

级联H桥多电平逆变器PWM优化及 功率平衡控制技术

叶满园 李 宋 著

西南交通大学出版社
· 成 都 ·

图书在版编目 (C I P) 数据

级联 H 桥多电平逆变器 PWM 优化及功率平衡控制技术 /
叶满园, 李宋著. —成都: 西南交通大学出版社,
2020.9
ISBN 978-7-5643-7625-3

. 级... . 叶... 李... . 逆变器 - 研究
. TM464

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2020) 第 169210 号

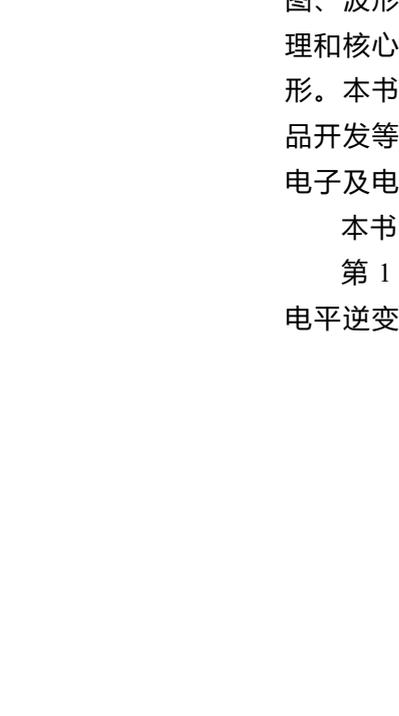
Jilian H Qiao Duo Dianping Nibianqi PWM Youhua ji Gonglü Pingheng Kongzhi Jishu
级联 H 桥多电平逆变器 PWM 优化及功率平衡控制技术
叶满园 李 宋 著

责任编辑	穆 丰
封面设计	何东琳设计工作室
出版发行	西南交通大学出版社 (四川省成都市金牛区二环路北一段 111 号 西南交通大学创新大厦 21 楼)
发行部电话	028-87600564 028-87600533
邮 政 编 码	610031
网 址	http://www.xnjdcbs.com
印 刷	四川煤田地质制图印刷厂
成 品 尺 寸	170 mm × 230 mm
印 张	13.5
字 数	244 千
版 次	2020 年 9 月第 1 版
印 次	2020 年 9 月第 1 次
书 号	ISBN 978-7-5643-7625-3
定 价	65.00 元

课件咨询电话: 028-81435775

图书如有印装质量问题 本社负责退换

版权所有 盗版必究 举报电话: 028-87600562



前言 // PREFACE

随着电力半导体器件，尤其是绝缘栅双极型晶体管（IGBT）和集成门极换流晶闸管（IGCT）的迅速发展，中压大功率传动设备在石油化工、矿山开采、轧钢和冶金、运输等工业领域得到了越来越广泛的应用，这些设备节约了电能，增加了产量并提高了产品质量。

随着高压大功率变换领域对逆变器功能和性能需求的不断提高，多电平逆变器及其控制技术得到了飞速的发展。对称级联 H 桥（CHB）多电平逆变器作为使用最为普遍的多电平逆变器，具有结构简单、无输入电容均压问题、谐波性能优良、易于模块化等优点。而非对称 CHB 多电平逆变器能够以更少的级联单元输出更多电平数的电压波形，大大简化了多电平拓扑结构，提高了功率密度，降低了系统成本。虽然国内外专家、学者和技术人员对于中压大功率传动系统一直在进行相关的研究工作，但是介绍最前沿技术的书籍并不多见。本书根据对称 CHB 及不对称 CHB 多电平逆变器的发展趋势，并针对它们存在的一些实际问题，完整而又详尽地介绍了级联 H 桥多电平逆变器的拓扑结构及工作原理，以及各种先进的 PWM（脉冲宽度调制）优化及功率均衡控制策略，对高压大功率变换技术而言，具有一定的理论意义和工程实用价值。

本书包括了中压大功率传动领域最前沿的技术，不但通过表格、框图、波形图等给出了系统设计参考，而且对于所有重要的概念、控制原理和核心控制技术，书中都给出了计算机仿真结果和实际装置的试验波形。本书详细地给出了多个专题的相关技术介绍，可作为学术研究、产品开发等专业技术人员或产品工程师的参考用书，也非常适合作为电力电子及电力传动专业的研究生教材。

本书共分为 5 章：

第 1 章为绪论，总体介绍了中压大功率逆变器的市场前景、各种多电平逆变器系统结构、工业应用等。其中重点介绍了中压逆变器具有普

遍意义的关键技术要求和难点。

第 2 章详细介绍了对称 CHB 多电平逆变器拓扑结构及工作原理,对其优缺点进行了讨论和比较。在此基础上,提出了几种针对电压移位调制的改进型调制策略,并验证了改进调制策略的正确性和优越性。

第 3 章对 CHB 多电平逆变器 SHEPWM 控制技术进行了深入研究,针对传统梯形 SHEPWM 调制时调制度受限的问题, SHEPWM 控制时非线性方程组难以在线求解开关角度的问题, CHB 多电平逆变器直流侧电源电压在实际工作时会出现一定程度波动的问题,以及 CHB 多电平逆变器在采用梯形 SHEPWM 控制时存在各级单元输出功率不均衡的问题,分别给出了多种新型 SHEPWM 优化策略。

第 4 章对 II 型和 III 型不对称 CHB (ACHB) 多电平逆变器进行了介绍,分别给出了适用于这两种拓扑的混合频率调制策略,以及相应的仿真和实验结果。在此基础上提出了一些改进的混合频率调制策略,改善了输出电压的波形质量。

第 5 章以 II 型和 1:1:2 型 ACHB 多电平逆变器为研究对象,提出了功率均衡控制方法。该方法完全杜绝了电流倒灌和功率倒灌现象出现,同时还解决了低调制度下 II 型和 1:1:2 型 ACHB 多电平逆变器高、低压单元输出功率极端分配的问题,实现了全调制度下各级单元输出功率的均衡控制,提高了逆变器整体性能。

最后,谨向帮助和支持我的同事和朋友们表示最诚挚的感谢,尤其是要感谢我的恩师宋平岗教授在我攻读硕士和博士学位期间的谆谆教导,以及在我工作期间无私的帮助!感谢加拿大 Ryerson 大学的 Bin Wu 教授,是他指引我进入了大功率多电平变流器的研究领域,并提供了非常多的指导和帮助,使我受益匪浅。

同时感谢华东交通大学电气与自动化工程学院的袁义生教授、章勇高博士和胡文华博士,以及在我所在研究团队工作过的硕士生们,感谢他们在本书编写中给予的协助和支撑。最后感谢我的父母及妻儿,感谢他们在完成此书期间给予我的关心、理解和支持。

由于作者水平有限,书中疏漏在所难免,恳请读者批评指正。

作 者

2020.6.5



目 录 //CONTENTS

第 1 章	绪 论	1
1.1	目的和意义	1
1.2	多电平逆变器拓扑	2
1.3	多电平逆变器 PWM 调制策略	6
1.4	级联多电平逆变器功率均衡控制	12
第 2 章	对称 CHB 多电平逆变器多载波 PWM 优化技术研究	17
2.1	引 言	17
2.2	对称 CHB 逆变器多载波 PWM 调制技术	18
2.3	对称 CHB 逆变器二次优化 PWM 调制技术	28
2.4	对称 CHB 逆变器混合重构优化调制技术	40
2.5	对称 CHB 逆变器 TPWM 调制技术	54
	本章小结	68
第 3 章	对称 CHB 多电平逆变器 SHEPWM 控制技术研究	69
3.1	引 言	69
3.2	对称 CHB 多电平逆变器阶梯波 SHEPWM 调制技术	69
3.3	基于 Walsh 函数变换多波段 SHEPWM 控制技术	78
3.4	基于多种群遗传算法 SHEPWM 控制技术	97
3.5	考虑直流侧电压波动下的 SHEPWM 控制技术	109
3.6	对称 CHB 逆变器 SHEPWM 功率均衡控制技术	120
	本章小结	130
第 4 章	不对称 CHB 多电平逆变器混合频率调制优化技术研究	131
4.1	引 言	131
4.2	型 ACHB 逆变器混合频率调制技术	132
4.3	型 ACHB 逆变器混合频率调制技术	147
	本章小结	161

第 5 章	型 ACHB 多电平逆变器功率平衡控制策略研究	162
5.1	引 言	162
5.2	型不对称 CHB 逆变器功率均衡控制	163
5.3	1 1 2 混合 CHB 逆变器功率均衡控制	182
	本章小结	199
	参考文献	200

第 1 章 绪 论

1.1 目的和意义

随着生产规模的不断扩大，高压电动机所消耗的能量已经超过电动机总消耗能量的 70%，所以在这方面存在着巨大的节能空间^[1, 2]。面对不断加剧的环境污染和能源危机，我国已将“节能减排”列入国家发展规划纲要之中，而高压大功率多电平逆变器控制技术正是能够更好地促进高压大功率电动机节能的关键技术之一，已成为众多科研机构竞相研发的热点。

传统两电平逆变器拓扑结构在低压小功率电动机领域应用广泛，但是该拓扑在中高压大容量电动机领域的应用中存在一些难以克服的问题^[3, 4]：为了输出低谐波含量的电压就需要提高器件的开关频率和加大滤波器参数设计，但是这又会造成开关损耗和装置成本的提高；为了得到高等级电压输出就需要采用开关器件的串联技术，该技术必须增加复杂的静态和动态均压电路，使得可靠性大幅降低；为得到大容量高功率的输出就需要采用功率器件的并联技术，该技术又存在开关器件均流和装置同步难题。针对传统两电平逆变器拓扑在中高压领域存在的问题，更适合于高压领域应用的多电平逆变器拓扑应运而生，多电平逆变器拓扑具有以下优点：通过改进拓扑结构以实现把耐压等级较低的功率器件用在高压大功率场合；通过叠加的方式得到更多电平数的输出电压波形，以达到减小总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion, THD）；以较低的器件开关频率获得高质量的输出电压，提高系统的效率；大大地减小了输出电压的电压变化率，减少了电磁干扰（Electromagnetic Interference, EMI）^[5, 6]。

级联型 H 桥（Cascaded H-Bridge, CHB）多电平逆变器是多电平拓扑结构中最常用的一种，具有结构简单、无输入电容均压问题、谐波性能优良、易于模块化等优点。但是由于该拓扑被提出时间并不长，还存在很多技术问题尚未完全解决，因此对 CHB 多电平逆变器拓扑结构及 PWM 调制技术进行进一步的优化研究具有非常重要的理论意义和实用价值。

另外，针对传统级联多电平逆变器存在的不足，Manjrekar 等人提出了一种不对称级联 CHB 多电平逆变器拓扑结构，该拓扑能够以较少的功率级联单元得到更多电平输出的电压波形，大大简化了多电平逆变器拓扑结构。因此，不对称级联 CHB 多电平逆变器在高压大功率领域也具有很大的发展前景。但是由于不对称级联 CHB 多电平逆变器作为一种新型拓扑被提出的时间不长，其拓扑及混合频率调制策略还处于实验室研究阶段，不对称级联 CHB 多电平逆变器拓扑在硬件上的非对称性在简化拓扑结构的同时，也带来了级联功率单元间功率倒灌、电流倒灌、各级联单元输出功率不平衡等问题。针对这些问题，就需要通过改进其混合频率调制及功率均衡控制策略等方法进行解决。

本书根据 CHB 多电平逆变器及不对称 CHB 多电平逆变器的发展趋势，针对它们存在的一些实际问题开展了相关研究，对高压大功率多电平逆变器 PWM 调制技术而言，具有一定的理论意义和实用价值。

1.2 多电平逆变器拓扑

常见的多电平逆变器分类如图 1-1 所示，根据直流侧电压源的个数可分为单个直流电压源逆变器和多个直流电压源逆变器两大类^[7, 8]。

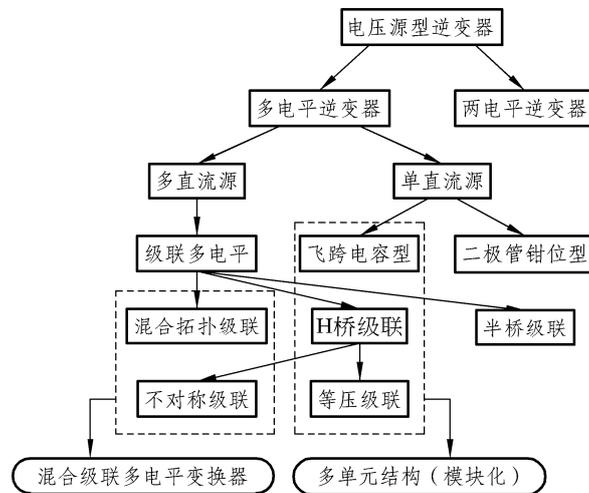


图 1-1 常见多电平逆变器的分类

单个直流电压源逆变器拓扑主要包括二极管钳位型（Neutral Point

Clamped, NPC) 和飞跨电容型 (Flying Capacitor, FC) 两种; 多个直流电压源逆变器包括了级联型多电平逆变器, 而该逆变器又根据直流侧电源电压比值的不同可以分为对称级联 (Cascaded H-Bridge, CHB) 多电平逆变器和不对称级联 (Asymmetric Cascaded H-Bridge, ACHB) 逆变器两种。NPC 和 FC 逆变器随着输出电平数的增加所需要的钳位二极管和飞跨电容数也将会大幅增加, 同时还要对分压电容进行均压控制; CHB 多电平逆变器不存在直流侧电压不均衡的问题, 具有模块化和相电压冗余等优点, 但是它需要多个隔离的直流电源, 如果需要输出更高质量的电压波形时, 就需要级联更多的功率单元, 从而导致控制电路的复杂程度和成本都将大幅提高, 该问题已成为制约 CHB 多电平逆变器拓扑进一步推广的主要因素。

针对传统 CHB 拓扑的不足, 印度学者 Manjrekar 于 1998 年提出了一种新型不对称级联 (ACHB) 多电平逆变器拓扑^[9], 该拓扑根据级联单元直流源幅值比例的不同, 通常又可分为 $1:2:\dots:2^{k-1}$ 型和 $1:3:\dots:3^{k-1}$ 型不对称 CHB 多电平逆变器两种^[10]。该拓扑跟传统的 CHB 相比, 在输出同样电平数电压波形的情况下所需要级联的功率单元更少。因此, ACHB 的概念为多电平逆变器的发展提供了一种新的思路, 具有非常好的实际应用价值^[11]。

1.2.1 NPC 多电平逆变器拓扑

在 1980 年的 IEEE IAS 会议上, A. Nabae 学者提出了中性点钳位 (Neutral Point Clamped, NPC) 三电平逆变器拓扑^[12], 如图 1-2 所示。该拓扑每一桥臂有四个开关器件和两个钳位二极管, 在每一个时刻逆变器一相只有两个开关器件同时导通, 而另外两个开关器件关断。

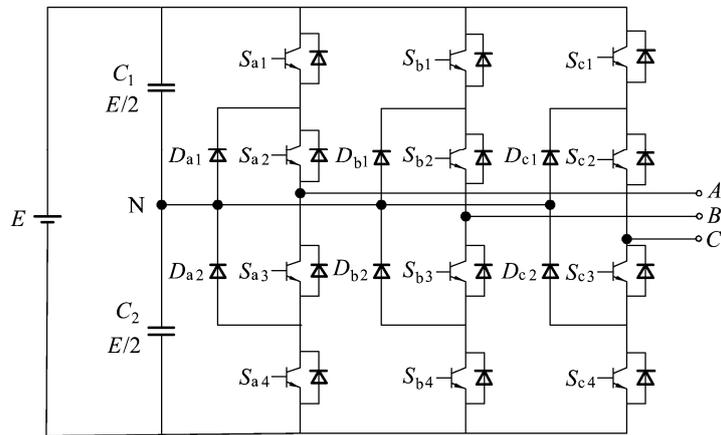


图 1-2 NPC 逆变器拓扑图

以 A 相为例，可能的开关管组合只有 S_{a1} 和 S_{a2} 、 S_{a2} 和 S_{a3} 、 S_{a3} 和 S_{a4} 三种，其他任何组合都是不可以的。三种合理开关组合所对应的输出相电压分别用 P (Positive)、0 和 N (Negative) 来表示，同一相四个功率器件具有 S_{a1} 和 S_{a3} 的触发脉冲互补、 S_{a2} 和 S_{a4} 的触发脉冲也互补的关系。NPC 多电平逆变器拓扑具有以下优点^[13·14]：每个功率器件所承受的电压仅为直流侧母线电压的一半，逆变器输出电压的总谐波畸变率比同条件下的两电平逆变器小很多。因此该拓扑在高压大功率，如高铁和动车主变流器系统中都得到了广泛应用，如日本新干线 700 系列的主电路的整流器和逆变器均采用此种拓扑结构。

当然，该拓扑也存在一些缺点^[15]：构建更多电平逆变器拓扑时所需要的钳位二极管数大幅增加；需要对直流侧分压电容进行电压平衡控制；每相桥臂的中间开关器件所导通时间要远远大于外侧开关器件所导通的时间，负荷较重。

1.2.2 电容钳位多电平逆变器拓扑

T.A. Meynard 等人在 1992 年的 PESC 年会上提出了电容钳位的飞跨电容型 (Flying Capacitor) 多电平逆变器拓扑^[16]，如图 1-3 所示。

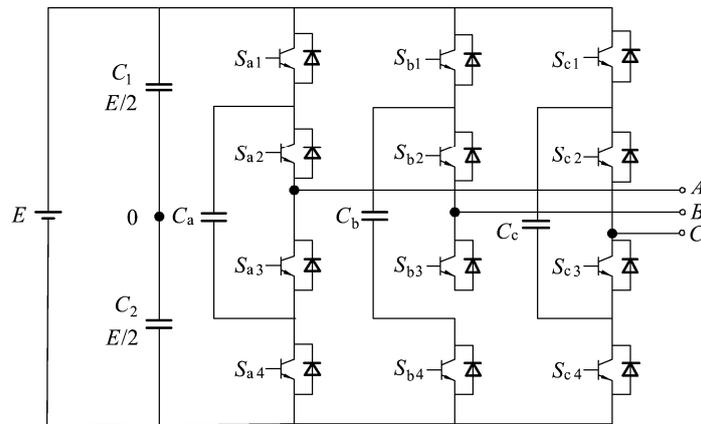


图 1-3 飞跨电容型逆变器拓扑图

与 NPC 逆变器拓扑相比，FC 拓扑直流侧电容不变，钳位电容替代钳位二极管，工作原理跟 NPC 相似。但在电压波形合成方面的选择要比 NPC 更具灵活性。FC 拓扑的主要特点为^[17]：采用飞跨电容进行钳位，分压电容与

NPC 拓扑相同；开关状态的选择比 NPC 拓扑更灵活，这有利于在开关器件导通时间和电容电压控制之间寻求平衡。

1.2.3 对称 CHB 多电平逆变器拓扑

P. Hammond 于 1988 年在 PESC 年会上提出了对称 CHB 多电平逆变器拓扑^[18, 19]，如图 1-4 所示。该拓扑将多个独立的 H 桥两电平逆变器单元进行级联以得到叠加而成的多电平电压波形输出。由于各级联单元的直流侧电源是完全独立的，因此不存在均压的问题。目前，这种 CHB 多电平逆变器拓扑在中高压大功率传动系统中的应用最为广泛。

由图 1-4 可知，对对称 CHB 多电平逆变器而言，当 S_{11} 、 S_{14} 和 S_{12} 、 S_{13} 分别导通，级联 H1 单元输出电压幅值分别为 $+E$ 和 $-E$ ，其他工况下 H1 单元输出电压为 0。因此每个级联单元可以输出 $+E$ 、0 和 $-E$ 三种电平。该拓扑的主要优点是各级联单元相互独立，易于实现模块化，不需要考虑电压均衡控制问题，电压变化率和谐波失真（THD）都较小，输出电压波形接近于正弦波；主要的缺点是需要多个独立的直流电源，无法实现四象限运行。

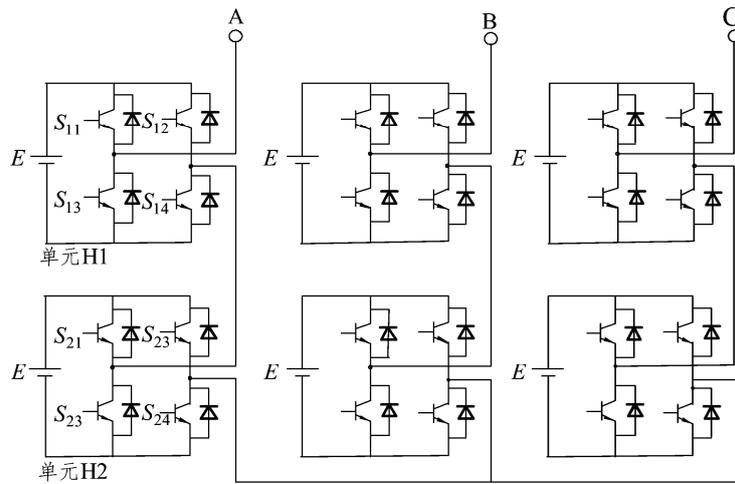


图 1-4 三相对称级联多电平逆变器拓扑图

1.2.4 不对称 CHB 多电平逆变器拓扑

印度学者 Manjrekar 在文献[20]中提出了不对称级联 (Asymmetric Cascaded H-Bridge, ACHB) 多电平逆变器, 该拓扑主要有 型和 型不对称 CHB 逆变器拓扑两种^[28-32], 它们的结构如图 1-5 所示。

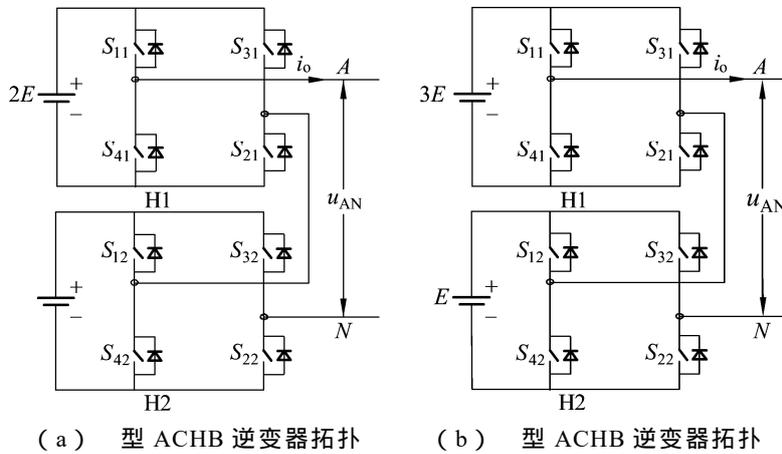


图 1-5 不对称 CHB 逆变器拓扑图

对于 型 ACHB 逆变器拓扑而言, 该拓扑由一个直流源为 $2E$ 的高压单元 H1 和一个直流源为 E 的低压单元 H2 级联而成。高压单元 H1 和低压单元 H2 分别可以输出 $-2E$ 、 0 、 $2E$ 和 $-E$ 、 0 、 E 三个电平, 且高压单元 H1 工作在低频, 低压单元 H2 工作在高中频。

由于该拓扑结构中各级联单元需要相互独立的直流电源供电, 这使得它在采用蓄电池、光伏太阳能电池或燃料电池等供电的大功率场合具有明显的优势。但是该拓扑在采用传统混合调制控制时存在高压单元 H1 向低压单元 H2 注入功率的现象, 从而导致电流倒灌和功率倒灌问题。

对于 型 ACHB 逆变器拓扑而言, 该拓扑由一个直流源为 $3E$ 的高压单元 H1 和一个直流源为 E 的低压单元 H2 级联而成。高压单元 H1 和低压单元 H2 分别可以输出 $-3E$ 、 0 、 $3E$ 和 $-E$ 、 0 、 E 三个电平, 且高压单元 H1 工作在低频, 低压单元 H2 工作在高中频。

由 型和 型不对称 CHB 逆变器拓扑图及其工作情况可以看出, 这两种多电平逆变器拓扑只用两个功率级联单元就分别可以得到七电平和九电平的相电压波形, 与对称 CHB 多电平逆变器拓扑相比, 能以更少的器件得到更多电平。

PWM 调制方法的分类如图 1-6 所示。由图中可见，多电平逆变器 PWM 调制方法包括^[21]：低频调制下的特定谐波消除 (Selected Harmonic Elimination , SHE)、阶梯波合成和电平逼近等方法；高频调制下的多载波调制 PWM 技术和电压空间矢量调制 (Space Vector PWM , SVPWM) 两种方法；混合调制下的混合频率调制方法。

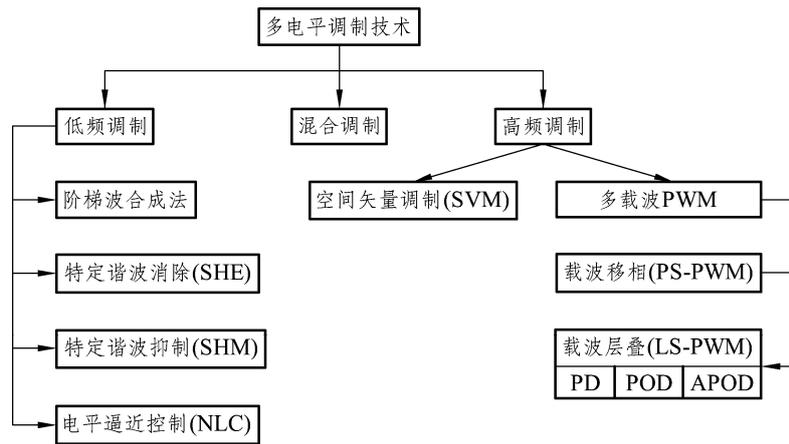


图 1-6 多电平 PWM 调制方法分类

1.3.1 多载波 PWM 调制

多载波 PWM 调制方法根据三角载波分布的不同可以分为载波移相 (Phase-Shifted PWM , PS-PWM) 和载波移幅 (Level-Shifted PWM , LS-PWM) 两类。LS-PWM 根据载波移幅方式的不同又可分为反向层叠 (Phase Opposition Disposition , POD)、同相层叠 (In-Phase Disposition , IPD) 和交替反向层叠 (Alternative Phase Opposition Disposition , APOD) 三种^[22]。从消除谐波效果的角度来看，IPD 调制方式消除谐波效果最好，尤其是在消除逆变器输出线电压波形中的谐波含量方面更为突出。

1. 载波移相 PWM

载波移相 PWM 调制原理如图 1-7 所示。对于多电平逆变器载波移相

PWM 调制而言，如果想要得到 m 个电平数的相电压波形通常就需要 $m - 1$ 个三角载波，而且这些三角载波的频率和幅值都必须相同，各个相邻三角载波的相位均相移 $360^\circ/(m - 1)$ 。一般通过正弦调制波和三角载波相调制来产生所需要的各开关器件的驱动脉冲信号。

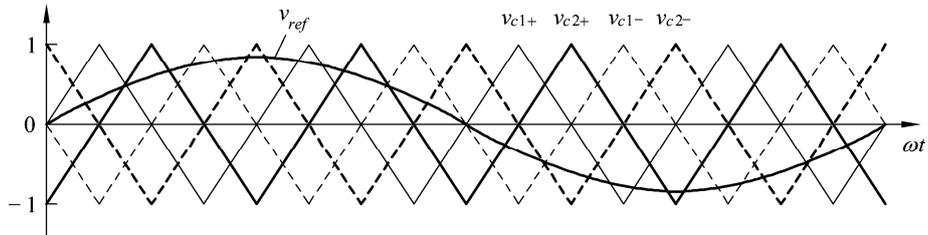
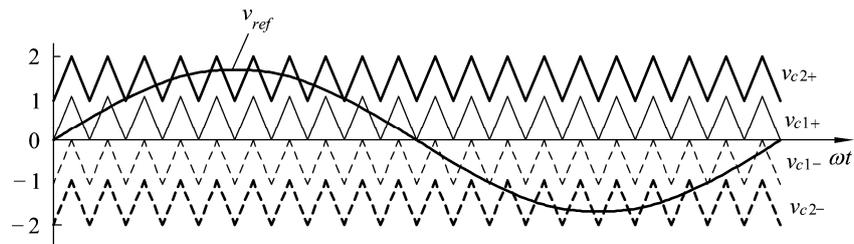


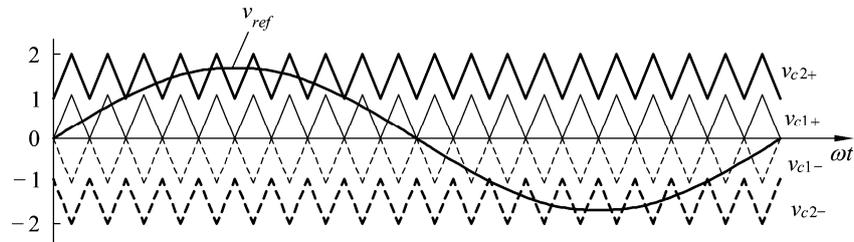
图 1-7 载波移相调制

2. 载波移幅 PWM

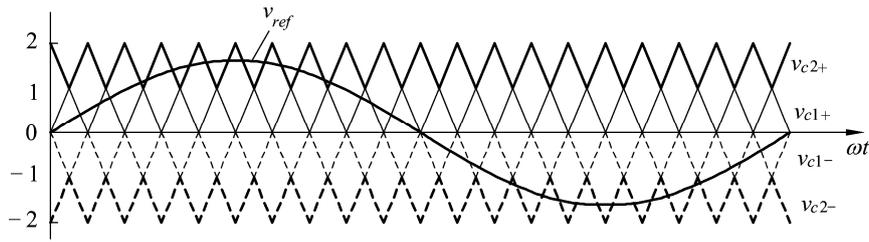
载波移幅 PWM 调制的同向层叠、反向层叠和交替反向层叠如图 1-8 所示。



(a) 同向层叠



(b) 反向层叠



(c) 交替反向层叠

图 1-8 载波移幅调制

对于级联多电平逆变器而言，PS-PWM 基本可以实现各级联单元的输出功率自均衡，LS-PWM 则无法实现各级联单元功率均衡。对于 LS-PWM 而言，从消除谐波效果的角度来看，IPD 方式跟另外两种方式相比消除谐波的能力最强，逆变器输出电压波形的 THD 最小，尤其是对线电压波形质量的改善更为明显^[23]。

1.3.2 电压空间矢量 SVPWM

多电平逆变器电压空间矢量 SVPWM 算法通过把逆变器和异步电机作为一个整体进行考虑，以逼近圆形旋转磁场为目标来控制逆变器输出电压，具有直流电压利用率高、输出电压波形质量好和控制灵活等优点，因而在变流系统中应用广泛。但是随着逆变器输出电平数的增加，SVPWM 算法实现的难度大幅提高，因此，通常电压空间矢量 SVPWM 不太适用于五电平以内的变流系统^[24·25]。

三电平逆变器电压空间矢量原理如图 1-9 所示。

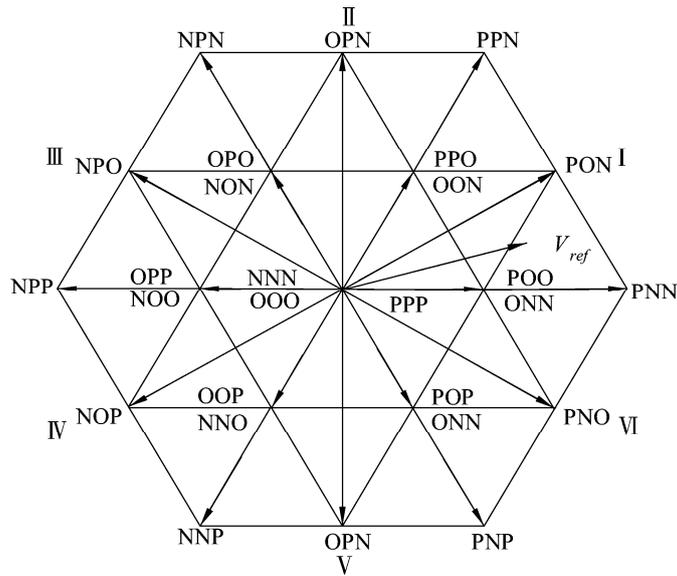


图 1-9 三电平逆变器矢量图

由图可见,三电平逆变器共有 27 个开关状态,分别对应具有 6 个大矢量、6 个中矢量、6 个小矢量和 3 个零矢量,其中 6 个小矢量分别各对应两个开关状态。SVPWM 在执行时需要大量而复杂的在线计算,因此在一定程度上限制了执行的效率,因而限制了逆变器开关频率的提高。虽然可以通过离线计算的方法,将预先计算好的数据存储在 DSP 内存中,但是大量的内存需求是 DSP 无法达到的,因此这又将影响输出 PWM 的质量。

人工神经网络已在电力电子和传动领域得到了日益广泛的应用。前馈式神经网络基本上可以实现所有的非线性映射。如果采用并行结构的芯片来执行这种映射,例如 ASIC(专用集成芯片),那么所产生的延迟基本上是可以忽略的,因此可以说是实时计算。SVPWM 技术可以看成是一种映射现象,即只要前端给出一个命令电压信号,在输出端就可以产生需要的 PWM 脉冲信号,而且由于人工神经网络具有良好的学习能力,可以改进插值计算的精确度,而不像普通查表法那样插值精度与插值算法密切相关^[26]。还有一些研究文献利用电压空间矢量 SVPWM 技术对共模电压进行抑制也取得了很好的控制效果,文献[27]提出根据脉宽调制和空间矢量 SVPWM 调制的关系,在载波中叠加一定的零序分量,从而达到减小共模电压的目的。该方法虽然能够起到一定的效果,但大大增加了开关频率,会产生严重的开关损耗。文献[28]分别采用基于载波和空间矢量的 PWM 方法对共模电压进行消

除，取得了很好的效果，但是所提出的方法仅应用于三电平逆变器，对于更高电平的应用和实现，该文没有谈及。文献[29]提出了采用空间矢量 SVPWM 来消除共模电压，通过采用产生零共模电压的矢量来合成参考电压，这样所得到的逆变器输出一定不含有共模电压，并且提出了将开关状态分解然后进行标幺化的方法^[30]，省去了冗余状态的选择等问题，具有一定的研究价值。但由于该方法仅由一个矢量来合成参考矢量，合成的误差很大，因此合成波形的谐波畸变率（THD）也很差。

1.3.3 特定谐波消除 SHEPWM

特定谐波消除脉宽调制（SHEPWM）法能够以较低的开关频率得到较高质量的输出电压波形，考虑到多电平逆变器通常应用中高压大功率场合，为了减少器件开关损耗，提高系统效率，通常多电平逆变器 SHEPWM 的工作频率限制在 1 kHz 左右，因此其数学模型多采用梯形波 SHEPWM 的形式进行控制，如图 1-10 所示。

该电压波形可以用傅立叶级数的形式表示。由于相电压波形的半波对称性和 1/4 对称性，电压波形的基波以及各次谐波可以由下面的公式表示：

$$h_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{k=1}^m [\cos(n\alpha_k)] \quad (1-1)$$

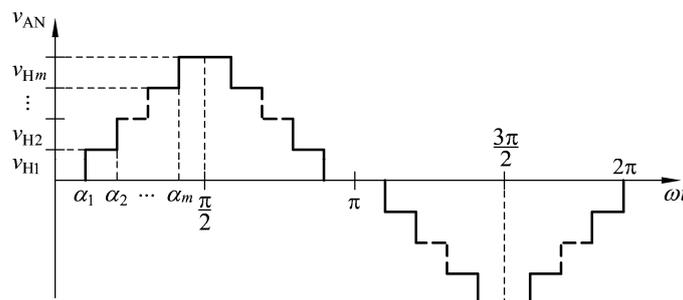


图 1-10 $2m+1$ 电平逆变器的输出电压波形

根据式(1-1)，在消除一定数量的谐波时，所有的开关角度必须小于 $\pi/2$ 。如果开关角度不满足这个要求，那么该策略就将无法实现。可见传统基于阶梯波的多电平逆变器 SHEPWM 控制都只有很窄的调制范围，这也正是传统基于阶梯波的多电平逆变器 SHEPWM 技术在实际应用中的主要劣势。

消谐的建立及求解是多电平逆变器 SHEPWM 控制技术中的两个最为核

心的问题。按照逆变器输出相电压波形对称性的不同可以把 SHEPWM 分为 1/4 周期对称 SHEPWM、1/24 周期对称 SHEPWM 和一个周期都不对称 SHEPWM 三种。其中 1/4 周期对称 SHEPWM 消谐的建立和求解最简单,但是要求 1/4 周期对称也限制了了解的空间。针对 1/4 周期对称 SHEPWM 消谐模型数值算法求解的方法主要有牛顿法^[31]、同伦法^[32]、多项式合成法^[33]和 Walsh 函数变换法^[34]几种。其中牛顿法对开关角度初值的依赖程度很高,如果找不到与准确值较为接近的初值则有可能导致迭代算法不收敛;同伦法的收敛速度快,对初值的依赖程度较小;多项式合成法是将消谐模型转化为多项式方程组进行求解,该方法需要根据不同电平数 SHEPWM 进行多项式的重新推导,不利于推广应用;基于 Walsh 函数变换法是利用 Walsh 函数对该数学模型进行变换,把对非线性方程组求解的难题转换为对分段线性方程组的求解问题。该方法使得对多电平逆变器 SHEPWM 的开关角度实施在线计算及实时控制成为可能。

上述研究文献都是对相电压波形满足 1/4 周期对称 SHEPWM 进行的研究,但是 1/4 周期对称并非是必须的约束条件。如果取消 1/4 周期对称的约束条件也可以进行 SHEPWM 控制,而且取消 1/4 周期对称约束后可以使 SHEPWM 消谐模型具有无穷多组解^[35]。文献[36]对一个周期内无对称两电平 SHEPWM 和五电平 SHEPWM 进行了研究,该方法 SHEPWM 变量多,所建立的消谐模型比较复杂,因此几乎没有什么实用价值。

文献[37, 38]比较了 1/4 周期对称 SHEPWM 和 1/2 周期对称 SHEPWM 开关角度解的区别与联系,指出 1/2 周期对称 SHEPWM 可以得到无穷多组满足消谐要求的开关角度解,并给出了两种类型的数值解。这些文献都只从某一个方面对 1/2 周期对称 SHEPWM 进行了相关研究,尤其是在对所建立的半周期对称 SHEPWM 非线性方程组进行算法求解方面,上述文献都是利用了 Matlab 软件下提供的一个 fsolve()函数来进行求解的。但是该函数对初值的精确度要求较高,而求解所得到的开关角度的精度却不高,当初值不够精确时,fsolve()函数还会发散不收敛,无法求解出所要的结果。

除了上述 SHEPWM 控制方法以外,文献[39-43]还对遗传算法^[39]、蜂群算法^[40]、粒子群算法^[41]、改进遗传算法^[42, 43]等智能算法求解 SHEPWM 消谐模型进行了研究,这些优化算法都是仿生优化算法,具有自学习、自训练和自优化的能力。如何将 these 方法应用到多电平逆变器 SHEPWM 控制中,与传统的多电平逆变器 SHEPWM 控制方法相结合,将会是非常具有理论意义和研究价值的新思路和新方向。

1.4.1 等压级联多电平逆变器功率均衡控制

目前,关于 CHB 多电平逆变器功率均衡控制的研究方法主要有循环分配策略、随机分配策略和控制角调整策略三种。文献[44-46]分别利用等基波周期循环法、半基波周期循环法、控制周期循环法和错位等周期循环法分别实现了级联 CHB 逆变器各单元输出功率的均衡控制。其中错位等周期循环法是通过改变一相中各级联单元的控制脉冲宽度和循环次序,使得在两个控制周期切换时,所有功率器件不动作,当循环周期结束时,达到功率均衡。该策略相对于其他循环方法,实现功率均衡时可以大大减少开关动作次数,降低开关损耗,提高系统效率。但是上述各种循环法都只有当循环周期结束时,才能达到均衡控制,当级联的单元越多时,各单元达到功率均衡所需要的时间就越长,造成输入电容电压的波动也越大,因此,循环法一般比较适合于逆变器级联单元数较少的场合。

调整开关角度控制主要包括阶梯波调制、SHEPWM 和 LS-PWM 功率均衡控制。文献[47]和文献[48]分别对传统 CHB 逆变器和 型不对称 CHB 逆变器基频阶梯波调制下的功率均衡控制策略进行了相关研究。前者是以 $1/4$ 周期互换实现了各功率单元的输出功率均衡,后者揭示了 型不对称 CHB 逆变器各单元输入平均功率与各单元输入电压成正比的规律,根据不同的开关模态建立了不同的功率均衡控制约束方程,并指出了 不对称 CHB 逆变器因为没有开关状态冗余而无法实现功率均衡控制。总体来说,阶梯波调制具有控制简单、级联单元功率波动小等优点。但是该策略因为增加了约束方程,使得消谐方程数和所能消除的低频次谐波数也相应减少,这对基频控制的逆变器输出电压波形的质量有所影响,当消谐角度越少时,这种影响的程度就越大。而且该策略还存在调制度受限和调压困难的问题。当调制度较低时,采用该策略所建立的消谐非线性方程组将会出现无解的情况,这就需要更低调制度下的工作模式进行分析,以建立新的功率均衡模式进行解决。

文献[49]提出了一种 SHEPWM 功率均衡控制策略。该策略与阶梯波调制方法相似,也是通过分析 CHB 逆变器相电压冗余的特点,以互换各单元输出电压波形和增加 SHEPWM 约束方程的方式来实现功率均衡控制。由于 SHEPWM 的开关频率是基频的若干倍,所能消除的低频次谐波数较多,因此所增加的约束方程对逆变器输出电压波形质量的影响较小,输出电压波形质

量较高。文献[50]对 LS-SPWM 功率均衡控制策略进行了相关研究。利用载波的多个控制自由度，分别以 1/4 周期为单位和上下载波相邻间隔互换载波的方式改进各单元的输出电压波形，该策略输出电压的 THD 基本保持不变，且方便调压调频。但是该策略只能实现各单元输出功率在一个周期内的近似均衡，其本质上属于一种简化的局部循环脉冲功率均衡控制策略。

1. SHEPWM 拆分法

CHB 逆变器电压波形如图 1-11 所示。针对 CHB 逆变器载波阶梯波调制 SHEPWM 调制时存在的各级联单元输出功率不均衡的问题，传统 SHEPWM 开关角求解非线性方程组如式 (1-2) 和式 (1-3) 所示：

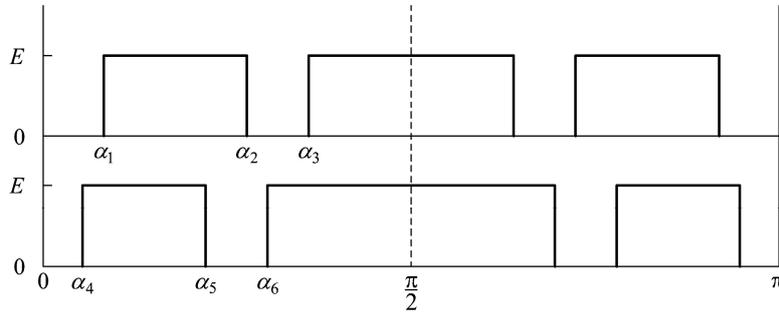


图 1-11 CHB 逆变器电压波形

$$\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 + \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5 + \cos\alpha_6 = \frac{\pi v_1}{4E} \quad (1-2)$$

$$\sum_{k=1}^3 (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) + \sum_{k=4}^6 (-1)^k \cos(n\alpha_k) = 0, \quad n = 5, 7, 11, 13, 17 \quad (1-3)$$

如果能够保证各级联单元输出电压基波幅值相等，那么在一个周期内就可以实现各级联单元输出功率均衡。因此，可以通过对基波幅值表达式进行等效拆分的方法来重新建立消谐模型以达到各级联单元输出功率保持均衡的控制目标。对于五电平 CHB 多电平逆变器 SHEPWM 功率均衡控制时所建立的消谐方程组如式 (1-4) 和式 (1-5) 所示：

$$\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 = \cos\alpha_4 - \cos\alpha_5 + \cos\alpha_6 = M \quad (1-4)$$

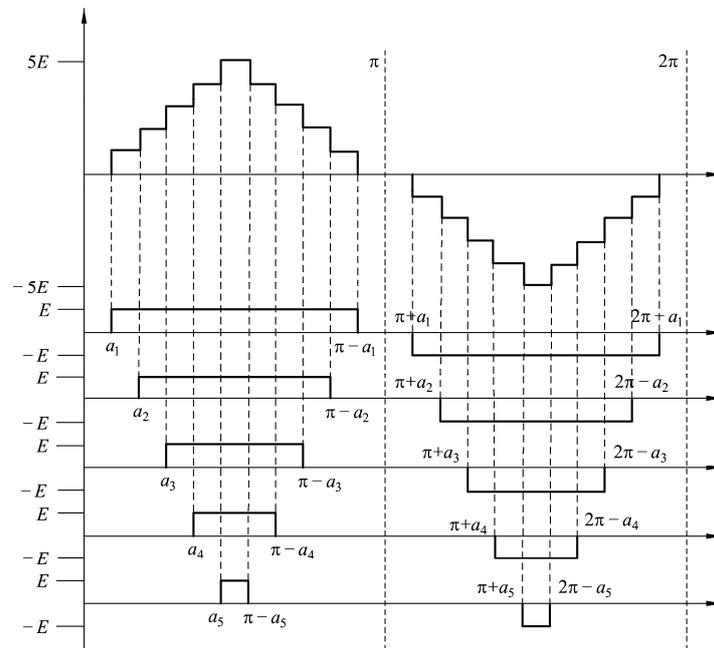
$$\sum_{k=1}^3 (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) + \sum_{k=4}^6 (-1)^k \cos(n\alpha_k) = 0, \quad n = 5, 7, 11, 13 \quad (1-5)$$

该策略利用 CHB 逆变器相电压有冗余的特点，实现了各个串联 H 桥单

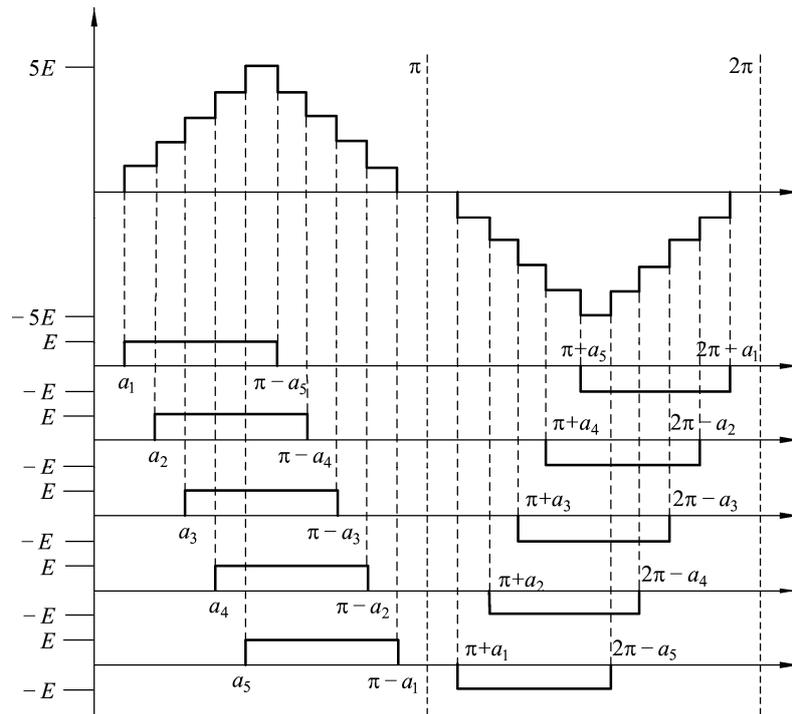
元在一个输出周期内的功率均衡。

2. 脉冲重构法

脉冲重构法的基本原理如图 1-12 所示。



(a) 阶梯波调制法



(b) 阶梯波功率均衡控制

图 1-12 脉冲重构功率均衡控制

为了使各 H 桥单元输出功率均衡，我们调整 H1 去补偿 H5，调整 H2 去补偿 H4，如图 1-12 (b) 所示。将 H1 的输出电压改为 $[\alpha_1, \pi - \alpha_5]$ ， $[\pi + \alpha_5, 2\pi - \alpha_1]$ ，H2 的输出电压改为 $[\alpha_2, \pi - \alpha_4]$ ， $[\pi + \alpha_4, 2\pi - \alpha_2]$ ，H3 的电压不变，仍为 $[\alpha_3, \pi - \alpha_3]$ ， $[\pi + \alpha_3, 2\pi - \alpha_3]$ ，H4 的输出电压改为 $[\alpha_4, \pi - \alpha_2]$ ， $[\pi + \alpha_2, 2\pi - \alpha_4]$ ，H5 的输出电压改为 $[\alpha_5, \pi - \alpha_1]$ ， $[\pi + \alpha_1, 2\pi - \alpha_5]$ 。通过脉冲重构的方法使得各级联单元工作时间相同，因此就能够实现各级联单元输出功率的均衡控制。

3. 载波互换法

一般说来， n 电平的逆变器载波调制，需要 $n - 1$ 个三角载波。以 APOD 调制法为例，对于三单元 CHB 逆变器而言，需要六个三角载波均匀分布在基准正弦波的正负两个半周附近，其特点是上下相邻的两个三角载波相位相差 180° 。这种策略的本质都是在不影响输出电压波形质量的基础上，通过调

整 CHB 逆变器各个 H 桥单元输出电压波形，使各级联单元输出电压的基波幅值相等，以实现各级联单元在一个输出周期内的功率均衡。

1.4.2 不对称 CHB 逆变器功率均衡控制

不对称 CHB 多电平逆变器拓扑是由直流侧电源电压比不等的功率单元进行级联而成，这类拓扑结构减少了开关器件和直流电源数量，简化了电路结构，而且这类拓扑通过采用混合频率调制实现对高压单元和低压单元的协调控制，增加了灵活性，因而受到广泛关注^[51·52]。ACHB 多电平逆变器总的输出功率等于各级联单元输出功率的叠加，传统的控制方法通常只考虑输出电压波形质量，而不涉及各级联单元的功率控制，常常存在各级联单元输出功率不均衡，这将造成各级联单元直流电源充放电不平衡、电流倒灌、功率倒灌等问题^[53]。因此，对 ACHB 多电平逆变器输出功率进行均衡控制具有重要的意义。

文献[54]针对 型 ACHB 多电平逆变器提出了混合调制策略，该调制策略使高压单元工作在低频，低压单元工作在高频，兼顾了逆变器的开关频率和电源波形质量。但是该策略会出现高压单元向低压单元倒灌能量，存在电流倒灌和功率倒灌问题，且各级联单元输出功率不均衡。文献[55]对 型 ACHB 多电平逆变器调制策略进行了深入研究，提出了一种改进混合调制策略，在保证输出电压和电流质量的前提下，实现单元内开关的均匀开关频率，改善了半导体开关的热均匀性。

