

整流级有零矢量的 TSMC 调制策略

董锋斌¹, 皇金锋¹, 钟彦儒²

(1. 陕西理工学院 电气工程系, 陕西 汉中 723003;

2. 西安理工大学 电气工程系, 陕西 西安 710048)

摘要: 在整流级无零矢量调制的双级式矩阵变换器(TSMC)中, 各个 PWM 周期内整流级输出平均直流电压为时变量, 增加了逆变级的控制难度。将常规矩阵变换器双空间矢量调制技术推广到 TSMC 中, 分析了整流级有零矢量的 TSMC 双空间矢量调制原理。由于整流级输出的直流平均电压在一个 PWM 周期内为恒值, 逆变级的调制系数不需要在每个 PWM 周期内进行调整, 简化了逆变级的控制。采用整流级与逆变级 2 级开关的协调控制仍能实现整流级零电流换流。用 PSIM 仿真软件对该调制策略进行实验, 仿真结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 双级式矩阵变换器; 双空间矢量调制; 零矢量; PSIM 软件

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)03-0066-05

0 引言

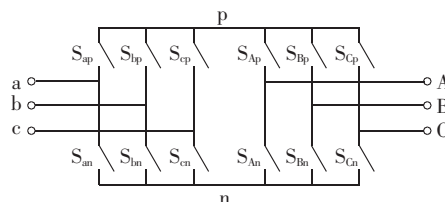
双级式矩阵变换器 TSMC(Two Stage Matrix Converter)具有以下特点: 无需采用常规矩阵变换器的四步换流法, 整流级开关可实现零电流换流, 逆变器开关采用传统的逆变器换流方法, 系统的可靠性高; 具有和常规矩阵变换器一样的输入输出性能; 利用中间直流环节作为母线, 可实现多逆变器输出; 在一定约束条件下, 可以减少开关器件的数量^[1-6]。为了提高电压利用率, TSMC 一般采用整流级无零矢量的双空间矢量调制策略, 但这种调制策略因整流级取消了零矢量, 整流级调制系数为一时变量, 逆变级的调制系数也需要在每个开关周期进行相应调整, 因而在一定程度上增加了控制的复杂度。将常规矩阵变换器双空间矢量调制技术推广到 TSMC 中, 在整流级和逆变级均采用标准的空间矢量调制法, 这样可使每个 PWM 周期内直流平均电压为一恒值, 逆变级的调制系数不需要在每个 PWM 周期进行调整, 简化了逆变级的调制, 同时输入功率因数角也可调整^[7-12]。本文将对整流级有零矢量的 TSMC 调制策略进行研究。

1 双空间矢量调制策略分析

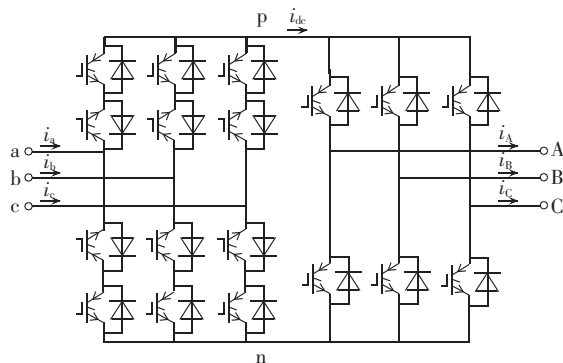
1.1 TSMC 的拓扑结构

TSMC 的拓扑结构如图 1(a)所示。在图 1(a)中,

S_{mj} 表示理想双向开关, $m \in \{a, b, c, A, B, C\}$, $j \in \{p, n\}$; 其对应开关状态 s_{mj} 取值为 1 或 0, 分别表示开通或关断。TSMC 能量要能双向传输, S_{mj} 均采用双向功率开关, 若由 2 个单向功率开关组合成 1 个双向开关, TSMC 拓扑中需要 24 个单向开关。在有些工况下, 不需要能量双向传输, TSMC 的拓扑中仅需要 9 个单向开关。但最常用的是 18 开关的 TSMC, 如图 1(b)所示, 本文将以此为研究对象。



(a) TSMC 拓扑结构



(b) 18 开关的 TSMC

图 1 双级式矩阵变换器的拓扑结构

Fig.1 Topology of TSMC

1.2 整流级空间矢量调制原理

整流级 6 个双向开关共有 64 种开关状态组合, 除去短路状态组合, 其正常的工作过程可用如图 2 所示的 2 个单刀三位开关表示。上、下单刀三位开关

收稿日期: 2010-06-01; 修回日期: 2010-12-17

基金项目: 陕西省教育厅科学研究计划资助项目 (09JK374, 2010 JK468); 陕西省工业自动化省级重点实验室资助项目 (2010 JS042)

Project supported by the Science Research Foundation of Education Department of Shaanxi Province (09JK374, 2010 JK468) and Key Laboratory of Industrial Automation of Shaanxi Province (2010JS042)

状态定义为: $f=x, x \in \{a, b, c\}$, 表示 f 连通 x 相; $h=x$, 表示 h 连通 x 相。交、直流侧电流或电压与开关状态的关系如表 1 所示。三相电流经坐标变换, 在 $\alpha\beta$ 坐标系中的空间矢量为^[13]

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{abc/\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_{abc/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

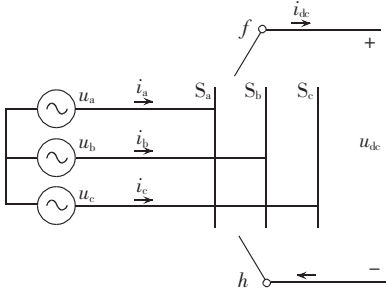


图 2 6 个双向开关网络等效图

Fig.2 Equivalent network of six bi-directional switches

表 1 交流侧电流、直流侧电压与开关状态的关系

Tab.1 Relations among AC-side current, DC-side voltage and switch states

f	h	s_{ap}	s_{an}	s_{bp}	s_{bn}	s_{cp}	s_{cn}	i_a	i_b	i_c	u_{dc}
a	a	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
b	b	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
c	c	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
a	b	1	0	0	1	0	0	i_{dc}	$-i_{dc}$	0	u_{ab}
a	c	1	0	0	0	0	1	i_{dc}	0	$-i_{dc}$	u_{ac}
b	c	0	0	1	0	0	1	0	i_{dc}	$-i_{dc}$	u_{bc}
b	a	0	1	1	0	0	0	$-i_{dc}$	i_{dc}	0	u_{ba}
c	b	0	0	0	1	1	0	0	$-i_{dc}$	i_{dc}	u_{cb}
c	a	0	1	0	0	1	0	$-i_{dc}$	0	i_{dc}	u_{ca}

将表 1 中各种开关状态代入式(1), 得到开关状态电流空间矢量见图 3。若三相参考电流为式(2), 经式(1)变换其对应的空间参考矢量为 I_{ref} 。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}_{ref} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ I_m \cos(\omega_i t - \varphi_i - 120^\circ) \\ I_m \cos(\omega_i t - \varphi_i + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, ω_i 为输入电压频率, φ_i 为输入电流与输入电压的相位差。

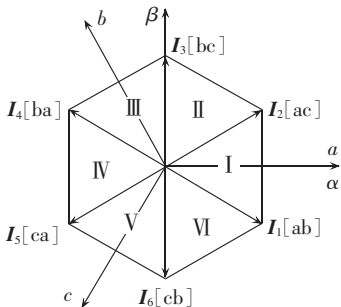


图 3 开关状态电流空间矢量图

Fig.3 Space vector diagram of switch current states

根据空间矢量调制原理, I_{ref} 落在六边形空间矢量中的 k 区间内, $k=1 \sim 6$ 为扇区号。由于开关频率比输入电流的基波频率高得多, 可以认为 I_{ref} 在一个开关周期内为恒值, I_{ref} 可用其所在扇区相邻的 2 个非零基本矢量和零矢量合成, 如图 4 所示。有

$$I_{ref} = d_k I_k + d_{k+1} I_{k+1} + d_0 I_0 \quad (3)$$

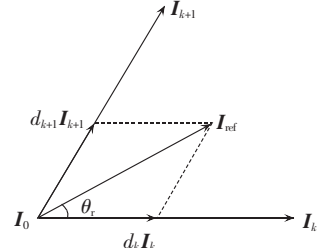


图 4 矢量合成图

Fig.4 Vector composition diagram

当 $k=6$ 时, $I_{k+1}=I_1$ 。式(3)中占空比为

$$\begin{cases} d_k = \frac{2\rho}{\sqrt{3} \|I_k\|} \sin(60^\circ - \theta_r) \\ d_{k+1} = \frac{2\rho}{\sqrt{3} \|I_{k+1}\|} \sin \theta_r \\ d_0 = 1 - d_k - d_{k+1} \end{cases} \quad (4)$$

其中, ρ 为参考输入电流矢量的幅值。若 i_{dc} 的平均电流 I_{dc} 为常量, 有

$$\|I_k\| = \|I_{k+1}\| = \sqrt{2} I_{dc} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)中, 有

$$\begin{cases} d_k = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\rho}{I_{dc}} \sin(60^\circ - \theta_r) = \frac{I_m}{I_{dc}} \sin(60^\circ - \theta_r) = m_r \sin(60^\circ - \theta_r) \\ d_{k+1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\rho}{I_{dc}} \sin \theta_r = \frac{I_m}{I_{dc}} \sin \theta_r = m_r \sin \theta_r \\ d_0 = 1 - d_k - d_{k+1} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $m_r (0 \leq m_r \leq 1)$ 为电流调制系数, $\theta_r = \omega_i t - \varphi_i + 30^\circ - (k-1) \times 60^\circ$ 。

若 I_{ref} 在第 1 扇区, 整流级三相输入电流在一个 PWM 周期内为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 I_{dc} + d_2 I_{dc} \\ -d_1 I_{dc} \\ -d_2 I_{dc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

在第 1 扇区 $\theta_r = \omega_i t - \varphi_i + 30^\circ$, 将其代入式(6)(7)得到:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 + d_2 \\ -d_1 \\ -d_2 \end{bmatrix} I_{dc} = m_r \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i + 120^\circ) \end{bmatrix} I_{dc} = T_{rec1} I_{dc} \quad (8)$$

其中, T_{rec1} 为扇区 1 中调制变换阵。同理可得到其他扇区的占空比形式的调制变换阵如表 2 所示。

将式(6)中 $d_1 \sim d_6$ 代入表 2, 得到 T_{reck} 具有以下

表 2 整流级各扇区的调制变换矩阵

Tab.2 Modulation matrix for all sectors of rectifier stage

扇区号	T_{rec}	扇区号	T_{rec}
1	$[d_1+d_2 \ -d_1 \ -d_2]^T$	4	$[-d_4-d_5 \ d_4 \ d_5]^T$
2	$[d_2 \ d_3 \ -d_2-d_3]^T$	5	$[-d_5 \ -d_6 \ d_5+d_6]^T$
3	$[-d_4 \ d_3+d_4 \ -d_3]^T$	6	$[d_1 \ -d_6-d_1 \ d_6]^T$

通式:

$$T_{\text{rec}} = m_r \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i - 120^\circ) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad k=1, \dots, 6 \quad (9)$$

由此可见,不考虑开关高频谐波的影响,整流级低频调制变换阵是一幅值为 m_r 的三相对称正弦量,其角频率同输入电压频率相同,与输入电压相位差为 φ_i 。通过对 T_{rec} 中 φ_i 的设置可以调节输入功率因数角,将 φ_i 称为输入功率因数控制量。对于 9~18 开关的 TSMC, φ_i 的调节范围为 $-30^\circ \leq \varphi_i \leq 30^\circ$ [12]。

1.3 逆变级空间矢量调制及 2 级开关协调控制

1.3.1 逆变级的空间矢量调制

常规 DC/AC 逆变器直流电压为恒定值,而 TSMC 的逆变级在一个 PWM 周期内的直流电压为不等的 2 级直流电压和零压。在整流级的第 1 扇区,一个 PWM 周期内直流电压 u_{dc} 的平均值为

$$U_{\text{dc}} = u_{\text{ab}} d_1 + u_{\text{ac}} d_2 + 0 \cdot d_0 = (d_1 + d_2) u_a - d_1 u_b - d_2 u_c = \mathbf{T}_{\text{rec}}^T [u_a \ u_b \ u_c]^T \quad (10)$$

若三相输入电压为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\text{im}} \cos(\omega_i t) \\ U_{\text{im}} \cos(\omega_i t - 120^\circ) \\ U_{\text{im}} \cos(\omega_i t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(9)(11)代入式(10)得:

$$U_{\text{dc}} = \frac{3}{2} m_r U_{\text{im}} \cos \varphi_i \quad (12)$$

同理,在其他扇区也能得到式(12)的结论。由式(12)知,当 m_r 、 U_{im} 和 $\cos \varphi_i$ 一定时,直流电压 U_{dc} 在一个 PWM 周期内为恒定值。这样,逆变级的调制系数不需要在每个 PWM 周期进行调整,简化了逆变级的调制。由逆变级 6 个开关不同状态的组合可以得到 SVM 调制的示意图如图 5 所示 [14-15]。根据空间矢量调制原理, $\mathbf{U}_{\text{ref}}$ 落在六边形空间矢量中的 k 区间内, $k=1 \sim 6$ 为逆变级空间矢量的扇区,其相邻两有效空间矢量为 $\mathbf{U}_k$ 、 $\mathbf{U}_{k+1}$, $\mathbf{U}_0$ 为零矢量。有

$$\mathbf{U}_{\text{ref}} = d_k \mathbf{U}_k + d_{k+1} \mathbf{U}_{k+1} + d_0 \mathbf{U}_0$$

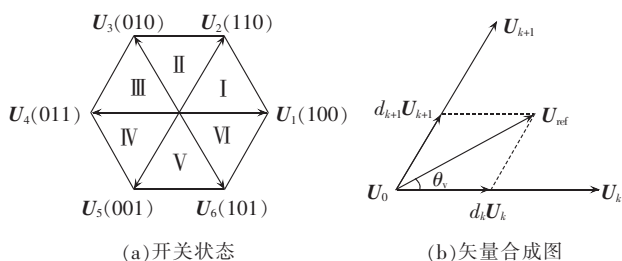


图 5 逆变级空间矢量调制

Fig.5 Space vector modulation of inverter stage

$$d_k = m_v \sin(60^\circ - \theta_v)$$

$$d_{k+1} = m_v \sin \theta_v$$

$$d_0 = 1 - d_k - d_{k+1}$$

其中, m_v ($0 \leq m_v \leq 1$) 为逆变级的调制系数,与整流级无零矢量的 SVM 法不同的是 m_v 为常数,无需修正。

1.3.2 2 级开关的协调控制

由于 u_{dc} 在一个 PWM 周期内有零电压,因此逆变级的调制要与整流级协调进行,其方法为:在整流级输出零电压期间逆变级输出零矢量,在 2 级线电压下分别进行一次空间矢量调制,如图 6 所示。其中 T_s 为 PWM 周期。假设整流级在第 1 扇区, t_1 、 t_2 分别为 u_{ab} 、 u_{ac} 作用的时间。 t_{v1} 为逆变级矢量 $\mathbf{U}_k$ 在整流级输出 u_{ab} 下作用的时间, t_{v2} 为逆变级矢量 $\mathbf{U}_{k+1}$ 在整流级输出 u_{ab} 下作用的时间, t_{v3} 为逆变级矢量 $\mathbf{U}_k$ 在整流级输出 u_{ac} 下作用的时间, t_{v4} 为逆变级矢量 $\mathbf{U}_{k+1}$ 在整流级输出 u_{ac} 下作用的时间,其余时间为零矢量 $\mathbf{U}_0$ 的作用时间。如果将逆变级的零电压矢量作用的一部分时间分配在整流级开关的切换处 [12],可以实现整流级开关的零电流换流,其对应的开关矢量顺序见图 6。

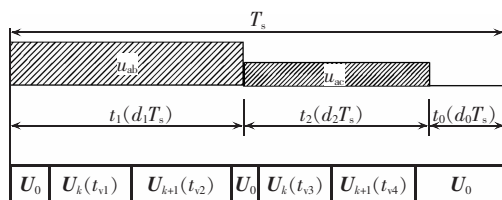
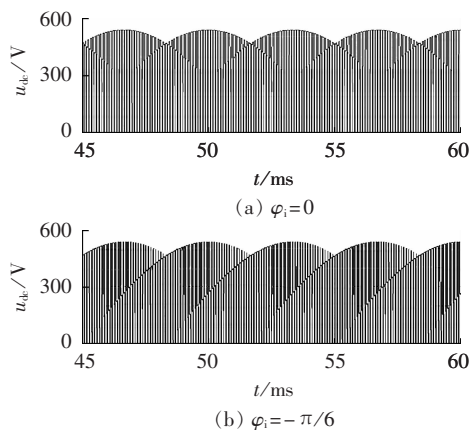


图 6 开关矢量顺序图

Fig.6 Sequence diagram of switching vectors

2 仿真实验

根据以上原理,采用 PSIM 软件对调制策略进行验证。仿真参数:输入三相对称电源为 380 V/50 Hz;输入侧滤波电感 $L_i=0.5$ mH,滤波电容 $C_i=15$ μ F;输出侧滤波电感 $L_o=0.1$ mH,滤波电容 $C_o=17$ μ F;负载为三相对称阻感负载,每相电阻为 4 Ω ,电感为 1 mH; $T_s=0.1$ ms; $m_r=0.8$; $m_v=0.8$;输出频率为 100 Hz。仿真结果如图 7~9 所示,其中,图 7 为输入侧未加滤波器时不同 φ_i 设置下的直流电压波形;图 8 为输入侧加滤波器时不同功率因数角的 a 相输入电压、电流波形;图 9 为输出侧加滤波器时的三相输出相电压波形。



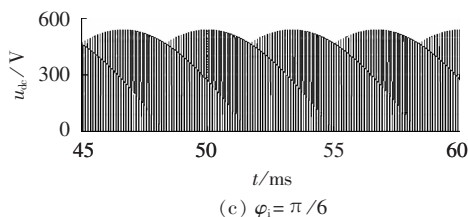


图7 不同功率因数角的直流电压波形

Fig.7 Waveforms of DC voltage for different power factors

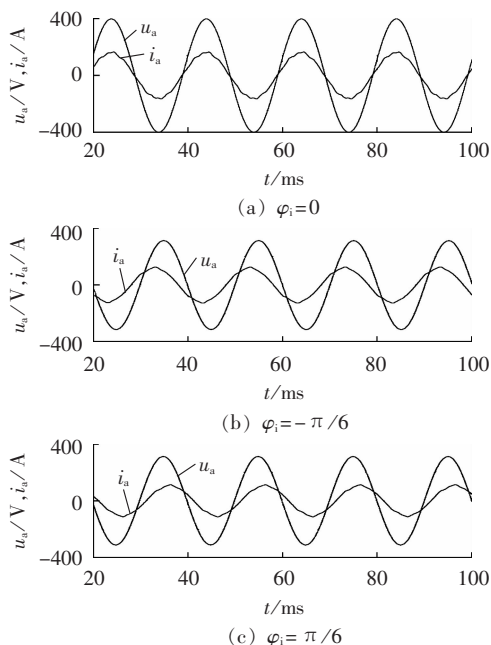


图8 不同功率因数角的输入电压、电流波形

Fig.8 Waveforms of input voltage and current for different power factors

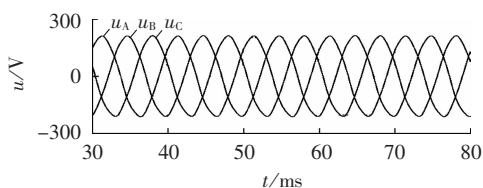


图9 三相输出电压波形

Fig.9 Waveforms of three-phase output voltage

从仿真波形来看,改变参考输入电压的初相位,可以实现输入无功功率控制,仿真中逆变级的调制系数不需要在每个PWM周期修正,降低了控制的复杂性,仿真结果与理论分析一致。输出三相相电压波形呈正弦规律变化,符合负载要求。

3 结论

本文讨论了整流级有零矢量的TSMC双空间矢量调制策略,分析了整流级有零矢量的TSMC双空间矢量调制策略的优点,推导了整流级调制变换阵,分析了输入功率因数控制方法。为了实现整流级零电流换流,分析了整流级与逆变级2级开关的协调控制。利用PSIM仿真软件对TSMC的调制策略进行验证,仿真波形表明了理论分析的正确性,将对TSMC的物理实现研究起到一定的推动作用。

参考文献:

- [1] 孙凯,周大宁,梅杨. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007:162-170.
- [2] KLUMPNER C, BLAABJERG F. A new cost-effective multi-drive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology[C]//37th Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference. Aalborg, Denmark:IEEE, 2002:444-452.
- [3] CASADEI D, SERRA G, TANI A, et al. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 370-381.
- [4] ALEXANDER L, LIAN J, GIOVANNA O T. A novel clamp circuit for a regenerative rectifier using AC/AC matrix converter theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2005, 41(1): 68-74.
- [5] HUBER L, BOROJEVIC D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-1246.
- [6] HIDENORI H, EIJI Y. Improvement of output voltage control performance for low-speed operation of matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1372-1378.
- [7] KANG J K, HARA H, YAMAMOTO E, et al. The matrix converter drive performance under abnormal input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 721-730.
- [8] NIELSEN P, BLAABJERG F, PEDERSEN J K. Space vector modulated matrix converter with minimized number of switches and feed-forward compensation of input voltage unbalance[J]. Proceeding of PEDES, 1996, 2(1): 833-839.
- [9] KLUMPNER C, BLAABJERG F. Modulation method for a multiple driver system based on a two-stage direct power conversion topology with reduced input current ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 922-929.
- [10] KLUMPNER C, WHEELER P, BLAABJERG F. Control of a two-stage direct power converter with a single voltage sensor mounted in the intermediary circuit[C]//Proceedings of IEEE PESC 2004. [S.l.]: IEEE, 2004: 2386-2392.
- [11] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林, 等. 18开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 84-90.
DENG Wenlang, YANG Xinrong, ZHU Jianlin, et al. Space vector modulation strategy of two-stage matrix converter with 18 switches and its simulation study[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 84-90.
- [12] 邓文浪. 双级式矩阵变换器及其控制策略研究[D]. 长沙: 中南大学信息科学与工程学院, 2007.
DENG Wenlang. Study on two-stage matrix converter and its control strategy[D]. Changsha: Central South University, 2007.
- [13] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 172-179.
- [14] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林, 等. 无功功率可控的双级矩阵变换器空间矢量调制策略[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(18): 33-38.
DENG Wenlang, YANG Xinrong, ZHU Jianlin, et al. Space vector modulation of two-stage matrix converter for the control of reactive power[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(18): 33-38.
- [15] 王汝田, 王建勋, 伏祥运, 等. 双级矩阵变换器的SPWM控制策略及无功功率控制[J]. 电网技术, 2006, 30(21): 66-70.
WANG Rutian, WANG Jianze, FU Xiangyun, et al. Study on control strategy for SPWM method of two-stage matrix converter and reactive power control[J]. Power System Technology, 2006,

30(21):66-70.

(实习编辑: 李 莉)

电子技术的教学和科研工作;

皇金锋(1978-),男,陕西岐山人,讲师,硕士,主要从事电力电子技术方面的教学和科研工作(E-mail: sxlgxydqx@126.com);

钟彦儒(1950-),男,湖北天门人,教授,博士研究生导师,研究方向为电动机及其控制、电力电子与电力传动等。

作者简介:

董锋斌(1973-),男,陕西周至人,副教授,主要从事电力

Modulation technology for TSMC with zero vectors in rectifier stage

DONG Fengbin¹, HUANG Jinfeng¹, ZHONG Yanru²

(1. Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723003, China;

2. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The average DC output voltage of rectifier stage in a PWM cycle of TSMC (Two-Stage Matrix Converter) without zero vectors is variable, which increases the difficulty of inverter stage control. The two-space-vector modulation technology of conventional matrix converter is introduced to reduce the control difficulty of TSMC. The two-space-vector modulation principle of TSMC with zero vectors is analyzed. As the DC average output voltage of rectifier stage in a PWM cycle is constant, the modulation factor adjustment of inverter stage in a PWM cycle is avoided, which simplifies the control of inverter stage. Zero-current commutation is achieved with two-stage switching coordinative control. The modulation strategy is simulated with PSIM software and the correctness of theoretical analysis is verified.

Key words: two-stage matrix converter; two-space-vector modulation; zero vectors; PSIM software