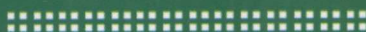





载波相移调制技术及其 在大功率变流器中的应用

李建林 王立乔 著
张仲超 主审



 机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

载波相移调制技术 及其在大功率变流器 中的应用

李建林 王立乔 著

张仲超 主审



机械工业出版社

在大功率电力电子变流装置的实现上, 一个重要的问题就是大功率器件的工作频率较低, 无法应用 PWM 等优秀的调制技术。载波相移正弦波脉宽调制 (Carrier Phase-Shifted SPWM, CPS-SPWM) 技术就是为了解决该问题而提出的新技术。本书的作者对 CPS-SPWM 技术在多电平变流器的实现方法, 以及该技术在功率日益增大的风力发电机组用变流器中的应用做了一些研究工作。

CPS-SPWM 技术是多重化技术和 SPWM 技术的有机结合。该技术能够在较低的器件开关频率下实现较高等效开关频率的效果, 通过低次谐波的相互抵消, 提高等效开关频率, 而不是简单地将谐波向高次推移, 因而具有良好的谐波特性。该技术在功率变流器场合有一定的应用前景。

本书可作为电力电子技术专业, 尤其是大功率变流、多电平变流等方向的研究生教材, 也可作为从事本专业科技工作人员的参考书。

图书在版编目 (CIP) 数据

载波相移调制技术及其在大功率变流器中的应用/李建林, 王立乔著. —北京: 机械工业出版社, 2009. 6
ISBN 978-7-111-27137-6

I. 载… II. ①李…②王… III. 变频调速-变流器
IV. TM921.51 TM46

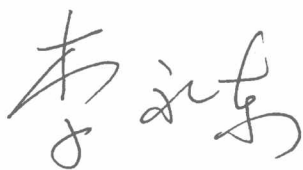
中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2009) 第 075979 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)
责任编辑: 付承桂 版式设计: 霍永明 责任校对: 张莉娟
封面设计: 赵颖喆 责任印制: 乔宇
北京京丰印刷厂印刷
2009 年 6 月第 1 版 · 第 1 次印刷
169mm × 239mm · 13 印张 · 254 千字
0 001—3 000 册
标准书号: ISBN 978-7-111-27137-6
定价: 30.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换
销售服务热线电话: (010) 68326294
购书热线电话: (010) 88379639 88379641 88379643
编辑热线电话: (010) 88379764
封面无防伪标均为盗版

序

随着大功率自关断器件和高速微控制芯片的不断发展,大功率电力电子变流装置受到了越来越深入的研究,在大功率电动机传动、交直流电力传输等场合的应用范围也越来越广泛。在大功率电力电子变流装置的实现上,一个重要的问题就是大功率器件的工作频率较低,无法直接应用 PWM 技术,因此提出了载波相移正弦波脉宽调制 (Carrier Phase-Shifted SPWM, CPS-SPWM) 技术。CPS-SPWM 技术是多重化技术和 SPWM 技术的有机结合,它能够在较低的器件开关频率下等效实现较高开关频率的效果,不是简单地将谐波向高次推移,而是通过低次谐波的相互抵消提高等效开关频率,因而具有良好的谐波特性。浙江大学以及中国科学院电工研究所在这方面开展了多年的研究,其中李建林、王立乔、张仲超同志先后得到了国家自然科学基金、全国博士后一等资助基金、中国科学院电工研究所所长基金项目的资助,取得了许多有意义的成果,在本书中均有较好的体现。本书可作为电力电子技术专业,尤其是大功率变流、多电平变流等方向的研究生教材,也可作为从事本专业科技工作人员的参考书。

Handwritten signature in black ink, consisting of the characters '李建林' (Li Jianlin) in a cursive style.

前 言

大功率电力电子变流装置在国民经济中有着广泛的应用，如大功率变频器、大功率有源电力滤波器（APF）、静止无功补偿装置（SVC）、兆瓦级风力发电机组用变流器等领域。而对于大功率变流器，开关器件的功率处理能力和开关频率之间往往存在着矛盾，通常功率越大，开关频率越低。由于开关频率的限制，难以应用传统 PWM 技术来改善大容量变流器的性能，而人们往往希望电力电子变流器能够工作在尽可能高的开关频率下，以便提高输出波形的质量。一般通过对大功率变流器的电路拓扑和控制策略两方面进行研究，以便在提高电力电子变流器容量的同时改善其性能。一个好的电路拓扑再配合合适的控制策略往往能提高大功率变流器系统的性价比。因此，研究大功率变流器的拓扑结构及控制技术具有一定的理论价值和实用意义。

为了提高电力电子变流器处理较大功率的能力，人们进行了大量的探索，其中最具有代表性的科研成果是多重化技术、组合变流器以及多电平变流器等。上述拓扑结构配合不同的调制方式便可构造出多种多样、各具特色的大功率变流器。多电平变流器具有功率容量大、开关频率低、输出谐波小、响应速度快、电磁兼容性好等特点。其中，电压型多电平变流器是当前研究热点，并已经取得丰硕的研究成果，但多电平技术应用到电流型变流器中的研究报道甚少。随着科学技术的进步，尤其是高温超导技术突破性的发展并进入实用化，解决了电流型变流器中储能电感的储能效率问题，同时电力超导储能系统中储能线圈具有电流源特性，因此电流型变流器将成为这方面应用的佳选择之一，对电流型多电平变流器的研究工作具有重要的理论意义和应用前景。本书的研究目标是从多电平技术的角度来研究电流型逆变器的拓扑及控制策略，以期获得创新性成果。

大功率变流器要获得良好的输出性能，不仅要有适当的拓扑结构作为基础，还要有相应的控制策略作为保障。衡量控制策略的标准有：变流器输出的谐波、开关器件的开关频率、动态传输特性、传输带宽等。传统的 SPWM 方法能够准确地再现调制波信息，具有优良的传输特性和优化的频谱分布，但它也具有器件开关频率高、开关损耗大和变流器效率低等缺点，不适合特大功率的场合。针对大功率变流器，尤其是多电平变流器，人们在两电平 SPWM 技术的基础上，提出了许多 PWM 方法。常见的控制方法

有以下几类：阶梯波 PWM 技术、基于载波的 PWM 技术、空间矢量 PWM 技术。

近年来，正弦波脉宽调制（SPWM）技术以其优良的传输特性成为电力电子装置中调制技术的基本方式。SPWM 技术可以看成为一种采样技术。要求输出较好地反映输入的条件是，要有较高的采样频率。从频域模型来看，SPWM 的载波频率越高，载波谐波和边带谐波的次数越高，越容易被滤除。但是，大功率开关器件（如 GTO 晶闸管、大功率 IGBT、SITH 等）的开关频率往往较低。因此，在一些特大功率场合，如有源电力滤波器、超导储能、特大功率电动机传动等，多重化和 PWM 技术的并用成为关键技术。在此背景下，由作者导师张仲超教授和加拿大 Boon-Teck Ooi 教授提出了组合变流器载波相移 SPWM（CPS-SPWM）技术。组合变流器 CPS-SPWM 技术可以在较低的器件开关频率下实现较高开关频率的效果，不但使 SPWM 技术应用于特大功率场合成为可能，而且在提高装置容量的同时，有效地减小输出谐波，提高整个装置的信号传输带宽。此外，该技术还具备线性度好、控制性能优越等一系列优点，这就为 CPS-SPWM 技术在特大功率变流器场合的应用奠定了基础。

与 SPWM 技术相对应的电压空间矢量调制（SVM）技术是建立在交流异步电机磁场理论上的一种调制策略，但现在其使用范围已经不再仅仅局限于电机应用场合，而是一种能够普遍应用的 PWM 技术。相对于 SPWM 技术，SVM 技术具有以下优点：①直流电压的利用率比 SPWM 的提高 15%；②采用最小开关损耗方式调制时，开关器件的开关损耗降低 1/3；③调制方法便于数字实现。受 CPS-SPWM 技术启发，融合 SVM 方法而得到一种适合多电平变流器的空间矢量调制方法，得出了 CPS-SVM，简而言之就是将各变流器单元的采样时间错开。CPS-SVM 技术较之 CPS-SPWM 技术，有电压利用率高、开关频率小、易于数字实现等特点。

本书重点介绍了载波相移（CPS）调制技术及其应用方法，题材来源于实际，具有前沿性和先进性，遵循了深入浅出、循序渐进的写作路线与理论联系实际的原则。书中涉及的内容均进行了严格推导，并通过了仿真和实验双重验证，力争准确无误。书中内容主要出自浙江大学张仲超教授所指导的硕士、博士研究生学位论文，其中主要包括：王长永、王立乔、金涛涛、熊宇、李建林、刘兆燊、李淳、李彩霞等。另外，霍现旭、马蕊、朱颖、高志刚等同学对本书做了大量的前期工作，在此向他们致意。同时，向张仲超教授对诸位弟子的悉心指导表示衷心感谢。感谢给予国家“863”项目（2007AA05Z421）、全国博士后一等资助项

目(20060390092)、中国科学院电工研究所所长基金项目(0710141CS1)支持的单位。

由于本书作者学识水平有限,在编写过程中难免出现不妥之处,敬请广大读者批评指正,并给予谅解。

李建林

2008年8月

目 录

序

前言

第 1 章 绪论	1
1.1 大功率变流器发展概述	1
1.2 大功率变流器拓扑学进展	1
1.2.1 普通变流器	1
1.2.2 多重化结构	1
1.2.3 组合变流器	2
1.2.4 多电平变流器	3
1.2.5 大功率变流器的应用综述	12
1.3 电流型多电平变流器的研究背景	12
1.3.1 电流型多电平变流器是一个新的研究课题	12
1.3.2 电流型多电平变流器的应用前景	13
1.3.3 电流型多电平变流器的研究现状	15
1.4 大功率变流器的调制策略	18
1.4.1 阶梯波脉宽调制	18
1.4.2 基于载波组的 PWM 技术	18
1.4.3 多电平电压空间矢量调制	20
1.4.4 载波相移 SPWM 技术	21
1.4.5 相移 SVM 技术	21
1.4.6 滞环电流控制	22
1.4.7 单周期控制	22
1.4.8 其他控制方式	23
第 2 章 CPS-SPWM 技术的理论研究	24
2.1 自然采样 SPWM 理论	24
2.1.1 自然采样的二逻辑 SPWM 理论	24
2.1.2 自然采样的三逻辑 SPWM 理论	27
2.2 二逻辑相移 SPWM 技术的数学分析	30
2.2.1 二逻辑相移 SPWM 技术的数学模型	31
2.2.2 二逻辑相移 SPWM 技术的分析	33

2.3	三逻辑相移 SPWM 技术的数学分析	34
2.3.1	三逻辑相移 SPWM 技术的数学模型	35
2.3.2	三逻辑相移 SPWM 技术讨论	38
2.3.3	相移 SPWM 技术的传输带宽	40
2.4	载波相移 SPWM 技术的基本原理及简要数学分析	43
2.4.1	载波相移 SPWM 技术的基本原理	43
2.4.2	载波相移 SPWM 技术的简单数学分析	44
2.4.3	载波相移 SPWM 技术的扩展应用	46
2.5	载波相移 SPWM 技术理论	47
2.5.1	调制原理	47
2.5.2	CPS-SPWM 波形的组成	48
2.5.3	CPS-SPWM 的等效载波频率	50
2.5.4	CPS-SPWM 组合变流器的线性度和传输带宽	51
2.6	CPS-SPWM 技术与自然采样 SPWM 技术的比较	56
2.7	CPS-SPWM 技术的评价	57
2.8	CPS-SPWM 技术的拓展应用	58
第3章	CPS-SVM 技术	59
3.1	SVM 技术的基本原理	59
3.1.1	电压空间矢量的概念	60
3.1.2	三相逆变器的基本电压矢量	60
3.1.3	磁链跟踪 PWM 的基本思想	61
3.1.4	SVM 技术的电压采样解释	63
3.2	SVM 技术的调制方式	63
3.2.1	SVM 的基本调制算法	63
3.2.2	SVM 的两种开关调制模式	65
3.2.3	SVM 波的显化	67
3.3	CPS-SVM 技术的基本原理及分析	72
3.3.1	载波相移与错时采样	72
3.3.2	CPS-SVM 技术的调制方法	72
3.3.3	CPS-SVM 技术的特性分析	75
3.3.4	CPS-SVM 组合变流器的仿真结果与分析	76
3.3.5	CPS-SVM 技术与其他调制技术的比较研究	78
3.3.6	CPS-SVM 组合变流器的基本电压矢量和磁链图	81
3.4	CPS-SVM 组合变流器输出线电压与幅度调制比的关系	82
3.4.1	变流器单元数 $N=2$ 时的情况	82
3.4.2	变流器单元数 $N>2$ 时的情况	83
3.5	CPS-SVM 基本原理的实验验证	85

3.6 本章小结	86
第4章 载波相移技术的数字化实现方法	88
4.1 引言	88
4.2 基于 TMS320LF2407 的多路 PWM 波形产生器	89
4.2.1 三相三电平变流器的 CPS-SPWM 技术的实现方法	89
4.2.2 单相级联 H 桥五电平变流器 CPS-SPWM 技术的实现	90
4.3 基于 FPGA 的多路 PWM 波形产生器	98
4.3.1 相移载波产生器	98
4.3.2 PWM 比较输出模块	100
4.3.3 数据锁存器	100
4.3.4 死区产生器	101
4.3.5 载波周期值和死区值锁存模块	101
4.3.6 选择模块	101
4.3.7 控制使能模块	102
4.3.8 实验验证	103
4.4 本章小结	107
第5章 CPS 技术在电压型、电流型多电平变流器中的应用	109
5.1 CPS-SPWM 技术在电压型级联 H 桥多电平变流器中的应用	109
5.1.1 单相多电平变流器	109
5.1.2 三相多电平变流器	120
5.2 CPS-SPWM 技术在电流型级联 H 桥多电平变流器中的应用	127
5.2.1 载波相移 SPWM 方法	128
5.2.2 SVPWM 方法	130
5.2.3 多电平消谐波 PWM 方法	133
5.2.4 一种新的分相控制式三相多电平 CSI	137
5.2.5 基于 CPS-SPWM 技术的级联 H 桥变流器	142
5.3 CPS-SVM 技术在级联多电平变流器中的实现	148
5.3.1 级联多电平变流器	149
5.3.2 基于定次谐波消除的阶梯波脉宽调制	150
5.3.3 多电平电压空间矢量调制	153
5.3.4 级联多电平变流器与组合变流器之间的等价关系	162
5.3.5 级联 CPS-SVM 多电平变流器的实现	166
5.3.6 桥内 CPS-SVM 的实验验证	171
第6章 载波相移调制技术在风力发电机组用变流器中的应用	173
6.1 CPS-SPWM 技术在直驱型风力发电系统交错三相单管 Boost 电路中的应用	173

6.1.1	系统拓扑结构及相应的调制方法	173
6.1.2	系统工作模式	174
6.1.3	仿真验证	176
6.1.4	实验验证	178
6.2	CPS-SPWM 技术在直驱型风力发电系统并联背靠背双 PWM 变流器中的应用	180
6.2.1	系统结构及其控制策略	181
6.2.2	载波相移调制技术在背靠背变流器上的实现方法	182
6.2.3	实验验证	183
6.3	CPS-SPWM 技术在直驱型风力发电系统级联变流器中的应用	187
6.3.1	系统结构	187
6.3.2	原理	188
6.3.3	仿真和实验	189
6.4	本章小结	192
参考文献		194

第 1 章 绪 论

1.1 大功率变流器发展概述

在大功率变流器应用场合,人们往往希望大功率、耐高压的电力电子变流器能够工作在尽可能高的开关频率下,以便提高输出波形的质量。但大功率开关器件所允许的开关频率低,难以将 PWM 技术应用于传统大功率变流器,以达到改善其性能的目的。因此,人们力图通过对大功率变流器的电路拓扑和控制策略两方面进行研究,以便在提高电力电子变流装置容量的同时改善其性能。一个好的电路拓扑再配合合适的控制策略往往能提高大功率变流器的性价比。因此,研究大功率变流器的拓扑结构及控制技术具有一定的理论价值和实用意义。

为了提高电力电子变流器处理较大功率的能力,人们进行了大量的探索,其中最具有代表性的科研成果是多重化技术、组合变流器以及多电平变流器等。上述几种拓扑结构配合不同的调制方式便可构造出多种多样、各具特色的大功率变流器。

1.2 大功率变流器拓扑学进展

1.2.1 普通变流器

普通变流器通常也称为两电平变流器,这种拓扑结构比较简单,为了获得大功率,一般依靠开关器件串联以提高电压等级,将开关器件并联以提高电流最大值,但由于开关器件参数的离散性,这将带来静、动态电压、电流不均衡等一系列问题,技术上的不确定因素影响很大,可靠性不高;且由于输出只有两电平,电压波动大,产生较大谐波,因此这种拓扑结构的应用范围非常有限。

1.2.2 多重化结构

早期提高大容量的方法通常是采用多重化技术。在电压型变流电路中,输出的交流电压为矩形波。为了减小谐波,常常把几个输出矩形波叠加成正弦波的波形。对于 L_x 个三相变流电路,将其输出波形的相位依次错开 $\pi/(3L_x)$ 运行,连

同抵消它们之间相位差的变压器（移相变压器），可以构成脉波数为 $6L_x$ 的变流器系统。输出波形中包含 $6kL_x \pm 1$ (k 为整数) 次的谐波含量。根据变压器输出侧绕组的联结方式可分为串联多重化和并联多重化。串联多重化是将输出侧绕组进行串联连接，这种方式在电压型变流器中最常用。并联多重化是将输出侧绕组进行并联连接，由于电压波形的差会产生循环电流，因此并联多重化结构在电压型变流电路中慎用。在这两种联结方式中，还分别有直流侧串联和直流侧并联的结构。

同样，电流型变流电路的多重化原理与电压型的相同。它的输出变压器采用并联形式，其直流侧结构除了并联和串联方式之外，还有直流侧独立方式。在具有自换相能力的结构中，交流侧可以采用直接并联方式。

多重化系统具有提供大功率输出、运行效率高、可改善单台装置输出谐波等优点，同时存在以下不足：

1) 控制采用脉幅调制 (PAM) 方式，通过调节直流侧电压来实现输出功率的调节，系统动态响应差、控制不灵活。

2) 为了减小谐波，各装置输出波形需错开一定的相位，这将影响输出的基波叠加。

3) 为了达到消除次谐波的目的，必须使用特殊设计的移相变压器。

1.2.3 组合变流器

本书的组合变流器指的是采用 CPS-SPWM 技术和多重化技术相结合的变流器。该类拓扑具有等效开关频率高、开关损耗小、动态响应快以及通频带宽等优点，其实质是多重化技术和 SPWM 技术的有机结合，因而便于采用不同的控制策略。电压型组合变流器的典型拓扑结构有并联型、串联型、混联型，如图 1-1 所示。图中各变流器单元指普通的三相六开关的电压型变流器。

图 1-1a、b 所示的并联型变流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，但在各变流器单元的交流侧电流的谐波未被抵消。其中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。而如图 1-1c 所示的串联型变流器通过电压的叠加实现电流中谐波的抵消，变流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流器小。为了兼顾并联型和串联型的优点，可以采用图 1-1d 所示的混联型变流器。

在组合变流器中，变压器只起到隔离和连接各变流器单元的作用，所有变压器的电压比和联结方式都是统一的，不需要特殊设计。各变流器单元的电路结构和器件的工作负荷一致，各变流器单元的电路结构完全相同，易于模块化实现。该类拓扑结构的缺点是仍需要工频变压器，功率器件的电压应力并未得到减小。

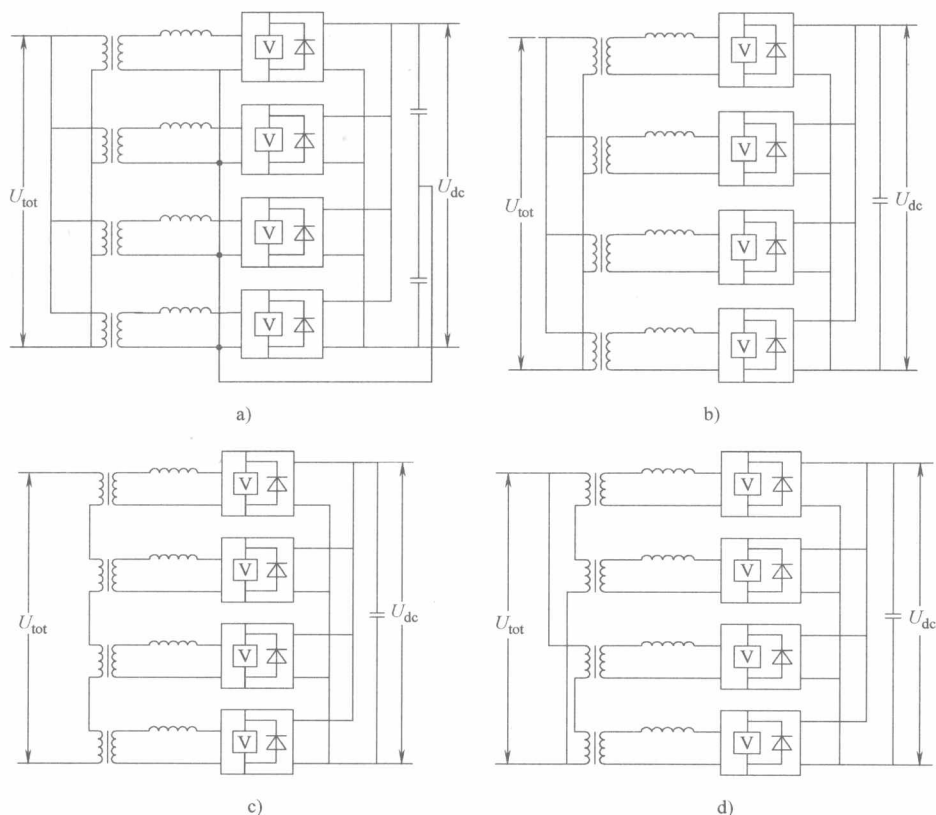


图 1-1 电压型组合变流器的典型拓扑结构

- a) 有中线回路的并联型变流器 b) 无中线回路的并联型变流器
c) 串联型变流器 d) 混联型变流器

1.2.4 多电平变流器

近年来，多电平变流器在高压、大功率领域受到了国内外学者的普遍关注。多电平变流器的思想最早于 1981 年由 Nabae 等人提出的，它的基本思路是由几个电平台阶合成阶梯波，以逼近正弦输出波形。多电平变流器作为一种新型的高压大容量功率变流器，从电路拓扑结构入手，在得到高质量输出波形的同时，克服了两电平变流器的诸多缺点，无需输出变压器和动态均压电路，开关频率低，并有开关器件应力小、系统效率高等一系列优点。

多电平变流器的思想提出至今，出现了许多电路拓扑结构，归纳起来主要有以下三种：二极管箝位型多电平变流器（Diode-clamped Multi-level Converter）、电容箝位型多电平变流器（Flying-capacitor Multi-level Converter）和级联 H 桥多

电平变流器 (Cascade H Bridge Multi-level Converter)。参考文献 [1] 将这三种基本拓扑结构作为基本单元来进行串并联组合，得出了一系列新型电压型多电平变流器拓扑结构。同时，电流型多电平变流器也有一些拓扑结构出现。

1.2.4.1 二极管箝位型多电平变流器

自日本学者 A. Nabae、H. Akagi 等人于 1983 年提出中点箝位型逆变器以来，二极管箝位型多电平变流器得到了广泛的研究。一个 m 电平的二极管箝位型变流器在直流侧由 $(m - 1)$ 个电容串联产生 m 电平的相电压。图 1-2 所示是一个五电平单相二极管箝位型变流器的结构。直流侧由四个电容串联构成，每个电容上的电压为 $1/4$ 电源电压。通过开关器件的不同组合，使输出电压产生不同的电平，见表 1-1。

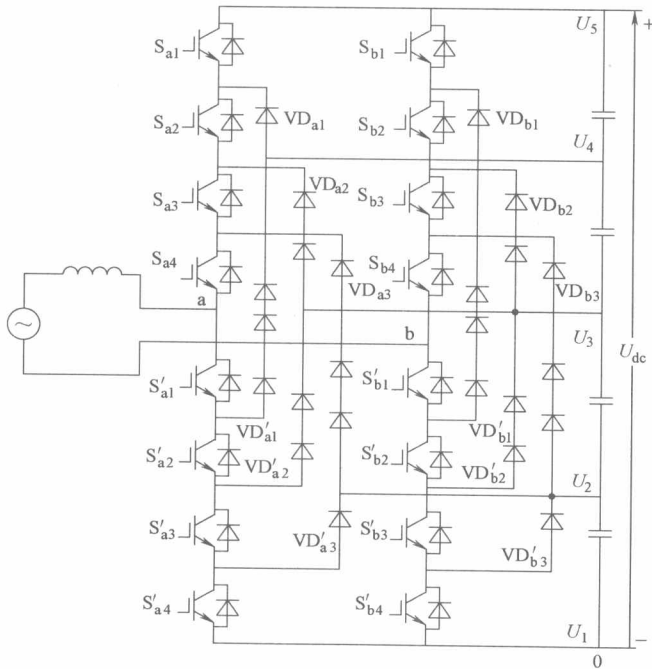


图 1-2 五电平二极管箝位型变流器

二极管箝位型变流器同时具有多重化和脉宽调制的优点：输出功率大，器件开关频率低，等效开关频率高；交流侧不需要变压器连接，动态响应好，传输带宽较宽等。但这种变流器也存在以下不足：

1) 箝位二极管的耐压要求较高，数量庞大。对于 m 电平变流器，如果使每个二极管的耐压等级相同，每相所需的二极管数量为 $(m - 1)(m - 2)$ 。这些二极管不仅大大增加了成本，而且在线路安装时也会造成相当的困难，因此在实际应用中，一般仅限于七电平或九电平以下变流器的研究。

表 1-1 五电平二极管箝位型变流器的输出与开关状态

输出电压 U_{a0}	开 关 状 态							
	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S'_{a1}	S'_{a2}	S'_{a3}	S'_{a4}
$U_5 = U_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_4 = 3U_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$U_3 = U_{dc}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$U_2 = U_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$U_1 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

注：1 代表开关接通；0 代表开关断开。

2) 开关器件的导通负载不一致。如图 1-2 所示，开关 S_{a1} 仅在 $U_{a0} = U_{dc}$ 时开通，而开关 S_{a4} 仅在 $U_{a0} = 0$ 时不开通。导通负载不平衡就导致开关器件的电流等级不同。在电路中，如果按导通负载最严重的情况设计器件的电流等级，则每相有 $2(m-2)$ 个外层器件的电流等级过大，造成浪费。

3) 在变流器进行有功功率传送的时候，直流侧各电容的充放电时间各不相同，从而造成电容电压不平衡，增加了系统动态控制难度。

1.2.4.2 电容箝位型多电平变流器

图 1-3 所示为单相全桥电容箝位型五电平变流器的基本拓扑结构。

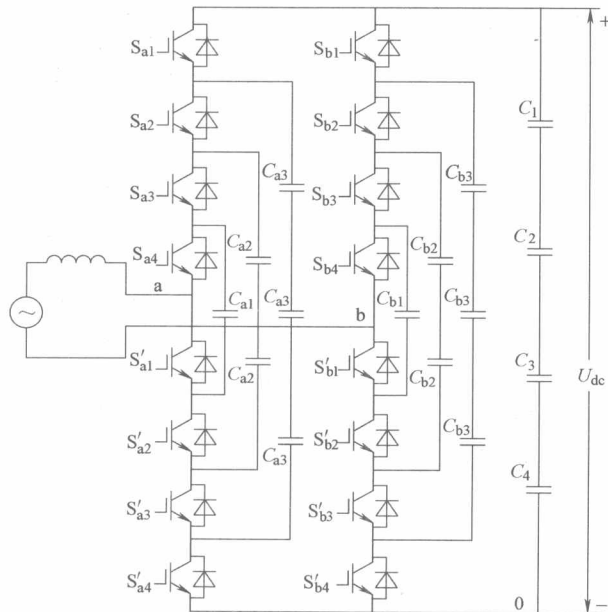


图 1-3 单相全桥电容箝位型五电平变流器

每相桥臂具有相同的结构，a 相桥臂的三个内环电容 C_{a1} 、 C_{a2} 、 C_{a3} ，与 b 相

桥臂的内环电容相互独立。每相桥臂共用同样的直流侧串联电容, $C_1 \sim C_4$ 。电容箝位型多电平变流器的电平定义与二极管箝位型多电平变流器基本相同。假定每个电容的电压等级与开关器件相同, 那么一个 m 电平变流器在直流侧需要 $m - 1$ 个电容。

电容箝位型变流器的电压合成比二极管箝位型变流器更灵活。在电容箝位型五电平变流器中, 相电压 U_{a0} 与开关组合的关系见表 1-2。

表 1-2 电容箝位型五电平变流器中相电压 U_{a0} 与开关组合的关系

U_{a0}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S'_{a1}	S'_{a2}	S'_{a3}	S'_{a4}
U_{dc}	1	1	1	1	0	0	0	0
$3U_{dc}/4$ (4种)	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
	1	1	0	1	0	1	0	0
$U_{dc}/2$ (6种)	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	0	1
	0	1	1	0	1	0	0	1
$U_{dc}/4$ (4种)	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
	0	1	0	0	1	1	0	1
0	0	0	0	0	1	1	1	1

电容箝位型多电平变流器的电平合成的自由度和灵活性高于二极管箝位型多电平变流器。电容箝位型多电平变流器的优点是: 开关方式灵活、对功率器件保护能力较强; 既能控制有功功率, 又能控制无功功率; 适用于高压直流输电系统等。其主要缺点是:

1) 需要大量的存储电容。如果所有电容的电压等级都与主功率器件的相同, 那么一个 m 电平的电容箝位型多电平变流器每相桥臂需要 $(m - 1)(m - 2)/2$ 个辅助电容, 而直流侧上还需要 $(m - 1)$ 个电容。电平数较高时, 这种变流器不仅安装难度大, 而且造价也很高。

2) 为了使电容的充放电保持平衡, 对于中间值电平需要采用不同的开关组