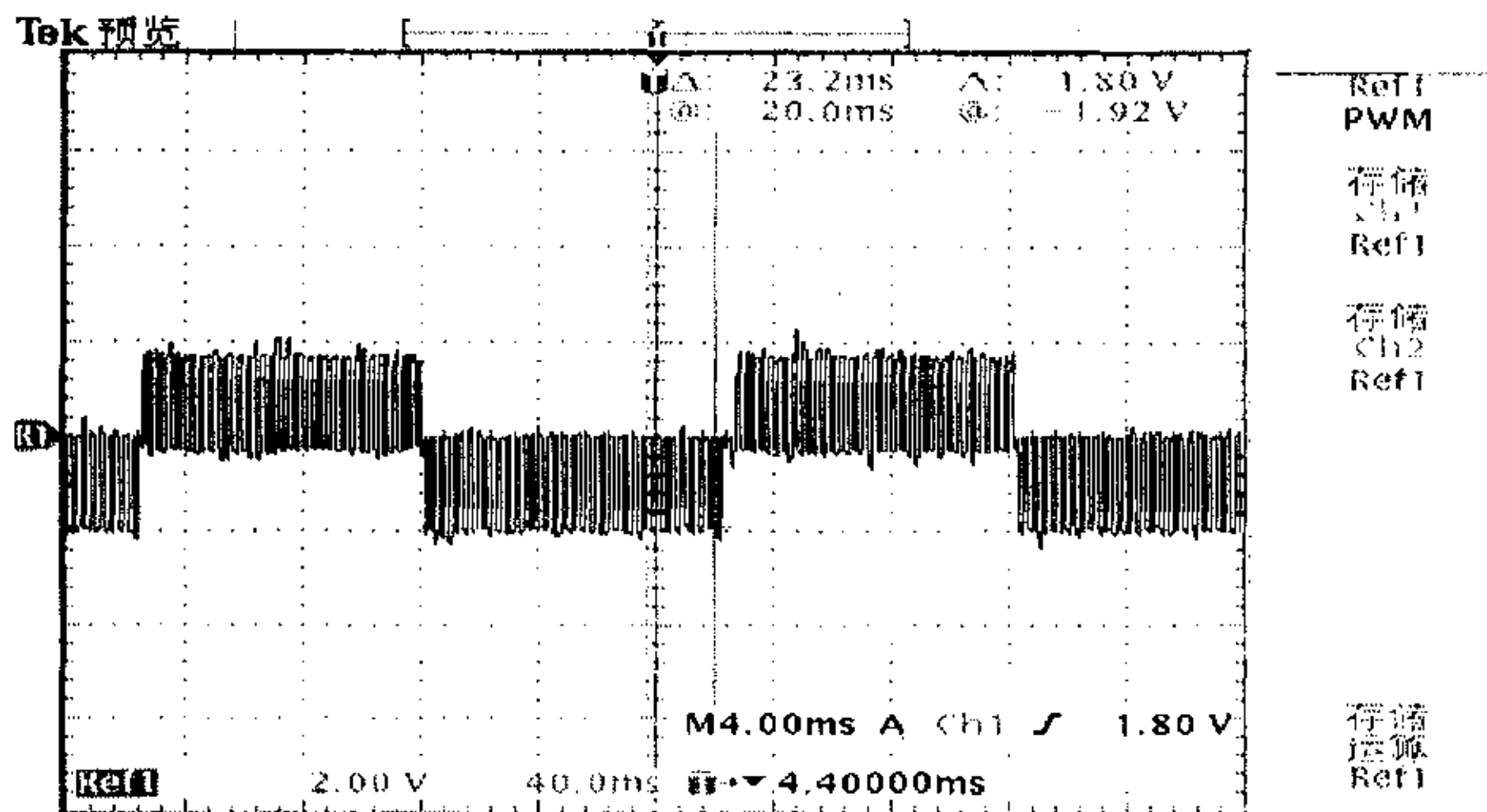


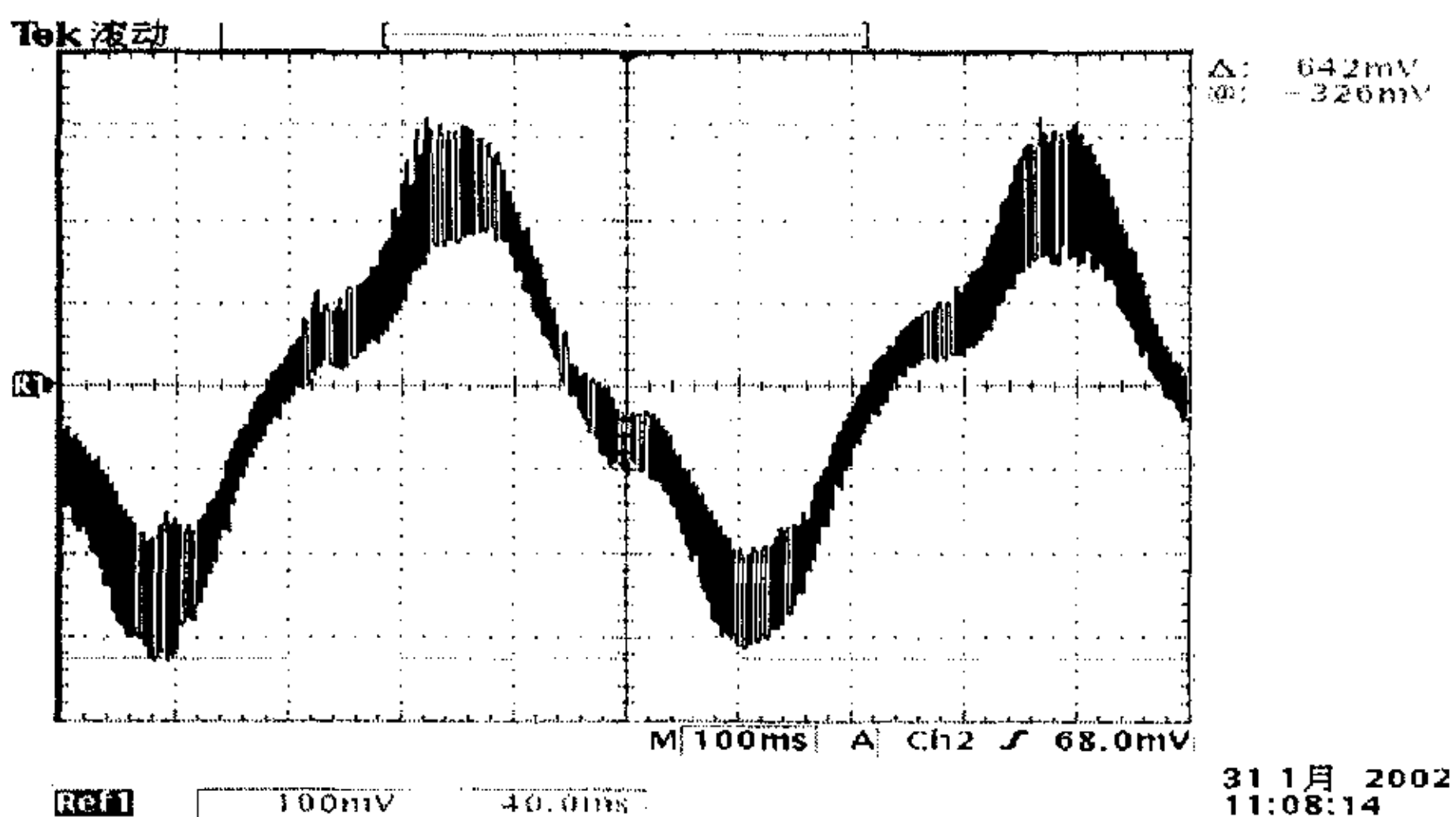
图 5-4 50 Hz 时系统相电压输出波形

5.3 全负荷测试

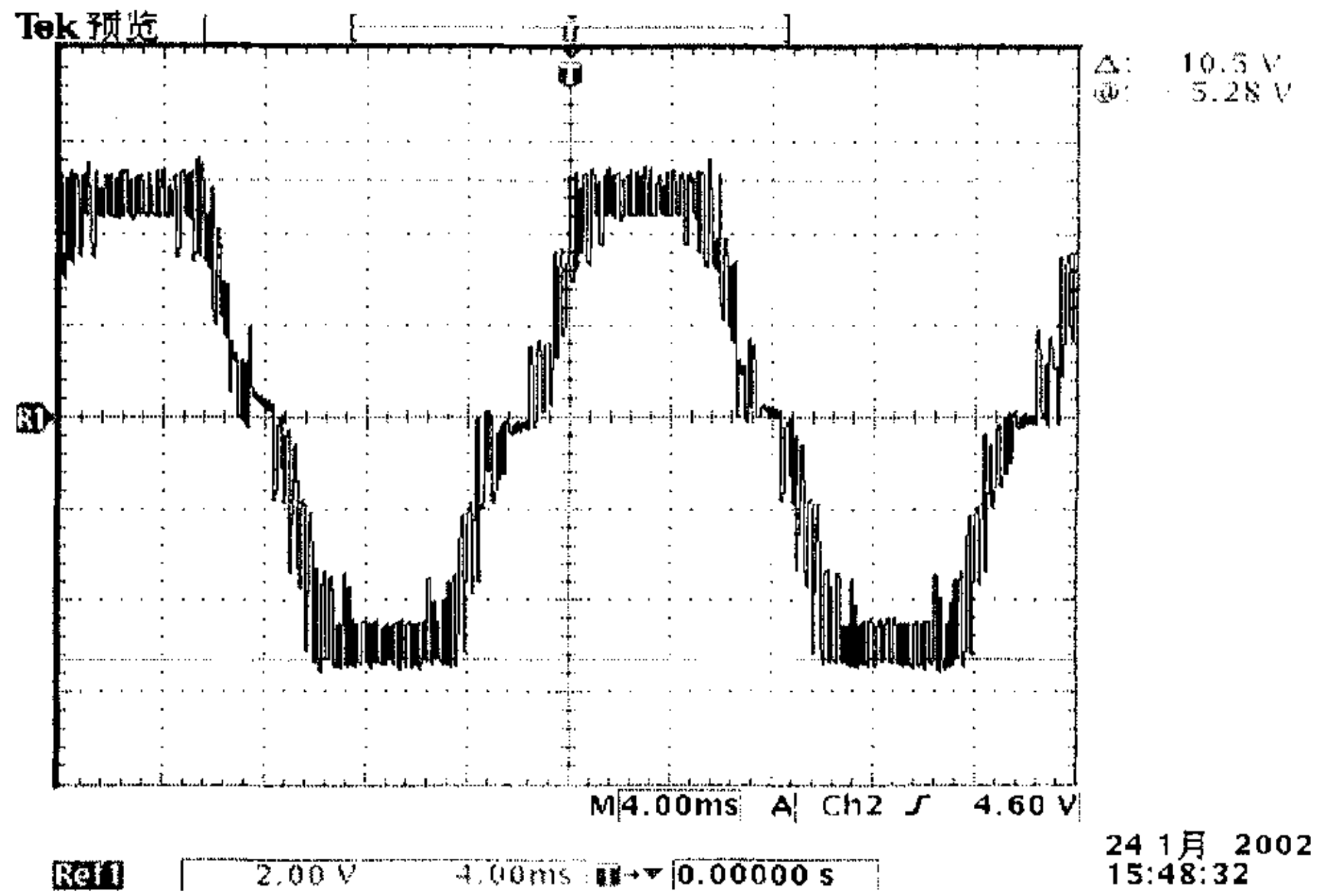
全负荷测试是在北京重型电机厂完成的。由于条件的限制（没有 6000 V 等级的电机），只能进行每相三个单元串联带 3000V 电机的试验。试验中，选用两台变压器中的一台。图 5-5 为系统电压电流输出波形。其中，(a)为 5 Hz 时变频器线电压输出波形，(b)为 5 Hz 时变频器线电流输出波形，(c)为 50 Hz 时变频器线电压输出波形，(d)为 50 Hz 时变频器线电流输出波形。从图 5-5 可以看出，5Hz 时，变频器输出线电压波形的峰值为 2 000 V（1 mV 对应 1 V），电平数为 3，输出电流波形的峰值为 326 A（1 mV 对应 1 A）；50 Hz 时，变频器输出线电压波形的峰值为 5 280 V，电平数为 7，输出电流波形的峰值为 310 A（1 mV 对应 1 A）。



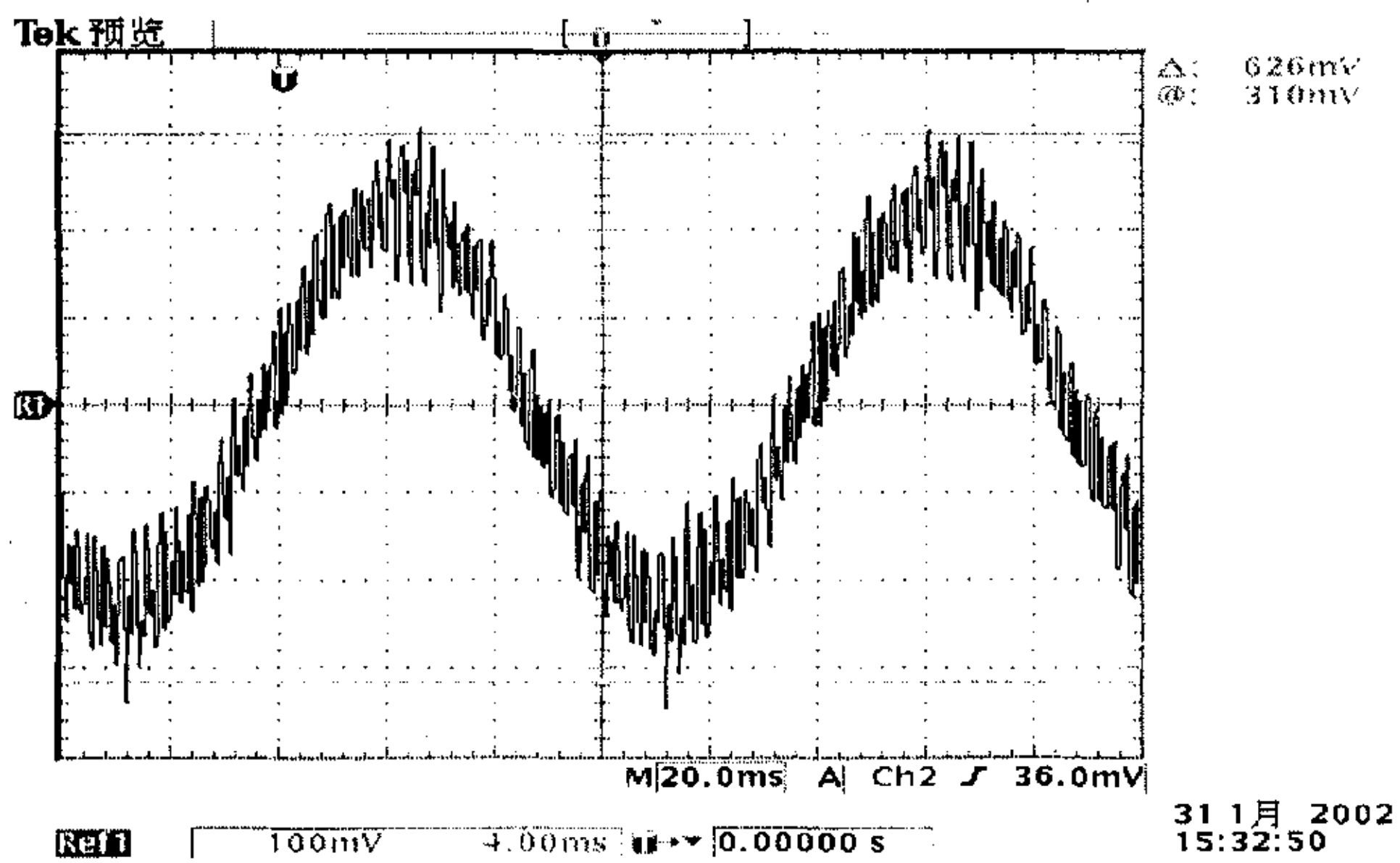
(a) 5 Hz 时线电压波形



(b) 5 Hz 时输出电流波形



(c) 50 Hz 时线电压波形



(d) 50 Hz 时的输出电流波形

图 5-5 系统电压电流输出波形

5.4 现场测试

整个装置于 2002 年 7 月在现场投入运行。图 5-6 为 50 Hz 时的相电压输出波形，图 5-7 为 50 Hz 时的输出相电压的谐波分析。

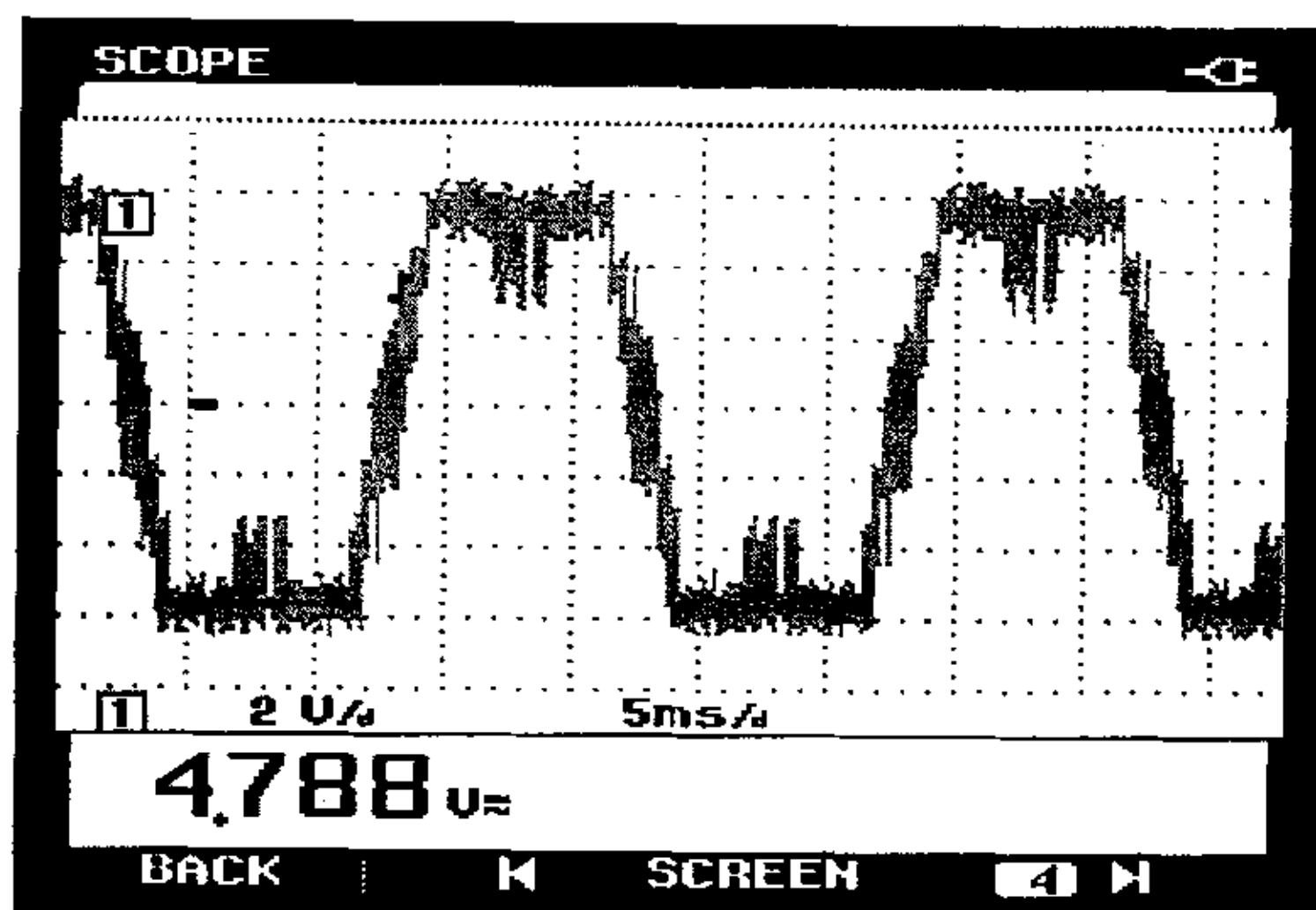


图 5-6 50HZ 时系统相电压输出波形

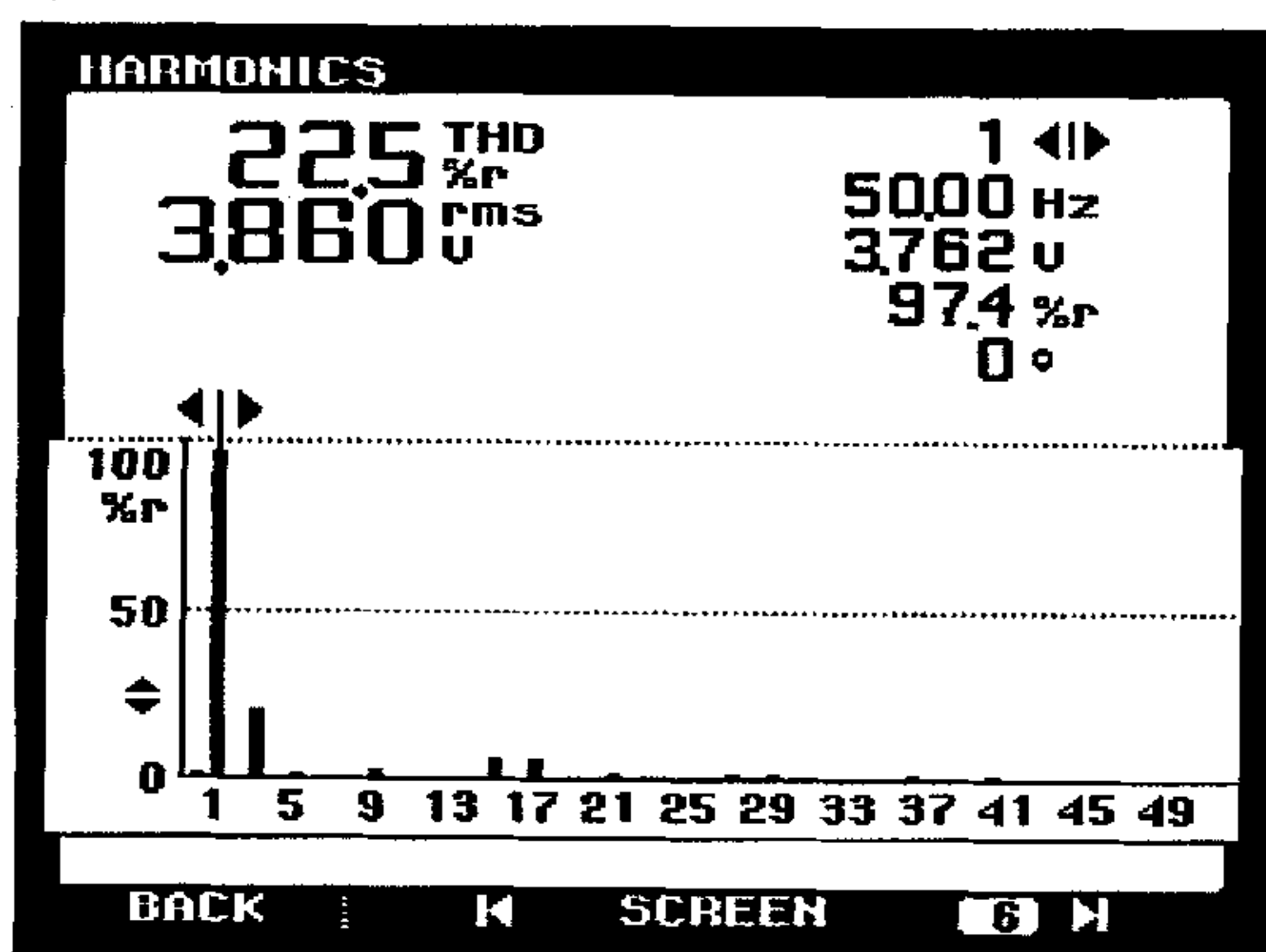


图 5-7 50HZ 系统输出电压谐波分析

由图 5-6 可以看出, 系统输出相电压为 7 电平, 相电压幅值约 5000V; 由图

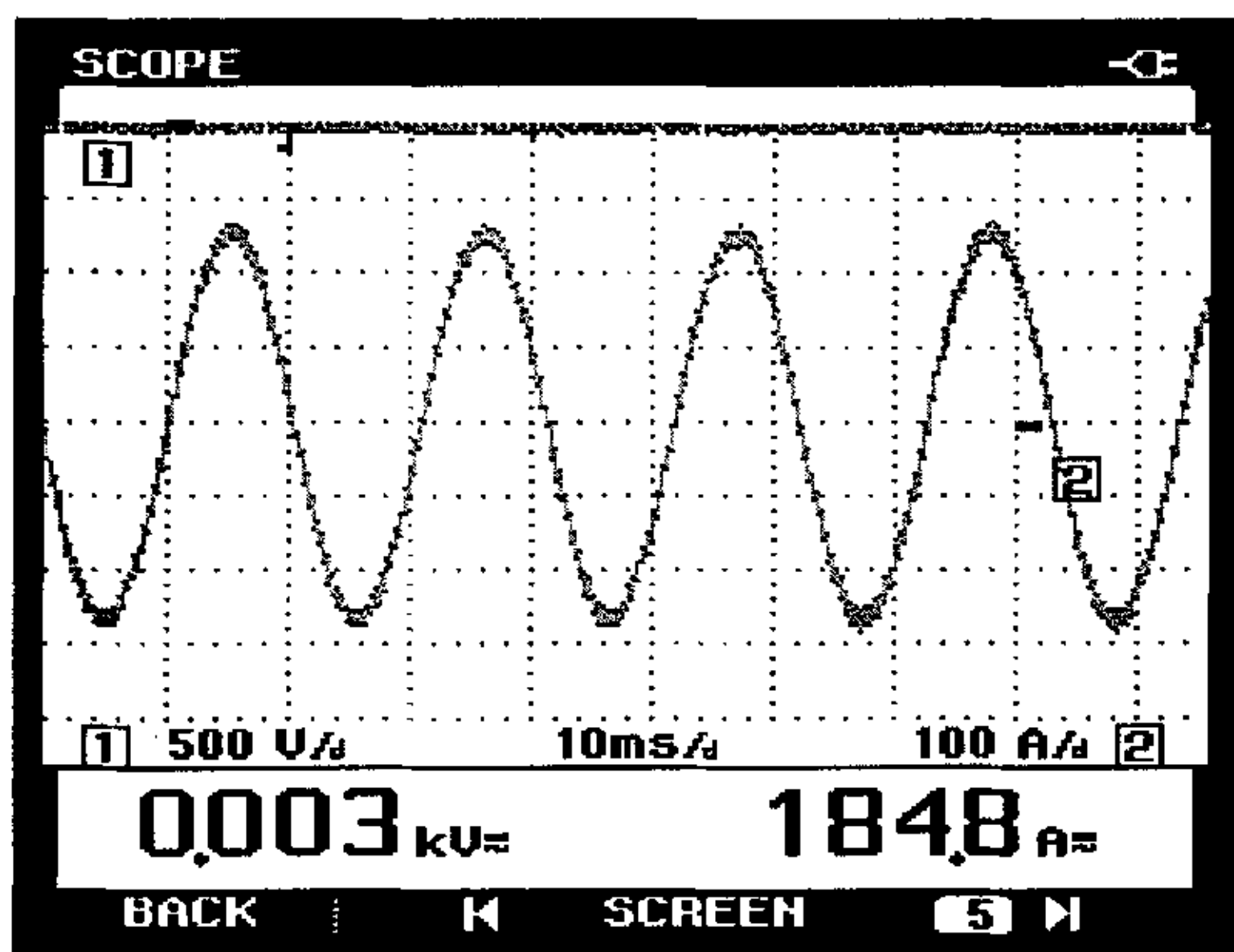


图 5-8 50HZ 时系统输出的电流波形

5-7 可以看出, 输出相电压的谐波含量为 22.5%。

图 5-8 为 50 Hz 时的相电流输出波形。由图 5-8 可以看出, 系统输出相电流有效值约 185A。经谐波分析, 输出相电流的谐波含量仅为 2%。可见, 在带实际负载的情况下, 高压变频调速系统输出相电流已非常接近正弦波, 电流谐波对电机的影响已非常小, 电机运行平稳。这证明了串联 H 桥采用脉冲移相多电平 PWM 控制方案是能够满足工程需要的实用解决方案。

6、结 论

6.1 研究工作总结

本文对级联式多电平变频器主回路结构及原理作了分析,对多电平 PWM 控制方案作了研究。通过计算机仿真和系统试验,得到以下结论:

1. 论文对级联式多电平变频器主回路结构和逆变电路、整流电路运行原理作了分析,得到了变频器输出相电压及线电压的电平数与每相串联的功率单元数之间的关系。计算机仿真机及系统试验结果证明了这种关系是正确的。

2. 变压器采用曲折接法,采用多重化移相整流电路,在理论上证明了采用这一电路可以消除曲折变压器一次绕组中低于 $6M \pm 1$ 次谐波电流(M 为串联单元个数),当 $M=6$ 时,在理论上可消除 35 次以下谐波电流,输入电流谐波含量完全满足国际上通行的 IEEE519-1992 和我国国标 GB/T14549-93 要求,输入电网侧不需要安装补偿装置或谐波滤波器。

3. 运用 MATLAB / SIMULINK 软件建立了级联式多电平变频器 PWM 控制的仿真模型,并应用此模型对脉冲移相 PWM 控制方案进行仿真分析,给出了仿真波形和谐波分析结果。从结果来看,可以认为脉冲移相 PWM 方案是一种比较理想的工程实用的多电平 PWM 控制方案。

4. 论文对 6300V / 2240 kW 高压异步电动机直接变频调速系统主回路和控制回路设计作了介绍,给出了该装置在几种情况下的电压和电流试验波形。试验波形表明,本文的理论分析和试验结果是相吻合的。

6.2 研究工作展望

高压变频调速有着广阔的市场,同时还存在着许多理论和工程技术问题有待解决,如四象限运行问题、实现矢量或其它控制方式问题以及如何降低成本和进一步提高可靠性问题。期望本文的工作能对大功率高压变频调速技术的研究与推广有所贡献。

由于时间和水平所限,本课题尚需在以后的研究中进一步完善。

致 谢

本论文是在陈宜通教授的亲切关怀、耐心指导下完成的，导师对论文选题、关键技术实现等给予了极大的帮助。师者，传道、授业、解惑也，在知识经济占主导地位的今天，导师无私的将本课题的关键部分及本领域的发展方向灌输于我，让作者内心对陈导的敬意油然而生。在做课题期间，导师高尚的品格、渊博的知识、开明的学术思想、实事求是的科研作风和务实严谨的工作态度给作者以深刻的影响，使作者学到了许多全新的知识、思维方式和处理问题的方法，不仅使作者的理论水平和实践水平获得了很大的提高，而且更进一步明确了今后在学习和工作上努力的方向。令作者尤其钦佩的是导师一丝不苟的治学态度和对工作十分负责的精神，他不但将知识传授给了作者，更教会了作者做人的道理。

在此谨向导师致以深深的敬意和最衷心的感谢！

参 考 文 献

- [1] Blaabjerg F. "Improved Modulation Techniques for PWM-VSI Drives", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 44, No. 1 Feb. 1997, pp. 87-95.
- [2] hyo l. liu, gyu h. cho, and sun s. park, "Optimal PWM Three-Level Inverter through Comparative Studies", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 10, No.1 Janu. 1995, pp.58-66.
- [3] Halasz S., "Optimal Control of Three-Level PWM Inverters", IEEE Trans. On Industrial Electronics Vol. 44, No. 1, Feb. 1997, pp.96-106.
- [4] Suh B. "A New N-Level High Voltage Inversion System", IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol. 44, No.1 Feb. 1997, pp.107-115.
- [5] Ogasawara S. And Akagi H., "Analysis of Variation of Neutral Point Potential In Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", IEEE IAS Ann. Mtg., 1993, pp.965-970.
- [6] Abbondanti A., 'Methods of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies', IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1997, pp.177-184.
- [7] Gastli A. and Tomita M., et.al., "Improvement of a Stator-Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", IEEE PCC, Yokohama, 1993, pp.415-420.
- [8] Jie Zhang , V.Thiagrajan, T.Grant and T.H.Barton, "New Approach to Field Orientation Control of A CSI Induction Motor Drive", Proc. IEE Part B, Vol.135, No.1, Jan, 1988, pp.1-7.
- [9] Jie Zhang, "High Performance Control of A Three-Level IGBT Inverter Fed AC Drive", IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, 1995, pp.22-28.
- [10] Carroll E., Klaka S., Linder S., : "Integrated Gate-Commutated Thyristors: A New Approach to High Power Electronics", Press Conference, IEMDC, Milwaukee, May 20, 1997.
- [11] 张燕宾, SPWM 变频调速应用技术。北京: 机械工业出版社, 1997
- [12] 马小亮, 大功率交—交变频调速及矢量控制技术。北京: 机械工业出版社,

1996

- [13] 李凤, 异步电动机直接转矩控制。北京: 机械工业出版社, 1994
- [14] 周明宝、瞿文龙, 电力电子技术。北京: 机械工业出版社, 1997
- [15] 赵良炳, 现代电力电子技术基础。北京: 清华大学出版社, 1995
- [16] 陈坚, 交流电机数学模型及调速系统。北京: 国防工业出版社, 1989
- [17] 高景德, 王祥珩, 李发海。交流电机及其系统的分析。北京: 清华大学出版社, 1993
- [18] 高景德, 张麟征。电机过渡过程的基本理论及分析方法。北京: 科学出版社, 1983
- [19] 李发海, 王岩。电机与拖动基础。北京: 清华大学出版社, 1994
- [20] 陈祖安, 张永惠, 王长江。高压变频器的发展与应用。CAVD'97, pp 13-17
- [21] 李崇坚, 大功率转机电传动交流调速技术。CAVD'97, pp6-12
- [22] 黄立培, 电力拖动与控制基础。北京: 清华大学教材, 1999
- [23] 陈伯时, 电力拖动自动控制系统。北京: 机械工业出版社, 1996
- [24] 俞苹。国内外新器件研制及应用现状。CAVD'95, pp. 64-73
- [25] 李永东。脉宽调制(PWM)技术回顾、现状及展望。CAVD'95, pp. 1067-1081