

DOI: 10.3785/j.issn.1008-973X.2008.08.009

三电平 H 桥级联逆变器载波移相脉宽调制方式

姚文熙, 吕征宇, 胡海兵

(浙江大学 电力电子国家专业实验室, 浙江 杭州 310027)

摘 要: 在三电平 H 桥级联(3-LHC)多电平主电路中,传统的载波层叠脉宽调制难以实现各级联单元的功率平衡,而基于两电平级联的载波移相脉宽调制又不能直接运用.中点箝位(NPC)三电平桥臂内只能采用载波层叠脉宽调制,而 H 桥的桥臂间和各 H 桥之间则既可以采用载波层叠脉宽调制也可以采用载波移相脉宽调制.基于这一原理,提出了 2 种适合 3-LHC 多电平的载波移相脉宽调制方式,分别为基于五电平、三电平载波层叠的载波移相脉宽调制.前者仅在级联单元间使用载波移相,而后者在级联单元间和桥臂间均采用载波移相.仿真对比分析结果表明,基于五电平载波层叠的载波移相脉宽调制是该拓扑中较理想的调制方式.实验结果证实该方法具有很好的效果.

关键词: 级联多电平逆变器;载波移相脉宽调制;中点箝位逆变器

中图分类号: TM76;TM464

文献标识码: A

文章编号: 1008-973X(2008)08-1330-05

Carrier phase shift PWM techniques of three-level H-bridge cascaded multilevel inverter

YAO Wen-xi, LU Zheng-yu, HU Hai-bing

(National Laboratory of Power Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The conventional carrier disposition pulse width modulation (PWM) in the three-level H-bridge cascaded (3-LHC) multilevel inverter cannot balance the power of each H-bridge, and the two-level based carrier phase shift PWM cannot be used directly. The neutral-point clamped (NPC) three-level leg can only adopt the carrier disposition PWM, while three-level legs and H-bridges can select either carrier disposition PWM or carrier phase shift PWM. This work proposed two new types of carrier PWM: five-level based phase shift carrier PWM which uses phase shift only in H-bridges, and three-level based phase shift carrier PWM which uses phase shift both in H-bridges and three-level legs. Comparison of these two new methods by simulation shows that the former is better for the multilevel inverter, and the experimental study shows that it is effective.

Key words: cascaded multilevel inverter; carrier phase shift pulse width modulation; neutral-point clamped (NPC) inverter

中压逆变技术在大容量传动系统、电力系统柔性输电等大功率领域有着广阔的应用前景,因此引起了大批国内外学者的兴趣.中点箝位(neutral-point clamped, NPC)三电平拓扑和两电平 H 桥级

联多电平拓扑是目前最常用的中压逆变技术.空间矢量脉宽调制(space-vector pulse width modulation, SVPWM)和载波脉宽调制方式是多电平逆变器的主要控制方式.SVPWM 由于计算复杂、矢量

收稿日期: 2007-04-12.

浙江大学学报(工学版)网址: www.journals.zju.edu.cn/eng

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目(50237030ZD).

作者简介: 姚文熙(1977-),男,浙江海宁人,博士后,从事电力电子装置及其数字控制技术研究. E-mail: ywxi@zju.edu.cn

通讯联系人: 吕征宇,男,教授,博导. E-mail: eeluzy@zju.edu.cn

选择困难等因素,在大于三电平的逆变器中应用不多;相对而言,载波脉宽调制应用范围则更加宽广.载波脉宽调制主要包括载波层叠脉宽调制和载波移相脉宽调制 2 种形式.其中载波层叠脉宽调制适合各种拓扑的多电平逆变器;而载波移相脉宽调制不能应用中点箝位拓扑的多电平逆变器中,但在两电平 H 桥级联形式的多电平拓扑中优势明显^[1-4].

中点箝位多电平逆变器的主要优点是结构简单,在三相系统中使用单个电源,容易实现能量回馈.但是这种结构需要平衡直流侧电容电压,这在大于三电平的逆变器中相当困难,因此限制了电平数的提高,也导致了输出电压波形不佳和器件耐压要求很高.两电平 H 桥级联多电平逆变器可以达到很多电平数,从而获得很好的输出电压波形,对器件的耐压要求也不高.它的缺点是结构复杂;系统的动态性能难以提升,能量回馈困难,只能适合性能要求不高的应用场合;输入直流侧需要大量高压隔离的独立电源,使得输入变压器非常复杂.

针对这两种多电平拓扑的优缺点,Lai 等人^[5]提出了三电平 H 桥级联(three-level H-bridge cascaded, 3-LHC)多电平结构.由于中点箝位三电平 H 桥技术相对成熟,采用 3-LHC 可以在一定程度上简化系统结构,减少高压隔离的直流电源数量.但是级联型多电平必须解决各级联单元的功率平衡问题,在两电平的级联多电平中,通常通过载波移相脉宽调制来实现,但是基于两电平的载波移相脉宽调制无法直接应用在 3-LHC 多电平中.本文针对 3-LHC 多电平逆变器,提出了 2 种综合载波层叠和载波移相的脉宽调制方法,分析了各自的优缺点.对其中较为理想的脉宽调制方式进行了实验研究,并取得了预期效果.

1 3-LHC 多电平载波层叠脉宽调制

首先简要介绍 H 桥级联结构实现多电平的方法,以 2 个三电平 H 桥单元级联为例,图 1 为其 A 相主电路拓扑,包括 2 个三电平 H 桥,每个 H 桥由 2 个三电平桥臂组成.每个三电平桥臂可以输出 3 个电平,组成的三电平 H 桥可以输出 5 个电平,级联后可以输出 9 个电平.表 1 列出了单元 1 输出 5 个电平的实现方式,其中 $S_{a1}, S_{a2}, \dots, S_{a8}$ 分别表示开关管 $Q_{a1}, Q_{a2}, \dots, Q_{a8}$ 的状态,单元 2 可以依此类推.

载波层叠脉宽调制的基本原理是使用一个正弦调制波与几个三角载波进行比较,在正弦波与三角载波相交的时刻,进行相应的开关切换,以实现特定

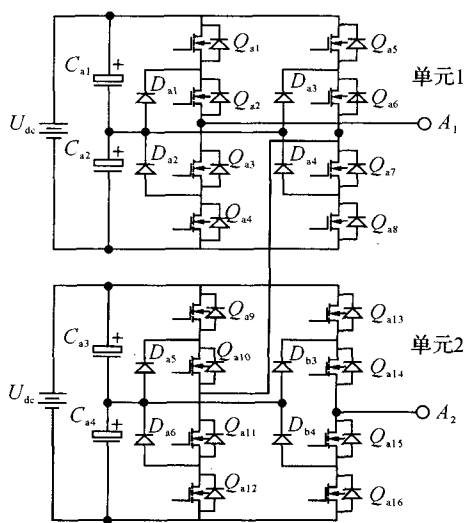


图 1 3-LHC 多电平逆变器主电路

Fig. 1 Main circuit of 3-LHC multilevel inverter

表 1 三电平 H 桥的开关组合

Tab. 1 Switch-set of three-level H-bridge

| 输出电平 | S_{a1} | S_{a2} | S_{a3} | S_{a4} | S_{a5} | S_{a6} | S_{a7} | S_{a8} |
|-------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| $-U_{dc}$ | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $-U_{dc}/2$ | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $U_{dc}/2$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| U_{dc} | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |

电平的电压输出.例如,对于一个 N 电平的逆变器,采用一个正弦调制波和 $N-1$ 个连续而无交叠放置、不超出正弦调制波峰-峰值空间的具有相同载波频率、相同幅值的三角载波相比较,在三角载波和正弦波相交的时刻,如果正弦波的值大于载波的值,则开通相应的开关器件,反之则关断该器件.为了保证 $N-1$ 个三角载波所占区域是连续的,它们在空间上是紧密相连且整个载波对称分布在零参考的正、负两侧.

在载波层叠脉宽调制中,三角载波的相位移动可以使相电压的谐波频谱发生变化.Mcgrath 等人^[6]指出载波同相位层叠方式的谐波性能最好,尤其是线电压谐波性能.对于如图 1 所示的单相 NPC 3-LHC 多电平拓扑,由于相电压共有 9 个电平,需要用一个正弦调制波与 8 个三角载波进行比较,8 个载波保持同相位层叠,如图 2 所示.

根据表 1,同一输出电平电压可以由不同的开关组合构成,为了最大程度地减小开关管的损耗,当

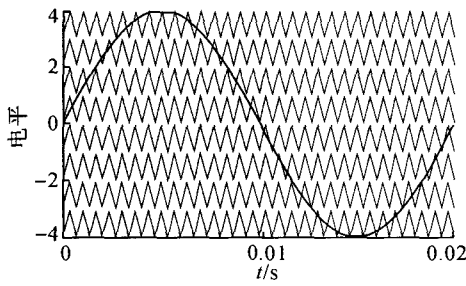


图 2 九电平载波层叠脉宽调制方法示意图

Fig. 2 Schematic of nine-level carrier disposition PWM

分配电平时,一般应遵循“改变最少个数开关管状态来实现输出电平改变”的原则.假设单元 1 输出一 2、-1、0、1、2 电平,单元 2 输出-4、-3、0、3、4 电平,则获得的各 H 桥输出电压与级联后电压波形如图 3 所示.其中 U_o 为输出电压, U_{dc} 为 H 桥的输入直流电压.可见,每个 H 桥单元的输出电压波形、幅值都不同,从而导致输出功率不相同.还可以采用其他电平分配方式,但都很难使每个 H 桥的输出功率相同.

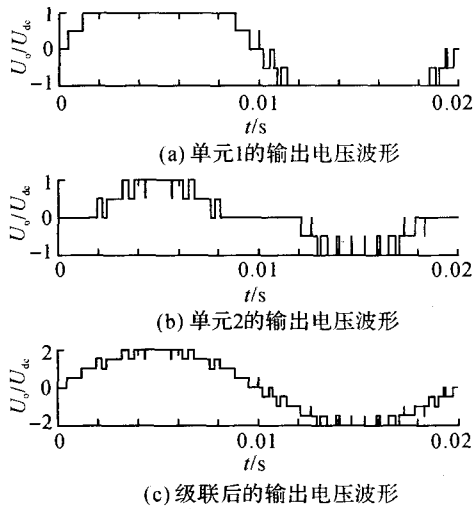


图 3 载波层叠脉宽调制输出电压波形

Fig. 3 Output voltage waves of carrier disposition PWM

2 3-LHC 多电平载波移相脉宽调制

为了解决级联单元的功率不平衡问题,需要采用载波移相脉宽调制方式.对于每个 NPC 三电平桥臂,其内部无法应用载波移相脉宽调制,因为存在当 1、4 开关管同时导通时将输出不确定状态的问题.对于一个 NPC 三电平 H 桥单元而言,既可以采用载波层叠脉宽调制,也可以在桥臂间实现调制波移相脉宽调制.在 2 个三电平 H 桥单元之间,同样是既可以采用载波层叠脉宽调制,又可以进行载波移相脉宽调制.基于上面的分析,本文提出了 2 种结合

多电平载波层叠脉宽调制和载波移相脉宽调制的脉宽调制方法:1)H 桥内部采用五电平载波层叠脉宽调制,而 H 桥之间采用载波移相脉宽调制;2)三电平桥臂采用三电平载波层叠脉宽调制,而 H 桥内部和 H 桥之间采用两次载波移相脉宽调制.将这 2 种调制方法分别称为 I 型、II 型载波移相脉宽调制法.

2.1 I 型载波移相脉宽调制

根据表 1,一个三电平 H 桥可以输出 5 个电平,因此它可以单独采用五电平载波层叠脉宽调制方式来实现.设图 1 中单元 1 和 2 都采用五电平载波层叠脉宽调制方式,并使其载波相位差为 180° ,如图 4 所示.其中实线三角波为单元 1 调制的载波,虚线三角波为单元 2 调制的载波.这种调制方式就是 I 型载波移相脉宽调制,每个 H 桥的输出电压和级联后输出电压如图 5 所示.可见,各 H 桥的输出电压波形相似,功率将基本相同.另外,在相同的载波频率下,I 型载波移相脉宽调制的开关次数比载波层叠脉宽调制大 1 倍,因此输出电压的最低次谐波族的中心频率也会提高 1 倍.

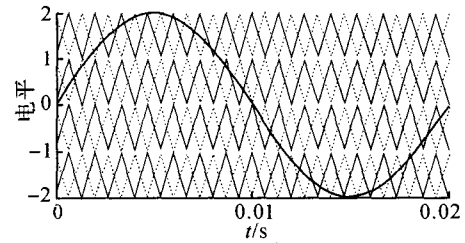


图 4 I 型载波移相脉宽调制

Fig. 4 Type I carrier phase shift PWM

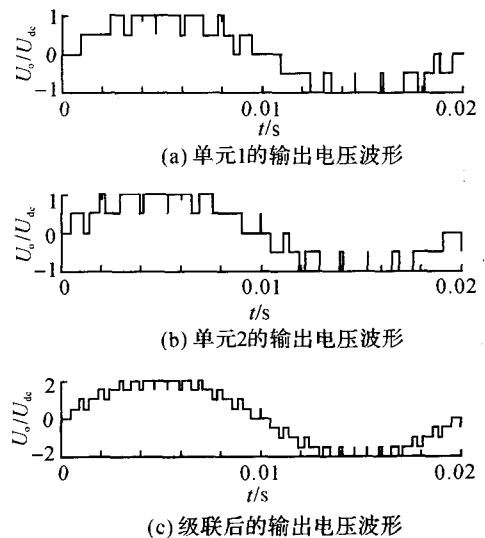


图 5 I 型载波移相脉宽调制输出电压波形

Fig. 5 Output voltage waves of type I carrier phase shift PWM

2.2 II 型载波移相脉宽调制

两电平 H 桥电路常通过一个载波和 2 个相差 180° 的调制波调制来实现桥臂间功率的平衡,通过一定修改可以引入到 NPC 三电平 H 桥单元中.当两单元 H 桥内部均采用这种调制方式,且两单元的载波存在一定的移相时,这种方法就是 II 型载波移相脉宽调制,如图 6 所示.图中 2 个调制波分别用于单元内的 2 个 NPC 三电平桥臂的调制,而实线和虚线载波则分别用于单元 1 和单元 2 的调制.此时输出的桥臂电压、单元电压和级联后电压波形如图 7 所示.可见,采用 II 型载波移相脉宽调制方法,各桥臂开关管开关次数达到了一致,开关管功耗基本相等,这是 II 型载波移相脉宽调制的优点所在.由于对单元采用的是调制波移相的倍频调制方法,单元输出波形等效开关频率变为 2 倍.对单元之间采用载波移相脉宽调制,当移相角为 90° 时,相电压波形等效开关频率变为 4 倍,谐波分布在以 4 倍载波频

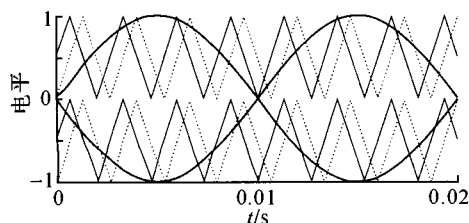


图 6 II 型载波移相脉宽调制

Fig. 6 Type II phase shift carrier PWM

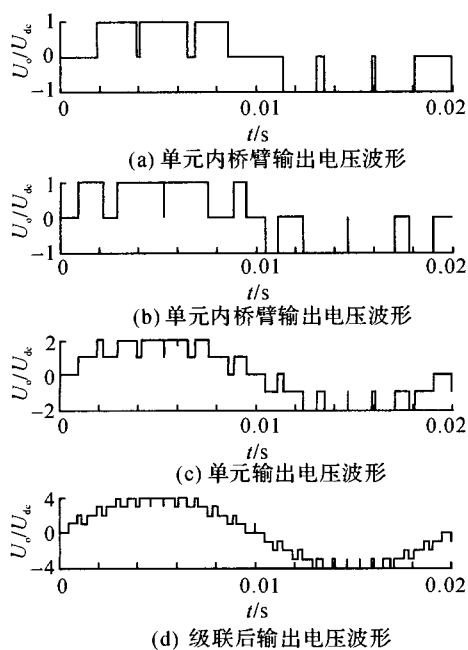


图 7 II 型载波移相脉宽调制输出电压波形

Fig. 7 Output voltage waves of type II phase shift carrier PWM

率为中心的边带谐波处.

综上所述,虽然多电平载波层叠脉宽调制方法可以用于 3-LHC 多电平中,但是存在各单元功率不平衡、开关管损耗差异很大的问题,输出线电压谐波含量主要集中在载波频率附近,当载波频率较低时容易产生较大的低次谐波. II 型载波移相脉宽调制方法对桥臂间进行调制波移相、对单元间进行载波移相脉宽调制方法,具有各单元功率相等、开关管损耗一致等优点,但是实现相对复杂,占用资源较多,实际实现并不容易. I 型载波移相脉宽调制方法是对单个三电平 H 桥单元应用载波层叠脉宽调制,对单元之间应用载波移相脉宽调制,这种方法是针对 3-LHC 拓扑特点而将载波层叠和载波移相思想相结合的一种新的方法,实现相对简单,各单元功率相等,可以作为 3-LHC 多电平理想的调制方式.

3 实验研究

为验证本文研究的调制方法,建立了 3-LHC 模型进行实验研究,实验主电路结构如图 1 所示.其中, MOSFET 采用 IRF840, 快恢复二极管采用 MUR860, 直流电容 $C_{a1} = C_{a2} = C_{a3} = C_{a4} = 470 \mu\text{F}$, 输入直流电压 $U_{dc} = 80 \text{ V}$, 输出电压基波有效值为 110 V , 输出功率为 150 W . 控制系统采用 TI 公司的定点数字信号处理芯片 (digital signal processor, DSP) TMS320F2812 结合现场可编程门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 实现^[7-8], 如图 8 所示. 其中 DSP 完成多电平脉宽调制算法, FPGA 产生多路 PWM 信号, PWM 信号通过光纤隔离后传到主电路. 调制方法选择桥臂间层叠, 单元间移相的 I 型载波移相脉宽调制方法进行研究. 正弦调制波频率为 50 Hz , 载波频率为 1.5 kHz , 调制比为 1. 图 9、10 为实测实验波形, 其中图 9 为同时获取的 2 个 H 桥单元的输出电压波形及其谐波分布, 图 10 为级联后输出电压波形及其谐波分布. 可以看出, 每个 H 桥单元输出电压波形类似, 幅值相同, 功率平衡, 级联后输出电压的最低次谐波频率为各单元输出电压最低次谐波频率的 2 倍左右.

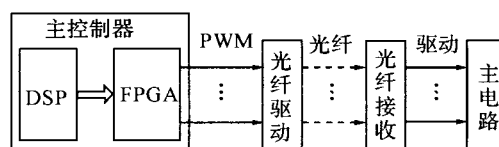


图 8 控制系统框图

Fig. 8 Diagram of control system

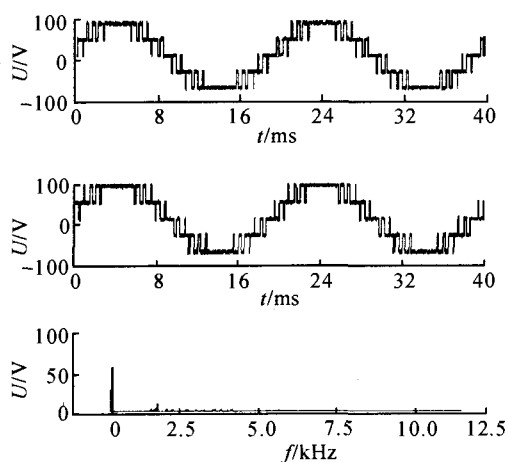


图 9 H 桥单元输出电压波形及其谐波分布

Fig. 9 Output voltage waves and spectrum of H-bridge

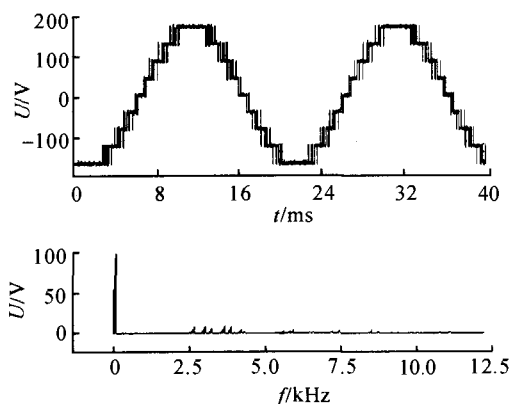


图 10 级联输出电压及其谐波分布

Fig. 10 Output voltage waves and spectrum of cascade inverter

4 结 语

本文研究了 3-LHC 多电平逆变器的载波脉宽调制方法. 通过仿真分析指出, 使用传统的载波层叠脉宽调制在该拓扑中会导致各功率单元不平衡, 为此提出了 2 种结合载波层叠脉宽调制和载波移相脉宽调制的新方法. 通过比较认为 I 型载波移相脉宽调制最适合 3-LHC 多电平逆变器, 并通过实验验证了该方法能够达到预期效果. 本文研究成果为其他级联型多电平逆变器的载波脉宽调制提供了参考.

参考文献 (References):

- [1] TOLBERT L M, HABELTLER T G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM method [J]. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 1999, 35(5): 1098 - 1107.
- [2] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. *中国电机工程学报*, 2002, 22(5): 10 - 15.
WU Hong-yang, HE Xiang-ning. Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2002, 22(5): 10 - 15.
- [3] 宋强, 刘文华, 陈远华. 多电平载波调制与空间矢量调制的等效关系[J]. *电力系统自动化*, 2004, 28(19): 36 - 41.
SONG Qiang, LIU Wen-hua, CHEN Yuan-hua. Relationship between multilevel space-vector modulation and multilevel carrier-based modulation [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2004, 28(19): 36 - 41.
- [4] 王碧芳, 宫金武, 胡伟. 级联型多电平逆变器的改进 PWM 控制方法[J]. *电力系统自动化*, 2006, 30(7): 73 - 75.
WANG Bi-fang, GONG Jin-wu, HU Wei. Improved PWM control strategies for cascaded multilevel inverter [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2006, 30(7): 73 - 75.
- [5] LAI Jih-sheng, PENG Fang-cheng. Multilevel converters—a new breed of power converters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(3): 509 - 517.
- [6] MCGRATH B P, HOLMES D G. A comparison of multi-carrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters [C] // *The Power Electronics Specialists Conference 2000 (PESC'00)*. Galway; IEEE, 2000: 674 - 679.
- [7] 桂红云, 姚文熙, 吕征宇. DSP 空间矢量控制三电平逆变器的研究[J]. *电力系统自动化*, 2004, 28(11): 62 - 65.
GUI Hong-yun, YAO Wen-xi, LU Zheng-yu. Research on the three-level inverter with space vector pulse width modulation based on digital signal processor [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2004, 28(11): 62 - 65.
- [8] 陈远华, 刘文华, 宋强. 基于 FPGA 的级联逆变器直接 PWM 发生器[J]. *电力系统自动化*, 2006, 30(9): 61 - 63.
CHEN Yuan-hua, LIU Wen-hua, SONG Qiang. FPGA-based multilevel direct PWM generator for H-bridge inverters [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2006, 30(9): 61 - 63.