

多电平变换器的 理论和应用技术

何湘宁 陈阿莲 编著



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS





多电平变换器的理论 和应用技术

何湘宁 陈阿莲 编著



机械工业出版社

本书在概述了多电平变换器的产生背景和应用现状的基础上,比较全面地讨论了多电平变换器的理论和应用技术。主要包括多电平变换器基本电路和一系列衍生拓扑的结构和工作原理、多电平变换器的数学建模和分析方法、多电平变换器的软开关技术、多电平变换器的调制和控制技术、多电平变换器的可靠性分析和容错技术以及多电平变换器的应用和设计。

本书集理论性和应用性于一体,并具有较强的创新性,适合高等学校电气工程及相关学科的师生使用,也可供从事相关工作的工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

多电平变换器的理论和应用技术/何湘宁,陈阿莲编著. —北京:
机械工业出版社, 2006.8
研究生教学用书
ISBN 7-111-19822-0

I. 多… II. ①何…②陈… III. 变换器-研究生-
教学参考资料 IV. TN624

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 100012 号

机械工业出版社(北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑:于苏华

责任编辑:刘丽敏 版式设计:霍永明 责任校对:姚培新

封面设计:陈沛 责任印制:洪汉军

北京京丰印刷厂印刷

2006 年 9 月第 1 版·第 1 次印刷

184mm×260mm·18 印张·440 千字

定价:29.00 元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

本社购书热线电话(010)68326294

编辑热线电话(010)88379711

封面无防伪标均为盗版

前 言

电力电子技术自 20 世纪 50 年代诞生以来,经过半个世纪的飞速发展,至今已被广泛应用于需要电能变换的各个领域。在低压小功率的用电领域,电力电子技术的许多方面已渐趋成熟,将来的研究目标是高功率密度、高效率、高性能;而在高压大功率的输配电领域,各个方面的技术正成为当今电力电子技术的研究重点。柔性交流输电、高压直流输电、高压大型电动机的变频调速等都离不开大功率的电力电子装置。

在实现大功率变换的几种解决方案中,多电平变换器因其具有小的输出波形 THD 值、低的器件电压应力和低的系统 EMI 等优点而受到人们的青睐。近年来多电平变换器在高压大功率应用场合中受到越来越多的关注,并开始得到广泛的研究和应用。虽然越来越多的关于多电平变换器技术的论文见诸于国内外期刊杂志,然而,有关多电平变换器理论和技术的专著还不多见。本书正是在这样的背景下编著的。

本书在概述了多电平变换器的产生背景和应用现状的基础上,比较全面地讨论了多电平变换器的理论和应用技术。本书由三大部分构成。第一部分 1~4 章是多电平变换器的拓扑,这部分是多电平变换技术的基础,主要讨论了多电平变换器的基本拓扑及其建模分析、衍生拓扑和软开关技术。第二部分 5、6 章是多电平变换器的调制和控制技术,这部分是多电平变换技术的核心。第三部分 7~9 章是多电平变换器的应用,主要讨论了多电平变换器系统的容错技术,多电平变换器在功率因数校正、高压变频和电力系统中的应用等。

本书编著者多年来从事多电平功率变换器的理论和应用技术研究,研究工作先后得到国家自然科学基金、国家教育部科学技术研究重点项目、台达电力电子科教发展基金等多个项目的支持。本书是在此多年研究工作的基础上,参考吸收了国内外有关多电平变换方面的一些研究成果完成的。本书由何湘宁、陈阿莲共同编著。吴洪洋、王鸿雁、胡磊、邓焰也分别参与了部分章节内容的编写工作。在此对本书所附相关参考文献的国内外作者表示感谢。

本书集理论性和应用性于一体,并具有较强的创新性,适合高等学校电气工程及相关学科的师生使用,也可供从事相关工作的工程技术人员参考。

限于作者的水平,书中难免存在疏漏或错误,恳请读者批评指正。

编 者

目 录

前言

绪论	1
0.1 多电平变换器产生的背景	1
0.2 多电平变换器的基本概念	4
0.3 多电平变换技术的研究和应用现状	5
第1章 多电平变换器的基本电路	8
1.1 二极管钳位型多电平变换器	8
1.1.1 二极管钳位型多电平变换器的结构特点和工作原理	8
1.1.2 二极管钳位型多电平变换器的优缺点	11
1.2 飞跨电容型多电平变换器	11
1.2.1 飞跨电容型多电平变换器的结构特点和工作原理	11
1.2.2 飞跨电容型多电平变换器的优缺点	14
1.3 级联型多电平变换器	14
1.3.1 级联型多电平变换器的结构特点和工作原理	14
1.3.2 级联型多电平变换器的优缺点	17
1.4 基本单元与通用多电平变换器的形成方法	17
第2章 多电平变换器的数学建模和分析	21
2.1 开关函数与多电平变换器的数学模型	21
2.1.1 整流工作状态下的三电平变换器模型	21
2.1.2 有源逆变工作状态下的三电平变换器模型	25
2.1.3 无源逆变工作状态下的三电平变换器模型	30
2.2 多电平直流变换器分析	32
2.2.1 隔离型多电平直流变换器	32
2.2.2 非隔离型多电平直流变换器	34
第3章 多电平变换器混合钳位和组合结构	37
3.1 混合钳位型多电平变换器	37
3.1.1 混合钳位型拓扑的结构特点	37
3.1.2 混合钳位型多电平变换器的工作原理	38
3.1.3 几种钳位器件的功能比较	47
3.2 组合结构多电平变换器	47
3.2.1 组合结构多电平变换器拓扑的生成方法	47
3.2.2 组合结构多电平变换器的调制方法	53
3.2.3 飞跨电容型多电平变换器的新型组合策略	55

3.3 混合开关组合与混合桥臂级联结构	61
3.3.1 基于二极管钳位/飞跨电容型全桥单元的混合桥臂级联拓扑	62
3.3.2 基于单相-三相组合的级联型多电平逆变器拓扑	69
3.3.3 基于负载端级联的多电平逆变器拓扑	69
第4章 多电平变换器软开关技术	72
4.1 软开关技术的分类与界定	72
4.2 无源软开关技术的基本理论问题及其构造方法	74
4.3 多电平变换器无源无损软开关	78
4.3.1 变换器的简化原理模型及其分类	78
4.3.2 PWM 功率变换器无源无损吸收电路的设计	79
4.3.3 功率变换器的能量回馈支路	81
4.3.4 单端变换器开通-关断统一吸收单元的实现	82
4.3.5 三电平非隔离单端电路无源无损软开关	85
4.4 多电平逆变器软开关技术	86
4.4.1 桥式逆变电路开通-关断统一吸收单元	86
4.4.2 二极管钳位型三电平逆变器的无源无损软开关电路	87
4.4.3 电路参数对软开关电路的影响	97
4.4.4 二极管钳位型多电平逆变器的无源无损软开关电路	104
4.5 多电平变换器有源软开关技术	106
第5章 多电平逆变器的控制自由度和分析方法	109
5.1 多电平逆变器控制自由度组合的理论	109
5.1.1 双重傅里叶变换及其性质	109
5.1.2 载波交叠 PWM 方法和载波交叠-开关频率最优 PWM 方法	110
5.2 多电平逆变器第一类 PWM 方法的谐波分析	115
5.2.1 高调制度时谐波特性	117
5.2.2 中调制度时谐波特性	129
5.2.3 低调制度时谐波特性	135
5.3 多电平逆变器第二类 PWM 方法的谐波分析	139
5.3.1 高调制度时谐波特性	140
5.3.2 中调制度时谐波特性	140
5.3.3 低调制度时谐波特性	141
5.4 多电平逆变器第三类 PWM 方法的谐波分析	142
5.4.1 高调制度时谐波特性	143
5.4.2 中调制度时谐波特性	144
5.4.3 低调制度时谐波特性	146
5.5 三类调制方法的分析和比较	146
5.5.1 三类调制方法的频谱特性的比较	147
5.5.2 三类调制方法谐波性能和载波交叠之间的关系	147
5.5.3 直流电压利用率的讨论	154
第6章 多电平变换器的调制和控制技术	156

6.1 阶梯波调制方法	156
6.2 开关点预制 PWM 方法	157
6.3 空间矢量 PWM 方法	157
6.3.1 多电平逆变器 SVPWM 的基本原理和技术特点	157
6.3.2 三电平逆变器 SVPWM 方法的数字实现	160
6.3.3 基于控制自由度相关性的级联型多电平 SVPWM 的简化算法	164
6.4 载波 PWM 方法	166
6.4.1 基本的多电平载波 PWM 控制技术	167
6.4.2 载波 PWM 控制方法的理论分析	168
6.5 多电平逆变器载波 PWM 方法和 SVPWM 方法之间的本质联系	171
6.5.1 多电平逆变器载波 PWM 方法和 SVPWM 方法之间本质联系的建立	171
6.5.2 三电平不连续调制 PWM 方法及开关损耗最小 PWM 方法	173
6.6 多电平逆变器的中点电位不平衡问题及解决方法	176
第 7 章 多电平变换器系统的容错技术	180
7.1 多电平变换器系统的可靠性	180
7.2 容错技术概述	181
7.3 多电平逆变器的容错策略	181
7.4 几种多电平逆变器的容错实现	182
7.4.1 通用型多电平逆变器的容错技术	182
7.4.2 二极管钳位型多电平逆变器的容错技术	200
7.4.3 飞跨电容型多电平逆变器的容错技术	200
7.4.4 级联型多电平逆变器的容错技术	205
7.5 基于基本单元的容错技术思想	205
7.5.1 SH-PWM 调制策略下的故障重构	206
7.5.2 PSPWM 调制策略下的故障重构	213
7.6 故障器件的检测与诊断	220
第 8 章 多电平变换器控制系统设计	221
8.1 多电平变换器控制系统的硬件设计	221
8.2 多电平变换器控制系统的软件设计	225
第 9 章 大功率多电平变换器系统的应用	230
9.1 多电平功率因数校正变换器	230
9.1.1 单相三电平 PFC 电路的原理和控制方法	230
9.1.2 单相三电平 PFC 电路的实现方法	232
9.1.3 单相三电平无源无损软开关 PFC 电路	233
9.1.4 单相四电平 PFC 电路	239
9.1.5 单相多电平 PFC 电路	248
9.2 高压多电平变频调速系统	249
9.2.1 变频调速的原理	249
9.2.2 多电平变频调速系统	249

9.3 多电平功率变换器在电力系统中的应用	251
9.3.1 多电平变换器在静止同步补偿器中的应用	251
9.3.2 多电平变换器在大功率有源电力滤波器中的应用	253
9.3.3 多电平变换器在统一潮流控制器中的应用	254
9.4 分布式结构多电平变换器系统	255
9.4.1 自律电力电子基本单元	256
9.4.2 分层递阶结构	257
9.4.3 自律分布式控制策略	259
9.4.4 多电平逆变器的分布式结构	260
参考文献	267

绪 论

0.1 多电平变换器产生的背景

电力电子技术自 20 世纪 50 年代诞生以来, 经过半个世纪的飞速发展, 至今已被广泛应用于需要电能变换的各个领域。在低压小功率的用电领域, 电力电子技术的许多方面已渐趋成熟, 将来的研究目标是高功率密度、高效率、高性能; 而在高压大功率的工业和输配电领域, 各个方面的技术正成为当今电力电子技术的研究重点^[1]。一方面, 人们希望电力电子装置能够处理越来越高的电压等级和容量等级。例如, 电力系统中的高压直流输电 (HVDC), 以静止同步补偿器 (STATCOM) 和有源电力滤波器 (APF) 等为代表的柔性交流输电技术 (FACTS), 以及以高压变频为代表的大电机驱动和大功率电源装置等; 另一方面, 为了满足输出电压谐波含量的要求, 又希望这些大功率电力电子装置能工作在高开关频率下, 并且尽量减少电磁干扰 (EMI) 问题。

电力电子器件是电力电子装置的核心。在过去的几十年里, 电力电子器件经历了晶闸管 (SCR)、可关断晶闸管 (GTO)、双极型大功率晶体管 (GTR 或 BJT) 和场控器件 (IGBT 和 POWER MOSFET) 3 个阶段^[2]。近些年来, 各种新型功率器件, 如 IGCT、IEGT、ETO 等又纷纷出现^[3,4]。电力电子器件的单管容量、开关频率已经有了极大的提高, 许多国外生产厂商已能提供额定值为 6000V/6000A 的高压大功率 GTO, 4500V/1200A 的 IGBT, 4500V/4000A 的 IEGT 以及 6000V/6000A 的 IGCT^[5,6]。但即便是这样, 在某些应用场合, 传统的两电平电压源变换器拓扑, 仍然不能满足人们对高压、大功率的要求。并且, 以现有电力电子器件的工艺水平, 其功率处理能力和开关频率之间是矛盾的, 往往功率越大, 开关频率越低^[7]。所以为了实现高频化和低 EMI 的大功率变换, 在功率器件水平没有本质突破的情况下, 有效的手段是从电路拓扑和控制方法上找到解决问题的方案。在过去的二十多年里, 研究者进行了大量的研究和探索, 提出了多种高压大功率变换的解决思路和方法, 归纳起来大致可分为 5 类。

1. 功率器件的串并联技术^[8]

这是一种最简单和直接的方案, 为了用小功率的开关器件实现大功率变换, 将器件串联以承受高压, 将器件并联以承受大电流, 这个看似简单的方法, 由于功率器件参数的离散性, 需要复杂的动、静态均压电路和均流电路。均压电路会导致系统控制复杂, 损耗增加; 而器件均流, 对于具有负温度系数的功率器件来说是一件相当困难的事情。同时, 对于器件串并联, 驱动电路的要求也大大提高, 要求延迟时间接近, 并尽量短。在关断过程中, 由于恢复性能的差异, 数量众多的吸收电路也是必不可少的, 降低了系统的可靠性, 并且这一方案对输出电压谐波改善没有任何贡献, 因而应用范围受到了一定的局限。近年来, 随着器件功率水平的不断提高, 应用范围逐步缩小, 只是在极高电压的应用场合, 如高压直流输电系统中常用器件串联方式以及在低压大电流应用场合中, 用具有正温度系数的功率 MOSFET 并

联使用, 还十分常见。

2. 逆变器并联技术

逆变器并联技术将多个小容量的逆变器并联运行, 并联逆变器的数目可以根据系统需要的容量来确定。这种方法的主要优点是: 易于实现逆变器模块化, 可以灵活扩大逆变系统的容量; 易于组成 $N+1$ 并联冗余系统, 提高运行的可靠性和系统的可维护性。逆变器并联技术的难点是需要从控制电路上解决电压同步、稳态和动态均流、 $N+1$ 冗余与热切换三大技术。

3. 多重化技术

为了用小容量的功率器件实现大容量的功率变换, 还可利用多重化技术。所谓多重化技术, 就是以多个小功率变换器在其输入或(和)输出端通过变压器串联或并联, 各个变换器以相同频率不同相位工作, 从而达到系统的高功率运行和输入、输出谐波改善的目的。多重化技术既可应用于单相电路, 又可应用于三相电路。以三相电压型逆变器, 输出多重化为例, 在由 n 个三相变换器组成的系统中, 每个三相变换器的输出电压为交流矩形波, 若相邻变换器输出电压相位相差 $\pi/(3n)$, 通过适当选取输出变压器电压比和二次绕组的连接方式, 可在输出端得到 $6(n-1)$ 个阶梯波, 使得输出电压仅含有 $6kn \pm 1$ (k 为整数) 次谐波, 其余谐波相互抵消。因而, 在扩展系统容量的同时, 改善了输出电压波形, 减小了谐波含量, 减低了正弦失真度^[9]。图 0-1 给出的是一个由两组变换器组成的三相多重化输出逆变系统, 图 0-2 为对应的电路波形。在由电压型功率变换器组成的多重化系统中, 为防止由于不同变压器二次绕组电压差所形成的环流, 二次绕组通常采取串联方式连接; 在电流型变换器组成的多重化系统中, 二次绕组一般采用并联连接。

多重化技术的最主要不足之处在于: 需要特殊设计的输入、输出变压器, 它不仅增加了系统的成本, 降低了系统的效率, 而且当变换器的数目增多时, 变压器的设计将非常困难。

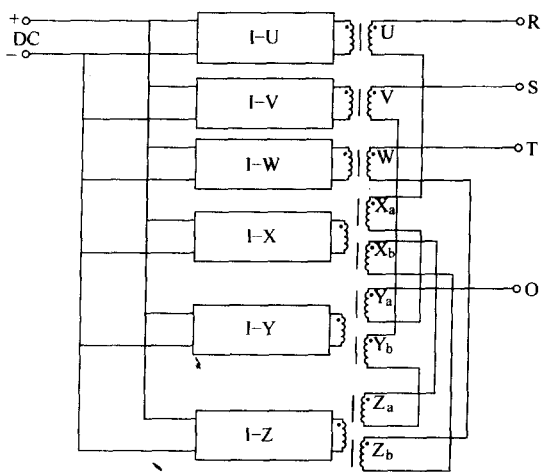


图 0-1 三相多重化逆变电路结构

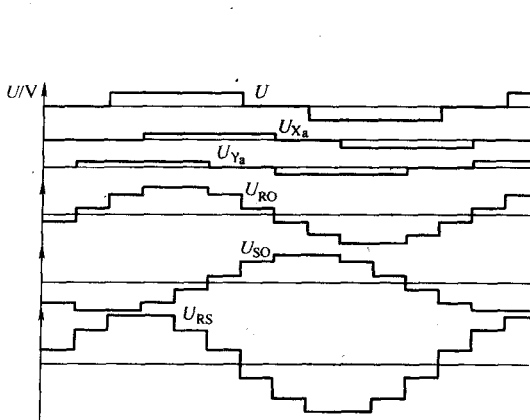


图 0-2 三相多重化逆变
电路输出电压波形

4. 组合变换器相移 SPWM 技术

文献[10]提出的组合相移 SPWM 技术, 其基本思想是: 在一个由 n 个模块(每个模块就是一个普通的两电平变换器)组成的系统中, 所有模块采用相同的调制波, 但相邻模块的

三角载波相位相差 $2\pi/(nK_c)$ ，(其中 K_c 为三角载波与调制波的频率比)。这一相位差使得各模块所产生的 SPWM 脉冲在相位上错开，从而使各模块最终叠加输出的 SPWM 波形的等效开关频率提高到原来的 nK_c 倍，因此可在不提高开关频率的条件下，大大减小输出谐波。从广义上说，相移 SPWM 组合变换器也是一种多重化技术。不同于上文所述的输出电压多重化，这里采用的是三角载波的多重化，因此简化了输出变压器的设计。图 0-3a~d 所示为几种电压型相移 SPWM 组合变换器的拓扑。图 0-3a、b 所示为并联型变换器，通过电流的叠加实现谐波抵消，能够提供较大的输出电流，但在各变换器单元交流侧的电流谐波未被抵消。其中在有中线回路的结构中含有三次及其倍数次谐波，因而需要更大的电感滤波。图 0-3c 所示的串联型变换器通过电压的叠加实现电流中谐波的抵消，变换器单元的交流侧电流谐波较小，所需的滤波电感比并联型变换器更小。图 0-3d 所示为并联型和串联型的组合方式^[11]。

相移 SPWM 组合变换器的优点为：可采用开关频率较低的大功率开关器件，实现等效的高开关频率输出，开关损耗低，输出谐波含量小，减小了输出滤波元件的尺寸和容量，简化了变压器的设计。缺点为：仍然需要工频变压器，增加了系统的损耗和成本；并没有减小功率器件的电压应力。

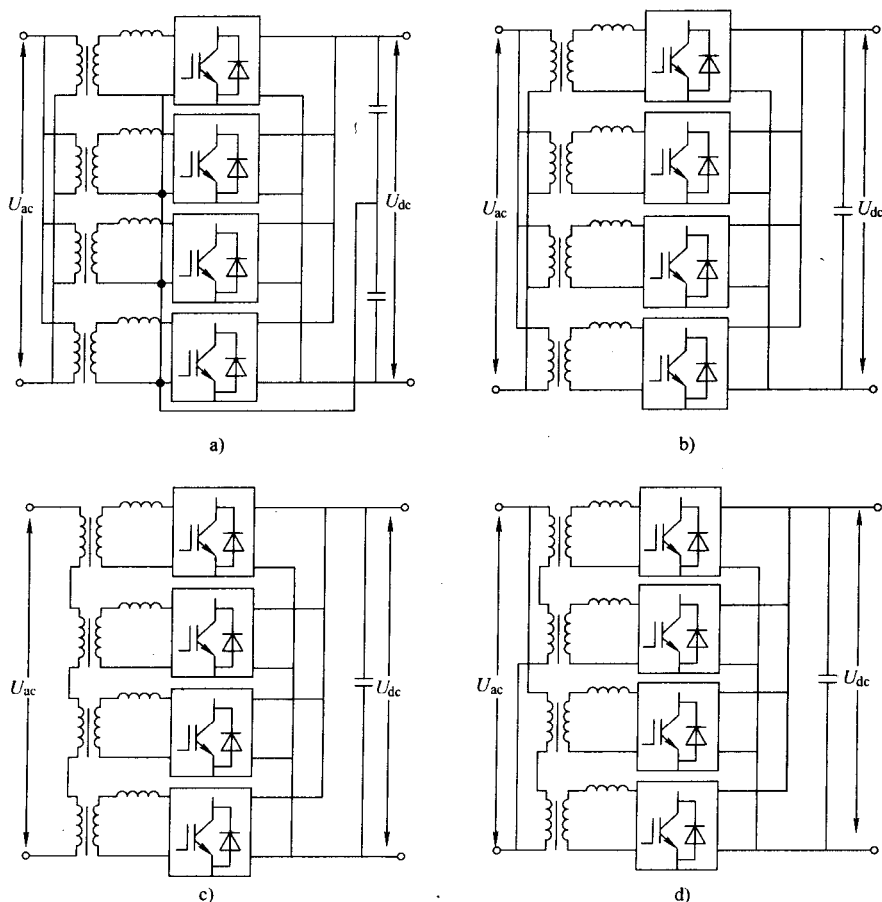


图 0-3 电压型相移 SPWM 组合变换器的拓扑

a) 有中线回路的并联型变换器 b) 无中线回路的并联型变换器 c) 串联型变换器 d) 并-串混合型变换器

5. 多电平变换器技术

多电平变换器技术是一种通过改进变换器自身拓扑结构来实现高压大功率输出的新型变换器,它无需升降压变压器和均压电路。由于输出电压电平数的增加,使得输出波形具有更好的谐波频谱,每个开关器件所承受的电压应力较小。多电平变换器技术已成为电力电子学中,以高压大功率变换为研究对象的一个新的研究领域。多电平变换器之所以成为高压大功率变换研究的热点,是因为它具有以下一些突出优点:

1) 每个功率器件仅承受 $1/(n-1)$ 的母线电压(n 为电平数),所以可以用低耐压的器件实现高压大功率输出,且无需动态均压电路。

2) 电平数的增加,改善了输出电压波形,减小了输出电压波形畸变(THD)。

3) 可以以较低的开关频率获得和高开关频率下两电平变换器相同的输出电压波形,因而开关损耗小,效率高。

4) 由于电平数的增加,在相同的直流母线电压条件下,较之两电平变换器, du/dt 应力大为减少,在高压大电动机驱动中,有效防止电动机转子绕组绝缘击穿,同时改善了装置的EMI特性。

5) 无需输出变压器,大大地减小了系统的体积和损耗。

多电平变换器技术作为解决高压大功率变换的一种具有代表性和较为理想的方案,受到越来越多的关注、研究和应用。本书在后续的章节中比较全面地讨论了多电平变换器的相关理论和应用技术。

0.2 多电平变换器的基本概念

多电平变换器的概念是在中点钳位(NPC, Neutral Point Clamped)变换器的基础上发展起来的。它的基本思想是由多个电平台阶来合成阶梯波,以逼近正弦输出电压。电平数越多,所得到的阶梯波电平台阶越多,从而越接近正弦波,谐波成分越少。从理论上讲,多电平变换器可以通过合成无穷多个电平台阶,最终实现零谐波的输出。但在实际应用中,由于受到硬件条件和控制复杂性的制约,通常在满足性能指标的前提下,并不追求过高的电平数^[12]。

一般认为,现在通称的多电平变换器的概念最早是由日本长冈科技大学 A. Nabae 等人在 1980 年的 IAS 年会上提出的^[13]。该电路用两个串联的电容将直流母线电压分为 3 个电平,每桥臂用 4 个开关管串联,用一对串联钳位二极管和内侧开关管并联,其中心抽头和第三电平连接,实现中点钳位,形成所谓中点钳位(NPC)变换器,如图 0-4 所示。在这个电路中, O 表示中点, (S_{11}, S_{14}) , (S_{21}, S_{24}) , (S_{31}, S_{34}) 是用来产生 PWM 输出的开关器件, (S_{12}, S_{13}) , (S_{22}, S_{23}) , (S_{32}, S_{33}) 和 $VD_1 \sim VD_{32}$ 共同起钳位作用,它们把输出端电压钳位到中点。图 0-5a 给出了一种调制方法的门极信号, (S_{11}, S_{13}) 和 (S_{12}, S_{14}) 的门极

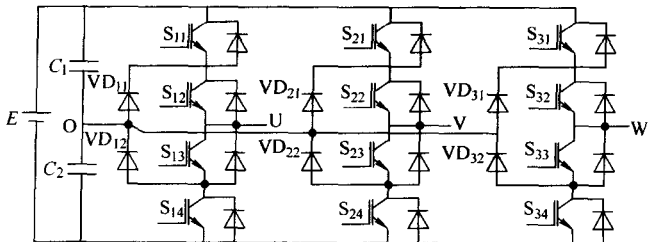


图 0-4 中点钳位变换器

信号互补, 图 0-5b 为相应的输出相电压和线电压。从图中可以容易看出, 中点钳位型逆变器的输出端电压在 $+E/2$, 0 , $-E/2$ 之间变化, 与传统的两电平逆变器的输出波形相比, 减小了输出电压波形的畸变; 并且主功率管关断时仅仅承受直流母线电压的一半, 所以特别适合高压大功率应用场合。

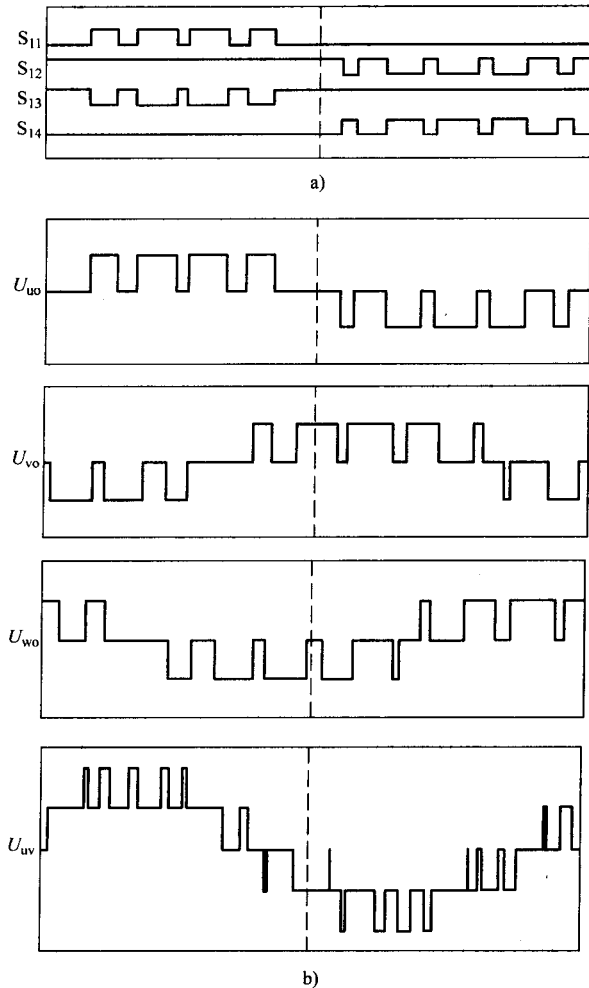


图 0-5 NPC 逆变器的门极信号和输出电压

a) 门极信号 b) 输出电压

1983 年, Bhagwat 等人在 NPC 电路的基础上, 将三电平电路推广到任意 n 电平^[14], 对 NPC 电路及其统一结构作了进一步的研究。这些工作为高压大功率变换器的研究提供了一条崭新的思路。

0.3 多电平变换技术的研究和应用现状^[15,16]

从多电平变换器概念的提出至今, 在短短 20 多年的时间里, 已经形成了三类基本拓扑及一系列改进拓扑。与此相对应, 多种多电平变换器的调制方法也被提出和研究。在拓扑方

面,改进的主要方向是减少器件数量,解决电容电压的不平衡等;在调制方面,改进的主要方向是输出波形性能的优化和算法的简化及算法的通用性等。但是,在多电平变换器概念提出的最初几年,它并没有受到更多的关注,其原因在于:多电平变换器特殊的电路拓扑,无论对功率器件还是控制电路的要求都较高。因此直到20世纪80年代末,随着GTO、IGBT、IGCT等大功率可控器件容量等级的不断提高,以及以DSP为代表的智能控制芯片的迅速普及,关于多电平变换器的研究和应用才有了迅猛的发展。不仅在电路拓扑,PWM控制方法和软开关技术等方面形成了许多分支,而且应用领域从最初的DC-AC变换,如大功率电动机驱动^[17~20];拓展到AC-DC变换,如电力系统无功补偿^[21~24],和AC-DC-AC变换,如超导储能^[25,26];再到近期的DC-DC变换,如高压直流变换^[27~29],多电平PFC^[30~32]等。电力系统中的无功补偿和高压直流输电以及高压大电动机变频调速是目前多电平变换器应用的主要领域。

无功补偿作为柔性交流输电技术的一个重要组成部分,一直是国内外相关专业领域的研究热点,也是现代电力电子技术应用于电力系统的最突出表现。无功补偿经历了早期的基于并联补偿原理的常规静止无功补偿器(SVC)之后,随着现代功率半导体器件的应用与新颖功率变换电路及控制技术相结合,产生了新型无功补偿装置——静止同步补偿器(STATCOM),而STATCOM的核心就是电压源逆变器(VSI)。在实际应用中,传统的6脉动两电平桥式逆变器已经不能适应人们对装置容量越来越高的要求,而多电平逆变器成为非常有吸引力的方案,是未来发展的方向。从目前情况看,将多电平VSI应用到大功率高电压的电力系统中,如果电平数过多将会遇到许多困难,如硬件电路过于复杂;为了保持各个电容器的平衡充电,控制变得困难等。所以,目前在多电平VSI应用于STATCOM中以三电平或五电平VSI最受重视,也最为实际。如西门子公司制造的一台三电平STATCOM,已安装在丹麦REJSBY HADE风力发电厂,该STATCOM由两个三电平GTO VSI通过一个三绕组变压器连接到一条15kV母线上,其中一个VSI连接到Y绕组,另一个VSI连接到 Δ 绕组,采用逆导GTO,器件的额定功率值为4500V/3000A,装置用空气冷却,无功调节范围为 $\pm 8\text{Mvar}$ ^[33]。

中高压大电动机变频调速是多电平变换器应用的另一个重要领域,在大电动机调速中,传统的两电平高频PWM逆变器存在以下几个问题:

- 1) 因为高频导致很高的 dv/dt 和浪涌电压,引起电动机转子绕组绝缘击穿。
- 2) 高频开关产生很大的器件电压应力和很大的开关损耗,使效率降低。
- 3) 高频开关对附近的通信或其他电子设备产生宽频带的EMI(10kHz~30MHz)。
- 4) 功率因数低。

由于多电平变换器在输出相同质量电压波形的条件下,开关器件电压应力大大减小,工作频率大为降低,所以可以克服两电平高频PWM逆变器驱动中的种种问题,其代价是所需的功率器件较多,因而它更适合于大电动机驱动,如文献[34]中报道将二极管钳位五电平GTO逆变器成功地用于22MVA、7.46kV的大容量异步电动机的驱动,所采用的功率器件是ABB公司4.5kV,3kA GTO,仿真和实验结果表明,该方案在电动机转速范围,动态响应时间和允许转矩纹波方面都达到了令人满意的程度。另外,美国ROBINCON公司采用级联式多电平变换器结构原理,已生产出Ac2300~7200V,400~7500kW系列高压交流变频器,其变频器部分效率高达98%以上,包括输入变压器在内的整个变频系统的效率也高达96%以上,在正常变速范围内功率因数超过0.95,无需任何功率因数补偿电容,无谐波污染,即使在

电源容量不超过变频器额定容量时,也能满足 IEEE519。1992 对电压失真和电流失真最严格的要求^[35]。此外,像许多国际上知名的大公司都有各种类型的多电平变换器产品^[36,37],并且国外几个著名的电气公司也都在多电平变换器及其相关技术方面申请了专利^[6,38~42]。

在国内,由于高压变频技术仍没有较大规模形成产业化,落后于发达国家,目前应用的高压大功率变频装置大部分为引进产品。而我国又潜在着巨大的高压大功率变频器市场,国家计委预计在今后的 15 年内,我国变频器总需求的投资额在 500 亿元以上,而其中 60%~70% 是高压大功率变频器。所以,在世界上各大电气公司都在这一领域展开激烈的竞争,以抢占我国高压大功率变频器市场的同时,我国也意识到了研制国产高压大功率变频器的紧迫性。近些年来,国内部分科研院所和一些公司在这一领域中也作了一些研究和产品开发工作,包括北京、山东、广东等地的国内公司。变频装置具有高功率因数、高效率、无谐波污染、无需专用电动机等优点,在技术上已达到国际先进水平。一般而言,装置在系统设计上的共同特点是:

1) 曲折变压器移相技术。变频整流侧通过曲折变压器移相,实现多脉冲整流,使装置的谐波抑制能力大大加强。因整流桥采用二极管不控整流,任何负载下输入电压与输入电流的相移接近于 0,这种关系通过变压器折合到一次侧,使电网侧电压与电流之间几乎无相移,因此功率因数很高。

2) 采用 IGBT 作为主回路的开关器件,提供了较高的开关频率,以减小电流和转矩的脉动。

3) 全数字化光纤控制技术的应用,控制柔性和可靠性大大提高。

4) 多级 PWM 输出波形生成技术,单元逆变桥输出 PWM 波形以及多级移相叠加后得到的变频器输出电压呈现电平台阶形逐级错开,实现了高质量的功率输出,减少了输出电压的 du/dt 脉动对电动机绕组的冲击。

5) 功率单元标准模块化,IGBT 驱动电路智能化,并在功率单元回路设计中,应用了功率母线技术,并且系统有着完善的检测及保护功能。

目前,多电平技术在国内机遇和挑战并存,相信随着更多国内研究机构和企业的关注,这一技术必将在大功率应用场合大显身手。

第 1 章 多电平变换器的基本电路

目前所见到的多电平逆变器，按主电路拓扑结构来分，主要分为三类基本的拓扑结构：二极管钳位型多电平逆变器（Diode-clamped multilevel inverter）、飞跨电容型多电平逆变器（Flying-capacitor multilevel inverter）和级联型多电平逆变器（Cascaded multilevel inverter）。在这三类基本拓扑结构的基础上，近年来又派生出了很多改进的拓扑结构，本章将对这些拓扑的特点进行详细的解释和比较。

1.1 二极管钳位型多电平变换器^[12,33,43,44]

1.1.1 二极管钳位型多电平变换器的结构特点和工作原理

图 1-1 所示是二极管钳位型五电平逆变器的单臂电路结构。分压电容 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4$ ，因此 $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4}$ ；每相桥臂有 8 个开关器件 $S_1 \sim S_8$ 串联，每 4 个开关器件同时处于导通或关断状态，其中 (S_1, S_5) 、 (S_2, S_6) 、 (S_3, S_7) 、 (S_4, S_8) 为互补工作的开关对，也即当其中的一个开关导通时，另一个一定关断；反之亦然。 VD_{c1} 、 VD'_{c1} 、 VD_{c2} 、 VD'_{c2} 、 VD_{c3} 、 VD'_{c3} 为钳位二极管。五电平逆变器的输出电压与开关状态之间的关系见表 1-1。由此，可得到门极信号和输出电压的波形，如图 1-2 所示。对于 n 电平的二极管钳位型逆变器拓扑，每个桥臂需要 $(n-1)$ 个直流分压电容， $2(n-1)$ 个主开关器件， $(n-1)(n-2)$ 个钳位二极管。通过组合 3 个相同的单臂电路，利用相同的分压电容，可以容易得到三相电路，如图 1-3 所示。

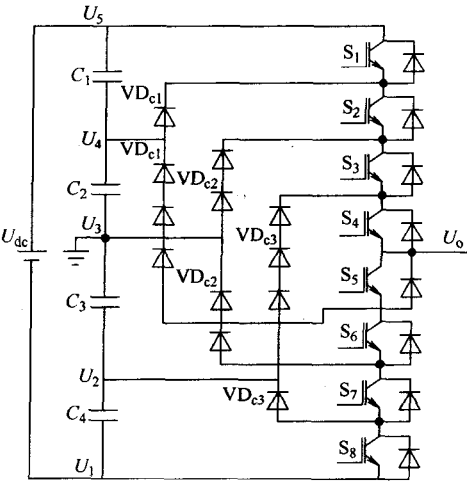


图 1-1 二极管钳位型五电平逆变器单臂电路

表 1-1 二极管钳位型五电平逆变器输出电压与开关状态之间的关系

输出电压	开关状态							
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
$U_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-U_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-U_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

注：“1”表示开关器件导通状态，“0”表示开关器件关断状态。

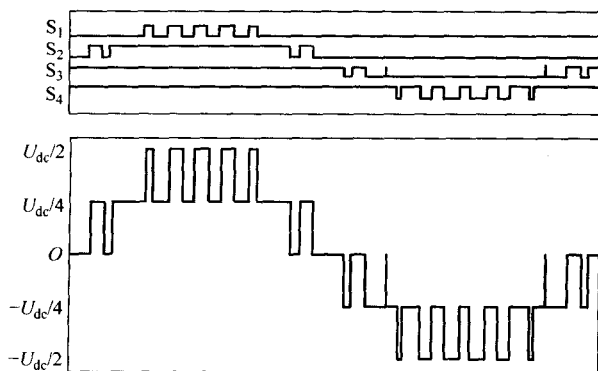


图 1-2 二极管钳位型五电平单相逆变器的门极信号和输出电压

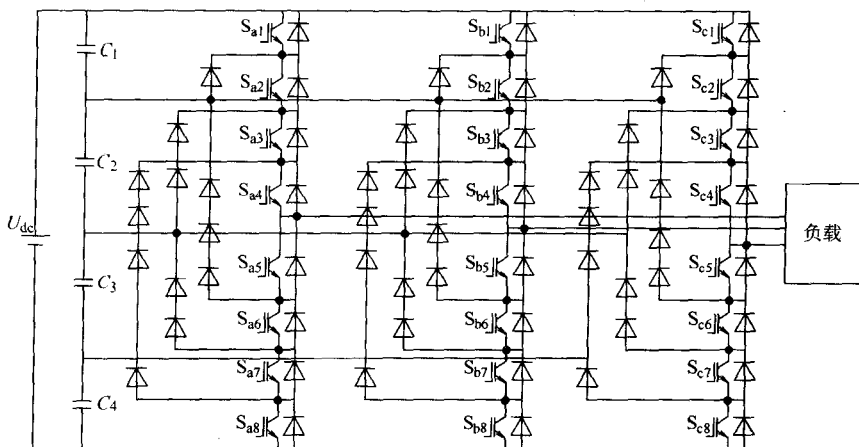


图 1-3 二极管钳位型五电平三相逆变器主电路

在传统的二极管钳位型多电平变换器中，当电平数超过三时，钳位二极管因需要阻断多倍电平电压，通常由多个相同标称值的二极管串联。例如在图 1-1 中，由于 VD_{c1} 需要阻断 3 倍的电平电压，它由 3 个相同的二极管串联； VD_{c2} 和 VD_{c2}' 需要阻断两倍的电平电压，它们分别由两个相同的二极管串联； VD_{c3} 需要阻断三倍的电平电压，它由 3 个相同的二极管串联。由于开关特性的不一致及杂散参数，可引起二极管两端的过电压，因而需要均压措施和很大的 RC 吸收电路，导致系统体积庞大，成本增加。为了解决这一问题，文献[45]提出了一种改进型拓扑，如图 1-4 所示。这种拓扑所用的功率器件数量和传统拓扑一样。但由于钳位二极管位置的变化，该电路不仅能实现功率开关管的电压钳位，而且还能通过直接和间接的方

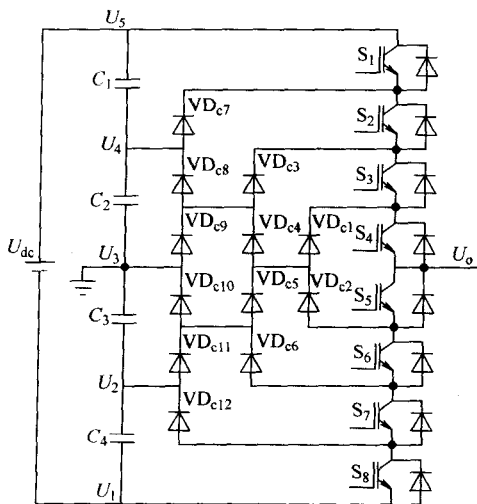


图 1-4 改进的二极管钳位型五电平逆变器单臂电路