

五电平单元级联变频器的研究^①

敬华兵^{②*} 年晓红^{*} 李 军^{**} 秦灿华^{**} 何伯钧^{**}

(^{*} 中南大学信息科学与工程学院 长沙 410083)

(^{**} 南车株洲电力机车研究所有限公司 株洲 412001)

摘 要 将现有两种中压变频器的特点相结合,提出了新型的基于二极管钳位三点式五电平功率单元级联的变频电路拓扑。研究了该电路拓扑的特点,推导了功率单元整体数学模型及空间状态方程。分析了基于五电平功率单元级联的该类中压变频器的工作方式,研究了功率单元中各输入、输出变量及状态变量之间的关系。详细阐述了各功率器件的开关状态,给出了优化的开关编码表。提出了载波移相层叠混合调制算法。最后完成了 6kV 样机的试验。试验结果表明,该变频器要求的功率单元数量少,直接输出的电压电平高,电压上升率低,对负载电机更为有利。

关键词 中压变频器,五电平级联,空间状态方程,算法

0 引 言

中压风机、水泵采用变频调速方案可以收到显著的节能效果,尤其是大功率中压风机、水泵类机械^[1-3]。采用大功率的级联型变频器进行调速控制是业界解决节能问题的一个通用方案。可以预计,大功率交流电机变频调速新技术的发展是我国节能事业的主导方向之一^[4]。

中压变频调速技术主要有两种技术路线^[5-8]: (1) 器件直接串联输出,多为二极管嵌位五电平输出方式; (2) 基于 H 桥的三电平功率单元的中压级联变频器,所需的单元数量多。第一种电路拓扑由开关器件串联升压直接输出所需的电压,但器件均压问题是一个难点,输出谐波含量大,需增加外加的滤波装置。第二种的电路拓扑由功率单元叠加输出,较好地解决了均压和谐波问题,但还是存在着开关管通态电压临界上升率(dV/dt)较大和在同样的负载条件下需要的功率单元数目多的问题,结构上过于复杂。基于这种情况,本项目从现有的电路拓扑入手,将两种中压变频器拓扑的特点相结合,在第二种拓扑级联电路的基础上,将单个功率单元电路改为第一种拓扑即二极管嵌位五电平功率单元,进而提出了一种新型的五电平功率单元级联拓扑,并

进行了该电路状态空间方程的分析。同时也研究了基于二极管钳位五电平功率单元的中压级联变频器的主电路、工作方式及其控制算法,并进行了试验验证。

1 五电平级联主电路分析及数学模型

1.1 主电路分析

6kV 三点式五电平级联中压变频器的主电路拓扑如图 1 所示。输入侧 6kV 经过移相变压器对每个功率单元输出独立的交流低压 660V,变频器每相由 3 个五电平功率单元模块级联而成,直接输出到电机。每个功率单元可以输出 5 种电平电压,变频器每相有 $(4N + 1)$ 种电平电压,所以变频器输出线电压电平数为 25。从理论来看,输出波形接近于正弦波。

基于三点式五电平功率单元边的拓扑条件,6kV 系统要求单相输出电压应为 3460V 以上,则单模块输出电压应达到 690V 以上。由此可知模块中间直流电压应达到至少 900V。考虑工程应用中实际可用的功率器件电压等级,绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)应采用 1700V 电压等级而整流二极管应选用 1600V 电压等级,中间直流环节支撑电容应选择 1200V 电压等级。

① 863 计划(2007AA05Z263)和国家自然科学基金(61075065,60774045)资助项目。

② 男,1980 年生,博士生;研究方向:电力电子与变频技术;联系人, E-mail: jinghb@teg.cn
(收稿日期:2011-10-08)

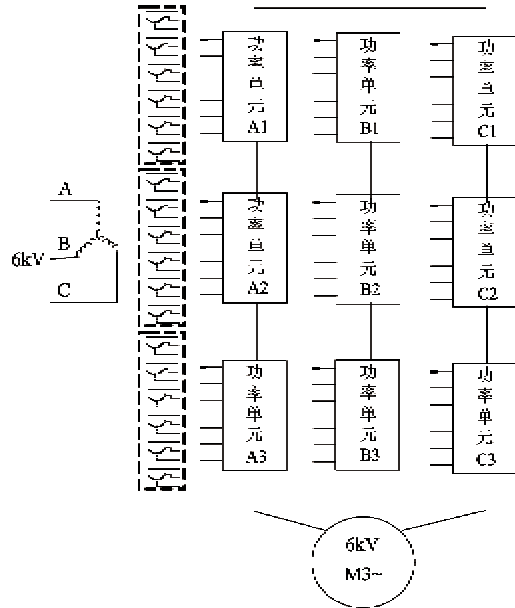


图1 6kV 级联中压变频器

1.2 功率单元数学模型与分析

三点式五电平功率单元拓扑如图 2 所示,每个功率单元有 8 个 IGBT,左桥臂 4 个 IGBT 用符号 S1、S2、S3、S4 来表示;右桥臂 4 个 IGBT 用符号 S5、S6、S7、S8 来表示。左桥臂为输出正桥臂,右桥臂为输出负桥臂。输入端由 2 个六脉波二极管整流桥臂串接,形成一个十二脉波不可控整流桥,直流回路的支撑电容和直流电阻分别由两个同样的直流电容及电阻串接而成。

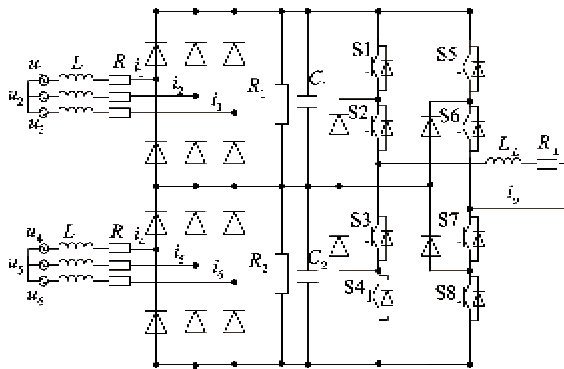


图2 五电平单元拓扑

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{i}_4 \\ \dot{i}_5 \\ \dot{i}_6 \\ \dot{i}_0 \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R/L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_L/L_L & 0 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \\ i_0 \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/3L \\ -1/3L \\ -1/3L \\ -1/3L \\ -1/3L \\ -1/3L \\ -1/s(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{i}_4 \\ \dot{i}_5 \\ \dot{i}_6 \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{a2} \\ u_{a3} \\ u_{a4} \\ u_{a5} \\ u_{a6} \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

假设整流变压器二次侧各等效电阻 R 和等效电感 L 均相同,且支撑电容 $C_1 = C_2 = C$ 。由单元拓扑电路图得到电压及电流方程为

$$\begin{cases} u_{a1} = L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + d_1(t)v_{dc}/2 \\ u_{a2} = L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + d_2(t)v_{dc}/2 \\ u_{a3} = L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 + d_3(t)v_{dc}/2 \\ u_{a4} = L \frac{di_4}{dt} + Ri_4 + d_4(t)v_{dc}/2 \\ u_{a5} = L \frac{di_5}{dt} + Ri_5 + d_5(t)v_{dc}/2 \\ u_{a6} = L \frac{di_6}{dt} + Ri_6 + d_6(t)v_{dc}/2 \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = d_1(t)i_1 + \dots + d_6(t)i_6 - i_d \\ L_L \frac{di_L}{dt} = -R_L i_L + s(t)v_{dc} \\ i_0 = i_d s(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中 i_d 为直流侧向负载端流出的总的直流电流(设流出为正); $u_{a1} \dots u_{a6}$ 、 $i_1 \dots i_6$ 分别为 12 脉冲波整流桥各输入绕组电压、电流; $d_1(t) \dots d_6(t)$ 为六脉波二极管整流器各桥臂的开关函数,可以用上桥臂在一个开关周期内导通时间的占空比代替,由于是二极管不可控整流,因此有 $d_1(t) = \dots = d_6(t) = 1/3$; v_{dc} 为电容 C_1 和 C_2 两端的电压(即直流母线电压); R 、 L 、 L_L 、 R_L 均为电路参数,如图 2 中所示; $s(t)$ 为五电平逆变器的开关函数,可表示为

$$s(t) = \begin{cases} 1, & v_{out} = v_{dc} \\ 1/2, & v_{out} = v_{dc}/2 \\ 0, & v_{out} = 0 \\ -1/2, & v_{out} = -v_{dc}/2 \\ -1, & v_{out} = -v_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

选取 $i_1 \dots i_6$ 、 i_0 、 v_{dc} 为状态变量, $\dot{i}_1 \dots \dot{i}_6$ 、 $\dot{i}_0$ 、 $\dot{v}_{dc}$ 为状态变量的导数,则式(1)可写成如式

形式的状态方程。

从状态方程式(3)中可以看出,整流侧各输入电压 $u_{s1} \cdots u_{s6}$ 相互解耦,互不影响;输入交流电流 $i_1 \cdots i_6$ 也相互解耦,只与相对应的电压和直流母线电压 v_{dc} 有关;直流母线 v_{dc} 的值由各输入电流 $i_1 \cdots i_6$ 及输出电流 i_0 共同确定;在直流母线电压恒定的条件下,功率单元负载电流 i_0 由负载和开关函数 $s(t)$ 决定。

1.3 功率单元输出状态分析

五电平功率单元共有 9 种开关状态,其中 3 种开关状态输出 0 电平。定义 S1、S2、S3、S4 接通,S5、S6、S7、S8 关断时为‘1’状态,而 S1、S2、S3、S4 关断,S5、S6、S7、S8 接通时为‘0’状态。 $u_{s1} \cdots u_{s6}$ 分别为电源侧输入的三相交流电压, i_0 为功率单元输出电流, u_0 为功率单元输出电压。设 S_P 、 S_N 分别为左、右桥臂的开关情况。

根据表 1、表 2 可以得到 S_N 、 S_P 的开关状态与功率单元输出电压的关系如表 3 所示。其中四位开关状态编码由高位到低位分别为 S1、S2、S5、S6 对应的开关状态,均为开通时为‘1’,关断时为‘0’。

表 1 五电平功率单元左桥臂开关表

导通开关	S_P
S1, S2	1
S2, S3	0
S3, S4	-1

表 2 五电平功率单元右桥臂开关表

导通开关	S_N
S5, S6	1
S6, S7	0
S7, S8	-1

由上述表 1、表 2、表 3 可以得到下式:

$$u_o = [S_P \quad S_N] \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (4)$$

再由式(1)可得

$$s(t) = [S_P \quad S_N] \begin{bmatrix} 1/2 \\ -1/2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

从表 3 可以看出,五电平变频器单元共有 9 种开关状态,分别对应 9 种状态编码。其中 3 种开关状态输出 0 电平,对应的三种状态编码为‘1111’、‘0101’、‘0000’。当输出 $0.5V_{dc}$ 时有‘1101’和‘0100’两种状态编码,由 $0.5V_{dc}$ 变换到 0 时,以开关器件状态变化最少为原则,可选取‘0101’为零状态,因为此时 $0.5V_{dc}$ 的两种状态编码中的任意一种

表 3 五电平功率单元输出电压表

输出电压	导通开关	S_P	S_N	开关状态编码	$s(t)$
V_{dc}	S1, S2, S7, S8	1	-1	1100	1
$-V_{dc}$	S3, S4, S5, S6	-1	1	0011	-1
$0.5V_{dc}$	S1, S2, S6, S7	1	0	1101	0.5
$-0.5V_{dc}$	S3, S4, S6, S7	-1	0	0001	-0.5
$0.5V_{dc}$	S3, S2, S7, S8	0	-1	0100	0.5
$-0.5V_{dc}$	S2, S3, S5, S6	0	1	0111	-0.5
0	S1, S2, S5, S6	1	1	1111	0
0	S2, S3, S6, S7	0	0	0101	0
0	S3, S4, S7, S8	-1	-1	0000	0

变为‘0101’编码的零状态,都只改变一个开关状态;同理,输出 $-0.5V_{dc}$ 时有‘0111’和‘0001’两种状态编码,此时也应选择‘0101’为零状态;因此只选择‘0101’一种零状态可满足控制要求。同时还能分析到:零状态‘1111’变换到 $0.5V_{dc}$ 状态‘1101’和 $-0.5V_{dc}$ 状态‘0111’,以及零状态‘0000’变换到 $0.5V_{dc}$ 状态‘0100’和 $-0.5V_{dc}$ 状态‘0001’时也只改变了一个开关状态,因此选择‘0000’和‘1111’两种零状态编码也可满足控制要求。当只选择‘0101’一种零状态时,功率器件的利用率可能不一致,即 S2、S3、S6、S7 利用率高于 S1、S4、S5、S8,而交替选择‘0000’和‘1111’两种零状态时,可保证各功率器件利用率一致。在实际应用中,若只选择‘0101’一种零状态,则只须 7 种有效开关状态。如表 4 所示,表中每两行都只有一个开关状态不同,因

表 4 开关顺序编码表

导通 IGBT 开关	开关状态编码	输出电压
S1, S2, S7, S8	1100	V_{dc}
S1, S2, S7, S6	1101	$0.5V_{dc}$
S3, S2, S7, S6	0101	0
S3, S4, S7, S6	0001	$-0.5V_{dc}$
S3, S4, S5, S6	0011	$-V_{dc}$
S2, S3, S5, S6	0111	$-0.5V_{dc}$
S2, S3, S7, S6	0101	0
S3, S2, S7, S8	0100	$0.5V_{dc}$
S1, S2, S7, S8	1100	V_{dc}

此按表中由上到下的循环顺序给定开关状态脉冲信号,就可以满足开关状态每次只有一个改变,能达到功率器件开关损耗最小的目的。

2 控制算法

多电平级联变换器主要有阶梯波脉宽调制、特定消谐波调制、载波调制法等控制策略^[9-12]。

对于一个 N 单元的变换器,以不同相位的三角载波分别与调制波进行比较,生成相对独立的 N 组脉宽调制(pulse width modulation, PWM)调制信号,去驱动 N 个开关功率单元,各单元的输出电压相叠加生成一个等效的多电平 PWM 波形。假设载波的周期为 T_s ,且对应 360° 相角,则各个载波依次移相 $360^\circ/N$,然后分别与调制波进行比较,每一个级联单元的 SPWM 信号都是由一个三角载波和两个反相位的正弦波产生的。但相互级联的多个单元之间的三角载波有一个相位差 θ 。当 $\theta = \pi/n$ (其中 n 为级联的单元的个数)时,输出相电压的谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)最小。根据第 1 节所述工作模式,单个功率单元的控制算法如图 3 所示。

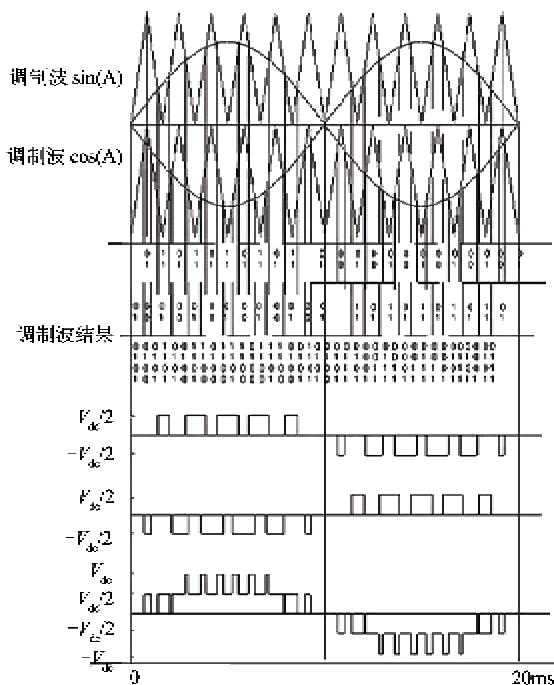


图 3 单个功率单元的调制算法

在功率单元的调制 PWM 波信号过程中,正弦参照波大于零时,参考波大于三角波,输出‘11’,否则输出‘01’;正弦参照波小于零时,参考波大于三

角波,输出‘00’,否则输出‘01’。

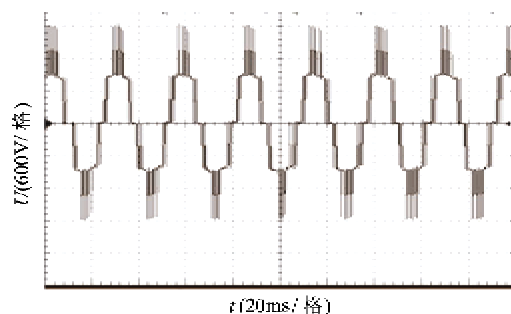
功率单元串联进行载波调制 PWM 波时,采取移相式载波,即同一相中各串联功率单元的载波信号错开一定的电角度^[13-15],使得迭加以后输出电压的等效开关频率大大增加。输出波形等效开关频率的提高,有助于改善输出电压波形,降低电流谐波。输出电压的谐波分量中,低次谐波含量很小,谐波主要集中在与输出等效开关频率对应的高频范围。由于每相由 3 个功率单元级联而成,采用 3 对(每对含正反相信号)依次相移为 120° 的层叠三角载波和参考波进行调制,参考波由主控系统给出。参考调制波对错开 120° ,通过改变调制波的幅值和频率,即可实现变频变压的交流输出。

所以在综合以上方法的基础上,本文研制样机所采取的控制方式为载波相移层叠混合调制方法,即在同一相串联的 3 个功率单元使用同一对调制波,而载波按照全周期移相分别错开 $360^\circ/3 = 120^\circ$ 相角度,并上下层叠输出,输出额定电压时,相电压由各个模块输出电压叠加形成。

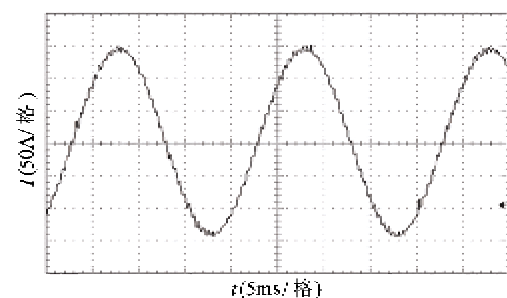
3 试验及结果

本项目在对现有两种电路拓扑进行研究的基础上,提出了基于二极管钳位的五电平功率单元级联变频器,并做了如下几个方面的工作:(1)综合两种现有电路拓扑的优点,构建了一种新的主电路电路拓扑;(2)从理论上分析了输出电压及电路的关系,研究了功率单元电路数学模型和空间状态方程;(3)分析了在不同输出条件下变频器功率单元的工作状态,在 9 种工作模式下输出 5 个不同的电平值;(4)从损耗的角度研究了开关的开关顺序,并提出了优化的开关表和功率单元器件的开关逻辑;(5)研究了载波相移层叠混合 PWM 方法,即基于二极管钳位的五电平功率单元级联变频器的控制算法。为验证上述主电路拓扑及控制算法的正确性和可实现性,在进行上述工作的基础上,研制了 6kV 五电平变频器试验样机。将功率单元按照图 1 所示在试验室进行连接,高压 6kV 通过整流变压器给各功率单元供电,逐步增加变频器输出电压和频率,测得 50Hz 时的电压试验波形和满载电流试验波形。变频器和功率单元的试验电路分别如图 1 和图 2 所示。

图 4(a)与图 4(b)所示分别为满载试验时的功率单元输出电压和输出电流波形,功率单元输出电



(a) 单元输出电压



(b) 单元输出电流

图4 功率单元输出波形

压有效值为 1200VAC;功率单元输出电流 110A,从图中可以看到,输出电流波形非常接近正弦波,因此功率单元的试验可以证明:三点式五电平功率单元输出电流波形稳定,畸变率低,谐波含量小。

变频器试验负载电机的额定电压为 6kV,额定功率为 1MW。图 5 所示为测量的变频器输出电压和输出电流。变频器给定输出电压 6kV,输出频率 50Hz,带 6kV 电机长时间运行考核,试验样机动态性能好,带电机后输出电压 THD 低,输出波形接近于完美正弦波。试验结果证明主电路拓扑及控制算法正确可行,可以广泛用于工程实践。

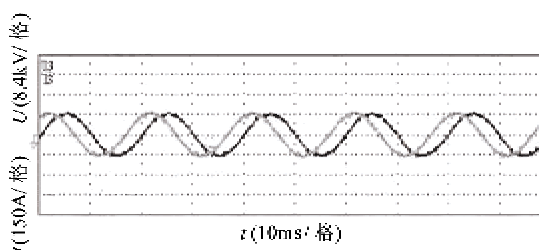


图5 变频器运行数据

4 结论

对研制的 6kV 样机进行试验的结果表明:基于论文所提出的拓扑和控制算法的电机调速系统工作正常,可以稳定实现电机频率与速度的调节,系统电路运行正常,控制输出正确。这种调速装置输出电

平数多,不需要额外的滤波装置,每相串接的功率单元个数仅约三电平功率单元方式的一半,在形式上更为简单,在结构上更为紧凑,单个五电平功率单元输出电压的电平数多,是传统三电平功率单元的 2 倍,在同样条件下输出电平更高,客观上输出至电机定子端电压的 dV/dt 值更小,更有利于电机绝缘性能的提高与电机轴电流的限制,这样的级联五电平单元级联变频器有着很好的研究价值和应用前景。

参考文献

- [1] 张皓, 续名进. 中压大功率交流变频调速技术. 北京: 机械工业出版社, 2006. 4-11
- [2] 李华德. 交流传动控制系统. 北京: 电子工业出版社, 2003. 15-23
- [3] 李永东, 高跃, 侯轩. 大容量多电平变换器 PWM 控制技术现状及进展. 电力电子技术, 2005, 39(5): 2-6
- [4] 中国电机系统节能项目组. 中国电机系统能源效率与市场潜力分析. 北京: 机械工业出版社, 2001. 6-9
- [5] 余致延, 曹达, 彭永进. 二极管箝位五电平变换器控制方法. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 47-49
- [6] Veeranna, S B, Beig, et al. Performance analysis of PWM strategies for cascaded H-bridge three-level inverter. In: Proceedings of the GCC Conference and Exhibition, Dubai, United Arab Emirates, 2011. 81-84
- [7] 李和明, 王毅, 石新春等. 混合级联型多电平变频器拓扑结构研究. 中国电机工程学报, 2006, 26(02): 127-132
- [8] Jose R, Lai J S, Peng F Z. Multilevel inverters: A survey of topologies controls and applications. IEEE Tran. Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738
- [9] 侯世英, 万江, 郑含博. 单相五电平逆变器的多载波 PWM 方法分析. 电力自动化设备, 2007, 27(9): 67-70
- [10] Wang T J, Wu X S, Rao, et al. A novel strategy for composing staircase waveform in multi-module inverters. In: Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering, Wuhan, China, 2011. 963-966
- [11] 吴洪洋, 何瀚宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15
- [12] Fei W M, Wu B, Wu Q. A novel SHE-PWM method for five level voltage inverters with quarter-wave symmetry. In: Proceedings of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Nanjing, China, 2009. 1034-1038
- [13] Zang C Y, Pei Z J, He J J, et al. Research on the application of CPS-SPWM technology in cascaded multilevel in-

- verter. In: Proceedings of the International Conference on Electrical Machine and System, Wuhan, China, 2009. 1-4
- [14] Li J L, Zhu Y, Xu H Y, et al. CPS-SPWM flying capacitor three-level back-to-back converter applicative direct-drive wind power generator system. In: Proceedings of the International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, Beijing, China, 2009. 1-6
- [15] Zhao X, Li G K, Zhao C Y. Research on submodule capacitance voltage balancing of MMC based on carrier phase shifted SPWM technique. In: Proceedings of the 2010 China International Conference on Electricity Distribution, Baoding, China, 2010. 1-6

Research on five-level unit cascaded converter

Jing Huabing^{**}, Nian Xiaohong^{*}, Li Jun^{**}, Qin Canhua^{**}, He Bojun^{**}

(^{*} College of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083)

(^{**} CSR Zhuzhou Electric Locomotive Research Institute, Co. Ltd., Zhuzhou 412001)

Abstract

By combining the characteristics of two current medium-voltage converters, a new circuit topology of converter based on diode-clamp three-point with cascaded five-level power units was proposed. The characteristics of this circuit topology were studied, and the mathematical model and the space state equation of this five-level power unit were derived. The working mode of this medium-voltage converter based on cascaded five-level power units was analyzed, and the relationship of input, output variables to state variables was researched. Switch states of each power device were expounded in detail, and the optimized coding table of switch states was given. The hybrid modulation algorithm with laminated carrier phase-shifting(CPS) was proposed. At last, the experiment on the 6kV prototype was accomplished. The results of the experiment showed this kind of converter more favorable to motors because it required less number of power units, with the higher direct output voltage level and the lower voltage rising rate.

Key words: medium-voltage converter, five-level cascaded, space state equation, algorithm