

新型模块化多电平换流器空间矢量脉宽调制方法

李 强¹, 贺之渊¹, 汤广福¹, 司德亮², 郑斌毅³, 殷志良³

(1. 中国电力科学研究院, 北京市 100192; 2. 内蒙古神舟电力有限公司, 内蒙古自治区呼和浩特市 010070;
3. 上海市电力公司, 上海市 200122)

摘要: 模块化多电平换流器(MMC)是一种新型的多电平电压源换流器,每个桥臂由数个具有独立直流源的子模块单元串联而成。结合 MMC 自身的结构特点,分析了其空间矢量状态。基于电压矢量最优合成顺序,提出了适用于 MMC 的空间矢量脉宽调制(SVPWM)通用算法。从理论上分析了多电平 SVPWM 与消谐波脉宽调制(SHPWM)的内在联系,揭示了多电平 SVPWM 可等效为注入合适零序电压分量的载波调制的本质。通过在三相参考电压中注入合适的零序电压分量,重新布置电压矢量作用时间,可降低 33% 的开关次数。仿真结果验证了 SVPWM 通用算法及其优化方法的有效性和正确性。

关键词: 模块化多电平换流器; 空间矢量脉宽调制; 冗余电压矢量; 广义零矢量; 子模块

0 引言

多电平换流器凭借自身良好的适用性和较低的谐波畸变率,已经成为比较受欢迎的一种大功率电力电子换流器,并且已有多种不同的结构。常见的有二极管钳位型、飞跨电容型和级联 H 桥型 3 种结构^[1]。

模块化多电平换流器(MMC)作为一种新型的多电平换流器,通过多个子模块级联而成。每个子模块都具有一个独立的直流源,并通过适当控制子模块开关器件的开通或关断来调整输出电压,从而合成期望的输出电压。国外对 MMC 的研究起步较早^[2-3],不仅研究了其基本工作原理^[4-6],还研制了 17 电平、20 MW 的试验样机^[7-8]。文献[2]介绍了 MMC 基本拓扑和工作原理,通过与传统 2 电平换流器相对比,讨论了 MMC 结构的优点。文献[7]分析了 MMC 在工业应用时所要注意的几个重要问题和应对措施。通过仿真和样机实验证明了 MMC 更适合功率传送,而且易于升级到较高的电平数。国内于近 2 年才开始 MMC 相关的原理性研究^[9-11]。与 2 电平换流器不同,MMC 适当降低开关频率,开关损耗小;输出电压呈阶梯变化,电压变化率小。与其他多电平换流器相比,其模块化程度高,可以做到任意电平数,但是对于 5 电平或以上的二极管钳位型和飞跨电容型换流器,由于开关器件数量很大,因此造成结构设计非常困难^[12]。

有关 MMC 调制策略的研究不多,文献[11]研究了最近电平逼近调制(NLM),但 NLM 性能不

佳,尤其是在电平数较低时。虽然文献[2-3,8]提到了将空间矢量脉宽调制(SVPWM)应用于 MMC,但是具体的实施方法鲜有提及。SVPWM 具有直流电压利用率高、输出电压畸变率小等优点,近年来已经成为多电平领域的一个研究热点。其研究主要集中在降低输出电压畸变率^[13-14]、平衡中性点电压^[15-16]等方面,但大部分都是基于 3 电平换流器进行应用研究的。MMC 作为一种全新的拓扑,结构上易于扩展到更高电平,迫切需要一种较为通用的 SVPWM。

本文结合 MMC 自身的结构特点,建立了 MMC 换流器输出电压空间矢量状态图。通过奇、偶冗余矢量的定义详细讨论了电压矢量的最优合成顺序。基于 SVPWM 与载波调制内在联系分析,提出了降低 MMC 开关损耗的优化算法。最后通过仿真验证了本文方法的正确性。

1 MMC 的结构

MMC 的电路拓扑结构如图 1 所示,每相单元由一系列子模块级联而成。每个子模块都具有一个独立的直流源,通过子模块开关器件开通或关断来控制子模块输出电压,从而合成期望的输出电压。稳态运行时子模块存在 2 种电平输出状态:当子模块的 T1 导通时,输出 $+U_c$;当子模块的 T2 导通时,输出 0。从交流侧看,每相上/下桥臂所有子模块都是串联在一起的,其交流输出电压是所有子模块输出电压的代数和。如果 MMC 每相上/下桥臂有 $2S$ 个子模块,那么其最多可以输出 $2S+1$ 种电平。

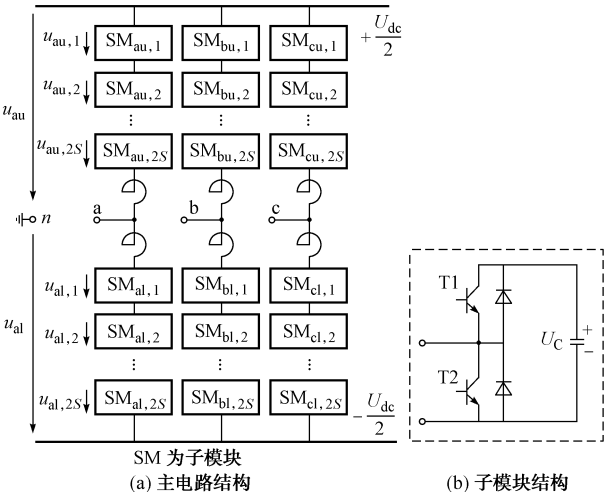


图 1 MMC 三相结构
Fig. 1 Three-phase structure of a MMC

每相都可以输出 $2S+1$ 种电平,则三相总共有 $(2S+1)^3$ 种电平输出状态,每种电平输出状态对应一个电压矢量。附录 A 中图 A1 给出了 5 电平 MMC 空间电压矢量的状态图。当某一个电压矢量有偶数个冗余矢量时,称之为偶冗余;当某一电压矢量有奇数个冗余矢量时,称之为奇冗余。

2 MMC 电压矢量的最优合成顺序

如何选择冗余电压矢量合成参考电压矢量是决定 SVPWM 算法好坏的关键。本文采用最近三矢量(NTV)合成方式,设计了 MMC 电压矢量的最优合成顺序。NTV 合成的一般原则是:①至少最初和最终的电压矢量是对应于空间矢量图中同一点的冗余电压矢量;②每次只有一相输出电平状态发生改变,且只允许一个电平变化。

下面以 5 电平 MMC 空间矢量状态图的子区域(见图 2)进行说明。

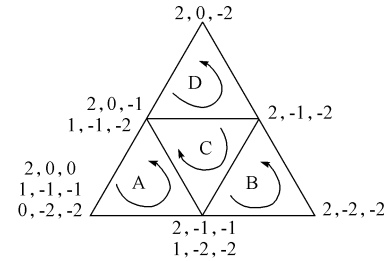


图 2 5 电平 MMC 空间矢量子区域
Fig. 2 Subset of space vector for a 5-level MMC

在控制周期 T_s 内,电平输出状态波形关于 $T_s/2$ 对称,所以后续分析仅给出前 $T_s/2$ 内的电压矢量合成顺序(简称合成顺序)。表 1 给出了图 2 所有可能的合成顺序,三角形 A 和三角形 C 均有多种

合成顺序。为了不引起附加的电平变化,当参考电压矢量由三角形 B 移向三角形 C 时,规定三角形 C 的合成顺序为 C1;当其由三角形 C 移向三角形 D 时,规定三角形 C 的合成顺序为 C2,因为它们有共同的起点。同理,当参考电压矢量由三角形 A 移向三角形 C 时,规定只有合成顺序 A1 和 A2 适用。

表 1 图 2 所有可能的合成顺序
Table 1 All possible synthesis sequences of vectors in Fig. 2

三角形	顺序编号	顺序
A	A1	1,-2,-2→1,-1,-2→1,-1,-1→2,-1,-1
	A2	1,-1,-2→1,-1,-1→2,-1,-1→2,0,-1
	A3	0,-2,-2→1,-2,-2→1,-1,-2→1,-1,-1
	A4	1,-1,-1→2,-1,-1→2,0,-1→2,0,0
B	B1	1,-2,-2→2,-2,-2→2,-1,-2→2,-1,-1
C	C1	1,-2,-2→1,-1,-2→2,-1,-2→2,-1,-1
	C2	1,-1,-2→2,-1,-2→2,-1,-1→2,0,-1
D	D1	1,-1,-2→2,-1,-2→2,0,-2→2,0,-1

三角形 C 中有 2 种可用的合成顺序,为确定采用合成顺序原则,这里规定当电压矢量 2,-1,-1/1,-2,-2 作用时间超过 2,0,-1/1,-1,-2 时,合成顺序 C1 切换成 C2。对应于三角形 A 中,当三角形 C 的合成顺序为 C1 时,三角形 A 的合成顺序为 A1;当三角形 C 的合成顺序为 C2 时,三角形 A 的合成顺序为 A2。

因此有如下结论:参考电压矢量的起点一般为偶冗余矢量;对于奇冗余矢量来说,只有 1 个电压矢量是可用的;对于偶冗余矢量来说,只有 2 个电压矢量是可用的。

3 SVPWM 与载波调制的内在联系

在 2 电平 MMC 中,将如式(1)所示的 u_{zero1} 注入相电压参考波中,使得零矢量的作用时间相等,此时正弦脉宽调制(SPWM)与 SVPWM^[17-18]等效。

$$u_{zero1} = -\frac{\max(u_a, u_b, u_c) + \min(u_a, u_b, u_c)}{2} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c 为 a,b,c 三相参考相电压。

如图 3 所示,将 u_{zero1} 注入相电压参考波,取一个控制周期 T_s 进行分析。图 3 中:D1,D2,D3,D4 分别为 4 条载波的工作区间; T_0, T_1, T_2 分别为电压矢量 V_1, V_2, V_3 的作用时间; μ 为广义零矢量前后作用时间分配系数, $T_0' = 1 - \mu T_0$; $T_{a,cm}, T_{b,cm}, T_{c,cm}$ 为零时刻到 u_a, u_b, u_c 穿越载波的时间。

在 5 电平 MMC 中,同样采用 u_{zero1} , $T_s/2$ 内 V_1 的 2 个冗余矢量作用时间不等,并且最后一个电平输出状态的切换时间由 u_b 决定,而 u_b 是 $T_s/2$ 内三相参考电压的中间值,这与“开关频率优化脉宽调制

(SFOPWM)默认第1个和最后一个电平输出状态的切换时间分别是由 $T_s/2$ 内最大或最小参考相电压决定的”矛盾。也就是说, u_{zero1} 不适用于 MMC。

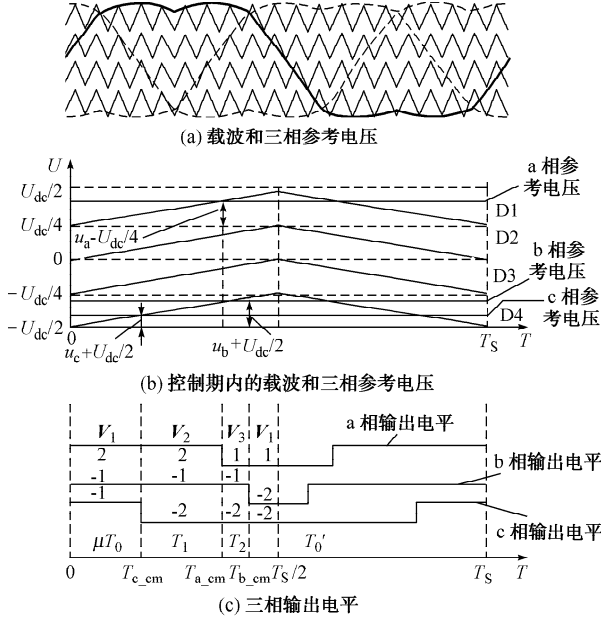


图3 注入2电平零序电压的电压矢量合成顺序与作用时间
Fig. 3 Space vectors sequence and dwell time resulting from 2 level common offset

如图3所示,由相似三角形的性质,电压瞬时值与电压矢量作用时间具有一定的等价转换关系,如下式所示:

$$\begin{cases} \frac{T_s}{2} \left(\frac{U_{dc}}{4} \right)^{-1} = \frac{T_x^*}{u_x} \\ \frac{T_s}{2} \left(\frac{U_{dc}}{4} \right)^{-1} = \frac{T_{zero1}}{u_{zero1}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $x=a, b, c$; T_x^* 为 x 相参考电压等效时间量。

在后续的讨论中如无特殊说明,下脚标 x 均代表 a, b, c 三相。

为分析方便,通过式(2)将电压转化为时间量进行分析。由下式可计算三相电压穿越载波的时间:

$$T_{x_cm} = T_x^* + (i-2) \frac{T_s}{2} \quad (3)$$

式中: $i=1, 2, 3, 4$, 分别对应三相电压在 D1~D4 这4条载波的工作区间。

如果三相参考电压依次穿越载波的时间分别记为 $T_{1st}, T_{2nd}, T_{3rd}$, 那么广义零矢量(即起始电压矢量)的作用时间可记为:

$$\begin{cases} \mu T_0 = T_{1st} \\ (1-\mu) T_0 = \frac{T_s}{2} - T_{3rd} \end{cases} \quad (4)$$

为了让广义零矢量冗余矢量的作用时间相等,

即 $\mu=0.5$, 必须在 $T_{a_cm}, T_{b_cm}, T_{c_cm}$ 上叠加 T_{zero2} , 而 T_{zero2} 可按下式计算:

$$T_{zero2} = \frac{T_s}{4} - \frac{T_{1st} + T_{3rd}}{2} \quad (5)$$

叠加 T_{zero2} 后的时间 T_{xg} (见式(6))即为 MMC 相电压输出电平状态改变的時刻, 也就是子模块的开关時刻。

$$T_{xg} = T_{x_cm} + T_{zero2} \quad (6)$$

对比图4(a)与(b), 叠加 T_{zero2} 后广义零矢量的作用时间相等, $\mu=0.5$; 通过式(2)将时间量转化成零序电压分量 U_{zero2} , 并将其注入调制波, 即可得到多种调制比下如图5所示的零序分量和与 SVPWM 等效的参考相电压。

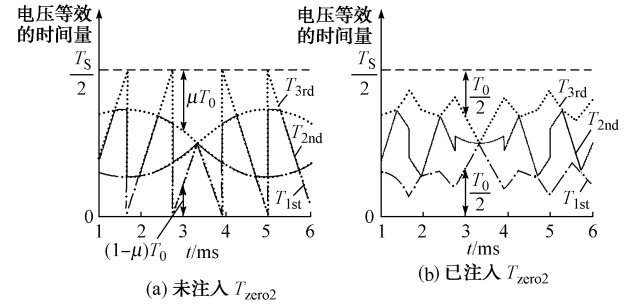


图4 零序分量 T_{zero2} 计算
Fig. 4 Calculation of common offset T_{zero2}

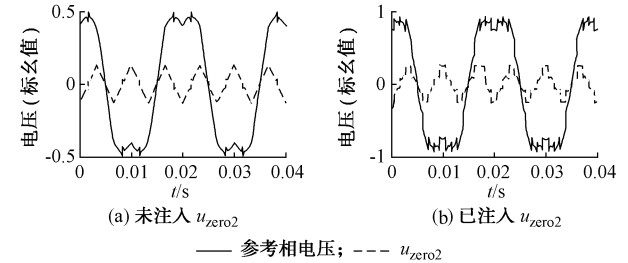


图5 参考相电压和零序电压分量
Fig. 5 Voltage reference and common offset waveforms

4 开关损耗最小的优化算法

基于载波 PWM, 2 电平换流器不连续 PWM (DPWM) 的实现方法在文献[19]中已经讨论过。它的主要原理是在一个电平输出状态序列中消除第1个或最后一个电平输出状态, 使得该相电压保持在载波的最大峰值或最小峰值上, 也就是令广义零矢量的作用时间分配系数 $\mu=1$ 或 $\mu=0$, 并呈现周期性变化。以图3为例, 在 $T_s/2$ 内, 使 b 相电平输出状态不发生变化, 而 a 和 c 两相各改变1次, 显然这种方法能降低 1/3 的开关次数。

绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的开关损耗与通态压降和通态电流有关^[20], 可定义为:

$$P_{sw} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{6} \frac{V_j I_j (t_{on} + t_{off})}{T_s} \tag{7}$$

式中： V_j 和 I_j 分别为 IGBT 的通态压降和通态电流； t_{on} 和 t_{off} 分别为 IGBT 的开通时间和关断时间； n 为控制周期 T_s 内 IGBT 的开关次数。

由式(7)可知，当 IGBT 通态压降近似为常数时，开关损耗正比于通态电流。因此，为了尽量减小开关损耗，电平输出状态不发生变化的区域将跟随相电流的最大值而变化，也就是与负载功率因数有关。为了再减小开关损耗次数，本文提出了一种定义 μ 的新方法， μ 的计算公式如下所示：

$$\mu = 1 - \frac{1 + \text{sgn}(\cos(3\omega t + \varphi))}{2} \tag{8}$$

式中： ω 为基频角速度； φ 为负载功率因数角。

如图 6 所示， $\mu = 0.5$ ， $\mu = 0$ ， $\mu = 1$ 分别对应 SVPWM，DPWMMAX 和 DPWMMIN 这 3 种不同的 DPWM 调制策略。考虑到负载功率因数的影响，即 μ 由式(8)决定时， $\varphi = 0$ ， $\varphi = \pi/6$ ， $\varphi = \pi/3$ 分别对应 DPWM1，DPWM2 和 DPWM3。因此，通过改变 μ 和 φ 可以得到不同的零序电压分量，从而能够得到适应不同负载的 DPWM。

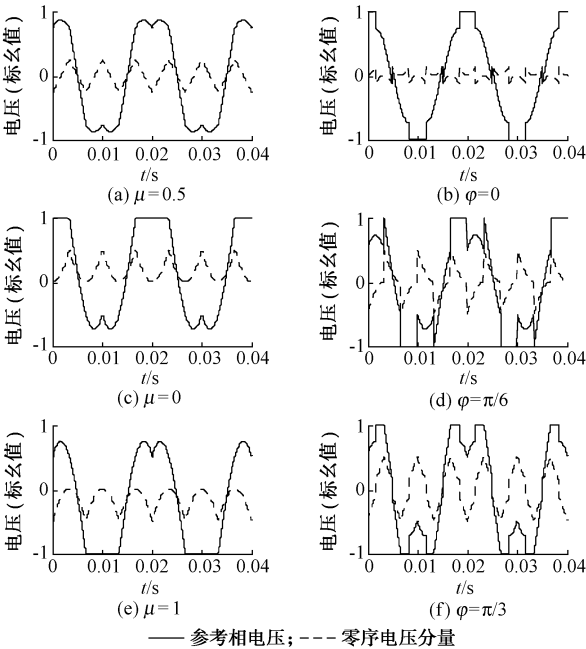


图 6 不同 DPWM 方法的参考相电压和零序电压分量
Fig. 6 Voltage references and common offset waveforms of different DPWMs

应用开关损耗最小化算法的 2 个重要原则是：
1) 在调制波中注入零序分量，使得 $T_s/2$ 内至少有一相电压被钳位在载波的最大或最小峰值上；
2) 由于空间电压矢量的对称性，负载功率因数角 φ 的有效变化区间是 $[-\pi/3, \pi/3]$ ，超出这个范

围，无电平输出状态变化区域将不能跟随相电流最大值变化，降低开关损耗的程度将被削弱。

5 仿真验证

本文用 PSCAD/EMTDC 对 5 电平 MMC 进行了仿真研究。每个子模块的电容电压 $U_c = 1$ (标么值)，频率 $f_0 = 50$ Hz，调制比 $m = 1$ ，控制周期 $T_s = 333 \mu s$ 。如图 7 所示，输出电压为良好的正弦波，并且 60 倍频(3 kHz)附近频次的谐波畸变较大。文献[18]也得到了类似的结果，证明了前文多电平 SVPWM 和载波调制内在联系分析的正确性。

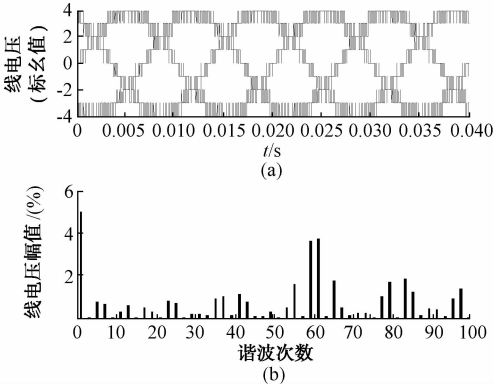


图 7 5 电平 MMC 输出线电压与频谱
Fig. 7 Output line voltage and its harmonic profile of a 5-level MMC

如图 8 所示，采用开关损耗最小化算法后，相电压畸变较大，线电压频谱与图 7 基本一致。

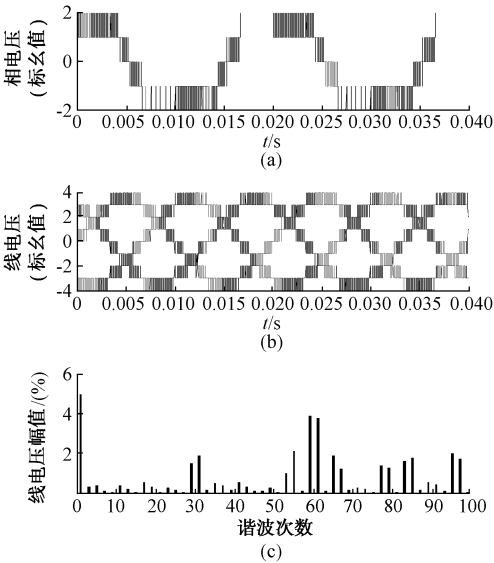


图 8 采用优化 SVPWM 的 5 电平 MMC 输出电压与频谱
Fig. 8 Output voltage and its harmonic profile of MMC with optimized SVPWM

因此，开关损耗最小化算法具有如下特点：以牺

性相电压畸变率为代价,减少了 33% 的开关次数,大大降低 MMC 的损耗;同时能够跟随负载功率因数变化,但范围有限。

6 结语

针对新型 MMC 拓扑,结合 MMC 与子模块的结构特点,通过合理选择冗余矢量设计了参考电压矢量的最优合成顺序,从而得到了 SVPWM 通用算法。并基于 SVPWM 与载波调制内在联系分析,提出了通过零序分量降低开关损耗的方法。仿真结果不仅证明了本文提出的 SVPWM 算法的有效性和正确性,还可以作为进一步研究 MMC 特性的有力工具。

附录见本刊网络版(<http://aeps.sgepri.sgcc.com.cn/aeps/ch/index.aspx>)。

参 考 文 献

- [1] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2002, 49(4): 724-738.
- [2] MARQUARDT R, LESNICAR A. A new modular voltage source inverter topology// *Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications*, September 2-4, 2003, Toulouse, France.
- [3] LENSICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range// *Proceedings of IEEE Power Tech Conference*, June 23-26, 2003, Bologna, Italy.
- [4] HAGIWARA M, AKAGI H. PWM control and experiment of modular multilevel converters// *Proceedings of the 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece.
- [5] DORN J, HUANG H, RETZMANN D. A new multilevel voltage-sourced converter topology for HVDC applications// *Proceedings of CIGRÉ 2008*, August 24-29, 2008, Osaka, Japan.
- [6] DORN J, HUANG H, RETZMANN D. Novel voltage-sourced converters for HVDC and FACTS applications// *Proceedings of CIGRÉ 2008*, August 24-29, 2008, Osaka, Japan.
- [7] MARQUARDT R, LESNICAR A. New concept for high voltage-modular multilevel converter// *Proceedings of the 34th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, June 20-25, 2004, Aachen, Germany.
- [8] GLINKA M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage// *Proceedings of the 34th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, June 20-25, 2004, Aachen, Germany.
- [9] 丁冠军,丁明,汤广福,等. 新型多电平 VSC 子模块电容参数与均压策略. *中国电机工程学报*, 2009, 29(30): 1-6.
DING Guanjun, DING Ming, TNAG Guangfu, et al. Submodule capacitance parameter and voltage balancing scheme of a new multilevel VSC modular. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(30): 1-6.
- [10] 刘钟淇,宋强,刘文华. 基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统. *电力系统自动化*, 2010, 34(2): 53-58.
LIU Zhongqi, SONG Qiang, LIU Wenhua. VSC-HVDC system based on modular multilevel converters. *Automation of Electric Power Systems*, 2010, 34(2): 53-58.
- [11] 管敏渊,徐政,屠卿瑞,等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略. *电力系统自动化*, 2010, 34(2): 48-52.
GUAN Minyuan, XU Zheng, TU Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission. *Automation of Electric Power Systems*, 2010, 34(2): 48-52.
- [12] ARRILLAGA J, LIU Y H, WATSON N R. Flexible power transmission: the HVDC options. Hoboken, NJ, USA: John Wiley, 2007.
- [13] BEIG A R, RANGANATHAN V T. Space vector based bus clamped PWM algorithms for three level inverters implementation, performance analysis and application considerations// *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition 2003*, February 9-13, 2003, Miani, FL, USA.
- [14] POU J, BOROEYEVICH D, PINDADO R. New feedforward space-vector PWM method to obtain balanced AC output voltages in a three-level neutral-point-clamped converter. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2002, 49(5): 1026-1034.
- [15] GUPTA A K, KHAMBADKONE A M. A simple space vector PWM scheme to operate a three-level NPC inverter at high modulation index including overmodulation region, with neutral point balancing. *IEEE Trans on Industry Applications*, 2007, 43(3): 751-760.
- [16] SAEEDIFARD M, MIKHAJOEI H, IRAVANI R. A space vector modulated STATCOM based on a three-level neutral point clamped converter. *IEEE Trans on Power Delivery*, 2007, 22(2): 1029-1039.
- [17] MCGRATH B P, HOLMES D G, LIPO T A. Optimised space vector switching sequence for multilevel inverters// *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition 2001*, March 4-8, 2001, Anaheim, CA, USA.
- [18] 宋强,刘文华,陈远华. 多电平换流器载波调制与空间矢量调制的等效关系. *电力系统自动化*, 2004, 28(9): 36-41.
SONG Qiang, LIU Wenhua, CHEN Yuanhua. Relationship between multilevel space-vector modulation and multilevel carrier-based modulation. *Automation of Electric Power Systems*, 2004, 28(9): 36-41.
- [19] ZHOU K L, WANG D W. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2002, 49(1): 186-196.
- [20] WU H Y, HE X N. Inherent correlation between multilevel carrier-based PWM and space vector PWM: principle and application// *Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, October 22-25, 2001, Bali, Indonesia.

(下转第 123 页 continued on page 123)

李 强(1984—),男,通信作者,硕士,主要研究方向:电压源型高压直流输电谐波特性及其优化方法。E-mail: 274168087@163.com

贺之渊(1977—),男,博士,高级工程师,主要研究方向:

柔性交流输电系统、直流输电、电压源型高压直流输电及其相关试验方法。

汤广福(1966—),男,博士,博士生导师,主要研究方向:柔性交流输电系统、直流输电、电压源型高压直流输电及其相关试验方法。

A Space-vector PWM Method for a New Type of Modular Multilevel Converter

LI Qiang¹, HE Zhiyuan¹, TANG Guangfu¹, SI Deliang², ZHENG Binyi³, YIN Zhiliang³

(1. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China;

2. Inner Mongolia Shenzhou Photovoltaic Power Co. Ltd., Hohhot 010070, China;

3. Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 200122, China)

Abstract: Modular multilevel converters (MMC) are one of the newly developed multilevel converters. The bridge of a MMC consists of several submodules in series with independent DC sources. Combined with characteristics and mechanism of this structure, the space vector states are analyzed, and a generalized space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm for MMC is proposed. The algorithm is based on the optimum synthesis sequence of space vectors. The inherent correlation between multilevel SVPWM and carrier-based PWM was comprehensively analyzed to show that the multilevel SVPWM can be equivalent to proper zero sequence voltage components injected PWM. Through injecting proper zero sequence voltage components into the three phase reference voltages, and rearrange the action time of each voltage vector, 33% of the total switching time can be reduced. The simulation results illustrate the feasibility and validity of the proposed generalized SVPWM and the associated optimization method.

Key words: modular multilevel converter (MMC); space vector pulse width modulation (SVPWM); redundant space vector; generalized zero vector; submodule

附录 A

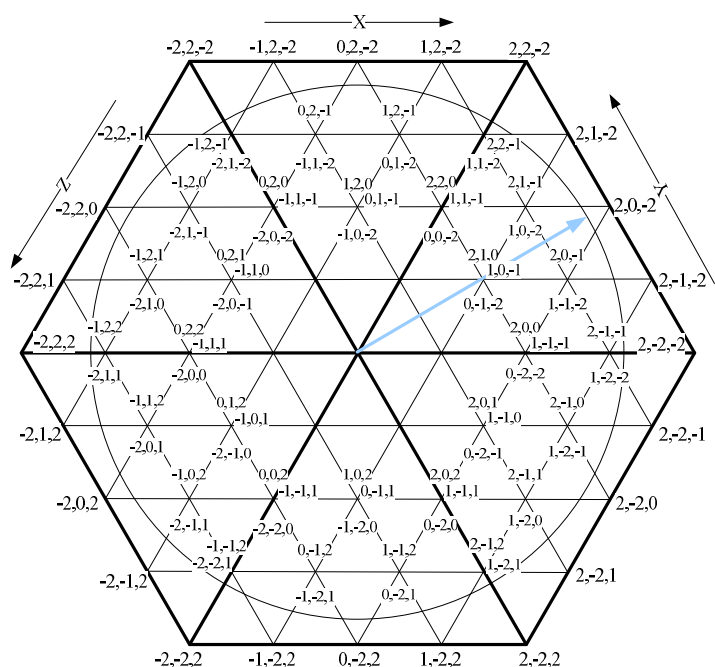


图 A1 5 电平 MMC 换流器空间矢量状态图
Fig.A1 Space Vector States for a 5-Level MMC Converter

以 60° 为基准划分为 6 个扇区,分别记做扇区 I ~ VI。每个电压矢量所对应的 3 位数字分别代表了 a,b,c 三相的电平输出状态。